

OTOMATİK KONTROL TÜRK MİLLİ KOMİTESİ ULUSAL TOPLANTISI

BİLDİRİLER KİTABI

DERLEYEN
Prof. Dr. Zafer BİNGÜL

Kocaeli Üniversitesi
Umuttepe Yerleşkesi, Kocaeli
11-13 Eylül 2014

OTOMATİK KONTROL TÜRK MİLLİ KOMİTESİ ULUSAL TOPLANTISI 2014 - KOCAELİ

A1 – Mobil Robotlar I

11 Eylül 2014 Perşembe – 1. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Hasan OCAK (Kocaeli Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Yakup GENÇ (GYTE)

Gece Görüi Özellikli Bir Mobil Robot İçin Şekil Eşlemeye Dayalı Lider Takibi(Bildiri No : 8)

Tolga YÜKSEL (Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi)

Mobil Robotların Deneysel Simülasyonunda Kullanılan Platformların İncelenmesi(Bildiri No : 40)

Aydın GÜLLÜ (Trakya Üniversitesi)
M. Ozan AKI (Trakya Üniversitesi)
Hilmi KUŞÇU (Trakya Üniversitesi)
Mustafa ARDA (Trakya Üniversitesi)

Akıllı Tekerlekli Sandalye için Algılayıcı Tabanlı(Bildiri No : 64)

Mehmet AKÇAKOCA (İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti.)
İsmail KILIÇ (İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti.)
Uğur YAYAN (İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti.)
Bora AKAR (İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti.)
Ahmet YAZICI (Eskişehir Osmangazi Üniversitesi)

Ajan Yapısı Kullanılarak ATEKS Lider Takibi ve Engelden Sakınma Eylemi (Bildiri No : 68)

Otonom Çim Biçme Robotu Seyrüseferinde Odometrik Hata Düzeltme Metodu Geliştirilmesi(Bildiri No : 110)

Serkan ÇİÇEK (TURA Mühendislik)
E. İlhan KONUKSEVEN (ODTÜ)
A. Buğra KOKU (ODTÜ)
Ardıç KAROL (TURA Mühendislik)

Gece Görüş Özellikli Bir Mobil Robot İçin Şekil Eşlemeye Dayalı Lider Takibi

Tolga YÜKSEL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Bilecik
tolga.yuksel@bilecik.edu.tr

Özetçe

Kameralı mobil robotlardan istenen özelliklerden biri de liderini (sahibini) tanıması ve takip edebilmesidir. Bu çalışmada IR-LED kamera ile gece görüş özelliğine sahip BLMρ mobil robotunun şekil eşlemeye dayalı lider takibi özelliği geliştirilmiş, 2B çapraz korelasyon ve şekil betimleme yöntemleri uygulanmış ve şekil takibini içeren Kalman süzgeci özelliği eklenmiştir.

1. Giriş

Navigasyon araştırmacıların 30 yıldan fazla bir süredir üzerlerinde uğraştıkları mobil robotlar için en temel problemlerden biridir. Son 10 yılda ise gömülü sistemlerin gelişmesi ve yüksek kar marjı ile araştırmalar daha çok insan-makina etkileşimine doğru yönelmektedir. Navigasyonun ötesinde, sosyal hayattaki mobil robotlar insan sahiplerine veya liderlerine hizmet edebilmek, onları destekleyebilmek ve onları takip edebilmek için onlarla etkileşime geçebilmek zorundadır [1]. Bu etkileşim temelde insan bulma ve insan tanıma şeklinde iki aşamalıdır.

İnsan bulma üzerine çoğu çalışma arkaplan çıkarma veya optik akış gibi statik kamera ile kullanılan yöntemler üzerine kurulmuştur fakat "mobil" terime herşeyi değiştirmektedir. Hareket eden kamera ve hareketli robot için çözüm yüksek veri boyutları, yüksek hesapsal yük ve yüksek maliyet içeren derinlik (RGB-D) kameralarının kullanımıdır. Bunlara ek olarak kullanılabilecek bir lazer mesafe-bulucu (LIDAR) kısa tepelerin aşılması gerektiği durumlarda liderini kaybetmeye çok müsaittir, ayrıca LIDAR bir insan grubu içinde liderin kim olduğunu algılayamaz [2].

İkinci aşama olan insan tanıma veya çoğu robotik uygulamasındaki adıyla lider takibi, insan bulma ile ilgili çalışmaların gerisinden gelmektedir. LIDAR ile yürüyüş tanımayı ve termal görüntü ile sınıflandırmayı içeren yaygındır fakat bu tip yaklaşımlar sınıflandırma oranlarının düşük olduğu durumlarda çalışmayı bırakmaktadır [3-4]. GPS ile iyi sonuçlar elde edilse de bu durumda lider GPS cihazı taşımak zorundadır ve GPS her ortamda kullanılabilir olmamaktadır. Ayrıca bu sorunlara yüz, elbise, vücut şekli tanıma ile çözümler üretse de liderin duruşu ve benzer vücut özelliklerine sahip insanlar arasından lideri ayırt etme bu yaklaşımların sorunları olarak devam etmektedir. Lider takibi için kullanılan ve sırasıyla vücut şekli tanıma, belirteç çizgiler ve işaretçi (beacon) kullanan askeri amaçlı insansız kara aracı (İKA) örnekleri Şekil 1'de gösterilmiştir.

Bu insan dostu olmayan sorunların yanında kamera ile lider takibini temel alan çoğu çalışma ışığın mevcut olduğu durumda anlamlıdır. Gizliliğin önemli olduğu ve karanlığın gerektiği çalışmalarda karanlıkta da aktif olan bir kamera kullanılmak zorundadır. Termal kameralar bir çözüm olsa da bu kameraların maliyeti neredeyse robotun geri kalanı kadardır. İlgili çalışmalar bakıldığında Santoz ve ark. renkli kamera ve lidere ait elbiselerin renk-doku nitelikleri kullanmışlar, ayrıca takip için LIDAR ile yürüyüş takibi yapmışlardır [3]. Treptow ve ark. termal kamera görüntüsü üzerinde eliptik dış hat modeli ve parçacık filtreleri ile lider tanıma olmadan insan takibini gerçeklemişlerdir [4]. Luo ve ark. LIDAR verisi ve kamera görüntülerini olasılık yöntemlerini kullanarak kaynaştırmışlardır [5]. Li ve ark. lider ayrımı yapmadan çoklu insan bulma ve takibine odaklanmış ve en büyük benzerlik ve gradyanların histogramı (HOG) kullanarak çoklu insan bulan ve ortalama-kaydırma takibi ile insan takibi yapan stereo kameralı bir servis robotu tasarlamışlardır [6]. Böhme ve ark. çok yönlü kamera, stereo kamera ve mikrofona sahip tam ölçekli bir servis robotu tasarlamışlardır [7]. Tasarladıkları robot çok yönlü kamera görüntüsü ve insan sesini kullanarak hem kendinin hem de insan konumlaması yapabilmektedir. Ess ve ark. stereo kameralı bir mobil robot üzerinde UKF, görsel odometri ve Bayes ağını birleştirerek kamera konumu, stereo derinlik bilgisi ile insan takibini gerçeklemişlerdir [8]. Jung ve Sukhatme LIDAR ve kamera görüntüsü üzerinde çerçeve farkı, SIFT ve parçacık filtreleri ile gerçek zamanlı hareket ve insan takibi yapabilen bir sistem önermişlerdir [9].

a)  b)  c) 

Şekil 1: Lider takibi yapabilen askeri İKA örnekleri a) Lockheed Martin SMSS b) Boston Dynamics LS3 c) IAI Rex

a) b) c)



Şekil 2: BLM*ρ* ve lider a) Genel görünüm b) Işıkla IR-LED kamera görüntüsü c) Işıksız IR-LED kamera görüntüsü

Bu çalışma ise a) aydınlatma kısıtı olmadan lideri arkadan takip edebilme b) lideri seçebilme ve değiştirebilme c) düşük maliyet d) gerçek zaman uygunluk başlıklarına odaklanarak daha gerçekçi bir yaklaşımla lider takibi sorunlarını çözmeye çalışmaktadır. Çalışmada daha önce önerilen düşük maliyetli mobil robot çözümü-BLM*ρ*'ya (BiLecik Mobil Robot) eklenen özellikler sunulmuştur [10]. Çalışmada "H" şekli liderin sırtına yerleştirilmiştir ve bu şekil BLM*ρ* tarafından şekil eşleme yöntemleri ile tanınmaktadır. BLM*ρ*, şekil merkezini yatay görüntü merkezinde tutacak ve lider ile arasındaki mesafeyi sabit tutacak şekilde görsel geribesleme yardımıyla otonom olarak yönlenmektedir.
İzleyen bölümde BLM*ρ*'nun genel özellikleri ve şekil eşleme tabanlı lider takibinin nasıl yapıldığı ve adımları anlatılmıştır. Üçüncü bölümde deneysel çalışmalardan, son bölümde ise çalışmanın sonuçları ve gelecek çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. BLM*ρ* ile şekil eşlemeye dayalı lider takibi

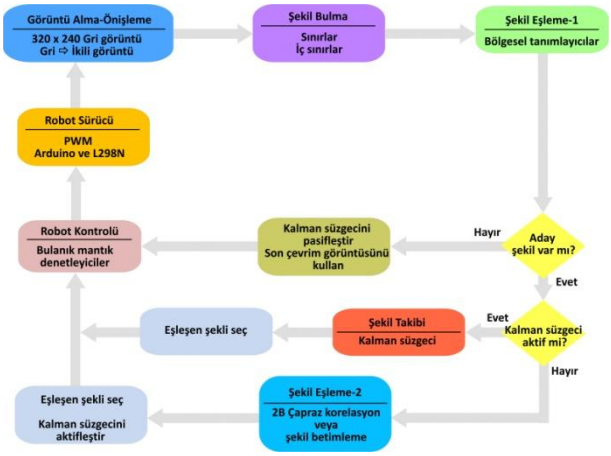
Diferansiyel sürüşe sahip BLM*ρ* üzerindeki IR-LED kamera sayesinde gece görüş özelliğine sahiptir. Bu kamera gece modunda gri ölçekli görüntü vermektedir. BLM*ρ*'ya ait motorlar Arduino UNO mikrodenetleyici tarafından üretilen PWM sinyallerinin L298N sürücülerine gönderilmesiyle sürülmektedir.
BLM*ρ* üzerinde üç farklı program beraber çalışmaktadır. Birinci yazılım MATLAB *Image Processing Toolbox* ve *Computer Vision Toolbox* ile çalışan şekil bulma ve eşleme yazılımı, ikincisi MATLAB *Fuzzy Logic Toolbox* ve Arduino UNO kütüphaneleri ile çalışan robot denetleyici program ve üçüncüsü is Arduino üzerinde çalışan, Arduino ile MATLAB haberleşmesini sağlayan ve yollanan komutlara göre 8 bitlik çözünürlükte motorlara PWM sinyalleri gönderen motor sürme yazılımıdır.
BLM*ρ* ve lidere ait görünüm ve kameradan alınan görüntünün ışıklı ve ışıksız ortamdaki halleri Şekil 2'de verilmiştir. BLM*ρ* ile lider takibine ait şema ise Şekil 3'te verilmiştir. İzleyen altbölümlerde şema adımları açıklanmıştır.

2.1. Görüntü alma-önişleme

Şemanın ilk adımı görüntüyü şekil eşlemeye hazırlamak amaçlı görüntü alma ve önişleme adımıdır. alınan görüntü 320×240 çözünürlüklü ve 20 fps'de gri ölçekli görüntüdür. alınan görüntü 0-1 arası ölçekte 0.9 eşikleme ile beraber ikili görüntü haline dönüştürülmüştür.

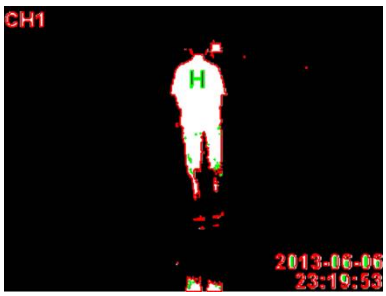
2.2. Şekil bulma

Herhangi bir görüntüdeki şekiller kapalı sınırlar olarak tanımlanır ve sınır bulma işlemiyle elde edilebilir. Bu işlem görüntünün içinde ilgilenilen kısımların ayrılması için de kullanılmaktadır. İkili görüntü içindeki sınırlar, dolayısıyla şekiller, bağlantılı pikseller içinde komşu piksellerden bir



Şekil 3: BLM*ρ* ile lider takip şeması

veya birden fazlası tanımlı bölge içinde olmayan piksel kümesi olarak tanımlanır [11]. Bağlantılı pikseller ise 4'lü veya 8'li komşu pikseller cinsinden tanımlıdır.
Bu tanıma bağlı olarak bir şeklin dışını çevreleyen dış sınır ve, eğer varsa, şekilnin içindeki delik veya deliklerden dolayı oluşan iç sınırlar bulunabilir. Şekil 4'te, örnek ikili görüntünün 8'li komşuluk kullanılarak bulunan şekle ait dış sınırları kırmızı, iç sınırları yeşil ile gösterilmiştir. MATLAB *Image Processing Toolbox* altında tanımlı olan sınır bulma fonksiyonu Jacob'ın durma kriteri ile modifiye edilmiş Moore Komşuluk Takip Algoritması'nı kullanmaktadır [11]. Şekil 4'te görüldüğü üzere lider üzerindeki şekil aslında bir iç sınır yani delik olarak görünmektedir.



Şekil 4: İkili görüntüdeki dış(kırmızı) ve iç(yeşil) sınırlar

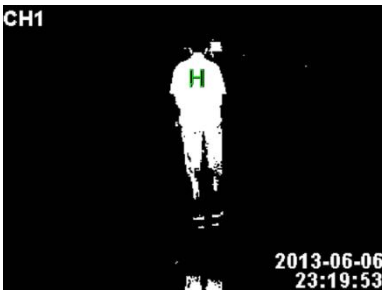
2.3. Şekil eşleme-1: Bölgesel tanımlayıcılar

Şekil eşleme bir görüntü içinde tanımlayıcı olarak tanımlanan nitelikler açısından daha önceden tanımlanmış şekil veya şekil grubu ile benzer nitelikleri taşıyan şekilleri bulmak olarak tanımlanır. En temel tanımlayıcılar sınır pikselleri cinsinden tanımlanan bölgesel tanımayıcılardır. Özellikle şeklin formu önemli olduğunda ve çalışmadaki gibi ikili görüntü

kullanıldığında bu tip tanımlayıcıların kullanımı uygundur.
Şekil eşlemede iç sınırlı şekiller arasında "H" harfi şeklindeki iç sınır bulunmalıdır. Bu aşamaya geçmeden önce Şekil 4 incelendiğinde "H" harfi şeklindeki lider üzerindeki şeklin iç sınıra, görüntünün sol üst köşesinde kamera yazılımından gelen "CH1" yazımı içindeki "H" harfinin ise dış sınıra sahip olduğuna, bu yüzden doğrudan elendiğine dikkat edilmelidir.
Bölgesel tanımlayıcı olarak zincir kodu, Fourier tanımlayıcıları, istatistiksel momentler kullanılabilir [11]. Bu çalışmada ise şekil eşleme için şeklin alanı ve çerçeve oranı(aspect ratio) olmak üzere iki farklı bölgesel tanımlayıcı kullanılmıştır. Lider üzerinde tanımlı "H" şeklinin hem sabit uzaklığı sağlamak, hem de küçük ve benzer şekillerden kaçınmak amacıyla alan olarak 50 pikselden daha az olamayacağı ve çerçeve oranının 1/1.9 ile 1/0.9 arasında olması gerektiği şeklinde tanımlanmıştır. Bu tanımlamaya ilişkin mantıksal kural (1) ile verilmiştir:

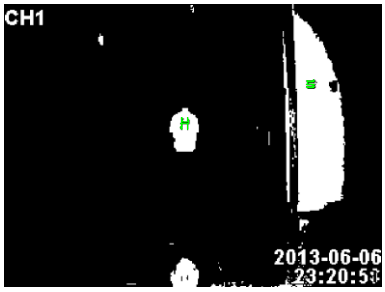
EĞER ($A(S(i))>50$)&($AR(S(i))<1.9$&$AR(S(i))>0.9$)
İSE $S(i)$ şekil adayı (1)

Burada i şekil indeksi, $S(i)$ şekil küme S içinde değerlendirilen şekil, $A(S(i))$ ve $AR(S(i))$ sırasıyla değerlendirilen şeklin alanı ve çerçeve oranıdır. Örnek görüntüye (1)'in uygulanmasından sonra elde kalan şekil Şekil 5'te gösterilmiştir.

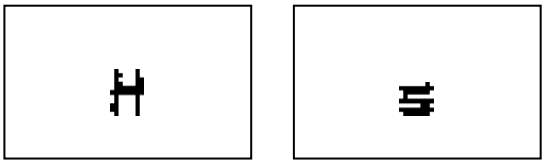


Şekil 5: İkili görüntüdeki dış(kırmızı) ve iç(yeşil) sınırlar

Şekil 5'te görüldüğü üzere lider takibi için gerekli şekil elde edilmiştir fakat şekil benzerliği durumunda (1) ile tanımlı kuralı sağlayan farklı aday şekiller ortaya çıkabilmektedir. Bu örneklerden biri ve elde edilen iki şekil Şekil 6'da yeşil ile gösterilmiştir.



a) Bölgesel tanımlayıcı yanıltıcı örnek görüntü



b) Birinci şekil c)İkinci şekil

Şekil6: Bölgesel tanımlayıcı yanıltıcı örnek görüntü ve elde edilen aday şekiller

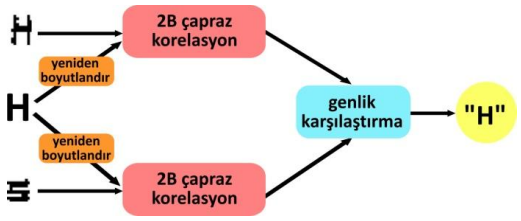
Şekil 6 ile gösterilen durumlardan kurtulmak için lider takip şeması 2B çapraz korelasyon veya şekil betimleyici olarak adlandırılan tanımlayıcılardan seçili olanı aktifleştirmektedir.

2.4. Şekil eşleme-2a: 2B çapraz korelasyon

Çapraz korelasyonun 2B hali iki matris arasındaki benzerliği hesaplayabilir. Bu yöntem ikili haldeki iki görüntü arasındaki benzerliği de hesaplayabilir ve bu sayede şekilleri eşlemek için de kullanılabilir [12-13]. 2B çapraz korelasyon eş boyutlu görüntüler için korelasyon katsayısı adlı bir değer üretir ve bu değer eşleme için kullanılır. Korelasyon katsayısı hesabı (2) ile verilmiştir:

$$C_k = \frac{\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}(A(i,j)-m(A))(B(i,j)-m(B))}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}(A(i,j)-m(A))^2\right)\left(\sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N}(B(i,j)-m(B))^2\right)}} \quad (2)$$

Burada A, B aday ve hedef şekil, $M\times N$ A, B şekillerinin boyutları $A(i,j)$, $B(i,j)$ şekillerin piksel değerleri, $m(A)$ ve $m(B)$ ise A, B şekillerinin ortalama piksel değerleridir.
Yukarıda belirtildiği üzere 2B çapraz korelasyon için şekil eşleme için denenecek aday şekiller ile hedef şekil aynı boyutlu olmalıdır. Bu sebeple önce aday şeklin en küçük çerçeveli hali elde edilir ve hedef "H" şekli aynı boyutlara yeniden boyutlandırılır. Daha sonra aday şekiller ile hedef şekil çapraz korelasyona sokulur ve en büyük korelasyon katsayısına sahip şekil eşleşen şekil olarak tanımlanır. Şekil 7'de bu durum Şekil 6'daki aday şekiller için gösterilmiştir.



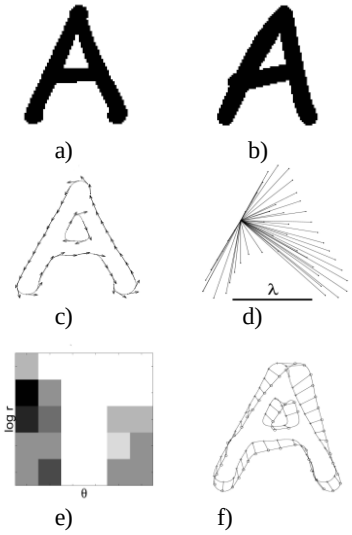
Şekil7: Örnek görüntü aday şekilleri için korelasyon işleyişi

2B çapraz korelasyon iyi bir eşleme yöntemi olması ve hesapsal yükün düşün olmasına rağmen bu yöntemle çoklu hedef şeklini çoklu aday şekiller arasında aramak zordur. Ayrıca bu çalışmada gözardı edilse de aday şeklin dönme bilgisi gerekli ise bu yöntemle elde edilmesi zordur. Tanımlı döndürülmüş hedef şekiller için korelasyon katsayısı hesabı yapılabilir fakat bu da gerçek zamana uygun düşmeyebilir.

2.5. Şekil eşleme-2b: Şekil betimleme

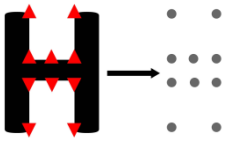
Şekil betimleme 2B ve 3B şekillere ait noktaların karşılıklarını bulma ilkesine dayalı bir şekil tanımlayıcıdır [14]. Şekil betimlemede her şekil, sınırına ait noktaların bir kümesi ile tanımlanır ve şekil betimleme bu küme içindeki her bir noktaya göre diğer noktaların dizilişi ile ilgilenir. İki şekil arasındaki eşlemeyi bulmak her bir örnek noktanın karşılığını aday şekillerdeki noktalarda aramadır ve karşılık düşen noktanın benzersiz(tek) olduğu kabul edilir. Ayrıca aday şeklin nokta sayısının hedef şekle eşit olması gerekir. Eğer değilse eksik sayıda yüksek şekil betimleme değerine sahip geçersiz nokta aday şekle eklenir. Şekil betimleme, şekil eşlemenin yanında şekiller arasında hizalama dönüşüm matrisi de tanımlayabilir. Bu sayede eğer gerekli ise liderin duruşu da bulunabilir. Şekil betimleme her ne kadar gerçek-zamanlı eşleme için iyi bir yöntem olmasa da hedef şekil sayısının 1

olması ve aday şekil sayısının azlığı, yöntemi bu çalışma için uygun hale getirmektedir. Şekil betimleme algoritmasının adımları burada verilmemekle beraber adımları gösteren örnek Şekil 8'de verilmiştir [14].



Şekil 8: Şekil betimleme adımları a) Hedef şekil b) Aday şekil c) Alınan 50 örnek nokta ve teğetleri d) Örnek bir noktadan diğer noktalara çizilen vektörler e) d)'deki vektörler için elde edilen uzaklık-açı histogramı f) Eşlenen nokta gösterilimi

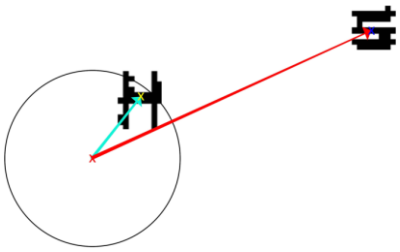
Şekil betimleme yönteminin eşleme başarımı seçilen nokta sayısına bağlıdır. Nokta sayısının artırmak eşleme oranını artırırken hesapsal yükü de artırmaktadır. Bu ödünleşme gözönünde bulundurularak hedef şekil "H" üzerindeki kenar noktalarından 10 tanesi seçilmiştir. Seçilen noktalar Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 9: Şekil betimleme için seçilen hedef şekil noktaları

2.6. Şekil takibi

Şekil eşleme sonrasında eşleşen şeklin alınan bir sonraki görüntüdeki yerini kestirmek daha güvenilir, hızlı ve sürekli lider takibini sağlayabilir. Bu sebeple çalışmada Kalman süzgeci yardımıyla şekil takibi yapılmıştır. Kalman süzgecinin çalışmada sadece hesapsal yükü azalttığı ve eşlemeye yardımcı olmadığı belirtilmelidir.
Eşleme sonrası aktifleşen Kalman süzgeci, aday şekiller içinde kestirilen şekil merkezinden elde edilen dairesel veya dikdörtgen sınır bölgesi içinde kalan aday şekli eşleşen şekil olarak kabul eder. Çalışmada liderin hareket kabiliyeti

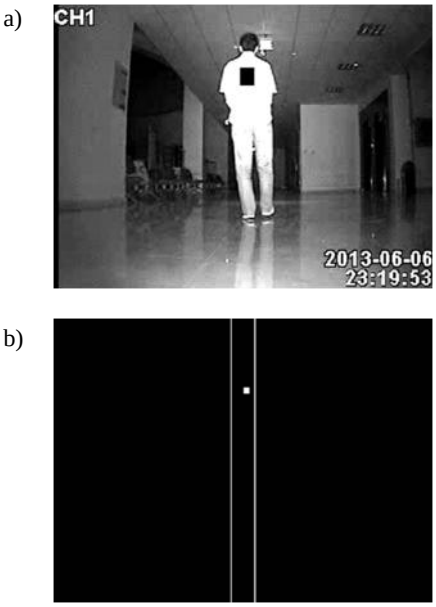


Şekil 10: Kalman süzgeci için dairesel sınır tanımı

gözönünde bulundurularak 20 piksel çaplı bir merkez kestirim sınır bölgesi belirlenmiştir. Bu bölgenin Şekil 6 örnek görüntüsü için gösterilimi Şekil 10'da verilmiştir. Burada sarı ve mavi renkler aday şekil merkezlerini, kırmızı ise bir önceki görüntüde eşleşen şeklin merkezini göstermektedir.

2.7. Mobil robot kontrolü

BLMρ lider üzerindeki "H" harfini sabit bir uzaklıkta izler ve bu şekli görüntü merkezinde tutmaya çalışır. Sabit uzaklık için şekil alanı 180 piksel kare ile sınırlandırılmış, liderin duruşuna bağlı hata gözardı edilmiştir. Bu hatanın yok edilmesi için liderin ve buna bağlı olarak şeklin duruş açısının bilinmesi gerekir.
Lideri ve şekli yatayda görüntü merkezinde tutmak için tek merkez pikseli tanımı yerine ölüband olarak tanımlanabilecek 150-170 piksel (merkez:160) arası tanımlanmıştır. Bu tanımlama örnek görüntü için Şekil 11'de gösterilmiştir. Örnekte eşleşen şeklin alanı 154 piksel kare ve merkezi (163,62)'de bulunmaktadır.



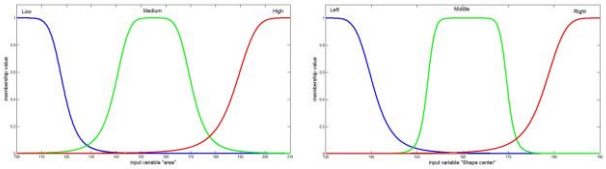
Şekil 11: Örnek görüntüde eşleşen şekil a) Alanı b) Merkezi

BLMρ'yu kontrol etmek için görüntü tabanlı kontrol önerilmiş ve sağ ve sol teker için bulanık mantık denetleyiciler(BMD) tasarlanmıştır. Kapalı çevrim kontrol şeması Şekil 12'de verilmiştir.



Şekil 12: BLMρ'nun kapalı çevrim kontrolü

Sağ ve sol teker için kullanılan BMD'ler ayrı ayrı tasarlanmıştır fakat giriş ve çıkışlar için aynı üyelik fonksiyonlarını kullanmaktadır. BMD'ler giriş olarak şekil alanını ve yatay eksendeki merkez değerini giriş olarak almakta ve sağ ve sol tekerler için kontrol sinyallerini çıkış olarak vermektedir. Bu sinyaller Arduino UNo tarafından PWM sinyallerine dönüştürülmekte ve L298N sürücülerine yollanmaktadır. Şekil 13'te BMD'lere ilişkin üyelik



Şekil 13: BMD üyelik fonksiyonları a) Alan b) Merkez

Tablo 1: BMD kural tabanları

Sol teker			
Alan/Merkeze mesafe	Sol	Orta	Sağ
Düşük	Yavaş	Hızlı	Hızlı
Orta	Dur	Yavaş	Hızlı
Yüksek	Dur	Dur	Yavaş
Sağ teker			
Alan/Merkeze mesafe	Sol	Orta	Sağ
Düşük	Hızlı	Hızlı	Yavaş
Orta	Hızlı	Yavaş	Dur
Yüksek	Yavaş	Dur	Dur

Dur: 0, Yavaş: 128, Hızlı: 255

fonksiyonları ve Tablo 1'de kural tabanları verilmiştir.
Şekil eşleme aşamasında eşleşen herhangi bir şekil bulunamaması veya liderin görüntü çerçevesi içinde bulunmaması durumunda BLMρ, eşleşen bir şekil bulana kadar son komutu işlemeye devam etmektedir.

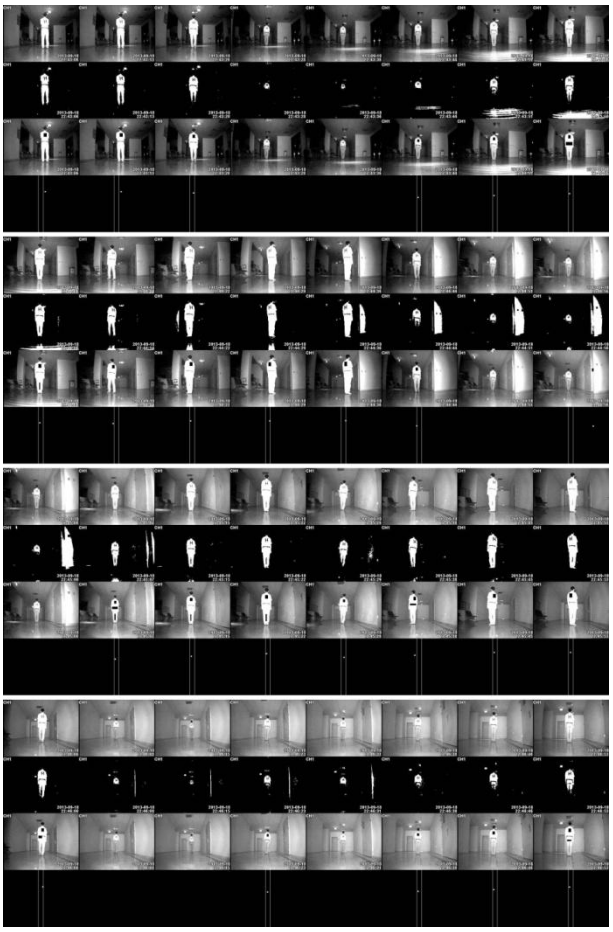
3. Deneysel çalışmalar

Bu bölümde yapılan deneyler sonucu önerilen lider takip şemasının başarımı göstermek ve eşleme yöntemlerini değerlendirmek amacıyla eşleme oranları ve hesapsal zaman karşılaştırmaları verilmiştir. Ayrıca BLMρ'nun örnek çalışmasını göstermek ve karşılaşabileceği farklı senaryoları tanıtmak için 2B çapraz korelasyonun kullanıldığı 6037 görüntü çerçeveli örnek bir video kaydedilmiş ve bu videodan 32 görüntü (her 190 görüntüde bir örnek) Şekil 14'te verilmiştir. Her bir 4'lü satırda sırasıyla alınan gri görüntü, ikili görüntü hali, (1) ile tanımlı alan kuralını sağlayan ve eşleşen şeklin siyah ile kapatıldığı görüntü ve ölüband ve eşleşen şekil merkezinin gösterildiği görüntü verilmiştir.
Şekil 14'teki bazı görüntülerde (örn. (4,4) ve (4,5)) bölgesel tanımlayıcı sonrasında herhangi bir eşleşen aday şekil bulunamadığı görülmektedir. Bu durum lider çok uzakta olduğu zaman oluşabilir. Bu durumdan kaçınmak için alan tanımlayıcı iyi ayarlanmalıdır fakat bu tanımlayıcının çok küçük seçilmesinin yanlış şekillerin eşleşmesine sebep olabileceği unutulmamalıdır. Şekil 14'teki (8,8) görüntüsünde yanlış eşlemede gösterilmiştir.
Bölgesel tanımlayıcılar sonrasında eşleme oranları Tablo 2'de verilmiştir. Tablo 2 incelendiğinde eşleşen aday şeklin olmadığı görüntü sayısının gözardı edilmemesi gerektiği görülmektedir. Her ne kadar bu oranlar bir şekil eşleme

Tablo 2: Bölgesel tanımlayıcılardan sonra eşleme oranları

	Aday şekilsiz	Tek aday şekilli	Çoklu aday şekilli	Doğru eşleme oranları
2B çapraz-korelasyon	995 (16.48%)	4943 (81.88%)	99 (1.64%)	5039 (99.94%)
Şekil betimleme	995	4943	99	4998 (99.12%)

Görüntü sayısı: 6037



Şekil 14: Örnek videodan alınan görüntüler ve işlenmiş halleri

çalışması için yeterli sonuçlar verse de, bu sonuçlar gelişmiş şekil eşleme yöntemlerin ve bölgesel tanımlayıcıların dikkatli kullanılması gerektiği göstermektedir. Yoğunluk ve dairesellik oranı gibi farklı bölgesel tanımlayıcılar kullanılabilir fakat bu tip tanımlayıcıların hedef şekil çok daha farklı bir şekle sahip olduğunda geçerli olduğu unutulmamalıdır.
Tablo 2 incelendiğinden 2B çapraz-korelasyon ve şekil betimleme yöntemlerinin doğru eşleme oranlarının oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Alınan görüntülerdeki düşük gürültü seviyesi ve yavaş hareket eden lidere bağlı olarak bu oranlar elde edilmiştir. Ayrıca şekil betimleme yönteminin çok az bir farkla 2B çapraz-korelasyondan düşük olduğu görülmektedir. Şekil betimleme aday şeklin kenar bilgisine ihtiyaç duymaktadır ve başarımı nokta sayısına bağlıdır. kenar bilgisinin tam elde edilememesi başarımı düşürmektedir. Bunu aşmak için açma-kapama ve genişleme operatörleri kullanılabilir fakat bu operatörlerin kullanımı kenar bilgisini bozabilir. Nokta sayısını arttırarak da başarım arttırılabilir fakat gerçek zamanda çalışma yapıldığı unutulmamalıdır.
Çalışmanın temel amaçlarından olan gerçek zamanlı çalışma başarımını göstermek amacıyla şekil eşleme ve takibini içeren lider takip şeması için örnek bir görüntü üzerinden MATLAB *Profiler* kullanılarak hesapsal zaman karşılaştırması yapılmış ve Tablo 3'de verilmiştir. Tablo 3 tüm yöntemlerin 2 fps ve daha fazla değerlerle gerçek zamanlı çalışmaya uygun

Tablo 3: Lider takibi için hesapsal zaman karşılaştırması

	2B çapraz-korelasyon	Şekil eşleme	Kalman süzgeci
Hesapsal zaman (s)	0.320	0.533	0.270

olduğunu göstermektedir. Bu noktada 2 fps hızın insan hareketlerini yakalayacak kadar hızlı olduğu belirtilmelidir. Beklendiği üzere şekil betimleme 2B çapraz korelasyondan çok daha fazla zamana ihtiyaç duymaktadır. Ayrıca Kalman süzgecinin kendi başına hesapsal yükü azalttığı da görülmektedir.

MATLAB Profiler ile şemanın adımları incelendiğinde ise hesapsal zamanın çoğunun bulanık çıkarım birimi ve şekil sınır çıkarım adımları tarafından harcandığı görülmektedir. Bu adımlarla ilgili herhangi bir seçim seçeneği olmadığından hesapsal zamanlarının azaltılamayacağı belirtilmelidir.

Bu eşleme ve hesapsal yük başarımlarının yanında BLM*ρ*'nun çoğu iç ortam görsel navigasyon uygulamasından sorun olduğu belirtilen yerden yansıyan siluet sorunu ile baş edebildiği Şekil 14'te görülmektedir.

BLM*ρ*'nun çalışmasına dair örnek video youtube.com/watch?v=NpFE1zBGCdc adresinde bulunabilir.

4. Sonuçlar ve gelecek çalışmalar

Bu çalışmada gece görüş özellikli mobil robot BLM*ρ* için şekil eşlemeye dayalı bir lider takip sistemi önerilmiştir. Önerilen sistem yüksek maliyetli LIDAR'a alternatif oluşturabilecek düzeydedir ve istenildiğinde lider değiştirme özelliğine sahiptir.

Çalışmada liderin taşıdı şekil "H" olarak tanımlanmıştır. Tanımlanan şeklin şekil eşleme yöntemleri ile yüksek tanınma oranlarına sahip olması gerekir. Ayrıca tasarlanan sistemin farklı şekiller taşıyan farklı liderler için uygun olması gerekir. Çalışmada bu koşullar sağlanmıştır.

Çalışmada iç sınırlar şekli bulma, bölgesel tanımlayıcılar, 2B çapraz-korelasyon ve şekil betimleme şekil eşleme için kullanılmıştır. 2B çapraz-korelasyon daha iyi eşleme oranları verirken bu oranlarda bölgesel tanımlayıcıların etkisi mutlaka gözönünde bulundurulmalıdır. Çalışmada Kalman süzgeci hesapsal yükü azaltmıştır ve tüm şekil eşleme yöntemleri ile uyumludur.

Liderin duruşu, sabit tutulmak istenen mesafede hatalara sebep olabilir fakat çalışmada bu hatalar gözardı edilmiştir. Gelecek çalışmalarda dönme bilgisi veren şekil eşleme yöntemleri kullanılarak liderin duruşu çıkarılacak ve daha etkin bir lider takip sistemi elde edilecektir.

5. Teşekkür

Bu çalışma Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi BAP fonu, 2011-01-BİL.01.001 no ile desteklenmiştir.

6. Kaynakça

[1] B. Jensen, N. Tomatis, L. Mayor, A. Drygajlo, R. Siegwart, "Robots Meet Humans-Interaction In Public Spaces", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt 52, s:1530-1546, 2005.

[2] J. Graham, K. Shillcutt, "Robot Tracking Of Human Subjects In Field Environments", International Symposium on Artificial Intelligence, Robotics and Automation in Space, 2003.

[3] V. A. Santos, X. M. Pardo, R. Iglesias, A.C. Rodriguez, C.V. Regueiro, "Feature Analysis For Human Recognition and Discrimination: Application To A Person-following Behaviour In A Mobile Robot", *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 60, s:1021-1036. 2012.

[4] A. Treptowa, G. Cielniak, T. Duckett, "Real-time People Tracking For Mobile Robots Using Thermal Vision", *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 54, s: 729-739, 2006.

[5] R. C. Luo, Y. J. Chen, C. T. Liao, C. Tsai, "Mobile Robot Based Human Detection and Tracking Using Range and Intensity Data Fusion", Advanced Robotics and Its Social Impacts, s:1-6, 2007.

[6] L. Li, S. Yan, X. Yu, Y. K. Tan, H. Li, "Robust Multiperson Detection and Tracking For Mobile Service and Social Robots", *IEEE Transactions On Systems, Man, and Cybernetics-Part B: Cybernetics*, Cilt: 42, s: 1398-1412, 2012.

[7] H. J. Böhme, T. Wilhelm, J. Key, C. Schauer, C. Schröter, H. M. Groß, T. Hempel, "An Approach To Multi-modal Human–machine Interaction For Intelligent Service Robots", *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 44, s: 83-96, 2003.

[8] A. Ess, K. Schindler, B. Leibe, L.V. Gool, "Robust Multiperson Tracking From A Mobile Platform", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, Cilt: 31, s: 1831-1846, 2009.

[9] B. Jung, G. S. Sukhatme, "Real-time Motion Tracking From A Mobile Robot", *International Journal of Social Robotics*, Cilt: 2, s: 63-78, 2010.

[10] T. Yüksel, "IR-LED Kameralı Mobil Robot İle Nesneye Dayalı Lider Takibi", TOK-2013, s: 919-924, 2013.

[11] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, *Digital Image Processing*, Üçüncü baskı, Pearson-Prentice-Hall, 2008.

[12] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, S.E. Eddins, *Digital Image Processing Using MATLAB*, İkinci baskı, Pearson-Prentice-Hall, 2008.

[13] F. Y. Shih, *Image Processing And Pattern Recognition*, IEEE Press-Wiley Publication, 2010.

[14] S. Belongie, J. Malik, J. Puzicha, "Shape Context: A New Descriptor For Shape Matching And Object Recognition", Neural Information Processing Systems Conference, s: 831-837, 2000.

Mobil Robotların Deneysel Simülasyonunda Kullanılan Platformların İncelenmesi

Aydın GÜLLÜ[1], *M. Ozan AKI*[1], *Hilmi KUŞÇU*[2], *Mustafa ARDA*[2]

[1] İpsala Meslek Yüksekokulu Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Trakya Üniversitesi / Edirne
aydingullu@trakya.edu.tr, ozanaki@trakya.edu.tr

[2] Mühendislik Fakültesi Makine Mühendisliği Bölümü
Trakya Üniversitesi / Edirne
hilmi@trakya.edu.tr, mustafaarda@trakya.edu.tr

Özetçe

Mobil robotların kullanımı günümüzde oldukça artmıştır. Otonom çalışan bu robotların kontrol yazılımlarını iyi bir şekilde geliştirilmesi önemlidir. Yapay zeka tabanlı geliştirilen bu yazılımların fiziksel robotların üzerinde denenmesi çoğunlukla yüksek maliyetler gerektirir. Mobil robotların farklı fiziksel çevreler için denenebilmesi oldukça zordur. Mobil robotlar için geliştirilen algoritmaların farklı fiziksel çevreler ve robotlar üzerinde denenebilmesi, sonuçların gözlemlenmesi ticari ve akademik çalışmalar için önemlidir. Bu sebeple mobil robot davranışlarının simülasyonunun yapılması için çeşitli yazılım platformlar üretilmiştir. Akademik veya ticari olarak geliştirilen robotların, denemelerinin ilk olarak bilgisayar ortamında yapılması hem zaman hem de maddi olarak kazanç sağlayacaktır. Bu kapsamda çeşitli firma veya kişiler tarafından birçok mobil robot simülatörü kullanıma sunulmuştur. Bu çalışmada, mobil robot uygulamaları için kullanabilecek, akademik çalışmalarda en çok kullanılan 10 mobil robot yazılımı incelenmiştir. Yazılımların kullanımı, lisans seçenekleri, çalıştığı platformlar ve avantajlarının incelendiği bu çalışma mobil robot simülatörleri hakkında bilgi vermektedir.

1. Giriş

Mobil robotlar ilk olarak ikinci dünya savaşı sırasında askeri olarak kullanılmaya başlanmıştır. Sonrasında belirli işleri yapmak için geliştirilen mobil robotlar, günümüzde farklı görevleri yerine getirmek üzere karşımıza çıkmaktadır [1-3].

Yapısal olarak kendi kendine hareket edebilen, üzerinde çeşitli eyleyicilerin bulunduğu, hareket esnasında çevre ya da hareket yörüngeleri için bilgilerin alındığı algılayıcıların olduğu ve bu elektronik birleşenler arasında koordinasyonu sağlayan bir elektronik kontrol devresi bulunan bir cihazdır [4, 5]. Bu yapı geliştirilerek kendi kendine hareket edebilen karar verebilen ya da bir görevi yerine getirebilen sistemlere dönüştürülebilir [6].

Mobil robotun çalışma mekanizması, çevredeki verileri algılayan sensörler, bu verileri yorumlayarak karar veren mikro denetleyici ve sonuç doğrultusunda çıkış işlemlerini yapan eyleyicilerden oluşmaktadır. Mobil robotlarda en önemli mekanizması karar verme mekanizmasıdır. Bu önceleri elektronik devrenin mantıksal olarak planlanması ile olurken, günümüzde yerini mikro denetleyicilere bırakmıştır. Mikro denetleyici tabanlı mobil robotlarda karar verme ya da kontrol işlemleri bilgisayar ortamında geliştirilen yazılım vasıtası ile olmaktadır.

Robotların kontrol edilmesinde, bilgisayarlarda geliştirilen yazılım algoritmalarının önemi artmaktadır. İyi bir mobil robot kontrolü için iyi bir yazılım geliştirilmesi gerekmektedir. Ancak yapılan yazılımın önemi kadar, yazılımın donanım ile birlikte uyum içerisinde çalışması da gerekmektedir. Bunun yanı sıra çoğunlukla akademik çalışmalarda geliştirilen mobil robotların denenebilmesi için fiziksel bir mobil robot ve çevre oluşturmak oldukça maliyetlidir. Birden fazla kez tekrarlanan denemeler ise birçok zaman kaybına neden olmaktadır. Ayrıca gerçek hayatta mobil hareket eden bir mekanizmada en önemli sorun enerji sorunudur. Bilgisayar mühendisliği alanında çözümün sadece bilgisayar ortamında, .NET vb uygulamalar üzerinde yapılması yeterli iken makine, mekatronik veya kontrol mühendisliklerinde fiziksel olarak denenebilmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada mobil robotların fiziksel ortamda olduğu gibi bilgisayar ortamında denenebilmesi için kullanabilecek çeşitli platformlardan bahsedilecektir. Bu, birçok akademik çalışmanın daha verimli sonuçlara ulaşmasını, gereksiz kaynak ve zaman israfını azaltmaya yardımcı olacaktır.

Bundan sonraki bölümlerde açık kaynak kodlu ve ticari mobil robot simülasyonunda kullanabilecek çeşitli yazılımlar ve bu yazılımların birbirlerine göre avantajlarından bahsedilecektir.

2. Ticari Mobil Robot Simülasyon Platformları

Ticari Robot simülatörleri ilk önceleri ticari süreçlerde kullanılan robotların simülasyon ve programlanması için kullanılmakta iken günümüzde artık araştırma veya eğitim amacı içeren robotlarda da kullanılabilir hale gelmiştir. İlk olarak 90'lı yıllarda Deneb Robotics ve Tecnomatix Technologies firmaları tarafında askeri ve havacılık alanında endüstriyel robotları simülasyonu ve üretilen mobil cihazların denenmesi için geliştirilen yazılımların sayısı günümüzde oldukça artmıştır [7, 8]. Ticari olarak geliştirilen yazılımlarda kar amacı güdüldüğü için, açık kaynak kodlu yazılımlara göre daha çok özellik ve yenilik sunulmaktadır. İnternet ortamında yapılan araştırmalarda ve mobil robotlar üzerine yazılan akademik yayınlarda kullanılan 12 adet ticari yazılıma rastlanmıştır. Bu yazılımlardan 5'i sadece robot kol simülasyonu yaptığı, geriye kalan 7 tanesinin mobil robot simülasyonu için kullanılabilecek yazılımlar olduğu görülmüştür. Bu yazılımlar içerisinden en çok kullanılan 5 tanesi incelenmiştir.

2.1. ANYKODE MARILOU

1999 yılında çalışmalarına başlayan Fransız şirket mobil robot ve çevre simülasyonunu yapan Marilou ismindeki yazılımın son halini 2010 yılında satışa sunulmuştur. Programda üç boyutlu çevre tasarımı yapılabilmekte ve çalışma esnasında gerçek hayata yakın (yerçekimi, moment, ağırlık vb.) tepkiler verebilmektedir. Öğrenciler için kısıtlı yazılım ve süre için ücretsiz olarak sunulan programda, ticari olarak Pro, Project ve Edu olmak üzere üç adet lisanslama seçeneği sunulmaktadır [9].

Yazılım geliştirme ve simülasyon aşamalarını; ilk olarak robot tasarımı yapılması, sonra çevrenin üç boyutlu(3D) olarak yapılandırılması ve en son olarak robot kontrol yazılımı geliştirilerek simülasyon yapılması olarak sınıflandırabilir. Programda mobil robot tasarımı esnekçe yapılabilmektedir. 3D çizim ortamında mobil robotun, motor konumları, gövde yapısı belirlenebilmektedir. Programda, mobil robot ile çevre arasında veri akışını sağlamak için birçok algılayıcı bulunmaktadır. Tasarlanan bir mobil robota jiroskop, GPS, Lidar gibi algılayıcılar ekleyerek robot kontrol yazılımı geliştirilebilir. Yazılım geliştirme aşamalarında ise Marilou çeşitlilik sunmaktadır. .NET tabanlı yazılımlardan C, C++, C++ CLI, C#, VB # ve J # gibi dilleri desteklemektedir. Bu mobil robot tasarımcısı için birçok kolaylık sağlamaktadır. Ayrıca programın, MATLAB, Bonavision iRSP gibi yazılımlarla da geliştirilmesi farklı yazılım ortamlarda, farklı algoritmaların denenebilmesine imkan sağlayacaktır. Kontrol yazılımlarının geliştirilmesinin ardından derlenen program ile robotu 3D ortamda davranışları gözlemlenebilmektedir. Program gerçek dünyadan fiziksel verileri gönderme ve alma gibi bir özellik de sunmaktadır. Bu sayede gerçek zamanlı çalışmalar yapılabilir.

Çok yönlü tekerleklerin kinematik analizinin yapıldığı, [10], çok robotlu ve çok kullanıcılı ortamda dağıtık fonksiyonların analizinin yapıldığı[11], mobil robotlarda bulanık durum haritalamasının yapıldığı [12] bu ve bunun gibi birçok çalışmada Marilou Robotik Simülatörü kullanılmaktadır[13-15].

2.2. COGMATION ROBOTSİM

LEGO grubunun desteklediği Canada'da 2005 yılından itibaren faaliyet gösteren Cogmation Robotics firmasının ürettiği yazılımdır. LEGO® MINDSTORMS denetleyici ve fiziksel parçaların bulunduğu yazılımda geliştirilen projelerin, gerçek ürünler üzerinde denenebilme imkanı bulunmaktadır. LEGO ürünlerinin yanı sıra iROBOT, Nao insansı robotunun da 3D simülasyon ve yazılım geliştirme işlemleri kolaylıkla yapılabilmektedir. Marilou yazılımda olduğu gibi çevre fizik kanunlarına uygun olarak oluşturulabilmektedir. Bu yazılımda kullanılan robotlar gerçek robottur. Aynı firmanın robotBuilder yazılımı ise robot tasarımı için geliştirilmiştir. Ancak yapılan tasarımlar LEGO veya standart parçaların birleştirilmesi ile sağlanmaktadır. Bu simülasyonu yapılan robotun, gerçekte de kullanabilmesine imkan sağlamaktadır. C++ API kullanılarak geliştirilen altyapı ile robotların programlanması herhangi bir programlama dili kullanılarak yapılabilmektedir. Geliştirilen NI LabVIEW Kütüphanesi ile doğrudan LabVIEW üzerinden kontrol imkanı sunulmaktadır. Mekanik ve elektronik bilgisinin çok fazla bilinmese de projelerin geliştirmesindeki kolaylık ve yazılımın basit oluşu sebebi ile robotSim orta öğretim öğrencileri tarafından çok kullanılmaktadır[16].

LEGO NXT veya EV3 denetleyicileri kullanılarak yapılan akademik araştırmalarda da robotSim yazılımı kullanılarak çeşitli simülasyonlar yapılmaktadır[17, 18].

2.3. MICROSOFT ROBOTICS DEVELOPER STUDIO

Microsoft tarafından 2006 yılından itibaren geliştirilen Windows tabanlı mobil robot kontrol ve simülasyon programıdır. En son 2012 yılında Robotics Developer Studio 4 versiyonu çıkmıştır. NET tabanlı geliştirilen uygulama çoğunlukla blok programlama şeklinde geliştirilmektedir. Visual Programming Language adı verilen bu dil önceden tanımlanmış çeşitli blokların art arda bağlanması ile çalışmaktadır. Bilinen programla dillerinin aksine, dil robot kontrolü ve çevre oluşturmada bazı sınırlar getirmektedir. Bu platformda daha önceden tanımlanmış gerçek olarak da üretilen iRobot, LEGO NXT gibi mobil robotlar mevcuttur. Algılayıcı kütüphanesi diğer yazılımlara göre daha az ve sınırlıdır. Fakat birçok uygulama için gerekli olan mesafe sensörü, ip kamera gibi önemli cihazlar mevcuttur. 3D çevre yapılandırması, önceden tanımlanmış modeller kullanarak sağlanmaktadır. Microsoft tarafında geliştirilmesi yavaş ilerleyen bu yazılım ücretsiz olarak sunulmaktadır [19].

X MAI ve arkadaşlarının yapmış oldu yörünge planlama simülasyonu [20], robotlarda model bir sürüş yaklaşımı[21], labirent çözümü[22] gibi birçok mobil robot uygulamasında Microsoft Robotics Developer Studio kullanılmaktadır. Ayrıca yazılım ile robot kol simülasyonu ve kontrolü de yapılabilmektedir[23].

2.4. V-REP PRO

İlk sürümünü 2010 yılında çıkartan İsviçre firması Coppeliarobotics'in yapmış olduğu güncelleştirmeler ile 2014 yılında V-REP 3.1.1. sürümünü çıkarmıştır. Birçok faklı işletim sistemi üzerinde çalışabilen program yapı itibari Marilou yazılımına benzemektedir. 3D çevre tasarımının basitçe yapılabildiği programda zengin çevre araçları, robot ve robot algılayıcıları ile büyük bir kullanım kolaylığı sunmaktadır. V-REP gerçek fiziki ortamı, ODE, BULLET ve VORTEX kütüphanelerini kullanarak sağlamaktadır. Kontrolör yazılımı geliştirilmek için sunulan C/C++, Python, Java, Lua, Matlab, Octave ve Urbi dilleri farklı kullanıcılar için adaptasyon süreçlerini kısaltır. Kontrol yazılımı geliştirilmesi 7 farklı dil için dışarıda yazılarak veya programın kendi kod parçaları değiştirilerek yapılabilmektedir. Akademik çalışmalarda geliştirilen yapay zeka algoritmalarını denemek için Pyton, Matlab gibi yazılımlarının kullanımı, robot programlama ve simülasyon için büyük kolaylık sağlamaktadır. Program içerisinde fiziksel robot mevcuttur. Bunlardan bazıları E-puck, hexapot, Nao, line follower vb [24].

V-REP mobil robotları simülasyonunun yanı sıra robot kol simülasyonu da yapabilmektedir. Kinematik ve ters kinematik denklerimi gibi robot kol problemlerinin çözümü kolaylıkla sağlanmaktadır. Yine programda tanımlı olarak Kuka, Jabo ve ABB robot kolları hazır olarak sunulmaktadır.

Akademik olarak, Nero-PID kontrollü yürüyüş kontrolünün yapıldığı çalışma[25], adım uyumlu endüstriyel programlama sisteminin geliştirildiği çalışma[26], parçacık sürü optimizasyon yöntemi ile insansı robot geliştirildiği bu ve bunun gibi bir çok çalışmada[27] V-REP robot simülatörü kullanılmıştır.

2.5. WEBOTS

1998 yılında İsviçre'de kurulan Cyberbotics firmasının geliştirdiği robot simülatörüdür. 3D fiziksel çevre sağlayan program akademik çalışmalarda çok kullanım yeri bulmuştur. Kütüphanesinde fiziksel çevre modelleri ve gerçek robotlar bulunmaktadır. Bunlardan bazıları, E-puck, Nao, Khepera'dır. Robot kontrolörlerinin yazılımlarını programda bulunan editörde geliştirilebilmektedir. Robotların programlanması C/C++, Java, Pyton, Matlab ve Urbi dilleri ile kendi editöründen derlenebilmektedir. Yazılım ve simülasyon arayüzü basit ve kullanışlıdır. Webots, E-puck robotunun kontrol yazılımı programda geliştirerek fiziksel robota yüklenmesine imkan sağlamaktadır. Program ekran çıktıları video ve resim olarak alınabilmektedir. Windows, Linux ve Mac platformlarında çalışan program kullanılar için büyük kolaylık sağlamaktadır. Geliştirilen MATLAB ara yüzü ile program kodlarını MATLAB ortamında çalıştırılmasını sağlamaktadır. Geniş algılayıcı kütüphanesinin bulunduğu programda çevreden veri almak ve göndermek basittir. Ayrıca alan taramada kullanılan Sick Lidar algılayıcısını da barından program insansız araç kontrolüne olanak sağlamaktadır.[28]

Robotik sistemlerde kontrol görevlerinin çözümü[29], Epuck robotları arasındaki gerçeklik köprüsü[30], bulanık mantık ile mobil robotların engelden kaçması[31] gibi çalışmalarda Webots yazılımı kullanılmıştır.

3. Açık Kaynak Kodlu Mobil Robot Simülasyon Platformları

Açık kaynak kodlu mobil robotlar simülasyonları ücretsiz olarak sunulmakla birlikte kullanıcıların yazılımı geliştirmesine, kendi kodlarını yazmalarına olanak sağlamaktadır. Bu durum kullanıcı tabanlı kütüphane oluşturma ve ihtiyaca göre yazılım geliştirme açısından avantajdır. Ancak bu durum çok zaman almakta ve iyi bir kod bilgisi gerektirmektedir. Yapılan araştırmalarda birçok kişi ve kurum tarafından geliştirilen 20'nin üzerinde açık kaynak kodlu robot simülatörü bulunmaktadır. Bundan sonraki bölümlerde açık kaynak kodlu yazılım geliştirme platformlarından mobil robotların simülasyon ve kontrolünde en çok kullanılan simülatörlerden bahsedilecektir.

3.1. MATLAB ROBOTICS TOOLBOX

Açık kaynak kodlu bir araç kutusudur. Geliştirilen kodlar ücretsiz ve geliştirilebilir şekilde sunulmasına karşın Robotics Toolbox'ın çalıştırılabilmesi için MATLAB programının yüklü olması gerekmektedir. Robotics toolbox Peter Corke tarafından 2011 yılında geliştirilmeye başlanmış ve 2014 yılına kadar 9 güncelleme çıkmıştır. Matlab ortamında geliştirilen kodlardan bazıları; döndürme matrisleri, kinematik, ters kinematik, jakobiyen matrisleri, mobil robotlar için quadrator, Bug, D* algoritma fonksiyonlarıdır. Bu fonksiyonların hazır olarak sunulması ve MATLAB programının altyapısı ile robot programlanabilir ve sonuçlar analiz edilebilir. 3D çevre ve simülasyonun sunulmadığı programda sonuçlar, grafikler ve tablolar şeklinde alınmaktadır. Farklı kontrol algoritmalarının da rahatlıkla kullanılabildiği Matlab ortamında yazılacak robot algoritmalarının denenmesinde büyük kolaylık sağlayabilecek bir araç kutusudur. Robotics Toolbox kullanımı için ücretsiz olarak elektronik kitap sunulmaktadır. Robot kol simülasyonu, robotlar için kontrolör tasarımı gibi birçok akademik çalışma bu araç kutusu kullanılarak yapılmıştır[32-34].

3.2. STDR SIMULATOR

Açık kaynak kodlu Linux ortamında geliştirilen ücretsiz bir yazılımdır. Yazılım iki boyutlu(2D) olarak bir veya birden fazla mobil robotun çalışma simülasyonunu yapabilmektedir. Grafiksel bir çevreninin sunulmadığı yazılımda labirent, duvar gibi nesne algılama, birden fazla robot simülasyonu gibi denemeler yapılabilmektedir. STDR, ROS Kütüphanesi ile çalışmaktadır. Yazılım derlenmesi için yine ROS tabanında bulunan derleyiciler kullanılmaktadır. Basit bir grafik arayüzü bulunan programda labirent oluşturma robot ekleme işlemleri yapılabilmektedir. Robot kontrolü için iyi bir programlama bilgisi gerekmektedir. Linux ortamında çalışan kullanıcıların basit bir arayüzde ile bir veya birden fazla robot haberleşmesi, kontrolü, birlikte çalışma gibi işlemleri yapmasına imkan sağlamaktadır[35].

3.3. SIMBAD 3D ROBOT SIMULATOR

Eğitim ve akademik çalışmaların denebilmesi amacı ile geliştirmiş Java tabanlı 3D robot simülatörüdür [36]. Gerçek bir 3D çevre sunmamasına karşın, Java platformunda geliştirilen kod kütüphanelerinin kullanılması ile yapay zeka tabanlı otonom robotların programlamasında büyük kolaylık sağlamaktadır. Program geliştirmesi Java ortamında robot kontrolü ve algılayıcıların önceden tanımlanmış kod

parçalarını kullanması ile sağlanmaktadır. Bu sebeple yazılım geliştirmek için iyi bir programlama bilgisi gerekmektedir. Simbad 3d Robot Simulator sunduğu değiştirilebilir basit simülasyon arayüzü ile robot simülasyonu yapmayı sağlamaktadır. Ücretsiz olarak sunulan bu yazılım için Java3D yazılımının yüklenmesi gerekmektedir. Yazılım için geliştirilen web sitesinde programla ile ilgili örnek kodlara ve dokümantasyona ulaşılabilmektedir [37].

Mobil algılama simülasyonun yapıldığı[38], otonom robot yol planlanmasının yapıldığı[39] bu ve benzer çalışmalarda bu yazılım kullanılmıştır.

3.4. MINIBLOQ ve ARDUİNO

miniBloq tam anlamı ile bir robot simülatörü değildir. Program Multiplo™, Arduino™ platformlarını grafiksel programlanması için geliştirilen ücretsiz bir arabirimdir[40]. Kod yazmakta zorlananlar için geliştirilmiş olan blok programlama arayüzüne sahiptir. miniBloq ile Arduino Uno, Mega, Pi-Bot, Red-Bot gibi mobil robotların kontrol yazılımları grafiksel olarak geliştirilebilir ve fiziksel cihazlara yüklenebilir. Yazılım programlanmaya yeni başlayanlar için oldukça eğiticidir[41, 42].

Arduino platformu son yılların en hızlı gelişen platformlarındandır. Ücretsiz, açık kaynak kodlu kolay geliştirilebilen yazılım altyapısı ve ekonomik donanım seçenekleri ile denemeler yapmaya imkan sağlamaktadır. Hızlı gelişen yazlım kütüphaneleri ve donanım araçları ile bir mobil robotun kontrolü ve donanımı oluşturulabilmektedir. Matlab, Labview, .NET gibi ortamlarda geliştirilen kütüphaneler ile geliştirilen yazılımların denenmesi ve fiziksel simülasyonu kolaylıkla yapılabilmektedir[43, 44].

3.5 GAZEBO

Gazebo 2002 yılında Güney Kaliforniya üniversitesinde geliştirilmeye başlanmıştır. Yüksek performanslı fiziksel işlem mekanizması bulunan bu yazılım ODE, Bullet, Simbody ve DART gibi kütüphaneleri içerir. Sadece Linux ortamında çalışan yazılım robotların derlenmesi için C++ dilini kullanmaktadır. Kontrol yazılımının geliştirmesi yazılım Linux ortamında derlenmesi ile yapılmaktadır. Bu sebeple dil(yazılım) bilgisinin iyi seviyede bilinmesi gerekmektedir. Gazebo platformunda robot simülasyonu ve 3D gerçekçi çevre oluşturulması oldukça basittir. Çoğunlukla bilgisayar mühendislerinin tercih ettiği yazılım oldukça esnek ve ileri seviye robot simülasyonlarının yapılmasına olanak sağlamaktadır. Gazebo tarafından sunulan hazır fiziksel modellerin yanı sıra sunulan hazır robotlarda bulunmaktadır. Bunlardan bazıları iRobot, Pioneer, Kinect v.b. Program mobil robot programlamanın yanı sıra robot kol simülasyonuna da izin vermektedir. Açık kaynak kodlu ve kod geliştirmeye açık olan bu program birçok akademik çalışmada kullanılmıştır [45]. Bunlardan bazıları montaj hattı için robot asistan kontrolünün yapıldığı çalışma[46], insansı robotların internet üzerinden denetlendiği çalışma[47] ve benzerleri gibidir.

4. Sonuçlar ve Değerlendirme

Mobil robot simülasyon platformlarının incelendiği bu çalışmada 5'i ticari olmak üzere 10 adet program ele alınmıştır. Programların kullanım özellikleri, lisans seçenekleri, kullanım yerleri, çalıştığı işletim sistemleri gibi parametreler ilgili bölümlerde detaylı olarak incelenmiştir. Programlar uygun anahtar kelimeler kullanılarak IEEE, ACM, Springer, MIT ve ScienceDirect veri tabanlarında taratılmış kullanılan çalışmalar ve sayıları Tablo 1'de gösterilmiştir. Ayrıca Tablo 1'de yazılımların lisans seçenekleri ve dokümantasyon sağlama gibi bilgiler birbirlerine göre kıyaslanarak derecelendirilmiştir. Grafik 1'de programlar kullanılarak yapılan toplam akademik yayın sayısı gösterilmektedir. Kullanım kolaylığı gibi bilgiler ise programlar bilgisayar ortamında çalıştırılarak denenmiş ve internet üzerinden program yorumları incelenerek verilmiştir. Grafik 2'de programların birbirlerini göre avantajları gösterilmektedir. Yapılan bu araştırmada Linux ortamında çalışanların çoğunlukla Gazebo Simülatörünü kullandığını görmekteyiz. Windows ortamında ise Microsoft firmasının ürettiği Devoloper Studio yaygın olarak kullanılmaktadır.

Tablo 1- İncelenen Mobil Robot Simülasyon Platformlarının Özet Tablosu

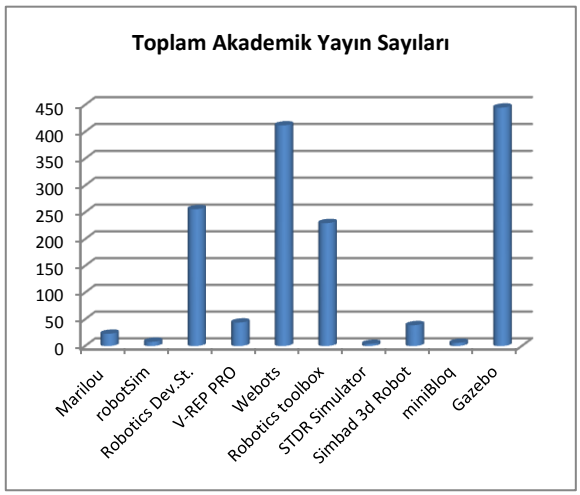
Simulatör Programları	Akademik Veritablalarında Yapılan Taramalar					Ücret[1]	Kullanım Kolaylığı[2]		Fizisel		Dökümantasyon Web Tabanlı İçerik[3]
	IEEE Yayınları	ACM Yayınları	Springer Yayınları	MIT Yayınları	ScienceDirect Yayınları		Simülatör	Kontrolör	Çevre	Robot	
Marilou	3	7	7	0	6	●	●●●●●	●●●●	3D	Var	●●●●
robotSim	1	4	3	0	0	●●	●●●●	●●●	3D	Var	●
Robotics Dev.S	10	43	40	152	11	Ücretsiz	●●●●●	●	3D	Var	●●
V-REP PRO	7	19	7	6	5	●●●●	●●●●●	●●	3D	Var	●●●●
Webots	65	43	220	7	77	●●	●●●●	●●●●●	3D	Var	●●●●●
Robotics toolbo	97	56	32	7	38	Ücretsiz	●●	●●●	2D	Yok	●●●●●
STDR Simulat	0	0	0	0	4	Ücretsiz	●●	●●●	2D	Yok	●●●●
Simbad 3d Rob	1	17	17	0	4	Ücretsiz	●●	●	3D	Yok	●●●
miniBloq	0	5	1	0	0	Ücretsiz	●	●●●●●	Yok	Var	●●●
Gazebo	25	206	170	7	37	Ücretsiz	●●●●●	●	3D	Var	●●●●

[1] Fiyatlandırmada ● en düşük, ●●●●● en yüksek fiyatı temsil etmektedir. [2] Kullanım Kolaylığında ● en zor, ●●●●● en kolay kullanımı temsil etmektedir.

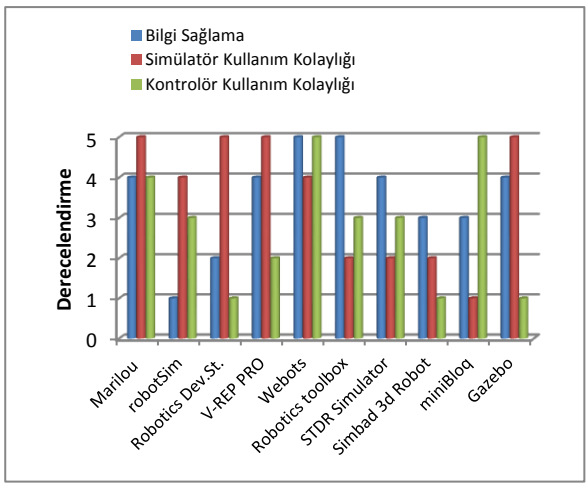
[3] Dökümantasyonda ● en az, ●●●●● en çok veri ve belge bulunduğunu temsil eder.

Devoloper Studio'nun desteği ve geliştirilmesinin yavaş oluşu programın günümüzdeki akademik yayınlarda kullanımını azaltmıştır. Tüm platformlarda çalışan ve akademik çalışmalarda kullanım kolaylığı ile tercih edilen Webots yazılımının kullanımının yaygın olduğu görülmektedir. Aynı şekilde 3D çevre sunmamasına karşın Matlab altyapısı ile esnek bir programlama sunan Robotics Toolbox for Matlab yayın olarak kullanılmaktadır. İncelenen bu platformlarda, programların yayınlandığı zamanın yeni olması ve geliştirme çalışmaların devam etmesi, ilerleyen günlerde diğer programların da akademik çalışmalarda kullanabileceğini göstermektedir. Yazılımın, üretildiği ülkelerdeki yayınlanan akademik çalışmalarda, o yazılımın kullanım sayısının yüksek olduğu da incelemelerde rastlanmıştır.

Mobil robotlar üzerinde çalışacak akademisyenler için bu çalışmada sunulan platformlar ile bilgisayar ortamında modelleme ve simülasyon yapmak, maddi kazanç ve zamandan tasarruf sağlayacaktır. Araştırmada sunulan bilgiler ile bu konuda çalışacak kişiler yeteneklerine yatkın simülatörler seçerlerse çalışmalarda yazılımla uğraşmaktan çok sonuca yönelik verimli çalışmalar yapılabileceklerdir.



Grafik 1: Mobil Robot Simülatörlerinin toplam Akademik Yayınlarda Kullanılma sayıları



Grafik 2: Mobil Robot Simülatörlerinin Kıyaslanması

Kaynakça

1. Walter, W.G., *mitation of Life.* 1950.
2. Lima, P. and M.I. Ribeiro, *Mobile Robotics.* Instituto Superior Técnico/Instituto de Sistemas e Robótica, 2002.
3. Russell, S.J., et al., *Artificial intelligence: a modern approach*. Vol. 2. 1995: Prentice hall Englewood Cliffs.
4. Arkin, R.C., *Motor schema—based mobile robot navigation.* The International journal of robotics research, 1989. **8**(4): p. 92-112.
5. Brooks, R.A., *A robust layered control system for a mobile robot.* Robotics and Automation, IEEE Journal of, 1986. **2**(1): p. 14-23.
6. Şabanoviç, A. and S. Yannier, *Robotlar: Sosyal Etkileşimli Makineler.* TÜBİTAK Bilim Teknik Dergisi, 2003.
7. *Global 3PR partner for end-to-end Solutions*. 2014 [cited 2014; Available from: http://www.ranal.com/manage.htm.
8. *Robotics Simulation Softwares With 3D Modeling And Programming Support.* 2014; Available from: http://www.intorobotics.com/robotics-simulation-softwares-with-3d-modeling-and-programming-support/.
9. *anyKode Marilou website*. 2014 06.06.2014]; Available from: http://anykode.com/.
10. García Sillas, D., *Modelado y simulación de un robot móvil autónomo OMNI-direccional*. 2014.
11. Kim, J., et al. *Implementation of N: 1/1: N work distribution function for tele-operation under multi-user and multi-robot environments*. in *Ubiquitous Robots and Ambient Intelligence (URAI), 2013 10th International Conference on*. 2013. IEEE.
12. Ballagi, Á., et al. *Fuzzy Situational Maps: A new approach in mobile robot cooperation*. in *Intelligent Engineering Systems (INES), 2013 IEEE 17th International Conference on*. 2013. IEEE.
13. Kim, Y.J. and Y.-H. Seo, *Simple Programming Language for Creating a Simulation Environment with Mobile Robots.* International Journal of Smart Home, 2013. **7**(4).
14. Yang, G.J. and B.W. Choi, *Smooth Trajectory Planning Along Bezier Curve for Mobile Robots with Velocity Constraints.* International Journal of Control & Automation, 2013. **6**(2).
15. Estrada, C.G., et al., *Systems Engineering as a critical tool in mobile robot simulation.* International Journal of Combinatorial Optimization Problems & Informatics, 2013. **4**(1).
16. *robotSim Pro - Cogmation Robotics web site*. 2014 [cited 2014 01.06.2014]; Available from: http://anykode.com/i.
17. Roßmann, J., M. Schluse, and M. Rast, *Simulation-Driven Engineering für mobile Systeme. Virtuelle Welten als Entwicklungsplattform für mobile Robotik-Von der Planetenexploration bis in den Wald.* at-Automatisierungstechnik Methoden und Anwendungen der Steuerungs-, Regelungs-und Informationstechnik, 2013. **61**(4): p. 278-289.
18. Vallance, M., et al., *Applied Information Science Researchin a Virtual World Simulation to Support*

Robot-Mediated InteractionFollowing the Fukushima Nuclear Disaster. Communications, 2013. **3**(5): p. 222-232.
19. *Microsoft Robotics Developer Studio Web Page*. 2014; Available from: http://www.microsoft.com/en-us/download/details.aspx?id=29081.
20. MAI, X., et al., *Simulation of path planning based on Microsoft robotics developer studio*. Journal of Computer Applications, 2013: p. S1.
21. Pons, C., et al., *A model-driving approach to constructing robotic systems*. Journal of Computer Science & Technology, 2014. **14**.
22. Zhao, Q., et al., *Using head poses to control a virtual robot walking in a virtualmaze*. Optics Communications, 2013. **295**: p. 84-91.
23. Choi, T., et al., *Software platform for the Industrial Dual-arm Robot*, in *Robot Intelligence Technology and Applications 2012*. 2013, Springer. p. 911-920.
24. *V-Rep Pro Web Page*. 2014 [cited 2014; Available from: http://www.coppeliarobotics.com/.
25. Anh, H.P.H., T.T. Huan, and N.T. Nam, *Novel Robust Walking for Biped Robot Using Adaptive Neural PID Controller*. 2014.
26. Xiao, W., J. Huan, and S. Dong, *A STEP-compliant Industrial Robot Data Model for robot off-line programming systems*. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, 2014. **30**(2): p. 114-123.
27. Kuo, P.-H., et al. *Development of Humanoid Robot Simulator for Gait Learning by Using Particle Swarm Optimization*. in *Systems, Man, and Cybernetics (SMC), 2013 IEEE International Conference on*. 2013. IEEE.
28. *Webots Web Site*. 2014.
29. Mandić, P. and M. Lazarević, *An Application Example of Webots in Solving Control Tasks of Robotic System*. FME Transactions, 2013. **41**(2): p. 153-162.
30. Couceiro, M.S., P.A. Vargas, and R.P. Rocha, *Bridging the reality gap between the Webots simulator and e-puck robots*. Robotics and Autonomous Systems, 2014.
31. Mohammad, S.H.A., M.A. Jeffril, and N. Sariff. *Mobile robot obstacle avoidance by using Fuzzy Logic technique*. in *System Engineering and Technology (ICSET), 2013 IEEE 3rd International Conference on*. 2013. IEEE.
32. Xu, W., S.C. Yuan, and Y.H. Cao, *Research on Yinma Palletizing Robot Motion Feasibility Based on MATLAB-Robotics Toolbox*. Applied Mechanics and Materials, 2014. **543**: p. 1296-1300.
33. Sepúlveda, R., et al., *Design of Fuzzy Controllers for a Hexapod Robot*, in *Recent Advances on Hybrid Approaches for Designing Intelligent Systems*. 2014, Springer. p. 709-721.
34. *Matlab Robotics toolbox Web Site*. 2014; Available from: http://petercorke.com/Robotics_Toolbox.html.
35. *S.T.D.R. Simulator Web Site*. 2014; Available from: http://stdr-simulator-ros-pkg.github.io/.
36. Hugues, L. and N. Bredeche, *Simbad: an autonomous robot simulation package for education and research*, in *From Animals to Animats 9*. 2006, Springer. p. 831-842.
37. *Simbad Website*. 2014; Available from: http://simbad.sourceforge.net/.
38. Purohit, A. and P. Zhang. *Controlled-mobile sensing simulator for indoor fire monitoring*. in *Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), 2011 7th International*. 2011. IEEE.
39. Crous, C., *Autonomous robot path planning*. 2009, Stellenbosch: University of Stellenbosch.
40. *MiniBloq Web Site*. 2014 [cited 2014; Available from: http://blog.minibloq.org/.
41. Junior, L.A., et al., *A Low-Cost and Simple Arduino-Based Educational Robotics Kit*.
42. Geth, F., et al. *Development of an open-source smart energy house for K-12 education*. in *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*. 2013. IEEE.
43. Grover, R., et al. *A competition-based approach for undergraduate mechatronics education using the arduino platform*. in *Interdisciplinary Engineering Design Education Conference (IEDEC), 2014 4th*. 2014. IEEE.
44. Blanco, J., et al. *A low-cost open-source data acquisition system*. in *Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2014 11th International*. 2014. IEEE.
45. *Gazebo Simulator Web Site*. 2014 [cited 2014; Available from: http://gazebosim.org/.
46. Unhelkar, V.V., et al. *Towards control and sensing for an autonomous mobile robotic assistant navigating assembly lines*. in *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*. 2014.
47. Suárez-Ruiz, F., A. Owen-Hill, and M. Ferre. *Internet-Based Supervisory Teleoperation of a Virtual Humanoid Robot*. in *ROBOT2013: First Iberian Robotics Conference*. 2014. Springer.

Akıllı Tekerlekli Sandalye için Algılayıcı Tabanlı Kontrol Gerçeklemesi

Mehmet Akçakoca[1], *İslam Kılıç*[2], *Uğur Yayan*[3], *Bora Akar*[4], *Ahmet Yazıcı*[5]

[1,2,3,4]İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti. ETGB Osmangazi Teknoparkı, Eskişehir
mehmet.akcakoca@inovasyonmuhendislik.com
islam.kilic@inovasyonmuhendislik.com
ugur.yayan@inovasyonmuhendislik.com
bora.akar@inovasyonmuhendislik.com

[5]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir
ayazici@ogu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Akıllı Tekerlekli Sandalye (ATEKS) gezgin robot platformu için algılayıcı tabanlı kontrol yaklaşımı gerçeklenmiştir. ATEKS platformunun iç ortamlarda otonom hareketi için gerekli hedefe gitme, koridor takibi, kapıdan geçme gibi davranışların gerçeklenmesi için modüler yapıda tasarlanan Vektör Alan Histogramı (VFH) yöntemi kullanılmıştır. Tasarlanan yüksek seviye denetleyici kullanıcı ara biriminden aldığı planı işleterek planlanan görevi gerçeklemektedir. Görev gerçekleme sırasında yüksek seviye kontrol birimi, Kinect mesafe algılayıcılarından aldığı 3D ortam verisi ve mevcut planı dikkate alarak ATEKS platformunun takip etmesi gereken doğrusal ve açısal hız bileşenlerini üretmektedir. Daha sonra bu değerler düşük seviyeli denetleyici tarafından gerçeklenerek platformun kontrolü sağlanmaktadır. Geliştirilen algılayıcı tabanlı yüksek seviye kontrol sistemi GAZEBO benzetim ortamında ve gerçek ortamda başarı ile gerçeklenmiştir.

1. Giriş

Tekerlekli sandalyeler, engelli insanların hayatlarını kolaylaştırma ve mobilize olmalarında önemli bir yere sahiptir. Ayrıca otonom tekerlekli sandalyeler, akademik ve endüstriyel araştırmacılar için de bu alanda uygun bir araştırma platformunu oluşturmaktadır [1-3]. Otonom ya da yarı-otonom araçlar geliştirilirken algılayıcı tabanlı kontrol yöntemleri, üzerinde çalışılan önemli bir alandır. Bu alandaki yöntemler gerçeklenirken ses-üstü, lazer tarayıcı, kamera gibi çeşitli algılayıcılar kullanılmaktadır. Literatürde gezgin robotların otonom kontrolü için potansiyel alanlar metodu, elastik bant, vektör alan histogramı vb. birçok algılayıcı tabanlı kontrol yöntemi bulunmaktadır [4-15].

Algılayıcı tabanlı kontrol yöntemlerinden en ilkel olanı potansiyel alanlardır. Potansiyel alanlar metodunda mesafe ölçüm algılayıcılarından alınan bilgilere ve hedefe olan uzaklığa göre sırasıyla sanal itici ve çekici kuvvetler oluşturulmaktadır [4-9]. Bu yöntemde, hedefe ulaşılmamasına rağmen sanal kuvvetlerin bileşkesinin sıfır olması robotun hareket edememesine sebep olmaktadır. Bu problem yerel minimum [7] olarak adlandırılmaktadır. Potansiyel alanlar metodu diğer engelden kaçınma metotlarına göre hesaplamasal maliyeti düşük bir algoritmadır.

Çalışma [9] ve [10]'de, elastik bant algoritması ile algılayıcı tabanlı kontrol yapılmaktadır. Bu yöntemde hedef noktasına göre yol planı yapılmaktadır. Ardından algılayıcılar tarafından çevredeki değişiklikler algılanmaktadır. Bu yöntem, çevrede bir değişiklik algılandığında, tekrardan yol planı yapılmadan, robot algılayıcılardan aldığı veriye göre tepki gösterebilmektedir. Tepkiler potansiyel alanlar metodundaki gibi itici ve çekici kuvvetler üzerinden gerçekleştirilmektedir. Ortamda büyük değişiklikler meydana geldiğinde yöntemde problemlere sebep olabilmektedir.

Çalışma [11] ve [12] nolu makalelerde otonom hareket için Nearness Diyagram yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntemde önceden robot hedefe giderken karşılaşacağı durumlar belirlenmektedir ve davranış sırasında bu durumlara göre araca verilecek açısal ve doğrusal hız değerleri üretilmektedir. Bu yöntemde hareket durumunda karşılaşılabilecek bütün durumların düşünülmesi gerekmektedir.

Çalışma [13]'te geliştirilen dinamik pencere yaklaşımı (DWA) engelden kaçınma ve hedefe gitme davranışını iki adımda tamamlamaktadır. DWA araç dinamiği, uygulanabilecek olası hızlar ve izlenebilecek güvenli yol, bu üç uzay kesişimi, arama uzayı denilen bir uzay oluşturulmaktadır. Bu uzayda aracın uygulayabileceği hızları ve engellerin konumu bulunmaktadır. Bu kesişimler sonucunda elde edilen fonksiyon aracın bir sonraki adımında uygulayacağı hızları belirlemektedir. Bu yöntem, yüksek işlem gücüne ihtiyaç duymaktadır.

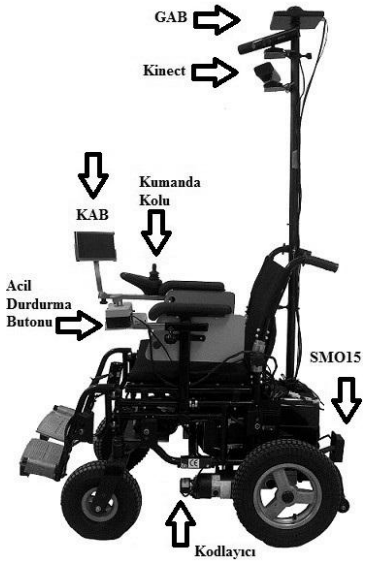
Kaynak [14] ve [15]'de Vektör Alan Histogramı (VFH) ile kontrol yapılmaktadır. Algılayıcılardan elde edilen mesafe bilgileri robot ile hareket eden dinamik ızgaraya yerleştirilmektedir. Izgaralar daha sonra sektörlere bölünmekte ve her bir sektörün yoğunluğu hesaplanmaktadır. Sektörün yoğunluğuna ve hedefe yakınlığına göre en iyi sektör seçilerek bu sektöre göre robota uygulanacak hızlar hesaplanmakta ve uygulanmaktadır. Bu yöntem ile algılayıcı verilerinin birden daha fazla süreçten geçirilerek algılayıcılar tarafından oluşan hataların azaltılması sağlanmaktadır.

Bu çalışmada, Akıllı Tekerlekli Sandalye (ATEKS) [16] gezgin robot platformunun yüksek seviye kontrolü için vektör alan histogramı yöntemi kullanılmıştır. Geliştirilen yöntem, Robot İşletim Sistemi (ROS)[21] ara katmanı üzerinde gerçeklenmiştir. ROS'ta yazılan özel kontrol düğümü ile ATEKS platformu üzerindeki iki adet Kinect algılayıcıdan

alınan mesafe bilgisi farklı davranışlar için parametrik olarak VFH'da değerlendirilerek düşük seviye kontrolün [17] takip etmesi gereken açısal ve doğrusal hızlar üretilmiştir. Gerçeklenen yüksek seviye kontrol yöntemi GAZEBO [22] benzetim ortamı ve gerçek ortamda ATEKS platformunda test edilmiştir. Takip eden kısımda ATEKS sisteminin tanıtımı yer almaktadır. Üçüncü kısım ise gerçeklenen vektör alan histogramı algoritmasına ayrılmıştır. Dördüncü ve beşinci bölümde ise test sonuçları ve çalışma sonuçları yer almaktadır.

2. Sistem Tanıtımı

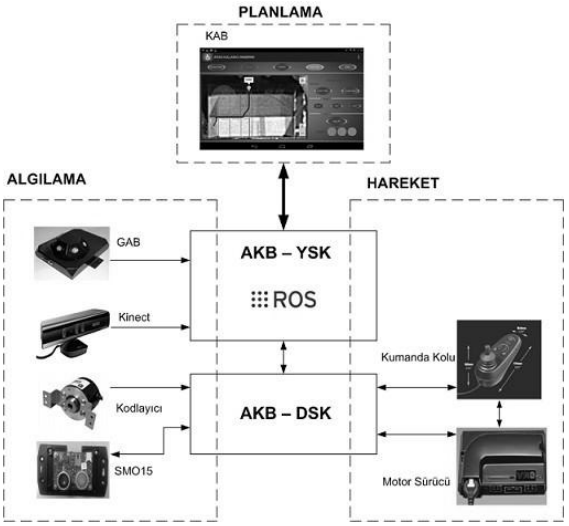
Akıllı Tekerlekli Sandalye (ATEKS)'in; gezgin robot, insan-makine etkileşimi, insan-robot etkileşimi, algılayıcı tabanlı kontrol vb. çalışmalarda eğitim/araştırma amaçlı, engelli veya yaşlı insanların günlük hayatta kullanımı için geliştirilen çok amaçlı bir platformdur. Şekil 1'de gösterilen ATEKS platformu, kararlı kontrol sistemleri tasarlanarak, düşük fiyatlı algılayıcı (Kinect, GAB, SMO15) donanımlar ve açık kaynak kodlu yazılımlar (ROS, Android) kullanılarak geliştirilmiştir.



Şekil 1: ATEKS gezgin platformu

ATEKS platformunun özerk kontrolü için yüksek seviye kontrol sistemi ve alt davranışlar gerçeklenmiştir. ATEKS, öncelikle hareket engelli insanların kullanımında özerk hareket edebilen bir platform olarak geliştirilmiştir. Özerk davranış yanı sıra sürüş destek amacı ile de kullanılabilmektedir. Ayrıca gezgin robot eğitim ve araştırmalarında kullanılacak temel bileşenlere sahiptir. ATEKS, Düşük Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – DSK) [17][18], Yüksek Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – YSK), Kullanıcı Arayüzü Birimi (KAB)[19] ve gerekli algılayıcılardan (SMO15, İÇKON-GAB[20], Kinect, Kodlayıcı vb.) oluşmaktadır.

ATEKS'in özerk kontrolü, melez yüksek seviye kontrol mimarisi üzerine gerçeklenmiştir. Bu mimaride, ATEKS sisteminin farklı alt birimleri arasındaki koordinasyon açık ajan tabanlı robot işletim sistemi (Robot Operating System, ROS) kullanılarak gerçeklenmiştir. Bu ara katmanda, geliştirilen davranış algoritmaları, algılayıcı sürücüleri, sinyal işleme gibi kütüphaneler oluşturulmuştur. İlgili özerk davranışların koordineli kontrolü için ROS ile entegre çalışan sonlu durum makinesi geliştirilmiştir. Platform ile etkileşim içinde olan birimler blok diyagram ile Şekil 2'de verilmektedir.

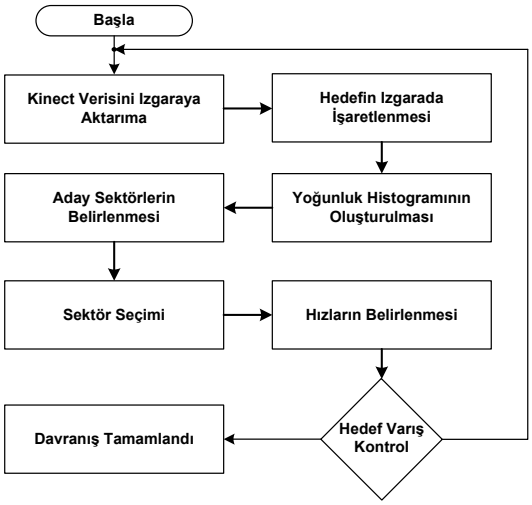


Şekil 2: ATEKS birimleri blok diyagramı

3. Vektör Alan Histogramı

ATEKS gezgin robot platformunun özerk kontrolü için alt davranışlar tanımlanmıştır. Davranışlar, tasarlanan parametrik vektör alan histogramı yöntemi çatısı altında geliştirilmiştir. Yüksek seviye kontrol birimi aktif olan davranışa bağlı olarak gerekli VFH parametrelerini güncellemektedir. Algoritmanın akış diyagramı şekil 3'te verilmiştir.

Çalışmada, iki adet koordinat sistemi belirlenmiştir. Global olarak tanımlanan koordinat sistemi Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Teknoparkı giriş katı için tanımlanan koordinat sistemidir. Yerel konum ise ATEKS'in geometrik merkezinin orijin olarak alındığı koordinat sistemidir.



Şekil 3: VFH akış diyagramı

i. Kinect Verisini Izgaraya Aktarma

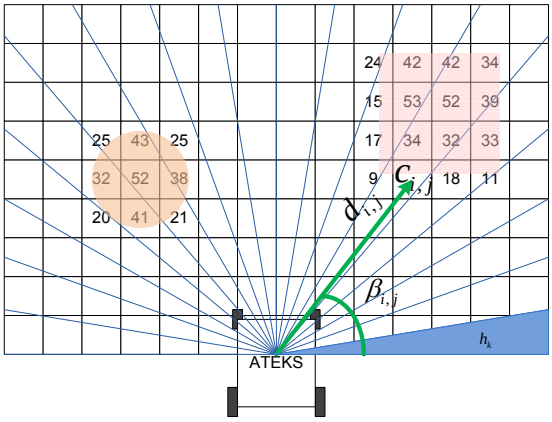
Kinect mesafe algılayıcılarından alınan derinlik verileri ön işlemeden geçirildikten sonra davranışlara dâhil edilmesi ızgaraya aktarılması ile sağlanmaktadır. Kullanılan iki Kinect verisi ATEKS'in önünde 120^{o} bir açıyı tarayacak şekilde tek bir ızgarada birleştirilmektedir. Izgara ATEKS ile birlikte hareket eden aktif bir penceredir. Izgaranın genel çerçevesinin ve ızgaraların büyüklükleri davranışlara göre değişebilmektedir. Ayrıca veriler ızgaraya yerleştirilirken ATEKS'i davranışlarda tek bir nokta olarak hesaba katmak ve daha aktif bir şekilde nesnelerden sakınabilmek için nesne büyültme işleminden geçirilmektedir. Bu işlem sırasında tanımlanmış nesne büyültme miktarına bakılarak, nesnenin algıladığı hücrenin etrafındaki hücrelere engel algılanmış gibi değerler girilmektedir.

ii. Hedefin Izgarada İşaretlenmesi

Davranıştaki temel amaç belirlenen hedefe ulaşmak olduğu için hedefin ızgara ve sektördeki konumunun bilinmesi davranış için büyük önem arz etmektedir. Izgara ATEKS'e göre yerel konumlarda çalıştığı için global konumlarda olan hedef konum, denklem (1) kullanılarak yerel konuma dönüştürülmektedir. Burada ATEKS'in konumu r indisli, hedefin konumu ise h indisli gösterilirken global konum için g, yerel konum için ise y indisi kullanılmıştır. Daha sonra yerel konumlardaki hedef konumun ızgara üzerinde denk geldiği hücre hesaplanmaktadır.

$$\begin{bmatrix} x_{h,y} \\ y_{h,y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\varphi & -\cos\varphi \\ \cos\varphi & \sin\varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{h,g} - x_{r,g} \\ y_{h,g} - y_{r,g} \end{bmatrix} \quad (1)$$

VFH yöntemi yerel navigasyon kategorisinde çalıştığı için belirlenen hedefin ATEKS'e olan uzaklığının görüş mesafesinde olması beklenmektedir. Buna rağmen, hedef konum ızgara içerisinde bir noktaya denk gelmez ise ATEKS olduğu yerde döndürülerek hedefin ızgaraya yerleştirilmesi sağlanmaktadır. Bu bölümde hesaplanan hedefin ızgara bilgisi, yoğunluk histogramı çıkartılırken ve hareket için en iyi sektör seçimi yapılırken kullanılmaktadır.



Şekil 4: VFH ızgara ve sektör örneği

iii. Yoğunluk Histogramının Oluşturulması

Kinect'ten gelen verilerin ızgaralara doldurulmasının ardından ızgaralar şekil 4'deki gibi sektörlere bölünerek her bir sektörün yoğunlukları çıkarılmaktadır. Yoğunluk çıkarılması işleminde hücrelerin, ızgaranın temel alınan noktasına olan uzaklıkları (bkz. denklem (2)) ve eğimlerinin hesaplanması (bkz. denklem (3)) ile başlanmaktadır. Davranış algoritmasında temel alınan nokta ATEKS'in geometrik merkezidir ve bu noktanın değeri (0,0)'dır.

$$d_{i,j} = \sqrt{(x_{i,j} - x_0)^2 + (y_{i,j} - y_0)^2} \quad (2)$$

$$\beta_{i,j} = \tan^{-1} \frac{y_{i,j} - y_0}{x_{i,j} - x_0} \quad (3)$$

Her bir hücrenin bölünen sektörlere olan yoğunluk hesabına katkısı denklem (4)'deki gibi hesaplanmaktadır. Yoğunluk hesabının yapılacağı maksimum hücre uzaklığını belirlemek için denklem içerisine *a* ve *b* katsayıları gömülmüştür.

$$m_{i,j} = (c_{i,j})^2 (a - b d_{i,j}) \quad (4)$$

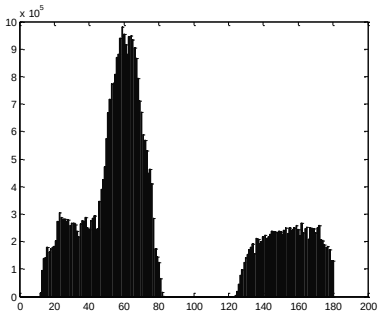
Tablo 1: VFH için *Kullanılan Parametreler*

a, b	pozitif sabit sayılar
$c_{i,j}$	ızgara hücrenin değeri
$d_{i,j}$	hücrenin merkeze olan uzaklığı
$m_{i,j}$	hücre yoğunluğu
$\beta_{i,j}$	hücrenin açısı
α	sektör açısı
h_k	sektör yoğunluğu
k	sektör no
k_h	hedefin bulunduğu sektör
n	toplam sektör sayısı
η_k	boş sektörün sayısı
γ_h	hedef ağırlık oranı
γ_b	boşluk ağırlık oranı
λ_k	sektörün seçilme oranı
h_r	ATEKS önü sektör yoğunluğu
k_s	seçilen sektör

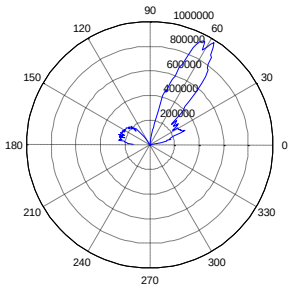
Her bir hücre için uzaklığa bağlı olarak hesaplanan yoğunluk değerinin ekleneceği sektör denklem (5) ve bütün hücreler üzerinden sektör yoğunlukları denklem (6) kullanılarak hesaplanmaktadır. Bu işlemler yapılırken hedef noktanın gerisinde kalan engellerin, algoritma üzerinde gürültüye sebep olmaması ve hedefe yaklaşmayı engellememesi için hücrelerin yoğunlukları hesaplanırken, bu hücrelerin değerleri işleme alınmamaktadır.

$$k = INT(\frac{\beta_{i,j}}{\alpha}), \qquad k = 1....n \tag{5}$$

$$h_k = \sum_{i,j} m_{i,j} \tag{6}$$



Şekil 5: Sektör Yoğunluklarının Histogram Şekline Gösterimi



Şekil 6: Sektör Yoğunluklarının ATEKS Üzerinde Dağılımı Örneği

iv. Aday Sektörlerin Belirlenmesi

Yoğunluğa göre oluşturulan histogram üzerinden eşik değerinin altında kalan sektörler boş alan olarak tanımlanmakta ve gidilebilecek aday adayı sektör olarak seçilmektedir. Seçilen aday adayı sektörler daha sonra bitişiğindeki diğer boş sektörler ile gruplanarak orta noktaları aday sektör olarak seçilmektedir.

v. Sektör Seçimi

Literatürde gidilecek sektör seçimi yapılırken önce aday sektörler genişliklerine göre dar ve geniş olarak gruplanmakta ardından geniş sektörlere öncelik vererek hedefe yakınlıklarına göre seçim yapıldığı gözlemlenmiştir. Aday sektörlerin boşluk oranlarının ve hedefe olan uzaklığının aynı anda değerlendirilerek daha etkili bir çözüm olması adına denklem (7)'deki gibi bir formülasyon yapılarak en fazla seçim oranına sahip olan sektör seçilmiştir. Oran 0-1 arası bir değere sahip olmaktadır. Eğer uygun bir sektör bulunamadı ise ATEKS çarpışma engel aktif bir şekilde geri çekilerek geçebileceği daha uygun bir alan aramaktadır.

$$\lambda_k = \gamma_h (1.0 - \frac{\mathrm{mod}(\,|k - k_h|, n\,)}{n}) + \gamma_b \frac{\eta_k}{n} \tag{7}$$

vi. Hızların Belirlenmesi

Algoritmada son işlem olarak ATEKS'e uygulanacak doğrusal ve açısal hızlar hesaplanmaktadır (bkz. denklem (8)). Doğrusal hız, ATEKS'in önündeki sektörün yoğunluğu her bir davranış için özel olarak belirlenmiş maksimum yoğunluk değeri ile karşılaştırılarak, belirlenen maksimum doğrusal hıza bağlı olarak hesaplanır. ATEKS'in önündeki sektörün yoğunluğu, maksimum yoğunluk sabitinden büyük ise ATEKS'e uygulanacak doğrusal hız sıfıra atanarak sadece açısal uygulanmakta ve böylece ATEKS önündeki yakın engelden çarpmadan sakınılması sağlanmaktadır. Denklem (8)'in ikinci kısmında verilen denklem üzerinden açısal hız hesabı yapılmaktadır. Burada kullanılan $-\pi/2$ 'nin sebebi ATEKS'in yerel koordinatlarda önünün y ekseni olarak alınmasıdır.

$$u = u_{\max}(1.0 - \frac{\min(h_{\max}, h_r)}{h_{\max}}) \tag{8}$$

$$w = w_{\max}(\alpha\, k_s - \frac{\pi}{2})$$

İzlenecek hızların belirlenmesinin ardından bu değerler AKB-DSK'ya gönderilerek ATEKS platformuna uygulanmaktadır.

Tablo 2: VFH parametre değerleri

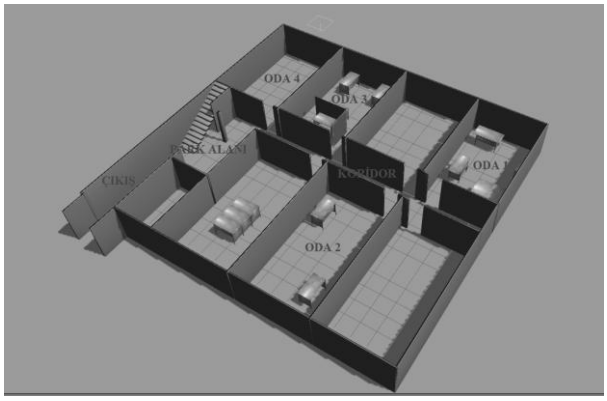
Parametre	**Hedefe Gitme**	**Koridor Takibi**
γ_h	0.4	0.1
γ_b	0.6	0.9
$h_{\max}$	5054054.0	99058.0
α	1.0 derece	1.0 derece
a	5.0	5.0
b	2.0	2.0
$u_{\max}$	0.2 m/s	0.2 m/s
$w_{\max}$	0.6 rad/s	0.6 rad/s

4. Testler

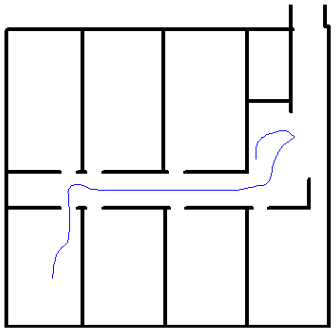
Sistemin performansına dair yapılan testler için ROS ile senkronize çalışabilen GAZEBO benzetim ortamı ve ATEKS platformu kullanılmıştır Hedefe gitme ve koridor takibi davranışlarında kullanılan parametre değerleri Tablo 2'de listelenmiştir.

4.1. Benzetim Ortamı Sonuçları

Geliştirilen yüksek seviye kontrol mimarisi, ilk olarak GAZEBO benzetim ortamında test edilmiştir. Gerçeklenen benzetim ortamı testinde, ATEKS Oda1'den Çıkışa doğru hareket etmektedir. Şekil 8'de bu hareket esnasında alınan konum bilgileri gösterilmektedir. Şekil 9'de davranış çıktısı olan açısal ve doğrusal hız bilgileri sunulmaktadır.

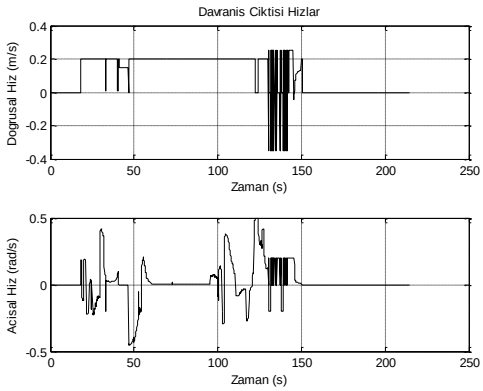


Şekil 7: GAZEBO ESOGU Teknopark giriş katı modeli



Şekil 8: GAZEBO test konum bilgileri

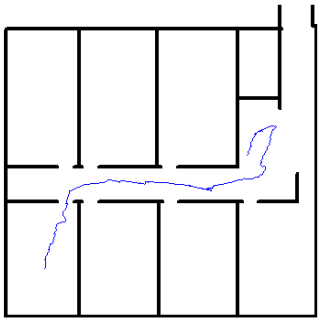
Testler sırasında geliştirilen alt davranışlar arasında geçişleri sağlamak üzere sonlu durum makinesi kullanılmıştır. Oda1'den kapı önüne kadar hedefe gitme davranışı ile gidilmekte ve ardından kapıdan geçme davranışı ile kapıdan geçilmektedir. Koridor, koridor takibi ile geçildikten sonra hedefe gitme ile duvar önüne gelinmekte ve cisme yanaşma davranışı ile senaryo sonlanmaktadır. Hedefe gitme ve koridor takibi davranışları tamamen VFH algoritması ile çalışmaktadır. Buna rağmen, kapıdan geçme davranışında temelde VFH çalışırken, kapıdan geçme için konum yerine kapının tanınması ile kapıya bağımlı bir şekilde ızgara yapısı kullanılmıştır.



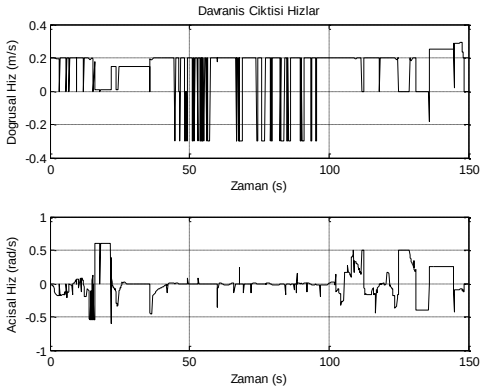
Şekil 9: Şekil 8: GAZEBO test hız bilgileri

4.2. Gerçek Ortam Testleri

Gerçeklenen gerçek ortam testinde, ATEKS Oda1'den Çıkışa doğru hareket etmektedir. Şekil 10'de bu hareket esnasında İÇKON sisteminden alınan konum bilgileri gösterilmektedir. Şekil 11'de davranış çıktısı olan açısal ve doğrusal hız bilgileri gösterilmektedir.



Şekil 10: Gerçek ortam testi konum bilgileri



Şekil 11: Gerçek ortam testi hız bilgileri

Testler benzetim ve gerçek ortamlarda başarı ile gerçeklenmiştir. Benzetim ortamında ATEKS'in global konumunun doğruluğu, gerçek ortam konum bilgisine göre daha iyi olmasından kaynaklanan davranış çıktılarında farklılıklar gözlemlenmektedir. ATEKS üzeri ve benzetim ortamı testlerine ait videolar kaynak [23]'te bulunan web adresinden ulaşılabilmektedir.

5. Sonuç

Bu çalışmada, ATEKS platformunun algılayıcı tabanlı kontrolü kapsamında vektör alan histogramı başarıyla gerçeklenmiştir. AKB-YSK Atom işlemcili bütünleşik bir donanıma sahip olmasından dolayı kaynak tüketimi ve performans açısından başarı oranının yüksek olduğu vektör alan histogramı yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem ile Kinect mesafe algılayıcısından alınan veriler ile platformun algılayıcı tabanlı kontrolü gerçeklenmiştir. Kinect algılayıcılarının gezgin robot kontrolünde kullanılmasına yönelik literatürde güncel çalışmalar devam etmektedir. Gelecek çalışmalarda model öngörülü kontrol yöntemi ile yüksek seviyeli kontrolün gerçeklenmesi planlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma 7120742 nolu TÜBİTAK projesi tarafından desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] Liu J., Zhang H., Fan B., Wang G. ve Wu J., "A Novel Economical Embedded Multi-mode Intelligent Control System for Powered Wheelchair", Computing, Control and Industrial Engineering (CCIE), 2010, s: 156 - 159.

[2] Vanhooydonck D., Demeester E., Hüntemann A., Philips J., Vanacker G., Van H. ve Nuttin M., "Adaptable navigational assistance for intelligent wheelchairs by means of an implicit personalized user model", Robotics and Autonomous Systems, Volume 58, Issue 8, 31 August 2010, s: 963–977

[3] Tahboub K., "A Semi-Autonomous Reactive Control Architecture", Journal of Intelligent and Robotic Systems 32, s: 445–459, 2001.

[4] Minguez J., Lamiraux F., and Laumond J.-P., "Motion planning and obstacle avoidance," in Springer Handbook of Robotics, B. Siciliano and O. Khatib, Eds. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008, s: 827–852.

[5] Bing H., Gang L., Jiang G. ve Hong W., "A Route Planning Method Based on Improved Artificial Potential Field Algorithm", Communication Software and Networks (ICCSN), s: 550-554, 2011

[6] Petry M.R., Moreira A.P., Braga R.A.M. ve Reis L.P., "Shared Control for Obstacle Avoidance in Intelligent Wheelchairs", Robotics Automation and Mechatronics (RAM), s: 182-187, 2010

[7] Yun X. ve Tan K., "A Wall-Following Met hod for Escaping Local Minima in Potential Field Based Motion Planning", Advanced Robotics, ICAR '97. Proceedings., s: 421-426, 1997

[8] Charifa S. ve Bikdash M., " Adaptive boundary-following algorithm guided by artificial potential field for robot navigation", Robotic Intelligence in Informationally Structured Space, RIISS '09, s:38-45, 2009

[9] Quinlan S. ve Khatib O., "Elastic bands: Connecting path planning and control Robotics and Automation, 1993, s. 802–807.

[10] Hesse T. ve Sattel T. , "An Approach to Integrate Vehicle Dynamics in Motion Planning for Advanced Driver Assistance Systems", Intelligent Vehicles Symposium, s:1240-1245, 2007.

[11] Minguez J. and Montano L., "Nearness diagram (ND) navigation: Collision avoidance in troublesome scenarios", Robotics and Automation, s: 45–59, 2004.

[12] Li G., Wu G. ve Wei W., "ND-DWA: A Reactive Method for Collision Avoidance in Troublesome Scenarios", Intelligent Control and Automation, 2006, s: 9307-9311.

[13] Fox D., Burgard W. ve Thrun S., "The dynamic window approach to collision avoidance", Robotics & Automation Magazine, s: 23–33, Mar. 1997.

[14] Borenstein J. ve Koren Y., "The vector field histogram—Fast obstacle avoidance for mobile robots", Robotics and Automation, s: 278–288, Jun. 1991.

[15] Ulrich I. ve Borenstein J., "Vfh +: Reliable obstacle avoidance for fast mobile robots", Robotics and Automation, s: 1572–1577, May 1998.

[16] Akar B., 2014, Yüksek Lisans Tezi, Akıllı Tekerlekli Sandalye için Yüksek Seviye Kontrol Sistemi Gerçekleme, ESOGU Fen Bilimleri Enstitüsü (baskıda).

[17] Yayan U., Akçakoca M., Kılıç İ., Yücel H. ve Yazıcı A., "Akıllı Tekerlekli Sandalye için Düşük Seviyeli Denetleyici Tasarımı", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Malatya, s: 119-124, 26-28 Eylül 2013.

[18] Akar B., Yayan U., Yücel H., Bayar V. ve Yazıcı A., "Akıllı Tekerlekli Sandalye Kontrolü İçin Sonlu Durum Makinesi Tasarımı", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Malatya, s:20-21, 26-28 Eylül 2013.

[19] Yayan U., Akar B., Inan F., Yazici A., "Development of indoor navigation software for intelligent wheelchair", Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), s: 405- 408, 2014.

[20] Yücel H., Edizkan R., Yazıcı A. ve Yayan U., "İç Ortamlar İçin Konumlandırma Sistemi (İÇKON)'nde Kodlayıcı Desteği ile Performans İyileştirme", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'12), Niğde, s. 546 – 551.

[21] ROS, Robot Operating System, http://ros.org, 2014.

[22] GAZEBO Robot Simulation Software, http://gazebosim.org, 2014.

[23] İnovasyon Mühendislik, http://inovasyonmuhendislik.com, 2014.

Ajan Yapısı Kullanılarak ATEKS lider Takibi ve Engelden Sakınma Eylemi

[1]Elektrik Elektronik Mühendisliği
Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir
islam.kilic@outlook.com

[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Dumlupınar Üniversitesi, Kütahya
muammer.akcay@dpu.edu.tr

Özetçe

Gezgin robotlar konusunda farklı yelpazede çalışmalar yapılmaktadır. Birden fazla robotun kullanıldığı ortamlarda arama kurtarma, temizlik vb. robotların birbiri ile etkileşimi önemlidir. Sistem bileşenlerinin uyumlu çalışması ve verilen görevi etkili bir biçimde yerine getirmesi önem teşkil etmektedir. Bu gibi durumlar göz önünde bulundurularak, çoklu ajan sistemi mimarisine dayanan, ortamda bulunan 3 adet akıllı tekerlekli sandalye(ATEKS) ile engelden sakınma ve lider takibi eylemleri gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan çok erkinli sistem mimarisi, ATEKS arasında haberleşmeyi, etkileşimi, bilgi tabanlı vb. yapıları etkili bir biçimde kullanmaktadır. Kullanılan yapı senkron çalışmayı sağladığından robotların kendi içinde engelden sakınma algoritmasını kullanarak engelden sakınma ve robotlar arası haberleşme ile robotların uyum içinde takip sıralarının belirlenebildiği lider takibi eylemi gerçeklenmiştir.

1. Giriş

Gezgin robotlar gelişen teknoloji ile insan hayatına girmeye başlamıştır. İnsan–robot etkileşimi ve sosyal robotlar konusunda yapılan araştırmalar son yıllarda oldukça ivme kazanmıştır. Literatürde Çok erkinli yapılar kullanılarak gerçeklenmiş gezgin robotlar mevcuttur[1-13]. Çok erkinli sistemler kullanılarak sürü halinde bir engelden nasıl kaçınılacağı algoritmaları üzerinde durulmuştur[1]. [2] nolu çalışmada ise internet üzerinden uzaktan kontrol ile birden fazla robotların, çok erkinli yapıları kullanılması hakkında bilgi içermektedir. [3] nolu çalışmada ise reaktif çok erkinli sistem kullanılarak bir robotun engelden sakınma kontrol stratejisi geliştirilmiştir. Engelden sakınma algoritması için ajanlar belirlenmiş ve bu ajanlar görevlendirilmiştir[3]. [4] nolu çalışmada ise çok erkinli sistem yapısı ile birleştirilmiş akıllı otonom robot geliştirilmiştir. Dinamik olarak değişen çerçevede ajan yapıları kullanılarak yol planlaması geliştirilmiştir. Dinamik yol planlama ile çarpışma engelleme sistemleri tartışılmıştır. Ajan yapılarına dayalı çarpışma engelleme metodu geliştirilmiştir. 5'nolu çalışmada Otonom robotlar için tasarlanmış çok ajanlı mimari tanıtılmıştır. [6,7] nolu çalışmalarda çok ajanlı sistemlerde kullanılmak üzere haberleşme çerçevesi oluşturulmuştur. [8,12] nolu çalışmalarda Gezgin robotlarda kullanılan ajan yapıları, ajan yapılarının akıllı robotlardaki gelişiminden bahsedilmektedir. [13] nolu çalışmada görev belirlenmesinde kullanılan ihale yapısından bahsedilmektedir. Ortamda bulunan robotlara görev belirlenmesi için ihale açılır robotlarda gelen tekliflere göre görev ataması yapılır. Bu çalışmada reaktif çok erkinli sistem kullanılarak, bir robotun engelden veya herhangi bir robottan sakınma ve lider takibi eylemi gerçekleştirilmiştir. Algoritmalar Robot işletim sisteminde(ROS) gerçeklenmiştir. Simülasyon ortamı olarak ROS ile uyumlu Gazebo simülatörü seçilmiştir. Robot olarak Akıllı tekerlekli sandalye(ATEKS) modeli oluşturulmuştur. ATEKS etrafında engelden sakınma eylemlerinde kullanılmak üzere 10 adet ultrasonik mesafe ölçer kullanılmıştır. Engelden sakınma hareketlerini ve reaktif yapıyı kullanan 3 robot ile lider takibi davranışı gerçeklenmiştir. Ortamda bulunan 3 adet robota biri lider robot olmak üzere, istenilen hedef noktasına lider robotun yönetimi altında engelden sakınarak hedefe ulaşma gerçekleştirilmiştir. 2. bölümde gerçekleştirilecek robot platformu için ajan yapıları verilmiştir. 3. kısımda ise ortamda bulunan robotların engelden sakınma eylemleri için kullandığı algoritma belirtilmiştir. 4. kısımda ise lider takibi algoritmasından bahsedilmiştir. 5. kısımda ajanlar arası etkileşim yapısı verilmiştir. 6. kısımda ise ajanlar arası organizasyon verilmiştir. 7 ve 8. kısımlarda ajanlar arası haberleşme, bilgi tabanlı ve ihale yapısı verilmiştir. 9. kısım simülasyon testlerini oluşturmaktadır.

2. Çok erkinli sistem yapısı

Çarpışma engelleme kontrolünde 2 reaktif kontrol ajanı belirlenmiştir. Karar ajanı ve Engel ajanı. Karar ajanı araç için gerekli kararların alındığı ve robot için gerekli manevrayı çalıştırıcı (Actuator) sisteme iletilir. Engel ajanı ise çevrede aracın kaçınmasını gerektirecek herhangi bir engel olup olmadığını gösteren ajandır. [3] nolu kaynakta belirtilen kontrol denklemine göre her ajan kendine has özellikleri barındırmaktadır. Araç lider takibi ve engelden sakınma eylemlerini gerçeklemek için ajanlar belirlenmiştir. Engelden sakınma algoritmasında 3 adet ajan her bir araç için kullanılacaktır. Bunlar Engel ajanı, sensör ajanı, karar ajanı bunlara ek olarak aracın takip etmesi gereken diğer araca ait

konum vb. bilgilerin işlendiği ve araçların nasıl bir lider takibi izleyeceğini ana kontrol ajanı belirler.

2.1 Karar ajanı Özellikleri

Karar ajanı, sensör ajanından gelen ve engel ajanında işlenen bilgileri kullanır. Engel ajanının ortamda engel olup olmadığı bilgisini ve engellerin oluşturduğu kuvvet bilgilerini kullanarak gidilecek yön için gerekli manevrayı belirler.

2.2 Engel Ajanı Özellikleri

Sensör ajanından gelen sensör bilgilerini işleyerek ortamda engel olup olmadığına ve bu engelin oluşturduğu kuvveti hesaplar ve karar ajanına ros topikleri üzerinden gönderir.

2.3 Sensör Ajanı Özellikleri

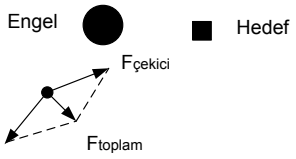
Sensör ajanı sensör bilgilerini içerir ve ros topiği üzerinden gerekli ajanlara gönderir.

2.4 Ana Kontrol Ajanı Özellikleri

Ana kontrol ajanı takip edilecek aracın hangi mesafede hangi araç sırası ile takip edileceğini belirler ve her bir araca ait karar ajanlarına hedef konum bilgisi gönderir. Bu kontrol ajanında takip mesafesi araçların algılama mesafe bilgileri karar ajanlarına ve sensör ajanlarına gönderilir

3. Engelden sakınma ve hedef noktasına yönelim

Bu metot ile engelin konumuna göre araç üzerine kuvvet etki eder. Potansiyel alanlar metodu temel olarak araç üzerinde aracın çevresinde bulunan engellere ve hedef noktasına göre kuvvet denklemleri oluşturmaya dayanır[14]. Hedef noktasına yönelmeye yarayan kuvvete çekici kuvvet, Engellerden kaçmaya yardımcı olan kuvvete itici kuvvet adını alır. İtici kuvvetler(Şekil 1), sonarların etrafında bulunan engellerin araca olan uzaklığına göre değişir. Hesaplamasal maliyeti oldukça düşük ve araç üzerinde ultrasonik sensörler kullanılarak, geliştirilen davranışlar için uygulanabilecek bir metottur. Araç üzerinde oluşturulan bu sanal itici ve çekici kuvvetlerden açısal ve doğrusal hıza geçilir. Literatürde genelde araç önü y ekseni aracın yan tarafları x ekseni olarak alınır. Buradan Araç üzerinde oluşan kuvvetin araç oryantasyonu kullanılarak x ve y eksenindeki bileşenleri hesaplanır. Araca göre y eksenindeki bileşeninden doğrusal hıza, x eksenindeki bileşeninden ise açısal hıza dönüş yapılır(Şekil 2).



Şekil 1: Robot üzerine etki eden kuvvetler

Karar ajanları üzerinde oluşacak kuvvetlerin toplamı karar ajanı için gerekeli manevraları belirleyecektir. Aşağıdaki denklemlerde araç üzerine etki eden sensör ajanından gelen kuvvet denklemleri gözükmektedir(Denklem 1-3).

F_{toplam_k} :Global Eksende Robot Üzerine Etki eden Kuvvet

k :Robot sayısı(1,2,3)

F_i :Sensörlerin Oluşturuğu Kuvvetler

i :Sensör Sayısı(1,2..8,)

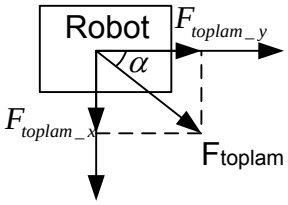
$F_{çekiçi}$:Global Eksende Robotlar Üzerine Etki Eden Çekici Kuvvet

F_{toplam_y} :Lokal Eksende y ekseni üzerinde oluşan kuvvet

F_{toplam_x} :Lokal Eksende x Ekseni üzerinde oluşan kuvvet

u_k :k nolu Robot Doğrusal Hızı(m/s)

w_k :k nolu Robot Açısal hızı(rad/sec)



Şekil 2: Lokal Eksende Kuvvet Bileşenleri

$$F_{toplam_k} = \sum_{i=1}^{8} F_i + F_{çekiçi} \quad (1)$$

$$u_k = F_{toplam_y} * u_{max} \quad (2)$$

$$w_k = F_{toplam_x} * w_{max} \quad (3)$$

k numaralı sırada takip yapan robotun üzerinde oluşan kuvvetler ve bu kuvvet denklemlerinden hesaplanan robot manevrası için gerekli hız denklemleri verilmiştir. Bu hızlar ATEKS için tasarlanan Düşük seviye denetleyici de gerçeklenir[15].

4. Lider takibi

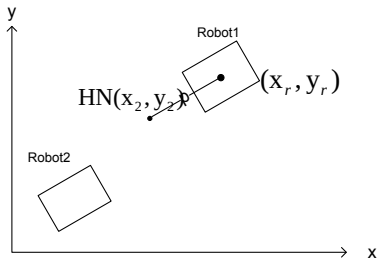
Lider takibi eylemi için Robotlara lider robotun d mesafe arkasında olmak üzere takip eden robotlara hedef noktası atanmaktadır. Lider robot hareket ettikçe, lideri takip eden robotlarında hedef noktaları dinamik olarak değişecektir. Şekil 3'de takip robotunun gideceği nokta öndeki sırada takip eden robotun d mesafe kadar arkasına hedef noktası olarak atanır. Aşağıdaki denklem ile robotun gideceği hedef nokta belirtilir(Denklem 4-6).

$$x_2 = x_r - d\cos\theta \quad (4)$$

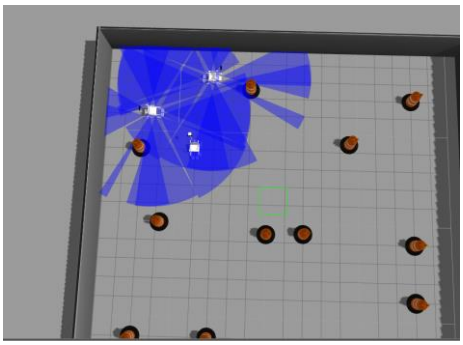
$$y_2 = y_r - d\sin\theta \quad (5)$$

$$HN_2(x_r - d\cos\theta, y_r - d\sin\theta) \quad (6)$$

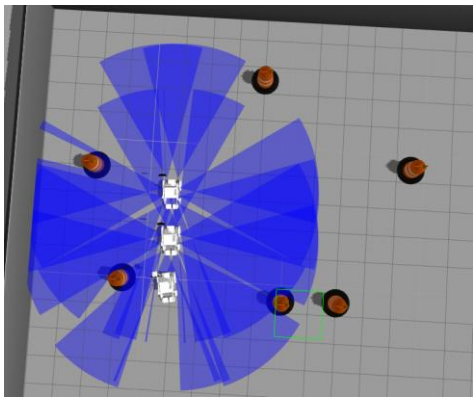
x_r, y_r robotun global eksende konumunu, d robotun takip aralığını, x_2, y_2 değerleri 2. robotun gidecek olduğu hedef noktasını belirtir.



Şekil 3: Robot2 Hedef noktası Belirleme



Şekil 4: Simülatör Ortamı(Gazebo)Başlangıç durumu



Şekil 5: Simülatör Ortamı(Gazebo)

5. Ajanlar arası etkileşim

Karar ajanlarının birbiri ile veya engel ajanları ile kesişimi Newton'un yer çekimi kanununa göre modellenmiştir. Bu model karar ajanının algılama alanına göre değişir. Bu metoda göre itici davranışlar belirlenmiştir. Belirlenen ajanlara göre ortamda 2 adet itici davranış oluşur, Karar ajanından karar ajanına veya karar ajanından engel ajanına olan itici davranıştır. Bu sayede iki ajan arasında bir itici kuvvet oluşur bu kuvvet denklemleri 3. bölümde belirtilmiştir. Karar ajanları üzerinde oluşacak kuvvetlerin toplamı karar ajanı için gerekeli manevraları belirler.

5.1 Ana kontrol ajanından Karar ajanına

Bu iki ajan arası kesişim diğer ajanlardan alınan bilgiye göre belirlenir engel ajanı çevrede engel var bilgisi döndürdüğünde kontrol ajanı pasif duruma geçer ve karar ajanı çıktıları araca uygulanır.

6. Ajanlar arası organizasyon

Ana kontrol ajanı ve karar ajanı arasındaki organizasyon, ana kontrol ajanı diğer tüm ajanların pasif yada aktif edileceğini kontrol edebilir. Kontrol ajanında lider takibini gerçeklemek için gelecek komutlar ortamda herhangi bir engel bulunduğunda pasif duruma geçerek karar ajanı ile engelden sakınma gerçekleştirilecektir. Engelden sakınma bittiğinde kontrol tekrar ana kontrol ajanına geçecektir[4].

7. Ajanlar arası haberleşme

Literatürde ajanlar arası haberleşmeyi sağlayan yöntemler mevcuttur[4-12]. Bizim sistemimizde gerçeklenecek olan ajanlar arası haberleşme Robot işletim sistemi kullanılarak oluşturulan ajanlar birbirleri arasında topik adı verilen ROS a özel haberleşme protokolü ile haberleşir. Topiklerin int,double string vb. istenilen bilgiyi taşıyacak mesaj tipleri mevcuttur. ROS'un oluşturmuş olduğu standart mesaj kütüphanesinde belirlenen mesaj tipleri ve bu mesaj tipleri ile kendi sistemimize uydurduğumuz mesaj tipleri gönderilmiştir. Robotların hız,konum, sensör bilgileri farklı mesaj tipleri kullanılarak taşınmıştır. Robotların hedef noktaları, Sensör bilgileri, Oluşan Kuvvet bilgisi, Robotların gönderdiği teklif değerleri sistem için oluşturulan özel mesaj tiplerinde taşınmıştır.

8. Ajanlar arası bilgi tabanlı ve ihale yapısı

Engel Ajanı için sensör ajanından alınan sensör mesafe bilgileri sistemin girdisidir. Sistem çıktısı olarak bu mesafelere göre robot üzerine etki eden kuvvet dizinidir. Karar ajanı robotun etrafında bulunan engellerden dolayı oluşan kuvvet bilgisini engel ajanından, ana kontrol ajanından ise hedef noktası bilgisini alır ve sistem çıktısı olarak robota uygulanacak hareket bilgisini üretir. Şekil 6,7,8 ve 9'da ajan blok diyagramları verilmektedir.

8.1 Ana kontrol ajanı

Kontrol ajanının diğer ajanlara gereken bilgileri üretmesi için belirlenen bilgilere ihtiyacı vardır bu bilgiler(giriş argümanları) aşağıda sıralanmaktadır.

- Lider robot için gidilecek hedef noktası
- Robotların takip sırası(Kim önde kim arkada)
- Uygulanacak Maksimum hızlar

Çıkış argümanları aşağıda sıralanmaktadır.

- Takipçi robotlara belirlenen sıraya göre hedef noktalarının gönderilmesi.
- Lider robotun engel ajanı için gerekli olan hedef bilgisi
- Uygulanacak maksimum hızlar

Aşağıdaki şekillerde ajanların girdiler ve çıktıları gözükmektedir.

$Lider\ Robot\ Hedef\ Noktası : HN(\mathrm{x},\mathrm{y})$

$Sensör\ Mesafe\ Bilgileri : S_1, S_2, ...S_8$

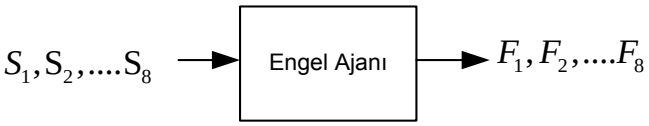
$Kuvvet\ Bilgileri : F_1, F_2, ...F_8$

$Takip\ Sırası : Ts(\mathrm{i})$

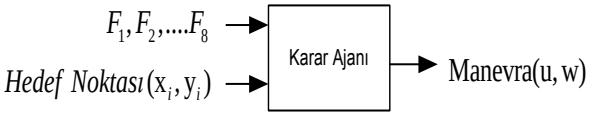
$Maksimum\ Hızlar : (u_{\max}, w_{\max})$

$Robotların\ Hedef\ Noktaları : HN_i(\mathrm{x}_i, \mathrm{y}_i), \mathrm{i} = 1,2,3$

$\mathrm{Robot\ Takip\ Mesafesi : TM(i),\ i} = 1,2,3$



Şekil 6 : Engel Ajanı Argümanları

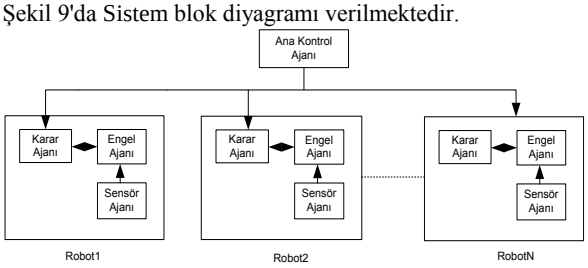


Şekil 7: Karar Ajanı Argümanları



Şekil 8: Ana Kontrol Ajanı Argümanları

Şekil 9'da Sistem blok diyagramı verilmektedir.



Şekil 9: Sistem Blok diyagramı

9. İhale(Auction) yapısı

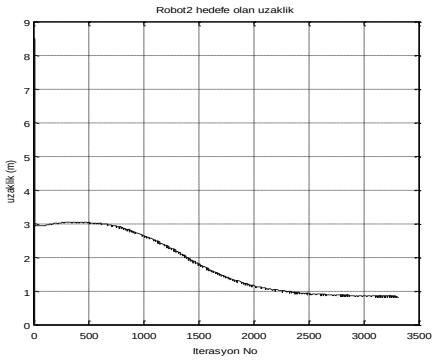
İhale yapısı robotların takip sırasını belirlemesinde kullanılmıştır. Lider robot diğer robotlara takip sırası için teklif yollar[13]. Robotlar alınan bu teklife göre lider robota olan uzaklık bilgilerini gönderir(bid value). Lider robot bu mesafe bilgilerini teklif değeri algılar ve robotların minimum sürede etkili bir şekilde sıraya girebilmesi için kendisine en yakın olan robottan en uzak olana doğru sıralama yapar ve ana kontrol ajanından takip eden robotlara gönderilen hedef konum bilgileri birer metre mesafe ile atanır. Takip robotların eşit uzaklık bilgisi gönderdiği durumlarda ise lider robotun oryantasyonuna en yakın oryantasyona sahip robot ilk sırada yerini alır. Oryantasyonlarında eşit olduğu durumda ise algoritmada sabit belirlenmiş olan sıra uygulanır.

10. Testler

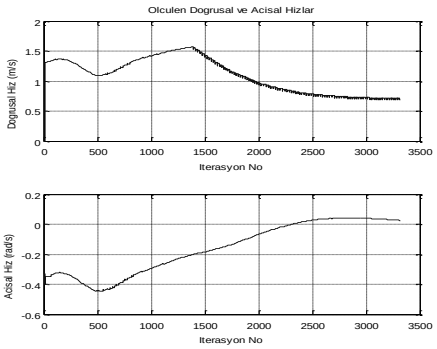
Alınan test sonuçlarına göre ajanların etkili bir biçimde çalıştığı. Lider robotun belirlenen kurallar içerisinde tanımlandığı. ve Lider robotu izleyen robotların hız profillerinin lider robottan uzaklaştıkça arttığı, belirlenen d mesafesine yaklaşınca lider robotun hızında seyir ettiği gerçeklenmiştir.

Engel bulunan çevrede robotların engelden sakınma eylemini gerçekleştirerek ortamda hareket ettiği gözlemlenmiştir. Şekil 10 ve 12'de 2'nolu robotun lider robota, 3'nolu robotun ise 2'nolu robota olan uzaklıkları gözükmektedir. Sistem başlatıldıktan sonra şekillerde gözüktüğü gibi araçlar yaklaşık olarak birbirini 0.84 m uzaklıkta takip etmektedirler. Şekil 11 ve 13'de araçların hız değişimleri gözükmektedir.Takip eden Robotların maksimum hızları 1.5 m/s ve 0.8 rad/s dir. Lider robotun Maksimum hızları ise 1 m/s ve 0.7 rad/s olarak belirlenmiştir.

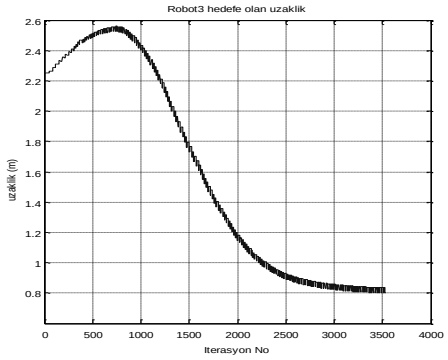
Bu durumda takip eden robotların lider robotu istenen uzaklık mesafesine erişip takip etmesi amaçlanmıştır. Şekil 10 ve 12'de gözüktüğü gibi başlangıç durumunda 2'nolu robotun lider robota uzaklığı yaklaşık 3 metredir. 3'nolu robotun 2'nolu robota uzaklığı ise yaklaşık 2.3 metredir. 3'nolu robotun lider robota uzaklığı ise yaklaşık 5 metredir. Takip robotların lider robotlara olan uzaklıkları ana kontrol ajanında algılanıp takip sırası ataması yapılmış ve uzaklığı daha yakın olan robot ilk sırayı almıştır. Grafiklere göre belirlenen takip mesafesinin uzağında olan robotlar maksimum hızlarda hareket edip minimum sürede d takip mesafesinde birbirini takip etmeye başlamıştır.



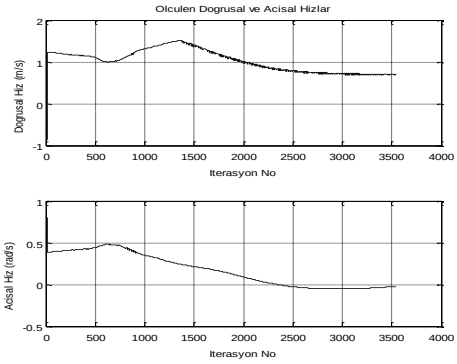
Şekil 10: 2'nolu robotun Lider robota uzaklığı



Şekil 11: 2'nolu robot Hız Grafikleri



Şekil 12: 3'nolu robotun 2'nolu robota uzaklığı



Şekil 13: 3'nolu robot Hız Grafikleri

11. Sonuç

Alınan test sonuçlarında robotların birbirini 0.84 m uzaklık mesafesinde takip ettiği gözlemlenmiştir. Araçlar engelle karşılaştığında otomatik olarak hızarını değiştirmekte ve engelden sakınma algoritmasını gerçeklemektedir. Çok erkinli(ajanlı) sitem mimarisi kullanılarak, ortamda bulunan birden fazla robotlara engelden sakınma ve lider takibi eylemleri gerçekleştirilmiştir. Kullanılan ihale yapısı ile robotların takip sırası etkili bir biçimde ve minimum sürede takip sırasına girdiği gözlemlenmiştir. Lider takibi eyleminde robotu takip eden robotun lider robotu belirlenen d mesafesinde takip ettiği gözlemlenmiştir.

Sistemde kullanılan ajanlar ile Sistem daha modüler bir yapıya dönmüş ve etkili bir biçimde çalışmıştır. Bu çalışmada amaç, birden fazla robotlarla senkron olarak hareket edip takım halinde çeşitli görevleri yerine getirme işlemleri gerçekleştirilmesidir. Bu sistem ile gezgin robotlar ile fabrikalarda forkliftlerin otonom hale getirilerek çeşitli yüklerin bir noktadan hedef noktasına taşınması, rehabilitasyon merkezindeki hastaların grup halinde hastane çevresinde herhangi bir efor gerektirmeden dolaşması gibi işlemler gerçekleştirilmiş olacaktır. İnsan iş yükünün azalacağı, olası kazaların azalabileceği bir sistem gerçeklenecektir. Gelecek Çalışmada ise Etkili bir şekilde engelden sakınma için sensör ajanlarına lazer sensör eklenip çevredeki engellerin büyüklüğü ve uzaklığı hakkında daha kesin bilgiye sahip olunacağından daha etkili engelden sakınma algoritmaları(Vektör alan histogramı, Dinamik Pencere yaklaşımı vb.) kullanılacaktır.

Kaynakça

[1]. M.S. R. Mousavi, M. Khaghani, G. Vossoughi, "Collision Avoidance with Obstacles in Flocking for Multi Agent Systems", Internatonal Conference on Industrial Electronics, Control and Robotics, 2010.

[2]. G. yongsheng, Z. jie, Y. jihong, Z. yanhe, Cai hegao, "Multi Robot Tele-operation System Based on Multi agent Systems" Proceeding of the IEEE International conference on Mechatronics and Automation, Niagara Falls, Canada July 2005.

[3]. Y. Sibo, G. Franck, K. Abderrafiaa, "Application of reactive multi agent system to vehicle collision avoidance", 20th IEEE ınternational Conference on Tools with Artificial Intelligence, 2008.

[4]. H. Asama, K. Ozaki, H. Itakura, A. Matsumoto, Y. Ishida, I. Endo, "Collision Avoidance Among Multiple mobile robots based on rules and communcation", International workshop on Intelligent Robots and Systems, Japan, 1991

[5]. L. HaiHua, Z. MiaoLiang, " A Self Organized Multi Agent System designed for Auto Mobile Robot ", Third international conference on Natural Computation, 2007.

[6]. K. Merrill, M. O'Rourke, D. Edwards, " An Intentional Framework for Communication in Multi-Agent Systems", OCEANS 2006.

[7]. M. B. Koes, I. Nourbakhsh, K Sycara, " Communication Efficiency in Multi-Agent Systems", International Conference on Robotics and Automation, 2004.

[8]. R.J. Firby, "Opening the door to robotic agents", University of Chicago, 1997.

[9]. E. M. Petriu, T. E. Whalen, R. Abielmona, A. Stewart, "Robotic Sensor Agents", IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, 2004.

[10]. K. S. Hwang, C. Y. Lo, W. L. Liu,"A Modular Agent Architecture for an Autonomous Robot", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol: 58: No:8,2009

[11]. T. Miki, M. Nagao, H. Kobayashi, T. Nakamura,"A Simple Rule Based Multi-Agent Control Algorithm and Its Implementation Using Autonomous Mobile Robots" , World Automation Congress TSI Press, 2010.

[12]. B. Dafflon, F. Gechter, P. Gruer, A. Koukam,"Vehicle platoon and obstacle avoidance: a reactive agent approach", IET Intelligent Transport Systems,Vol. 7, Iss. 3, pp. 257-264, 2013

[13]. U. Gürel, O. Parlaktuna, "A new architecture for multi-robot teams in market-based applications", Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 7th International Conference on, 2011.

[14]. A. Miguel, P. Castañeda, J. Savage, A. Hernández, F. Arámbula Cosío, "Local Autonomous Robot Navigation using Potential Fields", Mobile Robots Motion Planning, 2008.

[15]. U. Yayan, M. Akçakoca, İ. Kılıç, H. Yücel, A. Yazıcı,"Akıllı Tekerlekli Sandalye için Düşük Seviye Denetleyici Tasarımı", TOK 2013, Malatya.

Otonom Çim Biçme Robotu Seyrüseferinde Odometrik Hata Düzeltme Metodu Geliştirilmesi

Serkan ÇİÇEK [1], *E. İlhan KONUKSEVEN* [2], *A. Buğra KOKU* [3], *Ardıç KAROL* [4]

[1,4] TURA Mühendislik, Ankara
{serkan.cicek,ardic.karol}@turamuhendislik.com

[2,3] Makine Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{konuk,kbugra}@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, odometrik seyrüsefer kullanarak hareket eden ve çim alanları geometrik desenler kullanarak tarayan diferansiyel sürüş özelliğine sahip bir otonom çim biçme robotuna yönelik odometrik hata düzeltme metodu geliştirilmiştir. Metot, konumu tam olarak bilinen bir bölgenin biçilmiş veya biçilmemiş olduğunun algılanması ve bu bilginin bir dış referans olarak değerlendirilmesi yaklaşımına dayanmaktadır. Geliştirilen metot, mobil robot üzerinde açık kontrol çevrimi kullanılarak, gerçek ortamda test edilmiştir. Testler neticesinde metodun, robotun konum kestirim yeteneğini artırdığı ve alan kapsama performansını iyileştirdiği gösterilmiştir.

1. Giriş

Otonom temizlik veya çim biçme robotu satın alma aşamasındaki bir tüketici için en önemli değerlendirme kriteri fiyat-performans oranıdır. Buradaki performans kavramı büyük oranda robotun seyrüsefer başarısına dayanmaktadır. Dolayısıyla tüm üreticiler için en iyi seyrüsefer performansını en uygun fiyata sunmak son derece önemlidir.

Mobil platformların seyrüsefer ve konumlandırma algoritmalarında farklı karmaşıklıkta matematiksel modeller kullanılmaktadır. Düşük hızlarda çalışan ya da ekonomik faktörlerin ön planda tutulduğu platformlar için kinematik modeller ihtiyaçları karşılayabilmektedir. Bu tip platformların konumlandırılmalarında hata düzeltme amacıyla kullanılabilecek donanımların birçoğu ya yüksek maliyetli (dGPS, LIDAR, vb.) ya da düşük hassasiyetlidir (GPS, vb.). Ticari bir ürün için önemli olan, fiyat-performans dengesidir.

Bir çim biçme robotu için en önemli performans metriği alan kapsama performansıdır. Verimsiz ve başarısı değişken rastlantısal gezinti deseni yerine ön tanımlı desenler kullanmak, kapsama performansını arttırmaktadır. Bununla birlikte, çevre koşulları göz önünde bulundurulduğunda, tekerlekli sistemler için patinaj ve kayma kaçınılmaz bir hata kaynağıdır. Bu unsurlar, robotun konum ve yönelim açısı hatalarının sürekli olarak artmasına sebep olmaktadır. Otonom çim biçme robotları düşünüldüğünde, biçilecek alandaki belli bir bölgenin kendi içerisinde yüksek performansla taranmasına yardımcı olabilecek bir hata düzeltme metodu bile, düşük maliyetli olduğu sürece kayda değer bir iyileştirme sayılmaktadır.

Bu çalışmada; tasarım, geliştirme, üretim ve test süreçleri sıfırdan ele alınarak gerçekleştirilen ve ticarileşme potansiyeli taşıyan bir otonom çim biçme robotu özelinde geliştirilen odometrik hata düzeltme metodu ele alınmıştır. Robotun konum kestirim performansını iyileştiren ve alan kapsama yüzdesini artıran düşük maliyetli bir odometrik seyrüsefer metodu geliştirilmiş ve test edilmiştir. Metot, kesme bıçağı etrafındaki biçilmiş/biçilmemiş bölgeleri algılayarak, bunları bir dış referans olarak değerlendirmekte ve mevcut odometrik konum ve yönelim bilgisinde hata düzeltmesi yapmaktadır.

Bildiri, Sistem Geliştirme ve Test faaliyetlerini içeren ana iki bölümden oluşmaktadır. İkinci bölüm olan Sistem Geliştirme; Problem Tanımı, Konsept Seçimi, Donanım Mimarisi, Mekanik Tasarım, Matematiksel Modelleme, Kontrolcü Tasarımı ve Yazılım Mimarisi alt başlıklarını içermektedir. Üçüncü bölüm olan Testler; Test Senaryoları, Test Düzeneği, Veri Toplama ve İşleme ve Test Sonuçları alt başlıklarını içermektedir. Dördüncü bölümde ise çalışmanın sonuçları sunulmuş, yapılan değerlendirmeler ile birlikte makale tamamlanmıştır.

İmalat, Sistem Entegrasyonu, Elektriksel Tasarım gibi birçok faaliyet bildiri kapsamına dahil edilmemiştir. Çalışmaya ait bu konulara referans [1] ve referans [2]'den ulaşılabilmektedir.



Şekil 1: Robotun genel görünümü

2. Sistem Geliştirme

2.1. Problem Tanımı

Çalışma kapsamında geliştirilen metodun, ticarileşebilir bir ürüne uygulanabilirliği esas alınmış ve bu husus öncelikli gereksinim olarak tayin edilmiştir.

Tanımlanmış bu gereksinim uyarınca, ticari bir otonom çim biçme robotu, tüketiciye tatminkâr bir çim kalitesi sunmalı, verimli çalışmalı, görsel olarak etkileyici ve satın alınabilir olmalıdır. Aynı zamanda mobil ve otonom olmalı, istenen bölge içerisinde çalışabilirken, statik ve dinamik engellerden kaçınabilmelidir. Bu özellikler, çalışmanın bütününde tasarım kriteri olarak ele alınmıştır. Bu gereksinimler doğrultusunda sistemin en önemli değerlendirme metriği otonom seyrüsefer performansı olarak tanımlanmıştır.

2.2. Konsept Seçimi

Konsept seçim faaliyetleri kapsamında, sistem gereksinimleri doğrultusunda; çim biçme tekniği, mobilite, sınırlama tekniği ve engellerden kaçınma teknikleri belirlenmiştir. Bildiri kapsamında bu faaliyetlere değinilmemiş, yalnızca geliştirilen hata düzeltme metoduna esas olan otonom dış ortam seyrüsefer tekniği üzerinde durulmuştur.

2.2.1. Otonom Dış Ortam Seyrüsefer Tekniği

Piyasadaki otonom çim biçme robotlarının neredeyse tamamı rastlantısal gezinti desenleri kullanarak hareket etmektedirler. Bu davranışın en temel dezavantajı, robotun kapsama performansının operasyondan operasyona değişiklik göstermesidir. Rastlantısal desen kullanan bir çim biçme robotu, geometrisi çok basit olan bir bahçede bile biçilmemiş bölgeler bırakabilmekte, zaten biçmiş olduğu bir bölgelerden defalarca geçebilmektedir. Bütün bu davranışlar enerji tüketimi açısından verimsizdir ve bahçenin çim kalitesini önemli ölçüde düşürmektedir. Bütün bu faktörler göz önünde bulundurulduğunda, rastlantısal desen kullanan bir robot için bile geçici konumlandırma yapmak operasyona önemli katkıda bulunacaktır.

Literatürde konumlandırma amacıyla kullanılabilecek çeşitli metotlar bulunsa da söz konusu ticari bir ürün olduğunda bu konumlandırma tekniğinin ne olacağı oldukça önemlidir [3].

Konumlandırma tekniği olarak küresel uydu seyrüsefer sistemleri düşünüldüğünde, böyle bir operasyon için hassasiyetlerinin yetersiz olduğu görülmektedir. dGPS veya dGPS-RTK gibi hassasiyeti iyileştirilmiş sistemler ise bu tip bir ticari ürün için ekonomik olarak uygun değildir.

Belirli geometrilere sahip ortamlarda başarılı bir şekilde kullanılan referans-istasyon kullanım tekniği, geometrisi belli olmayan geniş dış ortamlarda, çevresel koşulların değişkenliği sebebi ile başarılı olamamaktadır. Üstelik referans-istasyonları her bir bahçeye uygun sayıda ve şekilde yerleştirmek, ticari bir ürün için pratik ve ekonomik değildir.

Görüntü işleme teknikleri kullanılarak çevreye göre konumlandırma metodu doğası gereği zorluklar taşımakta, referansların kesin konum bilgilerini gerektirmektedir. Her bir bahçeye uygulanabilmesi, ticari bir ürün için kullanışsızdır.

Haritalama amacıyla LIDAR kullanımı oldukça uygun gibi görünse de yüksek maliyetleri sebebiyle bu donanım da otonom çim biçme robotları için uygulanabilir değildir.

Bütün bunların yanında robotun kullanılacağı her bir bahçe farklı bir geometriye sahip olacağından, ön-tanımlı güzergâh kullanımları da imkânsızdır.

Bu çalışmada, basit ve ekonomik olmasıyla birlikte gereksinimleri karşıladığı gerekçesiyle hesabi seyrüsefer tekniği kullanılmıştır. Hesabi seyrüsefer tekniğinde, patinaj ve kayma temelli hata birikmesi kaçınılmaz olsa da metot çok basit ve ucuz bir çözüm olmaktadır.

Mevzubahis sistemim kapsama performansı, konumlandırma hassasiyetinden çok daha önemlidir. Başka bir deyişle, yalnızca geçici konumlandırma yaparak, örneğin dikdörtgen biçimindeki bir bölgeye uygulanan paralel-tarama operasyonunun tarama performansının yüksek olması, bir çim biçme robotunun yüksek performanslı olduğunu söylemek için yeterlidir. Bu çalışmada geliştirilen metot tam olarak bu amaca hizmet etmektedir. Çim biçme operasyonunun yüksek başarıyla tamamlanabilmesi için, bir tarama desenine yönelik olarak yapılan konumlandırmada oluşan patinaj ve kayma tabanlı hataların düzeltildiği bir metot ortaya koyulmuştur.

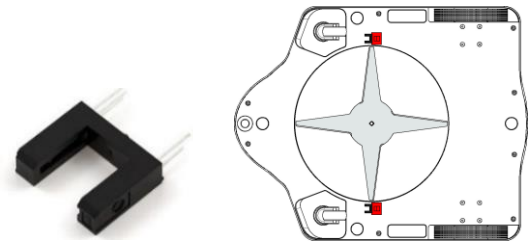
2.3. Donanım Mimarisi

Donanım mimarisinin oluşturulması faaliyetleri kapsamında; sürüş ve çim biçme motorları, motor sürücüler, bataryalar, konum kodlayıcılar (enkoderler), ultrasonik ve kızılötesi sensörler ve kontrolör seçimleri yapılmıştır. Bildiri kapsamında bu faaliyetlere değinilmemiş, yalnızca geliştirilen metoda esas olan kızılötesi anahtar seçimi üzerinde durulmuştur.

2.3.1. Kızılötesi Anahtarlar

Çimenlik bir bölgenin biçilip biçilmediğine dair bir kanıya varabilmek için o bölgedeki çim boyunun, kesme bıçağının yerden yüksekliğinden fazla olup olmadığı değerlendirilmiştir. Çalışma kapsamında bu problemin çözümünün, basit ve ucuz bir donanım olan kızılötesi anahtar olmasına karar verilmiştir. Anahtarlar, robotun altına, kesme bıçağının hemen sağına ve soluna konumlandırılmıştır.

Kızılötesi anahtarlar çatal biçiminde bir geometriye sahiptir. Bu çatalın bir tarafında kızılötesi verici, diğer tarafında ise kızılötesi alıcı mevcuttur. Kızılötesi ışık çatalın bir tarafından yayılıp diğer tarafından saptanmaktadır. Çatalın iki ucu arasındaki boşluğa bir nesne girerse, üretilen kızılötesi ışık kesintiye uğrar ve alıcıya ulaşamaz. Bu şekilde anahtar açılıp kapanmış olur. Çalışmada, çatalın arasından geçecek olan bu nesne çimdir. Anahtarlar, aralarından çimler geçtikçe açılıp kapanmakta, kontrolcü ise bu açılıp kapanmaları sayarak o bölgenin biçilip biçilmediğine karar vermektedir. Bu amaçla kullanılan kızılötesi anahtar, boşluk genişliği 10 mm olan SHARP GP1A57HRJ00F olarak seçilmiştir (Şekil 2).



Şekil 2: Kızılötesi anahtar ve robotun altındaki yerleşimleri

2.4. Mekanik Tasarım

Mekanik tasarım faaliyetleri kapsamında; temel ölçüler belirlenmiş, dahili ve harici tasarımlar yapılmış, tekerlek ve çim

biçme mekanizması sistem tasarımları gerçekleştirilmiştir. Robotun genel görünümü Şekil 1'de sunulmaktadır. Bildiri kapsamında bu faaliyetlere değinilmemiş, yalnızca geliştirilen hata düzeltme metoduna esas olan kızılötesi anahtarların yerleşimi üzerinde durulmuştur.

2.4.1. Kızılötesi Anahtarların Yerleşim Düzeni

Matematiksel model düşünüldüğünde, kontrol edilebilirlik ve performans kriterleri açısından, kızılötesi anahtarların yerleşim düzeni önemlidir (Şekil 2). Anahtarlar, robotun altında, kesme bıçağının solunda ve sağında olmak üzere iki yanına konumlandırılmıştır. Kullanılan kızılötesi anahtarların orta boşluk genişliği 10 mm'dir. Kullanılan kesme bıçağının çapı 320 mm iken, kızılötesi anahtarlar, aralarında 360 mm olacak şekilde yerleştirilmiştir. Bir başka deyişle kesme bıçağının uç noktası ile kızılötesi anahtar boşluğunun dış noktası arasındaki mesafe 20 mm olarak ayarlanmıştır. Bu mesafenin 10 mm'si tarama desenleri için örtüşme payı olarak kullanılmıştır. Tüm bu fiziksel ölçüler, matematiksel modelleme esnasında kullanılan parametrelere esas teşkil etmektedir [4].

2.5. Matematiksel Modelleme

Bir çim biçme robotu seyrüseferindeki odometrik hataların en önemli kaynağı patinaj ve kaymadır. Dinamik kuvvetlerin etkisi, düşük hızlarda ihmal edilebilir düzeydedir [5]. Çalışma kapsamında dinamik model kullanılmamış, mimari, kinematik modelleme üzerine kurulmuştur.

Matematiksel ifadelere referans oluşturması için iki boyutlu bir mutlak koordinat sistemi ve bir dönme merkezi koordinat sistemi tanımlanmıştır. Robot üzerindeki dönme merkezi koordinat sisteminin x-ekseni robotun doğrusal eksenini, y-ekseni ise robotun yanal eksenini ifade etmektedir (Şekil 3). Herhangi bir anda robotun dönme merkezinin bu düzlemdeki konumu (x, y) ve robotun hareket doğrultusunun mutlak x-ekseni ile yaptığı açı (θ) bilinmektedir. Bu ifadelerden yola çıkarak, matematiksel hata tanımlamaları, yazılım mimarisine uygun şekilde; çizgi, noktasal dönüş ve yay komutlarına göre modellenmiştir.

Yay, rastlantısal desen, dikdörtgenel içe-spiral ve engellerden kaçınma komutlarının matematiksel modelleri türetilmiş, ancak bildiri kapsamında bu faaliyetlere değinilmemiştir. Yalnızca çizgi, noktasal dönüş ve paralel-tarama komutları ile odometrik hata düzeltmesi yapan geliştirilmiş seyrüsefer metodu üzerinde durulmuştur.

2.5.1. Çizgi Komutu

Düz bir çizgi için referans tekerlek hızları mutlak oranı,

$$R_{Abs_{Des}} = 1 \tag{1}$$

olmalıdır. Komutun başında, bu çizginin başlangıç konumu ile robotun başlangıç -dolayısıyla referans- yönelim açısı bilinmekte ve komutun uzunluk parametresi (l) kullanılarak hedef-noktanın koordinatları hesaplanmaktadır. Gerekli dönüşümlerden sonra hedef-noktanın koordinatları,

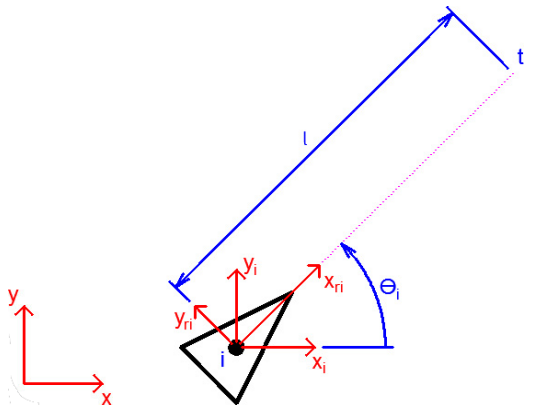
$$\begin{bmatrix} x_t \\ y_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\theta_i)l + x_i \\ -\sin(-\theta_i)l + y_i \end{bmatrix} \tag{2}$$

olarak bulunmaktadır. Komut çalışmakta iken robotun referans güzergâh üzerinde olup olmadığı da kontrol edilmelidir. Üzerinde bulunulması arzu edilen referans konum, güzergâh üzerindeki, robotun gerçek konumuna en yakın nokta olarak ele alınmıştır. Gerekli dönüşümlerden sonra konum ve yönelim açısı hataları,

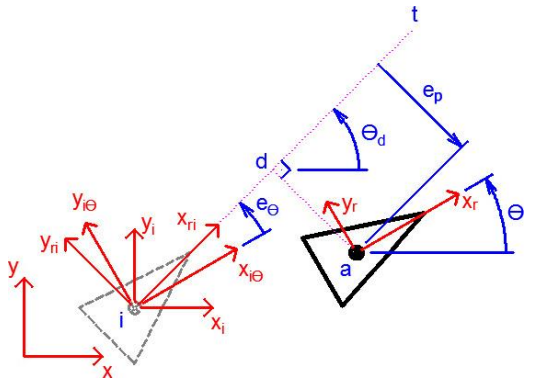
$$e_p = -\sin(\theta_i)\,(x - x_i) + \cos(\theta_i)\,(y - y_i) \tag{3}$$

$$e_\theta = \operatorname{atan2}\big(-\sin(\theta)\,(x_t - x_i) + \cos(\theta)\,(y_t - y_i),\ \cos(\theta)\,(x_t - x_i) + \sin(\theta)\,(y_t - y_i)\big) \tag{4}$$

olarak bulunmaktadır.



Şekil 3: Çizgi uzunluğu parametresi (l) ve hedef-nokta (t)



Şekil 4: Referans konum (d), referans yönelim açısı (θ_d), konum hatası (e_p), yönelim açısı hatası (e_θ)

2.5.2. Noktasal Dönüş Komutu

Noktasal dönüş için referans tekerlek hızları mutlak oranı,

$$R_{Abs_{Des}} = 1 \tag{5}$$

olmalıdır. Komutun başında, dönüş yapılacak olan konumun -dolayısıyla hedef noktanın- koordinatları bilinmekte ve açı parametresi $(\Delta\theta)$ kullanılarak hedef yönelim açısı hesaplanmaktadır. Gerekli dönüşümlerden sonra bu açı,

$$\theta_t = \operatorname{mod}(\theta_i + \Delta\theta, 2\pi) \tag{6}$$

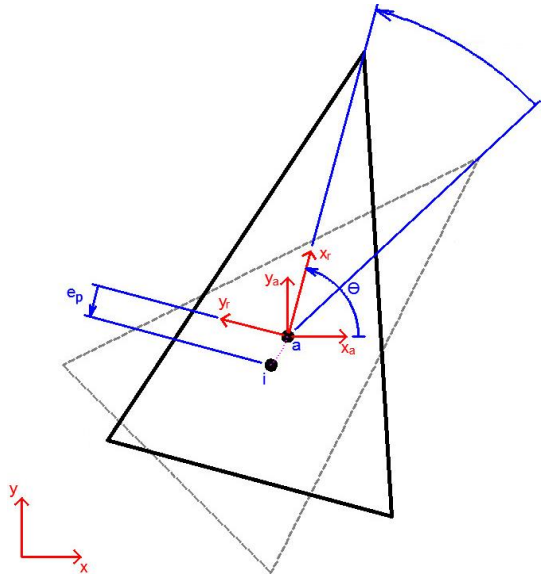
olarak bulunmaktadır. Hedef-nokta ise başlangıç noktasıdır ve

$$\begin{bmatrix} x_t \\ y_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} \tag{7}$$

şeklinde ifade edilmektedir. Komut çalışmakta iken robotun referans konumda olup olmadığı kontrol edilmelidir. Gerekli dönüşümlerden sonra konum hatası,

$$e_p = \cos(\theta)\,(x_i - x_a) + \sin(\theta)\,(y_i - y_a) \tag{8}$$

olarak bulunmaktadır. Noktasal dönüş komutuna ait hata tanımlaması Şekil 5'te şematik olarak gösterilmektedir.

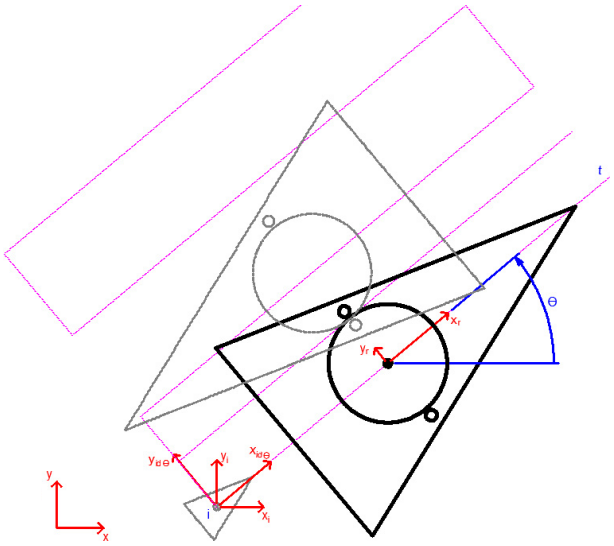


Şekil 5: Saat ibresinin tersi yönünde dönüşte konum hatası

2.5.3. Paralel Tarama Komutu

Paralel-tarama deseninde robot, dikdörtgen şeklindeki bir bölgeyi, her pasoda kendini bıçak genişliği kadar kaydırarak, düz çizgilerle taramaktadır (Şekil 6).

Komut, yazılımsal olarak, çizgi ve noktasal dönüş alt-seviye komutlarını uygun sırayla kullanan bir üst-seviye komut olarak tanımlanmıştır. Komutun en ve boy parametrelerine göre dikdörtgenel bir bölge, çizgi ve noktasal dönüş komutları kullanılarak taranmaktadır. Matematiksel anlamda komutun yaptığı şey, taranması istenen dikdörtgenel alanı, bıçak genişliğe uygun olacak şekilde çizgi ve noktasal dönüş komutlarına ayırmaktır. Bu komutlar, yazılımsal olarak komut-dizinine uygun sırada kaydedilmektedir [6].



Şekil 6: Paralel-tarama metodunun şematik gösterimi

2.5.4. Geliştirilmiş Seyrüsefer Metodu

Eğer konumu tam olarak bilinen bir bölgenin biçilmiş veya biçilmemiş olduğu algılanabilirse, bu bilgi bir dış referans olarak değerlendirilerek robotun konum ve yönelim bilgisinde hata düzeltmesi yapmak için kullanılabilir.

Üst-seviye bir komutun içerisindeki alt-seviye bir komut çalışmaktayken, bir önceki alt-seviye komuta ait konum bilgisini bilinmektedir. Örneğin bir paralel-tarama komutu yürütülmekteyken, bir pasoda biçmiş olduğu bölge, bir sonraki pasoda kesme bıçağının hemen yanında kalacaktır. Ancak bu durum ideal şartlarda, patinaj ve kayma gibi odometrik hata kaynakları olmayan durumlar için geçerlidir. Fiziksel ortamda tekerleklerde patinaj ve kayma olacağı için, kesme bıçağının hemen yanında kalması beklenen ve bir önceki pasoda biçilmiş olan bölge orada görülmeyebilir. Dolayısıyla robot paralel-tarama desenini kullanırken, birinci pasodan sonraki her pasoda bıçağın hemen yanındaki bölgenin biçilmiş olup olmadığı kontrol edilerek, robotun odometrik hata yapıp yapmadığı konusunda bir kestirimde bulunulabilir [7].

Geliştirilen metotta, hata yapılmış olduğuna karar verilen herhangi bir anda, robotun mevcut odometrik bilgisinde düzeltme yapılmaktadır. Hata miktarının ne olabileceği ve hangi miktarda düzeltme yapılması gerektiği konusunda ise fiziksel ölçüler yol göstermektedir. Kullanılan yaklaşım, hata miktarını ölçerek tam olarak o miktarda düzeltme yapma yaklaşımından farklıdır. Planlanan güzergâh uyarınca, biçilmiş olarak hesaplanan bölge yerine biçilmemiş bir bölge algılanıyorsa, en azından kızılötesi anahtar boşluk genişliği kadar yanal hata yapıldığı değerlendirilmektedir. Bir başka deyişle, bir önceki çizgisel yolda biçilen bölgenin algılanamaması için en azından kızılötesi anahtar boşluk genişliği kadar yanal konum hatasının yapılmış olması gerekmektedir. Bu hata kestirimi yapıldıktan sonra ilgili yönelim hatası, alınan yol hesaba katılarak bulunabilmektedir. Robot, mutlak koordinatlardaki hesabi seyrüsefer tabanlı konum ve yönelim bilgisini, kestirimi yapılan bu konum ve yönelim açısı hataları (Şekil 7) ile güncellemektedir [8].

Geometrik farklılıkları sebebiyle çimenler, algılanması görece zor nesnelerdir. Kızılötesi anahtarlar ile yapılan birim seviyesi testlerinde, çimenlerden toplanan verinin oldukça düzensiz olduğu görülmüştür. Bu kullanışsız verinin anlamlı hale getirilmesi için veri, belli bir zamanda sayılan çim sayısının belli bir eşiğin üzerinde olması gerektiği kriterine göre filtrelenmiştir.

Bir üst-seviye komut her zaman kendine özel ve geçici bir referans düzlemi kullanmaktadır. Ancak sadelik için bildiri kapsamında bu referans düzlemin mutlak koordinat sistemi ile çakışık olduğu kabul edilmiştir. Robotun tüm fiziksel ölçüleri bilindiğine göre yanal konum hatası kestirimi bir sabittir ve

$$e_{s_y} = 1 \text{ [cm]} \tag{9}$$

olmaktadır. İlgili yönelim açısı hatası da alının yol (l_e) hesaba katılarak,

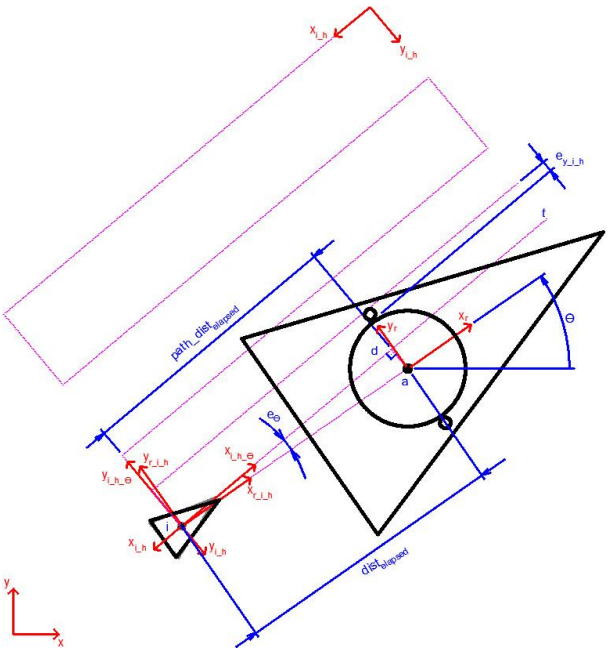
$$e_\theta = \sin^{-1}\left(\frac{e_{s_y}}{l_e}\right) \text{ [rad]} \tag{10}$$

şeklinde bulunmaktadır. Son olarak, ilgili x-bileşeni de çizgi komutunda alınan yol ve yanal konum hatası cinsinden,

$$e_{s_x} = \sqrt{(l_e)^2 + (e_{s_y})^2} \text{ [cm]} \tag{11}$$

olarak bulunmaktadır. Konum kontrolcüsü hatayı düzeltmek için e_{s_y} değerini direkt olarak konum bilgisinin y-bileşenine, e_{s_x} değerini direkt olarak konum bilgisinin x-bileşenine, e_θ değerini de direkt olarak bilinen yönelim açısı değerine eklemektedir. Kendini güzergâh üzerinde zanneden robot, bir anda güncellenen konum ve yönelim bilgisi ile

güzergâh dışında olduğunu fark edip, konum ve yönelim kontrolcüleri sayesinde kendini güzergâha sokacak şekilde otomatik olarak yönlenmektedir.



Şekil 7: Geliştirilmiş seyrüsefer metodunda hata tanımı

2.6. Kontrolcü Tasarımı

Sistem mimarisinde üç adet kontrolcü kullanılmıştır. Bunlardan biri, sürüş motorlarının istenen hızlarda çalışmasını kontrol eden tekerlek hız kontrolcüsüdür. Diğer ikisi ise hareket planlayıcısı tarafından kullanılan konum ve yönelim kontrolcüleridir. Genel kontrolcü mimarisi, PID üzerine kurulmuştur. Sistemin işleyişini gösteren ana blok diyagramı Şekil 8'de, tekerlek hız kontrolcüsünün detaylı blok diyagramı ise Şekil 9'da gösterilmektedir.

2.6.1. Konum ve Yönelim Kontrolcüleri

Konum ve yönelim kontrolcüleri, tekerlek hızlarına ne kadar hız eklenmesi -veya çıkarılması- gerektiğini (Δv) hesaplamak için konum ve yönelim açısı hatalarını kullanmaktadır.

Konum hatası, robotun bulunduğu konum ile bulunması istenen konum arasındaki mesafe olarak tanımlanmıştır. Robotun bulunması istenen konum ise zamana göre değil, bulunduğu gerçek konuma göre hesaplanmakta; robotun bulunduğu konumdan, izlenmesi istenen güzergâha çekilen dik bir çizgi kullanılarak hesaplanmaktadır.

Yönelim açısı hatası, robotun sahip olduğu yönelim açısı ile sahip olması istenen yönelim açısı arasındaki fark olarak tanımlanmıştır. Robotun sahip olması istenen yönelim açısı zamana göre değil, bulunduğu konuma göre hesaplanmakta; robotun bulunması istenen konumda sahip olması istenen yönelim açısı olarak hesaplanmaktadır.

Bu kontrolcülerin her ikisi de PD-kontrolcüleridir. İntegral parametresi bu kontrolcüde kullanılmamıştır. Zira robot, hatalı bir konumdan izlenmesi istenen güzergâha döndüğünde konum hatası sıfırlanmakta, sahip olunması istenen yönelime geldiğinde de yönelim hatası sıfırlanmaktadır. Hata sıfırlandığında hala mevcut kalacak bir integral değeri, sisteme olumsuz yönde etki edecektir. Sebep, sistemdeki odometrik hata kaynaklarının, operasyon sırasında hata sıfırlandığında da devam eden sürekli bir yapıya sahip olmamalarıdır [9].

Matematiksel Modelleme bölümünde görüldüğü gibi; pozitif Δv değeri robotun, izlenmesi istenen güzergâha doğru yönelebilmesi için saat ibresi yönünde dönmesi gerektiği anlamına gelirken, negatif Δv değeri robotun saat ibresinin tersi yönünde dönmesi gerektiği anlamına gelmektedir. Konum ve yönelim kontrolcülerinin yaptığı şey, ihtiyaç duydukları Δv değerlerini birbirlerinden bağımsız olarak hesaplamaktır. Bu hesaplamanın ardından, yönelim kontrolcüsünden gelen Δv_{ccw} değeri, konum kontrolcüsünden gelen Δv_{cw} değerinden çıkarılarak bileşke Δv değeri bulunmaktadır. Bu değer, referans mutlak tekerlek hızına eklenerek, robotun yönelim değiştirmesini, dolayısıyla güzergâha doğru yönelmesi sağlanmaktadır. Bu yeni referans mutlak hız değeri tekerlek hızı kontrolcüsüne iletilerek, motor sürücüsünün tekerleği bu yeni hızda döndürmesi sağlanmaktadır.

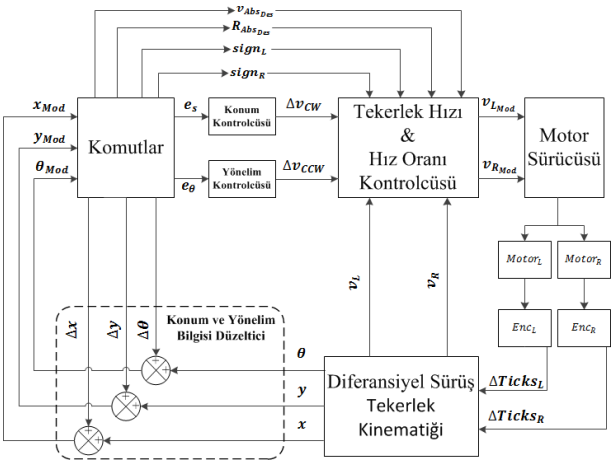
Sistemin temel mimarisi, bir tekerleği hızlandırırken diğer tekerleği referans hızda tutmak üzerine kurulmuştur. Dolayısıyla bir tekerleği hızlandırmanın yanı sıra, tekerlek hızları arasındaki oranı da hesaba katmak gerekmektedir. Robotun tüm fiziksel ölçüleri bilindiğinden, bir tekerlek hızlanırken diğerinin hızını sabit tutmak için hızlar oranını ne kadar değiştirmek gerektiği kolayca hesaplanabilir. Sonuç olarak bir tekerleğe eklenecek olan bileşke Δv değeri kullanılarak bir ΔR değeri hesaplanmakta ve bu değer, o an koşmakta olan komutun bir sabiti olan referans mutlak hızlar oranına eklenmektedir. Mimari gereği tüm bu değerler mutlak olarak hesaplanmakta, tekerlek yönleri yine o an koşmakta olan komutun sabitleri olarak hesaba katılmaktadır.

Konum hatası değeri sonsuza gidebileceği için, sistem doğası gereği tanımsız/imkânsız bir noktaya ulaşmaya müsaittir. Yüksek büyüklükteki bir hata değeri, donanımların fiziksel kabiliyetlerini aşan, uygulanması imkânsız bir Δv değerinin hesaplanmasına sebep olabilmektedir. Motor sürücüsünün böyle bir girdiye maruz kalmaması için bir çeşit hata sınırlandırma yaklaşımı kullanılmıştır. Hata sınırlandırıcı, hesaplanan Δv değerinin, tekerleğin hızını referans mutlak hızın en fazla yarısı kadar değiştirebilmesine müsaade etmektedir. Bu yaklaşım kullanılarak robotun sert hareketler sergilemesinin de önüne geçilmektedir.

Önemli zorluklardan biri de robotun, hatalarla dolu bir yolu izledikten sonra operasyonu tam olarak hangi noktada sonlandıracağıdır. Zira gerçek dünyada robotun tam olarak hedeflenen noktaya -ki bu noktanın koordinatları yüksek hassasiyette hesaplanmaktadır- ulaşması neredeyse imkânsızdır. Robot henüz hedeflenen noktaya matematiksel olarak ulaşmamış olsa da mantıklı bir noktada mevcut komutun sonlandırıp sıradaki komutun yürürlüğe girebileceği bir çözüm sunulması gerekmektedir. Çalışma kapsamında bu çözüm için iki yaklaşım yapılmıştır. Bunlardan biri tolerans değeri kullanımıdır. Bu yaklaşımda komutlar, hedeflenen bir noktaya ulaşıldığında değil, merkezi hedeflenen nokta olan küçük bir dairesel alana girildiğinde sonlandırılmaktadır. Tanımlanan bir tolerans değeri, bu dairenin yarıçapını tayin etmektedir. Robotun bu dairesel alana da ulaşamayacağı durumlarda ikinci yaklaşım devreye girmektedir. Bu yaklaşımda, kalan-mesafe (dönüşler için kalan-açı) değeri kullanılmaktadır. Kalan-mesafe, robot ile hedef-nokta arasındaki mesafedir. Örnek olarak çizgi komutunu ele alırsak, komutun çalışmakta olduğu süre boyunca kalan-mesafe değeri azalmaktadır. Çok yakınından geçilse de tolerans dahilindeki hedef-bölgeye ulaşılamayan bir durumda, robot, hedef noktayı istenmeyen

şekilde geçerek uzaklaşmaya başlayacaktır. Kalan-mesafe değeri düşünülürse, robotun hedef-noktaya en yakın olduğu konumdan hemen sonra artmaya başlayacaktır. Tam bu nokta, geçerli komutu artık sonlandırarak sıradaki komutu yürürlüğe koymak için kullanılan noktadır.

Bahsedilen iki komut sonlandırma yaklaşımı da komut bitirildiğinde mevcut olan hataları korumaktadır. Yani mevcut konum ve yönelim açısı hataları bir sonraki komuta yansıtılacaktır. Bu da sıradaki komutun hedef-noktası hesaplanırken hata yapılacağı anlamına gelmektedir. Bu hata transferinin önüne geçmek için yapılan yaklaşımda, bir komutun hedef-noktası hesaplanırken kullanılan başlangıç noktası için gerçek konum bilgisi değil, bir önceki komut için hesaplanmış olan hedef-nokta koordinatları ve hedef-yönelim açısı kullanılmıştır. Bu özellik robotun, birçok alt-seviye komuttan oluşuyor olsa bile, örneğin mükemmel bir dikdörtgenel güzergâhı izleyebilmesine imkân vermektedir. Ayrıca bu özellik sayesinde farklı alt-seviye komutlardan oluşan üst-seviye komutlar (paralel-tarama, dikdörtgenel içe-spiral, vb.) sistemde kolaylıkla tanımlanabilmektedir.

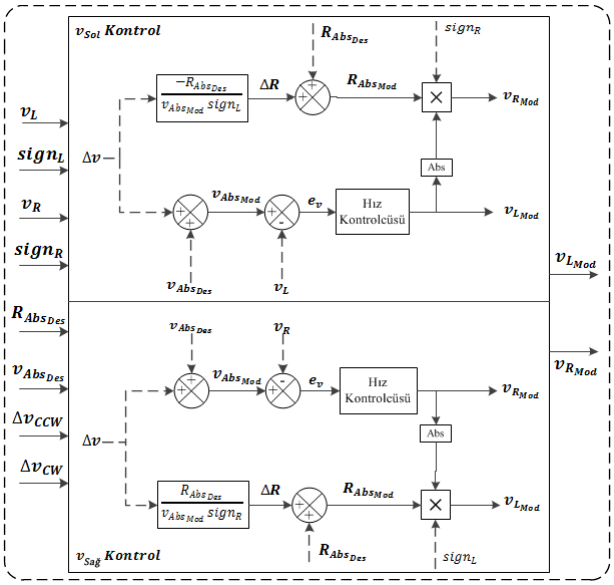


Şekil 8: Ana blok diyagramı

2.6.2. Tekerlek Hız Kontrolcüsü

Tekerlek hız kontrolcüsü hata girdisi olarak, bir tekerlek için istenen ve gerçek hız değerleri arasındaki farkı kullanmaktadır. Bu kontrolcü, robotun düşük bir ivme ile hızlanmasına ve yavaşlamasına imkân veren bir I-kontrolcüsüdür. Kontrolcüye oransal parametrenin eklenmemiş olmasının sebebi, buradaki asıl amacın istenen hıza mümkün olduğunca çabuk ulaşabilmek veya gerçek hızı istenen değerde çok hassas bir şekilde tutabilmek değil, istenen hıza düşük bir ivmeyle ulaşabilmek ve aynı şekilde düşük bir ivmeyle yavaşlayarak durabilmektir. Sistemdeki hız girdileri anlık değişimlere sahiptir ve sistemde bir ivme girdi fonksiyonu tanımlı değildir. Bu anlık değişimlere vereceği tepki sert olacağı için kontrolcüde türevsel parametre de kullanılmamıştır [9].

Hangi tekerlek hızının referans değerde tutulup hangi tekerlek hızının hızlar-oranı değiştirilerek ayarlanacağı, konum ve yönelim kontrolcülerinde hesaplanmış olan Δv değerinin işaretine göre yazılımsal olarak belirlenmektedir. Pozitif Δv değeri, robotun, izlenmesi istenen güzergâha doğru yönelebilmesi için saat ibresi yönünde dönmesi gerektiği anlamına gelmekte, bu amaçla sol tekerlek hızı tabanlı kontrolcü devreye girmekte ve sol tekerlek hızı istenen değerde tutulup sağ tekerlek yavaşlatılmaktadır. Negatif Δv değeri ise robotun saat ibresinin tersi yönünde dönmesi gerektiği anlamına gelmekte, bu amaçla sol tekerlek hızı tabanlı kontrolcü devreye girmekte ve sağ tekerlek hızı istenen değerde tutulup sol tekerlek yavaşlatılmaktadır.



Şekil 9: Tekerlek hız kontrolcüsü

2.7. Yazılım Mimarisi

Rastgele bir bahçenin taranması için yapılan yaklaşımlar ve matematiksel model önceki bölümlerde açıklanmıştır. Matematiksel modelleme, yazılım mimarisi paralelinde ortaya koyulmuştur. Bu mimariye göre, herhangi bir alan iki temel nesne ile taranabilmektedir: çizgi ve yay. Ek bir noktasal dönüş komutu ve kesme bıçağı çapı parametresi de kullanılarak, çizgi ve yay komutları ile tüm alan taranabilmektedir.

Ancak alt-seviyedeki bu üç komut ile uğraşarak uygun bir güzergâh belirlemeye çalışmak yerine bu üç alt-seviye komutu kullanan üst-seviye komutlar tanımlanmıştır. Bu amaçla sistemde üç adet üst-seviye komut tanımlanmıştır: paralel-tarama, dikdörtgenel içe-spiral tarama ve rastlantısal tarama komutları. Hedefe gitme, engelden kaçınma ve şarj istasyonuna dönme gibi davranışlar bildiri kapsamı dışında tutulmuştur.

Tüm bu alt ve üst seviye komutları ve parametrelerini uygun sıralamada tutabilmek için bir boyutlu bir komut-dizini tanımlanmıştır. Programda bulunan ana zamanlayıcının her bir kesmesinde bu komut-dizininde başlatılması veya sürdürülmesi gereken bir komut olup olmadığı kontrol edilmektedir. Eğer yoksa rastlantısal desen komutu otomatik olarak yürürlüğe girmektedir. Eğer varsa, dizinin ilk sırasındaki komut (alt veya üst seviye) otomatik olarak yürürlüğe girmektedir. Robot hedef-noktaya veya hedef-yönelim-açısına ulaştığında, komut sonlandırma fonksiyonu devreye girmekte ve komut-dizinindeki işi biten satırları silip, tüm dizini kaydırarak yeniden sıralamaktadır.

Komutların parametreleri komut başlatma parametresinden hemen sonra geldiği için bir komut, dizinde birden çok alan kaplayabilmektedir. Dolayısıyla bir parametreye sahip olan çizgi ve noktasal-dönüş komutları iki eleman, iki parametreye sahip olan yay komutu ise üç eleman kullanmaktadır. Üst-seviye komutlar ise prosedürü başlatan ve bitiren birer eleman ile birlikte, içlerindeki alt-seviye komutların kullandığı elemanlardan oluşmaktadır.

Program, yazılımsal kesme mantığıyla çalışan bir ana zamanlayıcı içermekte ve tüm komutlar bu zamanlayıcının her bir aralığında yapılmaktadır. Bu zamanlayıcı, kontrolcünün tüm türev, integral ve tekerlek hızı hesaplamalarındaki dt terimi yerine geçmektedir.

İkinci kesme rutini ise bir donanımsal kesme rutinidir ve konum kodlayıcı saymak için kullanılmaktadır. İki konum kodlayıcı da ikinci kontrolcüde bir donanımsal kesme meydana getirmekte ve konum kodlayıcılar bu şekilde sayılmaktadır. Ardından bağımlı kontrolcüden her bir zaman aralığında çağrılan konum kodlayıcı verisi ana kontrolcüye aktarılmakta, güncel konum, yönelim ve tekerlek hızı bilgileri komutlar tarafından kullanılmaktadır.

Tüm komutlar her bir zaman aralığında hedef-noktaya ulaşılıp ulaşılmadığını ve komut-sonlandırma fonksiyonunun çalıştırılıp çalıştırılmayacağını kontrol etmekte, bu fonksiyon ile de motorlar durdurulmakta, kontrolcülerin integral terimleri sıfırlanmakta ve komut-dizini güncellenmektedir.

3. Testler

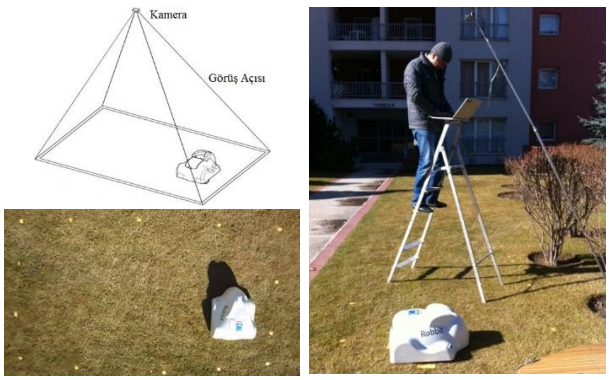
Performans testlerinden önce birim ve sistem seviyesi testleri yapılmış, donanım ve yazılım fonksiyonelliği onaylanmıştır.

3.1. Test Senaryoları

Bildiri kapsamında, dış ortamda gerçek çim üzerinde yapılan, odometrik seyrüsefer ile geliştirilmiş odometrik seyrüsefer metodunu karşılaştıran testlere yer verilmiştir. Test alanı, bu testlerde geometrik tarama deseni olarak kullanılan paralel-tarama deseni ile hem enine hem de boyuna taranmıştır. Yapılan iç-ortam testleri, sentetik-çim testleri ve dikdörtgenel içe-spiral ile rastlantısal desen testleri bildiri kapsamına dahil edilmemiştir.

3.2. Test Düzeneği

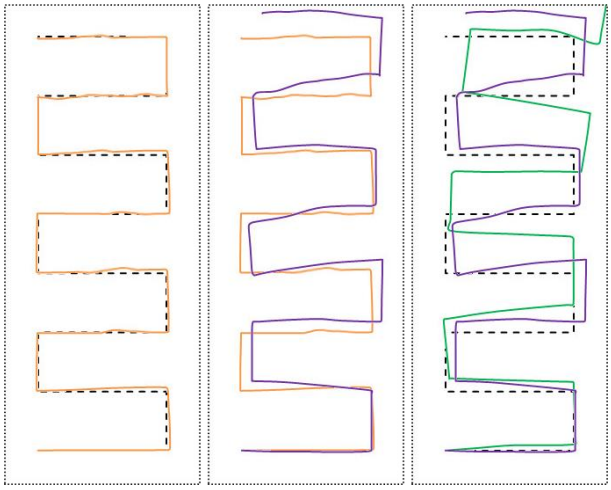
Robotun performansını değerlendirmek için basit bir test düzeneği kurulmuştur. Test alanının tam orta-üst hizasına bir kamera yerleştirilmiştir (Şekil 10). Kameranın maksimum görüş alanı ölçüleri, biçilecek alanın sınırları olarak kabul edilmiştir. Ölçüleri 295x162,5 cm^2 olan bu dikdörtgen, yaklaşık olarak 5 m^2 alana sahip bir bölgeye tekabül etmektedir.



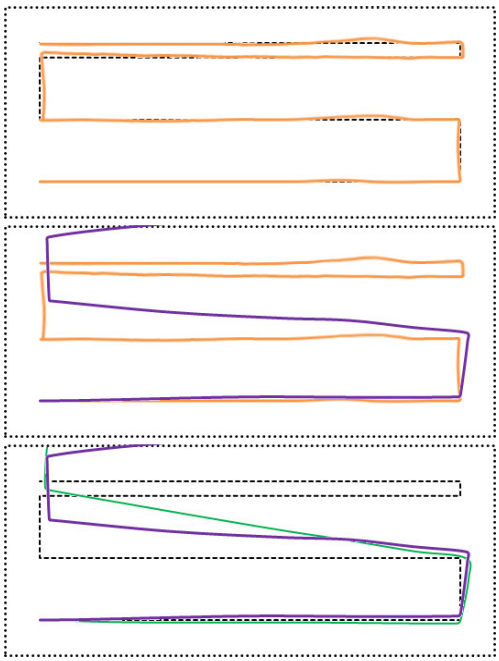
Şekil 10: Test düzeneği ve test alanından görüntüler

3.3. Veri Toplama ve İşleme

Yapılan testlerdeki odometrik seyrüsefere ait konum kodlayıcı verisi kontrolcünün seri portundan, robotun gerçek hareketi ise kamera kayıtlarından edinilmiştir (Şekil 11, Şekil 12). Kamera, doğası gereği optik bozulmaya sahiptir. Bu nedenle, ham görüntülerin anlamlı hale gelmesi için görüntülere bir son-işlem uygulanmış, bir paket programın optik düzeltme fonksiyonu, fiziksel test koşullarına uygun parametreler ile birlikte kullanılmıştır. Bu işlemler neticesinde robotun gerçekte izlemiş olduğu yol elde edilmiştir. Tüm testlerin operasyon süreleri de testler esnasında kayıt altına alınmıştır. Bir grafik düzenleme yazılımı kullanılarak, robotun gerçekte izlediği yola kesme bıçağı genişliği kadar kalınlık verilmiştir. Bu işlem ile birlikte biçilmiş alan hesaplanarak tarama yüzdeleri elde edilmiştir.



Şekil 11: Enine paralel tarama (kesik çizgi-referans güzergâh, turuncu-seri port verisi, yeşil-odometrik seyrüsefer güzergâhı, mor-geliştirilmiş odometrik seyrüsefer güzergâhı)



Şekil 12: Boyuna paralel tarama (kesik çizgi-referans güzergâh, turuncu-seri port verisi, yeşil-odometrik seyrüsefer güzergâhı, mor-geliştirilmiş odometrik seyrüsefer güzergâhı)

3.4. Test Sonuçları

Robotun gerçek davranışları, olası iyileştirmeler ve genel tasarım başarısı, gerçekleştirilen fiziksel testlerle gözlemlenmiştir. Testlerin operasyon süresi ve tarama yüzdeleri Tablo 1'de sunulmuştur.

Test sonuçlarına bakıldığında, neredeyse eşit olan operasyon sürelerinde, enine paralel-tarama deseni ile boyuna paralel-tarama deseni arasındaki kapsama yüzdeleri arasındaki farklar göze çarpmaktadır. Enine paralel taranmış olan alan ile boyuna paralel taranmış olan alan arasındaki kapsama yüzdesi farkı neredeyse sıfırdır. Boyuna paralel-tarama deseni düşünüldüğünde ise kapsama yüzdesindeki artış görülmektedir. Desenler arasındaki bu farklılığın sebebi, enine tarama deseninde kullanılan sık ve zıt yönlü noktasal dönüş komutları ve kısa çizgi komutlarının patinaj ve kayma kaynaklı hataları biriktirmemesi, aksine sürekli olarak nötrlemesidir. Boyuna paralel-tarama deseninde ise daha uzun çizgi komutları ve daha seyrek noktasal-dönüş komutundan oluşmaktadır. Dolayısıyla odometrik seyrüsefer hataları korunmakta, geliştirilmiş olan metodun faydaları ise sonuçlara yansımaktadır.

Tablo 1: Test sonuçları

İç Ortam Testleri		Operasyon Süresi	Kapsama Yüzdesi
Odometrik Seyrüsefer	Enine Paralel-Tarama	154 s	90,26
	Boyuna Paralel-Tarama	120 s	70,75
Geliştirilmiş Odometrik S.	Enine Paralel-Tarama	156 s	92,43
	Boyuna Paralel-Tarama	121 s	82,03

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, ticari bir üründen beklenen şekilde yüksek fiyat-performans oranına sahip bir otonom çim biçme robotu ve bu robotun kullanımına uygun şekilde düşük maliyetli bir odometrik seyrüsefer hatası düzeltme metodu geliştirilmiştir. Geliştirilen metot test edilmiş ve robotun konum kestirim performansını iyileştirdiği ve alan tarama yüzdesini artırdığı görülmüştür.

Çalışmaya konu olan metot ve robotik platform için, en önemli ticarileşme kriteri olan maliyet esas alınarak, minimum donanım yaklaşımı uygulanmış, donanım olarak kızılötesi anahtarlar kullanılmıştır. Geliştirilen metodun, bu basit ve ucuz donanım ile başarılı şekilde çalıştığı, biçilmiş ve biçilmemiş alanların başarılı şekilde algılanabildiği gösterilmiştir.

Bir otonom çim biçme robotunun en önemli performans metriği olan kapsama yüzdesi açısından değerlendirildiğinde, paralel tarama deseninin, test edilen diğer tarama desenlerine (dikdörtgenel içe-spiral tarama, rastlantısal tarama) kısayla en az miktarda patinaj ve kayma kaynaklı hataya sebep olduğu görülmüştür. Bunun nedeni, paralel tarama deseninde kullanılan sık ve zıt yönlü noktasal dönüş komutlarının hatayı sürekli olarak nötrlemesidir.

Sonuç olarak geliştirilen metodun, en azından belli tarama desenlerinin bir çim biçme robotunda başarıyla kullanılabilmesi için elverişli olduğu görülmüştür.

Bir çim biçme robotu üzerinde gösterilmiş olsa da geliştirilen metot aslında oldukça genel kapsamlıdır. Örneğin çimen algılamak için kullanılan kızılötesi anahtar yerine, pislik/toz algılayabilecek bir sensör ile otonom süpürgelere, kimyasal algılayabilecek bir sensör ile otonom temizlik robotlarına uygulanabilir. Zira metot temel olarak, robotun, daha önce kullanmış olduğu yörüngeyi bir dış referans olarak kullanması yaklaşımına dayanmaktadır. Daha önce geçmiş olduğu yörüngede algılanabilecek bir iz bırakan herhangi bir robotun, bu izleri bir dış referans olarak kullanılabileceği fikri önerilmektedir. Karıncaların, yollarını bulmak için, geçtikleri yollara daha sonra takip edebilecekleri kimyasallar bırakmaları gibi, robotun geçtiği güzergâhta yapay -görevinin doğal sonuçlarının dışında- bir iz bırakabileceği bir eklentiyle bir üst noktaya taşınabilir. Ayrıca birbirleriyle sürekli olarak haberleşmekte olan veya birbirleriyle asla haberleşmeden çalışan sürü robotlar için de birbirlerinin güzergâhlarını izlemek için kullanılabilmesi mümkündür.

Kaynakça

[1] S. Çiçek, "Development of an Autonomous Lawn Mower with Minimalist Hardware Approach," Yüksek lisans tezi, Makine Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2014.

[2] S. Çiçek, E. İ. Konukseven, A. B. Koku, "Development of an Autonomous Lawn Mower," UMTİK 2014 16. Uluslararası Makine Tasarım ve İmalat Kongresi, İzmir, Türkiye, 2014.

[3] L. Feng, D. Wehe, J. Borenstein, H. R. Everett, "Mobile Robot Positioning: Sensors and Techniques," *Journal of Robotic Systems*, cilt 14, sayı 4, sayfa 231-249, 1997.

[4] H. R. Everett, Sensors of Mobile Robots, Wellesley, MA: A K Peter, Ltd., 1995.

[5] R. C. Arkin, Behavior Based Robotics. Cambridge, MA: MIT Press, 1998.

[6] Y. Koren, J. Borenstein, "Motion Control Analysis of a Mobile Robot," *Transactions of ASME, Journal of Dynamics, Measurement and Control*, cilt 109, sayı 2, sayfa 73-79, 1987.

[7] L. Feng, J. Borenstein, "Measurement and Correction of Systematic Odometry Errors in Mobile Robots," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, cilt 12, sayfa 869-880, 1996.

[8] A. Martinelli, "The Odometry Error of a Mobile Robot with a Synchronous Drive System," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, cilt 14, sayı 4, sayfa 399-405, 2002.

[9] K. Ogata, Modern Control Engineering. Prentice Hall, 2009.

A2 – Endüstriyel Otomasyon Sistemleri I

11 Eylül 2014 Perşembe – 1. Oturum (Yıldırım Elektronik Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Yorgo İSTEFANOPULOS (Işık Üniversitesi)
Doç. Dr. Coşku KASNAKOĞLU (TOBB)

3 Eksenli CNC İşlem Tezgâhı Tasarımı ve Kontrolü(Bildiri No : 16)

Erol UYAR (Ege Üniversitesi)
Nail AKÇURA (Ege Üniversitesi)
Ekrem YAVUZ (Ege Üniversitesi)
Mücahid CANDAN (Ege Üniversitesi)

Üst denetim Kontrollü Petri Net Tabanlı Kavşak Otomasyonunun Gerçeklenmesi (Bildiri No : 57)

Ahmey ÖZKAYA (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Ahmey BİLGİÇ (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Akıllı Evde Enerji Kaynaklarının Kontrolü (Bildiri No : 60)

Hanife Apaydın ÖZKAN (Anadolu Üniversitesi)

Bir Asansör Sisteminin Petri Ağları ile Modellenmesi ve Kontrolü (Bildiri No : 65)

Tuba BELLİ (Yıldız Teknik Üniversitesi)
İbrahim ŞENER (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Galip CANSEVER (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Portal Tip Üç Eksenli CNC Freze Tezgâhının Yörünge İzleme ve Kontür Kontrolü (Bildiri No : 106)

Muhammet Fatih ÇORAPSIZ (Atatürk Üniversitesi)
Köksal ERENTÜRK (Atatürk Üniversitesi)

3 Eksenli CNC İşlem Tezgâhı Tasarımı ve Kontrolü

Erol Uyar[1], Nail Akçura[2], Ekrem Yavuz[3], Mücahid Candan[4]

[1]Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
erol.uyar@deu.edu.tr

[2]Ege Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
nailakcura@gmail.com

[3]Ege Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
ekrem.yavuz@ege.edu.tr

[4]Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
mücahidcandan@gmail.com

Özetçe

Bu çalışmada özellikle düzlemsel uzun parçaların 3 eksenli işlenmesine yönelik bir CNC işlem tezgahının tasarımı ve kontrolü ele alınmıştır. Tezgahın X ve Y eksenleri hareketleri trigger kayış tahrikli mekanizmalar olan rodless silindirlerle sağlanırken Z ekseni yönündeki takım hareketi sonsuz vidalı mil tahriki ile sağlanmıştır. Tüm tahrikler için mikro step hassasiyetine sahip adım motorlar kullanılmıştır. Kullanılan motor ve mekanizmalar ile motor sürücüler sayesinde mikron mertebesinde işlem hassasiyeti sağlanmıştır. G kodları ile manuel programlanabilme özelliğinin yanı sıra DXF uzantılı dosyalardan verilen çizimlerinde G kodlarına dönüştürülmesini (CAD – CAM) sağlayan bir yazılım özelliğine de sahip tezgah ile yapılan değişik uygulamalarda çok başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

1. Giriş

Gelişen teknoloji karmaşık yüzeylere sahip makine parçalarının hassas ve hızlı bir şekilde imalatını gerektirir hale gelmiştir. Havacılık, otomotiv, savunma sanayi, kalıpçılık ve medikal sektörlerinde bu parçaların üretimine sıkça rastlanır. Bu ihtiyacı karşılayacak bilgisayar destekli tasarım araçları geliştirilerek yüzey ve katı modelleme gibi uygulamalar çok daha kolaylaşmıştır. Bu ürünlerin tasarımı kadar üretimi de önemlidir. Son yıllarda geliştirilen bilgisayar destekli üretim paketleri bu ihtiyacı karşılamaya çalışmaktadır. Karmaşık yüzeylerin işlenmesinde geometrik kısıtlamalar nedeniyle 3 eksen işlemenin yanı sıra, parçayı tek bağlamada üretebilmek için 5 eksen işleme tezgâhları geliştirilmiştir.[3],[4],[6]

Bu çalışmada CAD-CAM NC ve CNC programlama hakkında kısa bilgi verildikten sonra, CAD-CAM-CNC entegrasyonu anlatılmıştır. 3 ve 5 eksen CNC sistemlerin özellikleri, değişik konfigürasyonları, gelişimi genel olarak anlatılarak ve EÜ Mekatronik Laboratuvarında tasarlanan 3 eksenli bir tezgahın tanıtımı ve uygulaması sunulmuştur..[7],[8]

2. Genel Tanımlar

2.1. NC (Nümerik Kontrol/Numerical Control)

Nümerik kontrol (NC); bir işlemin denetimi için sayılardan, harflerden, noktalama işaretlerinden ve diğer sembollerinden oluşan komutlar ile makineye talimat verme tekniğidir. Otomatik kontrol edilmek istenen konvansiyonel ve modern imalat yöntemlerinde sıkça kullanılan yöntemdir. Tarihçesi 2. Dünya Savaşı sonlarında ABD hava kuvvetlerinin ihtiyaçları doğrultusunda MIT tarafından geliştirilen ilk freze tezgahına kadar dayanmaktadır.

2.2. CNC (Computer Numerical Control)

Nümerik kontrol yönteminin sistemin üzerine monte edilmiş bir bilgisayarla entegre edilmesiyle oluşturulan kontroldür. Bilgisayarda bulunan yazılım sistemleri üzerinde işlem sistemi yürütülmektedir. Günümüzde en yaygın kullanılan nümerik kontrol yöntemidir. Uzun yıllar boyunca en yaygın sistem olarak devam edeceği öngörülmektedir.

2.2.1. CNC tezgahların avantaj ve dezavantajları

Bu tezgahların sağladığı avantajlar çok olmasıyla birlikte, bunlardan en önemlileri hassas üretim, üretim süresinde dramatik seviyede kazanç, yüksek çalışma süresi, yardımcı elemanlarda (mastar, şablon, kalıp, vs.) maliyet kazancı, tezgahın iş parçasına göre esnekliği, kalifiye elemana gereksinim duymama olarak sıralayabiliriz. Dezavantaj olarak, yüksek ilk yatırım ve işletme maliyeti, eğitimli operatör, tezgah bakım maliyetini söyleyebiliriz.

2.3. CAD/CAM

2.3.1. CAD (computer aided design)

Tasarım-imalat sürecinin ilk basamağıdır. Üretilecek parçanın 3 boyutlu modelinin tasarlandığı ve analizlerinin yapıldığı aşamadır. Karmaşık yüzeylerin oluşturulması ve analizlerinde görevi ve bu aşamalardaki esnekliğiyle büyük kolaylık sağlar. AutoCad, SolidWorks, Catia gibi yazılımlarla oluşturulabilir.

2.3.2. CAM (computer aided manufacturing)

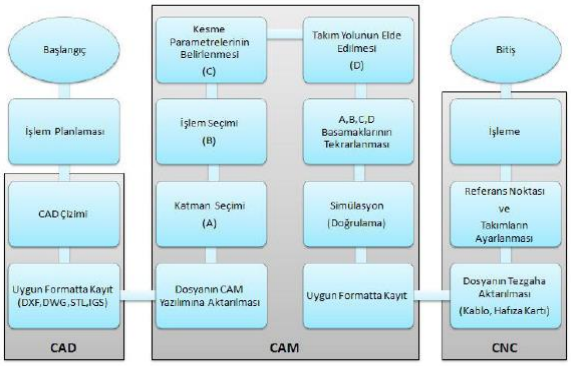
CAD modelin işleme talimatlarının oluşturulduğu aşamadır. İş parçasına uygulanacak işlemler, uç işlevci pozisyonları, işleme detayları (örneğin takım seçimi, ilerleme hızı, devir ayarı, dalma derinliği, vs.) ve CNC makinasının parametreleri (makinanın hareket eksenleri,)aşamalar CAM programı ile oluşturulur. Bu aşamada SolidCam, Catia, MasterCam gibi yazılımlar kullanılabilir.

2.3.3. Post processor

Makine ile CAM arasındaki arayüz olarak tanımlanabilir. Bu işlem CL-Data (Cutter Location Data) bilgisinin, günümüzde kullanılan G-kodlarına dönüştürüldüğü adımdır. Uygulanan tüm işlemler ve makine parametreleri, bu adımla makinanın çalışmak için gereksinim duyduğu G koduna çevirilir. Bu işlem modülleri günümüzde genellikle CAM programlarında bulunmaktadır.

2.3.4. CAD/CAM/CNC entegrasyonu

Sürecin akış şeması Şekil 1' de gösterilmiştir.



Şekil 1: CAD/CAM/CNC entegrasyonu.

2.3.5. NC Programlamanın Temel Yapısı

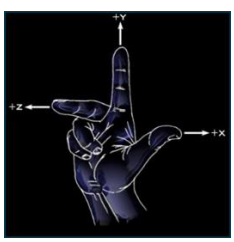
Elde edilen G-kodlarında genel tanım listesi aşağıdaki gibidir. Burada xx nümerik değişkeni temsil etmektedir.

- Nxx : Program blok sıra numarası
- Gxx : Hazırlık kodları
- Mxx : Röle sinyal kodları
- Fxx : İlerleme hızı
- Sxx : İş mili hızı
- Txx : Takım numarası
- Xxx, Yxx, Zxx, Axx, Bxx, Cxx, Uxx, Vxx, Wxx : Eksen koordinatları

Her bir kod paketi için CNC yönetici programda bir algoritma mevcuttur. Örneğin lineer (G00, G01) ve dairesel (G02, G03) kodları CNC sisteminde gerçek zamanlı çalışabilen kodlardır ve yöneticide bulunan algoritmalar ile konum ve hız değişkenleriyle komutu gerçekçi olarak yerine getirecek algoritmalara sahiptir.

2.3.6. NC programlamanın temel yapısı

CNC takım tezgâhlarındaki eksenler kartezyen koordinat sistemine göre tanımlanmaktadır. Tabla ve kesici hareketleri için eksen atamaları yapılır. Tezgâh iki eksende çalışıyorsa birbirine dik iki eksen, üç eksende hareket ediyorsa birbirine dik üç eksen tanımlanır. Eksenin bir yönü artı diğer yönü eksidir. Eksen yönlerini tanımlanırken sağ el kuralı kullanılır. Ayrıca temel eksenlerde dönel eksenler bulunmaktadır. X eksenindeki dönel eksen A ekseni, Y eksenindeki dönel eksen B ekseni, Z eksenindeki dönel eksen C eksenidir.



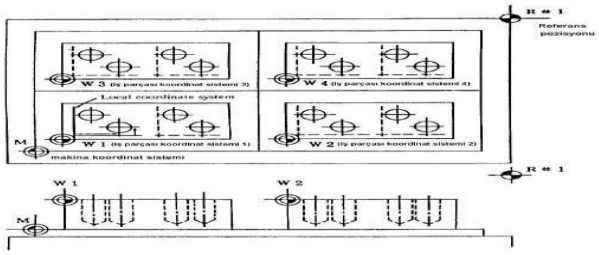


Şekil 2 ve 3: Sağ el kuralı ve dönel eksenler.

2.4. Makine Koordinat Sistemi

- Makine koordinat sistemi: Makinede sabitlenmiştir. Makinenin yapacağı tüm hareketler bu makine koordinat sistemi temel alınarak yapılmaktadır.
- İş parçası koordinat sistemleri: Programlamada yardımcı olması amacıyla kullanılır ve bu sistemlerde iş parçasındaki referans noktası koordinat sıfır noktası olarak ayarlanır[9][10][11]
- Yerel koordinat sistemi: İş parçası koordinat sistemi üzerinde yaratılır ve işlem operasyonları esnasında programlamayı kolaylaştırmak amacıyla kullanılır.

  Koordinat Sistemleri Şekil 4' de gösterilmektedir.



Şekil 4: Koordinat sistemlerinin gösterimi.

3. 3 Eksenli CNC Tezgah Tasarımı

Bu proje kapsamında 3 boyutlu (xyz) parça işleyen bir CNC tezgahı tasarımı yapılmıştır. Tezgahın çalışma alanı X=914 mm, Y=666mm, Z=96 mm (dalma derinliği) olup, X ve Y doğrultularındaki hareketler trigger kayışlı rodless silindirler, Z ekseni hareketi ise vidalı mil ile sağlanmıştır. Tezgahın hassasiyeti 1 µm olup, eksenlerin hareketi mikro step sürüş tekniği uygulanan adım motorlar ile sağlanmaktadır.



Şekil 5: 3 eksenli tezgahın genel görünümü

Spindle motoru olarak yüksek devirli kalıpçı taşlama motoru kullanılmıştır. Makine ileride bir lazer kafası monte edilerek markalama, ahşap kesimi gibi işlerde kullanılacak şekilde tasarlanmıştır.

Makine ile bilgisayar arasında arayüz programı olarak Mach3 yazılımı, arayüz donanımı olarak da yine Mach3 arayüz kartı kullanılmıştır. FPGA (Field Programmable Gate Array) tabanlı olan bu kart USB portuna bağlandığı PC ile seri iletişim sağlıyabildiği gibi, paralel portlar üzerinden de işlem yapabilme olanağı vermektedir.

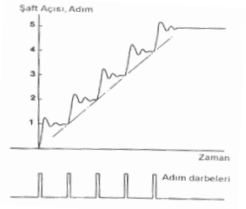


Şekil 6 ve 7: Bilgisayardan tezgah ayarları ve işlem görüntüsü

4. Adım Motor ve Sürülmesi

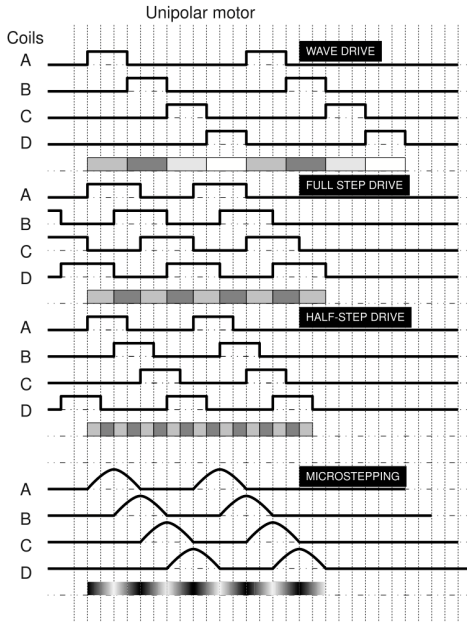
Tezgahın X, Y ve Z eksenlerinin hareketleri 3 adet bağımsız çalışan 4 fazlı adım motorlar ve bunları yüksek verim ve hassasiyetle sürmemizi sağlayan mikro step sürücü kartlarla sağlanmıştır. Step motorlar (adım motorları), girişlerine uygulanan darbe dizilerine karşılık, analog dönme hareketi yapabilen elektromanyetik elemanlardır.[1],[2],[5] Adım motorların diğer motorlardan farklı özelliği, çıkış şaftının seri ayrık açısal aralıklarda veya adımlarda dönmesidir. Her komut darbesi alınışında, adım motor, bir adım döner. Belirli sayıda darbe sağlanmış olduğunda, şaft, bilinen bir açı kadar dönmüş olur ve motor bu şekilde ideal bir açık döngü konum kontrolünü sağlar.





Şekil 8 ve 9: Adım motor ve sürülmesi

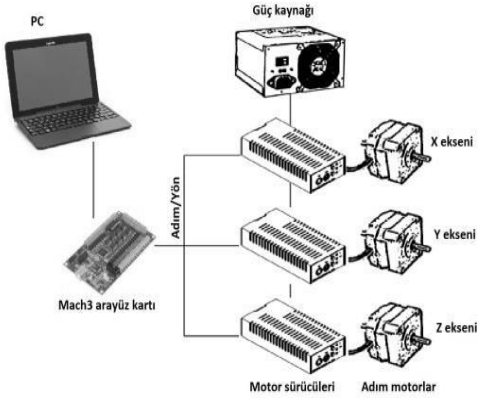
Aşağıdaki şekilde verildiği gibi, uygun motor fazları sırayla tetiklendiğinde motor harekete geçer, yeni uyartım serisi verilene kadar ise motor konumunu korur. Tetikleme ters yönde yapıldığında, motor da ters yönde harekete geçer. Sürüş tiplerine göre motorun çözünürlüğü değişir. Uygulanan mikro step sürüş tekniği ile daha yüksek çözünürlük, daha devamlı bir hareket ve daha yüksek verim sağlanır.[12] [16]



Şekil 10: Adım motor fazlarının uyartımı

4.1. Motor Kontrol Kartı ve Programlama

3 eksen CNC'nin kontrolü Mach3 arayüz kartı ile yapılmaktadır. Bu kart FPGA (Field Programmable Gate Array) tabanlı olup, bu kartlar hızlı işlem yaptığı için sinyal işlemede tercih edilen kart tipidir. Aynı zamanda paralel işlem yapabilme yeteneği sayesinde motorlar, sensörler, butonlar ve kullanılan dijital giriş-çıkışlarla aynı anda ve hızlı şekilde işlem yapabilir.[13],[14],[15]



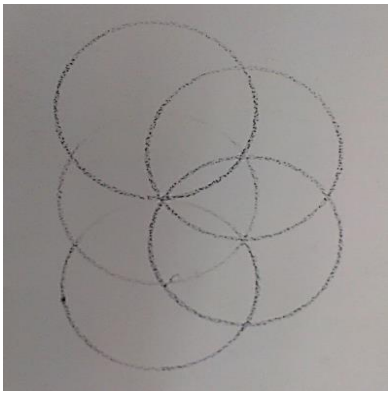
Şekil 11: Sistem şeması

Şekil 11'de kontrol sisteminin, motorlar ve sürücülerle birlikte genel şeması görülmektedir. Şekil 7'de *".dxf"* uzantılı bir cam programından Mach3 ve MasterCam aracılığı ile tezgaha aktarılan G kodları ile çizdirilen olimpiyat halkaları görülmektedir. Daha sonra bu halkalar tezgahın z eksenine bağlanan bir freze çakısı ile uç işlevci pozisyonları, işleme detayları (örneğin takım seçimi, ilerleme hızı, devir ayarı, dalma derinliği, vs.) ve CNC makinasının parametreleri

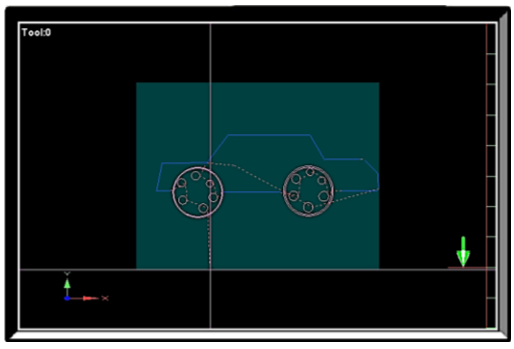
(makinanın hareket eksenleri gibi) verilerek sunta üzerine işletilmiştir.

5. SONUÇ

Bu çalışmada düzlemsel uzun parçaların 3 eksenli işlenmesine yönelik bir CNC işlem tezgahının tasarımı ve kontrolü ele alınmıştır. Tezgahın X ve Y eksenleri hareketleri trigger kayış tahrikli mekanizmalarla sağlanırken Z ekseni yönündeki takım hareketi sonsuz vidalı mil ile gerçekleştirilmiştir. Tüm eksenlerin hareketi için mikro step hassasiyetine sahip adım motorlar kullanılmıştır. Kullanılan motorlar, mekanizmalar ve uyumlu motor sürücülerle mikron mertebesinde işlem hassasiyeti sağlanmıştır. G kodları ile manuel programlanabilme özelliğinin yanı sıra ".dxf" uzantılı dosyalardan verilen çizimlerinde G kodlarına dönüştürülmesini sağlayan bir yazılım özelliğine de sahip (CAD – CAM) tezgah ile yapılan değişik uygulamalarda çok başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 12'de MasterCam programı ile çizdirilmiş dairesel halkaların G kodlarına çevrilerek makinaya aktarılması sonucu sunta üzerine işlenen parçanın görünümü verilmiştir.



Şekil 12: G kodlarına dönüştürülüp tezgahta işlenen halkalar



Şekil13: G kodları ile işlenmiş araba.

Son olarak Şekil.13 de Master Cam programı ile hazırlanan ve G kodlarına dönüştürülerek makinada suntadan işlenmiş bir araba örneği gösterilmiştir. Burada önce MACH 3 programı üzerinden spindle ve takım ilerleme hızları, X-Y-Z yönlerindeki offset değerleri ile başlangıç koordinatları ve takım türü, çapı vs. gibi ayarları girilerek makinaya yüklenen NC kodları ile örnek parça büyük bir hassasiyetle işlenmiştir. Gelecek çalışma olarak X-ekseni boyunca tezgaha göre rölatif hareket eden bir parçanın hızına bağlı olarak istenen şekilde kesimini gerçekleştirecek X-Y hareketi koordinasyonunun sağlanması olacaktır. Örnek olarak X ekseni boyunca sürekli hareket eden sunta, levha gibi imalattan çıkan parçaların enine düz olarak kesilebilmesi için gerekli X-Y motorlarının hareket (hız) koordinasyonunun sağlanması ele alınacaktır.

Kaynakça

[1] H. Apaydın, "Adım Motorlarının Karakteristikleri ve Bilgisayar ile Konum Kontrolü Uygulaması," Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Elektrik Eğitim Programı, İstanbul, 2006.

[2] D. Uygun, "Hibrit Adım Motorunun Sayısal Kontrolü," Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi. Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Elektrik Eğitim Programı, İstanbul 2006.

[3] U. Büyükşahin, "3 Eksenli CNC Tezgah Tasarımı ve Uygulaması," Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi FBE Makine Mühendisliği Anabilim Dalı Konstrüksiyon Programı, İstanbul, 2005.

[4] İ. Tamer, "Deneysel Bir CNC Freze İçin Donanım, Yazılım ve Komut Dili Tasarımı," Yüksek Lisans Tezi, Maltepe Üniversitesi, FBE Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı, İstanbul, 2006.

[5] S. Karaçam, "Adım Motor Kontrollü Hızlı CNC Freze Tasarımı," Yüksek Lisans Tezi, Dumlupınar Üniversitesi, FBE Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kütahya, 2009.

[6] T. L. Tunç, "Geometrical Analysis And Optimization of 5-Axes Milling Processes," Yüksek Lisans Tezi, Sabancı Üniversitesi, FBE Endüstri Mühendisliği, İstanbul, 2006.

[7] R. Baptista, ve J. F. Antunes Simoes, "Three And Five Axes Milling Of Sculptured Surfaces," Journal Of Materials Technology vol. 103 p. 398-403, 2000.

[8] K. Çelik, "Develeopment of A Methodology For Prediction Of Surface Roughness Of Curved Cavities Manufactured By 5-Axes CNC Milling," Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Makine Mühendisliği, Ankara, 2007.

[9] M. Akkurt, "Talaş Kaldırma Yöntemleri ve Takım Tezgahları," Birsen Yayınevi, İstanbul, 2000.

[10] M. Kayalık, "Bilgisayar Kontrollü Dik İşlem Tezgahı Tasarımı ve Uygulaması," Yüksek Lisans Tezi, Dokuz Eylül Üniversitesi, FBE Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı, İzmir, 2009.

[11] M. Gülesin, A. Güllü, Ö. Avcı ve G. Akdoğan, "CNC Torna ve Freze Tezgahlarının Programlanması," Asil Yayın Dağıtım Ltd. Şti., 3. Baskı, Ankara, 2007.

[13] A. Hughes, "Newnes Elektrik Motorları ve Sürücüleri Cep Kitabı," (Ç. Özşar, Çev.), Bileşim Yayınevi, (2. Baskı) , İstanbul, 2005.

[14] S. S. Makhanov, "Advanced Numerical Methods to Optimize Cutting Operations of Five-Axis Milling Machines," Springer, Berlin, 2007.

[15] C. Leondes, "Computer Aided 5-Axis Machining," Computer Aided Design Engineering and Manufacturing Systems Techniques and Applications Volume:1 Chapter:3, Washington: CRC Press, 2001, eBook ISBN: 978-1-4200-4989-3.

[16] D. İbrahim, "Microcontroller Based Applied Digital Control," John Wiley& Sons Ltd., İngiltere, 2006.

Üst Denetim Kontrollü Petri Net Tabanlı Kavşak Otomasyonunun Gerçeklenmesi

Ahmet Özkaya[1], *Ahmet Bilgiç*[2]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi , İstanbul
ozkaya.a@gmail.com

[2]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi , İstanbul
bilgica@yandex.com

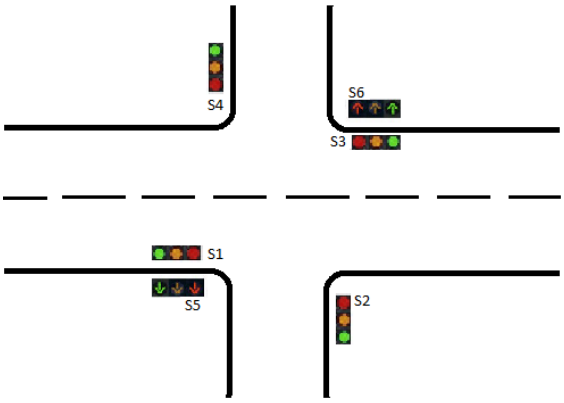
1. Giriş

Eş zamanlılık, asenkron çalışma, belirsizlik gibi özelliklere sahip sistemlere Ayrık Olay Sistemleri denilmektedir. Başlangıçta karmaşık olmayan bu sistemlerin gerçeklenmesi deneme yanılma yönetimiyle gerçekleştirilmesine karşın, ilgili sistemlerin (AOS) karmaşıklığının giderek artması, modellenmelerinin ve kontrollerinin de zorlaşmasına sebep olmuş ve daha formal yöntemlerin geliştirilmesi önem kazanmıştır[6].Bu yöntemler sonlu durum makinaları (SDM) ve petri ağlarıdır(PA).Sonlu durum makinaları yapılan ilk çalışmalarda etkili olmuş fakat grafiksel görünüm ve takip kolaylığı açısından zayıf kalmıştır [1]. Petri ağları ise grafiksel öğeler bakımından da zengin oluşundan AOS sistemlerinde daha geniş kullanım alanı bulmuştur. Petri ağ yapısı, olayın ifade edildiği yer, yer değişimleri için gerekli koşulu ve değişim yönünü ifade eder. Günümüzde özellikle akademik alanda ayrık olay sistemlerinin denetimi için petri net ağları çok yaygın kullanılmaktadır. Fakat pratik anlamda kullanımı çok yaygın değildir[5]. Bu çalışmada örnek bir kavşaktaki trafik akışı modellenecek ve kontrol edilecektir. Algoritma üst denetim kontrollü petri ağları ile gerçeklenecek, kullanılan algoritmanın beraberinde getirecekleri ise sonuçlar bölümünde detaylı olarak yer alacaktır.

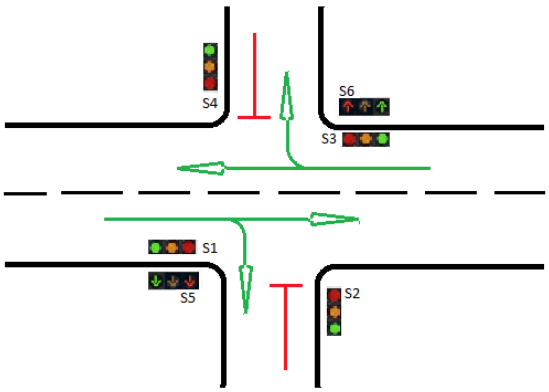
2.Modelleme Çalışması

Burada trafik akışlar yönlerini gösteren modeller durumlar halinde oluşturulmuştur. Burada modellenen her bir durum için güzergah yetkilendirmeleri, üst denetim modülünde gerçekleştirilecektir. Üst denetim modülünün her bir sinyal bazında gerçeklenmesi ise sinyaller için oluşturulmuş yerel petri ağlarıyla gerçekleştirilecektir.

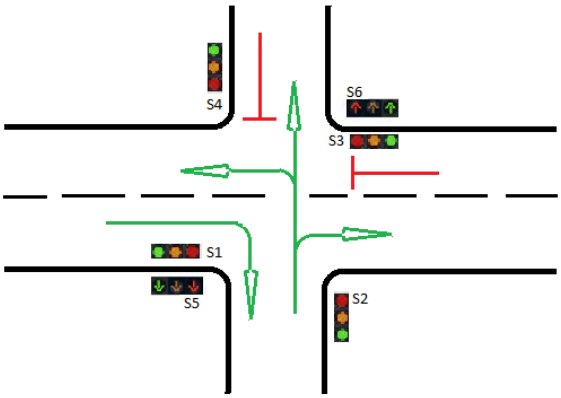
Doğu-batı yönünde ana yol, kuzey-güney yönünde tali yoldan oluşan kavşakta 6 adet sinyal yer almaktadır. S5 ve S6 sinyalleri, ana yoldan tali yola geçişler için kullanılmıştır.



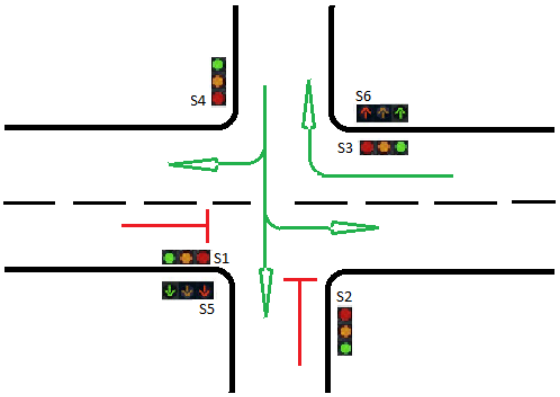
Şekil 2.1: Kavşağın görünümü



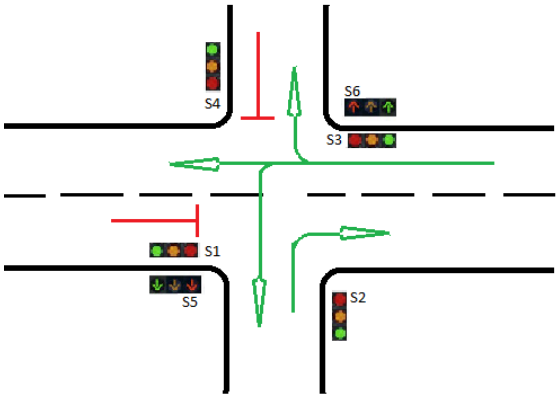
Şekil 2.2: F1 durumu



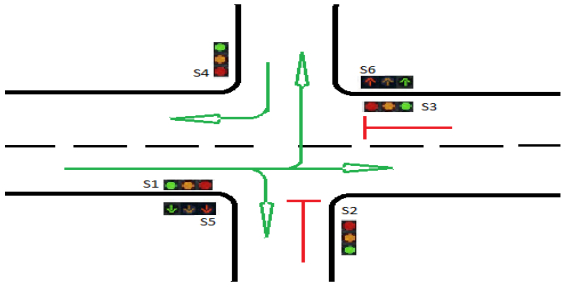
Şekil 2.3: F2 durumu



Şekil 2.3: F3 durumu



Şekil 2.4: F4 durumu



Şekil 2.5: F5 durumu

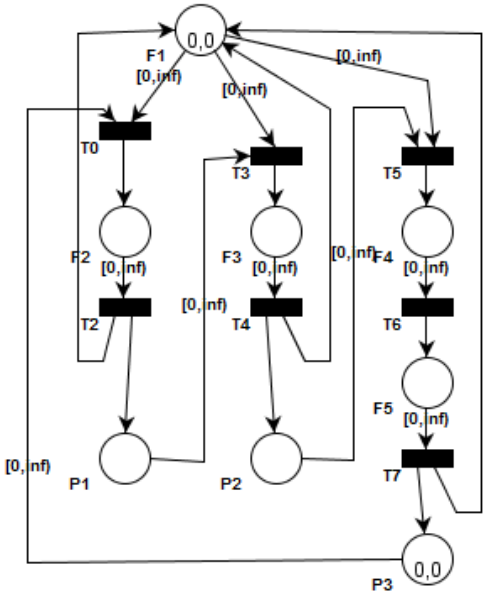
3.Sistemin Kontrolünün yapılacağı Üst Denetim Modülü

F1, F2, F3, F4, F5 durumları trafik akışının modellenmesi başlığında gösterilen durumlara karşılık düşmektedir.
Sistemin başlangıç koşulu olarak, F1 ve P3 yerlerine başlangıcta birer adet jeton verilerek çalışması sağlanacaktır.

Üst denetim modülünün akışı, aşağıda gösterildiği şekilde kurgulanmıştır;

F1 > F2 > F1 > F3 > F1 > F4 > F5

Ana yolun yoğunluğu daha fazla olacağından,ana yolun trafiğe açık olma durumunu ifade eden F1 durumu diğer geçişler arasında tekrarlanmıştır.



Şekil 3.1: Üst Denetim Modülü

Belirli bir zaman diliminde F1, F2, F3, F4 ve F5 durumlarından yanlızca biri aktif olmaktadır. Dolayısıyla güvenliği etkileyecek herhangi bir durum söz konusu olmayacağı için yasak durum tanımlanmasına gerek duyulmamıştır.

T0, T1, T2, T3 ve T4 geçişleri, ilgili durumunda ne kadar süreyle trafik akışının sağlanacağına karar vermektedir. Bu süreler statik olarak atanabileceği gibi, yoğunluk bilgisine göre adaptif olarak değişebilir.

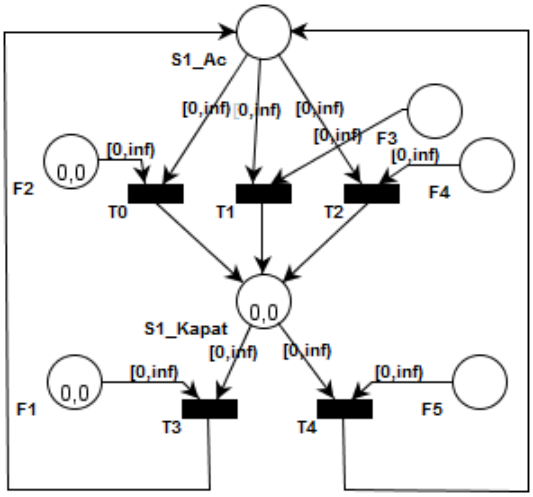
4.Üst Denetim Modülünün sinyaller bazında Gerçeklenmesi

Üst denetim yapısında bulunan jetonun bulunduğu yere göre, ilgili sinyallere aç ya da kapat komutunun verilmesi sağlanacaktır. Kullanılan bu tasarım modeliyle üst denetim modülüne olası bir fonksiyon bloğu ekleme ya da çıkarma durumunda gerçekleştirilmesi gereken modifikasyonun daha kolay yapılabilmesi amaçlanmıştır.

Tablo 4.1: Sinyal durum tablosu

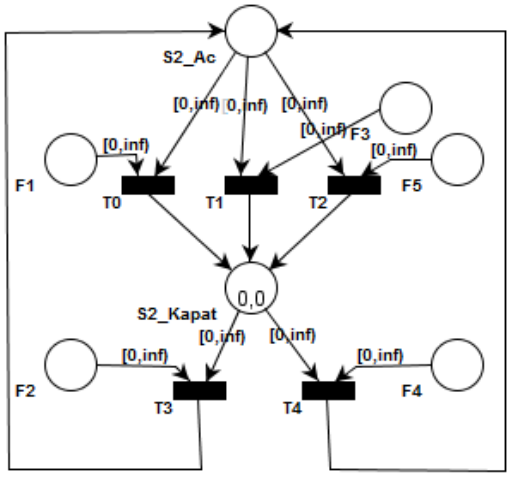
Sinyal/Place	F1	F2	F3	F4	F5
S1	Acik	Kapalı	Kapalı	Kapalı	Acik
S2	Kapalı	Acik	Kapalı	Acik	Kapalı
S3	Acik	Kapalı	Kapalı	Acik	Kapalı
S4	Kapalı	Kapalı	Acik	Kapalı	Acik
S5	Acik	Acik	Kapalı	Kapalı	Acik
S6	Acik	Kapalı	Acik	Acik	Kapalı

Tablo üst denetim modülünde kurgulanan senaryoya göre, her bir sinyalin hangi durumda aktif (açık), hangi durumda pasif (kapalı) olduğunu göstermektedir.

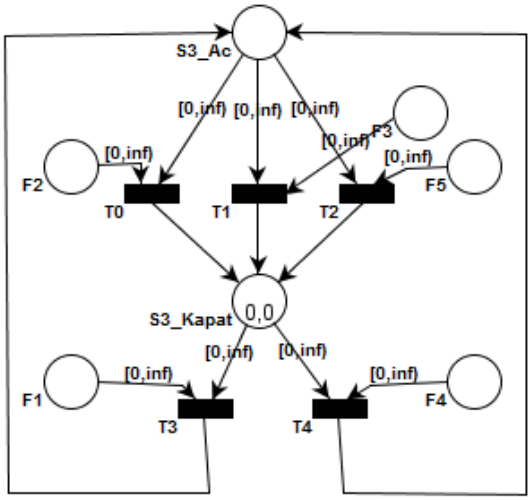


Şekil 4.1: Sinyal1 için oluşturulmuş petri ağı

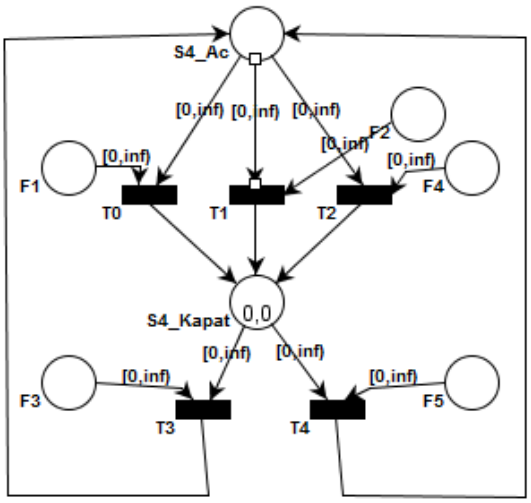
Sinyal Aç ve Kapat durumları arasında geçişe olanak veren T0, T1, T2, T3 ve T4' ün süreyle şartı ile ilgisi olmayıp, durumlara göre koşul olarak kullanlmıştır.



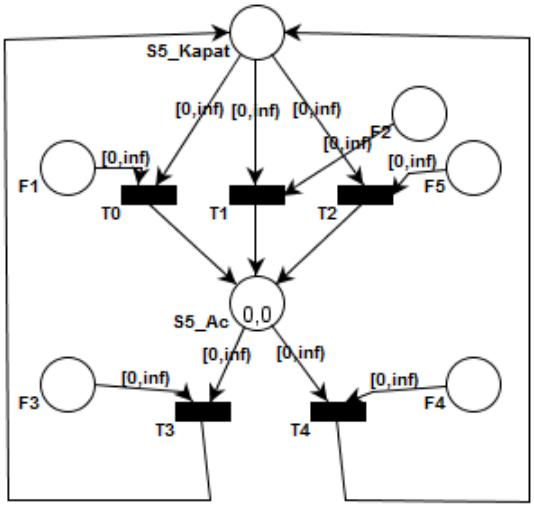
Şekil 4.2: Sinyal2 için oluşturulmuş petri ağı



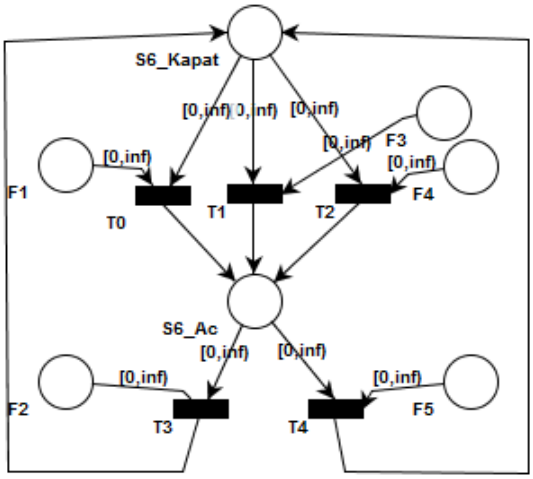
Şekil 4.3: Sinyal3 için oluşturulmuş petri ağı



Şekil 4.4: Sinyal4 için oluşturulmuş petri ağı



Şekil 4.5: Sinyal5 için oluşturulmuş petri ağı



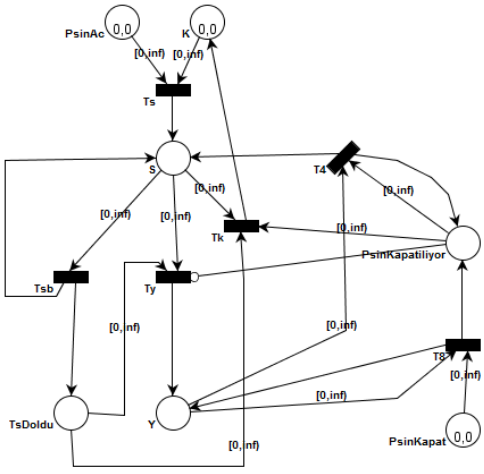
Şekil 4.6: Sinyal6 için oluşturulmuş petri ağı

5.Her bir sinyal için oluşturulmuş yerel Petri ağı yapısı

Yerel petri ağı yapısında, SinyalAc ve SinyalKapat olmak üzere 2 adet girişe yer alacaktır. SinyalAc ve SinyalKapat komutları arasında geçen süre, ilgili güzergahın araç trafiğine tahsis edildiği süreyi ifade edecektir. Yeşilde kalma süresini, üst denetim modülünün davranışı belirleyecektir. Sarıda kalma süresi ise sabit olarak kabul edilecek ve yerel petri ağında atanacaktır.

Sinyal, belirli bir zamanda tek bildirim vermesi gerektiği için yerel petri ağı tek jetonlu olarak tasarlanmıştır. K, S ve Y durumları, sinyale ait bildirim durumları oldugu gibi aynı zamanda sinyale ait fiziksel çıkışları ifade etmektedir.

Yerel petri ağında K > S > Y(akış1) ve Y > S > K(akış2) olmak üzere iki farklı akış gerçeleşecektir. TsDoldu durumu ve PsinKapatiliyor durumu akış içerisinde yardımcı olarak kullanılmıştır. TsDoldu sarı bildirim verme süresini ifade etmektedir. PsinKapatiliyor durumu ise akış2 nin gerçekleşeceğini bildirmektedir.



Şekil 5.1: yerel petri ağı yapısı

Tsb ve T8 geçişinde yardımcı durumlar tetiklenmniş aynı zamanda sinyal bildirim durumlarına geri dönüş yapılarak, program akışı içerisinde sinyal bildiriminin (fiziksel çıkışların) kaybı engellenmiştir.Sarı durumuna her iki akışta da geçiş olacağından dolayı akış1 ve akış2' yi birbirinden izole etmek için, Ty geçişine PsinKapatiliyor durumundan inhibitör arc eklenmiştir.

6. Sonuçlar

Gerçekleştirilen petri ağı yapısı, tekil bir petri ağı ile değil; kontrol edilmek istenen her bir sinyal elemanı için oluşturulmuş lokal petri ağı yapıları, sistemin genel işleyişinin yer aldığı üst denetim yapısı ve üst denetim yapısının sinyaller bazında gerçeklendiği petri ağlarıyla sağlanmıştır.

Üst denetim modülünün kullanılması ile modüler bir yapı oluşturulmuş dolayısıyla karmaşıklığı günden güne artan sistemlerin modellenmesi ve kontrolü konusunda tasarım, revizyon ve hata ayıklama noktasında geliştiriciye büyük kolaylık sağlamaktadır.

7. Kaynakça

[1] Uzam M. Petri Net Based Supervisory Control Of Discrete Event Systems and Their Ladder Logic Diagram Implementations, The University of Salford, UK, 1998

[2] Uzam M, Jones H, Yücel I, Using a Petri-net-based Approach for the Real-time Supervisory Control of An Experimental Manufacturing System, The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, Springer, 2000

[3]Nourelfath M., Niel E. Modular Supervisory Control of an Experimental Automated Manufacturing System, Elsevier, 2004

[4] Lordache M., PJ Antsaklis, Supervisory Control of Concurrent Systems, Birkhauser, 2007

[5] Uzam M., Gelen G., Koç B., Aksebzeci H., Ayrık Olay Kontrol Sistemlerinin Petri Ağları ile tasarımı ve Programlanabilir Lojik Denetçilerle Gerçekleştirilmesi

[6] Uzam M., Gelen G., Koç B., Aksebzeci H., Basit Otomasyon Petri Ağları kullanılarak Ayrık Olaylı Sistemlerin Modellenmesi

Akıllı Ev'de Enerji Kaynaklarının Kontrolü

Hanife Apaydın Özkan

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
hapaydin1@anadolu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada Akıllı Ev sistemlerinde enerjinin verimli kullanılması ele alınmıştır. Enerji kaynaklarının ve şebeke tarifesinin o anki durumuna göre harcanacak gücün hangi kaynak veya kaynaklardan sağlanacağına karar veren mantıksal bir kontrol yaklaşımı önerilmiştir. Bu yaklaşıma ait Petri ağı modelleri de oluşturularak doğruluğu test edilmiş, enerji kaynaklarının davranışlarının grafiksel olarak izlenmesi sağlanmıştır. Ayrıca önerilen kontrol yaklaşımının simülasyonu için bir yazılım geliştirilmiş ve farklı senaryolar için benzetim çalışmaları yapılmıştır.

1. Giriş

Günümüzde enerji tüketimindeki artış ve çevreye olumsuz etkisi, bununla beraber enerji üretimindeki kısıtlar, enerjinin verimli kullanılmasının önemini artırmıştır. Akıllı Ev (AE), konfor, güvenlik ve verimli enerji kullanımı gereksinimlerini bir arada karşılayan akıllı ev aletleri, algılayıcılar ve farklı enerji kaynakları ile donatılmış bir evdir. AE'nin enerji (elektrik) ihtiyacı ise şehir şebekesinin yanısıra yenilenebilir enerji kaynaklarından karşılanır.

Son yıllarda AE'de enerjinin verimli kullanılmasını ele alan birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalardan, [1] de kullanıcı davranışlarını ve enerji fiyatlandırmalarındaki değişiklikleri öğrenen ve buna göre bir zaman çizelgesi oluşturan bir yöntem verilmiş, [2] de ise cihazlara ait zaman çizelgesi parçacık sürü optimizasyonu kullanılarak yapılmıştır. Bu uygulamaların dışında ev içindeki anlık yüksek güç ihtiyacı problemini ele alan çalışmalardan [3] de bir tür oyun teorisi yaklaşımı kullanılırken [4] de ise cihazlar için önceliklendirme tanımlanarak cihazların çalışmalarının bu önceliklere göre yönlendirilmesi yoluna gidilmiştir.

Bu çalışmada enerji kaynağı olarak, şehir şebekesi (şebeke), fotovoltaik paneller (FV) ve akü bankasından faydalanan bir AE için bu kaynakların kontrolü ile enerjinin en verimli şekilde kullanılmasının sağlanması amaçlanmıştır. Bu kapsamda enerji kaynaklarının ve şebeke tarifesinin o anki durumuna göre harcanacak gücün hangi ünite veya ünitelerden sağlanacağına karar veren mantıksal bir kontrol yaklaşımının kullanılması düşünülmüştür.

Ortaya koyulan yaklaşım için kesikli olay sistemlerinin modellenmesinde ve analizinde kullanılan grafiksel ve matematiksel bir modelleme yöntemi olan Petri ağı modelleri oluşturulmuştur. Paralel, deterministik, eş zamanlı, eş zamansız vb. işlemleri içeren sistemler üzerindeki çalışmalarda çok yaygın olarak kullanılan Petri ağları (örneğin, [5, 6, 7, 8, 9]) grafiksel yönüyle enerji kaynaklarının davranışlarının izlenmesinde, sunduğu matematiksel ve yapısal analiz teknikleri ile de oluşturulan yaklaşımın doğruluğunun kontrolünde kolaylık sağlamaktadır.

Bunun yanında enerji kaynaklarının kontrolü için önerilen yaklaşımın simülasyonuna yönelik bir yazılım geliştirilmiştir. Agilent Vee kullanılarak geliştirilen bu yazılım ile farklı senaryolar için benzetim çalışmaları yapılmıştır.

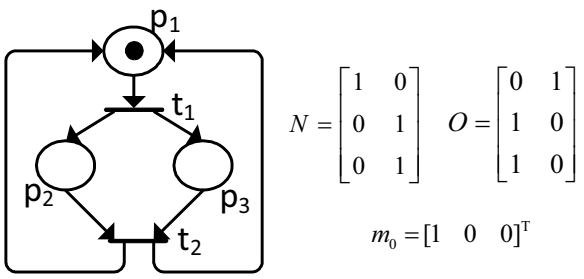
2. Petri Ağları

Bir Petri ağı (PA), daire şeklindeki yerler çubuk şeklindeki geçişler ve bunlar arasındaki bağlantıyı sağlayan yönlendirilmiş oklardan oluşur. Yer bir işlemi veya bir kaynağın durumunu; geçiş ise bir olayın ya da işlemin başlangıcını veya bitişini göstermektedir. Bir PA'nın yapısında yerler ve geçişlere ek olarak bulunduğu yerde işlemin yapılıyor olduğunu ifade eden • şeklinde gösterilen belirtiler vardır. Belirtinin olup olmamasına veya sayısına göre ilgili yerin gösterdiği kaynak hakkında bilgi sahibi olunur. Burada kaynak, sistemde gerçekleştirilmek istenen olaylar için gerekli koşulları, çalışan personeli, kullanılan makineleri vb. ifade etmektedir. Örneğin, bir yer koşulu ifade ediyorsa, bu yerde belirti olması şartın sağlandığı, bulunmaması ise şartın sağlanmadığı anlamına gelir. Bir PA, $G(P, T, \mathbf{N}, \mathbf{O}, \mathbf{m}_0)$ şeklinde gösterilir. Burada T geçişlerin kümesini; P yerlerin kümesini göstermektedir ($P \cap T = \emptyset$, $P \cup T \neq \emptyset$). $\mathbf{N}, \mathbf{O} \in \mathcal{N}^{|P|\times|T|}$ sırasıyla yerlerden geçişlere ve geçişlerden yerlere olan okların ağırlıklarını gösteren girdi ve çıktı matrisleridir. $\mathbf{m}_0 \in \mathcal{N}^{|P|}$ ise başlangıçta belirtilerin yerlerdeki dağılımını gösteren başlangıç durum vektörüdür. Bir PA'nın çalışması geçişlerin ateşlenmesiyle belirtilerin yer veya yerlerden başka yer veya yerlere taşınmasıyla olur. $\mathbf{M}$ bir işaretleme vektörünü göstermek üzere, bu işaretleme vektöründen sonra bir geçişinin ateşlenebilirlik şartı $M(p) \geq N(p,t), \quad \forall p \in P$ şeklindedir. Burada $M(p)$ ise $\mathbf{M}$ durum vektörünün $p \in P$ yerindeki belirti sayısını göstermektedir. Bir $\mathbf{M}$ işaretleme vektöründen bir $t \in T$ geçişinin ateşlenmesiyle bir $\mathbf{M}'$ işaretleme vektörü oluşuyorsa bu

$$\mathbf{M}' = \mathbf{M} + O_t - N_t, \quad t \in T \tag{1}$$

ile hesaplanır. Burada O_t, O matrisinin t geçişine karşılık gelen sütunu, N_t, N matrisinin t geçişine karşılık gelen sütununudur.

Şekil 1'de basit bir PA modeli ve modele ait girdi, çıktı matrisleri ve başlangış durum vektörü verilmiştir. Bu PA modelinde başlangıç durumundan ateşlenebilir durumdaki tek geçiş t_1 olup bu geçişin ateşlenmesiyle elde edilen yeni durum vektörü $\mathbf{M} = [0\ 1\ 1]^T$ şeklindedir.



Şekil 1: Basit bir Petri ağı modeli.

Verilen başlangıç durumundan bir geçiş veya geçiş dizisinin ateşlenmesiyle ulaşılabilecek durum sayısı sınırlı ise bu PA sınırlıdır. Verilen başlangıç durumdan bir geçiş veya geçiş dizisinin ateşlenmesiyle tekrar başlangıç durumuna ulaşılabiliyorsa bu PA tersine dönüşebilir.

3. Akıllı Ev

Günümüzde enerji üretimindeki kısıtlar, ve bununla beraber artan enerji ihtiyacı ve çevreye olumsuz etkisi yenilenebilir enerji kaynaklarının aktif olarak kullanımını ve enerjinin verimli tüketimini önem verilen konular haline getirmiştir. AE bu amaca hizmet eden bir ev fikri ve uygulamasıdır. AE'ler elektrik enerjisinin verimli kullanılmasıyla çevreye, maliyeti düşürerek doğrudan konut sakinlerine, dolaylı olarak da elektrik üretim ve dağıtım firmalarına katkı sağlar. Bu çalışmada, enerji kaynaklarının doğru kullanımıyla enerjinin verimli kullanılmasına ve elektrik maliyetini düşürülmesine katkı sağlanacağı fikrinden yola çıkılarak, AE'lerde enerji kaynaklarının kontrolü için mantıksal bir yaklaşım ortaya konmuştur.

3.1. Enerji Kaynakları ve Yönetimi

Bu çalışmada, AE'deki enerji kaynakları, şehir şebekesi, FV ve akü bankası olarak tanımlanmış, o anki şebeke tarifesi, FV'den sağlanan güneş enerjisinin miktarı ve akülerin durumuna göre evin güç ihtiyacının nereden karşılanacağına karar veren mantıksal bir kontrol yaklaşımı önerilmiştir.

Konut bölgelerinde enerji ihtiyacı günün belli zaman aralıklarında, örneğin konut sakinlerinin evde olduğu akşam saatlerinde, yüksek değerlere ulaşır. Bu durum şebekenin fazla yüklenmesine neden olur. Yüksek maliyetli arızalara sebep olabilecek bu yüklenmenin azaltılmasını özendirmek için enerji sağlayıcılar günün farklı zaman aralıklarında farklı tarifeler uygulamaktadır. Bu çalışmada elektrik dağıtıcı şirketin şebekede elektrik ihtiyacının yoğun olduğu zaman diliminde pahalı, az olduğu zaman diliminde ucuz olmak üzere iki farklı tarife uyguladığı varsayılmıştır. Şebekeden çekilen güç azaldıkça evin enerji maliyeti de azalacağından bu çalışmada enerji kaynaklarının kontrolüne yönelik geliştirilen kontrol yaklaşımının temel amacı özellikle tarifenin pahalı olduğu dönemde şebekeden çekilen gücü azaltmak ve evin elektrik maliyetini düşürmektir.

Akü'nün şarj, deşarj ve hiçbir işlem yapmadığı bekleme modu olmak üzere 3 ayrı çalışma modu vardır. Akü ömrünü uzatmak için, iki farklı enerji seviyesi tanımlanmıştır. Bu çalışmada bir günün T tane zaman periyoduna bölündüğü varsayılmaktadır: $t \in \mathcal{T} = \{1,\ 2,\ ...\ T\}$. Herhangi bir $t \in \mathcal{T}$ zamanında akü enerji seviyesi ($E_{aku}(t)$) belirlenen minimum seviyenin, aku_{min} , altına düştüğünde deşarj işlemi yapılamazken, akü enerji seviyesi tanımlanan maksimum değerin, aku_{max}, üzerine çıktığında ise şarj işlemi yapılamaz. Akünün dolumu sadece FV'den yapılabilir.

FV'nin sağladığı gücün anlık değeri mevsime ve günün saatlerine göre farklılık gösterir. Bu çalışmada herhangi bir $t \in \mathcal{T}$ zamanında FV'den elde edilen güç, $P_{FV}(t)$, ve AE'nin güç ihtiyacına, $P_{AE}(t)$, bağlı 3 farklı durum tanımlanmıştır: $P_{FV}(t) < P_{AE}(t)$, $P_{FV}(t) > P_{AE}(t)$ ve $P_{FV}(t) = 0$. Bu durumlar evin enerji ihtiyacının hangi kaynaktan sağlanacağı konusunda, tarife bilgileri, akü durum bilgisiyle birlikte belirleyici olur:

- $P_{FV}(t) > P_{AE}(t)$ iken tarife ucuz ve akü maksimum değerin altında olduğu sürece ($E_{aku}(t) < aku_{max}$) ev şebekeden, diğer tüm durumlarda FV'den beslenir. $P_{FV}(t) > P_{AE}(t)$ iken $E_{aku}(t) < aku_{max}$ ise akü doldurulur, değilse akü bekleme moduna geçer.
- $P_{FV}(t) = 0$ iken tarife ucuz ise ev şebekeden beslenir. Tarife pahalı iken, akü minimum değerin üstünde ($E_{aku}(t) > aku_{min}$) ise aküden, değilse şebekeden beslenir.
- $P_{FV}(t) < P_{AE}(t)$ iken
  - şebeke ucuz ve $E_{aku}(t) < aku_{max}$ ise evin enerji ihtiyacı şebekeden karşılanır, FV'nin önceliği aküyü şarj etmek sonra evi beslemektir. Şebeke ucuz ve $E_{aku}(t) > aku_{max}$ ise evin enerji ihtiyacı öncelikle FV'den ikincil olarak şebekeden karşılanır.
  - $P_{FV}(t) < P_{AE}(t)$ ve şebeke pahalı ise evin enerji ihtiyacı birincil olarak FV'den karşılanırken, $E_{aku}(t) > aku_{min}$ ise ikincil enerji kaynağı aküdür. $E_{aku}(t) < aku_{min}$ ise FV'ye destek olan ikincil enerji kaynağı şebekedir. Bu şartlar altında akü hiçbir zaman şarj edilmez.

Şebekede herhangi bir $t \in \mathcal{T}$ anında elektrik kesintisi olursa $P_{FV}(t) = 0$ ve $E_{aku}(t) > aku_{min}$ iken evin güç ihtiyacı aküden karşılanır. $P_{FV}(t) < P_{AE}(t)$ ve $E_{aku}(t) > aku_{min}$ ise FV ve aküden, $P_{FV}(t) > P_{AE}(t)$ iken sadece FV'den karşılanır. Son durumda $E_{aku}(t) < aku_{max}$ ise evin beslenmesinden arta kalan enerji ile akü de doldurulur.

Enerji kaynaklarının olası tüm durumları (aktiflik, enerji seviyesi, fiyat vb.) ve bu durumlara göre kullanılan enerji kaynakları Tablo 1'de verilmiştir. Tabloda herhangi bir durumun doğruluğu veya aktivitenin varlığı 1 ile, bir durum doğru değilse veya ilgili aktivite yapılmıyorsa 0 ile gösterilmektedir. Örneğin, herhangi bir $t \in \mathcal{T}$ anında şebeke aktif (elektrik kesintisi yok) ve tarife ucuz, FV den enerji elde edilemiyor

Enerji kaynaklarının durum bilgileri								Enerji kaynaklarının aktivitesi				
Şebeke	$P_{PV}=0$	$P_{PV}<P_{AE}$	$P_{PV}>P_{AE}$	$E_{akü}<akü_{min}$	$akü_{max}>E_{akü}>akü_{min}$	$E_{akü}>akü_{max}$	Tarife	Şebeke	FV	Akü_deşarj	Akü_şarj	Akü_sb
1	1	0	0	1	0	0	ucuz	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	ucuz	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	0	1	ucuz	1	0	0	0	1
1	1	0	0	1	0	0	pahalı	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	0	pahalı	0	0	1	0	0
1	1	0	0	0	0	1	pahalı	0	0	1	0	0
1	0	1	0	1	0	0	ucuz	1	0	0	1	0
1	0	1	0	0	1	0	ucuz	1	0	0	1	0
1	0	1	0	0	0	1	ucuz	1	1	0	0	1
1	0	1	0	1	0	0	pahalı	1	1	0	0	1
1	0	1	0	0	1	0	pahalı	0	1	1	0	0
1	0	1	0	0	0	1	pahalı	0	1	1	0	0
1	0	0	1	1	0	0	ucuz	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	ucuz	1	0	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	ucuz	0	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	pahalı	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	1	0	pahalı	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	1	pahalı	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	x	0	0	0	0	1
0	1	0	0	0	1	0	x	0	0	1	0	0
0	1	0	0	0	0	1	x	0	0	1	0	0
0	0	1	0	1	0	0	x	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0	x	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	0	1	x	0	1	1	0	0
0	0	0	1	1	0	0	x	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	1	0	x	0	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	1	x	0	1	0	0	1

Tablo 1: AE'nin enerji kaynaklarının kontrolünde kullanılan doğruluk tablosu

($P_{FV}(t) = 0$) iken evin güç ihtiyacı tamamen şebekeden karşılanmaktadır. Burada, akünün durumu belirleyici değildir. Çünkü $P_{FV}(t) = 0$ olduğu sürece akü şarj edilemez ve aküyü pahalı dönemde kullanabilmek adına tarife ucuz iken şebekeyi kullanmak tercih edilir (bkz. Tablo 1'de satır 1,2,3). Şebeke aktif, $P_{FV}(t) = 0$ ve tarife pahalı iken akü kullanabilir olduğu sürece ($E_{aku}(t) > aku_{min}$) AE'nin elektrik ihtiyacı aküden karşılanır, akü deşarj edilir (bkz. Tablo 1'de satır 5,6).

Önerilen yaklaşımda akününün kontrolüne ait PA modeli Şekil 2'de verilmiştir. Modelde herhangi bir $t \in \mathcal{T}$ anında $p_1/p_2/p_3$:FV nin enerji seviyesini ($m(p_1)$:$P_{FV}(t) < P_{AE}(t)$, $m(p_2)$:$P_{FV}(t) = 0$, $m(p_3)$:$P_{FV}(t) > P_{AE}(t)$); p_4/p_5:Şebekenin aktiflik durumunu ($m(p_4)$:şebeke elektrik sağlıyor, $m(p_5)$:elektrik kesik); $p_6/p_7/p_8$:Akünün enerji seviyesini ($m(p_6)$:$E_{aku}(t) > aku_{min}$, $m(p_7)$:$aku_{min} < E_{aku}(t) < aku_{max}$, $m(p_8)$:$E_{aku}(t) > aku_{max}$); p_9/p_{10}:tarife fiyat durumunu ($m(p_9)$:ucuz, $m(p_{10})$:pahalı); $p_{11}/p_{12}/p_{13}$:akünün aktif modunu ($m(p_{11})$:şarj, $m(p_{12})$:bekleme, $m(p_{13})$:deşarj) gösteren yerlerdir. Bu PA modeli sınırlı ve tersine dönüşebilirdir. Ağın bu özellikleri sağlıyor olması önerilen yaklaşımın doğruluğunu ve kullanılabilirliğini de ortaya koymaktadır. Ayrıca PA modeli kullanılarak prosedürün görsel olarak izlenmesi sağlanmıştır. Şebeke ve FV için de önerilen yaklaşıma ait PA modelleri oluşturulmuş ve analizleri yapılmıştır. Yine tersine dönüşebilirlik ve sınırlılık özelliklerini sağlayan bu modeller, büyük boyutları ve yer kısıtından dolayı burada verilmemiştir.

4. Simülasyon Çalışmaları

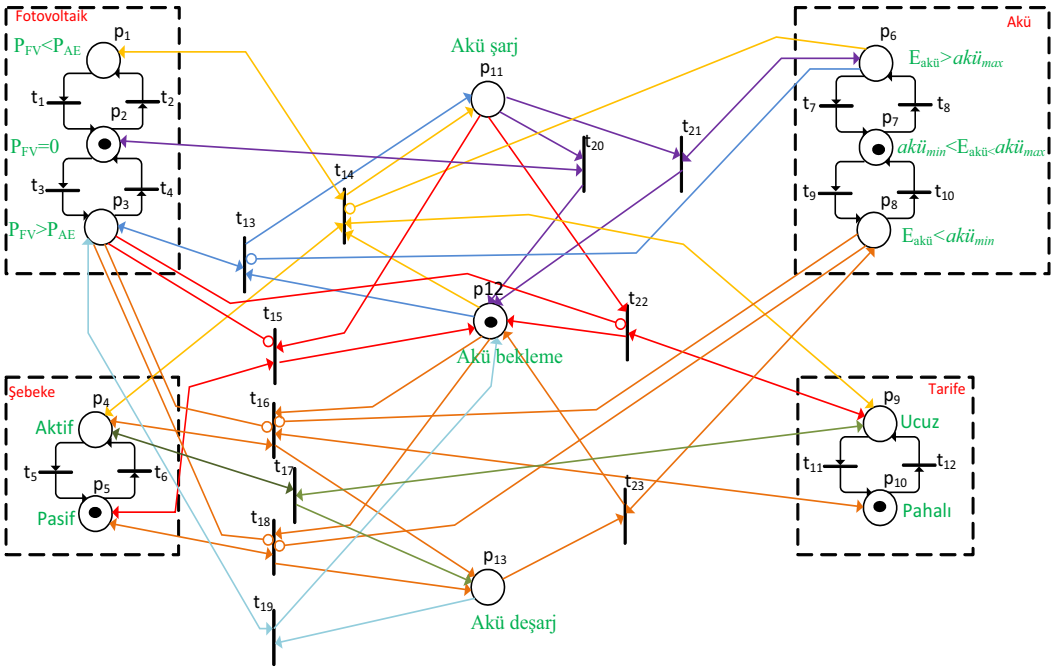
Bu çalışmada Agilent-Vee kullanılarak, AE için "Akıllı-Ev-Simülatörü" olarak isimlendirilen bir simülasyon programı geliştirilmiştir.

Akıllı-Ev-Simülatörü ile AE'deki toplam güç tüketiminin, PV ve akünün anlık güç durumlarının ve şebekeden çekilen gücün benzetimi yapılarak önerilen kontrol yaklaşımına göre evde harcanan enerjinin hangi enerji kaynağı veya kaynaklarından sağlanacağına karar verilmektedir.

Geliştirilen simülasyon programının arayüzü Şekil 3'de görülmektedir. Bu arayüzde AE'de tüketilen güç, PV gücü, akü gücü, şebekeden çekilen güç tüm gün boyunca grafik halinde zamana bağlı olarak görüntülenmekte; ayrıca PV gücü, akü şarj ve deşarj gücü, toplam harcanan güç, şebekeden çekilen toplam güç, tarife bilgisi ve gün içinde şebekeden çekilen toplam gücün maliyeti anlık olarak verilmektedir.

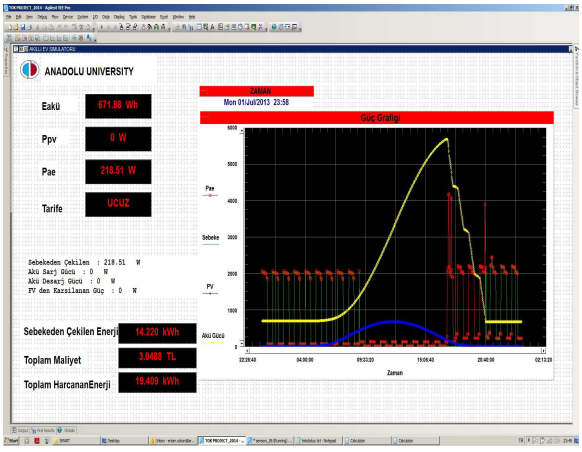
Simülasyon çalışmasının yapıldığı AE'de 1 kWp gücünde FV panel kurulu olduğu ve 7200 Wh lik bir akü bankası kullanıldığı varsayılmıştır. 3 kişilik bir aile için çeşitli ev kullanım senaryoları çalışılmıştır. TEDAŞ tarafından uygulanan tarifeler kullanılmıştır. Buna göre 17:00-22:00 arası tarife birim fiyatı 42.22 kuruş/kWh, 06:00-17:00 arası tarife birim fiyatı 26.83 kuruş/kWh, 22:00-06:00 arası tarife birim fiyatı 15.72 kuruş/kWh şeklindedir. Bu çalışmada 22:00-17:00 arası ucuz, 17:00-22:00 arası pahalı olarak nitelendirilmiştir.

Senaryo 1: Saat 09:00-17:00 arasında tüm ev sakinleri ev dışındadır. Kullanıcı evde olmadığı sürece havalandırma, aydınlatma cihazları gibi kullanıcı talebine bağlı çalışan ciha-



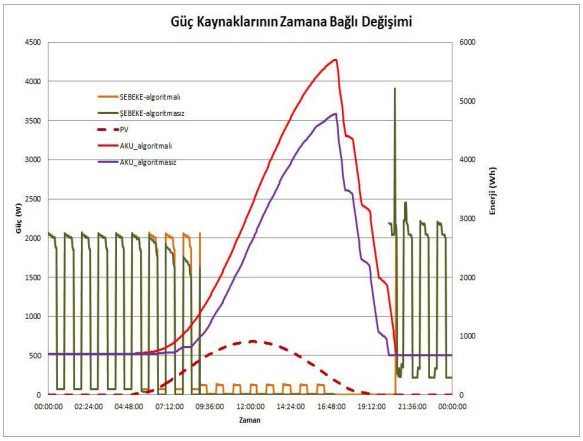
Şekil 2: Akünün kontrolüne ait PA modeli

zlar çalışmamaktadır. Çamaşır makinesinin çalışması 16:00-18:00 arası olarak programlanmıştır. Bulaşık makinesi ise 19:30-22:00 arası çalıştırılmaktadır. Bugün içinde evin toplam enerji harcaması 19.41 kWh dir. Şekil 4' de verilen arayüzdeki güç grafiği bu senaryoya aittir. Buradan şebekeden toplam 15.22 kWh lik bir enerji çekildiği ve maliyetinin 3.05 TL olduğu görülmektedir. Bu evde bugün içerisinde önerilen yaklaşımdan farklı olarak şebeke tarifesi ucuzken şebekeden güç kullanılabileceği halde, FV'nin sağladığı güçten faydalanılması durumunda ise maliyet 3.22 TL olarak hesaplanır. Bu sonuçlara göre önerilen kontrol yaklaşımın



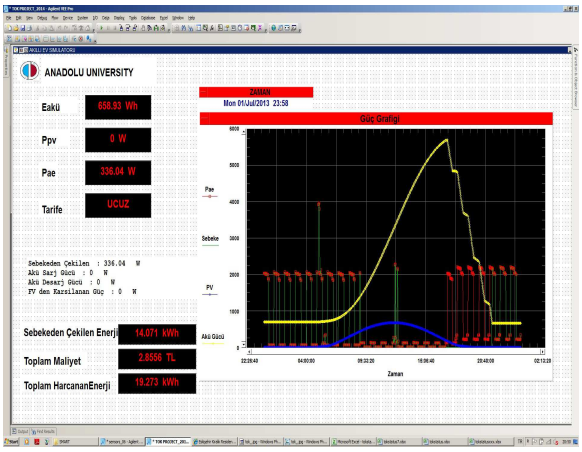
Şekil 3: Senaryo 1 için Akıllı-Ev-Simülatörünün arayüz görüntüsü

maliyetten %5.3 civarında bir kazanç sağladığı görülmektedir. Ayrıca yaklaşımın kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için gün içinde şebekeden çekilen güç, akü ve FV gücünün karşılaştırılması Şekil 5'de verilmiştir.



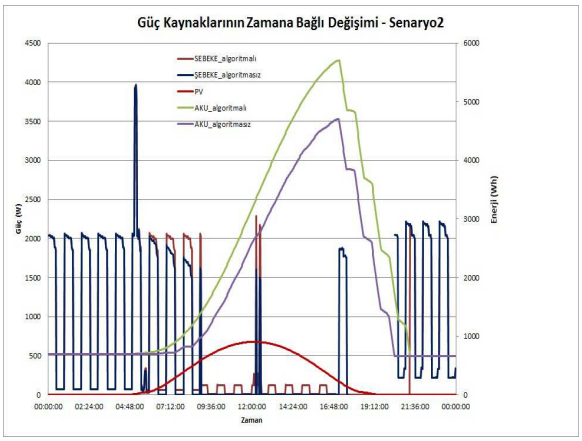
Şekil 4: Senaryo 1 için enerji kaynaklarının zamana göre güç değişimleri

Senaryo 2: Saat 09:00-17:00 arasında tüm ev sakinleri ev dışındadır. Çamaşır makinesi 04:30-07:00 arası, bulaşık makinesi ise 11:00-15:00 arası çalışmak üzere programlanmıştır. Havalandırma, aydınlatma cihazları gibi kullanıcı talebine bağlı çalışan cihazlar sadece ev sakinleri evdeyken çalışmaktadır. Bugün içinde evin toplam enerji harcaması 19.27 kWh, şebekeden çekilen toplam enerji 14.07 kWh ve maliyeti 2.85 TL olarak gerçekleşmiştir. Bu evde belirtilen senaryo için



Şekil 5: Senaryo 2 için Akıllı-Ev-Simülatörünün arayüz görüntüsü

önerilen yaklaşımdan farklı olarak şebeke tarifesi ucuzken şebekeden güç kullanılabileceği halde, FV'nin sağladığı güçten faydalanılması halinde, maliyet 3.37 TL olur. Bu sonuçlara göre önerilen yaklaşımın maliyetten yüzde $\%15.4$ civarında bir kazanç sağladığı görülmektedir. Ayrıca yaklaşımın kullanıldığı ve kullanılmadığı durumlar için gün içinde şebekeden çekilen güç, akü ve FV gücünün karşılaştırılması Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: Senaryo 2 için enerji kaynaklarının zamana göre güç değişimleri

5. Sonuçlar

Günümüzde enerjinin daha verimli kullanılmasının önemi tartışılmaz boyuttadır. AE'ler konfor ve güvenlik sağlamanın yanısıra bünyesindeki akıllı ev aletleri, algılayıcılar ve farklı enerji kaynakları ile enerjinin verimli kullanılması ve konutların elektrik maliyetinin düşürülmesine katkı sağlayan uygulamalardır. Bunun için hem cihazların hem de enerji kaynaklarının doğru ve zamanında kullanılması gerekir. Bu çalışmada enerji kaynakları FV, akü ve şebeke olarak tanımlanan bir evin bu kaynaklarının verimli ve maliyeti düşürecek şekilde kullanılması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda enerji kaynaklarının ve şebeke tarifesinin o anki durumuna göre harcanacak gücün hangi kaynak veya kaynaklardan sağlanacağına karar veren mantıksal bir kontrol yaklaşımı önerilmiştir. Bu yaklaşımda enerji kaynaklarının kontrolüne ait Petri ağı modelleri oluşturulmuş, doğruluğu test edilip, enerji kaynaklarının davranışlarının izlenmesi sağlanmıştır. Ayrıca önerilen enerji yönetim yaklaşımının simülasyonu için bir yazılım geliştirilmiş; benzetim çalışmaları yapılarak maliyetin düşürülmesine sağlanan katkı örneklenmiştir.

6. Kaynakça

[1] P. Palensky and D. Dietrich, "Demand side management: Demand response, intelligent energy systems, and smart loads," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 7, no. 3, pp. 381–388, Aug 2011.

[2] M.A.A. Pedrasa, T.D. Spooner, and I.F. MacGill, "Coordinated scheduling of residential distributed energy resources to optimize smart home energy services," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 1, no. 2, pp. 134–143, Sept 2010.

[3] A.-H. Mohsenian-Rad, V.W.S. Wong, J. Jatskevich, and R. Schober, "Optimal and autonomous incentive-based energy consumption scheduling algorithm for smart grid," in *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT), 2010*, Jan 2010, pp. 1–6.

[4] M. Pipattanasomporn, M. Kuzlu, and S. Rahman, "An algorithm for intelligent home energy management and demand response analysis," *Smart Grid, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 2166–2173, Dec 2012.

[5] C. G. Cassandras and S. Lafortune, *Introduction to Discrete Event Systems*, Kluwer Academics, Norwell, MA, 1999.

[6] A. A. Desrochers and R. Y. Al-Jaar, *Applications of Petri Nets in Manufacturing Systems*, The Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., New York, 1995.

[7] J. Proth and X. Xie, *Petri Nets: A Tool for Design and Management of Manufacturing Systems*, John Wiley & Sons, West Sussex, 1996.

[8] M. Zhou and F. DiCesare, *Petri Net Synthesis for Discrete Event Control of Manufacturing Systems*, Kluwer Academic, Norwell, MA, 1993.

[9] T. Murata, "Petri nets: properties, analysis and applications," *Proceeding of the IEEE*, vol. 77, no. 4, pp. 541–580, 1989.

Bir Asansör Sisteminin Petri Ağları ile Modellenmesi ve Kontrolü

Tuba Belli[1], *İbrahim Şener*[2], *Galip Cansever*[3]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
tuba.belli@gmail.com

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
isener@yildiz.edu.tr

[3]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
cansever@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma da asansörlerin çalışma prensibi ve kontrol yöntemleri hakkında kısaca bilgi verildikten sonra, beş katlı bir asansör sistemi Petri Ağları kullanılarak modellenmiş ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bunun için öncelikle bir asansör sistemini oluşturan ana bileşenler incelenmiş ve asansörün çalışma prensibine uygun olarak bir Petri Ağı modeli oluşturulmuştur. Oluşturulan bu Petri Ağı modeli kullanılarak ilgili asansör sisteminin kontrolü PLC ile daha kolay ve hızlı bir biçimde gerçekleştirilmiştir.

1. Giriş

Geçmişten günümüze yüksek binaların yapımındaki artış, asansör sistemlerinin gelişimini beraberinde getirmiştir. Birbirini etkileyerek büyüyen iki sektör kendi içinde daha ileri teknoloji, güvenlik ve konfor standartlarını geliştirmiş, bugünkü seviyelere gelinmiştir.

Bugün en basit ifadesiyle asansör sistemi, bir elektrik motorunun miline bağlı hareket kasnağı, bu kasnağın üzerinden geçen askı halatları ve askı halatlarına bağlı kabin ve karşı ağırlıktan meydana gelen elektromekanik sistemlerdir. Günümüzde bulunduğu yere ve kullanım amacına göre farklı yapılarda asansör sistemleri bulunmaktadır [1].

Gelişen teknoloji ile birlikte asansör kontrol sistemleri de gelişme göstermiştir. Önceleri yolcuların kattan çağrı yaparak asansör kabinini yönlendirmesi ve bu çağrıya uygun hizmet verdikten sonra işlemi tekrarlanması uygulanırken, bugün 20 ve daha fazla katlı binalarda 5 ve daha fazla sayıdaki asansörün birlikte kontrol edilebilmesi ile çok fazla sayıdaki yolcunun beklentisi karşılanabilmektedir [2].

Günümüzde asansör sistemlerinin kontrolü yapılırken Petri Ağları oldukça sık kullanılmaktadır [3]. Petri Ağlarının kullanılması yüksek katlı ve çok sayıda asansör bulunan binalarda tüm asansör sisteminin daha iyi incelenmesine ve kontrolünün daha kolay bir biçimde gerçekleştirilmesine olanak sağlamaktadır [4],[5],[6].

Bu çalışmada öncelikle asansör sistemlerinin temel bileşenleri ve günümüzde kullanılan asansör kumanda sistemleri hakkında bilgi verilmiştir. Daha sonra Petri Ağları ile ilgili bilgi verilip, beş katlı bir asansör sisteminin Petri Ağları metodu ile modeli yapılmış ve PLC – Ladder komutları vasıtası ile kontrolü gerçekleştirilmiştir.

2. Asansör Sisteminin Yapısı

Günümüzde kullanılan asansörler uygulandıkları binalara ve kullanım amaçlarına göre çeşitlilik göstermektedir. Seyir mesafesi az ve özellikle yük taşımak için kullanılan yapılarda düşük hızlarda çalışabilen hidrolik tahrikli asansörler kullanılırken, seyir mesafesinin fazla olduğu ve asansör kabininin daha hızlı gitmesi istendiği mekanlarda senkron veya asenkron makineler ile tahriki sağlanan asansör tipleri tercih edilmektedir.

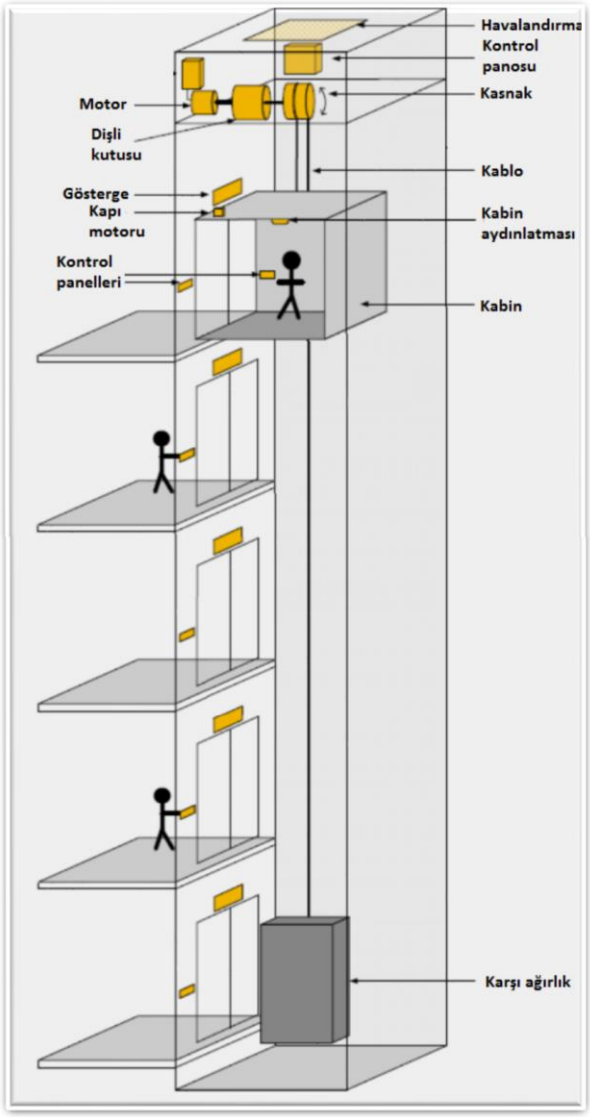
Teknolojideki gelişmeler ile birlikte asansör sistemlerinde de her geçen gün yenilenmektedir. Ancak bu yenilenmeye karşın, bir asansör sistemini oluşturan olmazsa olmaz kısımlar mevcuttur. Bu bölümde öncelikle asansör sistemlerinin temel bileşenleri incelenmekte ve sonrasında günümüzde sıklıkla kullanılan asansör kontrol yöntemleri hakkında bilgi verilmektedir.

2.1. Asansör sistemlerinin temel bileşenleri

Burada bir asansör sisteminin sahip olduğu bileşenler şu şekilde sıralanabilir;

- Kabin: İnsanların veya yüklerin önceden belirlenmiş hızla aşağı ya da yukarı taşınmasını sağlayan tam güvenli bölümdür.
- Karşı ağırlık: Kabin ağırlığı ile yükün yarı ağırlığının toplamına eşit denge sağlayacak küçük motor gücünü sağlayan, kabine çelik halatlarla bağlanmış ve kabinle tam ters yönde hareket eden ağırlık değeridir.
- Durak: Asansör sisteminin yolcu iniş ve binişinin olduğu kat alanıdır.

- Durak göstergesi: Tüm duraklardaki asansör kapılarında bulunan, kabinin hareketini veya hangi katta bulunduğunu belirten göstergedir.
- Kontrol panelleri: Asansör sisteminde katlarda yolcuların çağrı yapmaları için veya kabin içerisinde iken istenilen kata gitmelerini sağlayan butonların olduğu bölüm.
- Kapı – kapı güvenliği: Bir asansör sisteminin güvenli olabilmesi için kat kapıları ancak kabin o kata geldiğinde açılabilir. Bu sebeple asansör kontrol sistemi herhangi bir kapının açık olması halinde asansör çalışmayacak şekilde tasarlanmalıdırlar.
- Kat sınır anahtarları: Asansör sisteminde kuyu içerisinde bulunan ve kabinin hangi katta bulunduğunu gösteren sensörlerdir.



Şekil 1: 5 katlı asansör sisteminin yapısı

2.2. Asansör kumanda sistemleri

Asansör kumanda sistemleri trafiğin yoğunluğuna ve servis hizmet süresine göre belirlenir. Trafik akışının yoğunluğu ve kullanılması gereken asansör miktarı kumanda sisteminin seçilmesinde etkendir.

Basit kumandalı asansörler: Asansörün sadece tek bir çağrıya cevap verdiği sistemlerdir. Kumanda panosu ilk aldığı çağrıya cevap verir. Bir diğer çağrıya cevap verebilmesi için ilk aldığı çağrı görevini tamamlaması ve meşgul durumunu bırakması gerekir. İnsan trafiğinin çok düşük olduğu veya özel olarak kullanılan asansörlerde kullanılmaktadır [7].

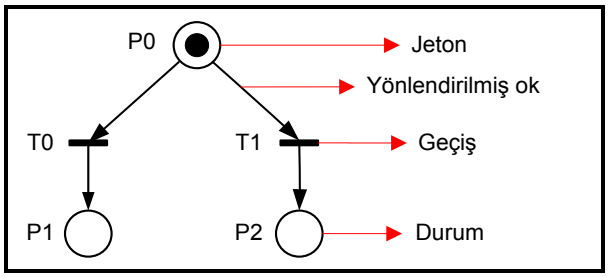
Toplamalı kumandalı asansörler (kolektif): Yapılan çağrılara gittiği yön doğrultusunda çağrı emrini belleğinde tutarak cevap veren asansör kumanda sistemleridir. İniş ve çıkış isteklerinde çakışmaya yol açtığı için zaman kayıplarına yol açmakla ve bu yüzden orta yoğunluktaki trafik akışlarında tercih edilmektedir. Trafiğin yoğun olduğu yerlerde çakışmaları azaltmak için tam yük kontakları kullanılır.

Seçmeli kumandalı asansörler (selektif): Tarafik akışının yoğun olduğu binalarda kullanılan bu sistemler aldığı çağrılara iniş ve çıkış ayrımı yaparak cevap verebilen kumanda sistemleridir. İniş ve çıkış çağrılarını ayırt ettiği için zaman kazancı ve servis kalitesi yüksektir. Bu tür kumanda sistemleri birden fazla asansörün bulunduğu binalarda tek bir merkezden birçok asansörü kumanda etmek için kullanılırlar (asansör grup kontrol sistemleri). Bu sistemlerin ikili olanlarına dublex, üçlü olanlarına ise triplex asansör sistemleri denir.

3. Asansör Sisteminin Petri Ağları ile Modellenmesi ve Kontrolü

3.1 Petri Ağları

Petri Ağlarının temel bileşenlerini daire şeklinde ifade edilen durumlar, çubuk ile gösterilen geçişler, durumlar arası geçiş yapan jetonlar ve bunlar arasındaki bağlantıyı sağlayan oklar oluşturur [8].



Şekil 2 : Basit bir Petri Ağı

Bir Petri ağında kullanılan yerler sistem hakkındaki durumları temsil ederken, geçişler ise tetiklenmek suretiyle sistemde meydana gelen olayları göstermektedir. Sistemin herhangi bir andaki durumu, ilgili yerde en az bir adet jetonun varlığıyla anlaşılmaktadır. Sistemde meydana gelecek herhangi bir olay sonucunda ilgili geçişin tetiklenmesiyle geçişin giriş yerinden jeton alınır ve çıkış yerine aktarılır. Böylece sistem bir durumdan başka bir duruma geçmiş olur [9].

3.2 Asansör Petri Ağı modeli

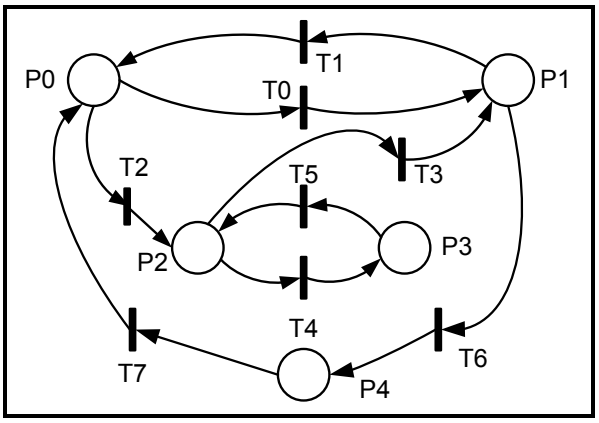
Bir asansör sisteminin çalışma prensibini kabinin katta durması ve katlar arası hareket hali olarak iki bölümde inceleyebiliriz.

Asansör kabinin kata geldiğinde ilk olarak yolcu iniş ve binişinin oluşabilmesi için kapıları açık konuma getirir. Burada eğer kabin içerisine alınan yük veya yolcu ağırlığı asansörün maksimum taşıyabileceği ağırlığı geçerse aşırı yük sensörü devreye girer ve fazla olan ağırlığın asansörün taşıyabileceği seviyeye inmesi beklenir. Kabin içerisindeki ağırlık makul seviyede olduğunda asansör kapıları kapanır ve seyir için komut beklenir. Bu esnada eğer ki kabin içerisinde hiçbir komut işlenmiyorsa, bu kabin içerisinde yük veya yolcu bulunmadığını gösterdiği için katta yeniden çağrı yapılana kadar asansör bekleme durumuna geçiş yapar [10],[11].

Asansör katta durduğu esnada herhangi bir yolcu iniş binişi gözlenmez veya kabin içerisindeki kapı kapama butonuna basıldığında kapı kapanma durumuna geçer. Hazırlanmış olunan asansörün katta durması durumuna göre Petri Ağı Şekil 3'deki gibidir.

Burada P0 durumu asansörün kata ilk geldiği anı göstermektedir ve burada kabin içerisindeki kontrol panelinden kapı kapama butonuna (T0 geçişi tetiklenmesi) basılmadığı müddetçe jeton P2 durumuna geçiş yapar ve bu durumda asansörün kapıları açık ve yolcu veya yük iniş binişi yapılmaktadır. Kapı kapama butonuna basıldığı anda ise T0 geçişinin tetikleme şartı meydana gelmiş olup, jeton P0 durumundan P1 durumuna geçiş yapar.

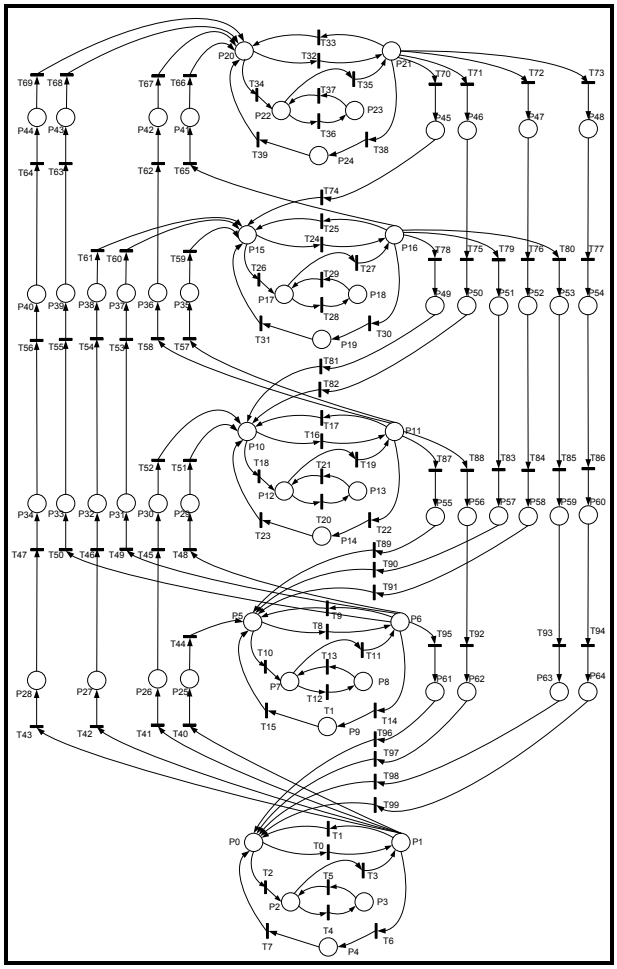
Jeton P2 durumunda iken yolcu iniş veya binişi için belirlenmiş süre sonunda veya kapı kapama butonuna basıldığı anda T3 geçişi tetiklenerek jeton kapı kapanma durumu olan P1 durumuna geçiş yapar. Eğer ki jeton P2 durumunda iken sistem aşırı yük sinyali verir ise T4 tetikleme şartı gerçekleşmiş olur ve jeton P2 durumundan aşırı yük ikaz durumu olan P3 durumuna geçiş yapar. Aşırı yük sinyali kesildiği zaman T5 tetiklenme şartı gerçekleşerek jeton P3 durumundan tekrar P2 durumuna geçiş yapar.



Şekil 3 : Asansörün katta durmasına ait Petri Ağı modeli

Jeton P1 durumunda iken asansör sistemi kabin içerisindeki kontrol panelinden gidilecek kata ilişkin bilgi alması gerekmektedir. Eğer kabin kontrol panelinden herhangi bir sinyal gelmesi söz konusu olmaz ise T6 geçişinin tetiklenme şartı yerine getirilmiş olunur ve jeton P1 durumundan bekleme modu olan P4 durumuna geçiş yapar. Asansör kapıları yeniden açılana yani T7 geçişinin tetiklenme şartı yerine getirilene kadar asansör bekleme modunda kalır. Her bir kat için bu döngü tekrarlanır.

5 katlı bir asansör sistemine için oluşturulan Petri Ağı modeli şekil 4'de verilmiştir. Yapılan çalışmaya ait durumlar Tablo 1'de geçiş ve tetikleme şartları Tablo 2' de verilmiştir. Oluşturulan bu Petri Ağına göre asansör harekete hazır konuma geldiği zaman kabin içerisinden basılan butona göre kabin harekete geçmektedir. Örneğin P1 durumunda bir jeton bulunuyor ve kabin içerisinde 4 numaralı butona basılmış ise T42 geçişi tetiklenmiş olur ve asansör 4 kata doğru hareket etmeye başlar. Öncelikle jeton P27 durumuna düşer. Bu durum asansörün birinci kat ile ikinci kat arasında hareket etmekte olduğunu gösterir. İkinci kat sınır anahtarı devreye girdiğinde T46 geçişi tetiklenerek jeton P32 durumuna düşer.



Şekil 4 : 5 katlı asansör sisteminin Petri Ağı modeli

Bu durum asansörün ikinci ile üçüncü katlar arasında hareket etmekte olduğunu gösterir. Asansör kabini üçüncü kata geldiğinde üçüncü kat sınır anahtarı devreye girer ve böylelikle T54 geçişinin tetikleme şartı yerine gelmiş olur. Jeton üçüncü ile dördüncü katlar arasında yolculuk yapıldığı durum olan P38 durumuna düşer. Asansör dördüncü kata geldiğinde T62 geçişi tetiklenerek jeton dördüncü kat durma

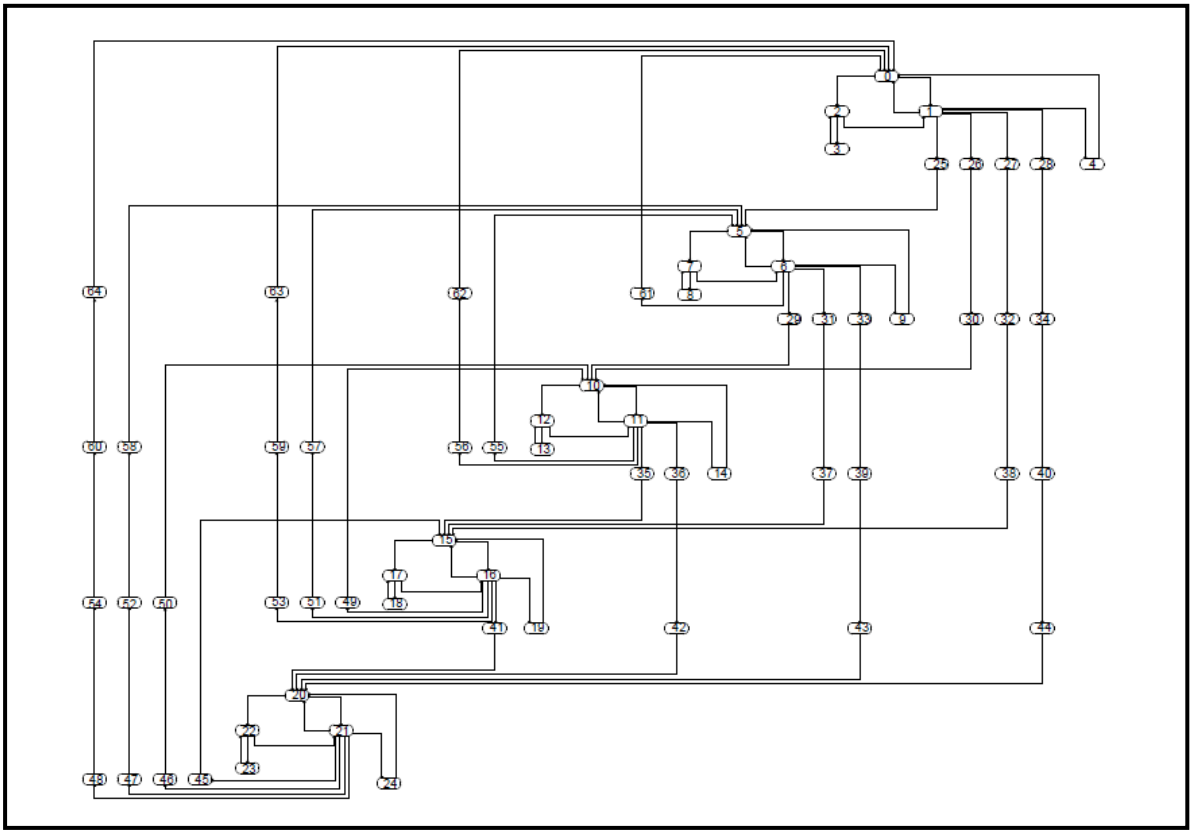
mevkii olan P15 durumuna düşer. Burada kabinin durmasına ait döngü tekrarlanır. Yapılmış olunan Petri modelinde oluşabilecek durumları gösteren ulaşılabilirlik grafiği Şekil 5'de verilmiştir.

Tablo 1: Oluşturulan Petri Ağı modelindeki mevkiiler ve açıklamaları

Mevki	Açıklama	Mevki	Açıklama
P0	KA (KAT-1)	P33	k: (2-3)↑
P1	KK (KAT-1)	P34	k: (2-3)↑
P2	T-Y (KAT-1)	P35	k: (3-4)↑
P3	AYD (KAT-1)	P36	k: (3-4)↑
P4	SB (KAT-1)	P37	k: (3-4)↑
P5	KA (KAT-2)	P38	k: (3-4)↑
P6	KK (KAT-2)	P39	k: (3-4)↑
P7	T-Y (KAT-2)	P40	k: (3-4)↑
P8	AYD (KAT-2)	P41	k: (4-5)↑
P9	SB (KAT-2)	P42	k: (4-5)↑
P10	KA (KAT-3)	P43	k: (4-5)↑
P11	KK (KAT-3)	P44	k: (4-5)↑
P12	T-Y (KAT-3)	P45	k: (5-4) ↓
P13	AYD (KAT-3)	P46	k: (5-4) ↓
P14	SB (KAT-3)	P47	k: (5-4) ↓
P15	KA (KAT-4)	P48	k: (5-4) ↓
P16	KK (KAT-4)	P49	k: (4-3) ↓
P17	T-Y (KAT-4)	P50	k: (4-3) ↓
P18	AYD (KAT-4)	P51	k: (4-3) ↓
P19	SB (KAT-4)	P52	k: (4-3) ↓
P20	KA (KAT-5)	P53	k: (4-3) ↓
P21	KK (KAT-5)	P54	k: (4-3) ↓
P22	T-Y (KAT-5)	P55	k: (3-2) ↓
P23	AYD (KAT-5)	P56	k: (3-2) ↓
P24	SB (KAT-5)	P57	k: (3-2) ↓
P25	k: (1-2)↑	P58	k: (3-2) ↓
P26	k: (1-2)↑	P59	k: (3-2) ↓
P27	k: (1-2)↑	P60	k: (3-2) ↓
P28	k: (1-2)↑	P61	k: (2-1) ↓
P29	k: (2-3)↑	P62	k: (2-1) ↓
P30	k: (2-3)↑	P63	k: (2-1) ↓
P31	k: (2-3)↑	P64	k: (2-1) ↓
P32	k: (2-3)↑		
KA = kapı açık KK= kapı kapalı		T-Y= yolcu iniş biniş süresi AYD = aşırı yük durumu SB = bekleme	

*Tablo 2:*Petri modelindeki geçişler tetikleme şartları

Geçiş	Tetikleme Şartı	Geçiş	Tetikleme Şartı
T0	K-1 & KKKB	T50	KB-5
T1	K-1 & KKAB	T51	KSA-3
T2	K-1	T52	KSA-3
T3	T-W or KKKB	T53	KSA-3
T4	K-1 & AYS	T54	KSA-3
T5	AYSS	T55	KSA-3
T6	K-1 & N-KB	T56	KSA-3
T7	K-1 & YG	T57	KB-4
T8	K-2 & KKKB	T58	KB-5
T9	K-2 & KKAB	T59	KSA-4
T10	K-2	T60	KSA-4
T11	T-W or KKKB	T61	KSA-4
T12	K-2 & AYS	T62	KSA-4
T13	AYSS	T63	KSA-4
T14	K-2 & N-KB	T64	KSA-4
T15	K-2 & YG	T65	KB-5
T16	K-3 & KKKB	T66	KSA-5
T17	K-3 & KKAB	T67	KSA-5
T18	K-3	T68	KSA-5
T19	T-W or KKKB	T69	KSA-5
T20	K-3 & AYS	T70	KB-4
T21	AYSS	T71	KB-3
T22	K-3 & N-KB	T72	KB-2
T23	K-3 & YG	T73	KB-1
T24	K-4 & KKKB	T74	KSA-4
T25	K-4 & KKAB	T75	KSA-4
T26	K-4	T76	KSA-4
T27	T-W or KKKB	T77	KSA-4
T28	K-4 & AYS	T78	KB-3
T29	AYSS	T79	KB-2
T30	K-4 & N-KB	T80	KB-1
T31	K-4 & YG	T81	KSA-3
T32	K-5 & KKKB	T82	KSA-3
T33	K-5 & KKAB	T83	KSA-3
T34	K-5	T84	KSA-3
T35	T-W or KKKB	T85	KSA-3
T36	K-5 & AYS	T86	KSA-3
T37	AYSS	T87	KB-2
T38	K-5 & N-KB	T88	KB-1
T39	K-5 & YG	T89	KSA-2
T40	KB-2	T90	KSA-2
T41	KB-3	T91	KSA-2
T42	KB-4	T92	KSA-2
T43	KB-5	T93	KSA-2
T44	KSA-2	T94	KSA-2
T45	KSA-2	T95	KB-1
T46	KSA-2	T96	KSA-1
T47	KSA-2	T97	KSA-1
T48	KB-3	T98	KSA-1
T49	KB-4	T99	KSA-1



Şekil 5: Petri Ağı modeli erişilebilirlik grafiği

Tablo 3: Petri modelindeki tetikleme şartı açıklamaları

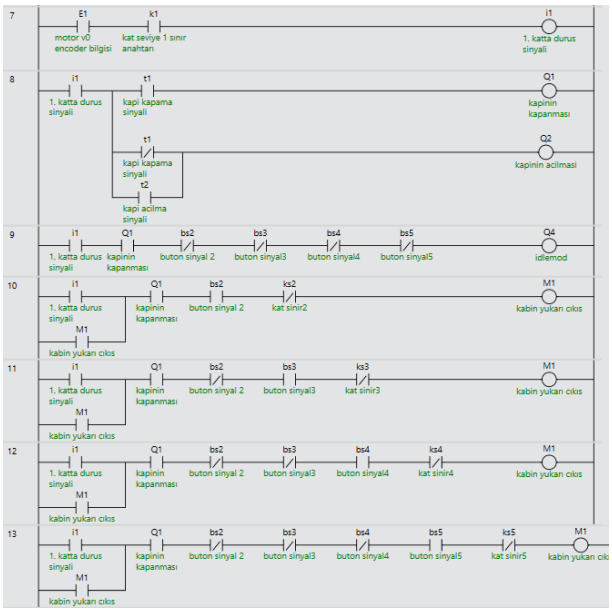
Açıklama	Açıklama
T-W = bekleme süresi	KKAB= kapı açma butonu
AYS = aşırı yük sinyali	KKKB= kapı kapama butonu
AYSS = aşırı yük sinyali sonu	KB-1= kabin butonu 1
N-KB = butona basılmaması	KB-2= kabin butonu 2
YG = yolcu girişi	KB-3= kabin butonu 3
K-1 = KAT 1	KB-4= kabin butonu 4
K-2 = KAT 2	KB-5= kabin butonu 5
K-3 = KAT 3	KSA= kat sınır anahtarı
K-4 = KAT 4	
K-5 = KAT 5	

3.3 Asansör erişilebilirlik petri net modelinin PLC Ladder diyagramına dönüştürülmesi

Programlanabilir mantık denetleyici, kısa adıyla PLC, ardışık kontrol, hareket denetimi, süreç denetimi ve veri yönetimi için endüstriyel otomasyon ve kontrol sistemlerinde kullanılan özel bir kontrol elemanıdır. Asansör sistemlerinin kontrolünde PLC uygulamaları sıklıkla görülmektedir[12].

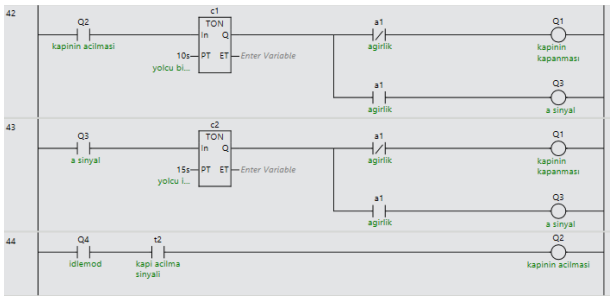
Burada, bir önceki bölümde oluşturulan Petri Ağı modeli kullanılarak asansör kontrolü PLC Ladder komutları ile yazılmıştır.

Şekil 6'da asansörün birinci katına ait Ladder diyagramı verilmiştir. Oluşturulan bu Ladder diyagramına bakıldığında, motor hızının '0' yani duruyor olduğu durumda 1. katın sınır anahtarı kapalı konuma gelmekte ise asansör kabininin 1. Kat mevkiinde olduğundan bu katta durduğunu göstermek için bir sinyal verilmektedir. Bu sinyal alındığında ilk önce eğer kapı kapama butonuna basılmamış ise asansör kabin kapıları açılmaktadır.



Şekil 6: Asansör kontrol sistemi

Şekil 7'de asansörün katta iken kapıları açıldıktan sonraki Ladder komutları verilmiştir. Asansör kapıları açıldıktan belli bir müddet sonra kabinde aşırı yük bulunmadığında kapılar kapanmaktadır. Eğer kabinde aşırı yük bulunuyorsa ağırlık butonu kapalı konuma gelecek ve sistemden aşırı yük sinyali oluşacaktır. Bu sinyal ile birlikte asansör kapıları açık konumda, kabindeki fazla yükün giderilmesi için bir müddet belemekte ve bu süre sonunda sistemde taşınabilecek yük bulunuyor ise kapılar kapanıp istenilen kata hareket etmesi için komut beklemektedir.



Şekil 7: Asansör kontrol sistemi

Kabin harekete uygun hale geldiğinde eğer kabin içerisinden herhangi bir kat butonuna basılmamış ise bu kabin içerisinde herhangi bir yolcu bulunmadığını göstereceğinden asansör sistemi bekleme moduna girmektedir. Burada asansörün kapılarının açılmasına dair sinyal geldiğinde asansör kapıları açılmaktadır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, 5 katlı bir asansör sistemi Petri Ağları ile modellenmiş ve oluşturulan Petri Ağı modeline göre asansör kontrol programı PLC-Ladder komutlarıyla yazılmıştır. Oluşturulan Petri Ağı modeli kullanılarak asansör kontrol programının daha az karmaşık yapıda ve daha kolay oluşturulduğu gözlenmiştir. Bu sayede kat sayısı fazla olan binalarda birden fazla asansörün kontrol edilmesine olanak sağlayan asansör grup kontrol sistemlerinin oluşturulması çok daha hızlı ve kolay bir şekilde gerçekleştirilebilecektir.

Kaynakça

[1] C. E. İmrak, "Asansör sistemlerinin trafik analizi dizaynı ve simülasyonu," İTÜ., Fen Bilimleri Enstitüsü, Makina Mühendisliği, Doktora Tezi, İstanbul, 1996.

[2] İ. G. Kan, *Asansör tekniği*, Birsen Yayınevi, İstanbul, 1996.

[3] F. Ahmad, I. Fakhir, S. A. Khan, Y. D. Khan, "Petri Net-Based Modeling and Control af The Multi-Elevator Systems," *Neural Computing and Applications*, Cilt: 24, No: 7-8, s: 1601-1612, , 2014.

[4] Y. C. Cho, Z. Gagov, W. H. Kwon, "Timed Petri net based approach for elevator group controls," Proc. of the International Conference on Intelligent Robots and Systems, Kyongju, South Korea, s:1265-1270, 1999.

[5] J. Ye, J. Li, F. Deng, C. Wang, "Simulation of the intelligent control circuit based on Petri net," 6th International Conference on Computer Science & Education, Singapore, s:66-69, 2011.

[6] D. Liqian, Z. Qun, W. Lijian, "Modeling and analysis of elevator system based on timed-coloured Petri net," Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, China, s:226-230, 2004.

[7] U. Dağdelen, "Grup asansörleri için zeki kontrol sistemleri," Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Mühendisliği, Doktora Tezi, Kayseri, 2006.

[8] T. Murata, "Petri Nets: Properties Analysis and Applications," Proceeding of IEEE, s:541-580, 1989.

[9] M. Uzam, "Petri-Net-Based Supervisory Control Of Discrete Event Systems And Their Ladder Logic Diagram Implementations," University of Salford, Doktora Tezi, UK, 1998.

[10] Y. H. Huang, S. Chung, M. Jeng, J. H. Lin, "Design and Implementation of a Discrete Event System Using Statechartst," IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Washington, U.S.A., s:1147-1152, 2003.

[11] Y. H. Huang, S. Chung, M. Jeng, "Modelıng and Control of Elevators by Statecharts," *Asian Journal of Control*, Cilt: 6, No: 2, s: 242-252, 2004.

[12] A. A. Patiño-Forero, D. M. Muñoz, G. C. Carvalho, C. H. Llanos, "Modelıng of an Elevator Group Control System Usıng Programmable Logıc Control and Destination Control System," 20th International Congress of Mechanical Engineering, Gramado, RS, Brazil, 2009.

Portal Tip Üç Eksenli CNC Freze Tezgâhının Yörünge İzleme ve Kontur Kontrolü

Muhammed Fatih ÇORAPSIZ[1], *Köksal Erentürk*[2]

[1]Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
corapsiz@atauni.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
keren@atauni.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, portal tip üç eksenli bir CNC yapısının yörünge takip ve kontur (contour) izleme denetimi gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Portal tip üç eksenli CNC sisteminin hareket kontrolü için adım motoru sürücüleri ve bu sürücüler için gerekli darbe dizilerini üretmek için 32 bit mikro denetleyici kullanılmıştır. Kullanıcı arayüzü olarak Labview programında bir arayüz hazırlanmıştır. Konum bilgisinin elde edilebilmesi için eksenlere paralel manyetik doğrusal konum seziciler bağlanmıştır. Arayüz programı bu doğrusal konum sezicilerden mikro denetleyiciye gelen bilgileri kullanarak uç işlevcinin izlediği yörüngenin anlık olarak izlenebilmesine olanak tanımaktadır. Ayrıca bu arayüz üzerinde her bir eksendeki konum değişimleri anlık olarak görülebilmektedir. Sistem üzerinde yapılan kapalı çevrim denetimlerde yörünge izleme ve kontur (contour) hatalarının açık çevrim denetim durumuna göre büyük oranda azaltıldığı gözlemlenmiştir.

1. Giriş

Esnek üretim sistemlerinde kullanılan kartezyen robotların özellikle CNC sistemlerinin düzlemsel hareketlerinin hassas bir şekilde kontrol edilmesi gerekir. CNC sistemlerde hassas hareket kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için her bir eksenin eş zamanlı olarak kontrol edilmesi gerekmektedir. Eksenlerin birbirinden bağımsız kontrol edilmesi, yörünge takip hatalarının yanı sıra gerçek konum ile arzu edilen kontur arasındaki en kısa mesafe olarak tanımlanan kontur (contour) hatasına neden olmaktadır. Hem kontur hatasının ve hem de yörünge takip hatalarının en aza indirgenmesi için literatürde yörünge takip (trajectory tracking) kontrol ve kontur (contour) kontrol yöntemleri kullanılmaktadır [1].

CNC sistemlerde izleme hatalarını azaltabilmek için her eksen ayrı bir kapalı çevrim kontrolcü tarafından kontrol edilmektedir. Kullanılan kontrolcünün performansına bağlı olarak sistemde izleme hataları üretilmektedir. Verilen herhangi bir yörünge için her eksenin konum, hız vb. gibi parametreleri farklı olacağından sistemde kontur hatası üretilmektedir. Kontrol yapısına ileri beslemeli bir hız kontrolcüsü ilave edilerek izleme hataları ve dolayısıyla kontur hataları azaltılabilmektedir [2].

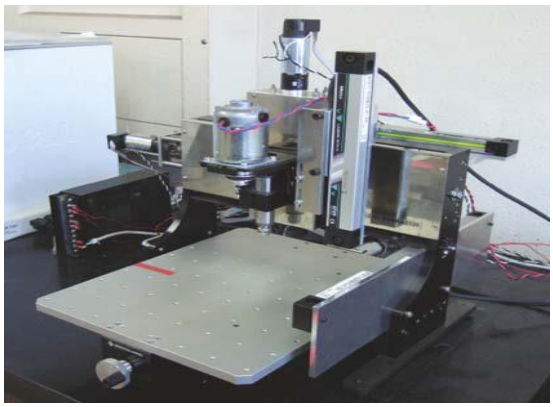
Bu hataların azaltılması amacıyla Erkorkmaz and Altintas tarafından yapılan bir çalışmada durum geri beslemeli kontrolcü tasarlanmış ve kontrolcü tasarımında kutup yerleştirme yöntemi kullanılmıştır. Konum, hız ve bozucu etkileri kestirebilmek için ise Kalman filtre kullanılmıştır. Tasarlanan bu yapı ile yüksek hızda işleme deneyleri yapılmış ve bu deneylerde izleme ve kontur hatalarının azaltıldığı gözlemlenmiştir [3].

Bu alanda yapılan diğer bir çalışmada sıfır faz hata izleme denetleyicisi (ZPETC- Zero Phase Error Tracking Control) tasarlanmıştır. Tasarlanan bu ileri beslemeli kontrolcü sistemin kutuplarını ve sıfırlarını yok etmeyi amaçlayan bir yapıya sahiptir. Geliştirilen bu kontrolcü bir robotun denetiminde kullanılmış olup, izleme hatası ve hızda istenmeyen değişimlerin azaltıldığı gözlemlenmiştir. Ancak bu denetleyici yapısı sistemin transfer fonksiyonunun kutuplarının ve sıfırlarının yok edilmesine bağlı olduğundan izleme performansı, modelleme hataları ve sistem parametre değişimlerine karşı duyarlıdır [4].

Kontur ve izleme hatalarını azaltmak için geliştirilen diğer bir yöntem de çapraz bağlaşımlı (cross-coupling) kontrol yöntemidir. Bu yöntemde eksenler bağımsız çevrimler halinde değil sistemin tamamı bir bütün olarak kontrol edilmektedir. Çift eksenli bir sistemin bilgisayarlı denetimi için simetrik çapraz bağlaşımlı (cross-coupling) kontrol yapısı Koren tarafından geliştirilmiştir [5]. Geliştirilen bu yöntemin en önemli iki dezavantajı doğrusal yörüngelerde izleme hatası sıfır olduğunda kontur hatasında büyük salınımların meydana gelmesi ve doğrusal olmayan (çember ve parabol gibi) yörüngeler için etkinliğinin düşük olmasıdır. Bu iki sakıncayı ortadan kaldırabilmek için değişken kazançlı çapraz bağlaşım kontrolcüsü (variable gain cross coupled controller) tasarlanmıştır. Tasarlanan bu yapı ile eksenlerden alınan izleme hatalarına bağlı olarak kontur hataları hesaplanmıştır. Elde edilen sonuç bir PID kontrolcüden geçirilerek eksenlere ayrıştırılmıştır. Bu yapının en önemli avantajı kontrolcü kazançlarının her bir adımda bilgisayar üzerinde hesaplanarak gerçek zamanlı ayarlanabilmesidir [6].

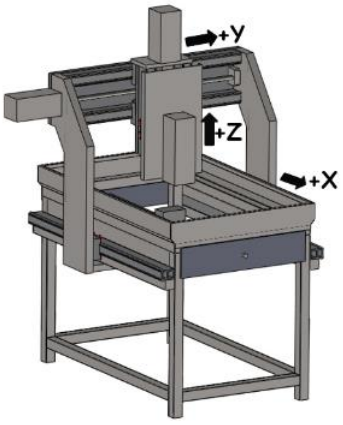
Bu alanda yapılan çalışmaların büyük çoğunluğunda tasarlanan kontrolcü yapıları geleneksel kontrolcülerle karşılaştırılmıştır. Tasarlanan denetleyicilerin performansı büyük ölçüde kontrolcü kazançlarına bağlı olduğundan, izleme kontrolcülerinin kazanç değerleri uygun değerlere ayarlanarak

kontur kontrolcüsünün performansına benzer performans elde edilebilir [7]. Üç eksenli CNC üzerinde yapılan bir çalışmada denetleyici olarak izleme veya kontur kontrolcüsü kullanılması durumunda, kontrolcülerin tükettiği enerji miktarları, izleme ve kontur hatalarının değişimi incelenmiştir. Bu değişimi inceleyebilmek için sistemin bilgisayar ortamında benzetimi yapılmış ve daha sonra gerçek zamanlı deneylerle desteklenmiştir. Deney düzeneğinde eksenlerden konum bilgisini alabilmek için doğrusal konum seziciler kullanmışladır. Yapılan deneyler sonucunda izleme kontrolcüsünün kazanç değerleri uygun değerlere ayarlanarak kontur denetleyicilerinin performansına yakın bir performans elde edilebileceği gözlemlenmiştir. Ayrıca her iki kontrolcünün enerji tüketim miktarları karşılaştırılmış olup, izleme kontrolcülerinin kontur kontrolcülerine göre çok daha az enerji tükettiği yapılan deneylerle gösterilmiştir [7].



Şekil 1: Manyetik doğrusal konum sezicili üç eksenli CNC [7].

2. Portal Tip Üç Eksenli CNC



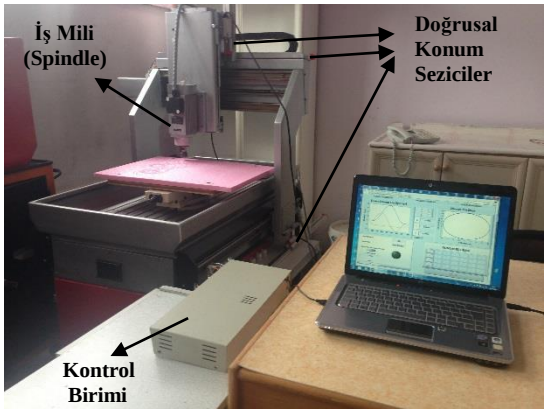
Şekil 2: Portal tip CNC yapısının Solid Works'te çizilmiş katı modeli.

Gerçek zamanlı deneylerde kullanılan portal tip CNC tezgâhına ait katı model Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu katı model kullanılarak eksenlerin ağırlıkları tespit edilmiş olup bu değerler ve kesme kuvvetlerinin birlikte analizi sonucu eksenler üzerine etki edecek maksimum kuvvetler belirlenmiş ve malzeme seçimi bu kuvvetler göz önünde bulundurularak yapılmıştır. Eyleyici olarak her bir eksen için iki fazlı hibrit adım motorları kullanılmıştır. Hareket iletim mekanizması olarak 5 mm hatve değerine sahip bilyeli vidalı mil-somun mekanizmaları kullanılmıştır. Araba mekanizması olarak rulmanlı makaraların üzerine monte edildiği alüminyum lamalar kullanılmıştır. Her bir eksendeki konum bilgilerinin elde edilebilmesi için eksenlere paralel manyetik doğrusal konum seziciler bağlanmıştır. Uç işlevci olarak iş/fener mili (spindle) motoru kullanılmıştır. Bu CNC sisteminin çalışma uzayı ve alt tabla boyutları Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1: Tasarlanan CNC sisteminin boyutları

	X	Y	Z
Çalışma Uzayı (mm)	905	400	180
Tabla Boyutları (mm)	1085	692	–

Deneylerde kullanılan manyetik doğrusal konum sezicilere sahip portal tip üç eksenli CNC yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 3: Manyetik doğrusal konum sezicili portal tip CNC.

Şekil 2'de gösterilen portal tip CNC sisteminin uç işlevcisinin konum kontrolü için 32 bit mikro denetleyici yapısı kullanılmıştır. Ayrıca sisteme gerekli olan gücün sağlanması için 48 V – 21 A'lik güç kaynağı kullanılmıştır. Tasarlanan portal tip CNC sisteminin eksenlerine hareket sağlamak amacıyla eyleyici olarak üç adet hibrit adım motoru kullanılmıştır. Kullanılan adım motorları X ekseni için 8,5 N.m, Y ve Z eksenleri için ise 4,5 N.m tutma torkuna sahip olup bu motorların elektriksel ve mekanik özellikleri Tablo 2'de sunulmuştur.

Tablo 2: Eksenler için kullanılan adım motorlarının özellikleri

X Ekseni		Y ve Z Eksenleri	
Motor Özellikleri	Değeri	Motor Özellikleri	Değeri
Step Açısı	1.8°	Step Açısı	1.8°
Tutma Torku	8,5 Nm	Tutma Torku	4,5 Nm
Akım/Faz	6,8 A	Akım/Faz	4,2 A
Direnç/Faz	0,5 Ω	Direnç/Faz	0,775 Ω
İnduktans/Faz	6 mH	İnduktans/Faz	6,76 mH
Uzunluk	118 mm	Uzunluk	80 mm
Ağırlık	3,8 kg	Ağırlık	2,3 kg

Bu çalışmada kullanılan portal tip üç eksenli CNC sisteminde X, Y ve Z eksenleri eyleyicileri olarak kullanılan

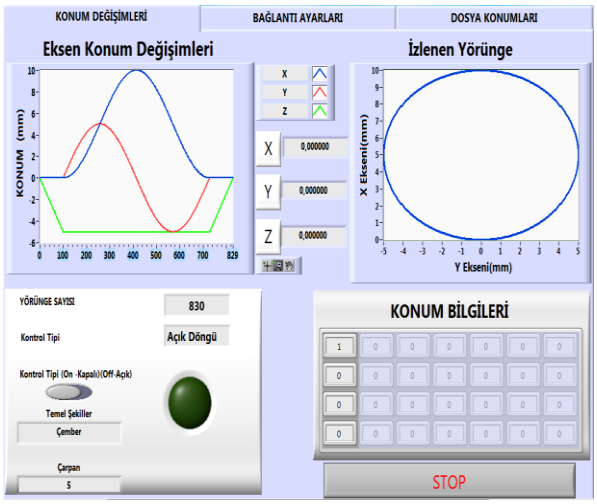
hibrit adım motorlarının sürülmesinde Şekil 4'te gösterilen Leadshine M880A marka mikro adım sürücüler kullanılmıştır. Sürücünün en önemli özelliği yapısında bulunan yarıiletkenlerin anahtarlama frekanslarına bağlı olarak adım motorlarını bir turda, 400 adım ile 51200 adım arasında değişen adım aralıklarıyla sürebilmesidir. Ayrıca sürücü devre üzerinde motorların aşırı akım çekmesini önlemek için sürücü çıkış akımını sınırlayan dip anahtarlar bulunmaktadır. Kullanılan CNC sisteminin izleme ve kontur kontrolünün performansını artırmak amacıyla kullanılan tüm mikro adım sürücüler tur/51200 adım kipinde çalıştırılmış ve böylece hibrit adım motorlarının bir adımı 0,00703125°'lik açı değerine ayarlanmıştır. Ayrıca tasarımda kullanılan bilyeli vidalı miller her eksen için 5 mm hatve değerine sahiptir. Bu nedenle herhangi bir eksendeki adım motorunun bir tur dönmesi durumunda ilgili eksen 5 mm'lik öteleme hareketi yapacaktır.



Şekil 4: Leadshine M880A mikro adım sürücüsü

2.1. CNC Denetleyici Kartı ve Kullanıcı Arayüzü

CNC sisteminde konum kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için öncelikle hareket için gerekli olan G kodlarının üretilmesi veya el yordamı ile girilmesi gerekmektedir. Bu amaçla Labview programında bir kullanıcı arayüzü hazırlanmıştır. Üretilen G kodları bu arayüz programı aracılığıyla mikro denetleyici hafızasına aktarılmıştır. Hazırlanan kullanıcı arayüzü ile anlık olarak hem her bir eksenin konum değişimi (sağda) ve hem de eksen hareketlerindeki değişim sonucunda ortaya çıkacak olan şekil (solda) görülebilmektedir. Konum bilgileri alanına girilecek değerlerle X, Y ve Z eksenleri çalışma uzayı içerisinde arzu edilen konumlara taşınabilmektedir. Bu alandaki ilk satır yapılacak hareketin istenen sürede yapılabilmesi için süre bilgisinin kullanıcı tarafından girilebilmesi amacıyla yerleştirilmiştir. Hazırlanan arayüzde CNC sistemler üzerinde en çok çalışmaların yapıldığı elmas, çember vb. temel şekilleri çizdirebilmek için bir birim oluşturulmuş olup dışarıdan girilecek katsayı (Çarpan) değeriyle de seçilen şeklin boyutları istenen değere ayarlanabilecek bir biçimde düzenlenmiştir. Ayrıca dışarıdan verilecek G kodlarının sisteme aktarımı için dosya konumları sekmesi ve bilgisayar bağlantısı için bağlantı ayarları sekmesi oluşturulmuştur. Hazırlanan arayüzün ekran görüntüsü Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5: Kartezyen robot için hazırlanan kullanıcı arayüzü

Atmel'in SAM3X/E mikro denetleyici ailesinin bir üyesi olan AT91SAM3X8E mikro denetleyicisi 32-bit ARM Cortex-M3 mikro işlemciye sahip olup bu işlemci 84 MHz'lik çalışma frekansına sahiptir [8]. Kullanılan mikro denetleyici yapısına ait genel özellikler Tablo 3'te gösterilmiştir.

*Tablo 3:*Kullanılan mikro denetleyici yapısının genel özellikleri

Özellik	Değer
Mikro Denetleyici	AT91SAM3X8E
Çalışma Gerilimi	3.3 V
Giriş Gerilimi	7 – 12 V
Dijital I/O portu	54
Analog Giriş Port Sayısı	12
Analog çıkış Port Sayısı	2
3.3 V ve 5V Akımları	800 mA
I/O maksimum Akımı	130 mA
Genel amaçlı/PWM Zamanlayıcı Sayısı	9/1
Flash Memory	512 KB
SRAM Hafızası	96 KB (64KB+32KB)
Saat Hızı	84 MHz

Portal tip CNC sisteminin uç işlevcisinin çalışma uzayı içerisindeki herhangi bir konuma hareket ettirilmesi veya istenilen bir yörüngenin elde edilmesi gibi işlemlerin arzu edilen sürede yapılabilmesi için üretilen G kodlarının eyleyici olarak kullanılan adım motorları üzerinden eksenlere aktarılması gerekmektedir. Portal tip CNC sisteminin yörünge takip ve kontur denetimi için hazırlanan arayüz sürekli olarak mikro denetleyici birimi ile haberleşmektedir. Kullanılan CNC uç işlevcisinin istenilen konumlara hareket ettirilmesi veya arzu edilen bir şeklin uç işlevcinin hareketleri ile elde edilmesi için konum bilgilerinin arayüz üzerinden mikro denetleyici ünitesine gönderilmesi gerekmektedir. Bu gönderim işlemi ile eşzamanlı olarak mikro denetleyici ünitesi her bir eksendeki doğrusal konum sezicilerden gelen motor konumlarını USB port üzerinden arayüz programına göndermekte olup arayüz üzerinde her bir eksenin konumu anlık olarak takip edilebilmektedir. Mikro denetleyici ünitesine arayüz üzerinden gönderilen konum bilgileri ile arzu edilen konum veya

konturların elde edilebilmesi için C programlama dilinde yazılan yazılım aracılığıyla gerekli olan adım sayıları hesaplanarak sürücü devreler üzerinden motorlara aktarılmaktadır.

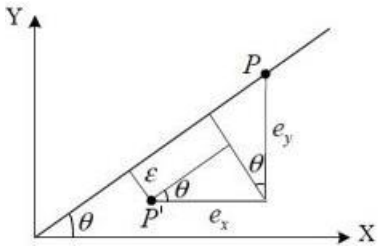
Portal tip CNC sisteminin tercih edilen kontrol yöntemine bağlı kalarak verilen bir konuma hareket ettirilmesi veya verilen bir yörüngenin takibinin gerçekleştirebilmesi için her bir adım motorunun kontrollü olarak hesaplanan konum değerlerine arzu edilen sürede ve eş zamanlı olarak ulaşılabilmesi gerekmektedir. Geliştirilen bir yazılım sayesinde mikro denetleyicinin sayıcı-zamanlayıcı özelliği kullanılarak her bir doğrusal konum seziciden gelen motor konum bilgileri eş zamanlı olarak mikro denetleyicinin sayısal girişlerinden okutulabilmektedir. Ayrıca doğrusal konum sezicilerden alınan bilgiler ve tercih edilen kontrol tipine bağlı olarak her bir mikro adım sürücüsünün arzu edilen konumlar için gerek duyulan darbe dizileri ve motor yön bilgileri yine eş zamanlı olarak mikro denetleyicinin dijital çıkışlarından sürücülere gönderilebilmektedir.

Mikro adım sürücüleri alınan bu bilgilere göre adım motorlarının faz girişlerini uyartarak motor millerinin belirlenen sürede arzu edilen konumlara getirilmesini ve böylece motor millerine bağlı olan bilyeli vidalı mil–somun mekanizması aracılığıyla da uç işlevcinin kartezyen uzayda arzu edilen konumlara ulaşılabilmesini sağlamaktadır.

2.2. Kontur Hatasının Hesaplanması

Eksenler arasındaki eş zamansızlık probleminden ortaya çıkan kontur hatası arzu edilen yörünge ile izlenen yörünge arasındaki en kısa mesafe olarak tanımlanmakta olup eksenlerin yörünge izleme hatalarına bağlı olarak hesaplanmaktadır [5-7].

Kontur hatası doğrusal ve dairesel yörüngeler için farklı hesaplamalar yapılarak elde edilmektedir. Deneylerde kullanılan sistemin uç işlevcisinin yaptığı doğrusal kontur hatalarının hesaplanmasında kullanılan şematik diyagram Şekil 6'da gösterilmiştir.

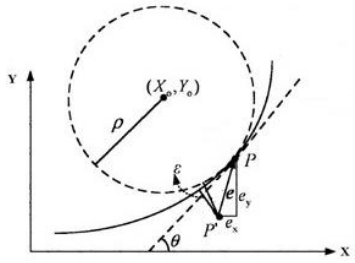


Şekil 6: Doğrusal kontur hatası [9]

Şekil 6'da P arzu edilen konumu, P' mevcut konumu, e_x, e_y izleme hatalarını ve ε kontur hatasını göstermektedir. Doğrusal kontur hatası Denklem 1'de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\varepsilon = e_y \, Cos\, \theta - e_x \, Sin\, \theta \qquad (1)$$

Dairesel yörüngelerde meydana gelen kontur hatalarının hesaplanmasına ait şematik diyagram Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: Dairesel kontur (contour) hatası [9]

Şekil 7'de P arzu edilen konumu, P' mevcut konumu, e_x, e_y izleme hatalarını, ρ dairenin yarıçapını ve ε kontur hatasını göstermektedir. Dairesel kontur hatası Denklem 2'de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

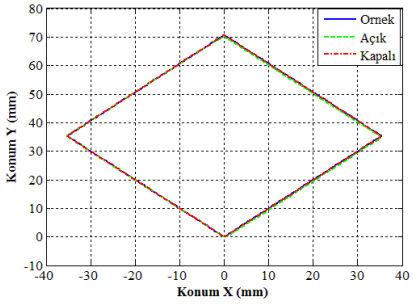
$$\varepsilon = \left(\frac{e_y}{2\rho} + Cos\, \theta\right) e_y - \left(Sin\, \theta - \frac{e_x}{2\rho}\right) e_x \qquad (2)$$

3. Deney Sonuçları

Deney düzeneği olarak portal tip üç eksenli CNC kullanılmıştır. Konum bilgilerinin elde edilmesi için eksenlere paralel 2,5 µm hassasiyete sahip manyetik doğrusal konum seziciler monte edilmiştir. Bu konum sezicilerden alınan konum bilgileri kullanılarak yörünge izleme ve kontur kontrolü gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. Yörünge takip ve kontur performansının incelenmesi amacıyla tanımlanan yörüngeye ait matematiksel eşitlikler Denklem 3'te verilmiştir.

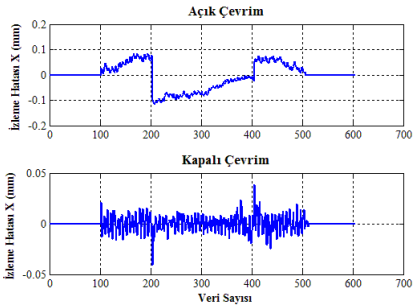
$$\left.\begin{aligned} x &= a\sin(t) \\ y &= b\cos(t) \\ z &= c \end{aligned}\right\} \quad t = 0{:}\,2\pi/k{:}\,2\pi\,, \quad k = 4 \qquad (3)$$

Bu matematiksel eşitlikler kullanılarak tanımlanan arzu edilen yörünge ve açık çevrim/kapalı çevrim denetim durumlarında bu yörüngenin takibi Şekil 8'de gösterilmiştir.



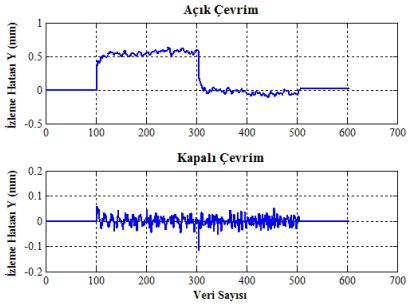
Şekil 8: Arzu edilen yörünge ve takibi.

Açık çevrim ve kapalı çevrim denetim durumlarında tanımlanan bu yörüngenin takibinde X, Y ve Z eksenlerinde yapılan izleme hataları sırasıyla Şekil 9, Şekil 10 ve Şekil 11'de gösterilmiştir.



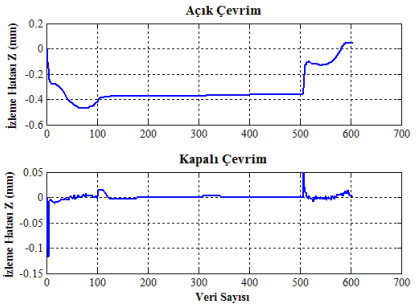
Şekil 9: X ekseninde izleme hataları

Şekil 9'dan görülebileceği gibi açık çevrim denetim durumunda X ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri 30 µm ile 100 µm aralığında değişirken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 10 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 40 µm olarak ölçülmüştür.



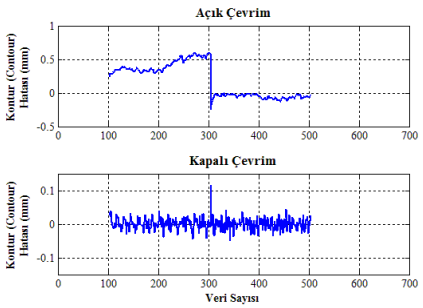
Şekil 10: Y ekseninde izleme hataları

Y ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri yaklaşık 500 µm iken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 50 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 100 µm olarak ölçülmüştür.



Şekil 11: Z ekseninde izleme hataları

Z ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri yaklaşık 400 µm olarak ölçülürken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 10 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 50 µm olarak ölçülmüştür. X ve Y eksenlerinde elde edilen izleme hataları kullanılarak hesaplanan kontur hatası Şekil 12'de gösterilmiştir.



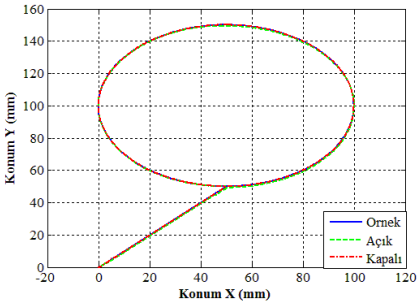
Şekil 12: Kontur Hatası

Şekil 12'den görülebileceği gibi açık çevrim denetim durumunda kontur hatası 500 µm civarında iken bu değer kapalı çevrimde yaklaşık 20 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kontur hata değerinin en yüksek ölçüldüğü an olan yön değiştirme anında ise bu değerin yaklaşık 100 µm olduğu görülmektedir. Yörünge takip ve kontur performansının incelenmesi amacıyla tanımlanan diğer bir yörüngeye ait matematiksel eşitlikler Denklem 4 ve Denklem 5'te verilmiştir.

$$\left.\begin{aligned} x &= a\,t \\ y &= b\,t \\ z &= c \end{aligned}\right\} \qquad t = 0{:}\,0.01{:}\,5 \qquad (4)$$

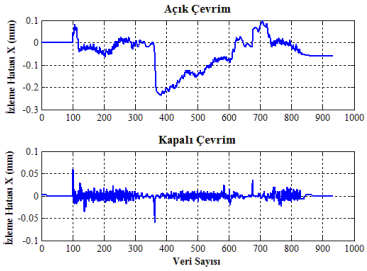
$$\left.\begin{aligned} x &= a\sin(t) \\ y &= b\cos(t) \\ z &= c \end{aligned}\right\} \qquad t = 5{:}\,0.01{:}\,5 + 2\pi \qquad (5)$$

Bu matematiksel eşitlikler kullanılarak tanımlanan arzu edilen yörünge ve açık çevrim/kapalı çevrim denetim durumlarında bu yörüngenin takibi Şekil 13'te gösterilmiştir.



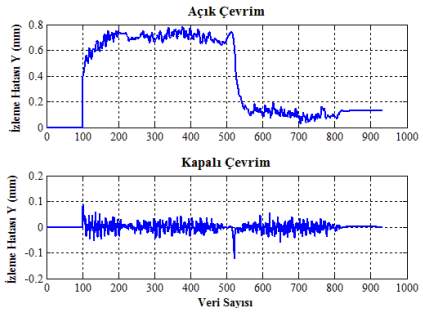
Şekil 13: Arzu edilen yörünge ve takibi

Açık çevrim ve kapalı çevrim denetim durumlarında tanımlanan bu yörüngenin takibinde X, Y ve Z eksenlerinde yapılan izleme hataları sırasıyla Şekil 14, Şekil 15 ve Şekil 16'da gösterilmiştir.



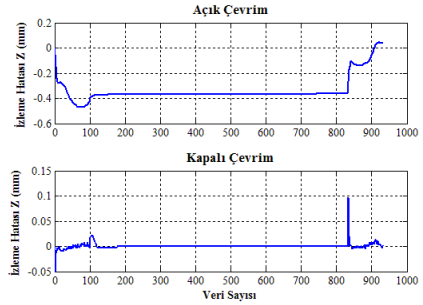
Şekil 14: X ekseninde izleme hataları

Şekil 14'ten görülebileceği gibi açık çevrim denetim durumunda X ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri 30 µm ile 200 µm aralığında değişirken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 10 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 55 µm olarak ölçülmüştür.



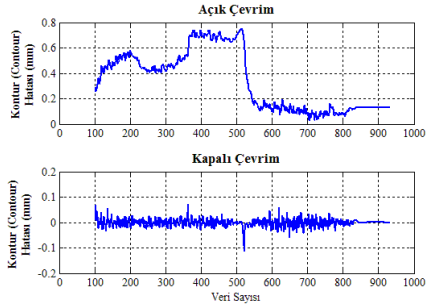
Şekil 15: Y ekseninde izleme hataları

Y ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri yaklaşık 800 µm iken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 35 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 110 µm olarak ölçülmüştür.



Şekil 16: Z ekseninde izleme hataları

Z ekseninde meydana gelen izleme hatası değeri yaklaşık 400 µm olarak ölçülürken kapalı çevrim denetim durumunda bu hata yaklaşık 10 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kapalı çevrim denetimde yön değiştirme esnasında meydana gelen hata değeri yaklaşık 100 µm olarak ölçülmüştür. X ve Y eksenlerinde elde edilen izleme hataları kullanılarak hesaplanan kontur hatası Şekil 17'de gösterilmiştir.



Şekil 17: Kontur Hatası

Şekil 17'den görülebileceği gibi açık çevrim denetim durumunda kontur hatası 800 µm civarında iken bu değer kapalı çevrimde yaklaşık 40 µm gibi bir değere indirgenmiştir. Kontur hata değerinin en yüksek ölçüldüğü an olan yön değiştirme anında ise bu değerin yaklaşık 100 µm olduğu görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada portal tip üç eksenli bir CNC freze tezgâhının yörünge ve kontur kontrolü gerçekleştirilmeye çalışılmıştır. CNC sistemler üzerinde en çok çalışılan yörüngeler araştırılmış ve deneyler bu yörüngeler kullanılarak yapılmıştır. Eyleyici olarak adım motoru kullanılmış olsa da uç işlevcinin verilen herhangi bir yörüngenin takibinde izleme ve özellikle kontur hataları yaptığı ve bu hataların yön değiştirme esnasında en yüksek değerlere ulaştığı gözlemleniştir. Deneyler 32 bit mikro denetleyici kullanılarak yazılım tabanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Açık çevrim deneylerde elde edilen yörünge izleme ve kontur hata değerleri kapalı çevrim yapılan deneylerle büyük oranda azaltılmıştır.

Teşekkür

Bu çalışma, Atatürk Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü Robotik – Mekatronik Araştırma Laboratuvarında gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

[1] Moghadam ZM, Landers RG, Balakrishnan SN. "Hierarchical optimal contour control of motion system. Mechatronics" 2014; EARLY ACCESS ARTİCLE.

[2] Masory O. "Improving contouring accuracy of NC/CNC systems with additional velocity feed forward loop". J Eng Ind 1986;108:227–30.

[3] K. Erkorkmaz and Y. Altintas, "High speed CNC system design part III: High speed tracking and contouring control of feed drives," Int. J. Mach. Tools Manuf., vol. 41, no. 11, pp. 1637–1658, 2001.

[4] Tomizuka M. "Zero phase error tracking algorithm for digital control". ASME J Dynam Syst Meas Control 1987;109:65–8.

[5] Y. Koren, "Cross-coupled biaxial computer for manufacturing systems," ASME J. Dyn. Syst., Meas. Control, vol. 102, no. 4, pp. 265–272, 1980.

[6] Y. Koren and C. C. Lo, "Variable gain cross coupling controller for contouring," CIRP Ann., vol. 40, no. 1, pp. 371–374, 1991.

[7] Uchiyama N, Nakamura T, Yanagiuchi H. "The effectiveness of contouring control and a design for three-dimensional machining". Int J Mach Tools Manuf 2009; 49(11): 876–884.

[8] Atmel 32 bir Microcontroller User Manual.

[9] Wang L, Jin F., Sun Y. "Contour control for direct drive XY table" Proceedings of the 2009 IEEE Int Conf on Mechatronics and Automation, China, pp. 4919-4923, August 9-12 2009.

A3 – Elektrik Motorlarının Tasarımı ve Kontrolü

11 Eylül 2014 Perşembe – 1. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Metin U. SALAMCI (Gazi Üniversitesi)
Doç. Dr. M. Timur AYDEMİR (Gazi Üniversitesi)

Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Eyletimli Bir Roket Lançerinin Matematiksel Modellemesi (Bildiri No : 12)

Korhan DOKUMACI (Gazi Üniversitesi)
M. Timur AYDEMİR (Gazi Üniversitesi)
Metin U. SALAMCI (Gazi Üniversitesi)

Elektromekanik Bir Roket Lançerinin Hesaplanan Tork + Kayan Kipli Denetim Yöntemi ile Denetimi (Bildiri No : 13)

Korhan DOKUMACI (Gazi Üniversitesi)
M. Timur AYDEMİR (Gazi Üniversitesi)
Metin U. SALAMCI (Gazi Üniversitesi)

Uzay Vektör Denetimindeki Yüzeyden Mıknatıslı Senkron Motorda Açı Algılayıcı Konum Hatasının Tork Karakteristiğine Etkisi (Bildiri No : 17)

Eyüp SİNCAR (ASELSAN Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.)
Barış Tuğrul ERTUĞRUL (ASELSAN Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.)

Şebekeden Bağımsız Çalıştırılan Asenkron Jeneratörlerin Bulanık Mantık Tabanlı Uç Gerilimi Regülasyonu (Bildiri No : 22)

Selami KESLER (Pamukkale Üniversitesi)
T. Lütfullah DÖŞER (Pamukkale Üniversitesi)

Çift Beslemeli İndüksiyon Jeneratörü Rotor Tarafı Akım Döngüsü için Kontrolcü Tasarımı ve TMS320F28335 Üzerinde Uygulaması (Bildiri No : 132)

Burak SONER (Sabancı Üniversitesi)
Köksal ERENTÜRK (Sabancı Üniversitesi)
Tarık UZUNOVİC (Sabancı Üniversitesi)
Asif ŞABANOVİÇ (Sabancı Üniversitesi)

Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Eyletimli Bir Roket Lançerinin Matematiksel Modellemesi

Korhan Dokumacı[1], M. TimurAydemir[2], Metin U. Salamcı[3]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
dokumacikorhan@gmail.com

[2]Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
aydemirmt@gazi.edu.tr

[3]Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
msalamci@gazi.edu.tr

Özetçe

Özellikle güdümsüz topçu roketleri gibi mühimmatların hedeflenen noktaya atılabilmeleri için hedefe yönelim hassasiyetlerinin yüksek olması istenir. Ayrıca atış anında oluşacak itme kuvvetinin lançer pozisyonunda değişikliğe neden olmaması için harici bir frenin kullanılamadığı sistemlerde lançerin pozisyonunun kapalı çevrim bir denetçi ile denetlenmesi gerekir. Denetçi performansının yüksek olması amacıyla lançer dinamiğinin tüm bozucu etkileri hesaplanarak denetçi için girdi olarak kullanılır. Bozucu tork değerlerinin hesaplanabilmesi için Roket Lançerinin (RL) dinamik denklemlerinin tam ve doğru bir biçimde ortaya konması gerekir. Bu çalışmada, birden fazla sayıda topçu roketi taşıyan ve her bir ekseni sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) ile hareket ettirilen elektromekanik bir lançerin matematiksel modeli oluşturulmuştur.

1. Giriş

Roket Lançerleri (RL); genellikle üzerlerinde birden fazla sayıda roket taşıyan, iki serbestlik dereceli (yan dönme ve yükseliş eksenleri) sistemlerdir. Bu yapıları nedeniyle Çok Namlulu Roket Atar (ÇNRA) olarak da isimlendirilirler. RL; roketlerin depodan atış alanına taşınması, atılacak olan mühimmatın sistem bilgisayarından gelen yan ve yükseliş açılarına yönlendirilmesi ve roketlerin atışı için atış bilgisayarı ile roketler arasında arayüz oluşturma gibi görevlerle kullanılırlar. Roket, her hangi güdüm-kontrol birimine sahip olmayan bir mühimmat tipidir. Bu nedenle roketin hedefe düşme hassasiyeti, roketin atıldığı platformun hedef için belirlenen yan ve yükseliş açısına hassas yönlenmesi ile doğrudan ilgilidir. Hedef yan ve yükseliş açısına yönlenmede meydana gelecek hata doğrudan roketin hedeften sapmasına neden olacaktır. Bu nedenle RL'nin hassas bir biçimde hedefe yönlenmesi gerekmektedir.

Roketin atışı sırasında ateşleme ile roketin lançerden çıkması arasında geçen zaman süresince lançer üzerinde, roketin atışından kaynaklanan bir itme kuvveti meydana gelir. Bu itme kuvveti, lançerin dönüş miline bağlanan mekanik veya elektromanyetik frenler ile dönme eksenlerinin kilitlenmesi şeklinde karşılanabilir. Fakat böyle bir fren kullanmak her zaman mümkün değildir. Örneğin, deniz aracı üzerine bağlı bir lançerden yapılan atış sırasında lançerin, platforma bağlı dönü ölçerden aldığı bilgiye göre sürekli olarak hareket etmesi ve stabilize olması gerekir. Benzer bir durum kara aracı üzerinden hareketli atış yapabilen bir lançer için de geçerlidir. Bu şekilde stabilize kullanılan lançerlerde dönme eksenlerini mekanik olarak kilitlemek uygun olmayacaktır. Dönme eksenlerinin kilitlenmesinin mümkün olmadığı lançerlerde atışta meydana gelecek itme kuvveti, kapalı çevrim bir pozisyon denetçisi tarafından karşılanır.

Birden fazla roket taşıyan lançer sistemlerinden atış, roketlerin çok kısa zaman aralıkları ile arka arkaya atılması şeklinde olabilir. Bu atış şekline "Salvo Atış" ismi verilir. Salvo atışta 2 roketin ateşlenmesi arasındaki zaman 500ms gibi çok kısa bir zaman olabilir. Kapalı çevrim pozisyon denetçisinin, bir roketin atışından sonra salvo atışın diğer bir roketi atılana kadar lançeri hedef pozisyonuna tekrar getirmesi gerekmektedir. Bu gereksinimler, lançerin yüksek performanslı denetimi ile karşılanabilir. Yüksek performanslı lançer denetçi tasarımı için lançer sisteminin bilinen tüm hata kaynaklarının (sürtünme, atalet gibi bozucu torklar) önceden hesaplanarak denetçiye girilmesi, denetçi performansını arttıracaktır.

Bu çalışmada, yüksek performanslı denetçi tasarımı için girdi oluşturacak şekilde, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) eyletimli bir RL'nin matematiksel modeli elde edilmektedir. Literatürde, RL'nin matematik modelleri ile ilgili sınırlı da olsa çalışma sonuçları yer almaktadır [1-3]. Bu çalışmalarda, roket veya füze lançeriyle ilgili genellikle lançer, yapısal açıdan incelenmiş ve mühimmatın atışı anında lançer üzerindeki kuvvetler incelenmiştir. Bunun yanı sıra, küçük mühimmatların ateşlendiği, küçük boyutlu ve küçük ataletli lançerlerin matematiksel modelinin elde edilmesi ve denetiminin gerçekleştirilmesi ile ilgili çalışmalar da mevcuttur. Bu tür çalışmalarda motor dinamiği genellikle modele dahil edilmemektedir. Gerçek uygulamalarda, lançerin tahriki için elektrik motorlarının yaygın olarak kullanıldığı dikkate alındığında, motor dinamiğinin de matematik modele eklenmesi daha sağlıklı bir modeli ortaya çıkaracaktır [4-7]. Bu çalışmada, literatürde yer alan diğer çalışmalardan farklı olarak motor dinamiğinin de dahil edildiği bir lançer matematiksel modeli ortaya konmaktadır.

2. Lançerin Modellenmesi

Bu çalışmada matematiksel modeli ortaya konan RL, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) eyletimli, elektromekanik bir lançerdir. Yüksek performanslı denetçi tasarımında, referans tork değeri hesaplanırken eyleyici dinamiğini de hesaba katmak gerekir. Bu nedenle RL modellemesinde SMSM'nin dinamiği de bu bölümde ele alınmaktadır.

2.1. Sabit mıknatıslı senkron motorun modellenmesi

Sabit mıknatıslı senkron motorun (SMSM) modeli, parametre sayısının azaltılması amacıyla daha basit olan d-q koordinat sisteminde yapılır. d-q ekseninde motor gerilimleri aşağıdaki gibi ifade edilir [4-7].

$$v_d = Ri_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega\phi_q \quad (1)$$

$$v_q = Ri_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega\phi_d \quad (2)$$

Burada d ve q eksenleri akıları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_m \quad (3)$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (4)$$

Evirici frekansı ile motor rotor hızı arasındaki ilişki (5) numaralı eşitlik ile verilebilir.

$$\omega = p\omega_r \quad (5)$$

Burada ω evirici frekansı, p motorun kutup çifti sayısıdır. Eşitlik (3), (4) ve (5); eşitlik (1)'de yerine yazılır ve ardından eşitliğin yeniden düzenlenerek $\frac{di_d}{dt}$'nin yalnız bırakılmasıyla akımın –d ekseni bileşeni için aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R}{L_d} i_d + p\frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q \quad (6)$$

Bu ifade motorun durum denklemlerinden bir tanesidir. Benzer işlemler –q ekseni için yapıldığında akım –q bileşeni için aşağıdaki denklem elde edilir ve motorun ikinci durum denklemi elde edilmiş olur.

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R}{L_q} i_q - p\frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - p\frac{\phi_m}{L_q}\omega_r \quad (7)$$

Motorun elektriksel tork ifadesi (8) numaralı eşitlikteki gibi verilmektedir:

$$T_e = \frac{3}{2}p\left[\phi_m i_q - \left(L_q - L_d\right) i_d i_q\right] \quad (8)$$

Motor dinamiğini ifade eden motor elektriksel tork ifadesi aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$T_e = T_L + b\omega_r + J\frac{d\omega_r}{dt} \quad (9)$$

(8) ve (9) numaralı eşitliklerdeki T_e ifadeleri birbirine eşitlenirse;

$$\frac{3}{2}p\left[\phi_m i_q - \left(L_q - L_d\right) i_d i_q\right] = T_L + b\omega_r + J\frac{d\omega_r}{dt} \quad (10)$$

eşitliği elde edilir. Bu ifadede $\frac{dw_r}{dt}$ ifadesi yalnız bırakılırsa

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p\phi_m}{2J} i_q + \frac{3p}{2J}\left(L_q - L_d\right) i_d i_q - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{1}{J}T_L \quad (11)$$

ifadesi elde edilir. Bulunan bu ifade motorun üçüncü durum denklemidir. Böylece motorun doğrusal olmayan matematiksel modellemesi tamamlanmış olur ve motorun durum denklemleri (6), (7) ve (11) numaralı eşitliklerde bulunan 3 denklem ile ifade edilir:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{v_d}{L_d} - \frac{R}{L_d} i_d + p\frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q$$

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{v_q}{L_q} - \frac{R}{L_q} i_q - p\frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - p\frac{\phi_m}{L_q}\omega_r$$

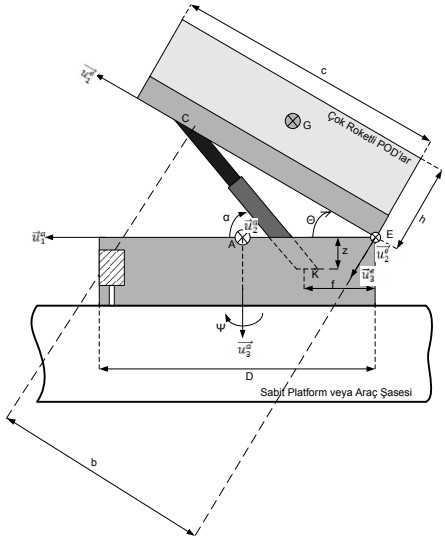
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p\phi_m}{2J} i_q + \frac{3p}{2J}\left(L_q - L_d\right) i_d i_q - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{1}{J}T_L$$

Burada; (6) ve (7) motorun akım denetimi için gerekli olan denklemlerdir ve bu çalışmada motorun akım denetimi yer almadığından bu denklemler kullanılmamıştır.

2.2. Lançerin modellemesi

Lançerin modellemesi için 2 farklı yöntem mevcuttur. Bunlardan ilki Lagrange Yöntemi diğeri ise Newton – Euler yöntemidir. Lagrange – Euler yönteminde, eklemlerin kinetik ve potansiyel enerji farklarına dayanan Lagrange Denklemi kullanılır [2]. Newton – Euler yönteminde, eyleyicilere düşen torklar ve kuvvetler her bir eklem için belirlenebildiğin, bu yöntem tasarımcı açısından avantaj sağlamaktadır. Bu çalışmada da lançer modellemesi Newton – Euler yöntemiyle yapılacaktır.

Modellemede kullanılan lançerin genel görünümü ve modelleme için gerekli bazı parametreler Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1: Roket lançeri genel görünümü

Roket lançeri Şekil 1'de de görüldüğü gibi 2 serbestlik dereceli robot manipülatörüne çok benzeyen bir mekanizmadır. Burada serbestlik derecesinden bir tanesi lançerin, bağlı olduğu platformu dik kesen –z ekseni etrafında dönmesi ve diğeri ise lançerin su düzlemine paralel ve atış yönünü dik kesen eksene göre dönmesidir. Lançerin bağlı olduğu platforma göre –z ekseni etrafında dönmesiyle oluşturduğu açı yan açısı (azimuth- yaw), diğer açı ise yükseliş açısı (elevation, pitch) olarak adlandırılır. Burada yan açısı ψ ile yükseliş açısı ise θ ile gösterilmektedir. Modellemede x ekseni $\overrightarrow{u_1}$ ile, y ekseni $\overrightarrow{u_2}$ ile ve z ekseni $\overrightarrow{u_3}$ ile gösterilmiştir. Yan eksenin bağlı olduğu platform u^0 ile gösterilirken, yan eksen u^a ile ve yükseliş ekseni u^e ile gösterilmektedir. Sabit platformdan yükseliş eksenine doğru olan ardışık koordinat dönüşümü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$F_0 \underset{{}_0^1R}{\rightarrow} F_a \underset{{}_1^2R}{\rightarrow} F_e \quad (12)$$

Burada dönme matrisleri aşağıdaki gibi tanımlanır:

$${}_0^1R = R_z(\psi) = \begin{bmatrix} cos\,\psi & sin\,\psi & 0 \\ -sin\,\psi & cos\,\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$${}_1^2R = R_y(\theta) = \begin{bmatrix} cos\,\theta & 0 & -sin\,\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ sin\,\theta & 0 & cos\,\theta \end{bmatrix} \quad (14)$$

Yükseliş ekseni için Newton denklemi aşağıdaki gibi yazılır:

$${}^2\vec{F}_2 = m_e\,{}^2\dot{v}_{c_2} \quad (15)$$

Burada ${}^2\dot{v}_{c_2}$ yükseliş ekseni ağırlık merkezinin doğrusal ivmesini göstermektedir. ${}^2\dot{v}_{c_2}$ bir robot kolundaki gibi dışa dönük ardışık denklerin yazılmasıyla bulunur. Lançerin bağlı olduğu platform sabit olduğu varsayıldığından sabit platformun hız bileşenleri sıfır olur.

$$\omega_0 = 0 \quad (16)$$

$$v_0 = 0 \quad (17)$$

$$v_{c_0} = 0 \quad (18)$$

Yan eksen için dışa dönük ardışık denklemlerin yazılmasıyla bu eksen için aşağıdaki eşitlikler bulunur:

$${}^1\omega_1 = \dot{\psi}\,\overrightarrow{u_3^a} \quad (19)$$

$${}^1\dot{\omega}_1 = \ddot{\psi}\,\overrightarrow{u_3^a} \quad (20)$$

$${}^1\dot{v}_1 = 0 \quad (21)$$

$${}^1\dot{v}_{c_1} = 0 \quad (22)$$

Yan eksenden sonra yükseliş ekseni için dışa dönük ardışık denklemler yazılarak Newton denklemi için gerekli olan ${}^2\dot{v}_{c_2}$ bulunur.

$${}^2\omega_2 = -\dot{\psi}\,sin\,\theta\,\overrightarrow{u_1^e} + \dot{\psi}\,cos\,\theta\,\overrightarrow{u_3^e} + \dot{\theta}_{\,2}\,\overrightarrow{u_2^e} \quad (23)$$

$${}^2\dot{\omega}_2 = (-\ddot{\psi}\,sin\,\theta - \dot{\theta}\dot{\psi}\,cos\,\theta)\,\overrightarrow{u_1^e} + \ddot{\theta}_2\,\overrightarrow{u_2^e} + (\ddot{\psi}\,cos\,\theta - \dot{\theta}\dot{\psi}\,sin\,\theta)\,\overrightarrow{u_3^e} \quad (24)$$

$${}^2\dot{v}_2 = \frac{1}{2}\dot{\psi}^2 D\,cos\,\theta\,\overrightarrow{u_1^e} - \frac{1}{2}\ddot{\psi}D\overrightarrow{u_2^e} + \frac{1}{2}\dot{\psi}^2 D\,sin\,\theta\,\overrightarrow{u_3^e} \quad (25)$$

$${}^2\dot{v}_{c_2} = \frac{1}{2}[(-\dot{\psi}^2 D\,cos\,\theta - \ddot{\theta}_2 h + \dot{\psi}^2 h\,cos\,\theta\,sin\,\theta - \dot{\psi}^2 c\,cos\,{}^2\theta - \dot{\theta}^2 c)\overrightarrow{u_1^e} + (-\ddot{\psi}D - \ddot{\psi}h\,sin\,\theta - \dot{\theta}\dot{\psi}h\,cos\,\theta + \ddot{\psi}c\,cos\,\theta - \dot{\theta}\dot{\psi}c\,sin\,\theta - \dot{\psi}\dot{\theta}c\,sin\,\theta - \dot{\psi}\dot{\theta}h\,cos\,\theta)\overrightarrow{u_2^e} + (\dot{\psi}^2 D\,sin\,\theta - \ddot{\theta}_2 c + \dot{\psi}^2 h\,sin\,{}^2\theta - \dot{\psi}^2 c\,sin\,\theta\,cos\,\theta + \dot{\theta}^2 h)\overrightarrow{u_3^e} \quad (26)$$

Bu ifadeyi daha sade bir hale getirmek için aşağıdaki tanımlama yapılarak yerine yazılır:

$$v = c\,cos\,\theta - h\,sin\,\theta - D \quad (27)$$

$${}^2\dot{v}_{c_2} = \frac{-h\ddot{\theta} - c\dot{\theta}^2 - v\dot{\psi}^2\,cos\,\theta}{2} + \frac{v\ddot{\psi} - 2\dot{\psi}\dot{\theta}(h\,cos\,\theta + c\,sin\,\theta)}{2}\overrightarrow{u_2^e} + \frac{-c\ddot{\theta} + h\dot{\theta}^2 - v\dot{\psi}^2\,sin\,\theta}{2}\overrightarrow{u_3^e} \quad (28)$$

Yükseliş eksenine etkiyen kuvvetler aşağıdaki gibi bulunur.

$${}^2\vec{F}_2 = \vec{F}_T + \vec{F}_P + \overrightarrow{W_E} + \vec{F}_E \quad (29)$$

Burada, $\vec{F}_T$: Bir roketin ateşlenerek lançerden çıkması sırasında oluşan itme kuvveti, $\vec{F}_E$: E dönme noktasında oluşan diğer kuvvetler (bilinen bozucular), $\overrightarrow{W_E}$: Yükseliş ekseninin kütle vektörü, $\vec{F}_P$: Pistonun uyguladığı itme kuvvetini temsil etmektedir. (29) nolu denklemde roket atışından kaynaklanan itme kuvveti ile dönme noktasında oluşan tepki kuvvetlerinin 3 eksende var olduğu varsayımıyla aşağıdaki denklemler yazılır:

$$\vec{F}_T = F_{T_1}\overrightarrow{u_1^e} + F_{T_2}\overrightarrow{u_2^e} + F_{T_3}\overrightarrow{u_3^e} \quad (30)$$

$$\vec{F}_E = F_{E_1}\overrightarrow{u_1^e} + F_{E_2}\overrightarrow{u_2^e} + F_{E_3}\overrightarrow{u_3^e} \quad (31)$$

$$\overrightarrow{W_E} = -m_e g\,sin\,\theta\,\overrightarrow{u_1^e} + m_e g\,cos\,\theta\,\overrightarrow{u_3^e} \quad (32)$$

Şekil 1'den;

$$\alpha = tan^{-1}\left(\frac{b\,sin\,\theta + z}{b\,cos\,\theta - f)}\right) \quad (33)$$

olmak üzere pistonun yükseliş eksenine uyguladığı kuvvet yükseliş ekseni koordinatlarında aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\vec{F}_P = F_p\,cos(\alpha - \theta)\,\overrightarrow{u_1^e} - F_p\,sin(\alpha - \theta)\,\overrightarrow{u_3^e} \quad (34)$$

(30), (31), (32) ve (34) numaralı denklemlerin (29) numaralı denklemde yerine konmasıyla elde edilen ${}^2\vec{F}_2$ ve (28) numaralı denklemde elde edilen ${}^2\dot{v}_{c_2}$, (15) numaralı Newton denkleminde yerine yazılır. Elde edilen yeni eşitlikte $\overrightarrow{u_1^e}, \overrightarrow{u_2^e}$ *ve* $\overrightarrow{u_3^e}$'lü terimler eşitliğin her iki tarafında kendi aralarında toplanırsa aşağıdaki 3 denklem elde edilir:

$$F_{E_1} + F_p\,cos(\alpha - \theta) + F_{T_1} - m_e g\,sin\,\theta = -\frac{m_e}{2}(h\ddot{\theta} + c\ddot{\theta}^2 + v\dot{\psi}^2\,cos\,\theta) \quad (35)$$

$$F_{E_2} + F_{T_2} = \frac{m_e}{2}(v\ddot{\psi} - 2\dot{\psi}\dot{\theta}(h\,cos\,\theta + c\,sin\,\theta)) \quad (36)$$

$$F_{E_3} - F_p\,sin(\alpha - \theta) + F_{T_3} + m_e g\,cos\,\theta = -\frac{m_e}{2}(c\ddot{\theta} - h\dot{\theta}^2 + v\dot{\psi}^2\,sin\,\theta) \quad (37)$$

Yükseliş ekseni için Euler denklemi aşağıdaki gibi yazılır:

$$N_2 = {}^{c_2}I\,\dot{\omega}_2 + \omega_2 x\,{}^{c_2}I\omega_2 \quad (38)$$

N_2, yükseliş eksenine etkiyen tork (moment)'ları ifade etmektedir.

$$\vec{r}_{N/E} x \overrightarrow{F_t} + \vec{r}_{C/E} x \overrightarrow{F_p} + \vec{r}_{G/E} x \overrightarrow{W_E} + \vec{M}_E + \vec{M}_T = N_2 \quad (39)$$

Burada, $\vec{M}_E$: E noktasındaki diğer torklar (belirsizlikleri ve bilinen bozucuları içerir), $\vec{M}_T$: Bir roket atışında oluşan ve $\overrightarrow{F_t}$ kuvveti ile ifade edilememiş momentlerdir (atış belirsizliklerinin momenti).

$$\vec{r}_{N/E} = c\vec{u}_1^e - \frac{h}{2}\vec{u}_3^e \quad (40)$$

$$\vec{r}_{C/E} = b\vec{u}_1^e \quad (41)$$

$$\vec{r}_{G/E} = \frac{c}{2}\vec{u}_1^e - \frac{h}{2}\vec{u}_3^e \quad (42)$$

$$\vec{r}_{N/E} x \overrightarrow{F_t} = \frac{h}{2}F_{T_2}\overrightarrow{u_1^e} + (-cF_{t_3} - \frac{h}{2}F_{T_1})\overrightarrow{u_2^e} + cF_{T_2}\overrightarrow{u_3^e} \quad (43)$$

$$\vec{r}_{C/E} x \overrightarrow{F_p} = bF_p\,sin(\alpha - \theta)\,\overrightarrow{u_2^e} \quad (44)$$

$$\vec{r}_{G/E} x \overrightarrow{W_E} = \frac{m_e g}{2}(h\,sin\,\theta - c\,cos\,\theta)\overrightarrow{u_2^e} \quad (45)$$

$$\vec{M}_T = M_{T_1}\overrightarrow{u_1^e} + M_{T_2}\overrightarrow{u_2^e} + M_{T_3}\overrightarrow{u_3^e} \quad (46)$$

$$\vec{M}_E = M_{E_1}\overrightarrow{u_1^e} + M_{E_2}\overrightarrow{u_2^e} + M_{E_3}\overrightarrow{u_3^e} \quad (47)$$

Yükseliş için atalet tensörü aşağıdaki gibi yazılır:

$${}^{c_2}I = I_{E_{11}}\vec{u}_1^e\vec{u}_1^e + I_{E_{22}}\vec{u}_2^e\vec{u}_2^e + I_{E_{33}}\vec{u}_3^e\vec{u}_3^e + I_{E_{13}}\vec{u}_1^e\vec{u}_3^e + I_{E_{13}}\vec{u}_3^e\vec{u}_1^e \quad (48)$$

Eşitlik (23), (24) ve (49); eşitlik (38)'de yerine yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$N_2 = \left(-\ddot{\psi}\left(I_{E_{11}} \sin\theta - I_{E_{13}} \cos\theta\right) - \dot{\theta}\dot{\psi} \cos\theta \left(I_{E_{11}} + I_{E_{22}} + I_{E_{33}}\right) - 2I_{E_{13}} \sin\theta\right)\overrightarrow{u_1^e} + \left(I_{E_{22}}\ddot{\theta} + \dot{\psi}^2 \sin\theta \cos\theta \left(I_{E_{33}} - I_{E_{11}}\right) - I_{E_{13}}\dot{\psi} \cos 2\theta\right)\overrightarrow{u_2^e} + \left(\ddot{\psi}\left(I_{E_{33}} \cos\theta - I_{E_{13}} \sin\theta\right) + \dot{\theta}\dot{\psi} \sin\theta \left(I_{E_{11}} - I_{E_{22}} - I_{E_{33}}\right) - 2I_{E_{13}}\dot{\theta}\dot{\psi} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_3^e} \quad (49)$$

Eşitlik (43), (44), (45), (46), (47) ve (49)'den yükseliş ekseni için aşağıdaki 3 eşitlik elde edilir:

$$\frac{h}{2}F_{T_2} + M_{E_1} + M_{T_1} = \left(-\ddot{\psi}\left(I_{E_{11}} \sin\theta - I_{E_{13}} \cos\theta\right) - \dot{\theta}\dot{\psi} \cos\theta \left(I_{E_{11}} + I_{E_{22}} - I_{E_{33}}\right) - 2I_{E_{13}} \sin\theta\right) \quad (50)$$

$$-cF_{t_3} - \frac{h}{2}F_{T_1} + bF_p \sin(\alpha - \theta) + \frac{m_e g}{2}(h \sin\theta - c \cos\theta) + M_{E_2} + M_{T_2} = \left(I_{E_{22}}\ddot{\theta} + \dot{\psi}^2 \sin\theta \cos\theta \left(I_{E_{33}} - I_{E_{11}}\right) - I_{E_{13}}\dot{\psi} \cos 2\theta\right) \quad (51)$$

$$cF_{T_2} + M_{E_3} + M_{T_3} = \left(\ddot{\psi}\left(I_{E_{33}} \cos\theta - I_{E_{13}} \sin\theta\right) + \dot{\theta}\dot{\psi} \sin\theta \left(I_{E_{11}} - I_{E_{22}} - I_{E_{33}}\right) - 2I_{E_{13}}\dot{\theta}\dot{\psi} \cos\theta\right) \quad (52)$$

Yükseliş ekseni için dönmeyi tanımlayan (51) numaralı denklemdir. Bu denklemi daha basit bir hale getirmek için aşağıdaki tanımlamalar yapılabilir:

$$J_R = \sin\theta \cos\theta \left(I_{E_{33}} - I_{E_{11}}\right) - I_{E_{13}} \cos 2\theta\,; \quad (53)$$

$$W_R = \frac{m_e g}{2}(c \cos\theta - h \sin\theta) \quad (54)$$

Bu iki eşitlik yerine yazıldığında yükseliş ekseni için hareket denklemi aşağıdaki gibi bulunmuş olur:

$$I_{E_{33}}\ddot{\theta} - M_{E_2} + J_R\dot{\psi}^2 + W_R = bF_p \sin(\alpha - \theta) - \frac{h}{2}F_{T_1} - cF_{t_3} + M_{T_2} \quad (55)$$

Benzer işlemler yan eksen için de yapılarak yan eksenin hareket denklemi elde edilir. Yan eksene etkiyen kuvvetler aşağıdaki gibi ifade edilir:

$${}^1\vec{F}_A = \vec{F}_A - \vec{F}_P - \vec{F}_E + \overrightarrow{W_A} \quad (56)$$

Burada $\vec{F}_A$ yine $\vec{F}_E$ gibi, bilinen bozucu kuvvetleri ifade etmektedir. Üstteki denklemler aşağıdaki gibi yazılır:

$$\vec{F}_A = F_{A_1}\overrightarrow{u_1^a} + F_{A_2}\overrightarrow{u_2^a} + F_{A_3}\overrightarrow{u_3^a} \quad (57)$$

$$\vec{F}_E{}^a = \left(F_{E_1} \cos\theta + F_{E_3} \sin\theta\right)\overrightarrow{u_1^a} + \left(F_{E_2}\right)\overrightarrow{u_2^a} + \left(-F_{E_1} \sin\theta + F_{E_1} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_3^a} \quad (58)$$

$$\overrightarrow{W_A} = m_a g\overrightarrow{u_3^a} \quad (59)$$

Yükseliş ekseni için Newton Denklemi aşağıdaki biçimde yazılır:

$${}^1\vec{F}_1 = m_a{}^1\dot{v}_{c_1} \quad (60)$$

${}^1\dot{v}_{c_1} = 0$ olduğundan:

$${}^1\vec{F}_1 = \left(F_{A_1} - F_{E_1} \cos\theta - F_{E_3} \sin\theta - F_p \cos\alpha\right)\overrightarrow{u_1^a} + \left(F_{A_2} - F_{E_2}\right)\overrightarrow{u_2^a} + \left(F_{A_3} + F_{E_1} \sin\theta - F_{E_1} \cos\theta + F_p \sin\alpha + m_a g\right)\overrightarrow{u_3^a} = 0 \quad (61)$$

olarak bulunur. Burada $\overrightarrow{u_1^a}$, $\overrightarrow{u_2^a}$ ve $\overrightarrow{u_3^a}$ vektörlerine ait terimlerin ayrı ayrı sıfıra eşitlenmesiyle aşağıdaki 3 denklem elde edilir:

$$F_{A_1} - F_{E_1} \cos\theta - F_{E_3} \sin\theta + F_p \cos\alpha = 0 \quad (62)$$

$$F_{A_2} - F_{E_2} = 0 \quad (63)$$

$$F_{A_3} + F_{E_1} \sin\theta - F_{E_1} \cos\theta + F_p \sin\alpha + m_a g = 0 \quad (64)$$

Yan eksen için Euler denklemi aşağıdaki gibi yazılır:

$$N_1 = {}^{c_1}I\,\dot{\omega}_1 + \omega_1 \mathrm{x}\,{}^{c_1}I\omega_1 \quad (65)$$

Yan eksen için eklem torkları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\overrightarrow{N_\iota} = \overrightarrow{T_M} + \vec{r}_{E/A}\,\mathrm{x}\left(-\overrightarrow{F_E}\right) + \vec{M}_A - \vec{M}_E \quad (66)$$

Burada, $\overrightarrow{T_M}$ pinyon dişli tarafından çember dişliye uygulanan torktur ve çember dişli dönme ekseni ile aynı yöndedir. $\vec{M}_A$, A dönme noktasına etkiyen ve bilinen bozucu torkları ifade eder. $\vec{M}_E$ ise E noktasına etkiyerek A noktasında moment meydana getiren bozucu torklardır.

$$\overrightarrow{T_M} = T_M\overrightarrow{u_3^a}; \quad (67)$$

$$\vec{r}_{E/A} = \frac{D}{2}\overrightarrow{u_1^a} \quad (68)$$

$$\vec{r}_{E/A}\,x\left(-\overrightarrow{F_E}\right) = -\frac{D}{2}F_{E_2}\overrightarrow{u_3^a} - \left(\frac{D}{2}F_{E_1} \sin\theta - \frac{D}{2}F_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_2^a} \quad (69)$$

$$\vec{M}_A = M_{A_1}\overrightarrow{u_1^a} + M_{A_2}\overrightarrow{u_2^a} + M_{A_3}\overrightarrow{u_3^a} \quad (70)$$

$$\vec{M}_E{}^a = \left(M_{E_1} \cos\theta + M_{E_3} \sin\theta\right)\overrightarrow{u_1^a} + \left(-B_a\dot{\theta}\right)\overrightarrow{u_2^a} + \left(-M_{E_1} \sin\theta + M_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_3^a} \quad (71)$$

Bulunan ifadelerin toplanmasıyla eklem torku aşağıdaki gibi bulunur:

$$N_1 = \left(M_{A_1} - M_{E_1} \cos\theta - M_{E_3} \sin\theta\right)\overrightarrow{u_1^a} + \left(M_{A_2} - M_{E_2} + \frac{D}{2}F_{E_1} \sin\theta + \frac{D}{2}F_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_2^a} + \left(T_M + M_{A_3}\dot{\psi} + \frac{D}{2}F_{E_2} + M_{E_1} \sin\theta - M_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_3^a} \quad (72)$$

Yan eksen için atalet tensörü aşağıdaki gibi yazılır:

$${}^{c1}I = I_{A_{11}}\vec{u}_1^a\vec{u}_1^a + I_{A_{22}}\vec{u}_2^a\vec{u}_2^a + I_{A_{33}}\vec{u}_3^a\vec{u}_3^a \quad (73)$$

Eşitlik (19), (20), (72) ve (74); (65)'te yerine yazılırsa aşağıdaki eşitlik elde edilir:

$$I_{A_{33}}\ddot{\psi}\,\overrightarrow{u_3^a} = \left(M_{A_1} - M_{E_1} \cos\theta - M_{E_3} \sin\theta\right)\overrightarrow{u_1^a} + \left(M_{A_2} - M_{E_2} + \frac{D}{2}F_{E_1} \sin\theta + \frac{D}{2}F_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_2^a} + \left(T_M + M_{A_3} + \frac{D}{2}F_{E_2} + M_{E_1} \sin\theta - M_{E_3} \cos\theta\right)\overrightarrow{u_3^a} \quad (74)$$

Eşitliğin her iki tarafındaki $\overrightarrow{u_1^a}$, $\overrightarrow{u_2^a}$ ve $\overrightarrow{u_3^a}$ vektörlerine ait terimler birbirlerine eşitlenirse aşağıdaki 3 denklem elde edilir:

$$M_{A_1} - M_{E_1} \cos\theta - M_{E_3} \sin\theta = 0 \quad (75)$$

$$M_{A_2} - M_{E_2} + \frac{D}{2}F_{E_1} \sin\theta + \frac{D}{2}F_{E_3} \cos\theta = 0 \quad (76)$$

$$T_M + M_{A_3} - I_{A_{33}}\ddot{\psi} + \frac{D}{2}F_{E_2} + M_{E_1} \sin\theta - M_{E_3} \cos\theta = 0 \quad (77)$$

Eşitlik (77), yan eksenin hareketini tanımlayan denklemdir. Bu denklemdeki yükseliş eksenine ait terimlerin eşitliklerini yazılmasıyla aşağıdaki denklem elde edilir:

$$T_M + M_{A_3} - I_{A_{33}}\ddot{\psi} + \frac{Dm_e}{4}\left(v\ddot{\theta} - 2\dot{\theta}\dot{\psi}(c \sin\theta + h \cos\theta) - \frac{DF_{T_2}}{2}\right) + \ddot{\psi}\left(I_{E_{11}} \sin^2\theta - I_{E_{13}} \sin\theta \cos\theta\right) - \dot{\theta}\dot{\psi} \sin\theta \cos\theta \left(I_{E_{11}} + I_{E_{22}} + I_{E_{33}}\right) - \quad (78)$$

$$2I_{E_{13}} sin^2\theta - M_{T_1} sin\theta - \frac{h}{2}F_{T_2} sin\theta - \left(\ddot{\psi}\left(I_{E_{33}} cos^2\theta - I_{E_{13}} sin\theta cos\theta\right) + \dot{\theta}\dot{\psi} sin\theta cos\theta \left(I_{E_{11}} - I_{E_{22}} - I_{E_{33}}\right) - 2I_{E_{13}}\dot{\theta}\dot{\psi} cos^2\theta - cF_{T_2} cos\theta - M_{T_3} cos\theta\right) = 0$$

Bu ifadede yeni tanımlamalar yaparak ifade sadeleştirilir ve yan eksen için hareket denklemi elde edilmiş olur:

$$J_m\ddot{\psi} - M_{A_3} + 2J_c\dot{\theta}\dot{\psi} = T_M + \frac{F_{T_2}}{2}(2c\,cos\theta - h\,sin\theta - D) - M_{T_1} sin\theta \mp M_{T_3} cos\theta \quad (79)$$

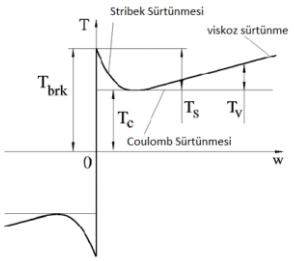
$$J_m = J_a + I_{E_{11}} sin^2\theta + I_{E_{33}} cos^2\theta + I_{E_{13}} sin2\theta - \frac{Dvm_e}{4} \quad (80)$$

$$J_c = \frac{Dm_e}{4}(c\,sin\theta + h\,cos\theta) + \left(I_{E_{11}} - I_{E_{33}}\right) sin\theta\, cos\theta - I_{E_{33}} \quad (81)$$

Böylece yan ve yükseliş eksenleri için hareket denklemleri elde edilmektedir.

2.2.1. *Sürtünme modelinin eklenmesi*

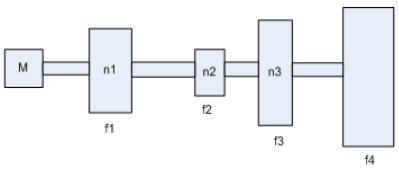
Lançer dinamiğinin daha sağlıklı modellenebilmesi için lançerde yer alan sürtünme kuvvetlerinin de modele eklenmesi gerekir. Bir sistemin karmaşık sürtünme torku grafiği Şekil 2'deki gibidir [10].



Şekil 2: Karmaşık sürtünme torku grafiği

T_{brk} : Breakaway torku,
T_c : Coulomb sürtünmesinden kaynaklanan tork,
T_s : Stribeck torku,
T_v : Viskoz sürtünmeden kaynaklanan torktur.

Lançer sistemi gibi birçok dişli kutusundan oluşan sistemde dişli sürtünmeleri çevrim oranları ile birlikte dönme eksenine kadar taşınarak hareket denklemine eklenir.



Şekil 3: Örnek dişli sistemi

n çevrim oranı ve f sürtünme kuvveti olmak üzere Şekil 3'teki gibi bir sistem elimizde olduğu varsayılırsa, böyle bir sistemde sürtünme kuvvetleri eşitlik (81)'de verildiği gibi f_4'te yer alan dönme eksenine kadar taşınır.

$$f = ((f_1n_1 + f_2)n_2 + f_3)n_3 + f_4 \quad (82)$$

Yukarıda tanımlandığı gibi tüm dişlilerdeki sürtünme torkları dönme eksenine taşınarak aşağıdaki gibi basit 2 eşitlik ile ifade edilebilir:

$$\tau_{es} = -sign(\dot{\theta})(\tau_{e_{brk}} + \tau_{ce} + b_e\dot{\theta})\,\overrightarrow{u_2^e} \quad (83)$$

$$\tau_{as} = -sign(\dot{\psi})(\tau_{a_{brk}} + \tau_{ca} + b_a\dot{\psi})\overrightarrow{u_3^a} \quad (84)$$

Burada b_a çember dişli ile çember dişlinin yerleştirildiği rulman arasındaki ve b_e yükseliş ekseninin viskoz sürtünme katsayısıdır. τ_{ce} ve τ_{ca} yükseliş ve yan eksenlerin viskoz sürtünme torkları, $\tau_{e_{brk}}$ ve $\tau_{a_{brk}}$ ise her bir eksenin breakaway torkunu ifade etmektedir.τ_{es} ve τ_{as} yükseliş ve yan eksenlerimdeki toplam dinamik sürtünme torklarıdır. Bu sürtünmeler dönme ekseninde olduğundan hareket denkleminde yer alan diğer eksenlerdeki bozucular sıfır olarak alınır ve aşağıdaki eşitlikler bulunur.

$$M_{E_2} = -sign(\dot{\theta})(\tau_{e_{brk}} + \tau_{ce} + b_e\dot{\theta}) \quad (85)$$

$$M_{A_3} = -sign(\dot{\psi})(\tau_{a_{brk}} + \tau_{ca} + b_a\dot{\psi}) \quad (86)$$

Bu iki ifadenin yerine yazılmasıyla lançerin hareket denklemleri elde edilmiş olur:

$$I_{E_{33}}\ddot{\theta} + sign(\dot{\theta})(\tau_{e_{brk}} + \tau_{ce} + b_e\dot{\theta}) + J_R\dot{\psi}^2 + W_R = bF_p\,sin(\alpha - \theta) - \frac{h}{2}F_{T_1} - cF_{t_3} + M_{T_2} \quad (87)$$

$$J_m\ddot{\psi} + sign(\dot{\psi})(\tau_{a_{brk}} + \tau_{ca} + b_a\dot{\psi}) + 2J_c\dot{\theta}\dot{\psi} = T_M + \frac{F_{T_2}}{2}(2c\,cos\theta - h\,sin\theta - D) - M_{T_1} sin\theta + M_{T_3} cos\theta \quad (88)$$

Bir lançer dinamiğini ifade eden denklem, robot dinamiğine benzer biçimde aşağıdaki gibi yazılabilir [8], [9]:

$$M(q)\ddot{q} + N(q,\dot{q}) + \tau_d = \tau \quad (89)$$

(87) ve (88) numaralı eşitliklerden aşağıdaki eşitlikler elde edilir:

$$M(q) = \begin{bmatrix} I_{E_{33}} & 0 \\ 0 & I_m \end{bmatrix} \quad (90)$$

$$N(q,\dot{q}) = \begin{bmatrix} sign(\dot{\theta})(b_E\dot{\theta} + \tau_{e_{brk}} + \tau_{ce}) + J_R\dot{\psi}^2 + W_R \\ sign(\dot{\psi})(b_a\dot{\psi} + \tau_{a_{brk}} + \tau_{ca}) + 2I_c\dot{\theta}\dot{\psi} \end{bmatrix} \quad (91)$$

$$\tau_d = \begin{bmatrix} \frac{h}{2}F_{T_1} + cF_{t_3} - M_{T_2} - F_{s_e} \\ M_h \end{bmatrix} \quad (92)$$

$$\tau = \begin{bmatrix} bF_p\,sin(\alpha - \theta) \\ T_M \end{bmatrix} \quad (93)$$

Burada;

$$M_h = -\frac{F_{T_2}}{2}(2c\,cos\theta - h\,sin\theta - D) + M_{T_1} sin\theta - M_{T_3} cos\theta \quad (94)$$

Lançer komplesi için durum değişkenleri, yükseliş açısı ve yan açısıdır:

$$q = [\theta \quad \psi]^t \quad (95)$$

Daha önce de bahsedildiği gibi lançer sisteminin tork kaynağı servo motorlardır. Bu nedenle yüksek performanslı denetim için motor dinamiğinin de hesaplamalara katılması gerekir. Bu amaçla, lançer için üretilen referans torklar, motor dinamiği ile birleştirilerek; denetimi gerçekleştirecek hassas akım referansı üretilmiş olur. Üretilecek hassas akım referansının motorun akım denetim döngüsüne referans olarak girilmesi ile lançerin yüksek performanslı denetimi gerçekleştirilir. (11) numaralı eşitlikte motor için aşağıdaki denklem bulunmuştu:

$$\frac{dw_r}{dt} = \frac{3p\phi_m}{2J}i_q + \frac{3p}{2J}\left(L_q - L_d\right)i_di_q - \frac{B}{J}w - \frac{1}{J}T_L$$

Eşitlik, i_q akımını yalnız bırakacak biçimde aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$i_q = \frac{(J\dot{w}_r + Bw + T_L)}{\left(\frac{3}{2}p\left((L_q - L_d)i_d + \phi_m\right)\right)} \quad (96)$$

Alan zayıflatma yöntemi uygulanmadığından $i_d = 0$ alınarak;

$$i_q = (J\dot{w}_r + Bw + T_L)/(\frac{3}{2}p\phi_m) \quad (97)$$

olarak bulunur. $\frac{3}{2}p\phi_m$ ifadesi motorun elektromanyetik tork sabitidir. Motorun katalog verilerinde genellikle ϕ_m yerine tork sabiti olan k_t değeri verilir. Bu nedenle $\frac{3}{2}p\phi_m$ yerine k_t yazılarak i_q'nun son hali aşağıdaki gibi olur:

$$i_q = (J\dot{w}_r + Bw + T_L)/k_t \quad (98)$$

Lançer modellemesinden elde edilecek olan referans tork değerleri aşağıdaki gibi bulunmuştu:

$$\tau = \begin{bmatrix} bF_p\, sin(\alpha - \theta) \\ T_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_e \\ \tau_a{}' \end{bmatrix} \quad (99)$$

Yükseliş ekseni için aşağıdaki ifadeler yazılabilir:

$$\tau_e = bF_p\, sin(\alpha - \theta) \quad (100)$$

Yükseliş ekseninde, yükseliş tablasını kaldırmak için vidalı mil yapısı ve bir dişli kutusu kullanılır. Vidalı milin bir yükü kaldırabilmesi için üretmesi gereken kuvvet aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$F_p = \tau_{me} n / P_e \quad (101)$$

Burada τ_{me} yükseliş motoru torku, n dişlinin çevrim oranı P vidalı milin vida adımıdır. Bu eşitlik, (99) ve (100) numaralı eşitlikler ile birleştirilirse yükseliş ekseni torku ile motor torku arasında ilişki aşağıdaki gibi bulunur:

$$\tau_{me} = \frac{P_e}{bn_9\, sin(\alpha - \theta)}\tau_e \quad (102)$$

Yeni bir tanımlama yapılarak;

$$N_{en} = \frac{bn_9\, sin(\alpha - \theta)}{P_e} \quad (103)$$

$$\tau_{me} = \frac{1}{N_{en}}\tau_e \quad (104)$$

$$w_{me} = N_{en}\dot{\theta} \quad (105)$$

$$\dot{w}_{me} = N_{en}\ddot{\theta} \quad (106)$$

ifadeleri elde edilir. Bu 3 eşitlik, Eşitlik (98)'de yerine yazılarak yükseliş ekseni için üretilecek referans akım değeri bulunmuş olur:

$$i_{qe} = (J_e\ddot{\theta}N_{en} + B_e\dot{\theta}N_{en} + \frac{1}{N_{en}}\tau_e)/k_{te} \quad (107)$$

Burada i_{qe}, yükseliş motorunun üreteceği akımı; J_e, yükseliş akımının atalet momentini; B_e, yükseliş motorunun viskoz sürtünme katsayısını ve k_{te} yükseliş motoru tork sabitini göstermektedir. Benzer işlemler yan eksen için de yapılır. Yan eksen tork girişi:

$$\tau_a{}' = T_M \quad (108)$$

Burada T_M pinyon dişlinin uyguladığı tork olduğundan, çember dişli torku pinyon dişlinin uyguladığı tork ile dişli çaplarının çarpımı şeklinde ifade edilir:

$$\tau_a = \frac{D}{d}T_m \quad (109)$$

Burada D çember dişli çapı, d ise pinyon dişli çapıdır. Yan eksen motoru ile çember dişli arasındaki toplam çevrim oranı N_a ile ifade edilirse yükseliş ekseni motoruna düşen yük, motor mili hız ve ivmesi aşağıdaki biçimde bulunur:

$$i_{qa} = (J_a\ddot{\psi}N_a + B_a\dot{\psi}N_a + \frac{1}{N_a}\tau_a)/k_{ta} \quad (110)$$

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, SMSM eyletimli elektromekanik bir RL'nin matematiksel modeli; eyleyici dinamiği de ayrıntılı bir biçimde hesaplamalara dahil edilerek elde edilmiştir. Elde edilen matematiksel modelde yer alan yan ve yükseliş eksenlerinin hareket denklemleri kullanılarak, lançer denetçisinin üreteceği referans akımın denklemi ortaya konmuştur. Bu çalışma sonucunda elde edilen hareket denklemleri ve referans akım denklemleri kullanılarak, lançer yan ve yükseliş eksenleri için yüksek performanslı denetçiler tasarlanacak ve denetçilerin üretmesi gereken referans akım değerleri ortaya konacaktır.

Kaynakça

[1] D. Zhang ve J. XIAO, "A Dynamic Model for Rocket Launcher With Coupled Rigid and Flexible Motion", *Applied Mathematics and Mechanics*, Cilt: 26, No:5, s:609-617, 2005.

[2] B. Özkan, "Elektromekanik Eyletimli Bir Fırlatma Sisteminin Dinamik Modellemesi ve Denetimi", Ulusal Makine Teorisi Sempozyumu, Erzurum, Türkiye, s:53-62, 2013.

[3] Ç. Işık, S.K. İder ve B. Acar, "Modeling and Verification of a Missile Launcher System", *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part K: Journal of Multi-body Dynamics*, Cilt:228, s: 100-107, 2014.

[4] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, New York: Taylor & Francis Group, 2010.

[5] Texas Instrument, Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx. Application Report Literature Number: BPRA048, 1997.

[6] M. Quassaid, A. Cherkaoui, A. Nejmi ve M. Maaroufi, "Nonlinear Torque Control for PMSM: A Lyapunov Technique Approach" World Academy of Science, *Engineering and Technology* Cilt:6, s:708-709, 2007.

[7] Ö. Akyazı, M. Küçükyalı ve A.S. Akpınar, "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Hız Denetiminin Bulanık Üyelik Fonksiyonları Kullanılarak Gerçekleştirilmesi", Elektrik – Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu, Elazığ, s:311-315, 2011.

[8] Z. Bingül ve S. Küçük, *Robot Dinamiği ve Kontrolü*, İstanbul: Birsen Yayınevi, 2008.

[9] N.D. Vuong ve H. Marcelo, "Dynamic Model Identification for Industrial Robots", *Acta Polytechnica Hungarica*, Cilt: 6, No: 5, s: 54 – 55, 2009.

[10] P.E. Dupont, "Friction Modeling in Dynamic Robot Simulation", CH2876-1/90/0000/1370$01.00 1990 IEEE, s:1370 – 1372, 1990.

Elektromekanik Bir Roket Lançerinin Hesaplanan Tork + Kayan Kipli Denetim Yöntemi ile Denetimi

Korhan Dokumacı[1], M. TimurAydemir[2], Metin U. Salamcı[3]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
dokumacikorhan@gmail.com

[2]Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
aydemirmt@gazi.edu.tr

[3]Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
msalamci@gazi.edu.tr

Özetçe

Topçu roketi gibi güdümsüz mühimmatları ateşleyen Roket Lançerlerinin (RL), her durumda hedefe istenen hız ile istenen zamanda (yörünge takibi) ve yüksek hassasiyet ile yönlenmesi gerekmektedir. Lançer üzerindeki roket sayısı, roketin lançer üzerinden atım yeri ve lançer bütünün ataleti gibi belirsizlik içeren parametrelere rağmen lançerin hedefe hassas yönelimi, gürbüz bir denetçi ile sağlanabilir. Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) ile tahrik edilen elektromekanik bir Roket Lançerinin (RL), daha önce elde edilmiş hareket denklemleri kullanılarak Hesaplanan Tork yöntemiyle birleştirilmiş Kayan Kipli Denetçi (KKD) tasarımı gerçekleştirilmiş ve tasarlanan denetçi performansı MATLAB programı yardımıyla simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen denetim yönteminin başarısını göstermektedir.

1. Giriş

Roket Lançerleri (RL), üzerlerinde birden fazla roket taşıyabilen, iki serbestlik dereceli (yan dönme ve yükseliş eksenleri) sistemlerdir. Roketler, her hangi bir güdüm algoritması içermeyen mühimmatlar olduğu için, roketlerin hedefi vurma hassasiyetleri, roketlerin atıldığı platformların hedefe yönelim hassasiyetleri ile doğrudan ilgilidir. Bu nedenle RL'nin hedefe yönelim hassasiyeti, RL denetçi tasarımı için en önemli parametrelerden bir tanesidir. Fakat RL üzerinde bulunan mühimmat sayısı, mühimmat tipi, mühimmatın RL üzerinden atım yeri gibi unsurlar, RL matematiksel modelinde yer alan parametrelerin tam doğru bir şekilde bilinmesine olanak vermeyerek, denetçi için belirsizlik oluşturmaktadır. Bu nedenle, RL için tasarlanacak denetçinin parametre belirsizliklerine karşı en az duyarlı, gürbüz bir denetçi olması gerekmektedir.

Tanımlanan denetçi tasarımı isterlerinin yanı sıra denetçi tasarımı konusunda girdi oluşturacak bir diğer konu ise yörünge takibidir. Birden fazla sayıda roket taşıyan (40, 60, 80 adet gibi) RL'ler genellikle büyük boyutlu ve yüksek atalet momentine sahip sistemlerdir. Böylesine sistemlerin bir anda hızlanıp yavaşlaması, RL'de yer alan elektrik motorlarının kapasite sınırları nedeniyle mümkün değildir. Bu nedenle RL'nin hedefe yönelimi için bir yörünge planlaması yapılır ve RL hedefe bu yörüngeyi takip ederek yönlenir. Yörünge takibi, RL denetçi tasarımı konusundaki bir diğer girdidir.

RL denetçi tasarımında bir diğer parametre ise salvo atış isterinin sağlanmasıdır. Birden fazla roketin çok kısa bir zaman aralığı ile (500-1000ms gibi) arka arkaya ateşlenmesine salvo atış ismi verilmektedir. Salvo atışta, roket atışının ardından bir roket atışı daha gerçekleştirileceğinden, roket atımından kaynaklı oluşan itme kuvvetinin lançer pozisyonunu değiştirmesi kapalı çevrim denetçi tarafından engellenmeli veya değişen pozisyon, diğer roket ateşlenmeden evvel planlanan pozisyona yeniden getirilmelidir.

Literatürde, roket veya füze lançerinin matematiksel modellemesiyle ilgili bazı çalışmalar mevcut olmasına rağmen bu çalışmalar lançerin denetimi konusundan çok lançerin yapısal davranışı ile ilgilidir. Bunun yanı sıra, küçük boyutlu düşük atalet momentine sahip lançer denetimiyle ilgili yapılmış çalışmalar mevcut olmasına rağmen bu çalışmalarda parametre belirsizliklerine değinilmemiş ve lançer denetçisi olarak klasik PID denetçi kullanılmıştır [2]. Bu çalışmada diğer çalışmalardan farklı olarak, belirtilen denetçi isterlerini sağlayacak şekilde, Hesaplanan Tork yöntemiyle birleştirilmiş Kayan Kipli Denetçi (KKD) tasarımı gerçekleştirilmiş ve denetçi performansı bazı belirsizlikler için simülasyonlar ile test edilmiştir. Belirsizlik senaryoları; roket sayısının denetçi tasarımında yer alan roket sayısından daha az olması, roketin atım yerinin modelde yer alan yerden farklı olması ve RL atalet momentinin modelde yer alan parametreden fazla olması durumları olarak seçilmiştir.

2. Denetçi Tasarımı

Bu bölümde lançerin Hesaplanan Tork + Kayan Kipli Denetçi tasarımı ele alınmaktadır. Ayrıca, lançerin hedefe yönelimi sırasında izleyeceği yörüngenin tasarımı yine bu bölümde gerçekleştirilmektedir.

2.1. Hesaplanan Tork Yöntemi

Lançerin verilen referansı hatasız olarak takip edebilmesi için, bozucu etkilerinin hesaplanarak giriş referans sinyaline eklenmesi gerekmektedir. Hesaplanan tork yöntemi, yüksek performanslı denetimini sağlamak amacıyla lançerin bozucularının hesaplanarak giriş torkuna eklenmesini sağlayan yöntemdir.

Lançer dinamiğini ifade eden denklem (1) numara ile ifade edilebilir [1], [2]:

$$M(q)\ddot{q} + N(q,\dot{q}) + \tau_d = \tau \tag{1}$$

$q_d(t)$, q durum değişkeni için referans giriş olmak üzere hata fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlansın;

$$e(t) = q_d(t) - q(t) \tag{2}$$

Bu ifadenin türevi alınarak aşağıdaki 2 eşitlik elde edilir:

$$\dot{e} = \dot{q}_d - \dot{q} \tag{3}$$

$$\ddot{e} = \ddot{q}_d - \ddot{q} \tag{4}$$

Buradan $\ddot{q}$ denklem (1) numaralı eşitlikten aşağıdaki gibi bulunur:

$$\ddot{q} = \big(M(q)\big)^{-1}[\tau - \tau_d - N(q,\dot{q})] \tag{5}$$

Bu ifade eşitlik (4)'de yerine yazılırsa;

$$\ddot{e} = \ddot{q}_d - \big(M(q)\big)^{-1}[\tau - \tau_d - N(q,\dot{q})] \tag{6}$$

veya

$$\ddot{e} = \ddot{q}_d + \big(M(q)\big)^{-1}[N(q,\dot{q}) + \tau_d - \tau] \tag{7}$$

elde edilir. Bulunan bu fonksiyon denetim girişi, u, olarak tanımlanır:

$$u = \ddot{q}_d + \big(M(q)\big)^{-1}[N(q,\dot{q}) + \tau_d - \tau] \tag{8}$$

Yapılan bu işlem geribesleme doğrusallaştırmasının özel bir türüdür. Bu eşitlikten giriş torku çekilirse:

$$\tau = M(q)(\ddot{q}_d - u) + N(q,\dot{q}) + \tau_d \tag{9}$$

ifadesi elde edilir. Bulunan bu eşitlik "Hesaplanan Tork Yöntemi" olarak tanımlanmaktadır.

2.2. Kayan Kipli Denetçi

Kayan Kipli Denetçi, değişken yapılı denetçinin özel bir türüdür. Kayan Kipli Denetçide denetlenmiş sistem yörüngesi iki aşamada ele alınabilir. Birince aşamada sistemin durum değişkenleri bir kayma yüzeyine ulaştırılır (yaklaşma fazı), ikinci aşamada ise durum değişkenleri tasarlanan kayma yüzeyinde kaydırılarak referansa ulaştırılır. Kayan Kipli Denetçide, sistemin durum değişkenleri bir kez kayma yüzeyine ulaştığında denetçi, durum değişkenlerini tasarlanan anahtarlama fonksiyonu sayesinde sürekli olarak bu kayma yüzeyinde tutar. Böylece Kayan Kipli Denetçi belirli sınırlardaki çevre bozuculara tamamen duyarsız hale getirilebilir.

Bu bölümde lançer için Kayan Kipli Denetçi tasarımı gerçekleştirilecektir. Kayma yüzeyi, n. dereceden bir sistem için aşağıdaki gibi tanımlanır [4]:

$$s(q,t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} \tilde{q} \tag{10}$$

Bu denklemden ikinci dereceden bir sistem için kayma yüzeyi aşağıdaki biçimde belirlenebilir.

$$s = \dot{\tilde{q}} + \lambda\tilde{q} \tag{11}$$

Hata fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\tilde{q} = q - q_d \tag{12}$$

Kayma yüzeyinin türevi alınarak $\dot{s}$ aşağıdaki gibi bulunur:

$$\dot{s} = \ddot{\tilde{q}} + \lambda\dot{q} \tag{13}$$

Hata ifadesi $\tilde{q}$'nın (12) numaralı denklemden birinci ve ikinci türevi alınarak aşağıdaki iki eşitlik bulunabilir:

$$\dot{\tilde{q}} = \dot{q} - \dot{q}_d \tag{14}$$

$$\ddot{\tilde{q}} = \ddot{q} - \ddot{q}_d \tag{15}$$

Bu iki eşitlik, (13)'da yerine yazılırsa $\dot{s}$ aşağıdaki gibi bulunur;

$$\dot{s} = \ddot{q} - \ddot{q}_d + \lambda\dot{\tilde{q}} \tag{16}$$

$\ddot{q}$ (5) numaralı denklemde aşağıdaki gibi bulunmuştu:

$$\ddot{q} = M^{-1}(\tau - N - \tau_d)$$

Bu eşitlik, (16) numaralı denklemde yerine yazılırsa $\dot{s}$ aşağıdaki biçimi alır.

$$\dot{s} = M^{-1}(\tau - N - \tau_d) - \ddot{q}_d + \lambda\dot{\tilde{q}} \tag{17}$$

Kayan kipli denetim için sistemin giriş torku aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\tau = \tau_{eq} - Ksign(s) \tag{18}$$

$\dot{s} = 0$ için;

$$M^{-1}\big(\tau_{eq} - N - \tau_d\big) - \ddot{q}_d + \lambda\dot{\tilde{q}} = 0 \tag{19}$$

$$\tau_{eq} = (\ddot{q}_d - \lambda)M + N + \tau_d \tag{20}$$

Buradan giriş torku aşağıdaki gibi bulunur:

$$\tau = \big(\ddot{q}_d - \lambda\dot{\tilde{q}}\big)M + N + \tau_d - Ksign(s) \tag{21}$$

Bulunan bu giriş torku denkleminde K, pozitif anahtarlama kazancı, n boyutlu bir vektördür. Bu eşitlik, (9) numaralı eşitlik ile tanımlanan hesaplanan tork yöntemi ile kayan kipli denetçinin birleşimidir. Burada;

$$\widehat{K} = M^{-1}K \tag{22}$$

olmak üzere hesaplanan tork aşağıdaki gibidir:

$$\tau = \big(\ddot{q}_d - (\lambda\dot{\tilde{q}} + \widehat{K}sign(s)\big)M + N + \tau_d \tag{23}$$

Böylelikle hesaplanan tork + kayan kipli denetçi için denetim girişi aşağıdaki gibi bulunmuş olur.

$$u = \lambda\dot{\tilde{q}} + \widehat{K}sign(s) \tag{24}$$

2.3. Yörünge tasarımı

Üzerinde çok sayıda roket bulunan, yüksek ataletli bir lançerin durağan durumdan başlayarak, hesaplanan yan ve yükseliş açılarına yönelimi sırasında bir anda hızlanıp bir anda yavaşlaması çok yüksek enerji gereksinimi ve çok büyük motorları gerektirir. Bu nedenle lançerin hedefe yönelimi için bir hız bir yörünge takip edilir. Bu yörünge biçimlerinden en sık tercih edileni ikizkenar yamuk şeklindeki hız profilidir. Bu bölümde lançer için ikizkenar yamuk biçiminde hız profili oluşturacak yörünge tasarımı gerçekleştirilmiştir.

İkizkenar yamuk şekilli hareket profili aşağıdaki biçimde tanımlanır [3]:

$q_i(t_0)$: Eklemin başlangıç pozisyonu;

$\dot{q}_i(t_0)$: Eklemin başlangıç hızı;

v_i : Eklemin ulaşılması istenen sabit hız değeri;

$q_i(t_{f_i})$: Eklemin ulaşılması istenen son pozisyonu;

$\dot{q}_i(t_{f_i})$: Eklemin ulaşılması istenen son hız değeri;

t_{b_i} : Eklemin ivmelenme-yavaşlama (blend) zamanı;

t_{f_i} : Hareketin tamamlanacağı süre

olmak üzere:

$$q_{d_i}(t) = \begin{cases} t_0 \le t < t_0 + t_{b_i} \text{ için:} \\ q_i(t_0) + (t-t_0)\dot{q}_i(t_0) + \frac{1}{2}(t-t_0)^2 c_i \\ t_0 + t_{b_i} \le t < t_{f_i} - t_{b_i} \text{ için:} \\ d_i + v_i t; \\ t_{f_i} - t_{b_i} \le t < t_{f_i} \text{ için:} \\ q_i(t_{f_i}) + \left(t - t_{f_i}\right)\dot{q}_i(t_{f_i}) + \left(t - t_{f_i}\right)^2 g_i \end{cases} \quad (25)$$

tanımlaması yapılır. Burada;

$$c_i = \frac{v_i - \dot{q}_i(t_0)}{t_{b_i}} \quad (26)$$

$$d_i = \frac{q_i(t_0) + q_i\left(t_{f_i}\right) - v_i t_{f_i}}{2} \quad (27)$$

$$g_i = \frac{v_i t_{f_i} + q_i(t_0) - q_i\left(t_{f_i}\right) + 2t_{b_i}\left(\dot{q}_i\left(t_{f_i}\right) - v_i\right)}{2t_{b_i}^2} \quad (28)$$

Tasarlanan bu yörüngeyle lançer, blend zamanına kadar referans ivme ile hızlanacak, daha sonra ise hareketin bitimine blend zamanı kadar kalana kadar girilen referans sabit hızda hareket edecektir. Bitime blend zamanı kadar kaldığında lançer referans yavaşlama ivmesi ile yavaşlayacak ve duracaktır. Bu hareket tipi için tasarım parametreleri; blend zamanı, sabit hız değeri ve referans son pozisyondur.

3. Simülasyonlar

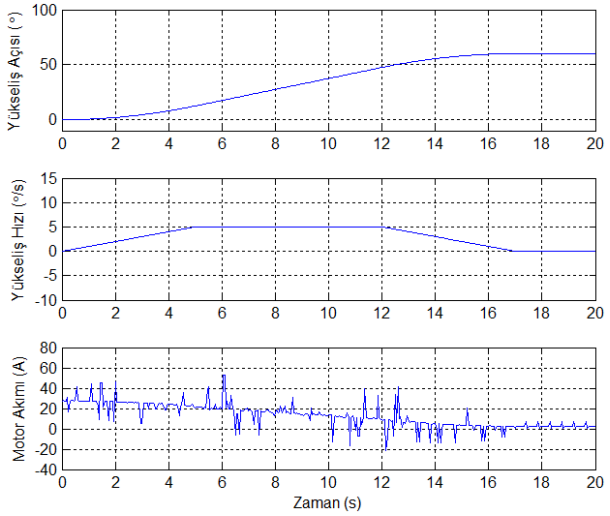
Bu bölümde lançer için tasarlanan denetçinin performansı simülasyonlar ile test edilmiş ve sonuçları sunulmuştur. Simülasyonlarda yörünge parametresi olarak Tablo 1'deki değerler kullanılmıştır.

Tablo 1: Yörünge Tasarım Parametreleri

	$q_i(t_0)$	$\dot{q}_i(t_0)$	$q_i(t_{f_i})$	$\dot{q}_i(t_{f_i})$	v_i	t_{b_i}
Yan	0°	0°/sn	60°	0°/sn	5°/sn	5sn
Yükseliş	0°	0°/sn	90°	0°/sn	7°/sn	4sn

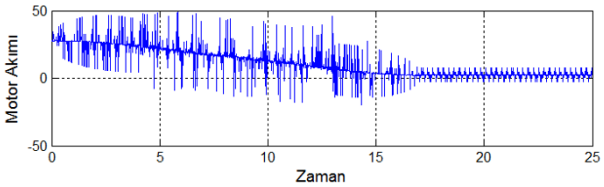
3.1. Belirsizlik içermeyen sistem

Bu simülasyonda, lançerin ortaya konan matematiksel modeli ile gerçek lançer parametrelerinin aynı olduğu, parametrelerde gerçekte herhangi bir belirsizlik olmadığı varsayımı yapılmıştır.

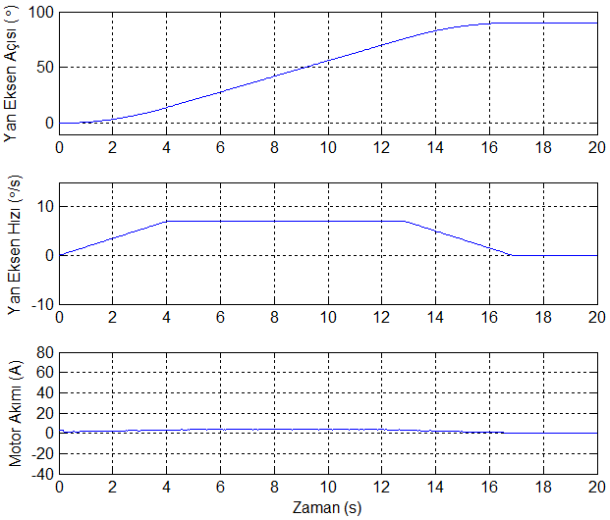


Şekil 1: Belirsizlik içermeyen sistemin yükseliş ekseni yönelimi

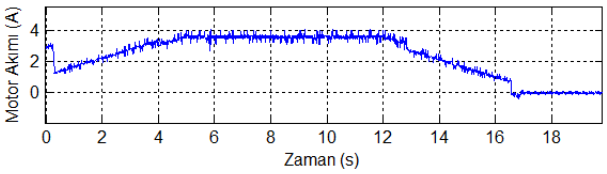
Kayan Kipli Denetimin anahtarlama etkisinin daha iyi görülebilmesi için benzetimin örnekleme zamanı 0,05 saniyeden 0,01 saniyeye arttırılarak alınan motor akımı grafiği Şekil 2 ile verilmiştir.



Şekil 2: Hesaplamalı Tork + Kayan Kipli denetimde yükseliş ekseni motor akımı



Şekil 3: Belirsizlik içermeyen sistemin yan eksen yönelimi



Şekil 4: Hesaplamalı Tork + Kayan Kipli denetimde yan eksen motor akımı

Şekil 1 ve Şekil 3'de görüldüğü gibi, belirsizlik içermeyen durumda; Kayan Kipli Denetçi lançeri planlanan yörünge ile hedef yan ve yükseliş açılarına hassas bir biçimde yönlendirmiştir.

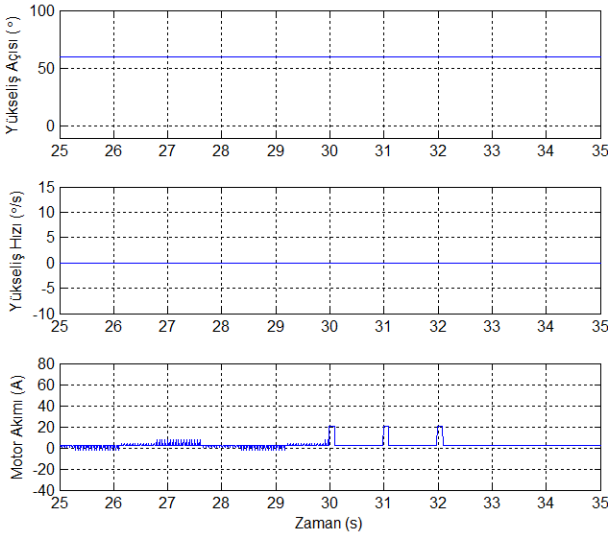
Şekil 5'te de görüldüğü gibi yan eksendeki akım grafiği, literatürde yer alan karmaşık sürtünme modeliyle çok benzer yapıdadır.



Şekil 5: Yan ekseninin akım grafiği

Yan eksende, ivmelenme küçük olduğundan ve yer çekimine karşı bir hareket yapılmadığı varsayıldığından motor torkunun büyük bir kısmı rulman ve dişlilerin sürtünmesinden kaynaklanmaktadır. Yükseliş ekseninde asıl iş yer çekimine karşı yapıldığından ve dişli sürtünmeleri yan eksendeki kadar fazla olmadığından yükseliş motoru akım grafiği, yan eksenin grafiğinden farklıdır.

Şekil 6, salvo atışın yükseliş ekseni üzerindeki etkisini göstermektedir. 30. saniyeden başlayarak 1 saniye aralık ile 3 roket atışı gerçekleştirilmiştir. Bu roket atışlarından doğan itme kuvveti lançerin yükseliş açısını değiştirmeye çalışsa da denetçi, lançerin pozisyonunun korunmasını sağlamıştır. Atıştan doğan moment, motor torku tarafından karşılanmıştır.

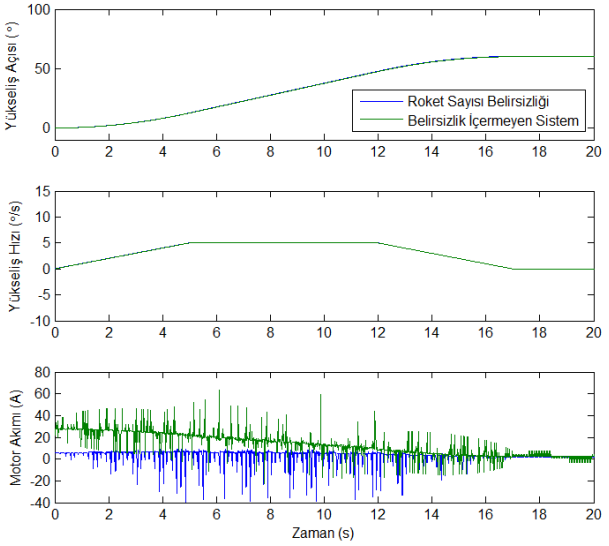


Şekil 6: Belirsizlik içermeyen sistemden roket atımının yükseliş eksenine etkisi

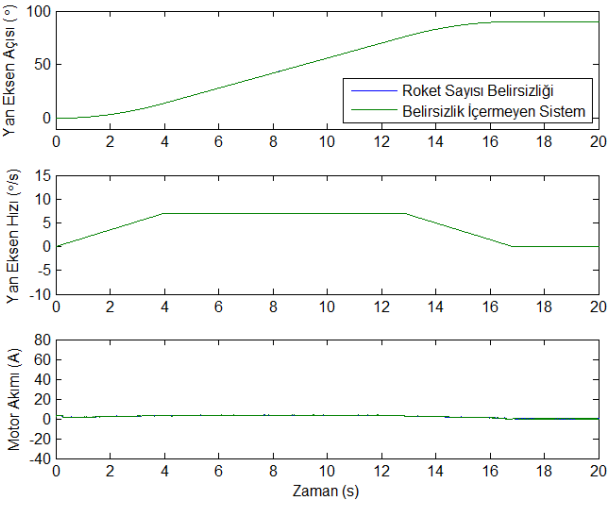
Bu çalışmada, roket atımının tek eksende (-x ekseni) itme kuvveti meydana getirdiği kabulü yapıldığından ve bu eksenin de lançer modeline göre yan eksene bir etkisi olmadığından roket atımının yan eksendeki simülasyonları verilmemiştir.

3.2. Roket sayısı belirsizliğinin etkisi

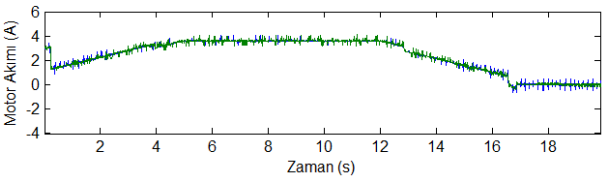
Bu simülasyonda, 60 adet roket taşıdığı varsayılarak modellemesi gerçekleştirilen lançerin, 1 adet roket taşıdığı durum için lançerin hedefe yönelim simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Bu durum, lançerin yük modeli için en kötü durum senaryosudur.



Şekil 7: Roket sayısı belirsizliği için yükseliş ekseni yönelimi kıyaslaması



Şekil 8: Roket sayısı belirsizliği için yan eksen yönelimi kıyaslaması



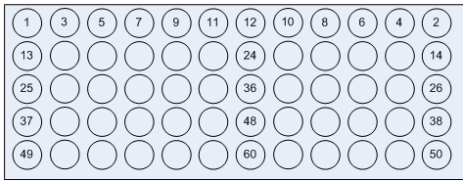
Şekil 9: Belirsizlik için yan eksen akımı

Şekil 7'de, roket sayısının planlanandan 59 roket daha az olduğu durumda bile lançerin hız ve pozisyon grafiklerinde, lançerin hareketini olumsuz etkileyecek bir değişiklik olmadığı; lançerin planlanan sürede referans pozisyonuna ulaştığı görülmektedir. Akım grafiğinde görüldüğü gibi, modelde yüksek görünen yük ağırlığı gerçekte az olduğundan, anahtarlama fonksiyonu motor torkunu daima azaltma yönünde olmuştur.

Şekil 8'de aynı simülasyonun yan eksendeki sonuçları görülmektedir. Daha önce de bahsedildiği gibi yük ağırlığı lançerin yan ekseninde ciddi bir etkiye sebep olmadığından yan eksen grafiği, belirsizlik içermeyen simülasyon sonuçları ile hemen hemen aynı çıkmıştır.

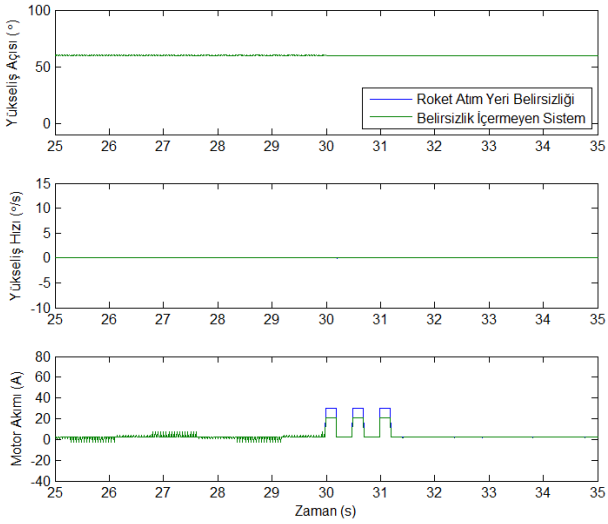
3.3. Roketin atım yerinin farklı olduğu sistem

Örneğin 60 adet roket taşıyan bir lançerde roketin atım sırası Şekil 10'daki gibi olabilir.



Şekil 10: Örnek roket atım sırası

Modellemede ise, roketin her zaman lançerin orta sırasından çıktığı (atıldığı) varsayımında bulunularak modelleme gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonda, roket atışının lançerin ortasındaki sıradan değil en üst sıradan yapıldığı durum için salvo atış simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

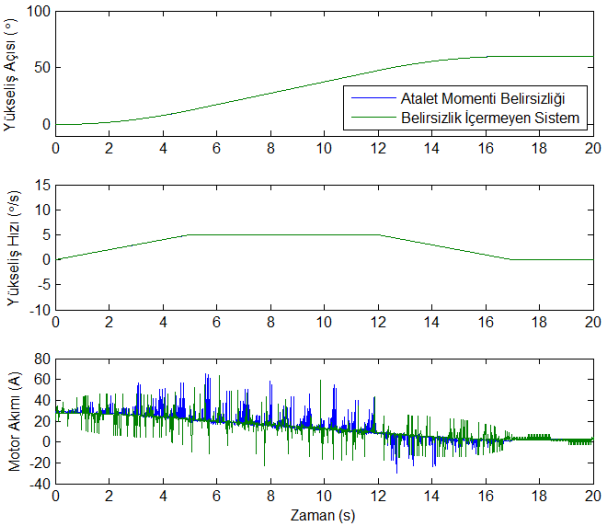


Şekil 11: Roket atım yeri belirsizliğinin yükseliş eksenindeki kıyaslaması

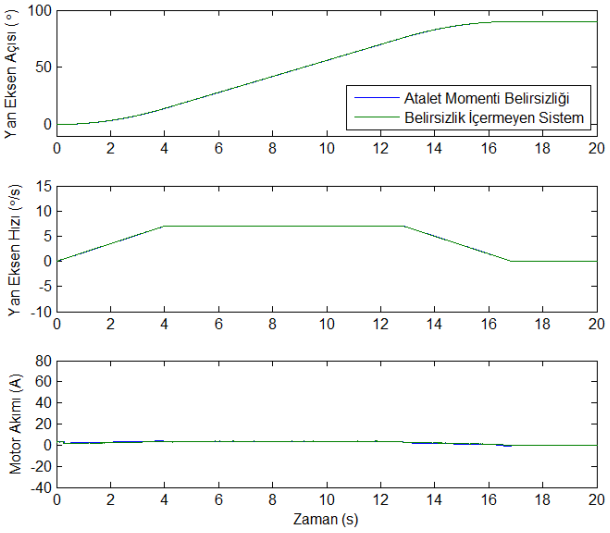
Roket atımının, lançerin ortasından değil en üst sırasından atıldığı durumun, yükseliş eksenine etkisi Şekil 11'de görülmektedir. Simulasyon, roket atım yerinin belirsizliğinin en kötü durumunda bile lançerin pozisyonunda bir değişme olmadığı, atıştan kaynaklanan planlanandan fazla atış torku motor torku tarafından karşılanabilmiştir.

3.4. Atalet momentlerinin 10 kat fazla olduğu sistem

Lançerin atalet momenti yalnızca lançer dinamiğine değil, eyleyicilere, roket sayısına ve atılacak mühimmatın tipine (farklı mühimmatlar farklı ağırlık ve ataletlere sahiptir) de bağlı olduğu için gerçekte lançerin atalet momentlerini her zaman tam olarak belirleyebilmek mümkün değildir. Boş bir lançer ile tam dolu bir lançer arasındaki atalet momenti 10 kata kadar farklılık gösterebilir. Bu simülasyonda, lançerin atalet momentinin modelde girilen atalet momenti değerlerinden 10 kat fazla olduğu durum için yönelim simülasyonu gerçekleştirilmiştir.



Şekil 12: Modeldeki parametreden 10 kat fazla atalet için yükseliş ekseni yönelimi



Şekil 13: Modeldeki parametreden 10 kat fazla atalet için yan eksen yönelimi

Şekil 12, yükseliş ekseninde lançer ataletlerinin 10 kat fazla olması durumunun simülasyonlarını göstermektedir. Yükseliş ekseninde yine hız ve pozisyon yörüngelerinde her hangi bir sapma olmamış, lançerin yüksek performanslı denetimi gerçekleştirilmiştir. Hesaplanan tork ile gerçek tork arasındaki fark (belirsizlikten gelen fark), denetçinin motor torkunu anahtarlama yönünü ve frekansı değiştirmesi ile karşılanmıştır. Yüksek ataletli lançeri hareket ettirmek daha fazla akım gerektirmiş, bu nedenle anahtarlama yönü akımı arttırma yönünde olmuştur. Lançer yavaşlama rampasındayken ise yüksek ataletli yükseliş eksenini durdurmak için akımın anahtarlama yönü akımı azaltma yönünde, yer yer negatif akım yönünde (frenleme) olmuştur.

Şekil 13'te görüldüğü gibi yan eksende ise yine yükseliş eksenindeki gibi hızlanma anında daha fazla akım çekilmiş ve yavaşlama anında ise hareketin sonunda frenleme akımı artmıştır.

4. Sonuçlar

Hesaplanan Tork yöntemiyle birleştirilen Kayan Kipli Denetim yöntemi, lançerin belirsizlik içermeyen denetiminde yüksek performans göstermiştir. Gerçekleştirilmiş olan belirsizlik içeren testlerde belirsizlikler, durumları kayma yüzeyinden çıkartmaya çalışsa da Kayan Kipli denetçinin anahtarlama fonksiyonu, frekansını ve yönünü değiştirerek daima durumları kayma yüzeyinde tutmuş ve belirsizliklerin lançer denetim performansını düşürmesine izin vermemiştir. Teoride anlatıldığı gibi bir kez kayma yüzeyine oturan durum değişkenleri kayma yüzeyi üzerinde kayarak referans değerlerine ulaşmıştır. Anahtarlama fonksiyonunun görevini tam olarak yerine getirebilmesi için, motorun ihtiyaç duyulan akımı (torku) sağlayabilecek büyüklükte seçilmiş olması önemli bir husustur.

Bu çalışmada elde edilen simülasyon sonuçları, Kayan Kipli Denetçinin belirsizliklere karşı gösterdiği duyarsızlığı nedeniyle, bir roket lançerinin denetiminde kullanılabileceğini ortaya koymaktadır. Fakat belirsizliklerin derecesine bağlı olarak, Kayan Kipli Denetçi doğasından kaynaklanan çatırdama probleminin, mekanik parçalar üzerindeki etkisi ayrıca incelenmesi gereken bir konudur.

Kaynakça

[1] Z. Bingül ve S. Küçük, *Robot Dinamiği ve Kontrolü*, İstanbul: Birsen Yayınevi, 2008.

[2] B. Özkan, "Elektromekanik Eyletimli Bir Fırlatma Sisteminin Dinamik Modellemesi ve Denetimi", Ulusal Makine Teorisi Sempozyumu, Erzurum, s:53-62, 2013.

[3] F. L. Lewis, D. M. Dawson ve C. T. Abdallah, *Robot Manipulator Control, Theory and Practice (Second Edition)*, New York: Marcel Dekker, 2004.

[4] J. J. E. Slotine ve W. Li, *Applied Nonlinear Control (First Edition)*, New Jersey: Prentice Hall, 1991.

[5] K.D. Young, I. V. Utkin ve Ü. Özgüner, "A Control Engineer's Guide to Sliding Mode Control", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Cilt: 7, No: 3, s:329 – 342, 1999.

[6] F. Piltan, N. Sulaiman, S. Soltani, M. H. Marhaban ve R. Ramli, "An Adaptive sliding surface slope adjustment in PD Sliding Mode Fuzzy Control for Robot Manipulator", *International Journal of Control and Automation*, Cilt: 4 No: 3, s:65 – 76, 2011.

[7] S. H. Hashemipour, A. Ghoreishi, S.M. Mahdavinasab ve M. N. Moghaddasi, "PID Controller for Robotic Manipulator Nonlinear Model and Compare with Sliding Mode Controller", *Research Journal of Recent Sciences*, Cilt: 2 No: 11, s:50 – 54, 2013.

Uzay Vektör Denetimindeki Yüzeyden Mıknatıslı Senkron Motorda Açı Algılayıcı Konum Hatasının Tork Karakteristiğine Etkisi

Eyyüp SİNCAR, Barış Tuğrul ERTUĞRUL

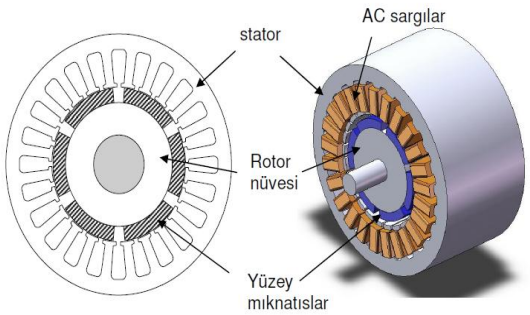
ASELSAN Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.
Ankara
{esincar, bertugrul}@aselsan.com.tr

Özetçe

Yüzeyden mıknatıslı senkron motorlar; basit yapılarına rağmen yüksek tork yoğunluğu, verimlilik ve güvenirlik gibi birçok özelliği bir arada bulundurmalarından dolayı birçok alanda kullanım imkanı bulmuştur. Bu tip motorların denetiminin sağlanabilmesi için gerekli hız ve konum geri beslemesi açı algılayıcı (resolver) veya açı kodlayıcı (enkoder) gibi ölçüm elemanları kullanılmaktadır. Bu motorların istenilen hassasiyetle kontrol edilebilmeleri için algılayıcı tarafından sağlanan rotor açısının uyumlu olması gerekmektedir. Aksi durumda, motorun servo denetimi kötü yönde etkilenerek performansı etkileyecek değişiklikler meydana gelecektir. Bu çalışmada, alan yönlendirmeli uzay vektör denetimi uygulanan yüzeyden mıknatıslı senkron motor için açı algılayıcıda oluşan konum hatasının motor tork karakteristiğinde oluşturduğu etkiler yüklü durumda incelenmiştir.

1. Giriş

Yüzeyden mıknatıslı senkron motorlar yüsek enerjili NdFeB mıknatıslı sayesinde başta servo uygulamalar olmak üzere birçok alanda kullanılmaktadır. Bu motorlar, yapı itibariyla oldukça basittir (Şekil 2). Temel olarak stator ve rotordan oluşmaktadır. Servo uygulamalarda bu motorların denetimlerinin sağlanabilmesi için açı algılayıcı veya açı kodlayıcı gibi hız/pozisyon bilgisi sağlayan ölçüm elemanları ile tümleşik şekilde kullanılmaktadır.



Şekil 1: Standart yüzeyden mıknatıslı AC motor yapısı

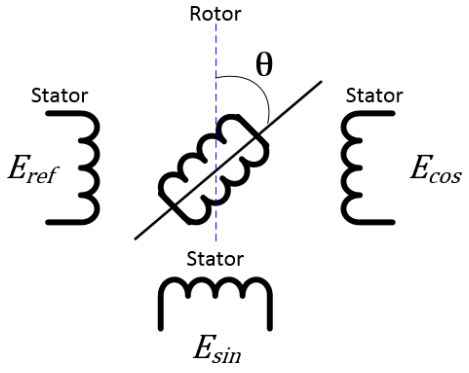
Açı algılayıcı sağlam mekanik yapısı sayesinde genellikle zorlu ortamlarda hız ve konum geri beslemesi için tercih edilen bir tür döner transformatördür. Açı algılayıcı çevresel etkilerden yüksek sıcaklık, nem, titreşime yüksek dayanım sağlayan bir elektromekanik elemandır

Açı algılayıcı yapısına ait blok şema Şekil 2'de verilmiştir. Birim E_{ref} olarak adlandırılan birincil sargı ile E_{cos} ve E_{sin} olarak adlandırılan ikincil sargılardan oluşmaktadır. Birincil ve ikincil sargılar statorda yer almaktadır. İkincil sargılar bir birine dik olarak yerleştirilmiştir ve bunlar geribesleme işaretlerinin endüklendiği sargılardır. E_{ref} birkaç kHz mertebesinde yüksek frekanslı işaret ile uyarılmaktadır. Birincil sargıdaki dalga şekli rotor sargısının θ açısına bağlı şekilde dönüşüm oranı K ile ölçeklendirilerek sinüs ve kosinüs dalga şekilleriyle E_{cos} ve E_{sin} sargılarında kiplenir. E_{cos} ve E_{sin} işaretleri elektronik devreler ile kip çözümü yapılarak rotorun açısal konumu θ değeri elde edilir. Birincil sargılara beslenen veya endüklenen geribesleme işaretleri (1)-(3)'de verildiği gibi ifade edilebilir.

$$E_{ref} = Esin(\omega t) \quad (1)$$

$$E_{cos} = KEsin(\omega t)cos\theta \quad (2)$$

$$E_{sin} = KEsin(\omega t)sin\theta \quad (3)$$



Şekil 2: Açı Algılayıcı şematik gösterimi

Açı algılayıcıdan – sayısala dönüşüm sağlayan elektronik devreler işaretlerin belirli bir çözünürlük ve doğruluk içerisinde sağlandığını kabul ederek çalışmaktadır. Ancak, genlik dengesizliği, birbirine göre tam 90° olmayan çıkış sargıları, endüktans harmonikleri ve bozucu işaretler nedeniyle

algılayıcı çıkış işaretleri ideal olmayan bir karakteristik sergiler. Bu içsel etkiler nedeniyle elektronik devreler tarafından sağlanan açı bilgisi saptırılmış olarak elde edilir. Bu problem, [2] ve [3]'de incelenerek çözüm yöntemleri önerilmiştir.

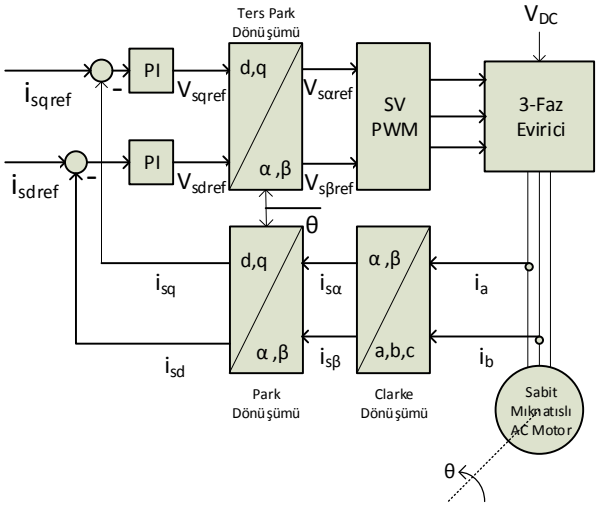
Konum algılayıcısı ile rotorun açısal konumlarının uyumsuz olması açı algılayıcı konum hatası olarak adlandırılabilir. Konum hatası açı algılayıcının yerleştirme hatasına bağlı olabileceği gibi rotor açısının kontrol döngüsüne belirli bir kayma ile beslenmesi nedeniyle oluşabilir. Algılayıcının içsel karakteristiğine bağlı hataların yanında konum hatasına bağlı etkiler nedeniyle saptırılmış konum verisi elde edilmektedir. Bu verileri kullanan uzay vektör kontrol döngüsünün servo kontrol performansı etkilenmektedir. Sonuç olarak, denetim atında tutulmaya çalışılan d-ekseni ve q-ekseni akımları üzerinde periyodik dalgalanmalar meydana gelmekte ve tork dalgalanmaları oluşmaktadır [4] ve [5]. Motor çıkış torkunda oluşan düzensizlikler ilgili literatürde birçok çalışma bulmak mümkündür [6-9].

Motorun rotor poziyon bilgisi sağlayan açı algılayıcıdan yanlış bilginin gelmesi durumunda motor servo performansında oluşan etkiler yüksüz durum için [10]'da ele alınmıştır. Bu çalışmada ise, ilk önce motor denetim döngülerine farklı değerlerde hatalı açı bilgisi verilmiş daha sonra bu koşulda motor yüklenerek motora ait I_d, I_q ve tork karakteristiğinde oluşan davranış detaylı şekilde ele alınmıştır.

2. Yüzeyden Mıknatıslı Motorun Alan Yönlendirmeli Uzay Vektör Kontrolü

Yüzeyden mıknatıslı senkron makinalar düşük manyetik çıkıntı (saliency) $L_d \approx L_q$) özellikleriyle ön plana çıkmaktadırlar. Bu nedenle, maksinumum tork-akım performansı bütün stator akımlarının q-ekseni boyunca yönlendirilmesiyle sağlanabilir. Bu tip makineler genel olarak akı zayıflatma operasyonu için tercih edilmezler ve d-eksen akım uyartımı gerekli değildir.

Yüzeyden mıknatıslı bir motorun alan yönlendirmeli uzay vektör denetimine ait blok şema gösterimi Şekil 3'te verilmiştir.



Şekil 3: Alan yönlendirmeli uzay vektör denetimi blok şema gösterimi

Şekil 3'ten de görüldüğü gibi rotor milinden sağlanan açısal konum bilgisi kontrol döngüsüne beslenmektedir. Servo kontrolün düzgün yapılabilmesi için sağlanan açısal konum bilgisinin rotor konumu ile tutarlı olması gerekmektedir.

Düzenli hava aralığına sahip sinüs biçimli ters elektromotif dalga şekline ve ihmal edilebilir manyetik doyum ile demir kayıplarına sahip yüzeyden mıknatıslı senkron makinenin dinamik modeli (4)-(10)'de verilen eşitlikler ile ifade edilebilir [1].

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q}(V_q - R_s i_q - \omega_e \phi_d) \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d}(V_d - R_s i_d + \omega_e \phi_q) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (6)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J}(T_M - T_L - B\omega_r) \quad (7)$$

$$\phi_d = \phi_{mag} + L_d i_d \quad (8)$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (9)$$

$$T_M = \frac{3}{2}\frac{p}{2}(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (10)$$

Burada

L_d, L_q	toplam d ve q eksen stator endüktasları
p	motor kutup sayısı
i_d, i_q	kalıcı durum d ve q eksen stator akımları
V_d, V_q	kalıcı durum d ve q eksen stator gerilim
ϕ_d, ϕ_q	d ve q eksen manyetik akı bağlantısı
ϕ_{mag}	sabit mıknatıs manyetik akı bağlantısı
ω_e	elektriksel hız
R_s	stator direnci

Parametrelerini ifade etmektedir.

(8), (9) ve (10)'de verilen eşitlikler kullanılarak (11) türetilebilir.

$$T_M = \frac{3}{2}\frac{p}{2}(\phi_{mag} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (11)$$

Yüzeyden mıknatıslı bir motorun alan yönlendirmeli uzay vektör denetimine ait akım ve gerilim eşitsizlikleri (12) ve (13)'te verilmiştir.

$$V_s^2 \geq V_d^2 + V_q^2 \quad (12)$$

$$I_{max}^2 \geq i_d^2 + i_q^2 \quad (13)$$

V_s DC bara gerilimini işaret etmektedir. I_{max} gerilim invertörü çıkışında izin verilen en yüksek akım değeridir.

Motor terminalindeki akımın invertör çıkış akımına eşit veya düşük olduğu (14)'de verilen eşitsizlik ile ifade edilebilir.

$$I_{max} \geq I_s \quad (14)$$

I_s değeri terminal akımını göstermektedir.

2.1 Algılayıcı Konum Hatasının Etkileri

Algılayıcı montajı yapılırken A faz vektörü ile q-ekseninin çakıştırılması diğer bir deyişle aralarındaki bağıl açının 0^o olarak ayarlanması tercih edilen bir durumdur. Bu durumda, $d^s - q^s$ sabit $d - q$ eksen takımını temsil etmektedir. Bu

durumda, $d-q$ eksen akımları (15)'de verilen eşitlik ile ifade edilebilir.

$$I_s{}^s = I_s cos\theta + j \cdot I_s sin\theta \quad (15)$$

Yüzeyden mıknatıslı motorların çıkıntısız özellikte olduğu ($L_d \approx L_q$) göz önüne alınarak (10)'da verilen denklem (8) ve (9) kullanılarak (16)'daki gibi ifade edilebilir.

$$T_M = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\phi_{mag} i_q{}^s \quad (16)$$

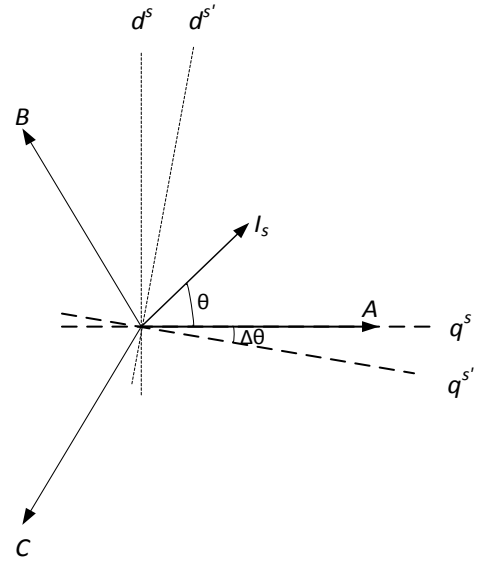
Tork sabiti ile (16)'da verilen denklem arasında (17)'de verilen ilişki kurulabilir. Benzer şekilde üç fazlı bir yüzeyden mıknatıslı motor için ters elektromotif kuvvet sabiti arasında da (18)'de verilen bağıntı yazılabilir.

$$K_t = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\phi_{mag}\sqrt{2} \quad \text{(Nm/Arms)} \quad (17)$$

$$K_e = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} K_t \quad \text{(Vpeak/(rad/s))} \quad (18)$$

K_t tork sabitini ifade ederken K_e ters elektromotif kuvvet sabitini göstermektedir.

$d-q$ eksen takımlarının A, B, C faz vektörleri ile ilişkisi Şekil 4'de gösterilmektedir.



Şekil 4: $d^s - q^s$: sabit $d-q$ eksen takımı ve $d^{s'} - q^{s'}$: sabit $d-q$ eksen takımı (Δθ konum hatası durumunda)

Algılayıcı açısı ile A faz vektörünün arasında bağıl açı farkı mevcut ise $d-q$ eksen takımları yer değiştirecektir. Bu farklılık Şekil 4'de $d^{s'} - q^{s'}$, Δθ konum hatası durumundaki, sabit $d-q$ eksen takımı gösterimi ile belirtilmektedir. Bu durumda, $d-q$ eksen akımları (15)'e benzer bir şekilde (19)'daki gibi yazılabilir.

$$I_s{}^{s'} = I_s cos\,(\theta + \Delta\theta) + j \cdot I_s sin(\theta + \Delta\theta) \quad (19)$$

Vektörel ilişkiler kullanılarak (19)'da verilen eksen akımları (20) ve (21)'de verilen eşitlikler ile ifade edilebilir.

$$I_q{}^{s'} = I_q{}^s cos\Delta\theta + I_d{}^s sin\Delta\theta \quad (20)$$

$$I_d{}^{s'} = I_d{}^s cos\Delta\theta - I_q{}^s sin\Delta\theta \quad (21)$$

Benzer şekilde, yüzeyden mıknatıslı motorların çıkıntısız özellikte olduğu ($L_d \approx L_q$) göz önüne alınarak (22) elde edilebilir.

$$T'_M = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\phi_{mag}(i_q{}^s cos\Delta\theta + i_d{}^s sin\Delta\theta) \quad (22)$$

Servo kontrolde $i_d{}^s = 0$ koşulu sağlandığında (23) elde edilir.

$$T_M{}' = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\phi_{mag} i_q{}^s cos\Delta\theta \quad (23)$$

Açı algılayıcı konum hatası mevcut olan ve $i_d{}^s = 0$ koşulunun sağlandığı kapalı döngü bir kontrol sisteminde tork ve ters elektromotif kuvvet sabitleri (24) ve (25)'de belirtildiği gibi verilebilir.

$$K_t{}' = K_t\, cos\Delta\theta \quad \text{(Nm/Arms)} \quad (24)$$

$$K_e{}' = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} K_t\, cos\Delta\theta \quad \text{(Vpeak/(rad/s))} \quad (25)$$

(24) ve (25) eşitliklerinden anlaşıldığı gibi açı algılayıcı konum hatası yüzeyden mıknatıslı senkron motorun performans karakteristiklerini değiştirmektedir.

3. Deneysel Çalışmalar

3.1. Çalışmada Kullanılan Yüzeyden Mıknatıslı Motor

Bu çalışmada 21VDC anma bara geriliminden çalışan yüzeyden mıknatıslı servo motor kullanılmıştır. Motora ait resim Şekil 5'da verilmiştir.



Şekil 5: Yüzeyden mıknatıslı servo motor (Resim ASELSAN Elektronik San. ve Tic. A.Ş.'nin izniyle kullanılmıştır.)

Motora ait karakteristik bilgiler Tablo 1'de verilmiştir.

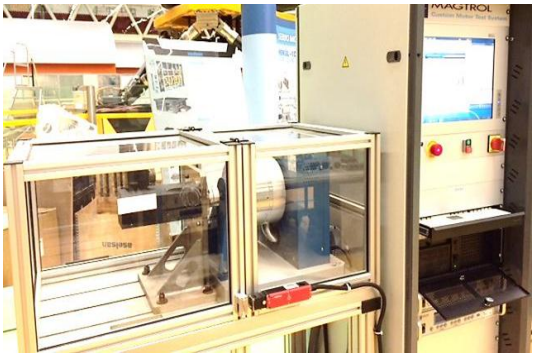
Tablo 1: Yüzeyden mıknatıslı motor karakteristiği

Tanım	Değerler
DC Bara Gerilimi	21 Vdc
Anma Torku	7.6 Nm
Anma Akımı	63 Arms
Anma Gücü	1350 W
Anma Hızı	1700 rpm
Rotor Ataleti	5.17 kgcm^2

3.2. Deney Düzeneği

Şekil 6'de hazırlanan test düzeneği gösterilmiştir. Bu düzenekte motor kontrollü bir şekilde yüklenebilmektedir. Test sırasında motor fazlarına beslenen akım, motorun yüklendiği tork ve rotor hızı gibi veriler eş zamanlı olarak kaydedilerek bilgisayar ortamında işlenebilmektedir. Aynı şekilde, uzay vektörü denetimi altındaki motorun I_q ve I_d akım değerleri geliştirilen bir sürücü arayüzünden CAN veri yolu üzerinden kayıt altına alınmaktadır.

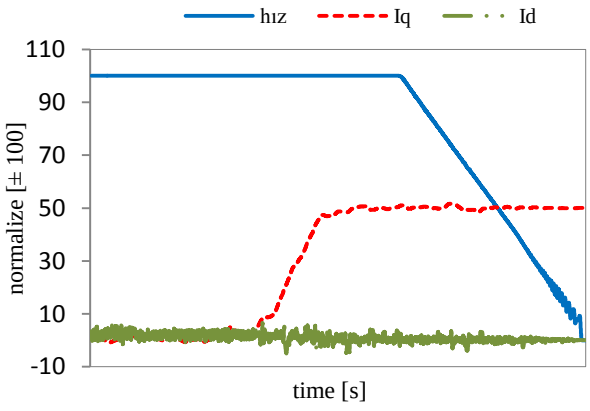
İlk olarak, açı algılayıcı ile motorun rotor açısı belirlenen düzgün çalışma aralığında yani 0° etrafında ±0.3° hata aralığında ayarlanmıştır. Bu tolerans hata aralığında servo kontrol performansını belirgin şekilde etkilemediği gözlemlenmiştir. Bu sayede açı kodlayıcıdan motorun rotor poziyon bilgisi doğru alınarak motor düzgün bir şekilde sürülmesi sağlanmıştır. Devamında, motor test edilip veriler kayıt atına alınmıştır. İkinci adımda, açı algılayıcı ayarı 2.5°, 5° ve 10° derecelerde mekanik açı hatasıyla ayarlanmıştır. Yani açı algılayıcıdan alınan değer rotorun gerçek mekanik poziyonundan belirtilen değerler kadar hatalı bir şekilde denetim döngülerine geri beslenmiştir. Bu hatalı açı bilgisi ile diğer bütün koşullar aynı tutularak motor aynı testlere tekrar tabi tutulmuştur.



Şekil 6: Hazırlanan motor yükleme deney düzeneği

3.3. Deney Sonuçları

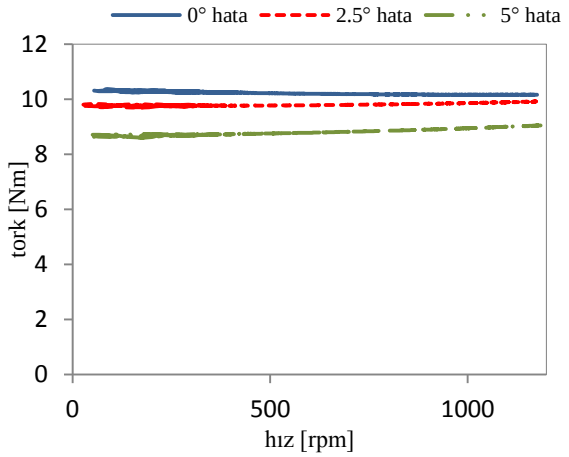
Şekil 6' de motor yükleme testlerine ait bir örnek gösterilmiştir. Bu test boyunca, motorun zamana göre I_q, I_d ve hız değişimleri ±100 değerlerine normalize edilerek aynı grafik üzerinde gösterilmiştir.



Şekil 7: Yükleme testi

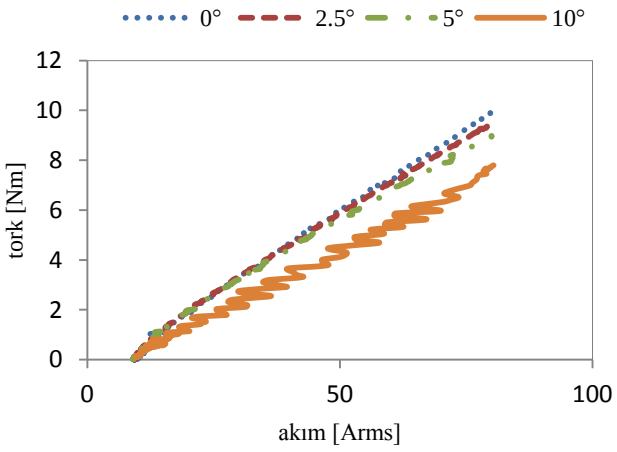
Motor, sıfır hızına yaklaşırken I_d akımı üzerindeki gürültü azalırken aynı zamanda I_q akımı daha düzenli bir şekilde kontrol edilebilmektdir. Bu grafikten anlaşılabileceği gibi, düşük hızlarda motor denetimi daha iyi sağlanabilmektedir.

Şekil 8'de farklı hata durumlarında motor yükleme test sonuçları gösterilmiştir. Bu testlerde yükleme koşulları tamamen aynı tutulmuş ve açı algılayıcı pozisyonu ile motor pozisyonu belirtilen değer kadar hatalı ayarlanmıştır. Grafikten görülebileceği gibi hata artıkça motorun beklendiği şekilde yükleme kapasitesi düşmektedir.



Şekil 8: Farklı hata durumlarında motor yükleme tork-hız testleri

Aynı testlere ait tork-akım grafikleri Şekil 9'da gösterilmiştir. Farklı hata durumlarında motor yükleme test sonuçları gösterilmiştir. Bu testlerde yükleme koşulları değiştirilmeden ve açı algılayıcı konumu ile motor pozisyonundan belirtilen değer kadar hatalı ayarlanmıştır. Grafikten görülebileceği gibi hata artıkça motorun Tork/Akım eğrisinin eğimi düşmektedir.. Şekil 10'da görülebileceği gibi belirli bir hata değerinden sonra komutasyon sağlanamamakta ve motor denetimi zorlaşmaktadır. Örnek olarak 10° mekanik hata değeri için akım ve dolayısıyla tork referans değer etrafında büyük salınımlar görülmektedir



Şekil 9: Farklı hata durumlarında motor yükleme tork-akım testleri

Tablo 2'de motor tork sabiti değerleri açı algılayıcıya verilen mekanik hata değerine göre analitik ve deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Verilen analitik değerler (24)'e göre hesaplanmıştır. Açı algılayıcıdan motor denetim döngülerine gelen hata miktarı arttıkça motor tork sabiti ve dolayısıyla motorun tork üretme kapasitesi düşmektedir.

Tablo 2: Analitik ve Deneysel sonuçların Karşılaştırılması

Hata değeri (°)	Gerilim sabiti (Kt) (Nm/Arms)		Fark (%)
	Analitik sonuç	Deneysel sonuç	
0	0.124	0.124	-
2.5	0.123	0.118	4
5	0.109	0.112	3

4. Sonuçlar

Bu çalışma kapsamında alan yönlendirmeli uzay vektör denetimi uygulanan bir sistem için açı algılayıcı konum hatasının yüklenmiş bir yüzeyden mıknatıslı senkron motorun performansına etkisi analitik ve deneysel olarak incelenmiştir.

Açı algılayıcı ile motor rotor pozisyonunun arasındaki konum farkının motor karakteristiğine etkisi matematiksel olarak türetilmiş ve sonuçlar deneylerle doğrulanmıştır. Bunun için motor fiziksel olarak yüklenerek testlere tabi tutulmuştur. Yapılan testlerde açı kodlayıcı hatasının motor tork üretme kapasitesini düşürdüğü görülmüştür. Başka bir deyişle, motor tork sabiti mekanik hata değeri ile doğru orantılı olarak azalmıştır. Ayrıca, motorun tork sabitindeki değişimi hakkında elde edilen analitik denklemler deneysel sonuçlarla doğrulanmıştır.

Teşekkür

Bu çalışmanın yapılmasını sağlayan ASELSAN Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş.'ye teşekkürü bir borç biliriz.

Kaynakça

[1] W. Leonhard, "*Control of Electrical Drives*,"Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg 1985.

[2] Mok, H.S., Kim, S.H., Cho, Y.H. "*Reduction of PMSM torque ripple caused by resolver position error*," Electronics Letters, Vol. 43, No.11,pp. 646-647, 2007.

[3] Hanselman, D.C, "Resolver signal requirements for high accuracy resolver-to-digital conversion," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 37, pp. 556-561, Dec. 1990.

[4] Qian, W., Panda, S.K., and Xu, JIan-Xin.: 'Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control', IEEE Trans. Power Electron., 2004, 19, (2), pp. 272–279

[5] Beccue, P., Neely, J., Perarek, S., and Stutts, D.: 'Measurement and control of torque ripple-induced frame torsional vibration in a surface mount permanent magnet machine', IEEE Trans. Power Electron., 2005, 20, (1), pp. 182–191

[6] Paul Stewart, Visakan Kadirkamanathan. "Dynamic Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Automotive Drive Applications" Proceedings of 1he American Control Conference,San Diego, California June 1999

[7] Rached Dhaouadi, Ned Mohan, "Analysis of Current Regulated Voltage Source Inverters for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives in Normal and Extended Speed Ranges" IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, Noo 1, Mareh 1990 137

[8] Sibaprasad Chakrabarti, Thomas M. Jahns, Robert D. Lorenz, "Current Regulation for Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Using Integrated Current Sensors in Low-Side Switches", Industry Applications Society Annual Meeting, Hong Kong, October 2–6 2005

[9] T. Jahns, G.B.Kliman, T.W.Neimann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives" IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July/August 1986

[10] E. Sincar, B. T. Ertugrul ve B. Kemençe "Uzay Vektör Denetimi Uygulanan Yüzeyden Mıknatıslı Senkron Motorda Açı Algılayıcı Konum Hatasının Etkisi ," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK2013, 26-28 Eylül 2013, Malatya.

ŞEBEKEDEN BAĞIMSIZ ÇALIŞTIRILAN ASENKRON JENERATÖRLERİN BULANIK MANTIK TABANLI UÇ GERİLİMİ REGÜLASYONU

Selami Kesler[1], T. Lütfullah Döşer[2]

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, Denizli
[1]skesler@pau.edu.tr
[2]tayyipdoser@gmail.com

Özetçe

Bu çalışmada, elektrik şebekesinden bağımsız olarak çalışan üç fazlı bir asenkron jeneratörün düzenli ya da düzensiz mekanik güç girişlerine karşılık dengeli ve dengesiz yükler altında çıkış geriliminin bulanık mantık tabanlı bir algoritmayla elektronik yük kontrolüne dayalı olarak regüalsyonu gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla, tasarlanan sistemin bilgisayar benzetimi Matlab Simulink ortamında yapılmış olup benzetim bulgularına göre deneysel uygulama modeli gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar; şebekeden bağımsız çalıştırılan asenkron jeneratörlerin uç gerilimin denetlenmesinde bulanık mantık tabanlı elektronik yük denetleyicilerinin, sistemin matematik modeline ihtiyaç duymadan ve her fazın biribirinden bağımsız olarak, gerçekleştirebildiğini ortaya koymuştur[1].

1. Giriş

Günümüz teknolojisindeki hızlı değişim ve artan endüstriyel ihtiyaçlar, artan enerji ihtiyacını karşılamak üzere gerek bilim adamlarını gerekse endüstriyel ar-ge çalışmalarını, çevre dostu yenilebilir enerji kaynaklarına yönlendirmiştir. Bu alanda en fazla dikkat çeken enerji kaynakları olarak güneş ve rüzgar öne çıkmaktadır. Ülkemizde rüzgar potansiyeli olan bölgeleri üzerine yapılan çalışmalar olumlu sonuçlar vermiş ve bu alanda önemli yatırımlar yapılmaya başlanmıştır.

Orta ve büyük güçlü rüzgar santrallerinde geleneksel olarak kullanılan senkron jeneratörler, sürekli olarak düzenli mekanik güç girişi ve harici bir doğru akım kaynağı ile uyartım gerektirdiğinden ve bu nedenle sık sık bakım gerektiren fırça-bilezik sistemine ihtiyaç duyduğundan, son yıllarda, fazla bakım onarım gerektirmeyen, fırça-bilezik sistemi olmayan, kendinden uyartımlı çalışabilen ve bu nedenle harici bir doğru akım kaynağı gerektirmeyen, belli sınırlar içinde düzenli olmayan mekanik güç girişlerinde de elektrik enerjisi üretebilen asenkron makineler (motorlar), ek bir tasarım ve maliyet gerektirmediğinden, jeneratör olarak tercih edilmeye başlanmıştır. Ancak, şehir elektrik şebekesine entegre çalıştırılan asenkron jeneratörlerde gerekli olan reaktif akım şebekeden sağlanırken, uç gerilimi ve frekans regülasyonu da çok daha kolay yapılabilmesine karşın, elektrik şebeksinin olmadığı yerlerde bağımsız olarak çalıştırılması gereken asenkron jeneratörlerin, sürdüğü yüke uygun olarak gerilim ve frekans regülasyonunun yapılması, mikroişlemci tabanlı özel güç elektroniği düzenleri gerektirmektedir. Yük ve mekanik giriş gücü değişimlerine karşılık yapılacak gerilim ve frekans regülâsyonu, jeneratör mili tarafında mekanik düzenlere ihtiyaç duyarken, elektriksel tarafta daha kararlı ve hızlı çalışabilen elektronik düzenler gerektirmektedir. Jeneratör uç gerilimi ve frekansının yüke uygun olarak denetlenmesi, bilinen analog yöntemlerin yanında yapay zeka tabanlı sayısal kontrol yöntemleriyle de sağlanabilmektedir.

1.1. Literatür Özeti

Fosil yakıtlardan üretilen enerjinin maliyeti ve azalan kaynaklar göz önüne alındığında, rüzgâr, güneş, biyogaz gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına ilgi gittikçe artmıştır. Ancak bu enerji kaynaklarından faydalanmak için çoğu zaman yerleşim alanlarından uzak bölgeler elverişli olmaktadır. Enerjinin üretildiği alanda kullanılması ya da şebekeye senkronizasyonu farklı sorunları da beraberinde getirmiştir [1]. Özellikle rüzgar türbini uygulamalarında, değişken hızlı işletimler için jeneratör uç gerilimi ve frekansı denetlenmek üzere, mekanik tarafta da bir regülatör kullanmak kaçınılmaz olmuştur. Yani, rüzgar hızlarındaki değişimlerde jeneratörün frekansının değişmemesi için rüzgar türbin kanatlarının açıları değiştirilmektedir [2].

Ayrıca, senkron jeneratörlerde endüvi alanını uyarabilmek için, orta ve büyük ölçekli sistemlerde harici bir doğru akım kaynağına da ihtiyaç duyulmaktadırlar. Bu da, yapısal olarak makine mili üzerinde karbon fırça ve bileziklerin kullanılmasını gerektirmektedir.

Son yıllarda, asenkron jeneratörler; dönen kontakları olmaması, kolayca yol verilebilmesi, tesis kurulum ucuzluğu, şebekeye bağlanma kolaylığı, şebekeye bağlandığı zaman frekans ve uç gerilimi salınımı oluşturmaması gibi avantajları nedeniyle, tercih edilmiştir. Fakat bu sistemlerde de üretilen gerilimin ve frekansın regülâsyonu, kanat açı kontrolü, frenleme kontrolü, türbin yön kontrolü gibi birçok mekaniksel

[1] *Bu çalışma Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından 2011FBE082 numaralı proje fonuyla desteklenmiştir.*

kontrol ile gerçekleştirilmektedir. Bu gibi kontrol sistemlerinin de bakım-onarım ve gürültü gibi sakıncaları bulunmaktadır [3].

Gerilim ve frekans kontrolü için kullanılan mekaniksel sistemlerin sakıncaları görülmeye başlandıkça mekanik parçaların bulunmadığı, uç gerilim ve frekans kontrollerin elektronik olarak sağlandığı sistemler araştırılmaya ve geliştirilmeye başlanmıştır [4]-[6].

Güç elektroniğindeki gelişmelerden ve yüksek güçlü yarı iletkenlerin kullanımların artması ile konuyla ilgilenen araştırmacılar jeneratör çıkış gerilimini ve frekansını yarı iletkenleri kullanarak istenilen forma getirmeyi amaçlamışlardır. Yapılan bu çalışmalarda jeneratör çıkış gerilimi diyotlar ile doğrultularak evirici girişine DC olarak verilmiştir. İstenilen şebeke frekansına uygun olarak evirici çıkışı AC şebekeye uydurulmuştur [7],[8]. Bu sistemlerde jeneratörden sürekli maksimum güç çıkışı sağlandığı için sistem verimi oldukça yüksektir.

Asenkron jeneratörlerin uç gerilimi ve frekansını denetlemek üzere kullanılan bir başka yöntem de bir statik kompanzatör üzerinde her faz çıkışını yüke ve çıkış gerilimine uyumlu sarım oranında transformatörle güçlendirmektir. Böyle bir çalışmada hem uyartım kondansatörleri hem de çıkış gerilimi uygun seviye için anahtarlanmaktadır. Referans gerilim seviyesine göre sistem için uygun PID denetleyici katsayıları hesaplanarak denetim gerçekleştirilmekte olup sistem dinamik modeli ve değişen güç oranlarına göre PID denetimi hem sistemin tam matematik modelini hem de yeniden parametre kestirimini gerektirmektedir [9].

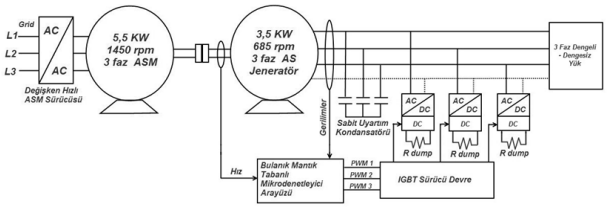
Elektrik şebekesinin olmadığı veya kullanılmak istenmediği yerlerde asenkron jeneratörler, uygun yenilebilir enerji kaynağı potansiyeli olan bölgeler için, şebekeden bağımsız olarak kullanıldığından, gerilim ve frekansının da yük değişimlerine uygun olarak bağımsız denetlenmesi gerekmektedir. Bu amaçla yapılan bir çalışmada elektronik yük bankası kullanılmıştır. Uygulanan projede kontrol sistemi PID tabanlı ve sistem dinamik modeline son derece bağımlı olup bütün fazlar tek bir denetleyici ile dengeli yük dağılımı için düzenlenmeye çalışılmıştır [10].

Şebekeden bağımsız olarak kullanılan asenkron jeneratörün uç geriliminin regülasyonu için uyartım kondansatörlerinin anahtarlanması ile ilgili yapılan çalışmada uyartım kondansatörleri çift yönlü IGBT'ler ile kontrol edilen asenkron jeneratörün değişik yük ve hız değerlerinde gerilim regülasyonu pSpice benzetimi ile incelenmiştir [11].

Bu çalışmada, literatürden farklı olarak; şebekeden bağımsız çalıştırılan asenkron jeneratörün (ŞBÇAJ) her bir çıkış fazı; dengesiz yüklenmelere karşı bir birinden bağımsız ancak yükün gereksinimine uygun gerilim çıkışı sağlamak üzere elektronik yük denetleyicisi ile bulanık mantık tabanlı olarak denetlenmiştir. Literatürde ELC olarak bilinen sistem asenkron jeneratörün her bir fazı için ayrı modellenmiş olup yine literatürden farklı olarak çift yönlü çok sayıda yarı iletken kullanan devreler yerine her bir faz için bir köprü doğrultucu ve bir adet IGBT yarı iletken kullanılmış olup hem denetim kolaylığı hem de sistem maliyet ucuzluğu sağlanmıştır.

2. Önerilen Sistem Modeli

Bu sistemde; generatör çıkış gerilimini sabit tutulabilmek için, tüketici yükünde meydana gelen değişimler için yük bankasında harcanan gücü değiştirilmektedir. Rüzgar enerjisi potansiyelini anlık olarak maksimum seviye güç çıkışına endeksleyen bu modelde, tüketici yük değişimleri anlık olarak çıkış geriliminde yükselme ya da düşme yönünde etkilere neden olmaktadır. Bu nedenle, tüketici yükü arttığında yük bankasının gücü düşürülür, tüketici yükü düştüğünde ise yük bankasının gücü arttıtılarak her durumda generatördan çekilen güç sabit tutulmaya çalışılır. Bu sayede generatör çıkış gücü değişmediği için gerilimde değişmemektedir. Bu sisteme ait ilkesel model Şekil 1' de verilmiştir. Daha önce yapılan çalışmalarda bütün fazlar tek bir denetleyiciye bağlı olarak düzenlenmeye çalışılırken, bu çalışmada her bir fazın farklı tüketicilere dağıtılması durumunda her bir fazın elektronik yük dengesi ayrı ayrı denetlenmektedir.



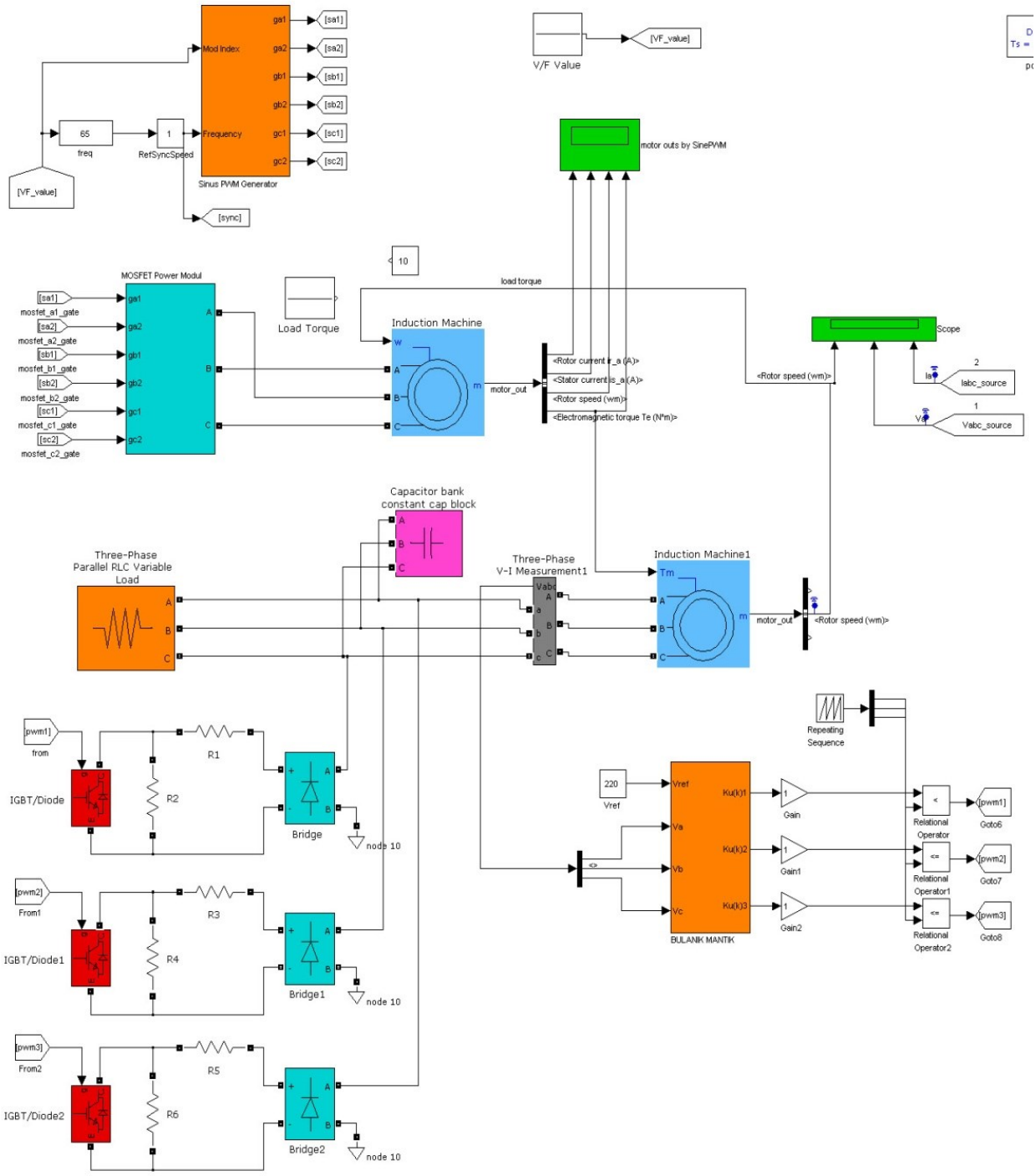
Şekil 1: ŞBÇAJ için elektronik yük kontrollü regülasyon modeli

2.1. Matlab Simulink Modeli

İlkesel modeli Şekil 1'de verilen sistemin benzetimi Matlab Simulink ortamında kurulmuştur. Küçük ev uygulamalarına uygun olarak 5,5 kW, 685 dev/d asenkron motor program kayıtlardan "asenkron jeneratör" olarak seçilmiştir. Seçilen asenkron motoru sürmek ve değişken hızlı bir rüzgar tahrikini modelleyebilmek için 7,5 kW 1450 dev/d değerlerinde başka bir asenkron motor seçilmiştir. Sistem gerçekleştirmesi laboratuvar ortamında planlandığından Simulink modelinde rüzgar türbini seçilmemiştir. Sürücü motorun kontrolü için V/f tabanlı evirici modeli kurulmuştur. Jeneratör olarak kullanılacak asenkron motorun çıkışına üç fazlı üçgen bağlı rezistif yük, üç fazlı üçgen bağlı uyartım kapasitörü ve her faza ayrı ayrı bağlı doğrultucu üzerinden PWM ile sürülen IGBT'li kıyıcı modelli rezistif yük eklenmiştir. Gerçekleştirilen Simulink benzetim modeli Şekil 2 de verilmiştir.

2.2. Bulanık Mantık Denetleyici Tasarımı

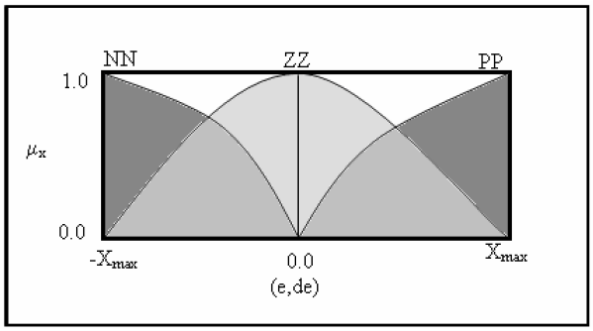
Asenkron jeneratörün çıkış gerilimi ölçülüp, referans gerilim değeri ile karşılaştırılarak gerilimdeki hata ve bu hatadaki değişim hesaplanmıştır. Hatanın değişimini gözlemek için bir önceki hata değişimi saklı tutulmuş hatadaki değişim, hata değeri ile birlikte denetleyici girişleri olarak alınmıştır. Asenkron jeneratör çıkışına bağlı tüketici yükünde meydana gelen değişim esas alınmış olup sinüzoidal üyelik fonksiyonları kullanılarak hata ve hatadaki değişim değeri bulanıklaştırılmıştır. Çıkış geriliminin regülâsyonu için uygun kural tablosu oluşturulmuş ve bulanık kararlar elde edilmiştir. Bulanık çıkış kümeleri tekil olup durulaştırma işleminde ağırlıkların ortalaması yöntemi kullanılmıştır.



Şekil 2: ŞBÇAJ Sistemin Matlab Simulink benzetim modeli

Durulaştırılan bulanık çıkış, elektronik yük bankasının kıyıcı devresi için bağımsız PWM işaretlerinin üretilmesinde önemli bir parametre olarak kullanılmıştır. Her örnekleme periyodunun salınım yapmayan belli bir katında PWM işaretlerinin görev zamanları (duty) durulaştırılmış denetleyici çıkışına göre güncellenmiştir. Jeneratör çıkış gerilimi yükselme eğiliminde ise duty değeri yük bankasının yük değerini yükseltecek şekilde güncellenmekte ve çekilen toplam akım aynı tutularak çıkış gerilimi de aynı seviyede düzenlenmektedir. Tüketici yükünün artması sonucu jeneratör çıkış gerilimin düşmeye başlarsa, yük bankasının yük değeri azaltılır, böylece tüketicinin talep ettiği yük akımı, yük bankasının feragatıyla (dump load) sağlanır. Bu çalışma biçimi uzman görüşü gerektirdiğinden bulanık mantık denetleyici kural tablosu bu amaca yönelik oluşturulmuştur. Yine literatürden farklı olarak, kural tablosu oluşturulurken çıkış

kümesi tablo içinde uygun çıkış kararlılığını sağlamak üzere ölçeklendirilmiştir. Ayrıca, literatürde iyi bilenen bir yöntem olarak "durulaştırılmış çıkışın ölçeklendirilmiş bir denetleyici etkinlik katsayısı ile kullanılması" da çıkış gerilimi kararlılığını artırmıştır. Tasarımda kullanılan bulanık mantık kümeler Şekil 3'de gösterilmiş olup kural tablosu Tablo 1 'de verilmiştir.

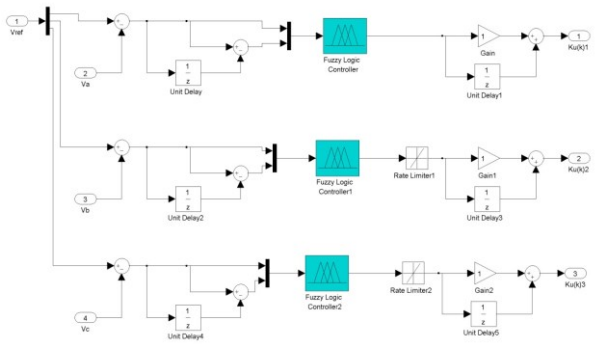


Şekil 3: Hata ve hatadaki değişimler için sinüzoit üyelik kümeler

Tablo 1. Bulanık mantık denetleyici kural tablosu

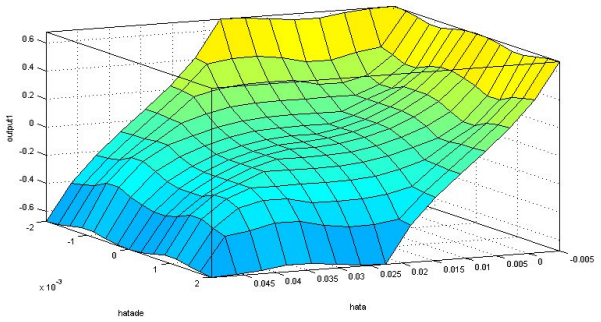
e \ de	NN_{de}	ZZ_{de}	PP_{de}
NN_e	PP_{du}	$\frac{PP_{du}}{2}$	$\frac{PP_{du}}{5}$
ZZ_e	$\frac{PP_{du}}{2}$	ZZ_{du}	$\frac{NN_{du}}{2}$
PP_e	$\frac{NN_{du}}{5}$	$\frac{NN_{du}}{2}$	NN_{du}

Asenkron jeneratörün her biri fazının aynı kural tablosu ve aynı referans gerilim için denetimini yapan Bulanık Mantık Denetleyici modeli Şekil 4'de gösterilmiştir.



Şekil 4: TBÇAG Sisteminin Bulanık Mantık Matlab Simulink modeli

Simulinkde tasarlanan bulanık mantık kural tablosunun karar yüzeyi eğrisi Şekil 5'de verilmiştir. Denetleyicinin kararlı kalabildiği alanlar kolaylıkla bu eğri kümesinden görülebilmektedir.



Şekil.5: Matlab/Simulink bulanık mantık denetleyici karar yüzeyi modeli

2.3. Deneysel çalışmalar

Tasarlanan sistem modelinde işlemci yonga olarak Microchip PIC18F4520 Mikro-denetleyicisi kullanılmıştır. Mikro-denetleyicinin osilatör frekansı 20MHz'lik kristal ile ayarlanmıştır. Jeneratörün çıkış gerilimi ve frekansı, örnekleme devresi üzerinden mikro-denetleyiciye aktarılmaktadır. Tüketici yükünde veya rüzgâr hızında (tahrik motoru hızında) meydana gelen değişimler çıkış gerilimi ve frekansı değişmektedir. Bu durumda; denetleyici sistem, bulanık mantık tabanlı kararını vererek elektronik yük bankasının sürücü devresine uygulanan PWM işaretlerinin görev zamanlarını değiştirmektedir. Uygulama devresi genel görünümü Şekil 6'da verilmiştir.



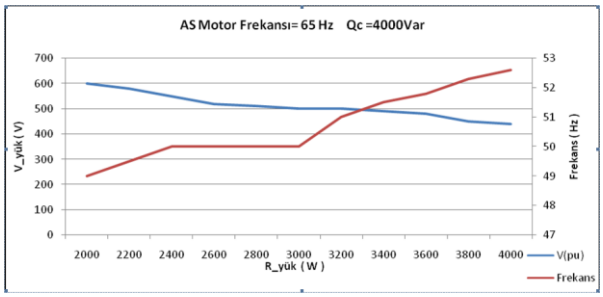
Şekil 6: Önerilen sistemin uygulama modeli genel görünümü

3. Bulgular

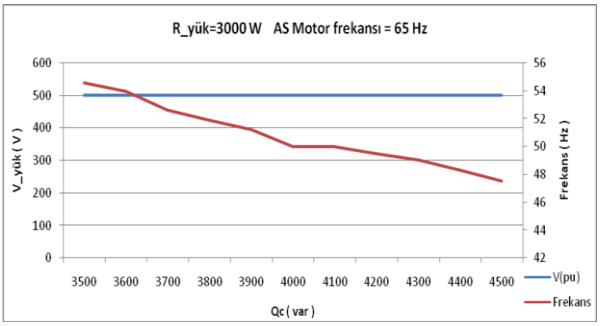
3.1. Benzetim Bulguları

Değişken hızlı asenkron motor tarafından sabit hızla (sürücü frekansı 65 Hz) döndürülen asenkron jeneratöre bağlı sabit 4000 VAr'lık kapasitör ile jeneratör çıkış gerilimi ve frekansının değişimine ilişkin Simulink modelinden elde edilen sonuçlar Şekil 7'de verilmiştir. Elde edilen bu sonuçlara göre; jeneratör yükü arttıkça uç gerilim düşümü de artmakta olup jeneratör mekanik hızı azalmaktadır.

Dolayısıyla, stator sargılarında endüklenen gerilimin frekansı artan kaymaya bağlı olarak yükselmektedir.



Şekil 7: Sabit tahrik motor hızı ve sabit uyartım kondansatörü ile değişken yüke göre çıkış gerilimi ve frekansının değişimi

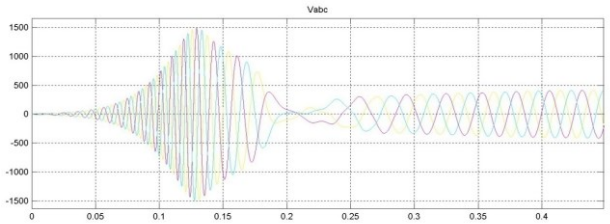


Şekil 8: Sabit tahrik motoru hızı ve sabit yük empedansı ile değişken uyartım kondansatörüne göre yük gerilimi ve frekansının değişimi

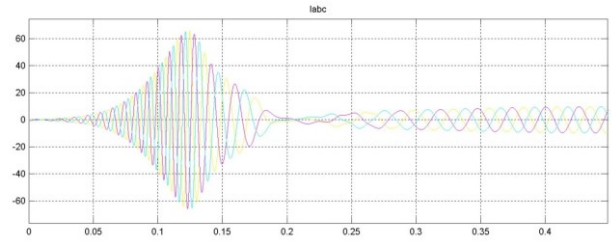
Değerlendirme:

Simulink sonuçları incelendiğinde jeneratörün çıkış gerilimi; yük ve tahrik hızına göre değişmektedir. Yük ve rotor hızı arttıkça jeneratör çıkış gerilimi düşmektedir. Kapasitör değerinin değişiminin çıkış gerilimine etkisinin olmadığı gözlemlenmiştir. Kapasitör değişimi jeneratör çıkış frekansını etkilemektedir. Yani kapasite değeri arttıkça çıkış frekansı düşmektedir. Elde edilen tüm bu sonuçlar çerçevesinde sistemimizin 3000W yük için ihtiyaç duyacağı reaktif enerji kapasitesi 5.5 KW jeneratöre göre 4000 VAR civarında olup tahrik motorunun frekansının 65 hz olması gerektiği tespit edilmiştir. Bu sonuçlar Matlab/Simulink ortamında elde edilen ve yapılan varsayımlara göre öngörülen değerlerdir.

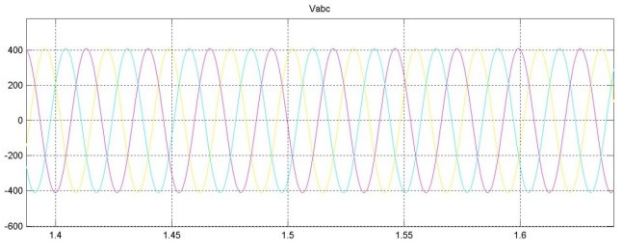
Jeneratörün rotor hızı senkron hıza yaklaştıkça stator uçlarında gerilim indüklenmeye başlamaktadır. Senkron hızı geçtiği anda da çıkış gerilimi artmaktadır. Rotor hızı kararlı hale uşaltığında jeneratör çıkış gerilimi de kararlı hale ulaşmaktadır. Şekil 9'da jeneratörün çıkış gerilimi verilmiştir. Sabit ohmik yüklenme durumu için jeneratör çıkış akımı da Şekil 10'da verilmiştir. Sürekli durumda jeneratör çıkış gerilimi detayı Şekil 11'da gösterilmiştir. Burada, faz genlikleri birbirine eşit ve 400 V civarındadır.



Şekil 9: Asenkron jeneratörün çıkış gerilimi



Şekil 10: Asenkron jeneratörün çıkış akımı



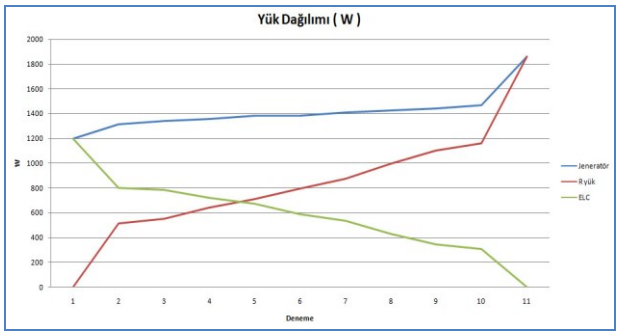
Şekil 11: Asenkron jeneratörün kararlı haldeki çıkış gerilimi

3.2. Deneysel Bulgular

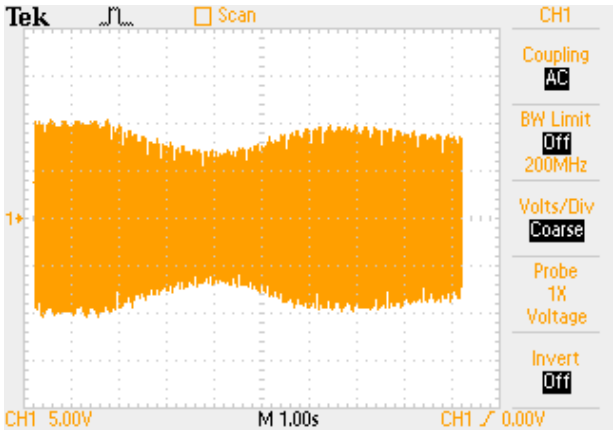
Laboratuar ortamında yapılan çalışmalarda jeneratör çıkışını gözlemlemek amacı ile müşteri yükü ($R_{Yük}$) ve elektronik yük bankası (ELC) karşılıklı olarak değiştirilmiştir. Yüklerdeki her karşılıklı değişim için jeneratör çıkış gerilimi, frekansı ve tahrik motoru devir hızı ölçülmüştür. Elde edilen sonuçlar Şekil 11'de verilmiştir. Burada, özellikle 2-10 örneklem aralığında sistemin son derece doğrusal davrandığı, müşteri-tüketici yükünün her değişiminde elektronik yük bankası (damp load) kontrollü olarak değişim göstermekte ve her seferinde jeneratör çıkış gücü sabit tutulabilmektedir. Dolayısıyla, jeneratör çıkış gerilimi de kolaylıkla ayarlanan seviyesinde tutulabilmektedir. Şekil 13 ve Şekil 14'de böyle bir duruma ilişkin deneysel sonuçlar sunulmuştur. Özellikle yük değişimlerinde önerilen denetleyici devrede değilse, tüketici yükü arttığında jeneratör gerilimi düşmektedir. Aynı çalışma durumu için denetleyici devreye alındığından jeneratör çıkış gerilimi tüketici yük değişimlerine karşı artık duyarsız kalmaktadır.

Müşteri yükünün yaklaşık 400W arttırılması sonucunda generatör faz-nötr çıkış gerilimi, denetleyici devrede olmadığından, 320V'tan 250V'a kadar düşmüştür (Şekil 12).

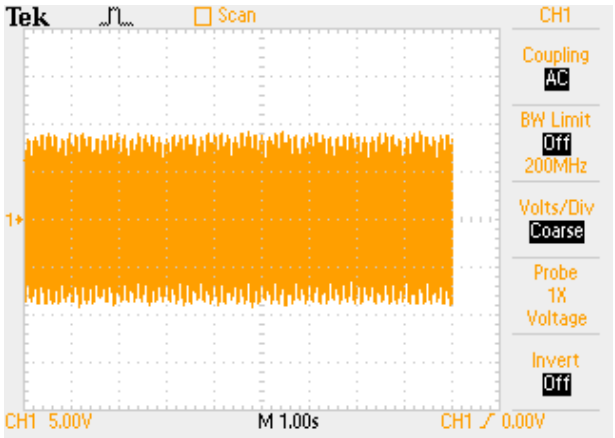
Bulanık mantık tabanlı elektronik yük bankasının jeneratör çıkış gerilimini kararlı durumda tuttuğunu gösteren uygulama sonucu Şekil 14'de verilmiştir.



Şekil 12: Asenkron jeneratör, yük ve ELC ye ait güç değişimi



Şekil 13: Tüketici yük değişimine karşı jeneratör çıkış geriliminin değişimi (denetleyici devrede yok).



Şekil 14: Tüketici yük değişimine karşı jeneratör çıkış geriliminin değişimi (denetleyici devrede).

4. Sonuçlar

Bu çalışmada şebekeden bağımsız çalıştırılan asenkron jeneratörlerin dengeli ve dengesiz yükler altında çıkış geriliminin regülâsyonu gerçekleştirmek üzere fazları birbirinden bağımsız denetlenen bir sistem modeli önerilmiştir. Deneysel ve benzetim çalışmalarıyla elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Tek başına çalışan asenkron jeneratörün uyartımı için uygun kondansatörün dışında sadece rotor devresindeki kalıcı mıknatıslığa ihtiyaç duymaktadır.
- Asenkron jeneratörün çıkış gerilimi regülasyonu için elektronik yük bankası kullanılmasının uygun bir denetim sistemi olduğu gözlemlenmiştir.
- Gerilim regülâsyonu için kullanılan elektronik yük bankasına dayalı bulanık mantık tabanlı denetleyici uygulamasının hızlı ve güvenli bir kontrol sistemi olduğu gözlemlenmiştir.

Ayrıca, sincap kafes rotorlu asenkron jeneratör üzerinde yapılan diğer deneylere göre; aşırı güç tüketimi veya kısa devre arızalarında uyartım kendiliğinden tükendiği için çıkış geriliminin sıfıra düşmektedir. Böylece, aşırı yük akımlarında ya da kısa devre arızalarına karşı kendiliğinden korumalı bir güç üretim sistemi olduğu söylenebilir. Ancak, böyle durumlarda, jeneratörün rotor kalıcı mıknatıslığının yeniden sağlanabilmesi için çok kısa bir süre motor olarak çalışması gerekmektedir.

Kaynakça

[1] Singh G.K, "Self-Excited Induction Generator Research-a Survey", *Electric Power System Research 69*, s:107-114, 2004.

[2] Ermis M. ve C.Arikan, "The Modeling and analysis of a vertical axis wind turbine driven self-excited induciton generator", *Proc. Ins. Elect. Eng. Conf. Future Energy Concepts*, London U.K.1981.

[3] Sedat Turhal, "Rüzgar Türbinleri ve Kontrol Sistemleri", Y.Lisans Tezi, Mustafa Kemal Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Hatay, 2009.

[4] Singh B., Murty S.S. ve Gupta S., "Transient Analysis of Self-ExcitedInduction Generators With Electronic Load Controller Supplying Static and Dynamic Loads", *IEEE Trans. On Industry Applications*, Cilt: 41, No:5, s:1194-1203, 2005.

[5] Singh B., Murty S.S., ve Gupta S., "Analysis and Design of Electronic Load Controller for Self - Excited Induction Generators", *IEEE Trans. on Energy Coversion*, Cilt:21, No:1, s:285-293, 2005.

[6] Shing B ve Gaurav Kumar Kasal, "Solid State Voltage and Frequency Controller For A Stand Alone Wind Power Generating System", *IEEE Trans. On PowerElectronics,* Cilt: 23, No:3, 2008.

[7] Singh B, "Induction generator-A prospective", *Elect. Mach. Power Syst.,* Cilt: 23, s:163-177, 1995.

[8] Dezza F.C., A.D. Geriando ve R.Perini, "Performance comparison among different converters fed by self excited wind driven induvtion generators", *Proc. 7th Int. Conf. Elect. Mach. Drivers,* s:438-443, 1995.

[9] Singh B. ve Kasal G.K., "Voltage and Frequency Controller for a Three-Phase Four-Wire Autonomous Wind Energy Conversion System", *IEEE Trans. On Energy Coversion*, Cilt: 23, No: 2, s:509-518, 2008.

[10] Juan M. Ramirez ve Emmanuel Torres M., "An Electronic Load Controoler for Self - Excited Induction Generators", *IEEE*, 1-4244-1298-6/07, 2007.

[11] Sencer Ü., Y. Demir ve M. Özdemir, "Asenkron Generatörün Uç Gerilminin Kontrolü İçin Uyartım Kondansatörünün Anahtarlanması", *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, ELECO*, s:18-22, 2002.

Çift Beslemeli İndüksiyon Jeneratörü Rotor Tarafı Akım Döngüsü için Kontrolcü Tasarımı ve TMS320F28335 Üzerinde Uygulaması

Burak Soner[1], *Edin Golubovic*[2], *Tarık Uzunovic*[3], *Asıf Şabanoviç*[4]

[1,2,3,4] Mekatronik Mühendisliği
Sabancı Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
{buraksoner,edin,tuzunovic,asif}@sabanciuniv.edu

Özetçe

Rüzgar Enerji Sistemleri'nden (RES) yararlanma ve bu sistemlerin iyileştirilmesi günümüzde fosil yakıtların hızla tükenmesiyle giderek daha da önemli hale gelmektedir. Geçtiğimiz yıllarda bu sistemlerde şebeke bağlantısı olan ve farklı rüzgar hızlarında çalışabilen Çift Beslemeli İndüksiyon Jeneratörünün (DFIG) kullanımı yaygınlaşmıştır. Bu bildiri, DFIG Rotor tarafı için değişken makine parametreleri ve dış bozulmalara karşı gürbüz ve hızlı cevap verebilen bir akım döngüsü kontrolcüsü tasarımını ve bu kontrolcünün küçük ve ucuz bir dijital sistem üzerindeki uygulamasının deney sonuçlarını sunar. Kontrolcünün temelinde bir oransal kontrolcü ve alçak geçirgen filtre tabanlı bozulum gözlemcisi (DOB) bulunur. Kontrolcünün performansı Texas Instruments TMS320F28335 mikrodenetleyicisi tarafından kontrol edilen bir 1.1 kW'lık bir DFIG sistemi üzerinden ölçülmüş ve sonuçlar bu bildiride sunulmuştur. Projenin devamında DFIG şebeke tarafı için bir güç kontrolcüsü geliştirilmesinin öngörülmesiyle beraber bu bildiride şebeke tarafında eşleşme için kullanılacak olan genlik ölçümü ve ters Park dönüşümü tabanlı bir Faz Kilitlemeli Çevrim (PLL) algoritması sunulmuştur.

1. Giriş

Günümüzde elektrik enerjisi insan hayatının her noktasına ulaşmış durumdadır. Elektrik üretimi için kullanılan kaynakların içinde en büyük yüzdeye günümüzde kömür, petrol ve doğalgaz gibi fosil yakıtlar sahiptir. Fosil yakıtlar geri dönüştürülebilen, kolayca üretilebilen ve kullanımı zararsız olan yakıtlar olmadıkları gibi geçtiğimiz yüzyıl içinde kullanımlarının katlanarak artmasıyla beraber tükenmeye yüz tutan kaynaklardır. İnsanlık için açıkça çok büyük bir önem taşıyan elektrik üretiminin devamı için yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelim giderek yaygınlaşmaktadır. Bunun çevresel etkenler ile beraber yeni gelişen ilgili sektöre büyük bir ekonomik katkısı olması beklenmektedir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının en hızlı yaygınlaşan türü olan rüzgar enerjisinin elektriğe çevrilmesi için değişik rüzgar hızlarında çalışabilen DFIG sistemlerinin kullanımı önemli bir araştırma alanıdır. Şebeke bağlantılı DFIG sistemlerinin kontrolü ile ilgilenen birçok araştırma alanı mevcuttur

Alandaki ilk bildirilerden biri olan [1]'de şebeke ve rüzgar türbini arasındaki aktif ve reaktif güç akışının ayrık olarak kontrolü incelenmiştir ve ilk kez bunun mümkün olduğu kanıtlanmıştır. [2]'de güç faktörü kontrolü stator akısı temelli vektör kontrolü ile gerçekleştirilmiştir.

Stator akısı yönelim düzlemi kullanılarak doğrudan güç kontrolü (DPC) [3] ve [4]'te geliştirilmiştir.

[5]'te DFIG'e uygulanabilen gerilim kontrol stratejileri incelenmiş ve karşılaştırılmıştır.

Rotor ve şebeke tarafı kontrolcülerinin değişik reaktif güç kontrolü stratejileri gerilim kontrolü bakış açısından incelenmiştir. Bir başka araştırma alanı rüzgar türbininin standart çalışması sırasında oluşabilecek hatalarla ve düşük şebeke gerilimleri ile ilgilenir. [6]-[9]'da DFIG sistemlerinin şebeke bozulumları ve hatalı durumlar etkisi altındaki durumu incelenmiştir. Şebeke bağlantılı DFIG sistemlerinin stator gerilimlerinin şebeke ile eşleşmesi konusu [10] ve [11]'de incelenmiştir. [12]'de şebeke eşleşmesi sırasında büyük etki sahibi olan üç fazlı değişik PLL algoritmaları sunulmuş ve karşılaştırılmıştır.

DFIG kontrolcülerinin performansı rotor akımı dalgalanmasına, stator reaktif ve aktif güç titreşimlerine, değişen makine parametrelerine ve çokça gerçekleşen hız değişimlerinin yarattığı doğrusal olmayan etkilere karşı verdikleri tepkiye göre ölçülür. En yaygınca kullanılan kontrolcü yapısı dışta bir stator güç kontrol döngüsü içte de bir rotor akım kontrol döngüsü olacak şekilde basamaklı bir yapıdır. Bu bildiri iç kısımdaki rotor akımı kontrol döngüsüne odaklanır. [13]'te uyarlamalı rotor akım kontrolcüsü sunulmuştur. İç makine modelinin DFIG rotor akım kontrolünde kullanılması [14]'te incelenmiştir. [15]–[16]'da klasik oransal ve integral denetleyiciler ve oransal salınımlı kontrolcüler sunulmuştur. [17]'de armonik eleme tekniği uygulanmıştır. Şebeke bağlantılı DFIG sistemleri ve rotor akım kontrol döngüsü için birçok farklı kontrolcü yapısı geliştirilmiş olsa da bu yapıların hepsi de karmaşık uygulamalara, çetin tasarım aşamalarına sahip oldukları için uygulamaları oldukça zordur ve DFIG rotor akım kontrolü için genel bir çerçeve oluşturulamamıştır.

Bu bildiride şebeke bağlantılı DFIG sistemlerinde kullanılmak üzere tasarlanan bir rotor akım döngüsü kontrolcüsünü sunar. Kontrolcü makine parametrelerinde ve rüzgar hızında oluşabilecek değişimlere ve şebeke geriliminde oluşabilecek diğer bozulumlara karşı gürbüz olacak şekilde tasarlanmıştır. Kontrolcünün temelinde birinci derece alçak geçirgen filtre tabanlı bir DOB ve basit bir oransal kontrolcü vardır. Tasarlanan yapı 1.1 kW'lık bir DFIG sistemi üzerinde uygulanmıştır. Uygulama için kullanılan dijital kontrol sistemi, tasarımın ucuz ve boyut olarak küçük bir sistem ile uygulanabildiğinin kanıtlanması için Texas Instruments

TMS320F28335 mikrodenetleyicisi olarak seçilmiştir. Aynı zamanda DFIG sistemlerinin kontrolü için genel bir çerçeve oluşturulmasına yardımcı olunması açısından bütün kontrol algoritması temel C programlama dili fonksiyonları kullanılarak uygulanmıştır. Rotor akım kontrolcüsüne ek olarak, bu bildiride projenin devamında DFIG şebeke tarafı için bir güç kontrolcüsü geliştirilmesinin öngörülmesiyle beraber, şebeke tarafında eşleşme için kullanılacak olan genlik ölçümü ve ters Park dönüşümü tabanlı bir Faz Kilitlemeli Çevrim algoritması sunulmuştur.

Bu bildirinin devamı şu şekilde düzenlenmiştir; takip eden bölümde problemin açıklanması ve DFIG matematik modelinin sunulması; 3. Bölümde kontrolcü tasarımı ile ilgili teorik detayların açıklanması; 4. Bölümde PLL algoritmasının sunulması; 5. Bölümde DFIG deney kurulumunun açıklanması, PLL ve kontrolcünün deney sonuçlarının sunulması; ve son bölümde sonuç ve projenin geleceğinde planlanan işlerin anlatımı bulunmaktadır.

2. Problemin Açıklanması

Değişik hızlarda çalışabilen jeneratörler kullanımda yaygınlaşmadan önce rüzgar enerjisinden elektrik üretimi sadece yüksek hızlarda rüzgar mevcut olduğunda ve gücün aktarıldığı ortam kararlı olduğunda mümkün idi. Kontrol edildiği zaman istenilen bir hız-tork profilini takip edebilen ve her rüzgar hızında güç üretebilen bir jeneratör olan DFIG, rüzgar enerji sistemlerinin temelinde kullanılmaya başlandığı zaman bu sorun büyük ölçüde ortadan kalktı. Stator tarafı ile rotor tarafı arasındaki güç faktörü farkı sayesinde düşük güç gereksinimine sahip elektriksel çeviriciler kullanılabilen DFIG sistemleri rüzgar enerjisi çevrimine oldukça uygun jeneratörlerdir.

DFIG sistemleri genelde arka arkaya bağlanmış olan iki çeviriciden oluşmaktadır. Jeneratörün stator tarafı doğrudan şebekeye bağlı, rotor tarafı ise bir Rotor Tarafı Çeviricisi (RSC) üzerinden DC baraya ve Şebeke Tarafı Çeviricisi (GSC) üzerinden şebekeye bağlıdır. GSC şebeke ile DC bara arasında bağlantı sağlar ve görevi bara geriliminin istenilen değerde sabitlenmesidir. RSC rotor tarafı ile bara arasında bağlıdır ve görevleri stator tarafında istenilen gerilimin ve akımların elde edilmesini ve çıkışta istenilen frekansın korunmasını sağlamaktır. Şekil 1 bu bildiride kullanılan DFIG sistemi deney kurulumunu gösterir. Bu bildiride odak noktasında olan RSC'nin görevlerini yerine getirmesindeki birincil zorluk makine parametrelerinin ve mekanik hızın işlem sırasında değişmesinden kaynaklanan doğrusal olmayan bozulumlardır. Oransal ve integral kontrolcü ile (PI) bu görevler yerine getirilebiliyor olmasına rağmen makine parametrelerinin ve hızın doğru tahmin edilmesi PI kontrolcü için büyük önem kazanır.

2.1. DFIG Matematiksel Modeli

DFIG sisteminin dinamik modellemesi, ayrı gerilim kaynaklarından beslenebilen stator ve rotor tarafındaki üçer faz sargılar için aşağıdaki denklemler kullanılarak yapılır:

$$V_i = R_i I_i + \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

$$\phi_i = L_i I_i + \sum_k L_{m_{ik}} I_k \quad (2)$$

Yukarıdaki denklemlerde i sarım sayısını, V_i uç (stator, rotor) gerilimini, I_i sarım akımını, R_i ve L_i sarımın özdirenci ve indüktansını, L_{mik} statordaki i sarımı ile rotordaki k sarımı arasındaki karşılıklı indüktansı simgeler. Bu denklemler ayrık şekilde yazıldığında 3 rotor tarafında 3 stator tarafında olmak üzere 6 denkleme tekabül eder.

3-fazlı sistemlerin modellenmesinde Park ve Clarke dönüşümleri kullanılarak 2-fazlı bir sistem modeline çevirim yapmak yaygınca kullanılan bir yöntemdir. Aşağıdaki iki dönüşüm kullanılarak *abc* (3-fazlı sistem) tabanındaki sistem önce *αβγ* (Clarke) tabanına, sonrasında da *dqo* (Park) tabanına çevrilebilir:

$$\begin{bmatrix} K_\alpha \\ K_\beta \\ K_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} K_d \\ K_q \\ K_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_\alpha \\ K_\beta \\ K_\gamma \end{bmatrix} \quad (4)$$

Park tabanındaki sistem Clarke tabanındaki sabit referans düzleminin aksine senkron olarak dönen bir referans düzlemi olduğu için sinüs karakteristiğine sahip 3-fazlı bir sistemin kontrolcüsünün kapalı döngüsünde kullanılması daha sağlıklıdır. Çevrimin sonucunda oluşan "*o*" bileşeni her zaman sıfır değere sahip olduğu için sistem artık 2-fazlı bir sisteme dönüşmüştür. Denklemlerdeki *K* değeri genel bir gerilim ya da akım sinyalini, θ açısı dönen *dq* referans düzleminin anlık yönelimini temsil eder.

DFIG dinamikleri *dq* referans düzleminde aşağıdaki şekilde doğrusal olmayan elemanların gruplanması ile basitleştirilmiş olarak gösterilebilir:

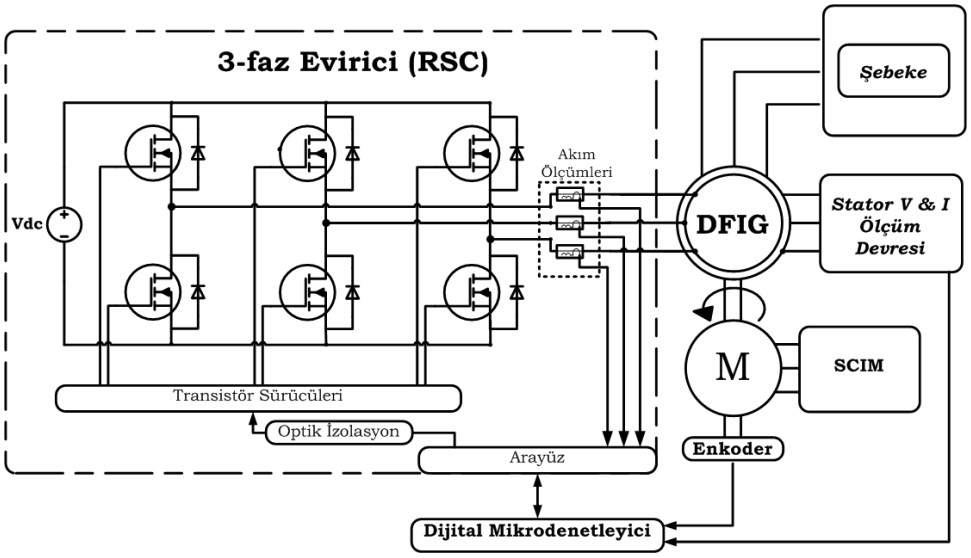
$$L_{sn}\frac{dI_{sd}}{dt} = V_{sd} - x_{sd}(I_{sd,q}, I_{rd,q}, w_s, L_m, R_s, \Delta L_s, t) \quad (5)$$

$$L_{sn}\frac{dI_{sq}}{dt} = V_{sq} - x_{sq}(I_{sd,q}, I_{rd,q}, w_s, L_m, R_s, \Delta L_s, t) \quad (6)$$

$$L_{rn}\frac{dI_{rd}}{dt} = V_{rd} - x_{rd}(I_{rd,q}, I_{sd,q}, w_s, w, L_m, R_r, \Delta L_r, t) \quad (7)$$

$$L_{rn}\frac{dI_{rq}}{dt} = V_{rq} - x_{rq}(I_{rd,q}, I_{sd,q}, w_s, w, L_m, R_r, \Delta L_r, t) \quad (8)$$

Yukarıdaki denklemlerde V_{sd}, V_{sq}, V_{rd}, V_{rq} stator ve rotor gerilimlerinin d-q bileşenlerini, I_{sd}, I_{sq}, I_{rd}, I_{rq} stator ve rotor akımlarının d-q bileşenlerini, w_s ve w sırasıyla senkron ve rotor elektriksel hızlarını, L_{sn} ve L_{rn} stator ve rotor özindüktanslarını ve x terimleri de denklemlerin açık halleri içinde doğrusal olmayan terimlerin gruplanmış hallerini temsil eder. ΔL_s ve ΔL_r terimleri stator ve rotordaki indüktansların özindüktans değerlerinden sapmalarını temsil ederler ve bozulmalara yol açan makine parametresi değişiminin temelini oluştururlar. D FIG in hareket denklemlerinin de sadeleşmiş halleri aşağıdaki gibi özetlenebilir:



Şekil 1: DFIG deney kurulumu. M¸SCIM: Sincap Kafesli Endüksiyon Motoru ve Sürücüsü

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{1}{J}(T_m - T_e + bw_m) \tag{9}$$

$$T_e = -\frac{3}{2} pL_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \tag{10}$$

Yukarıdaki denklemlerde T_e senkron dönen referans düzlemindeki elektromanyetik torku, T_m mekanik torku, J rotor ataletini ve b sönümleme faktörünü temsil eder.

3. Akım Döngüsü Kontrolcüsü Tasarımı

Bu bildiride rotor tarafı akım döngüsü için bir kontrolcü tasarlanacağı için (7) ve (8) denklemleri kullanılacaktır. Bu denklemlerde daha önce tanımlanmış olan x terimleri dinamiklerdeki doğrusal olmayan terimleri temsil etmektedir. Bu terimlerin birimi gerilimdir ve kontrolcünün tasarımının basitleştirilmesi açısından gerilim düzeyinde bozulum olarak muamele edileceklerdir. Normal şartlarda şebeke bağlantılı bir DFIG sisteminde rotor akımları için referanslar bir güç kontrolcüsünden gelir fakat bu bildiride sadece rotor tarafı akım döngüsü incelendiği için bu referanslar sabit ve bilinen değerler olarak kabul edilirler ve 3-faz akımların ölçümlerinin sağlıklı olarak alınabildiği varsayılmaktadır. Akım hataları aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$e_{Id} = I_d^{ref} - I_d \tag{11}$$

$$e_{Iq} = I_q^{ref} - I_q \tag{12}$$

Bu durumda hata dinamikleri de aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\dot{e}_{Id} = \frac{dI_d^{ref}}{dt} - \frac{dI_d}{dt} \tag{13}$$

$$\dot{e}_{Iq} = \frac{dI_q^{ref}}{dt} - \frac{dI_q}{dt} \tag{14}$$

(11) ve (12) içine (7) ve (8) in yerleştirilmesi ile aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$L_{rn}\dot{e}_{Id} = -V_{rd} + (L_{rn}\frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} + x_{rd}) \tag{15}$$

$$L_{rn}\dot{e}_{Iq} = -V_{rq} + (L_{rn}\frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} + x_{rq}) \tag{16}$$

(15) ve (16) da sağ tarafta rotor gerilimi dışındaki ifadeler bozulum olarak nitelendirilmiştir:

$$f_{rd} = L_{rn}\frac{dI_{rd}^{ref}}{dt} + x_{rd} \tag{17}$$

$$f_{rq} = L_{rn}\frac{dI_{rq}^{ref}}{dt} + x_{rq} \tag{18}$$

f_{rd} ve f_{rq} terimleri doğrusal olmayan terimlerdir ve çoğu zaman hesaplanmaları sürekli değişen parametreler yüzünden imkansıza yakındır ya da mantıklı bir çözüm yolu değildir. Buna bir alternatif olarak bu terimlere bozulum olarak bakılabilir ve bir DOB yoluyla bu terimler gözlemlenip, sistemin girdisine eklenerek dinamiklere etkileri ortadan kaldırılabilir. Bu terimlerin gözlenmesi için oluşturulan DOB aşağıdaki gibidir:

$$\hat{f}_{rd} = (V_{rd} + L_{rn}\dot{e}_{Id})\frac{g_1}{s+g_1} \tag{19}$$

$$\hat{f}_{rd} = (V_{rq} - L_{rn}\dot{e}_{Iq})\frac{g_2}{s+g_2} \tag{20}$$

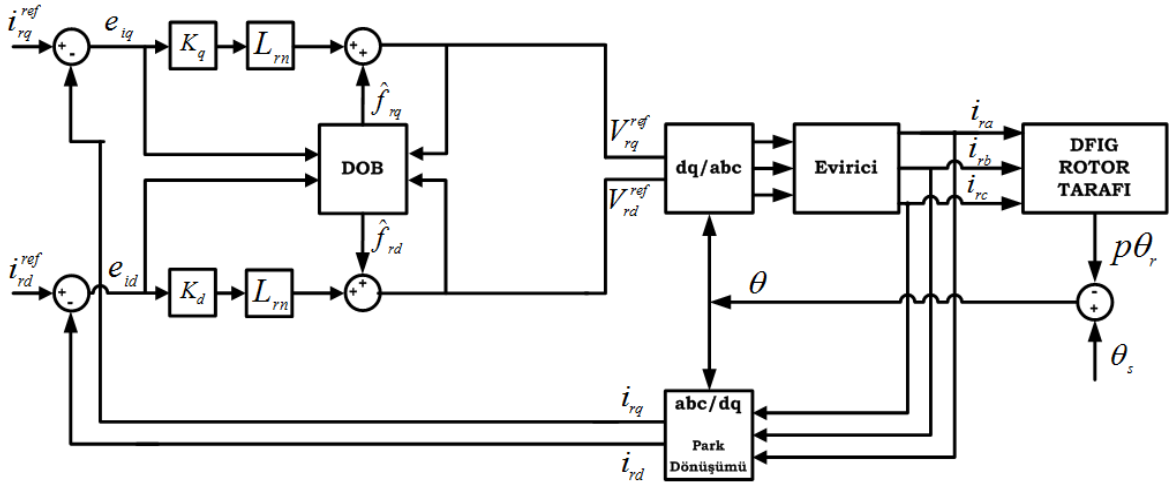
Yukarıdaki denklemlerin sol tarafındaki şapkalı f_{rd} ve f_{rq} terimleri DOB çıkışındaki gözlemlenen değerleri, g_1 ve g_2 değerleri de birinci derece alçak geçirgen filtrenin sınır frekanslarıdır.

Bozulumların, gözlemlenen değerlerinin sistemin girdisine doğrusal olarak eklenmesi yoluyla giderildikleri varsayıldığında sistemin hata dinamikleri aşağıdaki şekilde tekrardan kurulabilir:

$$\dot{e}_{Id} + K_d e_{Id} = 0 \tag{21}$$

$$\dot{e}_{Iq} + K_q e_{Iq} = 0 \tag{22}$$

K_d ve K_q burada pozitif tanımlıdırlar ve sistemin hata dinamiklerinin d-q bileşenlerinin yakınsama katsayılarını temsil ederler.



Şekil 2: Kontrolcünün işlevsel temsili

Kontrolcü son halinde aşağıdaki kontrol sinyallerini üretir:

$$V_{rd}^{ref} = L_{rn} K_d (e_{Id}) + \hat{f}_{rd} \quad (23)$$

$$V_{rq}^{ref} = L_{rn} K_q (e_{Iq}) + \hat{f}_{rq} \quad (24)$$

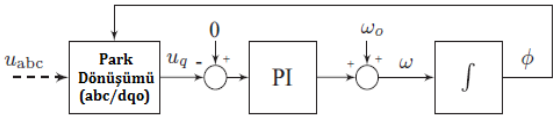
Rotor devresinin sahip olması istenilen gerilimler (23) ve (24) teki şekilde hesaplandıktan sonra bu gerilimler tekrardan *abc* tabanına ters Park ve ters Clarke dönüşümleri ile dönüştürülür ve sisteme elektriksel dönüştürücülerdeki transistorların kapılarına Dalga Genliği Modülasyonu (PWM) sinyallerinin dalga genliği şeklinde uygulanır.

Kontrolcünün işlevsel temsili Şekil 2'de gösterilmiştir.

4. Ters Park Dönüşümü Tabanlı PLL Algoritması

Şebeke bağlantılı DFIG sistemlerinin stator tarafları enerji üretimi sırasında şebekeye doğrudan bağlıdır. Fakat bu bağlantı sistem başlangıcında stator ve şebeke gerilimleri birbirinin eşi olmadığı için gerçekleştirilmiş durumda değildir. Eşleşme (Synchronization) sırasında DFIG kontrolcüleri sinüs karakterli şebeke geriliminin frekansını, fazını ve genliğini doğru ve hızlı ölçüp bu bilgilere göre stator gerilimini ayarlamak ile görevlidirler. Eşleşme tamamlandıktan sonra da sistemin şebeke gerilimi değişimlerinde ya da rotor hızı değişimlerinde karşılaşabileceği bozulmalara karşı kontrolcüler cevap verebilir olmalıdırlar. Şebeke geriliminin bu bilgilerini ya da gerekli olması halinde sistemdeki herhangi bir sinyalin bu bilgilerini ölçen, bozulmalara karşı gürbüz olan ve kontrolcüye bu bilgileri aktaran yapı Faz Kilitlemeli Çevrimdir (PLL). PLL yapıları hakkında detaylı bir karşılaştırma ve inceleme [12] de bulunabilir.

Standart üç fazlı PLL yapıları, Park dönüşümünden elde edilen dönen senkron referans düzleminin (*dq* düzlemi) frekansının basit bir PI kontrolcünün *q* bileşenini sıfıra yakınsaması yardımıyla Şekil 3'deki gibi ölçülmesine ve



Şekil 3: Standart üç fazlı PLL yapısı

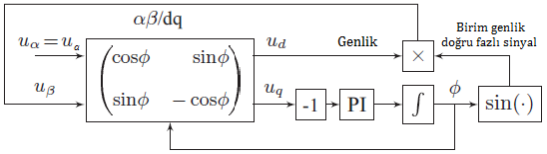
sonrasında bu frekansın integralinin alınarak fazın bulunmasına bağlıdır. Bu yapı sinyal genliği bilgisine sahip olmadığı için yavaştır ve gerilim bozulmalarına karşı gürbüz değildir. Bu bildirinin deneysel sonuçlar bölümünde standart PLL yapılarının performansı incelenmiş ve yeni PLL yapısının performansı ile karşılaştırılmıştır. Bu bildiride sunulan PLL yapısının işlevsel çizimi Şekil 4'te gösterilmiştir.

Bu PLL yapısı, *abc* tabanındaki gerilimleri önce Clarke dönüşümü ile *αβγ* tabanına aktarır. Normal şartlarda *α* sinyali *abc* tabanındaki *a* sinyaline eşdeğerdir ve *β* sinyali doğrudan *α* sinyaline π/2 rad'lık bir faz farkı uygulanarak elde edilir. Bu uygulama, kapalı döngüye bakıldığı zaman aslında tek bir sinyalin (*abc* tabanındaki *a* sinyali) fazına bağlı olarak ölçüm alındığını ve sinyal genliğine dair hiçbir bilginin kapalı devrede kullanılmadığını gösterir. Genlik bilgisinin olmaması da kapalı döngü sisteminin bazı durumlarda doğru cevabı vermesini oldukça yavaşlatabilir ve dolayısıyla sistem gerilim bozulumlarına karşı zayıf bir durumda olur.

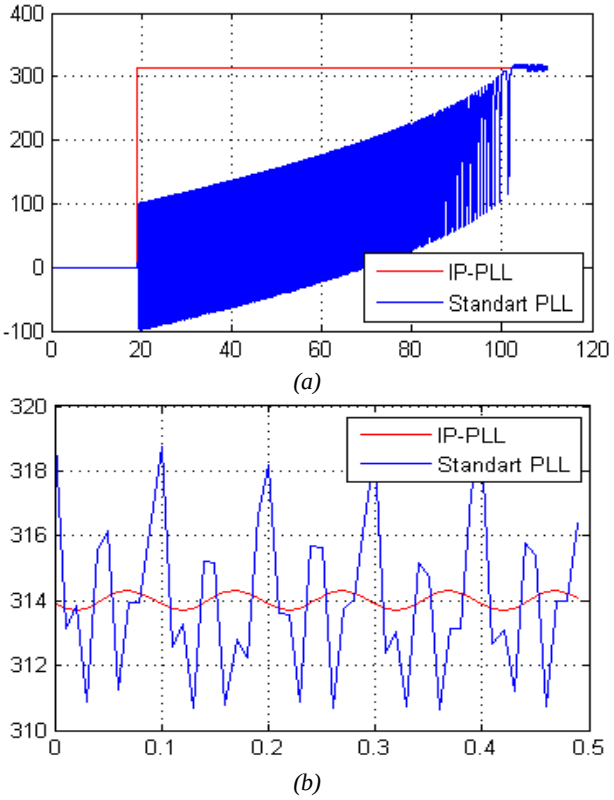
β sinyalinin *α* sinyalinden üretilmesi yerine Park dönüşümünün *d* bileşeni (genlik bilgisi için) ve PLL'in çıkışındaki faz bilgisi kullanılarak üretilmesi sistemin cevabını oldukça hızlandırmaktadır ve iyileştirmektedir. Yeni PLL yapısında ters Park dönüşümü kullanılarak *β* sinyalinin elde ediliyor olmasından dolayı ters Park dönüşümlü PLL ismi verilebilir (IP-PLL). IP-PLL ile yapılan deney sonuçları ve standart PLL ile karşılaştırılması Şekil 5'te sunulmuştur:

5. Deney Kurulumu ve Sonuçları

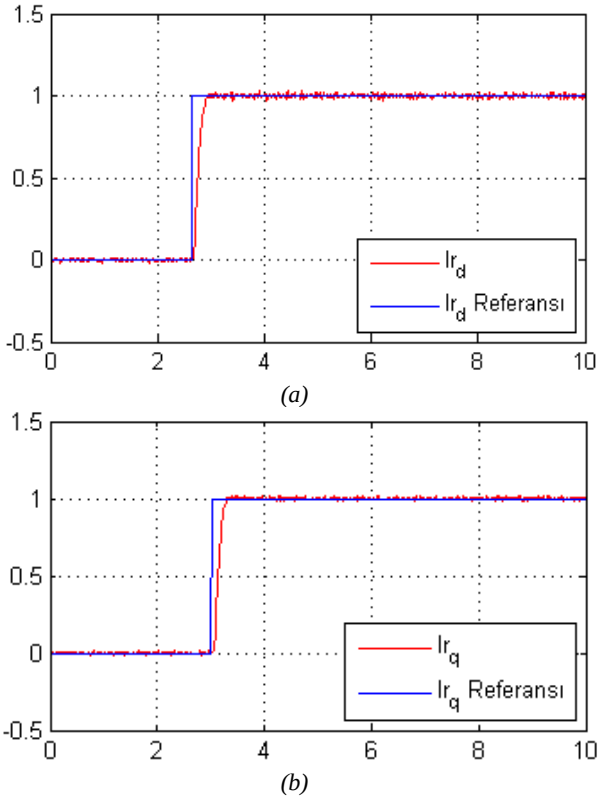
Deney kurulumu temelde Şekil 1'de gösterildiği gibi olmakla beraber bazı detaylar şu şekildedir; dijital mikrodenetleyici olarak, C programa dili ve temel mikrodenetleyici bilgisi kullanılarak farklı kontrol uygulamalarına uyarlanabilen Texas Instruments TMS320F28335 kullanılmıştır. Bu sayede uygulanan kontrol



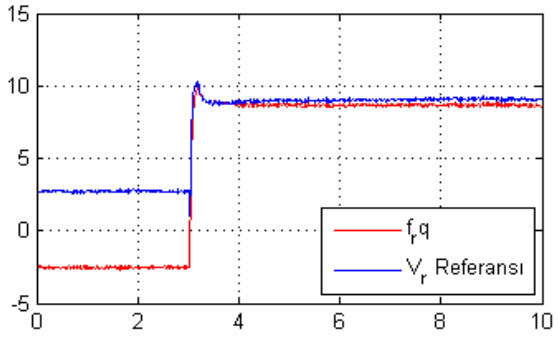
Şekil 4: Genlik Ölçümlü PLL yapısı



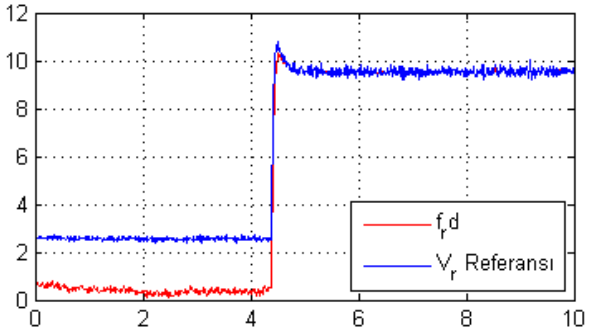
Şekil 5: (a) çabuk cevap, (b) durağan cevap



Şekil 6: (a) Rotor Akımı *d*-bileşeni birim basamak cevabı, (b) Rotor Akımı *q*-bileşeni birim basamak cevabı



Şekil 7: Rotor akımı q-bileşeni birim basamak cevabı sırasında DOB q-bileşeni ve toplam rotor voltaj referansı



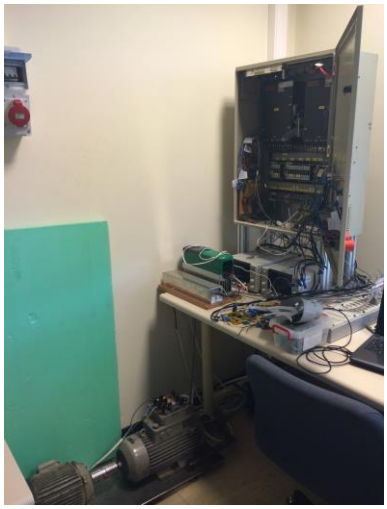
Şekil 8: Rotor akımı d-bileşeni birim basamak cevabı sırasında DOB d-bileşeni ve toplam rotor voltaj referansı

yapısı esasında çok rahatlıkla başka bir dijital denetleyici ortamına aktarılabilir haldedir ve dolayısıyla DFIG sistemlerinin kontrolüne genel bir çerçeve kazandırılma yolunda önemli bir adım atılmıştır. Proje kapsamında 3-fazlı evirici olarak Semikron firmasının IGBT topolojileri üzerine kurulan özel yapım bir 3-fazlı evirici kullanılmıştır. Gerilim ve akım değerlerinin ölçülmesi için LEM firmasına ait sensörler kullanılmış ve rotor akımı, stator akımı, şebeke gerilimi ve stator gerilimi sinyallerinin F28335'in analog dijital çeviricilerine aktarılabilmesi için proje ekibi tarafından koşullandırma (kaydırıcı, paylaştırıcı) devreleri üretilmiştir. Kurulumun bir fotoğrafı Şekil 9'da gösterilmiştir. DFIG rotoruna normal şartlarda mekanik olarak bağlı olan rüzgar türbininin yerine deney kurulumunda bir Sincap Kafesli İndüksiyon Motoru (SCIM) ve bu motoru sürmek için de piyasadan alınan bir motor sürücüsü kullanılmıştır.

Geliştirilen rotor akım döngüsü kontrolcüsünün performansının denenmesi için rotor akımının *d* ve *q* bileşenleri için ayrı ayrı 1 Amperlik birim basamak akım referansı uygulanmış ve cevaplar kaydedilmiştir. Basit bir oransal kontrolcü olan bu bildirideki kontrolcünün bu grafiklerde görülen performansı sergileyebilmesini sağlayan DOB gözlemcinin *d* ve *q* bileşenlerin kontrolü uygulanırken aldığı değerleri de Şekil 7 ve 8'de sunulmuştur.

Şekillerde de görüldüğü gibi DOB gözlemcinin çıkışındaki değerler referans akım değeri kontrolcüye verildikten çok kısa bir süre sonra hem *d*-bileşen hem de *q*-bileşen kontrolünde rotor referans gerilimine yakınsamaktadır.

Bu etkinin nedeni (23) ve (24) denklemlerine göz atılarak anlaşılabilir. Doğrusal kontrolcünün hatayı sıfıra yakınsama



Şekil 9: Deney kurulumunun fotoğrafı

görevini (21) ve (22) denklemlerinde gerçekleştirmesi ile birlikte (23) ve (24) denklemlerinde rotor referans gerilimi DOB gözlemcinin ürettiği gözlemlenen f_{rd}, f_{rq} gerilimlerine eşitlenir. Referans gerilimine bu şekilde bu gözlemlenen gerilimlerin iletilmesi ile kontrolcü doğrusal olmayan terimleri dinamiklerden çıkarmış ve hatayı sıfıra yakınsamış olur. Şekil 7 ve 8'de gözlemcinin *d* ve *q* bileşenlerinin rotor referans gerilimine yakınsanmasından da DOB gözlemcinin görevini yerine getirdiği anlaşılmaktadır.

6. Sonuç ve Projenin Devamında Yapılacaklar

DFIG jeneratörleri değişik rüzgar hızlarında çalışabilen jeneratörlerin arasında en yaygın kullanılanlardan biridir. Şebeke bağlantılı DFIG tabanlı rüzgar enerji sistemlerinin kontrolcülerinin karşılaştıkları zorlukların başında hız ve makine parametreleri değişimlerinden ve şebeke kararsızlıklarından kaynaklanan bozulmalar gelir. Bu bozulmalara karşı gürbüz olan bir kontrolcü tasarlanması DFIG sistemlerinin doğru çalışması için şarttır. Bu bildiride öne sürülen DOB gözlemci ve kontrolcü yapısı bahsedilen doğrusal olmayan bozulmaların üstesinden gelmek için tasarlanmıştır ve 1.1 kW'lık bir DFIG deney kurulumu üzerinde bunu başarabildiğini doğrulamıştır.

Projenin devamında yapılacak işlerin başında GSC kontrolcüsünün tasarlanması ve bu bildiride sunulan yeni IP-PLL yapısını kullanarak DFIG sisteminin şebeke bağlantısının gerçekleştirilmesi vardır. Bunun gerçekleştirilmesinden sonra sisteme bir Azami Güç Noktası Takibi (MPPT) algoritmasının uygulanması ve DC bara kısmından yapılacak fiziksel bağlantılar yoluyla aynı MPPT algoritmasının koştuğu ve kontrol ettiği bir güneş enerjisi sisteminin de sisteme katılması planlar arasındadır.

Teşekkür

Yazarlar Yousef Jameel Burs Fonu'na, TÜBİTAK BİDEB 2215'e, TÜBİTAK proje numarası 111M359'e, TÜBİTAK proje numarası 110M425'e kısmi finansal yardımlarından dolayı teşekkür eder. Yazarlar "KONČAR – Electrical Engineering Institute Inc." enstitüsüne projenin değişik test ve doğrulama kısımlarında kullanılan yazılım araçları GRAP, ZZT ve RTOS'u sağladığı için teşekkür eder.

Kaynakça

[1] Pena, R.; Clare, J.C.; Asher, G.M.; , "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," Electric Power Applications, IEE Proceedings- , vol.143, no.3, sf.231-241, Mayıs 1996

[2] Tapia, A.; Tapia, G.; Ostolaza, J.X.; Saenz, J.R., "Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.18, no.2, sf.194,204, Haziran 2003

[3] Dawei Zhi; Lie Xu; , "Direct Power Control of DFIG With Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.22, no.1, sf.110-118, Mart 2007

[4] Lie Xu; Cartwright, P.; , "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.21, no.3, sf.750-758, Eylül. 2006

[5] Kayikci, M.; Milanovic, J.V.; , "Reactive Power Control Strategies for DFIG-Based Plants," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.22, no.2, sf.389-396, Haziran 2007

[6] Rathi, M.R.; Mohan, N.; , "A novel robust low voltage and fault ride through for wind turbine application operating in weak grids," Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, vol., no., sf. 6 sf., 6-10 Kasım. 2005

[7] Sun, Tao; Chen, Zhe; Blaabjerg, Frede;, "Transient stability of DFIG wind turbines at an external short-circuit fault", Wind Energ. 2005; 8:345360

[8] Morren, J.; de Haan, S.W.H.; , "Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.20, no.2, sf. 435- 441, Haziran 2005

[9] Ekanayake, J.B.; Holdsworth, L.; XueGuang Wu; Jenkins, N.; , "Dynamic modeling of doubly fed induction generator wind turbines," Power Systems, IEEE Transactions on , vol.18, no.2, sf. 803- 809, Mayıs 2003

[10] Gomez, S.A.; Amenedo, J.L.R.; , "Grid synchronisation of doubly fed induction generators using direct torque control," IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the] , vol.4, no., sf. 3338- 3343 vol.4, 5-8 Kasım. 2002

[11] Wong, K. C.; Ho, S. L.; Cheng, K. W. E.; "Direct Voltage Control for Grid Synchronization of Doubly-fed Induction Generators", Electric Power Components and Systems Volume 36, Issue 9, 2008

[12] Karimi-Ghartemani, M. "A Unifying Approach to Single-Phase Synchronous Reference Frame PLLs", Dept. Of Electr. & Computer Eng. Mississipi State University, IEE E Transactions, vol. 28, is: 10, sf.4550-4556, Ekim 2013.

[13] Jia-bing HU, Yi-kang HE, Hong-sheng WANG, "Adaptive rotor current control for wind-turbine driven DFIG using resonant controllers in a rotor rotating reference frame", J Zhejiang Univ Sci A 2008 9(2):149-155

[14] Hu Jia-bing; He Yi-kang; Zhu Jian Guo, "The Internal Model Current Control for Wind Turbine Driven Doubly-Fed Induction Generator," Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE , vol.1, no., sf.209,215, 8-12 Ekim. 2006

[15] Hongsheng Wang; Wei Zhang; Jiabing Hu; Yikang He, "Design and optimization of proportional resonant controller for rotor current of a wind turbine driven DFIG," Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on , vol., no., sf.2502,2506, 17-20 Ekim. 2008

[16] Hongsheng Wang; Wei Zhang; Jiabing Hu; Yikang He, "Improved dual-PI rotor current control scheme for a wind-driven DFIG during asymmetrical grid voltage dips," Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International , vol., no., sf.171,176, 3-6 Mayıs 2009

[17] Lingling Fan; Kavasseri, R.; Haiping Yin; Chanxia Zhu; Minqiang Hu, "Control of DFIG for rotor current harmonics elimination," Power Energy Society General Meeting, 2009. PES '09. IEEE , vol., no., sf.1,7, 26-30 Temmuz 2009

A4 – Mekatronik Sistemler ve Kontrolü I

11 Eylül 2014 Perşembe – 1. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Şeniz ERTUĞRUL (İTÜ)

İnsansı Robot Kolu Tasarımı ve Yörünge Kontrolü (Bildiri No : 20)

Musa Özgün GÜLEÇ (İTÜ)
Şeniz ERTUĞRUL (İTÜ)

Tasarlanan Düzlemsel Paralel Esnek Bağlantılı Mekanizmanın Kayan Kipli Kontrolü (Bildiri No : 129)

Merve ACER (İTÜ)
Asif ŞABANOVİÇ (Sabancı Üniversitesi)

Servis Amaçlı Robotlarda Modüler ve Esnek Boyun Mekanizması Tasarımı ve Kontrolü (Bildiri No : 134)

Neşe TOPUZ (İTÜ)
Hüseyin Burak KURT (İTÜ)
Pınar BOYRAZ (İTÜ)
Cihat Bora YİĞİT (İTÜ)

Prototip Bir Ornithopterin Modellenmesi, Denetimi ve Benzetimi (Bildiri No : 189)

Ahmet Eren DEMİREL (Sabancı Üniversitesi)
Mustafa ÜNEL (Sabancı Üniversitesi)

Slegs Robot İçin Yeni Bir Bacak Prototipi ve Denetimi (Bildiri No : 236)

Servet SOYGÜDER (Fırat Üniversitesi)
Sertaç Emre KARA (Fırat Üniversitesi)
Ulaş KARABULUT (Fırat Üniversitesi)

İnsansı Robot Kolu Tasarımı ve Yörünge Kontrolü

Musa Özgün GÜLEÇ[1], Şeniz ERTUĞRUL[2]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ozgun_gulec@yahoo.com

[2]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
seniz@itu.edu.tr

Özetçe

Sürekli gelişmekte olan robot teknolojisi, ülkemizde de bu alandaki çalışmaları hızlandırmıştır. İstanbul Teknik Üniversitesi, Makina Fakültesi tarafından yürütülen insansı robot projesi de bu çalışmalara bir örnektir. Bu bildiride insansı robot projesine ait kol ön tasarımı ve yörünge kontrolüne ait çalışmalar anlatılmaktadır. İlk olarak SolidWorks® programı ile robot kolunun ön tasarımı yapılmıştır. Daha sonra ise MATLAB® ortamında robot kolunun ileri kinematik ve ters kinematik çözümleri analitik olarak hesaplanmıştır. Benzetimlerde trapez ve kübik hız profiline ait 2 ayrı yörünge planlanması kullanılmıştır. Daha sonra ise hareket sırasında gereken yaklaşımlı tork değeri hesaplanmış ve MATLAB® Simulink® ortamında PD kontrol modeli oluşturulmuştur. Böylece, benzetimler sonucu elde edilmiş gerekli tork miktarlarını, tasarımda seçilen motor ve dişli mekanizmalarının karşılayıp karşılayamadıkları belirlenmiştir.

1. Giriş

İlk başlarda sadece araştırma ve geliştirme konusu olan robot teknolojisi, günümüzde gelişen teknoloji ve ihtiyaçlar doğrultusunda sanayinin bir parçası olmuş ve gelişimi daha fazla ivme kazanmıştır. Robot teknolojisinin de bir parçası olan insansı robotlar ise sadece hareken eden, dans eden bir sosyal robottan çıkmış, sanayide çalışabilen işçi robot veya askeri amaçlı kullanılabilen bir insansı robot halini almaya başlamıştır. Günümüzdeki insansı robot çalışmaları incelenirse, karşımıza ilk çıkan model ASIMO olacaktır. Sosyal bir robot olan ASIMO 1986 yılından bu yana bir Japon firması olan Honda tarafından sürekli geliştirilmektedir. En son 11. tasarımlarını sundukları ASIMO 'nun boyu 130 cm, ağırlığı 48 kg 'dır. İşçi robot olarak sınıflandırılan robotlara bakıldığında ise ATLAS, Rollin' Justin ve son olarak SHAFT isimli insansı robotlar dikkat çekmektedir. Özellikle SCHAFT uygulayabildiği tork değerleri ve özel tasarım motorları ile büyük bir fark yaratmayı başarmıştır. 20 Aralık 2013 tarihinde düzenlenen Darpa Rescue Challenge yarışmasında birincilik kazanmış olan bu robot 1480 mm yüksekliğinde ve 95 kg ağırlığındadır. Bu çalışma kapsamında ise bir insansı robotta kullanılmak üzere SolidWorks® programı ile yapılan robot kolu tasarımı, sonrasında ise robot kolunun ileri kinematik ve ters kinematik çözümünden bahsedilmektedir. Ters kinematik geometrik yaklaşım yoluyla analitik olarak hesaplanmıştır. Daha sonra mekanik tasarım SimMechanics™ kullanılarak MATLAB® Simulink® ortamına aktarılmıştır. Böylece tasarımın bütün dinamik ve geometrik özellikleri MATLAB® ortamında elde edilmiştir. Yaklaşık hesaplanmış tork değerleri kullanılarak PD kontrolü uygulanmış ve yük altında farklı yörüngeler için ve farklı hareketler üzerinde benzetimler yapılmıştır.

2. İnsansı Robot Kolu Tasarımı

İnsansı robot kolu tasarımındaki en önemli kriter robotun kendi ağırlığı ile beraber öngörülen bir ağırlığı kaldırabilmesi ve bu işlemi istenen bir ivmede yapabilmesidir. Bu sebeple, motorların uygulayabilecekleri torklar ile kol ağırlığı orantısının (tork / kg) maksimum yapmak, tasarımdaki en önemli hedeftir.

Bu doğrultuda 6 serbestlik derecesi olması istenen robot kolunun tasarımı yapılırken yüksek çevrim oranlarını hem çok küçük ağırlıklarda hem de boşluksuz olarak temin edebilen Harmonic Drive® dişli mekanizmaları tercih edilmiştir. Bunun yanı sıra mümkün mertebe boyutları küçük olan ve ağırlığına göre yüksek tork üretebilen motorlar araştırılmıştır.[1][2] Aynı zamanda dişli mekanizmasının zarar görmemesi için motorların maksimum tork değerlerinin dişli mekanizmalarının dayanabileceği maksimum tork değerlerinden küçük olması istenmiştir[8][9] . Eyleyici olarak kullanılan motorların üzerindeki artırımsal kodlayıcılar ise konum ve hızın belirlenmesinde kullanılacaktır. Seçilen eyleyici özelliklerine göre kolun son konumunda oluşabilecek en fazla hata miktarı 0.017 mm olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, son eklemde oluşan kuvvet ve tork değerlerini belirlemek için kuvvet / tork algılayıcısı kullanılmıştır. İnsansı robot kolunun toplam boyu 605.31 mm, bileğe kadar olan toplam uzunluk 439 mm ve omuz çıkıntısı 75,5 mm olmuştur. Bu ölçüler de insansı olması açısından uygun olan ölçüler aralığındadır. Eklemlerin ağırlık merkezleri hep aynı eksende kesiştirilmiş ve merkezde toplanması sağlanmıştır. Bu sayede motorların uygulaması gereken tork miktarlarının düşmesi hedeflenmiştir. Ayrıca dişli mekanizmalarının çıkışlarına ikişer adet rulman

yerleştirilmiş, böylece Harmonic Drive® dişli mekanizmalarına gelebilecek eksenel yük engellenmiştir. Toplam ağırlığı uç eyleyici kısmı hariç yaklaşık 7,2 kg olan robot kolunun görünümü Şekil 1' deki gibidir[8].



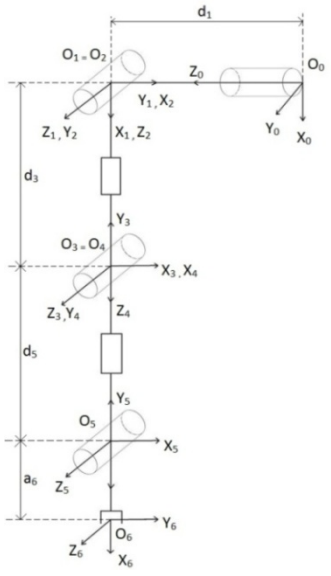
Şekil 1: İnsansı robot kolu tasarımı[9].

3. İleri Kinematik ve Ters Kinematik Çözümü

Robot kolun mekanik tasarımı yapıldıktan sonra yörünge planlama ve kontrol sırasında istenilen konum ve yönelimi sağlamak için eklemlerin açısal konum, hız ve ivmelerinin hesaplanması gerekmektedir. İnsansı robot kolu için ileri ve ters kinematik çözümü aşağıda verilmiştir.

3.1. İleri Kinematik Çözümü

Robot kolunun ileri kinematik çözümünü bulmak için Denavit-Hartenberg (DH) parametreleri kullanılmıştır ve tüm çözüm DH kıstaslarına göre ayarlanmıştır. Şekil 2, DH parametrelerine göre bütün motor merkezlerini ve koordinat düzlemlerini ifade etmektedir. Tablo 1 tasarımın DH parametrelerini göstermektedir.



Şekil 2: DH kıstasına göre oluşan koordinatlar.[3][8]

Tablo 1: Robot kolu DH parametreleri[3][8].

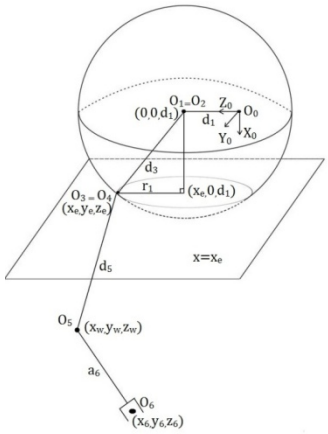
Eklem(i)	a_i(mm)	α_i (º)	d_i(mm)	θ_i(º)	Aralık (º)
1	0	-90	75,5	θ_1^*	-180...+180
2	0	90	0	θ_2^*+90	-15...+195
3	0	-90	225	θ_3^*	-180...+180
4	0	90	0	θ_4^*	-115...+115
5	0	-90	214	θ_5^*	-180...+180
6	166,31	0	0	θ_6^*-90	-115...+115

3.2. Ters Kinematik Çözümü

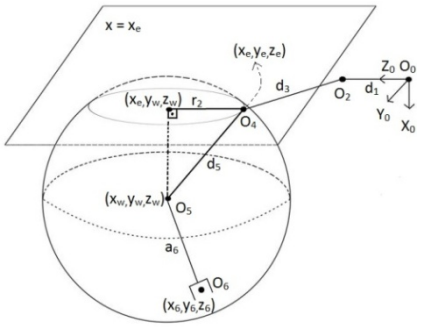
Yörünge planlaması kısmına geçmeden önce çözümlenmesi gereken ters kinematik problemi bize, istenilen uç nokta konum ve yönelimine karşılık gelen eklem açısal dönme miktarlarını bulmamızı sağlamaktadır.

Ters kinematik çözüm için geometrik bir yaklaşım ile çözüm yoluna gidilmeye çalışılmıştır. İlk olarak, robot uç noktasının istenilen konumuna bakılarak çözüme başlanmış ve istenilen son konuma gelebilmek için dirsek kısmının yani dördüncü merkezimizin x ekseni üzerinde hangi aralıkta olması gerektiği saptanmıştır. Bir başka deyişle, son noktaya varmak için dirseğimizin hangi x değerlerinde olması gerektiği bulunmuştur.

Şekil 3 incelendiği zaman, $('x_e, y_e, z_e')$ noktası olarak adlandırdığımız dirseğin bulunduğu konumun veya O_4 merkezinin, O_2 merkezi etrafında d_3 mesafesi kadar yarıçaplı bir kürenin yüzeyinde kalmak zorunda olduğu görülmektedir. Uç konumunun istenilen yönelimi ve konumu$('x_6, y_6, z_6')$ bilindiği takdirde ise O_5 konumunu ifade eden $('x_w, y_w, z_w')$ değerleri belirlenebilmektedir. Bunun için ilk önce son konum yönelimi Euler açı formasyonunda ZYZ dönüşümü kullanılarak bulunur. Aynı zamanda Şekil 3, d_3 yarıçaplı küreyi herhangi bir $x = x_e$ mesafesinde kestiğimiz ve O_4 merkezini aynı x değerinde tutmak istediğimiz zaman, dirsek konumunun o x değerini korumak için r_1 yarıçaplı bir çember üzerinde kalmak zorunda olduğunu göstermektedir. Şekil 4 ise O_4 merkezinin aynı zamanda konumunu $('x_w, y_w, z_w')$ olarak adlandırdığımız O_5 merkezi etrafında d_5 mesafesi kadar yarıçaplı bir kürenin yüzeyinde kalmak zorunda olduğunu göstermektedir. Aynı zamanda Şekil 4 aynı $x = x_e$ mesafesinde alt kısımda oluşan küreyi kestiğimiz ve O_4 merkezini aynı x değerinde tutmak istediğimiz zaman, dirsek konumunun o x değerini korumak için r_2 yarıçaplı bir diğer çember üzerinde kalmak zorunda olduğunu göstermektedir. Artık elimizde yarıçaplarını herhangi bir $x = x_e$ noktası için yarıçaplarını bildiğimiz 2 tane çember bulunmaktadır. Bu 2 çemberin kesişim noktaları ise dirsek bölgemizin y ve z eksenlerinin koordinatlarını belirlememize yarayacaktır. Bunun için ise denklem 3 ve 4 'deki r_1 ve r_2 yarıçaplı iki çemberin denklemleri birbirine eşitlenmiştir.[4] Eğer denklem 3 ve 4 beraber çözülürlerse, y_e ve z_e koordinatlarının çözümü denklem 5 ve 6' daki gibi bulunur. Bu ifadeleri tanımsız yapan bilek konumları için ayrıca çözümleme yapılmıştır.[4]



Şekil 3: O_4 noktasının O_2 'ye göre hareketi[8].



Şekil 4: O_4 noktasının O_5 'e göre hareketi[8].

$$r_1 = \sqrt{d_3^2 - x_e^2} \tag{1}$$

$$r_2 = \sqrt{d_5^2 - (x_w - x_e)^2} \tag{2}$$

$$r_1^2 = y_e^2 + (z_e - d_1)^2 \tag{3}$$

$$r_2^2 = (z_w - z_e)^2 + (y_w - y_e)^2 \tag{4}$$

$$z_{e\,1,2} = \frac{2*(A*B+d_1) \mp \sqrt{4*A^2*B^2 + 4*d_1^2 + 8*A*B*d_1 - 4*(B^2+1)*(A^2+d_1^2-r_1^2)}}{2*(B^2+1)} \tag{5}$$

$$y_{e\,1,2} = A - B * z_{e\,1,2} \tag{6}$$

$$A = \frac{(y_w^e + r_1^2 + z_w^2 - r_2^2 - d_1^2)}{2 * y_w} \tag{7}$$

$$B = \frac{(z_w - d_1)}{y_w} \tag{8}$$

Şekil 3.2 'de görüldüğü gibi, x_e değeri $-d_3$ ile d_3 aralığında bir değer alabilmektedir. Bir for döngüsü içerisinde son konumu sağlayabilen bütün x_e değerleri ve buna bağlı olarak y_e ve z_e değerleri bulunmuş olur. Fakat son konumu sağlayabilen bütün olası dirsek koordinatları istenilen son konum yönelimini sağlayamamaktadır. Bu sebeple, bunların arasından istenilen yönelimi sağlayan $('x_e, y_e, z_e')$ koordinatları belirlenir. Bunun bulunması için ise 4. merkezin rotasyon matrisinin belirlenmesi gerekir. Aşağıdaki denklemler ise 4. merkeze kadar olan geçiş matrisinin bulunuşunu açıklamaktadır.

$$T_4 = \begin{matrix} \overrightarrow{X_4} & \overrightarrow{Y_4} & \overrightarrow{Z_4}\vec{E} \\ 0 & 0 & 0\ 1 \end{matrix} \tag{9}$$

$$\vec{E} = [x_e; y_e; z_e] \tag{10}$$

$\overrightarrow{Z_4}$ vektörü O_4 merkezinden O_5 merkezine doğru uzanan bir vektör olduğuna göre, aşağıdaki formda yazılabilir.

$$\overrightarrow{Z_4} = \frac{(\vec{W} - \vec{E})}{\|\vec{W} - \vec{E}\|} \tag{11}$$

$$\vec{W} = [x_w; y_w; z_w] \tag{12}$$

Eğer O_2 konumunu ifade eden $\overrightarrow{R_s}$ vektörünü ve O_4 merkezinden O_2 merkezine doğru olan $\overrightarrow{R_0}$ adını verdiğimiz vektörü yazmamız gerekirse aşağıdaki gibi olacaktır.

$$\overrightarrow{R_s} = [0; 0; d_1] \tag{13}$$

$$\overrightarrow{R_0} = \frac{(\overrightarrow{R_s} - \vec{E})}{\|\overrightarrow{R_s} - \vec{E}\|} \tag{14}$$

Son olarak $\overrightarrow{Y_4}$ ve $\overrightarrow{X_4}$ vektörleri denklem 15 ve 16 ' daki ifadeler ile bulunabilinir.

$$\overrightarrow{Y_4} = \overrightarrow{R_0}\, x\, \overrightarrow{Z_4} \tag{15}$$

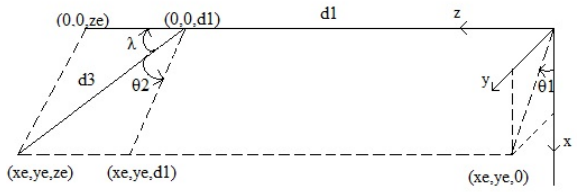
$$\overrightarrow{X_4} = \overrightarrow{Y_4}\, x\, \overrightarrow{Z_4} \tag{16}$$

.

Şekil 2'de görüldüğü gibi, $\overrightarrow{Z_6}$ vektörü hangi doğrultuda olursa olsun $\overrightarrow{Y_4}$ vektörü ile aynı doğrultuda olmak zorundadır. $\overrightarrow{Z_6}$ vektörü aynı zamanda Euler formasyonu tarafından bulunmuş son eklem rotasyon matrisinin 3. sütununun ilk üç değeridir ve değerleri bilinmektedir. Sonuç olarak, olası $('x_e, y_e, z_e')$ dirsek konumlarına göre bulunan olası $\overrightarrow{Y_4}$ vektörleri arasından, $\overrightarrow{Z_6}$ vektörüne belirli bir hata miktarından daha küçük bir değerle yaklaşan sonuçlar, bizim ters kinematik çözümünde kullanacağımız 4. ekleme kadar olan geçiş matrisini oluşturacaklardır.

$$\overrightarrow{Y_4} = \overrightarrow{R_0}\, x\, \overrightarrow{Z_4} \cong [R(1,3); R(2,3); R(3,3)] \tag{17}$$

İstenilen uç konum ve yönelimini sağlayan ($'x_e, y_e, z_e'$) konumuna göre 4. ekleme kadar olan geçiş matrisi belirlendikten sonra 3. ve 5. ekleme kadar olan geçiş matrisleri de aynı yöntemle belirlenebilir. . İlk olarak θ_1 ve θ_2 değerlerini geometrik yaklaşım ile Şekil 5 'de görüldüğü şekilde bulabiliriz.



Şekil 5: θ_1 ve θ_2 açılarının geometrik gösterimi[8].

$$\theta_1 = atan\left(\frac{y_e}{x_e}\right) = atan\left(\frac{T_4(2,4)}{T_4(1,4)}\right) \quad (18)$$

$$\theta_2 = \text{atan}\left(\frac{\sqrt{x_e^2 + y_e^2}}{z_e - d_1}\right) - \frac{\pi}{2} \quad (19)$$

θ_1 ve θ_2 açı değerleri bulunduğuna göre artık θ_3,θ_4,θ_5 ve θ_6 değerleri geçiş matrisleri kullanılarak aşağıdaki gibi sırasıyla bulunabilinir.

$$L = A_1^{-1} * T_3 = A_2 * A_3 \quad (20)$$

$$\theta_3 = atan\left(\frac{L(1,3)}{L(3,3)}\right) \quad (21)$$

$$K = A_1^{-1} * T_4 = A_2 * A_3 * A_4 \quad (22)$$

$$\theta_4 = atan\left(\frac{K(3,3)}{K(1,3)}\right) \quad (23)$$

$$M = A_4^{-1} * A_3^{-1} * A_2^{-1} * A_1^{-1} * T_5 = A_5 \quad (24)$$

$$\theta_5 = atan\left(\frac{M(1,2)}{M(1,1)}\right) \quad (25)$$

$$S = A_5^{-1} * A_4^{-1} * A_3^{-1} * A_2^{-1} * A_1^{-1} * T = A_6 \quad (26)$$

$$\theta_6 = atan\left(\frac{S(1,1)}{S(1,2)}\right) \quad (27)$$

4. Yörünge Planlanması

Yörünge planlanması, ilk konumdan son konuma giderken robot eklem açılarının, açısal hızlarının ve açısal ivmelerinin zamana göre değişiminin belirlenmesidir. Bu işlem sonucu elde ettiğimiz anlık açısal konum, açısal hız ve açısal ivme değerleri benzetim sırasında referans değerler olarak kullanılacaktır. Bu çalışmada minimum hareket süresini garanti eden trapez ve sürekli ivme profili sağlayan kübik olmak üzere 2 farklı hız profili kullanılmıştır. Yörünge planlanırken Tablo 2'de verilen maksimum hız ve ivme değerleri kullanılmıştır.[5][6]

Tablo 2: Eklem maksimum hız ve ivmeleri[1][2][8].

Eklem(i)	Eklem 1	Eklem 2	Eklem 3	Eklem 4	Eklem 5	Eklem 6
Max. Eklem İvmesi (rad/s^2)	20,9	20,9	37,1	37,1	37,1	37,1
Max. Eklem Hızı (rad/s)	2,09	2,09	3,26	3,26	3,26	3,26
Max. Motor Hızı (RPM)	2590	2590	3740	3740	3740	3740

5. Yaklaşık Hesaplanmış Tork ile PD Kontrolü

Hareket süresince eklemlere uygulanması gereken tork değerlerini tespit etmek için kinetik enerji ile potansiyel enerji farkını ifade eden Euler - Lagrange denklemleri kullanılmıştır. Ötelemeden ve dönmeden dolayı oluşan kinetik enerji eşitliğinin yazılması için eklem doğrusal hızları ile eklem açısal hızları arasındaki ilişkiyi ifade eden Jacobian matrisi elde edilmiştir. Bu enerji eşitliğinden ise kısmi türevler aracılığı ile tork değerleri elde edilir.[3]

$$L = K - P \quad (28)$$

$$\tau = \frac{d}{dt} * \frac{\partial K}{\partial \dot{\theta}} - \frac{\partial L}{\partial \theta} \quad (29)$$

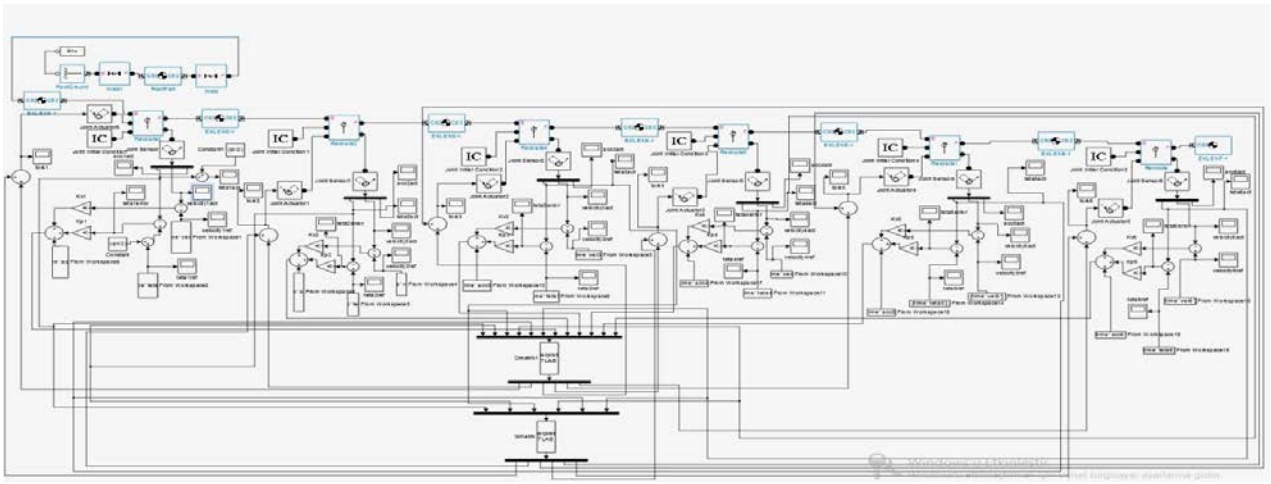
$$\tau = D(\theta)_{6x6} * \ddot{\theta}_{6x1} + C(\theta, \dot{\theta})_{6x6} * \dot{\theta}_{6x1} + g(\theta)_{6x1} \quad (30)$$

$$D(\theta)_{6x6} * \ddot{\theta}_{6x1} = \tau_{açısalivme} \quad (31)$$

$$C(\theta, \dot{\theta})_{6x6} * \dot{\theta}_{6x1} = \tau_{merkezcil} \quad (32)$$

$$g(\theta)_{6x1} = \tau_{yer\ çekimi} \quad (33)$$

Daha sonra kapalı çevrim kontrol sistemini oluşturmak üzere Simmechanics™ eklentisi kullanılarak sistemin Simulink® modeli elde edilmiştir. Simulink modeli Şekil 6 'daki gibidir. Modelin çalışma mantığı ise ilk olarak istenilen ilk ve son

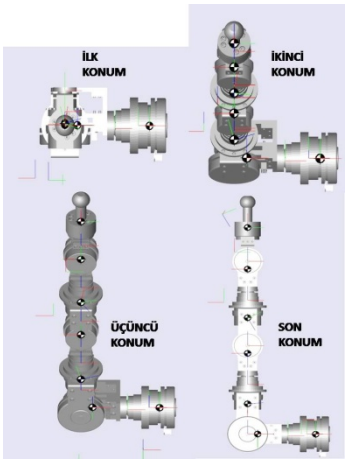


Şekil 6: Simulink Modeli[8]

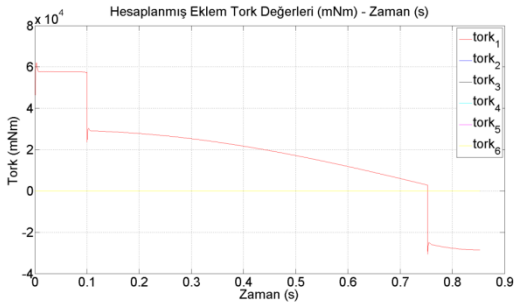
konum ve yönelim bilgisine göre ters kinematik çözümü yapılır. Tercihe göre kübik veya trapez hız profilleri kullanılarak yörünge planlanır ve referans konum, hız ve ivme değerleri elde edilmiş olur. Daha sonra model çalıştırılır ve eklemlere gerekli olan tork değerleri, yaklaşık olarak hesaplanarak uygulanır. Eklemlerin gerçek konum, hız ve ivme değerleri de ölçülür ve bu ölçülen gerçek değerler ile referans değerler arasındaki hata kazançlarla çarpılıp PD kontrolörünü beslerler. Kapalı çevrim sistem PD kontrolü, denklem 33[6]'deki ifade kullanılarak oluşturulmuş ve yaklaşık tork değerleri, referans açısal ivme değerleri, konum ve hız hatalarının kazançları kullanılarak hesaplanmıştır. Tork değeri hesaplanırken merkezcil ivme etkisi ihmal edilmiştir.[7]

$$\tau = D(\theta) * \left(\ddot{\theta}_{ref} + Kp * e + Kd * \dot{e}\right) + g(\theta) \qquad (34)$$

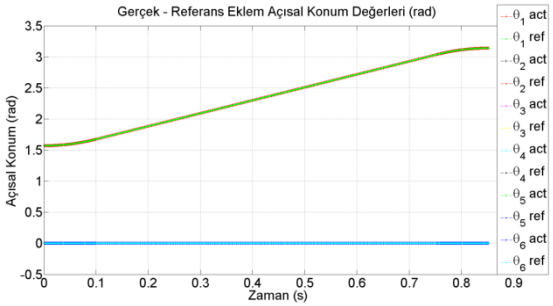
Sonuç olarak sadece 3 kg yük altında yapılmış olan benzetimin sonuçları verilecektir. Bu benzetim ilk motordan en fazla güç gerektirecek harekettir ve aynı zamanda trapez hız profili kullanıldığı için gereken tork miktarları daha fazla çıkacağı düşünülmüştür. Şekil 7'de görüldüğü gibi hareket kısaca ilk motorun kol yatay konumdayken 90 derece yukarı dönmesidir. Benzetim sonucu elde edilmiş grafikler Şekil 8 ile Şekil 13 arasında gösterilmiştir.



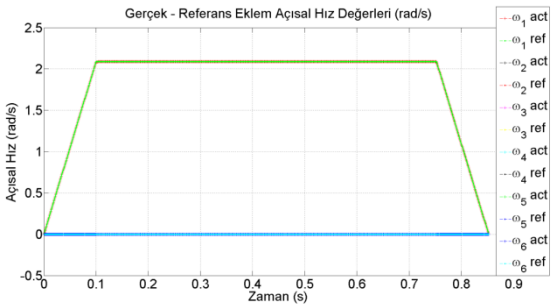
Şekil 7: Hareketin görünümü[8].



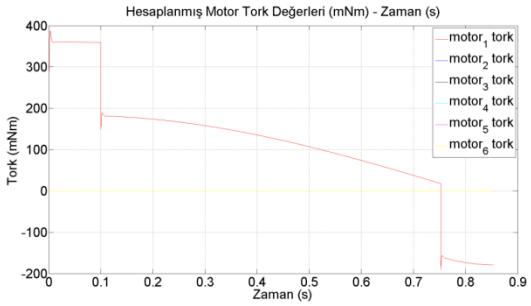
Şekil 8: Hesaplanmış eklem tork değerleri[8].



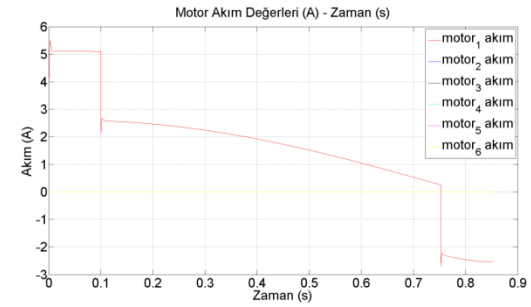
Şekil 9: Gerçek-referans eklem açısal konumları[8].



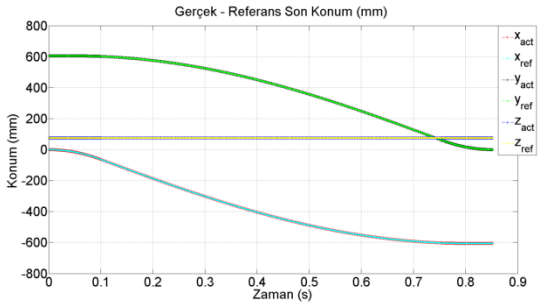
Şekil 10 : Gerçek - referans eklem açısal hızları[8].



Şekil 11: Hesaplanmış motor tork değerleri[8].



Şekil 12 : Motor akım değerleri[8].



Şekil 13 :Gerçek-referans uç konum koordinatları[8].

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, İTÜ Makina Fakültesi, Prof. Dr. Nimet Özdaş Sistem Dinamiği ve Kontrol Laboratuvarı kapsamında yürütülen insansı robot çalışmasının bir parçası olan insansı robot kolunun ön tasarımı ve yörünge kontrolü yapılmıştır. Sırasıyla insansı robot kolu mekanik tararımı, düz kinematik ve ters kinematik çözümleri, yörünge planlanması ve yaklaşık hesaplanmış tork ile PD kontrolü üzerinde çalışılmıştır.

Bu çalışmadaki asıl amaç, kol tasarımını yapmak ve tasarım sonucunda elde edilen insansı robot kolunun, dinamik ve kinematik çözümlerini elde etmektir. En yüksek tork değerlerini gözlemleyeceğimiz benzetimde de görüldüğü gibi hem motorların, hem de Harmonic Drive® dişli mekanizmalarının sınır tork değerlerine ulaşılmamıştır. Yapılan çalışma seçilen motorların ve dişli mekanizması gruplarının uygun olduğunu göstermektedir. Şekil 11 'de görüldüğü gibi en yüksek motor tork değeri ortalama 387,8 Nmm 'dir. Bu değer ise o eklemde bulunan motorun uygulayabileceği maksimum torkun ortalama %87 'si kadardır. Bu ise seçilen motorların daha büyük yük ile veya daha yüksek ivme değerinde de çalışabileceğini göstermektedir. Eklem torkları incelendiği zaman ise, Şekil 8 'de görüldüğü gibi eklemde oluşan maksimum tork değeri 62,1 Nm 'dir. O eklemde bulunan Harmonic Drive® dişli mekanizmasının dayanabildiği maksimum tork ise 92 Nm'dir. Dolayısıyla dişli mekanizması açısından da bir problem görülmemektedir[8].

Bütün bu kıyaslamalar sonucunda denilebilinir ki, tasarımı yapılan insansı robot kolu benzetimlerde yapılan denemelerden daha kötü şartlar ve tork değerleri altında da çalışabilir. Bir başka deyişle, ilave daha fazla yük ile veya daha yüksek tork değerleri ile çalışabilir. Robot kolu üzerinde devam edilen çalışmalarda bir el tasarımı yapılması gerekmektedir. Bundan sonra yapılması gereken çalışmalar ise mekanik tasarımın ve modelin detaylandırılması, kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve gerçek zamanda kontrolün uygulanmasıdır. Ayrıca, eğer 6 serbestlik dereceli robot kolunda oluşabilecek tekil çözümlerden kurtulmak istenirse, kolun serbestlik derecesi 7 olarak değiştirilebilinir. Bu fazlalık problemini ortaya koyacaktır fakat çalışma alanı içerisinde hareket kabiliyetini arttıracaktır.

Teşekkür

İstanbul Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından bu çalışmaya verilen destek için teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] <http://www.maxonmotor.com/maxon/view/catalog>, 2014.

[2] <http://harmonicdrive.de/en/download/cataloguebrochure/>, 2014.

[3] **Mark W. Spong, Seth Hutchinson, and M.Vidyasagar,** Robot Modeling and Control, First Edition, FOHN WILEY & SONS, INC.

[4] **T.asfour and R. Dillmann,** Human-like Motion of a Humanoid Robot Arm Based on a Closed-Form Solution of the Inverse Kinematics Problem, Indistrial Applications of Informatics and Microsystems (IAIM) Computer Science Department, University of Karlsruhe, Germany, Oct 27-21,2003.

[5] **W. Khalil and E. Dombre,** Modeling, Identification and Control of Robots.

[6] **Z.Y. Bayraktaroğlu**, MKM607E Experimental Robotics ders notları, İTÜ 2013.

[7] **F.L. Lewis, C.T. Abdallah,** D.M. Dawson, Control of Robot Manipulators.

[8] **Musa Özgün Güleç,** İnsansı Robot Kolu Tasarımı ve Yörünge Kontrolü, yüksek lisans tez çalışması, Mayıs 2014.

[9] **İlkay Meşeli**, İnsansı Robot Kolu Ön Tasarımı ve Analizi, yüksek lisans tez çalışması, Eylül 2013.

Tasarlanan Düzlemsel Paralel Esnek Bağlantılı Mekanizmanın Kayan Kipli Kontrolü

Merve Acer[1], *Asıf Şabanoviç*[2]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
acerm@itu.edu.tr
[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
asif@sabanciuniv.edu

Özetçe

Günümüzde mikro/nano teknolojileri geliştikçe bildiğimiz rijit mekanizmaların yerini esnekliği ayarlanabilir, yeniden yapılandırılabilir yüksek hassasiyetli konum kontrollerine elverişli esnek bağlantılı mekanizma tasarımları öne çıkmıştır. Bu mekanizmalar malzemelerin esnekliğinden yararlanarak yer değişim ve kuvvet transferlerini sürekli, kararlı ve mikron seviyede yapılmasını sağlamaktadır. Bu çalışmada da yeni bir düzlemsel paralel esnek bağlantılı mekanizma tasarlanıp konum kontrolü yapılmıştır. Esnek bağlantılı mekanizma tasarımında göz önünde bulundurulması gereken önemli noktalar sunulmuştur. Hassas konum kontrolü için kayan kipli bozan etken gözlemleyicisi ile kayan kipli konum kontrolü metoduyla hassas konum kontrolü metodu sunulmuş deney sonuçları açık çevrim kontrol ve bilinen PID kontrol yöntemleriyle karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak önerilen kontrol yöntemi ile mekanizmanın mikron seviyede kontrolü sağlanmıştır.

1. Giriş

Modern teknoloji gelişimi ile hücre manipülasyonu, cerrahi işlemler, mikro optik sistemler, uzay sistemleri, mikro işleme ve mikro montajlama gibi uygulamalarda mikron ve mikron altı konumlandırma platformlarının önemi artmıştır [1-2]. Bunun için yüksek hassasiyetli mekanizmaların tasarımında yeni tasarım ve kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulmuştur. Geleneksel rijit mekanizmalarda kullanılan mafsalların yeterince hassas olmaması, bu mafsalların bir zaman sonra eski performanslarını gösterememeleri, montajlama işlemlerinde yapılan hatalar, boyutlarının bazı mikro/nano uygulamalar için elverişli oranda küçültülememesi gibi nedenlerden dolayı gerekli mikron seviyede konumlandırma, hassaslık ve kararlılığı kolayca sağlayamamaktadır. Bundan dolayı hareket ve kuvvet transferleri için malzeme esnekliğinden yararlanan esnek bağlantı elemanları (flexure) tasarlanmıştır [3]. Esnek bağlantı elemanlı mekanizmaların (compliant mechanisms) avantajları şu şekilde sıralanabilir: yüksek kararlılıklı, sürtünmesiz ve sürekli hareket sağlamaları, simetrik olarak tasarlanırsa sıcaklık değişimlerine karşı dirençli, hafif, montajlama gereksinimi olmadan tek parça şeklinde işlenebilirlikleri, kolayca küçültülebilir olmaları ve yüksek hassasiyetteki geleneksel bağlantı elemanlarının kullanılmasından daha az maliyetli olmalarıdır.

Bu çalışmada mikro konumlandırmada kullanılabilecek 3-PRR (eklemler 1 prizmatik 2 döner mafsaldan oluşur) kinematik zincirine sahip düzlemsel paralel esnek bağlantılı bir mekanizma tasarımı yapılmıştır. Literatürde çeşitli paralel kinematik zincirli yapılar esnek bağlantılı mekanizma tasarımında kullanılmıştır. Bunlardan en çok yaygın olanlarından biri 3-RRR kinematik zincirli esnek mekanizmalardır [4-5]. Bu mekanizmalarda üçgensel bir platformun köşelerine bağlı üç esnek döner mafsallı eklemlere bağlıdır. Platform x-y ekseninde hareket ederken aynı zamanda z ekseni etrafında dönme hareketi yapmaktadır. Literatürde 3-PRR kinematik zincirli esnek bağlantı elemanlarına sahip bir mekanizma tasarlanmıştır [6]. Ancak mekanizmada prizmatik mafsal esnek bağlantılı olmak yerine doğrusal bir eyleyici kullanılarak sağlanmıştır. Bu çalışmada ise prizmatik döner mafsal da esnek bağlantılı mafsal olarak tasarlanmıştır.

Esnek bağlantılı mekanizmaların konum kontrolleri de yüksek hassasiyet gerektiren uygulamalarda kullanılacağından önemlidir. Bu tip mekanizmalarım modellemesi karmaşık olduğundan belirsizlikleri veya doğrusal olmayan davranışları göz ardı edebilen kontrol tekniklerine ihtiyaç duyulmuştur. Literatürde kullanılabilir basitleştirilmiş modeller kullanılarak yapılan kontroller bulunmaktadır [7-9]. Bunun dışında modelleme yerine uyarlanabilir kontrol yöntemleri de kullanılmıştır [10-12]. Bu çalışmada da kullanılabilir bir model kullanılması yerine tasarlanan esnek bağlantılı mekanizmanın deneysel verileri kullanılarak kayan kipli pozisyon kontrolü uygulanmıştır. Ayrıca sistemdeki belirsizlikleri göz ardı edebilmek için de kayan kipli gözlemleyici de eklenmiştir.

Bu çalışma şu şekilde organize edilmiştir: Bölüm 2'de esnek bağlantılı mekanizma tasarımı hakkında bilgi verilmiş, tasarlanan 3-PRR esnek mekanizma, kullanılan deney düzeneği tanıtılmış ve mekanizmanın kinematiğinden bahsedilmiştir, Bölüm 3'te mekanizmaya uygulanan kontrol metodu açıklanmıştır, Bölüm 4'te deney sonuçları sunulmuş ve son olarak Bölüm 5'te çalışma özetlenip çıkarılan sonuçları sunulmuştur.

2. Esnek Bağlantılı Mekanizma

Esnek bağlantılı mekanizma tasarımında esas olan rijit kinematik zincirler seçilip, rijit bağlantı elemanları yerine mekanizmaya gerekli serbestlik derecelerini sağlayan esnek bağlantı elemanlarını tasarlamaktadır. Esnek bağlantılı mekanizmaların tasarımını yaparken sonlu elemanlar analizi yöntemi kullanılmış olup aşağıdaki önemli noktalar göz önünde bulundurulmuştur:

- *Hareket menzili:* Esnek mekanizmaların hareketi kullanılan malzemenin esnekliğine bağlı olduğundan malzemelerin akma dayanımı ile sınırlandırılmıştır. Akma dayanımını geçen gerilmelerde kullanılan esnek bağlantı elemanları plastik şekil değişimine uğrayacağından artık mekanizmanın hareketi tahmin edilemez ve eski performansını gösteremez. Bu yüzden gerekli hareket menzilinin gerçekleşmesine izin veren esneklikte malzeme seçimi yapılmalıdır.

- *İstenmeyen (Parazittik) hareketler:* Esnek mekanizmalarda mekanizma istenmeyen serbestlik derecelerinde hareket edebilir. Bunun nedenlerinden biri tasarlanan esnek bağlantı elemanının serbestlik derecesinin istenen yönde hareket katmasına rağmen göz ardı edilebilir ya da kontrol yöntemi ile iyileştirilebilir parazitik hareketlere neden olmasıdır. Bir başka nedeni ise tasarlanan mekanizmada serbestlik derecelerinin birbirlerine bağımlı olmasından dolayıdır. Ayrıca bu mekanizmaların imalatında ya da eyleyicilerin montajında yapılan hatalar da istenmeyen hareketlere neden olmaktadır.

- *Eksen dışı rijitlik:* Esnek bağlantı elemanlarını tasarlarken istenmeyen yönlerdeki serbestlik derecelerini engellemek için elemanın esnekliğe izin verdiği eksen dışındaki eksenlerde yeterince katılığı olmalıdır.

- *Gerilme Dağılımı:* Esnek bağlantılı mekanizmalarda gerilme dağılımı mekanizmanın performansını önemli ölçüde etkiler. Çünkü bağlantı elemanlarında oluşan maksimum gerilim miktarı ve dağılımı elemanın sağladığı serbestlik derecesinin miktarını ve doğruluğunu etkilemektedir.

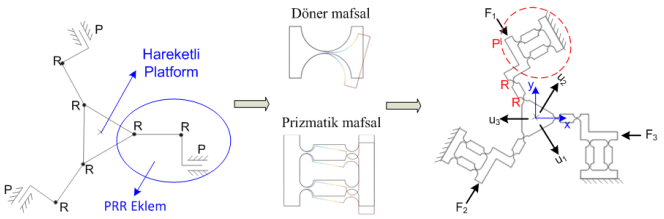
- *Kompaktlık:* Tasarlanacak olan mekanizmanın kompaktlığı da kullanım alanına uyum sağlaması için gerekli boyutlandırmalarının yapılması önemlidir.

2.1. 3-PRR Esnek Bağlantılı Mekanizma

Tasarlanan düzlemsel esnek bağlantılı mekanizma Şekil 1'de gösterildiği gibi üçgensel hareketli platforma bağlı üç adet biri prizmatik ikisi döner mafsaldan oluşan (3-PRR) eklemlerden oluşmaktadır. Mekanizmadaki esnek prizmatik mafsallar F_1, F_2 ve F_3 kuvvetleriyle tahrik edilirken üçgensel platformun merkezi sırasıyla Şekil 1'de gösterildiği gibi u_1, u_2 ve u_3 vektörleri doğrultusunda hareket etmektedir. Mekanizma x-y yönlerinde hareket ederken aynı zamanda z ekseni etrafında dönmektedir. Ancak bu çalışmada mekanizma kontrolü yapılırken kullanılan sensör kısıtından dolayı sadece x-y eksenlerindeki konum kontrolü üzerinde çalışılmıştır.

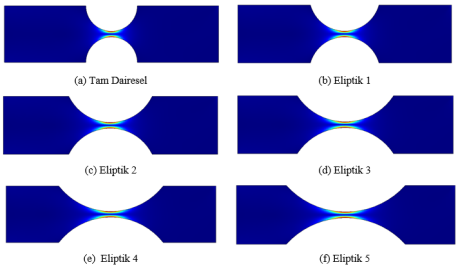
2.2. Esnek Bağlantı Elemanı Seçimi

Rijit kinematik zincirde kullanılmış olan döner mafsallar yerine dairesel esnek bağlantı elemanı (circular flexure) prizmatik mafsal yerine ise basit doğrusal yay mekanizması olarak



Şekil 1: Tasarlanan 3-PRR esnek bağlantılı mekanizma.

adlandırılan döner mafsallardan oluşan 4 kol mekanizması kullanılmıştır. Şekil 2'de gösterilen çeşitli esnek bağlantı eleman şekilleri sonlu elemanlar analizi ile incelenmiştir. Analizi yapılan esnek bağlantı elemanlarının boyun kalınlığı imalat kısıtından dolayı en düşük 0.8 mm olarak alınmıştır. Analizler sonucu bu çalışmada esnek bağlantı elemanı olarak tam dairesel esnek eleman seçilmiştir. Bunun nedeni eliptik bağlantı elemanlarının maksimum gerilimi azaltıp daha fazla esneklik kazandırmasına karşın gerilim yayılı olduğundan elemanın dönme noktası bir doğru üzerinde değişebilmektedir ve parazitik hareketlere izin vermektedir.

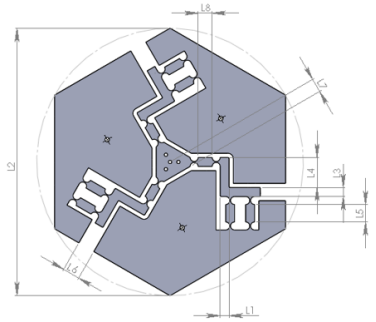


Şekil 2: Esnek bağlantı elemanlarının gerilim dağılımları.

2.3. Mekanizma Boyutları ve Deney Düzeneği

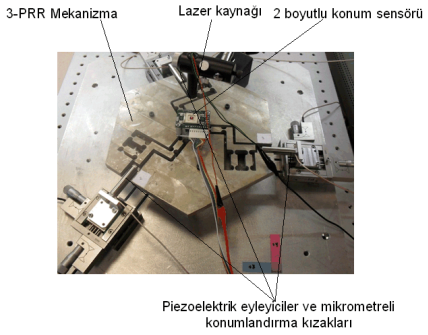
Mekanizmaya deney düzeneğine montajını sağlayabilmek için Şekil 3'te gösterilen altıgen bir yapı oluşturulmuştur. Malzeme olarak işleme kolaylığından ve gerekli esnekliği sağladığından dolayı Alüminyum 7075 seçilmiştir. Mekanizmanın boyutları 40x40 μm^2 'lik alanda hareket sağlayabilecek şekilde sonlu elemanlar analizi ile belirlenmiş olup boyutlar Tablo 1'de sunulmuştur.

Mekanizma tel elektro erozyon işleme yöntemi ile imal edilmiştir. Şekil 4'de imal edilmiş mekanizma, üç piezoelektrik eyleyici ve mikrometreli konumlandırma kızakları, lazer kaynağı ve iki boyutta konum ölçen sensörden oluşan deney düzeneği görülmektedir. Kullanılmış olan piezoelektrik eyleyiciler (Piezomechanik GmbH PST 150/5/40 VS10) -30 V/150 V (bipolar) ile tahrik edildiğinde maksimum 55 μm yer değişimi sağlarken 0 V/150 V (unipolar) ile tahrik edildiklerinde maksimum 40 μm yer değişimi sağlamaktadır. Piezoelektrik eyleyicilerin tahriki için gerekli olan 3 kanallı yükseltici (Piezomechanik SVR 150/3) kullanılmıştır. Eyleyicilerin ön yüklemelerinin yapılması ve farklı boyutlardaki es-



Şekil 3: 3-PRR esnek bağlantılı mekanizmanın geometrik parametreleri.

nek mekanizmalara montajını sağlamak için mikrometre platformları (Physik Instrumente P-853) kullanılmıştır. Konum ölçümü için mekanizmanın merkezine 0.06 μm hassaslığında 4x4 mm^2 aktif alanı olan lazer diyot algısı ile iki boyutta konum ölçebilen sensör (DL 16-7PCBA3) yerleştirilmiştir. Mekanizmanın merkezinde bulunan sensörün de merkezine denk gelecek şekilde bir lazer kaynağı kullanılmıştır. Konum ölçümü için gerekli kalibrasyonlar yapılıp 2. dereceden bir Butterworth filtresi tasarlanmıştır. Ayrıca sensör okumalarını, piezoelektrik eyleyici tahrikini ve önerdiğimiz kontrol algoritmalarını C kodlama metodu ile uygulayarak test etmemizi sağlayan dSPACE 1103 kontrol paneli kullanılmıştır.



Şekil 4: İmal edilmiş mekanizma ve deney düzeneği.

Tablo 1: 3-PRR esnek bağlantılı mekanizmanın boyutları

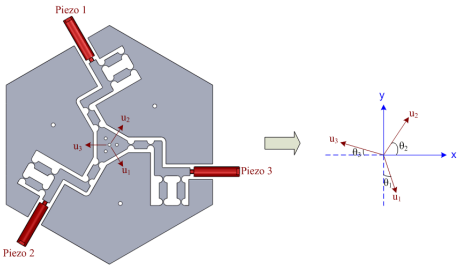
Parametreler	Boyutlar [mm]	Parametreler	Boyutlar [mm]
L_1	8	L_6	15.6
L_2	240	L_7	25
L_3	8	L_8	12.6
L_4	27	t (kalınlık)	12.6
L_5	15.6		

2.4. Mekanizmanın Deneysel Kinematiği

3-PRR esnek bağlantılı mekanizmanın deneysel olarak kinematiğini bulabilmek için her piezoelektrik eyleyici için sırasıyla 30, 60, 90, 120 ve 150 V verilerek tahrikleri yapılmıştır. Bütün eyleyicilerin mekanizmaya montajı yapılarak ön yüklemeleri yapılmıştır. Mekanizmanın merkezine yerleştirilmiş olan sensörden x-y eksenindeki hareket değişimleri gözlemlenmiştir. Mekanizmanın z ekseni etrafındaki dönme hareketi sensör kısıtından dolayı hesaba katılamamıştır.

Şekil 5'te eyleyicilerin mekanizmaya sağladığı yer değişimini gösteren u_1, u_2 ve u_3 vektörleri gösterilmektedir. Bu vektörlerin oluşturduğu x-y eksenlerindeki hareket ise denklem (1) de gösterilen A transfer matrisi ile ilişkilendirilebilir. Deney sonucunda u vektörlerinin açıları θ_1= 25 °, θ_2= 26 ° ve θ_3= 1.5 ° şeklinde bulunmuştur.

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{pmatrix} sin(\theta_1) & cos(\theta_2) & -cos(\theta_3) \\ -cos(\theta_1) & sin(\theta_2) & sin(\theta_3) \end{pmatrix}}^{A} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$



Şekil 5: 3-PRR mekanizmaya uygulanan hareket vektörleri.

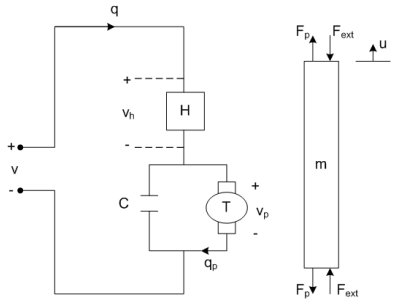
3. Mekanizma Kontrol Metodu

Mekanizmaya uygulanmış olan konum kontrol metodu kayan kipli kontrol (KKK) olarak seçilmiştir. Bunun nedeni kayan kipli kontrol parametre değişkenliklerine karşı hassas değildir. Bunun yanında kayan kipli bozucu etken (BEG) gözlemleyicisi eklenerek sistemde belirlenememiş olan parametrelerin etkisi engellenerek mekanizmanın konum kontrolünün gürbüzlüğü arttırılmıştır.3-PRR paralel mekanizmada motorlara düşen katılık her hareket yönünde (u_1, u_2 ve u_3) birbirinden bağımsız olduğundan sistem üç ayrı tek giriş tek çıkışlı sistem olarak düşünülmüştür. Öncelikle eyleyici olarak kullanılan piezoelektrik eyleyicilerin modellemesi gerçekleştirilmiş ardından kayan kip tabanlı bozucu etken gözlemleyicisinin tasarımı yapılmıştır. Son olarak konum kontrolü için kayan kipli kontrol uygulaması gösterilmiştir.

3.1. Piezoelektrik Eyleyici Modellemesi

Piezoelektrik eyleyicilerin çalışma prensibi malzemenin piezo etkisini kullanarak tedarik edilen voltaja göre malzemenin deforme olmasıyla gerçekleşmektedir. Piezoelektrik eyleyicinin elektromekanik modeli Şekil 6'da gösterilmiştir ve (2)-(7) denklemlerindeki gibi tanımlanabilir [12]. Denklemlerdeki v ey-

leyici üzerindeki toplam voltajı gösterirken, v_p piezoelektrik voltajı ve v_h histerezis voltajını göstermektedir. T modelin elektrik ve mekanik tarafını birbirine bağlayan elektromekanik transformasyon oranıdır. q eyleyicideki toplam elektriksel yük ilen q_p mekanik hareketten dolayı oluşan piezoelektrik yüktür. H toplam elektriksel yüke bağlı olan eyleyicinin histerezis fonksiyonu, F_p piezoelektrik etki ile ortaya çıkan kuvvet ve F_{ext} eyleyici üzerindeki harici kuvvettir. Denklem (7) de gösterilen u eyleyicinin yer değişimini gösterip, m_p, c_p ve k_p sırasıyla eyleyicinin eşdeğer kütle, sönüm ve katılık katsayıları olup, F_c kontrol kuvveti ve F_d bozan etken kuvvetleri olarak tanımlanmıştır.



Şekil 6: Piezoelektrik eyleyici modeli.

$$v_p = v - v_h \tag{2}$$

$$v_h = H(q) \tag{3}$$

$$q = Cv_p + q_p \tag{4}$$

$$q_p = Tu \tag{5}$$

$$F_p = Tv_p \tag{6}$$

$$m_p\ddot{u} + c_p\dot{u} + k_p u = \underbrace{Tv}_{F_c} \underbrace{- Tv_h - F_{ext}}_{F_d} \tag{7}$$

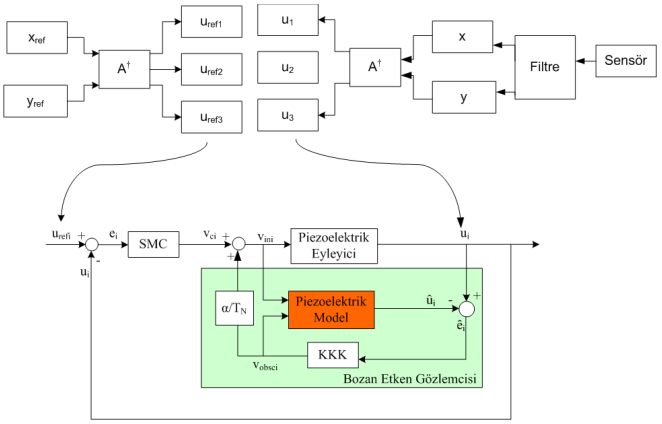
3.2. Bozan Etken Gözlemleyicisi ve Pozisyon Kontrolü

Şekil 7'de 3-PRR esnek bağlantılı mekanizmaya uygulanan kayan kipli bozan etken gözlemcisi ve kayan kipli pozisyon kontrollü kontrol şeması gösterilmiştir.

Mekanizmadaki üçgensel platformun merkezinin konumunun kontrolü için kayan kipli kontrol tabanlı bozan etken gözlemleyicisi ve kayan kipli pozisyon kontrolü kullanılmıştır. Mekanizmanın deneysel kinematiği kullanılarak hesaplanmış olan **A** matrisinin pseudo tersi kullanılarak her bir piezoelektrik eyleyicinin yer değişimi (u_1, u_2 ve u_3) mekanizmanın merkezinin konumu (x-y) ileilişkilendirilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_1 & u_2 & u_3 \end{bmatrix}^T = \mathbf{A}^+ \cdot \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \tag{8}$$

Kayan kip kontrol tabanlı gözlemleyici ve kayan kipli kontrol ayrıntılı hesaplamaları [13]'deki gibi hesaplanmıştır. Sistemin bozan etkenleri, denklem (7)'de tanımlanmış piezoelektrik eyleyici modeli, piezoelektrik eyleyicinin nominal parametreleri (Tablo 2) ve sistemdeki parametrelerin belirsizlikleri kullanılarak oluşturulan kayan kipli kontrol tabanlı bir gözlemci tasarlanmıştır.



Şekil 7: 3-PRR esnek bağlantılı mekanizmaya uygulanan pozisyon kontrolü ve gözlemcisi.

Tablo 2: Piezoelektrik eyleyicinin nominal parametreleri

Parametreler	Boyutlar
m	$6.6\text{x}10^6[kg]$
c_n	1027.5 [Ns/m]
k_n	$12\text{x}10^6[N/m]$
T_n	4.738 8 [N/V]

i her piezoelektrik eyleyici yönünü belirmek üzere bozan etken gözlemleyicisinin modeli aşağıdaki gibidir:

$$m_{ni}\ddot{\hat{u}}_i + c_{ni}\dot{\hat{u}}_i + k_{ni}\hat{u}_i = T_{ni}v_{ini} - T_{ni}v_{obsci} \tag{9}$$

$\hat{u}_i$ tahmini konum olup, v_{ini} kontrol çıkış voltajı ve v_{obsci} gözlemleyici kontrol çıkış voltajıdır. Kayan kip kontrollü bozan etmen gözlemleyicisinin kayan kip manifoldu σ_{obsi} ve modeli denklem (10) ve (11)'deki gibidir.

$$\sigma_{obsi} = \dot{u}_i - \dot{\hat{u}}_i + C_obsi(u_i - \hat{u}_i) \tag{10}$$

$$\begin{aligned}(\ddot{u}_i - \ddot{\hat{u}}_i) + (C_{obsi} + D_{obsi})(\dot{u}_i - \\ \dot{\hat{u}}_i) + C_{obsi}D_{obsi}(u_i - \hat{u}_i) = 0\end{aligned} \tag{11}$$

C_{obsi} ve D_{obsi} gözlemleyici katsayıları olup kayan kipli kontrolün sisteme uygulanmış ayrık formdaki hali ise $v_{obsi(k)}$ aşağıdaki gibidir. Denklem (11)'deki K_{obsi} kontrol parametresi olup dT ayrık zaman kontrolündeki zaman örneklemesidir.

$$\begin{aligned}v_{obsi(k)} = v_{obsi(k-1)} + K_{obsi} \\ (D_{obsi}\sigma_{i(k)} + \frac{\sigma_{obsi(k)} - \sigma_{obsi(k-1)}}{dT})\end{aligned} \tag{12}$$

Aynı şekilde sistemin konum kontrolü için kayan kip manifoldu her u_1, u_2 ve u_3 yönü için seçilmiştr. Her piezoelektrik eyleyici için (i= 1,2,3) u_{refi} referans konumu, C_{xi}, D_{xi} ve K_{xi} konum kontrolü parametreleri olup kayan kip kontrollü sistemin manifoldu σ_{xi} denklem (13)'de, modeli denklem (14)'de gösterilmiş ve KKK'nın ayrık hali $v_{xi(k)}$ denklem (15)'deki gibi uygulanmıştır.

$$\sigma_{xi} = \dot{u}_{refi} - \dot{u}_i + C_xi(u_{refi} - u_i) \tag{13}$$

$$(\dot{u}_{refi} - \ddot{u}_i) + (C_{xi} + D_{xi})(\dot{u}_{refi} - \dot{u}_i) + C_{xi}D_{xi}(u_{refi} - u_i) = 0 \quad (14)$$

$$v_{xi(k)} = v_{xi(k-1)} + K_{xi} (D_{xi}\sigma_{xi(k)} + \frac{\sigma_{xi(k)} - \sigma_{xi(k-1)}}{dT}) \quad (15)$$

Son olarak gözlemleyici ve konum kontrolünden oluşan ve eyleyiciye giren kontrol çıkışı denklem (16)'daki gibidir. α_i hesaplanan kontrol voltajını dSPACE kontrolörüne giriş olarak vermek için kullanılan bir katsayıdır.

$$v_{ini} = v_{xi} + \frac{\alpha_i}{Tni} v_{obsci} \quad (16)$$

4. Deney Sonuçları

3-PRR esnek bağlantılı mekanizmanın konum kontrolü üç piezoelektrik eyleyicinin konum kontrolleri yapılarak gerçekleştirilmiştir. Mekanizmanın merkez noktasının belirli bir dairesel bir yörüngeyi takip etmesi amaçlanmıştır.

Referans olarak verilen dairesel yörünge 20μm çapında olup x-y eksenlerine karşılık gelen referans yörüngeler aşağıdaki gibi belirtilmiştir.

$$x_{ref} = 10 + 10\sin 0.2\pi t \quad y_{ref} = 10 + 10\cos 0.2\pi t \quad (17)$$

Mekanizmanın deneysel kinematik analizinde denklem (1) deki gibi oluşturulan **A** transfer matrisinin pseudo tersi alınarak piezoelektrik eyleyicilere karşılık gelen konum referansları (u_{ref1}, u_{ref2} ve u_{ref3}) belirlenmiştir. Öncelikle mekanizmanın açık çevrim kontrolü yapılmış daha sonra PID kontrol yöntemi kullanılarak kapalı çevrim kontrolü yapılmıştır. Son olarak kayan kipli bozan etken gözlemleyicisi ile kayan kipli pozisyon kontrolü uygulanmıştır.

4.1. Açık Çevrim Kontrolü

Mekanizmanın performansını gözlemleyebilmek için öncelikle mekanizmanın açık çevrim kontrolü gerçekleştirilmiştir. Piezoelektrik eyleyicinin nominal modeli kullanılarak gerekli olan voltaj değerleri hesaplanmıştır.

Açık çevrim kontrol için Şekil 8'de gösterilen x yönündeki hatalar 3 μm ve 8 μm arası iken Şekil 9'da gösterilen y eksenindeki hatalar 2 μm ve -8 μm'dur. Sonuçlara göre açık çevrim kontrolü mekanizmanın mikron seviyede hassas konum kontrolünün yapılmasına imkan vermemektedir.

4.2. PID Kontrol

Önerilen kontrol metodu ile karşılaştırmak için mekanizmanın PID kontrolü yapılmıştır. Her piezoelektrik eyleyici için ayrık PID kontrol aşağıdaki denklemlere göre uygulanmıştır (K_p= 0.005, K_i= 0.0001, K_d= 0.0001).

$$v_i(t) = K_p e_i(t) + K_i \int_0^t e_i(t)dt + K_d \frac{de_i(t)}{dt} \quad (18)$$

$$e_i(t) = u_{refi}(t) - u_i(t) \quad (19)$$

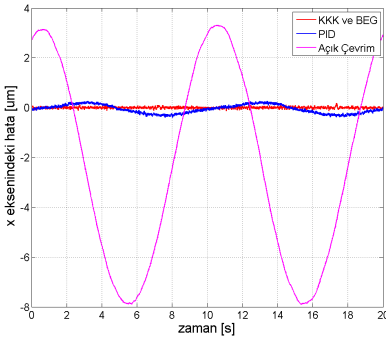
Sonuçlara göre mekanizmanın merkezinin Şekil 8'de gösterilen x eksenindeki hareketinde 0.3 μm ve -0.4 μm arasında hata olurken Şekil 9'da gösterilen y eksenindeki hareketinde 0.1 μm ve -0.25 μm hata bulunmaktadır.

4.3. KK Bozucu Etken Gözlemleyicisi ve KKK

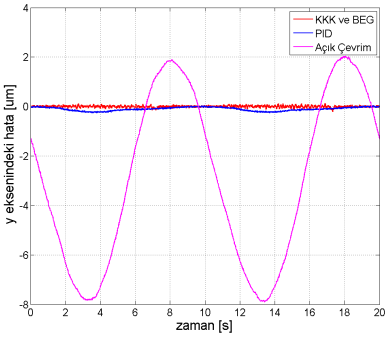
Önerilen kontrol metodu her piezoelektrik motor için Tablo 3'de sunulan kontrol parametreleri kullanılarak uygulanmıştır. Mekanizmanın Şekil 8'de gösterilen x eksenindeki hareketindeki hata $\pm$0.12μm iken Şekil 9'da y eksenindeki hata 0.17 μm ve -0.13 μm arasındadır.

Tablo 3: Kayan kipli bozan etken gözlemleyicisi ile Kayan Kipli Pozisyon kontrolün parametreleri.

KK'li BEG		KKK	
K_{obs}	2e-6	K_x	2e-2
C_{obs}	1	C_x	40
D_{obs}	50	D_x	3e3



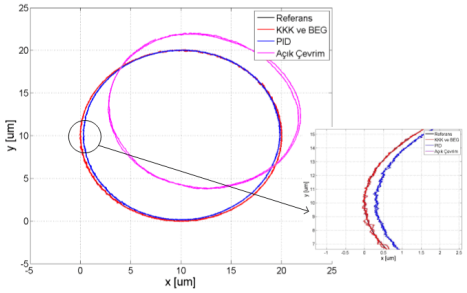
Şekil 8: 3-PRR mekanizmasının KKK ve BEG, PID ve Açık çevrim yöntemleri ile kontrollerinin x eksenindeki hataları.



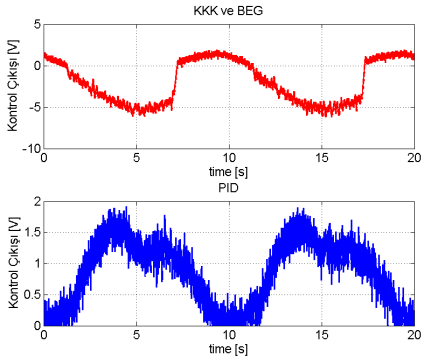
Şekil 9: 3-PRR mekanizmasının KKK ve BEG, PID ve Açık çevrim yöntemleri ile kontrollerinin y eksenindeki hataları

20 μm'lik çapındaki dairesel yörünge referans verilerek gerçekleştirilen kontrollere göre mekanizmanın merkezi noktasının hareketi Şekil 10'da sunulmuştur. Uygulanan kontrollerin referansı takip etmede başarılı olduğu gözlemlenmiştir. Önerilen kontrolün (KKK ve BEG) PID kontrolü ile karşılaştırılması yapılabilmesi için Şekil 10'da mekanizmanın hareketi büyütülmüştür ve önerilen kontrolün referansı takip etmede x-y eksenlerindeki hatayı azaltarak daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Aynı zamanda Şekil 11'de sadece bir

piezoelektrik eyleyici için önerilen kontrol (KKK ve BEG) ile PID kontrolü kontrol sinyali çıkışları gösterilmiştir.



Şekil 10: 3-PRR mekanizmasının verilen referans yörüngeye göre hareketinin KKK ve BEG, PID ve Açık çevrim yöntemleri ile sonuçları.



Şekil 11: Bir piezoelektrik eyleyici için KKK ve BEG ile PID kontrolü sinyal çıkışları.

5. Sonuç

Bu çalışmada tahriki piezoelektrik eyleyicilerle yapılmış yeni bir 3-PRR kinematik zincire sahip esnek bağlantılı bir mekanizmanın tasarımı yapılıp mikro konum kontrollü platform olarak kullanılması için kayan kipli kontrol metodu önerilmiştir. Mekanizmada esnek dairesel bağlantı elemanları 4 kol mekanizmasında kullanılarak esnek bir prizmatik mafsal tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan prizmatik mafsallar aktif olarak kullanılıp piezoelektrik eyleyiciler ile tahriki yapılmıştır.

Kullanılan kinematik yapı piezoelektrik eyleyiciler üzerindeki katılığı birbirinden ayırmakta olduğundan mekanizmanın merkezinin x-y eksenlerindeki referans konumları bir transfer matrisi kullanılarak 3 piezoelektrik eyleyicinin referans yer değişimlerine dönüştürülmüştür. Daha sonra da hesaplanan referans yer değişimlerine göre kayan kipli bozan etken gözlemleyicisi ile kayan kipli konum kontrolü kullanılarak piezoelektrik eyleyicilerin kontrolleri yapılarak mekanizmanın merkezinin istenen referans yörüngeyi izlenmesi sağlanmıştır.

Deneyler öncelikle mekanizmanın açık çevrim kontrolü ile başlanmıştır. Kullanılan eyleyici modeli kullanılarak mekanizmanın kontrolünün yapılamayacağı anlaşılmıştır. Daha sonra önerilen kontrolün performansını karşılaştırmak için eyleyiciler PID kontrol ile kontrol edilmiştir. Deney sonuçlarına göre önerilen kontrol yöntemi x ve y eksenindeki hataları PID yöntemine göre düşürdüğü görülmüştür.

6. Kaynakça

[1] A. H. Slocum, *Precision Machine Design,* New Jersey, USA: Prentice Hall, 1992.

[2] D. G. Chetwynd, S. T. Smith, *Foundations of Ultra-precision Mechanism Design,* North Carolina, USA: CRC Press, 1994.

[3] N. Lobontiu, *Compliant Mechanisms: Design of Flexure Hinges,* CRC Press, 2003.

[4] B. Shirinzadeh, D. Zhang Y. Tian, "Design and dynamics of a 3-DOF flexure-based parallel mechanism for micro/nano manipulation," *Microelectronic Engineering*, vol. 87, no. 2, pp. 230-241, Feb. 2010.

[5] D. C. Handley, Y. K. Yong, C. Eales, T.F. Lu, "A three-DOF compliant micromotion stage with flexure hinges," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 31, no. 4, pp. 355-361, 2004.

[6] X. Zhang, J. K. Mills, W L. Cleghorn, "Dynamic Modeling and Experimental Validation of a 3-PRR Parallel Manipulator with Flexible Intermediate Links", *Journal of Inteligent Robotic Systems*, vol. 50, no. 4, pp. 323-340, 2007.

[7] L. L. Howell, A. Midha,"A loop closure theory for the analysis and synthesis of compliant mechanisms", *Journal of Mechanical Design*, Vol. 118, pp: 121-5 (1996).

[8] W. J. Zhang, J. Zou, G. Watson, W. Zhao , G. Zong, S. Bi, "Constant-Jacobian method for kinematics of a 3-DOF planar micro-motion stage", *Journal of Robotic Systems*, Vol. 19, No 2, pp. 63-79, 2002.

[9] K. Fite, M. Goldfarb, "Position control of a compliant mechanism based micromanipulator ," *IEEE International Conference on Robotics and Automation*,pp.2122-2127 vol.3, 1999.

[10] H. C. Liaw, B. Shirinzadeh, J. Smith, "Robust motion tracking control of piezo-driven flexure-based four-bar mechanism for micro/nano manipulation", *Mechatronics*, vol. 18, no.2 pp. 111-120, Marc 2008.

[11] S. H. Chang, C. K. Tseng, H. C. Chien, "An ultra-precision XYThetaz piezo-micropositioner. Part II. Experiment and performance", *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, pp. 906-912, 1999.

[12] N. Celanovic, M. Goldfrab, "Modeling Piezoelectric Stack Actuators for Control of Micromanipulation", *IEEE Control Systems*, vol. 17, no. 3, pp. 69-79, June 1997.

[13] M. Acer, A. Şabanoviç, "Motion Control of Redundant Flexure Based Mechanism Using Piezoelectric Actuators", *Automatika- Journal of Control, Measurement, Electronics, Computing and Communications*, vol. 54, no. 1, pp. 114-125, 2013.

Servis Amaçlı Robotlarda Modüler ve Esnek Boyun Mekanizması Tasarımı ve Kontrolü

Neşe Topuz [1], Hüseyin Burak Kurt[1], Pınar Boyraz[1], Cihat Bora Yiğit[1]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi
İnönü Cd. No:65, Gümüşsuyu, İstanbul
{pboyraz , topuzne, kurthus , yigitci}@itu.edu.tr

Özetçe

Günümüzde özellikle servis amaçlı robotikte, tasarımlarda görsel olarak insansı özellikler taşımanın yanı sıra fonksiyonel olarak da insan davranışları/hareketleri kadar esnek olabilen, serbestlik dereceleri yüksek, hareket kabiliyeti gelişmiş mekanizmalara ihtiyaç vardır. Bu çalışmada ele alınan tasarımdaki amaç, bir servis robotunda kullanılmak üzere, hem görsel hem de fonksiyonel yönden yeterli olabilecek bir robotik kafa tasarımı yapmaktır. Robotun iletişimde olduğu insanları görebilmesi, tanıyabilmesi ve hareketlerini takip edebilmesi bazı öne çıkan fonksiyonlarıdır. Hem bunu gerçekleştirebilmek hem de doğal iletişimi desteklemek için boyun yapısının ve hareket kabiliyetinin olabildiğince insana benzemesine, görme sisteminin üç serbestlik derecesine sahip olmasına çalışılmıştır. Ayrıca son zamanlarda ihtiyaç duyulan, robotlara esneklik kazandıran, bileşenlerin kolaylıkla eklenip çıkartılabilmesi esasına dayanan modülerlik özelliği de tasarımda dikkate alınmıştır. Tasarımın son aşamasında ise ROS platformu kullanılarak boyun yapısı için elde edilmiş kinematik modeller aracılığıyla boyun mekanizmasının kontrolü de gerçekleştirilmiştir.

1. Giriş

Son yıllarda çeşitli sebeplerden dolayı otizm vakalarında artış gözlenmektedir. Bu sebeplerin arasında vakanın teşhisinde yapılan yanlışlıklar, hasta için düşünülen tedavinin uygulanıp uygulanamaması, çevresel faktörler, hizmetlerin bu tür hastalara ulaşıp ulaşmaması, evde yapılacak bakımın ebeveynler tarafından sağlanıp sağlanamaması yer almaktadır [1]. Hâlbuki erken tanı ve müdahale durumlarında veya bu hastalığa sahip bireylerin eğitim ve rehabilitasyon hizmetlerinden rahatlıkla yararlanabilmeleri durumunda hastaların iyileştirilmesi, hastalığın ilerlemesinin yavaşlatılması gibi olumlu sonuçlar gerçekleşebilmektedir. Bireyin bu hastalıkla baş etme sürecinde alması gereken eğitim ve hizmetlerin sağlanması konusunda aileye büyük görevler düşmektedir. Fakat eğitim ve rehabilitasyon hizmetleri hem pahalı olmakta, hem de eğitimleri esnasında ebeveynlerin çocuklarına önemli ölçüde zaman ayırması gerekmektedir [2].

UMAY projesi ile amaçlanan düşük maliyette üretilebilen servis amaçlı robotun bu tip rahatsızlıkları olan bireylerin eğitimi ve iyileştirilmesi sürecinde aktif rol alabilmesini sağlamaktır. Maliyet açısından ailelere uygun olan, hasta bireyle sürekli iletişimde olan ve onun sosyal yönünün gelişmesinde yardımcı olabilecek, iyileşme safhalarını izleyerek kayıt tutabilecek ve bu bilgilerin hastalığın sürecini izleyen doktorlar tarafından değerlendirilmesine olanak sağlayabilecek bu servis robotunun gelişen teknoloji ve imalattaki kolaylıklarla beraber otizm vakalarını azaltacağı yönünde hedefler belirlenmiştir.

Bu çalışmada 4 serbestlik dereceli boyun mekanizmasının tasarımı, boynun esneklik kabiliyetinin sağlanması ve ilerleyen aşamalarda farklı prototiplere olanak sağlamak amacıyla boynun kendi içerisinde modülerliğinin sağlanması gibi faktörler göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmiş, oluşan yapının kontrolü yapılmıştır.

İkinci bölümde tasarımı sınırlayan problemler belirlenmiş, tanımları yapılıp sınırları belirlendikten sonra var olan boyun mekanizmaları da göz önünde bulundurularak en uygun çözüm uygulanmaya konulmuştur. Üçüncü bölümde boynun katı cisim modeli tanıtılmış, UMAY'ın boyun yapısının davranışına daha uygun olan ileri ve ters kinematik modeli oluşturulmuştur. Ayrıca boyun yapısına esneklik kazandıran yayın özellikleri belirlenmiş ve analizi yapılmıştır. Dördüncü bölümün öncesinde boyun mekanizması için elde edilmiş kinematik modeller ve bunların ROS platformunda kullanılmasıyla motor hareketleri sağlanmış ve kontrolleri yapılmıştır.

2. Tasarım Problemi Tanımı ve Sınırları

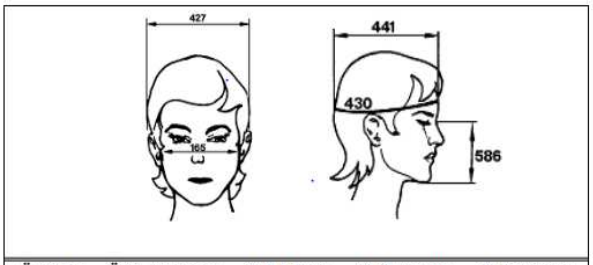
Servis amaçlı robotlarda tasarımın insan-makine etkileşimine olanak verecek şekilde gerçekleşmesi istenir. Bu doğrultuda insanların ve robotların aynı ortamda güvenilir bir şekilde yaşamaları, insanların karmaşık duygu yapılarına cevap verebilmeleri, robotların görsel ve işitsel algılama yeteneklerinin birbirleriyle iletişim kurmalarında yeterli olabilmeleri gibi unsurlar dikkate alınır.

2.1. Tasarım Probleminin Sınırları

Tasarım başlangıcında dikkat edilen iki önemli husus kafa ve boyun yapısının insana benzer yapıda olması ve hareket kabiliyetinin olabildiğince insan davranış ve hareketlerine benzer şekilde olmasını sağlamaktır. Kafa ve boynun

boyutlandırılması esnasında insani özelliklere sahip olabilmesi için gerçek insan ölçülerinden yararlanılmıştır (Şekil 1).

2.1.1. Geometrik sınırlamalar



Ölçü No	Ölçü Açıklama	%5 Ağırlık (cm)	%50 Ağırlık (cm)	%95 Ağırlık (cm)
427	Kafa Genişliği	14.4	15.6	16.8
165	Yüz Genişliği	13.3	14.5	15.7
441	Kafa Uzunluğu	16.7	18.2	19.6
430	Kafa Çevresi	53.2	55.2	57.2
586	Yüz Uzunluğu	9.0	10.8	12.6

Şekil 1: Standart insan kafası geometrik ölçüleri.

Kafa yapısının insana benzer yapıda olmasını sağlamak için NASA tarafından test sonuçlarıyla elde edilen ve kadın profiline uygun olan standart ölçüler kullanılmıştır [3]. Bu ölçülerin kullanılmasıyla birlikte kafanın fiziki yapısını oluşturan iskeletimsi plakalar tasarlanmıştır.

2.1.2. Çalışma Alanı

Kafa ve boynun hareket kabiliyetinin insana benzer nitelikte olmasını sağlamak amacıyla da kafanın yapacağı yunuslama, yalpalama ve dönme hareketleri için ölçülmüş performans değerlerinden yararlanılmıştır [4]. Böylece insanın kafa ve boyun hareket aralıklarında, robot kafa ve boyun hareketlerini gerçekleştirmektedir (Tablo 1).

Tablo 1: İnsan boynu ölçülmüş performans değerleri.

	Hareket Tarifi	Değerler
Kafa	Üst Yunuslama (Upper Tilt)	-71° / +100°
	Alt Yunuslama (Lower Tilt)	-30° / +100°
	Çevirme (Pan)	± 100°
	Yuvarlanma (Roll)	± 63.5°
	Maksimum hız	352° /s
	Maksimum ivme	3300° /s^2
Gözler	Yunuslama (Tilt)	± 40°
	Çevirme (Pan)	± 45°
	Maksimum hız	850° /s
	Maksimum ivme	82000° /s^2
	Yatay görüş açısı	175°
	Dikey görüş açısı	160°

2.1.3.Modülerlik

Tasarımın oluşturulması aşamasında etkili olan bir diğer parametre yapının modülerliğinin sağlanmasıdır. İlerleyen zamanlarda farklı prototiplerin üretilmesi esnasında farklı boyun yapıları denenebilir veya boyun kısmında bulunan yayın farklı özelliklerde olması istenebilir. Bu nedenle boyun tasarımında yer alan paralel plakalar arasındaki yaylı yapının çıkarılıp yerine farklı bir mekanizmanın yerleştirilebilmesi göz önünde tutularak tasarım gerçekleşmiştir. Ayrıca farklı yay tipleri kullanılmak üzere kullanılan yayın değiştirilmesine olanak sağlayacak şekilde de tasarım yapılmıştır.

2.2. Literatür ve Önceki Çalışmaların Kritik Analizi

Robot tasarımında dikkat edilen unsurlar; robot hareketlerinin ve görsel olarak robotun insana benzerliğidir. Tasarımcılar bu doğrultuda serbestlik derecesi, modülerlik, üretim kolaylığı, montaj kabiliyeti, yük taşıma kapasitesi ve hesaplanabilirlik gibi farklı parametreleri de dikkate alarak farklı yönlerden birbirlerine göre daha üstün robot boyun tasarımları ortaya çıkarmışlardır.

Twente Üniversitesi tarafından yapılan ve 4 serbestlik derecesine sahip boyun yapısında mekanik olarak diferansiyel tahrik mekanizması kullanılmıştır. Yunuslama hareketleriyle insan boyun yapısına oldukça yakın ve bu hareketi yaptığı aralık oldukça geniştir. Tablo 1' e göre insan kafasının gerçekte yaptığı yunuslama aralığı -71°- 103° tür ve bu boyun mekanizmasının hareketleri bu değerlere oldukça yakındır. Mekanizma seri mekanizmalara göre hız ve tork açısından avantajlı olmasına rağmen, mekanizmada bulunan konik dişlilerin üretimi zor ve maliyeti yüksektir [5].

Boyun mekanizmalarında tercih edilen bir diğer çözüm seri mekanizmalardır. İCub'ın boyun yapısını da 3 motoru içinde barındıran seri bir mekanizma oluşturmaktadır. Seri boyun mekanizmasının sağlamlığı, kontrolünün kolay oluşu ve performansının yüksek oluşu robotun çevreden zarar görmesini engelleyerek robota avantaj sağlamaktadır. Fakat mekanizmada yer alan motorlar üst üste konulmaları sonucu hem birbirlerinin hem de kafanın yükünü taşıdıklarından diğer mekanizmalara göre daha fazla enerji harcamaktadırlar [6].

Paralel mekanizmaların kullanıldığı boyun tasarımlarında ise yüksek doğruluk, dayanıklılık ve yük taşıma kapasitesi gibi avantajlar mevcuttur. Paralel mekanizmalarda genelde sabit bir platform üzerine yerleştirilmiş birbirine paralel ayaklar bulunmaktadır. Boyun yapısının geometrisi düşünüldüğünde zaten küçük olan yapının sahip olduğu ayaklar nedeniyle çalışma alanı iyice daralmaktadır. Fakat yapılan tasarımlar sonucunda paralel yapıların ağır yük altında doğruluklarının seri mekanizmalara göre daha iyi olduğu, kinematik hesaplanabilirliğin daha kolay olduğu görülmüştür [7].

Paralel mekanizmalardaki çalışma alanı darlığı kablolu ve yaylı mekanizmalarda ayakların yerine kabloların bulunması ve esnekliğin yay tarafından sağlanmasıyla giderilmeye çalışılmıştır. Genova Üniversitesi'nin insansı robotu James kablolu ve yaylı mekanizmalara güzel bir örnektir. James'in boyun yapısında ortada bir yay ve yayın etrafında 120° aralıklarla yerleştirilmiş üç kablo bulunmaktadır. Kafanın yunuslama ve yalpalama hareketleri bu kabloların motorlar tarafından çekilmesi ve geri bırakılmasıyla sağlanmaktadır. Yayın tepesinde bulunan motor ise dönme hareketini gerçekleştirmektedir. Kablolu ve yaylı mekanizmalar insan boyun yapısına en yakın mekanizma tipidir. Ayrıca üretimi kolay, malzeme temin edilebilirliği yüksek ve maliyeti de düşüktür. Üç kablo da eş zamanlı olarak çalışabilirse kontrolü oldukça kolaydır. Bu yapının dezavantajları kabloların sabitliğinin her zaman tutturulmasının zor olması ve yayın nerden bükülecceğinin belli olmaması sebebiyle kinematik denklemlerin hesaplanmasında karşılaşılan güçlüktür [8][9].

3. UMAY Boyun Mekanizması

3.1. Katı Cisim Tasarımı ve Kinematik Model

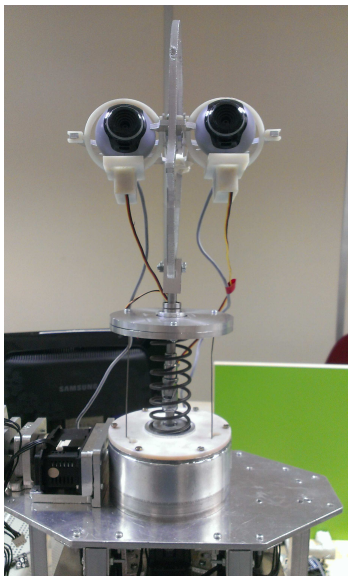
UMAY'ın boyun mekanizmasının katı cisim modeli 1 adet yay, 3 adet 120° açılarla yayın etrafına yerleştirilmiş kablo ve 1 adet yayın içinden geçen kardan mafsalından meydana gelmektedir. Bu modeli James'in modelinden ayıran en büyük fark; kafanın dönme hareketini, kafaya, yayın içinden geçen kardan mafsalının aktarmasıdır. Kablolar ve kardan mafsalı 4 adet motorla döndürülmektedir. Kafanın yunuslama ve yalpalama hareketleri, bu üç adet kablonun uzunluklarının değişmesi ve yayda meydana gelen deformasyon ile gerçekleşmektedir. Kafanın dönme hareketi ise direkt olarak kardan mafsalının hareketi ile elde edilmiştir (Şekil 2).

UMAY projesinin asıl amaçlarından biri modüler bir robot geliştirmektir. Bu doğrultuda üretilen robotun kafa, boyun, gövde, kol kısımları ayrı ayrı birer modül olarak düşünülüp tasarım aşamasına geçilmiştir. Boyun mekanizması tasarlanırken yine modülerlik göz önünde bulundurularak tasarım yapılmıştır. Bu doğrultuda yay, kablolar, kardan mafsalı, yayı ve kabloları tutan alt ve üst plakalar çok kolay bir şekilde birbirlerinden ayrılıp tekrar bir araya getirilebilmekte ve bu işlem kısa bir süre içinde yapılabilmektedir.

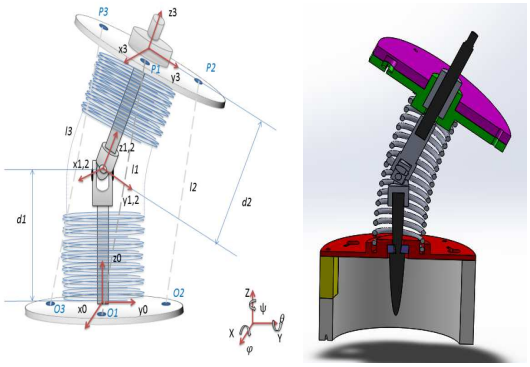
Kablolu ve yaylı mekanizmaların kinematik modeli için James'te önerilen model tasarımında bulunan yay sebebiyle her zaman doğru sonuç vermemektedir. James'in boyun mekanizmasında bulunan yay tamamen sıkıştırılmış bir yaydır ve kafanın eğilmesi durumunda yayın nereden burkulacağı tam olarak bilinememektedir. Bu nedenle James'in kinematik modeli her zaman doğru sonuçlar vermemektedir. Bu problemi aşmak için UMAY'ın boyun yapısına kardan mafsalı eklenmiştir. Bu sayede yayın nereden eğileceği her zaman bilinmekte ve kinematik modeller kolaylıkla elde edilmektedir. Ayrıca UMAY'ın boyun yapısında kullanılan yay deformasyona izin veren bir bası yayıdır. James'teki gibi tamamen sıkıştırılmış bir yay değildir. Sonuç olarak James' in kinematik modeli yeterli olmadığından dolayı UMAY projesinde kardan mafsalı ve bası yayı etkisi göz önüne alınarak kinematik model elde edilmiştir.

Kinematik model elde edilirken boynun alt ve üst plakalarının arasında kardan mafsalının olması ve boynun eğilme hareketini kardan mafsalının bulunduğu yerden yapması nedeniyle boyun seri bir manipülatör gibi düşünülmüştür. Boyun, yunuslama, yalpalama açıları ve yayın kardan mafsalına kadar olan kısalmasıyla birlikte seri mekanizma, RRP mekanizması olmaktadır.

Hareketli olan üst plaka, sabit olan alttaki plakaya göre (θ, φ, d_2) değerleri kullanılarak tanımlanabilmektedir. Şekil 3'te görüldüğü gibi alt plaka referans olarak alınmış ve (x_0, y_0 , z_0) eksen takımı üzerine eklenmiştir. (x_3, y_3, z_3) ekseni ise üst plaka üzerine eklenmiştir. Alt plaka ile kardan mafsalı arası uzaklık d_1 olarak tanımlanmıştır ve değeri sabittir. Kardan mafsalı ve üst plaka arasındaki mesafe d_2 olarak tanımlanmıştır ve eğilme durumunda kısalmaktadır. Kabloların plakalara bağlı olduğu yerler Şekil 3' te gösterildiği gibi alt plaka için (O_1, O_2, O_3), üst plaka için (P_1, P_2, P_3) olarak tanımlanmıştır. Boyun mekanizmasının yapısı Şekil 2' de verilmiştir.



Şekil 2: Boyun mekanizmasının ve kafa yapısının tasarımı.



Şekil 3: Boyun mekanizması görünümü ve ona ait değişkenler.

İleri kinematik modelde alt taraftaki motorlara verilen açılarla kafanın yunuslama, yalpalama ve dönme açıları elde edilirken, ters kinematik modelde ise kafanın istenen bir konumu için motorların ne kadar dönmesi gerektiği hesaplanmaktadır. Bunu gerçekleştirebilmek için de alt ve üst plaka arasında bir bağlantı oluşturmak gerekmektedir. Kabloların plakalarla bağlanma noktaları olan (P_1, P_2, P_3) ve (O_1, O_2, O_3) sırasıyla üst ve alt düzlemleri tanımlamaktadır. Üst plakanın pozisyonunu alt plakaya göre tanımlamak için O_i ve P_i noktaları arasında bir öteleme matrisi oluşturulur. Dönüşüm matrisi oluşturulurken de d_1 (alt plaka ile kardan mafsalı arsındaki sabit uzaklık) sabit uzunluğu, yunuslama ve yalpalama hareketine sebep olan açılar ve d_2 (kardan mafsalı ile üst plaka arasındaki değişken uzaklık) değişken uzunluğu dikkate alınır [8]. Alt eksen takımı ile kardan mafsalı arasında öteleme matrisi, kardan mafsalının üzerine sabitlenmiş eksen takımı ile alt plaka arasındaki dönme hareketini ifade eden rotasyon matrisi ve kardan mafsalı ile üst plaka arasında öteleme matrisi oluşturulmuştur. Elde edilen matrisler yardımıyla $P_i = \left[P_{i,x}, P_{i,y}, P_{i,z} \right]$ ve $Q_i = \left[Q_{i,x}, Q_{i,y}, Q_{i,z} \right]$ noktaları arasında öteleme bağıntısı elde edilmiştir. (φ, θ, d_2) parametrelerine bağlı olan üst plakanın pozisyonu

ile kablo uzunlukları arasındaki ilişki, Öklid bağıntısı ile O_i ve P_i noktaları arasındaki uzaklığın bulunması ile belirlenir. Herhangi bir kablo için bulunabilen bu uzaklık denklem (1)'deki ifade ile verilmiştir.

$$l_i = \sqrt{\left(P_{i,x} - O_{i,x}\right)^2 + \left(P_{i,y} - O_{i,y}\right)^2 + \left(P_{i,z} - O_{i,z}\right)^2} \quad (1)$$

Kinematik çözümlerden O_i pozisyonları kullanılarak elde edilen P_i koordinatlarının doğruluğu

$$F_i = l_i - \sqrt{\left(P_{i,x} - O_{i,x}\right)^2 + \left(P_{i,y} - O_{i,y}\right)^2 + \left(P_{i,z} - O_{i,z}\right)^2} = 0 \quad (2)$$

olması halinde sağlanır.

3.1.1. İleri Kinematik Model

İleri kinematik modelde motorlara verilen döndürme açılarıyla elde edilen kablo uzunluklarının bilinmesiyle kafanın yunuslama, yalpalama açıları ve yayın ne kadar sıkışacağı bulunur. Burada 3 kablonun uzunluklarının bilinmemesi nedeniyle denklem (2) üç kere yazılır ve Newton-Raphson algoritması kullanılarak bilinmeyen bu durumlar için ilk değer belirlenerek yaklaşıklıkla sonuca ulaşılır (3).

$$x_k = x_{k-1} - j^{-1}F \quad (3)$$

Burada J Jacobian matrisini temsil eder. x_k ise çözümün φ, θ, d_2 değişken değerlere sahip vektörün k. iterasyonunu gösterir [8].

3.1.2. Ters Kinematik Model

İstenilen yunuslama ve yalpalama açıları ve yay uzunlukları için kablo uzunluklarının hesaplanması ters kinematik modeli oluşturmaktadır. Kafanın istenilen hareketine göre bir kablonun boyu sabit tutulur ve kalan iki kablo aracılığıyla istenen yunuslama ve yalpalama hareketi gerçekleştirilir. Uzunluğu sabit kabul edilen kablo verilen açılara göre hareket etmeyecek taraftaki motora bağlı olan kablo seçilir ve üç durum için de ayrı ayrı algoritmalar yazılır. Tüm bu algoritmalar derlenerek tek bir ters kinematik algoritma elde edilir. Bu algoritma verilen açı değerlerini uygun olan algoritmaya göndererek tüm kablo uzunluklarının bulunmasını sağlar ve motorlar bu kablo uzunluklarına uygun olarak dönerler. İleri kinematiğe göre fark Jacobian matrisinden kaynaklanmaktadır. L_1 uzunluğu sabit tutulduğunda hesaplamada kullanılacak Jacobian matrisi (4)'teki gibidir [8]. Benzer şekilde diğer değişken uzunluklar için de Jacobian matrisi oluşturulur.

$$j = \begin{pmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \theta} & \frac{\partial F_1}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_1}{\partial d_2} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \theta} & \frac{\partial F_2}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_2}{\partial d_2} \\ \frac{\partial F_3}{\partial \theta} & \frac{\partial F_3}{\partial \varphi} & \frac{\partial F_3}{\partial d_2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{\partial F_1}{\partial d_2} \\ 1 & 0 & \frac{\partial F_2}{\partial d_2} \\ 0 & 1 & \frac{\partial F_3}{\partial d_2} \end{pmatrix} \quad (4)$$

3.2. Yay Analizi ve Mekanizmaya Katkıları

Yay analizinde amaçlanan boyun yapısında yer alan yayın x ve y eksenlerinde meydana gelen yer değiştirmelerine karşılık bu eksenlerde oluşan kuvvetlerin eksenlere ayrı ayrı etkidiği düşünülerek bu kuvvetleri bulmaktır. Böylelikle yayın uzama miktarı ile uygulanması gereken kuvvet arasındaki ilişki hesaplanmıştır ve yayın yapısı gereği basmaya karşı gösterdiği davranış ile yayın eğilme durumundaki davranışı incelenmiştir. İki plaka arasındaki Ø açısının 30° olduğu maksimum eğilme durumda x ve y ekseninde meydana gelen yerdeğiştirmeler sırasıyla 18.15 mm ve 32.28 mm olarak şekil üzerinden hesaplanmıştır. Buradaki amaç yaya gelen kuvvetlerin bu durumda maksimum olacağı bilindiğinden bu uzama miktarları için gerekli maksimum kuvvetlerin hesaplanması ve motorların bu kuvvetleri karşılayıp karşılayamayacağıdır.

Ayrıca uygulanan kuvvet ve uzama arasındaki ilişki olan yayın karakteristiği (k) ayrı eksenlerde her bir birim uzama için uygulanması gereken kuvvetlerin hesaplanmasıyla belirlenmiştir.

Y ekseninde meydana gelen kuvvetlerin hesaplanmasında helisel bası yayına ait formüller kullanılmıştır. Y ekseninde meydana gelebilecek her bir birim uzama deformasyon denkleminde yerine yazıldığında özellikleri belli olan yay için o uzama miktarında gerekli olan kuvvet değerleri bulunur.

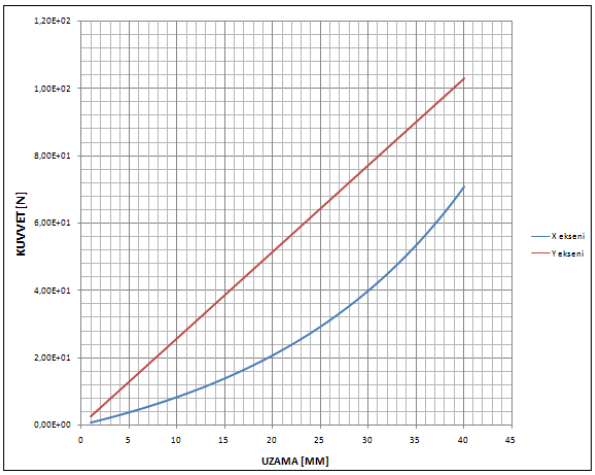
X ekseninde meydana gelen kuvvetleri bulmak için yayın konsol kiriş gibi davrandığı kabul edilip, yayın eğilmesi ve yayın kesilmesiyle oluşan yerdeğiştirmelerin toplamı hesaplanır ve bu yerdeğiştirmeye karşılık uygulanması gereken kuvvetler bulunur.

Aşağıda (5) numaralı denklemle yayın x eksenindeki toplam yerdeğiştirmesi veriliyor.

$$\gamma_T = \left(\frac{\pi \times i \times F_x \times Li^2 \times \frac{d}{2}}{3 \times E \times I} \right) \times \left(1 + \frac{E}{2 \times G} + \frac{3 \times \left(\frac{d}{2}\right)^3}{Li^2} \right) \quad (5)$$

Burada x ekseninde meydana gelen toplam deformasyon yerine koyularak x ekseninde uygulanması gereken kuvvet hesaplanır [10]. X eksenindeki kuvvet hesaplanırken yayın ilk boyu hesaba katılmaktadır. Ancak yayın ilk boyu eğilme esnasında sadece x doğrultusunda kısalmayıp y ekseni boyunca da kısalmaktadır. Bu nedenle hesaplama yapılırken yayın ilk boyunun sürekli değişimi de göz önünde bulundurulmalıdır. Hesaplar bu doğrultuda yapıldığında yayın lineer olmayan bir yay gibi davrandığı ve elde edilen hesapların gerçeğe daha yakın olduğu ortaya çıkmıştır. Hesaplar her bir milimetredeki kısalma için yayın ilk boyu tekrar hesaplanarak işlemler yapılmıştır.

Şekil 4'te görüldüğü üzere yayın y ekseninde hesaplar yapılırken helisel bası yayına ait formüller kullanıldığından yayın davranışı lineer olmaktadır. X ekseninde hesaplar yapılırken de yayın ilk boyu herbir birim uzama için hesaplanıp formüle konulduğunda yayın nonlineer davranış gösterdiği görülmektedir.



*Şekil 4:*Yayın X ve Y eksenlerindeki uzama ve kuvvet grafiği.

4. Mekanizma Kontrolü ve Uygulamalı Sonuçlar

Robotun boyun mekanizmasının yunuslama ve yalpalama serbestlikleri, bir adet bası yayı, 3 adet 120° açıyla yerleştirilmiş kablo ve bu kablolara bağlı 3 adet motor ile sağlanmaktadır. Boyun mekanizmasının dönme hareketi direkt kafaya bağlı olan 1 adet motor ile sağlanmaktadır. UMAY'ın boyun mekanizmasının kontrolü, yaylı ve kablolu mekanizması için elde edilen ileri ve ters kinematik modeller kullanılarak ROS (Robotic Operating System) platformu üzerinde gerçekleştirilmiştir.

ROS Willow Garage tarafından geliştirilmiş ve robotik uygulamalarda kullanılan bir yazılım sistemidir. ROS platformu ana hatlarıyla düğüm, düğümler arası iletişimi sağlayan mesaj ve servis olarak adlandırılan bileşenlerden oluşmaktadır. ROS platformunu tercih etmemizin temel nedeni farklı geliştiricilerin kodlarını ortak bir çatıda kolayca toplayabilmesi, parçalı bir mimari oluşturması ve prosesler arasında iletişim kurabilmesidir [11].

ROS platformu linux işletim sistemi yüklü bir bilgisayara kurulmuş, bilgisayar ve motorlar arasındaki iletişim, kontrol edilecek olan motorlarla bir adaptör vasıtası ile bilgisayara bağlanarak sağlanmıştır.

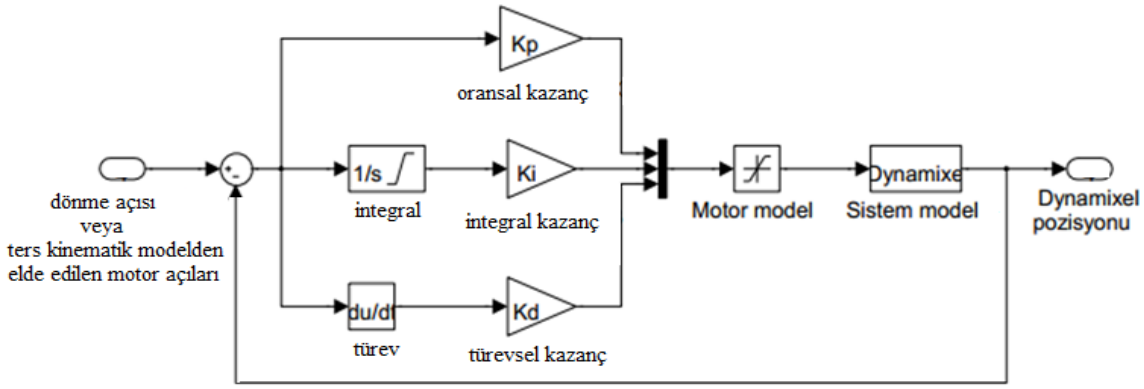
Boyun mekanizmasının kontrol algoritmasında, kafanın istenen konumuna tekabül eden yunuslama, yalpalama ve dönme açıları kullanıcıdan alınmaktadır. Alınan açılar için boynun ters kinematik modelinden gerekli kablo uzunlukları elde edilmektedir.

Ters kinematik model için gerekli olan girdiler yunuslama, yalpalama açıları ve sabit tel uzunluğudur. Bu girdilere karşı ters kinematik modelden kablo uzunlukları elde edilir. Bu kablo uzunlukları için hangi motorun ne kadar dönmesi gerektiği hesaplanır. Boynun yunuslama, yalpalama ve dönme hareketleri için elde edilen motor açıları Dynamixel motorlara gönderilir. Motor kontrolünde Dynamixel motorların içinde bulunan PID kontrolcüler kullanılmış ve motorlar kontrol edilmiştir. PID kontrol şeması Şekil 6'da verilmiştir.

Boyun mekanizmasının kontrol algoritmasının ROS platformunda düğüm, mesaj ve servisle ifadesi Şekil 5'te verilmiştir. Şekilde görülen "head_control_pub, head_control_sub, dynamixel_manager" ROS'ta düğüm bileşenlerini ifade etmekte, "UMAY_neck_command, motor_states, head_control_multi" mesaj bileşenlerini ve "inverse_kinematic" ise servis bileşenini ifade etmektedir. ROS'ta "head_control_pub" çalıştığında kullanıcıdan kafanın yalpalama, yunuslama ve dönme açıları alınmakta daha sonra bu açılar "UMAY_neck_command" mesajı altında yayınlanmaktadır. Yayınlanan açıları "head_control_sub" düğümü alarak bu açıları "inverse_kinematic" servis bileşenine göndermekte ve bu bileşenden girilen açılar için gerekli kablo uzunlukları elde edilip tekrar "head_control_sub" düğüm bileşenine gelmektedir. Burada gerekli kablo uzunlukları için motorların dönmesi gereken açılar hesaplanıp "dynamixel manager" düğümüne gönderilir. Motorlar "dynamixel manager" düğümünden aldıkları açılar sayesinde gerekli açılarda dönerler. Boyun mekanizmasının ROS platformu ile kontrolü ve motorların kendi içlerinde bulunan PID kontrolcüler ile kontrolü başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Boyun mekanizmasının tasarım ve kontrolü [12] numaralı referansta bulunabilir.



Şekil 5: ROS'ta düğümlerin birbirleri ile iletişim ağı.



Şekil 6: Motor kontrol şeması.

Teşekkür

UMAY projesi İTU-BAP tarafından Genç Araştırmacıları Destekleme Projeleri kapsamında 2011-2013 yılları arasında desteklenmiştir. Boyun tasarımının kontrol aşamasında bize bıraktığı teknik bilgi ve verilerle yol gösteren Pelin Burçak İÇER'e, bize her türlü yardımı sağlayan UMAY projesinde görev alan takım arkadaşlarımıza, birçok konuda bize yol gösteren ve yardımlarını esirgemeyen Ertuğrul BAYRAKTAR'a, teknik personel Alev KESKİN'E ve İTÜ Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezinin tüm çalışanlarına teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] Fischer, L.D., Alexander, E., Yan, X., Su, H., Harrington, K., Fischer, G.S., "An affordable compact humanoid robot for Autism spectrum disorder interventions in Children," 33rd Annual Int. Conf. of IEEE EMBS, Boston, Massachusetts, USA, August 30- September 3, 2011.

[2] Boyraz P., Yiğit, C. B., Biçer, H. O., "UMAY: A Moduler Humanoid Platform for Education and Rehabilitation of Children with Autism Spectrum Disorders," İstanbul, Turkey.

[3] NASA, Anthropometry and Biomechanics Volume 1 – Section 3, NASA-STD-3000 268pT ve NASA-STD-3000 268k, 1995.

[4] W.H. Zangemeister and L. Stark, "Active head rotations and eye-head coordination," Annals of the *New York Academy of Science*, 374:540-59, 1981.

[5] Reilink, R., Visser, L.C., Bennick, J., Carloni, R., and et al., "The Twente Humanoid Head," *IEEE Int. Conf. On Robotics and Automation*, Kobe, Japan, May 17-19 2009.

[6] Beira, R., Lopes, M., Praça, M., and et al., "Design of the Robot-Cup (iCub) Head," IEEE the International Conference on Robotics and Automation, Orlando, USA, May, 2006.

[7] Merlet, J. P., "Introduction," in *Parallel Robots*," 2nd ed. Netherlands: Springer, 2006, pp. 1-17.

[8] Nori, F., Jamone, L., Metta, G., Sandini, G., "Accurate control of a human-like tendon-driven neck," *IEEE-RAS Int. Conf. on Humanoid Robots*, Nov. 29- Dec 1, pp. 371-378, 2007.

[9] Fumagalli, M., Jamone, L., Metta, G., Natale, L., Nori, F., and et al., "A Force Sensor for the Control of a Human-like Tendon Driven Neck", *IEEE-RAS Int. Conf. on Humanoid Robots*, 7-10 Dec, pp. 478-485, 2009.

[10] Timoshenko, S., "Torsion," in *Strength of Materials*, 3rd ed. New Jersey: Princetion, 1956, pp. 292-293.

[11] ROS: Robot operating systems, available: http://www.ros.org/wiki/ .

[12] Video of UMAY: Cable Driven Neck Mechanism Design and Control, available at youtube: http://www.youtube.com/watch?v=mrUHchXMqlk.

Prototip Bir Ornithopterin Modellenmesi, Denetimi ve Benzetimi

Ahmet Eren Demirel, Mustafa Ünel

Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
{erendemirel, munel}@sabanciuniv.edu

Özetçe

Son yıllarda, ornithopter tipi insansız hava araçları üzerine yapılan araştırmalar artmaktadır. Böcek, yarasa ve kuşların aerodinamik yapısından esinlenerek tasarlanan bu taşıtlar alışılagelmiş hava araçlarına göre daha üstün manevra potansiyeline sahiptirler. Bu bildiride, prototip bir ornithopterin modellenmesi, denetimi ve benzetimi yapılmıştır. Dinamik benzetimde kullanılmak üzere MSC Adams ortamında prototip bir ornithopter oluşturulmuştur. Kanatlara verilen hareket, frekansı değiştirilebilen sinüsoidal bir eğriyi izlemekte ve aracın yunuslama açısını değiştirmektedir. Gövde üzerindeki döner ekleme verilen dümen kuvvetiyle aracın sapma açısı değiştirilebilmektedir. Prototip ornithopterin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetler MSC Adams tarafından hesaplanarak Matlab/Simulink ortamına aktarılmış ve dinamik benzetimde kullanılmıştır. PD ve PID geri besleme denetleyicileriyle aracın yunuslama ve sapma açıları denetlenmiş ve performansları incelenmiştir.

1. Giriş

Günümüzde insansız hava araçları (İHA) askeri ve sivil uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Arama, kurtarma, yangın söndürme ve gözetleme bu uygulamalardan bazılarıdır. Maliyetlerinin düşük ve manevra kabiliyetlerinin yüksek olması İHA'ları diğer hava araçlarına göre daha avantajlı bir konuma getirmektedir. Sabit ve döner kanatlı İHA'lar pratik uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [1, 2]. Son yıllarda kullanımları giderek artan diğer bir İHA tipi ise ornithopterdir. Ornithopter, sabit veya döner bir kanat kullanmak yerine doğada sıkça görülen bir lokomosyon tipi olan kanat çırpmayı kullanarak uçan İHA'lara denilmektedir. Ornithopterler küçük boyutları, yüksek manevra kabiliyetleri ve kamuflaj için uygun tasarımlarıyla ön plana çıkmaktadırlar.

Son zamanlara kadar klasik aerodinamik teorisi böcek ve kuşların aerodinamik yapısını açıklamak için yeterli değildi. Ellington ve arkadaşları [3], büyük mekanik bir güve modelinin kanatlarındaki hava akımını görselleştirmişlerdir ve kanat hareketiyle uçuştaki hücum kenarı vortekslerinin kanattaki kaldırma kuvvetini arttırdığını gözlemlemişlerdir. Dickinson ve arkadaşları [4], üç boyutlu yüksek hızlı kameralarla meyve sineğinin kanat kinematiğini gözlemlemişler ve uçuş dinamiklerini açıklamışlardır. Ellington ve Dickinson'ın çalışmaları böcek ve kuş boyutundaki ornithopterlerde tasarım aracı olarak kullanılmışlardır.

Literatürde farklı boyut ve şekillerde ornithopter tasarımları bulunmaktadır. Wood [5] bildirisinde milimetre boyutlarında ve 60 mg ağırlığında akıllı kompozit malzemeden bir böcek robot tasarımı sunmaktadır. De Croon ve arkadaşları [6]'da Delfly projesi kapsamında ürettikleri 21, 16.07, 3.07 g. ağırlıklarında ve üç farklı boyuttaki ornithopterin tasarımlarını, aerodinamik yapılarını ve görsel tabanlı denetim algoritmalarını açıklamıştır. Ratti ve Vachtsevanos [7] helikopter böceğinden esinlenerek tasarlanmış bir ornithopterin prototipini sunmuşlardır. Baek ve arkadaşları [8]'de geliştirdikleri 1 gramlık mikrodenetleyici, atalet ve görsel sensörleri içinde bulunduran denetim elektroniği ile 13 gramlık bir ornithopterin otonom uçuşunu gerçekleştirmişler ve bu bildiride de kullanılan ornithopter dinamik modelini öne sürmüşlerdir.

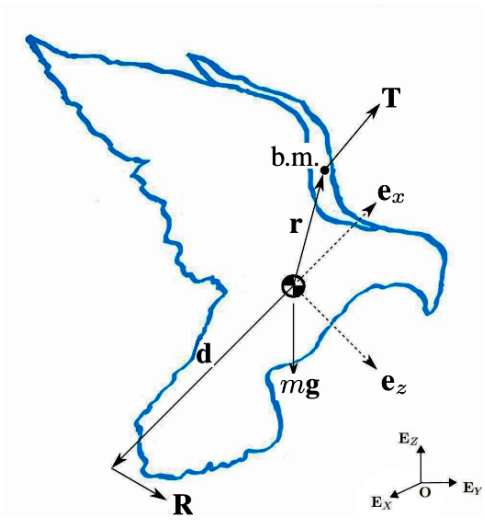
Ornithopter platformları literatürde Matlab/Simulink, Working Model 2D ve ANSYS gibi farklı ortamlarda tasarlanmış ve benzetim çalışmaları yapılmıştır. Öte yandan MSC Adams dinamik benzetim programı ornithopter modellemesi ve benzetimi için uygun bir ortam sunmaktadır. Geometrik ögeler ve bunların bağlayıcıları ile kompleks sistemler modellenebilmektedir. Pfeiffer ve arkadaşları [9] ANSYS ortamında tasarladıkları esnek kanatlarla MSC Adams ortamında bir ornithopterin benzetimini yapmışlardır. Kim ve Han [10] ise güve kelebeği *Manduca Sexta*'yı MSC Adams ortamında modellemişlerdir.

Bu bildiride, prototip bir ornithopterin modellenmesi, benzetimi, yunuslama ve sapma açılarının denetimi sunulmaktadır. Ornithopterin benzetimi MSC Adams ortamında yapılmıştır. MSC Adams'da ornithopterin hareketinden ötürü oluşan aerodinamik kuvvetler, MSC Adams Controls modülü vasıtasıyla Matlab/Simulink ortamındaki dinamik modelde kullanılmıştır. Matlab/Simulink'de ornithopterin yunuslama ve sapma açılarının denetimi yapılmıştır. MSC Adams ve Matlab/Simulink platformları birlikte kullanılarak oluşturulan gerçekçi bir ornithopter modeli ve ornithopterin iki eksende denetiminin gerçekleştirilmesi yapılan çalışmanın literatüre katkıları olarak sayılabilir.

Bu bildirinin organizasyonu şu şekildedir: İkinci bölümde, ornithopterin dinamik modeli sunulmuştur. Üçüncü bölümde MSC Adams geometrik ögeleri kullanılarak prototip bir ornithopter oluşturulmuş ve ornithopterin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetler tartışılmıştır. Dördüncü bölümde, yunuslama ve sapma açılarının denetimi yapılmıştır. Beşinci bölüm benzetim ve denetim sonuçlarını içermektedir. Altıncı bölümde elde edilen sonuçlar ve gelecekte yapılacak çalışmalar tartışılarak bildiri sonlandırılacaktır.

2. Dinamik Model

Dinamik model üzerinde oluşan kuvvetler ve koordinat eksenleri Şekil 1'de gösterilmiştir. Gövde koordinatları ($\mathbf{e}_x$, $\mathbf{e}_y$, $\mathbf{e}_z$) ornithopterin ağırlık merkezine sabitlenmiş ve ornithopterin ataletinin temel eksenleri olarak seçilmiştir. Böylece ornithopterin atalet matrisi zamandan bağımsız hale gelmiştir. Ornithoptere etki eden dinamik denklemler (1) ve (2)'de verilmiştir [8]:



Şekil 1: Kanatların oluşturduğu kuvvetler ve koordinat eksenleri

$$m\dot{\mathbf{V}}^b + \boldsymbol{\omega}^b \times m\mathbf{V}^b = m\mathbf{g} + \mathbf{F}_i + \mathbf{F}_a, \tag{1}$$

$$\dot{\mathbf{H}}^b + \boldsymbol{\omega}^b \times \mathbf{H}^b = \mathbf{M}_i + \mathbf{M}_a, \tag{2}$$

Bu denklemlerdeki terimler aşağıda açıklanmıştır:
$\mathbf{V}^b$= (u, v, w)^T = gövde eksenindeki ağırlık merkezinin hızı,
$\boldsymbol{\omega}^b = (p, q, r)^T$ = gövde eksenindeki açısal hızlar,
$\mathbf{H}^b = \mathbf{I}\,\boldsymbol{\omega}^b$ = gövde eksenindeki açısal momentumlar,
$\mathbf{I}$ = ornithopterin gövde eksenindeki atalet momenti,
$\mathbf{F}_i = (F_u, F_v, F_w)^T$ = aerodinamik kuvvetler,
$\mathbf{F}_a$ = toplam tahrik kuvveti,
$\mathbf{M}_i = (M_p, M_q, M_r)^T$ = aerodinamik tork,
$\mathbf{M}_a$ = toplam tahrik torku,
m = ornithopterin kütlesi
$\mathbf{g}$ = yerçekimi ivmesi

$\mathbf{F}_i$ kuvveti ornithopterin kütle merkezine etki etmektedir. Şekil 1'de ornithopterin basınç merkezine etki eden $\mathbf{T}$ ve kuyruk kanadına etki eden $\mathbf{R}$, itme ve dümen kuvvetlerini temsil etmektedir. Ornithopterin üzerinde moment oluşturmayan tüm kuvvetlerin bileşkesinin etki ettiği noktaya basınç merkezi denmektedir ve Şekil 1'de b.m. ile gösterilmiştir. ϵ, $\mathbf{T}$ ile e_x arasındaki açıdır. İtme ve dümen kuvvetleri (3) ve (4)'de verilmiştir.

$$\mathbf{T} = (Tcos\epsilon)\mathbf{e}_x - (Tsin\epsilon)\mathbf{e}_z, \tag{3}$$

$$\mathbf{R} = R\mathbf{e}_y, \tag{4}$$

İtme ve dümen kuvvetleri kullanılarak toplam tahrik kuvveti ve torku (5) ve (6)'daki gibi yazılabilir.

$$\mathbf{F}_a = \mathbf{T} + \mathbf{R}, \tag{5}$$

$$\mathbf{M}_a = \mathbf{r} \times \mathbf{T} + \mathbf{d} \times \mathbf{R}, \tag{6}$$

Bu denklemlerdeki $\mathbf{r} = d_1\mathbf{e}_x - d_2\mathbf{e}_z$ ağırlık merkezinin basınç merkezine olan uzaklığını belirtmektedir ve $\mathbf{d} = -d_3\mathbf{e}_x + d_4\mathbf{e}_z$ kuyruk kanadının ağırlık merkezine olan uzaklığını göstermektedir. $\mathbf{F}_a$ ve $\mathbf{M}_a$ ornithopterin eyleyicileri tarafından üretilirken, $\mathbf{F}_i$ ve $\mathbf{M}_i$ ornithopterin gövdesinin hareket etmesiyle oluşmaktadır. Dolayısıyla ornithopterin gövdesi hareketsiz ise ($\mathbf{V}^b = \boldsymbol{\omega}^b = 0$), $\mathbf{F}_i = \mathbf{M}_i = 0$ olmaktadır. $\mathbf{F}_i$ ve $\mathbf{M}_i$ ornithopteri bir kuvvet/tork sensörüne bağlanarak ölçülebilir. MSC Adams ortamındaki ornithopter platformu kuyruk kanadından bağlanmış ve bağlandığı yerde oluşan kuvvetler ve torklar ($\mathbf{F}_i$ ve $\mathbf{M}_i$) ölçülerek Matlab/Simulink ortamında oluşturulan dinamik benzetim ortamında kullanılmıştır.

Açısal hareketin kinematik denklemleri (7)'deki gibi yazılabilir. ϕ, θ ve ψ Euler açılarıdır ve sırasıyla ornithopterin yuvarlanma, yunuslama ve sapma açılarını belirtmektedir. p, q ve r ise sırasıyla $\mathbf{e}_x$, $\mathbf{e}_y$ ve $\mathbf{e}_z$ koordinat eksenlerindeki açısal hızları temsil etmektedir.

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p + qsin\phi tan\theta + rcos\phi tan\theta \\ qcos\phi - rsin\phi \\ qsin\phi sec\theta + rcos\phi sec\theta \end{pmatrix} \tag{7}$$

(1) - (7)'deki denklemler birlikte kullanılarak sistemin dinamik modeli şu şekilde elde edilir:

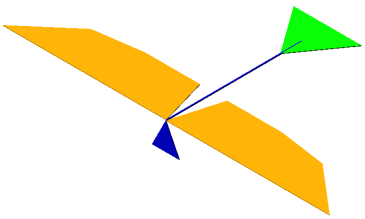
$$\begin{bmatrix} m\dot{u} \\ m\dot{v} \\ m\dot{w} \\ I_x\dot{p} \\ I_y\dot{q} \\ I_z\dot{r} \\ \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_u + Tcos\epsilon + m(rv - qw) + mgsin\theta \\ F_v + R + m(pw - ru) - mgcos\theta sin\phi \\ F_w - Tsin\epsilon + m(qu - pv) - mgcos\theta cos\phi \\ M_p - d_4R + (I_y - I_z)qr \\ M_q + d_1Tsin\epsilon - d_2Tcos\epsilon + (I_z - I_x)pr \\ M_r - d_3R + (I_x - I_y)pq \\ p + qsin\phi tan\theta + rcos\phi tan\theta \\ qcos\phi - rsin\phi \\ qsin\phi sec\theta + rcos\phi sec\theta \end{bmatrix} \tag{8}$$

3. Ornithopter Tasarımı

Ornithopterin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetleri ve torkları belirlemek için MSC Adams ortamında bir ornithopter platformu tasarlanmıştır. Şekil 2'deki ornithopter platformu iki ana kanat, gövde ve kuyruk kanadından meydana gelmektedir.

3.1. Kanatlar

Ornithopterin yunuslama açısı denetimi ana kanatlar tarafından sağlanmaktadır. Kuyruk kanatları ise ornithopterin dengeli bir uçuş yapması için gerekmektedir. [11]'de anlatılan Microbat ornithopterin ilk prototiplerinde kanatlar karbon çubuklar üzerine gerilmiş polyester filmden oluşmaktadır. Basit ve etkin ornithopter kanat yapımında literatürde sıkça bu yönteme başvurulmaktadır. MSC Adams ornithopter modelimizde de polyester ana kanatların malzemesi olarak



Şekil 2: MSC Adams ornithopter modeli

Tablo 1: Polyester malzeme özellikleri

Young Katsayısı	$3 \times 10^9\ N/m^2$
Poisson Katsayısı	0.38
Yoğunluk	1300 kg/m^3

kullanılmıştır. Tablo 1'de kullanılan polyesterin malzeme özellikleri verilmiştir.

Tablo 1'de verilen malzeme özellikleri ve kanat geometrisi verilerine göre bir ana kanadın kütlesi, hacmi ve atalet bilgileri MSC Adams tarafından hesaplanmış ve Tablo 2'de verilmiştir. Ana kanatlar birbirine eş ve simetrik olarak dizayn edilmişlerdir.

Tablo 2: Ana kanadın özellikleri

Kütle	16.835 g
Hacim	$1.295 \times 10^4\ mm^3$
I_x	62.144 $kg.mm^2$
I_y	56.005 $kg.mm^2$
I_z	6.141 $kg.mm^2$

Ornithopterin kanat açıklığı 48 cm'dir. Ana kanatlar x-y düzleminde seçilen 5 noktanın birleştirilmesinden sonra çıkarım yöntemiyle oluşturulmuştur. Noktaların x-y düzlemi üzerindeki koordinatları Tablo 3'de verilmiştir.

Kuyruk kanadı gövdeye sabitlenmiştir. Kuyruk kanatlarının malzemesi geri kalan bütün gövdenin de malzemesi olan karbon fiberdir. Hafif ve dayanaklı bir malzeme olması nedeniyle karbon fiber ornithopter platformlarında kullanılmak için uygundur. Tablo 4'de kullanılan karbon fiberin malzeme özellikleri verilmiştir.

Kuyruk kanadı, çıkarım (extrusion) yöntemiyle oluşturulmuş bir üçgen plakadan oluşmaktadır. Karbon fiberin malzeme özelliklerine ve kuyruk kanat geometrisine bağlı olarak MSC Adams tarafından hesaplanmış kuyruk kanadının özellikleri Tablo 5'de verilmiştir.

3.2. Gövde

Gövde, Tablo 4'te verilen karbon fiber malzemeden yapılmıştır ve gövdenin özellikleri Tablo 6'da verilmiştir. Gövde, silindir bir karbon çubuk ile çıkarım yöntemiyle oluşturulmuş üçgen bir plakanın birleştirilmesiyle

Tablo 3: Kanat çıkarımında kullanılan noktalar

Nokta Sırası	Koordinatları (mm)
1	(0, 0, 0)
2	(-240, 0, 0)
3	(-170, 60, 0)
4	(-100, 70, 0)
5	(-20, 70, 0)

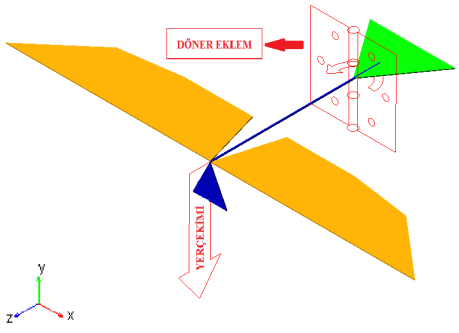
Tablo 4: Karbon fiber malzeme özellikleri

Young Katsayısı	$7 \times 10^{10}\ N/m^2$
Poisson Katsayısı	0.1
Yoğunluk	1600 kg/m^3

oluşturulmuştur.

Ornithopter platformu için ayrı ayrı tasarlanmış olan parçalar birbirlerine sabit ve döner eklemlerle bağlanmıştır. Kanatlar gövdeye döner eklemlerle bağlanmıştır. Gövde ise kuyruk kanadına sabit bir eklemle bağlanmıştır. Gövde ayrıca yere döner bir eklemle bağlanmıştır. Bu ekleme verilen dümen kuvvetiyle ornithopterin sapma açısı denetlenmektedir ve bu eklem üzerine oluşan aerodinamik kuvvetler Matlab/Simulink ortamındaki dinamik modelde kullanılmaktadır. Ayrıca gerçekçi bir benzetim için -y yönünde ve $9.8m/s^2$ büyüklüğünde yerçekim ivmesi eklenmiştir. Şekil 3'te uygulanan yerçekim ivmesi ve gövdeyi yere bağlayan döner eklem gösterilmiştir.

Tablo 7'de ornithopterin ayrı ayrı parçalarının ağırlıklarıyla birlikte, toplam ağırlığı verilmiştir.



Şekil 3: Uygulanan yerçekim ivmesi ve gövdeyi yere bağlayan döner eklem

4. Ornithopter Denetimi

Ornithopterin yunuslama açısı denetimi ana kanatlar vasıtasıyla yapılmaktadır. Ana kanatlar ön gövdeye Şekil 4'de gösterildiği gibi iki adet döner eklem vasıtasıyla bağlanmıştır.

Bu eklemlere eşit frekanslı fakat 180° faz farkıyla (9)'daki sinüsoidal hareket verilmiştir.

$$y(t) = Asin(2\pi(f_0 + f)t + \varphi) \quad (9)$$

Tablo 5: Kuyruk kanadının Özellikleri

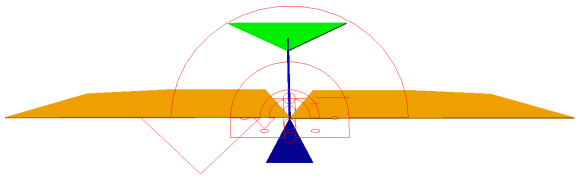
Kütle	5.6 g
Hacim	3.49×10^3 mm^3
I_x	3.85 $kg.mm^2$
I_y	2.33 $kg.mm^2$
I_z	1.52 $kg.mm^2$

Tablo 6: Gövdenin özellikleri

Kütle	2.28 g
Hacim	1.43×10^3 mm^3
I_x	9.55 $kg.mm^2$
I_y	9.38 $kg.mm^2$
I_z	0.34 $kg.mm^2$

Tablo 7: Ornithopterin ağırlığı

Ana kanatlar	33.66 g
Kuyruk kanatları	5.6 g
Gövde	2.28 g
Toplam	41.54 g



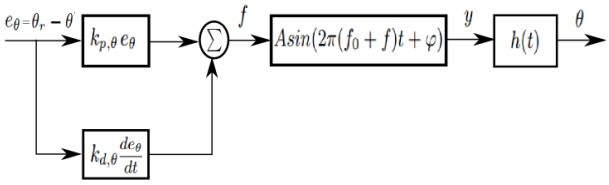
Şekil 4: Ön gövde ve kanatları bağlayan eklemler küçük okla, bu ekleme uygulanan hareket büyük okla gösterilmiştir.

A hareketin genliğini, f_0 ornithopterin havada kalması icin gereken ortalama kanat çırpma frekansını, f yunuslama açısını değiştirmek için kullanılan denetim girdisini, φ kanatlar arasındaki faz farkını ve t zamanı temsil etmektedir. Dolayısıyla denetim girdilerinden birincisi kanat frekansıdır ve yunuslama açısını denetlemektedir. Bu çalışmada yunuslama açısını kontrol etmek için denklem (10)'da verilen basit bir PD geri besleme denetleyicisi seçilmiştir.

$$f = k_{p,\theta}(\theta_r - \theta) + k_{d,\theta}(\dot{\theta_r} - \dot{\theta}) \tag{10}$$

Bu denklemde θ_r referans yunuslama açısını, θ ölçülen yunuslama açısını ifade etmektedir. $k_{p,\theta}$ ve $k_{d,\theta}$ yunuslama açısı denetleyicisinin oransal ve türevsel katsayılarını göstermektedir. Tasarlanan kontrol algoritması Şekil 5'de gösterilmiştir.

Sapma açısı denetimi ise Şekil 3'deki döner ekleme uygulanan dümen kuvvetiyle yapılmaktadır. Denetim için gerekli dümen kuvveti, denklem (11)'de verilen PID geri besleme



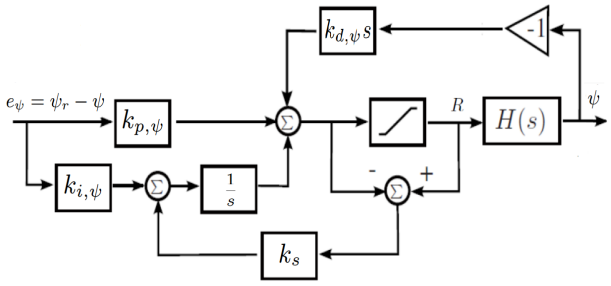
Şekil 5: Yunuslama açısı geri besleme denetleyicisinin blok diagramı

denetleyicisi ile sağlanmıştır.

$$R = k_{p,\psi}(\psi_r - \psi) + k_{i,\psi}\int_0^t (\psi_r - \psi)\mathrm{dt} + k_{d,\psi}(\gamma\dot{\psi_r} - \dot{\psi}) \tag{11}$$

Bu denklemde $k_{p,\psi}$, $k_{i,\psi}$ ve $k_{d,\psi}$ PID denetleyicinin sırasıyla oransal, integral ve türevsel katsayılarını temsil etmektedir. ψ_r referans sapma açısını, ψ ise ölçülen sapma açısını ifade etmektedir. γ türevsel denetleyicinin referans ağırlığını vermektedir. Referans sinyalindeki bir değişimde, sapma açısındaki kısa süreli dalgalanmaları önlemek için $\gamma = 0$ olarak tasarlanmıştır.

Integral windup problemini önlemek için integral anti-windup algoritması uygulanmıştır. Bu algoritma sayesinde denetim sinyali R; satürasyon alt ve üst limitleri olan R_{min} ve R_{max} arasında kalabilmektedir. Bu algoritmada eğer denetim sinyali satürasyon limitlerinin içerisinde ise integral hatası toplanmaktadır. Fakat denetim sinyali satüre olursa sisteme etki eden dümen kuvveti R ile denetleyici çıktısı arasındaki fark alınmakta ve k_s satürasyon katsayısı ile çarpıldıktan sonra PID denetleyicisinin integral katkısı ile toplanmaktadır. Böylece denetleyici çıktısı satürasyon limitleri içinde kalmaktadır. Tasarlanan kontrol algoritması Şekil 6'da özetlenmiştir.



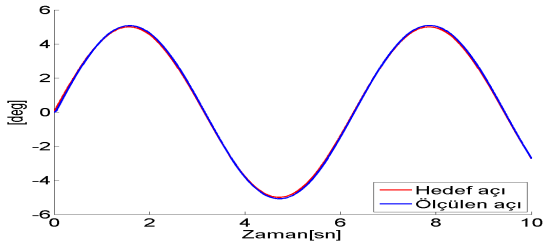
Şekil 6: Sapma açısı PID geri besleme denetleyicisinin blok diagramı.

MSC Adams ortamında ornithopterin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetler hesaplandıktan sonra ornithopterin dinamik benzetimi ve denetimi Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır. Aerodinamik kuvvetlere Matlab/Simulink ortamında gerçek zamanlı olarak erişilebilmek için Adams/Control eklentisi kullanılmıştır. Adams/Control, MSC Adams ortamında oluşturulan bir modelin denetimini Matlab ve Easy5 gibi ortamlarda gerçekleştirmek için kurgulanmış bir MSC Adams eklentisidir. Matlab ortamına aktarılmış bir MSC Adams sistem bloğu ile Matlab/Simulink ve MSC Adams eşzamanlı

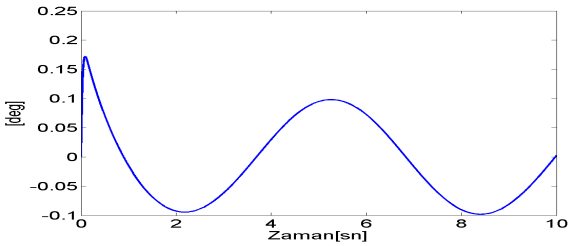
simülasyonları yapmak mümkündür. Adams/Control üzerinden sistemin girdi ve çıktıları değiştirilebilmektedir. Ayrıca kurgulanan senaryoya göre analiz tipi, nonlineer veya lineer olarak değiştirilebilmektedir. MSC Adams çözücü olarak C++ veya Fortran program dillerini kullanabilmektedir.

5. Benzetim Sonuçları

Prototip ornithopterin yunuslama ve sapma açısı denetleyicisinin performansı 5° genlikli ve 1 Hz frekanslı sinüs dalgası şeklinde değişen hedef açısıyla denenmiştir. Şekil 7 ve 8'de yunuslama denetleyicisinin performansı ve denetim hatası gösterilmiştir.



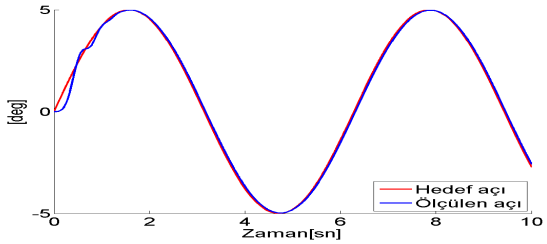
Şekil 7: Yunuslama açısı denetleyicisi performansı



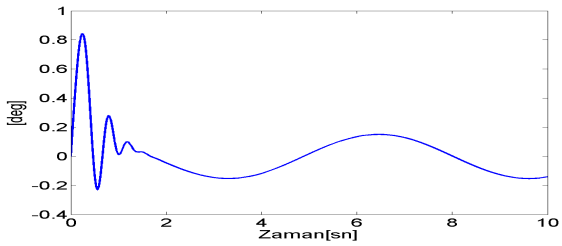
Şekil 8: Yunuslama açısı hatası

Şekil 8'de görüldüğü gibi denetim hatası maksimum 0.17 derece olmaktadır.

Ornithopterin sapma açısı ise bölüm 4'de tartışılan PID geri besleme denetleyicisi ile denetlenmektedir. Şekil 9 ve 10'da sapma açısı denetleyicisinin performansı ve denetim hatası gösterilmiştir. Sapma açısı hatası maksimum 0.81 derecedir.

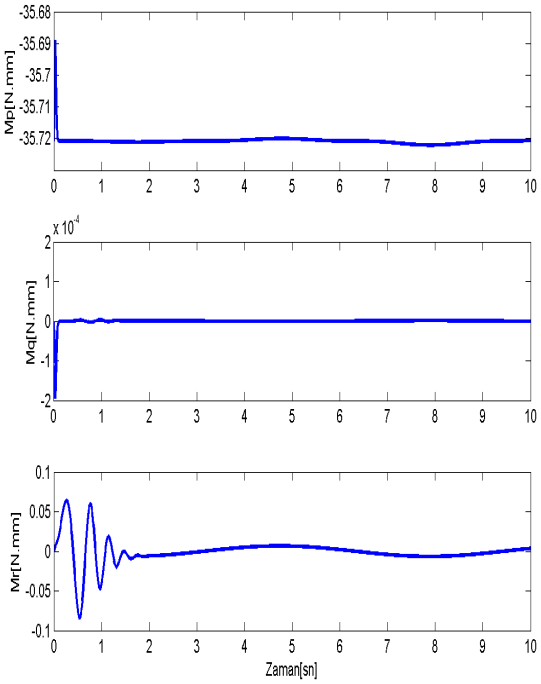


Şekil 9: Sapma açısı denetleyicisi performansı



Şekil 10: Sapma açısı hatası

Şekil 11'de ise Şekil 7 ve 9'daki sinüsoidal referanslar sonucunda ornithoptere etki eden aerodinamik torklar gösterilmiştir. M_q ve M_r ornithopter hedef açısına oturduktan sonra sıfıra yaklaşmakta ve sinüsoidal referanslardan ötürü sıfırın üstünde salınmaktadır. M_p ise ornithopterin yuvarlanma açısına (ornithopterin $\mathbf{e}_x$ ekseni etrafındaki açısı) etki etmekte olup yaklaşık olarak -35 N.mm değerini almaktadır.



Şekil 11: Aerodinamik torklar

6. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu bildiride Matlab/Simulink ortamında dinamik benzetimi yapılan bir ornithopterin yunuslama ve sapma açılarının denetimi yapılmıştır. Uçuşu sırasında ornithoptere etki eden aerodinamik kuvvet ve torkları bulmak için MSC Adams'daki farklı geometrik ögeler sabit ve döner eklemlerle

birleştirilmiş ve prototip bir ornithopter hazırlanmıştır. Ornithopterin kanat çırpma frekansı ve dümen kuvveti değişimine göre aerodinamik kuvvetler ve torklar bu prototip üstünde MSC Adams tarafından hesaplanmış ve Adams/Control eklentisiyle Matlab/Simulink'teki dinamik simülasyona aktarılmıştır. Yunuslama açışı ve sapma açısının denetleyicilerinin performansları 5° genliğindeki sinüsoidal dalga şeklindeki referans açılarıyla denenmiş ve 0.6°'nin altındaki denetim hatalarıyla ornithopter denetlenmiştir. MSC Adams'da tasarlanan ornithopterin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetlerin Matlab/Simulink ortamındaki ornithopterin matematiksel modelinde kullanılması ve oluşturulan modelin iki eksende denetiminin gerçekleştirilmesi bildirinin literatüre katkılarıdır.

Gelecek çalışmalarda, prototip ornithopterin yuvarlanma açısının denetiminin yapılması ve ornithopterin istenilen yükseklikte sabit kalabilmesi için irtifa denetleyicisi tasarlanması planlanmaktadır. Öte yandan gövde üzerinde oluşan aerodinamik kuvvetler tam olarak tanımlanamadığı için bu bildiride PD ve PID denetleyicileri kullanılmıştır. Aerodinamik kuvvetler tanımlandıktan sonra prototip ornithopter üzerinde model tabanlı dayanıklı ve doğrusal olmayan denetleyiciler geliştirilmesi planlanmaktadır. Ayrıca tasarlanan denetleyicilerin gerçek donanım üzerinde başarımı test edilecektir.

7. Kaynakça

[1] G. Cai, K. Y. Lum, B. M. Chen, T. H. Lee, "A brief overview on miniature fixed-wing unmanned aerial vehicles," *IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA)*, pp. 285-290, 2010.

[2] E. Cetinsoy, S. Dikyar, C. Hancer, K. Oner, E. Sirimoglu, M. Unel, and M. F. Aksit, "Design and construction of a novel quad tilt-wing uav," *Mechatronics*, vol. 22, no. 6, pp. 723-745, 2012.

[3] C. P. Ellington, C. van der Berg, A. P. Willmott, and A. L. R. Thomas, "Leading-edge vortices in insect flight," *Nature*, vol. 384, pp. 626-630, 1996.

[4] S. N. Fry, R. Sayaman, and M. H. Dickinson, "The aerodynamics of freeflight maneuvers in Drosophila," *Science*, vol. 300, pp. 495-498, 2003.

[5] R. J. Wood, "The First Takeoff of a Biologically Inspired At-Scale Robotic Insect," *IEEE Transactions on Robotics*, vol.24, no.2, pp.341-347, 2008.

[6] G. de Croon, K. de Clerq, R. Ruijsink, B. Remes, and C. de Wagter, "Design, aerodynamics, and vision-based control of the DelFly," *International Journal of Micro Air Vehicles*, vol. 1, no. 2, pp. 71-97, 2009.

[7] J. Ratti and G. Vachtsevanos. "A biologically - inspired micro aerial vehicle: Sensing, modeling and control strategies," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 60, no. 1, pp. 153-178, 2010.

[8] S. Baek, F. L. Garcia Bermudez, and R. Fearing, "Flight control for target seeking by 13 gram ornithopter," *International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, 2011.

[9] A. T. Pfeiffer, J.-S. Lee, J.-H. Han, and H. Baier, "Ornithopter Flight Simulation Based on Flexible Multi-Body Dynamics," *Journal of Bionic Engineering*, Vol. 7, No. 1, pp. 102-111, 2010, .

[10] J. K. Kim and J. H. Han, "Control Effectiveness Analysis of the Hawkmoth Manduca Sexta: A Multibody Dynamics Approach," *International Journal of Aeronautical and Space Science*, 14(2), pp. 152 - 161, 2013.

[11] T. Pornsin-Sirirak, Y.-C. Tai, and C.-M. Ho. "Microbat: A palm-sized electrically powered ornithopter," presented at *Proc. NASA/JPL Workshop Biomorphic Robot.*

SLEGS ROBOT İÇİN YENİ BİR BACAK PROTOTİPİ VE DENETİMİ

Servet SOYGÜDER[1], *Sertaç Emre KARA*[2], *Ulaş KARABULUT*[3]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
ssoyguder@firat.edu.tr

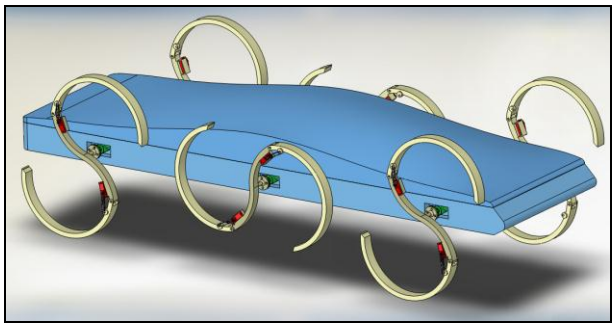
[2]Makina Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
semrek@gmail.com

[3]Makina Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
mulaskarabulut@gmail.com

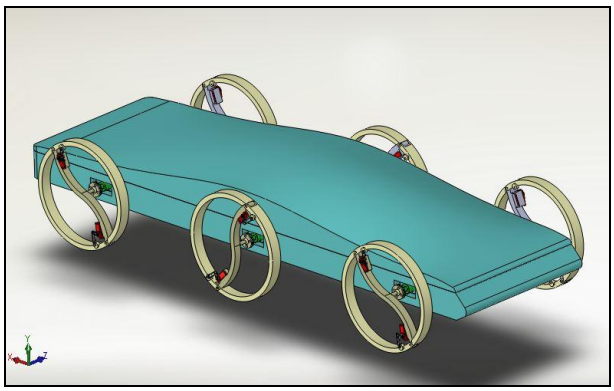
Özetçe

Bu çalışmada "SLEGS" isimli robot için yeni bir bacak mekanizmasının geliştirilmesi, tasarımı, prototipi ve bacakların kontrolü gerçekleştirilmiştir. Daha önce tasarlanan ve imalatı gerçekleştirilen "SLEGS" robotun bacakları, sabit olmakla beraber sadece "S" şeklinde olabilecek şekilde tasarlanmıştır (Şekil.1). Yeni tasarlanan bacaklar, algılayıcılar vasıtasıyla robot çalışma uzayına göre "S" şeklinde ya da bilinen tekerlek biçimi "O" şeklinde olarak dış nesnelleri aşabilecek şekilde robotun hareket edebilmesini sağlayabilmektedir (Şekil.2). Bu amaçla, piston-silindir mekanizmalı, dört-kol mekanizmalı ve kayış-kasnak mekanizmalı olmak üzere üç farklı bacak mekanizma tasarımı ve 3B'de katı model prototipleri yapılmıştır. Ayrıca bu çalışmada elde edilen SLEGS robot bacak prototipleri yazarların bilgisi dahilinde literatür araştırmasında bir ilktir. Aynı zamanda bu çalışmada yeni tasarlanan ve geliştirilen bacak mekanizmasının kinematik analizi gerçekleştirilmiştir.

Ayrıca bacakların hareket kabiliyetlerini inceleyebilmek için katı modeli oluşturulmuş ve animasyonlar gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak bu çalışmadaki hedef, doğadaki engebe ve zorlukları aşabilecek, engebe ve zorlukların olmadığı durumlarda hızlı hareket edebilecek yeni bir bacak mekanizması geliştirilerek tasarım ve prototip imalatları yapılmıştır.



Şekil 1: Bacakların "S" şeklinde olduğu durumda "SLEGS" robotu



Şekil 2: Bacakların "O" şeklinde olduğu durumda "SLEGS" robotu

1. Giriş

Her geçen gün robotlara olan ihtiyaç biraz daha artmaktadır. Bu ihtiyaçlar doğrultusunda robot teknolojisi de aynı hızda artış göstermektedir. Çok bacaklı robotlar, robot teknolojisinde önemli bir yere sahiptir. Bu çok bacaklı robotların çok geniş bir kullanım alanı vardır. Bu robotlar doğadaki çok bacaklı canlılardan esinlenerek dizayn edilmiştir. Bu robotlardan bir tanesi de son zamanlarda geliştirilen "SLEGS" robotudur[1-3].

"SLEGS dizayn ve tasarımı gereği doğadaki her türlü arazi şartlarına uyum gösterebilecek ve dengeli yürüyebilecek bir mekanizmaya sahiptir. "SLEGS" kum, çakıl, çukur, tepe, yukarı doğru tırmanma ve hatta merdiven basamaklarını inip çıkma gibi birçok arazi koşullarında rahatlıkla dengeli bir şekilde yürüyüş işlevlerini yapabilmektedir. Bu işlevler doğrultusunda "SLEGS" deprem gibi felaketler sonucunda canlıların yaşamsal bilgilerinin tespitinde, savunma sanayinde, mayın ve bomba gibi patlayıcı maddelerin tespit ve imhasında, terörle mücadelede, madencilikte daha birçok alanda iyi bir iş çıkarma ya da istenilen işleri daha kolay ve daha pratik bir şekilde yapabilme yeteneklerine sahiptir.

Çok bacaklı robotlar arasında en tanınmış robot 6 bacaklı "RHEX" robotudur [4]. "RHEX" robotu çok basit bir mekanizmasına sahip olmasına rağmen çok amaçlı hareket kabiliyeti olan yüksek performanslı bir robottur (Şekil.3). ROBOTÜRK SA-2 sekiz bacaklı robot sadece iki adet motor ile 8 bacağı tahrik ederek, doğadaki örümcekler gibi yürüyebilen bir ayrı örümcek robottur [5] (Şekil.4). Ayrıca 6 bacaklı robotlara FZI(Forschungszentrum Informatik) gurubunun gerçekleştirdiği Lauron II [6] ve MIT(Massachusets Institute of Technology) üniversitesinin gerçekleştirdiği Genghis robotlarını [7] (Şekil 5-6.) örnek olarak verilebilir. Lauron II robotunun her bir bacağı 2 serbestlik dereceli bir mekanizmadan oluşmaktadır [6]. Robot toplam olarak 12 adet tahrik elemanı ile denetlenmiştir. Genghis robotunun her bir bacağı 1 serbestlik dereceli bir mekanizma olup sistem toplam olarak 6 adet motor ile denetimi gerçekleştirilmiştir. Sekiz bacaklı robot olarak Robug-III (Şekil 7.) en tanınmış robotlardan birisidir. Robug-III robotu her bir bacağında 2 adet motor olmak üzere toplam 16 adet motor ile tahrik edilmiştir [8]. Bu robotlar genel olarak engebelinin olduğu çalışma uzaylarında hareket edebilme özelliğine sahiptirler. Fakat tasarımları sadece engebeli arazilerde hareketi kolaylaştırma adına yapılmıştır. Bacaklı robotların, engebenin müsaade edilebilecek kadar az olduğu arazi şartlarında da robotun algıladığı ve arazinin engebeli olduğuna karar verdiği şartlarda çalıştığı gibi çalışması, bazı durumlarda robotun verimini düşürebilmektedir. Bunu engellemek adına arazi şartlarına göre iki farklı bacak mekanizmasına dönüşebilen "S" bacağın tasarımı, prototip imalatı ve kontrolleri yapılmıştır.

Daha önce tasarlanan ve imal edilen "SLEGS" ismini bacaklarının şeklinden almaktadır. Yapılan ilk tasarımda bacakların çalışma prensibi tek mekanizmaya dayalı ve sadece "S" şeklinde olduğu durumda çalışabilmekteyken bu çalışmayla beraber bacaklar çalışma uzayının durumuna göre "S" ve bilinen tekerlek biçimi "O" hareketleri arasında geçiş sağlayarak daha hızlı ve daha kullanışlı hale gelmiştir. Bu çalışma süresince 3 farklı bacak modeli hazırlanıp iki tanesinin imalatı gerçekleştirilmiştir. Hazırlanan 3 farklı bacağında ayrı ayrı bilgisayar ortamında katı modelleri çizilmiş, kontrolleri yapılmış ve istenilen verim elde edilmiştir. Ayrıca bacakların 2 tanesinin gerçek prototipleri üretilmiştir.

Bu çalışmayla birlikte tasarlanan bu üç bacak modeli karşılaştırılıp bacakların kontrollerinden elde edilen analizler değerlendirilecektir.



Şekil 3: Rhex[4]



Şekil 4: Robotürk SA-2[5]



Şekil 5: LauronII (FZI)[6]



Şekil 6: Genghis (MIT)[7]



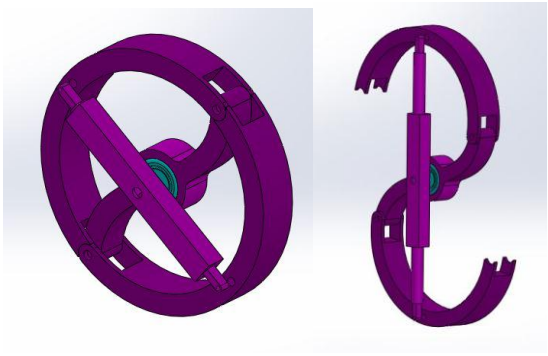
Şekil 7: Robug III[8]

2. “SLEGS” Robot için geliştirilen bacak modelleri

2.1. Piston-silindir mekanizmalı bacak

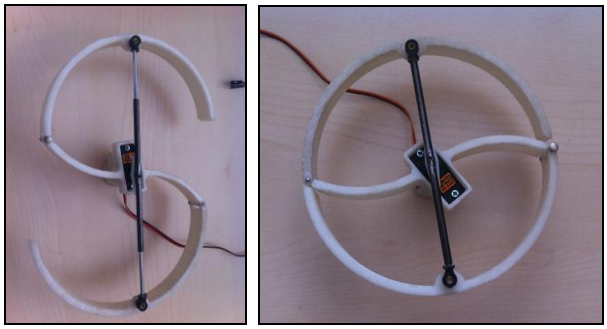
Piston-silindir mekanizmalı bacak, SLEGS Robot için geliştirilen üç bacak içerisinde tasarlanan ilk bacak mekanizmasıdır (Şekil.8 ve Şekil.9). Bacak “S” şeklini andıran orta bileşenin iki ucuna mafsallannmış yine ismini şeklinden alan iki adet “Yarım Ay” parçasından, Yarım Ay’ların açılıp kapanmasını sağlayan piston-silindir sisteminden ve silindire hareketi veren bir servo motordan oluşmaktadır.

Bu bacak mekannizması, tek tahrikli olup motordan alınan tahrik, silindirin dönme hareketi yapmasını ve bununla birlikte pistonların açılmasını, dolayısıyla iki yarım ayın aynı anda açılarak bacak mekanizmasının, “O” daire şeklindeyken “S” şekline dönüşmesini sağlamaktadır.



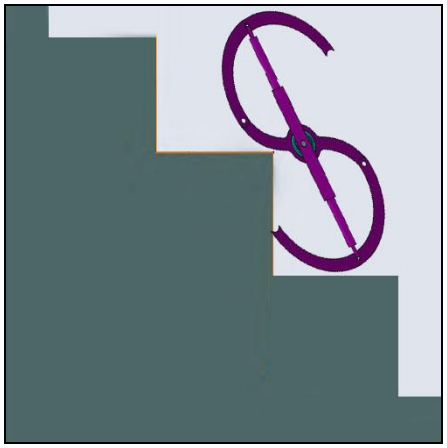
Şekil 8: Piston-silindir sistemli “S” bacağın açık ve kapalı olduğu durumdaki katı modelleri

Bu sistem tek tahrik mekanizmasına sahip olduğundan avantajlı olarak görünse de bazı dezavantajlı olduğu kısımlarda vardır. Bacağın çok fazla çalışması durumunda zamanla mafsallarda oluşan eksenel kaçıklıklarla beraber pistonların silindir içerisinde hareketi zorlaşabilir. Bu zorlaşma bacağın verimini düşürerek belli bir süre sonra bacağın istenilen görevi tam olarak yapamamasına neden olur. “3B Yazıcı” da kullanılarak imal edilen ilk gerçek prototip bu kanıyı desteklemiştir. Diğer bir dezavantaj ise bacakta kullanılan pistonlar bağlantı noktalarında moment oluşturmakta ve bu momentin zamanla mafsal bölgelerinde zorlanmalara sebep olmasıdır.



Şekil 9: Piston-silindir sistemli bacağın üretilen gerçek prototipi

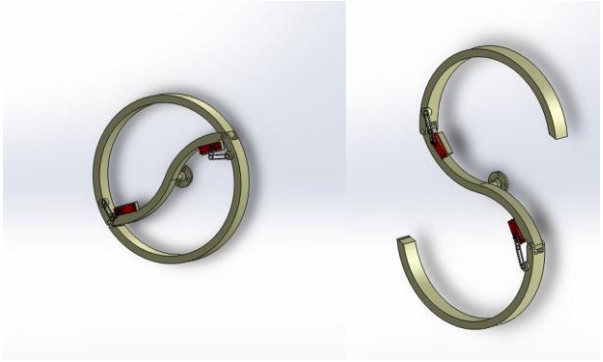
Üretilen üç bacakta da istenilen genel bir özellik bu bacakların merdiven basamaklarını inip çıkmasıdır. Tasarımı yapılan 3 ayrı bacak içerisinde bu özelliği en verimli şekilde sağlayan bacak dört kol mekanizmalı bacak mekanizmasıdır. Tasarımı yapılan piston-silindir sistemli bacak “Şekil 10” de görüldüğü gibi merdiven basamaklarını tırmanmaya çalışırken gösterilmek istenmiştir.



Şekil 10: Piston-silindir sistemli bacağın merdiven basamağını çıktığı durumdaki görüntüsü

2.2. Dört-kol mekanizmalı bacak

Tasarımı 3 boyutlu ortamda gerçekleştirilen ve gerçek bir protipi hazırlanan bu bacak, diğer bacaklara göre en kullanışlı ve en verimli olan bacak mekanizmasıdır (Şekil.11). Bacak “S” şeklini andıran bir orta bileşen, iki adet “Yarım Ay” ve Yarım Ay”ların sabitlenmiş orta bileşen etrafında açılıp kapanmasını sağlayan iki adet servo motordan meydana gelmektedir.



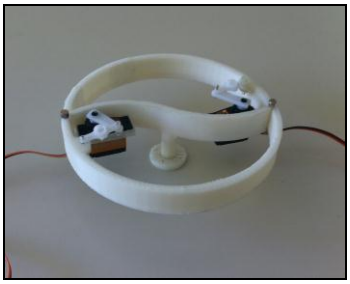
Şekil 11: Dört-ol mekanizmalı bacağın açık **“S”** ve kapalı **“O”** olduğu durumdaki katı modelleri

Bacak, daha önce üretilen piston-silindir sistemli mekanizmanın istenilen verimi sağlamaması sebebiyle üretilmiştir. İlk üretilen piston-silindir sistemli bacağa göre verim çok daha yüksek bir seviyeye çıkarılmıştır. Yapılan kontrollerde bacağın en önemli dezavantajı serbestlik derecesinin diğer bacaklara göre 1 fazla olmasıdır.

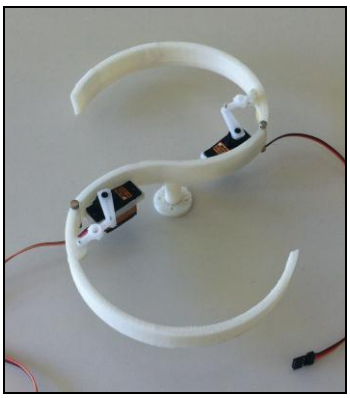
Motor ile “Yarım Ay” her iki uçtan “Grashof Teoremi”[9] dikkate alınanak tasarlanmış bir dört kol mekanizması ile birleştirilmiştir.

Bacağın yere bastığı anda motordan bacağa güç iletiminin istenilen seviyede olabilmesi için oluşturulan bu dört çubuk mekanizmasının mafsal noktalarının metal malzemeden olması ve tam olarak motorun hareketi ileten bölümü ile çubuğun birleşme kısmında yani çubuğun motordan hareketi alan bölümde de diş ağzı açılması gerekmektedir. Aynı zamanda seçilecek motorunda redüktörlü ve metal dişli özelliğine sahip olması gerekmektedir.

Piston-silindir sistemli bacakta olduğu gibi dört kol mekanizmalı bacağında üç boyutlu çıktı alabilen yazıcıdan da yardım alarak gerçek bir prototipi hazırlanmıştır (Şekil.12 ve Şekil.13).



Şekil 12: Dört-kol mekanizmalı bacağın kapalı durumdayken üretilen gerçek prototipi

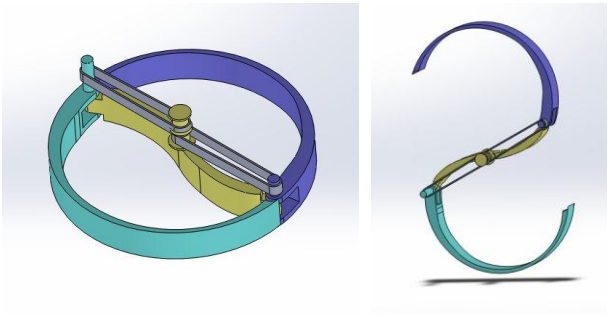


Şekil 13: Dört-kol mekanizmalı bacağın açık durumdayken üretilen gerçek prototipi

2.3. Kayış-kasnak mekanizmalı bacak

Tasarlanan bacaklar içerisinde en son tasarımı gerçekleştirilen bacak mekanizmasıdır (Şekil.14). Bu bacak mekanizmasının tasarımı, dört-kol mekanizmalı bacaktan alınan verimin denkliğinde bir verim alınarak bir serbestlik dereceli bir bacak mekanizması sağlamak amacıyla düşünülmüştür.

Tasarlanan kayış-kasnak mekanizmalı bacak mekanizması, motora montajlanmış çapı diğerlerine nazaran büyük bir kasnak ve Yarım Ay'lara sabitlenmiş çapları birbirine eşit iki küçük kasnağın oluşturduğu bir sistemden meydana gelmektedir. Büyük kasnak motora sabitlenmiş halde olmakla birlikte motordan aldığı hareketi kullanılan özel bir kayış ile iki küçük kasnağa ileterek bacak mekanizmasının "S" ile "O" daire şekilleri arasında hareket geçişini sağlamaktadır. Ayrıca kullanılan kayış bacak mekanizmasında amortisör görevi görerek bacağa titreşim sönümleyici bir özellik katmaktadır.

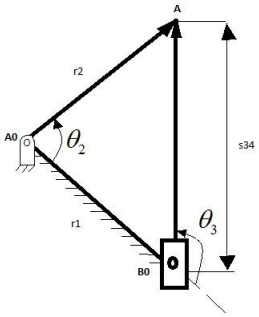


Şekil 14: Kayış-kasnak mekanizmalı "S" bacağın açık ve kapalı olduğu durumdaki katı modelleri

3. Bacak kontrolü

3.1. Kinematik analiz

SLEGS robota ait bacağın serbest cicim diyagramı Şekil.15' de gösterilmiştir.



Şekil 15: Kinematik diyagram

3.1.1.Vektörel çevrim denklemi:

$$A_0A = A_0B_0 + B_0A$$
$$r_2e^{i\theta_2} = r_1e^{i\theta_1} + s_{34}e^{i\theta_3}$$
$$r_2e^{i\theta_2} = r_1 + s_{34}e^{i\theta_3} \qquad \textbf{(1)}$$

3.1.2.Konum parametrelerinin bulunması:

3 numaralı uzvun açısal yer değiştirmesinin kompleks sayılar yöntemi ile hesaplanması;

$$r_2 e^{i\theta_2} - r_1 = s_{34} e^{i\theta_3}$$
$$r_2 e^{-i\theta_2} - r_1 = s_{34} e^{-i\theta_3}$$
$$r_2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - r_1 e^{-i\theta_3} = r_2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} - r_1 e^{i\theta_3}$$
$$r_2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - r_2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} - r_1 e^{-i\theta_3} + r_1 e^{i\theta_3}$$
$$r_2(e^{i(\theta_2-\theta_3)} - e^{-i(\theta_2-\theta_3)}) + r_1(e^{i\theta_3} - e^{-i\theta_3})$$
$$2ir_2 \sin(\theta_2-\theta_3) + 2ir_1 \sin\theta_3$$
$$r_2 \sin(\theta_2-\theta_3) + r_1 \sin\theta_3$$
$$r_2(\sin\theta_2\cos\theta_3 - \sin\theta_3\cos\theta_2) + r_1 \sin\theta_3$$
$$r_2 \sin\theta_2 \cos\theta_3 - r_2 \sin\theta_3 \cos\theta_2 + r_1 \sin\theta_3$$
$$r_1 \sin\theta_2 \cos\theta_3 = r_2 \sin\theta_3 \cos\theta_2 - r_1 \sin\theta_3$$
$$r_2 \sin\theta_2 \cos\theta_3 = \sin\theta_3(r_2 \cos\theta_2 - r_1)$$
$$\tan\theta_3 = \frac{r_2 \sin\theta_2}{r_2 \cos\theta_2 - r_1} \qquad (2)$$

Kayar mafsalın yer değiştirmesinin kompleks sayılar yöntemi ile hesaplanması;

$$r_2 e^{i\theta_2} - r_1 = s_{34} e^{i\theta_3}$$
$$r_2 e^{-i\theta_2} - r_1 = s_{34} e^{-i\theta_3}$$
$$(r_2 e^{i\theta_2} - r_1)(r_2 e^{-i\theta_2} - r_1) = (s_{34} e^{i\theta_3})(s_{34} e^{-i\theta_3})$$
$$r_2^2 + r_1^2 - r_1 r_2 (e^{i\theta_2} + e^{-i\theta_2}) = s_{34}^2$$
$$s_{34} = \sqrt{r_2^2 + r_1^2 - 2r_1 r_2 \cos\theta_2} \qquad (3)$$

3.1.3.Hız ve İvme parametrelerinin bulunması:

$$-ir_2\alpha_2 e^{-i\theta_2} - r_2 w_2^2 e^{-i\theta_2} + 2i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 e^{-i\theta_3}$$
$$+is_{34}\alpha_3 e^{-i\theta_3} + s_{34} w_3^2 e^{-i\theta_3} = \frac{d^2 s_{34}}{dt^2} e^{-i\theta_3} \qquad (7)$$

3 numaralı uzvun açısal ivmesinin kompleks sayılar yöntemi ile hesaplanması;

$$ir_2\alpha_2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - r_2 w_2^2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - 2i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 - is_{34}\alpha_3 + s_{34} w_3^2 =$$
$$-ir_2\alpha_2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} - r_2 w_2^2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} + 2i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 + is_{34}\alpha_3 + s_{34} w_3^2 \qquad (8)$$

$$ir_2\alpha_2(e^{i(\theta_2-\theta_3)} + e^{-i(\theta_2-\theta_3)})$$
$$-r_2 w_2^2(e^{i(\theta_2-\theta_3)} + e^{-i(\theta_2-\theta_3)}) - 4i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 = 2is_{34}\alpha_3 \qquad (9)$$

$$2ir_2\alpha_2 \cos(\theta_2-\theta_3) - 2ir_2 w_2^2 \sin(\theta_2-\theta_3) - 4i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 = 2is_{34}\alpha_3 \qquad (10)$$

$$\alpha_3 = \frac{r_2\alpha_2 \cos(\theta_2-\theta_3) - r_2 w_2^2 \sin(\theta_2-\theta_3) - 2\frac{ds_{34}}{dt} w_3}{s_{34}} \qquad (11)$$

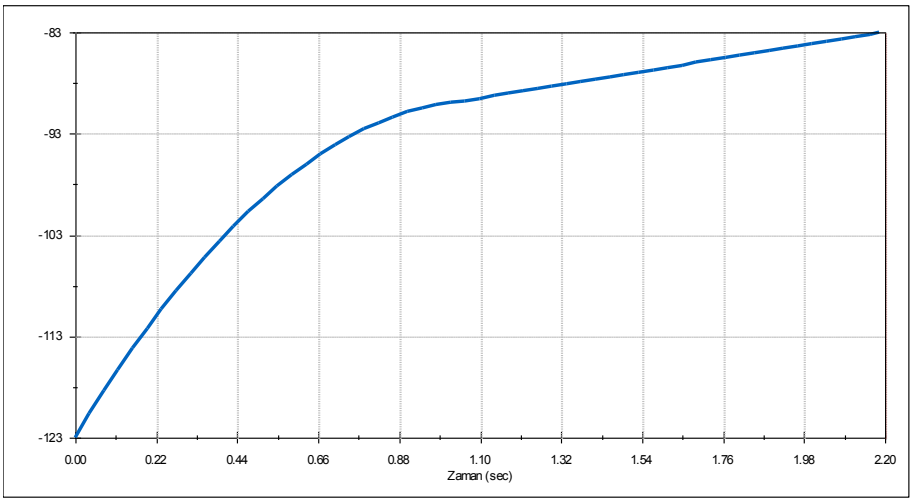
$$ir_2 w_2 e^{i\theta_2} - is_{34} w_3 e^{i\theta_3} = \frac{ds_{34}}{dt} e^{i\theta_3}$$
$$-ir_2 w_2 e^{-i\theta_2} + is_{34} w_3 e^{-i\theta_3} = \frac{ds_{34}}{dt} e^{-i\theta_3}$$
$$ir_2 w_2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - is_{34} w_3 = -ir_2 w_2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} + is_{34} w_3$$
$$ir_2 w_2(e^{i(\theta_2-\theta_3)} - e^{-i(\theta_2-\theta_3)}) = 2is_{34} w_3$$
$$2\cos(\theta_2-\theta_3) r_2 w_2 = 2s_{34} w_3$$
$$w_3 = \frac{r_2 w_2 \cos(\theta_2-\theta_3)}{s_{34}} \qquad (4)$$

Kayar mafsalın hız analizi;

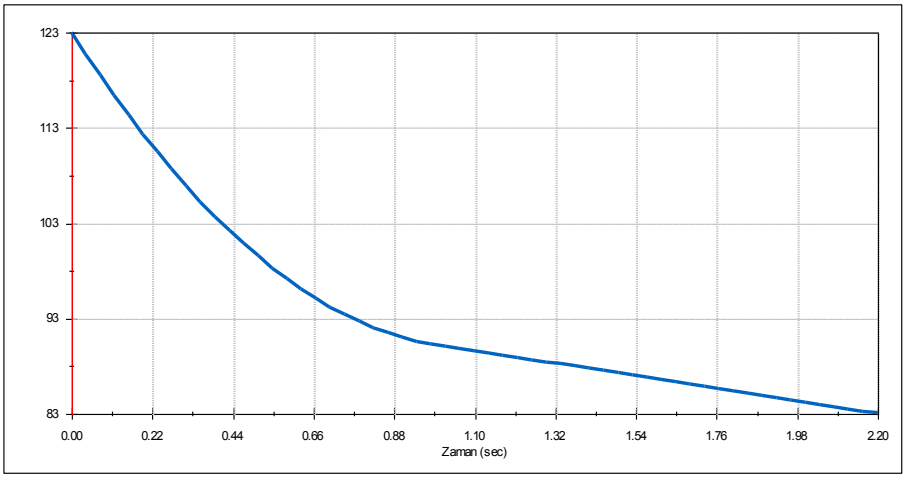
$$ir_2 w_2 e^{i\theta_2} - \frac{ds_{34}}{dt} e^{i\theta_3} = is_{34} w_3 e^{i\theta_3}$$
$$-ir_2 w_2 e^{-i\theta_2} - \frac{ds_{34}}{dt} e^{-i\theta_3} = -is_{34} w_3 e^{-i\theta_3}$$
$$ir_2 w_2 e^{i(\theta_2-\theta_3)} - \frac{ds_{34}}{dt} = -(-ir_2 w_2 e^{-i(\theta_2-\theta_3)} - \frac{ds_{34}}{dt})$$
$$ir_2 w_2(e^{i(\theta_2-\theta_3)} - e^{-i(\theta_2-\theta_3)}) - 2\frac{ds_{34}}{dt} = 0$$
$$2i\sin(\theta_2-\theta_3) ir_2 w_2 = 2\frac{ds_{34}}{dt}$$
$$\frac{ds_{34}}{dt} = -r_2 w_2 \sin(\theta_2-\theta_3) \qquad (5)$$

$$ir_2\alpha_2 e^{i\theta_2} - r_2 w_2^2 e^{i\theta_2} - 2i\frac{ds_{34}}{dt} w_3 e^{i\theta_3}$$
$$-is_{34}\alpha_3 e^{i\theta_3} + s_{34} w_3^2 e^{i\theta_3} = \frac{d^2 s_{34}}{dt^2} e^{i\theta_3} \qquad (6)$$

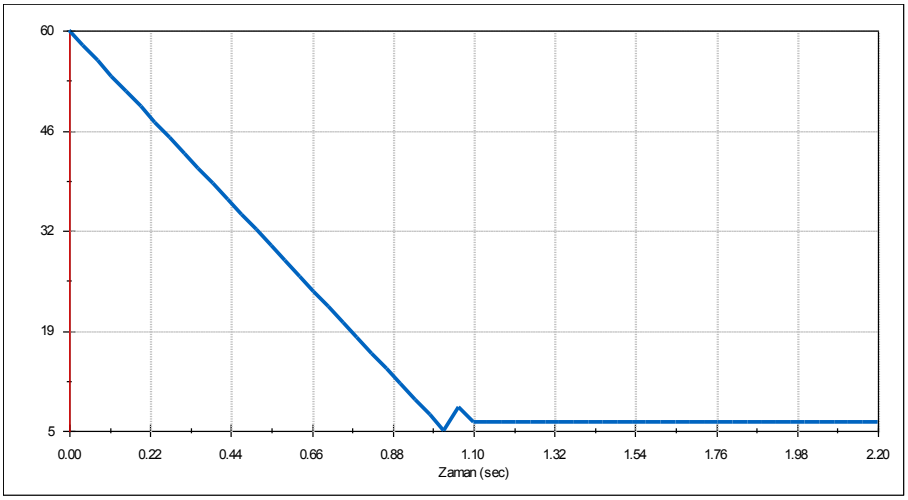
3.2. Grafiksel sonuçlar



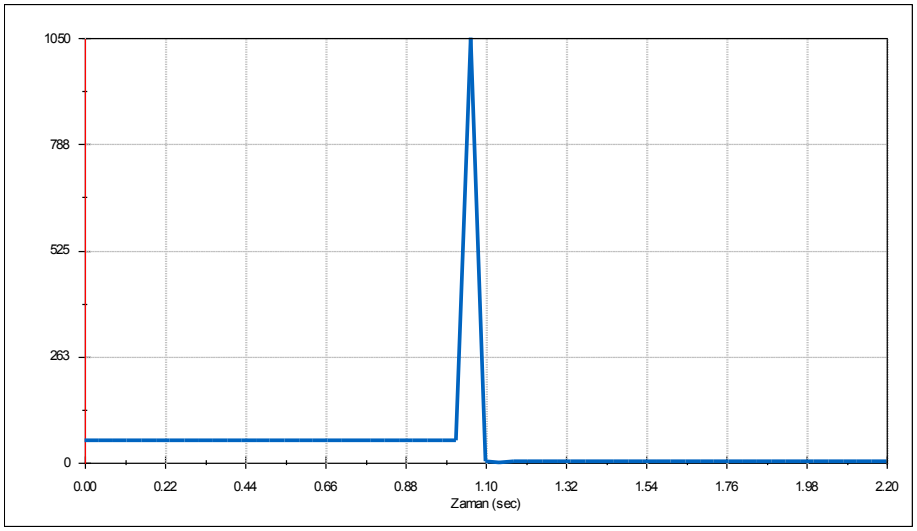
Şekil 16: Bacağın açılması esnasında "Orta Bileşen" ile "Yarım Ay" arasındaki açısal yer değiştirme - zaman grafiği



Şekil 17: Bacağın kapanması esnasında "Orta Bileşen" ile "Yarım Ay" arasındaki açısal yer değiştirme - zaman grafiği



Şekil 18: Bacağın açılıp-kapanması esnasında "Orta Bileşen" ile "Yarım Ay" arasındaki açısal hız-zaman grafiği



Şekil 18: Çift Bacağın açılıp-kapanması esnasında "Orta Bileşen" ile "Yarım Ay" arasındaki açısal ivme-zaman grafiği

4. Sonuçlar

Bu çalışmada Piston-Silindir bacak mekanizması, Dört-Kol Çift tahrik mekanizmalı bacak mekanizması ve Kayış-Kasnak bacak mekanizması olmak üzere toplam üç adet bacak mekanizması tasarımı ve 3B prototipleri yapılmıştır. Dört-Kol mekanizmalı bacak mekanizmasının ve piston-silindir bacak mekanizmasının prototipleri 3B yazıcı ile imal edilmiştir. Kinematik analiz için mekanizmaların kinematik denklemleri oluşturulmuş ve "Solidworks" isimli katı modelleme ve analiz programı kullanılarak yapılan animasyonlarla, SLEGS robot için geliştirilen bacak mekanizmalarının performans ve hareket kabiliyetleri incelenmiştir.

Sonuç olarak bu çalışmada "SLEGS" robot için tasarlanan "S" şeklindeki bacağın, diğer bacaklı robotların bacak mekanizmalarından, çalışma uzayı durumuna göre şekil değiştirmesi özelliği ile hareket kabiliyetinin iyileştirilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca bu çalışmada elde edilen SLEGS robot bacak prototipleri yazarların bilgisi dahilinde literatür araştırmasında bir ilktir.

Kaynaklar

[1] Soygüder, S., and Alli, H., Kinematic And Dynamic Analysis Of A Hexapod Walking-Running-Bounding Gaits Robot And Control Actions, Computers & Electrical Engineering, Elsevier, Doi: 10.1016/j.compeleceng.2011.10.008, 2011.

[2] Soygüder, S., and Alli, H., Computer Simulation And Dynamic Modeling Of A Quadrupedal Pronking Gait Robot With Slip Model, Computers & Electrical Engineering, Elsevier, Doi: 10.1016/j.compeleceng.2011.11.007, 2011.

[3] Soygüder, S. and Alli, H. and Korkusuz, T. "Savunma Sanayi, Terörle Mücadele, Uzaysal Araştırmalar, Doğal Afetler Ve Madencilik Alanlarında Hizmet Sektörüne Yönelik "SLEGS"." III. Necdet Eraslan Proje Yarışması" pp. 135-145

[4] Saranli, U. and Buehler, M. and Koditschek, D.E. "Rhex-A simple and highly mobile hexapod robot", Int. J. Robot. Res., 20, pp. 616-631,2001

[5] Soyguder, S., and Alli, H., Motion Mechanism Concept and Morphology of a Single Actuator Tetrapod Walking Spider Robot: The Robotürk SA-2 robot , Journal of Industrial Robot, emerald, vol.38(4), pp. 361-371, Doi: 10.1108/01439911111132058, 2011.

[6] Berns, K. Kepplin, V. Ilg, W. and Dillmann, R. Experiments with a stereo camera head for the local navigation of LAURON II, Forschungszentrum Informatik Karlsruhe, Germany,1993.

[7] Angle, C., A six-Legged Autonomous Walking Robot, Ph.D. Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1989.

[8] Luk, B.L. and Cooke, D.S. and Galt, S. and Collie, A.A. and Chen, S. (2005) "Intelligent Legged Climbing Service Robot For Remote Maintenance Applications In Hazardous Environments" Robotics and Autonomous Systems, Vol. 53, pp. 142-152.

[9] http://ocw.metu.edu.tr/file.php/65/ch7/7-1.htm

A5 – İnsansız Hava Araçları I

11 Eylül 2014 Perşembe – 2. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Kemal LEBLEBİCİOĞLU (ODTÜ)

İnsansız Hava Araçları için Çevrimiçi Rota Planlama (Bildiri No : 29)

Halit ERGEZER (MİKES Mikrodalga Elektronik Sistemler A.Ş.)
M. Kemal LEBLEBİCİOĞLU (ODTÜ)

Çoklu İnsansız Hava Aracı için Koordineli Güdüm Uygulaması (Bildiri No : 49)

Ferit ÇAKICI (ODTÜ)
Halit ERGEZER (MİKES Mikrodalga Elektronik Sistemler A.Ş.)
Ufuk IRMAK (ODTÜ)
M. Kemal LEBLEBİCİOĞLU (ODTÜ)

İHA Rota Planlamasının Kısıtlı ve Çok Amaçlı Optimizasyon Problemi Olarak Ele Alınması (Bildiri No : 82)

İlkay GÜMÜŞBOĞA (Anadolu Üniversitesi)
A.Egemen YILMAZ (Ankara Üniversitesi)

Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Farklı Yöntemlerle Kontrolü ve Performans Analizi (Bildiri No : 108)

Necdet Sinan ÖZBEK (Adana Bilim ve Teknoloji Üniversitesi)
Mert ÖNKOL (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)
Mehmet Önder EFE (Hacettepe Üniversitesi)

Sabit Kanatlı İnsansız Hava Araçları için Düşük Maliyetli Dengeleyici Otomatik Pilot Tasarımı (Bildiri No : 167)

Onur Baki ERTİN (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)
Melike İrem ERDOĞAN (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)
Coşku KASNAKOĞLU (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)

Dört Rotorlu İnsansız Hava Aracı İçin Dengeleyici Otopilot Tasarımı(Bildiri No : 175)

Övünç ELBİR (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)
Coşku KASNAKOĞLU (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)

İnsansız Hava Araçları için Çevrimiçi Rota Planlama

Halit Ergezer[1], *M. Kemal Leblebicioğlu*[2]

[1]MİKES Mikrodalga Elektronik Sistemler Sanayi ve Ticaret A.Ş.
halitergezer@gmail.com

[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik, Ankara
kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, birden fazla İnsansız Hava Aracı (İHA) için çevrim-içi (online) rota planlaması problemi ele alınmıştır. Bu problemde belirlenen bölgelerden toplanacak anlık bilgi miktarının ençoklanması için İHA'ların rotalarının nasıl planlanması gerektiği incelenmiştir. Ençoklama işlemi İHA'ların koordineli olarak güdümlenmesi ile gerçekleştirilmiştir. Koordinasyon, bilgi toplama görevinin gerçekleştirilmesi gereken bölgelerin anlık olarak İHA'lara atanması şeklinde yapılmaktadır. Bu atama işlemi merkezi karar vericilerin tasarlanması ile gerçekleştirilmiştir. İHA'lar bilgi toplama görevini yerine getirirken girilmesi yasak olan bölgelerden geçmeyecek şekilde rotalar planlanmıştır. Değişik bölge ve durumlar için elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

1. Giriş

İnsansız araçların birlikte kullanımının artmasıyla birlikte bu araçların yerine getirmesi gereken görevlerin planlaması, araçları daha etkin olarak kullanabilmek için oldukça önemli bir hal almaktadır. Bu çalışmamızda, belirli bir görev alanında yer alan bölgelerden (hedeflerden) toplanacak bilgi miktarının anlık olarak ençoklanması için birden fazla İHA'nın rota planlaması gerçekleştirilmiştir. Görev yapılacak bölge durağan ve bölgeye ilişkin bilgilerin tümüyle bilindiği durumlarda planlama görev öncesinde çevrim-dışı [7], [10], [11] olarak planlanabilir. Planlanan rotalar araçlara görev öncesinde yüklenerek görev gerçekleştirilebilir. Durağan olmayan bir ortamda ya da görev alanıyla ilgili bilgilerin bilinememesi durumunda planlamanın çevrim-içi [3], [4], [5], [9] yapılması gerekmektedir. Çevrim-dışı planlama yapılmış olsa dahi değişen ortam durumlarına uyum sağlayacak ve görevin başarılı olmasını sağlayacak çevrim-içi planlama yapılması gerekebilir.

Çalışmamızda ele aldığımız problem [1], [3]'de ele alınan probleme benzer bir problemdir. [1] de zamanla değişen ödül değerleri olan hedeflerden toplanacak ödül miktarını ençoklamaya çalışmaktadır. Ancak, bizim ele aldığımız problemde [1] ve [3]'den farklı olarak hedeflerden (bilgi toplanması istenilen bölgelerden) toplanacak birim zamandaki bilgiyi ençoklamaya çalışmaktayız. Yine [1]' den farklı olarak ROI'de (Görev Bölgesi) FR'nin (Forbidden Region) de olduğu durum için çözüm sunulmaktadır. Literatürde değişik çözüm yöntemleri de olmasına karşın çevrim-içi rota planlaması probleminin çözümü için temelde iki farklı yöntem mevcuttur; MILP (Mixed Integer Linear Programming) [12], [13] ve azalan ufuk kontrolü (Receding Horizon Control) [1], [3], [4]. Bizim çözüm önerimiz ise [3]'deki yaklaşıma benzemekle birlikte tanımlanan bir dizi basit kurallar ile global optimuma daha yakın çözüm üretmektedir. Sonuçların değerlendirilmesinde [3]'de tam kapsamlı arama çözümü ile kıyas yolu seçilmiştir. Problemde senaryo süreleri kısa seçildiği durumlarda bu yöntemle değerlendirmek doğru bir yaklaşımdır. Ancak ele aldığımız senaryolarda, probleme her bir hedefin bir kez ziyaret edilmesinin yeterli olduğu kısıtını eklemediğimiz için tam kapsamlı arama (exhaustive search) ile kıyaslama yapmak mümkün olamamaktadır. [3]'de verilen sonuçlar her bir hedefin bir kez ziyaret edilecek kadar senaryo süreleri için verilmiştir. Zamanla değişen ödül değerleri (bizim durumumuzda toplanan bilgi) sebebiyle, problemin çözümüne ilişkin sonuçların her hedefi bir kez ziyaret ettikten sonra verilmesi yeterli değildir. Bu sebeple, sonuçları değerlendirmek için global optimum çözümünün el yordamı ile kolayca elde edilebilecek senaryolar üzerinde algoritmayı test ederek başarımını gösterme yolunu seçtik. [12] ve [13]'de önerilen yöntemlerde ise MILP kullanılmıştır. Bu yöntem ile araçların zaman ve kabiliyet kısıtları ile belirlenen bir başlangıç noktasından, yine verilen bir bitiş noktasına gidecek en kısa yolun bulunulmasına çalışılmaktadır. Çalışmamızda benzer çalışmalarda da sıklıkla kullanılan Dubin araç modeli (Dubin's Vehicle) kullanılarak İHA'lar modellenmiştir. Ancak burada vurgulamak istediğimiz konu, benzer çalışmalarda kullanılan araç modellerinde aracın hedeflere hangi açı ile yaklaşması gerektiği konusu ele alınmamıştır. Oldukça kritik bu detay hem aracın görev bölgesinde harcadığı zamanı artırmaktadır hem de aracın bir sonraki hedef seçimini etkilemektedir.

Bildirinin bundan sonraki bölümlerinde problem tanımı, amaç fonksiyonun oluşturulması, problemin çözümü ve sonuçlar verilmiştir.

2. Problem Tanımı

Birden çok İHA'nın (N>1) görev yapacağı bir bölgede girilmesi istenmeyen alanlar (F_i; i = 1,…,M) ve bilgi toplanması istenen hedefler (D_j; j = 1,…,K) olsun. Sabit seviyeli uçuş yapılacağı varsayımı ile ilgilenilen bölge 2 boyutlu bir dünya olarak tanımlanabilir; $\boldsymbol{W} = \mathbb{R}^2$. Girilmesi istenmeyen bölge (FR) ve hedef bölge (DR) tanımlaması için yarı-cebirsel yöntem kullanılmıştır [2]. FR ve DR, F_i, ve D_j

primitiflerinin birleşimi şeklinde tanımlanmıştır. FR tanımı (1) – (3) denklemleri ile verilmiştir.

$$F_i = \{(x,y) \in W | f_i(x,y) \leq 0\},\ i = 1,\dots,M \quad (1)$$

Burada M girilmesi istenmeyen alan sayısıdır.

$$f_i(x,y) = (x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 - r_i^2 \quad (2)$$

(x_i, y_i) girilmesi istenmeyen alanın merkez koordinatlarını, r_i ise bu alanın yarıçapını ifade etmektedir.

$$FR = F_1 \cup F_2 \cup \dots \cup F_M,\ FR \subseteq W \quad (3)$$

Benzer şekilde bilgi toplanması istenilen hedefler de aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$D_j = \{(x,y) \in W | g_j(x,y) \leq 0\},\ j = 1,\dots,K \quad (4)$$

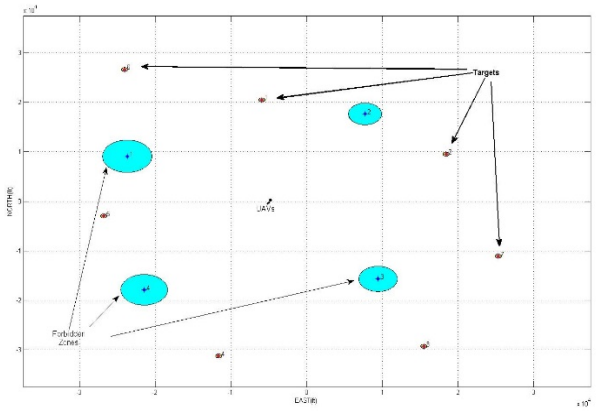
Burada K bilgi toplanması istenen hedef sayısıdır.

$$g_i(x,y) = (x - x_j)^2 + (y - y_j)^2 - r_j^2 \quad (5)$$

(x_j, y_j) hedef alanın merkez koordinatlarını, r_j ise bu alanın yarıçapını ifade etmektedir.

$$DR = D_1 \cup D_2 \cup \dots \cup D_K,\ DR \subseteq W \quad (6)$$

FR'nin ve DR'nin dairesel alan dışında herhangi bir iç bükey şekil olarak tanımlanması mümkündür. İç bükey olmayan bölgelerde benzer tanımlama yöntemiyle konveks bölgelere ayrılarak tanımlanabilir. f ve g tanımlarının değiştirilmesi ile önerilen yöntem herhangi bir alana uygulanabilir.



Şekil 1: Temsili bir görev bölgesi

Araç modeli olarak [6]'da tanımlanan Dubin araç modeli kullanılmıştır. Araca ait kinematik model aşağıdaki denklemlerle verilmektedir. Bu bildiride Dubin rota hesaplaması ile ilgili detaylar verilmemekle birlikte önceki çalışmalardan farklı olarak aracın hedef bölgeye yaklaşma açısının ne olması gerektiği de hesaba katılmaktadır. Bu açının ne şekilde kullanıldığı amaç fonksiyonun oluşturulması kısmında verilmiştir.

$$\dot{x} = V_n \cos(\Theta_n(t)), n = 1,\dots,N \quad (7)$$

$$\dot{y} = V_n \sin(\Theta_n(t)), n = 1,\dots,N \quad (8)$$

$$\dot{\Theta} = \omega_n(t),\ n = 1,\dots,N \quad (9)$$

$$|\omega_n(t)| \leq \frac{V_n}{R_m} \quad (10)$$

Burada N görev yapacak araç sayısını, $\Theta_n(t)$, n. aracın kuzeye göre rota açısı ve R_m ise en küçük dönüş yarıçapını ifade etmektedir. En küçük dönüş yarıçapı da (11)'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$R_m = \frac{V_n^2}{\tan(\Phi) * g} \quad (11)$$

Φ aracın en yüksek yana kayış açısıdır.

2.1. Amaç Fonksiyonunun Oluşturulması

Bu çalışmadaki amaç hedef bölgelerden toplanan birim zamandaki bilgiyi ençoklamaktır. Bilgi, İHA'nın hedef bölge üzerinde uçtuğu sırada aldığı görüntülerdir. Bu görüntülerin güncelliği zamanla azaldığı kabul edilmiştir. Dolayısıyla edinilen bilginin de önemi zamanla azalmaktadır ve hedeflerin tekrar ziyaret edilmeleri gerekmektedir. Her hedef için bilginin güncelliğinin azalma hızı farklı olabilir. Bu şekilde hedeflere öncelik atamak da mümkün olabilmektedir.

$$AnlıkBilgi_j(t) = I_j e^{-\frac{t - t_{jsz}}{\tau_j}} \quad j = 1,\dots,K \quad (12)$$

Bu denklemde τ_j, hedef-j için bilgi güncelliğinin azalmasını belirleyen zaman sabitidir. I_j, hedef ziyaret edildiğinde elde edilen bilgi değerini, t_{jsz} ise hedef-j nin son ziyaret edilme zamanını ifade etmektedir. (12) alınan bilginin zamanla öneminin azaldığını dolayısıyla her hedefin görev süresince tekrar ziyaret edilmesi gerektiğini belirtmektedir.

Görev sırasında hangi aracın hangi hedefe atanacağına karar verebilmek için bir atama probleminin çözülmesi gerekmektedir. Bu atama probleminde kullanılacak matris (13)'de verilen ifade ile hesaplanmaktadır.

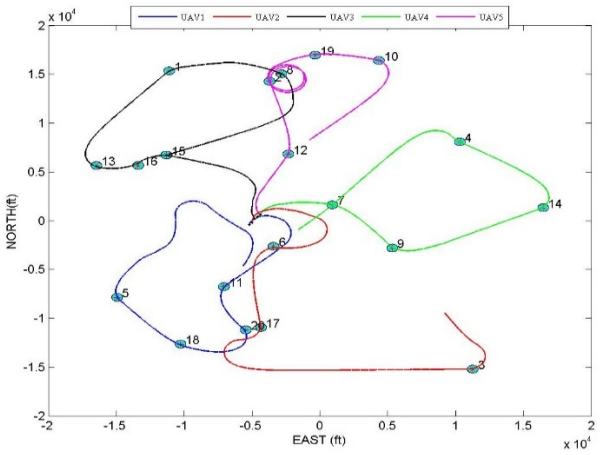
$$RI[ti, vj] = \frac{I_j e^{-\frac{t - t_{jsz} - ETA_{ij}}{\tau_j}}}{ETA_{ij}} \quad j = 1,\dots,K;\ i = 1,\dots,N \quad (13)$$

Her bir aracın hedeflere olan uzaklığı Dubin rotaları hesaplanarak elde edilmektedir. Bu rota uzunlukları kullanılarak aracın hedefe tahmini varış süresi (*ETA*) hesaplanmaktadır. Burada geçmiş çalışmalardan farklı olarak aracın hedef noktayı ziyaret ettikten sonra baş-açısının ne olacağı da hesaba katılmıştır. Bu açı hesaplaması için, (çevrim-dışı) görev öncesinde hesaplanan hedef noktalar arasındaki açılar hesaplanmıştır. Bu hesaplama görev sırasında

çıkan ya da hareketli hedefler için çevrim-içi olarak güncellenmektedir.

Görev sırasında araçlara yapılan atamalar 1 s aralıklarla ya da herhangi bir hedef ziyaret edildiğinde güncellenmektedir. Herhangi bir aracın atanan hedefi ziyaret etmeden başka bir hedefe atanması söz konusu olabilir. Literatürde yer alan çalışmalarda bu durumun nasıl ele alındığı açık bir şekilde anlatılmamaktadır, ancak bir araca atama işlemi yapıldıktan sonra araç görev yerine getirene kadar başka atama işlemi yapılmayarak gerçekleştirilmektedir. Yaptığımız çalışmalarda, bazı durumlarda araca atanan hedefin değiştirilmesi sonuca önemli katkı yapmaktadır. Söz gelimi, araç atanan hedefe yol alırken yolu üstündeki bir başka hedefe uğraması anlık bilgi miktarını arttıracaktır. Ancak atanan hedefin değiştirilmesi beraberinde sürekli değişen atama işlemleri yapılarak hiçbir hedef ziyaret edilememesi sorununu ortaya çıkartır. Şekil 2'de UAV1, 5 numaralı hedefi ziyaret ettikten sonraki rotasında bu durum görülmektedir. Bu durumda yapılan atama işleminin değiştirilmesinin de bir maliyeti olmalıdır. Bu maliyeti sabit bir değer olarak atamak için (13)'de hesaplanan değerler normalize edilmiştir.

$$RI_{norm} = 2 \times \frac{RI[ti,vj] - min_{ij}(RI)}{max_{ij}(RI) - min_{ij}(RI)} - 1 \qquad (14)$$



Şekil 2: Tahmini varış süresi ve kurallar uygulanmadığı durumda İHA rotaları.

Çalışmalarımız sırasında bir aracın herhangi bir hedefi ziyaret ettikten sonra, aynı hedefe tekrardan atandığı gözlemlenmiştir. Yeni ziyaret edilen hedef araca en yakın hedef olduğundan bu aslında beklenen bir durumdur. Bu durumda hem diğer hedefler ziyaret edilememekte hem de hedeflerin yarıçapları araçların en küçük dönüş yarıçapından daha küçük tanımlandığı durumlar için tekrardan atanan hedeften de bilgi toplayamadıkları gözlemlenmiştir (Şekil 2 UAV5, hedef 8). Bu sorunun çözümü için araçların en son ziyaret ettikleri hedefi o hedefe ait zaman sabiti kadar süre boyunca atama listesinden çıkarılması kuralı eklenmiştir.

3. Problemin Çözümü

Çalışmalarımız çevrim-içi rota planlama için en önemli unsurun amaç fonksiyonunun oluşturulması olduğunu ortaya çıkmıştır. Çevrim-içi planlama yapılacağı için atama probleminin çok hızlı bir şekilde çözülmesi gerekmektedir. Bu sebeple, problemin çözümünde [8]'de verilen yöntem kullanılmıştır. Bu yöntem "maliyet matrisinde herhangi bir satıra veya herhangi bir sütuna sabit bir sayı ekleyerek ya da çıkartarak elde edilecek yeni maliyet matrisindeki atamalar orijinal matris kullanılarak elde edilecek atamalarla aynı olacaktır" teoremini temel alan bir yöntemdir. N x N'lik bir maliyet matrisi için atama probleminin çözüm adımları aşağıdaki gibidir;

Adım-1: Her satırdaki en küçük değer, o satırda yer alan bütün değerlerden çıkartılır,

Adım-2: Her sütunda yer alan en küçük değer, o sütunda yer alan bütün değerlerden çıkartılır,

Adım-3: Matriste yer alan bütün sıfırları kapsayacak şekilde satır ve sütunlar işaretlenir. İşaretleme sırasında en az sayıda satır ve sütun işaretlenecek şekilde seçme işlemi yapılır.

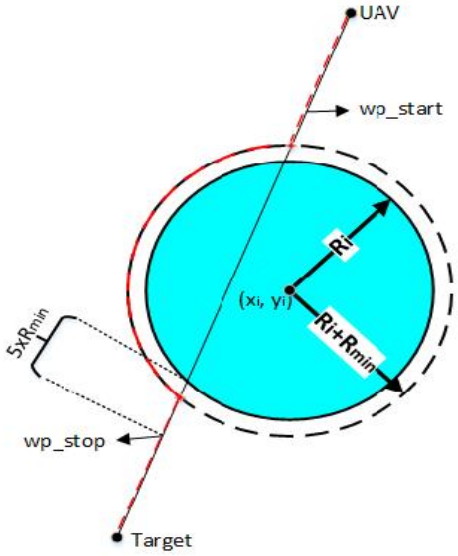
Adım-4: Optimal çözümün bulunup bulmadığı test edilir. Bunun için seçilen satır ve sütun sayısı toplamının N'e eşit olup olmadığı kontrol edilir.

Adım-5: seçilen satır ve sütun sayısı toplamı N'den küçük ise seçilen satır ve sütunların dışında yer alan değerlerden en küçüğü bulunur. Bu değer seçilmemiş satırlardaki değerlerden çıkartılır, seçilmemiş sütunlardaki değerlere eklenir ve 3. Adım'a dönülür.

Çalışmalarımızda merkezi bir karar vericinin atama problemini çözdüğü ve İHA'lara görevleri bildirdiği varsayılmıştır. İHA'ların kendi aralarındaki ya da merkezi sistemle olan haberleşme belirsizlikleri ya da bu haberleşmeden doğacak maliyetler hesaba katılmamıştır. Bu ayrı bir çalışmanın konusudur.

3.1. İstenmeyen Bölgelerden Kaçınma

Araçlar görev bölgesinde uçarken FR'yi ihlal etmemelidir. Atama işlemi yapılırken kullanılan matris hesaplanırken hesaplanan Dubin rotasının FR'yi kesip kesmediği de bulunmaktadır.



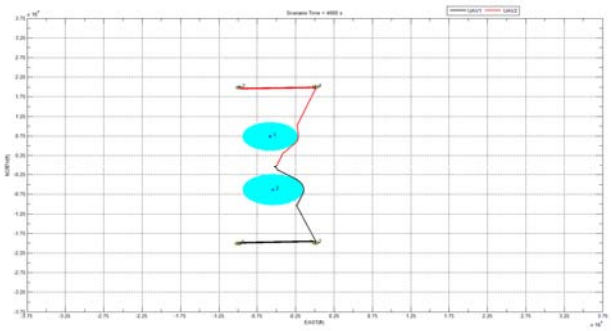
Şekil 3 FR'den kaçınma yöntemi

Dubin rotasının FR'yi kesip kesmediği rota üzerindeki herhangi bir noktanın (1 s aralıklarla hesaplanan noktalar) herhangi bir F_i'ye (1) r_i'den (2) daha yakın olup olmamasına göre karar verilmektedir. Çevrim-içi rota planlaması yapıldığından, FR ihlali var ise ihlal olmayan rotanın çok hızlı

bir şekilde hesaplanması gerekmektedir. FR'yi ihlal eden noktalar bulunduktan sonra bu noktalardan $5xR_m$ uzaklıktaki FR dışında kalan noktalar bulunur {**wp_start, wp_stop**}. Dubin rotasında en küçük yolun bulunması sırasında kullanılan 6 farklı seçeneğin hepsinin değerlendirilmeye katılmasını sağlamak için dönüş yarıçapına bağlı bir uzaklık seçilmiştir. Araçların dönüşler sırasında manevra yapmaları sırasında FR'nin ihlal edilmemesi için her Fi'nin yarıçapına Rm kadar eklenerek yeni güvenli alan oluşturulmuştur. Bu çember aracın 1s süresince alacağı yol kadar uzunluklara bölünmüştür. Daha sonra wp_start noktasında bu çember üzerindeki en yakın noktalar hesaplanmış ve **wp_start** noktasından bu noktaya en kısa Dubin rotası bulunmuştur. Aynı işlemler **wp_stop** noktası ile bu noktaya en yakın çember üzerindeki noktalar için de gerçekleştirilmiştir. Sonuçta FR'yi ihlal etmeden geçilebilecek 4 farklı alternatif rota çıkmıştır. Bu rotalardan en kısa olanı seçilmiştir.

4. Sonuçlar

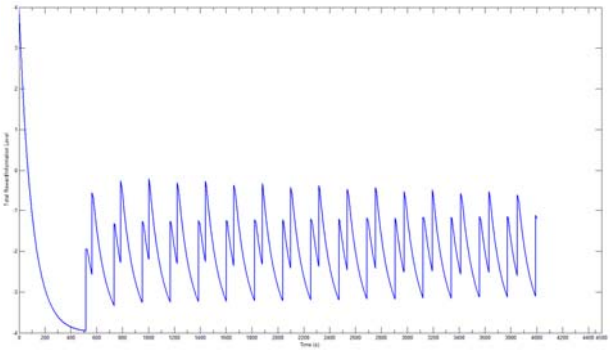
Aşağıda önerilen yöntemle elde edilen sonuçlar verilmiştir. Öncelikle el yordamı ile kolaylıkla optimum çözüme yakın çözümlerin bulanabileceği görev bölgesi üzerinde yöntemin ürettiği sonuç verilmiştir. Şekil 4'te 4 hedefin 2 aracın görev yaptığı görev bölgesi için sonuç rotaları sunulmuştur. İHA'lardan birisi birbirine yakın olan hedef 1 ve hedef 2 arasında, diğeri ise hedef 3 ve hedef 4 arasında uçuş gerçekleştirmektedir. Bu problemi el yordamıyla çözmek istediğimizde de benzer şekilde birbirine FR'lerden geçmeyecek şekilde en yakın 2 hedefi bir İHA'ya atayarak çözebiliriz.



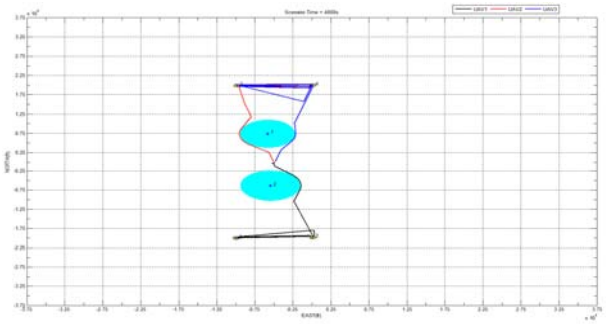
Şekil 4: 2 İHA için 4 hedef ve 2 FR alanın olduğu bölgede rotalar.

Şekil 4'te verilen rotalarda hareket ettiklerinde hedeflerden toplanan anlık bilgi miktarı Şekil 5'te verilmiştir. Şekil 7'de aynı bölge için 3 İHA kullanılarak anlık bilgi miktarının kullanılan araç sayısı ile arttığı gösterilmiştir.

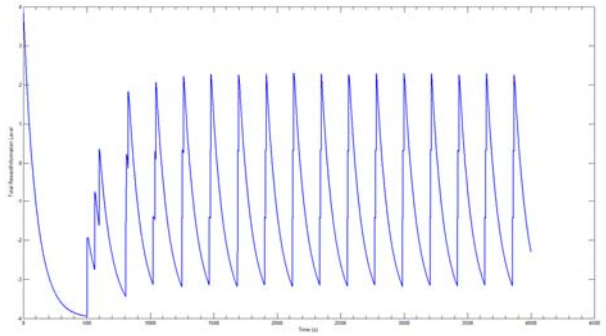
Şekil 6'da 3 İHA kullanıldığı durumda başlangıçta İHA'ların atanan hedefi ziyaret etmeden bir başka hedefe atandığı gözlemlenmektedir. Ancak senaryonun ilerleyen zamanlarında iki İHA'nın hedef-3 ve hedef-4 üzerinden bilgi topladığı bir İHA'nın ise hedef-1 ve hedef-2 arasında uçuş yaptığı gözlemlenmiştir. Burada üçüncü İHA'nın 4 hedefi düzenli olarak ziyaret etmesinin anlık bilgi miktarını arttıracağı düşünülebilir. Ancak bu durumda bu İHA hedefler arasında daha çok vakit geçireceği için bilgi miktarı artmayacaktır. Ayrıca, hedefler eş zamanlı olarak ziyaret edilmediği için (İHA-1 hedef-1 ve hedef-2'ye kinematik kısıtlar sebebiyle aynı sıklıkla uğrayamamaktadır) FR alanlarının geçilmesi gereği ortaya çıkabilecektir.



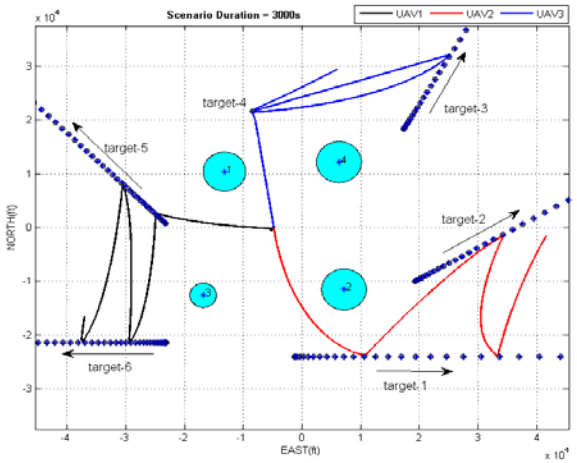
Şekil 5: Şekil 3'te verilen senaryo için anlık bilgi miktarı.



Şekil 6: 3 İHA için 4 hedef ve 2 FR alanın olduğu bölgede rotalar.

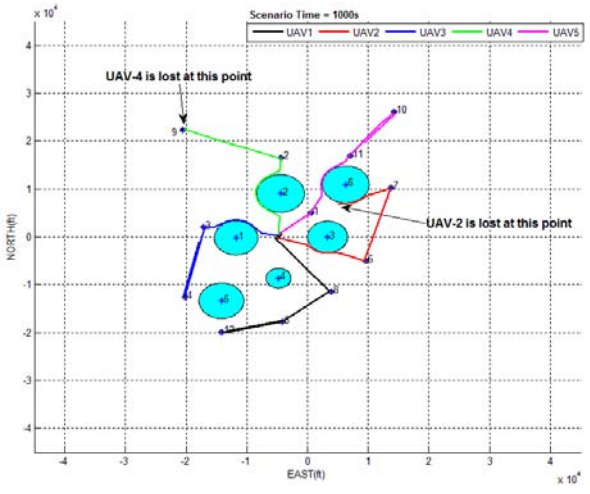


Şekil 7: Şekil 6'da verilen senaryo için anlık bilgi miktarı.

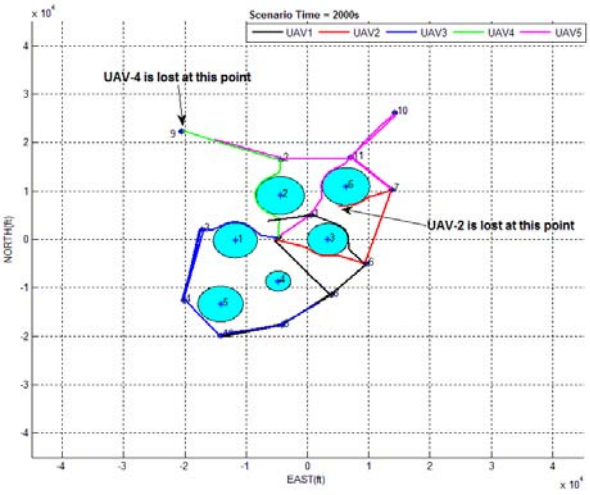


Şekil 8: Hareketli hedeflerin bulunduğu görev bölgesi için İHA rotaları.

Önerdiğimiz yöntemle bir çizgiyi takip edecek şekilde hareket ettiğini kabul ettiğimiz ve hızlarını bildiğimiz hedeflerden de bilgi toplamak mümkündür. Şekil 8'de 5'i hareketli 6 hedefin bulunduğu bir görev bölgesi için İHA rotaları verilmiştir.



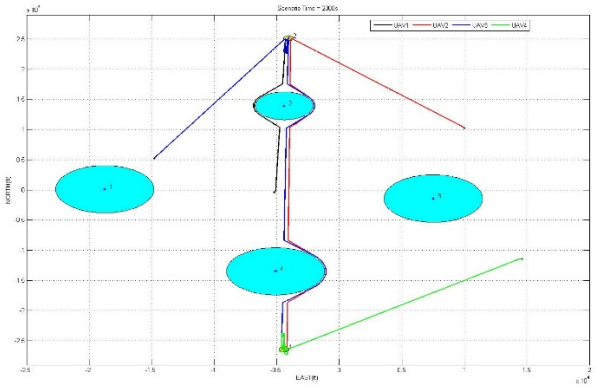
(a)



(b)

Şekil 9: İHA kayıpları olması durumunda rota planlama, (a) görevin 1000. s'de İHA-4 düşüyor (b) geriye kalan İHA'ların rotaları.

Bazı durumlarda görev sırasında İHA'ların kırıma uğraması ya da arızalanması söz konusu olabilir. Bu durumda görevin kalan İHA'larla devam ettirilebilmesi de mümkün olabilmektedir. Şekil 9'da bu tür bir senaryo için rotalar verilmiştir. Gerçek çalışma koşullarında çoğu zaman hedef sayısı İHA sayısından çok olmaktadır. Ancak bazı durumlarda daha çok İHA kullanılarak az sayıdaki hedeften bilgi toplanması istenebilir. Önerdiğimiz yöntem bu tür durumlarda bir hedefe birden fazla İHA'nın atanmasına izin vermektedir. Şekil 10'da böyle bir durum için araçların rotaları verilmiştir.



Şekil 10: İHA sayısının hedef sayısından çok olduğu görev için rotalar.

Çalışmamızda [7]'de gerçekleştirilen çalışmada olduğu gibi probleme özel bir takım basit kurallar/operatörler tanımlayarak çevrim-içi rota planlama problemi için çözüm önerilmiştir. Bundan sonraki çalışmalarda, farklı kabiliyetlere sahip araçlar için görev planlaması yapılabilir, görev bölgesi ile ilgili belirsizlikler olması durumu ele alınabilir, araçlar arasındaki ve merkezi sistemle olan haberleşme kısıtları probleme eklenebilir. Burada önerdiğimiz yöntem merkezi bir karar vericinin olduğu yöntemdir, ileriki çalışmalarda araçların uzun dönem görevleri merkezden aldığı ancak kısa zaman aralıkları için kendi kararlarını verebildikleri melez bir yapı kurulabilir.

Teşekkür

Bu makaledeki çalışmaları 110E192 kodlu 1001 projesinden desteklediği için TÜBİTAK'a teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] C. G. Cassandras and W. Li, "A Receding Horizon Approach For Solving Some Cooperative Control Problems," in Decision and Control, 2002, Proceedings of the 41st IEEE Conference on, Vol. 4, 2002, pp. 3760–3765.

[2] S. M. LaValle, Planning Algorithms. Cambridge, U.K.: Cambridge University Press, 2006, available at http://planning.cs.uiuc.edu/.

[3] L. Wei and C. G. Cassandras, "A Cooperative Receding Horizon Controller For Multivehicle Uncertain Environments." IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. 51, no. 2, 2006, pp. 242–257.

[4] J. Bellingham, A. Richards, and J. P. How, "Receding Horizon Control Of Autonomous Aerial Vehicles," in in Proceedings of the American Control Conference, 2002, pp. 3741–3746.

[5] Y. Kim, D.-W. Gu, and I. Postlethwaite, "Real-time Path Planning With Limited Information For Autonomous Unmanned Air Vehicles," Automatica, vol. 44, no. 3, pp. 696–712, Mar. 2008. [Online]. Available: http://dx.doi.org/10.1016/j.automatica.2007.07.023.

[6] L. E. Dubins, "On Curves Of Minimal Length With A Constraint On Average Curvature, and With Prescribed İnitial And Terminal Positions And Tangents," American Journal of Mathematics, vol. 79, pp. 497–516, 1957.

[7] H. Ergezer and K. Leblebicioğlu, “Path planning for uavs for maximum information collection,” Aerospace and Electronics Systems, IEEE Transactions on, vol. 49, no. 1, pp. 502–520, 2013.

[8] H. W. Kuhn, “The Hungarian Method for The Assignment Problem,” Naval Research Logistics Quarterly, vol. 2, pp. 83–97, 1955.

[9] G. Ducard, K. C. Kulling, and H. P. Geering, “A Simple and Adaptive On-Line Path Planning System for a UAV,” in Control & Automation, 2007. MED ’07. Mediterranean Conference on, 2007, pp. 1–6.

[10] E. Besada-Portas, L. de la Torre, J. M. de la Cruz, and B. de Andr´es-Toro, “Evolutionary Trajectory Planner For Multiple UAVs in Realistic Scenarios,” Trans. Rob., vol. 26, no. 4, pp. 619–634, Aug. 2010.

[11] S. Mittal and K. Deb, “Three-dimensional Offline Path Planning For UAVs Using Multiobjective Evolutionary Algorithms,” in IEEE Congress on Evolutionary Computation, 2007, pp. 3195–3202.

[12] A. Richards and J. P. How, “Aircraft trajectory planning with collision avoidance using mixed integer linear programming,” in American Control Conference (ACC), vol. 3, 2002, pp. 1936–1941 vol.3.

[13] T. Schouwenaars, B. DeMoor, E. Feron, and J. How, “Mixed integer programming for multi-vehicle path planning,” in In European Control Conference 2001, 2001, pp. 2603–2608.

Çoklu İnsansız Hava Aracı için Koordineli Güdüm Uygulaması

Ferit Çakıcı[1], *Halit Ergezer*[2], *Ufuk Irmak*[3], *M.Kemal Leblebicioğlu*[4]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
feritcakici@yahoo.com.tr

[2]MiKES Mikrodalga Elektronik Sistemler AŞ, Ankara
halit.ergezer@mikes.com.tr

[3]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
uirmak20@gmail.com

[4]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Güzergâh planlama problemi bir aracın izlemesi gereken yolun planlanması problemidir. Bu çalışmada incelenen güzergâh planlamada amaç; girilmesi istenmeyen yasak bölgelerden (FR - Forbidden Region) sakınırken, istenilen bölgelerden (DR - Desired Region) toplanacak bilginin en çoklanması ve belirlenen son noktaya ulaşılmasıdır. Bu bildiride, çoklu İnsansız Hava Araçları (çİHA) için platform tasarımı, entegrasyonu ve güzergâh planlaması ile uygulaması üzerinde çalışılmıştır. İHA platformlarının oluşturulmasında model uçak malzemelerinden faydalanılmıştır. Güzergâh planlamasında, her İHA için baslangıç popülasyonu PatternSearch metodu ve çoklu Gezgin Satıcı Problemi (çGSP) çözdürülerek bulunmuştur. çGSP kullanılması, hangi DR'nin hangi İHA tarafından ziyaret edileceği problemini çözmek için kullanılmıştır. Evrimsel Algoritmanın (EA) her bir iterasyonunda popülasyonda yer alan güzergâhlar, otopilot ve güdüm algoritması ile donatılmış İHA dinamik matematiksel modeli, oluşturulan platformlar üzerinden alınmıştır. Oluşturulan senaryolar dâhilinde MATLAB/Simulink ortamında benzetim gerçekleştirildikten sonra planlanan uçuş güzergâhı, gerçek platformlar üzerinde uygulanarak gerçeklenebilirliği test edilmiştir.

1. Giriş

Görev planlama problemi insansız araçlarla ilgili temel çalısma alanlarından bir tanesidir. Güzergâh planlama problemi bir aracın belirli bir amaç fonksiyonunu en iyilemek için izlemesi gereken yolun tasarlanması problemidir. Güzergâh planlama, görev planlama problemi kapsamında ele alınmaktadır [1].

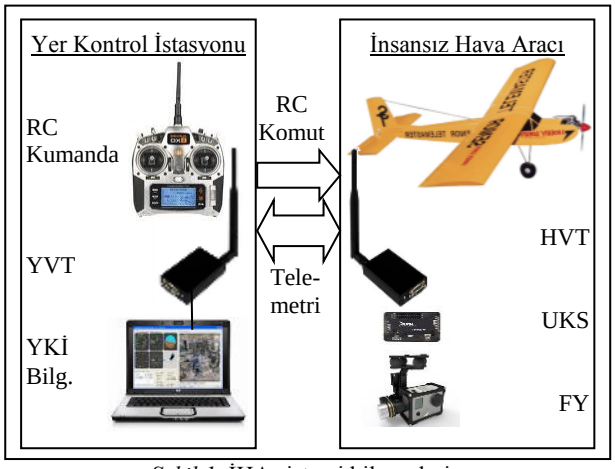
Bu çalısmamızda amaç, belirlenen baslangıç ve bitiş noktaları arasında, istenmeyen bölgelere (FR) girmeden, istenilen bölgelerden (DR) en çok bilgiyi toplayacak şekilde güzergâh planlamasının yapılmasıdır. [2]'de tek İHA için sabit yükseklikli uçuşlar için önerilen algoritma ve [3]'te birden fazla İHA için 3-boyutta güzergâh planlaması, yeni evrimsel işleçler tanımlanarak çalışılmıştır. Bu çalışmada birden fazla İHA kullanılacağından, baslangıç popülasyonunun oluşturulması için [4]'te belirtilen çGSP kullanılmıştır. Bu sayede, hangi DR'nin hangi İHA tarafından ziyaret edileceği ile ilgili atama problemi çözülmüştür. Atama probleminin çözülmesiyle birden fazla İHA içeren problem, tek İHA için güzergâh planlama problemine dönüştürülmüştür.

Literatürde İHA'ların güzergâh planlaması ile ilgili benzer çalışmalar [4, 5, 6] olmasına rağmen, bu çalışmaların büyük çoğunluğu görev zamanını en aza indirmek maksadıyla planlama yapmaktadır. Bu çalışmada ise, gerçek hayattaki uygulamalara daha uygun olacak şekilde; tasarlanan İHA platformlarının kısıtları hesaba katılarak, görev zamanı sabit olacak şekilde en çok bilginin toplanmasına çalışılmaktadır. Literatürde yer alan çalısmalarda çoğunlukla basit kinematik modeller kullanıldığından eğri uydurma, güzergâhın uçak dinamiklerine uygun olacak şekilde yumuşatılması ve güdüm algoritmaları için fazladan çalışma yapılması gerekmektedir. Bu çalışmada kullanılan uçağın dinamik matematiksel modeli ve operasyonel kısıtları kullanıldığından, elde edilen güzergâhlar uçağın dinamik ve fiziksel kısıtlarına uygun olarak oluşturulmaktadır. Çalışmada kullanılan veriler gerçek sisteme dayandığından, algoritmamızın benzer çalısmalarda kullanılan senaryolara göre daha gerçekçi başarım sağlayacağı değerlendirilmektedir.

2. İHA Platform Tasarımı

İHA sistemi (Şekil 1), temel olarak Yer Kontrol İstasyonu (YKİ) ve hava aracından oluşmaktadır. YKİ bilgisayarı üzerinde koşan YKİ yazılımı sayesinde, Yer Veri Terminali (YVT) üzerinden İHA ile kablosuz iletişim sağlanmaktadır. İHA'da bulunan Hava Veri Terminali (HVT) aracılığıyla alınan komutlar, Uçuş Kontrol Sistemine (UKS) aktarılarak otonom uçuş gerçekleştirilmektedir. YKİ'de bulunan RC kumanda ile İHA, UKS devrede olmadan, elle uzaktan komutalı olarak kullanılabilmektedir. Ayrıca, İHA'ya

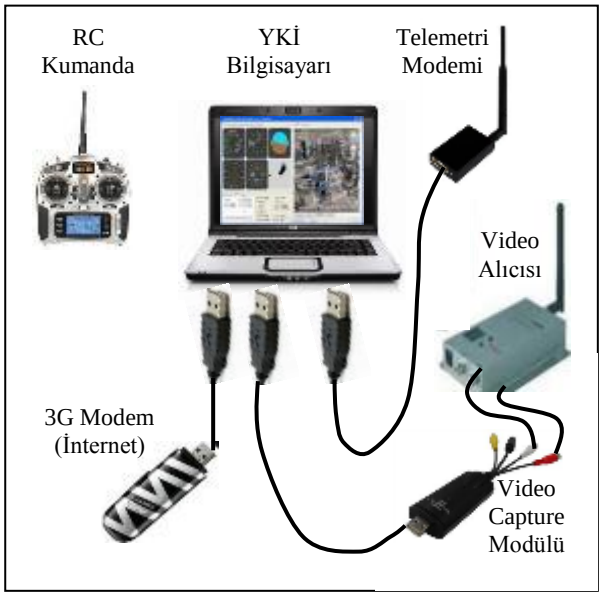
yerleştirilmiş olan Faydalı Yük (FY)'ün kontrolü ve FY verilerinin değerlendirmesi de YKİ üzerinden yapılmaktadır.



Şekil 1: İHA sistemi bileşenleri.

1.1. Yer Kontrol İstasyonu

Operatör tarafından kullanılan YKİ; bilgisayar, YVT ve RC kumandadan oluşmaktadır. YKİ sisteminin blok şeması, bileşenleri ve bu bileşenler arasında bağlantılar, Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: Yer kontrol istasyonu bileşenleri.

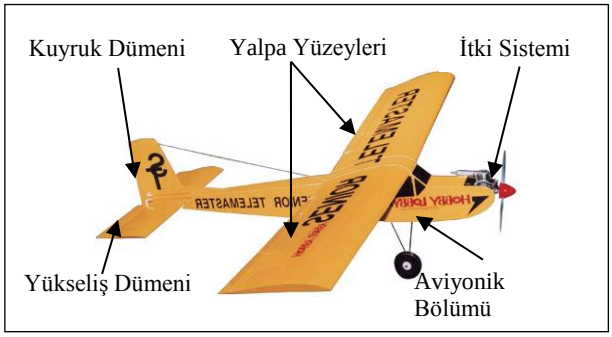
YKİ'de YKİ yazılımının çalıştırıldığı, İHA'nın güdümünün sağlanarak, FY'nin kontrolünün ve görüntülerin elde edilmesine olanak sağlayan bir dizüstü bilgisayarı kullanılmaktadır. YKİ yazılımındaki harita bilgileri gerçek-zamanlı olarak internetten indirildiğinden, gerekli olan internet bağlantısı 3G modem ile sağlanmaktadır. Bilgisayarda bulunan 3 adet USB portu sayesinde YVT, 3G modem ve Video Alıcısı ile iletişim sağlanmaktadır. YKİ yazılımı olarak, İHA'nın yol planlaması, kontrolü ve faydalı yük kontrolüne imkân veren, açık kaynaklı ArduPilot Mission Planner [7] yazılımı kullanılmaktadır. RC kumanda ile 500 metre mesafeye kadar elle veya yarı-otonom modlarda uçuş gerçekleştirilirken, YVT ile 3 km mesafeye kadar otonom uçuş yapılabilmektedir.

1.2. Hava Aracı Platformu

İHA platformu olarak; basit bir yapıya, yüksek kanat mimarisiyle yavaş ve kararlı bir uçuş profiline sahip olan, Hobby Lobby firması üretimi Senior Telemaster (Şekil 3) model uçağı kullanılmaktadır. Temel yapısı balsa ağacından inşa edilmiş olan Senior Telemaster, sarı film ile kaplanmış halde 500 metre mesafeden rahatlıkla görülebilmekte ve elle kullanıma izin vermektedir. Gövde içindeki 17x13x25 cm'lik hacim, İHA sisteminin içindeki bataryaların, güç modülünün, UKS'nin, telemetri sisteminin ve FY'nin entegre edilmesi için yeterlidir. Hazır olarak yakıtlı motorlar için imal edilmiş uçağa titreşimin azaltılması, kullanım, bakım ve idame kolaylığı sağlanması maksadıyla fırçasız elektrik motoru modifikasyonu uygulanmıştır. Yüksek kaldırma kapasitesine sahip olan uçağın maksimum kalkış ağırlığı, 10 kg'a kadar çıkabilmekte olup, operasyonel ağırlığı 7,5 kg'dır. Uçağın temel özellikleri Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1: İHA platformu teknik özellikleri.

Özellik	*Değer*
Kalkış Kütlesi	5,6 – 10 kg
Kanat Uzunluğu	2,438 m
Kanat Alanı	0,8581 m^2
Kanat Kesit Tipi	Anderson SPICA
Kanat Dihedral Açısı	3,8 derece
Uzunluk	1,625 m
Kontrol Bileşenleri	2 yalpa yüzeyi, kuyruk dümeni, yükseliş dümeni ve gaz



Şekil 3: İHA platform bileşenleri.

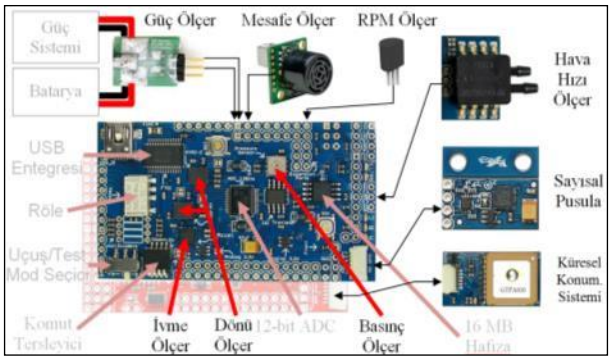
1.3. UKS (Uçuş Kontrol Sistemi)

UKS (Şekil 4); RC ve telemetri komutlarının alınması, algılayıcıların (dönüölçer, ivmeölçer, sayısal pusula, küresel konumlandırma sistemi, basınç ölçüm sistemi) okunarak durum değişkenlerinin hesaplanması, uçuş kontrolü için gerekli kararlılık algoritmaların çalıştırılması ve servo kontrol komutlarının üretilmesini sağlar. RC kodlayıcı, RC kumandadan RC alıcı vasıtasıyla gelen komutları PPM (Pulse Position Modulation) formatına çevirerek, seri olarak UKS işlemcisine iletir. Komut seçici, işlemcinin komutuyla servolara gönderilecek olan PWM (Pulse Width Modulation) komutlarının kaynağını RC komutlarından veya UKS işlemcisinin ürettiği komutlardan seçer. Komutlar RC komutları olarak seçildiğinde, servolar direk olarak RC kumanda ile elle kontrol edilirken, otonom modlarda servo

komutları UKS işlemcisi tarafından oluşturulmaktadır. Servolar ve UKS arasına yerleştirilen opto-izolatör devreleri ile elektriksel yalıtım sağlanarak, servolarda ve ESC'de oluşan elektriksel gürültünün UKS'ye yansımasını engellenmiştir.

Hava aracının durum değişkenlerinin hesaplanması ve gerekli ölçümlerin yapılabilmesi maksadıyla, teknik özellikleri Tablo 2'de sunulan algılayıcılar kullanılmaktadır. Küresel konumlama sistemi ile hava aracının pozisyonu hesaplanırken; dönüölçer, ivmeölçer ve manyetik pusula sayesinde açısal pozisyon hesaplanmaktadır. Barometrik irtifa basın ölçer ile hesaplanırken, hava hızölçer ile İHA'nın havaya göre hızı hesaplanır. RPM ölçer ve güç ölçer ile itki sistemine ait değişkenler ve sistem bataryasının voltajı ile güç tüketimi gözlemlenmektedir.

İHA'nın kontrolü için ayrılmış PID (Proportional-Integral-Derivative) kontrolcüleri kullanılarak, servo kontrol komutları oluşturulmaktadır.



Şekil 4: UKS bileşenleri.

Tablo 2: UKS algılayıcılarının özellikleri.

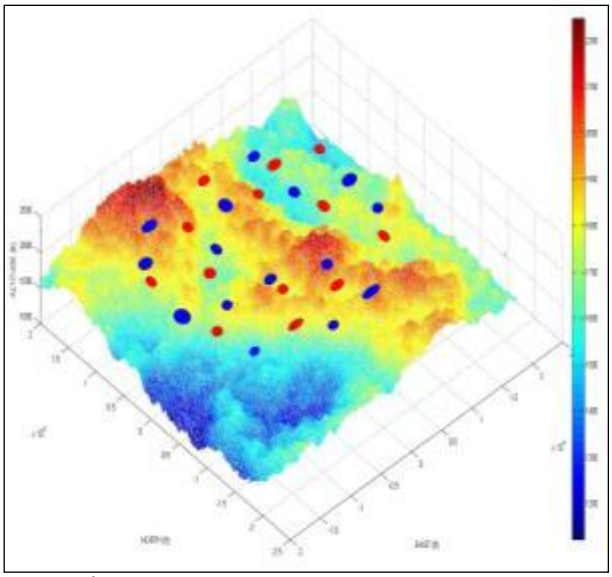
	Özellik	*Değer*
İvme Ölçer (ADXL335)	Ölçüm Ekseni	x, y, z
	Tam Skala	± 3,3 g
	Hassasiyet	330 mV/g
	Veri Çıkışı	Analog
	Ölçüm Hızı	550 Hz
Dönü Ölçer (IDG-500, ISZ-500)	Ölçüm Ekseni	x, y, z
	Tam Skala	± 500 º/s
	Hassasiyet	2 mV/ º
	Veri Çıkışı	Analog
	Ölçüm Hızı	140 Hz
Küresel Konumlama Sistemi (MEDIATEK-3329)	İşlemci	MTK MT3329
	Kanal Sayısı	66
	Ölçüm Hızı	10 Hz
	Pozisyon Doğruluğu	± 3 m
Sayısal Pusula (HMC5843)	Ölçüm Ekseni	x, y, z
	Tam Skala	± 4 Gauss
	Hassasiyet	7 mGauss
Hava Hız Ölçer (MPXV7002)	Tam Skala	± 2 kPa
	Hassasiyet	1 V/kPa
	Ölçüm Hızı	1 kHz
Yükseklik Ölçer (BMP085)	Basınç (Yükseklik)	300-1100 hPa (-500 - 9000 m)
	Hassasiyet	0.06 hPa (0.25m)
	Ölçüm Hızı	133 kHz
Mesafe Ölçer (MB1200 XL-EZ0)	Tam Skala	20 – 765 cm
	Hassasiyet	1 cm
	Ölçüm Hızı	10 Hz
RPM Ölçer (UGN-3113T, Hall-etkisi algılayıcısı)	Tam Skala	14660 RPM
	Hassasiyet	10 RPM
	Ölçüm Hızı	1 MHz
Güç Ölçer (AttoPilot 50V/90A)	Gerilim	0-50 V
	Hassasiyet – Gerilim	± 78 mV (63.69 mV / V)
	Akım	0-90 A
	Hassasiyet – Akım	± 136 mA (36.60 mV / A)

UKS çeşitli modlarda çalışarak hava aracının uçuşunu sağlamaktadır. Uçuş modu, RC kumanda üzerinden değiştirilebildiği gibi, YKİ yazılımı üzerinden de değiştirilebilmektedir. Her uçuş modunun kendine özgü girdileri bulunmaktadır. Elle kumanda modunda RC kumanda komutları doğrudan servolara iletilmekte olup, kararlı modda uçağın açısal kararlılığı UKS tarafından sağlanarak RC komutları denge durumu komutlarına eklenmektedir. Otonom modda ise hava aracının kontrol noktalarını sırasıyla dolaşması suretiyle uçuş gerçekleştirilmektedir.

3. Çoklu İHA Güdüm Algoritması

3.1. Problem Tanımı

Güzergâh planlama belirli kısıtlar altında istenilen noktalar ve bölgelerin ziyaret edilmesidir. Bu bildiride ele alınan problemde, öncelikli kısıtlar Şekil 5'te gösterilen FR'ler ve DR'lerdir. İHA'ların alt kısımlarına yerleştirilen kameralarla DR'lerden görüntü alınmaktadır. Bu sırada FR'lere girmeden ya da en az girecek şekilde güzergâh planlaması yapılması hedeflenmektedir. Başlangıç ve bitiş noktaları sabit olmak şartıyla, her uçak için farklı görev zamanları tanımlanabilmektedir.



Şekil 5: İlgilenilen Bölge; Bilgi toplanması istenilen bölgeler (mavi), girilmemesi gereken bölgeler (kırmızı).

Problem ile ilgili olarak bir takım kabuller yapılmıştır:

- Bölgeler birbiri ile kesişmemektedir.
- Başlangıç ve bitiş noktaları FR'ler ve DR'ler dışında yer alan bölgede bulunmaktadır.
- Uçakların dönüşleri sırasında kameranın ana ekseninin yer düzlemine dik olduğu varsayılmaktadır.
- Yeryüzü şekillerinin maskelemeleri ihmal edilmiştir.
- Her DR, en az bir İHA tarafından ziyaret edilmelidir.

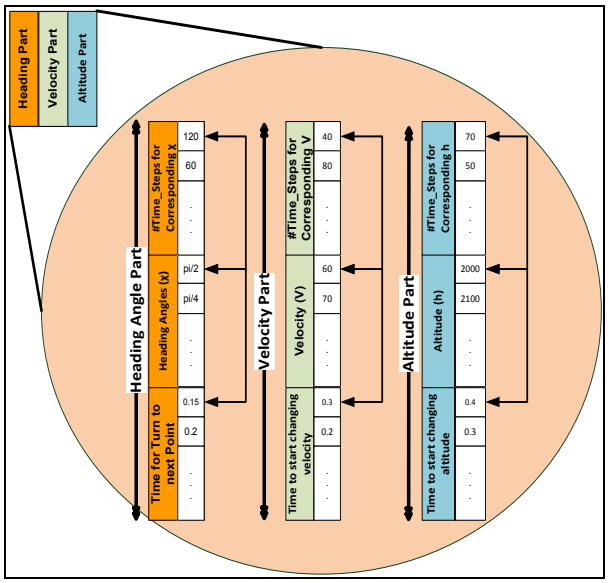
DR'lerden alınan görüntüler, toplanan bilgi olarak değerlendirilmektedir. Görüntü üç ayrı çözünürlük bölgesine ayrılmıştır. Bu çalışmada elde edilen görüntünün çözünürlüğü de hesaba katılmaktadır, çünkü aksi durumda yükseklik arttıkça görüntü alınan bölgenin alanı da artacağından her zaman daha yüksekten uçmaya çalışılacaktır.

FR'ler üzerinden geçmenin amaç fonksiyonuna getireceği ceza, FR'nin kenarlarından iç bölgelerine doğru gidildikçe artmaktadır. Aynı zamanda, FR üzerindeki İHA'nın uçuş yüksekliğiyle de ters orantılı olarak ceza miktarı değişmektedir. Dolayısıyla, FR üzerinde alçaktan uçmak daha çok cezaya sebep olmaktadır. Nihai olarak, İHA'ların görev sonunda belirlenen son noktaya gelmeleri gerekmektedir. Bu durumda [2]'den farklı olarak İHA'lar için belirlenen yüksekliğe gelme kısıtı da probleme eklenmiş bulunmaktadır.

3.2. Problemin Çözümü

Probleminin çözümünde izlenen temel yaklaşım [2]'de önerildiği gibi arama uzayının indirgenmesi ve yeni evrimsel işleçlerin tanımlanmasıdır. Öncelikle *PatternSearch* metodu ve çGSP çözümü ile DR'leri ziyaret etme sırası bulunmaktadır. çGSP yöntemi ile hem DR'lerin ziyaret edilme sırası, hem de DR'lerin çİHA'lara atanması problemi çözülmektedir. Bu bildiride, algoritmanın ikinci adımında yapılan geliştirmeler ve üçüncü adımında uygulanan yeni evrimsel işleçler üzerinde durulmuştur.

Popülasyonu oluşturan bireyler Şekil 6'da gösterildiği gibi dönüs açısı, hız değerleri ve yükseklik değerlerinin belirlenmesi amacıyla üç ana parçadan oluşmaktadır. Yükseklik, hız ve dönüş açısı değerlerinin yanında, aracın bir sonraki uçus değerlerine geçiş zamanları da kodlanmıştır.



Şekil 6: Tohum-Güzergâh adımında kullanılan kromozom yapısı.

Mutasyon işleci, rasgele seçilen kromozomların alt parçalarına ayrı ayrı uygulanmaktadır. Dönüş açısı değerleri pi/5 ile pi/10 arasında rasgele değerler eklenerek, hız değerleri -20ft/s ve 20ft/s arasında, yükseklik değerleri de -200 ft ile 200 ft arasında rasgele değerlerin eklenmesi ile değiştirilmektedir. Hız ve yüseklik değerlerinin aracın dinamikleri dikkate alınarak belirli sınırlar arasında olması durumu da kontrol edilmektedir.

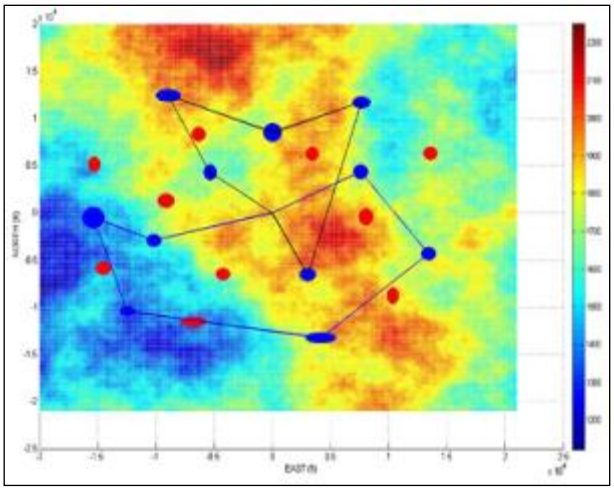
Ergezer [2] tarafından önerilen DR'ye çekme (PTDR-Pull To Desired Region), FR'den itme (PFFR-Push From Forbidden Region) evrimsel isleçlerini akıllı mutasyon işleçleri olarak tanımlanmaktadır. 3-boyutta güzergâh planlanırken [3], bu işleçlere ek olarak arazi ile araç arasındaki yüksekliğin belli seviyenin altında olmaması, DR'ler üzerinde aracın daha yüksek çözünürlüklü görüntü alabilmesi için alçalmasını, ya da DR'den daha büyük alanların görüntü alınabilmesi için yükselmesini sağlayan yeni işleçler tanımlanmıştır. FR'ler üzerinde aracın FR üzerinden geçmesinin elzem olduğu durumlarda yükselerek FR'den kaynaklanan cezayı azaltmasını sağlayan ve son noktada gelmesi gereken yüksekliğe getirecek işleçler tanımlanmıştır.

Söz konusu işleçler, karar mekanizmasında problem tanımına uygun olarak harcanan yakıt miktarını da hesaba katmaktadır. Bazı durumlarda, FR bölgesi üzerinde aracı FR'nin kenarına doğru iterken, yüksekliği de kontrollü şekilde arttırarak FR'den gelecek ceza ile yakıt arasındaki ödünleşimi kendi içerisinde çözümlemektedir. Önerilen diğer bir işleç de, aracın DR'ler dışında kalan bölgelerde daha az zaman harcaması için hızın değiştirilmesini sağlayan işleçtir. Burada, her durumda en yüksek hız ile uçuş yapılmasının her zaman amaca uygun olmadığını vurgulamak gerekir. Çünkü problem tanımından da görüleceği üzere, aracın harcayabileceği yakıt miktarı da kısıtlıdır.

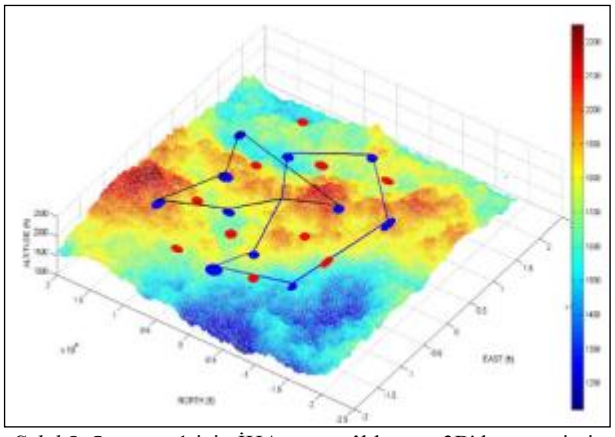
4. Benzetim Sonuçları

Benzetimde kullanılan araziler [8]'de verilen yöntemle üretilmiştir. Algoritma, örnek iki senaryo üzerinde sınanmıştır.

Birinci senaryoda 2 İHA için, 11 DR'nin ve 10 FR'nin bulunduğu ortamda güzergâh planlaması yapılmıştır. Her İHA'nın ziyaret etmesi gereken en az DR sayısı 3 olarak belirlenmiştir. Şekil 7'de güzergâhların 2 boyutta, Şekil 8'de ise 3 boyutta gösterimi yapılmıştır.

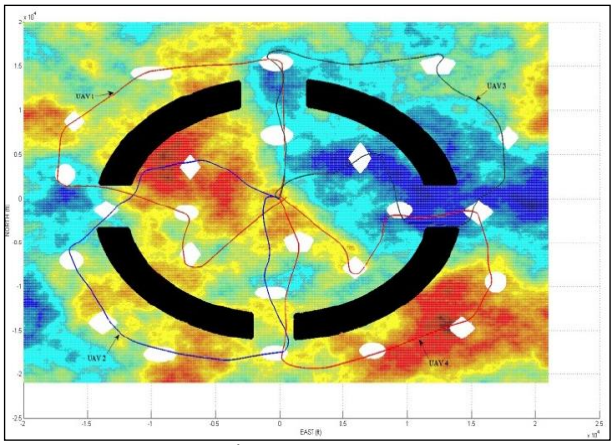


Şekil 7: Senaryo-1 için İHA güzergâhlarının 2B'de gösterimi (çGSP adımından sonra).

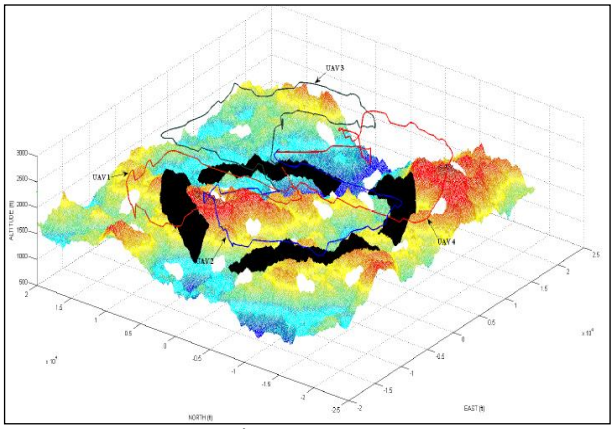


Şekil 8: Senaryo-1 için İHA güzergâhlarının 3B'de gösterimi (çGSP adımından sonra).

İkinci senaryoda ise 4 İHA'nın 24 DR ve 4 FR'nin yer aldığı bölgede güzergâh planlaması yapılmıştır. Birinci senaryoya göre daha az sayıda FR olmasına rağmen bu bölgenin karmaşık olduğunu söyleyebiliriz. Zira karmaşıklığı belirleyen tek faktör FR'lerin sayısı değildir. DR ve FR'lerin birbirlerine göre konumları da karmaşıklığı belirleyen etkenlerdendir. Şekil 9 ve 10'da 4 İHA için güzergâhlar sırasıyla 2B ve 3B gösterimleri ile verilmiştir. Bu senaryo özellikle algoritmanın ilk iki adımında gerçekleştirilen arama uzayının indirgenmesinin önemini göstermektedir.



Şekil 9: Senaryo-2 için İHA güzergâhlarının 2B'de gösterimi.



Şekil 10: Senaryo-2 için İHA güzergâhlarının 3B'de gösterimi.

5. Uçuş Testleri

Uçuş testlerinin ilk aşamasında tek İHA (Şekil 11)'nın en fazla bilgi toplama maksatlı yol planlama yöntemi ile planlanan uçuş rotasının, gerçek zamanlı olarak uçuşu sağlanmıştır. Öncelikle uçuş yapılacak bölgede DR'ler ve FR'ler belirlenmiştir. Belirlenen durum için yol planlama algoritmasının çalıştırılması sonucunda, en fazla bilgi toplanması maksadıyla otomatik olarak bir uçuş planı elde edilmiştir. Elde edilen uçuş planı üzerinde, İHA'nın otonom uçuşunun gerçekleştirilmesinden önce güdümün sağlıklı olarak gerçekleştirilebilmesi maksadıyla veri seyreltmesi yapılmıştır.



Şekil 11: Tek İHA uçuşunda kullanılan Senior Telemaster.

Bu çerçevede hazırlanan uçuş planı ile gerçekleştirilen uçuş sonucunda (Şekil 12), İHA'nın beklendiği üzere DR'ler üzerinden uçuşunu gerçekleştirdiği ve FR'lerden geçmediği görülmüştür. Uçuş sırasındaki hava şartlarının ve UKS'nin manevra hassasiyetinin, ideal rotayı takip edilmesini engellediği gözlemlenmiştir. Ancak elde edilen sonuçların benzetim ortamında elde edilen sonuçlara yakın olduğu değerlendirildiğinden, geliştirilen yöntemin gerçek dünyada da uygulanabileceği değerlendirilmiştir.



Şekil 12: Tek İHA (Senior Telemaster)'nın otonom uçuşu.

Çoklu İHA uçuşlarında, birbirine benzer yapıdaki hava araçları (Şekil 13) ile farklı frekanslardaki RC kumandalar ve modemler kullanıldığından frekans karışması yaşanmadan sağlıklı uçuşlar yapılabilmiştir. Birlikte çalışabilirlik konusunda yapılan yer testlerinde ve müteakiben uçuş testlerinde aynı frekanslar kullanılmadığından herhangi bir problemle karşılaşılmamıştır.



Şekil 13: Çoklu İHA uçuşunda kullanılan FPV-Raptor.

Çoklu İHA uçurulması için geniş bir uçuş alanı tercih edilmiştir. Seçilen uçuş alanı içinde DR'ler ve FR'ler belirlendikten sonra çalıştırılan yol planlama algoritmasının, DR'leri İHA'lara paylaştıracak şekilde bir görev bölümü yaptığı Şekil 14'te görülmektedir. Uçuş planları hava araçlarına yüklendikten sonra önce birinci İHA'nın uçuşu elle başlatılmış ve uçak havadayken otonom moda alınmıştır. Müteakiben yine elle havalandırılan 2'nci hava aracı da otonom moda alınarak iki İHA'nın aynı anda daha önceden yol planlama algoritmasıyla belirlenmiş uçuş rotalarını takip ederek, hedefler üzerinden başarıyla uçtuğu gözlemlenmiştir.



Şekil 14: 2 adet FPV-Raptor İHA'nın koordineli uçuşu.

6. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada, model uçak malzemelerinden üretilen ve otopilot entegrasyonu gerçekleştirilen çoklu uçuş yapısına uygun İHA'lar için güzergâh planlama problemi; girilmesi istenmeyen bölgelerden (FR-Forbidden Region) sakınırken, istenilen bölgelerden (DR-Desired Region) toplanacak bilginin en çoklanması ve belirlenen son noktaya ulaşması maksadıyla ele alınmıştır. Güzergâh planlamasında *PatternSearch*, çoklu Gezgin Satıcı Problemi ve Evrimsel Algoritmalar kullanılmıştır. Gerçekçi olarak tasarlanan görev senaryoları üzerindeki güzergâh planlamaları, benzetim ortamında gerçeklenerek, İHA'ların bütün hedefleri paylaşarak etkin bir şekilde gözlemlediği sonucu elde edilmiştir. Müteakip çalışmalarda, güzergâh planlamasının gerçek dünya üzerinde yapılması, ve planlar çerçevesinde uçuşların başarıyla gerçekleştirilmesiyle, uygulanan yaklaşımın uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

Çoklu hedeflerin belirlendiği ve uçuş zamanı kısıtından dolayı bir İHA ile bütün hedeflerin gözlenmesi mümkün olmadığında veya hedeflerin hepsinin kısa bir zaman içinde gözlemlenmesi istendiğinde, aynı anda birden fazla İHA uçurulmasında bu çalışmada sunulan yöntemle belirlenen yol planlamalarının kullanılabileceği kıymetlendirilmektedir.

Teşekkür

Bu makaledeki çalısmaları 110E192 kodlu 1001 projesinden desteklediği için TÜBİTAK'a tesekkür ederiz.

Kaynakça

[1] J.C. Latombe, *Robot Motion Planning*, Kluwer Academic Press, 1990.

[2] H. Ergezer, K. Leblebicioğlu, "*Path Planning for UAVs forMaximum Information Collection Using Evolutionary Computation",* IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol 49., pp. 502-520, 2013.

[3] H. Ergezer, K. Leblebicioğlu, "*3D Path Planning for Multiple UAVs for Maximum Information Collection*", Journal of Intelligent Robotic Systems, DOI 10.1007/ s10846-013-9895-6, 2013.

[4] I. Hasircioglu, H.R. Topcuoglu, and M. Ermis, "*3-D Path Planning for the Navigation of Unmanned Aerial Vehicles by Using Evolutionary Algorithms*", in Proc. Genet. Evol. Comput. Conf., pp. 1499–1506, 2008.

[5] I.K. Nikolos, K.P. Valavanis, N.C. Tsourveloudis, and A. N. Kostaras, "*Evolutionary Algorithm Based Offline/Online Path Planner for UAV Navigation*", IEEE Trans. Syst., Man, Cybern. B, Cybern., vol. 33, no. 6, pp. 898–912, 2003.

[6] I.K. Nikolos and N.C. Tsourvelouds, "*Path Planning for Cooperating Unmanned Vehicles Over 3-D Terrain*", Inf. Control, Autom. Robot., vol. 24, pp. 153–168, 2009.

[7] ArduPilot Mega Mission Planner internet sayfası, http://planner.ardupilot.com.

[8] D. F. Alain Fournier and L. Carpenter, "Computer rendering ofstochastic models," Commun. ACM, vol. 25, no. 6, pp. 371–384, Jun. 1982.384, Jun. 1982.

İHA Rota Planlamasının Kısıtlı ve Çok Amaçlı Optimizasyon Problemi Olarak Ele Alınması

İlkay Gümüşboğa[1], *A. Egemen Yılmaz*[2]

[1]Havacılık Elektrik ve Elektroniği Bölümü
Kontrol ve Aviyonik Laboratuvarı
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
ilkaygumusboga@anadolu.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara
aeyilmaz@eng.ankara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmanın amacı insansız hava araçlarının (İHA) belirli bir çalışma bölgesi üzerinde, belirlenen hedef noktaları için keşif ve gözetleme yapabileceği rotayı optimize etmektir. Bu rota planlaması problemi, çok amaçlı eniyileme problemi olarak ele alınıp NSGA-II algoritması kullanılarak çözülmüştür. Belirli bir noktadan göreve başlayıp, tehdit unsurlarının mevcut olduğu bir görev alanında, tanımlanan hedef bölgeleri üzerinde keşif ve gözetleme yapacak bir İHA için oluşturulacak rotanın, bir yandan rota uzunluğunun minimize edilmesi, aynı zamanda tehdit bölgelerinden kaynaklanan operasyon riski faktörü açısından da minimize edilmesi problemi üzerinde çalışılmıştır. Çözüme ulaşılırken, problemi salt geometrik bir çözümden uzaklaştırıp gerçek hayat problemine yaklaştırmak için İHA'ların en önemli kinematik kısıtlarından biri olan maksimum dönüş açısı (MDA) kısıdı da algoritmaya eklenmiştir. Eniyileme işleminde B-spline eğrileri kullanılarak eklenen MDA kısıdıyla beraber, elde edilen rotaların uçulabilir rotalar olduğu garanti edilmiştir.

1. Giriş

Günümüzde İHA'lar keşif, gözetleme, bilimsel araştırma ve askeri saldırı amaçları ile yaygın şekilde kullanılmaktadır. Yakın bir gelecekte bu kullanım oranının daha da artacağı öngörülmektedir. Artan İHA gereksiniminden dolayı İHA'lar için görev planlaması problemi günümüzde oldukça popüler bir konudur. İHA'lar için rota planlaması konusu da bu görev planlaması probleminin en önemli bileşenlerinden birisidir. Bunun bir sonucu olarak literatürde rota planlama konusu ile ilgili farklı yaklaşımların olduğu birçok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalarda evrimsel algoritmalar [1, 3, 4], A* algoritması [2], voronoi diyagramları [10] gibi yöntemlerin yanı sıra problemi yaygın olarak bilinen gezgin satıcı problemine indirgeyen ve bu problem üzerinden eniyileme yapan yöntemler kullanılmıştır [5, 6, 7, 8]. Bu farklı yaklaşımların tümünün ortak özelliği tek bir amaç fonksiyonu gözeterek sadece rota uzunluğu faktörüne göre eniyileme yapmalarıdır. İHA'lar için rota planlama problemi; görev bölgesinde belirlenen hedef noktaları için keşif ve gözetleme yapılabilecek rotayı oluşturma problemi olduğu için oluşturulan rotanın uzunluğunu minimize etmenin yanı sıra diğer bazı operasyonel amaçların da sağlanması gerekir. Bu yönü ile İHA'lar için rota planlama probleminin çok amaçlı bir eniyileme problemi olarak ele alınması, üretilen çözümlerin gerçek hayatta daha uygulanabilir olmasını sağlamaktadır. Ek olarak, eniyileme probleminin amaç fonksiyonlarını bazı kısıtlar altında incelemek, İHA'lar için rota planlama probleminin çözümlerini daha gerçekçi kılmaktadır. Bu kısıtlara; maksimum dönme açısı (MDA), maksimum yükselme açısı gibi kinematik; maksimum menzil, maksimum irtifa gibi tasarımsal; düşman hava savunma sistemlerinden kaçınma, radara yakalanmama gibi operasyonel kısıtlar örnek olarak gösterilebilir.

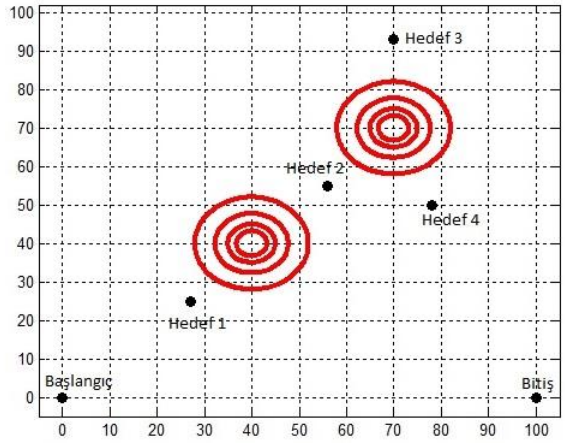
Literatürde İHA'lar için rota planlaması problemini gerçekten çok amaçlı eniyileme problemi olarak ele alan çok az sayıda çalışma bulunmaktadır. Bunlardan ilki 2007 yılında S. Mittal ve K. Deb tarafından yayınlanmıştır [9]. Bu çalışmada, görev bölgesinde belirli bir noktadan başka bir noktaya uçuş yapan bir İHA'nın yeryüzü şekillerinden dolayı oluşan çarpışma riskini ve rota uzunluğunu minimize etme amaçlarının aynı anda sağlanması problemi çalışılmıştır. NSGA-II algoritması kullanılarak üç boyutlu rota planlaması problemi çok amaçlı eniyileme problemi olarak çözülmüştür. Çalışmada iki farklı rota planlama yaklaşımı için çözümler üretilmiştir. Bunlardan ilki belirlenen iki nokta arasında herhangi bir sınırlama olmaksızın oluşturulan rotalardır. Oluşturulan bu rotalarda İHA, görev bölgesinde başlangıç ve bitiş noktaları arasında herhangi bir bölgede uçuş yapabilir. İkinci yaklaşımda ise rotanın başlangıç ve bitiş noktaları arasında İHA, belirli noktalar üzerinden geçmesi gerekmektedir.

Konu ile ilgili bir diğer çalışma 2013 yılında J. Zeng ve arkadaşları tarafından yayınlanmıştır [11]. Bu çalışmada da benzer şekilde, bir uçağın rota planlaması problemi uçuşa yasak ve tehlikeli bölgelerin oluşturduğu riskleri minimize etme ve aynı zamanda rota uzunluğunu da minimize etme amaçları gözetilerek çözülmüştür. Bu çalışmada birden fazla uçağın aynı bölgede uçması senaryosu da incelenmiştir. Bu durumda bu uçakların çarpışmalarının önlenmesi durumu da kısıtlar arasına girmiştir. Çalışmada ayrıca, önerilen kendinden-ayarlı (self-adjust) çaprazlama ve mutasyon

operatörlerinin NSGA-II algoritmasının performansı ve çözümlerin kalitesi üzerine etkisi incelenmiştir.

2. Problemin Tanımı

Çok amaçlı eniyileme problemi olarak İHA'lar için rota planlama problemi, birden fazla birbiri ile çelişen amacı bir arada gözeterek rota çözümlerinin oluşturulması olarak tanımlanır. Yapılan bu çalışmada, belirli bir noktadan göreve başlayıp, tehdit unsurlarının mevcut olduğu bir görev alanında (örneğin, düşman hava savunma sistemleri), tanımlanan hedef bölgeleri üzerinde keşif ve gözetleme yapacak bir İHA için oluşturulacak rotanın, bir yandan rota uzunluğunun minimize edilmesi, aynı zamanda tehdit bölgelerinden kaynaklanan operasyon riski faktörü açısından da minimize edilmesi problemi üzerinde çalışılmıştır. Bu kapsamda şekil 1'de gözüktüğü gibi bir görev senaryosu oluşturulmuştur. İHA, bir başlangıç noktasından bir bitiş noktasına belirlenen hedef noktaları üzerinden geçerek keşif ve gözetleme yapacaktır. (40,40) ve (70,70) koordinatlarındaki iki düşman hava savunma sistemi 12 km yarıçapındaki bölgelerde, görev yapan İHA için risk oluşturmaktadır. Böyle bir senaryo için NSGA-II algoritması kullanılarak rota planlaması problemi MDA kısıdı gözetilerek çözülmüştür.



Şekil 1: İHA görev senaryosu

2.1. Amaç fonksiyonları

Bölüm 2'de tanımlanan problemin çözümü için birbiri ile çelişen iki amaç fonksiyonu (f_1 ve f_2) seçilmiştir.

1) Rotanın Uzunluğu : f_1 amaç fonksiyonu; rotayı oluşturan eğrinin toplam uzunluğudur. Yapılan çalışmada B-spline eğrileri ile 250 kesikli nokta üzerinden rota planı oluşturulmuştur. f_1 fonksiyonu, bu ardışık kesikli noktalar arasındaki uzaklıkların toplamıdır.

2) Risk Faktörü : f_2 fonksiyonu (40,40) ve (70,70) koordinatlarındaki iki düşman hava savunma sisteminin 12 km yarıçapındaki bölgeler üzerinde oluşturduğu tehdit ile ilişkilidir. f_2 fonksiyonu şu şekilde varsayılmıştır:

$$f_2 = \sum_{i=1}^{2} \sum_{j=1}^{k} \left(-\frac{1}{12}' \, uzaklık(R_j, T_i)\right) \qquad (1)$$

R_j : B-spline eğrilerini oluşturan kesikli noktaların konumları

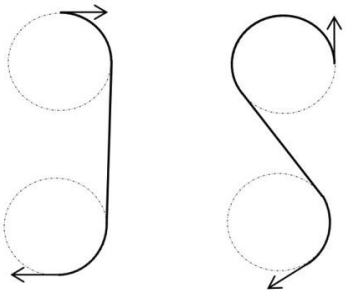
k : B-spline eğrilerini oluşturan kesikli noktaların sayısı

T_i : Tehdit unsurlarının konumları

uzaklık(a,b) : a ve b noktalarının arasındaki öklidyen uzaklık

2.2. Kısıtlar

İHA'lar için rota planlaması problemini salt geometrik bir problem olmaktan çıkarıp daha gerçekçi çözümler elde etmek için uçakların en önemli kinematik kısıtlarından biri olan MDA kısıdı probleme eklenmiştir. MDA, bir uçağın dönüş manevrası sırasında yapabileceği maksimum baş açısı değişimi kabiliyeti ile ilgili bir kısıttır. Şekil 2'de MDA kısıdına uygun dönüş manevraları temsil edilmiştir.



Şekil 2: MDA için temsil edilen manevralar

Genetik algoritmaların uygulanabilirliğindeki en temel güçlük, problemdeki kısıtların ele alınmasında genel geçer bir metodolojinin olmayışıdır. [12]'de genetik algoritmada kısıtların ele alınmasındaki farklı yaklaşımlar detaylı şekilde incelenmiştir. Bu çalışmada MDA kısıdı, ceza fonksiyonları (penalty functions) yaklaşımı ile ele alınmıştır.

3. NSGA-II Algoritması ile Rota Planlama

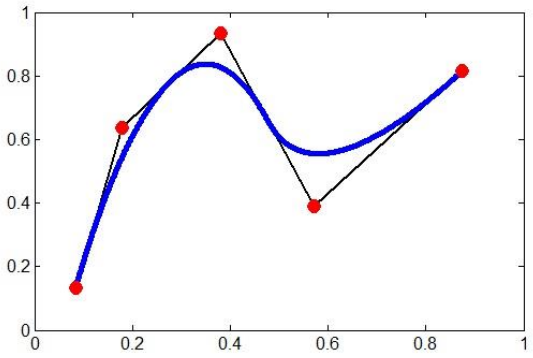
Çok amaçlı eniyileme problemlerinin çözümlerinde klasik eniyileme yöntemlerinde olduğu gibi tek bir optimal sonuç bulmak yerine birden fazla amaç için optimal çözüm kümesi bulunur. Bu çözüm kümesi pareto-optimal çözümler olarak tanımlanır ve amaç uzayında pareto cephesini oluştururlar. NSGA-II algoritması hesaplama karmaşıklığı ve performans gibi ölçütler bakımından bu günlerde yaygınca kullanılan bir çok amaçlı eniyileme yöntemidir [13].

3.1. B-Spline Eğrilerinin Genetik Temsili

Verilen n+1 tane kontrol noktası $\mathbf{P_0}$, $\mathbf{P_1}$, $\mathbf{P_2}$, ... , $\mathbf{P_n}$ ve bir düğüm vektörü (knot vector) $\mathbf{U}=\{u_1, u_2, u_3, \ldots, u_m\}$ için p'inci dereceden B-spline eğrisi

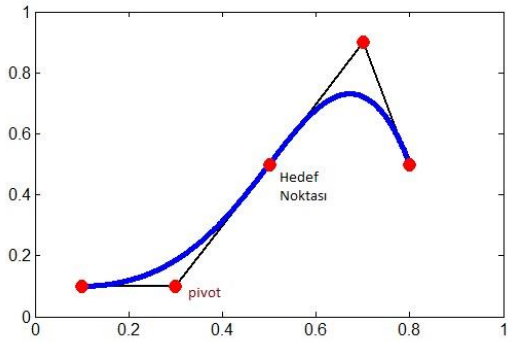
$$C(u) = \sum_{i=0}^{n} N_{i,p}(u) P_i \qquad (2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $N_{i,p}(u)$ fonksiyonları 3. dereceden B-spline taban fonksiyonlarıdır. Şekil 3'te rastgele seçilmiş 5 kontrol noktası için 3. dereceden bir B-spline eğrisi gösterilmiştir.



Şekil 3: 3. Dereceden B-spline eğrisi

Rota planlaması çalışmasında İHA, hedef noktalarının üzerinden geçmesi gerekmektedir. B-spline eğrilerinin bu şekilde oluşturulması amacıyla her bir hedef noktası için o hedef noktasına eşit uzaklıklarda (kontrol noktaları ile hedef noktasını birleştiren doğrunun normaline göre hedef noktasında simetrik) iki tane kontrol noktası türetilmiştir. Türetilen bu kontrol noktaları B-spline eğrilerinin özelliği gereği rotanın hedef noktasından geçmesini garanti eder. Bu simetrik noktalardan biri şekil 4'de belirtildiği üzere pivot noktası olarak adlandırılacaktır.



Şekil 4: Hedef noktasından geçen B-spline eğri parçası

Kromozom yapısı : İki boyutlu uzayda tanımlanan n tane hedef noktası D_1, D_2, D_3, ..., D_n için oluşturulan kromozom

$$(x_1, y_1), (x_2, y_2), (x_3, y_3), \dots, (x_n, y_n)$$
$$D_1, \quad D_2, \quad D_3, \dots, D_n$$

şeklinde bir dizi olarak temsil edilecektir. Burada koordinatları verilen noktalar, her bir hedef noktası için tanımlanan pivot noktalarıdır.

4. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan rota planlaması algoritmasını test etmek için, 2. bölümde detaylı şekilde tanımlandığı üzere, 100km×100km boyutunda bir harita üzerinde görev başlangıç/bitiş noktaları ve problemi zorlaştıracak şekilde seçilmiş 4 tane hedef noktası içeren bir senaryo oluşturulmuştur. Bu senaryoya ayrıca, (40,40) ve (70,70) koordinatlarında bulunan ve 12 km yarıçapa bir bölgede tehdit oluşturan iki adet düşman hava savunma sistemi eklenmiştir.

Senaryo üzerinde iki farklı problem tanımı için benzetimler oluşturulmuştur.

Problem 1: Hiçbir kısıt olmaksızın rotanın planlanmasının yapılması

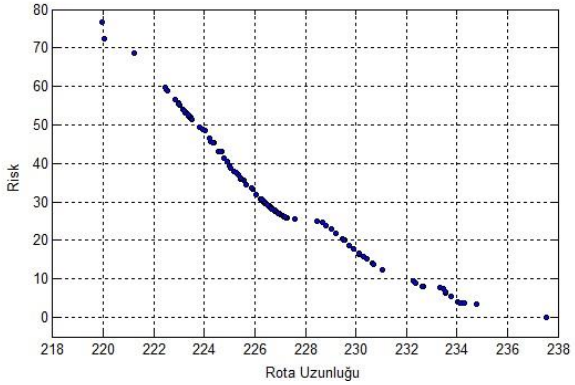
Problem 2: MDA kısıdı ile birlikte rota planlamasının yapılması

Çalışılan harita üzerinde belirtilen hedef noktalarını keşfedecek İHA'nın maksimum dönme açısı kısıdının sağlanabilmesi için oluşturulan B-spline eğrileri üzerinde her bir ardışık parça arasındaki açının 145 dereceden az olmaması sağlanmıştır (eğriyi oluşturan iki parça üzerinde maksimum 35 derecelik bir dönüş). İHA'nın bu bölgeler üzerinde yapacağı uçuşlarda f_2 fonksiyonu ile tanımlandığı şekilde bir risk faktörü oluşacaktır.

Bahsi geçen bu senaryo için oluşturulan benzetimde aşağıdaki parametreler kullanılmıştır:

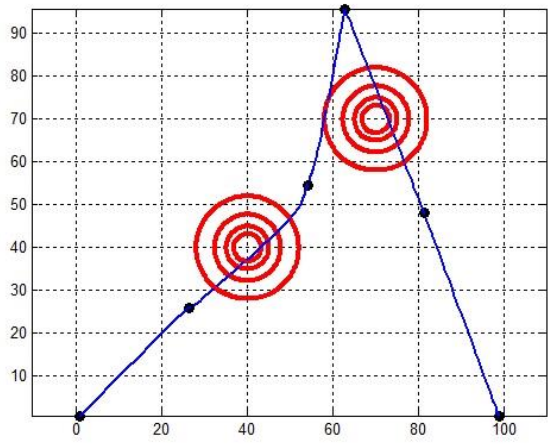
- *Popülasyon Büyüklüğü = 250*
- *Yineleme Sayısı = 350*
- *B-spline eğrilerinin derecesi = 3*

Problem 1 için elde edilen pareto cephesi şekil 5'te gösterilmiştir.

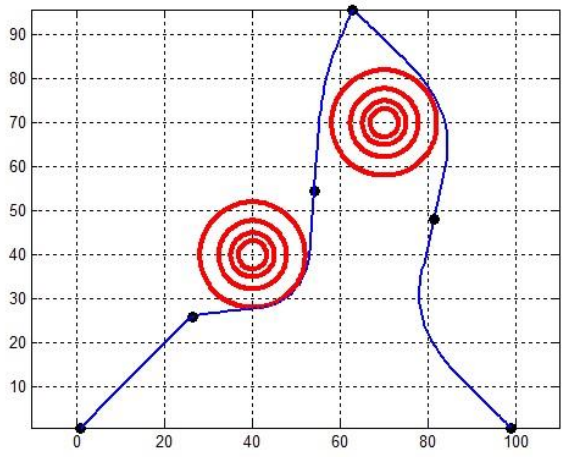


Şekil 5: Problem 1 için elde edilen pareto cephesi

Şekil 5'te elde edilen bu sonuç birbiri ile çelişen iki farklı amaç fonksiyonu için baskılanmamış çözümleri göstermektedir. Şekildeki her bir nokta farklı bir rota planına karşılık gelmektedir. Burada elde edilen her bir çözüm (rota planı), icra edilen görevde faklı bir fayda/zarar analizi sonucu için kullanılabilir. Şekil 5'te gösterilen çözümlerden en uç sınırlardaki iki çözümün fiziksel yorumu şekil 6 ve şekil 7'de gösterilmiştir. Bunlar sırası ile minimum rota uzunluğu çözümü ve minimum risk çözümüdür.

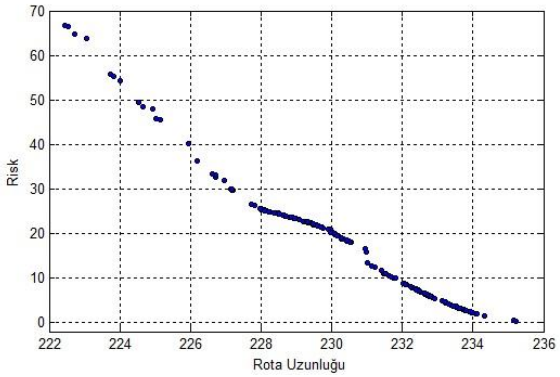


Şekil 6: Minimum rota uzunluğu çözümü



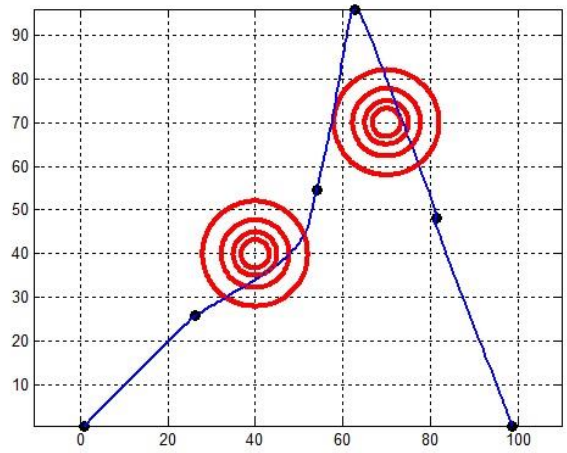
Şekil 7: Minimum risk çözümü

Problem 2 için elde edilen pareto cephesi şekil 5'te gösterilmiştir.

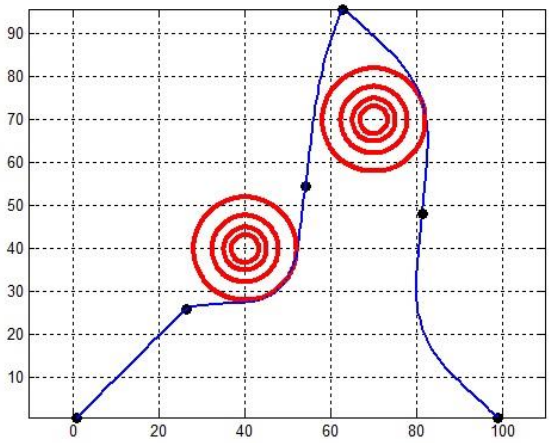


Şekil 8: Problem 2 için elde edilen pareto cephesi

Şekil 8'te gösterilen çözümlerden en uç sınırlardaki iki çözümün fiziksel yorumu şekil 9 ve şekil 10'de gösterilmiştir. Bunlar sırası ile minimum rota uzunluğu çözümü ve minimum risk çözümüdür.

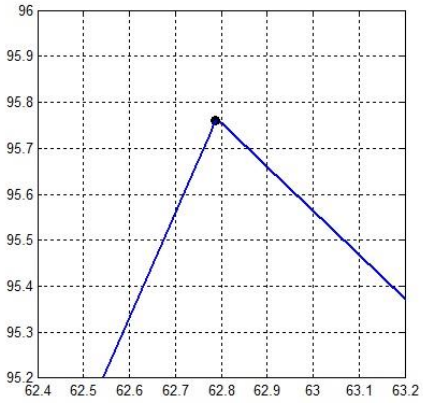


Şekil 9: Minimum rota uzunluğu çözümü

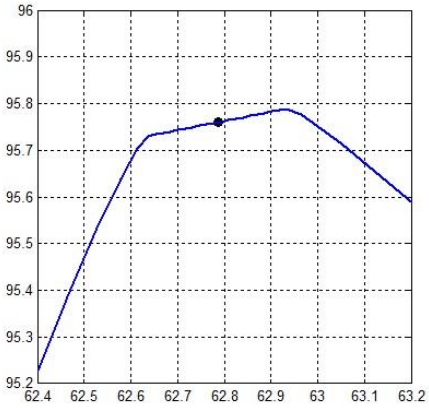


Şekil 10: Minimum risk çözümü

Probleme eklenen MDA kısıdının çözümler üzerindeki etkisinin incelenebilmesi için şekil 7 ve şekil 9 da elde edilen rotalar için 3. hedef noktası çevresindeki bölge aynı oranda büyütülmüştür. Şekil 11'de, problem 1 için elde edilen (hiçbir kısıt olmaksızın) ve şekil 7'de gösterilen rota planın keskin dönüş manevrası içerdiği görülmektedir. Şekil 12'de ise aynı bölgede, problem 2 (MDA kısıdı eklenmiş) için elde edilen ve şekil 9'da gösterilen rota planının daha yumuşak bir dönüş manevrası içerdiği görülmektedir.



Şekil 11: 3. hedef noktası (şekil 7)



Şekil 12: 3. hedef noktası (şekil 9)

5. Sonuçlar

Yapılan bu çalışmada İHA'larda rota planlaması problemi için çok amaçlı bir eniyileme yöntemi olan NSGA-II algoritması, oluşturulan görev senaryosu üzerinde başarılı bir şekilde uygulanmıştır. Problem hem hiçbir kısıt olmaksızın hem de MDA kısıdı ile birlikte çözülmüştür ve probleme eklenen MDA kısıdının çözümler üzerindeki etkisi ayrıca incelenmiştir.

Gelecekte yapılacak çalışmalarda, çok amaçlı eniyileme yöntemleri ile elde edilen çözümlerin performanslarının karşılaştırılması için kullanılan bazı metrikler incelenecek ve hesaplanacaktır.

Kaynakça

[1] R. Zhang, C. Zheng ve P.Yan, "Route Planning for Unmanned Air Vehicles with Multiple Missions Using an Evolutionary Algorithm," IEEE Third International Conference on Natural Computation (ICNC 2007), 2007

[2] K. Tulum, U. Durak ve S. K. İder, "Situation Aware UAV Mission Route Planning," IEEE AC paper, Version 1, Dec 19, 2008

[3] D. G. Macharet, A. A. Neto ve M. F. M. Campos, "Feasible UAV Path Planning Using Genetic Algorithms and Bezier Curves," Springer, s : 223-323, 2010

[4] D. Jia ve J. Vagners, "Parallel Evolutionary Algorithms for UAV Path Planning," AIAA 1st Intelligent Systems Technical Conference, Chicago, Illinois, 2004

[5] J. L. Ny, E. Feron ve E. Frazzoli, "On the Dubins Traveling Salesman Problem," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 57, no. 1, January 2012

[6] K. Savla, E. Frazzoli ve F. Bullo, "Traveling salesperson problems for the Dubins vehicle," IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 53, No. 6, July 2008

[7] H. Ergezer ve K. Leblebicioğlu, "Çoklu İnsansız Hava Araçları İçin Güzergah Planlaması," IEEE, 2012

[8] İ. Gümüşboğa, "İnsansız Hava Araçları İçin Rota Planlaması," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK 2013), 2013

[9] S. Mittal ve K. Deb, "Three-Dimensional Offline Path Planning for UAVs Using Multiobjective Evolutionary Algorithms," IEEE Congress on Evolutionary Computation (CEC 2007), 2007

[10] P. Bhattacharya ve M. L. Gavrilova, "Roadmap-Based Path Planning – Using the Voronoi Diagram for a Clearance-Based Shortest Path," Robotics and Automation Magazine, Cilt: 15, No: 2, s: 58-66, 2008

[11] J. Zeng, X. Zhang ve X. Guan, "Path Planning for General Aircrafts Under Complex Scenarios Using Improved NSGA-II Algorithm," Journal of Computational Information Systems, Cilt: 9, No: 16, s: 6545-6553, 2013

[12] Z. Michalewicz, "Data Structures + Genetic Operators = Evolution Programs," Springer, 1999

[13] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal ve T. Meyarivan, "Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm : NSGA-II," IEEE Transactıons on Evolutıonary Computatıon, Cilt: 6, No: 2, s: 182-198, 2002

Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Farklı Yöntemlerle Kontrolü ve Performans Analizi

Necdet Sinan Özbek[1], *Mert Önkol*[2],*Mehmet Önder Efe*[3]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Adana Bilim ve Teknoloji Üniversitesi
nozbek@adanabtu.edu.tr

[2]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
mertonkol@gmail.com

[3]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara
onder.efe@ieee.org

Özetçe

Yazılım ve donanım teknolojisindeki hızlı ilerleme farklı tip algılayıcılarla donatılmış kendi güç sistemini yönetebilen, gözetleme ve istihbarat edinme gibi verilen riskli görevleri eksiksiz yerine getirebilen insansız hava araçlarının (İHA) her geçen gün daha da yaygın kullanımına olanak sağlamaktadır. İHA'lar ticari, askeri ve akademik platformlar başta olmak üzere birçok farklı alanda yüksek hızda artan bir popülerliğe sahiptir. Bu çalışmada dikey kalkış iniş yapabilen bir İHA örneği olan dört rotorlu dönerkanat sisteminin farklı yöntemlerle kontrolü ele alınarak kapsamlı bir analiz sunulmaktadır. Sistemin istenen yörüngeyi takip performansı, kararlılık analizi, kontrol algoritmalarının ve kontrol sinyalinin uygulanabilirliği, bozucu etkilere karşı gürbüzlük, geçici tepkilerin uygunluğu bazı performans kriterleri açısından irdelenmektedir. Çalışmada sırası ile PID, kayan kipli kontrol (KKK), geri adımlama (GA), geribeslemeli doğrusallaştırma (GBD) ve bulanık mantık (BM) kontrol teknikleri ele alınmaktadır.

1. Giriş

İHA sistemleri üzerine yapılan çalışmalar, savunma sanayi başta olmak üzere, sivil araştırmalar ve akademik alanda büyük bir hızla devam etmektedir. Farklı boyutta ve düzenleşimde tasarlanan İHA'lar güvenlik, uzaktan algılama, gözetim, trafik kontrolü, kaçakçılık ile mücadele, sınır güvenliği sağlama, orman yangınlarına müdahale, afet sonrası hasar tespiti, arama kurtarma ve daha birçok görevde uygulama alanı bulmaktadır [1-3]. Özellikle yoğun tehdit unsuru barındıran kritik vazifelerde ve hassas pilotaj gerektiren durumlarda insanlı sistemlere nazaran çok büyük avantaj sağladıklarından hem ekonomik hem de stratejik açıdan tercih edilmektedirler. İHA'lar görevlerini birbirine bağlı; kontrol istasyonu, operasyon ihtiyacına göre tercih edilen faydalı yük, seyrüsefer sistemi vb. gibi birçok alt ünite vasıtası ile yerine getirebilmektedir [3]. Sistemin yüksek hareket kabiliyetini sağlama ve güvenlikli uçuş açısından bu üniteler fevkalade önemlidir.

Sabit kanatlı uçakların aerodinamiği ile dönerkanat tipinde hava araçlarının aerodinamiği temel olarak aynıdır. Her ikisi de kaldırma kuvveti, geri sürükleme kuvveti, ileri çekici kuvvet ve yer çekimine maruz kalmaktadır. Ancak dönerkanat uçuş karakteristikleri, sabit kanatlı araçlardan büyük oranda farklıdır. Bunlar arasında dört rotorlu dönerkanat düzenleşimi dikey kalkış iniş yapabilme olanağı, havada uzun süre asılı kalma yeteneği, yüksek manevra kabiliyeti, ucuz ve hafif tasarım özellikleri ile ilgi çeken bir sistemdir. Kontrol teorisi araştırmacıları açısından ise sistemin doğrusal olmayan eksik eyleyicili yapıda olması ve durumlarının birbirini etkilemesi, aşılması gereken önemli zorluklardandır [3]. Özellikle var olan kontrol girdisi, kontrol edilecek durum sayısından az olan sistemlerin, istenen kapalı çevrim davranışını elde etmek önemli bir problem olduğundan günümüzde pek çok araştırmaya konu olmuştur. Bu tür sistemler serbestlik derecesinden daha az eyleyiciye sahip olmasıyla karakterizedir. Gerçek hayatta hava araçları, sualtı araçları eksik eyleyicili sistemlerin en yaygın kullanım örneklerindendir.

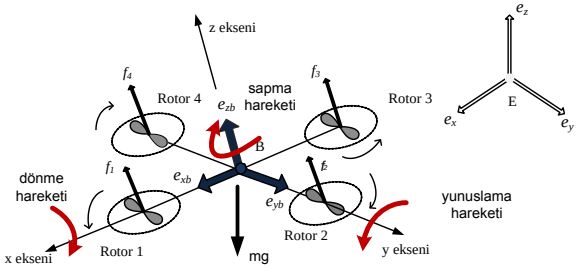
Dönerkanat kontrolü ile ilgili son dönemde literatürdeki gelişmeler şu şekilde özetlenebilir. Bouabdallah vd. [4], PID ve doğrusal kuadratik kontrol yöntemleri üzerinde durmakta ve iç ortamda aracı havada asılı tutabilen bir komuta kontrol sistemi geliştirmektedir. Kontrol sistemi sapma, dönme ve yunuslama açılarını denge noktasında tutma amacı gütmektedir. Hoffman vd. [5], kayan kipli kontrol yöntemi ile dönerkanat yörünge kontrolünü ele almakta, durum değişkenlerinin ve hızların elde edilmesinde ise Kalman süzgeci kullanmaktadır. Zheng vd. [6] ikinci dereceden bir kayan kipli kontrol algoritması uygulayarak yüksek frekanslı anahtarlama sinyalini yumuşatmayı amaçlamaktadırlar. Vego vd. [7] ise ikinci derece blok bir kayan kipli kontrol algoritması sunmaktadır. Frazzoli vd. [8] geri adımlama yöntemi ile küçük bir İHA için izleme kontrolörü tasarlamaktadır. Ha. vd. [9] ise pasiflik tabanlı uyarlamalı geriadımlamalı kontrol yöntemini irdelemektedir. Nicol vd.

[10] dönerkanat sisteminin gürbüz uyarlamalı kontrolünü ele almaktadır. Roberts vd. ise [11] uyarlamalı pozisyon takibi için bir takım yaklaşımlar sunmaktadır. Sadeghzadeh vd. [12], MIT kuralına dayalı geliştirdikleri uyarlamalı kontrol yapısı ile eyleyicilerde meydana gelebilecek arızaları bertaraf etmeyi amaçlamaktadır. Chen vd [13] ise Quanser firmasına ait yapı üzerinde bozucu gözleyici tasarlayarak sistemin uyarlamalı denetimini gerçekleştirmektedir. Castillo vd. [14], dönerkanat sistemi için gerçek zamanlı deneyler yapmış, doğrusal olmayan bir kontrolörün performansını karşılaştırmalı olarak irdelemiştir. Alexis vd. [15], model öngörülü kontrolün konumlama bilgisinin kullanılamadığı kapalı ortam deneylerde başarılı sonuçlar verdiğini bildirmektedir. Bununla birlikte son dönemde çok erkinli dönerkanat gruplarının kontrolü üzerine bir takım çalışmalar sunulmaktadır. Michael vd. [16], çok erkinli dönerkanat grubunu, 6 serbestlik dereceli hafif bir nesneyi kaldıracak ve şeklini değiştirebilecek şekilde kullanmakta, algılama görevini Vicon hareket yakalama sistemi ile, gerekli kuvvet ve momentleri ise PID kontrolcü yapısı gerçekleştirmektedirler. Bu çalışmanın zeminini teşkil eden çalışmalar ise [1-3],[17-18] kaynaklarında verilmektedir.

Bu bildiri şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde dönerkanat sisteminin dinamik modeli ve sistem bileşenleri sunulmakta, üçüncü bölümde ise sırasıyla PID kontrol, kayan kipli kontrol yöntemi, geri adımlamalı kontrol, geri beslemeli kontrol, bulanık mantık kontrol ele alınmakta ve son olarak sistemin performans analizi sunulmaktadır.

2. Dönerkanat Dinamik Modeli

Dönerkanat Şekil 1'de gösterildiği üzere dört pervaneli, pervanelerin dönme eksenleri sabit ve birbirine paralel olmakla beraber açısal hızları değiştirilerek istenen itki değerleri elde edilmektedir [1]. Pervane çiftleri birbirine ters yönlerde dönerek karşıt torkları dengelemektedirler. Bu sayede kendiliğinden oluşacak sapma hareketinin de önüne geçilmektedir.



Şekil 1: Dönerkanat Modeli

Aracın kartezyen uzaydaki (*x*, *y*, *z*) oryantasyonunu betimleyen dinamiklere doğrusal, açısal hareketleri (yunuslama, dönme, sapma) betimleyen dinamikler ise açısal dinamikler olarak tanımlanmaktadır [1]. Dönerkanat dinamik denklemleri (1) ile, U_1, U_2, U_3, U_4 kontrol girişleri (3) ile, i-nci rotorun açısal hızını (radyan/saniye) betimleyen Ω_i değişkeni ise (2) ile verilmektedir. (3) ifadesindeki *b* ve *d* katsayıları ise sırasıyla itki[1] ve sürükleme[2] katsayılarını ifade etmektedir [1].

$$\begin{aligned}
\ddot{\phi} &= \dot{\theta}\dot{\psi}\left[\frac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}}\right]+\frac{J_r}{I_{xx}}\dot{\theta}\Omega_d+\frac{l}{I_{xx}}U_2\pi \\
\ddot{\theta} &= \dot{\phi}\dot{\psi}\left[\frac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}}\right]-\frac{J_r}{I_{yy}}\dot{\phi}\Omega_d+\frac{l}{I_{yy}}U_3 \\
\ddot{\psi} &= \dot{\theta}\dot{\phi}\left[\frac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}}\right]+\frac{1}{I_{zz}}U_4
\end{aligned} \quad (1)$$

$$\Omega_d = -\Omega_1+\Omega_2-\Omega_3+\Omega_4 \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix}U_1\\U_2\\U_3\\U_4\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}b & b & b & b\\0 & -b & 0 & b\\-b & 0 & b & 0\\d & -d & d & -d\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Omega_1^2\\\Omega_2^2\\\Omega_3^2\\\Omega_4^2\end{bmatrix} \quad (3)$$

(1-3) ile verilmekte olan dinamik model aracın hareketini diferansiyel denklemler şeklinde sunmaktadır ancak bu gösterim tasarlanan denetçinin matematiksel olarak uygulanabilirliğini zorlaştırmaktadır. Bu nedenle dinamik modeli (4) ve (5) ile verilen birinci dereceden diferansiyel eşitlikler şeklindeki durum uzayı yönteminde düzenlemek tasarımcı açısından kolaylık sağlar.

$$\dot{X} = f(X,U) \quad (4)$$

(4) ifadesinde *X* ve *U* sırasıyla durum ve giriş vektörünü ifade etmektedir. *X* durum vektörü ve dinamik denklemler (5) ve (6) ile sunulmaktadır.

$$X = [\phi \quad \dot{\phi} \quad \theta \quad \dot{\theta} \quad \psi \quad \dot{\psi}\ ]^T \quad (5)$$

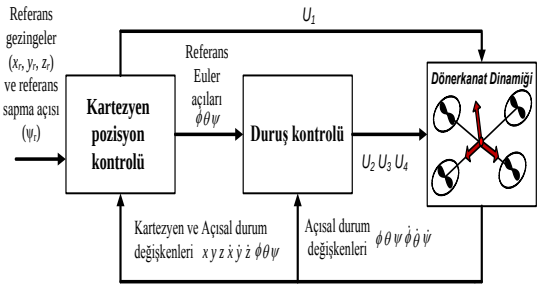
$$\dot{X} = \begin{bmatrix}\dot{\phi}\\ \dot{\theta}\dot{\Psi}a_1-\dot{\theta}a_2\Omega_r+b_1U_2\\ \dot{\theta}\\ \dot{\phi}\dot{\Psi}a_3+\dot{\phi}a_4\Omega_r+b_2U_3\\ \dot{\Psi}\\ \dot{\theta}\dot{\phi}a_5+b_3U_4\end{bmatrix} \begin{array}{l} a_1=\dfrac{I_{yy}-I_{zz}}{I_{xx}},\ b_1=\dfrac{l}{I_{xx}},\\ a_2=\dfrac{J_r}{I_{xx}},\quad b_2=l/I_{yy},\\ a_3=\dfrac{I_{zz}-I_{xx}}{I_{yy}}, b_3=1/I_{zz},\\ a_4=\dfrac{J_r}{I_{yy}}, a_5=\dfrac{I_{xx}-I_{yy}}{I_{zz}}\end{array} \quad (6)$$

Doğrusal kontrol yöntemleri ile denge noktası etrafında doğrusallaştırılan kapalı çevrim sistemlerin performans isterleri net olarak elde edilmesine rağmen, sistem denge noktasının dışında iken kontrol yöntemi yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle daha gerçekçi sonuçlar elde etmek amacıyla doğrusal olmayan yaklaşımlar sıklıkla kullanılmaktadır.

[1] İng. *Thrust Coefficient*
[2] İng. *Drag Coefficient*

3. Kontrol Yöntemleri

Dönerkanat, iki ayrı kontrol döngüsünün etkileşimiyle kontrol edilebilmektedir. Şekil 2'de görüldüğü üzere aracın izleyeceği referans güzergâh bilgisi kartezyen posizyon kontrol bloğuna gelmektedir. Aracın istenen güzergâhı izlemesi için gereken açısal referans değer bilgisi oluşturularak referans gezingesini takip etmesi sağlanmaktadır.



Şekil 2: Kartezyen pozisyon ve duruş kontrol blokları

Kartezyen pozisyon kontrolü, aracın istenilen (*x*, *y*, *z*) kartezyen koordinatları takip etmesini sağlamaktadır. *x* ve *y* eksenlerinde kontrolün sağlanması için dönme ve yunuslama açılarının kontrol edilmesinin yeterli olduğu aşikardır. Ancak *z* ekseninde kontrolü sağlamak doğrudan bir açısal harekete bağımlı olmadığından bazı düzenlemeler yapılması gerekmektedir. *z* ekseninde hareketi tasvir eden dinamikler düzenlendiği takdirde:

$$\ddot{z} = -g + (\cos\phi\cos\theta)(1/m)U_1 \tag{7}$$

Dinamik denklem (7) ifadesindeki gibi yazılırsa içerdiği doğrusal olmayan terimler ortadan kaldırılmış olur. (8) ifadesinde U_z , (9) ifadesindeki gibi bir PID kontrolcüsü seçilirse araç *z* ekseninde kontrol edilmiş olmaktadır.

$$U_1 = m(U_z + g)/\cos_\phi\cos_\theta \tag{8}$$

$$U_z = -K_{dz}\dot{z} - K_{pz}(z - z_r) - K_{iz}\int(z - z_r) \tag{9}$$

Denklem (9)'da türev terimi, referans sinyaldeki ani değişimlerden kontrol sinyalinin, buna bağlı olarak da sistemin etkilenmemesi için hata sinyalinin türevi yerine sistemin çıkışına uygulanmaktadır. Kartezyen posizyon kontrolcüsünün ϕ (dönme) ve θ (yunuslama) açılarını türetebilmesi için *x* ve *y* kartezyen hareketlerine ait dinamik denklemler düzenlenirse:

$$\ddot{x} = (\cos\phi\sin\theta\cos\psi + \sin\phi\sin\psi)(1/m)U_1 \tag{10}$$

$$\ddot{y} = (\cos\phi\sin\theta\sin\psi - \sin\phi\cos\psi)(1/m)U_1 \tag{11}$$

Denklem (10) ve (11)'den dönme ve yunuslama açıları çekildiği takdirde ve (12) ve (13)'deki kontrolcüler uygulanırsa, referans dönme ve yunuslama açısal değerleri oluşturulmuş olur.

$$U_x = -K_{dx}\dot{x} - K_{px}(x - x_r) - K_{ix}\int(x - x_r) \tag{12}$$

$$U_y = -K_{dy}\dot{y} - K_{py}(y - y_r) - K_{iy}\int(y - y_r) \tag{13}$$

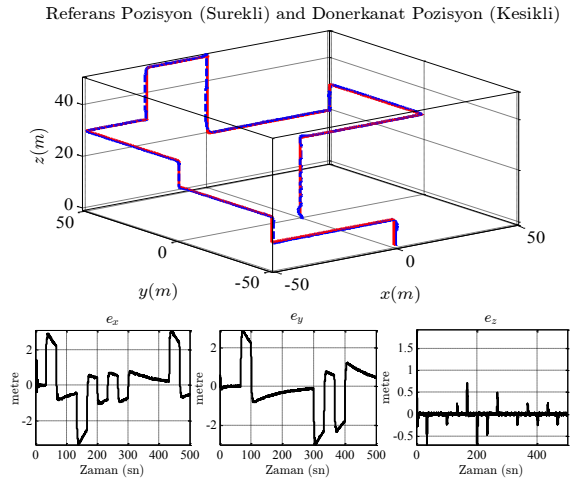
Kartezyen koordinatlarda kontrol işlevi PID kontrol yöntemi kullanılarak geliştirilmesine karşın, aracın dinamik performansını etkileyen esas taraf duruş dinamiklerinin kontrolüdür. Bu aşamada çeşitli kontrol yöntemleri uygulanmıştır.

3.1 PID Kontrol

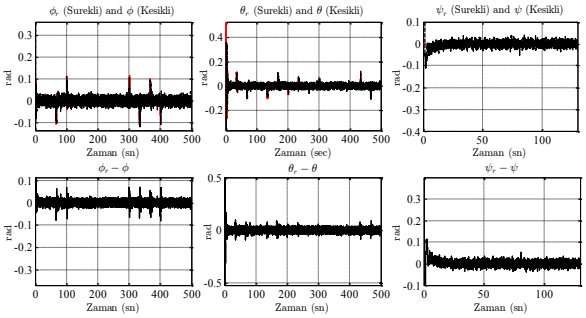
Dönerkanat sistemi için tasarımı yapılan PID kontrolörün katsayılarını uygun şekilde ayarlanarak aracın istenen gezingeyi başarılı bir şekilde takip etmesi sağlanmaktadır. ϕ (dönme), θ (yunuslama) ve Ψ (sapma) dinamikleri için uygulanan PID kontrolörleri (14)'deki gibidir.

$$\begin{aligned} U_2 &= K_{p\phi}(\phi_r - \phi) + K_{i\phi}\int(\phi_r - \phi)\mathrm{d}t - K_{d\phi}\dot{\phi} \\ U_3 &= K_{p\theta}(\theta_r - \theta) + K_{i\theta}\int(\theta_r - \theta)\mathrm{d}t - K_{d\theta}\dot{\theta} \\ U_4 &= K_{p\psi}(\psi_r - \psi) + K_{i\psi}\int(\psi_r - \psi)\mathrm{d}t - K_{d\psi}\dot{\psi} \end{aligned} \tag{14}$$

Şekil 3'de PID ile kontrol edilen aracın kartezyen yörünge davranışı ve Şekil 4'de açısal dinamiklerinin verilen yörüngeyi takip performansı görülmektedir.

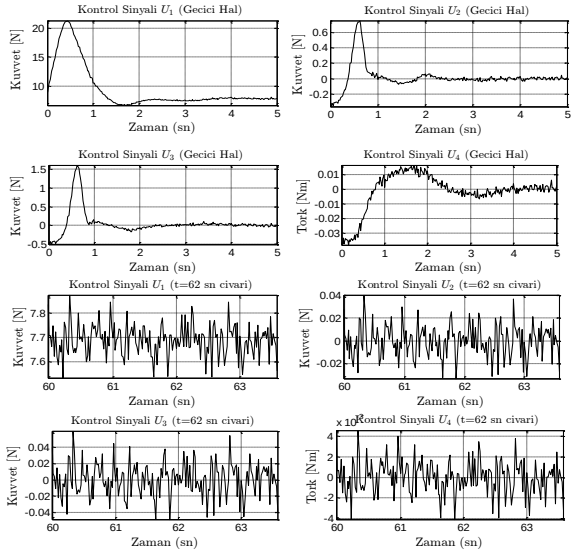


Şekil 3: İstenen yörüngeler ve gerçekleşen davranış, aracın kartezyen koordinatlardaki hataları



*Şekil 4:*Aracın duruş dinamikleri hataları

Şekil 5'te aracın geçici haldeki ve durağan haldeki kontrol sinyalleri görülmektedir. Kontrol sinyallerinin değişimleri ve genlikleri kabul edilebilir seviyelerde olup, ISCI performans kriterine dayalı analiz sonuçlar kısmında verilmektedir.



*Şekil 5:*PID kontrol sinyalleri

3.2 Kayan Kipli Kontrol

Dönerkanat sistemi için uygulanan KKK değişken yapılı sistem karakteristiği göstermektedir. Bu yöntemde amaç durum uzayında uygun bir şekilde ifade edilmiş bir kayma yüzeyi aracılığı ile seçilen durum değişkenlerindeki hata ve hatanın türevini sıfır yaparak durum değişkenlerini tanımlanan bir denge noktasına taşımaktır. Bu durum, hatanın anahtarlama yüzeyi ya da kayma yüzeyine itilerek bu kipte tutmak olarak da açıklanabilir. Sistem bu yüzey üzerinde iken kapalı çevrim cevabı, dışarıdan karışabilecek bozucuları ve olası sistemin belirsizliklerine karşı duyarsız hale gelmektedir. Bu bölümde KKK yöntemi, sistemin dönme dinamiği üzerinden anlatılmaktadır. Dönerkanat dönme dinamiğinde hata $e_\phi = \phi - \phi_d$ ve kayma yüzeyi $s_\phi = \dot{e}_\phi + \lambda_\phi e_\phi$ olarak tanımlanırsa ve $s_\phi = 0$ koşuluna t_0 anında ulaşıldığı kabul edilirse kayma yüzeyine ait denklem:

$$s_\phi(t) = s_\phi(t_0)\, e^{(-\lambda_\phi (t - t_0))} \tag{15}$$

Bu bilgiler ışığında $V(s_\phi) = s_\phi^2 / 2$ Lyapunov fonksiyonu ve $k_\phi > 0$ için türevi $s_\phi \dot{s}_\phi < -k_\phi \mid s_\phi \mid$ koşulunu sağlarsa dönme hatası $s_\phi = 0$ ile nitelendirilen yörüngeye yönlendirilir. Bu seçim aşağıdaki kontrol sinyalinin uygulanmasını öngörür.

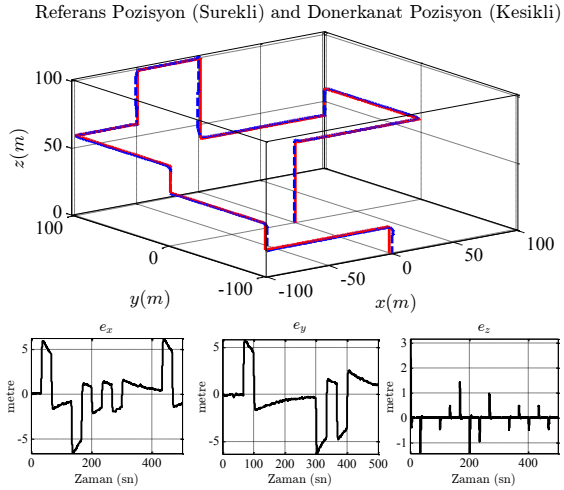
$$\begin{aligned} U_2 = a_3^{-1}(&-a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d \\ &+ \ddot{x}_{1d} - \lambda_\phi (x_2 - \dot{x}_{1d}) - k_\phi sign(s_\phi) - k_1 s_\phi) \end{aligned} \tag{16}$$

Diğer dinamikler içinde aynı yol izlenerek kontrol sinyalleri U_3 ve U_4 benzer şekilde denklem (17)-(18) 'de verilmektedir. Şekil 6'da kartezyen yörüngeyi takip performansı, Şekil 7'de açısal dinamiklerin, referans açıları takip performansı görülmektedir.

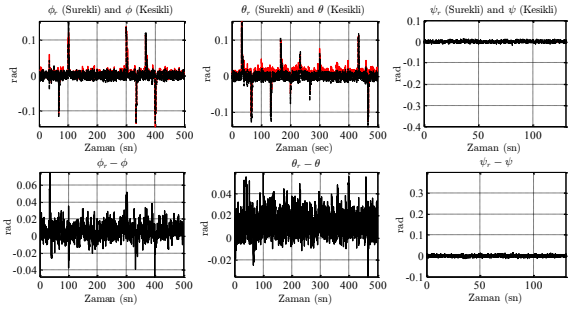
$$\begin{aligned} U_3 = b_1^{-1}(&-a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_d + \ddot{x}_{3d} \\ &- \lambda_\theta (x_4 - \dot{x}_{3d}) - k_\theta sign(s_\theta) - k_2 s_\theta) \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned} U_4 = b_3^{-1}(&-b_2 x_2 x_4 + \ddot{x}_{5d} \\ &- \lambda_\psi (x_6 - \dot{x}_{5d}) - k_\psi sign(s_\psi) - k_3 s_\psi) \end{aligned} \tag{18}$$

Şekil 8'de ise kontrol sinyallerinin geçici hal ve sürekli hal durumları ile uygulanabilirliği irdelenmiştir.



Şekil 6: İstenen yörüngeler ve gerçekleşen davranış, aracın kartezyen koordinatlardaki hataları



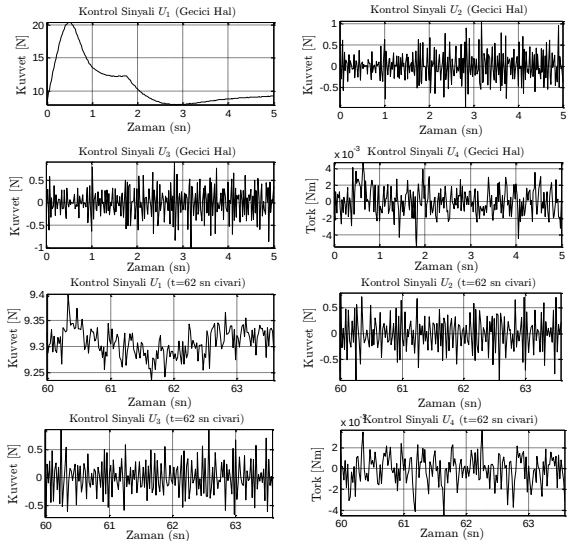
Şekil 7: Aracın duruş dinamikleri hataları

KKK için, anahtarlamalı yapıdan kaynaklanan kontrol sinyallerinin keskin geçişler, sınır tabakalar eklenerek bir kısım da olsa azaltılabilmektedir.

3.3 Geri Adımlamalı Kontrol

Lyapunov teoremi esaslı bir diğer doğrusal olmayan kontrol stratejisi olan geri adımlamalı kontrol yöntemin tasarım felsefesi, her durum değişkeninin bir diğerini kararlılaştırması amacıyla kullanımına dayanır. Bu şekilde yapılan bir kontrolör tasarımı sayesinde her bir durum değişkeninin kararlılığı tek tek sağlanmış olur. Ancak bu yaklaşımın, sistemin girişinden çıkışına kadar yer alan tüm durum değişkenlerinin bir zincir gibi birbirine bağlı olacak şekilde bir düzene sahip olmasını gerektirir. Geri adımlama tekniğinin bu tasarım gerekliliği

istenen kontrol kuralının tanımlanabilmesi için kimi durumlarda sanal durum değişkenleri oluşturulması yoluna da gidilebilir.



Şekil 8: KKK kontrol sinyalleri

Geri adımlama yönteminin tasarım aşaması şu şekile özetlenebilir. (4) ve (6) ifadeleriyle tanımlanan sistem için sanal durum değişkeni ve türevinin sırasıyla (19) ve (20) ifadelerindeki gibi tanımlandığı varsayılsın:

$$v_1 = x_1 - x_{1d} \tag{19}$$

$$v_2 = x_2 - \alpha_1 - \dot{x}_{1d} \tag{20}$$

(19) ve (20) ifadelerinde yer alan x_{1d} dönme açısı için referans değerimi, $\dot{x}_{1d}$ ise zamana göre değişimini ifade etmektedir. İlk adım için $V_1 = 0.5v_1^2$ seçilen Lyapunov fonksiyonunun türevi alınarak ve $\dot{v}_1 = v_2$ eşitliğinden yararlanılarak $\dot{V}_1 = v_1(v_2 + \alpha_1)$ elde edilir. $\alpha_1 := -k_1 v_1$ ilişkisinin kullanımı ile Lyapunov fonksiyonun türevi yeniden yazılırsa $\dot{V}_1 = -k_1 v_1^2 + v_1 v_2$ elde edilir. Yukarıdaki ifadede görüldüğü üzere Lyapunov fonksiyonun türevi ancak v_2 sanal değişkeni üzerinden negatif yapılabilir. Bundan dolayı bir sonraki basamak için Lyapunov fonksiyonu $V_2 = V_1 + (1/2)v_2^2$ gibi seçilerek, ikinci sanal durum değişkeninin türevi:

$$\dot{v}_2 = a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d + a_3 U_2 - (-k_1 \dot{v}_1) - \ddot{x}_{1d} \tag{21}$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + v_2 \dot{v}_2 \\ &= -k_1 v_1^2 + v_2 \left(a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d + a_3 U_2 - (-k_1 \dot{v}_1) - \ddot{x}_{1d} \right) \end{aligned} \tag{22}$$

Kontrol sinyali ise:

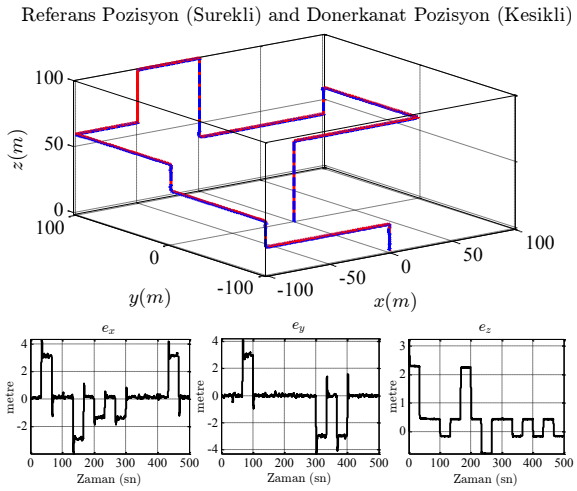
$$\begin{aligned} U_2 = a_3^{-1}(&-v_1 - a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_d \\ &- k_1 (v_2 - k_1 v_1) + \ddot{x}_{1d} - k_2 v_2) \end{aligned} \tag{23}$$

(16) ifadesinde $k_2 > 0$ seçilerek negatif olması garantilenmiştir. Yunuslama açısı ve yalpamala açısı için aynı yöntem izlenerek kontrol sinyalleri (24) ve (25) gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} U_3 = b_1^{-1}(&-v_3 - a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_d \\ &- k_3 (v_4 - k_3 v_3) + \ddot{x}_{3d} - k_4 v_4) \end{aligned} \tag{24}$$

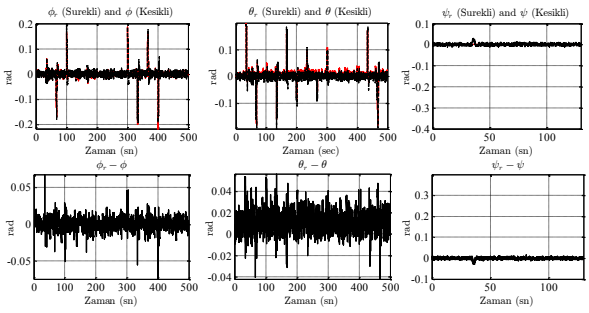
$$U_4 = b_3^{-1}(-v_5 - b_2 x_2 x_4 - k_5 (v_6 - k_5 v_5) - k_6 v_6) \tag{25}$$

Geriadımlama yöntemi ile elde edilen aracın kartezyen yörünge davranışı ve kartezyen koordinatlarda verilen yörüngeyi takip performansı Şekil 9 ile verilmektedir.



Şekil 9: İstenen yörüngeler ve gerçekleşen davranış, aracın davranışsal hataları

Şekil 10'da açısal dinamiklerin, referans açıları takip performansı görülmektedir. Şekil 11'de ise kontrol sinyallerinin geçici hal ve sürekli hal durumları verilerek uygulanabilirliği görülmektedir.



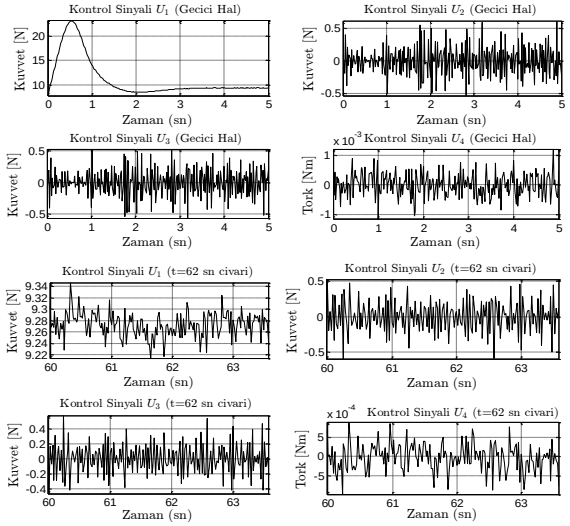
Şekil 10: Aracın duruş dinamikleri hataları

3.4 Geribeslemeli Doğrusallaştırma

Bu kontrol yönteminde temel hedef doğrusal olmayan sistem dinamiklerinin doğrusal kontrol tekniklerinin uygulanabileceği bir model üzerinden kontrol edilmesidir. Tasarım aşamasındaki en büyük engel tam olarak bilinen bir sistem modeli gerekliliğidir. Kontrol sinyalleri sisteme uygulandıktan

sonra dönerkanat sistemi (26) ile verilen üç adet çift integratör sistemine dönüşmektedir.

$$\ddot{\phi} = p_1,\ \ddot{\theta} = p_2,\ \ddot{\psi} = p_3 \tag{26}$$



Şekil 11: Geriadımlamalı Kontrol kontrol sinyalleri

(26) ifadesindeki p_1, p_2, p_3 (27) ile verilmektedir.

$$\begin{aligned} p_1 &= \ddot{\phi}_d + \lambda_1 \dot{e}_\phi + \lambda_2 e_\phi \\ p_2 &= \ddot{\theta}_d + \lambda_3 \dot{e}_\theta + \lambda_4 e_\theta \\ p_2 &= \ddot{\theta}_d + \lambda_3 \dot{e}_\theta + \lambda_4 e_\theta \end{aligned} \tag{27}$$

Hatalar; $e_\phi = \phi_d - \phi$, $e_\theta = \theta_d - \theta$ $e_\psi = \psi_d - \psi$ olarak tanımlanırsa sisteme ait takip dinamiği (28) ile ifade edilir.

$$\begin{aligned} \ddot{e}_\phi + \lambda_1 \dot{e}_\phi + \lambda_2 e_\phi &= 0 \\ \ddot{e}_\theta + \lambda_3 \dot{e}_\theta + \lambda_4 e_\theta &= 0 \\ \ddot{e}_\psi + \lambda_5 \dot{e}_\psi + \lambda_6 e_\psi &= 0 \end{aligned} \tag{28}$$

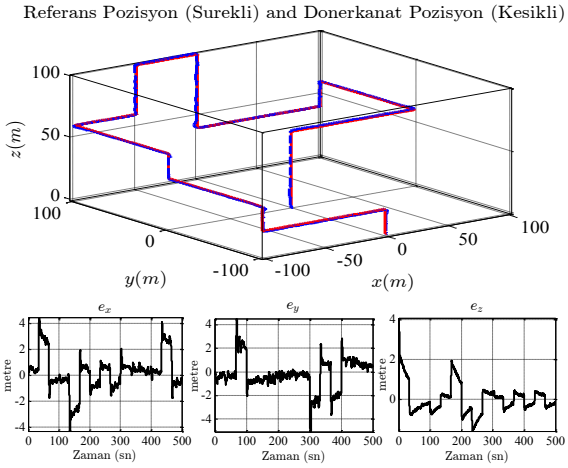
Doğrusallaştırılmış sisteme istenen özdeğerleri atamak için λ değerleri uygun bir şekilde seçilir. $\xi = 1$ koşulu sağlayacak üç alt sistem tasarlanırsa basamak girişine karşı kritik sönümlü cevabı sağlayacak λ değerleri $\lambda_1=2\sqrt{\lambda_2}$, $\lambda_3=2\sqrt{\lambda_4}$, $\lambda_5=2\sqrt{\lambda_6}$ şeklinde seçilecektir. Bu şekilde geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemine dayalı ve sistem performans isterlerini sağlayan kontrol sinyalleri (29)-(31) şeklinde verilmektedir.

$$U_2 = a_3^{-1}(-a_1 x_4 x_6 + a_2 x_4 \Omega_r + p_1) \tag{29}$$

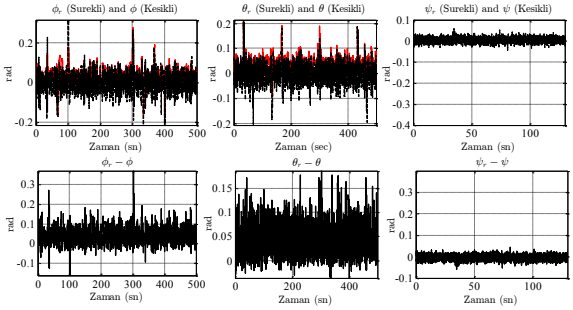
$$U_3 = a_6^{-1}(-a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_r + p_2) \tag{30}$$

$$U_3 = a_6^{-1}(-a_4 x_2 x_6 - a_5 x_2 \Omega_r + p_2) \tag{31}$$

Şekil 12 ve 13'de görüldüğü üzere istenilen gezinge kısa sürede yakalanmakta ve referans Euler açıları, eklenen gürültü sinyaline rağmen başarılı bir şekilde takip edilmekte ve açısal hataların kabul edilebilir seviyelerde olduğu görülmektedir. Şekil 14'de gözlemlenen kontrol sinyalleri ise makul seviyelerde olup, uygulanabilir niteliktedir.



Şekil 12: İstenen yörüngeler ve gerçekleşen davranış, aracın davranışsal hataları

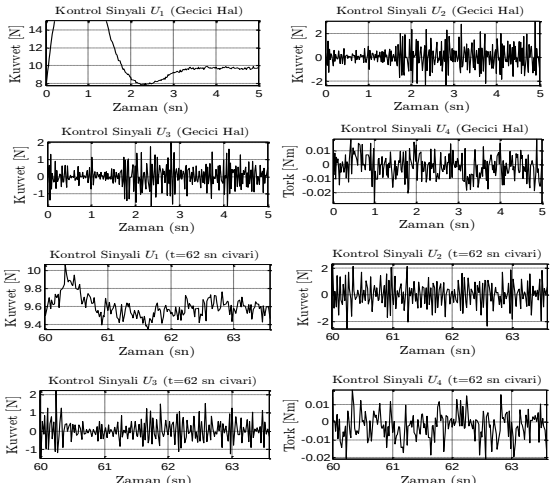


Şekil 13: Aracın duruş dinamikleri hataları

3.5 Bulanık Mantık Tabanlı Kontrol

Bulanık denetleyicilerin, sezgisel bilgilerin kullanımı ile tasarım kolaylığı sağlaması, belirsizliklere karşı sistemin sağlamlığını arttırması ve denetimi daha akıcı hale getirmesi gibi avantajları ile birçok alanda başarılı uygulama örnekleri bulunmaktadır. Dönerkanat sistemine uygulanan bulanık mantık denetleyici için oluşturulan kural tabanları şu şekilde özetlenebilir, μ_{ij} ile gösterilen ifade üçgensel üyelik fonksiyonlarını göstermektedir. Üçgensel üyelik fonksiyonlarında kullanılan ifadeler dilsel olarak *çok büyük negatif, büyük negatif, negatif, sıfır, pozitif, büyük pozitif, çok büyük pozitif* şeklindedir.

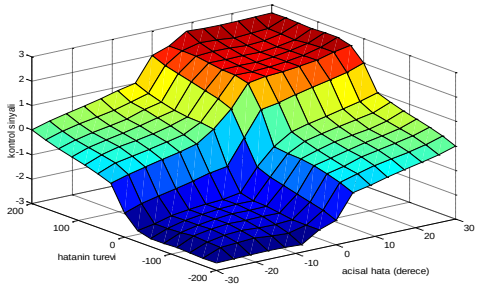
$$u = \left(\sum_{i=1}^{R} y_i \prod_{j=1}^{m} \mu_{ij}(e_j) \right) / \left(\sum_{i=1}^{R} \prod_{j=1}^{m} \mu_{ij}(e_j) \right) \tag{32}$$



Şekil 14: Geribeslemeli doğrusallaştırma kontrol sinyalleri

EĞER ($e_1 \in$ *ÇKN*) ve ($e_2 \in$*ÇKN*) ise **O HALDE** (u = y_1)
EĞER ($e1 \in$ *ÇBP*) ve ($e2 \in$ *ÇBP*) ise **O HALDE** (u = y_{49})

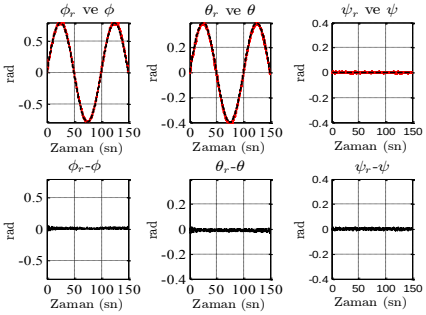
Bulanık mantık kuralları, açısal dinamiklerin derece cinsinden ele alınması ile oluşturulmuştur. Elde edilen bulanık mantık yüzeyi Şekil15'te, açısal dinamiklerinin sinüsoidal bir referansı takip performansı ise Şekil 16'da sunulmaktadır.



Şekil 15: Bulanık Mantık Yüzeyi

4. Sonuçlar ve Performans Analizi

Bu çalışmada sırasıyla PID kontrol, kayan kipli kontrol, geriadımlamalı kontrol, geribesleme ile doğrusallaştırma ve bulanık mantık kontrol yöntemlerinin dönerkanat sistemi için tasarımı yapılmış ve performans analizi üzerinde durulmuştur. Araç için istenilen performans hem kartezyen uzaydaki gezinge hem de bu gezingeleri takip etmek için gerekli referans Euler açıları izleme olarak ele alınmıştır. Kontrol yöntemleri arasındaki yapısal farklardan ötürü dönerkanat sistemi farklı davranışlar sergileyerek istenen performans ölçütlerine ulaşmıştır. Kontrol çalışmaları esnasında PID kontrol yönteminin dönerkanat için uygun bir kontrol yöntemi olduğunu söylenilebilir. Özellikle geçici durum ve sürekli durum ayrı ayrı incelendiğinde PID kontrol metodunun sistem denetimi için sağladığı kontrol sinyali uygulanabilirliği açısından sert geçişlerin diğer kontrol sinyallerine göre daha az olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 16: Bulanık mantık kontrol ile açısal dinamiklerin referans takip performansı

Öte yandan kontrol sinyalinin varyans değeri uygulanan yöntemler arasında en az olarak göze çarpmaktadır. PID kontrol yöntemi ile araç pozisyon hatalarını kısa sürede bertaraf edebilmektedir. Kontrol yöntemlerinin hataları karşılama başarısını ölçmek için literatürde sıklıkla kullanılan hata tabanlı performans indeksleri ile karşılaştırma yapılmaktadır. Kontrol sinyalinin performans incelemesi için *ISCI* (*integral squared control input*) ve hata tabanlı performans incelemesi için ise *IAE* (*integral absolute error*) *ISE* (*integral squared error*) kullanılmakta ve (33) ile verilmektedir. Performans indekslerinin sonuçları Tablo 1 ve Tablo 2 ile sunulmaktadır.

$$ISCI = \int u^2(t),\ IAE = \int |e(t)|,\ ISE = \int e^2(t) \qquad (33)$$

Tablo 1: Kontrol sinyallerinin performans incelemesi

ISCI	U_2	U_3	U_4
PID	0.2268	0.76	0.0021
K.K.K	64.76	52.39	0.0011
G.A	27.83	22.53	0.0087
G.B. D.	201.35	80.782	0.0353
B.M	28.35	13.23	0.056

Buna karşın doğrusal olmayan kontrol yöntemleri, eldeki dinamik sistem doğrusal değilse ve sıkı performans şartları mevcutsa doğrusal olanlarına göre çok yönlülükleri ile üstünlük sağlamaktadır. Doğrusal olmayan bir kontrol yöntemi olan KKK ele alındığında; hata vektörleri bozucu etkilere rağmen kayma yüzeyine sınırlı zamanda erişmekte ve orijine üstel olarak ulaşmaktadır. Hata vektörleri sistemde var olan gürültüler nedeniyle belli süreliğine kayma yüzeyini terk etmekte fakat kontrol yönteminin Lyapunov fonksiyonu tabanlı matematiksel kıstaslarından ötürü kısa sürede kayma yüzeyine tekrar çarparak üstel biçimde orijin noktalarına ulaşmakta ve denge noktası komşuluğunda gezinmektedir [9].

Aynı ortam şartlarında KKK diğer yöntemlere göre daha gürbüz cevaplar vermiş ve değişken bozucu etki ve büyük rüzgâr modeli değerlerinde dönerkanatın kararlığını korumada diğer yöntemlere göre daha başarılı olduğu gözlemlenmiştir. KKK yönteminde ele alınması gereken diğer bir nokta her ne kadar işaret fonksiyonu ile yumuşatılsada, gerçek zaman uygulamalarında eyleyiciye zarar vermeleri muhtemel olan kontrol sinyalindeki keskin geçişlerdir. Bununla birlikte PID ve Geri adımlamalı kontrol yöntemine göre daha büyük

genliklere sahip kontrol sinyali göze çarpmaktadır. Kararlılığı Lyapunov kuralına göre sağlanan Geriadımlamalı kontrol yöntemi ise KKK yöntemine benzeri performans gösterse de referans gezinge takibinde geçici halde istenen gezingeyi hızlı şekilde yakalayamamıştır. Bu durum şu şekilde açıklanabilir: Geriadımlamada kontrol sinyallerinde bulunan katsayıların sistem için en uygun değerler olmaması ve geriadımlamalı kontrol tabanlı tavır kontrolörünün istenen açısal gezingeyi düşük seviyede hata ile takip edememesidir. Ancak büyük bozucu etkilerde geriadımlamalı kontrol uygulanan denetçiler arasında kararlılığın bozulması açısından daha az gürbüz davranmaktadır. Geribesleme ile doğrusallaştırma yöntemi ise doğrusallaştırılmış modele uygulanan bir takım doğrusal kontrol yöntemleri gezinge takip performansı ve kontrol sinyallerinin uygulanabilirliği istenen düzeydedir.

Tablo 2: Durumların hata tabanlı performans incelemesi

	IAE			**ISE**		
	θ	φ	ψ	θ	φ	ψ
PID	4.23	7.26	4.28	0.132	0.553	0.157
KKK	4.91	6.92	1.316	0.05	0.121	0.005
GA	0.217	5.69	0.0094	0.21	1.089	0.416
GBD	23.71	22.2	4.72	1.46	1.552	0.071
BM	12.72	10.2	3.56	0.52	0.621	0.003

Bulanık mantık kontrol ise sistem dinamiğinin karmaşıklığı karşısında tasarımcıya kolaylık sunmasına rağmen kontrol sinyallerinin doğru olarak elde edilmesi için üyelik fonksiyonlarının hassas olarak tasarlanması gerekmektedir. Bu noktada seçilen üyelik fonksiyonları ve kural tabanı yörünge takip performansı açısından tatminkâr sonuçlar vermektedir.

Yapılan çalışmada bahsi geçen tüm kontrol yöntemlerinin parametreleri yöntemlerin temel yapısıyla çelişmeyecek ve gerçek zamanlı sisteme uygulanabilecek olmasına özen gösterilmiştir. İleriki çalışmalarda sistemin gerçek zamanlı uygulamalarında kullanılabilecek optimal kontrol algoritmalarının ve kontrol katsayılarının elde edilmesi hedeflenmektedir.

Kaynakça

[1] M.Ö. Efe, M. Önkol, N. İmamoğlu, A. Eresen, Ü. Kaynak, "Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Anatomisi," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı* (*TOK'09*), 13-16 Ekim, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, 2009.

[2] M. Önkol, *Dönerkanat Tipinde Bir İnsansız Hava Aracının Tasarımı, Modellenmesi ve Kontrolü*, Yüksek lisans tezi, TOBB ETÜ 2010.

[3] N. Sinan Özbek, *İnsansız Hava Araçlarında Farklı Kontrol Tekniklerinin Performans Karşılaştırması*, Yüksek lisans tezi, TOBB ETÜ, 2010.

[4] S. Bouabdallah, A. Noth, R. Siegwart, "PID vs LQ Control Techniques Applied to An Indoor Micro Quadrotor," *Proc. of 2004 IEEE/RSJ Int. Conf. on. Intelligent Robots and Systems*, Cilt. 3 s: 2451- 2456, Japonya, Eylül 2004.

[5] G. Hoffmann, H. Huang, S. Waslander, C. Tomlin, "Quadrotor Helicopter Flight Dynamics and Control: Theory and experiment," *Proceedings of the AIAA guidance, navigation, and control conference*, Hilton Head, SC 2007.

[6] E.H. Zheng, J.J. Xiong, J.L. Luo "Second Order Sliding Mode Control for a Quadrotor UAV," *ISA Transactions*, Nisan 2014, DOI:10.1016/j.isatra.2014.03.10.

[7] L.L. Vega, B. Castillo-Toledo, A. G. Loukianov "Robust Block Second Order Sliding Mode Control for a Quadrotor," *Journal of the Franklin Institute*, Cilt. 349, No. 2, s: 719-739, Mart 2012.

[8] E. Frazzoli, M. Dahleh, E. Feron, "Trajectory Tracking Control Design for Autonomous Helicopters Using a Backstepping Algorithm," *Proceedings of the American control conference* s: 4102-4107, 2001.

[9] C. Ha, Z. Zhiyuan, B.F. Choi, L. Dongjun "Passivity-based Adaptive Backstepping Control of Quadrotor-type UAVs," *Robotics and Autonomous Systems*, DOI:10.1016/j.robot.2014.03.019, Nisan 2014.

[10] C. Nicol, C.J.B. Macnab, A. Ramirez-Serrano "Robust Adaptive Control of a Quadrotor Helicopter," *Mechatronics*, Cilt. 21, No. 6, s: 927-938, Eylül 2011.

[11] A. Roberts, A. Tayebi "Adaptive Position Tracking of VTOL UAVs," *IEEE Transactions on Robotics*, Cilt. 27 No. 1, s: 129-142, 2011.

[12] I. Sadeghzadeh, A. Mehta, Y. Zhang "Fault/damage tolerant Control of a Quadrotor Helicopter UAV Using Model Reference Adaptive Control and Gain-scheduled PID," *Proceedings of the AIAA guidance, navigation, and control conference*, Portland, Oregon, 2011.

[13] F. Chen, F. Lu, B. Jiang, G. Tao "Adaptive Compensation Control of the Quadrotor Helicopter Using Quantum Information Technology and Disturbance Observer," *Journal of the Franklin Institute*, Cilt. 351, No. 1, s: 442-455, Ocak 2014.

[14] P. Castillo, R. Lozano, A.E. Dzul, "Stabilization of a Mini Rotorcraft with Four Rotors," *IEEE Control Systems Magazine*, Cilt. 25, No. 6, s: 45-55, Aralık 2005

[15] K. Alexis, G. Nikolakopoulos, A. Tzes "Model Predictive Quadrotor Control: Attitude, Altitude and Position Experimental Studies," *Control Theory & Applications, IET* , Cilt. 6, No. 12 s: 1812 – 1827, 2012.

[16] N. Michael, J. Fink, & V. Kumar "Cooperative Manipulation and Transportation with Aerial Robots," *Proceedings of the robotics*: *Science and systems*, Seattle, WA. 2011.

[17] M. Önkol, M.Ö. Efe, " Experimental Nonlienar Control Algorithms for a Quadrotor Unmanned Vehicle," *2nd Int. Syposium on unmanned vehicle*, 8-10 Haziran, Reno, Nevada, 2009

[18] M.Ö. Efe, "Dört Motorlu Bir Dönerkanat Sisteminin Dinamik Modeli ve PD Kontrolör ile Yörünge Denetimi," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'07)*, 5-7 Eylül, Sabancı Üniversitesi, s: 194-199, 2007.

Sabit Kanatlı İnsansız Hava Araçları için Düşük Maliyetli Dengeleyici Otomatik Pilot Tasarımı

Onur Baki Ertin[1], *Melike İrem Erdoğan*[1], *Emre Atlas*[1], *Coşku Kasnakoğlu*[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
{bertin, iremerdogan, eatlas, kasnakoglu}@etu.edu.tr

Özetçe

İnsansız hava araçları için piyasada çok sayıda hazır otopilot çözümü bulunmakla beraber, gümrük ve distribütör masrafları da göz önüne alındığında ülkemizde bunarı çok ekonomik olarak elde etmek mümkün olmamaktadır. Bu makalede çalışma grubumuz tarafından bu yöndeki bir girişimin ilk adımı olarak dengeleyici bir otomatik pilot yazılım ve donanımı gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen otopilotun maliyeti on beş lira civarında olup, sabit kanatlı bir insansız hava aracı üzerinde yapılan uçuş testleri sonucunda yunuslama ve yalpa eksenlerinde uçağı dengede tutmayı başardığı görülmüştür.

1. Giriş

İnsansız hava araçlarına uzaktan uçuş komutları gönderilebildiği gibi aynı zamanda otomatik pilot donanımları yardımıyla bu komutları belirlenen senaryoya göre kendi üreterek otonom uçuşlar da gerçekleştirebilmektedirler. Bu senaryo halen insan faktörünün etkin rol aldığı ve sadece bazı kontrol yüzeylerinin kontrol edildiği yarı otonom sistem olabileceği gibi insan faktörü tamamen kaldırıldığı kalkış, belirlenen rotada seyrüsefer ve görevin tamamlanmasıyla iniş görevlerinin gerçekleştirilebildiği otomatik pilot sistemlerinin olduğu bir senaryo da olabilmektedir. Bu kolaylıklar insansız hava araçlarını yapılan uçuşlar için vazgeçilmez yapmaktadır [1-2].

Farklı sensör ve işlemcilere sahip birçok ticari otomatik pilot sistemi kullanıcılarına sunulmuştur. Bu modellerden bazıları tamamen kapalı modeller olup geliştirmeye kapatılmış ve yazılımında ya da donanımında herhangi bir değişikliğe izin vermemektedir. Bunun yanında açık kaynak olan ve yazılımı ve donanımında değişikliklere izin veren düşük maliyetli otomatik pilot sistemleri de bulunmakta olup, bu tarz sistemlerin araştırma çevrelerince kullanımı hızla artmaktadır [3]. Bu otomatik pilot sistemlerinde yaygın olarak PID tabanlı kontrolcü algoritmaları kullanılmaktadır bunun yanında bulanık mantık (Fuzzy Logic), sinir ağları (Neural Network), LQG (Linear Quadratic Gaussian) tabanlı kontrolcü algoritmalarına da rastlanmaktadır [4-5].

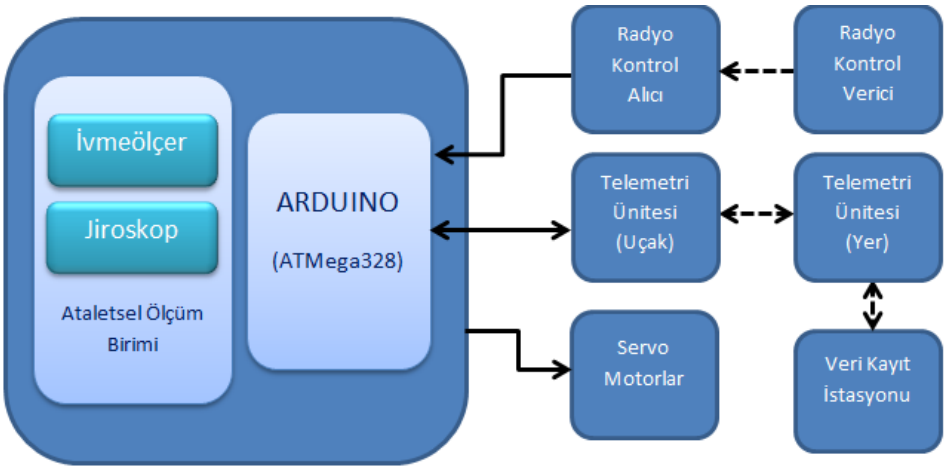
Küçük ölçekli insansız hava araçları kategorisine bakıldığında en sık kullanılan otomatik pilot donanımları olarak AttoPilot, ArduPilot, Gluonpilot, FY21AP/FY3ZT, MicroPilot, Paparazzi, OpenPilot, Robota, UAVDevBoard, MultiWii NanoWii ve Megapirate AIO gösterilebilir [6]. Bu ürünlerin fiyatı 50-3000 arasında değişmekte olup, gümrük masrafları ve distribütörlerin kâr payları da göz önüne alındığında üretildikleri ülke dışındaki kullanıcılar tarafından elde edilmeleri oldukça maliyetli olmaktadır. İnsansız Hava Araçları için bazı düşük bütçeli özelleşmiş otopilot geliştirme çabalarına rastlanmakla beraber, bu tür çalışmaların çok yaygın ve yeterli olduğunu söylemek güçtür [7-8].

Bu çalışmada sabit kanatlı insansız hava araçları için küçük boyutlu ve düşük maliyetli özelleşmiş bir otomatik pilot kartı gerçekleştirilmesi çalışmaları üzerinde durulacaktır. İlk etapta aracı dikey ve yatay eksenlerde dengeleyen bir kontrolcü gerçekleştirilmiş olup, bu sayede pilotun sadece aracı yönlendirmeye odaklanmasına ve özellikle hava koşullarının ideal olmadığı durumlarda uçağın güvenli bir şekilde uçmasına olanak sağlanmaktadır. Bildirinin geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: Önce uçuş kontrol sisteminin bileşenleri ve kullanılan insansız hava aracıyla ilgili bilgi verilecektir. Ardından gömülü yazılım, kontrolcü ve uçuş testlerinden bahsedilecektir. Son olarak sonuçlar ve gelecekteki çalışmalar sunulacaktır.

2. Sistem Donanımları

2.1. Uçuş Kontrol Sistemi Bileşenleri

Otomatik dengeleme sistemi başlıca üç donanımsal bileşenden oluşmaktadır. Bunlar; gömülü yazılımın koştuğu Atmega328 işlemcisi tabanlı Arduino Pro Mini platformu, jiroskop ve ivmeölçer sensörlerini içeren Invensense MPU6050 ataletsel



Şekil 1. Uçuş Kontrol Sistemi Blok Diyagramı

ölçüm birimi ve bu iki komponenti bir araya getirip, RC kumanda giriş ve kontrol yüzeyi servolarına ait çıkış konektörlerini üzerinde bulunduran baskılı devre kartıdır.

Arduino, Atmel Atmega işlemcileri tabanlı ve C++ programlama dili üzerine kurulmuş Wiring dili ile programlanabilen, hızlı prototiplemeyi amaçlayan donanım ve yazılım bütünü olarak tanımlanabilir. Pro Mini platformu diğer Arduino modellerinden, çok küçük boyutları, hafifliği ve düşük fiyatıyla ayrılmaktadır. Arduino Pro Mini özellikleri tablo 1' de verilmiştir.

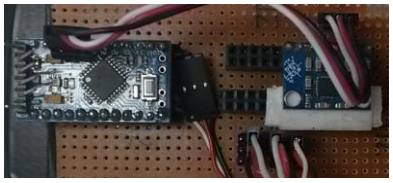
Tablo 1. Arduino Pro Mini Özellikleri

İşlemci	Atmega 328
Çalışma Gerilimi	5V
Giriş Gerilimi	5-12V
Dijital Pin Sayısı	14 (6 adet PWM)
Analog Giriş Sayısı	8
Flash Bellek (Kod Belleği)	16 KB
SRAM	1 KB
EEPROM	512 Byte
Saat Frekansı	16 Mhz

Pro Mini üzerinde bulunan voltaj regülatörü sayesinde ek bir devre bileşenine gerek duyulmadan farklı sensörler de beslenebilmektedir. Ayrıca işlemcinin sağladığı bir adet seri port üzerinden bilgisayar ile kablolu veya kablosuz iletişim kurulabilmekte, sağladığı I2C (inter-integrated circuit) arayüzü sayesinde de kullandığımız MPU6050 gibi birçok bileşenle hızlı bir şekilde iletişim kurulabilmektedir.

Sistemde kullanılan ataletsel ölçüm birimi MPU6050, 3 eksen jiroskop ve 3 eksen ivmeölçer bileşenlerinden oluşmaktadır. Birim, sensörlere ait ham verileri sağlamanın yanında, Digital Motion Processor olarak adlandırılan bir alt birimi sayesinde ham sensör verilerini işleyip kullanıcıya iki eksende Euler açılarını (yalpa ve yunuslama) sunabilmekte, bu özelliği sayesinde bir AHRS (attitude heading reference system) gibi çalışabilmektedir. Düşük maliyetinin yanı sıra bu hesaplamaları işlemcide yapma gerekliliğini ortadan kaldırması sebebiyle daha düşük güçlü ve ucuz işlemcilerle bir uçuş kontrol sisteminin gerçeklenebilmesini mümkün kılmaktadır. Sistemimizde de ham sensör verileriyle çalışılmamakta ve hesaplanan açılar doğrudan sensörden alınmaktadır.

Üretilen devre kartı, sensör ve işlemci için yerleştirilen konektörler ile modüler bir yapı sunmakta, herhangi bir arıza durumunda arızalanan birimin kolayca değiştirilmesine izin vermektedir. Ayrıca radyo kontrol kumandasından gelen; yatırgaç, irtifa dümeni ve mod seçim kanallarına ait PWM sinyalleri kart üzerindeki konektörler ile işlemciye bağlanmakta ve yine yatırgaç ve irtifa dümeni kontrol yüzeyi servolarına giden PWM sinyalleri de kart üzerindeki işlemciye bağlı konektörler ile sağlanmaktadırlar. Ek olarak kart üzerinde gaz kanalı için de bir giriş ve çıkış bulunmaktadır, fakat kanala ait PWM sinyalleri algoritma içinde kullanılmadığından bu sinyaller işlemciye gitmeden doğrudan dışarıya verilmekte, besleme pinleri elektronik hız kontrolörü (ESC) üzerinden karta güç beslemesi sağlamak amacıyla kullanılmaktadırlar. Kartın ölçüleri en 20 mm, boy 80 mm ve yükseklik 15 mm dir. Devre kartı şekil 2' de görülebilir.



Şekil 2. Uçuş Kontrol Sistemi Devre Kartı

Uçuştaki kartın yer ile iletişimi 3DR Radio RF iletişim ünitesi ile sağlanmaktadır. Bu ünitenin yaklaşık 3 km. çapında menzili bulunmaktadır. Kartın gönderdiği veriler, veri kayıt istasyonu olarak adlandırılan bir PC de toplanmakta ve kayıt edilmektedirler.

Uçuş kontrol sistemi bileşenlerine ait blok diyagramı Şekil 1' de görülebilir.

2.2. Sabit Kanat Hava Aracı

Geliştirilen uçuş kontrol sistemi TW 757-1 Model, radyo kontrollü, arkadan pervaneli, planör tipi uçağa yüklenmiş ve uçuş testleri bu uçak ile gerçekleştirilmiştir. Uçak özellikleri Tablo 2'de görülebilir.

Tablo 2. TW 757-1 Sabit Kanat Hava Aracı Özellikleri

Kanat Açıklığı	1600 mm
Uzunluk	1044 mm
Uçuş Ağırlığı	950 g
Motor	23812/1400KV Fırçasız Motor
SC	30A
Batarya	11.1V 2700mAh 20C li-po

Planör tipi bir uçak olması sebebiyle yüksek süzülme kabiliyetine sahip olan TW 757-1, geniş iç hacmi ile içinde çalışılması kolay bir uçaktır. Yatırgaç, irtifa ve istikamet dümeni kontrol yüzeylerine, 9g mikro servolar ile müdahale edilmektedir.

Uçuş kontrol ve telemetri donanımları yüklü uçak Şekil 3' de görülebilir.



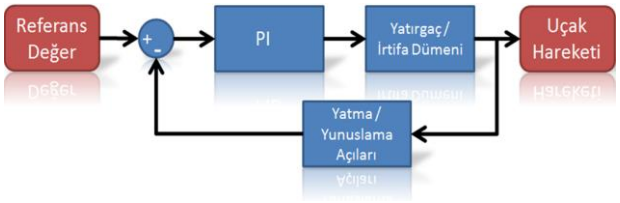
Şekil 3. TW 757-1 Sabit Kanat Hava Aracı

3. Kontrolcü Tasarımı

3.1. Gömülü Yazılım ve PI kontrol

Uçağı yatma ve yunuslama eksenlerinde, verilen referans değerlerde dengede tutabilen yazılım, yukarıda tanıtılan Arduino Pro Mini platformu üzerinde geliştirilmiş ve bu platforma gömülmüştür. Yazılımda 2 mod bulunmakta ve bu modlar arasında geçiş radyo kontrol kumandası üzerindeki bir anahtar ile yapılmaktadır. Anahtarın bağlı olduğu kanalın 1500 us (mikro saniye) altı değerleri için diğer kanallardan gelen PWM sinyalleri doğrudan çıkışlara iletilmekte ve manuel uçuş sağlanmakta, 1500 us üstü değerler için ise otomatik dengeleme modu devreye girmektedir. Bu modda kullanıcının yatırgaç ve irtifa dümeni kanallarından gönderdiği değerler işlemci tarafından referans açı değerleri olarak değerlendirilirler. Referans açı sınırları yalpa açısı için ± 41 derece, yunuslama açısı için ± 22 derece olarak sabitlenmiştir (kumanda kollarının en uç noktaları için) Sisteme entegre edilen PI kontrolcü sensörden aldığı geri beslemeleri kullanarak yeni sistem çıkışını hesaplar ve sistemi referans değere ulaştırmaya çalışır.

PI kontrolcü katsayıları belirlenirken önceki çalışmalarımızda sistem tanılama yöntemleri kullanarak elde ettiğimiz modeller [9] üzerinden gidilmiş, elde edilen sonuçlarda yaygın olarak kullanılan manuel ayarlama yöntemi ile oynamalar yapılarak ideal katsayılar elde edilmeye çalışılmıştır. Sistemde kullanılan PI kontrolcüye ait blok diyagramı Şekil 4' de görülebilir.



Şekil 4. Otomatik Denge Sistemi PI Kontrolcü Yapısı

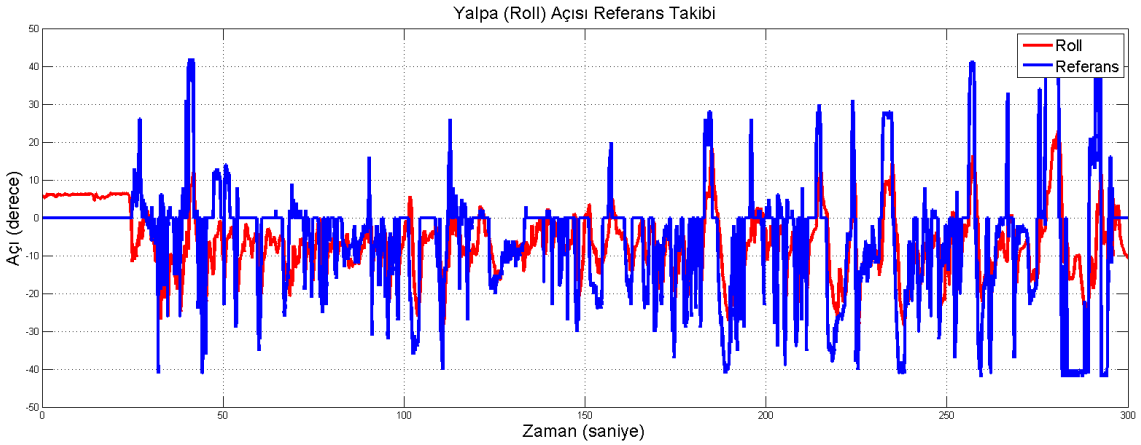
Uçuş verileri tek bir cümle haline getirilmekte ve telemetri üzerinden 20 Hz sıklığında veri kayıt istasyonuna gönderilmektedirler. Bir veri cümlesi, boşluk karakteri ile ayrılmak üzere sırasıyla; yatma açısı, yunuslama açısı, uçuş modu, yatma açısı referans değeri, yunuslama açısı referans değeri, verilerini içerir.

3.2. Uçuş Testleri

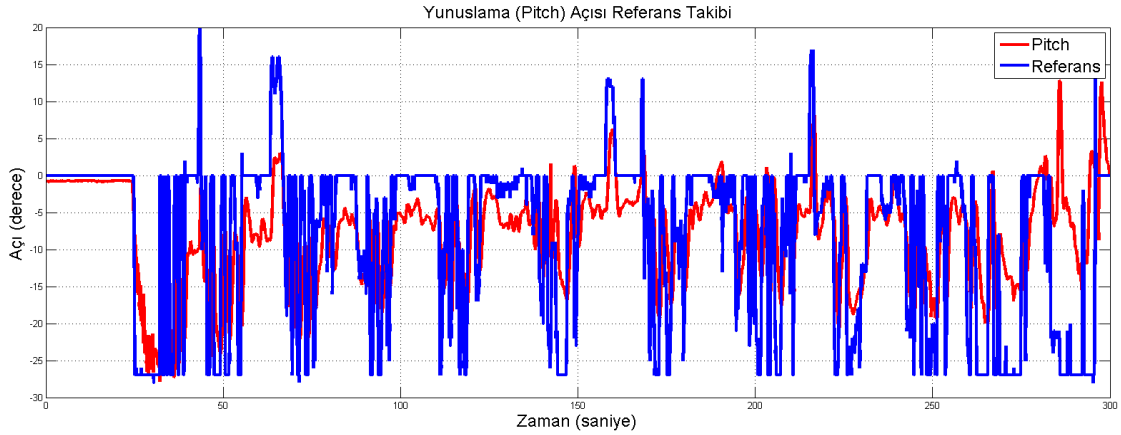
Geliştirilen kontrolcüyü doğrulamak amacıyla uçuş testleri gerçekleştirilmiş ve uçuş verileri veri kayıt sistemi ile toplanmıştır. Uçuşun yapıldığı sırada hava sıcaklığı 28 derece, rüzgar hızı ise 21 km/s olarak kaydedilmiştir. Kalkıştan inişe geçene kadar otomatik denge modu devrede olarak yapılan uçuş için yalpa açısı referans takibi Şekil 5'de, yunuslama açısı referans takibi ise Şekil 6'da görülebilir.

Grafikler incelendiğinde, referansın çok hızlı değiştirildiği durumlar dışında hem yatma hem de yalpa açıları için referans takibinin başarı ile gerçekleştirildiği görülmektedir. Referans açısının çok hızlı değiştiği durumlar için servo tepki süreleri de göz önüne alındığında sistem cevabının referansa yetişememesi beklenen bir durumdur. 5 dakika uzunluğundaki bu uçuş testinin ilk 40 saniyesi kalkış ve son 20 saniyesi iniş kısımlarıdır.

Uçuşta referans açıları, radyo kontrol kumandası kullanılarak el ile rastgele şekilde verilmiştir. Referans açılarının insan eli yerine otomatik bir sistem tarafından sabit zaman aralıklarıyla belirli miktarda arttırılarak uygulandığı bir kurulum ile bir miktar daha temiz veriler almak mümkün olabilir. Fakat böyle bir test boyunca hava aracının görüş alanından çıkabileceği göz önünde bulundurulmalı, ancak lokasyon bazlı sensörler ve otomatik geri dönüş algoritmalarıyla güçlendirilmiş bir donanım ve yazılım altyapısıyla testlerin bu şekilde gerçekleştirilebileceği değerlendirilmelidir.



Şekil 5. Otomatik Denge Modu Yalpa Açısı Referans Takibi



Şekil 6. Otomatik Denge Modu Yunuslama Açısı Referans Takibi

4. Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Radyo kontrollü bir sabit kanat hava aracının denetiminde, doğrudan eyleyicilere komutlar vermek yerine aracın alması istenilen pozisyonu belirtmek uçuşu pilot için çok daha kolay hale getirmektedir. Uçağın istenilen pozisyona gelmesi için hangi kontrol yüzeyinin ne yöne ve kaç derece hareket ettirilmesine gömülü sistem karar vermekte böylece ilk uçuşunu yapan acemi pilotların bile başarılı uçuşlar gerçekleştirebilmesi sağlanmaktadır. Bu şekilde uçuş denetimlerini yarı otonom hale getirebilen bir ünitenin düşük maliyetle üretilip uygun fiyata piyasaya sunulabilmesi, bu donanımı radyo kontrollü uçak ekipmanlarının varsayılan donanımlarından biri yapacak yegâne unsurdur.

Bu çalışmada geliştirilen donanımın bileşenlerinin olabilecek en ucuz ve en güçlü bileşenlerden seçilmesi çalışmanın temel motivasyonunu oluşturmaktadır. Çalışmada kullanılan sensör ve işlemci satın alma bedeli olarak yaklaşık 10 TL harcanmış, devre kartı ve konnektörler ise 5 TL kadar tutmuş, toplamda uçuşa hazır otomatik dengeleme sistemi prototipi için 15 TL harcanmıştır. Bu maliyetin piyasadaki benzer fonksiyonları yerine getiren ürünlerin yanında ne kadar düşük olduğunu Tablo 3 incelendiğinde görülebilir.

Çalışmanın ileriki aşamalarında aracın sapma açısının tam olarak belirlenebilmesi için donanıma dijital pusula eklenmesi, ayrıca noktalar arası seyrüsefer gibi özelliklerin entegre edilebilmesi için GPS entegrasyonunun yapılması planlanmaktadır. Otomatik dengeleme sistemi için bir yer kontrol sistemine ihtiyaç duyulmasa da, noktalar arası seyrüsefer modu gibi modların eklenmesi ile gelişmiş bir yer kontrol sistemi için de çalışmalar başlayacaktır.

Tablo 3. Otomatik Dengeleme Sistemi ve Muadil Ürünlerin Özellik ve Fiyat Karşılaştırması

Ürün	Bildirideki Otomatik Dengeleme Sistemi	Ardupilot Mega 2.6	MultiWii NanoWii	Megapirate AIO
Donanımlar	-Atmega 328 -MPU6050 AÖB	-Atmega 2560 -MPU6000 AÖB -Dijital Pusula -GPS -Barometre -Dâhili USB	-Atmega 32U4 -MPU6050 -Dâhili USB	-Atmega 2560 -mpu6050 -Dijital Pusula -GPS -Barometre -Dâhili USB
Başlıca Özellikler	-Yalpa ve yunuslama eksenlerinde otomatik dengeleme	-Otomatik dengeleme -noktalar arası otomatik uçuş -çeşitli otonom uçuş modları	-Yalpa ve yunuslama eksenlerinde otomatik dengeleme	-Otomatik dengeleme -noktalar arası otomatik uçuş -çeşitli otonom uçuş modları
Fiyat	15 TL	520 TL	90 TL	200 TL

Teşekkür

Bu çalışmayı 113E581 numaralı proje kapsamında destekleyen TÜBİTAK'a ve kaynaklarını kullandığımız TOBB ETÜ'ye teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] Stojcsics, D.; Molnar, A.; , "Fixed-wing small-size UAV navigation methods with HIL simulation for AERObot autopilot," Intelligent Systems and Informatics (SISY), 2011 IEEE 9th International Symposium on , vol., no., pp.241-245, 8-10 Sept. 2011

[2] J.M. Sullivan, "Evolution or revolution? The rise of UAVs," IEEE Technology and Society Magazine, vol. 25, no. 3, pp. 43–49, Fall 2006

[3] Ta-ming Shih; Ho-chung Chang; , "FPGA based hardware in the loop test platform of small size UAV," Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA), 2009 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.551-556, 15-18 Dec. 2009

[4] M. Kumon, Y. Udo, H. Michihira, M. Nagata, I. Mizumoto, and Z. Iwai, "Autopilot system for Kiteplane," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, vol. 11, no. 5, pp. 615–624, October 2006

[5] Santoso F., Liu M., and G.K. Egan, "Linear quadratic optimal control synthesis for a uav," in 12thAustralian International Aerospace Congress, AIAC12, Melbourne, Australia, March 2007, number AIAA-2002-4439.

[6] Coşkun, Mehmet Zeki. "Düşük Maliyetli İHA (İnsansız Hava Aracı) ile Mobil Harita Üretiminin Bugünü ve Geleceği." Electronic Journal of Map Technologies 4.2 (2012): 11-18.

[7] Lizarraga, M. I., Elkaim, G. H., Horn, G. M., Curry, R., Dobrokhodov, V., and Kaminer, I. (2009, January). "Low cost rapidly reconfigurable uav autopilot for research and development of guidance, navigation and control algorithms." In ASME 2009 International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference (pp. 585-594). American Society of Mechanical Engineers.

[8] Peddle, I. K., and G. W. Milne. "Development of a low cost waypoint navigation autopilot for an unmanned aerial vehicle." SAIMechE R&D Journal 23.2 (2007).

[9] Korkmaz, H., Ertin, O. B., Kasnakoglu, C., Kaynak, U., "Design of a Flight Stabilizer System for a Small Fixed Wing Unmanned Aerial Vehicle Using System Identification", IFAC Workshop on Advances in Control and Automation Theory for Transportation Applications, pp. 145-149, (2013).

DÖRT ROTORLU İNSANSIZ HAVA ARACI İÇİN DENGELEYİCİ OTOPİLOT TASARIMI

Övünç Elbir[1], Coşku Kasnakoğlu[1]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
{oelbir,kasnakoglu}@etu.edu.tr

Özetçe

Günümüzde tehlikeli alanlarda arama ve kurtarma, haritalama, gözlem, ürün taşıma ve teslimi veya hedef tespiti ve takibi gibi çeşitli kullanım alanlarına sahip olan İHA'lar malzeme bilimi ve üretim alanlarındaki gün geçtikçe artan gelişmeler sayesinde daha farklı alanlarda ve daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Döner kanat İHA'lar dikey kalkış-iniş, bulundukları yerde havada asılı kalabilme ve agresif manevra yetenekleriyle ulaşılması zor alanlanlardaki görevleri rahatlıkla gerçekleştirebilmektedir. Bu görevler esnasında İHA'nın uzaktan kumanda ile pilot tarafından kontrol edilmesi yerine otopilot destekli uçuş moduyla yer istasyonu başındaki pilot tarafından veya tam otonom uçuş ile pilot olmadan kontrol edilmesi pilot hatalarının önüne geçmekle kalmayıp pilotun İHA'nın görev yerinden bağımsız olarak İHA'yı kontrol etmesine imkan tanımakta; aynı zamanda herhangi bir pilota ihtiyaç duymadan ön tanımlı görevlerin yerine getirilmesini mümkün kılmaktadır. Bu çalışmada bir dört rotorlu hava aracı için özgün bir otopilot sistemi geliştirilmiş, sistemin tasarımı, bileşenleri ve işleyişi üzerinde durulmuştur.

1. Giriş

İnsansız Hava Araçlarının (İHA) kullanım alanları, batarya ömürlerinin artışı ve elektronik uçuş elemanlarının(sensörler, mikroişlemci vs.) ucuzlaması ile gün geçtikçe artmaktadır[1]. Günümüzde hedef tespit ve takibi, gözetleme, tehlikeli alanlarda arama ve kurtarma, zirai ilaçlama, trafik takibi ve haritalama gibi askeri veya sivil birçok farklı alanda kullanım bulmaktadırlar[2-3].

İnsansız hava araçları uzaktan kontrol ile kumanda edilebildikleri gibi, üzerlerine yerleştirilen otomatik pilot donanımları sayesinde otonom uçuşlar da gerçekleştirebilmektedirler. Sadece bazı kontrol yüzeylerinin otopilot tarafından kontrol edildiği ve halen kullanıcı kontrolleri gerektiren yarı otonom sistemlerin yanında insan faktörünü tamamen ortadan kaldırıp, kalkış, iniş, belirlenen rotada seyrüsefer gibi görevleri tam otonom olarak başarıyla gerçekleştirebilen otomatik pilot sistemleri, insansız hava araçlarında vazgeçilmez hale gelmişlerdir [4-5].

Piyasada farklı algılayıcı ve işlemcilerle donatılmış birçok ticari otomatik pilot sistemi bulunmaktadır. Geliştirmeye tamamen kapalı modeller yanında, yazılımı ve donanımı değişikliklere izin veren açık kaynaklı ve düşük maliyetli otomatik pilot sistemleri de bulunmakta ve bu sistemlerin araştırma çevrelerince kullanımı büyük bir hızla artmaktadır [6]. Ticari otomatik pilot sistemlerinin büyük bölümünde PID tabanlı kontrolcü algoritmaları kullanılsa da, değişen gereksinimler nedeniyle bulanık mantık (Fuzzy Logic), sinir ağları (Neural Network), LQG (Linear Quadratic Gaussian) tabanlı kontrolcü algoritmaları da sıklıkla kullanılmaya başlanmıştır [7-8].

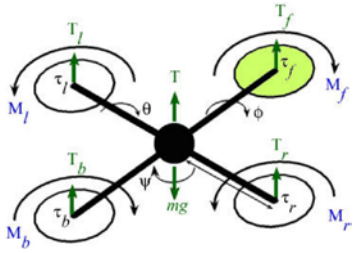
Dört Rotorlu İnsansız Hava Araçları uçuş rotasında karşılaşılabilinecek birçok problemin, agresif manevra, havada asılı kalma, olduğu yerden kalkıp bulunduğu yere iniş yapabilme gibi yetenekleri ile kolaylıkla üstesinden gelebilir. Agresif manevra yeteneği erişilmesi zor alanlara erişimin sağlanmasını sağlasa da kontrolün zorlaşmasına sebep olmaktadır. Bunlara ek olarak, dört pervane daha fazla yükün taşınabilmesine imkan sağlamasına karşın güç tüketimini artırmaktadır[9].

2. Uygulama ve Yöntem

Dört rotorlu İHA modeli *Şekil 1*'de görülmektedir. M_L, M_R, M_F, M_B momentleri pervanelerin dönüşünden oluşan momentlerdir ve yaw kontrolü için kullanılır. Karşılıklı pervaneler aynı dönüş yönüne ve hatveye sahip oldukları için aynı tarafa doğru moment uygularlar. Motorların dönüşüyle oluşan, τ_L, τ_R kuvvetleri ile yalpa kontrolü ve son olarak τ_F, τ_B kuvvetleri ile yunuslama kontrolü sağlanır.

$$T = T_L + T_R + T_F + T_B \tag{1}$$

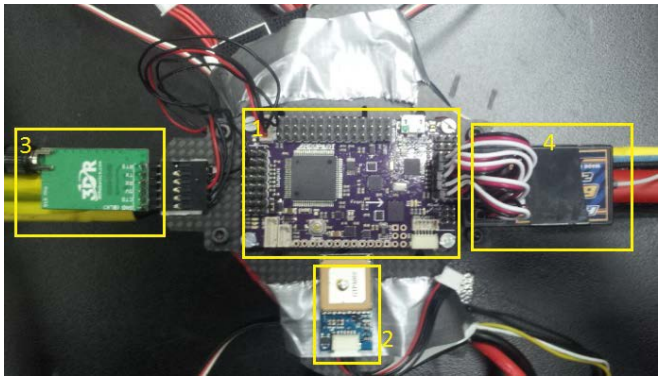
olduğu şekilden açıkça görülebilmektedir.



Şekil 1: Dört Rotor İHA temel kontrol

2.1. Ardupilot

ArduPilot projesi, İnsansız Hava ve Yer Araçları için düşük bütçeli otonom kontrol çözümleri sunan açık kaynak bir projedir. ArduPilot kartı (Şekil 2-1) üzerinde işlemci olarak ATMega 2560, ataletsel ölçüm birimi olarak MPU-6000 bulundurur. Harici olarak takılabilecek GPS ünitesi (*Şekil 2-2*), RC modülü (*Şekil 2-4*) ve 915 MHz telemetri kiti (*Şekil 2-3*) ile operasyon anında yer istasyonu ile iletişim kurabilir ve konum kontrollü hareket gerçekleştirebilir.



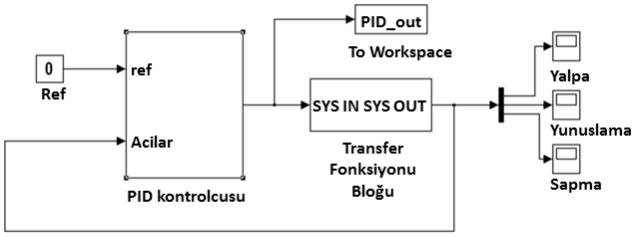
Şekil 2: ArduPilot ve parçaları

Hem donanım hem de yazılım olarak tamamen açık kaynak olan bu projede, "ArduCopter" isimli yazılım ile döner kanatlar için tam otonom uçuş çözümü ile sunulan bu sistemin "Mission Planner" ismli bir yer istasyonu da bulunmaktadır. Bu çalışmada ArduCopter isimli kart üzerinde koşacak olan yazılım ve yer istasyonu baştan tasarlanmış sadece donanımlar olduğu gibi kullanılmıştır.

2.2 Sistem Tanılama ile Modelin Elde Edilmesi ve Kontrolcü Katsayılarının Yenilenmesi

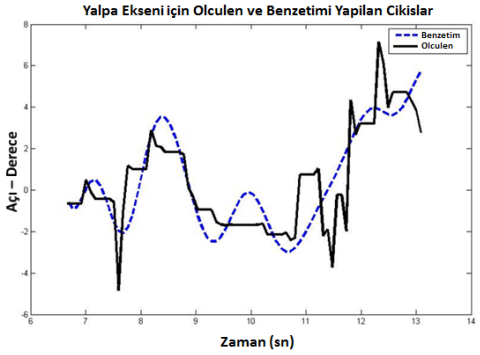
Tasarlanacak olan otopilot sisteminin Ardupilot kartı üzerinde gerçekleneceği ve test edileceği gözönünde bulundurulduğu zaman, ilk önce piyasaya sunulan ürünün(açık kaynak olan ArduCopter yazılımı) test edilmesi mantıklı bir başlangıç olacaktır. Bu sayede markete sunulan ürünle, tasarlanan otopilot arasında kıyas yapılabilecektir. ArduCopter yazılımı ve Mission Planner isimli yer istasyonu uygulamasıyla beraber herhangi bir döner kanat İHA uçurulabilir. Tek yapılması gereken PID katsayılarının ayarlanmasıdır. Deneysel olarak bu katsayıların ayarlanması genellikle zor ve yorucu bir süreçtir. Bu sebepten dolayı Matlab programının sistem tanılama aracı kullanılarak dört rotor İHA için bir model bulunmuştur.

Sistem tanılama aracı, ölçülmüş giriş çıkış değerlerinden, dinamik sistemlerin matematiksel modellerinin elde edilmesini sağlar. Ölçüm değerlerini alabilmek için ilk önce dört rotorluyu yerden kaldırabilecek PID değerleri deneysel olarak bulunmuş ve sonrasında uçuş yapılmıştır. Yapılan uçuşta dört motor PWM değerleri ve dört rotorlu İHA'nın duruşsal değerleri (yalpa, yunuslama ve sapma) kayıt altına alınmıştır. Bu ölçümler ikiye bölünmüş olup; ilk kısmı transfer fonksiyonu adaylarını bulmak için, ikinci kısmı da ilk kısımda bulduğu transfer fonksiyonu adaylarını doğrulamak için kullanılmıştır. Doğrulama sonucunda ortaya çıkan en yüksek oranlı aday sistemin o açıyla ilgili modeli olarak kabul edilmiştir. MATLAB Simulink ortamında hazırlanan model *Şekil 3*'te görülebilir. Bu model Arducopter yazılımından birebir uyarlamadır. Transfer fonksiyonları blokları bulunmaya çalışılan bloktur.

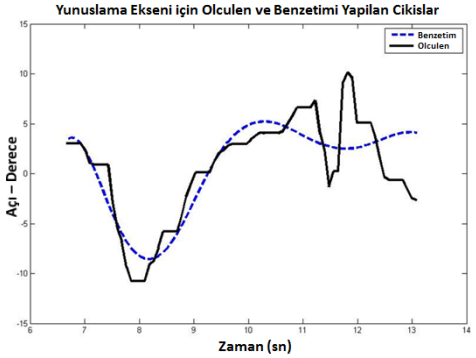


Şekil 3: Orjinal koda göre hazırlanan Simulink modeli

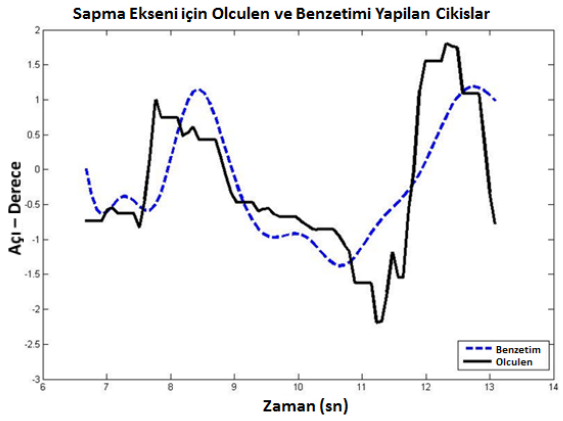
Sistem tanılamadan tahmin edilen sisteme, uçuş esnasında ölçülen giriş değerleri olan PWM değerleri uygulanmıştır. Bu değerler altında sistemin çıkışları ile uçuş esnasındaki duruş verileri kıyaslanmıştır. 3 eksen için ayrı ayrı tahmin edilen sistemler en az %70 benzerlik göstermektedir. *Şekil 4*, *Şekil 5* ve *Şekil 6*'da sırasıyla yalpa,yunuslama ve sapma eksenleri için ölçülen ve benzetimi yapılan model çıkışları görülebilir.



Şekil 4: Yalpa ekseni için ölçülen ve benzetimi yapılan model çıkışları

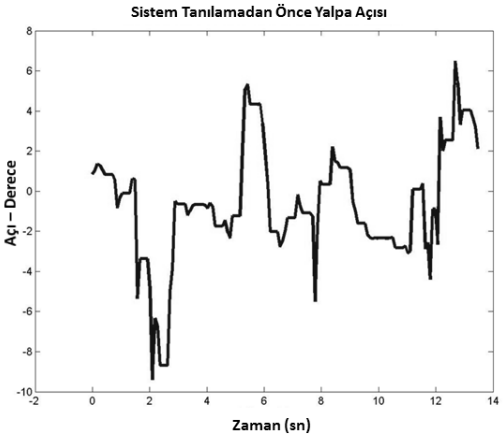


Şekil 5: Yunuslama ekseni için ölçülen ve benzetimi yapılan model çıkışları

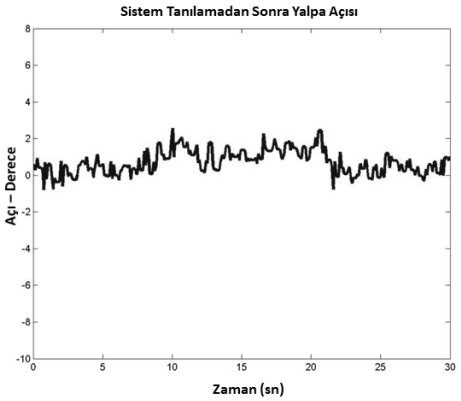


Şekil 6: Sapma ekseni için ölçülen ve benzetimi yapılan model çıkışları

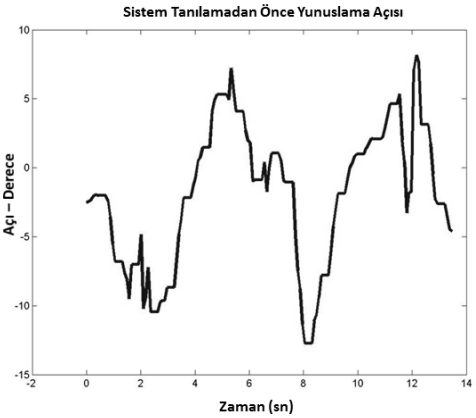
Elde edilen sistem modelleriyle kontrolcü katsayılarını yeniden hesaplamak için Matlab denkleyici dizayn aracı kullanılmıştır. Bu araç verilen kapalı çevrim sistemi lineerleştirerek istenen değerler arasında sistemi kontrol edecek PID katsayılarını bulmaktadır. Bu işlem sonucunda yalpa ve yunuslama dengeleme için $K_p = 4.00$, $K_i = 0.1418$, yalpa ve yunuslama açısal hız kontrolü için $K_p = 0.1$, $K_i = 0.0$, sapma dengeleme için $K_p = 4.50$, $K_i = 0.0$ ve son olarak sapma açısal hız kontrolü için $K_p = 0.13$, $K_i = 0.015$ bulunmuştur. Bu değerlerle uçuş testi tekrarlanmıştır. Sistem tanılamadan önce ve sonra kayıt altına alınan veriler *Şekil 7* - *Şekil 12*'de verilmiştir.



Şekil 7: Sistem tanılamadan önce yalpa açısı



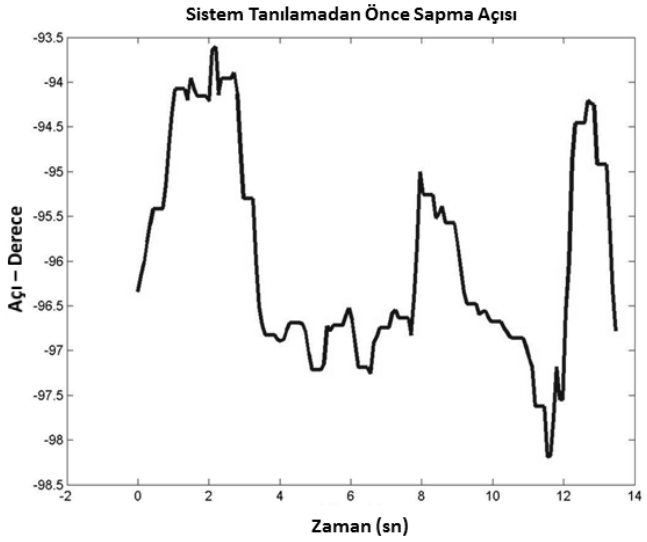
Şekil 8: Sistem tanılamadan sonra yalpa açısı



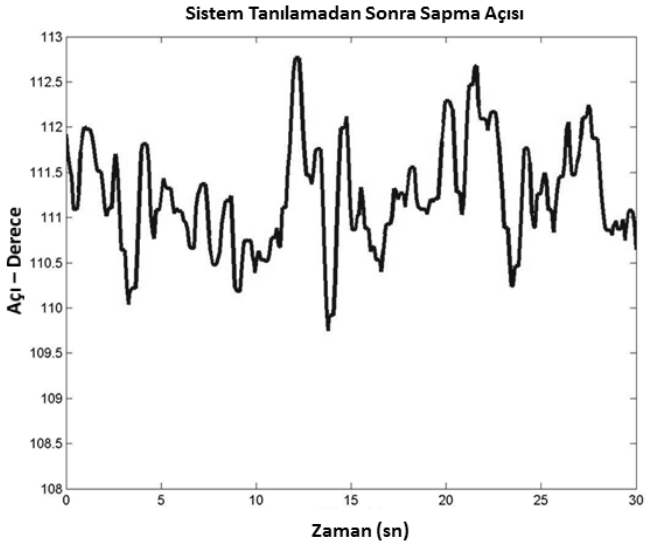
Şekil 9: Sistem tanılamadan önce yunuslama açısı



Şekil 10: Sistem tanılamadan sonra yunuslama açısı



Şekil 11: Sistem tanılamadan önce sapma açısı



Şekil 12: Sistem tanılamadan sonra sapma açısı

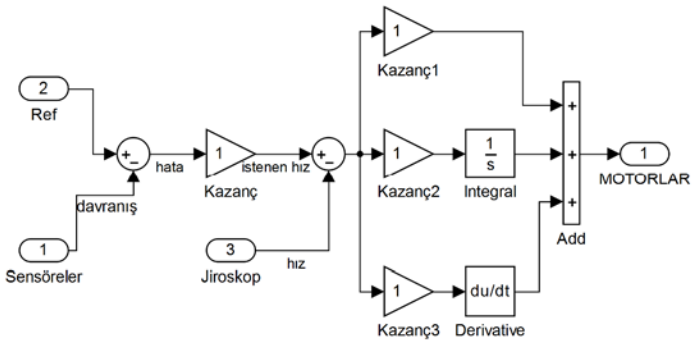
Sistem tanılama kullanarak kurulan dört rotor İHA sisteminin modeli çıkarılmış ve bu model kullanılarak MATLAB programında PID katsayıları ayarlanmıştır. Bu işlem sayesinde deneme yanılma yoluyla bulunması çok zor olan en uygun PID katsayıları bulunmuştur. Bu katsayılarla uçuş yapan dört rotor İHA sistemi için daha iyi katsayıların bulunmasından söz etmek çok da mümkün değildir. Bu sebeple piyasaya sunulan ürünün dengeleme kontrolü konusunda sınırları zorlanmıştır denebilir.

2.3 Dört Rotor İHA Özgün Dengeleme Modu Tasarımı

Ardupilot kontrolcü kartı üzerinde çalışan ve piyasaya sunulan Arducopter yazılımının test ve analiz işlemi bittikten sonra özgün otopilot tasarımının ilk aşaması olan dengeleme modu kontrolcü tasarımına başlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda yeni bir dengeleme kontrolör tasarlanmıştır.

Şekil 14'te tasarlanan özgün otopilot sisteminin genel blok şeması verilmiştir. Bu blok şema sadece dengeleme modu için değil yakın gelecekte tamamlanması planlanan tam otopilot için de geçerlidir. Blokların işlevlerini açıklayacak olursak;

- Giriş Verileri İşlem Bloğu: Bu blokta kumandadan gelen veriler, ölçümlenen duruşsal veriler, GPS ve yükseklik bilgisi çeşitli eşleştirmelerle manalı hale getirilir.
- Kontrolcüler: Her eksen, yükseklik kontrolü ve noktalar arası otonom uçuş için gerekli olan kontrolcüler bu blokta yer almaktadır.
- Haberleşme Bloğu: APM kartıyla geliştirilen yer istasyonu arasındaki haberleşmeden sorumludur. Duruşsal verileri, konum ve yükseklik verisini, kumandadan gelen veya otonom uçuş modunda otomatik olarak oluşturulan referans verilerini ve zaman bilgisini yer istasyonuna yollar. Yer istasyonundan gelen katsayı güncelleme taleplerini alıp kontrolcüye iletir. Veri havaya çıktığı anda veri kayıpları başladığı için yer istasyonundan gelen talepleri değerlendirip bozuk veri varsa bunu gözardı eder.
- Yer İstasyonu: Uçuş esnasında katsayı güncellemeye, kayıt almaya, uçuş verilerini gözlemlemeye ve haritadan konum takip etmeye imkan veren uygulama aynı zamanda APM kartından gelen paketleri denetleyip bozuk paketleri gözardı eder.
- Çıkış Verileri İşlem Bloğu: Bu blok kontrolcülerden çıkan verileri motorlar için anlamlı hale getiren eşleme işlemlerinden sorumludur.

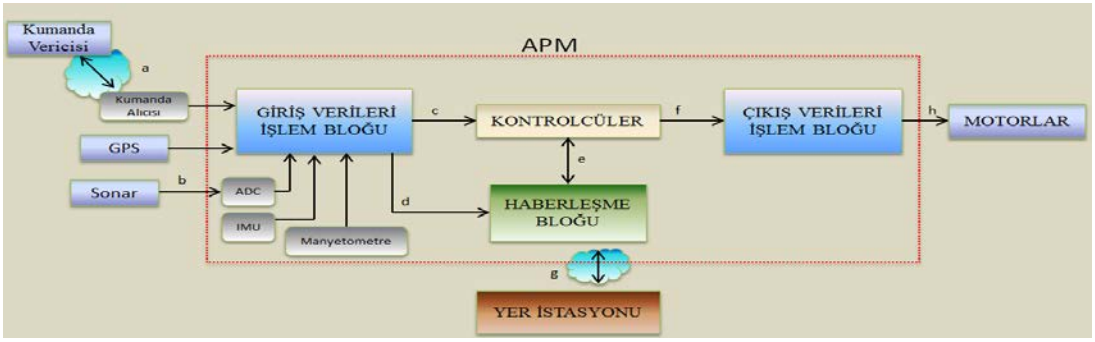


Şekil 13: Tasarlanan Dengeleyici Kontrolör

Tasarlanan kontrolcü *Şekil 13*te verilmiştir. Konum kontrolünün istenen bir hız takibi ile yapıldığı blok şemadan da açıkça görülebilir. Tasarlanan kontrolcünün kazanç değerleri *Tablo 1*'deki gibidir.

Tablo 1: Tasarlanan Kontrolcünün Kazanç Değerleri

	Dengeleme k_p	Hız k_p	Hız k_I	Hız k_D	Max İntegral
Yalpa	4.5	0.52	0.04	0.06	50
Yunuslama	4.5	0.7	0.03	0.035	50
Sapma	10	1	0.04	-	50



Şekil 14: Genel Sistem Blok Şeması

Yalpa ve yunuslama kontrolcüsünün katsayılarının aynı olmamasının sebebi; dört rotorlu İHA'nın kontrolcü tasarımı ve test işlemleri sırasında hasar görmesi ve bu hasarın tamiri sonrasında yalpa pervanelerinin arasında bulunan mesafe ile yunuslama pervanelerinin arasında bulunan mesafeden farklı olmasıdır.

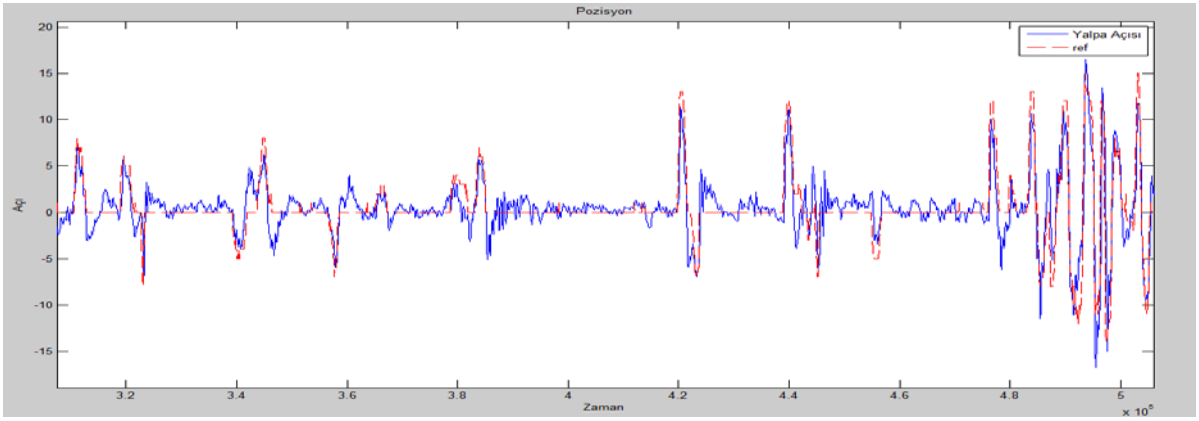
3. Tartışma, Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Yapılan test uçuşlarından elde edilen dört rotor İHA duruş verileri *Şekil 15* - *Şekil 17* arasında verilmiştir. Verilerin görülebilmesi adına belli bir zaman aralığına yatay yakınlaştırma yapılmıştır.

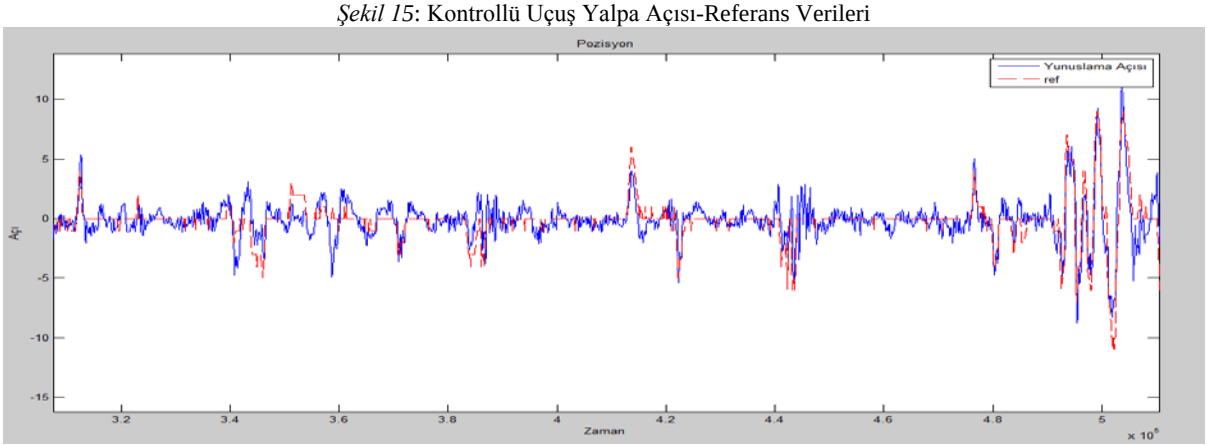
Tablo 2: Sistem Tanılama ve Kontrolcü Yeniden Tasarımı Öncesi ve Sonrası Ortalama Karesel Hatalar

Sistem Tanılamadan Önce			Sistem Tanılamadan Sonra		
Yalpa	Yunuslama	Sapma	Yalpa	Yunuslama	Sapma
8.522	29.4115	1.305	1.915	9.6355	0.931

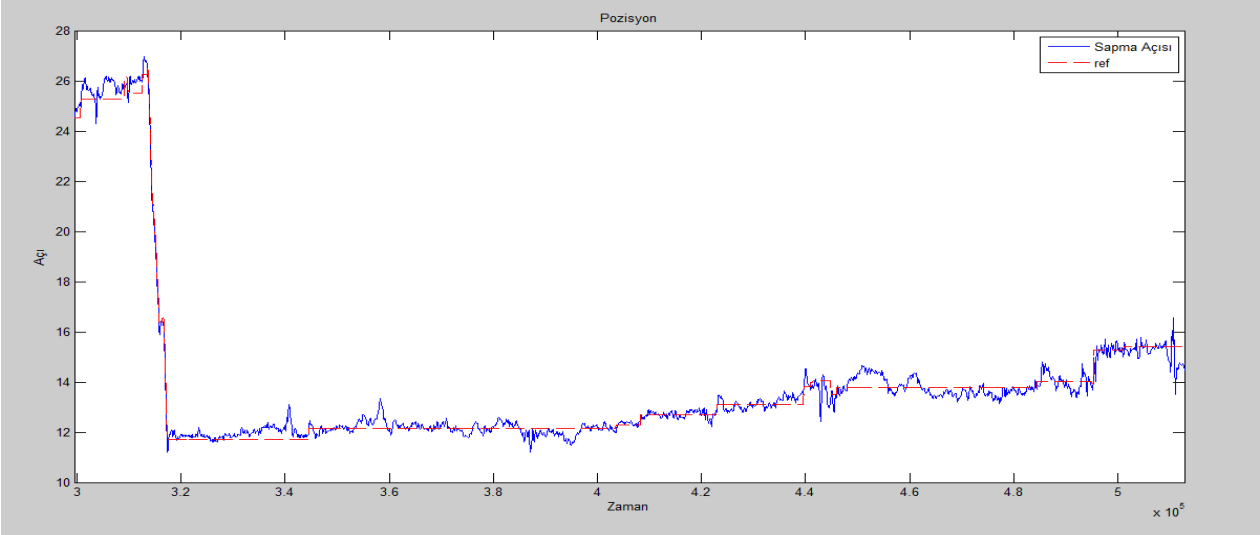
Tablo 2'den de görülebileceği gibi yapılan işlemler sonucunda dört rotor İHA daha başarılı bir şekilde uçuşunu gerçekleştirmiştir.



Şekil 15: Kontrollü Uçuş Yalpa Açısı-Referans Verileri



Şekil 16: Kontrollü Uçuş Yunuslama Açısı-Referans Verileri



Şekil 17: Kontrollü Uçuş Sapma Açısı-Referans Verileri

Özgün yazılım ile yapılan test uçuşlarında duruşsal verilere ait ortalama karesel hataları *Tablo 3*'te verilmiştir.

Tablo 3: Özgün Otopilota ait Ortalama Karesel Hatalar,

Yalpa	Yunuslama	Sapma
3.1296	1.8187	0.3362

Tablo 2 ve *Tablo 3* karşılaştırıldığında tasarlanan özgün otopilotun referans değerleri uç noktalarda zorlandığı halde, ArduCopter yazılımına yalpa ekseninde yakın, yunuslama ve sapma eksenlerinde daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. Burada gözden kaçırılmaması gereken nokta ArduCopter yazılımı sistem tanılamadan önce ve sonra sıfır derece açı referansı altında test edilmesine karşın, özgün yazılım test edilirken referansın sürekli olarak değiştirilmiştir.

Çalışmanın geldiği bu noktadan sonra belirli koordinatlar arası tam otonom olarak istenen irtifada uçuş görevleri yapabilecek yeteneğe sahip bir otopilot tasarlanması planlanmaktadır.

4. Teşekkür

Bu çalışmayı 113E581 numaralı proje kapsamında destekleyen TÜBİTAK'a ve kaynaklarını kullandığımız TOBB ETÜ'ye teşekkür ederiz.

5. Kaynakça

[1] Haiyang Chao, Yongcan Cao, YangQuan Chen, Autopilots for Small Fixed-Wing Unmanned Air Vehicles: A Survey, International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), 3144-3149, Ağustos 2007.

[2] Jodeh, N., Blue, P., Waldron, A., Development of Small Unmanned Aerial Vehicle Research Platform: Modeling and Simulating with Flight Test Validation, AIAA Modeling and Simulation Technologies Conference, Washington DC, U.S.A, 2006.

[3] Erdos, D., Watkins, S.E., UAV Autopilot Integration and Testing,IEEE Region 5 Conference, Kansas City, U.S.A.,Nisan 2008.

[4] Stojcsics, D., Molnar, A., Fixed-wing small-size UAV navigation methods with HIL simulation for AERObot autopilot,IEEE 9th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics (SISY), 241-245, Eylül 2011.

[5] J.M. Sullivan, Evolution or revolution? The rise of UAVs, IEEE Technology and Society Magazine, 25(3), 43–49, Eylül 2006.

[6] Ta-ming Shih, Ho-chung Chang, FPGA based hardware in the loop test platform of small size UAV,IEEE International Symposium on Computational Intelligence in Robotics and Automation (CIRA), 551-556, Aralık 2009.

[7] M. Kumon, Y. Udo, H. Michihira, M. Nagata, I. Mizumoto, Z. Iwai, Autopilot system for Kiteplane, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 11(5), 615-624, Ekim 2006.

[8] Santoso, F., Liu, M., Egan, G.K., Linear quadratic optimal control synthesis for a uav, 12th Australian International Aerospace Congress (AIAC 12), Melbourne, Australia, Mart 2007.

[9] Erginer, Bora, and Erdinc Altug. "Modeling and PD control of a quadrotor VTOL vehicle." In Intelligent Vehicles Symposium, 2007 IEEE, pp. 894-899. IEEE, 2007.

A6 – Enereji ve Güç Sistemlerinin Kontrolü

11 Eylül 2014 Perşembe – 2. Oturum (Yıldırım Elektrik Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Engin ÖZDEMİR (Kocaeli Üniversitesi)
Bülent BİLGİN (ASELSAN)

Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücü İçin Geri Adımlamalı Kontrolcü ve Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı (Bildiri No : 32)

Emre AVCI (Düzce Üniversitesi)
Ali ÖZTÜRK (Düzce Üniversitesi)

Kesintisiz Güç Kaynaklarında Kullanılan Doğrultucu Türlerinin Akım Harmoniklerine Etkileri ve Kontrolü (Bildiri No : 38)

İbrahim HAKYEMEZ (Kocaeli Üniversitesi)
Hasan DOĞAN (Kocaeli Üniversitesi)
Ali Bekir YILDIZ (Kocaeli Üniversitesi)

DC-DC Boost Konvertörün PID ve Kesirli Dereceli PID ile Simulink/Matlab Ortamında Kontrolü (Bildiri No : 39)

Akın ÖZEL (Bingöl Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)

Çok Seviyeli Evirici Tabanlı Seri Aktif Güç Filtresi için Geliştirilen Kontrol Algoritması (Bildiri No : 118)

Korhan KARAARSLAN (Kocaeli Üniversitesi)
Birol ARİFOĞLU (Kocaeli Üniversitesi)
Sabri ÇAMUR (Kocaeli Üniversitesi)

ÇBAG Tabanlı Rüzgar Türbini Donanım Simülatörü Kurulumu ve Deneysel Kontrol Uygulamaları (Bildiri No : 125)

Görkem Ziya YANIK (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Ozan AYKUT (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Cevat ŞİMŞEK (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Lütfü AKÇIL (Yıldız Teknik Üniversitesi)
İlker ÜSTOĞLU (İstanbul Ulaşım A.Ş.)
Özgür Turay KAYMAKÇI (İstanbul Ulaşım A.Ş.)

Bir Fotovoltaik Sistemden Değişken Güneş Işınım Değerlerinde Maksimum Güç ve Sabit DA Gerilim Elde Edilebilmesine Yönelik DA/DA Dönüştürücü ve Kontrolcü Tasarımı (Bildiri No : 192)

Onur DEVECİ (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)
Coşku KASNAKOĞLU (TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi)

Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücü İçin Geri Adımlamalı Kontrolcü ve Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Emre Avcı[1], *Ali Öztürk*[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
emreavci@duzce.edu.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
aliozturk@duzce.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, ortalama durum uzay metodu (ODUM) ile modellenmiş yükseltici tip doğru akım (DA) dönüştürücü çıkış geriliminin kontrolü için geri adımlamalı kontrol (GAK) ve çift döngülü kayan kipli kontrol (KKK) teknikleri kullanılmıştır. Dönüştürücü modeli ortalama durum uzay metodu ile elde edildikten sonra dönüştürücü çıkış gerilimini sabit bir değerde tutmak için geri adımlamalı (*backstepping*) kontrol ve kayan kipli (*sliding mode*) kontrol prensiplerine göre kontrolcüler tasarlanmıştır. Bu kontrolcülerin, dönüştürücü çıkışındaki yük değişimleri ve giriş gerilim değişimleri karşısındaki dinamik cevap performansları benzetim çalışmaları yapılarak karşılaştırılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda GAK tekniğinin gerilim kararlılığı açısından daha iyi performans sergilediği görülmüştür. Akım kararlılığı açısından ise çift döngülü KKK tekniği daha iyi sonuçlar vermiştir.

1. Giriş

Güç elektroniği devre elemanlarının hızlı bir şekilde gelişmesiyle birlikte, DA-DA dönüştürücülerin kullanımının önemi artmıştır. Özellikle güç kaynakları, batarya ile çalışan cihazlar, haberleşme sistemleri, AA ve DA güç dönüşüm sistemleri ve yenilenebilir enerji sistemleri temel uygulama alanları olmuştur.

Bu sebeple güç kalitesi standartlarının yakalanması ve sistem cevabının tatmin edici düzeyde olması dönüştürücülerde önemli bir rol oynarken, bunları gerçekleştirmek için kullanılan modelleme ve kontrol tekniklerinin etkinliği sıklıkla tartışılmaktadır [1, 2]. Bu tekniklerden KKK ve geri adımlamalı kontrol, dönüştürücüler için sistem cevap hızı, kararlılık ve dayanıklılık açısından doğrusal olmayan (*nonlinear*) kontrol alanında büyük ilgi çekmektedir [3].

KKK tekniğinin en büyük avantajı parametre, hat ve yük belirsizliklerine karşı dayanıklı ve kararlı olmasıdır. Bunun yanında diğer doğrusal olmayan kontrol yöntemleriyle kıyaslandığında uygulaması ve tasarımı kolay, hesap yükü az olan bir tekniktir. Bu gibi özellikleri nedeniyle, DA-DA dönüştürücülere benzer şekilde, bir anahtarlama fonksiyonu olarak modellenen doğrusal olmayan devrelerin kontrolünde tercih edilmektedir [4, 5]. Doğrusal kontrol teknikleri ile karşılaştırıldığında ise, KKK, geniş çalışma aralığına sahip olması nedeniyle DA-DA dönüştürücü kontrolünde avantajlı bir konuma sahiptir [6, 7].

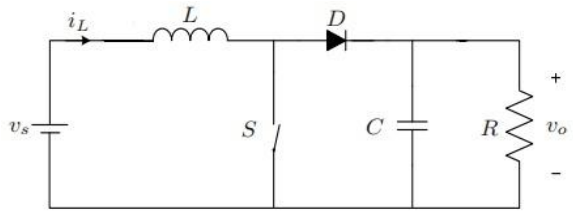
Tüm bu avantajlarına rağmen, KKK hala DA-DA dönüştürücülerin pratik uygulamalarında nadiren tercih edilmektedir. Bunun başlıca nedenlerinden bir kaçı; darbe genişlik modülasyonu gibi güç elektroniği uygulamaları için tümleşik-devre (*integrated-circuit*) formunda yaygın olmaması ve sistematik bir tasarım sürecinin olmaması ile bu yöntemle ilgili çalışmaların çok fazla pratik uygulamalarda kullanılmamasıdır [8].

GAK ise, KKK tekniği gibi doğrusal olmayan bir tekniktir. Yinelemeli ve sistematik kontrol tekniklerinden biri olan bu kontrol tekniğinde, sistem için uygun geri beslemeli kontrolcü sistematik olarak tasarlanarak sistemi karalı kılacak şekilde bir kontrol işareti üretilir. Avantajlarının yanı sıra, doğrusal olmayan bir yapıda olması nedeniyle, tasarımının zor olması ve işlem yükünün fazlası olması gibi özellikleri geri adımlamalı kontrol tekniğinin dezavantajlarındandır [9, 10].

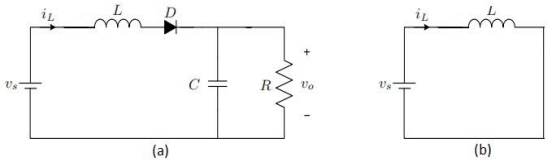
Bu çalışmada yükseltici tip DA-DA dönüştürücünün çalışma prensiplerinden bahsedilmiş ve ortalama durum uzay metodu ile durum uzay modeli elde edilmiştir. GAK tekniğinin ve çift döngülü KKK tekniğinin prensipleri incelenmiştir. Örnek bir dönüştürücü için kontrolcü tasarlanmış ve yapılan simülasyon çalışmaları yorumlanmıştır.

2. Yükseltici Tip DA-DA Dönüştürücü ve Modellenmesi

Yükseltici tip DA-DA dönüştürücüler bir anahtarlama yardımıyla girişindeki DA gerilimi daha yüksek bir gerilime dönüştürebilen güç elektroniği devreleridir. Yükseltici tip dönüştürücünün devre topolojisi Şekil 1'de gösterilmiştir. Burada, v_s ve v_o sırasıyla giriş ve çıkış gerilimlerini, L bobini, C kapasiteyi, i_L bobin akımını, R yükü, D diyotu, S ise kontrol edilebilir anahtarı temsil etmektedir.



Şekil 1: *Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü devresi*



Şekil 2: *Anahtarın açık ve kapalı olması durumu*

Dönüştürücü devresindeki anahtar darbe genişlik modülasyonu (*PWM*) yöntemi ile kontrol edilerek v_o çıkış gerilimi kontrol edilir. Bu kontrol, *S* anahtarının anahtarlama periyodu olan *T* zamanı içerisinde açık veya kapalı olma süresi ayarlanarak sağlanır [11]. Anahtarın iletimde (*on*) kalma süresi *dT* ile belirlenir. Burada *d* (*duty cycle*) $0 \le d \le 1$ ile belirtilen aralıkta bir değer alırken görev periyodu olarak tanımlanır. Şekil 2-a'da gösterildiği gibi, anahtarın kesimde (*off*) olduğu *(1-d)T* süresince i_L bobin akımı yüke doğru akar. Şekil 2-b'de anahtarın iletimde (*on*) olduğu durumunda ise i_L bobini giriş gerilim kaynağı tarafından beslendiği *dT* süresince enerji depolar [12]. Anahtarın konumuna göre Şekil 2'de verilen her iki devre için kirchhoff akım ve gerilim kanunları yazılıp, literatürde ve referans [13, 14]'de kullanılan ve [15]'te belirtilen ortalama durum uzay metodu kullanılırsa (1) ve (2) denklemleri elde edilir.

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{-(1-d)V_o}{L} + \frac{E}{L} \tag{1}$$

$$\frac{dV_o}{dt} = \frac{(1-d)I_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \tag{2}$$

Bu çalışmada DA-DA dönüştürücünün sürekli iletim modunda çalışması ele alınmıştır. Bunu için devrede kullanılan bobin değeri (3) denkleminde belirtilen minimum değere göre seçilmiştir.

$$L_b = \frac{(1-d)^2 dR}{2f} \tag{3}$$

Denklem (1) ve (2)'de ki i_L ve v_o ifadeleri sırasıyla x_1 ve x_2 şeklinde durum değişkenleri, (*1-d*) ifadesi de *u* kontrol işareti olarak alınırsa, sistemin durum uzay modeli denklem (4) ve (5)'deki gibi elde edilir.

$$\dot{x}_1 = -u^* x_2 / L + E / L \tag{4}$$

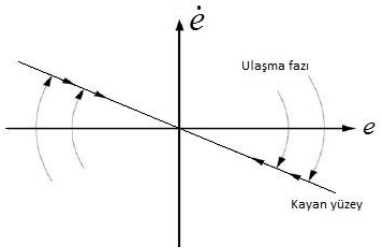
$$\dot{x}_2 = u^* x_1 / C - x_2 / RC \tag{5}$$

3. Kontrolcü Tasarımı

Çalışmada KKK dönüştürücü yük akımı için kullanılırken, gerilim için ise klasik PI (*proportional-integral*) kontrol kullanılarak gerilim kontrolü sırasında yük akımının geçici hal bölgesinde aşırı yükselmesi engellenmiş ve akımın kararlı olması sağlanmıştır. PI kontrolcüsünün K_p ve K_i değerleri Ziegler-Nichols tekniği ile belirlenerek, bu kontrolcünün çıkışı KKK'da kayan yüzeyi belirlemede kullanılmıştır. Geri adımlamalı kontrolcü tasarımında ise doğrudan gerilim kontrolünün karasızlık problemi nedeniyle dolaylı gerilim (*indirect voltage*) kontrolü tercih edilmiştir.

3.1. Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Lineer olmayan kontrol tekniklerinden biri olan KKK tekniği, sistem parametrelerindeki belirsizliklere ve bozucu girişlere karşı dayanıklı yapısal bir özelliğe sahiptir. Bu kontrol tekniği iki aşamadan meydana gelmektedir, bunlardan ilki; sistem durum değişkenlerinin herhangi bir başlangıç durumundan sonlu zaman içerisinde kayan yüzeye doğru sürüldüğü ulaşma fazı (*reaching phase*), diğeri ise; durum değişkenlerinin belirlenen bir kayma yüzeyinde kaldığı kayma mod fazıdır (*sliding-mode surface*). Kontrolcünün tasarımı ise anahtarlama (*switching*) ve eşdeğer (*equivalent*) kontrol kuralı şeklinde iki ayrı kontrol kuralının tasarlanmasından meydana gelir. Anahtarlama kontrol kuralı, sistem durum değişkenlerinin önceden tanımlanmış bir kayan yüzeye sürmek amacıyla tasarlanır. Eşdeğer kontrol kuralı ise, kayan yüzeye ulaşan sistem durum değişkenlerinin bu yörüngede kalması amacıyla tasarlanır. Şekil 3'de böyle bir kayan yüzey görülmektedir. Burada e takip edilmesi istenen yörünge ile ölçülen değer arasındaki hatayı (farkı), $\dot{e}$ ise onun birinci dereceden zamana göre türevini temsil etmektedir.



Şekil 3: *Kayan yüzey*

$$\sigma(t) = (\lambda + \frac{d}{d_t})^{n-1} e(t) \ , \qquad \sigma(t) \in \Re \tag{6}$$

Denklem (6)'da *n* sistem derecesini temsil ederken, $\sigma(t)$ kayan yüzey olarak tanımlanmıştır ve $\lambda \in \Re$ olmak üzere anahtarlama yüzey eğimidir. Sistem derecesi n=1 ve

x_{1d} istenilen referans akım değeri olarak seçilip, denklem (6) düzenlenirse denklem (7) elde edilir.

$$\sigma = e = x_1 - x_{1d} \tag{7}$$

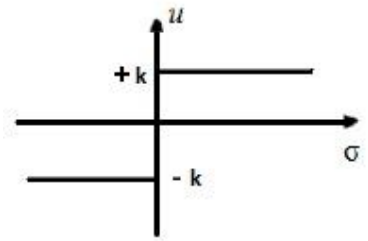
Burada ölçülen akım değeri ile arzu edilen akım değeri arasındaki farkın (hata) ve türevinin sonlu zaman içerisinde herhangi bir başlangıç koşulundan sıfıra yakınsamasını sağlamak için eşdeğer (*equivalent*) ve anahtarlama (*switching*) kontrol işaretlerinden oluşan,

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \tag{8}$$

kontrol işareti tanımlanır. Literatürde anahtarlama kontrol kuralı genellikle denklem (9)'da ifade edildiği gibi hızlı değişimlere izin verebilecek bir fonksiyon seçilmiştir.

$$u_{sw}(t) = -k\,\mathrm{sgn}(\sigma(t)) \tag{9}$$

Denklem (9)'da verilen *k* pozitif bir sabit olmak üzere, $\mathrm{sgn}(\cdot)$ fonksiyonunun değişimi Şekil 4'deki gibidir.



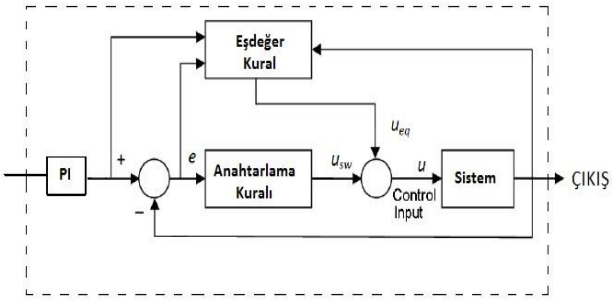
Şekil 4: *Signum fonksiyonunun değişimi*

Sistem kayan modda iken $\sigma(t) = \dot{\sigma}(t) = 0$ olacaktır ve durum değişkenlerinin kayan yüzeyde kalabilmesi için denklem (10) ile verilen koşul ile denklem (4)'deki ifade kullanılırsa denklem (11)'deki eşdeğer kontrol kuralı elde edilir [16].

$$u_{eq} = u\,|_{\sigma=0} \tag{10}$$

$$u_{eq} = \frac{E}{x_2} \tag{11}$$

Eşdeğer kontrol ve anahtarlama kontrol işaretleri elde edildikten sonra oluşturulan çift döngülü KKK blok diyagramı Şekil 5'deki gibidir [17].



Şekil 5: *Çift döngülü kayan kipli kontrolcü*

3.2. Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı

Tıpkı KKK gibi geri adımlamalı kontrol tekniği de lineer olmayan bir tekniktir ve bu çalışmada dönüştürücü çıkış gerilimini, değişken yük değerlerine ve değişen giriş gerilimlerine karşın istenilen bir değerde tutmak için kullanılmıştır. Bu amaçla yapılan çalışmalar doğrudan (*direct*) ve dolaylı (*indirect*) gerilim kontrolü şeklindedir. Doğrudan gerilim kontrolünün yükseltici tip dönüştürücü için [18]'de önerilen kontrolcünün kararlı olmadığı verilmiştir. Bu nedenle, bu çalışmada çıkış gerilim kontrolü dolaylı olarak akım üzerinden gerçekleştirilmiştir. Bunun için arzu edilen V_d gerilim değerine ulaşmak için (1) ve (2) denklemleri kullanılarak,

$$I_d = V_d^{\,2} / (RE) \tag{12}$$

arzu edilen akım referansı elde edilir. Arzu edilen akım değeri ile ölçülen değer arasındaki fark $e_1 = i_L - I_d$ şeklinde tanımlanabilir ve zamana göre ilk türevi,

$$\dot{e}_1 = \frac{di_L}{dt} = -u\frac{V_o}{L} + \frac{E}{L} \tag{13}$$

şeklinde elde edilir. Buradan hareketle V_o denklem (14) ile verilen şekilde seçilirse,

$$V_o = \alpha * L = \frac{L}{u}(k_1 e_1 + E / L) \tag{14}$$

k pozitif bir sabit olmak üzere, (13) ifadesi $\dot{e}_1 = -k_1 e_1$ şeklini alır. Bu nedenle V_o / L sanal kontrol değişkeni gibi davranır ve sanal ifadesi de denklem (15)'deki gibidir.

$$\alpha = \frac{1}{u}(k_1 e_1 + E / L) \tag{15}$$

Bu kez de kontrol değişkeni ve onun sanal değeri arasındaki hata tanımlanırsa, $e_2 = LV_o - \alpha$ elde edilir. Bununla birlikte $\dot{e}_1$ ifadesi yeni değişkeni cinsinden yazılırsa denklem (16) ve (17) elde edilir.

$$\dot{e}_1 = -(\alpha + e_2)u + E / L \tag{16}$$

$$\dot{e}_1 = -ue_2 - k_1 e_1 \quad (17)$$

e_2 hata ifadesinin dinamiğini incelemek için türevi alınırsa,

$$\dot{e}_2 = L\dot{V}_o - \dot{\alpha} \quad (18)$$

$$\dot{\alpha} = -\frac{\dot{u}}{u^2}\alpha - \frac{k_1}{u}(ue_2 + k_1 e_1) \quad (19)$$

elde edilir. (18) ifadesi (19) ifadesinde yazılırsa denklem (20) elde edilir.

$$\dot{e}_2 = -V_o / RLC + ui_L / LC + \frac{\dot{u}}{u^2}\alpha + \frac{k_1}{u}(ue_2 + k_1 e_1) \quad (20)$$

Hata dinamikleri elde edildikten sonra, sistemin kararlılığını incelemek için *Lyapunov kararlılık teoremi* gereğince uygun bir *Lyapunov fonksiyonu* denklem (21)'deki gibi seçilip,

$$V(x) = \frac{1}{2}e_1^{\,2} + \frac{1}{2}e_2^{\,2} \quad (21)$$

türevi alınırsa,

$$\dot{V}(x) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (22)$$

elde edilir. (17) eşitliğindeki ifade (22) ifadesinde yazılırsa,

$$\dot{V}(x) = -k_1 e_1^{\,2} + e_2(\dot{e}_2 - ue_1) \quad (23)$$

eşitlik (23)'deki $(\dot{e}_2 - ue_1)$ ifadesinde *Lyapunov kararlılık kriterler*inden hareketle,

$u = \frac{1}{e_1}(\dot{e}_2 + k_2 e_2)$ seçilip eşitlik (20) ile birleştirilirse;

$$\dot{u} = u(k_1 e_1 + E/L)^{-1}((u^2 - k_1^{\,2})e_1 - ue_2(k_1 + k_2) + uV_o / RLC - u^2 i_L / LC) \quad (24)$$

elde edilir. Böylece hem *u* kontrol işareti elde edilmiş, hem de eşitlik (23) $\dot{V}(x) = -k_1 e_1^{\,2} - k_1 e_2^{\,2}$ şekline getirilerek kararlılığı gösterilmiştir.

4. Benzetim Çalışması

Tasarlanan kontrolcülerin dayanıklılığını ve etkinliğini test etmek için durum uzay modeli çıkartılan DA-DA yükseltici tip dönüştürücüye uygulanarak çeşitli şartlarda simülasyonlar Matlab/Simulink ortamında yapılmıştır.

Yapılan simülasyon çalışmalarında dönüştürücü çıkış geriliminin istenilen referans gerilimine ulaşma dinamikleri yük değişimlerinde ve giriş gerilimi değişimlerinde test edilmiştir.

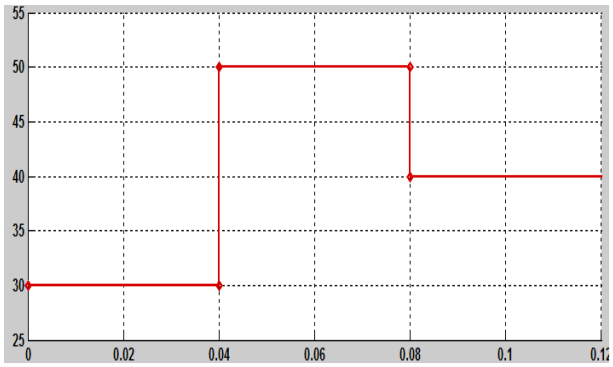
Simülasyon çalışmalarında kullanılan bazı parametreler şunlardır;

L=570uH, C=660uF, $V_{ref} = 400V$, $f_s = 10kHz$

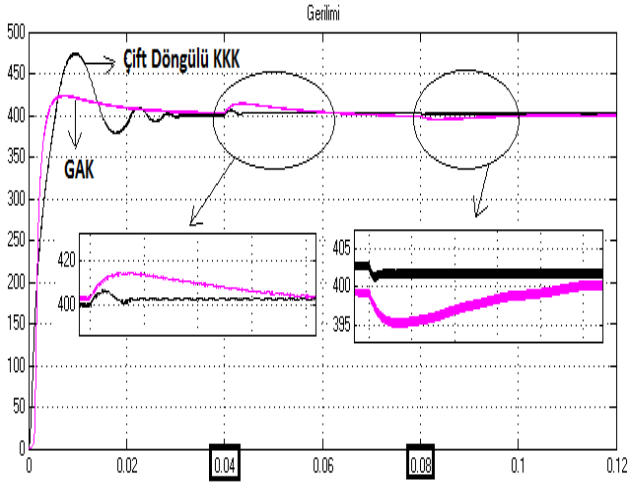
$k_1 = 650, k_2 = 9000, k = 0.02, K_p = 6, K_I = 2$

4.1. Yük Değişimi

Dönüştürücü çıkışına, *E* giriş gerilimi sabit *110V* iken, farklı yükler bağlanarak çıkış akım ve gerilim değişimi incelenmiştir. Şekil 6' da yük değişimi verilmiştir. Burada yük değeri başlangıçta R=30 ohm iken t=0.04 zamanında R=50 ohm değerine çıkmış, t=0.08 anında ise R=40 ohm değerine düşmüştür. Bu değişim karşısında çıkış gerilim ve bobin akımı değişimi Şekil 7 ve Şekil 8'de verilmiştir.

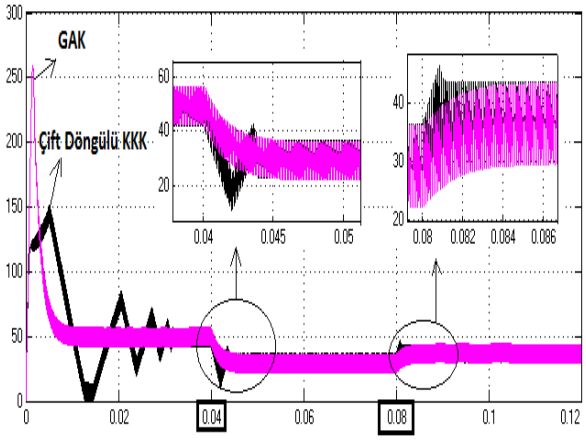


Şekil 6: *Yük değişimi*



Şekil 7: *Değişken yük altında çıkış gerilimi değişimi*

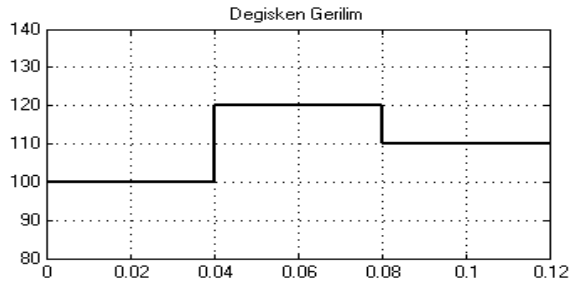
Şekil 7'de görüldüğü gibi geçici durumda çıkış geriliminin referans gerilime ulaşma süresi, çift döngülü KKK'ya göre, geri adımlamalı kontrolcüde daha kısadır. Ayrıca GAK tekniğinde aşım neredeyse hiç yokken çift döngülü KKK'da fazladır. Yük değişimi sonrasında ise iki kontrol tekniğinin referans gerilim değerine ulaşma süresi hemen hemen aynıdır. Şekil 8'e bakılacak olursa geçici hal bölgesindeki aşım GAK tekniğinde daha azken, yük değişimleri sırasındaki cevap hızları hemen hemen aynıdır.



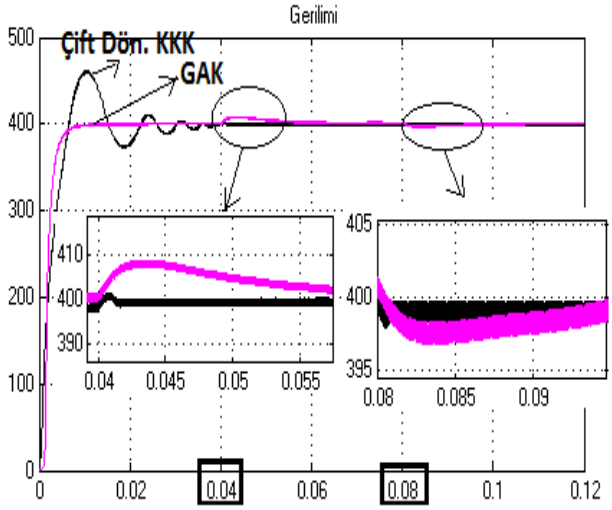
Şekil 8: *Değişken yük altında bobin akımı değişimi*

4.2. Giriş Gerilimi Değişimi

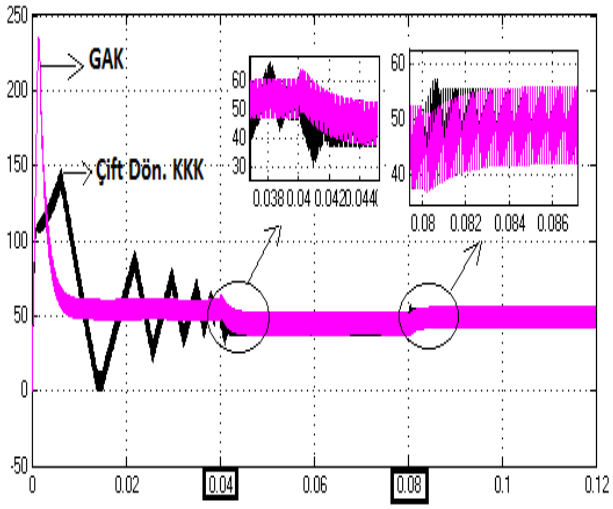
Bu bölümde dönüştürücü yükü sabit *R=30* ohm bağlıyken, giriş gerilimi, E, Şekil 9'daki gibi başlangıçta 100V iken *t=0.04* sn'de 120V'a çıkmış *t=0.08* sn'de 110V'a düşmüştür.



Şekil 9: *Giriş gerilim değişimi*



Şekil 10: *Değişken giriş geriliminde çıkış gerilim değişimi*



Şekil 11: *Değişken giriş geriliminde bobin akımı değişimi*

Giriş gerilimindeki bu değişime karşılık çıkış gerilim değişimi Şekil 10'da, bobin akımı değişimi Şekil 11'de verilmiştir. Bu şekillerde gerilimin geçici haldeki aşım değeri GAK tekniğinde çok az iken, çift döngülü KKK tekniğinde fazla olduğu, akımdaki aşımın ise GAK tekniğinde çift döngülü KKK tekniğine göre fazla olduğu görülmektedir. Ayrıca giriş gerilim değişimleri sırasında, sürekli hal durumunda, her iki tekniğinde hemen hemen aynı sürede referans değerlere ulaştığı görülmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada yükseltici tip DA-DA dönüştürücü modellenerek çıkış geriliminin kontrol edilmesi ve bobin akımının sınırlanması amacıyla çift döngülü KKK ve geri adımlamalı kontrol teknikleri kullanılmıştır. Yapılan simülasyon çalışmalarında görülmüştür ki; her iki kontrol tekniğinin değişen giriş gerilimi ve farklı yükler karşısındaki etkinliği ve dayanıklılığı bir birine çok yakındır, fakat gerilim kontrolünde geçici rejim bölgesindeki performans açısından geri adımlamalı kontrol daha iyi sonuçlar verirken, akım değerlendirmesinde çift döngülü KKK tekniği, geri adımlamalı kontrol tekniğinden daha üstündür. Bu nedenle gerilim kontrolünde GAK tekniği kullanılırken geçici hal durumunda bobin akımdaki aşım dikkate alınarak tasarım gerçekleştirilmelidir. Eğer KKK tekniği kullanılacak ise geçici hal durumunda gerilimdeki aşımı bastıracak tekniklere önem verilmelidir.

Kaynakça

[1] C. Cheng-Hui, C. Hou-Ming, and R. C. Chang, "A 2.3V CMOS Monolithic, 84% Efficiency PFM Control DC-DC Boost Converter for Whillte LEDs Driver IC," in *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005, pp. 833-837.

[2] M. Hejri and H. Mokhtari, "Hybrid modeling and control of a DC-DC boost converter via Extended Mixed Logical Dynamical systems (EMLDs)," in *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2014 5th*, 2014, pp. 373-378.

[3] T. Siew-Chong, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, and C. K. Tse, "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 425-437, 2005.

[4] A. J. Forsyth and S. V. Mollov, "Modelling and control of DC-DC converters," *Power Engineering Journal*, vol. 12, pp. 229-236, 1998.

[5] D. M. Mitchell, *DC-DC switching regulator analysis*: McGraw-Hill, Inc., 1988.

[6] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "General-purpose sliding-mode controller for DC/DC converter applications," in *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE*, 1993, pp. 609-615.

[7] Y. B. Shtessel, O. A. Raznopolov, and L. A. Ozerov, "Sliding mode control of multiple modular DC-to-DC power converters," in *Control Applications, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Conference on*, 1996, pp. 685-690.

[8] T. Siew-Chong, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC–DC Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1160-1174, 2008.

[9] J. Alvarez-Ramirez, G. Espinosa-Perez, and D. Noriega-Pineda, "Current-mode control of DC-DC power converters: a backstepping approach," in *Control Applications, 2001. (CCA '01). Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on*, 2001, pp. 190-195.

[10] M. Seker and E. Zergeroglu, "A new sliding mode controller for the DC to DC flyback converter," in *Automation Science and Engineering (CASE), 2011 IEEE Conference on*, 2011, pp. 720-724.

[11] P. Karamanakos, T. Geyer, and S. Manias, "Direct model predictive current control of DC-DC boost converters," in *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, 2012, pp. DS2c.11-1-DS2c.11-8.

[12] P. Singh and S. Purwar, "Sliding mode controller for PWM based Buck-Boost DC/DC converter as state space averaging method in continuous conduction mode," in *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*, 2012, pp. 1-5.

[13] A. Davoudi and J. Jatskevich, "Realization of parasitics in state-space average-value modeling of PWM DC-DC converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1142-1147, 2006.

[14] Y. Sihun, K. Goto, Y. Imamura, and M. Shoyama, "Dynamic characteristics model of bi-directional DC-DC converter using state-space averaging method," in *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2012 IEEE 34th International*, 2012, pp. 1-5.

[15] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," *Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 18-34, 1976.

[16] M. FURAT, "HIGH-ORDER SLIDING-MODE CONTROL," PhD, DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING, ÇUKUROVA UNIVERSITY, ADANA, 2014.

[17] O. Camacho, R. Rojas, and W. García-Gabín, "Some long time delay sliding mode control approaches," *ISA Transactions*, vol. 46, pp. 95-101, 2007.

[18] H. El Fadil and F. Giri, "Backstepping Based Control of PWM DC-DC Boost Power Converters," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 395-400.

Kesintisiz Güç Kaynaklarında Kullanılan Doğrultucu Türlerinin Akım Harmoniklerine Etkileri ve Kontrolü

İbrahim Hakyemez [1] *Hasan Doğan* [2] *Ali Bekir Yıldız* [3]

[1,3] Kocaeli Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kocaeli

[2] Socomec Elektrik ve Elektronik A.Ş. İstanbul

[1] hakyemezibrahim@gmail.com, [2] hasan.dogan@socomec.com, [3] abyildiz@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Elektrik sistemlerine sürekli ve düzgün enerji aktarmada kullanılan Kesintisiz Güç Kaynaklarının (KGK) en önemli kısımlarından biri olan doğrultucuların oluşturduğu akım harmonikleri ele alınmıştır. Altı darbe, Oniki darbe ve IGBT'li doğrultucu türlerine sahip Kesintisiz Güç Kaynaklarının girişinde oluşan ve şebekeye verdikleri akım harmonikleri, deneysel ölçümlere dayalı olarak karşılaştırılmıştır. Elde edilen verilere göre, bu harmoniklerin kontrollerinin nasıl gerçekleştirilebileceği açıklanmıştır.

1. Giriş

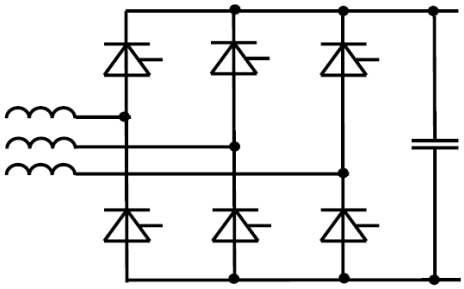
Her geçen gün ilerleyen teknoloji ile birlikte sistemlerdeki yükler çeşitlilik kazanmıştır. Bu yüklerin her zaman lineer olması istenir. Ancak son yıllarda hızla gelişen yarı iletken teknolojisinin büyük etkisi ve farklı çalışma koşulları ile sistemlerdeki nonlineer yüklerde önemli artış görülmektedir.

Nonlineer yükler, uç karakteristiği doğrusal olmayan yüklerdir. Elemanlar uç karakteristiklerine göre lineer veya nonlineer olarak isimlendirilirler. Örneğin bir dirençte akım-gerilim ilişkisi, bir endüktansta akı-akım ilişkisi, bir kapasitede yük-gerilim ilişkisi lineerliği belirleyen büyüklüklerdir. Sistemde bulunan nonlineer elemanlar, harmonik akım ve gerilimlerin oluşmasına neden olurlar. Harmonik oluşumuna sebep olan başlıca yükler; güç elektroniği elemanları, transformatörler, kesintisiz güç kaynakları (KGK), dönüştürücüler ve yüksek güçlü endüksiyon motorlarıdır. Harmonikler sistemde ek enerji kayıplarına, ısınmalara, yalıtımlarının zarar görmelerine yol açarlar. Bu nedenlerden dolayı harmoniklerin sistem içerisinde bulunmamaları büyük önem taşımaktadır. Harmoniklerin kontrolü için kullanılan en önemli yöntem, harmonik filtreler yoluyla harmoniklerin süzülmesidir [1-4].

Kesintisiz Güç Kaynakları, kritik yükler ile enerji kaynağının arasına konan bir sistemdir. Kritik yüklere kaliteli ve sürekli enerjiyi sağlama sorumluluğu kadar, girişinde de aynı şekilde kaliteli enerjiyi sağlamakla yükümlüdür. Aksi halde aynı noktayı paylaşan sistem ve düzeneklerin bozulmasına, aşırı kayıplara, aşırı büyük jeneratör kullanılmasına sebep olacaktır. Bu da girişteki güvenirliliğin ve verimliliğin daima düşük olmasına sebep olmaktadır. Girişteki akım harmoniklerinin oluşmasında, önemli etkenlerin başında doğrultucu ünitesi gelmektedir. KGK içerisinde kullanılan doğrultucunun tipine göre toplam harmonik distorsiyon (THD) %4 ile %30 arasında değişiklik göstermektedir. Referans [5-7]'de, tek fazlı ve üç fazlı doğrultucuların kontrol sistemleri ile farklı doğrultucu tiplerinin dengesiz yüklenme durumlarında akım harmonik distorsiyon incelemeleri yapılmıştır. Doğrultucuların şebeke akımına enjekte ettiği harmonikleri azaltmak ve güç faktörünü yükseltmek amacıyla, aktif ve pasif filtreleme yöntemleri geliştirilmiştir. Şebeke tarafına LC filtreler eklenerek, harmonik akımlarının önemli oranda azaltılabileceği gösterilmiştir. Referans [8-9]'da, harmonikleri azaltmak amacıyla gerçekleştirilen pasif filtreleme yöntemleri incelenmiştir. Diyot ve SCR ile gerçekleştirilmiş olan farklı doğrultuculardaki meydana gelen harmoniklerin, filtreli ve filtresiz durumları için karşılaştırılma yapılmıştır. Diğer filtreleme yöntemi olan aktif filtre ise, çok yüksek maliyetlerinden dolayı her zaman kullanılamaz. Bu nedenle KGK üreticileri, değişik teknolojiler kullanarak harmonikleri dünyada kabul edilebilir standartların altında tutmaktadırlar. Bu yöntemlerin başında IGBT'li doğrultucu teknolojisi gelmektedir. Referans [10-11]'de, PWM anahtarlama ile kontrolü gerçekleştirilen bu sistemlerde, şebekeden saf sinüse yakın bir akım çekilebileceği gösterilmiştir.

2. Altı darbeli doğrultucular ve akım harmoniklerinin kontrolü

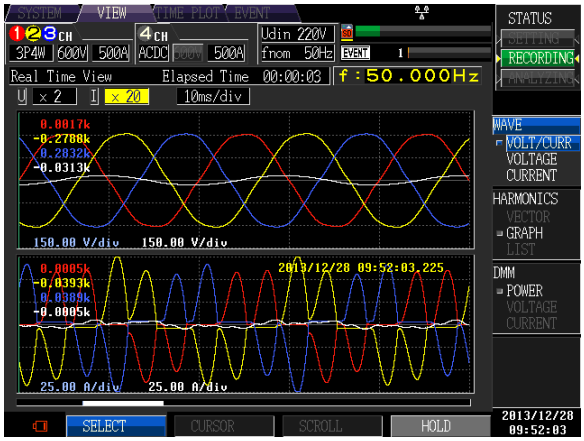
6 darbeli doğrultucular, tam dalga doğrultucuda altı adet tristör yarı iletken malzemenin kullanılmasıyla oluşturulur. Şekil 1'de altı darbeli doğrultucunun devre şeması verilmiştir.



Şekil 1: Altı darbe doğrultucu devre şeması

Şekilden görüleceği üzere üç adet tristor AC gerilimin pozitif alternansını diğer üç adet tristor ise AC gerilimin negatif alternansını doğrultur. Doğrultucunun çıkışı doğrudan eviricinin girişine bağlanır. Doğrultucunun çıkışı ile evirici arasına kondansatör grupları konularak çıkış DC geriliminin daha düzgün olması sağlanır.

Bu doğrultucu tipinde giriş akım harmonik distorsiyon değeri oldukça yüksektir ve %30'lar mertebesindedir. Ayrıca giriş güç faktörü 0,8 ile 0,85 arasında bir değer almaktadır. Darbe sayısı az olduğu için, giriş akım dalga şekli sinüsten uzaktır. Şekil 2'de, 160kVA'lık altı darbe tristörlü doğrultucuya sahip bir KGK'nın girişinden ölçülmüş akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 2: Altı darbeli tristörlü doğrultucunun giriş akım-gerilim dalga şekli

Doğrultucu tarafından çekilen karakteristik harmonik akımları, darbe sayısı ile ilişkilidir. Denk.(1), bu ilişkiyi göstermektedir.

$$h = n \times p \pm 1 \qquad (1)$$

h = Harmonik numarası
p = Doğrultucu darbe sayısı
n = Sabit katsayı (1, 2, 3,..)

Altı darbeli doğrultucuya ait harmonik seviyeleri;

n = 1 için;

$h = 1 \times 6 \pm 1,\ h_n$ = 5. ve 7. harmonikler (2)

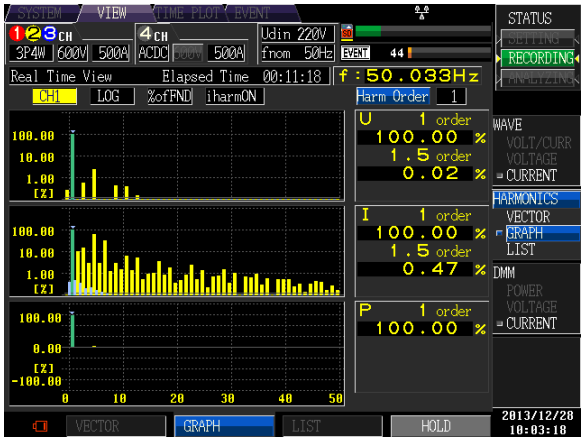
n = 2 için;

$h = 2 \times 6 \pm 1,\ h_n$ = 11. ve 13. harmonikler (3)

n = 3 için;

$h = 3 \times 6 \pm 1,\ h_n$ = 17. ve 19. harmonikler (4)

Yukarıda görüldüğü gibi, altı darbe doğrultucuda 5., 7., 11., 13., 17., 19., …. harmonikler üretilmektedir. Şekil 3'de, altı darbe tristörlü doğrultucuya sahip 160 kVA'lık KGK'dan alınmış olan harmonik spektrum ölçümü görülmektedir. Alınan ölçümlerdeki harmonik seviyeleri, teoride hesaplanan harmonik seviyeleriyle örtüşmektedir. KGK'nın 5.harmonik seviyesinde %64.05 gibi çok yüksek bir değere sahip olmasında, KGK'nın düşük yüklenme seviyesinde çalıştırılmasının da etkisi vardır. Bu yüksek harmonik seviyelerinin düşürülmesi ve kontrollerinin sağlanması amacıyla darbe sayısı, dolayısıyla tristör sayısı arttırılabilir. Ancak harmoniklerin zararlı etkilerini engellemek ve kontrol edebilmek için tasarıma yönelik alınacak tedbirler yeterli değildir. Bu tedbirlere ilave olarak harmonik akımların şebekeye geçmesinin engellenmesi gerekmektedir. Bunun için sisteme ilave edilmesi gereken ek devrelere ihtiyaç vardır. Denk(2)–denk(4) ile belirlenmiş olan harmonik seviyelerini kontrol etmek amacıyla sisteme pasif veya aktif filtre eklenebilir.



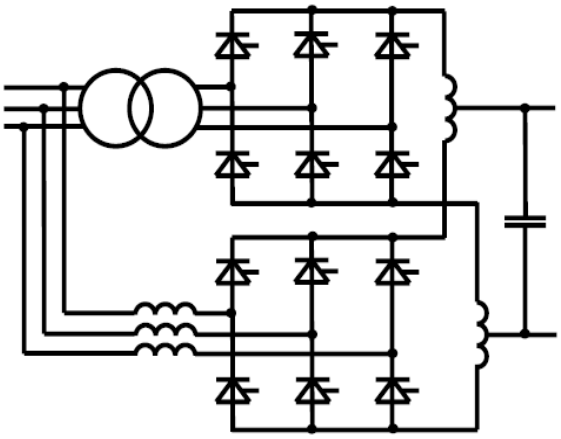
Şekil 3: Altı darbe tristörlü doğrultucuya ait harmonik spektrumu

3. Oniki darbeli doğrultucular ve akım harmoniklerinin kontrolü

Altı darbeli doğrultucuların yüksek THD_I (toplam akım harmonik distorsiyonu) dezavantajlarını ortadan kaldırmak için Oniki darbeli doğrultucular kullanılmaya başlanmıştır. Oniki darbeli doğrultucu, iki adet altı darbeli doğrultucunun paralel bağlanmasıyla elde edilir. Şekil 4'de Oniki darbeli doğrultucuya ait devre şeması görülmektedir.

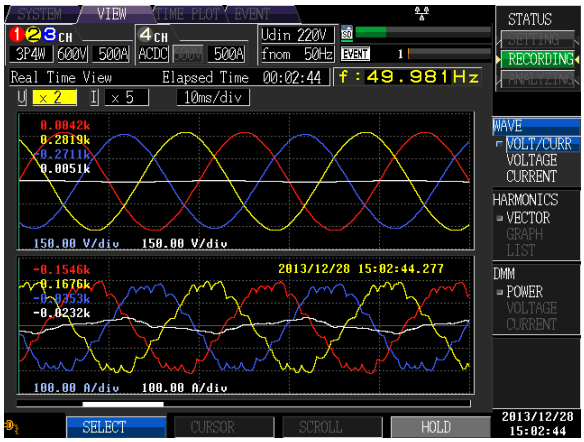
Ayrıca paralel bağlı iki doğrultucudan birisinin girişine gerilim doğrudan şebekeden gelmekte, ikinci doğrultucunun girişine ise gerilim, giriş kısmına yerleştirilen faz kaydırma transformatörü üzerinden

gelmektedir. Faz kaydırma transformatörü, şebeke gerilimini 30° kaydırıp ikinci doğrultucunun giriş kısmına vermektedir.



Şekil 4: Oniki darbeli doğrultucu devre şeması

Bu doğrultucu tipinde giriş toplam akım harmonik distorsiyon oranı %10'lar mertebesindedir ve güç faktörü 0,85 ile 0,9 arasında bir değer almaktadır. Şekil 5'de, Oniki darbeli tristörlü doğrultucuya sahip 200kVA'lık bir KGK'ya ilişkin üç faz giriş akım ve gerilim ölçüm sonuçları görülmektedir.



Şekil 5: Oniki darbeli tristörlü doğrultucu giriş akım-gerilim dalga şekli

Bu doğrultucunun akımı altı darbeli doğrultucuya göre sinüsoidale daha yakındır. Ayrıca Oniki darbeli doğrultucuda çıkış gerilimi altı darbeli doğrultucuya göre daha düzgündür.

Oniki darbeli doğrultucuda meydana gelen harmonik seviyeleri aşağıda hesaplanmıştır.

$n = 1$ için;

$$h = 1 \times 12 \pm 1,\ h_n = 11.\text{ ve } 13.\text{ harmonikler} \qquad (5)$$

n = 2 için;

$$h = 2 \times 12 \pm 1,\ h_n = 23.\text{ ve } 25.\text{ harmonikler} \qquad (6)$$

n = 3 için;

$$h = 3 \times 12 \pm 1,\ h_n = 35.\text{ ve } 37.\text{ harmonikler} \qquad (7)$$

Yukarıda görüldüğü gibi, Oniki darbeli doğrultucuda 11., 13., 23., 25., 35., 37., ... harmonik seviyeleri üretilmektedir. Şekil 6'da, Oniki darbeli tristörlü doğrultucuya ait harmonik spektrum ölçümü görülmektedir.

Yüksek güçlerde yaygın olarak kullanılan bu doğrultucuda, en yüksek harmonik seviyesine sahip olan 11. ve 13. harmoniklerin kontrolü için genellikle ayrı ayrı pasif güç filtreleri kullanılmakta, kalan harmonikler yüksek geçiren filtre ile bastırılmaktadır.



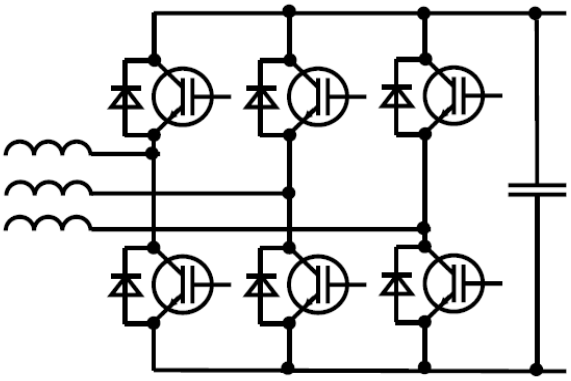
Şekil 6: Oniki darbe tristörlü doğrultucuya ait harmonik spektrumu

4. IGBT'li doğrultucular

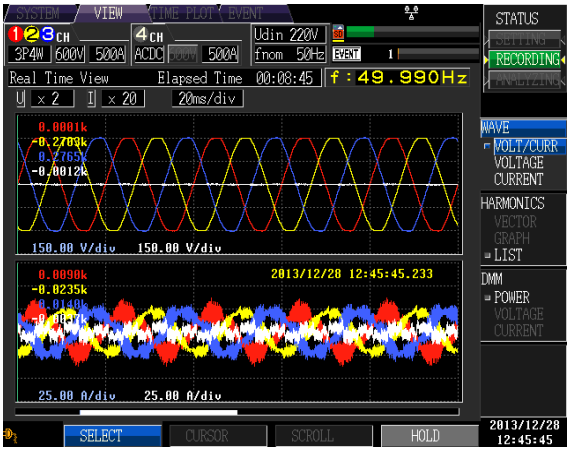
Pek çok üstün özellikleriyle tristörlü doğrultucuların yerini almaya başlayan IGBT doğrultucular, zorlamalı komütasyonlu PWM kontrollü devrelerdir. IGBT doğrultucularda, IGBT'ler bir periyot boyunca yüzlerce kez iletime sokulup, iletimden çıkarılabilirler. Bu da darbe genişlik modülasyonu (PWM - Pulse Width Modulation) kontrol tekniğinin uygulanmasına olanak sağlar. PWM kontrol tekniği, bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak incelenecektir.

IGBT'ler anahtarlama güç kaybı, anahtarlama hızı ve sürme kolaylığı bakımından tristörlerden daha üstün yarı iletken güç elemanlarıdır. Mosfet'in giriş karakteristiğine sahip olmasıyla sürülmesi çok kolay, bipolar transistorun çıkış karakteristiğine sahip olmasıyla da akım kapasitesi yüksek olan IGBT'ler sistem performansını arttırmaktadırlar. IGBT'li doğrultucu devre şeması Şekil 7'de gösterilmiştir.

Şekil 8'de, IGBT'li doğrultucuya sahip 200 kVA gücündeki bir KGK'nın girişinden ölçülmüş akım ve gerilim dalga şekilleri görülmektedir.



Şekil 7: IGBT'li doğrultucu devre şeması



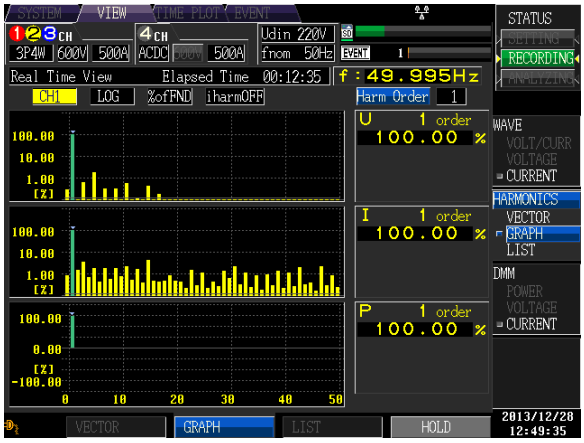
Şekil 8: IGBT doğrultucu giriş akım-gerilim dalga şekli

Şekil 8 incelendiğinde, giriş akımının aktif olarak şekillendirilerek doğrultucunun sinüsoidal bir akım çektiği görülmektedir. IGBT'li doğrultucuda giriş güç faktörü değeri 0,99 mertebesindedir. IGBT doğrultuculu KGK'da şebekeden reaktif güç çekilmeyeceği için, KGK'nın giriş kısmına kompanzasyon sistemi uygulanmasına gerek de yoktur. Şekil 9'da, IGBT'li doğrultucuya sahip 200kVA gücündeki KGK'ya ait harmonik spektrum ölçümü görülmektedir.

Toplam giriş akım harmoniği, $THD_I \leq$ %5 seviyelerindedir. Dolayısıyla IGBT doğrultuculu KGK'nın giriş akım harmonik distorsiyonu, altı darbeli ve Oniki darbeli doğrultuculu KGK'lara göre daha düşüktür. Bu da, şebekenin elektriksel olarak daha az kirletilmesi anlamına gelmektedir.

5. IGBT'li doğrultucular için PWM kontrol tekniği

PWM, belirli bir frekanstaki gerilim ya da akım darbesinin genişliğinin başka bir kontrol sinyali ile denetlenmesi ve ayarlanmasıdır. PWM kontrolü ile giriş akımı aktif olarak şekillendirilerek, doğrultucunun sinüsoidal bir akım çekmesi sağlanır. Böylece giriş akım harmonikleri düşürülür ve güç faktörü de düzeltilmiş olur. En yaygın



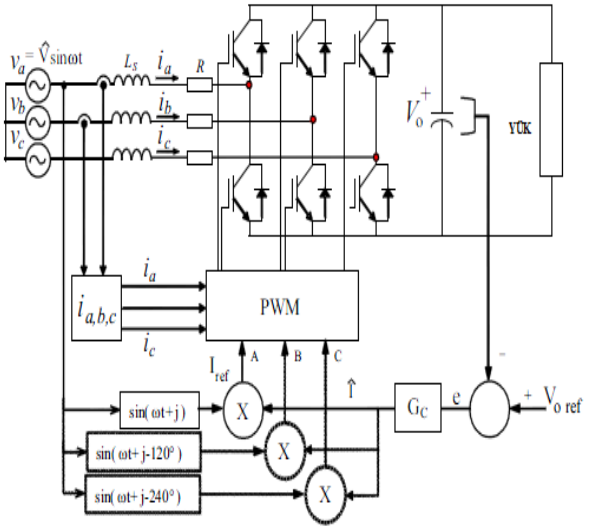
Şekil 9: IGBT'li doğrultucuya ait harmonik spektrumu

olarak kullanılan IGBT doğrultucu topolojisi olan gerilim kaynaklı akım kontrollü PWM doğrultucunun devre şeması Şekil 10'da verilmiştir.

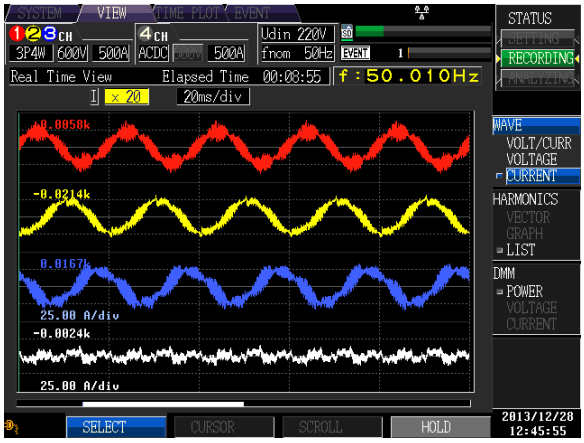
Gerilim kaynaklı akım kontrollü PWM doğrultucuda kontrol; ani faz akımlarının ölçülmesi ve ölçülen bu akımların, sinüsoidal bir referans akımını izlemeye zorlanmasıyla elde edilir. Referans akımının genliği olan *I*, denk.(8) kullanılarak belirlenir.

$$I = G_c e = (V_{o\,ref} - V_o) \tag{8}$$

Devrenin çalışması genel olarak şu şekilde gerçekleşir. DC bara geriliminin istenen bir referans değerde sabit tutulması istenmektedir. DC bara gerilimi ölçülür ve referans değerle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucu üretilen hata sinyali kontrol bloğuna iletilir. Kontrol bloğu PWM tekniği ile IGBT'lerin tetikleme sinyallerini oluşturur. Böylece IGBT'lerin ne kadar süre iletimde kalacakları belirlenmiş olur. IGBT'lerin PWM ile kontrol edilmesiyle girişten çekilen akım miktarı ayarlanarak DC bara gerilimi regülasyonu sağlanır.



Şekil 10: Gerilim kaynaklı akım kontrollü PWM, IGBT doğrultucu devre şeması



Şekil 11: PWM Kontrollü IGBT'li doğrultucuya ait üç faz giriş akımları

Şekil 11 incelendiğinde, giriş akımının aktif olarak şekillendirilmesiyle, doğrultucunun sinüsoidal bir akım çektiği görülmektedir. Böylece PFC (Power Factor Correction) adı verilen Güç Faktörü Düzeltme işlemi de gerçekleştirilmiş olur. IGBT'li doğrultucuda giriş güç faktörü değeri 0,99 mertebesindedir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir güç kalitesi problemi olan harmonikler ve etkileri kısaca açıklanmış, daha sonra Kesintisiz Güç Kaynaklarında kullanılan doğrultucu türlerinin giriş akım harmonik değerlerine etkileri incelenmiştir. Akım harmoniklerinin deneysel ölçüm sonuçlarının ve analiz sonuçlarının birbirleriyle karşılaştırılması yapılmıştır. Altı ve Oniki darbe tristörlü doğrultuculardaki yüksek THD_I değerlerinin, IGBT'li doğrultucularla birlikte minimum seviyelere indirildiği gözlemlenmiştir. İncelemesi yapılan bu doğrultucu türlerinde, akım harmoniklerinin kontrolünün nasıl gerçekleştirildiği açıklanmıştır. Bu kontrol yöntemleri arasında, etkili bir harmonik kontrolü gerçekleştiren PWM kontrol tekniğinin ayrıntılı incelemesi yapılmıştır.

Doğrultucu türlerinin dışında, harmoniklerin büyüklüğü, şebeke empedansına, doğrultucunun üretildiği malzemelerin kalitesine göre ve doğrultucunun bağlı bulunduğu sistemin yüklenme durumuna göre değişebilmektedir.

Teşekkür

Çalışmanın deneysel kısımlarının yapılmasında sağladığı katkılardan dolayı, Socomec Elektrik ve Elektronik A.Ş.'e teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] İ. Hakyemez, A.B. Yıldız, "Harmonikler ve Temel Filtreleme Sistemleri", *3e Electrotech*, No. 237, s.78-86, Mart 2014.

[2] O. Akgeyik, "Kesintisiz Güç Kaynaklarında Kullanılan Doğrultucuların Oluşturduğu Akım Harmoniklerinin Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Ünv., 2005.

[3] İ.C. Keleşoğlu, "IGBT Doğrultuculu Kesintisiz Güç Kaynaklarının 6 Pulse ve 12 Pulse Doğrultuculu Kesintisiz Güç Kaynaklarıyla Mukayesesi ve Üstünlüklerinin Analizi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Ünv., 2012.

[4] M.M. Ertay, B. Alboyacı, T. Duru, M. Yeğin, "Endüstriyel Güç Sistemlerinde Oluşan Harmoniklerin Pasif Filtrelerle Yok Edilmesi", Enerji Verimliliği Konferansı, EVK 2011, s.58-63, 2011.

[5] J. Dixon, *Three-Phase Controlled Rectifiers*, Pontificia Universidad Católica de Chile, Chapter 12 in "Power Electronics Handbook", Academic Press, pp.183-196, 2001.

[6] R. Ghosh, G. Narayanan, "A Simple Analog Controller for Single-Phase Half-Bridge Rectifier and its Application to Transformerless UPS", Indian Institute of Science, IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC'05, pp. 1306-1312, 2005.

[7] A.H. Taufik, M. Anwari, "Modeling and Simulation of 6-Pulse and 12-Pulse Rectifiers under Balanced and Unbalanced Conditions with Impacts to Input Current Harmonics", Cal Poly State University, Second Asia International Conf. on Modeling & Simulation, AICMS 08 , pp. 1034-1038, 2008.

[8] S.P. Diwan, H.P. Inamdar, A.P. Vaidya, "Simulation Studies of Shunt Passive Harmonic Filters: Six Pulse Rectifier Load Power Factor Improvement and Harmonic Control", Walchand College of Engineering, ACEEE *Int. J. on Electrical and Power Engineering*, Vol. 02, No. 01, 2011.

[9] C.L.Anooja, N. Leena, "Passive Filter For Harmonic Mitigation of Power Diode Rectifier And SCR Rectifier Fed Loads", *International Journal of Scientific & Eng. Research*, Vol. 4, Issue 6, pp. 1615-1621, 2013.

[10] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, P. Lezana, "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.52, Issue: 1, pp.5-22, 2005.

[11] M.Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers", Warsaw University of Technology, Ph.D. Thesis, 2001.

DC-DC Boost Konvertörün PID ve Kesirli Dereceli PID ile Simulink/Matlab Ortamında Kontrolü

Akın Özel [1], *Nusret Tan* [2]

[1] Teknik Bilimler MYO Elektrik Programı
Bingöl Üniversitesi, Bingöl
akozel@bingol.edu.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
nusret.tan@inonu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada DC-DC boost konvertörün PID ve kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) ile kontrolü Simulink/Matlab ortamında incelenmiştir. Bunun için öncelikle boost konvertörün durum denklemleri elde edilip, ardından kesirli dereceli PID 'yi simulinkte oluşturmak için Oustaloup metodu kullanarak kesirli dereceli s^{α} türev ifadesinin tamsayı eşdeğeri tabloları ve Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak da klasik PID değerlerinin tablosu oluşturulmuştur. Bu tablolardaki değerler kullanılarak boost konvertörün her iki durum için PID kontrolü yapılıp çıkış gerilim değişim şekilleri elde edilmiştir. Çıkış gerilimi şekilleri tablolarda verilen her değer için Simulink/Matlab ortamında çizdirilmiş ve karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Güç Elektroniğinde DC-DC konvertörler önemli rol oynar. DC-DC konvertörler; temel olarak solar paneller, yakıt pilleri ve bataryalar gibi yükün gereksinim duyduğu enerjiyi mümkün olduğu kadar sürekli ve sabit olarak sağlayan cihazlardır. DC-DC konvertörler; Buck, Boost, Buck-Boost, Forward, Flayback, Push Pull, Yarı Köprü, Tam Köprü, Cuk ve SEPİK şeklinde ana topolojilere sahiptirler [1].

DC-DC boost konvertörler; elektrik gücünün ve enerjisinin etkili kullanımını amaçlayan yenilenebilir enerjili elektrik güç sistemlerinden otomotiv güç sistemlerine tüm alanlarda geniş olarak kullanılmaktadır. Bu konvertörler yüksek frekanslarda (bu durum yüksek güç yoğunluklu güç konvertörleri için kuvvetle talep edilir) düşük anahtarlama kayıpları ve gürültü yayılımının azalması ile önem kazanırlar [2].Biz burada boost konvertörün klasik ve kesirli dereceli PID ile kontrolü üzerinde duracağız.

Son yıllarda kesirli dereceli kontrol sistemleri ile ilgili önemli çalışmalar yapılmıştır. Kesirli dereceli analiz, matematiğin bir kolu olup 300 yıllık geçmişe sahip matematiksel bir konudur [4]. Kesir dereceli sistemler; tamsayı dereceli olmayan sistemlerin diferansiyel denklemlerle temsil edilmesine olanak sağlayan sistemlerdir. Buna tamsayı dereceli integral ve türevin genişletilmesi de denilebilir. Buradaki derecenin sadece kesirli değerlerden oluşması şart değildir, dereceyi temsil eden sayı herhangi bir reel değer alabilir [5]. Diferansiyel denklemlerle ifade edilen sistemler ve bu sistemlerin çıkış işaretleri, sistemler arasında iletişimi ifade eden ilişkiler, kontrol ve işaretleşmeler, s domeninde (Laplace) analiz edildiklerinde tamsayı dereceli değerler kümesi ile bu reel sistemleri modellemek ve çözmek yeterli olmayabilir. Bundan dolayı s domeninde bu tür sinyal ve sistemleri kesirli dereceli modellemenin daha gerçekçi bir yaklaşım olacağı açıktır [4].

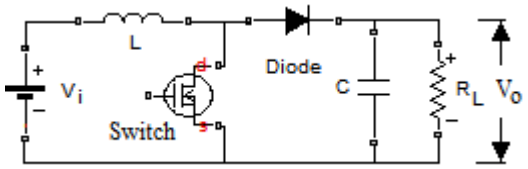
Bu çalışmada DC-DC boost konvertörün PID ve kesirli dereceli PID ile Simulink/Matlab ortamında kontrolü incelenmiştir. Kesirli dereceli PID kontrolörün en yaygın şekli $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolördür. Kesirli dereceli PID 'nin (FOPID-Fractional Order PID) kullanılma amacı sistemin kontrol performansını artırmaktır [3].Çalışmamızda klasik PID kontrolöre ait değerler Ziegler-Nichols yöntemi ile hesaplanmıştır. Ziegler-Nichols yöntemi 1942 den itibaren en popüler PID kontrolör katsayılarını ayarlama tekniğidir. Kuralları prosesin transfer fonksiyonunu gerektirmediği için basittir. Daha sonraları Ziegler-Nichols yönteminde; Cohen-Coon, Chien, Hrones ve Reswick tarafından bazı değişikliklerin yapılması önerilmiştir [6].

Bu çalışmanın ikinci bölümünde DC-DC boost konvertör ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ' nin yapısı hakkında bilgi verilmiştir. Bu bölümde ayrıca bu çalışmanın $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrol kısmında kullanılan Oustaloup yaklaşımından bahsedilmiş ve burada kullanılan Oustaloup yaklaşım tablosu sunulmuştur. Üçüncü bölümde ise DC-DC boost konvertörün kontrolüne geçilmiş her iki kontrol yapısı da burada uygulanırken kullanılacak yöntem ve tablolar ortaya konulmuştur. Bu bölümde DC-DC boost konvertörde seçilen değerler verilmiştir. Sonuç kısmında ise elde edilen şekillerle her iki yöntemin analizi yapılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre kesirli dereceli kontrolün DC-DC boost konvertör için de hassas ve doğru sonuçlar verdiği ortaya konulmuştur.

2. DC-DC Boost Konvertör ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Kontrolörler

2.1. DC-DC Boost Konvertör

Şekil 1' de verilen boost konvertör devresinde diyot ve anahtar ideal kabul edilmiştir. Ayrıca kondansatör ve indüktans dirençleri sıfır kabul edilmiştir. V_0 çıkış gerilimi olarak alınırsa DC-DC boost konvertör topolojisi aşağıdaki gibidir.



Şekil 1: DC-DC Boost Konvertör topolojisi.

Yukarıda şekli verilen boost konvertörün durum denklemleri Kirchoff akım ve gerilim kanunları uygulanarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir [7] .

Anahtarın kapalı (on) olması durumunda durum denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$V_i = L\frac{di_L}{dt} \tag{1}$$

$$\frac{v_C}{R} = C\frac{dv_C}{dt} \tag{2}$$

Anahtarın açık (off) olması durumunda ise durum denklemleri şöyle olur.

$$v_C = L\frac{di_L}{dt} + v_C \tag{3}$$

$$i_L = C\frac{dv_C}{dt} + \frac{v_C}{R} \tag{4}$$

Boost konvertörün kontrolünde kesir dereceli PID kontrolöre ait kesirli dereceli s^{α} değerleri Oustaloup yaklaşımı ile elde edilmiştir.

2.2. Oustaloup Yaklaşımı

Oustaloup tekrarlı yaklaşımı (ORA- Oustaloup Recursive Approximation) en popüler yaklaşım tekniklerinden biridir. Bu teknik kesirli dereceli transfer fonksiyonunun frekans cevabını elde etmek için özel frekans aralığı içerisinde tekrarlı sıfır ve kutupların dağıtılması yöntemini kullanmıştır[6].

Kesirli analiz değişik şekillerde tanımlanabilir. Kontrol uygulamaları için Caputo'nun tanımından gidilerek [8] aşağıdaki gibi elde edilir.

$${}_0D_t^{\alpha} f(t) = \frac{1}{\Gamma(1-r)}\int_0^t \frac{y^{(m+1)}(\tau)}{(t-\tau)^r} d\tau \tag{5}$$

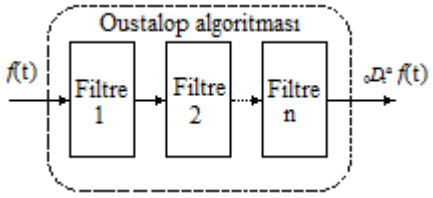
Burada $\alpha = m + r$, m bir tamsayı ve $0 < r \le 1$ dir. $\Gamma(z)$, $n!$ 'in bir şekli olup γ fonksiyonudur. (5) denkleminin Laplace dönüşümü alınarak [8];

$$\int_0^{\infty} {}_0D_t^{\alpha} f(t) d(t) = \{s^{\alpha}F(s) - \sum_{k=0}^{m} s^{\alpha-k-1} f^{(k)}(0)\} \tag{6}$$

denklemi elde edilir.

Denklem (6) da eğer $f^{(k)}(0) = 0$ ise ikinci kısım ihmal edilebilir. Bu tanımlama belli bir noktadaki kesirli diferansiyelin bu noktadaki sürekli fonksiyonunun sınırsız olduğunu gösterir. Bu durum onun, başlangıç anından bütün zaman noktasına fonksiyonlu olmasını sağlar. Bu nedenle tam sayılı analizle karşılaştırıldığında kesirli analizin en büyük avantajı kuvvetli bir hafızaya sahip olmasıdır [8].

Oustaloup algoritmasının temeli, seçilen frekans bantlarında tamsayı filtrelerinin seri bağlanarak kesirli Laplace operatörünün yaklaşık değerinin elde edilmesidir. Kesirli analiz filtrelerden sonraki çıkış olan ${}_0D_t^{\alpha}$ değerine eşittir. Bu algoritma aşağıdaki gibidir [8].



Şekil 2: Oustaloup algoritması [8].

Uygun frekans bant aralığı olarak $\omega_b.\omega_h = 1$ olacak şekilde (ω_b, ω_h) seçildiği kabul edilirse, çok katlı filtre transfer fonksiyon modeli aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$G_f(s) = K\prod_{k=-N}^{N}\frac{s+\omega_k'}{s+\omega_k} \tag{7}$$

burada

$$\omega_k' = \omega_b\left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{\frac{k+N+(1-r)/2}{2N+1}} \tag{8}$$

$$\omega_k = \omega_b\left(\frac{\omega_h}{\omega_b}\right)^{\frac{k+N+(1-r)/2}{2N+1}} \tag{9}$$

$K = \omega_h^{\,r}$ 'dir.

Burada r Laplace operatörü s^r 'nin derecesidir ve filtre serisinin sayısıdır. Bu çoklu filtre yapısı kuvvetli bir parazit giderici etkiye sahiptir.

Tablo 5'de kesirli dereceli Laplace operatörü için Oustaloup yaklaşımı sonuçları verilmiştir.

2.3. Kesirli Dereceli ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) kontrolör

İlk kez, PID kontrol teorisi ile kesirli dereceli analizin birleşiminden meydana gelen kesirli dereceli kontrolör, Podlubny tarafından önerilmiştir. Aynı zamanda Podlubny kesirli dereceli kontrol sisteminin dinamik cevabını analiz ederek klasik PID den daha iyi sonuç verdiğini ispatlamıştır [9]. Bunun nedeni, $PI^{\lambda}D^{\mu}$'nin klasik PID den farklı olarak fazladan ayarlanabilen iki parametreye daha sahip olması olarak ifade edilebilir. Bu durum bu yöntemin daha esnek ve daha doğru olmasını sağlar. Bu nedenle daha iyi kontrol etkisine sahip olduğu için son zamanlarda araştırmacıların gittikçe daha fazla dikkatini çekmektedir [10].

Caputo'nun yukarıdaki formüllerinden ve kesirli dereceli PID 'nin Podlubny tarafından önerilen transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir [9,11].

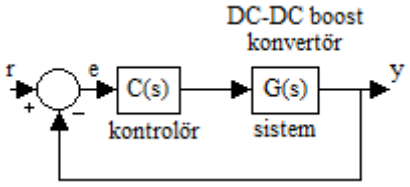
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^{\lambda}} + K_d s^{\mu} \qquad (10)$$

Burada λ , $\mu > 0$ ve herhangi bir gerçel sayı olabilir [3].

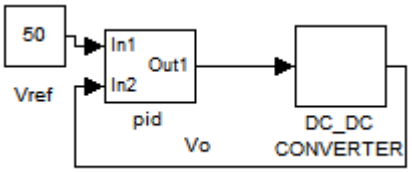
3. DC-DC Boost Konvertörün Kontrolü

PID ve kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) kontrolör kullanılarak Şekil 1'de gösterilen DC-DC boost konvertör kontrol edilmiştir. Şekil 4'te PID bloğunun içine bu iki kontrolör bloğu yerleştirilmiştir.

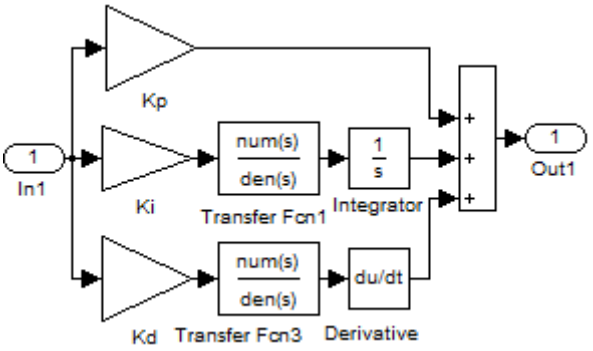
Bu çalışmada boost konvertörün değerleri ise giriş gerilimi V_i =25 V, L =500 mH, C =3333 uF, çıkış yükü R_0 = 100 ohm olarak alınmıştır. Anahtarlama frekansı ise 100 Hz alınmıştır. Aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi referans gerilim yani istenen çıkış gerilimi 50 V alınmıştır.



Şekil 3: Tek giriş ve tek çıkışlı (SISO) genel bir sistem ve kontrolü



Şekil 4: Sistemin Simulink/Matlab blokları.



Şekil 5: $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrol sisteminin Simulink/Matlab blokları.

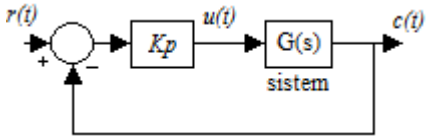
3.1. Sistemin PID ile Kontrolü

P oransal kazanç, I integrasyon ve D türev işlemlerinin bir araya getirilmiş hali olan PID kontrol sistemleri iyi bilinen basit kontrol yapılarından dolayı bugün temel bir kontrol teknolojisi olarak endüstriyel kontrol sistemlerinde geniş olarak kullanılmaktadır [10]. Klasik PID 'nin transfer fonksiyonu denklem (11)'de verilmiştir.

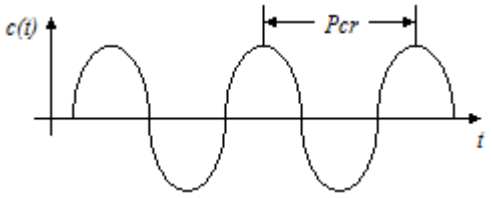
$$C(s) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \qquad (11)$$

Bu çalışmada Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi kullanılarak $C(s)$ in katsayıları bulunmuştur.

Bu değerlerin elde edilmesi için gerekli formüller Tablo 2 ve Şekil 7'de verilmiştir [12].



Şekil 6: Birim geri beslemeli kontrol sistemi



Şekil 7: P_{cr} periyotlu sürekli osilasyon durumu

Tablo 1: Kritik periyot ve kritik kazanca bağlı Ziegler-Nichols PID ayarlama yöntemi [12].

PID kontrolör tipi	K_p	K_i	K_d
P	$0.5\,K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45\,K_{cr}$	$1/1.2\,P_{cr}$	0
PID	$0.6\,K_{cr}$	$0.5\,P_{cr}$	$0.125\,P_{cr}$

Aşağıda verilen Tablo 2'deki değerler Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi ile bulunan değerlerdir.

Tablo 2: Klasik PID için uygulanan katsayılar

	K_p	K_i	K_d
PID	0.6	6	0.15

3.2. Sistemin Kesirli Dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) ile Kontrolü

Kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) kontrolör klasik tamsayı dereceli PID kontrolörün daha geniş bir şeklidir. Kesirli dereceli PID kontrolör klasik PID 'den farklı olarak fazladan ayarlanabilen iki parametreye daha sahiptir. Bunlar diferansiyel işleminin derecesi μ ve integral işleminin derecesi λ 'dır. Bu nedenle (Kesir Dereceli PID) FOPID tasarımı daha esnektir. Daha iyi kontrol etkisine sahip olmak için tasarlanan FOPID, beş parametrenin ayarlanmasına olanak sağlar (K_p , K_i , K_d , λ , μ) [9,13].

Kesirli dereceli PID similasyonu için derece tablosu aşağıda oluşturulmuş ve bu değerler için DC-DC boost konvertör çıkış gerilimi sonucu Şekil 9'da gösterilmiştir. Ayrıca farklı λ ve μ değerleri için çıkış gerilimi sonuçları Şekil 10'da verilmiştir. Bu değerler için yerleşme ve aşma değerleri ayarlanmıştır.

Tablo 3: Kesirli dereceli PID için uygulanan katsayılar

	K_p	K_i	K_d	λ	μ
$PI^{\lambda}D^{\mu}$	0.6	6	0.15	1	1.1

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, önce DC-DC boost konvertörün referans gerilimi 50 volta ayarlanmıştır. Bu referans değeri, çıkışta elde etmek için PID kontrol yapılmış ve ardından kesirli dereceli operatörlerin tamsayı dereceli yaklaşımları kullanılarak kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) yöntemi ile tablodaki değerler için çıkış gerilimi sonucu elde edilmiştir.

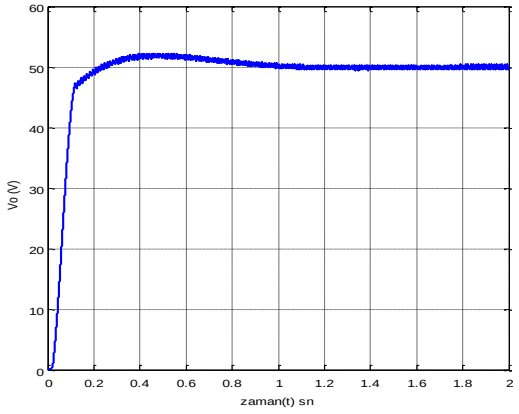
Bunun için 0,1'den 0,9'a kadar tüm kesirli dereceler için tamsayı dereceli yaklaşımlar, Oustaloup yöntemi kullanılarak elde edilmiş ve diğer çalışmalara katkısı olacağı düşünülen bir tablo oluşturulmuştur.

Çalışmamızda Matlab/Simulink ortamında boost konvertör çıkış gerilimi sonuçları 0-2 sn aralığı için alınmıştır. Tablo 2 de ise 0-2 sn aralığındaki çıkış gerilimi değerleri 0.025 sn aralıklı alınarak her iki kontrolör için nümerik karşılaştırma yapılmıştır.

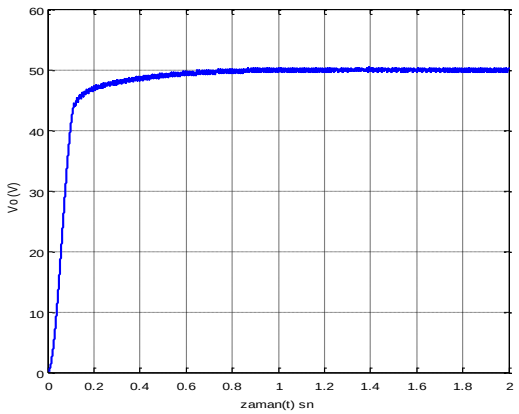
Şekil 8'de klasik PID için Ziegler-Nichols yöntemi ile elde edilen Tablo 2'deki değerler kullanılmıştır. Şekil 8'de klasik PID kontrol için elde edilen sonuçta yerleşme zamanı 1 sn olan bir çıkış gerilimi şekli elde edilmiştir. Tablo 4'de de bu durum nümerik olarak verilmektedir.

Tablo 2'deki değerler ve kesirli dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) kullanılarak (yani Tablo 3 deki değerlerle) daha hassas (yaklaşık 0.825 sn) yerleşme zamanı ve (yaklaşık % 1.6 'lık) aşma değeri Şekil 9'da elde edilmiştir. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ 'den alınan bu sonucun daha hızlı yerleşme zamanına sahip olduğu ve referans değeri daha hassas takip ettiği Tablo 4 ve Şekil 9'dan görülmektedir. Yani bu çalışmada kesirli dereceli kontrolün beklenen sonucuna ulaşılmıştır.

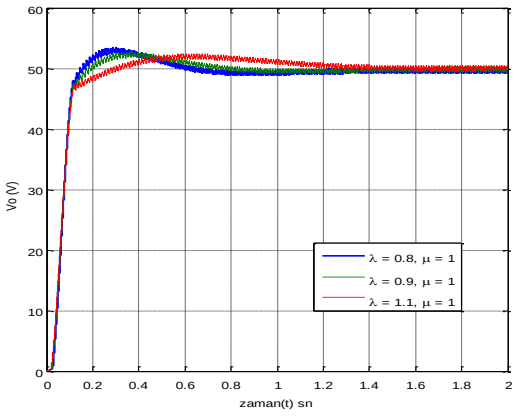
Sonuç olarak DC-DC boost konvertör için; daha iyi bir ayar tekniği olan $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrol ile katsayıları değiştirerek daha iyi yerleşme zamanı ve aşma değeri elde edilebilmektedir. Bu durumun çalışmalarda göz önünde bulundurulması gerektiği ortaya konulmuştur. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ kontrolörün parametreleri bir yöntem ile tasarlandığında daha etkili sonuçlar elde edilebilir. Gelecek çalışmalarda bu konu incelenecektir.



Şekil 8: Tablo 2 için klasik PID 'li (V_0) çıkış gerilimi sonuçları.



Şekil 9: Tablo 3 için kesirli dereceli PID 'li (V_0) çıkış gerilimi sonuçları.



Şekil 10: Farklı λ ve μ değerleri için kesirli dereceli PID 'li (V_0) çıkış gerilimi sonuçları. (K_p, K_i, K_d değerleri sabittir)

Tablo 4: Şekil 8 ve Şekil 9'daki çıkış gerilimlerinin nümerik olarak karşılaştırılması

	V_0			V_0	
t	PID	$PI^{\lambda}D^{\mu}$	t	PID	$PI^{\lambda}D^{\mu}$
0.000	0.00	0.00	0.525	52.0	49.2
0.025	1.69	4.42	0.550	51.7	49.1
0.050	14.1	15.7	0.575	51.4	49.2
0.075	29.4	29.4	0.600	51.4	49.4
0.100	42.1	40.6	0.625	51.7	49.3
0.125	46.5	44.9	0.650	51.6	49.6
0.150	47.5	46.1	0.675	51.2	49.2
0.175	48.4	46.2	0.700	50.8	49.8
0.200	49.1	47.0	0.725	51.1	49.3
0.225	49.8	47.1	0.750	51.3	50.0
0.250	50.3	47.4	0.775	50.8	49.4
0.275	50.7	47.8	0.800	50.4	50.0
0.300	51.0	47.6	0.825	50.7	49.5
0.325	51.2	48.2	0.850	50.9	50.0
0.350	51.4	47.9	0.875	50.5	49.6
0.375	51.4	48.7	0.900	50.1	50.0
0.400	51.4	48.2	0.925	50.3	49.7
0.425	51.3	48.9	0.950	50.6	50.0
0.450	51.5	48.9	0.975	50.2	49.8
0.475	51.9	49.1	1.000	49.8	49.9
0.500	52.1	48.8	1.025	50.0	49.9

Kaynakça

[1] B. El Kattel, M. ; Vidal G.O., S. , Perez A. , Hausmann R. , Braatz A. , Dias J.C. "Three-Phase Flyback-Boost DC-DC Converter With Three Phase High Frequency Isolation" Power Electronics Conference (COBEP), 10.1109/COBEP.2013, Page(s): 107- 114 , 2013.

[2] Tomokazu M., Yujiro T. and Mutsuo N., "A New High Step-Up Soft Switching PWM Boost DC–DC Converter with Edge-Resonant",8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, 2011, The Shilla Jeju, Korea,s:846-853, 2011,

[3] Zhe Y. , Jing H. , Yingyang L. , Kai L. and Changqi S. , "Realization of Fractional Order Controllers by Using Multiple Tuning-Rules", International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition Vol.6, No.6, pp.119-128,2013.

[4] Özyetkin M. M., Tan N. , "Kesirli Dereceli Sistemlerin Tamsayı Dereceli Yaklaşımı", SIU2010 - IEEE 18.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı – Diyarbakır s.949-952 , 2010.

[5] Al-Alaoui, M. A. " Simulation and Discretization of Fractional Order Systems " The 2009 International Conference on Genetics and Evlutionary Methods, (GEM'09), Las Vegas, July 13-16 2009.

[6] Mazidah T. , Mohd Hezri F. R., Norhashim M. A., and Ramli A., "Robust Fractional-Order PI Controller with Ziegler-Nichols Rules," World Academy of Science, Engineering and Technology Vol:79 s:1823-1830, 2013

[7] Omaç Z. , Özel A. , Kürüm H. , "Doğrudan Fotovoltaik Pilinden Beslenen Anahtarlamalı Relüktans Motor-Pompa Sisteminin Matlab/Simulink Ortamında Modellenmesi," Eleco 2102 Elektrik Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, Bursa, s:807-810,2012

[8] Gao. N. , Qu Zhi-hong, W. Hai-tao, "Neutral Speed Stability Control Law of Aircraft Design Based on Fractional Order PIλDμ ", Control and Decision Conference (CCDC), 24th CCDC, China, 2012.

[9] Podlubny I. , "Fractional-Order Systems and PIλDμ – Controllers", IEEE Transactıons on Automatıc Control, Vol. 44, no. 1, January 1999, s:208-214,1999

[10] M. Liu, H. Dong,Guishu L. ,'SVC Voltage Regulator Based on Fractional Order PID' 2012 International Conference on Control Engineering and Communication Technology,s:28-32,2012

[11] Shigemasa, T. , Negishi, Y. , Baba, Y. "A Tdof PID Control System Design by Referring to the MD-PID Control System And its Sensitivities" European Control Conference ECC, 2013 European Publication Year: 2013, Zürich, Switzerland. Page(s): 3937-3942, 2013.

[12] Ogata. K. , Modern Control Engineering, Prentice Hall, New Jersey, 2002

[13] Gong R. , Zhang G. , Luo J. , Yang Y. , Tıan Y. , "A New Design Method of Fractional Order PIλDμ Controller" Proceedings of the 29th Chinese Control Conference July 29-31, Beijing, China,s:194-198,2010.

Tablo 5: Oustaloup Yaklaşım Tablosu

	1.derece yaklaşım	3.derece yaklaşım	5.derece yaklaşım
$s^{0.1}$	$\frac{1.585s + 1}{s + 1.585}$	$\frac{1.585s^3 + 30.71s^2 + 26.34s + 1}{s^3 + 26.34s^2 + 30.71s + 1.585}$	$\frac{1.585s^5 + 68.37s^4 + 403.3s^3 + 367.9s^2 + 51.87s + 1}{s^5 + 51.87s^4 + 367.9s^3 + 403.3s^2 + 68.37s + 1.585}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.512s + 1}{s + 2.512}$	$\frac{2.512s^3 + 41.74s^2 + 30.71s + 1}{s^3 + 30.71s^2 + 41.74s + 2.512}$	$\frac{2.512s^5 + 98.83s^4 + 531.7s^3 + 442.3s^2 + 56.87s + 1}{s^5 + 56.87s^4 + 442.3s^3 + 531.7s^2 + 98.83s + 2.512}$
$s^{0.3}$	$\frac{3.981s + 1}{s + 3.981}$	$\frac{3.981s^3 + 56.75s^2 + 35.8s + 1}{s^3 + 35.8s^2 + 56.75s + 3.981}$	$\frac{3.981s^5 + 142.9s^4 + 700.9s^3 + 531.7s^2 + 62.36s + 1}{s^5 + 62.36s^4 + 531.7s^3 + 700.9s^2 + 142.9s + 3.98}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.31s + 1}{s + 6.31}$	$\frac{6.31s^3 + 77.14s^2 + 41.74s + 1}{s^3 + 41.74s^2 + 77.14s + 6.31}$	$\frac{6.31s^5 + 206.5s^4 + 924s^3 + 639.3s^2 + 68.37s + 1}{s^5 + 68.37s^4 + 639.3s^3 + 924s^2 + 206.5s + 6.31}$
$s^{0.5}$	$\frac{10s + 1}{s + 10}$	$\frac{10s^3 + 104.9s^2 + 48.67s + 1}{s^3 + 48.67s^2 + 104.9s + 10}$	$\frac{10s^5 + 298.5s^4 + 1218s^3 + 768.5s^2 + 74.97s + 1}{s^5 + 74.97s^4 + 768.5s^3 + 1218s^2 + 298.5s + 10}$
$s^{0.6}$	$\frac{15.85s + 1}{s + 15.85}$	$\frac{15.85s^3 + 142.5s^2 + 56.75s + 1}{s^3 + 56.75s^2 + 142.5s + 15.85}$	$\frac{15.85s^5 + 431.4s^4 + 1606s^3 + 924s^2 + 82.2s + 1}{s^5 + 82.2s^4 + 924s^3 + 1606s^2 + 431.4s + 15.85}$
$s^{0.7}$	$\frac{25.12s + 1}{s + 25.12}$	$\frac{25.12s^3 + 193.8s^2 + 66.16s + 1}{s^3 + 66.16s^2 + 193.8s + 25.12}$	$\frac{25.12s^5 + 623.6s^4 + 2117s^3 + 1111s^2 + 90.14s + 1}{s^5 + 90.14s^4 + 1111s^3 + 2117s^2 + 623.6s + 25.12}$
$s^{0.8}$	$\frac{39.81s + 1}{s + 39.81}$	$\frac{39.81s^3 + 263.4s^2 + 77.14s + 1}{s^3 + 77.14s^2 + 263.4s + 39.81}$	$\frac{39.81s^5 + 901.4s^4 + 2790s^3 + 1336s^2 + 98.83s + 1}{s^5 + 98.83s^4 + 1336s^3 + 2790s^2 + 901.4s + 39.81}$
$s^{0.9}$	$\frac{63.1s + 1}{s + 63.1}$	$\frac{63.1s^3 + 358s^2 + 89.94s + 1}{s^3 + 89.94s^2 + 358s + 63.1}$	$\frac{63.1s^5 + 1303s^4 + 3679s^3 + 1606s^2 + 108.4s + 1}{s^5 + 108.4s^4 + 1606s^3 + 3679s^2 + 1303s + 63.1}$

Çok Seviyeli Evirici Tabanlı Seri Aktif Güç Filtresi için Geliştirilen Kontrol Algoritması

Korhan Karaarslan, Birol Arifoğlu, Ersoy Beşer, Sabri Çamur

Elektrik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Umuttepe
korhan.karaarslan@kocaeli.edu.tr, barif@kocaeli.edu.tr,
ebeser@kocaeli.edu.tr, scamur@kocaeli.edu.tr

Özetçe

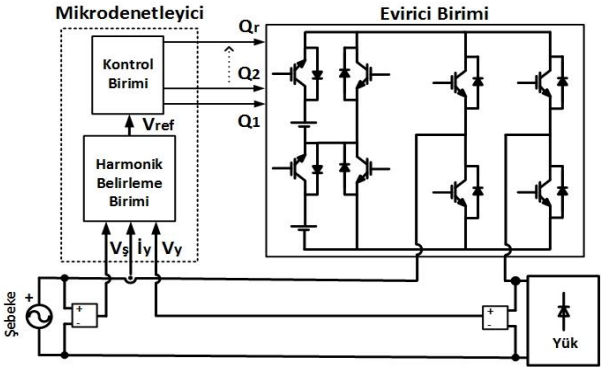
Aktif güç filtrelerinin çalışma prensibi, örneklenen yük akım ve/veya gerilim dalga şekillerinden bir takım kontrol teknikleriyle referans akım veya gerilim dalga şekillerinin elde edilmesine dayanmaktadır. Filtre çıkış gerilimi dalga şekli, bu referans sinyale göre kontrollü yarı-iletken güç anahtarları yardımı ile üretilmektedir. Bahsedilen çalışma prensibine göre aktif güç filtrelerinin harmonik belirleme, kontrol ve evirici birimi olmak üzere üç ana bölümden oluştuğu söylenebilir. Bu makalede, çok seviyeli evirici tabanlı seri aktif güç filtresi kontrol birimi için geliştirilen denetim algoritmasına yer verilmiştir. Seri aktif güç filtresinde kullanılan kaskat bağlı, çok seviyeli evirici topolojisi tanıtılarak eviriciyi oluşturan modüller anlatılmıştır. Evirici çıkışında, belirlenen harmonik bileşenlere sahip bir gerilim elde etmek amacıyla uygun anahtarlamaları gerçekleştirecek denetim algoritması ve tüm çalışma durumlarını gösteren topolojiler ayrıntılı bir şekilde verilmiştir. Yapılan simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlar, geliştirilen denetim stratejisinin uygun şekilde çalıştığını göstermiştir.

1. Giriş

Güç elektroniği alanında yaşanan gelişmeler beraberinde ark ve pota ocakları, motor sürücüleri, anahtarlamalı güç kaynakları, doğrultucular ve DA/DA dönüştürücüler gibi doğrusal olmayan yüklerin kullanımını yaygınlaştırmıştır. Bu tip yükler, iletim ve dağıtım sistemlerinde güç kalitesi problemlerin artmasına neden olmaktadır. Bir güç kalitesi problemi olan akım ve gerilim harmonikleri, modern hassas yüklerin üretim süreçlerindeki kullanımının artışına paralel olarak daha ciddi bir problem ve bu alanda çalışmaların yoğunlaştığı önemli bir konu başlığı haline gelmiştir.

Güç kalitesi problemlerinin giderek artmasına ek olarak, klasik bir çözüm olan pasif filtrelerin çok yer kaplamaları, sadece belirlenen harmonik bileşen için filtreleme imkanı sunmaları, performanslarının şebeke empedansına bağlı olması ve en önemlisi şebeke ve/veya yük ile rezonans devreleri oluşturmaları harmoniklerden kaynaklı problemlerin giderilmesinde aktif güç filtrelerine olan ilgiyi arttırmıştır.

Harmoniklerin süzülmesi, reaktif güç kompanzasyonu, rezonansların bastırılması ve gerilim regülasyonu gibi birçok problemin çözümünde uygulama imkanı bulan aktif güç filtreleri, esas olarak sisteme bağlantı şekillerine göre paralel ve seri olmak üzere iki grupta sınıflandırılmaktadır. Paralel aktif güç filtreleri, harmonik akım kaynağı gibi davranan doğrusal olmayan yüklerin yarattığı problemlerin giderilmesinde kullanılmaktadır. Genellikle, bir transformatör üzerinden sisteme bağlanan seri aktif güç filtreleri ise gerilim harmoniklerini elimine ederek gerilim regülasyonunu sağlamaktadır.



Şekil 1: Seri aktif güç filtresi prensip şeması.

Aktif güç filtrelerinin çalışma prensibi, örneklenen yük akım ve/veya gerilim dalga şekillerinden bir takım kontrol teknikleriyle üretilen referans akım ve/veya gerilim dalga şekillerinin kontrollü yarı-iletken güç anahtarları yardımı ile üretilmesi ve sisteme enjekte edilmesine dayanmaktadır [1]. Bu çalışma prensibine dayanarak aktif güç filtrelerinin harmonik belirleme, kontrol ve evirici birimi olmak üzere üç ana bölümden oluştuğu söylenebilir. Genellikle, harmonik belirleme birimi ile kontrol birimi bir arada tanımlanmaktadır. Şekil 1'de, bir seri aktif güç filtresine ait prensip şeması verilmiştir.

Harmonik belirleme birimi, örneklenen yük akım ve/veya gerilim dalga şekillerinden harmonikleri tespit eden bir algoritma yardımıyla referans sinyalin belirlendiği kısımdır. Harmoniklerin belirlenmesi için geliştirilmiş algoritmalar bu birimde yürütülmektedir. Bu algoritmalar, genel olarak frekans ve zaman domeni tabanlı yöntemler olarak iki grup altında toplanmaktadır. Aktif güç filtrelerinde harmonikleri belirlemek amacıyla kullanılan frekans domeni yöntemleri Ayrık Fourier (DFT), Hızlı Fourier (FFT) ve Kayan Ayrık Fourier (S-DFT) dönüşümleridir. Aynı amaçla uygulanmış zaman domeni yöntemleri ise sabit referans (αβ-dönüşümü), senkron referans (dq-dönüşümü) ve hibrid αβ/dq referans dönüşümleri ile anlık güç teorisi (p-q teorisi) ve yapay sinir ağları tabanlı tekniklerdir [2,3].

Akım veya gerilim kontrol biriminin girişinde, harmonik belirleme biriminde belirlenmiş referans sinyal ve çıkışında ise evirici birimi tetikleme sinyalleri bulunur. Bu birimin aktif

güç filtresinin çalışma prensibine katkısı, kontrollü yarı-iletken güç anahtarlarına ait tetikleme sinyallerinin üretilmesidir. Bu amaçla, literatürde Darbe Genişlik Ayarı (DGA), Sinüzoidal DGA, histerezis kontrol ve son zamanlarda dijital sinyal işleme uygulamalarında sıkça kullanılan "dead-beat" adı verilen kontrol tekniklerinin kullanıldığı görülmektedir.

Aktif güç filtresi evirici birimi, harmonik belirleme yöntemi ile elde edilen referans sinyale göre filtre çıkış dalga şeklinin üretildiği kısımdır. Kontrol biriminden gelen tetikleme sinyalleri, eviricinin filtre çıkış dalga şeklini üretmesi amacıyla kullanılmaktadır. Literatürde, yarı-iletken güç anahtarları sayısı azaltılarak uygulanan kontrol yönteminin karmaşıklığını ortadan kaldırmaya yönelik farklı evirici birimlerine sahip birçok çalışma yapılmıştır [4]. Anahtarlama frekansı, yarı-iletken güç anahtarları üzerindeki dv/dt gerilim stresi, verim, elektromanyetik etkileşim, harmonik bozunum ve çıkış filtresi gerekliliği gibi birçok özellik de dikkate alındığında çok seviyeli evirici topolojilerinin aktif güç filtresi uygulamalarında sıklıkla tercih edildiği görülmüştür [5-7]. Literatürde diyot kenetlemeli ve flying kapasitörlü çok seviyeli evirici tabanlı aktif güç filtrelerini konu alan çalışmaların bulunmasına karşın, aktif güç filtresi uygulamalarında en sık karşılaşılan topolojinin çok seviyeli kaskat bağlı H-köprü evirici olduğu belirlenmiştir. Bu evirici topolojisinin aktif güç filtresi çalışmalarında tercih edilmesinin nedenleri arasında yüksek gerilimli ve yüksek güçlü uygulamalara elverişli olması, anahtarlama elemanı üzerindeki dv/dt gerilim stresinin az olması ve çıkış gerilimi toplam harmonik bozunum (THB) değerinin düşük olması sayılabilir [8-11].

Çok seviyeli eviriciler sinüs formunda çıkış gerilimi üretebilmenin yanında istenilen harmoniklere sahip çıkış gerilimi de üretebilmektedir. Bu sayede, çok seviyeli eviriciler aktif güç filtresi uygulamalarında kullanılmaktadır [11]. Bu çalışmada, kullanılan çok seviyeli eviricinin çıkışında istenilen harmoniğe sahip gerilimin elde edilmesi için geliştirilen denetim algoritmasının tanıtımı yapılmıştır. Gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarına ait sonuçlara göre, elde edilen tetikleme sinyalleri ve çıkış gerilimi geliştirilen stratejinin düzgün şekilde çalıştığını doğrulamaktadır.

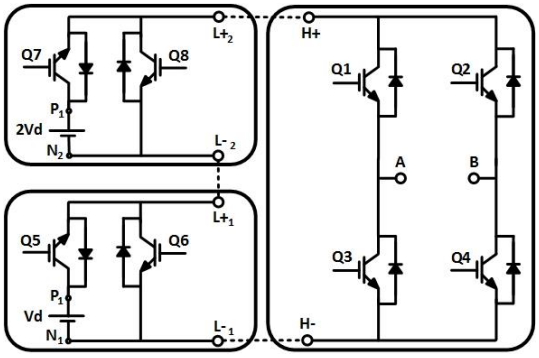
2. Seri aktif güç filtresi

Seri aktif güç filtreleri gerilim harmonikleri, gerilim çökmeleri ve gerilim dalgalanmaları gibi güç kalitesi problemlerinin giderilmesi amacıyla kullanılmaktadır.

Filtre çıkış dalga şeklinin üretilebilmesi için, kaynak gerilimi ile yük akımı ölçümleri anlık olarak kullanılmaktadır. Belirlenen referans sinyal, kontrol biriminde işlenerek evirici tetikleme sinyalleri oluşturulmaktadır. Bu çalışma prensibi Şekil 1'de gösterilmektedir.

2.1. Kaskat bağlı çok seviyeli evirici topolojisi

Şekil 2'de aktif güç filtresi uygulaması için kullanılacak kaskat bağlı çok seviyeli eviricinin prensip şeması görülmektedir. Evirici, temel olarak seviye modülü ve H-köprü modülü olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır [12].



Şekil 2: 7 seviyeli evirici için verilen prensip şeması.

Burada,

n : Çıkış gerilimi seviye sayısı
m : Seviye modülü sayısı
r : Anahtarlama elemanı sayısı

olmak üzere seviye modülü sayısına (m) bağlı olarak elde edilebilecek en yüksek seviye sayısı,

$$n = 2^{(m+1)} - 1 \quad (1)$$

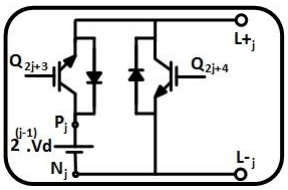
denklemi ile bulunmaktadır. Seviye modülü sayısına (m) bağlı olarak devrede kullanılan anahtarlama elemanı sayısı ise,

$$r = 2m + 4 \quad (2)$$

eşitliği ile hesaplanmaktadır.

2.1.1 Seviye modülü

Kaskat bağlı çok seviyeli evirici yapısını oluşturan modüllerden biri olan seviye modülünün prensip şeması Şekil 3'te görülmektedir. Seviye modülü, 2 anahtarlama elemanı ve 1 kaynaktan meydana gelmektedir.



Şekil 3: Seviye modülü prensip şeması.

Çıkış geriliminde istenilen seviye sayısı ve maksimum gerilim değerine göre birinci seviye modülünde kullanılacak kaynağın gerilimi (V_d), (3) denklemi kullanılarak bulunmaktadır. V_d gerilimine, birinci seviye modülü gerilimi veya temel seviye gerilimi denmektedir. Kaskat bağlanacak diğer seviye modüllerindeki gerilim kaynaklarının değeri, temel seviye geriliminin $2^{(j-1)}$ katı olmaktadır.

$$V_d = \frac{2.V_{max}}{n-1} \quad (3)$$

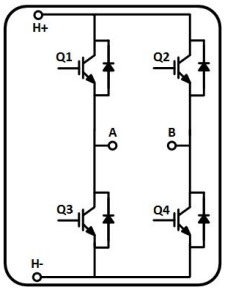
Seviye sayısına bağlı olarak kullanılacak seviye modülü sayısı (m) ise (1) denkleminden çekilerek,

$$m = \lceil \log_2(n+1) \rceil - 1 \quad (4)$$

şeklinde bulunabilmektedir. Her bir seviye modülünde bulunan kaynağın gerilimi ise $2^{(j-1)}.V_d$ olarak ifade edilmektedir. Burada j, seviye modülü sayısı olmak üzere; $j = 1, 2, 3, ..., m$ şeklinde tanımlanmaktadır.

2.1.2 H-köprü modülü

Şekil 4'te H-köprü modülünün prensip şeması görülmektedir. H-köprü modülünün yapısı geleneksel H-köprü evirici yapısındadır. H-köprü modülü, çok seviyeli eviricinin sabit olan kısmıdır. Seviye sayısını arttırmak amacıyla geleneksel H-köprü yapıya birbirine seri bağlı seviye modülleri Şekil 2'de görüldüğü gibi bağlanmaktadır.



Şekil 4: H-köprü modülü prensip şeması.

Tablo 1'de, çıkış gerilimi seviye sayısı ve anahtarlama elemanı sayısının seri bağlı seviye modüllerine göre değişimi gösterilmektedir. Burada, seviye modülü sayısına (m) bağlı olarak elde edilebilecek en yüksek çıkış gerilimi seviye sayısı (n), (1) denklemi kullanılarak hesaplanmaktadır. Aynı seviye modülü sayısı için ara değerde seviye sayısı da elde edilebilmektedir. Örneğin, seviye modülü sayısı 5 olan bir evirici tasarımı ile en yüksek 63 seviyeli bir gerilim dalga şekli elde edilebildiği gibi 33, 41, …, 61 seviyeli gerilim dalga şekilleri de elde edilebilmektedir. Tablo 1' deki anahtar sayıları incelendiğinde, seviye modülü sayısına bağlı olarak anahtarlama elemanı sayısı (r), (2) denklemi sayesinde tasarlanacak her bir evirici için kolayca bulunabilmektedir [12].

Tablo 1: Çıkış gerilimi seviye sayısı ve anahtarlama elemanı sayısının seri bağlı seviye modüllerine göre değişimi

Kaskat Seviye Modülü	LM1	LM2	LM3	LM4	…	LM (m)
Kaynak Oranı	$1.V_d$	$2.V_d$	$4.V_d$	$8.V_d$	…	$2^{(m-1)}.V_d$
Seviye sayısı / Anahtar sayısı	3					
	6					
		7				
		8				
			15			
			10			
				31		
				12		
						$2^{(m+1)}-1$
						2m+4

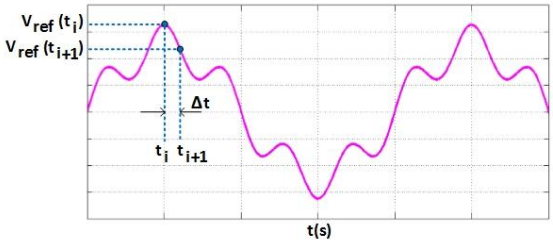
3. Geliştirilen kontrol algoritması

Bölüm 2'de bahsedilen evirici yapısı ile seviye sayısı kolaylıkla arttırılabilmekte ve bu sayede düşük THB değerine sahip çıkış gerilimi elde edilebilmektedir. Aynı zamanda, bu topoloji ile çıkışta istenilen harmonik bileşenlere sahip gerilim dalga şekli de üretilebilmektedir. Tetikleme sinyallerinin elde edilmesi amacıyla geliştirilen kontrol algoritması ile bu çıkış gerilimi kolaylıkla oluşturulmaktadır. Bu amaçla, öncelikle istenilen harmonik bileşenleri içinde barındıran referans gerilim sinyalinin tanımlanması gerekmektedir [13]. Tüm harmonik bileşenlerin olduğu referans gerilim (5) denklemindeki gibi tanımlanmaktadır;

$$V_{ref} = \frac{V_{dc}}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (5)$$

Geliştirilen kontrol algoritmasını anlatmak amacıyla 1. ve 5. harmonik bileşene sahip örnek bir referans gerilim sinyali seçilmiştir. Seçilen örnek referans gerilim sinyalinin zamana göre değişimi Şekil 5'te, bu değişime ait matematiksel tanım ise (6) denkleminde verilmiştir.

$$V_{ref} = V_1 \sin\omega t + V_5 \sin 5\omega t \quad (6)$$



Şekil 5: Örnek referans gerilim sinyalinin zamana göre değişimi.

Şekil 5'te görülen Δt, anahtarlama sinyallerinin örnekleme zamanını tanımlamaktadır. Örnekleme zamanı ne kadar küçük seçilirse elde edilen çıkış gerilimi, referans gerilim sinyaline o kadar çok benzemektedir. Örnekleme zamanı, çıkış gerilimi temel harmoniğinin frekansı ve seviye modül sayısına bağlı olarak değişmektedir. (7) denklemindeki eşitlik kullanılarak temel harmoniğin frekansı ve seviye modülü sayısına bağlı olarak örnekleme zamanının maksimum değeri (t_{max}) bulunabilmektedir. Evirici çıkış geriliminin referans gerilim sinyaline yakın çıkmasının istenildiği durumlarda örnekleme zamanı, t_{max} değerine göre oldukça küçük seçilmelidir [13].

$$t_{max} = \sin^{-1}\left(\frac{1}{2^{(m+1)}-2}\right) \cdot \left(2\pi . f_f\right)^{-1} \quad (7)$$

$$t_{sample} = \Delta t = t_{i+1} - t_i \quad (8)$$

$$t_{sample} << t_{max} \quad (9)$$

Referans gerilim sinyalinin (V_{ref}) anlık değerleri için anahtarlama elemanlarının tetikleme sinyalleri üretilmektedir. Sistemde kullanılan kontrollü yarı-iletken güç anahtarlarının tetikleme sinyallerine ait eşitlikler aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$Q_0(t) = V_{ref}(t) \mod 2 \quad (10)$$

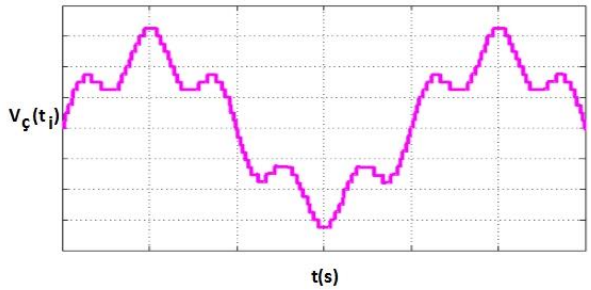
$$Q_1(t) = \left(\frac{V_{ref}(t) - (V_{ref}(t) \mod 2)}{2}\right) \mod 2 \quad (11)$$

Bu tetikleme sinyali denklemleri seviye modülü numarasına bağlı olarak genelleştirilebilir. Tetikleme sinyali denkleminin genelleştirilmiş hali (12) denkleminde verilmiştir.

$$Q_{(k-1)}(t) = \left(\frac{V_{ref}(t) - \left(V_{ref}(t) \mod 2^{(k-1)} \right)}{2^{(k-1)}} \right) \mod 2 \qquad (12)$$

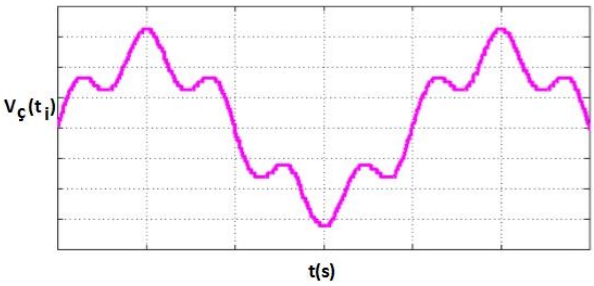
(12) denklemi kullanılarak, eviricinin seviye modüllerinde kullanılan kontrollü yarı-iletken güç anahtarlarının tetikleme sinyalleri kolaylıkla elde edilmektedir.

Elde edilen tetikleme sinyalleri ile Şekil 5'te görülen referans gerilim sinyaline benzer bir çıkış gerilimi üretilebilmektedir. (12) denklemi kullanılarak oluşturulan tetikleme sinyallerinin anahtarlama elemanlarına uygulanması sonucunda üretilen çıkış geriliminin zamana göre değişimi Şekil 6'da görülmektedir.



Şekil 6: Seviye modülü sayısı 4 olan eviriciye ait çıkış geriliminin zamana göre değişimi.

Şekil 6'da gösterilen evirici çıkış geriliminin değişimi, seviye modülü sayısının arttırılmasıyla Şekil 7'de görüldüğü üzere referans gerilim sinyaline daha çok benzetilebilmektedir.

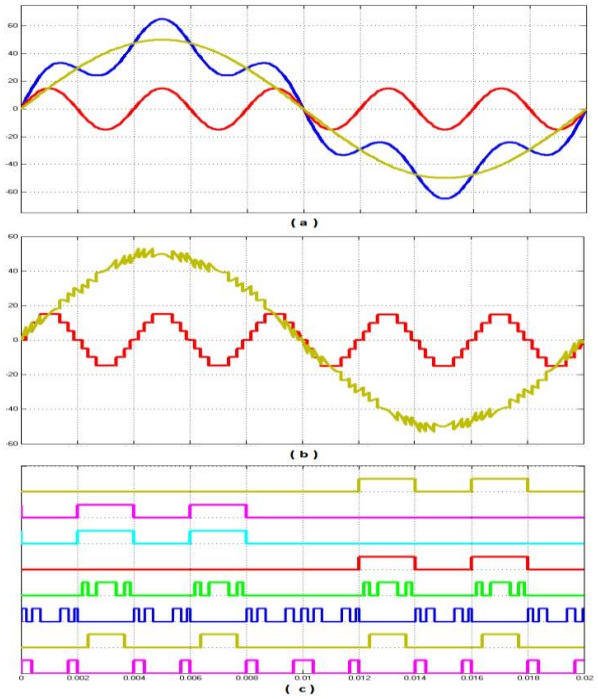


Şekil 7: Seviye modülü sayısı 5 olan eviriciye ait çıkış geriliminin zamana göre değişimi.

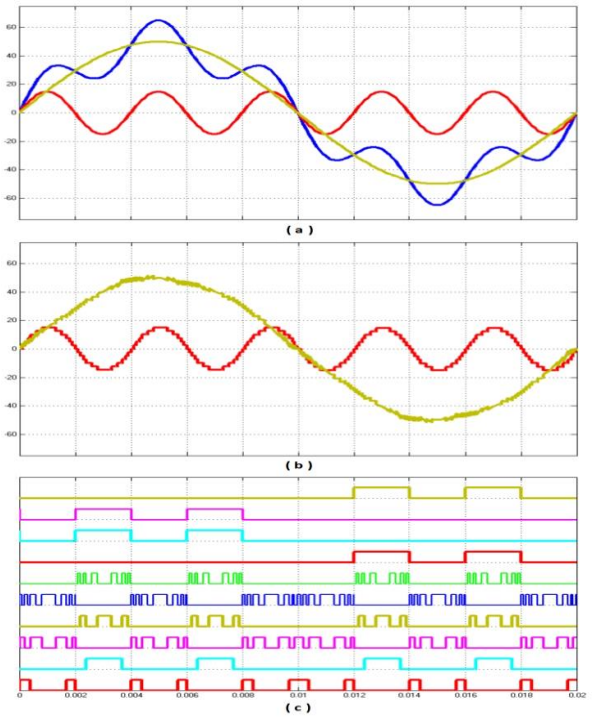
Geliştirilen kontrol algoritması ile çıkışında istenilen dalga şeklini üretme yeteneğine sahip çok seviyeli evirici, bir seri aktif güç filtresi uygulaması için kullanıldığında tüm çalışma durumlarını gösteren topolojiler Şekil 8'de gösterilmektedir. Bu uygulamaya ait sonuçlar simülasyon çalışmasında verilmiştir.

4. Simülasyon çalışması

Çok seviyeli evirici tabanlı seri aktif güç filtresi için geliştirilen kontrol algoritması, seviye modülü sayısı farklı olan iki evirici bloğuna uygulanmıştır. Yapılan simülasyonda, 5. harmonik gerilimin oluşmasına neden olan doğrusal olmayan bir yük için seri aktif güç filtresi uygulaması gerçekleştirilmiştir. 2 seviye modülü ile yapılan uygulamada harmonikli sistem gerilimi ile onu oluşturan harmonik bileşenler Şekil 9.a'da, harmonik eliminasyonu yapıldıktan sonraki yük gerilimi ile evirici çıkış gerilimi Şekil 9.b'de ve tetikleme sinyalleri Şekil 9.c'de görülmektedir. Aynı yük durumu için 3 seviye modülüne sahip evirici bloğu kullanılarak elde edilmiş sonuçlar Şekil 10'da verilmiştir. Simülasyon sonuçlarına göre, geliştirilen kontrol algoritması ile elde edilen evirici çıkış geriliminin referans sinyal olan 5. harmonik gerilim dalga şekline benzediği ve yük geriliminin sinüzoidale yakın hale geldiği görülmektedir.



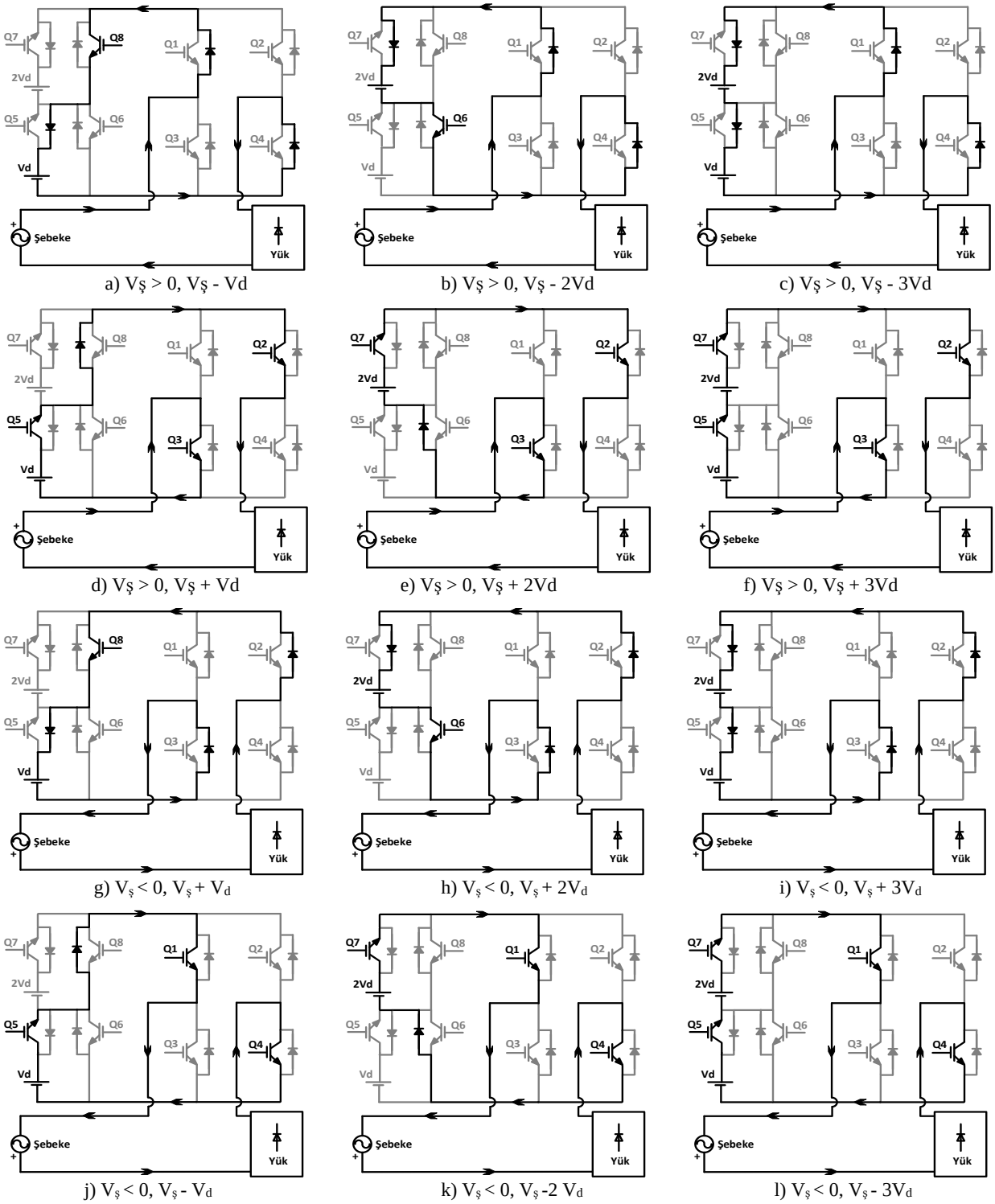
Şekil 9: İki seviye modülüne sahip evirici ile gerçekleştirilen seri aktif güç filtresi uygulaması.



Şekil 10: Üç seviye modülüne sahip evirici ile gerçekleştirilen seri aktif güç filtresi uygulaması.

5. Sonuçlar

Aktif güç filtreleri, doğrusal olmayan yüklerin kullanımının artmasına paralel olarak güç kalitesi problemlerinin giderilmesinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu çalışmada, çok seviyeli evirici tabanlı seri aktif güç filtresi için geliştirilen kontrol algoritması tanıtılmıştır. Tetikleme sinyallerinin elde edilmesinde kullanılan kontrol algoritması ile, gerilim dalga şeklindeki %30'luk THB 2 seviye modülü kullanılarak %4.05'e, 3 seviye modülü kullanılarak %2.50'ye kadar düşürülmüştür. Simülasyon çalışmalarının sonuçları, kontrol algoritmasının geçerliliğini ve kullanılan evirici topolojisindeki seviye modülü sayısının önemini ortaya koymaktadır.



a) $V_ş > 0$, $V_ş$ - Vd b) $V_ş > 0$, $V_ş$ - 2Vd c) $V_ş > 0$, $V_ş$ - 3Vd

d) $V_ş > 0$, $V_ş$ + Vd e) $V_ş > 0$, $V_ş$ + 2Vd f) $V_ş > 0$, $V_ş$ + 3Vd

g) $V_ş < 0$, $V_ş + V_d$ h) $V_ş < 0$, $V_ş + 2V_d$ i) $V_ş < 0$, $V_ş + 3V_d$

j) $V_ş < 0$, $V_ş - V_d$ k) $V_ş < 0$, $V_ş - 2V_d$ l) $V_ş < 0$, $V_ş - 3V_d$

Şekil 8: Seri aktif güç filtresi uygulamasında 7 seviyeli evirici bloğunun tüm çalışma durumlarını gösteren topolojiler.

Kaynakça

[1] İ. Kocabaş, O. Uçak ve A. Terciyanlı, "DSP Tabanlı Gerilim Kaynaklı Şönt Aktif Güç Filtresi Uygulaması", ELECO 2006, Bursa, Türkiye, s:171-175, 2006.

[2] Y.F. Wang ve Y.W. Li, "Three-Phase Cascaded Delayed Signal Cancellation PLL for Fast Selective Harmonic Detection", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Cilt: 60, No: 4, s:1452-1463, 2013.

[3] Y.F. Wang ve Y.W. Li, "A Fundamental and Harmonic Component Detection Method for Single-Phase Systems", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Cilt: 28, No: 5, s:2204-2213, 2013.

[4] V. Khadkikar, "Enhancing Electric Power Quality Using UPQC: A Comprehensive Overview", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Cilt: 27, No: 5, s:2284-2297, 2012.

[5] F. S. Kang, S. J. Park, S. E. Cho, C. U. Kim ve T. Ise, "Multilevel PWM Inverters Suitable for the Use of Stand-Alone Photovoltaic Power Systems", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Cilt: 20, No: 4, s:906-915, 2005.

[6] M. Ortuzar, R. Carmi, J. Dixon ve L. Moran, "Voltage Source Active Power Filter, Based on Multi-Stage Converter and Ultra Capacitor DC-Link", The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2003), s:2300-2305, 2003.

[7] C. Junling, L. Yaohua, W. Ping, Y. Zhizhu ve Zuyi, D. "A Closed-Loop Selective Harmonic Compensation with Capacitor Voltage Balancing Control of Cascaded Multilevel Inverter for High Power Active Power Filters", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008), s:569-573, 2008.

[8] W. Madhukar ve P. Agarwal, "Comparison of Control Strategies for Multilevel Inverter based Active Power Filter used in High Voltage Systems", Power Electronics Drives and Energy Systems, s:1-6, 2010.

[9] Z. Chen, Y. Luo ve M. Chen, "Control and Performance of a Cascaded Shunt Active Power Filter for Aircraft Electric Power System", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Cilt: 59, No: 9, s:3617-3623, 2012.

[10] A.A. Valdez-Fernandez, P.R. Martinez-Rodriguez, G. Escobar, C.A. Limones-Pozos ve J.M. Sosa, "A Model-Based Controller for the Cascade H-Bridge Multilevel Converter Used as a Shunt Active Filter", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Cilt: 60, No: 11, s:5019-5028, 2013.

[11] E. Beşer, B. Arifoğlu, S. Çamur ve E. Kandemir Beşer, "A Noval Design and Application of A Single Phase Multilevel Inverter", International Review of Electrical Engineering, Cilt: 4, No: 1, s:7-13, 2009.

[12] E. Beşer, *Anahtarlama Elemanı Sayısı ve Harmonik Optimizasyonu ile Bir Fazlı Çok Seviyeli Evirici Tasarımı*, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Kocaeli, 2009.

[13] E. Beşer, B. Arifoğlu, S. Çamur ve E. Kandemir Beşer, "Design and Application of a Single Phase Multilevel Inverter Suitable for Using as a Voltage Harmonic Source", Journal of Power Electronics, Cilt: 10, No: 2, s:138-145, 2010.

ÇBAG Tabanlı Rüzgar Türbini Donanım Simülatörü Kurulumu ve Deneysel Kontrol Uygulamaları

Görkem Ziya Yanık[1],Ozan Aykut[1],Cevat Şimşek[1],Lütfü Akçil[1],İlker Üstoğlu[2]
Özgür Turay Kaymakçı[2]
[1]İstanbul Ulaşım A.Ş., İstanbul
{yanik,oaykut,csimsek,lakcil}@istanbul-ulasim.com.tr

[2]Kontrolve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Esenler, İstanbul
{ustoglu,kaymakci}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, müşteri kurum olan Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı'nın talebi üzerine hazırlanan Tübitak 1007 – KAMAG programın kapsamında %100 desteklenen Milli Rüzgar Enerji Sistemleri Geliştirilmesi ve Prototip Türbin Üretimi (MİLRES) projesi kapsamında üretilen çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG) tabanlı 500kW'lık rüzgar türbinin laboratuar ortamında yapılmış konvertor testleri üzerinedir. Rüzgar türbini, konvertör ve ÇBAG ile ilgili sistem ister testleri programlanabilir lojik kontrolör (PLC) ile kontrol edilen bir adet 500 kW'lık test motoru ile gerçekleştirilmiştir, İlgili rüzgar simülasyonları hem normal hem de acil durum koşulları dikkate alınarak test edilmiştir. Yapılan testlerin sonuçları ayrıca paylaşılmıştır.

Abstract

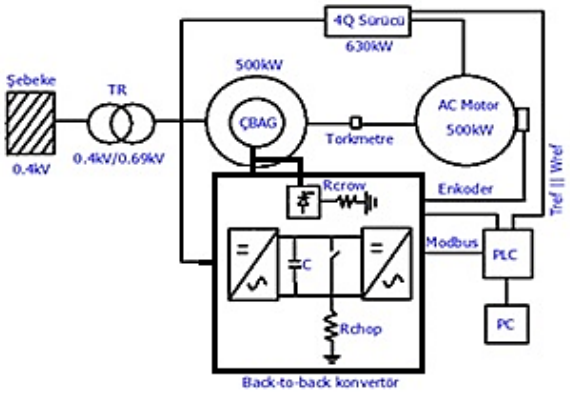
This study is about developing 500 kW wind turbine converter and double fed induction generator(DFIG) system to be tested in the laboratory area charged by TÜBİTAK. Programming logic controller was used to test wind turbine simulation on the 500 kW test motor for this study. Lab. test results are shared in this study.

1. Giriş

Günümüzde, büyüyen enerji ihtiyacına bağlı olarak elektrik enerjisine olan ihtiyaç artmaktadır. Ancak elektrik enerjisi üretiminde kullanılan ham maddelerin sonsuz olmadığı bilinmektedir. Bu sebep ile hem doğal hem de tükenmeyen bir kaynak olması sebebiyle, rüzgardan elde edilen elektrik enerjisine olan ilgi gün geçtikçe artmaktadır. Türkiye'nin teknik olarak rüzgar potansiyeli kurulu gücünün yaklaşık olarak 3 katı olan 83.000MW'a eşittir. Türkiye'de kurulan rüzgar türbinlerinin birçok parçası yurtdışından ithal edilmekte ve bu nedenle ülke rüzgar türbini konusunda dışa bağımlı olmaktadır. Bu aşamada Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı bünyesinde olmak üzere Milli Rüzgar Enerji Santrali (MİLRES) projesi başlatılmıştır. Bu proje ile, rüzgar enerji santrallerin kurulmasındaki teknik alt yapının oluşturulması ile bu alanda dışa olan bağımlılığının ortadan kaldırılması amaçlanmaktadır. Bu amaçla, İstanbul Ulaşım A.Ş. tarafından MİLRES projesi kapsamında konvertör tasarımı ve kontrolü, türbin kontrolü çalışmaları yürütülmüş ve testleri başarı ile tamamlanmıştır.

MİLRES projesi kapsamında, mekanik enerjiyi elektrik enerjisine çevirmede kullanılan generatör tipi 500kW'lık çift beslemeli asenkron generatör (ÇBAG)'dir. ÇBAG, rotor sargıları çift sargılı olup senkron üstü ve altında çalışma özelliğine sahiptir. Bu sebep ile ÇBAG'ün rotor terminalleri, back-to-back konvertör aracılığı ile çift yönlü güç alış-verişi sağlanabilmektedir. Back-to-back konvertör'de şebeke ve rotor tarafı olmak üzere iki adet konvertör mevcuttur. Konvertörler arasında doldurulan ve enerji akışını sağlayan DC link kapasiteleri mevcuttur. ÇBAG'ün şebekeye bağlanması için gerekli olan faz kilitlemeli çevrim (PLL) algoritmaları geliştirilmiştir. Aynı zamanda şebeke ve rotor tarafı konvertörlerde, konvertörlerin kontrolünde vektör kontrol yapısı uygulanarak şebekeye güç aktarılması sağlanmıştır.

MİLRES projesi kapsamında, test çalışmaları için kurulan test düzeneğinin prensip şeması Şekil 1'de gösterilmiştir. Test düzeneğinde, ÇBAG'nin devreye girme ve çıkma senaryoları ve şebekeye güç aktarma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Test düzeneğinde sistemin kontrolü için Beckhoff CX1020 PLC kullanılmış, sürücüler arasındaki haberleşmeler Modbus RTU ile yapılmış ve HMI ekranından da sistem anlık bir şekilde izlenmiş ve rüzgar türbini çalışma prosedürleri uygulanmıştır.



Şekil 1: MİLRES Lab. Test Düzeneği

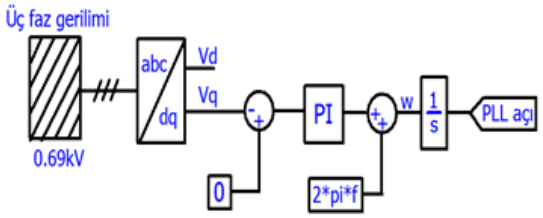
2. Sistem Modellemesi ve Kontrolü

Prensip şeması Şekil 1'de verilen test düzeneğinden anlaşılacağı üzere, bu çalışmada ÇBAG'ün dönmesi için gerekli olan moment bir AC motordan sağlanmaktadır. AC motorun mil momenti, PLC üzerinden gönderilen tork veya hız referansı ile kontrol edilmektedir. AC motorda üretilen mil momentine göre, ÇBAG'yi döndürerek, istenilen hız değerine ulaşması sağlanmış, istenilen hız değerinde ulaşmasından ve şebeke senkronizasyonunun sağlanmasından sonra, konvertörün şebekeye bağlanması gerçekleştirilmiştir. Böylece ÇBAG'nin stator ve rotor terminalleri üzerinden şebekeye güç aktarılması işlemi sağlanmış olur. Rotor terminalleri üzerinden aktarılan güç, tasarımı gerçekleştirilen back-to-back 200kW'lık konvertör üzerinden gerçeklenmiş ve sürücüler ile haberleşme Modbus RTU(RS485) ile PLC üzerinden kontrol edilmiş ve tasarımı gerçekleştirilen HMI ekranı üzerinden sistemdeki sıcaklık, gerilim, akım, şaft üzerindeki tork gibi değerler anlık olarak izlenmiştir. Bu sayede daha önceden belirlenen test senaryoları hayata geçirilmiş, sistemin çalışması ile ilgili veriler toplanmış ve analiz edilmiştir.

2.1. ÇBAG'de Senkronizasyon ve Kontrol Yapısı

Rüzgar türbini santrallerinde, çift beslemeli asenkron generatörün stator terminalleri doğrudan, rotor terminalleri ise back-to-back konvertör üzerinden şebekeye bağlanır. ÇBAG senkron altı çalışma durumunda şebeke tarafı konvertör aracılığıyla şebekeden güç çeker iken, senkron üstü çalışma esnasında ise şebekeye güç aktarabilmesini back-to-back konvertör aracılığıyla sağlar. Back-to-back konvertör yapısında, şebeke ve rotor tarafı konvertör olmak üzere iki tip konvertör ve konvertörler arasında, paralel bulunan kapasiteler ile çift yönlü güç alış-verişi sağlanabilmektedir. Şebeke ve rotor tarafı konvertörlerde vektör kontrol yapısı uygulanmıştır. Vektör kontrolünde, üçlü eksen takımına sahip olan yapı, dq eksen takımına indirilmiştir. Bu eksen takımında gerçekleştirilen stator gerilim ve akı oryantasyonları ile şebeke ve rotor tarafı konvertör kontrolü gerçekleştirilir. Stator gerilim oryantasyonunda, referansın d ekseni stator gerilim uzay vektörü boyunca hizalanır. Böylece stator q eksen gerilimi sıfır, d eksen gerilimi sabit bir değere gelmektedir. Stator akı oryantayonunda ise, referansın d ekseni, stator akı uzay vektörü boyunca hizalanır ve akının q bileşeni sıfır, d bileşeni ise sabit değer alması gerekmektedir. Bu sebep ile şebeke ve rotor tarafı konvertör kontrolünde, oryantasyonlar büyük öneme sahiptir. Böylece gerçekleştirilen kontroller, istenilen referansa göre, üretilen referans akım değerine bağlı olarak üretilen referans geriliminin değişiminin kontrolü ile gerçekleştirilmiştir. Şebeke tarafı konvertör kontrolünde, DC-link gerilim seviyesi sürekli kontrol altında tutulmuş ve ihtiyaç durumunda konvertör şebeke ile karşılıklı reaktif güç alış-verişi sağlanmıştır. Rotor tarafı konvertör kontrolünde ise, aktif güç kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Çift beslemeli asenkron generatörün şebeke ile senkronizasyonu PLL algoritması ile gerçekleştirilir. Şebeke gerilim vektörü, dq eksen takımına indirgenmesi ve q bileşenin bir PI kontrolörile sıfıra eşitlenmesi ile, şebeke gerilim oryantasyon durumu için, dönüşümler için uygun açı bilgisi elde edilmektedir. Aynı zamanda PLL algoritması ile elde edilen açı bilgisi hem şebeke hem de rotor tarafı konvertör kontrolünde dq eksen takımına geçişlerde de kullanılmıştır. Sistemde birinci veya ikinci dereceden PLL yapıları mevcuttur. Şebeke geriliminde harmonik, gerilim düşümü, frekans değişmesi durumlarına karşı, ikinci dereceden PLL yapısı daha dayanıklı bir davranış segilemektedir. Birinci dereceden PLL yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir. İkinci dereceden PLL yapısında, üç faz gerilimi önce alpha-beta eksenine sonra da hem harmonik filtreleme hem de 90 derece faz kayma özelliği sağlayan fonksiyonlardan geçirilerek, PLL açısı elde edilmektedir.

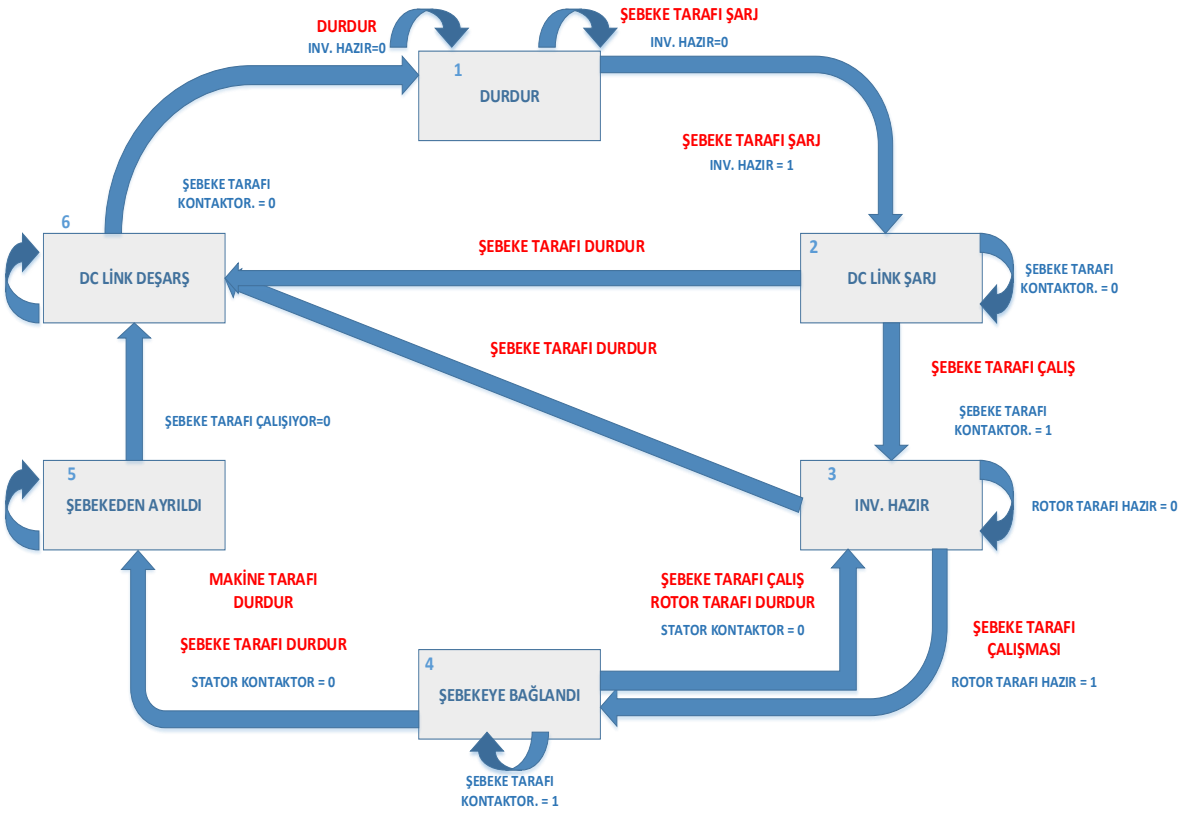


Şekil 2: Birinci Dereceden PLL Prensip Şeması

Rüzgar türbini santrallerinde, şebeke geriliminin düşmesi, üç faz kısa devreleri oluşması durumunda konvertörler arasından bulunan DC-link gerilim seviyesi, rotor akımı ve rotor hızında yükselmeler olmaktadır. Bu yükselmeler ciddi boyutlara çıkmadan, belirlenen sınırlar içinde arıza *crowbar* ve *chopper* devreleri üzerinden toprağa atılmaktadır. Chopper devresi genellikle DC link geriliminde olabilecek düşük yükselmelerde arızayı ortadan kaldırmaya çalışırken, crowbar devresi ise chopper devresinin yetersiz kaldığı durumda devreye girip arızanın toprağa atılmasını sağlamaktadır.

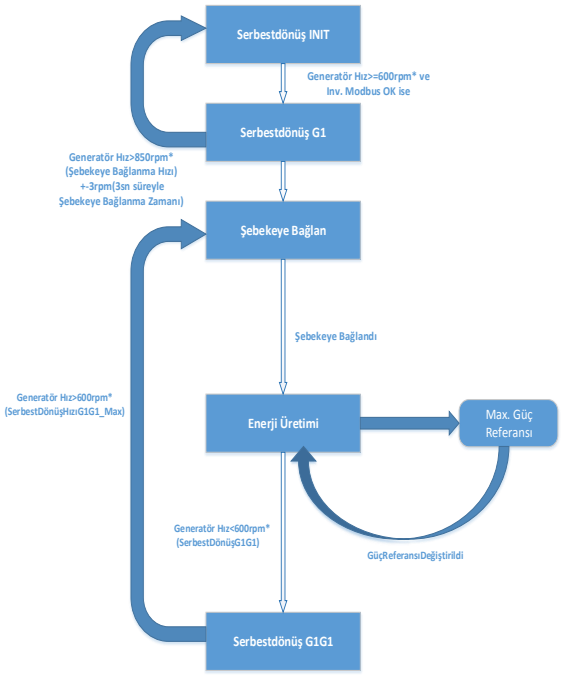
2.2.Test Sistemi ve Çalışma Senaryosu

MİLRES ÇBAG ve konvertör testlerinde çeşitli çalışma senaryolarıyla sistem test edilmiştir. Bu çalışma senaryoları normal çalışma durumu ve acil durdurma senaryosu olarak 2'ye ayrılır. Bu senaryolar neticesinde MİLRES ÇBAG ve konvertör farklı çalışma şartlarında test edilmiştir. Türbinin ilk olarak devreye alınması PLC tarafından Şekil 4'deki çalışma senaryosuna göre oluşturulmuştur. Yüksek hızlı şaftın hızı 600 rpm'e getirilerek türbin *freewheeling* durumunda bekletilir ve eğer acil stoplara basılı değilse ve PLC'nin çevresel birimlerle haberleşmesinde bir sıkıntı yoksa türbin devreye alma operasyonu başlar. Türbin *SerbestDönüşG1* durumuna gelinceye kadar ise Şekil 3'deki 1,2 ve 3 numaralı şartları yerine getirir. Konvertör PLC tarafından *"run"* komutunu aldıktan sonra şebeke tarafı kontaktörünü 1 konumuna getirerek DC linkin şarj edilmesini sağlar bu süreçte herhangi bir hata durumunda konvertör şebeke tarafı konvertörünü 0 haline getirir ve DC link üzerinde enerjiyi şebeke tarafına aktarır. *SerbestDönüşINIT* durumundan *SerbestDönüşG1* durumuna gelinceye kadar PLC tarafından yüksek hızlı şaftın hızı saniyede kontrollü bir şekilde 5 rpm arttırılarak 850 rpm ÇBAG nominal çalışma hızına getirilmiştir. Türbin hızı 850 rpm'e getirildikten sonra konvertör şebeke senkronizasyonunu tamamlar ve PLC'ye *Makine Tarafı Hazır(Machine Side Run)* komutu gönderir.



Şekil 3: Konvertor Çalışma Prosesi

PLC, gönderilen komutu aldıktan sonra güç referansını arttırmaya başlar. HMI ekranından maksimum çalışma güç referansı belirlenen güç referansına kadar, türbin kontrolü saniyede 10 kW güç referansını arttıracak şekilde şebekeye güç aktarmaya başlamıştır. Generatörden şebekeye aktarılan güç miktarı 500 kW olduğunda sistem güç referansını eğer herhangi bir olumsuz durum yok ise sabit tutar. Türbin kapatma durumu ise acil durdurma ve normal durdurma senaryosu olmak üzere iki durdurma prosedüründen oluşturulmuştur. Türbin kontrolü, normal durdurma butonu aktifleştirildiğinde güç referansını saniyede -10 kW azaltarak 0 kW değerine getirir. Stator ve rotor kontaktor durumlarını 0'a getirerek şebekeden tamamen ayrılır ve konvertor DC-link üzerindeki enerjiyi şebekeye aktarır. Kontrol sistemi yüksek hızlı şaft hızını 850 rpm'de tutarak *freewheeling* durumuna geçer. Eğer türbinin tekrardan enerji üretmesi isteniyorsa, normal çalışma butonu aktifleştirilerek Şekil 3 ve Şekil 4'deki gibi çalışma senaryoları tekrardan işletilmeye başlanır. Acil durdurma butonu ise sistemin acil durdurma durumları testi için kullanılmıştır. Acil durdurma butonuna basıldığında sistem güç referansını o anki güç referans değerinden 0 kW'a getirir ve konvertörü şebekeden ayırarak *freewheeling* durumuna geçer. MİLRES türbin kontrol stratejisinden acil durdurma prosedürüne etki edecek herhangi bir bozucu etkide kanatlarında dönmesini *pitch* freni vasıtasıyla engelleyecek ve yüksek hızlı şaftın hızını yaklaşık 0 rpm'e getirecektir fakat laboratuvar sisteminde buna gerek görülmemiş ve durdurma operasyonunda generatörün şaft hızı tekrardan enerji üreteceği biçimde 850 rpm'de tutulmuştur.



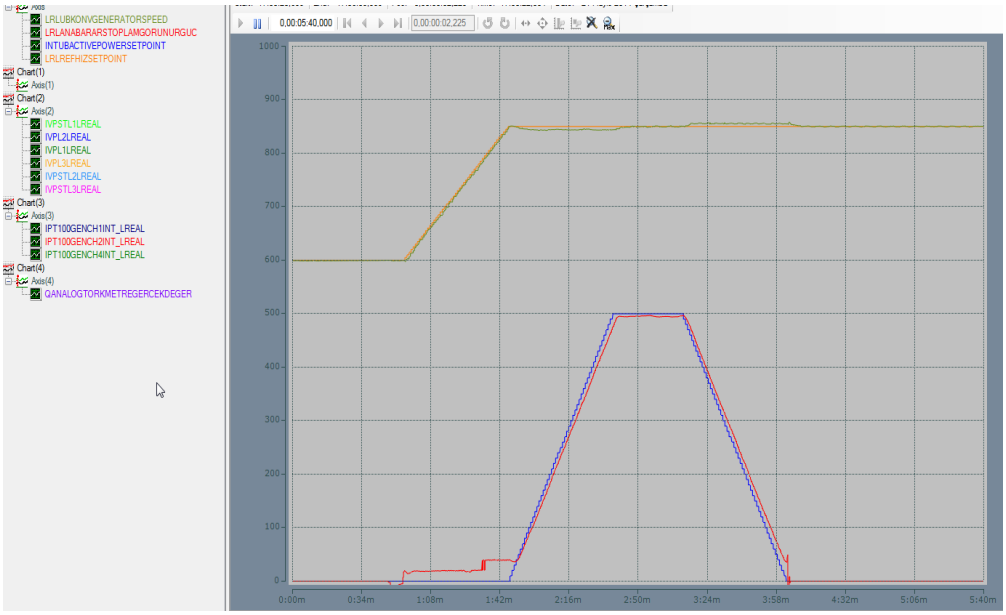
Şekil 4: Kontrol Sistemi Çalışma Prensibi

3. Deneysel Sonuçlar

MİLRES projesi konvertör ve ÇBAG çeşitli güç referanslarında testleri yapılmıştır. Bu referanslar türbinin nominal çalışma güçlerinden başlayarak 500kW, 400 kW, 300kW, 200 kW ve 100 kW için tekrarlanmıştır. Her prosedür için normal çalışma ve acil durdurma durumları test edilmiştir. Bu testlerin sonucu ise PLC'den alınan verilerin bilgisayar hafızasına kaydedilmesiyle grafikler çizdirilmiştir. Deneylerin gerçekleştirildiği test laboratuvarının genel görünüşü Şekil 5'de gösterilmiştir.

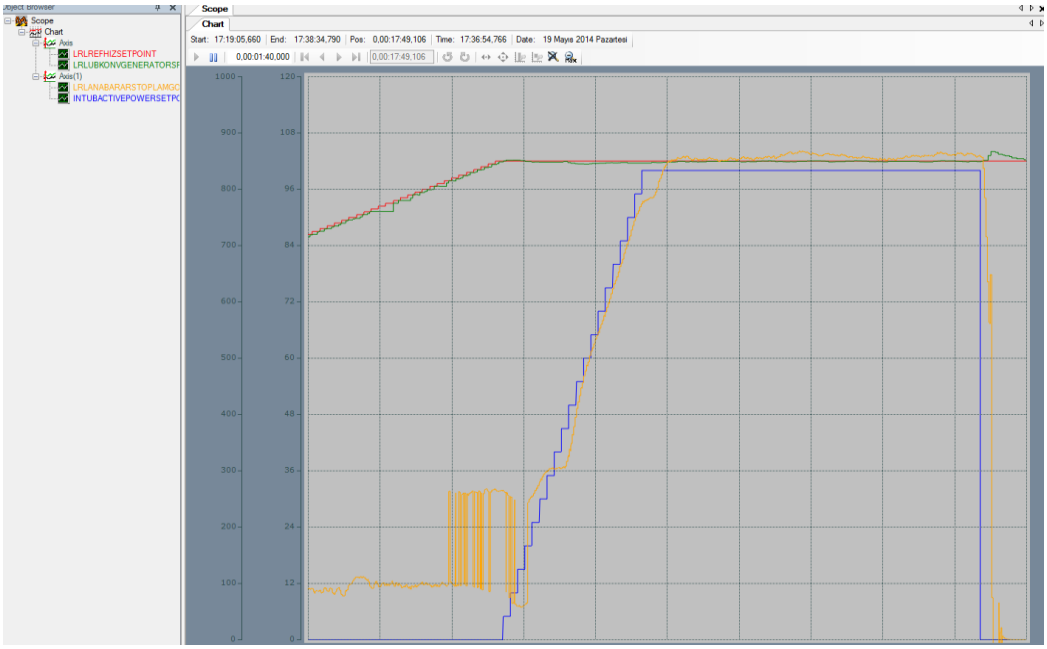


Şekil 5: Test Laboratuarı



Şekil 6: 500 kW Normal Çalışma ProsedürüLab. Test Sonuçları

Şekil 6'daki grafik labarotuvar ortamında denenmiştir. MİLRES ÇBAG ve konvertör test verilerinden oluşturulmuştur. Turuncu ile gösterilen PLC tarafından 4Q sürücüye gönderilen hız referansını, yeşil renk ile gösterilen ise motorun gerçek hızını göstermektedir. Mavi, kontrolörden MİLRES konvertora gönderilen güç referansını, kırmızı ise üretilen aktif güç miktarını göstermektedir. Sistem 600 rpm'de *freewheeling* durumundayken sisteme *run* komutu gönderilmiştir. Sisteme *run* komutu gönderildikten sonra rüzgarı simüle eden motorun hızı her saniye 10 rpm arttırılmış ve 850 rpm'e ulaştığında konvertörün şebekeye bağlanması için gerekli komut gönderilmiştir. Konvertör bu komutu aldıktan sonra şebekeye senkronize olmuş ve kontrolöre bunu bildirmiştir.*(Machine Side Run)* Bundan dolayı kontrolör tarafından güç referansı göndermeye başlanmış ve her saniye 10 kW güç referansını arttırmıştır. MİLRES konvertör tarafından bu referansların takip etmesi ve takip etme hızı önemlidir. Şekil 6'ya bakıldığında MİLRES konvertörün verilen referansları anlık olarak takip ettiği ve verilen referanslara çok hızlı bir şekilde tepki verdiği görülmüştür. Sistem belirli bir süre çalıştıktan sonra kontrolör tarafından *normal stop* komutu almış ve her saniye -10 kW güç referansıyla, 0 kW'a kadar güç referansı gönderilmiştir. Generatör 0 kW'a eriştiğinde konvertör şebekeden ayrılmış ve *freewheeling* pozisyonunda kalmıştır. Normal çalışma durumuyla birlikte acil durdurma süreçleri incelenmiş ve testleri gerçekleştirilmiştir. Acil durdurma sürecinde konvertör şebekeye güç aktarırken güç referansı aniden 0 kW olarak gönderilmiş ve sistemin tepkisi ölçülmüşür. Şekil 7'de gösterildiği gibi sisteme anlık olarak *stop* komutu gönderilmiş ve kontrolör tarafından güç referansı 0 kW'a çekilmiş ve konvertörün bu güç referansını takip ederek şebekeye aktarılan gücü 0 kW'a çektiği ve kendisini şebekeden ayırdığı görülmüştür. Bu süreçte yüksek hızlı şafta bir güç boşalması olduğundan dolayı sistem biraz hızlanmış, sonrasında kontrolör tarafından gönderilen 850 rpm hız referansına çekilmiştir. Sarı ile gösterilen güç referansı ölçüm hatası olarak başta osilasyon yaptığı görülmektedir. Güç aktarılmaya başlandığında ölçülen gücünde 0 kW'dan başladığı görülmektedir. Konvertör her iki kapanma durumunda da Şekil 3'deki 5 ve 6 numaralı süreçleri sırayla uygular.



Şekil 7: 100 kW Acil Durdurma ProsedürüLab. Test Sonuçları

4. Sonuçlar

MİLRES projesi kapsamında çalışmaları gerçekleştirilen ÇBAG tabanlı rüzgar türbini simülatörü konvertör testlerinde, gerçekleştirilen kontroller ÇBAG üzerinde vektör kontrol yapısı uygulanarak gerçekleştirilmiştir. ÇBAG'ün rotor sargıları üzerinden şebekeye güç aktarılması için 200 kW'lık back-to-back konvertör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Back-to-back konvertörde, ÇBAG'ün kontrolü için geliştirilen yazılım sayesinde, DC link gerilimi sabit tutulmuş, şebeke ve generatör ile çift taraflı güç alış verişleri yapılmıştır. PLC üzerinden rüzgar torkunu simüle eden motora sürücüsüne referans olarak gönderilen tork veya hız referansına ve yüksek hızlı şaftın hızına bağlı olarak MİLRES konvertöre gönderilen güç referansına göre, şebekeye aktarılan aktif ve reaktif güç değerleri istenildiği gibi ayarlanmıştır. Sistemde, şebekeye aktarılabilecek nominal 500 kW'lık güç değeri laboratuar ortamında yapılan test çalışmaları ile başarıyla şebekeye aktarılmış, rüzgar türbininde kullanılan acil durum kapatma şartlarına göre konvertör sistemi test edilmiştir. Bundan sonraki yapılacak çalışmalarda konvertör ve ÇBAG, türbinin nacelle kısmına yerleştirilecek ve MİLRES türbinden alınacak geri bildirimlere göre tekrardan 500 kW türbin için kontrol ve konvertör yazılım optimizasyonları yapılacaktır. Konvertor ileri hata/koruma durumlarını test edebilmek için daha küçük güçlü generator ve konvertör seti MİLRES konvertör test laboratuvarında kullanılacaktır.

Teşekkür

Proje No: 110G010 MİLRES projesine desteklerinden dolayı Türkiye Cumhuriyeti Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı'na, TÜBİTAK'a ve değerli MİLRES proje ortaklarına teşekkür ederiz.

5. Kaynakça

[1] S.Mazari, "Control Design and Analysis of Doubly-Fed Induction Generator in Wind Power Application," Alabama 2009.
[2] B.Pokharel, "Modeling, Control and Analysis of a Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine System Voltage Regulation," Tennessee Technology University, December 2011.
[3] T.Ghennam, E. M.Berkouk ve B.Francois, " Modeling and Control of a Doubly Fed Induction Generator Based Wind Conversion System," IEEE, March 2009, Lisbon s: 507-512.
[4] L. R. Limongi, R. Bojoi ve C. Pica, "Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques of Grid Utility Applications," IEEE, April 2007, Nagoya, s:674-681.
[5] H. A. Pereira, S. R.Silva, "Influence of PLL in Wind Parks Harmonic Emissions," IEEE, April 2013, Sao Paulo, s:1-8.
[6] X.Guo, W.WU, H.GU, "Phase Locked Loop and Synchronization Methods for Grid-Interfaced Converters," Yanshan University.
[7] C. Wessels, "Fault Ride Through of DFIG Wind Turbines during Symmetrical Voltage Dip with Crowbar or Stator Current Feedback Solution," IEEE, September 2010, Atlanta, s:2771-2777.
[8] I. Erlich, H. Wrede ve C.Feltes, "Dynamic Behavior of DFIG-Based Wind Turbines during Grid Faults," IEEE, University of Duisburg-Essen, April 2007, Nagoya, s:1195-1200.

Bir Fotovoltaik Sistemden Değişken Güneş Işınım Değerlerinde Maksimum Güç ve Sabit DA Gerilim Elde Edilebilmesine Yönelik DA/DA Dönüştürücü ve Kontrolcü Tasarımı

Onur Deveci, *Coşku Kasnakoğlu*

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi, Ankara
{odeveci,kasnakoglu}@etu.edu.tr

Özetçe

Bu makalede bir fotovoltaik panelden değişken güneş ışınım değerlerinde maksimum güç elde edilmesine yönelik DA/DA dönüştürücüler, maksimum güç noktası izleyici ve fotovoltaik sistem çıkışında yer alan yükü sabit doğru akım (DA) gerilimde beslemeye yönelik MATLAB/Simulink programıyla PID kontrolcü tasarımı konuları ele alınmıştır. Bu inceleme kapsamında fotovoltaik sistemi oluşturan birimlerden fotovoltaik panel, alçaltan (buck) dönüştürücü, alçaltan dönüştürücü kontrolörü ve yükselten (boost) dönüştürücü tasarımı yapılarak MATLAB/Simulink-SimPowerSystems programında sistem modeli oluşturulmuştur. PID yükselten dönüştürücü kontrolörü tasarımı için gerekli sistem doğrusal modeli, sıkça kullanılan yöntemlerden farklı olarak, sistem bilinen bir çalışma noktası etrafında çalışırken bilinen bir basamak girişine verdiği yanıtın simüle edilmesiyle elde edilen giriş/çıkış verilerine göre oluşturulmuş ve yükselten dönüştürücü kontrolörü söz konusu doğrusal model baz alınarak MATLAB/Simulink aracılığıyla tasarlanmıştır. Değişik güneş ışınım değerlerinde fotovoltaik sistem simüle edilerek alçaltan ve yükselten dönüştürücü kontrolörlerinin performansları analiz edilmiş, tasarlanan kontrolcülerin fotovoltaik sistemi değişken güneş ışınım değerlerinde maksimum güç noktasında çalıştırdığı ve rezistif yüke daha önceden belirlenen sabit DA gerilimi sağladığı görülmüştür.

1. Giriş

Yakın bir zaman diliminde tükenmesi kaçınılmaz olan geleneksel enerji kaynaklarının en yüksek pay ile ilk sırayı aldığı dünya enerji üretimi, artan nüfus ve sanayileşmenin ihtiyaçlarını karşılayamamakta, enerji üretimi ve tüketimi arasındaki açık her geçen gün biraz daha artmaktadır [1]. Bu duruma geleneksel enerji kaynaklarının üretimi ve tüketiminden kaynaklanan çevre sorunları da eklenince, dünya genelinde yenilenebilir enerji kaynaklarına ve özellikle de fotovoltaik sistemlere olan ilgi son yıllarda oldukça artmıştır. Bu alanda yapılan araştırma ve geliştirme çalışmalarının ivme kazanmasıyla son 20 yılda fotovoltaik sistemlere olan talep her yıl ortalama %20-25 artış göstermiştir [2-3]. Söz konusu talep artışına katkıda bulunan en önemli etken üretim teknolojilerindeki gelişme ve buna bağlı olarak güneş hücrelerinin verimliliğindeki artış ve üretim maliyetlerindeki azalmadır [4].

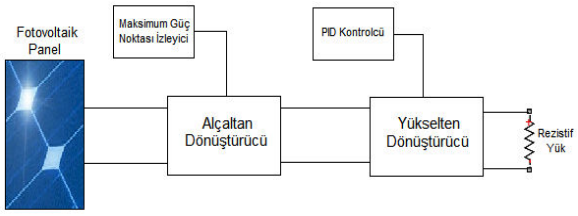
Fotovoltaik panellerden elde edilen voltaj ve akım değerleri atmosferik hava koşullarına ve yük profiline göre farklılık göstermektedir [5-6]. Fotovoltaik panel yüzeyine gelen güneş ışınım değeri arttıkça panel çıkışındaki akım da artmaktadır. Panelin bulunduğu ortam sıcaklığı arttıkça panel terminallerindeki açık devre gerilimi azalmaktadır. Sonuç olarak, bir fotovoltaik sistemden operasyonel koşullara bağlı olarak elde edilebilecek maksimum güç değeri değişkenlik göstermektedir. Yük profili ve atmosferik koşullara bağlı olarak fotovoltaik panelden maksimum güç değerini elde edebilmek için paneli optimum operasyon noktasında çalıştırmaya yönelik literatürde çeşitli maksimum güç noktası izleyici (maximum power point tracker) metotları geliştirilmiştir [6-10]. Bunlardan en sık kullanılan algoritmalar hata ve gözlem (perturb & observe) ve artan iletkenlik (incremental conductance) algoritmalarıdır [11]. Maksimum güç noktası izleyici sayesinde daha az fotovoltaik panel kullanılarak daha yüksek enerji dönüşüm verimliliğinde maliyeti daha düşük fotovoltaik sistemler kurulabilmektedir [12].

Fotovoltaik sistemlerde verimliliği arttırmak için yukarıda belirtilen maksimum güç noktası izleyici ve çıkış voltajı kontrolü gibi uygulamalara yönelik panel ve yük arasında DA/DA dönüştürücüler ve şebekeye bağlı sistemlerde panel tarafından üretilen DA gerilimi alternatif akım (AA) gerilimine dönüştürmek için eviriciler (inverter) kullanılmaktadır [13].

Bu bildiride şebekeden bağımsız çalışan bir fotovoltaik sistemden değişken güneş ışınım değerlerinde sürekli maksimum güç elde edebilmek için maksimum güç noktası izleyici, çıkışta yer alan rezistif yükün ihtiyacı olan sabit DA gerilimi sağlayacak PID kontrolcü ve söz konusu kontrolcülerin kontrol sinyalleri ile süreceği DA/DA dönüştürücülerin tasarımı üzerinde durulacaktır. Tasarlanan sistem MATLAB/Simulink programında modellenerek simülasyon sonuçları ve gelecekteki çalışmalar değerlendirilecektir.

2. Uygulama ve Yöntem

Fotovoltaik sistemi oluşturan ve bu bölümde tasarım ve modellemesi yapılacak olan bileşenler Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Fotovoltaik sistem bileşenleri.

2.1. Fotovoltaik Panel Seçimi ve Modellenmesi

Fotovoltaik panel seçimi için ilk olarak sistemin giriş ve çıkışına yönelik tasarım parametreleri Tablo 1'deki gibi belirlenmiştir.

Tablo 1: Fotovolatik Sisteme Yönelik Tasarım Parametreleri

Tasarım Parametresi	Sayısal Değeri	Birimi
Rezistif Yük	5 ± %20	Ω
Sistem Çıkış Gerilimi	12 ± %5	V
Güneş Işınım Değeri Aralığı	600-1000	W/m^2

Rezistif yükün %20 toleransa sahip olduğu varsayılarak, Tablo 1'de belirtilen tasarım parametrelerine göre rezistif yükün ihtiyaç duyduğu maksimum ve minimum güç değeri (1) denklemi kullanılarak hesaplanabilir.

$$P=\frac{V^2}{R} \quad (1)$$

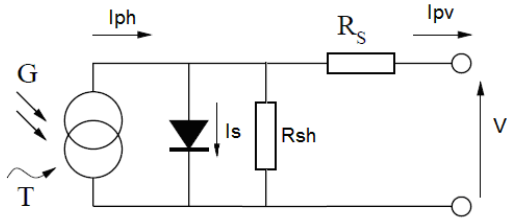
(1) denkleminde V çıkış voltajını, R ise rezistif yük değerini gösterir. Buna göre toleransları da hesaba dahil ederek, maksimum güç değeri 39.69W; minimum güç değeri 21.66W olarak hesaplanmıştır.
Fotovoltaik panel seçiminde, DA/DA dönüştürücülerdeki kayıplar ve yükün güç ihtiyacına göre belirtilen minimum güneş ışınım değerinde panelin söz konusu gücü karşılayıp karşılayamayacağı göz önünde bulundurulur. Bu çalışmada SunTech firmasına ait STP080S 80W güneş paneline ait Tablo 2'de belirtilen parametreler kullanılmıştır.

Tablo 2: Modellemede Kullanılan Fotovolatik Paneli Oluşturan 36 Adet Güneş Hücresine Ait Parametreler

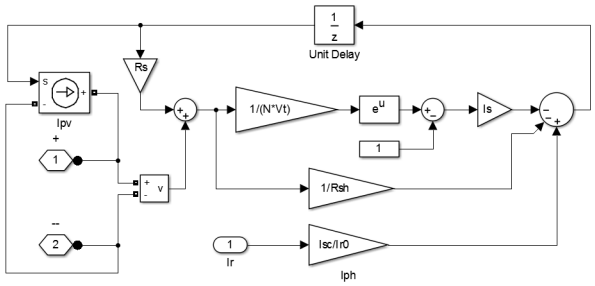
Parametre	Sayısal Değer	Birim
I_{sc}	5	A
V_{oc}	0.6	V
Diyot İdealite Faktörü	1.5	-
R_s	0.001	Ω
R_{sh}	1000	Ω

Yukarıda belirtilen fotovoltaik paneldeki her bir güneş hücresi Şekil 2'deki gibi bir akım kaynağı, akım kaynağına paralel bir diyot, Rsh direnci ve Rs seri direnci ile modellenebilir [14]. Güneş hücresi çıkışındaki akım ise (2) denklemi kullanılarak hesaplanabilir [15].

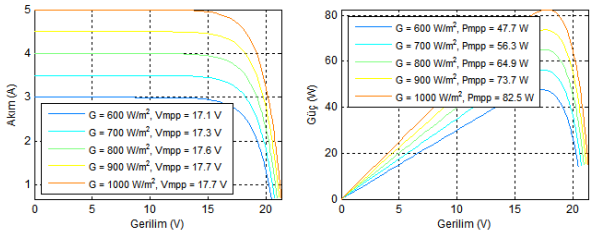
$$I_{pv} = I_{ph} - I_s * (e^{\frac{V+I_{pv}*R_s}{N*Vt}-1} - 1) - \frac{V + I_{pv} * R_s}{R_{sh}} \quad (2)$$



Şekil 2: Güneş hücresi elektrik devresi gösterimi.



Şekil 3: Güneş hücresi MATLAB/Simulink modeli.

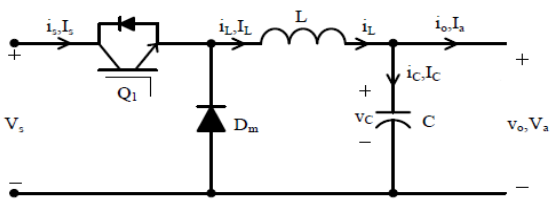


Şekil 4: Seçilen fotovoltaik panelin farklı güneş ışınım değerlerindeki akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri.

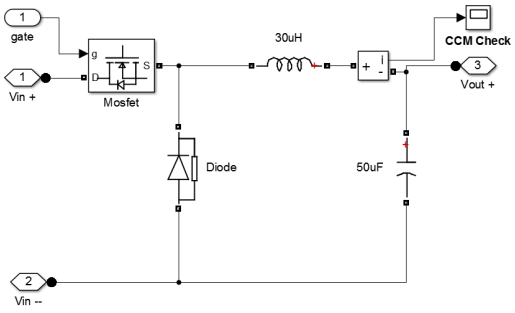
(2) denkleminde I_{pv} güneş hücresi çıkış akımını, I_{ph} güneş hücresine çarpan fotonlar tarafından üretilen akımı, I_s diyot satürasyon akımını, V güneş hücresi çıkış gerilimini, N diyot idealite faktörünü, R_s seri direnci, R_{sh} paralel direnci, Vt ise termal voltajı gösterir. (2) denklemi kullanılarak MATLAB/Simulink'te oluşturulan fotovoltaik panel modeli Şekil 3'te verilmiştir.
Seçilen panelin Tablo 1'de belirtilen minimum güneş ışınım değerinde rezistif yükün ihtiyacı olan maksimum güç değerini karşılayabildiğini doğrulamak için bir MATLAB kodu yazılmış, Şekil 3'teki model çeşitli güneş ışınım değerlerinde çalıştırılarak Şekil-4'te verilen akım-gerilim ve güç-gerilim grafikleri ve bu grafiklerden maksimum güç noktaları elde edilmiştir. Seçilen panelin 600W/m^2'de 47.7W üreterek rezistif yükün maksimum ihtiyacı olan 39.69W'ı karşılayabildiği görülmüştür.

2.2. Alçaltan Dönüştürücü Tasarımı ve Modellenmesi

Sistem çıkış gerilimi olarak 12V istendiği ve seçilen panel Şekil 4'te gösterildiği gibi maksimum güç noktasındayken 17.1-17.7V aralığında çalıştığı için maksimum güç noktası izleyiciden gelecek doluluk/boşluk oranı (duty cycle) sinyaliyle çalışmak üzere söz konusu gerilim düşürme işlemini gerçekleştirebilecek alçaltan dönüştürücü kullanılmıştır.
Alçaltan dönüştürücü Şekil 5'te verilen devre elemanlarından oluşmaktadır.



Şekil 5: Alçaltan dönüştürücü elektrik devresi gösterimi [16].



Şekil 6: Alçaltan dönüştürücü MATLAB/SimPowerSystems modeli.

Fotovoltaik sistemde Şekil 1'deki gibi iki DA/DA dönüştürücü seri bağlandığı ve doluluk/boşluk oranları birbirinden farklı olduğu için L indüktans ve C kapasitans değerleri minimum doluluk/boşluk oranına göre hesaplanarak dönüştürücünün her zaman sürekli iletim modunda (continuous conduction mode) çalışması garanti altına alınmıştır. Sürekli iletim modu için gerekli asgari indüktans değeri (3) denklemi ile hesaplanabilir [17].

$$L_{\min} = \frac{(1 - D_{\min}) * R}{2 * f_s} \tag{3}$$

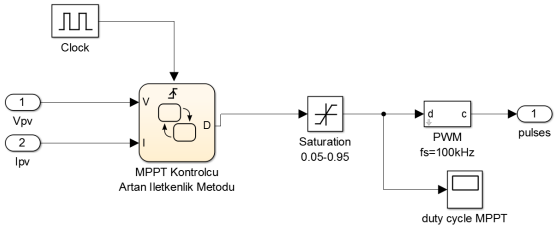
(3) denkleminde D doluluk/boşluk oranını, R çıkıştaki rezistif yük değerini, f_s ise anahtarlama frekansını gösterir. (3) denkleminde D_{min}=0.05, R=6Ω, f_s=100kHz olmak üzere L_{min}=28.5µH olarak hesaplanır.
Sürekli iletim modu için gerekli asgari kapasitans değeri ise (4) denklemi ile hesaplanmıştır [17].

$$C_{\min} = \frac{(1 - D_{\min})}{8 * L_{\min} * \frac{\Delta V_0}{V_0} * f_s^2} \tag{4}$$

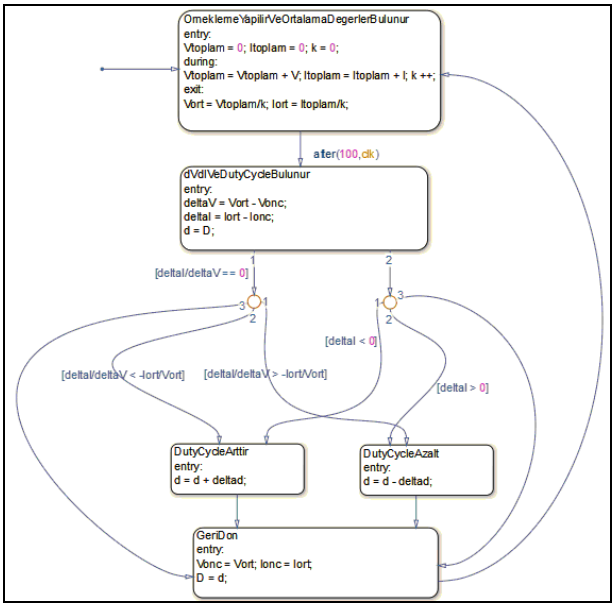
(4) denkleminde D_{min}=0.05, L_{min}=28.5 µH, f_s=100 kHz ve $\Delta V_0/V_0$=%1 olmak üzere C_{min}=41.6µF olarak hesaplanmıştır. Buna göre alçaltan dönüştürücü için tasarlanan değerler (L=30µH ve C=50µF olarak alınmıştır) ve MATLAB/Simulink modeli Şekil 6'da verilmiştir.

2.3. Maksimum Güç Noktası İzleyen Kontrolcü Tasarımı ve Modellenmesi

Fotovoltaik panelin değişen hava koşulları (sıcaklık ve güneş ışınım değerleri) ve yük profili altında sürekli maksimum güç noktasında çalışmasını sağlamak için maksimum güç noktası izleyici kullanılmaktadır. Bu çalışmada literatürde en sık kullanılan iki algoritma (hata & gözlem ve artan iletkenlik) incelenmiştir.



Şekil 7: Maksimum güç noktası izleyen kontrolcü MATLAB/Simulink modeli.



Şekil 8: Artan iletkenlik algoritması MATLAB/Simulink modeli.

Hata ve gözlem algoritmasında, fotovoltaik panelin çalışma geriliminde çok küçük değişimler gerçekleştirilerek her bir periyotta panelin çıkış gücündeki değişim (ΔP) gözlenmektedir. ΔP > 0 ise, çıkış gerilimi arttırılmakta, ΔP < 0 ise azaltılmaktadır ve panel çalışma noktası maksimum güç noktasına yaklaştırılmaktadır [18]. Basit ve uygulaması kolay bir yöntem olmasına rağmen bu yöntemle panel maksimum güç noktasına ulaşsa bile ΔP=0 noktası civarında sistem salınım yaparak çalışmaya devam etmekte ve düşük güneş ışınım değerlerinde güç-gerilim grafiği daha düz olduğu için maksimum güç noktasının yeri tam olarak tespit edilememektedir. Bu nedenle hata ve gözlem metoduna göre özellikle maksimum güç noktasında çalışma konusunda ve hızla değişen atmosferik hava koşullarında daha iyi sonuçlar veren artan iletkenlik metodunun kullanılmasına karar verilmiştir [19].
Artan iletkenlik metoduna göre, panel güç-gerilim eğrisinin eğimi maksimum güç noktasında sıfırdır (dP/dV = 0), sağ tarafta negatif (dP/dV < 0), sol tarafta ise pozitiftir (dP/dV > 0). Bu koşullara göre maksimum güç noktası, (5) ve (6) denklemleri kullanılarak panel iletkenlik artışına göre bulunabilir.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(V.I)}{dV} = i + V.\frac{dI}{dV} = 0 \tag{5}$$

$$(a)\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V}, (b)\frac{\Delta I}{\Delta V} > \frac{I}{V}, (c)\frac{\Delta I}{\Delta V} < -\frac{I}{V} \tag{6}$$

(6) denklemine göre (6.a) maksimum güç noktasında çalışıldığını, (6.b) maksimum güç noktasının solunda çalışıldığını ve (6.c) de maksimum güç noktasının sağ tarafında çalışıldığını gösterir.
Artan iletkenlik metodu hata & gözlem metodu ile benzer şekilde maksimum güç noktasını arar ancak bu yöntemle panel çıkışındaki çıkış gücünü hesaplamaya gerek yoktur ve bu nedenle ani hava koşulu değişikliklerinde ve düşük güneş

ışınım değerlerinde hata & gözlem metoduna göre daha iyi bir performans gösterir.
Bu çalışmada kullanılan, artan iletkenlik metoduyla maksimum güç noktası izleyen kontrolcü modeli MATLAB/Simulink programında Şekil 7'deki gibi oluşturulmuştur. Artan iletkenlik maksimum güç noktası izleyici algoritması MATLAB/Simulink programında Stateflow-Chart modeli kullanılarak Şekil 8'deki oluşturulmuştur.

2.4. Yükselten Dönüştürücü Tasarımı ve Modellenmesi

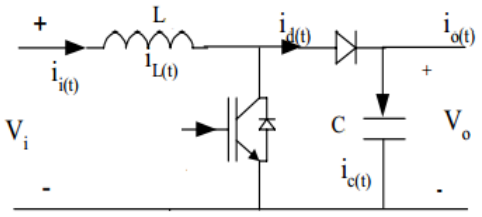
Fotovoltaik panelden sonra kullanılan alçaltan dönüştürücü panel terminal gerilimini düşürdüğü için istenen çıkış gerilimini rezistif yüke verebilmek için yükselten dönüştürücü kullanılmıştır. Bu çalışmada yükselten dönüştürücü yerine alçaltan-yükselten (buck-boost) dönüştürücü ya da Cúk dönüştürücü kullanılmamasının nedeni bu dönüştürücülerin alçaltan ya da yükselten dönüştürücüler kadar verimli olmaması, alçaltan-yükselten dönüştürücü giriş ve çıkışındaki yüksek dalgacık akım değerleri ve buna bağlı yüksek gürültü değerleri ve Cúk dönüştürücünün tasarım açısından daha karmaşık ve görece yüksek maliyetli olmasıdır [20].
Yükselten dönüştürücü Şekil 9'da verilen devre elemanlarından oluşmaktadır. Fotovoltaik sistemde Şekil 1'deki gibi iki DA/DA dönüştürücü seri bağlandığı ve doluluk/boşluk oranları birbirinden farklı olduğu için asgari L indüktans değeri ve C kapasitans değeri her biri için ayrı ayrı optimum doluluk/boşluk oranına göre hesaplanarak dönüştürücünün her zaman sürekli iletim modunda (continuous conduction mode) çalışması garanti altına alınmıştır. Sürekli iletim modu için gerekli asgari indüktans değeri (7) denklemi ile hesaplanabilir [17].

$$L_{\min} = \frac{D_{opt} * (1 - D_{opt})^2 * R}{2 * f_s} \quad (7)$$

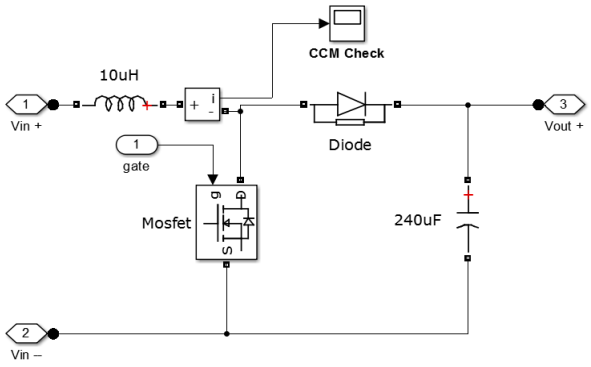
(7) denkleminde D doluluk/boşluk oranını, R çıkıştaki rezistif yük değerini, f_s ise anahtarlama frekansını gösterir. (7) denklemini maksimum yapacak doluluk/boşluk oranı D_{opt}=0.5, R=6Ω, f_s=100kHz olmak üzere L_{min}=3.75µH olarak hesaplanır.
Sürekli iletim modu için gerekli asgari kapasitans değeri ise (8) denklemi ile hesaplanmıştır [17].

$$C_{\min} = \frac{D_{\max}}{R * \frac{\Delta V_0}{V_0} * f_s} \quad (8)$$

(8) denkleminde D_{max}=0.95, f_s=100kHz, R=4Ω ve $\Delta V_0/V_0$=%1 olmak üzere C_{min}=237.5µF olarak hesaplanır.
Buna göre alçaltan dönüştürücü için tasarlanan değerler (L=10µH ve C=240µF olarak alınmıştır) ve MATLAB/Simulink modeli Şekil 10'da verilmiştir.



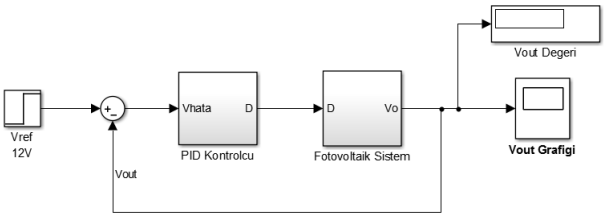
Şekil 9: Yükselten dönüştürücü elektrik devresi gösterimi [21].



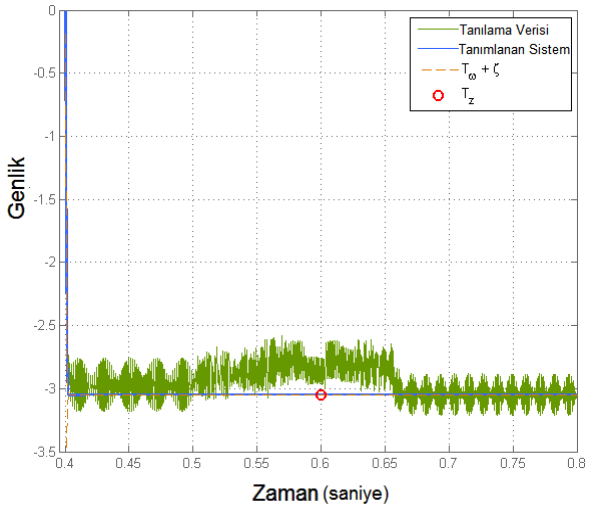
Şekil 10: Yükselten dönüştürücü MATLAB/SimPowerSystems modeli.

2.5. PID Kontrolcü Tasarımı ve Modellenmesi

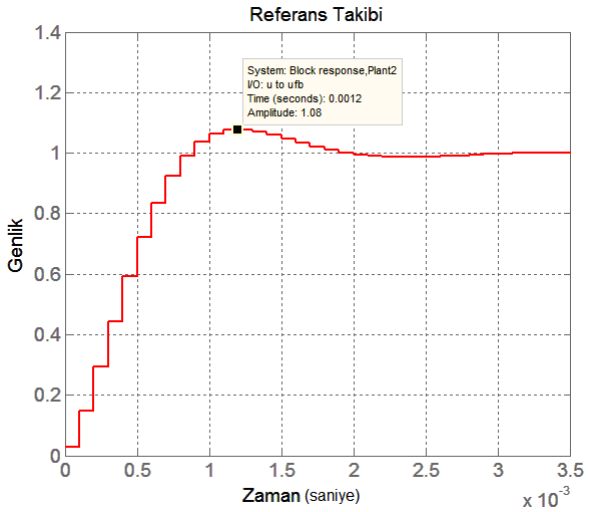
Fotovoltaik sistem çıkışında istenen sabit DA gerilimi sağlayabilmek için alçaltan dönüştürücüyü kontrol edecek PID kontrolcü Şekil 11'deki MATLAB/Simulink modeliyle tasarlanmıştır.
MATLAB/Simulink kütüphanesinde yer alan 'Discrete PID Controller' bloku seçilip 'Tune' işlemi ile fotovoltaik sistem otomatik olarak doğrusallaştırılmaya çalışılmıştır. Ancak dönüştürücülerdeki MOSFET anahtarları sürmek için kullanılan darbe genişlik modülasyonu (pulse-width-modulation) blokları ve birbirine seri bağlı iki DA/DA dönüştürücü nedeniyle sistem doğrusallaştırılamamıştır. 'SISO Tool' ile, 'sine stream' oluşturularak sistem frekans cevabının elde edilmesi yöntemiyle, çalışma noktasının bilinen durumlara (state) göre belirlenerek bu çalışma noktası etrafında sistemin doğrusallaştırılması yöntemiyle, daha önceden bilinen bir çalışma noktası etrafında sistemin doğrusallaştırılmasıyla ve 'Control System Designer' aracıyla da sistem doğrusallaştırılamayınca, MATLAB R2014a versiyonunda bulunan yeni bir yöntem kullanılmıştır.
'PID Tuner' aracında 'Plant' başlığından 'Identify New Plant' sekmesi seçilerek 'Plant Identification' açılır. 'Get I/O Data' başlığından 'Simulate Data' sekmesi seçilerek 'Simulate I/O Data' aracı açılır. Sistem çıkışında istenen gerilim değerini verecek doluluk/boşluk oranı offset (u0) olacak şekilde sistem çalışırken belirlenen bir basamak girişine verdiği yanıt simüle edilir. PID kontrolcü modelden otomatik olarak çıkartılarak sistem öncelikle belirlenen basamak girişinde çalıştırılır daha sonra offset girişinde çalıştırılır ve elde edilen giriş/çıkış verilerinin farkı alınarak bir tanılama verisi (identification data) oluşturulur. Bu tanılama verisine göre, sistemin doğrusal modeli doğrusallaştırma yöntemleri ile değil simülasyon ile oluşturulmuş olur ve söz konusu veriye göre bir kontrolcü tasarlanarak fotovoltaik sistemin kontrolü sağlanabilir.



Şekil 11: PID kontrolcü tasarımı için düzenlenen MATLAB/Simulink modeli.



Şekil 12: Tanılama verisi ve bu veriye göre tanımlanan sistem grafiği.



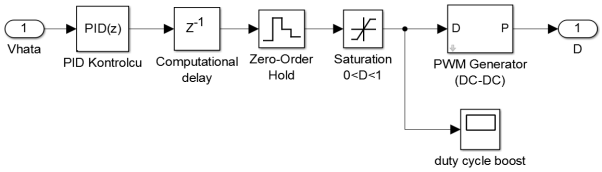
Şekil 13: Tasarlanan PID kontrolcü referans takibi grafiği.

Bu çalışmada yer alan fotovoltaik sistemin simülasyonu sonucu oluşturulan tanılama verisine uyum sağlayacak şekilde tasarlanan kontrolcü grafiği Şekil 12'de verilmiştir. Tasarlanan PID kontrolcünün katsayıları ve denklem (9) kullanılarak hesaplanan ayrık zamanlı transfer fonksiyonu Tablo 3'te verilmiştir.

$$G[z] = P + I.T_s.\frac{1}{z-1} + D.\frac{N}{1+N.T_s.\frac{1}{z-1}} \qquad (9)$$

Tablo 3: PID Kontrolcü katsayıları ve ayrık zamanlı transfer fonksiyonu

Katsayı	Say. Değer	Transfer Fonksiyonu
P	-0.0157015	$G[z]=\frac{-0.0396z^2+0.0792z-0.0396}{z^2-1.998z+0.9981}$
I	-27.13532	
D	-1.283e-06	
N	18651.39	
T_s	1e-7	

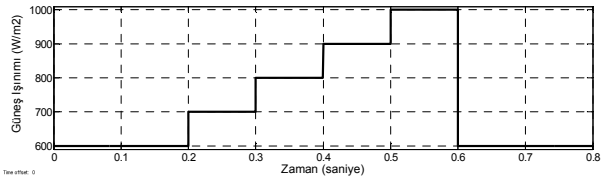


Şekil 14: Yükselten dönüştürücü PID kontrolcüsü MATLAB/Simulink modeli.

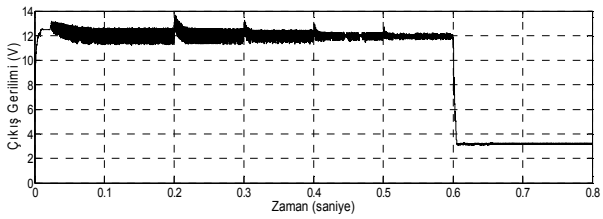
Tasarlanan kontrolcünün referans takibi grafiği Şekil 13'teki gibi nihai yükselten dönüştürücü kontrolcü modeli Şekil 14'teki gibi elde edilmiştir.

3. Tartışma, Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

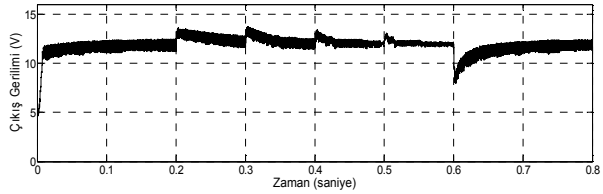
Fotovoltaik sisteme yönelik tüm birimlerin tasarımı ve modellenmesi tamamlandıktan sonra tüm sistemin nihai modeli MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Fotovoltaik panel ve alçaltan dönüştürücü arasında ve alçaltan dönüştürücü ve yükselten dönüştürücü arasında ters akımları önlemek için diyot kullanılmıştır. Fotovoltaik panel ve alçaltan dönüştürücü arasında da gerilim dalgalanmalarını (ripple) filtrelemek ve azaltabilmek için kapasitör kullanılmıştır.
Fotovoltaik sistem girişine uygulanan değişken güneş ışınım değerleri (600-1000 W/m^2 arasında) Şekil 15'te, fotovoltaik sistemin çıkışındaki rezistif yük gerilimi ise için Şekil 16'da gösterilmektedir.



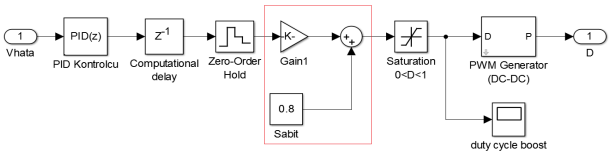
Şekil 15: Fotovoltaik panelin girişine uygulanan güneş ışınım değerleri (W/m^2) grafiği.



Şekil 16: Değişken güneş ışınım değerlerinde R=4Ω yük için fotovoltaik sistemin çıkış gerilimindeki değişim grafiği.



Şekil 17: Değişken güneş ışınım değerlerinde R=4Ω yük için modifiye edilen PID kontrolcü için fotovoltaik sistemin çıkış gerilimindeki değişim grafiği.

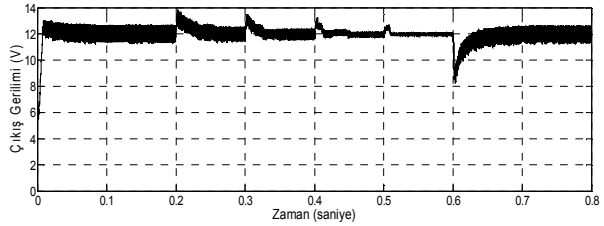


Şekil 18: Modifiye edilen PID kontrolcü MATLAB/Simulink modeli.

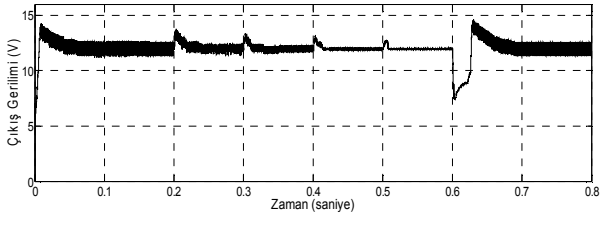
Şekil 16'da görüldüğü gibi t=0.6 saniyeye kadar artan güneş ışınım değerlerinde çıkış gerilimi 12V civarında sabit tutulmuştur. Ancak t=0.6 saniyede güneş ışınım değeri 1000W/m^2'den 600W/m^2'ye düşerken kontrolcü gerilimi 12V civarında sabit tutamamakta, çıkış gerilimi 3V'a düşmektedir. Bu nedenle tasarlanan PID kontrolcü Şekil 18'deki gibi modifiye edilerek sistem simüle edilmiş ve Şekil 17'deki gibi çıkış geriliminin t=0.6 saniyeden sonra da 12V civarında sabit tutulabildiği görülmüştür. Ayrıca bu modifikasyon sayesinde t=0 anında sistem çalışmaya başladığında 12V sabit gerilimi oluşturacak çalışma noktasına yakın bir sabit doluluk/boşluk oranı verildiği için maksimum gerilim salınımı (maximum overshoot) da azaltılmıştır. Pratikte güneş ışınım değerlerinde bu çalışmadaki simülasyonlar sırasında kullanılan değerler gibi anlık değişimler olmamaktadır. Bu nedenle pratikte güneş ışınım değerleri değiştiği zaman Şekil 17'ye göre çok daha az gerilim salınımları beklenmektedir.

Modifiye edilmiş PID kontrolcü ile R=5Ω ve 6Ω için çıkış gerilimleri Şekil 19 ve Şekil 20'deki gibi elde edilmiştir ve rezistif yükün Tablo 1'de belirtilen tolerans aralığında, çıkış geriliminin 12V civarında sabit tutulabildiği görülmüştür.

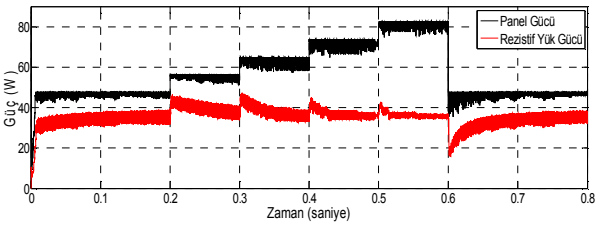
Bir diğer ister olan maksimum güç noktasında çalışma, R=4Ω için Şekil 21'de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Şekil 4'te verilen maksimum güç noktalarıyla karşılaştırıldığında fotovoltaik panellerin en düşük yük değerinde yani en yüksek güç ihtiyacında iken dahi sürekli maksimum güç noktasında çalıştırılarak ihtiyacı rahatlıkla karşıladığı gözlenmiştir.



Şekil 19: Değişken güneş ışınım değerlerinde R=5Ω yük için fotovoltaik sistemin çıkış gerilimindeki değişim grafiği.



Şekil 20: Değişken güneş ışınım değerlerinde R=6Ω yük için fotovoltaik sistemin çıkış gerilimindeki değişim grafiği.



Şekil 21: Değişken güneş ışınım değerlerinde R=4Ω yük için fotovoltaik sistemin giriş ve çıkış gücündeki değişim grafiği.

Tablo 1'de belirtilen isterlerden çıkış gerilimi toleransı R=4Ω için Tablo 4'teki gibi hesaplanmıştır. Buna göre güneş ışınım değeri düştükçe gerilim salınımları artmaktadır ve 600-800W/m^2 için %5 tolerans isteri sağlanamamıştır.

Tablo 4: R=4Ω yük değeri için çıkış gerilimindeki dalgalanmalar

Güneş Işınım Değeri	Çıkış Gerilimi Toleransı
600 W/m^2	12V±%11
700 W/m^2	12V±%9,0
800 W/m^2	12V±%6,9
900 W/m^2	12V±%3,6
1000 W/m^2	12V±%2,2

Çalışmanın sonraki aşamalarında,fotovoltaik sistem daha geniş bir güneş ışınım değeri aralığında ve daha az gerilim toleransında çalışacak şekilde iyileştirmeler yapılacaktır. Şekil 21'de görüldüğü gibi panelin maksimum güçte çalışıtırılmasıyla üretilen gücün rezistif yükün ihtiyacını karşıladıktan sonra kalan fazlasını depolayabilmek için sisteme akü ilave edilecektir. Ayrıca daha karmaşık maksimum güç noktası izleyici algoritmaları kullanılarak panel gerilimindeki dalgalanmanın belirlenen seviyeye düşmesi için çalışılacaktır. Yükselten dönüştürücüyü kontrol etmek üzere farklı güneş ışınım değeri aralıklarında PID kontrolcü ile kazanç ayarlama (gain scheduling) yöntemi ve PID kontrolcü dışında diğer kontrolcüler de değerlendirilerek optimum performansı veren kontrolcü elde edilmeye çalışılacaktır. Böylece şebekeden bağımsız, maksimum güç ve sabit gerilimde bir DA rezistif yükü besleyebilecek otomatik kontrollü bir fotovoltaik sistem elde edilecektir.

4. Kaynakça

[1] S. Kadıoğlu ve Z.Tellioğlu, "Enerji kaynaklarının kullanımı ve çevreye etkileri", TMMOB Türkiye Enerji Sempozyumu, s:55-67, 1996.

[2] L.Linares, R.W.Erickson, S.MacAlpine, ve M. Brandemuehl, "Improved energy capture in series string photovoltaics via smart distributed power electronics", Proceedings of 24th APEC Exp., s:904-910, 2009.

[3] J. Selvaraj ve N. A. Rahim, "Multilevel Inverter For Grid-Connected PV System Employing Digital PI Controller", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 56, No: 1, s:149-158 , 2009.

[4] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. PortilloGuisado, M. A. M. Prats, J. I. Leon, ve N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the

grid integration of renewable energy sources: A survey", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 53, No: 4, s:1002–1016, 2006.

[5] K.H.Hussein, I. Muta, T. Hoshino ve M. Osakada, "Maximum Photovoltaic Power Tracking: An Algorithm for Rapidly Changing Atmospheric Conditions", *IEEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution*, Cilt: 142, No:1, s:59-64, 1995.

[6] X. Liu ve L.A.C. Lopes, "An Improved Perturbation and Observation Maximum Power Point Tracking Algorithm for PV Arrays", in IEEE Proceedings of 35th Power Electronics Specialists Conference, Cilt: 3, s:2005-2010, 2004.

[7] H. Patel ve V. Agarwal, "MPPT scheme for a PV-fed single-phase single-stage grid-connected inverter operating in CCM with only one current sensor", *IEEE Trans. Energy Convers.*, Cilt: 24, No: 1, s:256–263, 2009.

[8] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu, ve Y. Kang, "A variable step size INC MPPT method for PV systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 55, No: 7, s:2622–2628, 2008.

[9] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary, ve M. Vitelli, "Reliability issues in photovoltaic power processing systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 55, No: 7, s:2569–2580, 2008.

[10] H. Yau ve C. Wu, "Comparison of Extremum-Seeking Control Techniques for Maximum Power Point Tracking in Photovoltaic Systems", *Energies*, Vol: 4, s:2180-2195, 2011.

[11] N. Onat ve S. Ersoz, "Fotovoltaik Sistemlerde Maksimum Güç Noktası İzleyici Algoritmalarının Karşılaştırılması", V. Yenilenebilir Enerji Kaynakları Sempozyumu Bildiri Kitabı, s:50-56, 2009.

[12] J.M. Enrique, E. Duran, M. Sidrach-de-Cardona ve J.M. Andujar, "Theoretical assessment of the maximum power point tracking efficiency of photovoltaic facilities with different converter topologies", *Solar Energy*, Cilt: 81, s:31-38, 2007.

[13] M. Demirtas, I. Sefa, E. Irmak ve I. Colak, "Güneş Enerjili Sistemler için Mikrodenetleyici Tabanlı DA/DA Yükselten Dönüştürücü", *Gazi Univ. Muh. Mim. Fak. Der.*, Cilt: 23, No: 3, s:719-728, 2008.

[14] G.R. Walker, "Evaluating MPPT Converter Topologies Using a MATLAB PV Model", *Journal of Electrical & Electronics Engineering, Australia*, Cilt: 21, No: 1, s:49-55, 2001.

[15] J.A. Gow ve C.D. Manning., "Development of a Photovoltaic Array Model for Use in Power-Electronics Simulation Studies", *IEEE Proceedings of Electric Power Applications*, Cilt: 146, No: 2, s:193–200, 1999.

[16] Ş. Demirbaş, S. Bayhan ve İ. Garip, "Mikrodenetleyici Tabanlı İki Seviye DA/DA Alçaltan Dönüştürücü", 6th International Advanced Technologies Symposium, s:198-202, 2011.

[17] N. Mohan, T. Undeland ve W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003.

[18] A. Yafaoui, B. Wu, ve R. Cheung, "Implementation of Maximum Power Point Tracking Algorithm for Residential Photovoltaic Systems", 2nd Canadian Solar Building Conference, 2007.

[19] M. Brito, L. Sampaio, G. Luigi G.A. Melo ve C.A. Canesin, "Comparative Analysis of MPPT Techniques for PV Applications", IEEE International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), s:99-104, 2011.

[20] G. Walker ve P. Sernia, "Cascaded DC–DC Converter Connection of Photovoltaic Modules", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Cilt: 19, No: 4, s:1130-1139, 2004.

[21] B.M. Hasaneen ve A.A.E. Mohammed, "Design and Simulation of DC/DC Boost Converter", 12th International Middle-East Power System Conference, s:335-340, 2008.

A7 – Modelleme ve Sistem Tanılama

11 Eylül 2014 Perşembe – 2. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Vasfi ELDEM (Okan Üniversitesi)
Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Gyro Stabilize Gimbalin Frekans Bölgesinde Modellenmesi ve Analizi (Bildiri No:138)

Gökhan ÖZDOĞAN (ASELSAN MGEO)
Kemal LEBLECİOĞLU (ODTÜ)

Linux/Xenomai Tabanlı Gerçek Zamanlı Altyapının Tasarım ve Gerçeklenmesi: Zenom (Bildiri No : 149)

Cüneyt AY (Gebze Yüksek teknoloji Enstitüsü)
Hüsnü KARAKÜÇÜK (Gebze Yüksek teknoloji Enstitüsü)
Egemen KALELİ (Gebze Yüksek teknoloji Enstitüsü)
Erkan ZERGEROĞLU (Gebze Yüksek teknoloji Enstitüsü)

Aktif Süspansiyon Sistem Modelinin Kestirimi (Bildiri No : 173)

Bilal EROL (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Akın DELİBAŞI (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Yardımcı Model Tabanlı Tekrarlamalı Eğim Algoritması ile Transfer Fonksiyonu Parametrelerinin Yansız Tahmini (Bildiri No : 174)

Metin HATUN (Uludağ Üniversitesi)

Sentetik Jetin Toplu Parametreli Modelinin Bond Grafiği Tekniği Kullanılarak Elde Edilmesi (Bildiri No : 190)

Zeynep Ekicioğlu KÜZECİ (Ahi Evran Üniversitesi)
Celal Sami TÜFEKÇİ (Savunma Sanayii Müsteşarlığı)

Gyro Stabilize Gimbalin Frekans Bölgesinde Modellenmesi ve Analizi

Gökhan Özdoğan[1], *Kemal Leblebicioğlu*[2]

[1]ASELSAN MGEO, 06172, Ankara
gokhan.ozdogan@metu.edu.tr

[2]ODTÜ, Elektrik Elektronik Müh. Böl., 06531, Ankara
kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, dört eksen gimbal yapılı cayro stabilize elektro optik sistem, deneysel yöntemlerle frekans bölgesinde adım adım modellenmiş, elde edilen sonuçlar sunulmuştur. Sistem tanılama sırasında kullanılan uyarı sinyalleri ve sayısal yöntemler karşılaştırılmıştır. Mekanik bir sistemin dinamik davranışları, girdi ve çıktı sinyallerinden, yani parametrik olmayan ölçümlerden elde edilir. Bir mekanik sistemde, doğrusal olmayan bozulmaları tespit etmek ve ölçmek, frekans tepki fonksiyonu (FTF) ölçümlerindeki hata kaynaklarının daha iyi anlaşılmasını sağlar. Bu çalışmada, birkaç farklı yöntem ile sistemin parametrik olmayan frekans tepki fonksiyonu, belirsizliği (gürültüsü) ve doğrusal olmayan bozulma miktarı ölçülmüştür. Birçok farklı kestirim yöntemi ile, doğrusal dinamik zaman bağımsız sistemin parametrik sistem modeli (transfer fonksiyonu) çıkartılmıştır. Bu kestirim yöntemlerinin yakınsama özellikleri, sistematik hataları karşılaştırılmış ve tartışılmıştır. Ortaya çıkan bir sonuca göre, parametrik olmayan gürültü modeline göre maliyet fonksiyonunu ağırlıklandırmak, istatiksel olarak daha iyi parametrik modeller elde edilmesini sağlar.

1. Giriş

Sistem modelleme, kontrol mühendisliğinde önemli bir yer tutar. Gürbüz bir kontrolcü tasarlayabilmek için, dinamik sistemin hassas bir matematiksel modeline ve bu modelin belirsizlik (gürültü) bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Matematiksel modeller, girdi ve çıktı sinyallerinin ölçüldüğü gürültülü test verilerinden elde edilir. Doğadaki hiçbir mekanik sistem, tam olarak doğrusal değildir. Ancak, bir sistemi doğrusal olmayan denklem takımlarıyla modellemek hem zaman alıcıdır, hem de kazanılan iyileştirme genellikle azdır. Bu sebeple, doğrusal olmayan sistemin, çalışma noktası etrafında, doğrusal zaman bağımsız bir matematiksel modelini elde etmek, tercih edilen bir yöntemdir. Diğer bir yandan, ölçülen frekans tepki fonksiyonundaki (FTF) doğrusal olmayan bozulmaları (belirsizlikleri) bilmek, doğrusal modeldeki belirsizlik sınırlarının daha iyi belirlenmesine yardım eder ve gürbüz kontrolcünün iyileştirilmesini sağlar. Frekans tepki fonksiyonu ölçüm düzeneğinin ve uyarı sinyalinin iyi tasarlanması, parametrik model kestirimindeki sistematik hataların ve varyansın minimize edilebilmesi için çok önemlidir.

Bu çalışmada, cayro kontrollü bir gimbal, frekans bölgesinde deneysel yöntemlerle adım adım modellenmiş, çalışmanın sonuçları sunulmuştur. İlk adım, deney düzeneğinin hazırlanmasıdır. Uyarı sinyalleri çeşitlerinin analizi ve karşılaştırılması yapılmıştır. Uyarı sinyalinin güç spektrumunu, bazı kıstasları ihlal etmeden (uyarı sinyalinin maksimum büyüklük limiti gibi), ilgilenilen frekans aralığında optimize etmek ve sinyal gürültü oranını arttırmak mümkündür [1, 2]. Referans [3], geniş bantlı uyarı sinyallerinin ve kademeli sinüs sinyalinin, FTF ölçümlerindeki başarıları, zaman kıstası açısından detaylıca tartışılmıştır. Bu analizden çıkan sonuca göre, geniş bantlı uyarı sinyallerinin, FTF ölçümlerini hızlandırdığı görülmektedir. İkinci adım, frekans tepki fonksiyonu ölçümüdür. Bir sistemin dinamik davranışı, girdi ve çıktı sinyallerinin parametrik olmayan spektrum ölçümlerinden elde edilmektedir. Parametrik olmayan gösterimde, sistem, çok sayıda frekans noktasında alınan ölçümlerle karakterize edilir. Ortalama alma yöntemleri ile, FTF ölçümündeki varyansı ve hatayı düşürmek mümkündür. Daha da fazlası, frekans bölgesinde gerçekleştirilen avaraj alma teknikleri, FTF ölçümündeki parametrik olmayan gürültü modelinin (belirsizlik modeli) elde edilmesini sağlar [4]. FTF ölçümlerinde spektral sızıntının minimize edilmesi çok önemlidir. Dolayısıyla, bu çalışmada periyodik geniş bantlı uyarı sinyalleri tercih edilmiş ve zaman bölgesinde periyodun tam sayı katı süre ölçüm gerçekleştirilmiştir [4, 5]. Bir sonraki adıma geçmeden önce, FTF ölçümlerindeki doğrusal olmayan bozulmalar tespit edilmiş, gürültü spektrumu ile karşılaştırılmıştır. Sıradaki adım, parametrik olmayan FTF ölçümlerinden parametrik bir model elde edilmesidir. Önceki adımlarda elde edilen, parametrik olmayan gürültü modeli bu aşamada çok değerlidir. Çünkü gürültü modeli, maliyet fonksiyonunu ağırlıklandırabilmeyi sağlar ve istatiksel olarak daha başarılı bir model sunar. Çalışmanın sonunda mekanik sistemin, doğrusal zaman bağımsız parametrik modeli kestirimi için, birkaç yöntem önerilmiş ve bu yöntemlerin temel farklılıkları verilmiştir. Eğer, çalışmanın sonunda kestirilen parametrik sistem modeli, parametrik olmayan FTF ölçümüyle istenilen düzeyde uygunluk gösteremezse, önceki adımlar yeniden tasarlanır (Ör. girdi sinyali) veya parametrik sistem modelinin derecesi arttırılır.

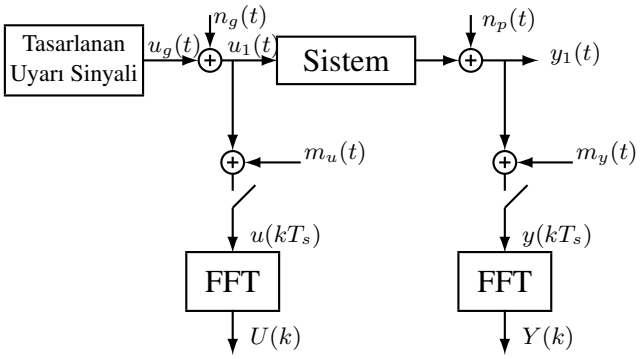
2. Frekans Tepki Fonksiyonu Ölçümü

2.1. Deneysel Sistem ve Deney Düzeneği

Söz konusu gerçek zamanlı deneyler, ASELSAN MGEO grubunda cayro kontrollü elektro optik bir sistemin iç azimut gimbalinde gerçekleştirilmiştir. Bu sistem, dört eksen gimbal yapı-

sına sahiptir. Eksenler dıştan içe sırasıyla; dış yuvarlanma (ϕ_o), dış yükseliş (θ_o), iç azimut (ψ_i) ve iç yükseliştir (θ_i). Dış eksenlerin hareket kabiliyetleri geniştir (dış yuvarlanma: $\pm\infty^\circ$, dış yükseliş: $+135^\circ, -50^\circ$) ama band genişlikleri düşüktür ve bakış hattını kabaca hedefe yönlendirir. İç eksenlerin hareket kabiliyetleri kısıtlıdır (iç yükseliş ve iç azimut: $\pm 5^\circ$) ama band genişlikleri yüksektir ve hassas yönelmeyi gerçekleştirirler. Gimbal sisteminin görevi, en iç eksende bulunan termal kamerayı, ataletsel eksen takımında açısal olarak stabilize etmektir. Bunun için sensör olarak 400Hz çıktı veren cayro kullanılmaktadır.

MATLAB'ın xPC Target araç setinde RS-422 haberleşmesi ile 3kHz örnekleme frekansında, $T_{tot} = T_w + T$ saniye boyunca girdi sinyali ve çıktı sinyali kayıt altına alınmıştır. $T_w = 15$ bekleme süresidir, bu süre boyunca sisteme uyarı sinyali uygulanarak süreksiz etkiler gürültü seviyesinin altına indirilir. $T = 150$ saniye ise kararlı haldeki sistemin FTF ölçümü süresidir. Girdi sinyali, $u_1(t)$, sistemde, motor sürücü kartına uygulanmaktadır ve birimi volttur. Çıktı sinyali, $y_1(t)$, cayro sensöründen ölçülen, sistemin açısal hızıdır ve birimi derece/saniye'dir. Ölçüm düzeneği, Şekil 1 içinde verilmiştir. Sisteme, farklı noktalarda gürültüler etki etmektedir.



Şekil 1: Ölçüm düzeneği ve Notasyonlar

2.2. Uyarı Sinyali Tasarımı

Uyarı sinyali tasarımı, sistem tanımlanmasında çok temel ve kritik bir adımdır. İyi bir uyarı sinyali, normal operasyonel koşullar altında mümkün olduğunca yüksek SNR (sinyal gürültü oranı) sağlamalıdır. Crest faktör özelliği, bir sinyalin kalitesini SNR açısından değerlendirmekte kullanılabilir [4]. Ölçüm yapılacak her frekansta enjekte edilen güç spektrumunun, gürültü spektrumundan yeterince fazla olmasına (Örneğin SNR>20dB) dikkat edilmelidir. Belli bir frekans aralığı daha önemli ise (örneğin düşük frekanslar), o frekans aralığına daha fazla enerji enjekte edecek güç spektrumuna sahip bir uyarı sinyali de tasarlanabilir. Sistemin frekans tepki fonksiyonunu, kademeli sinüs sinyalleri yerine geniş bantlı uyarı sinyalleri ile ölçmek, toplam deney süresini azaltacaktır [3]. Literatürde birçok geniş bantlı uyarı sinyali önerilmiştir. Geniş bantlı sinyaller üç kategoride toparlanabilir: süreksiz sinyaller; sürekli rastgele sinyaller; periyodik sinyaller [6]. Ölçümde bilgi kaybı olmaması ve ortalama alarak ölçümlerde iyileştirme yapılabilmesi için periyodik uyarı sinyallerinin tasarlanması tercih edilmiştir. Tasarlanan uyarı sinyallerinin tanımları aşağıda verilmiştir.

"Schroeder multisine" birbirleriyle uyumlu sinüs dalgalarının toplamıdır.

$$u(t) = \sum_{k=1}^{F} A\cos(2\pi f_k t + \phi_k) \tag{1}$$

Burada schroeder fazı $\phi_k = -k(k-1)\pi/F$, frekans örgüsü $f_k = l_k f_0$, $l_k \in \mathbb{N}$, $l_k = [1,\ 2,\ \ldots,\ F]^T$ seçilmektedir. Sinyal periyodu T_0 olmak üzere frekans çözünürlüğü $f_0 = \dfrac{1}{T_0}$ şeklinde ifade edilir [6].

"Pseudo Random Binary Sequence" (PRBS) deterministik, N uzunluklu, bir seviyeden (Ör. +A) diğer seviyeye (Ör. -A) değişen, periyodik dizidir [6].

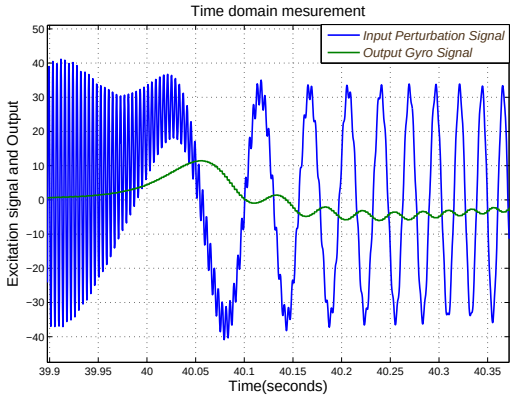
"Swept Sine", diğer bir deyişle "Chirp" sinyali, frekansı bir ölçüm periyodunda gittikçe artan veya azalan test sinyalidir. Mevcut sistemde, düşük frekanslar daha önemli olduğu için frekansın logaritmik artması tercih edilmiştir [6].

$$u(t) = A\sin(2\pi f_i(t)t + \phi), \quad 0 \le t \le T_0 \tag{2}$$

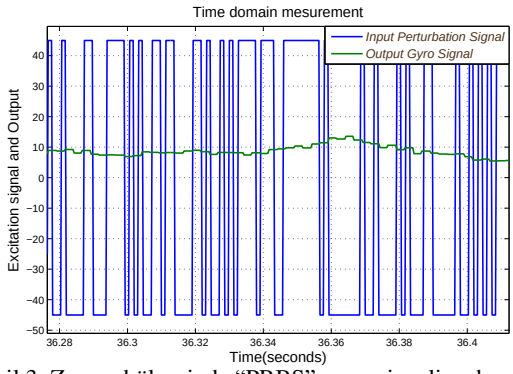
T_0 sinyal periyodu, ϕ ise ilk fazdır. f_{start} ve f_{end} ise sinyalin içindeki en düşük ve en yüksek frekansları ifade etmektedir.

$$f_i(t) = f_{start}\beta^t, \quad \beta = (f_{end}/f_{start})^{1/T_0} \tag{3}$$

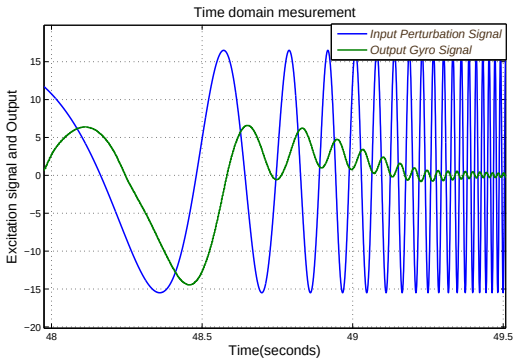
Şekil 2, 3 ve 4 içinde, tasarlanan geniş bantlı periyodik uyarı sinyalleri ve buna karşılık sistemin tepkisi (açısal hızı) verilmiştir.



Şekil 2: Zaman bölgesinde "Schroeder Multisine" uyarı sinyali ve bu sinyale karşılık ölçülen cayro açısal dönü hızı



Şekil 3: Zaman bölgesinde "PRBS" uyarı sinyali ve bu sinyale karşılık ölçülen cayro açısal dönü hızı



Şekil 4: Zaman bölgesinde "Swept Sine" uyarı sinyali ve bu sinyale karşılık ölçülen cayro açısal dönü hızı

2.3. Frekans Tepki Fonksiyonu Kestirimi

Zaman bölgesinde örneklenen giriş ve çıkış sinyaleri $u(kT_s)$ ve $y(kT_s)$, frekans bölgesine "Discrete Fourier Transform" (DFT) metoduyla dönüştürülebilmektedir. Bu metod, "Fast Fourier Transform" (FFT) ile gerçekleştirilmektedir. Bu süreç, farklı frekans noktalarında gürültüye ve diğer bozucu etkilere maruz kalmaktadır. DFT'den sonra, f_k frekansındaki $U(k)$ ve $Y(k)$ frekans spektrumları, (4) ile verilmiştir. Burada $N_u(k)$ ve $N_y(k)$, gürültünün Fourier katsayılarına etkileridir.

$$\begin{aligned} U(k) &= U_0(k) + N_u(k) \\ Y(k) &= Y_0(k) + N_y(k) \end{aligned} \tag{4}$$

Frekans tepki fonksiyonu ölçümü (5) ile verilmiştir.

$$\hat{G}(j\omega_k) = Y(k)/U(k) \tag{5}$$

Söz konusu deneylerde, gerçek ölçüme başlamadan önce, $T_w = 15$ saniye bekleme süresi boyunca, sisteme uyarı sinyali uygulanarak süreksiz etkiler gürültü seviyesinin altına indirilmiş ve sistem kararlı duruma sokulmuştur. Uyarı sinyali periyodik ve gürültü rastgele ise, SNR'ı ortalama alarak iyileştirmek mümkündür. Sinyal periyodu $T_0 = 2$ saniye ve ölçüm süresi $T = 150$ saniye olmak üzere $M = T/T_0$'dan $M = 75$ ardışık ölçümün ortalaması alınarak ölçümlerdeki gürültü ve varyans azaltılmıştır. Ardışık ölçümlerin sayıları arttıkça ölçümlerdeki varyans, $1/\sqrt{M}$ orantısında azalır. Ardışık $T_0 = 2$'şer saniyelik sinyal periyodundaki ölçümlerin DFT'leri (6) ile elde edilir, $l = 1, 2, \ldots, M$.

$$U^{[l]}(k) = DFT(u^{[l]}(n)), \quad Y^{[l]}(k) = DFT(y^{[l]}(n)) \tag{6}$$

Maksimum olasılık FTF kestirimi, (8) ile verilmiştir.

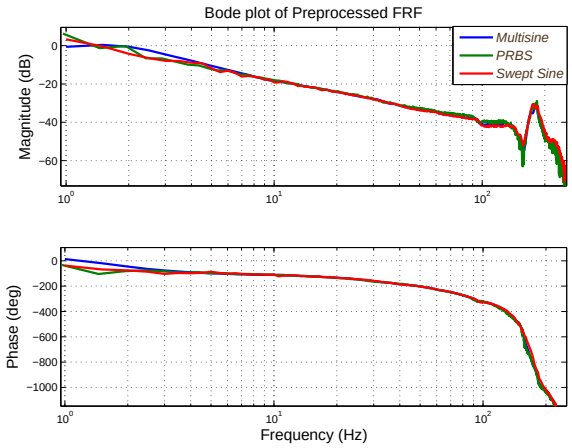
$$\hat{U}(k) = \frac{1}{M}\sum_{l=1}^{M} U^{[l]}(k), \quad \hat{Y}(k) = \frac{1}{M}\sum_{l=1}^{M} Y^{[l]}(k) \tag{7}$$

$$\hat{G}_{ML}(j\omega_k) = \frac{\hat{Y}(k)}{\hat{U}(k)} \tag{8}$$

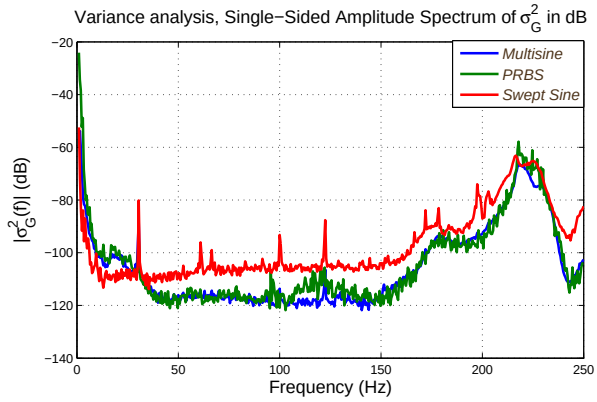
Kestirilen frekans tepki fonksiyonundaki ($\hat{G}_{ML}(j\omega_k)$) gürültü varyansı (belirsizlik), (9) ile verilmiştir.

$$\hat{\sigma}^2_G(k) = \frac{1}{M-1}\sum_{l=1}^{M} |G^{[l]}(k) - \hat{G}_{ML}(k)|^2 \tag{9}$$

"Multisine", "PRBS" ve "Swept Sine" uyarı sinyalleri ile gerçekleştirilen testlerde elde edilen parametrik olmayan frekans tepki fonksiyonları (FTF) ölçümlerinin karşılaştırılması Şekil 5 ile verilmiştir. Parametrik olmayan frekans tepki fonksiyonlarına ait gürültünün (varyans) karşılaştırılması ise Şekil 6 ile sunulmuştur.



Şekil 5: "Multisine", "PRBS" ve "Swept Sine" uyarı sinyalleri ile gerçekleştirilen testlerde elde edilen parametre dışı Frekans Tepki Fonksiyonlarının karşılaştırılması



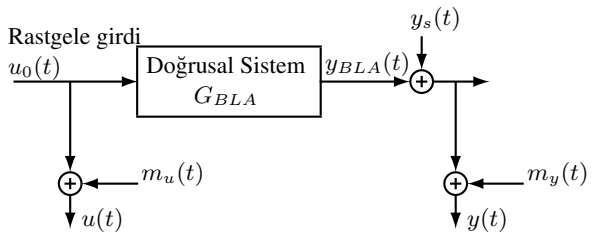
Şekil 6: "Multisine", "PRBS" ve "Swept Sine" uyarı sinyalleri ile gerçekleştirilen testlerde elde edilen parametre dışı Frekans Tepki Fonksiyonlarına ait gürültünün (varyans) karşılaştırılması

3. Doğrusal Olmayan Bozulmaların Tespiti ve Ölçümü

3.1. Rastgele Fazlı Çoklu Sinüs Uyarı Sinyalinin Kullanıldığı Gürbüz Bir Metod

Doğadaki hiçbir mekanik sistem, tam olarak doğrusal değildir. Ancak, bir sistemi doğrusal olmayan denklem takımlarıyla modellemek hem zaman alıcıdır, hem de kazanılan iyileştirme genellikle azdır. Ama en azından, ölçülen frekans tepki fonksiyonundaki (FTF) doğrusal olmayan bozulmaları (belirsizlikleri) bilmek, doğrusal modeldeki belirsizlik sınırlarının daha iyi çi-

zilmesine yardım eder ve gürbüz kontrolcünün iyileştirilmesini sağlar. Bu bölümde, [4, 7] referanslarının önerdiği, "Rastgele Fazlı Çoklu Sinüs" sinyalleri kullanılarak doğrusal olmayan bozulmaların saptandığı gürbüz bir metod gösterilecektir. Şekil 7 ile doğrusal olmayan bir sistemin, nasıl doğrusal ifade edilebileceği verilmiştir.



Şekil 7: Doğrusal olmayan sistemde en iyi doğrusal kestirimin hesaplanması ($G_{BLA}(s)$). Gerçek (gürültüsüz) girdi sinyali $u_0(t)$; girdi ve çıktı ölçüm hataları $m_u(t)$, $m_y(t)$; doğrusal olmayan sıfır ortalamalı stokastik bozulmalar $y_s(t)$ ile ifade edilmektedir.

Bu deneyde kullanılacak uyarı sinyali, rastgele fazlı sinüs dalgalarının toplamı, (10) ile verilmiştir.

$$u(t) = \sum_{k=1}^{F} |A_k| \cdot \cos(2\pi f_0 k t + \underline{/A_k}) \tag{10}$$

Burada F toplam sinüs sinyali sayısını temsil eder. f_k ise her bir sinüs sinyalinin frekansını ifade eder. Frekans bölgesinde bilgi kaybı olmaması için f_k, frekans çözünürlüğü f_0'ın tamsayı katı seçilir. Sinyal periyodu T_0 olmak üzere frekans çözünürlüğü $f_0 = 1/T_0$ şeklinde ifade edilebilir. $\underline{/A_k}$ ise $[0, 2\pi)$ arasında bağımsız rastgele düzgün dağıtılmış sinyal fazlarıdır.

Deneysel yöntemlerle ölçülen frekans tepki fonksiyonu, $G(j\omega_k)$, üç parçadan oluşmaktadır [8].

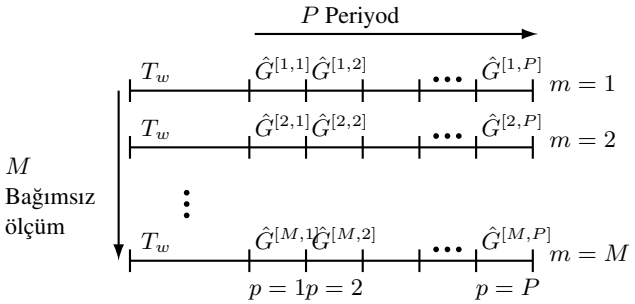
$$G(j\omega_k) = G_{BLA}(j\omega_k) + G_S(j\omega_k) + N_G(k) \tag{11}$$

$G_{BLA}(jw_k)$: Bu terim, frekans tepki fonksiyonunun en iyi doğrusal kestirimidir ("Best Linear Approximation"). Bu doğrusal kestirim, doğrusal olmayan sistemi en iyi modelleyen ve bulunmak istenen frekans tepki fonksiyonudur. Girdi sinyalinin fazlarına bağlı değildir.

$G_S(jw_k)$: Bu terim, dinamik sistemin frekans tepkisinin, doğrusal olmayan stokastik bozulmalarını temsil eder. Doğrusal olmayan stokastik bozulmalar, girdi sinyalinin rastgele fazlarına bağlıdır. Bu bozulmalar girdi sinyalinin fazı sabit kaldıkça hep aynı davranışı gösterir. Dolayısıyla girdi sinyali fazları değişmedikçe, ortalama alınarak doğrusal olmayan bozucu etkiler sıfıra yakınsanamaz.

$N_G(k)$: Bu terim, çıktı sinyalindeki gürültüden dolayı frekans tepki fonksiyonundaki bozulmayı simgeler. Zaman içerisinde ortalama alındıkça sıfıra yakınsar.

Doğrusal olmayan dinamik sistemlerin, en iyi doğrusal kestirimini ($G_{BLA}(jw_k)$), gürültü varyansını ($N_G(k)$) ve doğrusal olmayan stokastik bozulmaları ($G_S(jw_k)$) gürbüz bir yöntemle ölçmek mümkündür [4,7]. Gürbüz yöntemde, farklı fazlara sahip "Rastgele Fazlı Çoklu Sinüs" uyarı sinyalleri kullanılarak birden fazla deney yapılır (M adet). Her deneyde ardışık birden fazla sinyal periyodu (P adet) ölçülür ve her periyoda ait frekans tepki fonksiyonu hesaplanır. Tekil deneylere ait ardışık frekans tepki fonksiyonlarının ortalamaları alınarak sadece gürültü seviyesi bulunur (Doğrusal olmayan stokastik bozulmalar, uyarı sinyali ile aynı periyoda sahip olduğu için tek bir deneyle bulunamazlar). Her bir deneydeki ortalama frekans tepki fonksiyonlarının birbirleriyle ortalanmasıyla da gürültü seviyesi ile faza bağlı doğrusal olmayan stokastik bozulmaların toplamı bulunur. Toplam bozulma (Deneyler arası ortalama ile elde edilen varyans) ile gürültü seviyesi (ardışık periyodların ortalaması ile elde edilen varyans) arasındaki fark ise bize, en iyi doğrusal kestirimdeki doğrusal olmayan stokastik bozulmayı verir. Şekil 8 ile prosedür gösterilmiştir. Her deneyde, ölçümün T_w saniye öncesinden uyarı sinyali uygulanarak, sistemin kararlı hale geçmesi sağlanmıştır. Toplam M ($M = 5$) adet deney gerçekleştirilmiş, her bir deneyde P ($P = 75$) ardışık periyod ölçülmüştür.



Şekil 8: *Gürbüz metod ölçüm yöntemi* : M adet farklı (bağımsız) "Rastgele Fazlı Çoklu Sinüs" ölçümü gerçekleştirir. Her seferinde P adet periyod ölçülür. T_w "süreksiz" etkilerin, gürültü seviyesinin altına inmesi için bekleme süresidir.

Her bir periyoddaki frekans tepki fonksiyonu bileşenleri, (12) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}\hat{G}^{[m,p]}(j\omega_k) &= \frac{Y^{[m,p]}(k)}{U_0^{[m]}(k)} \\ &= G_{BLA}(j\omega_k) + \frac{Y_S^{[m]}(j\omega_k)}{U_0^{[m]}(k)} + \frac{N_Y^{[m,p]}(k)}{U_0^{[m]}(k)} \\ &= G_{BLA}(j\omega_k) + G_S^{[m]}(j\omega_k) + N_G^{[m,p]}(k)\end{aligned} \tag{12}$$

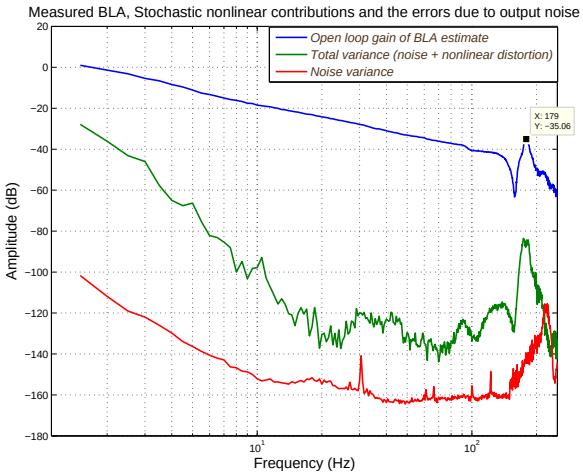
Bir bağımsız deneye ait ardışık P periyodda örneklemelerin ortalama frekans tepki fonksiyonu $\hat{G}^{[m]}(j\omega_k)$ ve buna ait gürültü varyansı $\hat{\sigma}_n^{2[m]}(k)$ (13) ile verilmiştir.

$$\begin{aligned}\hat{G}^{[m]}(j\omega_k) &= \frac{1}{P}\sum_{p=1}^{P} \hat{G}^{[m,p]}(j\omega_k) \\ \hat{\sigma}_n^{2[m]}(k) &= \frac{1}{P(P-1)}\sum_{p=1}^{P} |\hat{G}^{[m,p]}(j\omega_k) - \hat{G}^{[m]}(j\omega_k)|^2\end{aligned} \tag{13}$$

Son olarak M adet bağımsız deneyin ölçümleri kullanılarak en iyi doğrusal kestirim $\hat{G}_{BLA}(j\omega_k)$, en iyi doğrusal kestirime ait toplam varyans $\hat{\sigma}^2_{BLA}(k)$ ve gürültü varyansı $\hat{\sigma}^2_{BLA,n}(k)$

bulunur.

$$\hat{G}_{BLA}(j\omega_k) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\hat{G}^{[m]}(j\omega_k)$$
$$\hat{\sigma}^2_{BLA}(k) = \frac{1}{M(M-1)}\sum_{m=1}^{M}|\hat{G}^{[m]}(j\omega_k) - \hat{G}_{BLA}(j\omega_k)|^2$$
$$\hat{\sigma}^2_{BLA,n}(k) = \frac{1}{M^2}\sum_{m=1}^{M}\hat{\sigma}^{2[m]}_n(k) \tag{14}$$



Şekil 9: "Gürbüz Metod" : Mavi: En iyi doğrusal kestirim (BLA) büyüklüğü $|\hat{G}_{BLA}(j\omega_k)|$. Kırmızı: Gürültü seviyesi $\hat{\sigma}^2_{BLA,n}(k)$. Yeşil: Toplam varyans (gürültü + doğrusal olmayan stokastik bozulma) $\hat{\sigma}^2_{BLA}(k)$.

Deneylerin sonuçları Şekil 9 ile verilmiştir. Yeşil çizgi ile kırmızı çizgi arasındaki fark, en iyi doğrusal kestirimdeki doğrusal olmayan stokastik bozulmaları gösterir. Şekil incelendiğinde, düşük frekanslarda doğrusal olmayan stokastik bozulmaların daha etkin olduğu, frekans arttıkça doğrusal olmayan stokastik bozulmaların etkisinin azaldığı görülmektedir. Bunun sebebi, doğrusal olmayan bir bozucu etki olan sürtünmenin düşük frekanslarda daha etkili olması olarak açıklanabilir. 200Hz'den sonra ise artık sistemde çıktı sinyaline ait gürültü daha etkin olmakta, doğrusal olmayan stokastik bozulmaları bastırmaktadır. Ayrıca 179 Hz civarında mekanik mod olduğu görülmekte ve o frekansta doğrusal olmayan stokastik bozulmaların tepe yaptığı fark edilmektedir. Bir diğer ilginç nokta ise, 30Hz civarında, gürültü spektrumu (kırmızı çizgi) küçük bir tepe yapmaktadır. Bunun sebebi araştırıldığında, 30Hz'de dönen küçük bir soğutucu fanın, 30Hz civarındaki ölçümleri bozduğu görülmüştür.

4. Parametrik Sistem Modellemesi

4.1. Doğrusal Zaman Bağımsız Sistem Modelleri

Bu çalışmanın asıl amaçlarından biri, parametrik olmayan FTF ölçümlerinden, parametrik bir sistem modeli elde etmektir. Bu çalışmada, kestirme algoritmalarında kullanılacak parametrik sürekli zaman sistem modeli, zaman gecikmeli transfer fonksiyon ile ifade edilmektedir. Bu model, (15) ile verilmiştir.

$$G(s,\theta) = e^{-\tau s}\frac{B(s,\theta)}{A(s,\theta)} = e^{-\tau s}\frac{\sum_{r=0}^{n_b} b_r s^r}{\sum_{r=0}^{n_a} a_r s^r} \tag{15}$$

$\tau \in \mathbb{R}$ zaman gecikmesini modeller. $\theta \in \mathbb{R}^{n_\theta}$ olmak üzere sistem modelinin parametreleri (16) ile verilmiştir.

$$\theta = [a_0,\ a_1,\ \ldots,\ a_{n_a},\ b_0,\ b_1,\ \ldots,\ b_{n_b},\ \tau]^T \tag{16}$$

Buna göre sistemin giriş ve çıkış DFT spektrumları arasındaki ilişki, (17) ile gösterilebilir.

$$Y(k) = G(\Omega_k,\theta)U(k) \tag{17}$$

Sürekli zaman sistemleri için $\Omega = s$ seçilirken, ayrık zamanlı sistemler için $\Omega = z^{-1}$ seçilmektedir. Sistemde, (9) ile bulunan gürültü spektrumu, $N_G(k) = \hat{\sigma}^2_G(k)$, ile parametrik olmayan FTF ölçümü, $G(\Omega_k)$, (18) ile modellenmiştir.

$$G(\Omega_k) = G_0(\Omega_k) + N_G(k) \tag{18}$$

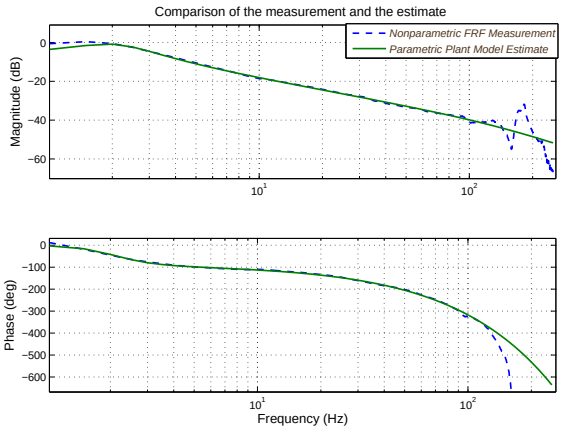
4.2. Kestirim Yöntemlerinin Uygulanması

İç azimut gimbalin parametrik modellenmesi, Bölüm 2.3 içinde elde edilen parametrik olmayan ölçümlerin kullanılmasıyla gerçekleştirilir. Bu model, kontrol uygulamalarında kullanılacağından, kapalı döngü band genişliği etrafında belli bir frekans aralığının modellenmesi daha uygun olacaktır. Ayrıca düşük frekanslarda kayıklık, yüksek frekanslarda ise gürültü etkin olduğundan, optimizasyon probleminde 1-120 Hz arası spektrumun göz önünde bulundurulması tercih edilmiştir. Parametrik sistem modelinde, parametre sayısını arttırmak, maliyet fonksiyonunun azalmasını sağlayabilir. Ama bir noktadan sonra parametre sayısının artması, sistemi daha iyi modellemekten ziyade gürültüyü takip etmeye dönüşür. Ayrıca parametre sayısı arttıkça, genel olarak parametrelerin belirsizlikleri de artar. Amaç, sistemi yeterince iyi hassasiyette minimum parametre ile modellemektir. Optimizasyon probleminde parametrik sistem modelinde (Bkz. Denklem 15) "kutupların" sayısı $n_a = 3$, "sıfırların" sayısı ise $n_b = 2$ seçilmiştir. Tek bir çözüm elde etmek için $a_0 = 1$ kısıtlaması getirilmiştir. Buna göre (16) ile verilen, bulunması istenen parametre setinin eleman sayısı 7 olmaktadır.

Bu çalışmada, [4] içinde önerilen kestirim yöntemleri uygulanmıştır. "Yinelemeli ağırlıklı en küçük kareler" kestirim metodu, ilklendirilmiş bir parametre setine ihtiyaç duymadan, global çözüme yakınsamaktadır. Ancak işlemsel olarak zaman almaktadır. "Maksimum olasılık" kestirim metodu ise ilklendirilmiş parametre setine ihtiyaç duymaktadır ve yerel çözümlere yakınsama tehlikesi vardır. Ama istatiksel olarak başarılı ve hızlı bir algoritmadır. Bu çalışmada "Yinelemeli ağırlıklı en küçük kareler" kestirim yönteminin sonucu, "Maksimum olasılık" kestirim metodu için başlama noktası olarak kullanılmıştır. Sistem modellenmesinde kullanılan "Maksimum olasılık" maliyet fonksiyonu, (19) ile verilmiştir.

$$V_{ML}(\theta,Z) = \sum_{k=1}^{F}\frac{|Y(k)/U(k) - G(\Omega_k,\theta)|^2}{\sigma^2_G(k)} \tag{19}$$

Maksimum olasılık kestirim yöntemi, sistemin gürültü bilgisine önceden ihtiyaç duymaktadır. Maksimum olasılık çözümü, maliyet fonksiyonunu her frekanstaki tepki fonksiyonu belirsizliğine göre tartar. Böylelikle yüksek kalitedeki frekans tepki fonksiyonu ölçümleri, maksimum olasılık maliyet fonksiyonuna, düşük kalitedeki frekans tepki fonksiyonlarından daha fazla katkı sunar. Diğer bir deyişle, maksimum olasılık çözümü, kaliteli ölçümlere daha çok güvenirken, gürültülü ölçümleri reddeder. Optimizasyon sonucunda kestirilen parametrik transfer fonksiyonu (düz çizgi) ile deneysel çalışmalar sonucu ölçülen parametrik olmayan frekans tepki fonksiyonun (kesikli çizgi) karşılaştırılması Şekil 10 ile verilmiştir. Şekil incelendiğinde, parametrik sistem modeli ile ölçümlerin birbirine uyumlu olduğu görülmektedir.



Şekil 10: Maksimum olasılık kestirimi ve Frekans tepki fonksiyonu ölçümünün karşılaştırılması

5. Sonuçlar

Bu makalede özetle, cayro kontrollü bir sistemde iç azimut mekanik gimbalin ataletsel model karakteristikleri, zaman bölgesinde alınan gerçek sistem verileri ile frekans bölgesinde incelenmiş, zaman bağımsız transfer fonksiyon ile modellenmiştir. Uyarı sinyallerinin tasarlanmasında dikkat edilmesi gereken noktalar verilmiş, üç adet periyodik geniş bantlı uyarı sinyali tasarlanmıştır. Zaman bölgesinde kaydedilmiş girdi ve çıktı sinyallerinden sistemin frekans tepki fonksiyonunun (FTF) elde edilmesi anlatılmıştır. Ayrıca ortalama alma teknikleri gösterilerek ölçümlerdeki gürültünün giderilmesi gösterilmiş, frekans tepki fonksiyonundaki gürültünün (belirsizliğin) hesaplanması verilmiştir. Sistemin modellenmesinde bozucu etkilerin ne kadarının doğrusal olmayan sistem karakteristiklerinden kaynaklandığı, ne kadarının da çıkış sinyalindeki gürültüden kaynaklandığı incelenmiştir. Ölçümlerde elde edilen frekans tepki fonksiyonu ve belirsizliği kullanılarak, "Maksimum Olasılık" maliyet fonksiyonuyla optimizasyon gerçekleştirilmiş, zaman bağımsız transfer fonksiyonunun elde edilmesi gösterilmiştir. "Maksimum Olasılık" maliyet fonksiyonu sayesinde optimizasyonda ölçümlerdeki gürültülü (varyansı yüksek) veriler daha az etkili olurken, gürültüsü az (varyansı düşük) veriler daha çok etkili olmuştur. Bu çalışmanın sonuçları, mevcut sistem gereksinimleri için yeterince başarılıdır, ama geliştirilebilecek birkaç noktası vardır. Bundan sonraki çalışmalarda, uyarı sinyalinin, test edilecek sisteme özgü optimize edilmesi, ilgili frekans aralığına operasyonel koşullardan çıkmadan maksimum enerji verilebilmesi incelenecektir. Ayrıca bu çalışmada gerçekleştirilen algoritmalar, grafik kullanıcı arayüzüne sahip bir MATLAB programında derlenip, araç seti olarak yayınlanacaktır.

6. Teşekkür

Bu çalışmaya olan katkılarından dolayı Akın Günönü ve Murat Kalkan'a, xPC Target düzeneğinin kurulmasındaki desteklerinden dolayı Murat Müminoğlu'na teşekkür ederiz.

7. Kaynakça

[1] P. Guillaume, J. Schoukens, R. Pintelon, and I. Kollar, "Crest-factor minimization using nonlinear chebyshev approximation methods," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 40, no. 6, pp. 982–989, 1991.

[2] E. Van Der Ouderaa, J. Schoukens, and J. Renneboog, "Peak factor minimization using a time-frequency domain swapping algorithm," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 145–147, 1988.

[3] J. Schoukens, R. M. Pintelon, and Y. J. Rolain, "Broadband versus stepped sine frf measurements," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 2, pp. 275–278, 2000.

[4] R. Pintelon and J. Schoukens, *System identification: A frequency domain approach*. Wiley. com, 2 ed., 2012.

[5] A. V. Oppenheim, R. W. Schafer, J. R. Buck, *et al.*, *Discrete-time signal processing*, vol. 2. Prentice-hall Englewood Cliffs, 1989.

[6] J. Schoukens, R. Pintelon, E. Van Der Ouderaa, and J. Renneboog, "Survey of excitation signals for fft based signal analyzers," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 3, pp. 342–352, 1988.

[7] T. D'haene, R. Pintelon, J. Schoukens, and E. Van Gheem, "Variance analysis of frequency response function measurements using periodic excitations," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 4, pp. 1452–1456, 2005.

[8] J. Schoukens, T. Dobrowiecki, and R. Pintelon, "Parametric and nonparametric identification of linear systems in the presence of nonlinear distortions-a frequency domain approach," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2, pp. 176–190, 1998.

Linux/Xenomai Tabanlı Gerçek Zamanlı Altyapının Tasarım ve Gerçeklenmesi: Zenom

Cüneyt Ay[1], *Hüsnü Karaküçük*[2], Egemen Kaleli[3], Erkan *Zergeroğlu*[3]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
cay@hotmail.com

[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
husnukarakucuk@gmail.com

[3]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
{ekaleli,ezerger}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada Linux/Xenomai tabanlı gerçek zamanlı grafiksel benzetim ve döngüde donanımsal benzetim ortamı olan Zenom'un tasarımı ve gerçeklenmesi anlatılmıştır. Zenom kullanımı kolay bir arayüz ile benzetim ve kontrol algoritmaları geliştirmek için C++ kullanılan gerçek zamanlı bir çatıdan oluşur. Grafiksel kullanıcı arayüzü benzetim ve kontrol algoritmalarının test edilmesi ve anında değişiklikler yapılmasına imkan sağlar. Ayrıca gelişmiş veri kaydetme, iki boyutlu grafiksel gösterim, üç boyutlu görselleme ve veri aktarma yeteneklerine sahiptir. FTLK ve Qt kütüphaneleri kullanılarak iki farklı şekilde gerçeklenen grafiksel kullanıcı arayüzlerinin zayıf ve güçlü noktaları tartışılmıştır.

1. Giriş

Linux işletim sistemi son birkaç yılda süper bilgisayarlardan küçük gömülü sistemlere kadar çok çeşitli sistemlerde kullanılır hale gelmiştir. Ücretsiz olmasının yanında, diğer bir güzel özelliği çekirdeğinin açık kaynak kodlu olması, bu çalışmada kullanılan gerçek zamanlı çalışma yetenekleri sağlayan Xenomai [2] gibi çekirdek yamaları ile yeni özellikler eklenmesine olanak sağlamasıdır. Xenomai projesi kullanıcı seviyesindeki uygulamalara yaygın ve takip edilebilir gerçek zaman desteği sunmayı amaçlar. Ancak, Xenomai ile entegre olmuş benzetim ve kontrol algoritmalarını geliştirmek için etkin grafiksel ortamlar üzerine yapılmış fazla çalışma bulunmamaktadır. [3]'de Matlab/Simulink/Simulink Coder ortamına, gerçeklenen model diyagramlardan Linux/Xenomai işletim sistemi altında gerçek zamanlı çalışabilen programlar oluşturma özelliği kazandırılmış ve bu programların çalışabilmesi için gerekli grafiksel arayüz ortamı sunulmuştur. [4]'de ise Scilab [5] ortamında yukarda bahsedilen çalışmanın bir benzeri yapılmıştır. [1]'de QNX [6] işletim sistemi desteğinde açık kaynak kodlu kontrol algoritmalarının geliştirilmesine imkan veren bir platform sunulmuştur.

Zenom kullanımı kolay bir arayüz ile benzetim ve kontrol algoritmaları geliştirmek için C++ kullanılan Xenomai ile entegre gerçek zamanlı bir çatıdan oluşur. Grafiksel kullanıcı arayüzü benzetim ve kontrol algoritmalarının test edilmesi ve anında değişiklikler yapılmasına imkan sağlar. Ayrıca gelişmiş veri kaydetme, iki boyutlu grafiksel gösterim, üç boyutlu görselleme ve veri aktarma yeteneklerine sahiptir

Bu bildiride Linux/Xenomai üzerine geliştirilen gerçek zamanlı grafiksel arayüze sahip benzetim ve döngüde donanımsal benzetim ortamı Zenom'un i) FTLK [7] kütüphanesi kullanılarak ve ii) Qt [8] kütüphanesi kullanılarak yapılan iki farklı versiyonunun tasarım ve gerçeklenmesi anlatılmış ve karşılaştırılmıştır. Bildirinin kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir. İkinci bölümde Zenom tasarımı, arayüzü ve Zenom'da gerçek zamanlı uygulamanın nasıl geliştirileceği anlatılmıştır. Üçüncü bölümde Zenom ile örnek bir uygulamanın gerçeklenmesi, dördüncü bölümde FLTK ve Qt ile geliştirilmiş iki Zenom versiyonun karşılaştırılması ortaya konmuştur. Son olarak beşinci bölümde sonuçlar ve gelecek çalışmaları tartışılmıştır.

2. Zenom

Zenom gerçek zamanlı benzetim ve kontrol algoritmalarının C++ dili ile geliştirilmesini sağlayan GYTE Kontrol Uygulamaları ve Robotik Laboratuvarı'nda geliştirilmiş bir benzetim ortamıdır. Zenom benzetim sonuçlarının görsellenmesi ve koşum esnasında değişiklikler yapılmasına imkan veren *ZenomGUI* olarak adlandırılmış grafiksel bir arayüze sahiptir. *ZenomGUI* iki boyutlu grafik gösterimi, üç boyutlu sahne ve veri aktarma yeteneklerine de sahiptir. Zenom çekirdeği Xenomai ile yamalanmış Linux'un Ubuntu ya da Fedora versiyonu üzerinde hiçbir donanım kısıtı olmadan gerçek zamanlı olarak çalışabilmektedir.

Xenomai, Linux çekirdeğini gerçek zamanlı çalışabilir hale getiren, gerçek zamanlı işletim sistemi temeli üzerine kurulmuş, sıkı gerçek zaman (ing:hard real-time) ve esnek (ing: soft real-time) gerçek zamanlı servisleri destekleyen bir yamadır. Çalışma prensibi, öncelik verilmiş çekirdek yapısına ve Xenomai çekirdeğini Linux çekirdeğinden daha öncelikli hale getirmesine dayanır. Bu sayede donanım ile ilk

haberleşen yapı Xenomai çekirdeği olur. Donanımdan gelen mesajları ve kesmeleri ilk olarak Xenomai işler. Gelen mesajlar ve kesmeler Xenomai ile ilgili ise işleme alır, eğer kendisi ile ilgili değilse Linux çekirdeğine yönlendirir. Bu sayede Linux çekirdeğinden bağımsız, donanım üzerinde daha öncelikli işlemler yapma hakkına sahip bir katman oluşur. Xenomai bu katmanı kullandırmak için *deri* (ing:skin) olarak adlandırılan iki farklı programlama arayüzü sunar. Bu arayüzlerden ilki, Xenomai ile benzer işlevlere sahip VxWorks [9] işletim sistemi ve pSOS gibi yamaların arayüzlerine benzeyen ve sıkı gerçek zamanlı çalışan arayüzdür, diğer arayüz ise Linux programlamada standart olan POSIX [10] arayüzü ile aynı olan esnek gerçek zamanlı çalışan arayüzdür. Bu arayüzler sayesinde gerçek zamanlı uygulamaların Xenomai üzerinde çalıştırılması ve POSIX için yazılan uygulamaların esnek gerçek zamanlı hale getirilmesi oldukça kolaydır.

Zenom çatısı *ControlBase* ve *ZenomGUI* olmak üzere iki ana bileşenden oluşur. *ControlBase*, Xenomai üzerinde benzetim ve kontrol algoritmalarının kullandığı beş temel işlevi gören sıkı gerçek zamanlı bir uygulama şablonudur. Kullanıcı *ControlBase* içinde tanımlı beş temel işleve karşılık metotları gerçekler ve uygulama çalıştırıldığında bu metotları koşturarak sonuçları üretir. *ZenomGUI* esnek gerçek zamanlı Xenomai arayüzünü kullanarak ControlBase ile haberleşir ve üretilen sonuçları esnek grafiksel arayüzü ile görseller. Ayrıca *ZenomGUI*, *ControlBase* çalışırken benzetim parametrelerini değiştirme, sonuçlarda değişiklik yapma imkanı da sağlar.

2.1. Zenom Tasarımı

Zenom *ControlBase* ve *ZenomGUI* olarak iki ayrı uygulama olacak şekilde tasarlanmıştır. *ControlBase* benzetim ve kontrol algoritmalarını koşturup sonuç üreten ve bu sonuçları *ZenomGUI* ile paylaşan sıkı gerçek zamanlı bir uygulamadır. *ZenomGUI, ControlBase* uygulamasının çalıştırılması, benzetim koşum parametrelerin değiştirilmesi, benzetim sonuçlarının görsellenmesi ve aktarılması için geliştirilmiş bir uygulamadır.

ControlBase benzetimin çekirdeğini oluşturur, benzetim sonuçlarını üretir ve sıkı gerçek zamanlı çalışır. Kullanıcı, Zenom proje üretici aracını proje ismini parametre olarak geçerek çalıştırır ve bu uygulama, şablon bir C++ dosyası, Zenom ayarlarının tutulduğu bir yapılandırma dosyası ve *ControlBase* uygulamasının derlenmesini sağlayan derleme dosyası (ing:makefile) içeren klasör oluşturur. Kullanıcı şablon C++ dosyasında kendi benzetim veya kontrol algoritmasını gerçekledikten sonra proje üretici aracın oluşturduğu *makefile* ile derleme işlemini gerçekleştirir ve çalıştırılabilir *ControlBase* uygulaması oluşur. Ayrıca derleme işlemi içinde *ZenomGUI* ile haberleşmeyi sağlayacak yapılandırma dosyası da güncellenir.

ZenomGUI, ControlBase uygulamasının yüklenmesi/kapatılması ve benzetim koşumunun kontrol edilmesi, *ControlBase* tarafından üretilen sonuçların görsellenmesi ve koşum esnasında *ControlBase* parametrelerinin değiştirilmesi gibi işlevlere sahip kullanıcı arayüzü uygulamasıdır. *ZenomGUI, ControlBase* sonuçlarını anlık olarak göstermekle birlikte, iki boyutlu grafikler ile zamana göre değişimin takip edilmesi ve üç boyutlu sahne ile sonuçların model üzerinde gösterilmesi gibi yeteneklere de sahiptir.

Zenom kullanıcının gerçeklediği benzetim içindeki iki tip değişkenle ilgilenir. Benzetim sonuçlarını ifade eden çıktı değişkenleri *LogVariable*, benzetim sonuçlarına müdahale etmek ve ayarlamalar için kullanılan giriş değişkenlerine ise *ControlVariable* ismi verilmiştir. Kullanıcı Zenom için bir benzetim gerçeklerken, Zenom programlama arayüzündeki metotlar ile *LogVariable* ve *ControlVariable* değişkenlerini kaydeder. ControlBase ve *ZenomGUI* bu değişkenler üzerinde çalışır.

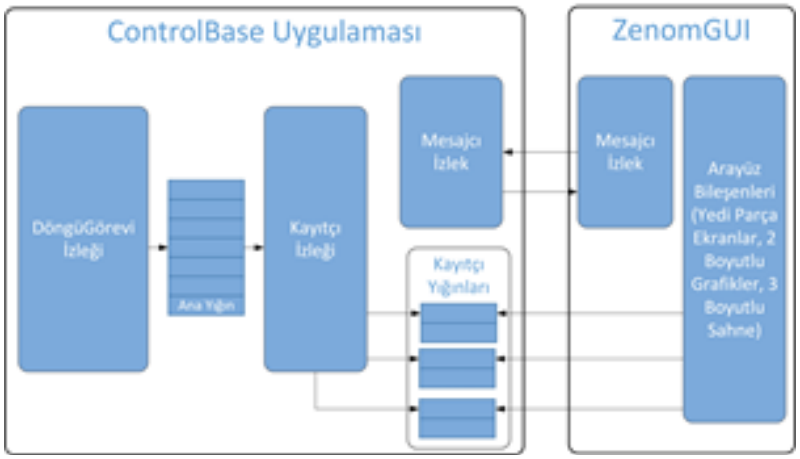
ControlBase kullanıcı tarafından gerçeklenmesi gereken beş metot içerir. Kullanıcı kendi benzetimini geliştirmek için proje oluşturma aracı ile yeni bir proje oluşturur. Bu proje içindeki .cpp uzantılı dosyada *ControlBase* sınıfından türetilmiş bir sınıf bulunur ve bu sınıfta boş bırakılmış beş metot vardır. Bu metotlar gerçeklendiğinde benzetim derlenir ve çalıştırmaya hazır hale gelir. Bu beş metottan birincisi `Initialize()` metodudur ve benzetim yüklenmesi esnasında çalıştırılır. İkinci metot `Start()` metodudur ve benzetimin her baştan başlatılmasında çalıştırılır. Üçüncü metot *`DoLoop()`* metodudur ve her saniye kullanıcının belirlediği çalışma frekansında çalıştırılır. Hesaplamaların yapıldığı ve sonuçların üretildiği işlemler bu metot içinde yapılır. Dördüncü metot *`Stop()`* metodudur ve benzetim koşumu her sonlandığında çalıştırılır. Son olarak beşinci metot *`Terminate()`* metodudur ve benzetim kapatılırken çalıştırılır.

2.1.1 Zenom-FLTK Tasarımı

ControlBase uygulaması üç temel modülden oluşacak şekilde tasarlanmıştır. Bu modüllerden birincisi kullanıcının gerçeklediği, benzetimi oluşturan ve sonuçları üreten beş metodu koşturan, sıkı gerçek zamanlı çalışması gereken *LoopTask* isimli modüldür. Üretilen benzetim sonuçlarının arayüz ile paylaşılmasını sağlayan ve sonuçların zaman etiketli kayıtlarını tutan modüle *Logger* ismi verilmiştir. Üçüncü olarak *ZenomGUI* haberleşme işlemleri gerçekleştiren modül tasarlanmış ve *Messenger* adı verilmiştir.

Her modül bir izlek olarak gerçeklenmiştir. Çalışma öncelikleri sırasıyla *LoopTask, Logger* ve *Messenger* olarak belirlenmiş, kullanıcının gerçeklediği benzetimin yapısına göre *LoopTask* ve *Logger* izleklerinin çalışma frekanslarının kullanıcı tarafından değiştirilmesine imkan verilmiştir. Şekil 1'de Zenom-FLTK tasarım mimarisi sumulmuştur.

LoopTask modülü kullanıcının gerçeklediği benzetimi oluşturan beş metodu çalıştırır. Kullanıcı benzetimi çalıştırmadan önce *LoopTask* ve *Logger* modüllerinin çalışma frekansını belirler. *LoopTask* kullanıcının belirlediği frekansta benzetim hesaplamalarını yapar ve sonuç değerlerini günceller. *LoopTask* tarafından üretilen değerler *Logger* modülü tarafından erişelebilmesi için *Main Heap* olarak adlandırılan paylaşılmış hafızaya yazılır. *Main Heap* içersinde benzetim sonuçlarının sadece en güncel değerleri tutulur. Bu nedenle benzetim koşumu başlatılmadan önce *Main Heap* boyutu hesaplanır ve koşum esnasında boyutu değişmez.



Şekil 1: Zenom-FLTK Tasarım Mimarisi

Logger modülü *ControlBase ZenomGUI* ile çalıştırıldığında oluşur. Kullanıcının belirlediği frekansta *Main Heap*'te bulunan güncel değerleri zaman etiketi ile birlikte, her *LogVariable* için ayrı yaratılmış olan *Logger Heap* olarak adlandırılan paylaşılmış hafızaya kaydeder. Her *LogVariable* kendi paylaşılmış hafızasına sahiptir ve hafızalara hem *ControlBase* içindeki *Logger* modülü hem de *ZenomGUI* erişir. *Logger Heap* sayısı kullanıcının kaydettiği *LogVariable* sayısı ile ilişkilidir. Hafıza boyutları ise koşum süresi ve *Logger* modülünün frekansı ile orantılıdır. Bu nedenle kullanıcı uzun süreli koşumlarda *LogVarible* sayısı ve *Logger* frekansı belirlerken hafıza kullanımını göz önünde bulundurarak belirlemelidir.

Messenger modülü ControlBase ZenomGUI tarafından başlatıldığında oluşturulur ve *ControlBase* ile *ZenomGUI* arasında mesajların alınması ve gönderilmesi ile ilgilenir. *ZenomGUI,* Zenom projesinin grafiksel kullanıcı arayüzüdür. Kullanıcı arayüzünün iki önemli görevi vardır. Bu görevlerden birincisi *ControlBase* uygulamasının çalıştırılması ve kontrol edilmesidir. İkinci önemli görevi ise benzetim sonuçlarının görsellenmesi ve benzetimde kayıtlı *ControlVariable* değişkenlerinin koşum esnasında değiştirilmesi ile benzetim sonuçlarında düzeltmelere imkan sağlamasıdır. Bu görevleri yerine getirmek için *ControlBase* tarafından *Logger Heap* içine yazılan değerleri periyodik olarak okur ve sonuçları görseller. Kullanıcının değiştirdiği değerleri *ControlBase' e* gönderir. *ControlBase* ile iletişim Xenomai tarafından sağlanan mesaj kuyruğu yapısı ile sağlanır.

ZenomGUI benzetim sonuçlarını görsellemek için farklı tiplerde arayüzlere sahiptir. *LogVariable* değişkenlerinin anlık değerlerini görselleyen ekranlar, sonuçların iki boyutlu grafiklerini çizen *plot* ekranları ve sonuçların üç boyutlu sahnede görsellenmesi sağlayan sahne *ZenomGUI* içindeki arayüz tipleridir. *ZenomGUI* FLTK kütüphanesi ile gerçeklenmiştir. FLTK kütüphanesi hızlı çalışması ve çalışma maliyetinin düşük olması ile ön plana çıkmış bir kütüphanedir. FLTK hızlı olmak uğruna karmaşık işlevleri kendi içinde gerçeklememiştir. Bu nedenle tasarlanan arayüz sınıflarının sadece temel işlevleri FLTK kütüphanesi tarafından sağlanmaktadır. Geriye kalan iki boyutlu çizimler ya da üç boyutlu sahne arayüzleri bu çalışma kapsamında tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Üç boyutlu sahnede VRML formatındaki model dosyanın işlenmesi için OpenVRML [11] kütüphanesi tercih edilmiştir.

2.1.2 Zenom-FLTK Sorunları

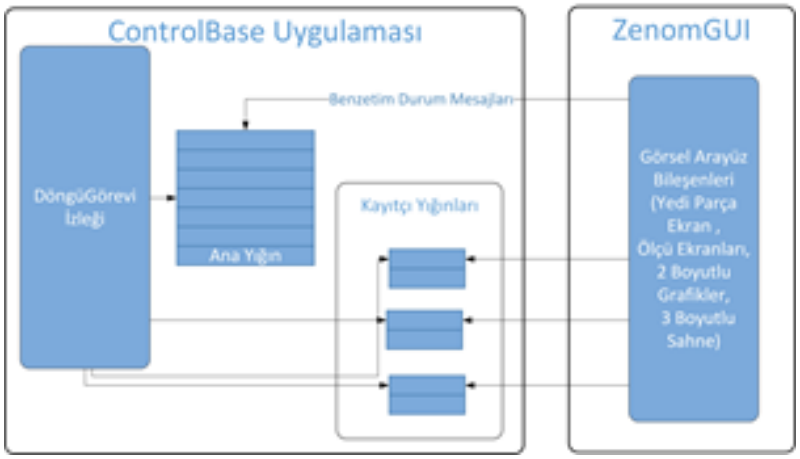
Zenom projesinin ilk sürümü, FLTK kütüphanesi ve bu çalışmada gerçeklenen arayüz modüllerinden kaynaklı sorunlar içeriyordu. Karşılaşılan en büyük sorun, uygulamada oluşan bir hata sonucunda FLTK izleklerinin sonlandırılamaması ve bu nedenle Xenomai programlama arayüzünün sunduğu paylaşılmış hafıza nesnelerinin kapatılamamasıydı. Bu sorun *ZenomGUI* ya da *ControlBase* doğal bir şekilde sonlanmadığında ortaya çıkıyordu ve açık kalan sistem kaynakları Linux çekirdeği tarafından takip edilemediği için işletim sistemi açık kaldığı sürece sisteme geri verilemiyordu. Bu sorun işletim sisteminin kullanabileceği hafızayı kullanılıyor gibi gösterdiği için bilgisayarın kullanılabilir kaynaklarını eksilttiği gibi, aynı *ControlBase* projesi tekrar çalıştırılmak istenildiğinde, isim ile oluşturulan nesneler zaten sistemde var olduğu için, nesnelerin aynı isim ile oluşturulmaya çalışılması hataya neden oluyor ve *ControlBase* uygulaması başlatılamıyordu.

FLTK kütüphanesi karmaşık işlevleri sunmadığı için iki boyutlu arayüzleri ve üç boyutlu sahne için geliştirilen arayüzlerin büyük kısmı bu çalışma kapsamında geliştirilen kodlardı. İki boyutlu grafik ve üç boyutlu sahne ekranları birçok karmaşık işlev içerdiği için hatalar içerebiliyordu ya da grafik çizimlerinde göze hoş görünmeyen detaylar içeriyordu.

2.1.3 Zenom-Qt Tasarımı

Zenom-FLTK sürümünde karşılaşılan sorunlardan kazanılan tecrübe ile *ControlBase* tasarımının temelini değiştirmeden Zenom Projesi yeniden tasarlanmış ve farklı kütüphaneler kullanarak tekrar gerçeklenmiştir. Yeni Zenom sürümünde arayüzleri gerçeklemek için daha işlevsel ve yaygın olarak kullanılan Qt kütüphanesi seçilmiştir. Bu nedenle ikinci sürüm Zenom projesi Zenom-Qt olarak adlandırılmıştır. Zenom-Qt, Zenom-FLTK tarafından sunulan bütün işlevleri sunmanın yanında daha istikrarlı, daha kullanışlı ve daha modern arayüzlere sahip bir sürümdür. Şekil 2'de Zenom-Qt tasarım mimarisi sunulmuştur.

Zenom-Qt tasarımında eski sürüm ile benzer olmasına ve olabildiğince sade olmasına dikkat edilmiştir. Kullanılan servislerde değişiklikler yaparak eski sürümde karşılaşılan hatalar düzeltildi. Öncelikle mesaj kuyruğundan kaynaklanan sorunu önlemek için haberleşmede paylaşılmış hafıza



Şekil 2: Zenom-Qt Tasarım Mimarisi

kullanıldı. Eski sürümden elde edilen performans bilgileri ile *ControlBase* tasarımında değişiklikler ve sadeleştirmeler yapıldı.

Zenom-FTLK sürümünde anlatılan *LoopTask*, *Logger* ve *Messenger* izlekleri sadeleştirilerek *LoggerTask* Zenom-Qt tasarımından çıkartılmıştır. *LoopTask* izleği *LoggerTask* görevlerini de yeni getirecek şekilde gerçeklenmiş, bir hafıza bloğuna birden fazla izleğin erişmesi durumunda ortaya çıkabilecek sorunlar engellenmiştir. Ayrıca izlek senkronizasyonu için kullanılması gereken yapılara ihtiyaç kalmadığı için performans kayıpları azaltılmıştır. Kullanıcının gerçekleği *ControlBase* arayüzünde herhangi bir değişiklik yapılmamış, Zenom-FTLK ile uyumluluk sağlanmıştır. *ZenomGUI* uygulaması tamamen yeniden tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. *ZenomGUI* içinde tasarlanan bütün arayüzler Qt kütüphanesi kullanılarak gerçeklenmiş, Zenom-FTLK sürümünde karşılaşılan sorunlar giderilmiş ve daha kullanıcı dostu hale getirilmiştir. İki boyutlu grafiklerin çizildiği arayüzlerde Qt üzerine geliştirilen Qwt kütüphanesi kullanılmış, bu sayede daha hatasız ve işlevsel arayüzler oluşturulmuştur. Zenom-FTLK sürümünde VRML formatlı dosya kullanan sahne arayüzleri de yeniden tasarlanmış ve OpenSceneGraph [12] kütüphanesi kullanılarak Zenom daha kullanışlı, daha hatasız ve daha gerçekçi görüntü üretir hale getirilmiştir. Zenom-FTLK sürümünde bulunan PlotXY arayüzleri fazla ihtiyaç duyulmadığı için yeni sürüme dahil edilmemiştir. *LogVariable* değişkenlerinin anlık değerlerini gösteren arayüzlere, doğrusal ve dairesel gösterge arayüzleri eklenmiş, anlık değerler için eşik değerler belirlenmesine imkan sağlanmıştır.

Sahne arayüzleri tamamen yenilenmiş ve üç boyutlu model ile *LogVariable* değişkenleri arasında ilişki kurulmasını sağlayan arayüzler çok daha işlevsel hale getirilmiştir. Sahne görsellemesinde kullanımı kolaylaştırmak için kamera kaydetme fonksiyonu eklenmiştir. Kullanıcı sahne içinde dilediği kadar kamera oluşturabilmekte, benzetim koşumu boyunca kaydedilen kameralar arasında geçiş yaparak sahneyi bir çok açıdan takip edebilmektedir.

Zenom-Qt sürümünde Zenom Projenin derlenmesi ve kullanıcının tarafından geliştirilen *ControlBase* benzetiminin gerçeklenmesi ve derlenmesi için Qt uyumlu *makefile* yapıları kullanılmıştır. Bu sayede açık kaynak kodlu olan Zenom üzerinde değişiklikler yapmak daha kolay hale gelmiştir.

3. Uygulama Örneği: BounceBall

Zenom benzetim ortamının kullanımını göstermek için BounceBall adında bir örnek uygulama örneği gerçeklenmiştir. Bu benzetim, yerçekimi ve top boyutu parametrelerine göre belli bir yükseklikten bırakılan topun zemine çarparak zıplamasını canlandırır. Bu örnek ile *LogVariable* ve *ControlVariable* yapılarının kullanımı ve *ControlBase* gerçeklenmesi açıklanmıştır.

ControlBase; `initialize()`, `start()`, `doloop()`, `stop()` ve `terminate()` metotlarını çalıştırarak benzetimin sonuç üretmesini sağlar. Benzetimi oluşturmak için bu beş metot benzetimin yapacağı hesaplamalara ve girdi-çıktı değişkenlerine göre gerçeklenir. Şekil 3'de BounceBall benzetim uygulamasının ekran görüntüsü sunulmuştur.

BounceBall.cpp dosyasındaki değişken tanımlamaları:

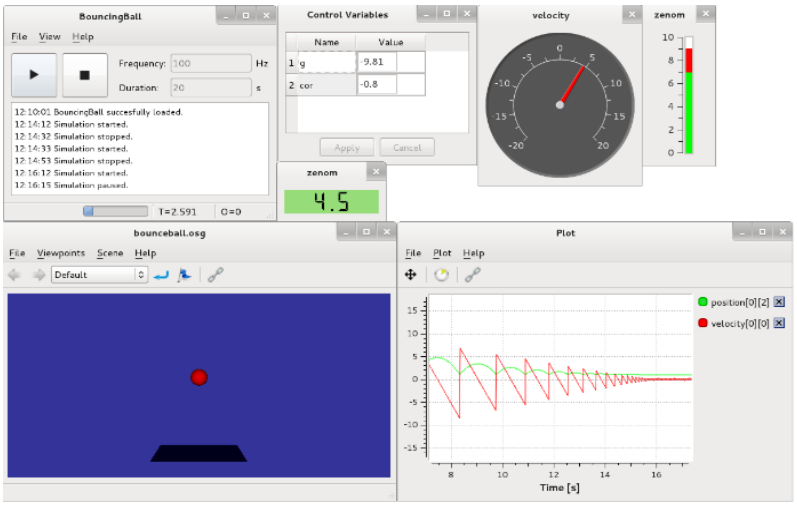
```
class BounceBall : public ControlBase {
private:
   //-----Log Variables -----
   double     ballPos[3];          double
ballScale[3];  double radius;

   // ----- Control Variables -----
   double gravity; double ballRadius;};
```

`initialize()` metodundaki *LogVariable* ve *ControlVariable* tanımlamaları:

```
int BounceBall::initialize(){
   registerLogVariable(ballPos          ,
"ballPos", "Ball Position ",1,3);
   registerLogVariable(ballScale        ,
"ballScale", "Ball scale",1,3);
   registerLogVariable(radius  ,  "radius",
"Ball radius");

   registerControlVariable(ballRadius,
"ballRadius" ,"Ball radius");
   registerControlVariable(gravity,
"gravity" ,"Gravitiy");
   return 0;}
```



Şekil 3: BounceBall Benzetim Uygulamasının Ekran Görüntüsü

`doLoop()` metodundaki topun hareketini hesaplayan kodlar:

```
int BounceBall::doloop(){
     if( ( ballPos[1] >= 0 && ballPos[1]
<= ballRadius*2))    {
       ballScale[1]  =  fabs(ballRadius  /
ballPos[1]);
       hitAcc = hitAcc2;}
```

`doLoop()` metodundaki topun hareketini hesaplayan kodların devamı:

```
else    {
       ballScale[1] = 1;
       hitAcc = 0;
   }
acc = hitAcc - gravity;
   velocity                                =
integratorAcc.integrate(acc);
   ballPos[1]                              =
integratorVelocity.integrate(velocity);
   return 0;}
```

4. Zenom-FLTK ve Zenom-Qt Karşılaştırması

Zenom-FLTK ve Zenom-Qt geliştirme süreci olarak kıyaslandığında, Qt kütüphanesinin kapsamı ve Qt kullanılarak geliştirilen yan kütüphaneler sayesinde, Zenom-Qt geliştirme süreci süre ve emek açısından Zenom-FTLK geliştirme sürecine göre çok daha az kaynak ile gerçekleşmiştir. Ayrıca Zenom-Qt hata düzeltmeleri ve yeni özellikler eklemek için daha anlaşılır ve değiştirilebilir bir yapı sunmaktadır. Kaynak kodlu yapısı sayesinde isteyen herkesin kendi ihtiyaçlarına göre özelleştirebileceği bir ortam olan Zenom, Zenom-Qt sürümündeki daha basit ve değiştirilebilir yapısı ile Zenom-FLTK'ya göre büyük avantaj sağlamaktadır.

Zenom-Qt tasarımı Zenom-FTLK sürümünde yaşanan hatalar dikkate alınarak yapılmıştır. Bu sayede daha hatasız bir sürüm ortaya çıkmıştır. ZenomGUI ve *ControlBase* haberleşmesinde yaşanan sorunlar kullanılan servisler değiştirilerek giderilmiştir. Benzetim yükleme ve koşturma işlemleri çok daha sorunsuz hale getirilmiştir.

ControlBase tasarımında yapılan değişiklikler ile kullanılan izlek sayısı azaltılmış ve performansta iyileştirmeler sağlanmıştır. Yapılan testlerde geliştirilen örnek uygulamalar her iki sürümde de aynı frekanslarda sıkı gerçek zaman ölçütlerini sağlamıştır.

Zenom-Qt sürümünde büyük değişiklik *ZenomGUI* uygulamasında yapılmıştır. Bütün arayüz bileşenleri yeniden tasarlanmış ve gerçeklenmiştir. Zenom-FTLK sürümünde kullanılan FLTK kütüphanesinin performans odaklı olmasından dolayı, Zenom-Qt sürümünde kütüphane değişikliğinden dolayı arayüz performansının korunması için gereken değişiklikler yapılmıştır. İki boyutlu grafik ekranlarında çizimlerin performansını korumak için grafikler zaman aralıklı olarak çizilmektedir. Kullanıcının belirlediği bir zaman dilimi kadar kısım grafiklerde görsellenmektedir. Bu sayede uzun benzetim koşumlarında yaşanabilecek performans sorunlarının önüne geçilmiştir.

5. Sonuçlar

Zenom benzetim ortamının öne çıkan özelliği, gerçek zamanlı benzetim ve kontrol algoritmasının geliştirilmesinin ve koşturulmasının masaüstü bilgisayar uygulamaları ile çok benzer olması ve standart bir bilgisayar üzerinde yapılabilmesidir. Zenom farklı kütüphaneler kullanılarak iki farklı şekilde tasarlanmış ve gerçeklenmiştir.

Zenom projesinin ilk sürümü Zenom-FLTK, RTNET kullanarak geliştirilen gerçek zamanlı ağ bileşenleri sayesinde, ağ üzerinden benzetim sonuçlarını paylaşma ve görselleme yeteneğine sahiptir. Bu sayede *ZenomGUI* ve *ControlBase* uygulamaları farklı makinalar üzerinde çalıştırılabilmektedir. Zenom projesinin daha yeni olan Zenom-Qt sürümünde, gerçekleme süresinin kısıtlarından dolayı gerçek zamanlı ağ bileşenleri projeye dahil edilmemiştir. Bu nedenle gelecek çalışması olarak ilk hedef gerçek zamanlı ağ bileşenlerini yeni sürüme eklemek ve birden fazla bilgisayar üzerinde benzetim koşumunu sağlamaktır.

Gelecek çalışması olarak planlanan ikinci çalışma ise Zenom ile Matlab/Simulink arasında bir dönüştürücü bileşen yapılmasıdır. Bu bileşen ile Matlab/Simulink ile oluşturulmuş bir projeden Zenom *ControlBase* kodu üretilecek ve gerçek zamanlı olarak koşturulabilecektir.

Kaynakça

[1] Loffler, M. S., Costescu, N. P., and Dawson, D. M. (2002). QMotor 3.0 and the QMotor robotic toolkit: a PC-based control platform. Control Systems, IEEE, 22(3), 12-26.

[2] Gerum, P. (2004). Xenomai-Implementing a RTOS emulation framework on GNU/Linux. White Paper, Xenomai.

[3] Kaleli, E., Zergeroğlu E. (2014, August). Linux-Xenomai Target: A Real-Time Hardware-In-The-Loop Simulatıon Framework Based on Simulink. (2014 ICCSS) 2nd International Conference on Computational and Social Sciences, Turkey (Yayınlanmak Üzere Kabul Edildi).

[4] Azevedo, J. M. C. A. D. (2011). Xenomai Lab: a platform for digital real-time control.

[5] Campbell, S. L., Chancelier, J. P., and Nikoukhah, R. (2006). Modeling and Simulation in SCILAB (pp. 73-105). Springer New York.

[6] QNX Software Systems, 1001 Farrar Road, Ottawa, ON K2K 0B3, Canada, web page: www.qnx.com (Accessed May 2014).

[7] Spitzak, B. (1998). Fast light toolkit (fltk). FTLK: Fast light toolkit. Available: http://www. fltk. org/.(Accessed: March 2009).

[8] QT webpage "www.qt-project.org" June 2014.

[9] Behnam, M., Nolte, T., Shin, I., Åsberg, M., & Bril, R. (2008). Towards hierarchical scheduling in VxWorks. In OSPERT 2008, Proceedings of the Fourth International Workshop on Operating Systems Platforms for Embedded Real-Time Applications (pp. 63-72).

[10] Butenhof, D.R ()1997. Programming with POSIX threads. Adison-Wesley Professional.

[11] OpenWRML User's Guide, v:0.18.2, "http://openvrml.org/doc/index", July 2009.

[12] OpenSceneGraph webpage "www.openscenegraph.org" June 2014.

AKTİF SÜSPANSİYON SİSTEM MODELİNİN KESTİRİMİ

Bilal Erol[1], *Akın Delibaşı*[2]
[1, 2] Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü, Elektrik-Elektronik Fakültesi
Yıldız Teknik Üniversitesi, Davutpaşa Kampüsü, Esenler, İstanbul
{berol@yildiz.edu.tr[1], adelibas@yildiz.edu.tr[2]}

Özetçe

Bu çalışmada sistem kestirim teknikleri ile çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin modelinin çıkarılması sunulmaktadır. Gerçek zamanlı dinamik sistemlerin analizinde ilk ve en önemli adım, bu sistemin modelinin çıkarılmasıdır. Fiziksel yasalar çerçevesinde model çıkarım oldukça kapsamlı bilgi ve uğraş gerektirmektedir. Sistem tanımlama teknikleri ile gerçek sistemin modeli, hiçbir ön bilgiye gereksinim duyulmadan, sadece kestirimi yapılacak sisteme uygulanan giriş ve bunun sonucunda elde edilen çıkış verileri kullanarak çıkarılabilmektedir. Model kestirimi Matlab altında bulunan System Identification Toolbox® kullanılarak yapılmış olup, elde edilen model sistem üzerinde gerçek zamanlı test edilmiştir. Kestirim sonucu elde edilen modeller arasından daha uygun olan seçilip, bu model için $\mathcal{H}_\infty$ tipi geri-beslemeli kontrolör tasarlanmıştır.

1.Giriş

Süspansiyon sistemini en genel haliyle bir yay ve damperden oluşan, tekerlek ile şaft arasında bağlantıyı sağlayan mekanik düzenek olarak tanımlayabiliriz. Burada yay ve damperin temel görevi araç gövdesini taşımak ve yoldan gelebilecek titreşimleri sönümleyerek sürüş konforunu ve yol tutuş kabiliyetini arttırmaktır. Otomotiv sektöründe oldukça önemli bir yere sahip olan süspansiyon sistemlerinde üç temel performans ölçütü bulunmaktadır. Bunlar seyir konforu performansı, yol tutuş performansı ve süspansiyonun maksimum sapma aralığıdır [1]. Bu performans ölçütlerinin temelini; yoldan gelen bozucu etkilerinin sönümlenmesi, sürüş kabiliyeti ve güvenliğinin arttırılması, böylelikle araç içindeki yolcuların bu bozuculardan etkilenmesini en aza indirgenmesi oluşturmaktadır. Performans ölçütlerinden sürüş konforu aracın dikey ivmelenmesiyle ilişkiliyken, sürüş güvenliği ise hareket esnasında tekerleğin yol ile temasının kesilmemesi ile ilişkili olduğu literatürde yaygın olarak görülmektedir [1], [2].

Konfor ve güvenlik için gerekli şartların göz önünde bulundurulmasının yanında, pratikte araçların yapısal özellikleri sebebiyle süspansiyon yer değiştirmesinin belli bir aralıkta olması gerekmektedir [3]. Ayrıca bu değerin aşımı, zamanla hem sürüş konforu kaybına hem de aracın yıpranmasına sebep olmaktadır.

Performans ölçütlerinin en iyi şekilde süspansiyon sistemlerinde aynı anda yerine getirilmesi mümkün değildir. Daha güvenli bir sürüş için sert bir süspansiyon sistemi gerekirken (low damping coeff), daha konforlu bir sürüş için ise daha yumuşak bir süspansiyon sistemi (high damping coeff) gerekmektedir [4-6] . Bundan dolayı pasif elemanlardan oluşan süspansiyon sistemleri tasarlanırken, bu sistemi barındıracak aracın kullanım amacı ve yeri dikkate alınması gerekmektedir. Açıktır ki konfor ve yol tutuş arasında bir trade-off vardır.

1960'lardan beri gerek akademik, gerekse endüstriyel araştırmalarda olsun süspansiyon sistemleri büyük ilgi görmüştür. Bir yay ve damperin paralel bağlanmasıyla meydana gelen pasif süspansiyon sistemleri, süspansiyon sistemlerinin en temel halini teşkil etmektedir. Bu pasif elemanlar ile tasarlanan süspansiyon sistemi yoldan gelen bozucuların anlık değişimlerine dinamik bir cevap verememekte ve performans ölçütlerinin istenilen seviyelerin altında olmasına neden olmaktadır. Arzulanan performans ölçütlerine ulaşmak için aktif elemanların da kullanılması gerekir [4],[7-9]. Elektronik kontrollü bu tür sistemler, pasif süspansiyon sistemlerinden farklı olarak, tekerlek ile araç gövdesi arasına monte edilen eyleyiciler ile oluşturulur. Bu sistemlerle sürüş konforunu arttırırken, aracın yol tutuşunu da güçlendirmek mümkün olmaktadır. Ayrıca araç sağlığını önemli derecede etkileyen süspansiyon aşınma problemi de azaltılabilmektedir. Aktif ve pasif süspansiyon sistemlerinin yanında birde yarı aktif süspansiyon sistemleri geliştirilmiştir. Aktif ve yarı-aktif süspansiyon sistemleri hakkında detaylı bilgi için, referanslarıyla beraber [10-12] bakılabilir.

Elektronik kontrollü aktif süspansiyon sistemlerinin ilk örnekleri 1960'larda Citroen firması tarafından geliştirilen, hydra-pneumatic eyleyicili süspansiyon sistemi ile karşımıza çıkmaktadır, bunu takiben 1980'lerde Toyota tarafından algılayıcılarla desteklenmiş aktif süspansiyon sistemi geliştirilmiştir [13]. Yine aynı yıllarda bir İngiliz şirketi olan Lotus tarafından tamamen aktif hidrolik eyleyicili süspansiyon sistemi geliştirirmiş olup, bu sistem Formula 1 araçlarında oldukça güzel sonuçlar vermiştir [14-15].

Gerçek zamanlı dinamik sistemlerin analizinde ilk ve en önemli adım, bu sistemin modelinin çıkarılmasıdır. Herhangi bir sistemin modeli iki şekilde çıkarılabilir; fiziksel yasalara dayalı modelleme (analitik) ve sistem tanımlama tekniklerine dayalı modelleme. Sistemlerin yapısındaki belirsizlikler zamanla değişen ve yüksek dereceden lineer olmayan parametreler, sistemin fiziksel modelini çıkarmada güçlüklere neden olmaktadır[16]. Çeyrek taşıt süspansiyon sistemini modellerken böyle sorunlarla sıkça karşılaşılmaktadır. Süspansiyon sisteminin yapısında bulunan damperin sönüm kat sayısının hesaplanması oldukça güç olmakla beraber sıcaklıkla da değişim göstermektedir. Ayrıca süspansiyon yay karakteristiğinin de doğrusal olmayan bir karakterde oluşu fiziksel modellemeyi güçleştirmektedir. İyi bir süspansiyon sistemi geliştirilmesi için sistem parametrelerinin iyi bilinmesi gerekmektedir. Parametre değişiminin süspansiyon performans çıkışlarına olan etkisi için [17-19] bakılabilir.

Görüldüğü gibi dinamik sistemlerin matematiksel modelinin, fiziksel yasalar odaklı çıkarımı zor ve oldukça zaman alıcıdır. Bir sistemin matematiksel modelinin, sisteme ait giriş ve çıkış verilerini kullanarak, sistem tanımlama teknikleriyle çıkarılabilir. Burada sisteme ait herhangi bir bilgiye gereksinim duyulmadan, sadece giriş ve çıkış verilerini kullanılarak modelleme yapılabilmektedir. Sistem tanımlama ilk olarak Zadeh (1962) tarafından, sistem modelinin sisteme ait deneysel sonuçlarla elde edilebileceğine değinilmiştir. Daha sonralarda Aström, Eykhoff ve Ljyung bu alanda önemli çalışmalar yapmıştır. Sistem tanımlama ile daha kısa zamanda ve daha düşük maliyetlerle sistem modeli çıkarılabilmesi, son zamanlarda bu alanın oldukça rağbet gören çalışmalar arasında yer almasına neden olmuştur [20-23].

Sistem tanımlama tekniklerini parametrik ve parametrik olmayanlar olarak ikiye ayrılır. Parametrik metotlarda model yapısı seçildikten sonra, seçilen modele ait parametreler kestirilir, parametrik olmayan metotlarda ise ilk etapta model yapısı seçilmez, giriş ve çıkışlar üzerinden model kestirilir. Parametrik olmayan metotlarda çapraz-korelasyon fonksiyonu, oto-korelasyon fonksiyonu, spektral yoğunluk fonksiyonu üzerinden sistem modeli kestirilir. Parametrik olmayan metotlar, parametrik metotlara oranla model çıkarımı ne kadar kolay olsa da, çıkarılan model daha kusurlu ve gürültüden daha fazla etkilenir [24],[25].

Bu çalışmada, 108E089 numaralı TUBİTAK projesi kapsamında geliştirilen Doğrusal Motor Eyleyicili, Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemi için Matlab System Identificaiton Toolbox® kullanılarak sistem modeli çıkarımı amaçlanmıştır. Farklı sistem kestirim teknikleri arasında karşılaştırma yapılıp, geliştirilen sisteme en yakın ve en düşük derecedeki model ortaya konacaktır.

Bildirinin kalan bölümlerinde ilk olarak çeyrek taşıt için genel matematiksel modeli çıkarılacak ve ikinci bölümde sistem tanımlama için gerekli ön bilgiler verilecektir. Parametrik metotlardan olan ARX, ARMAX ve Durum Uzaydan yararlanılarak modeller çıkarılıp, bu modeller karşılaştırılacaktır. Karşılaştırma sonucu seçilen model, gerçek zamanlı sistem ile doğrulaması yapılacaktır. Son olarak hem kestirim sonucu çıkarılan model için hem de fiziksel yasalara dayalı model için $\mathcal{H}_\infty$ tipi geri-beslemeli kontrolör tasarlanacaktır. Bu kontrolörler gerçek sistem üzerinde farklı yol tipleri üzerinde test edilecektir.

2.Çeyrek Taşıt Modeli

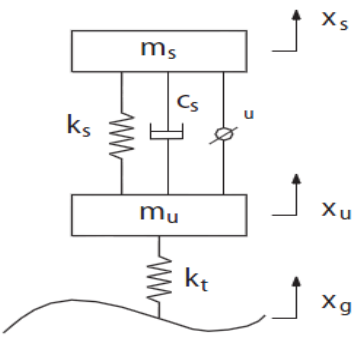
Genel olarak iki serbestlik derecesine sahip çeyrek taşıt süspansiyon sistemi Şekil 1 deki yapıya sahiptir. Burada m_s sallanan kütle yani araç gövdesi kütlesini, m_u sallanmayan kütle yani tekerlek kütlesini, k_s süspansiyon yay sabitini, k_t tekerlek yay sabitini, c_s süspansiyon sönüm oranını, x_g, x_u ve x_s sırasıyla yol, tekerlek ve şase konumlarını ifade etmektedir. u ise harici geri-beslemeli aktif kontrol kuvvetidir.

2.1 Fiziksel Modelleme

Şekil 1'de verilmiş olan çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin dinamik denklemleri, Newton'un ikinci kanunu kullanılarak elde edilebilir;

$$m_u\ddot{x}_u = k_t(x_g - x_u) - k_s(x_u - x_s) - c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s) \qquad (1)$$

$$m_s\ddot{x}_s = k_s(x_u - x_s) - c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s) \qquad (2)$$



Şekil 1: Çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin genel yapısı.

Biz bu çalışmada giriş bölümünde vurgulanan üç performans ölçütlerinden; sürüş konforu için dikey ivmelenme, sistem sağlığı için ise süspansiyonun maksimum yer değiştirmesi üzerinde duracağız. Bu durumda performans ölçütlerini oluşturan vektör;

$z_1 = \ddot{x}_s$

$z_2 = |x_s - x_u|$

şeklinde tanımlanabilir. Gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra sistemin durum uzayı;

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_s\\ \dot{x}_u\\ \ddot{x}_s\\ \ddot{x}_u\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s}\\ \frac{k_s}{m_u} & \frac{-(k_s+k_t)}{m_u} & \frac{c_s}{m_u} & -\frac{c_s}{m_u}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_s\\ x_u\\ \dot{x}_s\\ \dot{x}_u\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\0\\0\\ \frac{k_t}{m_u}\end{bmatrix}x_g + \begin{bmatrix}0\\0\\ \frac{1}{m_s}\\ -\frac{1}{m_u}\end{bmatrix}u$$

$$z = \begin{bmatrix}-\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s}\\ 1 & -1 & 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_s\\ x_u\\ \dot{x}_s\\ \dot{x}_u\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{1}{m_s}\\ 0\end{bmatrix}u \qquad (3)$$

şeklinde elde edilir.

2.2 Sistem tanımlama ile modelleme

Bir sisteme uygulanan giriş ve bunun sonucunda elde edilen çıkışlar kullanılarak, bu sistemin modeli sistem tanımlama teknikleri kullanılarak çıkarılabilir. Bu tekniklerin ana fikri; gerçek sistem ve model çıkışında elde edilen veriler arasındaki farkı minimize etmektir. Sistem tanımlama dört önemli aşamadan oluşur [20]:

1. Kestirilecek sisteme uygun girişler uygulayarak, bu girişlere karşılık çıkışlar kaydedilmesi,
2. Sisteme uygun model yapısının seçilmesi,
3. Seçilen model yapısının parametrelerinin çıkarımı,
4. Çıkarılan uygun model ile gerçek sistemin çıkışlarının karşılaştırması.

2.2.1 Giriş sinyali secimi

Sistem modelini çıkarmada ilk ve en önemli aşama sisteme uygulanacak giriş sinyallerinin belirlenmesidir. Burada amaç, uygulanacak girişler ile sistemin karakteristik özelliklerine ulaşmak olmalıdır. Giriş sinyali olarak Denklem (4)'de de görüldüğü gibi farklı genlik, frekans ve faza sahip sinüslerin toplamı seçilmiş, böylelikle hem frekans hem de genlik bakımından zengin karışımlı sinyal oluşturulmuştur. Sistemin özelliklerini de göz önünde bulundurarak frekans ve genlik bakımından zengin bir karışımın kullanılması, sisteme ait önemli frekanslardaki dinamiklere ulaşılmasını sağlayacak ve böylece daha uygun model çıkarılmasına zemin hazırlayacaktır.

$$w(k) = \sum_{i=1}^{20} a_i \cos(w_i t_s k + \varphi_i) \qquad (4)$$

Giriş sinyalini sinüslerin toplamı cinsinden seçilmesinin bir diğer önemli nedeni, çeyrek taşıt süspansiyon sistemi düşünüldüğünde, sistemin girişi yoldan gelen bozucudardır. Yol profili olarak farklı genlik ve frekansa sahip sinüslerin toplamının seçiminin anlamlı olduğu birçok kaynakta vurgulanmıştır [26]. Bu bağlamda biz bu çalışmamızda yol profiline de benzerliği sebebiyle, 0-50 (radyan/saniye) aralığında rastgele frekanslara sahip 20 sinüsün işaretinin toplamını giriş sinyali olarak seçeceğiz. Bu giriş sinyalinin belirlenmesindeki en önemli bileşen, seçilen işaretin bant genişliğidir. ISO2361 (ISO, 1978)'e göre araç içindeki yolcuların en fazla 4-8hz aralığındaki titreşimlerden rahatsız olması sebebiyle giriş sinyalimizin frekans aralığı olarak 0-50 (radyan/saniye) seçilmiştir.

2.2.2 Model Yapısı Seçimi

Modellemede giriş çıkış sinyali kadar önemli bir diğer unsur ise model yapısıdır. Model yapısının seçimi sistemin dinamikleri ve gürültü karakteristiğine bağlıdır. Çalışmamızda, sistem tanımlama için parametrik modeller kullanılmıştır. Parametrik modellerden; ARX, ARMAX ve

Durum Uzay modellerin yapıları Tablo 1'de verilmiştir. Burada x(n) durum vektörü, y(n) çıkış, u(n) giriş, e(n) gürültü, A(q), B(q), C(q), D(q) ARX ve ARMAX için sistem polinomu (çokterimlisi), A,B,C,D ise Durum Uzay modeli için sistem matrisleridir.

ARX model yapısı itibariyle basit olması, bu modelin birçok sistemde kullanılmasına neden olmuştur. Bu model yapısının bozuculara karşı kırılgan oluşu sebebiyle bozucu bastırmanın önem arz ettiği kontrol uygulamalarında kullanıcıları ARMAX yapısına yöneltmiştir. ARMAX modelinde, ARX modelinden farklı olarak bozucular daha rahat kontrol edilebilmektedir [27]. Durum Uzay yapısı daha karmaşık sistemlerde, özellikle çok girişli çok çıkışlı (MIMO) yapılar için ARX, ARMAX modellerine oranla oldukça kolaylık sağlamaktadır. Kullanıcılara sadece modelin derecesini belirleme sorumluluğunu bırakması, bu yaklaşımın üstünlüğü olarak ortaya çıkmaktadır.

Tablo 1: Model türleri ve yapıları.

Model Türü	Model Yapısı
ARX	$y[k] = \frac{B(q)}{A(q)}u[k] + \frac{1}{A(q)}e[k]$
ARMAX	$y[k] = \frac{B(q)}{A(q)}u[k] + \frac{C(q)}{A(q)}e[k]$
Durum Uzay	$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) + Ke(n)$ $Y(n) = Cx(n) + Du(n) + e(n)$

2.2.3 Parametre Kestirimi

Model yapısı ve modelin derecesi seçildikten sonra, Matlab System Identification Toolbox® ile söz konusu modele ait parametrelerin kestirimi istatistiksel yöntemler kullanılarak yapılır. Literatürde parametre kestirimi için birçok yöntem kullanılmaktadır. Matlab Sytem Identification Toolbox® ile parametre kestirimi çeşitli doğrusal regresyon yöntemleriyle gerçekleştirmek mümkündür. Matlab altında bulunan altuzay algoritması tabanlı `N4SID` komutu ile sistemin durum uzay modeli kestirilebilinir.

2.2.4 Uygunluk Testi

Model çıkarıldıktan sonra, bu modelin gerçek sistem gereksinimleriyle ne ölçüde uyuştuğu test edilmelidir. Uygunluk testi, kestirilen modele ve gerçek sisteme aynı girişler uygulayıp, gerçek sistemde ölçülen çıkışların kestirilen modelden elde edilen çıkışlarla karşılaştırılmasıdır. Ayrıca bulunan modeller arasından daha uygun olanı belirlemek için AIC (Akaike Information Criterion) ölçütlerinden faydalanılabilir. Akaike teorisine göre en küçük AIC sahip model, daha uygun modeldir [27] [28].

3. Deneysel Düzenek

Şekil 2'de TUBITAK projesi kapsamında laboratuvar ortamında geliştirilen çeyrek taşıt aktif süspansiyon sistemi gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi sistem 3 ana parçadan oluşmaktadır. Alttaki motor ve yay sistemi araç için yol davranışını benzetmektedir. Üç adet yay ve motordan oluşan ortadaki kısım aktif süspansiyon sistemini oluşturmaktadır ve en üsteki kısım ise aracın gövde ağırlığını veren yük hücresidir, bu yük hücresi çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminde, m_s, sallanan kütleyi temsil etmektedir. Bu sistem eyleyici olarak iki adet Copley® marka lineer motor kullanılmıştır. Bilinen süspansiyon yapısından farklı olarak bu düzenek içerisinde sönüm elemanı kullanılmamıştır. Sönüm işlemi kullanılan doğrusal motor tarafından yerine getirilmektedir. Proje kapsamından laboratuvarda yapılan deneysel ölçümler çerçevesinde sisteme ait parametreler hakkında bilgi Tablo 2'te verilmiştir.

Tablo 2: Prototip sisteme ait sistem parametreleri.

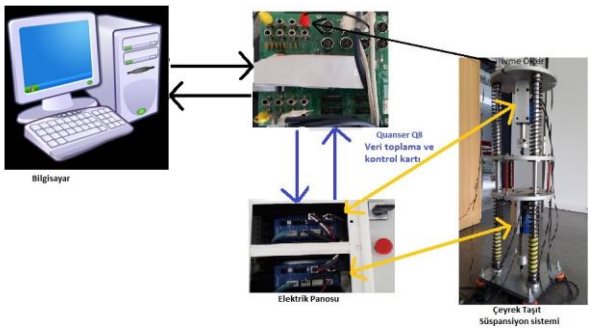
m_s	Ana gövde kütlesi	20.4kg
m_u	Tekerlek kütlesi	15.9kg
k_s	Süspansiyon yay sertliği	2933N/m $\times 3$
k_t	Tekerlek yay sabiti	90000N/m
c_s	Sürtünme katsayısı	100Ns/m
pp	Kutup yolu	71.2mm
c/p	Kutup başına darbe	4096
pF	Anlık maximum motor gücü	744N
cF	Sürekli motor gücü	137.3N
pC	Maksimum anlık akım	20A
K_i	Akım sabiti	52.6N/A

Sistemde kullanılan yaylara ait yay sabiti karakteristiği, laboratuvar ortamında yayların uçlarına değişik kütleler bağlanarak çıkarılmıştır.

Şekil 3'te sistemin çalışma düzeneği verilmiştir. Bu Sistem Quanser® Q8 veri toplama ve kontrol kartı ile yine Quanser® firmasına ait Quarc programı kullanılarak gerçek zamanlı Matlab/Simulink altında kontrol edilmektedir. Sisteme giriş olarak alt-bölüm 2.2.1'de bahsedildiği gibi sinüslerin toplamı uygulanmış ve sistem çıkışında yük hücresinin ivmesi ve salınımı ölçülmüştür. İvmeölçer çıkışından bizim için anlamlı verileri toplayıp gürültü içeren yüksek frekanstaki bölümü çıkarmak için, 10Hz kesim frekanslı alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Örnekleme zamanı, sistemin zaman sabitine bakılıp 1ms olarak ayarlanmıştır.



Şekil 2: Çeyrek taşıt süspansiyon sistemi prototipi.



Şekil 3 Çalışma düzeni

4. Model Kestirimi ve Karşılaştırma

Matlab System Identification Toolbox® kullanılarak, farklı model yapıları ve dereceleri için süspansiyon sisteminin modeli kestirilmiş olup bunların karşılaştırması yapılmıştır. Gerçek veri çıkışları ile kestirilen modelden elde edilen çıkışlar karşılaştırılırken, aşağıda denklemi verilmiş olan normalize edilmiş ortalama karesel hata fonksiyonundan yararlanılmıştır. Ayrıca modeller arasında karşılaştırma için, söz konusu modellerin Akaike tahmin hatasından da yararlanılmıştır.

$$fit(i) = 100 \times \left(\frac{\|x(:,i) - x_{ref}(:,i)\|}{\|x(:,i) - mean(x_{ref}(:,i))\|}\right) \quad (5)$$

Hatayı minimize etmek için, farklı zamanlarda gerçek sistemden veriler alınmıştır ve bu veriler kestirilen modellerde kullanılıp gerçek sistem çıkışları ile kestirilmiş çıkışlar karşılaştırılmıştır. Elde edilecek model bozucu girişi ile performans ölçütleri arasında olduğu için çıkışımız z vektörü, z_1 araç ivmesi ve z_2 süspansiyon sapma aralığıdır. Tablo 3'te kestirilen modellere ait performans bilgileri verilmiştir. Bu tablo üç fazlı bir deney sonucunda oluşturulmuştur. Birinci fazda sistem tanımlamada eğitimde kullanılan giriş sinyali sisteme uygulanarak çıkış verileri toplanmıştır. Takip eden ikinci ve üçüncü fazlarda ise benzer senaryoya uygun olarak 0-40 radyan/saniye aralığında rastlantısal 20 sinüs ile oluşturulan yeni giriş sinyalleri kullanılmıştır. Bu fazlar için de çıkış verileri toplanarak kestirim ve gerçek sistem karşılaştırılmıştır. Bu tabloya bakılarak çıkarılan modellerin performansları yorumlanabilir. ARX ve ARMAX modelleri ile düşük derecelerde dahi sistem tatmin edici bir sonuç üretmektedir. Durum Uzay metodu ile 2. dereceden kestirim yapıldığında çıkarılan model gerçek sistemi tam karşılayamamasına rağmen, sistem derecesinin arttırılmasıyla dördüncü ve altıncı derecelerde sistem için oldukça iyi bir model çıkarılabilmiştir. Sistemin genel yapısı incelendiğinde fiziksel modelde de görüldüğü gibi en az dördüncü dereceden bir yapı olduğu gözlenmektedir. Bu yapının çıkışına eklemiş olduğumuz filtrede göz önünde bulundurulduğunda, dördüncü veya altıncı dereceden bir kestirim yapmak mantıklı görülmektedir.

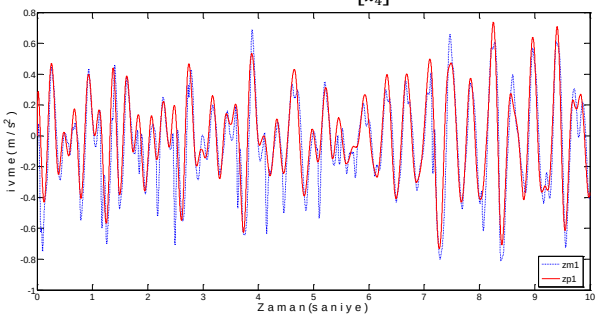
Denklem 6'da verilmiş olan dördüncü dereceye sahip durum uzay modeli, sistem üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Şekil 4 ve Şekil 5 de görüldüğü gibi gerçek sistem cevabı ile kestirilen model cevabı oldukça iyi örtüşmektedir. Burada çıkışlar *zm1* ivmeölçer çıkışı, *zm2* süspansiyon sapma miktarı, *zp1* ve *zp2* sırasıyla aynı şekilde bunlara karşılık modelden elde edilen çıkışlardır.

Tablo 3: Test sonuçları.

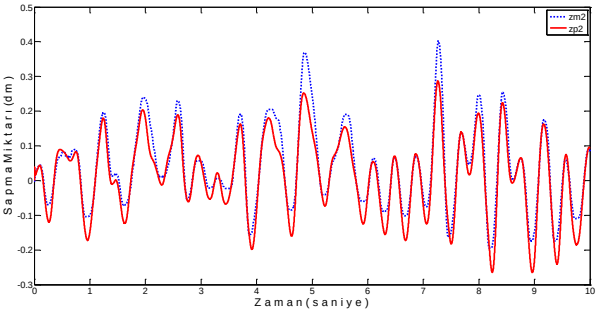
Model Yapısı	Model Derecesi	Doğruluk (%)					
		Faz 1		Faz 2		Faz 3	
		z_1	z_2	z_1	z_2	z_1	z_2
ARX	2	84.8	92.7	77.8	86.9	83.1	85.4
	3	86.3	94.2	79.5	88.3	84.2	86.3
	4	86.2	94.0	78.9	88.4	83.7	85.7
	5	84.9	93.9	73.5	87.8	79.1	85
	6	86.3	93.7	79.6	88	84.2	84.9
ARMAX	2	80.7	90.9	72.3	85.5	79.1	81.9
	3	86.3	94.2	80.3	90.3	84.4	85.6
	4	86.1	93.2	78.5	86.6	83.1	83.5
	5	86.9	94.1	80.5	90.5	84.8	85.6
	6	86.0	94.1	79	89.7	83.6	85.4
Durum Uzay	2	28.2	49.5	5	42	25.5	38.9
	3	83.4	76.4	77.3	77.3	81.1	65.3
	4	86.0	94.1	79.3	88.8	83.5	86.1
	5	84.6	93.2	77.6	86.6	83.8	85.6
	6	85.3	93.2	77.9	86.4	83.8	85.6

$$\begin{bmatrix}\dot{x}_1\\ \dot{x}_2\\ \dot{x}_3\\ \dot{x}_4\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1.00 & -0.13 & 0.30 & 0.36\\ 0.03 & 0.93 & 0.1520 & 0.26\\ -0.01 & 0.08 & 0.79 & -0.16\\ -0.01 & 0.04 & -0.12 & 0.50\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ \dot{x}_3\\ \dot{x}_4\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}-0.56 & -0.15\\ -0.35 & -0.09\\ 0.27 & 0.08\\ 0.66 & 0.15\end{bmatrix}\begin{bmatrix}w\\ u\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}zp_1\\ zp_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1.52 & -14.52 & -12.75 & -0.23\\ -1.16 & 1.49 & -0.49 & 0.04\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_1\\ x_2\\ \dot{x}_3\\ \dot{x}_4\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}w\\ u\end{bmatrix} \quad (6)$$



Şekil 4 Gerçek sistem (mavi, kesik çizgili) ve kestirilen modelden (kırmızı) elde edilen ivme çıkışı.

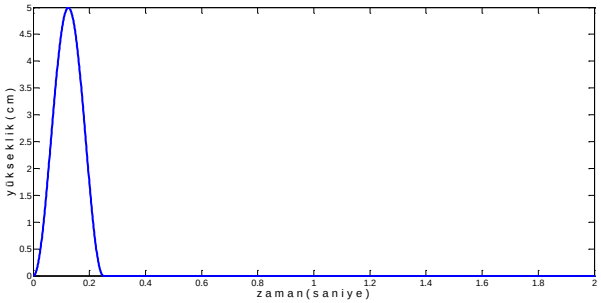


Şekil 5 Gerçek sistem(mavi, kesik çizgili) ve kestirilen modelden (kırmızı) elde edilen süspansiyon sapma miktarı.

5. $\mathcal{H}_\infty$ kontrolcü tasarımı

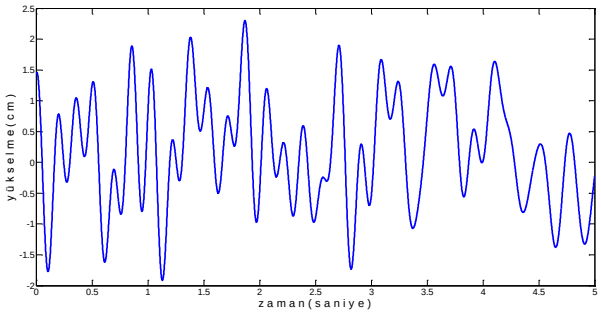
Matlab Robust Control Toolbox® altında bulunan `hinfsyn` komutu kullanılarak, bir önceki bölümde gerçek sistem üzerinde test edilen dördüncü dereceden model ile çeyrek taşıt süspansiyon sistemi için çıkarılan fiziksel model için ayrı ayrı dördüncü dereceden kontrolcüler çıkarılmıştır. Burada performans çıkışı olarak aracın dikey ivmelenmesi alınmıştır. Elde edilen bu kontrolcüler ayrı ayrı laboratuvar ortamında aktif süspansiyon sistemi üzerinde iki farklı yol profili üzerinde sınanmıştır. Bu yol profilleri, tümsek tipi yol profili ile sinüslerin toplamından elde edilen yol profilidir. Bahsi geçen yol profillerinin zamana göre değişimleri Şekil 6 ve Şekil 7 de gösterilmektedir. Tümsek tipi yol profilinden

görüleceği gibi araç 5cm tepe değerine sahip bir tümseğe çarpmaktadır.

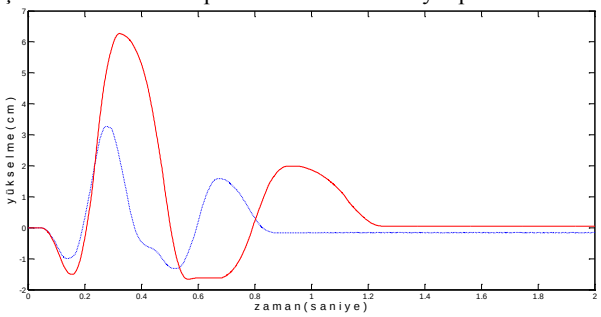


Şekil 6 Tümsek tipi yol profili.

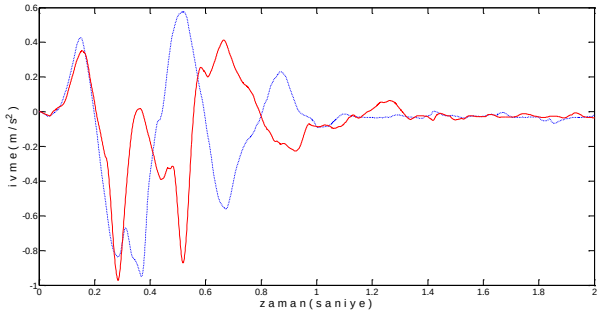
Şekil 8 ve Şekil 9 da sırasıyla kontrolör içermeyen yani pasif sistem ile kestirilen sistem için tasarlanan $\mathcal{H}_\infty$ kontrolör içeren aktif sistemin tümsek tipi yol profili altında süspansiyon sapma aralığı ve araç ivmelenmesi gösterilmiştir. Şekil 10 ve Şekil 11 de sırasıyla sinüslerin toplamı cinsinden elde edilen yol profili üzerinde pasif ve aktif sistem karşılaştırılmıştır.



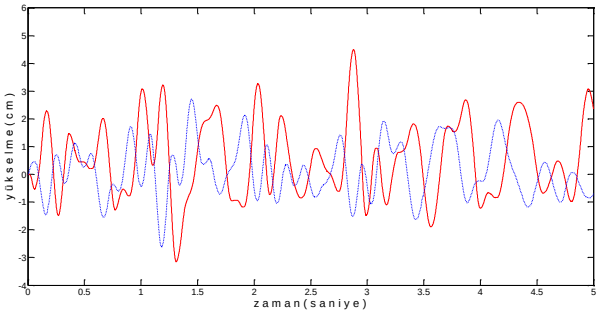
Şekil 7: Sinüslerin toplamından elde edilen yol profili.



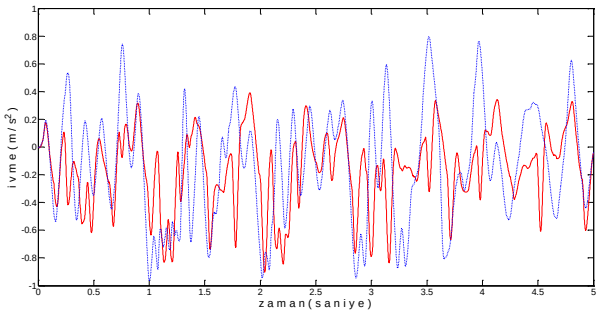
Şekil 8 $\mathcal{H}_\infty$ çıkış geri-beslemeli kontrolör (kırmızı) ve pasif durum (mavi, kesik çizgili) için tümsek tipi yol profili altında süspansiyon sapma aralığındaki değişim.



Şekil 9: $\mathcal{H}_\infty$ çıkış geri-beslemeli kontrolör (kırmızı) ve pasif durum (mavi, kesik çizgili) için tümsek tipi yol profili altında araç ivmelenmesi.

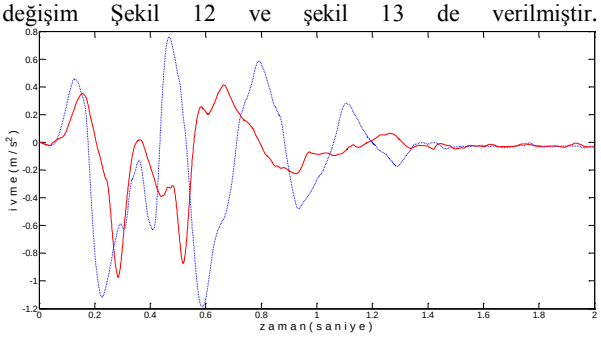


Şekil 10: $\mathcal{H}_\infty$ çıkış geri-beslemeli kontrolör (kırmızı) ve pasif durum (mavi, kesik çizgili) süspansiyon sapma aralığındaki değişim.

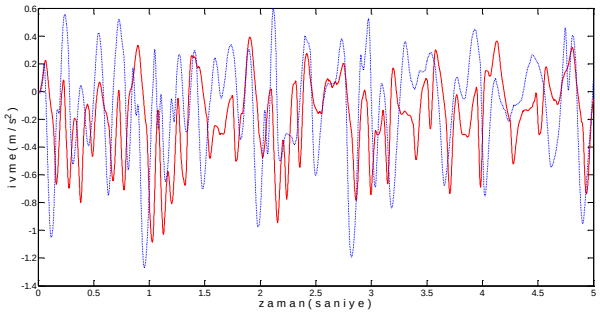


Şekil 11: $\mathcal{H}_\infty$ çıkış geri-beslemeli kontrolör (kırmızı) ve pasif durum (mavi, kesik çizgili) araç ivmelenmesi.

Kestirim sonucu çıkarılan ve fiziksel yasalar çerçevesinde çıkarılan modeller için tasarlanan kontrolör başarımları iki farklı yol profilleri üzerinde test edilmiş ve araç ivmesindeki değişim Şekil 12 ve şekil 13 de verilmiştir.



Şekil 12 Tümsek tipi yol profili altında araç ivmelenmesi, kestirim sonucu çıkarılan model (kırmızı), fiziksel yasalar çerçevesinde çıkarılan model (mavi, kesik çizgili).



Şekil 13: Sinüsler toplamı tipi yol profili altında araç ivmelenmesi, kestirim sonucu çıkarılan model (kırmızı), fiziksel olarak çıkarılan model (mavi, kesik çizgili).

Dikkat edilirse, kestirim sonucu elde edilen model için çıkarılan kontrolör, fiziksel model için çıkarılanından nispeten daha iyi sonuçlar vermektedir, gelen yol bozucuları daha kısa sürede ve daha etkili bir şekilde sönümlenmiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, Matlab System Identificaiton Toolbox® kullanılarak, TUBITAK projesi kapsamında laboratuvar ortamında geliştirilen çeyrek taşıt aktif süspansiyon sisteminin modeli çıkarılmıştır. Modelleme yapılırken ARX, ARMAX ve Durum Uzay modelleme yapılarından yararlanılmış, bu şekilde gerçek sistemin modeli, yalnız sisteme uygulanan ve sistemden elde edilen çıkışlar kullanılarak kestirilmiştir. Kestirim sonucu elde edilen modeller gerçek sistem üzerinde test edilmiş ve bu modellerin karşılaştırılması sonucu seçilen 4. derecenden Durum Uzay yapısı ile elde edilen modelin cevabı, gerçek sistemin cevabı ile oldukça iyi (80-94 %) örtüştüğü gösterilmiştir.

Çalışmanın son safhasında kestirim sonucu elde edilen model için dördüncü dereceden performans çıkışı olan araç ivmesi ile yol bozucusu arasında sonsuz normunu minimize eden, $\mathcal{H}_\infty$ kontrolör çıkarılmış ve sistem üzerinde test edilmiştir. Pasif süspansiyon sistemine göre üstünlüğü iki farklı yol tipi üzerinde gösterilmiştir. Ayrıca fiziksel yasalara dayalı model için de kontrolör çıkarılmış. Son olarak iki model için çıkarılmış olan kontrolörler gerçek sistem üzerinde test edilmiş ve kestirilen model için elde edilen kontrolör nispeten daha iyi sonuçlar vermiştir.

6. Kaynakça

[1] Chen, H.; Sun, P.-Y.; Guo, K.-H., "Constrained H-infinity control of active suspensions: an lmi approach," Control and Automation, 2002. ICCA. Final Program and Book of Abstracts. The 2002 International Conference on , vol., no., pp.157,157, 19-19 June 2002

[2] Turkay, S.; Akcay, H., "Active suspension design based on linear-matrix inequalities and fixed-order controllers," Control & Automation (MED), 2011 19th Mediterranean Conference on , vol., no., pp.748,753, 20-23 June 2011

[3] H. Du, N. Zhang, "Multiobjective Static Output Feedback Control Design for Vehicle Suspensions" , Journal of System Design and Dynamics, Vol 2,No 1, 228-239, 2008

[4] Aly, Ayman A., and Farhan A. Salem. "Vehicle Suspension Systems Control: A Review." International Journal Of Control Automation and Systems, Vol 2, No 2, July 2013

[5] Weichao Sun; Huijun Gao; Kaynak, O., "Finite Frequency $\mathcal{H}_\infty$ Control for Vehicle Active Suspension Systems," Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.19, no.2, pp.416,422, March 2011

[6] P.S. Els, N.J. Theron, P.E. Uys, M.J. Thoresson, "The ride comfort vs. handling compromise for off-road vehicles", Journal of Terramechanics, Volume 44, Issue 4, October 2007, Pages 303-317

[7] Savaresi, Sergio M., et al. Semi-active suspension control design for vehicles. Elsevier, 2010.

[8] Powers, MB Barron WF. "the role of electronic controls for future automotive mechatronic systems." IEE/ASME Tranc. On Mechatronics, Vol. 1, No 1, 1996.

[9] Guglielmino, Emanuele, et al. Semi-active suspension control. Berlin: Springer, 2008.

[10] Thompson, A. G. "Design of active suspensions." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers 185.1 (1970): 553-563.

[11] Fischer, Daniel, and Rolf Isermann. "Mechatronic semi-active and active vehicle suspensions." Control Engineering Practice 12.11 (2004): 1353-1367.

[12] Abramov, Sergey, Samjid Mannan, and Olivier Durieux. "Semi-active suspension system simulation using SIMULINK." International Journal of Engineering Systems Modelling and Simulation 1.2 (2009): 101-114.

[13] Tanahashi, Haruhiko, et al. Toyota electronic modulated air suspension for the 1986 Soarer. No. 870541. SAE Technical Paper, 1987.

[14] Hrovat, Davor. "Survey of advanced suspension developments and related optimal control applications." Automatica Vol 33 Issue 10 (1997): 1781-1817.

[15] Yue, C., T. Butsuen, and J. K. Hedrick. "Alternative control laws for automotive active suspensions." American Control Conference, 1988. IEEE, 1988.

[16] Bohlin, Torsten P. Practical grey-box process identification: theory and applications. Springer, 2006.

[17] Sun, Fengchun, and Yan Cui. "Influence of parameter variations on system identification of full car model." Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists. Vol. 2. 2011.

[18] Majjad, R. "Estimation of suspension parameters." Control Applications, 1997., Proceedings of the 1997 IEEE International Conference on. IEEE, 1997.

[19] G. Şefkat, İ.Yüksel, M. Şengirgin "Pasif ve Yarı Aktif Süspansiyon Sistemlerinde Sistem Parametrelerinin Etkileri", TOK'2000 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 21-22 Eylül 2000, Hacettepe Üniversitesi, Ankara.

[20] Yaacob, S.; Mohamed, F.A., "Black-box modelling of the induction motor," SICE '98. Proceedings of the 37th SICE Annual Conference. International Session Papers , vol., no., pp.883,886, 29-31 Jul 1998

[21] Zhou, Shiqiong, et al. "Wind Signal Forecasting Based on System Identification Toolbox of MATLAB." Proceedings of the 2013 Third International Conference on Intelligent System Design and Engineering Applications. IEEE Computer Society, 2013.

[22] Ishak, N.; Abdullah, N.I.; Rahiman, M.H.F.; Samad, A.M.; Adnan, R., "Model identification and controller design for servomotor," Signal Processing and Its Applications (CSPA), 2010 6th International Colloquium on , vol., no., pp.1,4, 21-23 May 2010

[23] Ling, T. G., et al. "System identification of electro-hydraulic actuator servo system." Mechatronics (ICOM), 2011 4th International Conference On. IEEE, 2011.

[24] M. J. Rabbani, K. Hussain, Asim-ur-R. khan, A. Ali "Model Identification and Validation for a Heating System using MATLAB System Identification Tolon" IOP Conference Series: Materials Science and Engineering 51, 2013

[25] T. Soderstrom and P. Stoica, System identification. Hertfordshire: Prentice Hall International (UK) Ltd., 1989.

[26] Rill, Georg. Road vehicle dynamics: fundamentals and modeling. CRC Press, 2011.

[27] L. Ljung, System Identification - Theory for the User, Prentice-Hall,Upper Saddle River, N.J., 2nd edition, 1999.

[28] Ljung, Lennart. "System identification toolbox." The Matlab user's guide (1988).

Yardımcı Model Tabanlı Tekrarlamalı Eğim Algoritması ile Transfer Fonksiyonu Parametrelerinin Yansız Tahmini

Metin Hatun[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uludağ Üniversitesi, Bursa
metinh@uludag.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada ayrık-zamanlı doğrusal sistemlerin transfer fonksiyonu parametrelerini tahmin etmek için eğim (gradient) yöntemi iterasyonlarının kullanıldığı tekrarlamalı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen algoritma RG (Recursive Gradient: Tekrarlamalı Eğim) algoritması olarak adlandırılmıştır. Hesaplanan parametre tahminlerinin yansız (unbiased) olması için sistem ile aynı yapıya sahip olan ve katsayıları çevrim içi olarak güncellenen uyarlamalı bir yardımcı model kullanılmıştır. Yapılan stokastik yakınsama analizi ile ölçme gürültüsü renkli gürültü olsa bile yansız parametre tahminlerinin elde edilebildiği gösterilmiştir. Ayrıca, RG algoritması için iki farklı değişken adım parametresi kullanılmıştır. Önerilen RG algoritması, yapılan bilgisayar benzetim çalışmalarıyla örnek bir sistemin transfer fonksiyonu parametrelerinin tahmin edilmesinde kullanılmış ve yaygın olarak kullanılan diğer eğim tabanlı algoritmalar ve en küçük kareler tabanlı RLS algoritması ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

1. Giriş

Sistem tanıma ve parametre tahmini, gerçek zamanlı birçok uyarlamalı işaret işleme ve uyarlamalı kontrol uygulamasının temelini oluşturmaktadır [1-12]. Sistem tanıma algoritmaları ile parametrik sistem modellerinin bilinmeyen katsayıları, sistemin deneysel giriş-çıkış verileri kullanılarak gerçek zamanda tahmin edilmektedir [1-5,9-12]. Sistem tanıma ve uyarlamalı kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılan parametre tahmin algoritmaları eğim tabanlı algoritmalar ve en küçük kareler tabanlı algoritmalar olmak üzere kabaca iki gruba ayrılabilir.

En temel eğim tabanlı algoritma LMS (Least Mean Squares) algoritması olarak bilinir ve uyarlamalı işaret işleme uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [6-8]. LMS algoritmasına göre daha hızlı yakınsayan NLMS (Normalized LMS) algoritmasında parametre tahminlerini güncellemek için veri vektörünün anlık enerjisi kullanılır. NLMS algoritmasının benzer bir kullanım şekli uyarlamalı kontrol literatüründe izdüşüm (projection) algoritması olarak bilinir [1,2]. NLMS algoritmasının yakınsama hızını arttırmak için önerilen AP (Affine Projection) algoritması NLMS algoritmasının genelleştirilmiş bir versiyonudur [6-8]. Bu algoritmalar düşük matematiksel işlem yüküne bağlı olarak kolay ve hızlı gerçekleme avantajına sahiptir ve bu nedenle yüksek örnekleme frekanslarının kullanıldığı uyarlamalı işaret işleme uygulamalarında daha çok tercih edilmektedir [6-8]. Bu algoritmaların dezavantajı ölçme gürültüsüne çok duyarlı olmasıdır. Ölçme gürültüsünün olumsuz etkisinden kurtulmak için kullanılan SG (Stochastic Gradient) algoritmasında parametre tahminlerini güncellemek için veri vektörünün birikimli enerjisi kullanılır [1,10,13-15]. Parametre değişimlerini daha hızlı izleyebilmek için SG algoritmasına bir unutma faktörü eklenerek FG (Forgetting Gradient) algoritması elde edilmektedir [13]. Diğer eğim tabanlı algoritmalarda olduğu gibi SG ve FG algoritmalarıyla güncellenen parametre tahminlerinin de yakınsama hızları düşüktür. Bu algoritmaların yakınsama hızlarını arttırmak için son yıllarda MI (Multi Innovation) tahmin teorisi önerilmiştir [13-16]. MI tahmin teorisi mevcut algoritmalarda kullanıldığında MISG (Multi Innovation Stochastic Gradient) ve MIFG (Multi Innovation Forgetting Gradient) algoritmaları elde edilmektedir. Bu algoritmalar yakınsama özellikleri ve işlem yükü açısından eğim tabanlı algoritmalarla en küçük kareler tabanlı algoritmalar arasında ara yöntem olarak önerilmiştir. Bu algoritmaların bazı değiştirilmiş versiyonları da mevcuttur [14]. İzdüşüm algoritmasının MI versiyonu ise AP algoritması gibidir ve izdüşüm ve NLMS algoritmalarının dezavantajlarına sahiptir.

Sistem tanıma ve uyarlamalı kontrol uygulamalarında yakınsama özelliklerinden dolayı en küçük kareler tabanlı algoritmalar daha çok kullanılmaktadır. En çok tercih edilen tekrarlamalı algoritmalar ise RLS (Recursive Least Squares) algoritması ve RLS algoritmasının türevleridir [1-5,9-12]. Bu algoritmalar Newton-Raphson algoritması ve Gauss-Newton algoritması [9,10], MI-RLS algoritması [16], iteratif algoritmalar [17] ile gürültü modeli ve filtrelenmiş verileri kullanan diğer yöntemlerdir [9-12,18]. Bu algoritmalarda RLS iterasyonlarına benzer iterasyonlar kullanılır ve yakınsama özellikleri RLS algoritmasından daha iyi olmakla birlikte, gerçekleme aşamasındaki ilave farklı işlemler sebebiyle işlem yükü klasik RLS algoritmasına göre çok daha fazladır. En küçük kareler grubundaki algoritmalarda, parametre tahminlerine ilave olarak iteratif matris tersi iterasyonları kullanıldığı için matematiksel işlem yükü eğim tabanlı algoritmalara oranla daha fazladır [1-11]. İşlem yükü ve parametre yakınsama hızları göz önüne alındığında eğim tabanlı algoritmalarla arasında belirgin bir fark vardır.

Bu çalışmada bir ara yöntem olarak, RG (Recursive Gradient: Tekrarlamalı Eğim) algoritması önerilmiştir. Bu algoritma azalan-adım iterasyonu üzerine kuruludur ve daha önce uyarlamalı sinyal işleme literatüründe "Recursive Inverse Adaptive Filter" adıyla önerilmiştir [19]. Ayrıca, en dik iniş (steepest-descent) iterasyonu üzerine kurulu olan "Iterative Wiener Filter" adıyla önerilmiştir [20]. Bu bildirinin amacı,

daha önce uyarlamalı filtre katsayılarını güncellemek için önerilen eğim tabanlı bu algoritmayı transfer fonksiyonu katsayılarını tahmin etmek için kullanmaktır.

Bu çalışmada öncelikle RG algoritmasının transfer fonksiyonu parametrelerini tahmin etmek amacıyla tekrarlamalı biçimde kullanımı verilmiştir. Ayrıca, parametre adaptasyon hızını kontrol etmek için iki farklı değişken adım parametresi kullanılmıştır. Sonra, RG algoritması kullanılarak elde edilen parametre tahminlerinin beklenen değerinin yakınsama analizi yapılmıştır. Yapılan bilgisayar benzetim çalışmalarıyla, önerilen RG algoritmasının performansı diğer eğim tabanlı algoritmalarla ve RLS algoritmasıyla birlikte karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

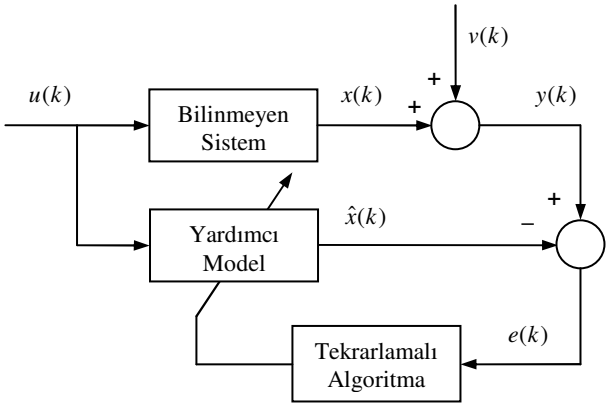
2. Yardımcı Model Tabanlı RG Algoritması ile Transfer Fonksiyonu Katsayılarının Tahmini

2.1. Yardımcı Model Tabanlı RG Algoritması

Tek-girişli tek-çıkışlı ayrık-zamanlı bir sistemin transfer fonksiyonu modeli z -domeninde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{b_0 z^m+b_1 z^{m-1}+\cdots+b_m}{z^n+a_1 z^{n-1}+\cdots+a_n} \tag{1}$$

Yardımcı model kullanılarak yapılan açık çevrim sistem tanıma işleminin blok şema gösterimi aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 1: Sistemin tanıma işleminin blok şema gösterimi.

Bir sisteme bilinen bir $u(k)$ giriş işareti uygulandığında sistem $x(k)$ cevabını verir. Sistemin gürültü içermeyen çıkış işareti aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$x(k)=\frac{B(z)}{A(z)}u(k) \tag{2}$$

Sistemin çıkış işareti ölçümlerine $v(k)$ ölçme gürültüsünün karışması durumunda ölçülen çıkış işareti $y(k)$ olur ve sistem tanıma işleminde kullanılan çıkış hatası modeli

$$y(k)=x(k)+v(k)=\frac{B(z)}{A(z)}u(k)+v(k) \tag{3}$$

olarak yazılabilir. Bu denklemler doğrusal bağlaşımlı biçimde (linear regression form) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$x(k)=\varphi^T(k)\theta \tag{4}$$

$$y(k)=\varphi^T(k)\theta+v(k) \tag{5}$$

Burada (5) denklemi ile verilen çıkış hatası modeli sistem tanıma işleminde kullanılmaktadır. Burada veri vektörü ve parametre vektörü sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\varphi(k)=[-x(k-1)\ \ \cdots\ \ -x(k-n)\ \ u(k)\ \ \cdots\ \ u(k-m)]^T \tag{6}$$

$$\theta=[a_1\ \ \cdots\ \ a_n\ \ b_0\ \ \cdots\ \ b_m]^T \tag{7}$$

Burada (4) ile verilen çıkış hatası modelinde k. adım için

$$\hat{\theta}(k)=[\hat{a}_1(k)\ \ \cdots\ \ \hat{a}_n(k)\ \ \hat{b}_0(k)\ \ \cdots\ \ \hat{b}_m(k)]^T \tag{8}$$

olarak tanımlanan en son parametre tahminleri kullanıldığında k. adımdaki tahmin (çıkış) hatası

$$e(k)=y(k)-\varphi^T(k)\hat{\theta}(k) \tag{9}$$

olarak tanımlanabilir. Çıkış hatası kullanılarak aşağıdaki en küçük kareler hata kriteri tanımlanır.

$$J(k,\theta)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}e^2(k)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}[y(k)-\varphi^T(k)\hat{\theta}(k)]^2 \tag{10}$$

Bu hata kriterini minimum yapmak için kullanılan RLS algoritması literatürde ROE (Recursive Output Error) algoritması olarak da bilinir [5,21]. Bu hata kriterini k -adım veri grubu için minimum yapan optimum parametre tahminleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\hat{\theta}(k)=R^{-1}(k)p(k) \tag{11}$$

Burada $R(k)$ ve $p(k)$ sırasıyla korelasyon matrisinin ve korelasyon vektörünün k -adım veri grubu kullanılarak tahmin edilmiş sayısal değerini gösterir ve bu tahminler aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$R(k)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}\varphi(i)\varphi^T(i) \tag{12}$$

$$p(k)=\sum_{i=1}^{k}\lambda^{k-i}\varphi(i)y(i) \tag{13}$$

Bu tahminler çevrim-içi uygulamalarda iteratif olarak aşağıdaki gibi güncellenebilir [9-11].

$$R(k)=\lambda R(k-1)+\varphi(k)\varphi^T(k) \tag{14}$$

$$p(k)=\lambda p(k-1)+\varphi(k)y(k) \tag{15}$$

Burada $0<\lambda\le 1$ parametresi unutma faktörüdür ve parametre değişimlerini daha hızlı izlemek için kullanılır. Bu iki iterasyondan sonra parametre tahminleri, azalan adım iterasyonları üzerine kurulu olan RG algoritması ile aşağıdaki gibi güncellenir [19,20].

$$\hat{\theta}(k+1)=[I-\mu(k)R(k)]\hat{\theta}(k)+\mu(k)p(k) \tag{16}$$

$$\hat{\theta}(k+1)=\hat{\theta}(k)-\mu(k)[R(k)\hat{\theta}(k)-p(k)] \tag{17}$$

RG algoritmasındaki k iterasyon indisi ayrık-zaman indisidir. Burada her örnekleme aralığında parametre tahminleri vektörü bir defa güncellenerek işlem yükünün azaltılması amaçlanmıştır. Ayrıca, sistem verilerinin birikimli değerleri kullanılarak en küçük kareler grubundaki algoritmalarda olduğu gibi yakınsama hızının iyi olması amaçlanmıştır. Böylece, işlem yükü RLS algoritmasından daha az olan ve yakınsama hızı eğim tabanlı algoritmalardan daha iyi olan bir ara yöntem elde edilmektedir. Sonuç olarak (14), (15) ve (17) ile verilen üç iterasyon her örnekleme aralığında tekrarlandığı için elde edilen algoritma RG algoritması olarak

adlandırılmıştır. Bu algoritmanın önemli bir avantajı, gerçekleme esnasında $R(k)$ korelasyon matrisinin tersine ihtiyaç duymamasıdır [19,20].

RG algoritmasında (6) ile tanımlanan veri vektöründe $x(k)$ gürültüsüz çıkış işareti örneklerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu değerler elimizde olmadığı için, (4) eşitliğiyle tanımlanan yardımcı model yardımıyla eldeki en son güncellenmiş olan parametre tahminleri kullanılarak

$$\hat{x}(k) = \varphi^T(k)\hat{\theta}(k+1) \tag{18}$$

şeklinde hesaplanarak veri vektöründe

$$\varphi(k) = [-\hat{x}(k-1) \quad \cdots \quad -\hat{x}(k-n) \quad u(k) \quad \cdots \quad u(k-m)]^T \tag{19}$$

şeklinde yerine koyularak kullanılır [21-23]. Böylece yardımcı model tabanlı eğim algoritması aşağıdaki gibi özetlenebilir.

Yardımcı model tabanlı RG algoritması:

$$R(k) = \lambda R(k-1) + \varphi(k)\varphi^T(k) \tag{20}$$

$$p(k) = \lambda p(k-1) + \varphi(k)y(k) \tag{21}$$

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \mu(k)[R(k)\hat{\theta}(k) - p(k)] \tag{22}$$

$$\hat{x}(k) = \varphi^T(k)\hat{\theta}(k+1) \tag{23}$$

Burada (23) ile hesaplanan yardımcı model çıkış tahminleri sonraki adımlarda (19) vektöründe kullanılmaktadır.

2.2. Adım Parametresinin Seçimi

Genel olarak RG algoritmasının kararlı olabilmesi için μ adım parametresi $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ aralığında seçilmelidir [19]. Burada $\lambda_{\max}$, $R(k)$ matrisinin en büyük özdeğeridir. Adım parametresinin sabit seçilirse işlem yükü az olur. Değişken adım parametresi kullanıldığında her örnekleme aralığında adım parametresi tekrar hesaplandığı için işlem yükünde bir miktar artış olur.

Uyarlamalı işaret işleme literatüründe "Recursive Inverse Adaptive Filter" adıyla önerilen algoritmada değişken adım parametresi $\mu(k)$ aşağıdaki gibi seçilmiştir [19].

$$\mu(k) = \mu_0 / (1 - \lambda^k) \quad , \quad \mu_0 < \mu_{\max} \tag{24}$$

Burada adım parametresi, kararlılık şartına uygun olmakla şartıyla, başlangıçta büyük olan $\mu(1) = \mu_0/(1-\lambda)$ değerinden $\mu(k) \to \mu_0$ değerine zamanla azalarak yaklaşmaktadır.

Uyarlamalı işaret işleme literatüründe "Iterative Wiener Filter" adıyla önerilen algoritmada ise değişken adım parametresinin en uygun değeri her adımda hesaplanmaktadır [20]. Burada, (10) ile verilen en küçük kareler hata kriteri optimizasyonu, aşağıdaki karesel formun optimizasyonuna eşdeğerdir.

$$J(k,\theta) = \frac{1}{2}\hat{\theta}^T(k)R(k)\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}^T(k)p(k) \tag{25}$$

Bu fonksiyonun θ'ya göre türevi

$$\nabla J(k,\theta) = R(k)\hat{\theta}(k) - p(k) = \varepsilon(k) \tag{26}$$

şeklinde tanımlanan bir hata vektörüdür [20]. Bu hata vektörü (17) ile verilen iterasyonda aşağıdaki gibi mevcuttur.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k) \tag{27}$$

Bu iterasyon (25) ile verilen karesel formda yazılmış olan en küçük kareler hata kriterinde yerine yazıldığında

$$J(k,\theta) = \frac{1}{2}[\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)]^T R(k)[\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)] - [\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)]^T p(k) \tag{28}$$

elde edilir. Bu fonksiyonu $\mu(k)$'ya göre minimum yapan optimum değişken adım parametresi

$$\mu_o(k) = \frac{\varepsilon^T(k)\varepsilon(k)}{\varepsilon^T(k)R(k)\varepsilon(k)} \tag{29}$$

olarak hesaplanır [20,24]. Bu durumda işlem yükü, (24) eşitliğine göre daha fazla olacaktır. Bu yöntemde adım parametresi $1/\lambda_{\max} \le \mu(k) \le 1/\lambda_{\min}$ aralığında kalmakta ve seçim yapmaya gerek kalmamaktadır [20].

RG algoritmasının işlem yükü Tablo 1'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. RG algoritması kullanılan adım parametresine bağlı olarak RG-1 (μ: sabit), RG-2 ($\mu(k)$: azalan), RG-3 ($\mu_o(k)$: değişken) olarak belirtilmiştir. Tabloda M ile tahmin edilen parametre sayısı gösterilmiştir ve karşılaştırma yapmak amacıyla $M = 4$ parametre için yapılan matematiksel işlem sayıları parantez içinde verilmiştir.

Tablo 1: RG algoritmasının işlem yükü karşılaştırması

Algoritma	**Çarpma ve Bölme Sayısı**	**Toplama ve Çıkarma Sayısı**
NLMS	$3M+2$ [8] (14)	$3M$ [8] (12)
SG	$3M+1$ [15] (13)	$3M$ [15] (12)
FG	$3M+2$ (14)	$3M$ (12)
MISG	$(3M+1)P$ [15] ($P=5$ için 65)	$2MP+P$ [15] ($P=5$ için 44)
MIFG	$(3M+2)P$ ($P=5$ için 70)	$2MP+P$ ($P=5$ için 44)
RG-1	$3M^2+3M$ (60)	$2M^2+2M$ (40)
RG-2	$3M^2+3M+2$ (62)	$2M^2+2M+1$ (41)
RG-3	$4M^2+5M+1$ (85)	$3M^2+3M-2$ (58)
RLS	$3M^2+11M+9$ [19] (101)	$3M^2+7M+4$ [19] (80)

Tablo 1'de verilen sayısal değerler sadece algoritmanın gerçeklenmesi için mevcut işlem yükünü göstermektedir. Yardımcı model çıkışını her adımda hesaplamak için M adet çarpma işlemi ve $M-1$ adet toplama işlemi yapılır. Bu işlemler yardımcı model tabanlı bütün algoritmaların işlem yüküne ilave olarak gelmektedir.

2.3. Stokastik Yakınsama Analizi

Bu kısımda yardımcı model tabanlı RG algoritmasının stokastik yakınsama analizi yapılarak, ölçme gürültüsünün renkli gürültü olması durumunda bile yansız parametre tahminlerinin elde edildiği gösterilmiştir. Bu amaçla öncelikle sistemin (5) ile verilen gürültülü çıkış işaretini (13) ile verilen korelasyon vektöründe yerine yazalım.

$$p(k) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i}\varphi(i)[\varphi(i)^T\theta + v(i)]$$

$$= \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \varphi(i)\varphi(i)^T \theta + \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \varphi(i) v(i) \qquad (30)$$

Burada veri vektörü ile gürültü örnekleri arasındaki korelasyon vektörünü aşağıdaki gibi tanımlayarak

$$p_v(k) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \varphi(i) v(i) \qquad (31)$$

ve (12) ile verilen korelasyon matrisi tanımı kullanılarak

$$p(k) = R(k)\theta + p_v(k) \qquad (32)$$

eşitliği yazılabilir. Bu ifade parametre tahmin vektörünün yakınsama analizini yapmak amacıyla, (16) iterasyonunda yerine yazıldığında aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\hat{\theta}(k+1) = [I - \mu(k)R(k)]\hat{\theta}(k) + \mu(k)R(k)\theta + \mu(k)p_v(k) \qquad (33)$$

Parametre tahmin hatası vektörü

$$\tilde{\theta}(k) = \hat{\theta}(k) - \theta \qquad (34)$$

olarak tanımlandıktan sonra (33) eşitliğinin her iki tarafından θ vektörü çıkarılıp (34) tanımı da kullanıldığında

$$\tilde{\theta}(k+1) = [I - \mu(k)R(k)]\tilde{\theta}(k) + \mu(k)p_v(k) \qquad (35)$$

iterasyonu elde edilir. Burada (31) ile tanımlanan $p_v(k)$ korelasyon vektörü daha açık olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p_v(k) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \varphi(i) v(i) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i} \begin{bmatrix} -\hat{x}(i-1)v(i) \\ \vdots \\ -\hat{x}(i-n)v(i) \\ u(i)v(i) \\ \vdots \\ u(i-m)v(i) \end{bmatrix} \qquad (36)$$

Bu vektörün elemanları sistemin giriş işareti örneklerini ve gürültüsüz çıkış işareti tahminlerini içermektedir. Bu değerler ölçme gürültüsü ile ilişkisiz olduğu için, bu vektörün elemanlarını belirleyen korelasyon katsayıları sıfıra yakınsayacaktır ve böylece $p_v(k)$ vektörünün beklenen değeri $E\{p_v(k)\} \to 0_{M\times 1}$ sıfır vektöre yakınsayacaktır. Bu sonucu göz önüne alarak (35) denkleminin her iki tarafının beklenen değeri alındığında aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$E\{\tilde{\theta}(k+1)\} = E\{[I - \mu(k)R(k)]\tilde{\theta}(k)\} + E\{\mu(k)p_v(k)\} \qquad (37)$$

Burada $\mu(k)$ adım parametresi deterministik bir değerdir. Korelasyon matrisinde birikimli veriler kullanıldığı için beklenen değeri $E\{R(k)\} = R$ şeklinde zamanla deterministik değerine yakınsar. Böylece aşağıdaki kabuller yapılabilir.

$$E\{I - \mu(k)R(k)\} = I - \mu(k)R\,,$$

$$E\{[I - \mu(k)R(k)]\tilde{\theta}(k)\} \cong [I - \mu(k)R]E\{\tilde{\theta}(k)\} \qquad (38)$$

Bu sonuçlar (37) denkleminde kullanıldığında

$$E\{\tilde{\theta}(k+1)\} = [I - \mu(k)R]E\{\tilde{\theta}(k)\} + \mu(k)E\{p_v(k)\} \qquad (39)$$

eşitliği yazılabilir. Burada ölçme gürültüsü renkli gürültü olsa bile (36) eşitliğine göre $p_v(k)$ vektörünün beklenen değeri sıfır vektöre yakınsayacağı için (39) iterasyonu

$$E\{\tilde{\theta}(k+1)\} = [I - \mu(k)R]E\{\tilde{\theta}(k)\} \qquad (40)$$

olarak indirgenebilir. Bu iterasyon sistem matrisi $G = [I - \mu(k)R]$ olan homojen bir fark denklemidir ve bu denklemin çözümü başlangıç değerine bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$E\{\tilde{\theta}(k+1)\} = [I - \mu(k)R]^{k+1} E\{\tilde{\theta}(0)\} \qquad (41)$$

Elde edilen bu sonuca göre, parametre hata vektörünün beklenen değerinin sıfır vektöre yakınsaması için $G = [I - \mu(k)R]$ sistem matrisinin bütün özdeğerlerinin 1'den küçük olması gerekir. Adım parametresinin değeri genel olarak $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ şartını sağladığında $G = [I - \mu(k)R]$ sistem matrisinin bütün özdeğerleri 1'den küçük olur ve (40) iterasyonu sıfır vektöre yakınsar. Böylece (34) eşitliğine göre parametre tahminleri vektörünün beklenen değeri $E\{\hat{\theta}(k)\} = \theta$ olup doğru parametre vektörüne yakınsar.

3. Benzetim Sonuçları

Yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmasında aşağıdaki ayrık-zaman sistemin transfer fonksiyonu kullanılmıştır [22].

$$y(k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(k) + v(k) \qquad (42)$$

Burada pay ve payda polinomları sırasıyla aşağıdaki gibidir.

$$B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} = 0.12 z^{-1} + 0.55 z^{-2} \qquad (43)$$

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} = 1 - 0.52 z^{-1} + 0.50 z^{-2} \qquad (44)$$

Burada sistemin sürekli olarak uyarmak için normal dağılıma sahip olan sıfır ortalamalı ve birim varyanslı gürültü dizisi kullanılmıştır. Sistemin çıkış işareti ölçümlerine

$$v(k) = D(z^{-1})w(k) = (1 - 0.20 z^{-1})w(k) \qquad (45)$$

şeklinde elde edilen renkli gürültü işareti ilave edilmiştir [22]. Burada $w(k)$ işareti sistemin $u(k)$ girişinden bağımsız olan, ortalaması sıfır, varyansı $\sigma_w^2 = 0.1^2$ olan normal dağılımlı gürültü dizisidir. Sistem modeli doğrusal bağlaşımlı biçimde

$$y(k) = \varphi^T(k)\theta + v(k) \qquad (46)$$

olarak yazıldığında sistemin doğru parametre vektörü ve veri vektörü sırasıyla aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\theta = [\,a_1 \quad a_2 \quad b_1 \quad b_2\,]^T = [-0.52 \quad 0.50 \quad 0.12 \quad 0.55]^T \qquad (47)$$

$$\varphi(k) = [-x(k-1) \quad -x(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)]^T \qquad (48)$$

Sistem tanıma işleminde kullanılacak olan yardımcı modele ait veri vektörü ve parametre tahmin vektörü aşağıdaki gibi olur.

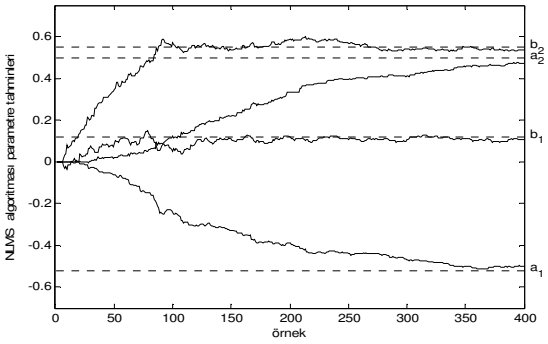
$$\varphi(k) = [-\hat{x}(k-1) \quad -\hat{x}(k-2) \quad u(k-1) \quad u(k-2)]^T \qquad (49)$$

$$\hat{\theta}(k) = [\,\hat{a}_1(k) \quad \hat{a}_2(k) \quad \hat{b}_1(k) \quad \hat{b}_2(k)\,]^T \qquad (50)$$

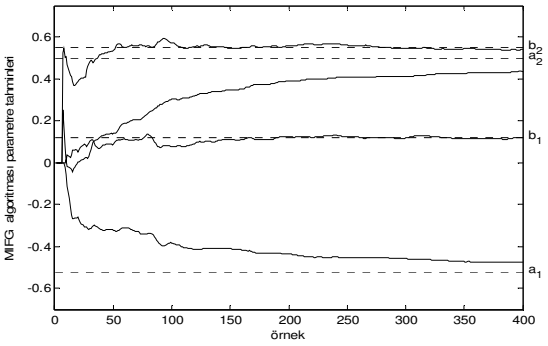
Aşağıda Şekil 2'den Şekil 10'a kadar sırasıyla NLMS, SG, FG, MISG, MIFG, RG-1, RG-2, RG-3 ve RLS algoritmalarıyla elde edilen parametre tahminleri görülmektedir. Şekil 11'de ise

$$\delta(k) = \left\| \hat{\theta}(k) - \theta \right\| \Big/ \left\| \theta \right\| \qquad (51)$$

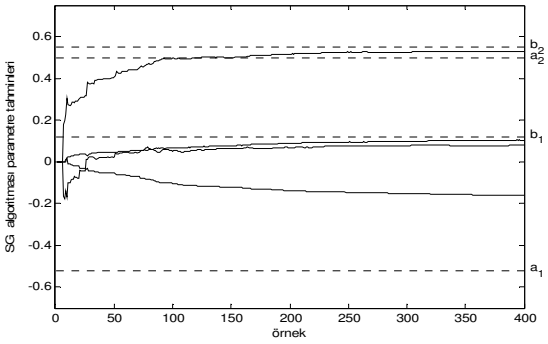
olarak tanımlanan parametre hata vektörünün normalize edilmiş normları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Algoritmalarda $\hat{\theta}(0) = 0_{4\times 1}$ ve $\lambda = 0.995$ seçilmiştir. Algoritmalardaki diğer parametreler ise NLMS: $\mu = 0.1$, RLS: $R^{-1}(0) = 10I$, RG-1: $\mu = 0.007$, RG-2: $\mu_0 = 0.003$ ve RG-1, RG-2, RG-3 için $R(0) = I_{4\times 4}$ olarak seçilmiştir.



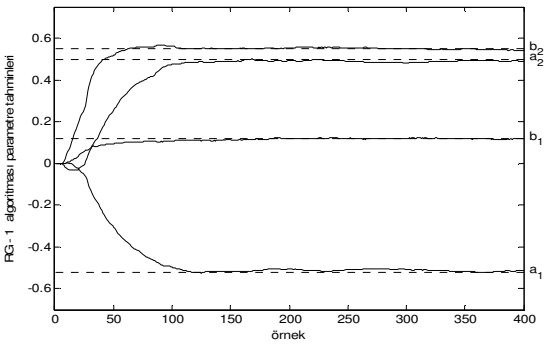
Şekil 2: NLMS algoritması tahminleri.



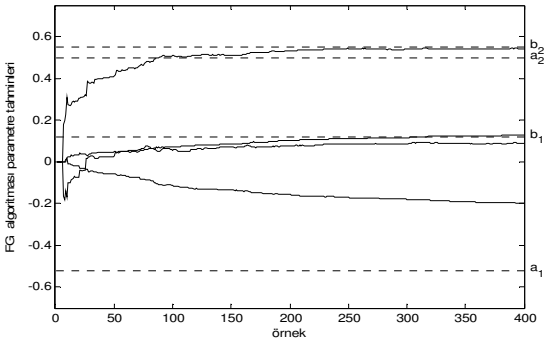
Şekil 6: MIFG algoritması tahminleri.



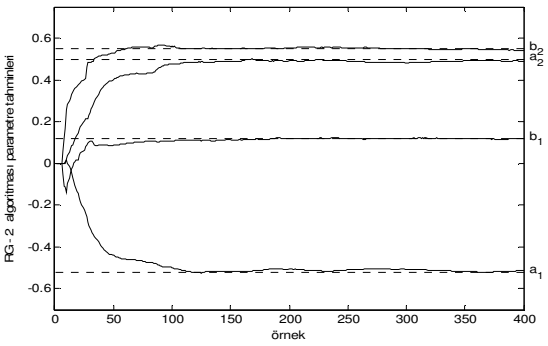
Şekil 3: SG algoritması tahminleri.



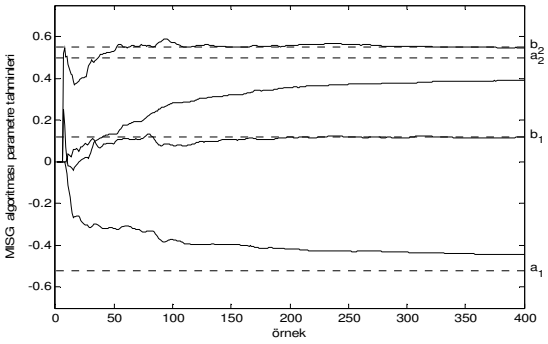
Şekil 7: RG-1 algoritması tahminleri.



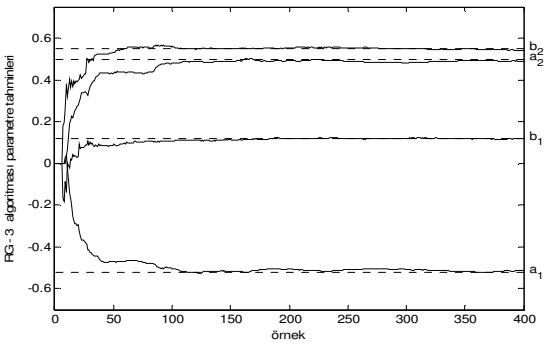
Şekil 4: FG algoritması tahminleri.



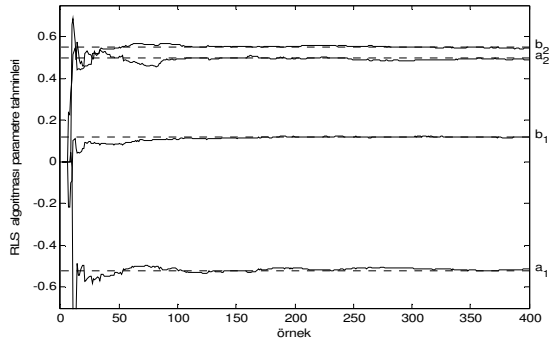
Şekil 8: RG-2 algoritması tahminleri.



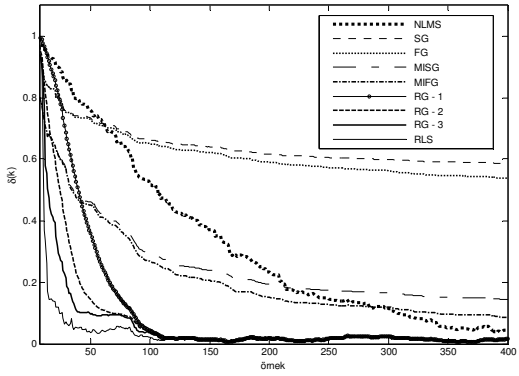
Şekil 5: MISG algoritması tahminleri.



Şekil 9: RG-3 algoritması tahminleri.



Şekil 10: RLS algoritması tahminleri.



Şekil 11: Algoritmaların parametre tahmin hataları, $\delta(k)$.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, transfer fonksiyonu parametrelerini yansız tahmin etmek için yardımcı model tabanlı RG algoritması önerilmiştir. Algoritmanın stokastik yakınsama analizi yapılmış ve sistemin çıkış işareti ölçümlerine karışan ölçme gürültüsünün renkli gürültü olması durumunda bile yansız parametre tahminlerinin elde edildiği gösterilmiştir. RG algoritmasının yakınsama hızı ve işlem yükü diğer eğim tabanlı algoritmalar ile ve RLS algoritması ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Elde edilen sonuçlarda diğer eğim tabanlı algoritmaların yakınsama hızının düşük olduğu ve elde edilen parametre tahminlerinin doğru değerine yakınsaması için daha uzun zaman gerektiği görülmektedir. Ayrıca, biri sabit, ikisi değişken olan üç farklı adım parametresi kullanılarak elde edilen sonuçlar da verilmiştir. Bir ara yöntem olarak daha az işlem yüküne sahip olan RG algoritmasının RLS algoritmasına yakın sonuçlar verdiği görülmektedir.

Kaynakça

[1] G.C. Goodwin ve K.S. Sin, *Adaptive Filtering, Prediction and Control*, Prentice Hall, 1984.

[2] K.J. Åström ve B. Wittenmark, *Adaptive Control, 2nd ed.*, Addison-Wesley, 1995.

[3] G. Tao, *Adaptive Control Design and Analysis*, Wiley-Interscience, 2003.

[4] P. Ioannou ve B. Fidan, *Adaptive Control Tutorial*, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2006.

[5] I.D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad ve A. Karimi, *Adaptive Control: Algorithms, Analysis and Applications, 2nd ed.*, Springer-Verlag, 2011.

[6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, 4th ed.*, Prentice Hall, 2002.

[7] S. Haykin ve B. Widrow (editors), *Least-Mean-Square Adaptive Filters*, Wiley-Interscience, 2003.

[8] A.H. Sayed, *Adaptive Filters*, Wiley-IEEE Press, 2008.

[9] T. Söderström ve P. Stoica, *System Identification*, Prentice Hall, 1989.

[10] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User, 2nd ed.*, Prentice Hall, 1999.

[11] R. Isermann ve M. Münchhof, *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*, Springer-Verlag, 2011.

[12] P.C. Young, *Recursive Estimation and Time-Series Analysis: An Introduction for the Student and Practitioner, 2nd ed.*, Springer-Verlag, 2011.

[13] F. Ding ve T. Chen, "Performance Analysis of Multi-Innovation Gradient Type Identification Methods," *Automatica*, Cilt: 43, No: 1, s:1-14, 2007.

[14] F. Ding, "Several Multi-Innovation Identification Methods," *Signal Processing*, Cilt: 20, No: 4, s:1027-1039, 2010.

[15] J. Zhang, F. Ding ve Y. Shi, "Self-Tuning Control based on Multi-Innovation Stochastic Gradient Parameter Estimation," *Systems & Control Letters*, Cilt: 58, No: 1, s:69-75, 2009.

[16] F. Ding, P.X. Liu ve G. Liu, "Multiinnovation least-squares identification for system modeling," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B: Cybernetics*, Cilt: 40, No: 3, s:767-778, 2010.

[17] F. Ding, P.X. Liu ve G. Liu, "Gradient Based and Least-Squares Based Iterative Identification Methods for OE and OEMA Systems," *Digital Signal Processing*, Cilt: 20, No: 3, s:664-677, 2010.

[18] D. Wang ve F. Ding, "Input–Output Data Filtering Based Recursive Least Squares Identification for CARARMA Systems," *Digital Signal Processing*, Cilt: 20, No: 4, s:991-999, 2010.

[19] M.S. Ahmad, O Kukrer ve A. Hocanin, "Recursive Inverse Adaptive Filtering Algorithm," *Digital Signal Processing*, Cilt: 21, No: 4, s:491-496, 2011.

[20] B. Xi ve Y. Liu, "Iterative Wiener Filter," *Electronics Letters*, Cilt: 49, No: 5, s:343-344, 2013.

[21] L. Dugard ve I.D. Landau, "Recursive Output Error Identification Algorithms Theory and Evaluation," *Automatica*, Cilt: 16, No: 5, s:443-462, 1980.

[22] F. Ding, P.X. Liu ve G. Liu, "Auxiliary Model Based Multi-Innovation Extended Stochastic Gradient Parameter Estimation with Colored Measurement Noises," *Signal Processing*, Cilt: 89, No: 10, s:1883-1890, 2009.

[23] D. Wang ve F. Ding, "Performance Analysis of the Auxiliary Models Based Multi-Innovation Stochastic Gradient Estimation Algorithm for Output Error Systems," *Digital Signal Processing*, Cilt: 20, No: 3, s:750-762, 2010.

[24] J. Nocedal ve S.J. Wright, *Numerical Optimization*, Springer-Verlag, 1999.

Sentetik Jetin Toplu Parametreli Modelinin Bond Grafiği Tekniği Kullanılarak Elde Edilmesi

Zeynep Ekicioğlu Küzeci[1], *Celal Sami Tüfekçi*[2]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Ahi Evran Üniversitesi, Kırşehir
{zeynep.kuzeci}@ahievran.edu.tr

[2]Savunma Sanayii Müsteşarlığı
Ankara
{celal.tufekci}@gmail.com

Özetçe

Günümüzde sistemlerin kontrolü, dizaynı, geliştirilmesi gibi birçok aşamada sistem modelleri büyük önem arzetmektedir. Sistemler matematiksel olarak ne kadar iyi ifade edilebilirse, sistem üzerine yapılacak çalışmalar da o kadar gerçekçi olabilir. Bu çalışmada sentetik jet olarak tabir edilen ve elektronik sistemlerin soğutmasında yakın gelecekte çığır açacağı öngörülen sistemlerin modellenmesi uygulama alanı olarak seçilmiştir. Bond Grafiği olarak bilinen ve sistemler arasındaki akış, efor alışverişine dayandırılan modelleme tekniğinden yararlanılarak Sentetik Jet sisteminin toplu parametreli modeli çıkarılmıştır.Ayrıca sistemin dinamik davranışını etkileyen parametrelerden ve sistemin doğal frekansları hakkında yapılan analizlerden bahsedilmiştir.

1. Giriş

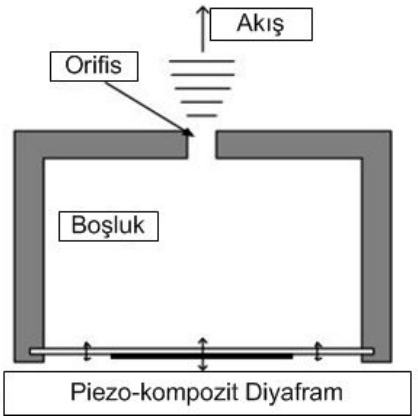
Sentetik Jetler, bir orifisten yüksek hızda akışkan yutup boşaltarak sıfır-net-kütle akışı prensibine göre çalışmaktadırlar. AC voltaj kaynağıyla hareket ettirilen piezoelektrik diyafram sayesinde oluşan harmonik titreşimler boşluk içerisinde basınç değişimlerine neden olurlar ve buna bağlı olarak basınç değişimleri de havanın orifisten içeri çekilip tahliye edilmesini sağlar [1]. Son yıllarda mikro makine teknolojisindeki gelişmeler ile birlikte,mikro elektromekanik sistemlere (MEMS) olan ilgi artmıştır. MEMS'lerin boyutları mikrometreler ile ifade edilmekte ve bu teknoloji sensör, motor, aktüatör, pompa, türbin, dişli, valf gibi geniş bir alanda kullanılmaktadır.Sentetik jetler de MEMS teknolojisinin ürünlerinden bir tanesidir ve farklı alanlarda kullanılmaktadırlar; elektronik aletlerin soğutulması, mikro karıştırma ve aerodinamik akış kontrolü örnek olarak verilebilir [2] . Aktif akış kontrolü konusunda emme jetleri, plazma jetleri, ısıtıcılar, soğutucular gibi akışın viskozitesini, sıcaklığını ya da akısını değiştiren yöntemlerin [3], yanı sıra sentetik jetler de kullanımaktadır.Sentetik jetler, havayı üflemek için ekstra bir enerjiye ihtiyaç duymaz. Titreşen zarlar elektrostatik yada piezo elektrik aktüatörleri harekete geçirir, böylece gelişen teknoloji ile küçük ve az maliyetli jet aktüatörlerin kullanımı mümkün kılınmıştır. Bir araştırmada sentetik jet kullanarak kapalı bir ortamdaki partiküllerin uzaklaştırılması üzerine çalışılmıştır [4]. Bu çalışma ile, hava temizleme sistemlerinin performansını arttırılması amaçlanmıştır. Benzer olarak akıllı binalara monte edilen bu sistemlerin sadece gerektiği zaman çalıştırılmasıyla, hem hava kalitesi yükseltilip hem de enerji verimliliği sağlanabilir.
Literatürdeki başka bir çalışmada ise sentetik jetten elde edilen bilgiler ile sıcak bir kablonun anemometre analizi yapılmıştır [5]. Membran osilasyonu ile çalışılmış ve bu yöntemin diğer basınç üreten yöntemlere göre az güç gereksinimi ve kompakt oluşu nedeniyle avantajlı olduğundan bahsedilmiştir. Diğer bir avantaj olarak ise aktüatörlerin mikro üretimi mümkün kılınmaktadır. Ayrıca küçük otonom su altı araçlarında [6], hızlı gaz algılama sensörü uygulamalarında [7], LED ampullerin soğutulması için yapılan araştırmalarda [8], [9] sentetik jet çalışmalarının yapıldığını görmekteyiz.

Bu çalışmada yakın gelecekte teknolojik gelişmelerde önemli bir rol alacağı öngörülen sentetik jet sistemlerinin modellemesi üzerine yoğunlaşılmıştır. İleride kurulması planlanan dağınık parametreli sentetik jet modeline, altyapı oluşturması açısından bu çalışmalar yapılmıştır. Modelleme tekniği olarak ise bond grafiği tekniği seçilmiştir, bu tekniğin enerji tabanlı kontrol tasarımlarında kolaylık sağlaması beklenmektedir. İkinci bölümde sentetik jetlerin yapısından ve çeşitlerinden bahsedilmiştir, üçüncü kısımda ise sistemin kabul edilen eşdeğer devresi üzerinden bond grafiği çıkartılmış ve sistem matematiksel olarak ifade edilmiştir. Daha sonra sistemin durum uzayı gösterimi ve transfer fonksiyonu bulunmuştur. Sonuçlar bölümünde ise çalışmanın

genel anlamda değerlendirmesi yapılmış ve ileride yapılacak çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. Sentetik Jetler

Sentetik jetler, bir akış sınırı içindeki girdaplı yapıların üretilmesi ve etkileşiminden meydana gelmektedirler. Bunlar bir orifisten akmaya zorlanan peryodik hareketin sonucudur. Ayrıca sentetik jet ortamdaki sıvıyı çeker ve böylece sıfır kütle geçişi ile jetin kullanımında yüksek verimlilik elde edilir. Sıfır kütle akışı; orifise giren ve çıkışta genliği salınım yapan bir akış tarafından oluşturulmaktadır. Sentetik jet için yapılan bir başka tanım ise; "Orifisten geçişte bir basınç değişimi uygulanırsa, seri şeklinde vortex halkaları oluşur, bunlar bir jetin içinde birleşir ve buna sentetik jet denilir" şeklindedir. Asıl önemli özelliği sıfır kütle akışı varken momentum-akışı sıfır değildir. Basınç değişimi birçok farklı yöntem ile oluşturulabilir; membran osilasyonu, piston silindir mekanizması yada akustik uyarı örnek olarak gösterilmektedir. Sentetik jetlerin oluşturulmasında esas olarak kullanılan üç metod bulunmaktadır. Bunlar, silindir-piston mekanizması, salınım yapan diyafram (piezoelektrik olarak), ve hoparlör kullanılarak oluşturan akustik titreşimden faydanılan yöntemlerdir.Bu sistemler sayesinde kapalı hacmin ortama açıldığı orifisten periyodik olarak üfleme ve emme akışı oluşturulmaktadır. Piezoelektriksel olarak sürülen bir Sentetik Jetin genel gösterimi Şekil 1'de görüldüğü gibidir.



Şekil 1: Sentetik Jet genel gösterimi.

Sentetik jet oluşturulurken aşağıdaki özellikler göz önüne alınmalıdır [10] ;

- Jeti oluşturan mekanizmanın geometrik parametreleri (açıklık şekli, açıklık boğaz yüksekliği, açıklık çapı, açıklığın yerleştirilme yeri, açıklığın dış ortama çıkış açısı, boşluk geometrisi vb.)
- Jetin hangi teknik ile oluşturulacağı (piston-silindir, piezoelektrik sürücülü diyafram, akustik uyarma vb.),
- Jetin fiziksel parametreleri (momentum katsayısı, sentetik jet boyutsuz uyarma frekansı vb.)
- Dış ortam özellikleri (dış ortamda akış olması veya olmaması, dış ortam Reynolds sayısı, akışkan tipi, ortam sıcaklığı vb.)

Şekil 1'de görülen sentetik jet piezoelektriksel olarak hareket ettirilmektedir. Ancak farklı teknikler ile sentetik jet oluşturmak mümkündür, bu teknikler aşağıdaki başlıklar altında toplanabilir [11].

1. Piston silindir yöntemiyle elde edilen sentetik jet: Pistonun yukarı-aşağı hareketiyle silindir içerisindeki boşluğun hacmi değişmekte ve silindir üzerindeki yarıktan akışın silindir içeisine giriş-çıkışı sağlanarak sentetik jet oluşturulmaktadır.
2. Piezoelektrik olarak elde edilen sentetik jet: Bu yöntem genelde en çok tercih edilen yöntem olarak bilinmektedir. Piezoelektrik diyaframa elektrik akımı gönderildiğinde, diyafram belirli bir düzeyde hareket etmeye ve şekil değiştirmeye başlar (diyaframın akıma cevabı genelde milisaniye düzeyinin altındadır). Salınım yapmaya başlayan diyafram kısa bir sürede havayı boşluğa çekme ve geri dışarıya gönderme işlemini yapar. Emilen tüm hava diyafram hareketiyle tekrar üflendiği için, cihazın ağız bölümünden giren ve çıkan net kütle akışı sıfırdır. Buna ek olarak bir diyafram, pistona nazaran daha hafiftir ve daha az enerji ile çalışabilir. Yukarıdaki şekilde örnek bir piezoelektrik sentetik jet görülmektedir. Bu yöntem ile oluşturulmuş jetler aktif akış kontrolü çalışmalarında çokça yer bulmuştur.
3. Akustik tireşimle (hoparlör) elde edilen sentetik jet: Hoparlör sisteminde genellikle bir sinyal şartlandırıcıdan gönderilen sinüzoidal sinyal ile frekans ayarlanır böylece hacmin ortama açıldığı orifisten periyodik olarak üfleme ve emme akışı oluşturulur.

Yukarıda bahsedilen bu üç yöntemin birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları mevcuttur, mesela, Piston silindir mekanizması ile elde edilen sentetik jetlerde sürülen hava miktarının fazla olması nedeniyle yüksek üfleme debilerine ve hızlara çıkılabilmektedir ancak bu sistem titreşim ve ısınmadan çok etkilenir, yani yüksek frekanslara çıkılamaz. Diğer yandan diyafram ve akustik hareket sağlayıcılı sistemlerde sürülen hacim miktarı çok küçük olmakla birlikte piston-silindir mekanizmasından elde edilen frekansların çok daha yüksek değerlerinde sentetik jetler oluşturulabilmektedir.

Günümüz koşullarında 'enerji' en önemli kavramların başında gelmektedir, özellikle teknolojik alanlarda artık her yeni ürünün enerji veya güç harcama miktarı ön plana çıkmakta ve insanlar bilinçli olarak güç sarfiyatı az ürünlere yönelmektedirler. Elektronik cihazların güç sarfiyatı ve ömürleri düşünülünce akla ilk gelen parametrelerden bir tanesi soğutma işlemidir, bu amaçla kullanılan fanların çoğu zaman yetersiz kaldığı ve cihazların ısınmasının önüne geçilemediği bilinmektedir. İlerleyen teknoloji ile birlikte güç sarfiyatı düşük, küçük boyutlu ve soğutma işlemini verimli bir şekilde yerine getirebilecek teknolojilere ihtiyaç duyulmaktadır. Son yıllarda LED teknolojisinde ki gelişme beraberinde sentetik jet olarak adlandırılan ve soğutma fanlarının yerini alabilecek bu ürünü ön plana çıkarmıştır. Halen sentetik jetler üzerine

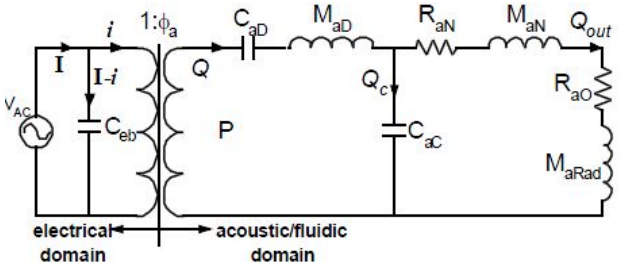
yapılan çalışmalar devam etmektedir; jetin üflediği hava miktarı, akustik ses problemleri , gerçekçi modelinin oluşturulması gibi konularda çalışmalar yapılmaktadır.

3. Modelleme

Bu bölümde sistemin elektriksel olarak eşdeğeri olan bir devre tanımlanmış ve bu devre üzerinden sistemin bond grafiği modeli çıkartılmıştır. Bond grafiği ile elde edilen denklemler sonucunda sistem modeli açıkca ifade edilmiş olup durum uzayı gösterimi ve transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Sistemin karakteristik denkleminden yola çıkılarak, dinamik davranışını etkileyen parametreler analiz edilmiş ve sistemin doğal frekansları irdelenmiştir. Daha sonra örnek olabilecek bir sistemdeki parametre değerleri tablolarda verilmiş ve sistem parametrelerinin denklemleri gösterilmiştir.

3.1. Eşdeğer Devre Analizi

Sentetik jet sistemi; elektriksel, akustik ve akış gibi farklı enerji domeinlerini bünyesinde barındırmaktadır. Ancak bu çalışmada sistemin tek bir elektriksel eşdeğeri belirlenmiştir. Bu kabul üzerinden sistemin analizi yapılmıştır. Aşağıda kabul edilen eşdeğer elektriksel devrenin ayrıntıları görülmektedir.



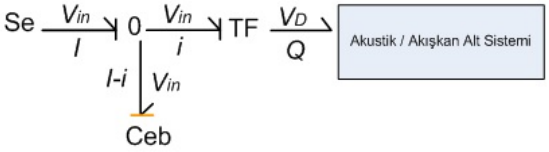
Şekil 2: Piezoelektrik sentetik jetin eşdeğer elektriksel devresi

Devredeki elemanların notasyonun da ilk harf elemenın ait olduğu domeini, ikinci harf ise temsil ettiği elemanı belirtmektedir. Mesela 'a' akustik anlamına gelmekte, 'D' ise diyaframı temsil etmektedir. Elektriksel kısım; AC voltaj kaynağı ve kondansatör ile modellenmiştir. Akustik kısımda bulunan diyafram ise bir kondansatör ve bir bobin ile ifade edilmiş olup yine bu kısımda bulunan boşluğun etkisi ise bir kondansatör ile devreye eklenmiştir. Sentetik jet sistemindeki akışın geçtiği boğaz ise sürtünmeden dolayı bir direnç ve bobin ile belirtilmiştir. Akustik diğer etkiler ise ekstradan bir direnç ve bobin ile sisteme eklenmiştir.

3.2. Bond Grafiği Modeli

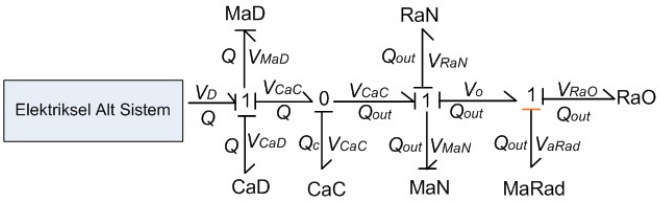
Bond grafiği tekniği esasında sistemlerin grafiksel olarak görsel bir şekilde ifade etme yöntemidir. Şöyle ki; sistem elamanları arasındaki akış veya efor bağlantılarını açık bir şekilde gösterebilmektedir. Ayrıca blok diyagramı ve akış diyagramı gibi yöntemlere nazaran artılarından da söz edilebilir. En büyük artısı farklı enerji yapılarındaki sistemleri birlikte kolayca modellemeye olanak tanımasıdır, ki zaten yöntemin çıkış amacı farklı alt sistemleri, birbirleri arasındaki güç iletimini gösteren bağlar ile bağlamaktır. Bond grafiği konsepti ile sistemdeki her elemanın davranışı birleştirilerek, hesaplanabilir dinamik bir sistem modeli elde edilir [12].
Bu çalışmaya konu olan sentetik jet sistemleri de, farklı enerji alanlarının meydana gelmesiyle oluşan bir yapıdır. Bu doğrultuda modelleme tekniği olarak bond grafiğinin seçilmesinin kolaylık sağlayacağı düşünülmektedir. Sentetik jet sistemimiz; elektriksel, akustik ve akışkan alt sistemlerinden oluşmaktadır ve Şekil 2'de bu alt sistemlere karşılık gelen elektriksel bir devre kabulü yapılmıştır.

Kabul edilen eşdeğer devre şemasından yola çıkılarak, sistemin iki alt sistem başlığı altında toplandığı görülmektedir; birtanesi elektriksel alt sistem, diğeri de akustik ve akışkanın birarada bulunduğu alt sistemdir. İki kısma ayrılan sistemin arasındaki bağlantı da bond grafiği kurallarına uygun olarak belirlenmiştir. İlk olarak Şekil 3'de elektriksel alt sistemin bond grafiği verilmiştir ve diğer alt sisteme "TF" elemanı ile bağlanması uygun bulunmuştur.



Şekil 3: Piezoelektrik sentetik jetin elektriksel alt sisteminin bond grafiği

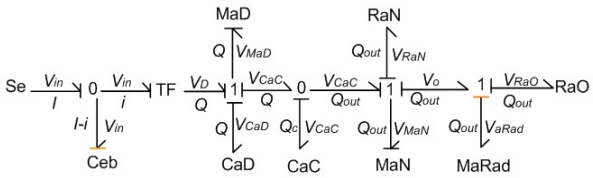
Şekil 4'de ise sentetik jetin akustik/akışkan alt sisteminin bond grafiği ifade edilmiştir.



Şekil 4: Piezoelektrik sentetik jetin akustik/akışkan alt sisteminin bond grafiği

Farklı alt sistemelere ayrılan sentetik jetin birleştirilmiş toplam bond grafiği Şekil 5'de görüldüğü gibidir. Dikkat edilecek olursa 'C_{eb}' ve 'M_{aRad}' elemanlarına giden bondlarda 'differential causality' olarak tabir edilen durum meydana gelmiştir ve bunu yok etmek için durumlar birbiri cinsinden yazılmıştır.

Sistemin girişi AC gerilim olup, V_{in} ile ifade edilmiştir, çıkış olarak ise R_{aO} üzerinden geçen akım Q_{out} belirlenmiştir. Daha sonra bond grafiği tekniğinin kuralları doğrultusunda, her bir elemanın sistemdeki diğer elemanlar ile nasıl bir ilişkide olduğu sorgulanarak, yani birbirleri ile efor yada akış ilişkilerine göre sistemin denklemleri oluşturulmuştur. Kısaca anlatmak gerekirse; '0' ile gösterilen bağlantı noktaları,ortak



Şekil 5: Piezoelektrik sentetik jetin tüm bond grafiği şeması

efor bağlantısını ifade eder ve bu noktaya bağlı tüm bondlarda efor değişkeni eşittir ve bu noktaya bağlardan gelen akışların toplamı ise sıfırdır. '1' ile gösterilen bağlantı noktaları için ise ortak akış bağlantısıdır denilebilir ve bu noktaya gelen tüm eforların toplamı sıfırdır. Bond grafiğinden elde edilen sistemi tanımlayan denklemler aşağıdaki gibi bulunmuştur.

$$V_{MaD} = \frac{1}{TF} V_{in} - V_{CaD} - V_{CaC} \tag{1}$$

$$Q = TF.i \tag{2}$$

$$Q_c = TF.i - Q_{out} \tag{3}$$

$$V_{MaN} = (\frac{M_{aN}}{(M_{aN} + M_{aRad})}) V_{CaC} - (\frac{M_{aN}(R_{aN} + R_{aO})}{M_{aN} + M_{aRad}}) Q_{out} \tag{4}$$

Sistem denklemlerindeki her ifadenin fiziksel olarak bir karşılığı mevcuttur.Örneğin V_{MaD}, ilgili bonddaki efor değişkenini ifade etmektedir ve bu da fiziksel olarak M_{aD} üzerindeki volaja denk gelmektedir. Buradan yola çıkarak Q'nun C_{aD} elemanı üzerindeki akıma, Q_c'nin C_{aC} üzerindeki akıma ve V_{MaN}'nin de M_{aN} elemanı üzerindeki voltaja karşılık geldiği söylenebilir.

3.3. Durum Uzayı Gösterimi ve Transfer Fonksiyonu

Sentetik jet modelinin denklemlerinden hareket edilerek sistemin durum uzayı gösterimi ve transfer fonksiyonu sırasıyla aşağıda verilmiştir.

Durum Uzayı Gösterimi:

$$\begin{bmatrix} p'_{MaD} \\ q'_{CaD} \\ q'_{CaC} \\ p'_{MaN} \end{bmatrix} = [\Delta] \begin{bmatrix} p_{MaD} \\ q_{CaD} \\ q_{CaC} \\ p_{MaN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/TF \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \end{bmatrix} (*) \tag{5}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/M_{aN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{MaD} \\ q_{CaD} \\ q_{CaC} \\ p_{MaN} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} V_{in}$$

Transfer Fonksiyonu:

$$\frac{Q_{out}(s)}{V_{AC}(s)} \frac{C_{aD}s}{TF[as^4 + bs^3 + cs^2 + ds + 1]} \tag{6}$$

$a = C_{aC} M_{aD} C_{aD} (M_{aN} + M_{aRad})$

$b = C_{aC} M_{aD} C_{aD} (R_{aN} + R_{aO})$

$c = ((C_{aD} + C_{aC})(M_{aN} + M_{aRad}) + C_{aD} M_{aD})$

$d = (C_{aD} + C_{aC})(R_{aN} + R_{aO})$

$TF = \frac{1}{\phi_a}$

$$(*)\,\Delta = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{C_{aD}} & \frac{-1}{C_{aC}} & 0 \\ \frac{1}{M_{aD}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M_{aD}} & 0 & 0 & \frac{-1}{M_{aN}} \\ 0 & 0 & \frac{M_{aN}}{(C_{aC}(M_{aN}+M_{aRad}))} & \frac{-(R_{aN}+R_{aO})}{(M_{aN}+M_{aRad}} \end{bmatrix}$$

Sistemin analizini yapmak ve ileride yapılacak çalışmalara yön vermek açısından aşağıdaki durumların belirtilmesinde yarar olduğu düşünülmektedir.

Sisteme DC voltaj uygulandığında ($s = 0$), çıkış debisi sıfır olur.
Düşük frekansta çalışırken ise ($s \to 0$), çıkış daV_{AC} ifadesi ile doğru orantılı olarak değişir. (Çünkü $\phi_a = d_a/C_{aD}$ olarak tanımlanmıştır.)
Yüksek frekanslar için ($s \to \infty$) , denklem 6'da verilen transfer fonskiyonu aşağıdaki hale gelir.

$$\frac{Q_{out}}{V_{AC}} = \frac{d_a}{C_{aC} C_{aD} M_{aD} (M_{aN} + M_{aRad}) s^3} \tag{7}$$

Bu durumda çıkış grafiğinin belli bir eğimle azaldığı söylenebilir ve de sistemin kütle ve esneklik çarpımlarıyla ters orantılı olduğu açıkça görülmektedir.

Sistemin transfer fonksiyonu göz önüne alındığında, iki tane rezonans frekansının olduğundan bahsedilebilir, ve basit bir yaklaşım ile bu iki frekansın; diyaframın doğal frekansı (f_D) ve Helmholtz osilatörü frekansı (f_H) ile alakalı olduğu belirtilmiştir [13]. Denklem 8 ve 9'da, bahsedilen bu frekansların denklemleri görülmektedir.

$$f_D = (1/2\pi)\sqrt{1/(M_{aD}C_{aD})} \tag{8}$$

$$f_H = (1/2\pi)\sqrt{1/(M_{aN}M_{aRad})C_{aC}} \tag{9}$$

Bu analizler sonucunda; sistemin dinamik davranışının kavite hacmine, orifis ölçülerine ve piezoelektrik diyaframın karakterine bağlı olduğu anlaşılmaktadır. Böylece ileride yapılacak çalışmalar için farklı parametreler değiştirilerek sistem cevabına bakılabilir. Ayrıca sentetik jetlerin rezonans frekanslarını tahmin edebilmek ve bunlara yön veren parametreleri bilmek önemli bir avantajdır. Çünkü sentetik jet sisteminin amacı maksimum hava üfleyip yutmak olduğu için sistem rezonans frekenslarına yakın sürülmelidir.

3.4. Model Parametreleri

Bu çalışma kapsamında bulunan transfer fonksiyonu içerisinde yer alan ifadeleri belirlemek için yapılan kabuller ve kullanılan metodlardan bu kısımda bahsedilmiştir. Gelecekte yapılması planlanan çalışmalar açısından bu ifadeler önem taşımaktadır. Sistemin benzetim çalışmalarında kullanılabilecek; diyafram özellikleri, toplu parametreli model sabitleri ve sentetik jetin geometrik özelliklerinin verildiği tablolar sırasıyla Tablo 1,2 ve 3'de olarak isimlendirilmiştir.

Tablo 1: Piezoceramic Diyafram Özellikleri

Piezoceramic (PZT-5A)	
Elastikiyet Modülü (Pa)	6.3×10^{10}
Özkütle (kg/m^3)	7700
Kalınlık (mm)	0.08
Çap (mm)	20.0
Poisson Oranı	0.31
Dielektrik Sabiti	1750

Tablo 2: Piezoelektrik Diyaframın Toplu Model Parametreleri

Parametre	
$C_{aD}(s^2m^4/kg)$	6.53×10^{-13}
$M_{aD}(kg/m^4)$	8.15×10^3
$\phi_a(Pa/V)$	88.6

Tablo 3: Sentetik Jet Geometrisi

Boşluk:	
Hacim, V_0 (m^3)	2.5×10^{-6}
Orifis:	
Yarıçap,a_0 (mm)	0.825
Uzunluk,L (mm)	1.65

Sistemdeki diğer parametrelerin hesaplandığı formülasyonlar aşağıda verildiği gibidir, ayrıntılı çıkarım için referans [14] incelenebilir.

C_{aC} Akustik boşluğun esnekliği olarak adlandırılabilir; V_0 boşluk hacmini, ρ_0 gazın yoğunluğunu ve c_0 ise ses hızını göstermektedir.

$$C_{aC} = \frac{V_0}{\rho_0 c_0^2} \tag{10}$$

R_{aN} Boğazın akustik direnci; uzunluk L ile, yarıçağ R_0 ile, akışkan viskozitesi ν ile ve akış debisi Q_{out} ile ifade edilmektedir.

$$R_{aN} = \frac{\Delta P_{out}}{Q_{out}} = \frac{8\mu L}{\pi a_0^2} \tag{11}$$

M_{aN} ise akustik domeindeki boğazın kütlesini temsil etmektedir.

$$M_{aN} = \frac{4\rho_0 L}{3\pi a_0^2} \tag{12}$$

Orifisten akışkan boşaltımıyla ilgili olan bir direnç de R_{aO} ile ifade edilmiştir. K_D, birimsiz kayıp sabitidir.

$$\frac{\frac{1}{2}K_D\rho_0 Q_{out}}{\pi^2 a_0^4} \tag{13}$$

M_{aRad} akustik radyasyon kütlesi olarak hesaplamalara katılmıştır.

$$M_{aRad} = \frac{8\rho_0}{3\pi^2 a_0} \tag{14}$$

4. Sonuçlar

Yapılan çalışmada sentetik jet sisteminin toplu parametreli modeli üzerinde durulmuştur. İlk olarak sistemin eşdeğer bir elektriksel devresi kabul edilmiş ve bu doğrultuda sistem denklemleri bond grafiği tekniği ile elde edilmiştir. Burada bond grafiğinin tercih edilmesinin nedeni, ileride gerçeklenmesi planlanan sistemin Port-Hamiltonian modelinin daha kolay bir şekilde kurulmasına olanak sağlamak ve enerji tabanlı kontrolün önünü açmaktır. Elde edilen denklemlerden yola çıkılarak sistemin ilk önce durum uzayı gösterimi bulunmuş ve ardından sembolik olarak transfer fonksiyonu çıkarılmıştır.

Sistemin transfer fonksiyonu üzerinden yapılan bazı analizler incelenmiştir ve sistemin dinamik davranışında rol oynayacak parametrelere dikkat çekilmiştir. Bu kısmın en büyük avantajı, bir sentetik jet sistemi tasarlanırken hangi parametrelerin sistem cevabını nasıl etkildeğinin kontrol edilmesine olanak sağlamasıdır.

İleride yapılacak çalışmalarda ilk olarak sistemin enerji tabanlı gösterimi gerçekleştirilecektir. Ayrıca sistemin doğal frekanslarından yola çıkılarak, dağınık parametreli (distributed) modelinin oluşturulması amaçlanmaktadır.

Aslında toplu parametreli sentetik jet modeli, bu sistemin anlaşılması ve analizi açısından ilk adımı oluşturmaktadır. Mecvut kullanım alanlarında sentteik jetlerin özellikle akustik

alanda bazı problemleri olduğu bilinmektedir. Bu problemleri aşabilmek ve daha iyi performans sağlayan sistemler elde edebilmek için ayrıntılı bir model elde etmek şart gibi gözükmektedir. Bu amaç doğrultusunda yapılan çalışma, bir giriş niteliği taşımaktadır.

5. Kaynakça

[1] B. Koçer , C.S. Tüfekçi "Sentetik Jet Sistemlerinin Modellenmesi" *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Malatya, 2013.

[2] B. Çelik "Analysis of Micro Flows Using a Finite Element Method" *ITU, Phd Thesis* , Istanbul, 2006.

[3] E. Erler, "Active Flow Control Studies Over an Eliptical Profile" *METU, Msc. Thesis* Ankara, 2008.

[4] L. D. Montoya, J. L. Jackson ve M. Amitay,"Control of Aerosol Dispersion and Removal in a Room Using Synthetic Jet Actuators" *Building and Environment* cilt 1, no. 45, pp. 165-175, 2010.

[5] S. G. Mallinson, J. A. Reizesa, G. Hong ve P. S. Westbury, "Analysis of Hot-Wire Anemometry Data Obtained in a Synthetic Jet Flow" *Experimental Thermal and Fluid Science* cilt 1, no. 28, pp. 265-272, 2004.

[6] A.M.P Thomas, M. Milano, M.G. G'Sell , K. Fischer , J. Burdick "Synthetic Jet Propulsion for Small Underwater Vehicles" *International Conference on Robotics and Automation* 2005.

[7] I. Sasaki, J. Janata, A. Glezer "Fast Gas Sensing Using an Integrated Synthetic Jet Actuator," *IEEE SENSORS JOURNAL* VOL. 6, NO. 6, DECEMBER 2006.

[8] B.M. Song, B. Han, A. Bar-Cohen "Hierarchical Life Prediction Model for Actively Cooled LED-Based Luminaire" *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES* VOL. 33, NO. 4, DECEMBER 2010

[9] M. Arık, J. Petroski, S. Weaver "Thermal challenges in the future generation solid state lighting applications: light emitting diodes" *Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems* 2002.

[10] E. Fırat "Kare Prizma Etrafındaki Akışın Sentetik Jet ile Kontrolünün Deneysel İncelenmesi" *Niğde Üniversitesi, YL Tezi* Niğde, 2010.

[11] S. Bolat "Piston Silindir Mekanizmalı Sentetik Jet Akışının Deneysel İncelenmesi" *Niğde Üniversitesi, YL Tezi* Niğde, 2010.

[12] Z. Ekicioglu Kuzeci and C.S. Tüfekçi "Dinamik Sistemlerin Port-Hamiltonian Modelinin Bond Grafiği Tekniği ile Oluşturulması" *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Malatya, 2013.

[13] Q. Gallas, G. Wang, M. Papila, M. Sheplak, and L. Cattafesta "Optimization of Synthetic Jet Actuators" *AIAA*,2003.

[14] Q. Gallas and J. Mathew and A. Kasyap and R. Holman and T. Nishida and B. Carroll and M. Seheplak and L. Cattafesta Lumped Element Modeling of Piezoelectric-Driven Synthetic Jet Actuator *AIAA* 2002.

A8 – Doğrusal Kontrol Sistemleri

11 Eylül 2014 Perşembe – 2. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. İbrahim KAYA (Dicle Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Günyaz ABLAY (Abdullah Gül Üniversitesi)

Bode'nin İdeal Transfer Fonksiyonunu Kullanarak Lag/Lead Kontrolör Tasarımı (Bildiri No: 33)

Tufan DOĞRUER (Gaziosmanpaşa Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)

Yüksek Mertebeden Sistemler İçin Ayrıştırma Temelli Bir Kontrol Yöntemi (Bildiri No:102)

Osman ÇAKIROĞLU (İTÜ)
Müjde GÜZELKAYA (İTÜ)
İbrahim EKSİN (İTÜ)

Özdeğer Atama Probleminde Sayısal Olarak Uygulanabilir Algoritmaların Gerçeklenmesi ve Karşılaştırılması (Bildiri No : 113)

Tarık AYABAKAN (Kuzey Deniz Saha Komutanlığı)
İlker ÜSTOĞLU (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Özgür T. KAYMAKÇI (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Sabit Frekanslarda İki Girişli İki Çıkışlı Sistemleri Köşegen Baskın Kılan Statik Köşegen Kontrolörlerin Belirlenmesi (Bildiri No : 185)

İlhan MUTLU (İTÜ)
Mehmet Turan SÖYLEMEZ (İTÜ)

Geliştirilmiş Kaskad Denetim Yapısının Genetik Algoritma ile Eşzamanlı Tasarımı (Bildiri No : 206)

Mustafa NALBANTOĞLU (Dicle Üniversitesi)
İbrahim KAYA (Dicle Üniversitesi)

Ters Cevaplı Sistemlerde KDY Tabanlı Kontrolör Tasarım Optimizasyonu(Bildiri No:208)

Ercan ÖCAL (DOKAB)

Bode'nin İdeal Transfer Fonksiyonunu Kullanarak Lag/Lead Kontrolör Tasarımı

Tufan Doğruer[1], *Nusret Tan*[2]

[1]Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Tokat
tufan.dogruer@gop.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
nusret.tan@inönü.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Bode'nin ideal transfer fonksiyonunu kullanarak Lag/Lead kontrolör tasarımını gerçekleştirmek için bir yöntem önerilmiştir. Bilindiği üzere Lag/Lead kontrolörler kontrol mühendisliğinde iyi bilinen ve sistemlerin kontrol edilmesinde sıkça kullanılan kontrolörlerdir. Önerilen yöntemde Bode'nin ideal transfer fonksiyonu referans model olarak alınmıştır. Bode'nin ideal transfer fonksiyonunu kullanarak istenilen çıkış cevabı iki parametre (γ ve ω_c) yardımıyla elde edilebilmektedir. Oluşturulan model ile referans model karşılaştırılmış ve en küçük kareler yöntemine göre çıkış sinyalindeki hata sıfıra yakın olacak şekilde Lag/Lead kontrolör parametreleri optimize edilmiştir. Belirlenen kontrolör parametrelerine göre sistemin birim basamak cevabı incelenmiştir.

1. Giriş

Sistemler belirli görevleri yerine getirmek üzere tasarlanırlar. Tasarlanacak sistemden ne kadar sürede neler beklendiği ve hangi doğrulukta görevleri yerine getireceği önem arz etmektedir. Kontrol sistemi tasarımı, tasarım kriterleri dikkate alınarak yapılır. Herhangi bir sistemin kararlılık, güvenilirlik, kontrol edilebilirlik ve gözlenebilirlik gibi kriterlerinin sağlanması için kontrolörler kullanılır.

Bu çalışmada, örnek bir sistemin kontrolü Lag/Lead kontrolör kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Lag/Lead kontrolörler kontrol sistemi tasarımında çok yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu kontrolörler iki ya da üç parametrenin ayarlanmasıyla çok başarılı sonuçlar vermektedir. Yapılarının basit olması ve uygulamanın kolay olması tercih edilmelerini sağlamaktadır [1].

Bu bildiride, kontrolör tasarlanırken Bode'nin ideal transfer fonksiyonu referans sistem olarak alınmıştır. İstenilen birim basamak cevabı, referans sistemde iki parametrenin (γ , ω_c) ayarlanmasıyla elde edilmiştir. Bölüm 4'te verilen kontrol sisteminin amacı referans model ile kontrol edilmek istenen sistemin çıkışlarının farkını sıfır yapacak kontrolör parametrelerinin değerlerini elde etmektir. Kontrolör parametrelerinin uygun şekilde seçilmesi, kontrol edilecek sistemin çıkışının, referans sistemin çıkışına yakın olmasını sağlar. Böylece iki çıkışın farkı sıfır civarlarında olur. Sistemin çıkışını minimum yapacak kontrolör parametrelerini bulmak için Matlab programında 'Isqnonlin' optimizasyon algoritması kullanılabilir. Bu algoritma en küçük kareler yöntemini kullanmaktadır [2].

Sonraki bölümde, kesir dereceli hesaplamalar hakkında kısa bilgiler verilmiştir. 3. bölümde, Bode'nin ideal transfer fonksiyonu anlatılmıştır. 4. bölümde, Lag/Lead kontrolör tasarımı ve optimizasyon algoritması oluşturulmuş, yöntemin uygulamasına yer verilmiştir. Son kısımda ise elde edilen sonuçlar yorumlanmıştır.

2. Kesir Dereceli Hesaplamalar

Kesirli hesap ilk olarak 1695 yılında Leibniz tarafından kullanılmıştır [3]. Yaklaşık 300 yıllık bir geçmişe sahip kesirli hesaplamalar, matematik, fizik ve mühendislik alanlarındaki birçok problemin daha kolay ifade edilebilmesini ve çözülebilmesini sağlamıştır [3,4]. Kesir dereceli hesaplamanın en önemli avantajı, sistemlerin modellenmesinde tamsayı dereceli yaklaşımlara göre daha gerçek sonuçlar vermesidir.

Kesir dereceli hesaplama, tamsayı dereceli olmayan ${}_aD_t^{\alpha}$ operatörü için eşitlik (1)'deki gibi ifade edilir. Burada, α operatörün derecesini a ve t ise operatörün limitlerini göstermektedir [4].

$$ {}_aD_t^{\alpha} = \begin{cases} \dfrac{d^{\alpha}}{dt^{\alpha}}, \alpha > 0 \\ 1, \alpha = 1 \\ \displaystyle\int_a^t (d\tau)^{-\alpha}, \alpha < 0 \end{cases} \qquad (1) $$

Kesir dereceli türev s^{α} , integral ise $s^{-\alpha}$ ile gösterilir. s yerine $j\omega$ yazılacak olursa, $(j\omega)^{\pm\alpha}$ yazılarak kesir dereceli sistemlerin frekans alanı analizi yapılabilir [5].

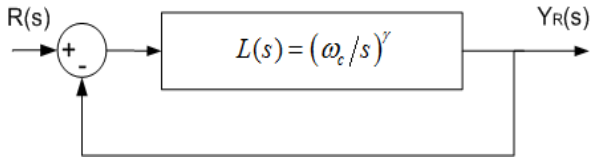
Yapılan bu çalışmada, Bode'nin ideal transfer fonksiyonunda kesir dereceli integral yerine, sürekli kesir açılımı yöntemi ile hesaplanmış, dördüncü dereceden tamsayı dereceli yaklaşımı kullanılmıştır [5].

3. Bode'nin İdeal Transfer Fonksiyonu

H.W. Bode 1945 yılında, geribeslemeli bir kontrol sistemi için açık çevrim transfer fonksiyonunu eşitlik 2'de gösterildiği gibi önermiştir. Burada ω_c, $|L(\omega_c)| = 1$ koşulunu sağlayan kazanç geçiş frekansı, γ ise logaritmik ölçekte tamsayı ya da kesirli sayı ile ifade edilebilen genlik eğrisinin eğimidir [6].

$$L(s) = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^{\gamma} \tag{2}$$

Denklem 2'de γ değerinin kesirli bir sayı olması durumunda $L(s)$ fonksiyonu, $\gamma < 0$ için kesir dereceli türev alıcı, $\gamma > 0$ için ise kesir dereceli integral alıcı olarak düşünülebilir [2].



Şekil 1: Bode'nin ideal transfer fonksiyonunun kesir dereceli kontrol sisteminin blok diyagramı

Şekil 1'deki blok diyagramın kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemle gösterilir [6,7].

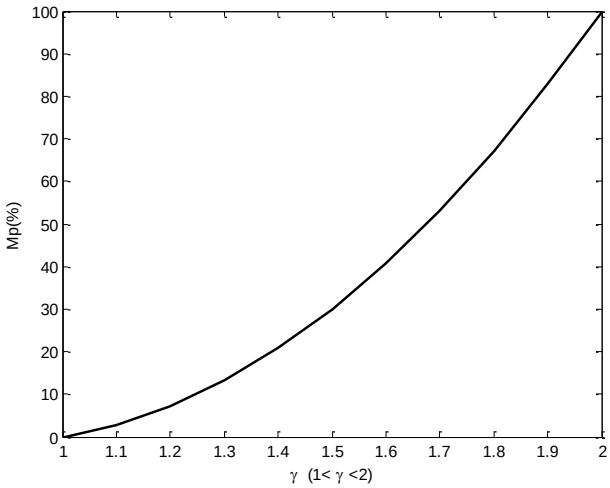
$$T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^{\gamma}+1}, 1 < \gamma < 2 \tag{3}$$

Şekil 1'deki kesir dereceli referans model için zaman ve frekans cevaplarının temel karakteristikleri elde edilebilir. Bu karakteristiklerden maksimum aşma eşitlik 4'teki gibi elde edilebilir [8]. Elde edilen sonuçlar Tablo 1'de ve Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekil 2'deki grafik incelendiğinde, γ parametresi büyüdükçe maksimum aşmanın büyüdüğü görülmektedir.

$$M_p \cong 0.8(\gamma-1)(\gamma-0.75),\ 1 < \gamma < 2 \tag{4}$$

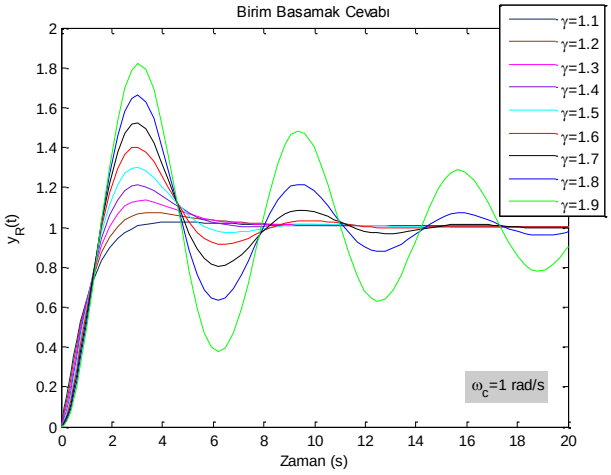
Tablo 1: γ parametresine göre yüzde aşma değerlerinin değişimi (ω_c =1 rad/s)

γ	Maksimum aşma (%)		γ	Maksimum aşma (%)
1.0	0		1.5	30
1.1	2.8		1.6	40.8
1.2	7.2		1.7	53.2
1.3	13.2		1.8	67.2
1.4	20.8		1.9	82.8



Şekil 2: γ parametresine göre yüzde aşmanın grafiksel gösterilmesi (ω_c =1 rad/s)

Şekil 3'te kesir dereceli referans sistemin, γ 'nın $1 < \gamma < 2$ değer aralığı için birim basamak cevabı görülmektedir. Bu grafikte γ parametresinin en büyük değeri için, en büyük aşmanın oluştuğu görülmektedir.



Şekil 3: γ parametresinin farklı değerleri için referans sistemin birim basamak cevabı

Tepe zamanı cevabın nihai değerini ilk defa aşarak bir tepe yaptığı noktaya kadar geçen zamandır. Yükselme zamanı cevabın nihai değerinin %10'dan %90'a kadar ulaşması için geçen zamandır [9]. Tepe zamanı, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı gibi parametreler γ ve ω_c parametrelerine bağlı olarak sırasıyla aşağıdaki eşitliklerde verildiği gibi hesaplanabilir [8].

$$t_p \cong \frac{1.106(\gamma-0.255)^2}{(\gamma-0.921)\omega_c} \tag{5}$$

$$t_r \cong \frac{0.131(\gamma + 1.157)^2}{(\gamma - 0.724)\omega_c} \quad (6)$$

Yerleşme zamanı (t_s) sinyalin, müsaade edilen tolerans değerine ulaşması için geçen zamandır. Müsaade edilen tolerans değeri ise genellikle %2 ve %5'lik aşma değerleridir [9]. Yerleşme zamanının bu iki tolerans değeri için eşitlikler sırasıyla aşağıdaki gibidir [8].

$$t_s(\%2) \cong \frac{4}{\cos(\pi - \pi/\gamma)\omega_c} \quad (7)$$

$$t_s(\%5) \cong \frac{3}{\cos(\pi - \pi/\gamma)\omega_c} \quad (8)$$

γ parametresinin farklı değerleri için ($\omega_c = 1$ rad/s) tepe zamanı, yükselme zamanı ve yerleşme zamanı süreleri Tablo 2'de gösterilmiştir.

Tablo 2: γ parametresinin farklı değerlerine göre tepe, yükselme ve yerleşme zamanının değişimi ($\omega_c = 1$ rad/s)

γ	Tepe zamanı (t_p)	γ	Tepe zamanı (t_p)
1.0	7.7704	1.5	2.9608
1.1	4.4118	1.6	2.9467
1.2	3.5401	1.7	2.9645
1.3	3.1868	1.8	3.0035
1.4	3.0271	1.9	3.0571
γ	Yükselme zamanı (t_r)	γ	Yükselme zamanı (t_r)
1.0	2.2083	1.5	1.1918
1.1	1.7748	1.6	1.1367
1.2	1.5289	1.7	1.0956
1.3	1.3730	1.8	1.0645
1.4	1.2670	1.9	1.0410
γ	Yerleşme zamanı (t_s)%5	γ	Yerleşme zamanı (t_s)%5
1.0	3	1.5	6.0000
1.1	3.12	1.6	7.8394
1.2	3.4641	1.7	10.9624
1.3	4.0080	1.8	17.2763
1.4	4.8116	1.9	36.3287

Tablo incelendiğinde, γ parametresinin büyümesiyle yerleşme zamanının uzadığı, yükselme zamanının kısaldığı görülmektedir. Tepe zamanının ise $\gamma = 1.6$ için en kısa süre olduğu dikkat çekmektedir.

4. Lag/Lead Kontrolör Tasarımı

4.1. Lag/Lead Kontrolör Yapısı

Bir devrenin girişine sinüzoidal bir sinyal uygulandığında devrenin çıkışı faz gerilemesine sahipse, devre faz gerilemeli (Lag) olarak isimlendirilir. Bu tür bir devrenin karakteristiğini gösteren kontrolör ise Lag kontrolör olarak isimlendirilir. Aynı şekilde, devrenin girişine sinüzoidal sinyal uygulandığında, çıkış faz ilerlemesine sahipse, devre faz ilerlemeli (Lead) olarak adlandırılır. Bu devrenin karakteristiğini gösteren kontrolör ise Lead kontrolör olarak adlandırılır [1].

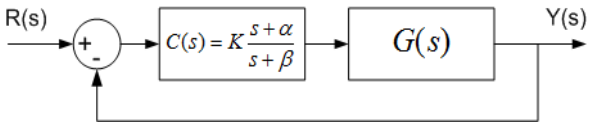
Lead kontrolörler, sistem kararlılığını ve hızını artırır ancak kalıcı durum doğruluğunda belirgin bir düzelme sağlamazlar. Lag kontrolörler ise sistemin kalıcı durum doğruluğunu düzeltirken, sistemin hızını yavaşlatırlar. Lag-Lead kontrolörde her iki kontrolörün olumlu tarafları birleştirilir. Dolayısıyla sistemin karakteristiklerinde de düzelme olur.

Lag/Lead kontrolörler kontrol sistemi tasarımında yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu durumun en önemli nedenlerinden birisi, yapılarının çok iyi biliniyor olmasıdır. Diğer bir nedeni ise ayarlanması gereken parametre sayısının az olmasıdır [10].

Lag veya Lead kontrolörler için kullanılan kontrolör yapılarından birisi $(T_1 s + 1)/(T_2 s + 1)$ şeklindedir. Bu yapıda T_1 ve T_2 parametreleri, Lag/Lead kontrolörün elektronik devre formunun transfer fonksiyonlarından elde edilen, direnç ve kondansatör değerleriyle değiştirilen parametrelerdir [1]. Genel olarak Lag veya Lead kontrolör yapısı

$$C(s) = K\frac{s + \alpha}{s + \beta} \quad (9)$$

şeklindedir. Burada $\alpha < \beta$ ise $C(s)$ bir Lead kontrolördür, çünkü fazı pozitif olur fakat $\alpha > \beta$ ise $C(s)$ bir Lag kontrolördür çünkü fazı negatif olur. Bu çalışmada denklem (9)'da verilen kontrolör yapısı kullanılmıştır ve bu yapı belirlenmesi gereken üç parametreye sahiptir. Bu parametrelerden birisi olan K kazanç katsayısıdır. α ve β ise kontrolörün elektronik devre formunun transfer fonksiyonundan elde edilen parametrelerdir. Denklem (9) ile ifade edilen kontrolör yapısını kullanan bir kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 4'de gösterilmiştir.



Şekil 4: Kapalı çevrim bir kontrol sistemi

4.2. Optimizasyon Yaklaşımı

Lag/Lead kontrolör parametrelerinin ayarlanması için kullanılan model Şekil 5'te verilmiştir. Bode'nin ideal transfer fonksiyonu γ ve ω_c parametrelerine bağlı olarak önceki bölümde verilmişti. Şekil 5'teki modelde, sistemin $E(s)$ çıkışı minimize edilmiştir. Referans modelin çıkışı $Y_R(s)$ ile denetlenen sistemin çıkışı $Y(s)$ birbirine eşit olduğunda, yapılan algoritma ile kontrolör parametreleri hesaplanmıştır.

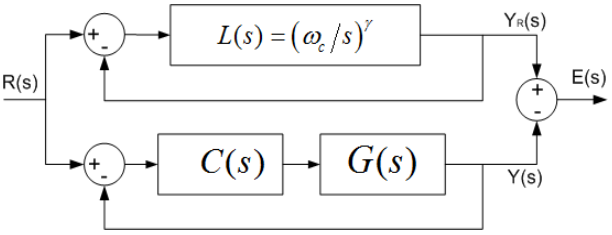
Kontrolör parametrelerinin optimum değerlerinin elde edilmesinde, küçük kareler optimizasyon algoritması (Isqnonlin) kullanılmıştır. Bu optimizasyon algoritması aşağıdaki eşitliği kullanarak çözüme ulaşır [2,7].

$$\min\left\{\sum\left(E(s)\right)^2\right\} \tag{10}$$

$E(s)$ 'in yerine, $Y_R(s) - Y(s)$ yazıldığında eşitlik 11'deki denklem elde edilir.

$$\min\left\{\sum\left(Y_R(s) - Y(s)\right)^2\right\} \tag{11}$$

Optimizasyon algoritması, kontrolör parametreleri olan K , α ve β parametrelerine başlangıç değeri girilmesiyle başlar. Eşitlik 11'deki denklemin uygulanmasıyla optimum değerler bulunur. Bode'nin ideal transfer fonksiyonunda γ ve ω_c değerlerinin uygun şekilde ayarlanmasıyla, sistem çıkışındaki birim basamak cevabında maksimum aşma, yükselme ve yerleşme süresi gibi performans parametreleri kolayca ayarlanabilir [2,7].



Şekil 5: Lag/Lead kontrolör parametrelerinin belirlenmesi için oluşturulan model

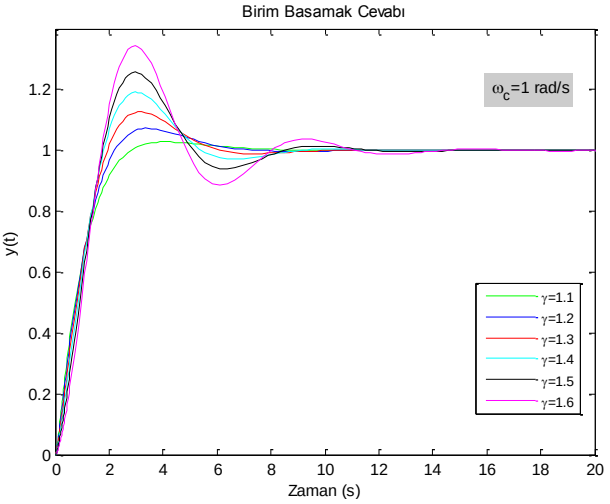
4.3. Yöntemin Uygulaması

Şekil 5'te verilen kontrol sisteminde,

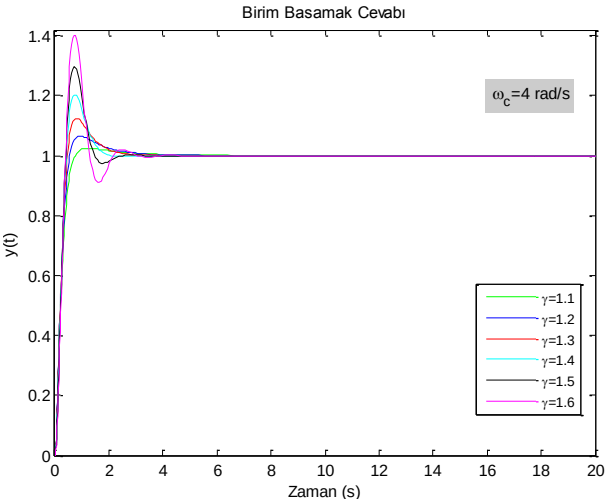
$$G(s) = \frac{4}{s(s+0.5)} \tag{12}$$

şeklinde verilmiş olsun [11]. Bode'nin ideal transfer fonksiyonunda farklı γ ve ω_c değerleri için $C(s)$ kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. Kontrolör parametreleri Tablo 3'te verilmiştir. Bu Lag/Lead kontrolör parametrelerine göre $Y(s)$ sisteminin birim basamak cevapları grafiksel olarak verilmiştir.

Şekil 6'da, $\omega_c = 1$ rad/s için ve γ parametresinin 6 farklı değeri için birim basamak cevabı görülmektedir. Grafikte γ parametresinin değeri büyüdükçe sinyalin maksimum aşma değerinin de büyüdüğü görülmektedir.



Şekil 6: Sistemin birim basamak cevabı (ω_c =1 ve γ =1.1,1.2,1.3,1.4,1.5 ve 1.6)



Şekil 7: Sistemin birim basamak cevabı (ω_c =4 ve γ =1.1,1.2,1.3,1.4,1.5 ve 1.6)

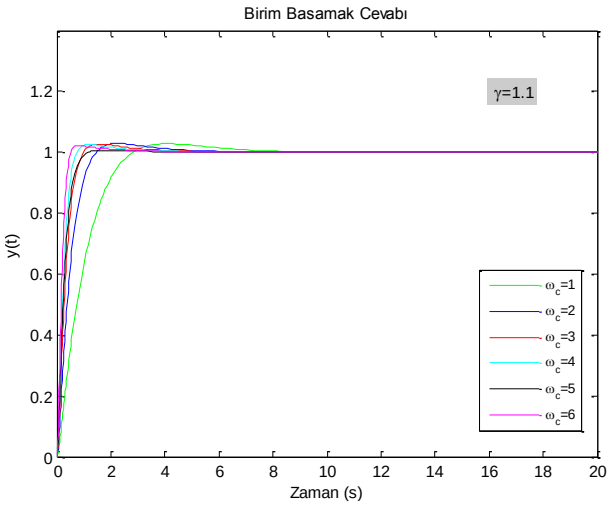
Şekil 7'de, $\omega_c = 4$ rad/s için birim basamak cevabı çizilmiştir. γ = 1.6 değeri için maksimum aşmanın %40 civarında olduğu, γ 'nın daha küçük değerleri için maksimum aşmanın azaldığı görülmektedir. Zaman parametrelerinin ω_c = 1 rad/s iken daha uzun, ω_c = 4 rad/s iken ise daha kısa olduğu Şekil 6 ve Şekil 7'den görülmektedir.

Yüzde aşma değerinin küçük, yükselme ve yerleşme zamanlarının kısa olduğu bir cevap eğrisi istendiğinde $\gamma = 1.2$ ve $\omega_c = 4$ rad/s civarında seçilmelidir. Sistemin istenilen çıkış karakteristikleri γ ve ω_c değerlerine göre ayarlanır.

Tablo 3: Tasarlanan Lag/Lead kontrolör parametreleri

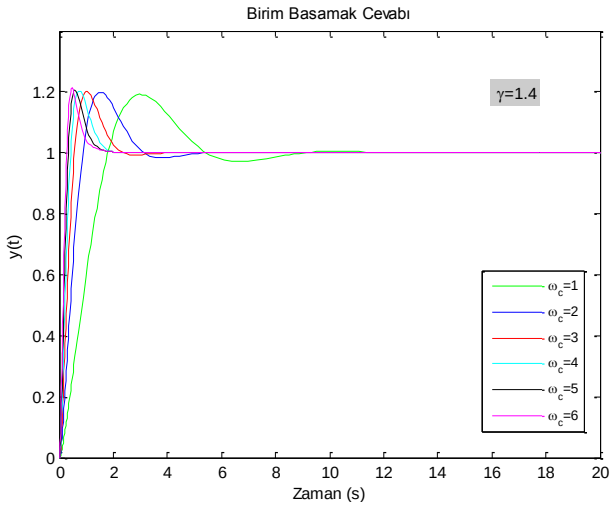
γ	K	α	β
ω_c = 1 rad/s			
1.1	3.5931	0.6779	15.8040
1.2	2.9508	0.9108	14.4774
1.3	2.3275	1.2340	13.3202
1.4	1.8334	1.7166	12.9911
1.5	1.7179	2.5536	16.8980
1.6	1.0782	4.3015	16.7521
ω_c = 2 rad/s			
1.1	7.5410	0.6661	15.7781
1.2	6.5941	0.9043	14.1651
1.3	5.3321	1.2162	12.1794
1.4	4.0325	1.5909	9.9857
1.5	3.1107	2.0750	8.6031
1.6	2.4762	2.7981	8.1064
ω_c = 3 rad/s			
1.1	11.7003	0.6678	16.3714
1.2	10.8281	0.9222	14.8606
1.3	9.3186	1.2713	13.0736
1.4	7.5414	1.6979	11.0785
1.5	6.0405	2.2098	9.4831
1.6	4.9249	2.8807	8.5359
ω_c = 4 rad/s			
1.1	15.9795	0.6676	17.1320
1.2	15.5264	0.9345	15.7653
1.3	13.9502	1.3182	14.0449
1.4	11.7683	1.8004	12.1107
1.5	9.7196	2.3678	10.4394
1.6	8.0893	3.0673	9.2832
ω_c = 5 rad/s			
1.1	16.4855	0.5463	19.5899
1.2	20.7367	0.9382	16.8780
1.3	19.3864	1.3529	15.1816
1.4	16.6490	1.8828	13.0361
1.5	13.9972	2.5077	11.2622
1.6	11.8532	3.2606	9.9997
ω_c = 6 rad/s			
1.1	24.6756	0.6589	18.9364
1.2	26.4499	0.9314	18.2530
1.3	26.2996	1.3788	16.8378
1.4	22.3596	1.9539	13.9034
1.5	18.7938	2.6255	11.9382
1.6	16.1287	3.4384	10.6314

Şekil 8, $\gamma = 1.1$ değeri ve ω_c 'nin farklı değerleri için sistemin birim basamak cevabını göstermektedir. Bu şekilde, kazanç geçiş frekansının her değeri için maksimum aşma değerlerinin çok küçük olduğu görülmektedir. Tüm ω_c değerleri için yüzde aşma değeri %2 civarındadır. Buradan, aynı γ değerleri için oluşturulan birim basamak cevaplarında yüzde aşma değerlerinin birbirine yakın olacağı sonucu çıkarılır. Aynı grafikte, farklı ω_c değerleri için yükselme zamanlarının farklı olduğu ve ω_c değeri arttıkça yükselme zamanının uzadığı şekil üzerinde görülmektedir.



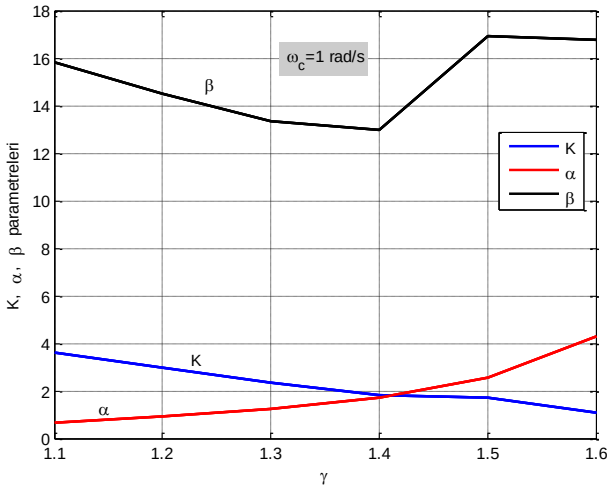
Şekil 8: Sistemin birim basamak cevabı (γ =1.1 ve ω_c =1,2,3,4,5 ve 6)

Şekil 9, $\gamma = 1.4$ değeri ve ω_c 'nin farklı değerleri için sistemin birim basamak cevabını göstermektedir. Burada tüm ω_c için maksimum aşma değerleri %20 civarındadır. Zaman parametreleri, ω_c değerinin artmasıyla kısalmaktadır. Şekil 8 ve Şekil 9 karşılaştırıldığında, γ 'nın değişimi yüzde aşmayı %18 civarında arttırmıştır.



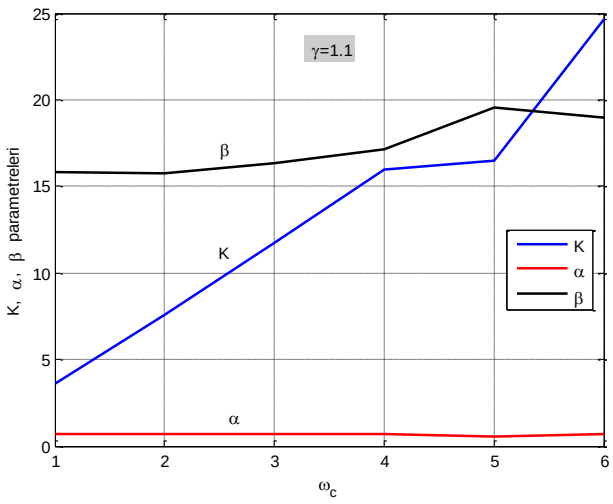
Şekil 9: Sistemin birim basamak cevabı (γ =1.4 ve ω_c =1,2,3,4,5 ve 6)

Şekil 10 ve 11'de Lag/Lead kontrolör parametrelerinin γ ve ω_c parametrelerine göre değişim grafikleri görülmektedir. İlk şekilde, ω_c sabit kalırken, γ parametresinin farklı değerleri için kontrolör parametreleri gösterilmiştir. Burada dikkat edilecek olursa kontrolör parametrelerinin nümerik değerleri arasında küçük değişimler olduğu görülmektedir.



Şekil 10: Lag/Lead Kontrolör parametrelerinin γ parametresine göre değişimi

Şekil 11'de, γ sabit iken, ω_c 'nin farklı değerleri için kontrolör parametreleri gösterilmiştir. Grafikte, α 'nın genlik değişimi neredeyse yoktur. Bunun yanında β 'nın genlik değişimi biraz daha fazladır. K parametresi ise ω_c = 1 rad/s değerinde en küçük değerinde iken, ω_c = 6 rad/s olduğunda en büyük değeri almıştır. K parametresindeki değişim, diğer parametrelere göre çok daha fazla olmuştur.



Şekil 11: Lag/Lead Kontrolör parametrelerinin ω_c parametresine göre değişimi

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, Bode'nin ideal transfer fonksiyonu kullanılarak Lag/Lead kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bode'nin ideal transfer fonksiyonu referans model olarak kabul edilmiştir. İstenen birim basamak cevabının iki parametre (γ , ω_c) yardımıyla kolayca elde edilebileceği gösterilmiştir. Kontrolör parametreleri optimum şekilde hesaplanmış ve sistemin birim basamak çıkışı, referans sistem çıkışı ile aynı karakteristiğe sahip olacak şekilde elde edilmiştir. Çalışma boyunca birçok simulasyon gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar detaylı olarak değerlendirilmiş ve grafiksel olarak sunulmuştur.

Bu çalışmada, istenen birim basamak cevabına göre Lag/Lead kontrolör parametrelerinin ayarlanabileceği görülmüştür. Kontrolör parametreleri γ ve ω_c 'nin fonksiyonu olarak analitik elde edilebilir. Bu yöntem ayrıca Lag-Lead kontrolör yapısı (sistemde aynı anda hem Lag hem de Lead kontrolör varsa) için de kullanılabilir. Bunlar gelecekte planlanan çalışmalardır.

6.Kaynakça

[1] M.M. Özyetkin, ''Dayanıklı Lag/Lead Kontrolör Tasarımı,'' Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, 2006.

[2] C. Yeroğlu, ''Kesir Dereceli Kontrol Sistemlerinin Frekans Cevaplarının Hesaplanması ve Tasarımı,'' Doktora Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2011.

[3] R. Gorenflo ve F. Mainardi, "Fractional Calculus:Integral and Differential Equations of Fractional Order," CISM Lecture Notes, International Centre for Mechanical Science, Udinese, Italy.

[4] V. Çelik, ''Kesir Dereceli Yapıların Doğrusal Olmayan Davranışlar Üzerine Etkileri,'' Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2010.

[5] M.M. Özyetkin, ''Kesirli Dereceli Kontrol Sistemlerinin Dayanıklı Analiz ve Tasarımı ,'' Doktora Tezi, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, 2013.

[6] H. W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, Van Nostrand, New York, 1945.

[7] C. Yeroglu, N. Tan, ''Classical Controller Design Techniques for Fractional Order Case,'' ISA TRANS. V. 50, Issue: 3, s. 461-472, July, 2011.

[8] R. S. Barbosa, J. A. T. Machado ve I. S. Ferreira, ''Tuning of PID Controllers Based on Bode's İdeal Transfer Function,'' Nonlinear Dinamics V. 38, Issue: 3, s. 305-321,Netherlands, 2004.

[9] İ. Yüksel, ''Otomatik Kontrol Sistem Dinamiği ve Denetim Sistemleri,'' Uludağ Üniversitesi, Bursa, 2011.

[10] G.A. Hassaan, M.A. Al-Gamil ve M.M. Lashin, ''Tuning of a Lag/Lead Compensator Used with a First Order Plus an İntegrator Process ,'' IJMPERD. V. 3, Issue: 5, s. 41-48, Aralık, 2013.

[11] K. Ogata, ''Modern Control Engineering'' University of Minnesota, 2002.

Yüksek Mertebeden Sistemler İçin Ayrıştırma Temelli Bir Kontrol Yöntemi

Osman Çakıroğlu[1], *Müjde Güzelkaya*[2], *İbrahim Eksin*[3]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü Elektrik Elektronik Fakültesi
İstanbul Teknik Üniversitesi,34369, Maslak, İstanbul

[1]cakirogluo@itu.edu.tr, [2]guzelkaya@itu.edu.tr, [3]eksin@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, yüksek mertebeden modellenmiş sistemler için basit ve etkin bir kontrolör tasarım yöntemi sunulmuştur. Yöntemde, sistem modelinin mertebesi kadar sanal çevrim oluşturularak, çok çevrimli bir kontrol yapısı önerilmektedir. Sistemin sahip olduğu yüksek mertebeden modeli ayrıştırmak ve sanal çevrimler oluşturabilmek amacıyla daha önce ardışıl sistemler için geliştirilen bir ayrıştırma yönteminden yararlanılmıştır[6,7]. Sanal çevrimler sayesinde sistemin her dinamiği için ayrı bir kontrolör tasarlanmıştır. Böylece yüksek mertebeden modeller, düşük mertebeden modellere indirgemeksizin iki parametre ile kontrol edilebilmesi olanaklı kılınmıştır. Benzetim çalışmaları ile yöntemin etkinliği gösterilmiştir.

1. Giriş

Bir kontrol sisteminin tasarlanabilmesi için uygulanacak ilk mantıklı adım kontrol edilmek istenen sistemin matematiksel modelinin elde edilmesidir. Endüstride sıklıkla kullanılan bir kontrolör yapısı olan PID kontrolörlerinin tasarımı için, bu modellerin birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) sistem modellerine indirgenmesi, kontrolör parametrelerinin basit bir şekilde ayarlanması için önerilmektedir [1].

Basit bir model elde edildikten sonra bu model üzerinden PID parametrelerini türetmek için literatürde çeşitli yöntemler sunulmuştur [2,3,4,5]. PID kontrolör parametrelerini hesaplamak için gereken BMÖZ sistem modeli ise genelde yüksek mertebeli olan sistemlerin bazı kurallarla birinci mertebeden sistem modeline indirgenmesi ile elde edilir. Bu yöntemler arasında en popüler olan Skogestad tarafından önerilmiş olan yarılama yöntemidir[2].

Bu çalışmada, yüksek mertebeden modeli olan sistemler için basit ve etkin bir kontrol tasarım yöntemi önerilecektir. Yöntemde, sistem modelinin mertebesi kadar sanal çevrim oluşturarak, çok çevrimli bir kontrol yapısı sunulmaktadır. Önerilen yöntem, seri ardışıl sistemler için de önerilen model ayrıştırma [6,7] yöntemi ile aynı tabana sahiptir. Yöntemde sistem mertebesi kadar çevrim bulunmasına rağmen ayarlanması gereken sadece iki kontrolör parametresi bulunmaktadır. Yöntemin etkinliği benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Bildirinin sunuluşunda ilk olarak önerilen yöntem anlatılacak ve kontrolör parametrelerinin nasıl seçilmesi gerektiği gösterilecektir. Arkasından, benzetim çalışmaları verilecek ve son bölümde önerilen yöntemin başarımı üzerinde tartışılacaktır.

2. Önerilen yöntem

Yöntemde, sistem modelinin mertebesi kadar sanal çevrim oluşturarak, çok çevrimli bir kontrol yapısı önerilmektedir. Bu amaçla [6,7]'da ardışıl kontrol yapıları için önerilen 'model ayrıştırma' yönteminden yararlanılmıştır. Yöntemde iki adet kontrolör parametresi önerilmektedir.

2.1. Yönteme ilişkin ayrıştırma yapısı

Şekil1' de görüldüğü üzere önerilen kontrolör yapısı gerçek sistemin modelinin sistem mertebesi (n) kadar birinci mertebeden sistem parçalarına ayrılıp, her biri için farklı kontrolör tasarlamaya dayanmaktadır.
Kontrolörü tasarlamanın ilk aşamasında ayrıştırılan modellerin ilki için kutup sıfır götürmesi yapacak biçimde bir PI kontrolörü seçilmektedir. Model ayrıştırma işlemi sonucunda en iç sanal çevrimde elde edilen model parçasının transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$G_{1m}(s) = \frac{K_{1m}}{T_{1m}s + 1} \tag{2.1}$$

Bu çevrim için tasarlanacak olan kontrolör ise kutup - sıfır götürme yöntemi kullanılarak

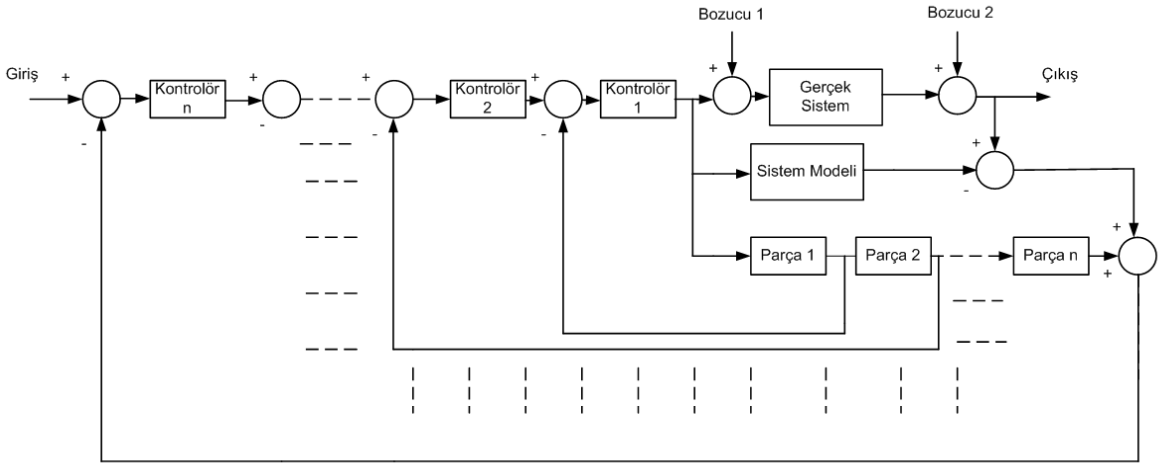
$$C_1(s) = K_{c1}\frac{T_{1m}s + 1}{s} \tag{2.2}$$

şeklinde bulunur. Bu kontrolörün kazancı olan K_{c1} parametresi ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$K_{c1} = \frac{1}{\gamma_1 \lambda_n K_{1m}} \tag{2.3}$$

Burada K_{1m} (3.2)'deki transfer fonksiyonunun kazancı olup, γ_1 ise ilk tasarım parametresidir. İlk çevrim tasarlandıktan sonra kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T_1(s) = \frac{1}{\lambda_1 s + 1} \tag{2.4}$$



Şekil 1: Önerilen Kontrol Yapısı

olan bir sistem modeli elde edilir. Bu modelde λ_1 ilk iç çevrim için istenen zaman sabiti olup

$$\lambda_1 = \gamma_1 \lambda_n \tag{2.5}$$

şeklinde ifade edilir. (2.3) ve (2.5)'deki λ_n terimi, elde edilecek en son kapalı çevrim yapısının transfer fonksiyonun zaman sabitini temsil etmektedir.

İkinci adımda ise ayrıştırma sonucu elde edilen ikinci model parçası ile ilk adımda hesaplanan kapalı çevrim transfer fonksiyonu kullanılarak tasarıma devam edilir. Burada ikinci model parçasına ilişkin transfer fonksiyonu

$$G_{2m}(s) = \frac{K_{2m}}{T_{2m} s + 1} \tag{2.6}$$

şeklindedir. İkinci iç çevrim için uygun kontrolör yine kutup - sıfır götürülmesi yöntemi kullanılarak

$$C_2(s) = K c_2 \frac{T_{2m} s + 1}{s} \tag{2.7}$$

şeklinde seçilir. Bu kontrolörün kazancı ise

$$K c_2 = \frac{1}{4 \gamma_1 \gamma_2 \lambda_n K_{2m}} \tag{2.8}$$

şeklinde hesaplanır. Bu denklemde K_{2m} (2.7)'deki modelin kazanç katsayısı, λ_n elde edilecek en son kapalı çevrim yapısının transfer fonksiyonun zaman sabitini temsil etmektedir. γ_1 ve γ_2 ise tasarım parametreleridir.

Uygulanan kutup sıfır götürülmesi sonucu iç çevrime ilişkin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{1}{\frac{\lambda_1}{K_{2m} K c_2} s^2 + \frac{1}{K_{2m} K c_2} s + 1} \tag{2.9}$$

olarak elde edilir. Bu ikinci mertebeden sisteme ilişkin transfer fonksiyonunun aşımsız bir şekilde tasarlaması öngörülerek bu tranfer fonksiyonu

$$T_2(s) = \frac{1}{\lambda_2 s + 1} \tag{2.10}$$

şeklinde birinci mertebeden bir transfer fonksiyonu ile temsil edilebilir. Burada zaman sabiti

$$\lambda_2 = 2 \gamma_1 \gamma_2 \lambda_n \tag{2.11}$$

şeklindedir.

İkinci sanal iç çevrimin kapalı çevrim transfer fonksiyonu, birinci mertebeden bir transfer fonksiyonu ile temsil edildiğinden, üçüncü sanal çevrime ilişkin tasarımı, ikinci sanal iç çevrimin tasarımına benzer bir şekilde yapmak mümkün olmaktadır. Üçüncü sanal iç çevrim için, ikinci çevrime ait birinci mertebeden temsil edilen transfer fonksiyonu ve üçüncü çevrime ait birinci mertebeden ayrıştırılmış model parçası birlikte ele alınarak sıfır kutup götürmeli bir kontrolör transfer fonksiyonu ikinci mertebeden elde edilir. Bu ikinci mertebeden sistem transfer fonksiyonu da birinci mertebe bir transfer fonksiyonu ile temsil edilerek tasarıma n. adıma kadar benzer şekilde devam edilebilir.

Bu şekilde hesaplamalar n. mertebeye kadar ilerletildiğinde i=2,…,n olmak üzere her bir sanal çevrim için kontrolör katsayıları

$$Kc_i = \frac{1}{2^i \prod_{n=1}^{n=i} \gamma_n \lambda_n K_{im}} \quad (2.12)$$

ve kapalı sistem transfer fonksiyonu zaman sabitleri

$$\lambda_i = 2^{i-1} \prod_{n=2}^{n=i} \gamma_n \lambda_n \quad (2.13)$$

olarak elde edilir. Formül üzerinden görüleceği üzere burada n adet γ parametresi ortaya çıkmaktadır. Bu tasarım parametrelerinin azaltılması için γ_1 ve γ_n hariç tüm γ tasarım parametreleri 1 olarak kabul edilecektir. Ancak istenirse bu parametreler farklı olarak da seçilebilir.

2.2 Parametrelerin seçimi

γ_1 parametresinin seçimi ile sistem geçici hal cevabı hızlandırılmaktadır. Düşük seçilirse sistem hızını arttırıldığı gibi, kontrol işaretini de arttırır. γ_1 parametresi seçildikten sonra γ_n parametresi λ_n zaman sabitinin istenen zaman sabitine eşitlenmesi ile

$$\gamma_n = \frac{1}{2^{n-1}\gamma_1} \quad (2.14)$$

şeklinde bulunur.

3.Benzetim çalışmaları

3.1 Doğrusal yüksek mertebeden sistem için kontrolör tasarımı

Benzetim çalışmasının ilk bölümünde modeli 4. mertebeden olan bir sistem ele alınmıştır. Karşılaştırma amacıyla bu model BMÖZ bir modele indirgenmiş ve bu model için iç model kontrol ile PID kontrolör tasarlanmıştır. Sistem modeli aşağıdaki gibidir:

$$G(s) = \frac{1}{(12s+1)(3s+1)(0.2s+1)(0.05s+1)} \quad (3.1)$$

Karşılaştırılma yapılması amacıyla bu yüksek mertebeden sistem modeli Skogestad'ın yarılama yöntemi [2] kullanılarak (3.2)' deki gibi elde edilmiştir.

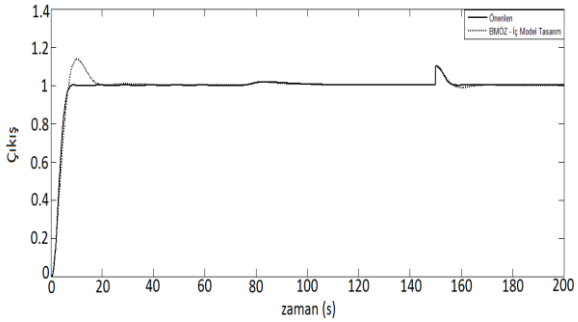
$$G_{BMÖZ}(s) = \frac{1}{13.5s+1} e^{-1.75s} \quad (3.2)$$

Bu sistem için önerilen yöntemde kapalı çevrim zaman sabitinin 1.75 olması istenmiştir. Önerilen yöntem için parametreler γ_1=0.1; γ_2=1; γ_3=1; γ_4=1.25 olarak belirlenmiştir.

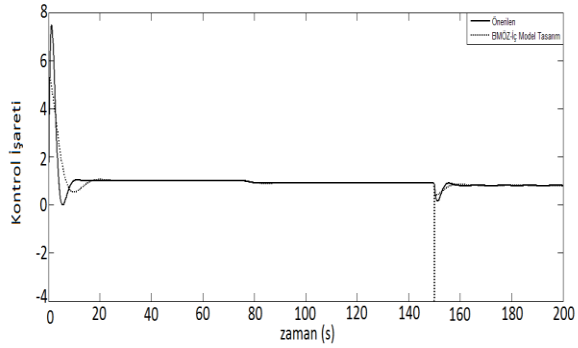
Karşılaştırma amacıyla BMÖZ sistem modeli için de kapalı çevrim zaman sabitini 1.75 olarak ayarlanması hedeflenmiştir. Bu amaçla, IMC tabanlı tasarlanan PID kontrolörün parametreleri ise Kc=5.2857, Ti=14.3750, Td=0.8217 olarak bulunmuştur.

Benzetim çalışması içerisinde 75. ve 150. saniyelerde sisteme 0.1 genlikli bozucular uygulanmıştır.

Bu koşullarda tasarlanan kontrolörlerin performansları aşağıdaki şekiller ve tablo ile verilmiştir.

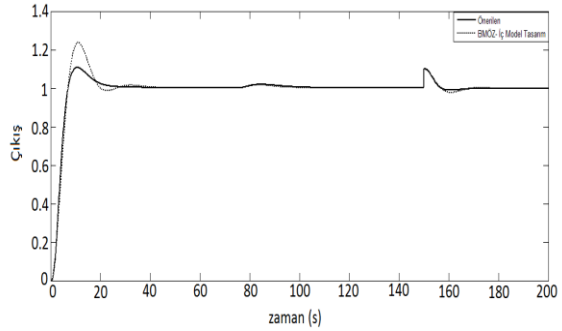


Şekil 2: Basamak giriş işareti için sistem çıkışları

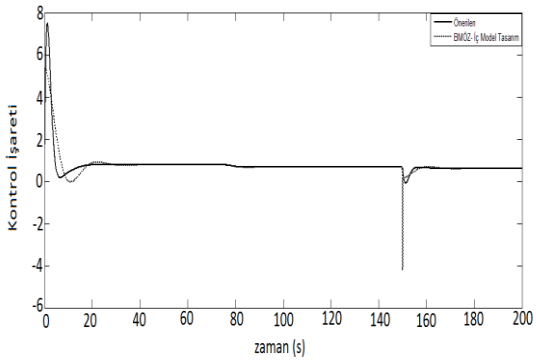


Şekil 3: Sistem kontrol işaretleri

Şekil 2 üzerinde görüldüğü üzere verilen performans değerleri için hazırlanan kontrolörler de önerilen yöntem aşımsız bir cevap verirken iç model kontrol yöntemi ile tasarlanan PID kontrolörlü sistemin çıkışı aşım yapmıştır.



Şekil 4: Parametrelerin %30 değiştiği durumda basamak giriş işareti için sistem çıkışı



Şekil 5: Parametrelerin %30 değiştiği durumda kontrol işaretleri

Ardından (3.1) de verilen transfer fonksiyonundaki sistem kutuplarından en yavaş olan iki tanesi %30 değiştirilerek sonuçlar Şekil 4 ve 5 de verilmiştir.. Şekil5' ten görüldüğü üzere önerilen yöntem daha iyi bir sonuç vermiştir. Tablo1' de gösterilen veriler önerilen yöntemin ISE değerlerinin daha düşük olduğunu göstermiştir.

Tablo1: Karşılaştırılan tasarımların ISE performans kriterleri

	ISE	**ISE (%30 değişim)**
Önerilen	**2.662**	**2.985**
BMÖZ-İç Model Tasarım	**2.9**	**3.36**

3.2 Doğrusal olmayan sistem için kontrolör tasarımı

İkinci bölümde ise doğrusal olmayan 'küresel tank' (spherical tank) sisteminden bir sistem tanıma deneyi ile veri toplanmıştır. Bu veriler kullanılarak ilk olarak doğrusal olmayan model elde edilmiş, ardından kontrolör tasarımında kullanılmak üzere üçüncü mertebeden doğrusal bir model ve BMÖZ bir model oluşturulmuştur. Elde edilen üçüncü mertebeden model

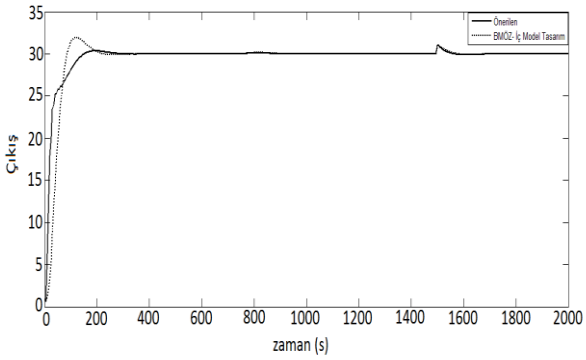
$$G(s) = \frac{0.2428}{(19.33s+1)(19.33s+1)(19.375s+1)} \qquad (3.3)$$

şeklindedir. Bu model BMÖZ olarak indirgendiğinde

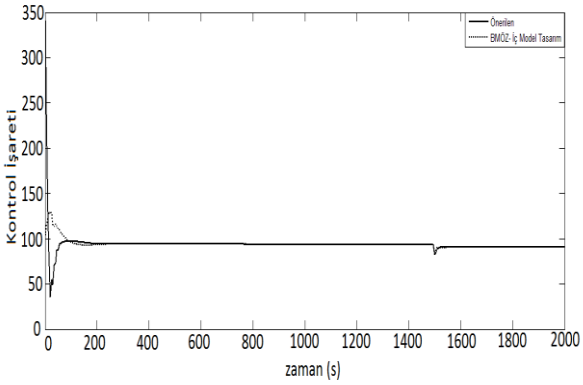
$$G_{BMÖZ}(s) = \frac{0.2412}{(32.225s+1)} e^{-27.654s} \qquad (3.4)$$

elde edilmiştir.

Önerilen tasarım yönteminde (3.3) ile verilen model kullanılmış ve zaman sabitinin 40 s. Olması hedeflenmiştir. Karşılaştırma için BMÖZ model kullanılarak IMC tabanlı PID kontrolörü tasarlanmış ve kontrolör parametreleri bu sistemin kapalı çevrim zaman sabitinin 40 s. olmasını sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Tasarlanan sistemlere genliği 30 olan basamak giriş işareti uygulanıp, 750 ve 1500. saniyelerde 1 genlikli bozucuların etkisinden sonra sistem çıkışları incelenmiş ve sonuçlar Şekil 6 ve 7 de verilmiştir.



Şekil 6: Basamak giriş işareti için sistem çıkışları



Şekil 7: Sistem kontrol işaretleri

Şekil 6' dan görüldüğü gibi önerilen yöntem, BMÖZ sistem modeli için tasarlanan kontrolörden daha iyi bir yanıt vermiştir. Bu şekillerin yanı sıra tasarlanan kontrol sistemlerinin ISE performans kriterine göre karşılaştırılmaları yapılmıştır. Tablo2' de görüldüğü üzere önerilen yöntem daha iyi bir sonuç vermiştir.

Tablo2: Performans kriterleri

	ISE
Önerilen	**15680**
BMÖZ-İç Model Tasarım	**30640**

4. Sonuç

Bu bildiride sistemlerin BMÖZ sistem modellerine indirgemesine alternatif olarak yüksek mertebeli modeller kullanılmasını sağlayacak olan kontrolör tasarım yöntemi önerilmiştir. Benzetim sonuçlarında önerilen kontrol yapısının hem yüksek mertebeden doğrusal sistemler için, hem de yüksek mertebeden modellenmiş doğrusal olmayan sistemler için uygulanabilir olduğu, yapılan karşılaştırmalar ile gösterilmiştir.

Gerekirse parametre sayısı artırılarak daha etkin bir kontrol yapısına ulaşılabileceği aşikardır.

Kaynakça

[1] O. Garpinger, T. Hägglund, K. J. Aström, Performance and robustness trade-offs in PID control, Journal of Process Control 24 (2014) 568–577

[2] S. Skogestad, Simple analytic rules for model reduction and PID controllertuning, Journal of Process Control 13 (4) (2003) 291–309.

[3] E. B. Dahlin, Designing and tuning digital controllers, Instruments and ControlSystems 41 (6) (1968) 77–83.

[4] J. D. Higham, 'Single-term' control of first- and second-order processes withdead time, Control 12 (1968) 136–140.

[5] D. E. Rivera, M. Morari, S. Skogestad, Internal model control. 4. PID controllerdesign, Industrial and Engineering Chemistry Process Design and Development25 (1986) 252–265.

[6] O. Çakıroğlu, M. Güzelkaya, İ. Eksin, 'Improved cascade controller design methodology based on outer - loop decomposition' Transactions of the Institute of Measurement and Control (2014) DOI: 10.1177/0142331214536202

[7] O. Çakıroğlu, M. Güzelkaya, İ. Eksin, 'İntegratör ve ölü zaman etkili sistemler için bir seri ardışıl kontrol yapısı', TOK2013

Özdeğer Atama Probleminde Sayısal Olarak Uygulanabilir Algoritmaların Gerçeklenmesi ve Karşılaştırılması

Tarık Ayabakan[1], *İlker Üstoğlu*[2], *Özgür T. Kaymakçı*[2]

[1] Kuzey Deniz Saha Komutanlığı, İstanbul
{tarikayabakan}@gmail.com

[2] Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
{ustoglu,kaymakci}@yildiz.edu.tr

Özetçe

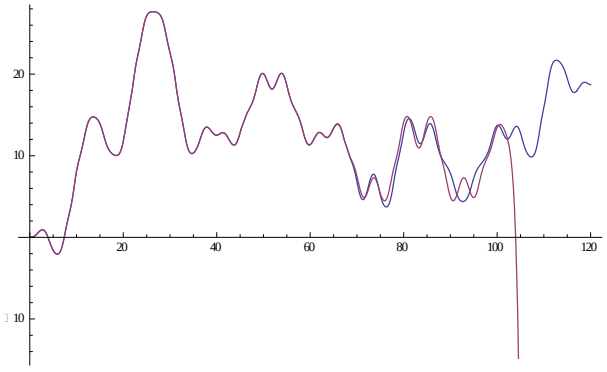
Bu çalışma özdeğer atama probleminde (ÖAP) beş farklı algoritmanın CH-47 helikopter modelinde uygulanarak elde edilen sonuçları karşılaştırmaktadır. Bu algoritmalar özyineli (recursive) çok girişli özdeğer atama algoritması, belirtik (explicit) QR çok girişli özdeğer atama algoritması, tek girişli özdeğer atama için özyineli RQ algoritması, tek girişli özdeğer atama için örtük (implicit) RQ algoritması ve Schur yöntemi algoritmasıdır. Ayrıca kullanılan tüm algoritmaları kapsayan genel bir algoritma yapısına da yer verilmiştir. Çok girişli çok çıkışlı sisteme sahip olan CH-47 modelinde kullanılan algoritmalardan elde edilen sonuçlar ve karşılaştırmalar neticesinde bize en iyi durumu veren algoritma ortaya koyulmuştur.

1. Giriş

Kutup atama veya yerleştirme, doğrusal sistem kapalı çevrim kutuplarının istenen değerlere durum geri beslemeli veya çıkış geri beslemeli olarak yerleştirildiği tasarım tekniğidir. Çalışmada kullanacağımız durum geri beslemesi ile kutup atama problemi ve ilgili çalışmalar kontrol teorisinde uzun bir geçmişe ve önemli bir yere sahiptir. Kutup atama işleminin başarısı kararlılık ve sistem performansı üzerinde kritik rol oynar[1]. Lineer sistemimiz $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$, $y(t) = Cx(t) + Du(t)$ durum uzayı modeli ile ve kontrol $u(t) = v(t) - Kx(t)$ ifadesi ile verilmiş olsun, burada K sabit matris ve $v(t)$ referans giriş vektörüdür. Bu durumda durum uzayı yeni modelimiz $\dot{x}(t) = (A - BK)x(t) + Bv(t)$, $y(t) = (C - DK)x(t) + Dv(t)$ biçiminde olur. Elde ettiğimiz yeni sistemde bulacağımız K matrisi yeni sistemimizi kararlı kılacak olan matristir. Dolayısı ile durum geribesleme ile kararlı kılma problemimiz, verilen (A, B) matrisleri ile $A - BK$ yı kararlı kılan K matrisini bulmak olarak tanımlanabilir.

Özdeğerlerin karmaşık düzlemde istenilen yerlere yukarıda verilen kontrol kuralı ile atanması durum geri besleme ile özdeğer atama olarak adlandırılır. Kontrol teorisi literatüründeki genel kullanımı ise özdeğer-atama problemidir [2]. Özdeğer atama probleminin çözümü için birçok yöntem bulunmaktadır. Ancak bazı yöntemler (Ackermann formulü, Bass-Gura formulü vs.) teorik olarak doğru olsalar da sayısal olarak çoğu kez uygulanabilir yöntemlere dayanmazlar. Bu durumun öncelikli nedeni bu yöntemlerin kontrol edilebilir (A, B) çiftinin kontrolör-doğal biçim dönüşümüne dayalı olmasıdır. Ayrıca dönüştürülen matris bazı durumlarda yüksek koşul sayısına (highly ill-conditioned) sahip olabilir. Bizim kullanacağımız yöntemler sayısal olarak daha uygulanabilir yöntemlerdir ve (A, B) çiftinin kontrolör-Hessenberg biçimine dönüşümüne veya A matrisinin Schur biçimine dönüşümüne dayanır.

Sayısal olarak daha uygulanabilir oluşun ayrıntılarına girmeden önce makine hassasiyetine yönelik olarak $x(0) = x'(0) = 0$ sınır koşulları ile verilen $x'' + 2\sin(x) = \sin(t)$ adi diferansiyel denklemini ele alalım. Denklemin çözümünde kullanılan nümerik yöntemde makine hassasiyetinin (machine precision) iki katına çıkartılması durumunda çözümdeki değişim bir önceki çözüm ile karşılaştırılarak Şekil 1'de verilmiştir. Bu basit örnek bize makine hassasiyetinin gerçekleme söz konusu olduğunda ihmal edilebilir bir unsur olmadığını göstermektedir.



Şekil 1: Makine hassasiyetinin arttırılmasının etkisi

Öte yandan makine hassasiyetinin önemi kontrol problemlerinde özellikle ortogonal olmayan matrislerin çarpımlarının sık olarak yapıldığı problemlerde karşımıza çıkar. Örnek olarak kontrol edilebilir bir (A, B) çiftini ele alalım ve kontroledilebilirlik matrisinin en küçük tekil değerinin 10^{-12} mertebesinde olduğunu varsayalım, makine hassasiyetinin bu değerden daha düşük olmadığı bir hesap aracında kontrol edilebilirliğin yitirileceği aşikardır [3–5]. Bu konuda Tablo 1 makine hassasiyeti ve kayan nokta formatları arasındaki ilişkileri ortaya koymaktadır [6]. Aşağıdaki tabloda b tabanı, p ise makine duyarlığını temsil etmektedir.

2.Özdeğer Atama Problemi için Genelleştirilmiş Algoritma

Bu yöntemlerde kullanılan algoritmaları genelleştirmek mümkündür. Çünkü yapı olarak benzerdirler. Genel algoritma yapısında öncelikle kontrol edilebilir (A, B) çiftinin doğal biçime (canonical form) indirgenmesi yapılacaktır. Bunun için kontrollör-Hessenberg biçimi kullanılacaktır [2].

Adım 1 Kontroledilebilir (A, B) çifti ilk olarak Hessenberg çiftine $(\mathrm{H}, \widetilde{\mathrm{B}})$ dönüştürülmelidir. Bunun için ortogonal bir P matrisi oluşturulur. Burada $P\,A\,P^T = H$, indirgenmemiş blok üst Hessenberg matrisi,$PB = \tilde{B} = \binom{B_1}{0}$, B_1 ise üst üçgendir.

Not: Tek girişli durumlarda, kontrolör-Hessenberg çifti $(\mathrm{H}, \tilde{\mathrm{b}})$ biçimindedir. Burada H, indirgenmemiş blok üst Hessenberg matirisi ve $\tilde{b} = Pb = \beta e_1, \beta \neq 0$ ifadeleri geçerlidir.

Adım 2 Özdeğer atama problemi $(\mathrm{H}, \widetilde{\mathrm{B}})$ çifti için H ve $\widetilde{\mathrm{B}}$ özel biçimleri kullanılarak çözülmüştür. Bu adımda aşağıdaki eşitlikteki F matrisi bulunur.

$$\Omega\left(H - \widetilde{\mathrm{B}}F\right) = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\} \quad (1)$$

Not: Tek girişli durumlarda, bu adımda satır vektörü f^T bulunur. $\Omega(H - \beta e_1 f^T) = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ ifadesi geçerlidir. Burada $\Omega(.)$ bir matrisin spektrumunu temsil etmektedir.

Adım 3 Asıl problemimizdeki geri besleme K matrisi, dönüştürülen Hessenberg problemindeki geri besleme matrisi F ile (A,B) çiftini $\left(H, \widetilde{\mathrm{B}}\right)$ çiftine dönüştüren P ortogonal matris çarpımı ile yeniden elde edilir, başka bir deyişle $K = FP$'dir.

Not:$\Omega\left(H - \tilde{B}F\right) = \Omega(PAP^T - PBFPP^T) = \Omega(P(A - BK)P^T) = \Omega(A - BK)$.

Tablo 1: Makine hassasiyeti ve kayan nokta formatları

IEEE 754 (2008)	C++ tipi	b	p	Makine Epsilon ($b^{-(p-1)}$)
binary16	–	2	11	9.77e-04
binary32	float	2	24	1.19e-07
binary64	double	2	53	2.22e-16
binary80	_float80	2	64	1.08e-19
binary128	_float128	2	113	1.93e-34
decimal32	_Decimal32	10	7	10^{-6}
decimal64	_Decimal64	10	16	10^{-15}
decimal128	_Decimal128	10	34	10^{-33}

3.Tek Girişli ÖAP için Sayısal Yöntemler

3.1. Tek Girişli ÖAP için Özyineli RQ Algoritması

Bu yöntem, H indirgenmemiş üst Hessenberg matrisi ve $S = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ karmaşık eşleniklik işlemi altında kapalı bir kümeyi temsil ederken $\Omega(H - e_1 f^T) = S$ kılacak bir f geribesleme vektörünün bulunması olarak tanımlanır[2].

Adım 1 $H_1 = H$

Adım 2 $i = 1,2, \dots, n$ için

$$R_i Q_i = H_i - \lambda_i I \quad (2)$$

$$H_{i+1} = Q_i R_i + \lambda_i I \quad (3)$$

Adım 3 $\rho = \prod_{i=1}^{n} r_{nn}^{(i)}$ ve $r_{nn}^{(i)}$ için $f = \alpha\rho e_n^T Q_n Q_{n-1} \cdots Q_1$ hesapla.

3.2. Tek Girişli ÖAP için Örtük RQ Algoritması

H indirgenmemiş $n \times n$ Hessenberg matrisi, $\beta \neq 0$ ve $S = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ olmak üzere öyle bir k vardır ki $\Omega(H - \beta e_1 k^t) = S$ sağlanır. Bu yöntem aşağıdaki adımlarla gerçeklenir[7].

Adım 1 $H_1 = H, \beta_1 = \beta, \hat{Q} = I$ ve $k = 0$

$i = 1,2, \dots, n-1$ için $e_n^t(H_i - \lambda_i I)P_i^t = \alpha e_n^t$ ve P_i'yi hesapla

$U_i P_i H_i P_i^t U_i^t$ üst Hessenberg matrisi ve H_i'yi hesapla

$$Q_i = \begin{bmatrix} y_i^t \\ \widetilde{Q_i} \end{bmatrix} = U_i P_i \quad (4)$$

ve $\tau = e_i^t(H_i - \lambda_i I)Q_i^t e_1/\beta_i$ hesapla

$\beta_{i+1} = q_{21}^{(i)}\beta_i$ hesapla

$$Q_i H_i Q_i^t = \begin{bmatrix} * & * \\ 0 & H_{i+1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

ve H_{i+1}hesapla

$k = k + \tau\hat{Q}^t y_i^t$ hesapla

$\hat{Q} = \widetilde{Q_i}\hat{Q}$ hesapla.

Adım 2 $\tau = (H_n - \lambda_n)/\beta_n$ hesapla, $k = k + \tau\hat{Q}^t$ hesapla.

4.Çok Girişli ÖAP İçin Sayısal Yöntemler

4.1 Özyineli Çok Girişli Özdeğer Atama Algoritması

Girişler: $A -$ nxn durum matrisi, $B -$ nxm giriş matrisi (m≤n), $S = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ karmaşık eşleniklik işlemi altında kapalı bir küme.

Kabuller: (A, B) çifti kontrol edilebilir.

Çıkış: K geribesleme matrisi, $\Omega(A - BK) = S$.

Bu verilenler ışığı altında yöntem aşağıdaki adımlar ile gerçeklenir.

Adım 1 (A,B) çifti kontrolör-Hessenberg $\left(H, \widetilde{\mathrm{B}}\right)$ çiftine indirgenir. Bunun için P ortogonal matrisi oluşturulur. $P\,A\,P^T = H$, k köşegen bloklu indirgenmemiş blok üst Hessenberg matrisi ve $PB = \tilde{B} = \binom{R}{0}$, R üst üçgendir ve tam ranklıdır.

Adım 2 S ayrıştırılır; $S = \cup\, \Omega(\Lambda_{ii})$, Λ_{ii} $\mathrm{n}_i \times \mathrm{n}_i$ köşegen matristir.(Burada $H = (H_{ij}); H_{ij} \in \mathbb{R}^{\mathrm{n}_i \times \mathrm{n}_i}$ içindeki blokların boyutları n_i' leri tanımlar.)

Adım 3 $L_k = (0, \dots, 0, I_{n_k})$ olarak tanımla.

Adım 4 $i = k-1, \dots, 1$ için

4.1 $\tilde{L}_i \equiv L_{i+1}H - \Lambda_{i+1,i+1}L_{i+1}$ hesapla

4.2 $\tilde{L}_i^T : \tilde{L}_i^T = QR$ ayrışımını hesapla

4.3 $L_i = Q_1^T$ olarak tanımla. Q_1, $Q = (Q_1, Q_2)$ matrisinin n_i sütunlarıdır.

Adım 5 L_{11} L_1in ilk n_1 sütunu olmak üzere $(L_{11}R)F = L_1H - \Lambda_{11}L_1$ lineer sistemden F'i bul.

Adım 6 Asıl problemin geribesleme matrisi K'yı hesapla:

$$K \equiv FP \tag{6}$$

4.2 Çok Girişli ÖAP için Belirtik QR Algoritması

Adım 1 Kontroledilebilir (A,B) çifti kontrolör-Hessenberg çiftine $(H, \tilde{B})$ dönüştürülür:

$$PAP^T = \begin{pmatrix} H_{11} & & & \\ H_{21} & \ddots & & H_{ij} \\ & \ddots & \ddots & \\ 0 & & H_{k,k-1} & H_{kk} \end{pmatrix} \tag{7}$$

ve

$$PBU = \tilde{B} = \begin{pmatrix} B_{11} \\ 0 \end{pmatrix} \tag{8}$$

B_{11} matrisi ve H içindeki altköşegen bloklar $(R, 0)$ formundadır ve R tekil olmayan üst üçgen bir matristir.

Adım 2 Ortogonal matris Q ve geribesleme matrisi F oluşturulur. Öyle ki $\Omega\big(Q^T(H - \tilde{B}F)Q\big) = \{\lambda_1, \dots, \lambda_n\}$ ifadesi sağlanır.

Adım 3 Asıl problemimizin geribesleme matrisi K ikinci adımdaki Hessenberg probleminde bulunan F geribesleme matrisinden elde edilir:

$$K = UFP \tag{9}$$

4.3 Çok Girişli ÖAP için Schur Yöntemi

Bu yöntemde diğer algoritmalarda kullanılan genelleştirilmiş algoritmayı kullanılmayacaktır. Çünkü Schur yönteminde çok girişli ÖAP sistemimizin A matrisinin gerçel Schur biçime (RSF) indirgenmesi ile bulunur:

$$R = QAQ^T = \begin{pmatrix} A_1 & A_3 \\ 0 & A_2 \end{pmatrix} \tag{10}$$

A matrisinin RSF'si ve $\hat{B} = QB$ dönüştürülmüş kontrol matrisi olmak üzere $\hat{B} = \begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \end{pmatrix}$ olarak yazarsak (A, B) kontrol edilebilir olduğu için (A_2, B_2) de kontrol edilebilirdir. A matrisinin RSF'si R şu şekilde derecelendirilmiştir; A_1 "*iyi*" özdeğerleri, A_2 "kötü" özdeğerleri taşır. İyi özdeğerler kalmasını istediğimiz, kötü özdeğerler ise yeniden atamak istediğimiz özdeğerlerdir. Burada önemli soru A_1'in değişmemesi ve A_2'nin de yeniden istediğimiz yerlere atanmasını sağlayacak geribesleme matrisi F'in nasıl belirleneceğidir; eğer geribesleme matrisi F, $F = (0, F_2)$ formunda belirlenirse geribesleme matrisi $(R, \hat{B})$ uygulandıktan sonra

$$R - \hat{B}F = \begin{pmatrix} A_1 & A_3 - B_1F_2 \\ 0 & A_2 - B_2F_2 \end{pmatrix} \tag{11}$$

elde edilir. Burada $R - \hat{B}F$ özdeğerleri A_1 ve $A_2 - B_2F_2$ birleşimidir. Problemimiz $A_2 - B_2F_2$ yapısında istenen spektrumu sağlayacak F_2'yi bulmaya indirgenmiştir. A_2 köşegen blokları skaler (1×1) veya 2×2 matris olduğu için yapmamız gerekenler aşağıdaki işlev ile $p = 1$ veya 2 olmak üzere $p \times p$ matrisine özdeğer atamaktır.

Algoritma 4.3.1 p ($p = 1$ *veya* 2) özdeğerlerini atama algoritması

Girişler:

M – p boyutlu durum matrisi

G – $(p \times m)$boyutlu kontrol matrisi

Γ_p – kompleks konjuge altında kapalı p kompleks sayıları

r – G'nin rankı

Varsayım: (M, G) kontroledilebilir.

Çıkış: F_P – Spektrumu Γ_p olan geribesleme matrisi.

Yukarıda verilenler ışığı altında yöntem aşağıda yer alan adımlar ile gerçeklenir:

Adım 1 G'nin tekil değer ayrışımını yap. Tekil değer ayrışımında kullanılan U ve V'yi bul. $\hat{G}$, $r \times r$ boyutlu matris ve $G = U\big(\hat{G}, 0\big)V^T$.

Adım 2 $\widehat{M} = U^T M U$

Adım 3 Eğer $r = p$ ise $\widehat{F_p} = \big(\hat{G}\big)^{-1}(\widehat{M} - J)$ hesapla ve adım 6'ya git. J $p \times p$ boyutlu ve özdeğerleri Γ_p olan bir matristir.

Adım 4 $\Gamma_2 = \{\lambda_1, \lambda_2\}$ ve

$$\widehat{M} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix} \tag{12}$$

$$\hat{G} = \begin{pmatrix} \beta \\ 0 \end{pmatrix} \tag{13}$$

Adım 5 $\widehat{F_p} = (\widehat{F_{p1}}, \widehat{F_{p2}})$ hesapla:

$$\widehat{F_{p1}} = (m_{11} + m_{22} - \lambda_1 - \lambda_2)/\beta \tag{14}$$

$$\widehat{F_{p2}} = \left(\frac{m_{22}}{m_{21}}\right)\widehat{F_{p1}} - \frac{m_{11}m_{22} - m_{12}m_{21} - \lambda_1\lambda_2}{m_{21}\beta} \tag{15}$$

Adım 6 $F_p = V \begin{bmatrix} \widehat{F_p} \\ 0 \end{bmatrix} U^T$ hesapla.

Algoritma 4.3.1 A_2'nin tüm özdeğerlerini atamak için kullanılabilir. Özdeğerlerden 1 veya 2 tanesini bir seferde değiştirerek bu işlem yapılır. Süreç A_2'nin son $p \times p$ bloğu ile başlar ve daha sonra yukarıdaki algoritma kullanılarak bu blok ile yapılan atama işlemi tamamlanır. Yeni bir $p \times p$ köşegen blok ortogonal benzerlik kullanılarak hareket ettirilir ve atama prosedürü yeni blok için tekrarlanır. İstenen geribesleme matrisi yukarıda elde ettiğimiz geribesleme matrislerinin bileşimi ile elde edilir. Genel işlev ise aşağıdaki gibidir:

Algoritma 4.3.2 Çok girişli ÖAP için Schur algoritması

Girişler:

A – n ×n durum matrisi

B – n×m giriş matrisi

S – karmaşık eşleniklik işlemi altında kapalı bir küme

Varsayım: (A, B) kontrol edilebilir.

Çıkış: K – geribesleme matrisi. Γ takımı altındaki sayılar $(A - BK)$ nın spektrumudur.

Adım 1 A matrisini RSF ye dönüştür.

$$A \equiv QAQ^T = \begin{bmatrix} A_1 & A_3 \\ 0 & A_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

A_1 $r \times r$, A_2 $(n-r) \times (n-r)$ boyutlarında olup; A_1 iyi özdeğerlere ve A_2 kötü özdeğerlere sahiptir.

$B \equiv QB$ olarak yeniden düzenlenir ve $\hat{Q} = Q$ olur.

Adım 2 $K \equiv 0$ ve $i = r + 1$

Adım 3 $i > n$ ise dur.

Adım 4 M'yi A'nın içindeki son blokta p. dereceye eşitle ($p = 1$ $veya$ 2). G'yi B'nin son p satırlarına eşitle.

Adım 5 Algoritma 4.3.1'i p özdeğerlerini S'den kaydırmak için kullanarak $F_p$yi hesapla.

Adım 6 K ve A'yı yeniden hesapla:

$$K \equiv K - (0, F_p)Q, \quad (17)$$

$$A \equiv A - B(0, F_p) \quad (18)$$

Adım 7 A'nın son bloğunu Q içindeki dönüşümleri toplayarak (i, i) konumuna getir.

Adım 8 $i \equiv i + p$ ve Adım 3'e geri dön.

5. CH-47 Helikopter Modeli

Yukarıda tek giriş ve çok girişli durumlar için gösterilen özdeğer atama algoritmaları CH-47 Helikopter modeli kullanılarak test edilecektir. Çok girişli çok çıkışlı ve kontrol edilebilir yapıya sahip modelin durum uzay modelinde yer alan matrisler aşağıdaki gibidir [8]:

$$A = \begin{bmatrix} -0.02 & 0.005 & 2.4 & -32 \\ -0.14 & 0.44 & -1.3 & -30 \\ 0 & 0.018 & -1.6 & 1.2 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0.14 & -0.12 \\ 0.36 & -8.6 \\ 0.35 & 0.009 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 57.3 \end{bmatrix}$$

CH-47'nin özdeğerlerinden üçünün reel kısımlarının pozitif olduğunu görürüz. Özdeğer atama işlemi sonunda istenen yeni kutuplar $\{-3.8, -2.7, -1.6, -1.5\}$ biçiminde olsun. Sırasıyla daha önce ele aldığımız algoritmaları özdeğer atama problemimize uyguladığımızda elde ettiğimiz kazanç matrisleri şöyledir.

Özyineli RQ algoritması ile elde ettiğimiz kazanç matrisimiz

$$k_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4.77002 & -1.19238 & -140.227 & -378.945 \end{pmatrix},$$

Örtük RQ algoritması ile elde ettiğimiz kazanç matrisimiz

$$k_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 4.77002 & -1.19238 & -140.227 & -378.945 \end{pmatrix},$$

Özyineli çok girişli özdeğer atama algoritma ile elde ettiğimiz kazanç matrisimiz

$$k_3 = \begin{pmatrix} -2.09659 & 0.0995402 & 17.7769 & 82.0133 \\ 81.642 & -1.8538 & -409.991 & -2535.45 \end{pmatrix},$$

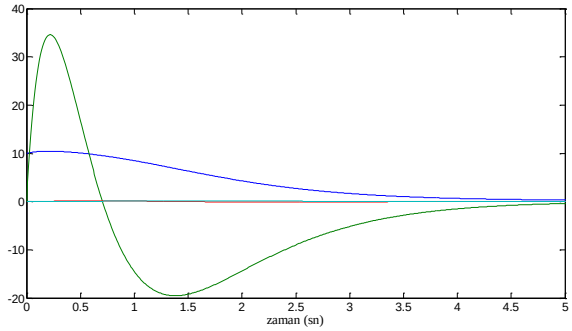
Belirtik QR algoritması ile elde ettiğimiz kazanç matrisimiz

$$k_4 = \begin{pmatrix} 0.953249 & 0.0471906 & 24.8759 & 60.6292 \\ 32.0943 & -0.867521 & -449.597 & -1442.29 \end{pmatrix},$$

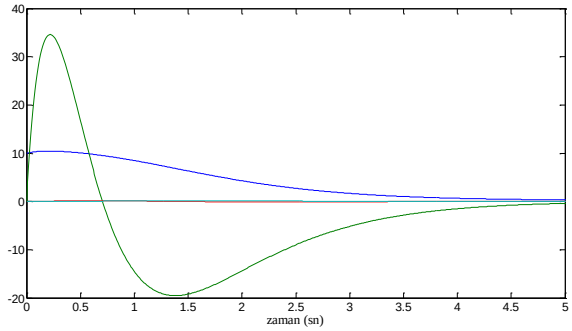
Schur algoritması ile elde ettiğimiz kazanç matrisimiz ise aşağıdaki gibi olur

$$k_5 = \begin{pmatrix} -1.42439 & 0.085929 & 19.0178 & 66.0814 \\ 0.0363694 & -0.2236 & 1.51843 & 5.24235 \end{pmatrix}.$$

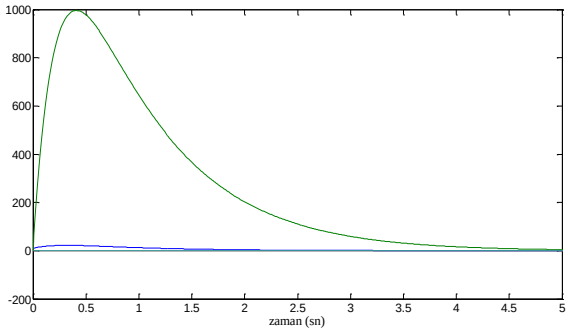
Elde ettiğimiz kazanç matrislerine baktığımızda tek girişli sistemlerde çözüm tek iken çok girişli sistemlerde çözüm tek değildir. Her algoritmada farklı sonuç elde edilir. Bu nedenle algoritmalar arasında en uygun olanının belirlenmesi gerekmektedir. Çok girişli sitemlerde hangi algoritmayı kullanacağımıza karar vermede koşul sayısı (condition number) oldukça önemlidir [9]. Koşul sayıları özyineli algoritma için 572.5077, belirtik QR algoritma için 245.499, tek girişli özdeğer atama için özyineli RQ algoritma ve örtük RQ algoritma için sonsuz (∞), Schur yöntemi için ise 251.8903'tür. Her bir algoritma sonunda elde edilen geribesleme kazanç matrisleri sonrası $x(0) = [10 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T$ başlangıç koşulu ile sistemin yeni durumlarını elde edecek olursak aşağıdaki şekillerde verilen grafikler elde edilir.



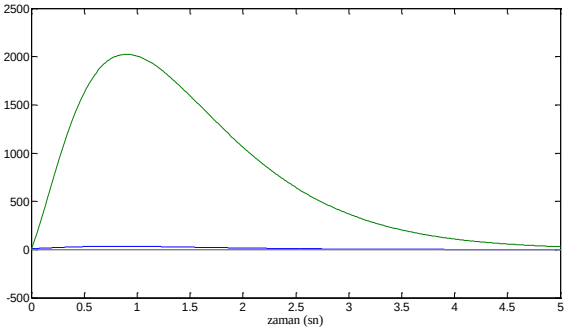
Şekil 2: Tek girişli özdeğer atama için özyineli RQ algoritması



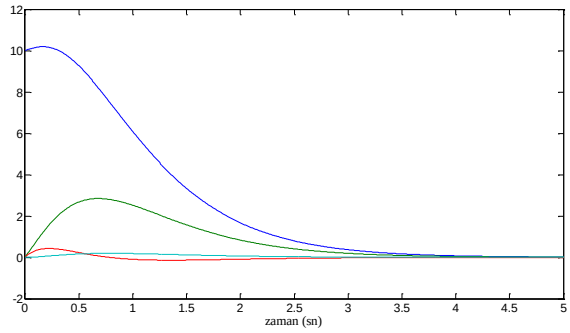
Şekil 3: Tek girişli özdeğer atama için örtük RQ algoritması



Şekil 4: Özyineli çok girişli özdeğer atama algoritması



Şekil 5: Belirtik QR çok girişli özdeğer atama algoritması



Şekil 6: Schur Yöntemi

6.Elde Edilen Verilen Karşılaştırılması

Kazanç matrisleri ve koşul sayılarından anlaşılacağı üzere Doğrudan QR algoritma ile elde edilen koşul sayısı en küçük olanıdır. Her ne kadar istediğimiz özdeğerlere farklı algoritmalarla atama sağlanmış olsa da küçük koşul değerli algoritma tercih edilir. Çünkü yüksek geribesleme kazancı veya yüksek koşul sayısı kapalı çevrim özdeğerlerinde yüksek hassasiyete neden olur. Küçük koşul değeri aynı zamanda daha iyi geçici hal cevabı sağlar [9,10].

Geçici hal cevaplarına baktığımızda ise en çok aşımı belirtik QR, en çabuk yerleşme zamanı tek girişli sistem algoritmaları, en az aşım ve en düşük yerleşme zamanı Schur yöntemi tarafından sağlamaktadır.

Her ne kadar en küçük koşul sayısı belirtik QR algoritması ile elde ediliyor olsa da Schur yöntemi belirtik QR algoritmasına yakın düşük koşul sayısı, en düşük norm, en az aşım ve en hızlı yerleşme avantajları ile en kullanışlı algoritma olarak değerlendirilmektedir.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada özdeğer atama probleminde çeşitli algoritmalar CH-47 modeli üzerinde denenmiştir. İstediğimiz özdeğerlerin tüm algoritmalar ile atanabildiği görülmüştür. Tek girişli sistemler için kazanç matrisi çözümü tek iken çok girişli sistemler için kazanç matrisi çözümü her algoritma için farklıdır. Elde edilen kazanç matrisleri, koşul sayıları ve özdeğer atama sonrası geçici hal cevapları karşılaştırılarak algoritmalardan hangisinin seçilmesi gerektiği vurgulanmıştır. Algoritmaların emre amadelik (availability), güvenilirlik (reliability) ve sistem emniyet (safety) isterlerinin yüksek olduğu kritik uygulamalarda kullanılmasını sağlayabilmek amacıyla yuvarlama hata analizlerine yönelik çalışmalar devam etmektedir.

Kaynakça

[1] Bozkurt, E.Murat ve M.T. Söylemez, "Minimal Sistemlerde Durum Geribeslemesi İle Kutup Atama Probleminin Nümerik Analizi", ELECO'06, Bursa, s: 254-258

[2] N.Biswa Datta, *Numerical Methods for Linear Control Systems*, Elsevier, 2003.

[3] Paige, C. C. "Properties of numerical algorithms related to computing controllability," *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-26, no. 1, 1981, s: 130–138.

[4] Boley, D. L. *Computing the controllability/observability decomposition of a linear time-invariant dynamic system: A numerical approach*, Ph.D. thesis, Stanford University, Dept. of Computer Science, Report no. STAN-CS-81-860, 1981.

[5] Van Dooren, P. M. and M. Verhaegen. "On the use of Unitary state-space transformations," *Contemporary Mathematics*, 47, 1985, s: 447–463.

[6] Higham, Nicholas, *Accuracy and Stability of Numerical Algorithms*, SIAM. s: 27–28,2002.

[7] M. Arnold ve N. Biswa Datta, "Single-input Eigenvalue Assignment Algorithms: A Close-Look,", *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications*, 19, no. 2, 1998, s: 444–467.

[8] Doyle, J. C. and G. Stein. "Multivariable feedback design: Concepts for a classical / modern synthesis." *IEEE Transactions on Automatic Control*, AC-26, no. 1, 1981, s: 4–16.

[9] Varga, A., "Robust pole assignment techniques via state feedback," Decision and Control, Proceedings of the 39th IEEE Conference on , vol.5, no., s:4655,4660, 2000

[10] John S.Bay, *Fundamentals of Linear State Space Systems*, McGraw-Hill, 1999

Sabit Frekanslarda İki Girişli İki Çıkışlı Sistemleri Köşegen Baskın Kılan Statik Köşegen Kontrolörlerin Belirlenmesi

İlhan Mutlu[1], *Mehmet Turan Söylemez*[2]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
{mutlui}@itu.edu.tr

[2] Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
{soylemezm}@itu.edu.tr

Özetçe

Çok girişli çok çıkışlı sistemler endüstride sıklıkla karşılaşılan sistemlerdendir. Farklı giriş ve çıkışlar arasındaki etkileşimler bu tarz sistemlerin kontrolünü zorlaştıran etkenlerin başında gelmektedir ve bu etkileşimler ne kadar fazla olursa sistemin kontrolü de aynı oranda zorlaşmaktadır. Etkileşimlerin azaltılması amacıyla bir ön kontrolör tasarlamak tasarım sürecinin ilk safhası olarak düşünülebilir. Bu amaçla bu çalışmada iki girişli iki çıkışlı sistemler ele alınmış ve bu tarz sistemleri açık ve kapalı çevrimde köşegen baskın kılan statik köşegen kontrolörler belirlenmiştir. Bu çalışma kapsamında öncelikle sabit frekanslarda iki girişli iki çıkışlı sistemleri açık çevrimde köşegen baskın kılan statik köşegen kontrolörlerin parametrelerinin sağlaması gereken aralıklar belirlenmiştir. Daha sonra da kapalı çevrimde köşegen baskınlığının garanti altına alınabilmesi için bir yeter şart belirlenmiştir. Bu yeter şart kullanılarak kapalı çevrimde iki girişli iki çıkışlı sistemleri statik köşegen kontrolörlerle köşegen baskın kılan kazanç aralıklarının belirlenmesine yönelik bir algoritma önerilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları, önerilen algoritmanın başarımının oldukça iyi olduğunu göstermektedir.

1. Giriş

Endüstride karşılaşılan sistemlerin büyük bir çoğunluğu çok girişli çok çıkışlı olarak kabul edilen sistemlerdir [1]. Tek girişli tek çıkışlı sistemlerle karşılaştırıldığında farklı giriş ve çıkışlar arasındaki etkileşimler bu tarz sistemlerin kontrolünü zorlaştıran etkenlerin başında gelmektedir. Farklı giriş ve çıkışlar arasındaki etkileşimler arttıkça sistem için kontrolör tasarımı da aynı oranda zorlaşmaktadır. Bu gibi durumlarda tasarım aşamasının ilk adımı olarak bu etkileşimlerin azaltılması eskiden beri bilinen stratejilerden birisidir.

Farklı giriş ve çıkışlar arasındaki etkileşimlerin ortadan kaldırılması için [2]'de bir köşegenleştirme yöntemi öne sürülmüştür. Kısıtlı bir sistem sınıfı için geçerli olan böyle bir köşegenleştirme yönteminin uygulanmasının da kendi içinde zorlukları vardır. Ancak, köşegenleştirme mümkün bile olsa modelleme hatalarından dolayı pratikte etkileşimlerin tam olarak yok edilmesinden söz etmek çok mümkün değildir [3].

Çok girişli çok çıkışlı bir sistemde etkileşimler sistemi köşegen baskın kılan kontrolörler kullanılarak da azaltılabilir. Köşegenleştirme işleminde amaç etkileşimleri tamamen ortadan kaldırmak iken köşegen baskın kılmada ise köşegen terimin genliğini ilgili satır veya sütundaki diğer tüm elemanların genlikleri toplamından daha büyük yapmaktır. Köşegenleştirme ile karşılaştırıldığında köşegen baskın kılma çok daha geniş bir sistem sınıfı için uygulanabilmektedir.

Köşegen baskınlığın sağlanması ve analiz edilmesi için literatürde çeşitli yöntemler bulunmaktadır. Yapılan çalışmalar incelendiğinde tek girişli tek çıkışlı sistemler için var olan frekans boyutu yöntemlerinin çok giriş çok çıkışlı sistemlere genelleştirilmesinin ilk olarak Rosenbrock ve Hawkins tarafından gerçekleştirildiği görülmektedir [4,5]. Bu çalışmaların ardından sabit frekanslarda köşegen baskınlığın sağlanması için bir çok çalışma gerçekleştirilmiştir. Perron Frobenius özdeğeri [6], Hawkins'in sözde köşegenleştirme tekniği [7,8], MacFarlane ve Kovaritakis'in ALIGN algoritması [9] ve Edmund'un ölçeklendirme algoritması [10] bu yöntemlerin başlıcaları olarak kabul edilebilir.

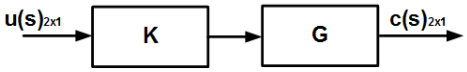
Köşegen baskın kılma problemi çok farklı şekillerde tanımlanabilir. Dolayısıyla bu problemin çözümü de çok farklı yöntemlerle elde edilebilir. Nobakthi ve diğerleri [11] 2003'te köşegen baskınlığı bir optimizasyon problemi olarak tanımlamış ve çözümü de Genetik Algoritma ile aramıştır. 2004'te ise Chungtai ve Munro tarafından LMI tabanlı bir yöntem öne sürülmüştür [12]. 2006 yılında ise Nobakthi ve Wang ise tarafından H2 normunun minimizasyonuna dayanan bir yöntem önerilmiştir [13]. 2010'da ise Nobakthi tarafından statik ön kompanzatörler için koşullar öne sürülmüşttür[14].

Bu çalışmada ise özel olarak iki girişli iki çıkışlı sistemler ele alınacaktır. Sabit frekanslarda açık ve kapalı çevrimli sistemleri hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan statik köşegen kontrolörlerin alabileceği değer aralıkları belirlenecektir. Bu amaçla 2. Bölüm'de açık çevrim sistemin köşegen baskın kılınabilmesi için kontrolör parametrelerinin alabileceği değerler belirlenecektir. 3. Bölümde ise kapalı çevrim sistemin satır ve sütun köşegen baskın olması için yeter şartlar belirlenecektir. Buna ek olarak elde edilen sonuçlardan yararlanılarak sabit frekanslarda sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan kontrolör parametrelerinin belirlenmesine yönelik yeni bir algoritma önerilecektir. 4. Bölüm'de ise elde

edilen sonuçlar ve önerilen algoritma kullanılarak benzetimler gerçekleştirilecektir. Son olarak 5. Bölüm'de ise elde edilen sonuçlar ve ileriye dönük yapılabilecek çalışmalar değerlendirilecektir.

2. Açık Çevrimde Köşegen Baskın Kılan Statik Köşegen Kontrolörler

Bu bölümde açık çevrimde iki girişli iki çıkışlı sistemler için hem satır hem de sütun baskınlığı için gerek-yeter koşullar belirlenecektir. Bu amaçla Şekil 1'de verilen yapı göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 1: Statik köşegen kontrolörle kontrol edilen açık çevrim sistem

Burada G transfer fonksiyonu matrisi ve K statik köşegen kontrolörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Bu durumda açık çevrim transfer fonksiyonu matrisi

$$\mathrm{L} = GK = \begin{bmatrix} k_1 g_{11} & k_2 g_{12} \\ k_1 g_{21} & k_2 g_{22} \end{bmatrix} \quad (3)$$

olur.

2.1. Satır Köşegen Baskınlığı

Ele alınan sistemin herhangi bir frekansta satır baskın olabilmesi için aşağıdaki koşulların sağlanması gerekir:

$$|k_1 g_{11}| \geq |k_2 g_{12}| \quad (4)$$

$$|k_2 g_{22}| \geq |k_1 g_{21}| \quad (5)$$

Genelliği kaybetmeden k_1 ve k_2 'nin sıfırdan büyük olduğu varsayımı yapılırsa

$$k_1|g_{11}| \geq k_2|g_{12}| \Rightarrow k_1 \geq k_2 \frac{|g_{12}|}{|g_{11}|} \quad (6)$$

$$k_2|g_{22}| \geq k_1|g_{21}| \Rightarrow k_2 \frac{|g_{22}|}{|g_{21}|} \geq k_1 \quad (7)$$

(6) ve (7) eşitsizlikleri birleştirilirse

$$k_2 \frac{|g_{22}|}{|g_{21}|} \geq k_1 \geq k_2 \frac{|g_{12}|}{|g_{11}|} \quad (8)$$

elde edilir.(8) denkleminin sağlanabilmesi için ise eşitsizliği iki tarafının birden sağlanması gerekir. Yani

$$k_2 \frac{|g_{22}|}{|g_{21}|} \geq k_2 \frac{|g_{12}|}{|g_{11}|} \quad (9)$$

olmalıdır. (9) ifadesi yeniden düzenlenirse

$$k_2 \left(\frac{|g_{22}|}{|g_{21}|} - \frac{|g_{12}|}{|g_{11}|} \right) \geq 0$$

$$\Rightarrow k_2(|g_{11}||g_{22}| - |g_{12}||g_{21}|) \geq 0 \quad (10)$$

k_2 pozitif olarak varsayıldığından dolayı herhangi bir frekansta sistemin satır köşegen baskın olabilmesi için

$$(|g_{11}||g_{22}| - |g_{12}||g_{21}|) \geq 0 \quad (11)$$

olmalıdır. Bu koşul sağlandığında satır köşegen baskın kılan k_1 değerleri (8)'den elde edilir.

2.2. Sütun Köşegen Baskınlığı

Herhangi bir frekansta ele alınan sistemin sütun baskın olabilmesi için sağlanması gereken koşullar

$$|k_1 g_{11}| \geq |k_1 g_{21}| \quad (12)$$

$$|k_2 g_{22}| \geq |k_2 g_{12}| \quad (13)$$

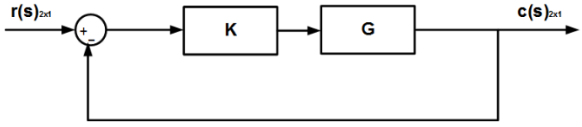
dır. k_1 ve k_2'nin sıfırdan büyük olduğu varsayımı altında sütun köşegen baskınlığı için sağlanması gereken koşullar

$$|g_{11}| \geq |g_{21}|, \ |g_{22}| \geq |g_{12}| \quad (14)$$

olarak belirlenir.
Sabit bir frekans değerinde sütun köşegen baskınlığının sağlanabilmesi için (14)'ün sağlanması gerekir. Buna ek olarak satır köşegen baskınlığının sağlanabilmesi için ise (11)'in sağlanması gerekmektedir. İfadeler incelendiğinde (14) sağlandığında (11)'in sağlandığı görülür. Bu durumda açık çevrimli sistemde hem satır hem de sütun köşegen baskınlığının sağlanabilmesi için (14)'ün sağlanması gerekmektedir.

3. Kapalı Çevrimde Köşegen Baskın Kılan Statik Köşegen Kontrolörler

Bu bölümde statik köşegen kontrolörlerle kontrol edilen iki girişli iki çıkışlı sistemler için kapalı çevrimde köşegen baskınlığı garanti altına alan kazanç aralıkları belirlenecektir. Bu amaçla Şekil 2'de verilen kontrol yapısı göz önünde bulundurulmuştur.



Şekil 2: Statik köşegen kontrolörle kontrol edilen kapalı çevrim sistem

Burada G ve K sırasıyla (1) ve (2)'de verilmiştir. Bu durumda, $k_m := k_1 k_2$ ve $g_d := (g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})$ olmak üzere kapalı çevrim transfer fonksiyon matrisi

$$\mathrm{T} = (I + GK)^{-1}GK = \frac{1}{\det(I+GK)} \begin{bmatrix} k_1 g_{11} + k_m g_d & k_2 g_{12} \\ k_1 g_{21} & k_2 g_{22} + k_m g_d \end{bmatrix} \quad (15)$$

şeklinde elde edilir.

3.1. Satır Köşegen Baskınlığı

İki girişli iki çıkışlı bir sistemin kapalı çevrimde satır köşegen baskın olabilmesi için köşegen terimin genliğinin ilgili satırdaki diğer terimin genliğinden büyük olması gerekmektedir. Herhangi bir frekansta $\det(I + GK)$ 'ın sıfıra eşit olmadığı durumlarda kapalı çevrim sistemin satır baskın olabilmesi için sağlanması gereken özellikler

$$|k_1 g_{11} + k_1 k_2 (g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})| \geq |k_2 g_{12}| \quad (16)$$

ve

$$|k_2 g_{22} + k_1 k_2 (g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})| \geq |k_1 g_{21}| \quad (17)$$

dir. (16) ve (17)'de üçgen eşitsizliği kullanılarak ve genelliği kaybetmeden k_1 ve k_2'nin sıfırdan büyük olduğu varsayımı altında eşitsizlikler aşağıdaki gibi düzenlenebilir:

$$k_1|g_{11}| - k_1k_2|g_d| \geq k_2|g_{12}| \quad (18)$$

$$k_2|g_{22}| - k_1k_2|g_d| \geq k_1|g_{21}| \quad (19)$$

Burada (18) $k_1k_2|g_{11}|$'e bölünürse ve eşitsizlik yeniden düzenlenirse $1/k_1$için bir üst sınır aşağıdaki gibi belirlenebilir.

$$\left(\frac{1}{k_2}\frac{|g_{11}|}{|g_{12}|} - \frac{|g_d|}{|g_{12}|}\right) \geq \frac{1}{k_1} \quad (20)$$

Aynı şekilde (19), $k_1k_2|g_{22}|$'e bölünüp eşitsizlik düzenlenirse:

$$\frac{1}{k_1} \geq \frac{1}{k_2}\frac{|g_{21}|}{|g_{22}|} + \frac{|g_d|}{|g_{22}|} \quad (21)$$

elde edilir. (21) eşitsizliği $1/k_1$ için bir alt sınır vermektedir. (20) ve (21) birleştirilirse

$$\left(\frac{1}{k_2}\frac{|g_{11}|}{|g_{12}|} - \frac{|g_d|}{|g_{12}|}\right) \geq \frac{1}{k_1} \geq \frac{1}{k_2}\frac{|g_{21}|}{|g_{22}|} + \frac{|g_d|}{|g_{22}|} \quad (22)$$

elde edilir. Bu durumda (22)'nin sağlanabilmesi için

$$\left(\frac{1}{k_2}\frac{|g_{11}|}{|g_{12}|} - \frac{|g_d|}{|g_{12}|}\right) \geq \frac{1}{k_2}\frac{|g_{21}|}{|g_{22}|} + \frac{|g_d|}{|g_{22}|} \quad (23)$$

olması gerekir.(23) ifadesi yeniden düzenlendiğinde ise

$$\frac{1}{k_2}\left(\frac{|g_{11}|}{|g_{12}|} - \frac{|g_{21}|}{|g_{22}|}\right) \geq \frac{|g_d|}{|g_{22}|} + \frac{|g_d|}{|g_{12}|} \quad (24)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{k_2}(|g_{11}||g_{22}| - |g_{12}||g_{21}|) \geq |g_d|(|g_{12}| + |g_{22}|) \quad (25)$$

$$\Rightarrow \frac{|g_{11}||g_{22}| - |g_{12}||g_{21}|}{|g_d|(|g_{12}| + |g_{22}|)} \geq k_2 \quad (26)$$

sonucuna ulaşılır. (26) ifadesi 2 girişli 2 çıkışlı, statik köşegen kontrolörü ile kontrol edilen bir sistemin kapalı çevrimde satır köşegen baskınlığı için bir yeter koşul vermektedir.
(26) ifadesinin sağlandığı k_2 değerleri (22) ifadesinde yerine konularak ilgili frekansta sistemi kapalı çevrimde satır diyagonal baskın kılan $k_1 - k_2$ bölgesi belirlenebilir.

3.2. Sütun Köşegen Baskınlığı

Herhangi bir frekansta $\det(I + GK)$'ın sıfıra eşit olmadığı varsayımı altında kapalı çevrim sistemin sütun köşegen olabilmesi için sağlanması gereken koşullar

$$|k_1g_{11} + k_1k_2(g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})| \geq |k_1g_{21}| \quad (27)$$

$$|k_2g_{22} + k_1k_2(g_{11}g_{22} - g_{12}g_{21})| \geq |k_2g_{12}| \quad (28)$$

şeklindedir. (27) ve (28) ifadelerinde üçgen eşitsizliği kullanıldığında ve k_1 ve k_2 'nin sıfırdan büyük olduğu varsayımı altında kapalı çevrimli sistemin sütun köşegen baskın olabilmesi için yeter koşullar

$$k_1|g_{11}| - k_1k_2|g_d| \geq k_1|g_{21}| \quad (29)$$

$$k_2|g_{22}| - k_1k_2|g_d| \geq k_2|g_{12}| \quad (30)$$

şeklinde belirlenebilir. (29) ve (30) ifadeleri $1/(k_1k_2)$'ye bölünüp yeniden düzenlendiğinde kapalı çevrimli sistemin ilgili frekansta satır köşegen baskın olması içi yeter koşullar

$$\frac{|g_{11}| - |g_{21}|}{|g_d|} \geq k_2 \quad (31)$$

$$\frac{|g_{22}| - |g_{12}|}{|g_d|} \geq k_1 \quad (32)$$

olarak belirlenir.

Bu ve önceki bölümde elde edilen sonuçlar temelde sabit frekans değerleri için elde edilmiştir. Belirli bir frekans aralığında köşegen baskınlığın sağlanması isteniyorsa ilgilenilen frekans aralığı küçük parçalara ayrıştırılıp taranarak ilgili frekans aralığında köşegen baskınlığın sağlandığı kazanç değerleri belirlenebilir.

3.3. Köşegen Baskınlığı Garanti Altına Alan Bir Algoritma

Bu bölümde önceki bölümlerde elde edilen sonuçlar kullanılarak sabit frekans değerleri için, iki girişli iki çıkışlı ve statik köşegen kontrolör ile kontrol edilen bir sistemin kapalı çevrimde hem satır hem de sütun köşegen baskın olmasını sağlayan $k_1 - k_2$ bölgesinin belirlenmesine yönelik yeni bir algoritma ortaya atılacaktır. Önerilen algoritma aşağıdaki adımlardan oluşmaktadır.

Adım 1:Verilen bir frekans (w) için (26) ifadesini kullanarak k_2'nin alabileceği maksimum değeri (k_{2max}) belirle.
Adım 2: k_2'nin değerini azaltarak aşağıdaki özelliği sağlayan yeni k'_{2w} değerleri belirle.

$$k_{2max} \geq k'_{2w} \geq 0$$

Adım 3: (22) ifadesini kullanarak her k'_{2w}'a karşı düşen k_1'in makimum ve minimum değerlerini belirle.
Adım 4: (31) ve (32) ifadelerini kullanarak sütun köşegen baskınlığının sağlanabilmesi için gerekli olan $k_1$ve k_2'nin üst sınırlarını belirle.
Adım 5: Adım 3 ve Adım 4'te belirlenen bölgelerin kesişimini al ve hem satır hem de sütun diyagonal baskın kılan bölgeyi belirle.

Bu algoritma sabit bir frekans değeri için önerilmiştir ancak kolaylıkla bir frekans aralığına da uyarlanabilir. Böyle bir durumda yapılması gereken ilgilenilen frekans aralığının küçük aralıklarla taranıp köşegen baskın kılan bölgelerin kesişiminin belirlenmesidir.
Önceki bölümlerde elde edilen sonuçlar ilgilenilen frekansta $\det(I + GK)$'ın sıfıra eşit olmadığı varsayımı altında elde edilmiştir. Herhangi bir frekans değerinde $\det(I + GK)$'ı sıfır yapan k_1, k_2 değerleri bir eğri oluşturur. Bu eğri algoritmada elde edilen $k_1 - k_2$ bölgesini kesiyorsa ilgili eğri elde edilen $k_1 - k_2$ bölgesinden çıkartılmalıdır.

4. Benzetimler

Bu bölümde, elde edilen sonuçların değerlendirilebilmesi ve öne sürülen algoritmanın etkinliğinin sınanabilmesi için çeşitli benzetim sonuçlarına yer verilecektir. Bu amaçla ele alınacak iki girişli iki çıkışlı sistem

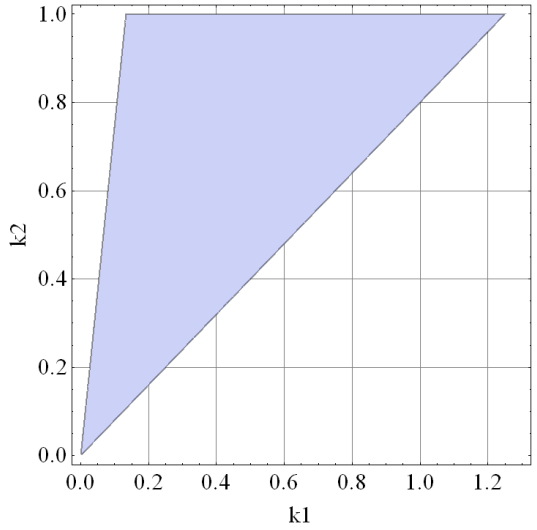
$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{5+2s}{(1+s)(2+s)} & \frac{1+4s}{(1+s)(3+5s)} \\ \frac{2}{1+s} & \frac{5+2s}{(1+s)(2+s)} \end{bmatrix} \quad (33)$$

şeklindedir.

4.1. Açık Çevrim

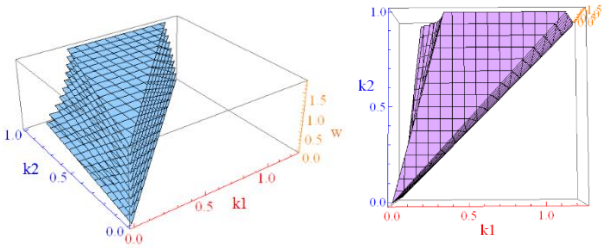
(14) ve (8) ifadelerinden yararlanılarak (33)'te verilen iki girişli iki çıkışlı bir sistem için açık çevrimde hem satır köşegen baskın hem de sütun köşegen baskın kılan $k_1 - k_2$ aralıkları belirlenecektir.
Bu amaçla öncelikle $\omega = 0$ için köşegen baskınlığı garanti altına alan $k_1 - k_2$ bölgesi hesaplanmıştır. Önceki sonuçlardan

doğrudan görülebileceği gibi ilgili koşulların sağlandığı durumlarda k_2 sıfırla sonsuz arasında değiştinde köşegen baskınlığı sağlayan k_2 'ye karşı düşen k_1 aralığı her zaman vardır((8) ifadesinin bir sonucu). Bu nedenle çizimler $1 \geq k_2 \geq 0$ aralığı için gerçekleştirilmiştir. $\omega = 0$ frekansında hem satır hem de sütun baskınlığın garanti altına alınmasını sağlayan $k_1 - k_2$ bölgesi Şekil 3'te verilmiştir.



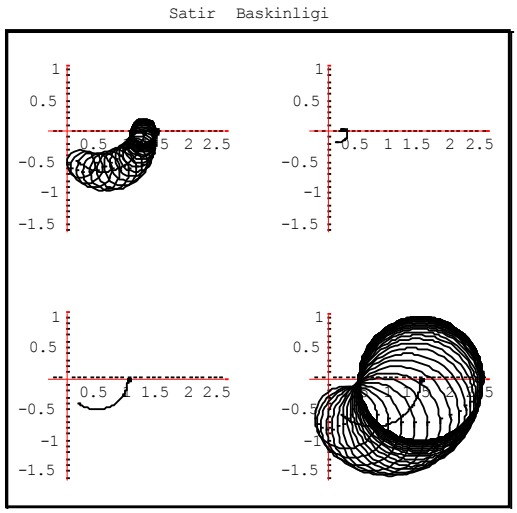
Şekil 3: $\omega = 0$ için satır ve sütun baskınlığı garanti altına alan $k_1 - k_2$ bölgesi ($1 \geq k_2 \geq 0$ *ve* $k_1 \geq 0$ varsayımı altında)

Belirli bir frekans aralığında köşegen baskınlığın sağlanması için ise $2 \geq \omega \geq 0$ durumu göz önünde bulundurulmuştur. İlgili aralık çok küçük aralıklarla taranarak belirlenen her frekans değeri için köşegen baskın kılan bölgeler belirlenmiştir. $2 \geq \omega \geq 0$ için köşegen baskın kılan aralıklar Şekil 4'te verilmiştir.

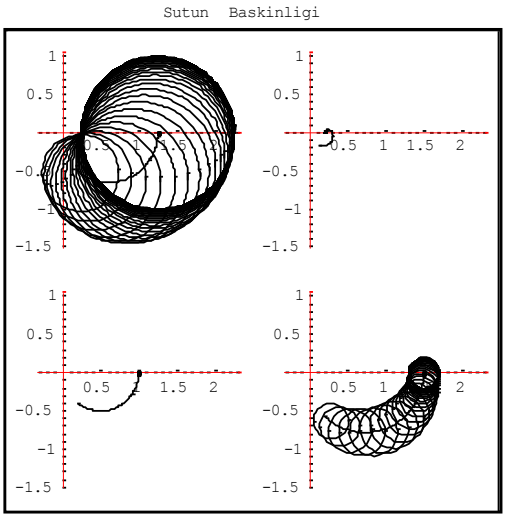


Şekil 4: $2 \geq \omega \geq 0$ için satır ve sütun baskınlığı garanti altına alan $k_1 - k_2$ bölgesi ($1 \geq k_2 \geq 0$ *ve* $k_1 \geq 0$ varsayımı altında)

Bu aralıklardan tümünü sağlayan bir (k_1, k_2) çifti için literatürde varolan yöntemler kullanılarak köşegen baskınlığın sağlanıp sağlanmadığı kontrol edilebilir. Bu amaçla $(k_1, k_2) = (0.5,0.6)$ için $2 \geq \omega \geq 0$ aralığında Nyquist Eğrileri ve Gershgorin Diskleri çizdirilmiştir. Şekil 5 ve Şekil 6'da açıkça görüldüğü gibi Gershgorin Diskleri orijini kapsamamaktadır. Bu da demek oluyor ki açık çevrim sistem hem satır köşegen hem de sütun köşegen baskındır.



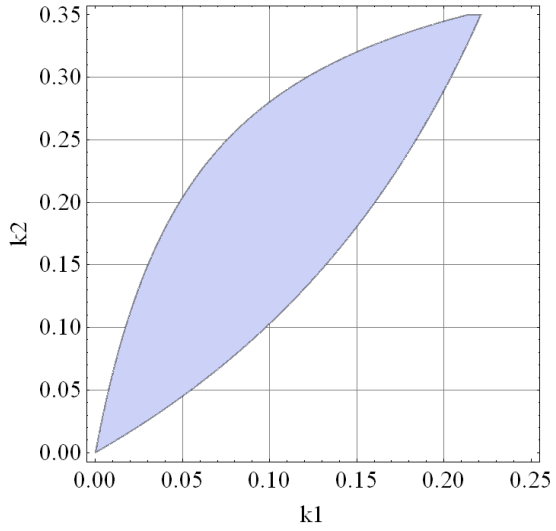
Şekil 5: $2 \geq \omega \geq 0$ frekans aralığında satır köşegen baskınlığı için Nyquist eğrileri ve Gershgorin Diskleri($k_1 = 0.5, k_2 = 0.6$ *için*)



Şekil 6: $2 \geq \omega \geq 0$ frekans aralığında sütun köşeden baskınlığı için Nyquist eğrileri ve Gershgorin Diskleri ($k_1 = 0.5, k_2 = 0.6$ *için*)

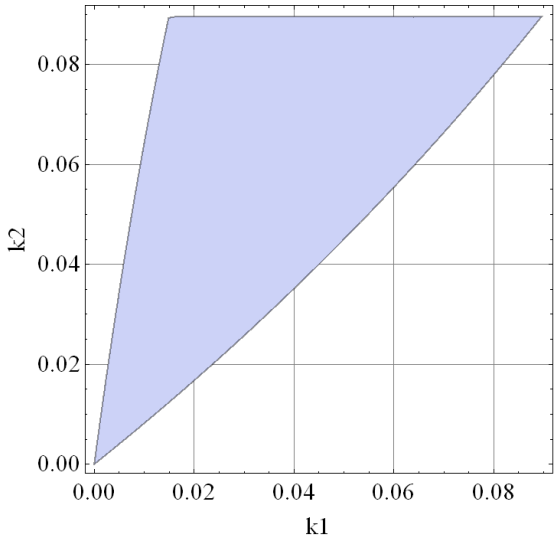
4.2. Kapalı Çevrim

Bu bölümde önceki bölümlerde öne sürülen algoritma kullanılarak iki girişli iki çıkışlı bir sistemi kapalı çevrimde köşegen baskın kılan $k_1 - k_2$ bölgeleri belirlenecektir.
Bu amaçla transfer fonksiyon matrisi (33) ile ifade edilen bir sistem göz önünde bulundurulmuştur. Öncelikle $\omega = 0$ için kapalı çevrim sistemin satır köşegen baskınlığını garanti altına alan $k_1 - k_2$ bölgesi belirlenmiştir. $\omega = 0$ için kapalı çevrimde satır köşegen baskınlığını garanti altına alan $k_1$ve k_2 aralıkları Şekil 7'de verilmiştir.



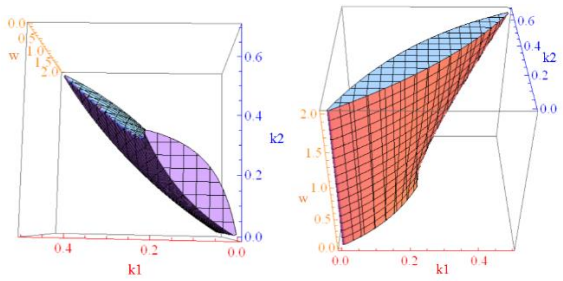
Şekil 7: $\omega = 0$ için kapalı çevrim sistemi satır köşegen baskın yapan $k_1 - k_2$ bölgesi ($k_2 \geq 0$ *ve* $k_1 \geq 0$ varsayımı altında)

Daha sonra (31) ve (32) ifadeleri kullanılarak sütun köşegen baskınlık için yeter şartlar belirlenmiştir. Ardından kapalı çevrim sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan bölgenin belirlenebilmesi için elde edilen alanların kesişimi alınmıştır. Kapalı çevrim sistemi $\omega = 0$ frekansında hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan aralık Şekil 8'de verilmiştir.



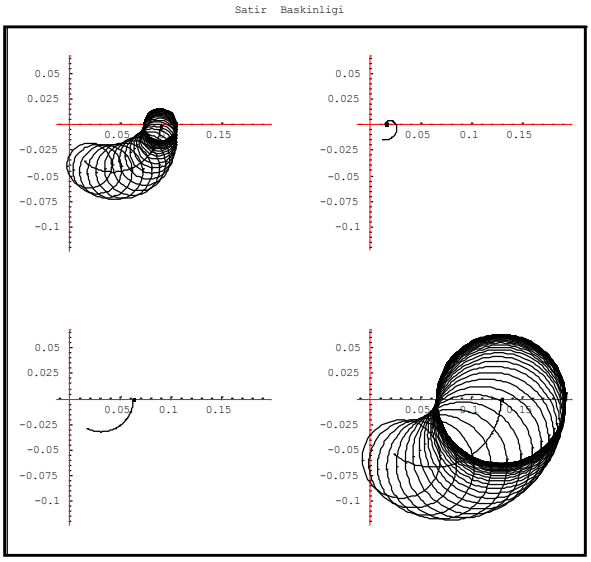
Şekil 8: $\omega = 0$ için kapalı çevrim sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan $k_1 - k_2$ bölgesi ($k_2 \geq 0$ *ve* $k_1 \geq 0$ varsayımı altında)

Sistemi kapalı çevrimde belirli bir frekans aralığında satır ve sütun köşegen baskın kılan statik köşegen kontrolörler, elde edilen analitik sonuçlar ve öne sürülen algoritma yardımı ile belirlenebilir. Bu amaçla açık çevrim sistemde olduğu gibi frekans aralığı olarak yine $2 \geq \omega \geq 0$ belirlenirse bu aralıkta kapalı çevrim sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan katsayı aralıkları Şekil 9'daki gibi belirlenebilir.

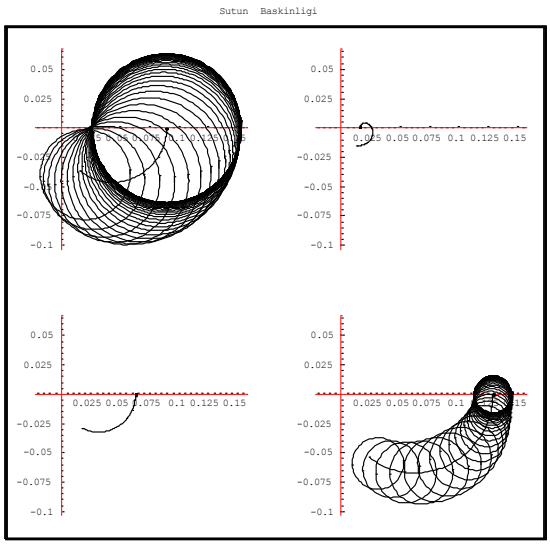


Şekil 9: $2 \geq \omega \geq 0$ için kapalı çevrim sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan $k_1 - k_2$ bölgesi ($k_2 \geq 0$ *ve* $k_1 \geq 0$ varsayımı altında)

Şekil 9'da elde edilen bölgeden yararlanılarak $2 \geq \omega \geq 0$ aralığında kapalı çevrim sistemi hem satır hem de sütun köşegen baskın kılan $k_1$ve k_2 parametreleri belirlenebilir. Bu parametre çiftlerinden bir tanesi için Nyquist Eğrileri ve Gershgorin Diskleri çizdirilerek köşegen baskınlığın sağlanıp sağlanmadığı sınanabilir. Bu amaçla $(k_1, k_2) = (0.04, 0.06)$ olarak seçilmiş ve $2 \geq \omega \geq 0$ frekans aralığı için kapalı çevrim sistemin Nyquist Eğrileri ve Gershgorin Diskleri çizdirilmiştir. Şekil 10 ve Şekil 11'de Gershgorin Disklerinin orijini kesmediği açıkça görülmektedir.



Şekil 10: Kapalı çevrim sistem için $2 \geq \omega \geq 0$ frekans aralığında Nyquist Eğrileri ve Gershgorin Diskleri(Satır baskınlığı durumunda $k_1 = 0.04$, $k_2 = 0.06$ *için*)



Şekil 11: Kapalı çevrim sistem için $2 \geq \omega \geq 0$ frekans aralığında Nyquist Eğrileri ve Gershgorin Diskleri(Sütun baskınlığı durumunda $k_1 = 0.04\,, k_2 = 0.06\ için$)

5. Sonuçlar

Bu çalışmada iki girişli iki çıkışlı bir sistemi açık ve kapalı çevrimde köşegen baskın kılan statik köşegen kontrolör katsayılarının aralıkları belirlenmiştir. Satır ve sütun köşegen baskınlık durumları ayrı ayrı incelenmiş ve her durum için ilgili şartlar belirlenmiştir.

Bu çalışmada, genelliği kaybetmeden kontrolör katsayılarının sıfırdan büyük olduğu varsayımı ile koşullar belirlenmiştir. Elde edilen sonuçlar, katsayıların mutlak değerleri kullanılarak, kolaylıkla tüm parametre uzayına genişletilebilir. Bu durumda belirlenen katsayı bölgeleri hem k_1 hem de k_2 eksenlerine göre simetrik olacaktır.

Kapalı çevrim sistem için elde edilen sonuçlar kullanılarak satır ve sütun köşegen baskınlığını sağlayan kontrolör parametrelerinin belirlenmesi amacıyla yeni bir algoritma önerilmiştir. Açık ve kapalı çevrim sistem için elde edilen sonuçlar ve önerilen algoritma kullanılarak ele alınan örnek bir sistem için hem açık hem de kapalı çevrimde köşegen baskın kılan katsayı bölgeleri belirlenmiştir.

Kaynakça

[1] Shinskey *"Process Control Systems"* MacGraw-Hill, 1995.

[2] B. Deshpande, *"Multivariable process control"*. Instrument Society of America 1989.

[3] F. Vasquez ve F. Morilla, "Tuning Decentralized PID Controllers for MIMO Systems with Decouplers", 15th Triennial World Congress, IFAC, Barcelona, Spain, 2002.

[4] H. Rosenbrock, State-Space and Multivariable Theory, Nelson, London, 1970.

[5] Hawkins, D.J.: 'Pseudo-diagonalisation and the inverse Nyquist array method', Proc. Inst. Electr. Eng., 1972, 119, (3), pp. 337–342

[6] Mees, A.I., 1981, Achieving Diagonal Dominance, Syst. Control Lett., 1(2), 155-158.

[7] Hawkins, D.J.: 'Pseudo-diagonalisation and the inverse Nyquist array method', Proc. Inst. Electr. Eng., 1972, 119, (3), pp. 337–342

[8] M.P. Ford, ve K.C. D, "Dominance Improvement by Pseudodecoupling", Proc. IEE, Vol.126, No 12, December, 1979.

[9] MacFarlane, A., and Kouvaritakis, B.: 'A design technique for multivariable feedback systems' in MacFarlane, A. (Eds.): 'Complex variable methods for linear multivariable feedback systems' (Taylor and Francis, London, UK, 1980)

[10] Edmunds, J.: 'Input and output scaling and reordering for diagonal dominance and block diagonal dominance', IEE Proc., Control Theory Appl., 1998, 145, (6), pp. 523–530

[11] Nobakhti, A., Munro, N., and Porter, B.: 'Evolutionary achievement of diagonal dominance in linear multivariable plants', Electron. Lett., 2003, 39, (1), pp. 165–166

[12] S.S. Chughtai and N. Munro, "Diagonal dominance using lmis," IEE Proc control Theory and Application, vol. 151, no. 2, March 2004.

[13] A. Nobakthi and H. Wang, "On a New Method for H2 Based Decomposition" IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 51, No. 12, December 2006.

[14] A. Nobakthi, "Conditions for Static Precompensation" Electronic Letters 25th November 2010 Volume:46 No:24

Geliştirilmiş Kaskad Denetim Yapısının Genetik Algoritma ile Eşzamanlı Tasarımı

Mustafa Nalbantoğlu [1], *İbrahim Kaya* [2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Dicle Üniversitesi, Diyarbakır
nalbant@dicle.edu.tr

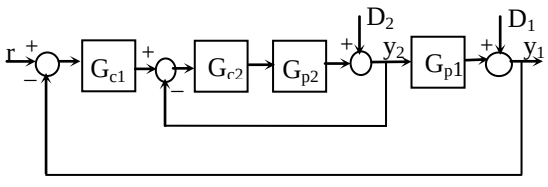
[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Dicle Üniversitesi, Diyarbakır
ikaya@dicle.edu.tr

Özetçe

Kontrol sistemlerindeki güçlü bozucular karşısında standart geri beslemeli kontrol sistemleri iyi performans verememektedirler. Klasik geri-beslemeli kontrol sistemlerinin bir alternatifi olan Kaskad kontrol, özellikle öngörülmeyen bozucuların varlığında, kontrol sisteminin performansını arttırmada kullanılmaktadır. Geleneksel Kaskad kontrol yapısında iç ve dış döngüde PID tip denetleyiciler kullanılmaktadır. Ancak, PID denetleyiciler kararsız bir kutup veya integratör içeren transfer fonksiyonuna sahip süreçler için yetersiz kalmaktadır. Kaskad kontrol yapısında dış döngüde yer alan transfer fonksiyonu kararsız kutup veya integratör içerebilmektedir. Dolayısıyla, bu çalışmada dış döngüsünde PI-PD içeren geliştirilmiş Kaskad kontrol yapısı önerilmiştir. Önerilen geliştirilmiş Kaskad kontrol yapısının iç ve dış döngü denetleyici ayar parametreleri Genetik algoritma kullanılarak eş zamanlı olarak hesaplanmıştır. Önerilen yapının kapalı çevrim kontrol performansında getirdiği avantaj benzetim örnekleriyle gösterilmiştir.

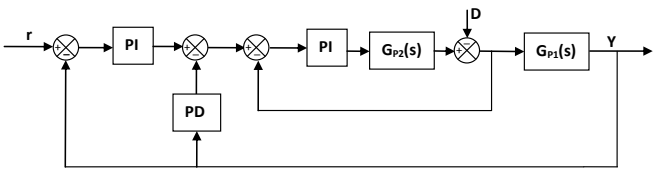
1.Giriş

Kaskad kontrol yapısı endüstriyel uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Kaskad kontrol ilk olarak Franks ve Worley tarafından önerilmiştir [1]. Klasik geri-beslemeli kontrol yapısında, kontrol edilen değişken referans değerden sapmadıkça, bozucu girişler için kontrol hareketi gerçekleştirilmez. Eğer, sistemde ikincil bir ölçüm noktası mevcut ise (Şekil. 1), iç döngüde kullanılacak ikincil bir denetleyici (G_{c2}) ile, sistemin kapalı çevrim cevabı bozucu sinyaller için iyileştirilebilir.



Şekil.1: Kaskad kontrol blok diyagramı

Klasik Kaskad kontrol yapısında iç ve dış döngüde yer alan denetleyiciler genellikle PID tip denetleyicilerdir. Ancak PID tip denetleyiciler transfer fonksiyonunda kararsız kutup veya integratör içeren süreçlerin denetiminde yetersiz kalmaktadır [2]. PI-PD denetleyicilerin bu durumlarda çok daha iyi kapalı çevrim cevaplar verdiği gösterilmiştir [2]. Kaskad kontrol yapısında dış döngüde yer alan transfer fonksiyonu kararsız kutup veya integratör içerebilmektedir. Dolayısıyla, klasik kaskad kontrol yapısı tatmin edici olmayan kapalı çevrim performans gösterebilmektedir. Bu dezavantajı ortan kaldırmak için dış döngüde sadece PI veya PID denetleyici kullanmak yerine Şekil. 2 de gösterildiği gibi PI-PD denetleyici kullanılması önerilmektedir.



Şekil.2: Önerilen Kaskad kontrol blok diyagramı

Ayrıca, kaskad kontrol yapısında yer alan denetleyicilerin ayar parametrelerinin bulunması genellikle içten dışa doğru iki aşamalı bir prosedür izlenerek bulunur. Yani, önce iç döngü denetleyicinin parametreleri belirlenir, bulunan parametreler iç döngüde yerine konduktan sonra dış döngüdeki denetleyicinin parametreleri elde edilir. Bu prosedür, literatürde genellikle takip edilen yöntemdir [3, 4, 5]. Bu çalışmada, önerilen geliştirilmiş Kaskad kontrol yapısının iç döngüsünde yer alan PI ve dış döngüsünde yer alan PI-PD denetleyicilerin ayar parametreleri eş zamanlı olarak hesaplanmasına yönelik bir yaklaşım da önerilmektedir.

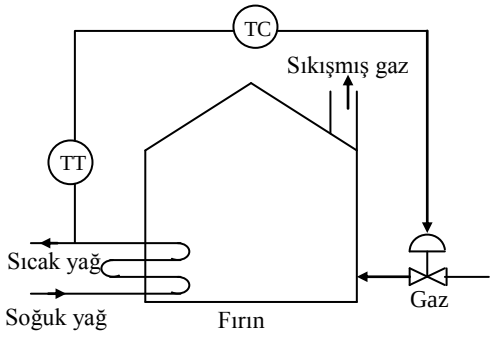
İç ve dış döngü denetleyici ayar parametreleri hatanın mutlak değerinin minimum değeri elde edilecek şekilde elde edilmiştir. İstenilen hata değerinin elde edilip edilmediğinin belirlenmesinde Genetik Algoritma (GA) kullanılmıştır [6]. Kapalı çevrim cevabında, IAE *(Integral of Absolute Error)* değeri daha küçük olan denetleyici ayar parametreleri araştırılmıştır. Dolayısıyla, bu bildiride,

geliştirilmiş kaskad kontrol yapısında yer alan denetleyicilerin ayar parametreleri, yüzde aşması ve oturma zamanı minimum yapacak şekilde GA ile belirlenmiştir.

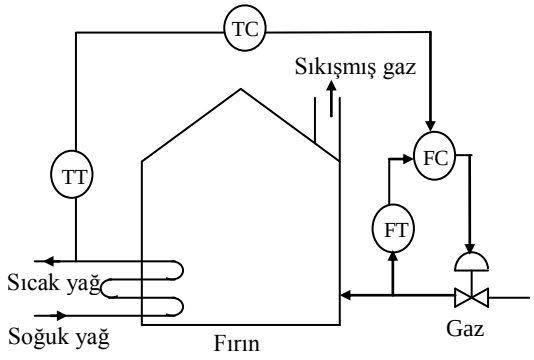
Makalenin devamı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde Kaskad denetleyici içeren kontrol yapısı kısaca tanıtılmış ve kaskad kontrol yapısının neden daha iyi kapalı çevrim cevabı ortaya koyduğu basitçe verilmiştir. Üçüncü bölümde geliştirilmiş Kaskad kontrol yapısında yer alan denetleyicilerin ayar parametrelerinin bulunmasında kullanılan GA kısaca tanıtılmıştır. Bu bölümde ayrıca GA ile geliştirilmiş Kaskad kontrol yapısında yer alan denetleyicilerin ayar parametrelerinin nasıl elde edildiği de anlatılmıştır. Benzetim sonuçları dördünce bölümde, sonuçlar ise beşinci bölümde yer almaktadır.

2. Kaskad Kontrol

Kaskad kontrol yapısının sıklıkla kullanıldığı alanlardan biri de sıcaklık denetimidir. Şekil.3'de verilen sıcaklık denetiminde, sıcak yağdaki sıcaklık değişiminde geleneksel geri-beslemeli kontrol yapısı hemen bir kontrol işlemi gerçekleştirir. Ancak, gaz akışındaki bir değişimden kaynaklanan bir bozucu girişte, geleneksel geri-beslemeli kontrol yapısı bu değişim sıcaklık ölçüm elemanına ulaşıncaya kadar bir işlem yapmaz. Bu ise oldukça önemli bir gecikmeye neden olur. Oysa Kaskad kontrol yapısında, Şekil.4'te görüleceği gibi, gaz akışındaki bir değişiklik ikincil bir ölçüm elemanı ile hemen tespit edilir ve yine ikincil bir denetleyici ile bu bozucu etki yok edilir.



Şekil.3: Geleneksel geri-beslemeli sıcaklık denetimi



Şekil.4: Kaskad kontrol sıcaklık denetimi

Kaskad kontrol yapısı, geleneksel tek girişli tek çıkışlı bir sistem ile karşılaştırıldığında aşağıdaki avantajlara sahiptir [7]:

1) İç döngüde yer alan ikincil denetleyici, iç döngüde meydana gelen bir bozucunun etkisini, kontrol edilen değişken bundan etkilenmeden yok edebilir.
2) İç döngüdeki süreç transfer fonksiyonunda oluşabilecek parametre değişimleri, iç döngüdeki ikincil denetleyici ile düzeltilebilir.
3) İkincil döngüdeki süreç transfer fonksiyonundaki herhangi bir faz gecikmesi, ikincil döngü ile azaltılabilir. Bu da sistemin cevap hızını artırabilir.

Dolayısıyla, ikincil bir ölçüm noktası mevcut ise, Kaskad kontrol faydalı olabilir. Ancak, Kaskad kontrolün faydalı olabilmesi için, bozucuların daha çok iç döngüde meydana gelmesi ve iç döngünün dış döngüden daha hızlı cevap veriyor olması gerektiği unutulmamalıdır.

3. Genetik Algoritma

Genetik algoritmalar (GA), gerçek yaşamdaki doğal seçim ve doğal üreme kurallarına dayanır. Doğanın zorlu koşullarına uyum sağlayabilen türün yaşamlarını sürdürmesi ve uyum sağlayamamış olan türlerin ise elenmesi bir doğal seçimdir [8]. Seçilen bu türün bireyleri çiftleşerek yeni bir nesil meydana getirir böylece doğal üreme gerçekleşir. Bu süreçte bireylerin genleri, başka bireyin genleri ile birleşip yeni genleri oluştururlar.

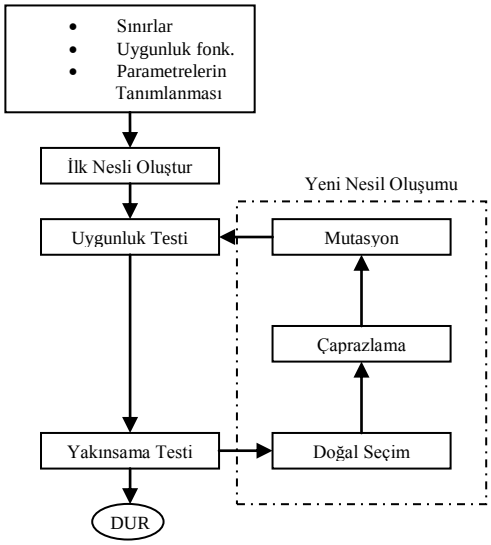
Genetik algoritmalar, hayatın bu iki olgusunu birleştirerek optimal noktayı arama yöntemidir. GA, karmaşık ve çok boyutlu arama uzayında daha iyinin hayatta kalması ilkesine dayanan bir arama yöntemidir ve arama uzayının bir çok noktasında aynı anda optimal çözümü arar [6], [8]. Bir GA, bizim kendi DNA(deoxyribonucleic acid) yapımızdaki genetik kodlara benzeyen, birçok genden oluşturulan kodlanmış kromozoma (birey) dayandırılır. GA'lar, karakter veya sayı dizileri ile temsil edilen bireylere ait bir nesil gerektirir [6].

Genetik algoritmaların temel özellikleri, aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- GA parametrelerin kendilerini değil parametrelerin kodlanmış karşılıklarını kullanır.
- GA arama işlemini tek bir nokta ile değil noktalar topluluğu ile yürütür.
- GA, türev ve daha farklı bilgileri değil sadece çıkış ile ilişkilendirilen bir uygunluk fonksiyonunu kullanır.
- Çok fazla sayıda değişkenle en iyiyi arama işlemi yapabilir.
- Paralel hesaplamalara uygundur.
- GA deterministik kurallı değil, olasılık kurallıdır.

Ancak Genetik algoritmalar geniş arama algoritmalarının aksine, en iyiyi seçmek için tüm farklı durumları üretmez. Bundan dolayı, mükemmel çözüme ulaşamayabilir. Fakat zaman kısıtlamalarını hesaba katan en yakın çözümlerden biridir.

GA'nın kullanım alanlarından bazıları: Atölye Çizelgeleme, Yapay Sinir Ağları, Tasarım, Görüntü Kontrolü, Elektronik Devre Tasarımı, Optimizasyon, Uzman Sistemler, Paketleme Problemleri, Makine ve Robot Öğrenmesi, Ekonomik Model Çıkarma v.b sayılabilir [8], [9].



Şekil 5: Temel genetik algoritma döngüsü

Bir GA'nın temel akış diyagramı şekil 5'de verilmiştir. Öncelikle arama uzayının sınırları, bireylerin çözüm için uygunluk seviyesinin belirleneceği uygunluk fonksiyonu ve optimize edilecek parametreler tanımlanır. Ardından, ilk nesil rastgele olarak üretilir. Nesildeki her birey için uygunluk testi sonrasında, programın yakınsama testine göre yeni nesil işlemine veya programın sonlandırılmasına geçilmektedir.

Yeni nesil oluşturulması için farklı uygulamalarda farklı operatörler kullanılmakla birlikte genel olarak 3 standart operatör kullanılır. Bunlar:

- Doğal Seçim (Natural Selection)
- Çaprazlama (Crossover)
- Mutasyon (Mutation)

olarak ifade edilebilir [5].

Nesli oluşturan her bireyin problemin çözümündeki seviyesi bir uygunluk fonksiyonu ile belirlenmektedir. Uygunluk fonksiyonu yüksek değere sahip olan bireylere, nüfustaki diğer bireylere göre bir sonraki nesile geçiş ve çaprazlanma şansları yüksek tutulur. Yapılan çalışmada kullanılan uygunluk fonksiyonu çıkış sinyalinin IAE performansı ile aşağıdaki gibi ilişkilendirilmiştir.

$$f = \frac{1}{1 + \alpha . IAE} \qquad (1)$$

Denklemde f uygunluk fonksiyonu olarak tanımlanmıştır. α çarpanı 1 olarak alınmıştır. Kullanılan algoritmada tek noktalı çaprazlama oranı (crossover rate) 0,9 olarak, mutasyon oranı (mutation rate) 0,09 olarak ve nüfus büyüklüğü (population size) 40 olarak seçilmiştir. Örnek 1 için 80 nesil araştırma yapılmıştır. Örnek 2 için ise 200 nesil araştırma yapılmıştır.

4. Benzetim Çalışmaları

Örnek 1: Bu örnekte dış ve iç döngü süreç transfer fonksiyonları aşağıda verilen kaskad bir sistemin denetimi verilmiştir.

$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-3s}}{(10s - 1)} \qquad (2)$$

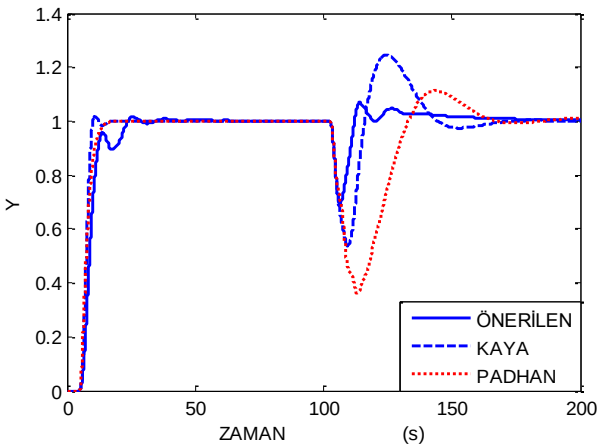
$$G_{p2}(s) = \frac{2e^{-2s}}{(s + 1)} \qquad (3)$$

Önerilen tasarım metodu, hem Kaya v.d. [10] hem de Padhan ve Majhi [11] tarafından yapılan tasarım metotları ile karşılaştırılmıştır. Kaya v.d. [10], iç döngüde IMC (Internal Model Control) yapısına dayalı $G_{c2}(s) = (s + 1)/(2s + 2)$ denetleyicisini, dış döngüde ise Smith Öngörücüsüne dayalı PI-PD (K_c = 0.5, T_i = 0.1; K_f = 14.25, T_f = 5.58) denetleyicisini kullanmıştır. Ayrıca Kaya v.d. [10] bozucuları yok etmek için parametreleri K_d = 1.00, T_d = 1.414 olan bir PD denetleyicisi de kullanmıştır. Padhan ve Majhi [11] giriş sinyalinin önünde $G_{cs}(s) = (10s^2 + 9s + 1)/(4.5s^2 + 5s + 2)$ olan bir filtre kullanmışlardır. İç döngü ayar parametre değerleri (K_{c2}=0.0015, T_{i2}=0.8409, T_{d2}=0.5, a_{f1}=449.5502, b_{f1}=0.8409) ile dış döngü parametre değerleri ise (K_{c1}=0.0914, T_{i1}=3.3333, T_{d1}=1.25, c_{f1}=36.2409, c_{f2}=35.2409, d_{f1}=1.7273, d_{f1}=2.2519,) ile verilmektedir. Önerilen metot için optimize edilen parametreler ve arama aralığı Tablo.1'de özetlenmiştir.

Tablo.1: Örnek 1 için optimize edilen parametreler ve arama aralığı

Parametre		*En iyi değer*	*Minimum*	*Maksimum*
Dış Döngü	*Kc*	*0.8500*	*0.1*	*1*
	Ti	*30*	*1*	*30*
	Kf	*1.2715*	*0.1*	*3*
	Tf	*3.3368*	*0.1*	*5*
İç Döngü	*Kiç*	*0.5631*	*0.1*	*3*
	Tiç	*1.9850*	*0.1*	*5*

Şekil 6'da tasarlanan Kaskad kontrol yapılarının birim basamak giriş cevapları ile genliği 1 olan ve sisteme t=100 s'de giren basamak şeklindeki bozucuya karşı verdikleri cevapları verilmiştir.



Şekil 6: Birim basamak giriş ve bozucu sinyal cevapları

Önerilen kaskad denetim yapısı karşılaştırma için kullanılan diğer kontrol yapılarından daha basit olmasına rağmen, hem giriş sinyalini takip etmede hem de bozucuları yok etmedeki üstünlüğü aşikardır.

Örnek 2: Bu örnekte, dış ve iç döngü süreç transfer fonksiyonları aşağıda verilen kaskad bir sistemin denetimi verilmiştir.

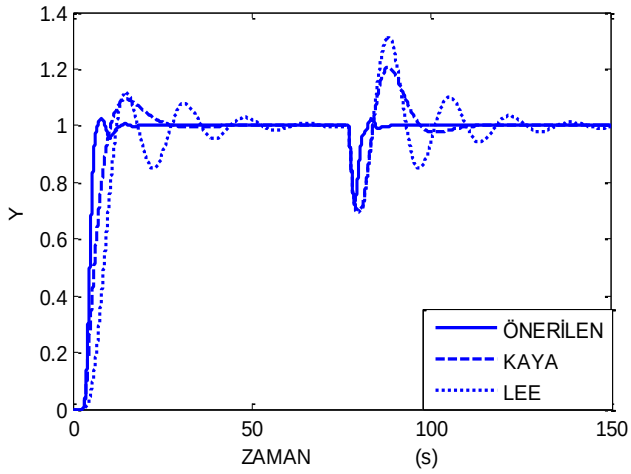
$$G_{p1}(s) = \frac{e^{-3s}}{s(10s+1)(2s+1)} \quad (4)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{e^{-0.5s}}{(s+1)} \quad (5)$$

Bu örnekte, önerilen tasarım metodu, Kaya v.d. [10] ve Lee v.d. [5] tarafından yapılan tasarım metotları ile karşılaştırılmıştır. Kaya v.d. [10], iç döngüde IMC (Internal Model Control) yapısına dayalı $G_{c2}(s) = (s+1)/(2s+4)$ denetleyicisini, dış döngüde ise Smith Öngörücüsüne dayalı PI-PD (K_c = 0.1, T_i = 4; K_f = 0.606, T_f = -0.205) denetleyicisini kullanmıştır. Ayrıca Kaya v.d. [10] bozucuları yok etmek için parametreleri K_d = 0.083, T_d = 0.5 olan bir PD denetleyicisi de kullanmışlardır. Lee v.d. [5] iç döngüde ayar parametreleri K_c = 0.22, T_i = 1.33 ve T_d = 0.25 olan PID bir denetleyiciye seri $q_{f1} = 1/(8.690s+1)$ filtre kullanmışlardır. Dış döngüde ise ayar parametreleri K_c = 10.95, T_i = 1.23 ve T_d = 1.68 olan PID bir denetleyiciye seri $q_{f2} = 1/(0.910s+1)$ filtre kullanmışlardır. Önerilen metot için optimize edilen parametreler ve arama aralığı Tablo.2'de özetlenmiştir.

Tablo.2: Örnek 2 için optimize edilen parametreler ve arama aralığı

Parametre		*En iyi değer*	*Minimum*	*Maksimum*
Dış Döngü	*Kc*	0.1279	0.01	0.5
	Ti	604.8757	400	800
	Kf	0.001	0.00001	0.005
	Tf	120.0004	100	200
İç Döngü	*Kiç*	0.3733	0.1	1.0
	Tiç	1.102	0.1	2



Şekil 7: Birim basamak giriş ve bozucu sinyal cevapları

Şekil 7'den görüleceği gibi önerilen tasarım metodu ile referans değer için çok daha iyi bir birim basamak cevabı elde edilmektedir. Yine 75'inci saniyedeki genliği 0.1 bozucuyu yok etmek için en iyi cevap önerilen metot ile elde edilmiştir.

Tablo 3'de her iki örnek için yöntemlerin IAE performansları sunulmuştur.

Tablo.3: Önerilen yöntem ile diğer yöntemlerin IAE performansları

Yöntem	*IAE performansı*	
	Örnek 1	*Örnek 2*
Önerilen	13.1209	5.6088
Kaya	15.6907	6.0963
Padhan	20.7869	
Lee		11.0330

5. Sonuç

Kaskad kontrol sistemlerinin denetiminde genellikle iç döngüden dış döngüye doğru iki adımlı tasarım yaklaşımları kullanılır. Ayrıca klasik yaklaşımda, kararsız ve integratörlü süreçler için PID denetleyici kullanılmaktadır. Oysa, PID denetleyiciler karasız ve integratörlü süreçlerin denetiminde yetersiz kalmaktadır. Bu çalışmada bu iki dezavantajı yok edecek bir yaklaşım sunulmuştur. İlk dezavantaj genetik algoritma kullanılarak kaskad denetleyicide yer alan iç ve dış döngü denetleyicilerinin eş zamanlı tasarımı sağlanmıştır. İkinci dezavantajı yok etmek için ise dış döngüde PI-PD kullanılmıştır. Sunulan benzetim çalışmaları ile önerilen tasarım metodunun iyi kapalı çevrim cevapları verdiği gösterilmiştir.

6. Kaynakça

[1] R.G. Franks ve C.W. Worley, "Quantitive Analysis of Cascade Control," *Ind. Eng. Chem.*, Cilt: 48, Sayı: 6, s: 1074-1079, 1956.

[2] I. Kaya, N. Tan ve D.P. Atherton "A Refinement Procedure for PID Controllers," *Electric. Eng.*, Cilt:88, s: 215-221, 2006.

[3] I. Kaya, "Improving performance using cascade control and Smith predictor," *ISA Transactions*, Cilt: 40, s: 223-234, 2001.

[4] I. Kaya, N. Tan ve D.P. Atherton, "Improved Cascade Control Structure for Enhanced Performance," *J. Process Control*, Cilt: 17, s: 3-16, 2007.

[5] Y.H. Lee, S.W. Park, M.Y. Lee, "PID controller tuning to obtain desired closed loop responses for cascade control systems," *Ind. Eng. Chem. Res.* Cilt:37, s: 1859–65, 1998.

[6] D.E. Goldenberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*, Addison-Wesley Longman, 1989.

[7] Shinskey F.G. *Process Control Systems*, McGraw Hill, 1967.

[8] J.H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial System Ann Arbor*, The Universty of Michigan, USA, 1975.

[9] C.L. Karr, ve M. Freeman, *Industrial Applications of Genetic Algorithms*, CRC Pres, New York, 1999

[10] I. Kaya ve D.P. Atherton "Use of Smith Predictor in the Outer Loop for Cascaded Control of Unstable and Integrating Processes," *Ind. Eng. Chem. Res.* Cilt: 47, s: 1981-1987, 2008.

[11] P.G. Padhan ve S. Majhi "Modified Smith predictor based cascade control of unstable time delay processes," *ISA Transactions*, Cilt: 51, s: 95-104, 2012.

Ters Cevaplı Sistemlerde KDY Tabanlı Kontrolör Tasarım Optimizasyonu

Ercan ÖNAL[1]
[1]Doğu İlleri Kalkınma Birliği (DOKAB) Genel Koordinatörü,EEM-Kon.Kum.-ABD Doktora Öğrencisi,
Ferhadiye Mah., Ferhadiye Sok. No:2 44100, Malatya
'ercanonal4409@gmail.com'

Özetçe

Bu çalışmada ters cevaplı sistemlerin (TCS) literatürde bulunan kararlılık kontrolünde farklı kararlılık indekslerine göre performanslarının geçici rejim kontrolü esasına dayalı katsayı diyagram yöntemi (KDY) ile karşılaştırılmasını amaçlamaktadır. Çalışmada örnek iki adet transfer fonksiyonu (TF) seçilerek ölü zamanlı (zaman gecikmeli) ve ölü zamansız (zaman gecikmesiz) olarak MATLAB/SIMULINK modeli kurularak sistem cevaplarına bakılmış olup, IAE (Integral of Absolute Error) sonuçları irdelenmiştir. Ölü zamansız sistemler için en iyi karakteristik indeksin Standard Manabe indeksi olduğu, ölü zamanlı sistemlerde ise Binomial indeksinin en iyi sonucu verdiği bulunmuştur.

Anahtar Kelimeler: Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY), Ters Cevaplı Sistemler (TCS), Geçici Rejim, Transfer Fonksiyonu (TF), Kararlılık İndeksleri, IAE, Ölü Zamanlı Sistemler

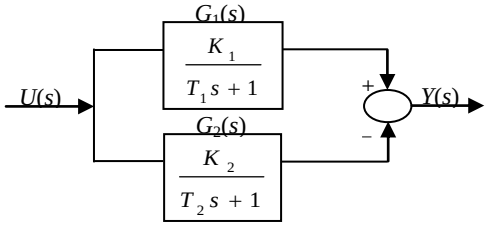
1. Giriş

Kontrol sistem tasarımında, kontrol edilmesi istenen sistemin temel karakteristiklerinin önceden bilinmesi tasarımcı için önemli avantajlar sağlamaktadır. Sistemin doğrusal olmayan, kararsız veya ölü zaman gecikmeli vb. özelliklere sahip olması, uygun kontrolör tasarımı için daha fazla çaba gerektiren bir durumdur[1]. Bundan başka, sağ yarı-düzlemde sıfır/sıfırları bulunan bir sistemin minimum olmayan fazlı (nonminimum phase) bir davranışa sahip olması da arzu edilen kontrol kalitesini etkileyen temel sınırlamalardan birisidir. Bunun en önemli sebebi, minimum olmayan fazlı sistemlerin birim basamak fonksiyonu cevabının ters cevaplı (inverse response) bir özelliğe sahip olmasındandır [2-24]. Literatürde sol yarı-düzlemde sıfır/sıfırları bulunan minimum fazlı dinamik sistemler için çok sayıda kontrol yöntemi önerilmiştir [3]. Ancak bu yöntemlerin çoğu, minimum olmayan fazlı sistemlerin kontrolü için kullanıldığında arzu edilen performansı sağlamakta yetersiz kalmaktadır [4, 5]. Bununla birlikte, literatürde doğrudan ters cevaplı davranışa sahip olan minimum olmayan fazlı sistemlerin kontrolü için önerilen yöntemlerin sayısı fazla değildir. Ters cevaplı sistemlerin kontrolü için yapılan bu çalışmalar genellikle PID kontrolörlerin kullanılmasına dayalı olup, kontrolör parametrelerinin belirlenmesi için IMC yöntemi [6], kazanç ve faz sınır payı yöntemi [4, 7], yapay sinir ağlarına dayalı optimizasyon yöntemi [8], sistem sıfırının etkisinin eliminasyonu yöntemi [9] ve Scmith Tahminleme Yöntemi [10] gibi bazı yöntemler kullanılmıştır.

Bu çalışmada ters cevaplı sistemlerin kontrolü için yeni bir kontrol yaklaşımı amaçlanmıştır. Önerilen yöntemde, kontrol edilmesi istenen ters cevaplı sistemin değişik modelleri göz önüne alınmıştır. Bu modeller değişik kontrolörler ile kontrol edilerek en iyi geçici hal cevabı performansı elde edilmeye çalışılmıştır. Bunun için özellikle PID kontrolör ve daha yüksek dereceli polinomsal kontrolörler kullanılmıştır. Özellikle PID kontrolör ile kontrolde, literatürde bulunan PID kontrol yöntemlerine göre daha iyi bir performans elde etmek en önemli amacımızdır. Hem PID kontrolör parametrelerinin elde edilmesinde ve hem de polinomsal kontrolör tasarımı için Katsayı Diyagram Yöntemi'nden (KDY) faydalanılmıştır. Ayrıca çalışmada önerilecek yöntemin, kontrol sistem tasarımı üzerine fazla bir deneyimi olmayan tasarımcıların kullanabileceği basit ve kullanışlı bir yöntem olması amaçlanmaktadır. [1-24].

2. Ters Cevaplı Sistemler

Ters cevaplı sistemlerin temel özelliklerini anlayabilmek için Şekil 1'de verilen genel sistemi ele alınabilir.



Şekil 1: Ters cevaplı sistem

Şekilde görüldüğü gibi sistem, birbirine zıt etkili iki birinci dereceden alt-sistemin farkından oluşmaktadır. Burada K_1 ve K_2 alt-sistemlerin kazanç değerleri, T_1 ve T_2 ise zaman sabitleridir (K_1, K_2, T_1, $T_2 > 0$). Şekilde görülen sisteme ait transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = G_1(s) - G_2(s) = \frac{K_1}{T_1 s + 1} - \frac{K_2}{T_2 s + 1} \quad (1)$$

olarak gösterilir ve bu transfer fonksiyonu

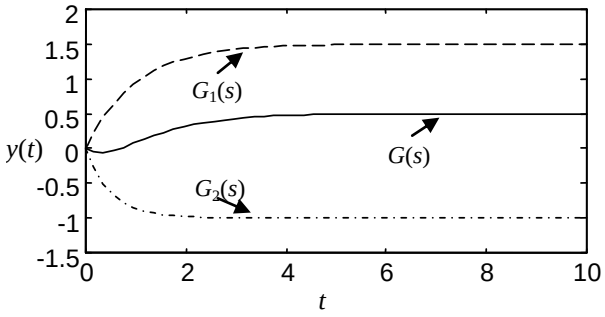
$$G(s) = \frac{(K_1 T_2 - K_2 T_1)s + (K_1 - K_2)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (2)$$

şeklinde tanımlanabilir. Şekil 1.deki sistemde *U(s)* sistemin girişi, Y(s) ise çıkışını ifade etmektedir. Bu sistemin ters cevaplı bir dinamik davranış göstermesi için

$$\frac{K_1 T_2 - K_2 T_1}{K_1 - K_2} < 0 \quad (3)$$

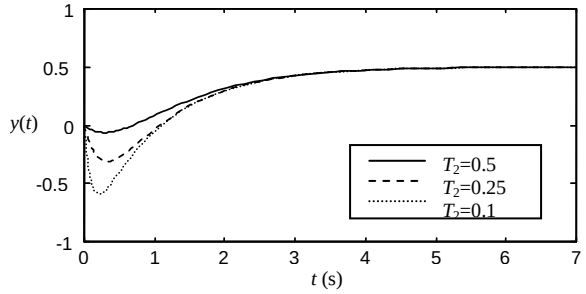
şartını sağlaması gerekir. Yani daha yavaş cevaplı olan alt-sistem daha büyük kazanç değerine sahip olduğu zaman ($T_1 > T_2$ ve $K_1 > K_2$) ters cevaplı bir davranış meydana gelir. Şekil 2'de böyle bir sisteme ait açık-çevrim birim basamak fonksiyon cevabı görülmektedir. Şekilde *G*(*s*)'e ait zaman cevabından da görülebileceği gibi sistem davranışı başlangıçta uygulanan giriş sinyalinin tersi yönünde bir davranışla başlarken bir süre sonra uygulanan sinyalin yönünde

davranmaya başlar ve kalıcı hale dönüşür. Bu durum sistemin zaman cevabının yavaş olmasına neden olmaktadır. [1-18].



Şekil 2: Ters cevaplı bir sisteme ait açık-çevrim birim basamak fonksiyonu cevabı (K_1=1.5, K_2=1 ve T_1=1, T_2=0.5)

Şekil 3'de ise $G_2(s)$'e ait transfer fonksiyonundaki zaman sabitinin değişik değerleri için $G(s)$'in açık-çevrim birim basamak fonksiyonu cevapları verilmiştir. Şekilden $G_2(s)$'e ait zaman sabiti olan T_2'nin değeri ne kadar küçülürse toplam sistemin ters cevaplı davranışının o kadar kuvvetli olduğu açıkça görülmektedir. [18-24].



Şekil 3: T_2'nin değişik değerleri için $G(s)$ sisteminin açık-çevrim birim basamak fonksiyonu cevapları

3. Katsayı Diyagram Yöntemi (KDY)

Kontrolör tasarımı için bazı pratik sınırlamaların göz önüne alınması zorunludur. Olabildiğince düşük dereceli, kararlı ve minimum fazlı olması gereken bir kontrolör aynı zamanda yeterli band genişliği ile güç sınırlamasını da içermelidir. Eğer bu sınırlamalar dikkate alınmazsa zaman cevabı ve kararlılık gibi önemli gereksinimleri karşılasada dayanıklılık konusunda sıkıntılar oluşacaktır. Bütün bu kısıtlar düşünüldüğü zaman KDY vasıtasıyla tasarlanmış bir kontrolörün en uygun band genişliği ve olabilecek en düşük dereceli yapıya sahip olması gerekir. Bütün bu özellikler sayesinde bozucu etkinin yeterince söndürülmesi, düşük maliyet ve en önemlisi dayanıklılık özelliklerini garantilenmektedir [12-22].

Bir lineer cebrik kontrol metodu olan KDY'nin genel yapısı ortaya çıkarılırken modern ve klasik kontrol tekniklerinin sahip oldukları avantajlı kısımlar alınıp metodun temel prensiplerine uygun bir şekilde birleştirilmiş ve bu süreçte de önceki yapılan çalışmaların fikirlerinden ve deneyimlerinden faydalanılmıştır. Ortaya çıkarılan metodun tasarım süreçlerinin anlaşılabilir ve kolay olması sebebiyle çok fazla zorlanılmadan ve deneyim ihtiyacı olmadan çok verimli bir kontrol sistemi tasarlanılabilmiştir.

Şekil 4'te KDY sisteminin tek giriş- tek çıkışlı yapıya sahip bir blok diyagramı verilmiştir. Bu diyagramda r kontrol sisteminin girişini, y çıkışını, u kontrol işaretini ve d ise sisteme etkiyen bozucu işareti göstermektedir. N(s) kontrol edilmek istenen sistemin transfer fonksiyonun pay polinomunu ve D(s) ise payda polinomu ifade eder. Benzer şekilde F(s) kontrolör transfer fonksiyonu için referans pay polinomunu, A(s) payda ve B(s) ise geri beslemenin pay polinomunu tanımlar . A(s) ve B(s)

$$A(s) = \sum_{i=0}^{p} l_i s^i \tag{4a}$$

$$B(s) = \sum_{i=0}^{q} k_i s^i \tag{4b}$$

olarak polinom, F(s) ise sıfırıncı dereceden bir polinom formundadır. Kontrolörün iki pay polinomuna sahip olması sayesinde ortaya çıkan iki serbestlik derecesi, hem referans işaretini kolaylıkla takip edebilmeyi hem de bozucu işareti rahatlıkla söndürülebilmeyi sağlar. Ayrıca bu yöntem sayesinde kararsız kutup-sıfır iptallemeleri oluşmamakta ve pratik gerçekleştirmede integratör elemanının azaltılması sağlanmaktadır [11-17].

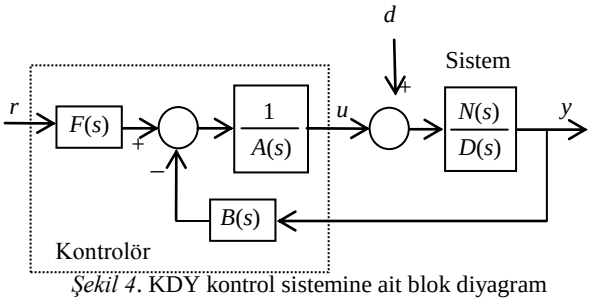
Kapalı çevrim sistemine ait çıkış ifadesi

$$y = \frac{N(s)F(s)}{P(s)} r + \frac{A(s)N(s)}{P(s)} d \tag{5}$$

şeklinde olup, P(s) karakteristik polinomu

$$P(s) = D(s)A(s) + N(s)B(s) = \sum_{i=0}^{n} a_i s^i \tag{6}$$

ile ifade edilmektedir.



Şekil 4. KDY kontrol sistemine ait blok diyagram

KDY'de tasarım parametreleri eşdeğer zaman sabiti τ, kararlılık indeksi γ_i ve kararlılık sınır indeksi γ_i^* olup, karakteristik polinomun katsayıları cinsinden

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1} a_{i-1}}, \; i=1\sim(n-1), \; \gamma_0=\gamma_n=\infty \tag{7a}$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \tag{7b}$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} \tag{7c}$$

şeklinde tanımlanırlar. Tasarımlanan bu kontrolörde kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi zaman cevabının şeklini, kontrol sisteminin kararlılık ve dayanıklılığını belirlerken eşdeğer zaman sabiti de kontrol sisteminin zaman cevabının hızını tayin eder. Denklem 7a-c'den yola çıkılarak a_i katsayıları

$$a_i = \frac{a_0 \tau^i}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \cdots\cdots \gamma_1^{i-1}} \tag{8}$$

şeklinde ifade edilir. Denklem 6'nın karakteristik polinomu, Denklem 7 ve 8 yardımıyla tasarım parametreleri cinsinden

$$P_h(s) = a_0 \left[\{ \sum_{i=2}^{n} (\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^{j}})(\tau s)^i \} + \tau s + 1 \right] \tag{9}$$

olarak elde edilir. Denklem 9, tasarıma başlarken belirlenen tasarım parametreleri göz önüne alınarak oluşturulan hedef transfer fonksiyonu olarak kullanılacaktır. [1-24].

KDY'de karakteristik polinomun seçilmesi işlemi için farklı kararlılık indeksleri kullanılabilir. Bu çalışmada seçilen kararlılık indeksleri Tablo 1 de gösterildiği gibidir. [11-18].

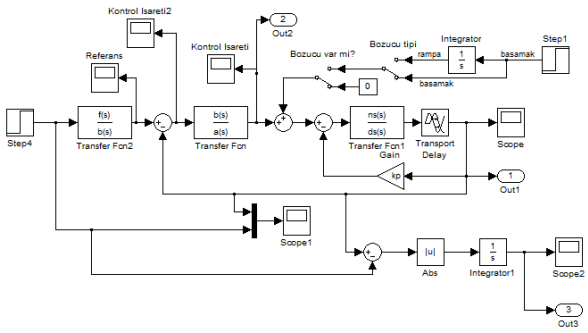
Tablo 1: Kararlılık İndeksleri

Standart Manabe	$\gamma_{i=}$ {2.5, 2, 2, 2, 2….}
Binomial	$\gamma_{i=}$ {2.4,1.875,1.7778,1.875,2.4}
Bessel	$\gamma_{i=}$ {2.2,1.7045,1.6,1.6667,2.1}
Butterworth	$\gamma_{i=}$ {2, 1.5774, 1.5, 1.5774, 2}
ITAE	$\gamma_{i=}${2.0943, 1.6339,1.5042, 1.5585, 1.6004}
Kessler	$\gamma_{i=}$ {2, 2, 2, 2, 2}

4. Model ve Örnek Uygulamalar

KDY kontrol sisteminin parametrelerinin belirlenmesi ve simulasyon ortamında kullanılabilmesi için öncelikle MATLAB üzerinde bir program hazırlanmıştır. Bu program temel olarak kontrol edilmek istenen sistemin pay, payda ve istenilen yerleşme zamanı bilgilerini ile birlikte kullanılmak istenen kararlılık indeksi bilgilerini alarak kontrolörün *F(s),B(s)* ve *A(s)* polinomlarını oluşturur. Eğer sistemde bozucu etki ve ölü zaman bulunuyorsa bozucu etkinin şekli ve ölü zaman miktarı ve ölü zaman yaklaşım metodu seçilerek aynı polinomlar elde edilebilmektedir. [11,12,16-24].

Oluşturulan kontrol parametrelerinin sistem cevabını ve kontrol işaretini gözlemleyebilmek amacıyla Şekil 5'teki SIMULINK modeli oluşturulmuştur. Bu model sayesinde sistem istenilen süre boyunca analiz edilebilmekte ve istenilen bölgeden çıkış sinyalleri alınarak similasyonu sağlanmaktadır.



Şekil 5: KDY kontrol sisteminin simülasyonu için kullanılan SIMULINK modeli

Belirlenmiş farklı kararlılık indekslerin analizlerini gerçekleştirebilmek için iki adet transfer fonksiyonu seçilmiştir. Bunların ilki birinci dereceden bir kökü ve bir kutup-sıfırı bulunan minimum olmayan bir transfer fonksiyonudur. Bu transfer fonksiyonun nispeten basit bir yapısı olması nedeniyle ölü zamanla birlikte analiz edilmemiştir. [11-17]. İkinci ve üçüncü örnek uygulamalarda kullanılan sistemin transfer fonksiyonu bir kutup-sıfırlı iki köklü minimum olmayan bir transfer fonksiyonudur ve bu transfer fonksiyonu ilk olarak ölü zamansız ardındanda ölü zamanlı olarak incelenmiştir. [20-23].

Uygulamaların esas amacı farklı kararlılık indekslerinin IAE(integral of absolute error) hata ölçüm metodu kullanılarak zaman cevaplarına bakılarak karşılaştırılmasıdır. IAE hata ölçümü

$$IAE = \int_0^\infty |e(t)|\, dt \tag{10}$$

ile hesaplanır. Farklı karlılık indeksleri için grafiklerin ve tabloların daha iyi gözlemlenebilmesi amacıyla dört adet seçilmiş olup τ değerleri sırasıyla 1,4,7 ve 10 olarak alınmıştır. [11-24].

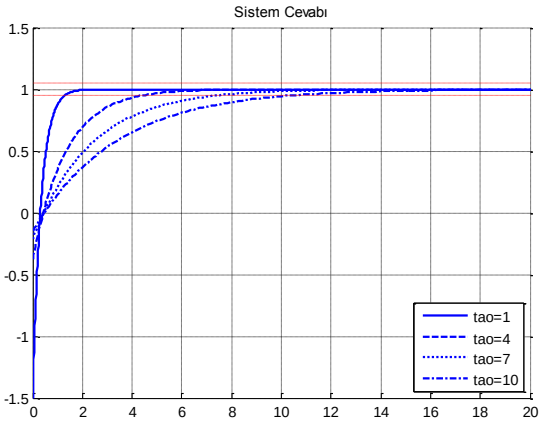
Örnek Uygulama 1

Bu örnek uygulamada sistemin transfer fonksiyonu denklem 11 deki gibi alınmış olup önceki bölümde de bahsedildiği gibi ölü zaman değeri bulunmadan analizler gerçekleştirilmiştir.

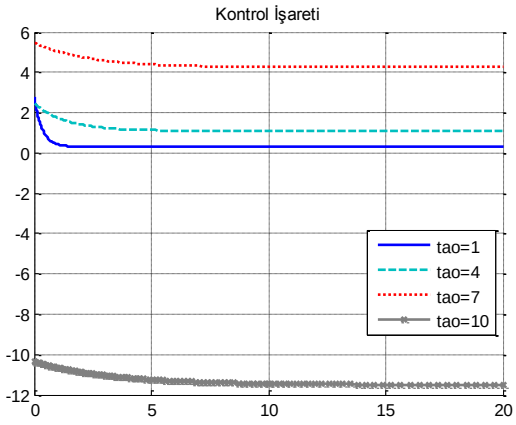
$$G(s) = 2\frac{1 - 0.5s}{3s + 1} \tag{11}$$

İlk olarak farklı zaman sabiti değerleriyle Standart Manabe kararlılık indeksi kullanılarak sistemin cevabına ve kontrol işaretine bakılmıştır. Şekil 6'da görüldüğü gibi ve küçük zaman sabitlerinde beklenildiği üzere ters cevaplı sistemin etkisini göstermiş ancak kontrolör vasıtasıyla kısa bir süre içerisinde istenilen tepkiyi vermiştir. Zaman sabiti değeri büyüdükçe ters cevaplı sistemin etkisi azalmış ve daha iyi cevaplar alınabilmiştir. Bu sonuç aynı zamanda IAE ölçümünün özetinin verildiği Tablo 2'de de açıkça görülmektedir. Ayrıca Şekil 7'de farklı zaman sabitleriyle

Standart Manabe kararlılık indekslerine göre elde edilen kontrol işareti cevapları verilmiştir.

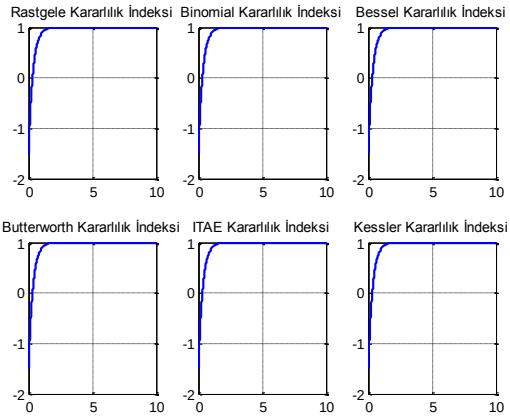


Şekil 6: Farklı zaman sabitleriyle Standart Manabe kararlılık indekslerine göre elde edilen sistem cevapları



Şekil 7: Farklı zaman sabitleriyle Standart Manabe kararlılık indekslerine göre elde edilen kontrol işareti cevapları

Aynı kararlılık indeksiyle zaman sabitlerini değiştirdikten sonra daha önceden belirlediğimiz kararlılık indeksleri kullanılarak aynı prosedür tekrarlanmış ve zaman sabiti değeri bir iken ortaya çıkan sistem cevapları Şekil 8'de toplu olarak gösterilmiştir. Şekil 8 ve Tablo 2'de görüldüğü üzere aynı zaman sabiti kullanıldığında birinci dereceden bir kökü ve bir kutup-sıfırı bulunan bir sistem için aynı cevabı vermektedir.



Şekil 8: Zaman sabiti değeri bir iken farklı kararlılık indekslerine göre elde edilen sistem cevapları

Tablo 2: 1. Dereceden transfer fonksiyon örneği için IAE değerleri

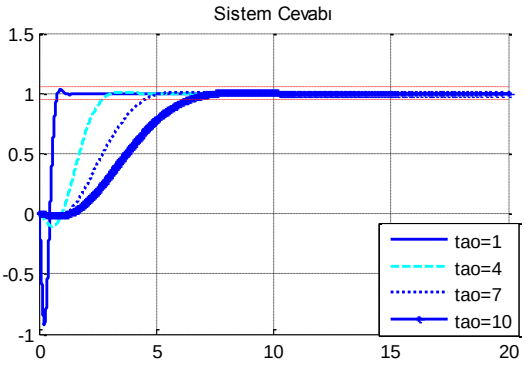
	τ=1	τ=4	τ=7	τ=10
Standart Manabe	0.833	1.833	2.828	3.790
Rastgele	0.833	1.833	2.828	3.790
Binomial	0.833	1.833	2.828	3.790
Bessel	0.833	1.833	2.828	3.790
Butterworth	0.833	1.833	2.828	3.790
ITAE	0.833	1.833	2.828	3.790
Kessler	0.833	1.833	2.828	3.790

Örnek Uygulama 2

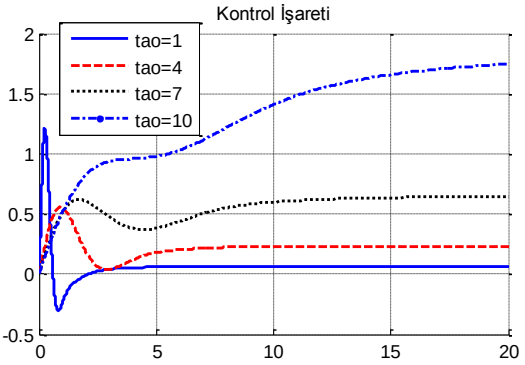
Bu örnek uygulamada kullanılan sistemin transfer fonksiyonu Denklem 12'de verilmiş olup ölü zaman değeri bulunmamaktadır.

$$G(s) = 0.2\frac{1 - 0.5s}{7s^2 + 2s + 1} \qquad (12)$$

Bu örnek uygulamada Şekil 9'da görüldüğü üzere düşük zaman sabitlerinde birinci uygulamadaki gibi bir tepki alınmış ancak sistem ikinci dereceden olduğu için aşımlar oluşmuştur. Zaman sabiti değeri büyüdükçe kontrol işaretinin sabit bir değere oturma süresinin uzadığı Şekil 10'da rahatlıkla görülebilir.



Şekil 9: Farklı zaman sabitleriyle Standart Manabe kararlılık indekslerine göre elde edilen sistem cevapları



Şekil 10: Farklı zaman sabitleriyle Standart Manabe kararlılık indekslerine göre elde edilen kontrol işareti cevapları

Bu sistem içinde farklı kararlılık indeksleri kullanılarak belirlenen zaman sabitleri ile IAE hata ölçümü yapılmış olup Tablo 3'te özetlenerek en iyi kararlılık indeksinin hangisi olduğu incelenmiştir.

Tablo 3: 2. Dereceden transfer fonksiyon örneği için IAE değerleri

	τ=1	τ=4	τ=7	τ=10
Standart Manabe	0.8489	1.8561	2.8653	3.8752
Rastgele	1.0793	2.2996	3.5605	4.8343
Binomial	0.8724	1.8981	2.9286	3.9612
Bessel	0.9440	2.0349	3.1416	4.2539
Butterworth	1.0526	2.2525	3.4876	4.7341
ITAE	0.9961	2.1381	3.3049	4.4801
Kessler	0.9676	2.1056	3.2628	4.4263

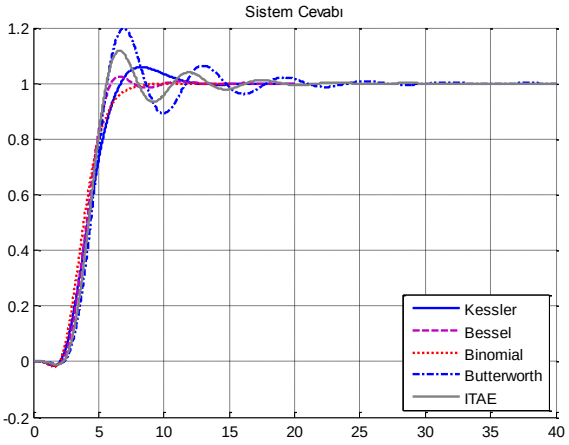
Örnek Uygulama 3

Üçüncü örnek uygulamada kullanılan transfer fonksiyonu Denklem 13'te verilmiştir.

$$G(s) = 0.2\frac{1-0.5s}{7s^2+2s+1}\,e^{-0.5s} \qquad (13)$$

Zaman sabiti değeri düşük olduğunda sistem cevabında büyük aşımlar olduğundan dolayı analizlerde kullanılan en büyük değer olan τ=10 değeri kullanılmıştır. Bu şartlar altında gözlemlenmiş sistem cevabı Şekil 11'de verilmiştir.

Farklı kararlılık indeksleri ile yapılan IAE hata ölçümlerinin değerleri Tablo 4'te gösterilmiştir. Daha önceki uygulamalarda en iyi sonuçları veren Standart Manabe indeksi ölü zamanın sistemin içinde olmasından dolayı kararsız bir tepki vermiş olup diğer indeksler aşımlar büyük aşımlar olmasına rağmen kararlı bir yapı sergilemiştir.



Şekil 11: Zaman sabiti değeri 10 ve ölü zaman 0.5 s. iken farklı kararlılık indekslerine göre elde edilen sistem cevapları

Tablo 4: 2. dereceden ölü zamanlı transfer fonksiyonu örneği için IAE değerleri

	τ=10 ve θ=0.5
Standart Manabe	Kararsız
Binomial	4.0837
Bessel	4.1620
Butterworth	5.2054
ITAE	4.4801
Kessler	4.4580

5.Değerlendirme ve Sonuç

Bu çalışmada ters cevaplı sistemlerin geçici rejim kontrolü amacına dayalı katsayı diyagram yöntemi ile bir kontrolör tasarlanmıştır. Bu kontrolörün tasarımında literatürde bulunan farklı kararlılık indeksleri iki farklı transfer fonksiyonuna ölü zamanlı ve ölü zamansız olarak uygulanmıştır.

Denklem 11'e uygulanan kararlılık indeksleri arasında en iyi sonucu Standart Manabe kararlılık indeksi vermiş olup zaman sabitleri arttıkça hata miktarlarında da artış gözlemlenmiştir. Denklem 12 içinde Standart Manabe en iyi sonucu vermiş olup ikinci en iyi sonuç olan Binomial kararlılık indeksi ölü zaman bulunan Denklem 13 için kararlılık indeksleri arasında en iyi sonucu vermiştir.

Bu çalışma sonucunda daha iyi kararlılık indekslerinin bulunabileceğine kanaat getirilmiştir. Bunu yapabilmek için farklı kararlılık indekslerinin çeşitli optimizasyon metodları ile birlikte farklı hata analizlerinin veya kontrol kısıtlarının kullanılabileceği gözlemlenmiştir. Bu sayede literatüre yeni kararlılık indeksleri kazandırılabilir.

5.Kaynakça

[1] M. Morari, "Effect of Design on the Controllability of Chemical Plants", The IFAC Workshop on Interactions between Process Design and Control, London, U.K., 1992.

[2] W.D. Zhang, Xu, X.M. ve Sun, Y.S., "Quantitive performance design for inverse-response processes", Ind. Eng. Chem. Res., Cilt 39, 2056-2061, 1999.

[3] K.J. Astrom ve Hagglund, T., Advanced PID Control, ISA Publishing, Research T. Park, NC, A.B.D., 2005.

[4] Y.J. Huang ve Wang, Y.J., "Robust PID controller design for non-minimum phase time delay systems", ISA Transactions, Cilt 40, 31-39, 2001.

[5] X. Chen, Zhai, G. ve Fukuda, T. "An approximate inverse system for nonminimum-phase systems and its application to disturbance observer", Systems & Control Letters, Sayı 52, 193-207, 2004.

[6] C. Scali ve Rachid, A., "Analytical design of Proportional-Integral-Derivative controllers for inverse response processes", Ind. Eng. Chem. Res., Cilt 37, 1372-1379, 1998.

[7] W.L. Luyben, "Tuning of proportional-integral controllers for processes with both inverse response and deadtime", Ind. Eng. Chem. Res., Cilt 39, 973-976, 2000.

[8] C.-T. Huang, Lin, M.-Y. ve Huang, M.-C., "Tuning PID controllers for processes with inverse response using artificial neural Networks", J. Chin. Inst. Chem. Enrs,.Cilt 30, 223-232, 1999.

[9] Y.-P Chen, Y.-C Tang, Q.-Z. Zhang ve W.-D. Zhang, "A new design method of PID controller for inverse response processes with dead time", ICIT 2005 IEEE Int. Conf. on Industrial Technology, Shanghai Jiao Tong Univ., China, 2005.

[10] Roengruen P., Tipsuwanporn V., Puawade P. and Numsomran A., "Smith Predictor Design by CDM for Temperature Control System", World Academy of Science, Engineering and Technology Cilt 59, 344-350, 2009

[11] S. Manabe, Coefficient diagram method, Proc. of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Seoul, S. Korea, 1998.

[12] S. Manabe ve Y.C. Kim, 2000, Recent development of Coefficient Diagram Method. Proc. of ASSC'2000 3rd Asian Control Conference, Shanghai.

[13] Hamamcı, S.,E., 2002 Katsayı Diyagram Metodu'nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması, *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ,Türkiye

[14] Hamamcı S.E., "İntegratörlü sistemler için Katsayı Diyagram Metodu ile kontrolör tasarımı", İTÜ dergisi/D Mühendislik, Cilt 3, Sayı 6, 3-12, 2004.

[15] S.E. Hamamcı ve Köksal M., 2001, "Robust control of a dc motor by Coefficient Diagram Method", Accepted on MED'01 The 9th Mediterranean Conference on Control and Automation, June 27-29, Dubrovnik, Crotia.

[16] Uçar A., and Hamamcı S.E., 2000 Controllеı based on Coefficient Diagram Method for the robotic manipulatoıs, *ICECS2K The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits & Systems*, Kaslik, Lebanon, December 17-20

[17] Hamamcı S,E. and Ucar A., 2002 A Model Based Control for Uncertain Systems, *Transaction Imtitute of Measurement and Control*, 24, 331-345

[18] Boz F., A., *Ters Cevaplı Sistemler İçin Optimal Denetleyici Tasarımı*, *5. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu (IATS'09), 13-15 Mayıs 2009, Karabük, Türkiye*

[19] İmal E.,*CDM Based Controller Design For Nonlinear Heat Exchanger Process,Turk J Elec Eng & Comp Sci, Vol. 17, No.2, 2009, TUBİTAK, doi.10.3906/elk-0905-45*

[20] Matušů, R. and R. Prokop. 2010a. "Control of Periodically Time-Varying Systems with Delay: An Algebraic Approach vs. Modified Smith Predictors". *WSEAS Transactions on Systems*, Vol. 9, No. 6, 689-702.

[21] Matušů, R. and R. Prokop. 2010b. *Control of Time-Delay* Systems Using Modified Smith Predictors. Available from:http://zamestnanci.fai.utb.cz/~matusu/delay.zip, Accessed:2011-01-31.

[22] Matušů, R. and R. Prokop. 2010c. "A Matlab Program for Control of Time-Delay Systems Using Modified Smith Predictors". Annals of DAAAM for 2010 & Proceedings of the 21st International DAAAM Symposium (Zadar,Croatia).

[23] Matušů, R. and R. Prokop. 2011. "Various approaches to control of systems with time-varying delay". *International* Journal of Modelling, Identification and Control Manuscript

[24] Mitsantisuk C.,Nandayapa M., Ohishi K., Katsura S.,2013. "*Design for Sensorless Force Control of Flexible Robot by Using Resonance Ratio Control Based on Coefficient Diagram Method"*,DOI 10.7305/automatika.54-1.311,UDK 681.532.04-27-531.8; 004.896, IFAC 3.2; 1.2.1

12 Eylül 2014 CUMA

1. OTURUM SAAT 08^{30}-10^{15}

B1 – Dayanıklı Gürbüz Kontrol

12 Eylül 2014 Cuma – 1. Oturum (As Kaynak Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. İbrahim EKSİN (İTÜ)
Y. Doç. Dr. Alper BAYRAK (Abant İzzet Baysal Üni.)

Kayan Kipli Kontrole Optimal Yanıtlı Kayan Yüzey Tasarımı (Bildiri No : 52)

Günyaz ABLAY (Abdullah Gül Üniversitesi)

Dayanıklı Referans Takibi için İntegral Kayan Kipli Kontrol Tasarımı (Bildiri No : 53)

Günyaz ABLAY (Abdullah Gül Üniversitesi)

Manyetik Kaldırma Sistemi için Gürbüz Denetleyici Tasarımı ve Gerçeklemesi (Bildiri No : 145)

Erman SELİM (Ege Üniversitesi)
Eyüp GÜRCAN (Ege Üniversitesi)
Enver TATLICIOĞLU (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Musa ALICI (Ege Üniversitesi)

Yapısal Belirsizlik İçeren Üçlü Ters Sarkaç Sisteminin Dayanıklı Kontrolü (Bildiri No : 182)

Şinasi ARSLAN (Sakarya Üniversitesi)

Durum Geri Beslemeli Doğrusal Parametreleri Değişen H sonsuz Kontrolör ile Doğrusal Olmayan bir Süspansiyon Sisteminin Aktif Kontrolü (Bildiri No : 212)

Mert SEVER (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Hakan YAZICI (Yıldız Teknik Üniversitesi)
İ. Beklan KÜÇÜKDEMİRAL (Yıldız Teknik Üniversitesi)

B10 – Kesirli Dereceli Sistemler ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 2. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Asım KAYGUSUZ (İnönü Üniversitesi)

Kapalı Çevrim Kesir Dereceli PI Kontrolör ile Dinamik Enerji Fiyatı Kontrolü ve Akıllı Şebekelerde Otomatik Enerji Arz-Talep Dengelemesi Uygulaması (Bildiri No : 71)

Barış Baykant ALAGÖZ (İnönü Üniversitesi)
Asım KAYGUSUZ (İnönü Üniversitesi)

Röle Geri Beslemeli Doğrusal Olmayan Kesir Dereceli Sistemlerin Limit Çevrim Analizi (Bildiri No : 93)

Gürkan KAVRAM (Fırat Üniversitesi)
Ali YÜCE (İnönü Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)
Celaleddin YEROĞLU (İnönü Üniversitesi)

Kesirli Dereceli Zaman Gecikmeli Röle Kontrol Sistemlerinin Limit Cycle Analizi (Bildiri No : 128)

Ali YÜCE (İnönü Üniversitesi)
Gürkan KAVRAM (Fırat Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)
Celaleddin YEROĞLU (İnönü Üniversitesi)

Kesirli Dereceden Denetleyici ile Dört Rotorlu İnsansız Hava Aracının Kontrolü (Bildiri No : 155)

Hasan SARİBAŞ (Anadolu Üniversitesi)
Sinem KAHVECİOĞLU (Anadolu Üniversitesi)

Kesirli Dereceli Kontrol Sistemlerinde Tamsayı Dereceli Yaklaşım Metotlarının İncelenmesi (Bildiri No : 213)

Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)
Ali YÜCE (İnönü Üniversitesi)
Akın ÖZEL (Bingöl Üniversitesi)
Furkan Nur DENİZ (İnönü Üniversitesi)

Kapalı Çevrim Kesir Dereceli PI Kontrolör ile Dinamik Enerji Fiyatı Kontrolü ve Akıllı Şebekelerde Otomatik Enerji Arz-Talep Dengelemesi Uygulaması

Barış Baykant Alagöz, Asım Kaygusuz

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
asim.kaygusuz@inonu.edu.tr

Özetçe

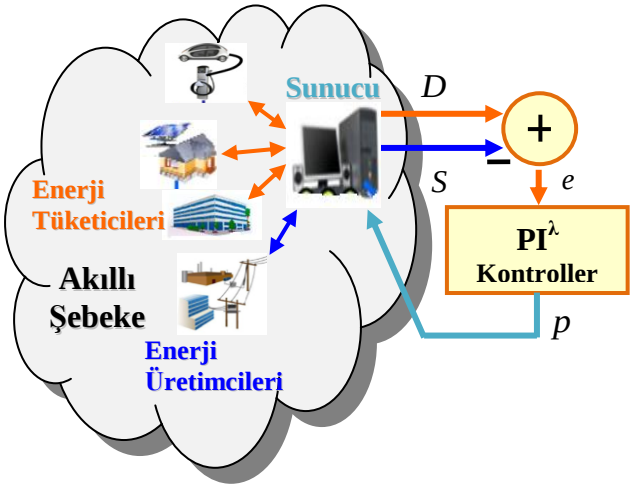
Bu çalışmada akıllı şebeke altyapısına sahip serbest enerji piyasalarında kapalı çevrim kesir dereceli PI kontrolör ile dinamik fiyat kontrolü ve enerji dengeleme uygulaması incelenmiştir. Bu amaçla, akıllı şebeke enerji arz modellerinin, kesir dereceli PI kontrolör ile otomatik olarak kontrol edildiği kapalı çevrim kontrol sistemi MATLAB/Simulink simülasyonları gerçekleştirilmiş ve sonuçlar değerlendirilmiştir. Bu simülasyonlarda, anlık değişim gösteren enerji talebinin, kesir dereceli PI kontör ile sağlanan dinamik enerji fiyatlaması ile kaynak çeşitliliği gösteren enerji üretici topluluğundan karşılanabileceği görülmüştür. Böylece, enerji arz ve talebinin dengelendiği optimal enerji fiyatı bölgesinde serbest enerji market yönetiminin gerçekleştirilebildiği görülmüştür. Farklı integral alıcı kesir dereceleri için, sistem cevapları karşılaştırılmış ve kesir dereceli PI kontrolörün sağlayabileceği avantajlar tartışılmıştır.

1. Giriş

Dünya nüfusundaki hızlı artış, fosil yakıta dayalı enerji rezervlerinin azalmış olması, teknolojik ve sosyal gelişim sonucunda bireyin gündelik yaşamında enerjiye olan bağımlılığının artmış olması, yoğun sanayileşmenin ve verimsiz enerji tüketiminin çevresel etkilerinin görülmeye başlanmış olması gibi etmenler, akıllı enerji dağıtım ve yönetimi araçlarını gündeme getirmiştir. Geleneksel elektrik şebekelerin, bugünün ihtiyaçlarına ve beklentilerine cevap vermede yetersiz kalması nedeni ile ortaya çıkan "akıllı şebeke" kavramı, günümüzde elektrik şebekelerinin tam otomasyonu ve yüksek verimliliğini hedeflerken; haberleşmeden bilgi teknolojilerine, kontrol sistemlerinden yarı iletken teknolojilerine kadar birçok teknolojiyi bir araya getiren disiplinler arası bir çalışma alanına dönüşmüştür [1-6].

Günümüzde, akıllı şebeke uygulamalarının üç temel teknoloji katmanına üstünde gelişmesi öngörülmüştür: (i) Haberleşme teknolojileri katmanı (Güç ve kontrol sistem bileşenlerinin iletişimini ve bu sistemlere erişimi sağlayan teknolojileri kapsar) (ii) Kontrol teknolojileri katmanı (Güç sistemlerinin yönetimini sağlayan kontrol sistemleri) (iii) Güç teknolojileri katmanı (Enerji üretim, iletim, dağıtım ve tüketim sistemlerini kapsar)

Akıllı şebeke uygulamaları, haberleşeme ve kontrol teknolojilerinin, enerji dağıtım sisteminde kullanılmasını sağlar ve enerji dağıtım sisteminin durumlarının gözlenebilir ve yönetilebilir olmasını hedefler. Sistemin akıllı ve yönetilebilir kılınmasında, veri haberleşmesinin çok büyük önemi vardır. Günümüzde, data haberleşmesi abone tarafında, akıllı sayaç uygulaması [7] ile pratik bulmaktadır. İşletmeci veya operatör tarafında ise, data ve uygulama sunucularının, akıllı sayaçlara veri iletimi ve veri toplamasında rol alması öngörülmektedir. Şekil 1'de bulut mimarisinde olan haberleşme katmanında uygulama sunucusu ile akıllı sayaçların veri haberleşmeleri ve dinamik enerji fiyat kontrolü uygulaması temsili olarak gösterilmiştir. Bu yapıda, kesir dereceli PI (PI^{λ}) kontrolör uygulaması ile akıllı şebeke toplam enerji talebini karşılamak üzere enerji fiyatının dinamik olarak regüle edilmesi ve ihtiyaç duyulan enerji arzının harekete geçirmesi amaçlanmaktadır.



Şekil 1. Bulut mimarisinde haberleşme katmanı ve bu katmanı kullanan tüketiciler, üreticiler, operatör sistemleri ve dinamik enerji fiyat kontrolü uygulaması temsili olarak çizilmiştir.

Akıllı şebeke haberleşme ve kontrol altyapısına sahip bir serbest enerji piyasasında, dinamik fiyatlandırma [8] hem enerji talebinde [9] hem de enerji arzında esneklik [10] sağlayacaktır. Bu esnekliğin, enerji dengelemesinin kapalı çevrim dinamik fiyat kontrolü yardımı ile otomatik ve gerçek zamanlı yapılmasına imkân sağlayabileceği görülmüştür [10]. Talep ve enerji üretim elastikiyetinin, aynı zamanda üretim süreksizliği ve belirsizliği gösteren rüzgâr ve güneş enerjisi gibi yenilebilir kaynakların akıllı şebekede yaygın ve dağıtık kullanımına imkân sağlayabileceği gösterilmiştir [10,11].

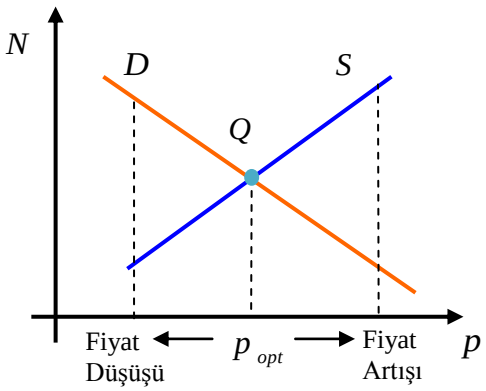
Bu makalede, akıllı şebekeler için PI^{λ} kontrolör yapısının dinamik enerji fiyatlaması kontrolünde bir uygulaması incelenmiştir. Kontrol simülasyonları, MATLAB/Simulink ortamında, çok kaynaklı (Termal, hidroelektrik, rüzgâr, güneş) enerji arz modelleri ile gerçekleştirilmiştir. Enerji üretiminin, anlık değişim gösteren talep profillerine, enerji dengesini koruyarak cevap verebildiği gösterilmiştir. Önceki çalışmamızda, PID kontrolörün dinamik fiyat kontrolü incelenmişti ve enerji dengelemesinin sağlanabildiği gösterilmiştir [10]. Bu çalışmada, PI^{λ} kontrolör yapısının λ katsayısının fiyat değişkenlini ayarlamada etkin olarak kullanılabileceği görülmüştür.

2. Teorik Temeller

2.1. Arz-Talep eğrisi ve Enerji Dengeleme Problemi

Talep taraflı yük yönetiminin en önemli araçlarından biride dinamik elektrik fiyat tarifelendirmesidir. Ancak, dinamik enerji fiyatlandırma stratejisi, serbest enerji piyasalarında, aynı zamanda enerji üretiminin de yönetimine imkân verir. Bu durum, kapalı çevrim PID kontrolörlü dinamik enerji fiyatlandırılması uygulaması ile teorik olarak incelenmiştir [10]. Kaynak [10]'da yapılmış çalışmanın bir devamı niteliğinde olan bu çalışmada ise, enerji arzının talebe uygun yönetimi için kapalı çevrim PI^{λ} kontrolör yapısının performansı incelenecektir.

Enerji fiyatının artması enerji talebini daraltırken enerji arzını artırır. Diğer yandan, düşen enerji fiyatları, talebi artıran yönde etki ederken, üretim maliyetleri nedeni ile enerji arzını daraltan yönde etki eder. Şekil 2'de tipik bir arz-talep eğrisi gösterilmiştir. Enerji uygulaması için yatay eksen enerji fiyatını (p) ve düşey eksen ise enerji miktarını (N) göstermektedir. Burada, enerji arz (D) ve enerji talep (S) eğrileri ile görülmektedir. Optimal enerji fiyatı, arz ile talebin birbirine eşit olduğu Q noktasında elde edilir.

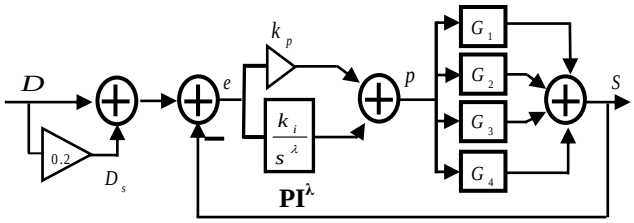


Şekil 2. Enerji arz-talep eğrisi ve optimal enerji fiyatı [10]

Kapalı çevrim kontrol hatası, talep ile arzın farkı olarak ifade edilirse ise,

$$e = D - S \qquad (1)$$

Asimptotik kararlı ve sürekli hal hatası sıfır olan kapalı çevrim kontrol yapısı, hatayı sıfıra götürür ($\lim_{t\to\infty} e \to 0$) ve bu durum, prensip olarak, otomatik kontrol sistemi yardımı ile enerji dengelemesinin sağlanabileceğine işaret eder.



Şekil 3. Dinamik fiyatlandırma ile enerji üretimini kontrol eden kapalı çevrim PI^{λ} kontrol sistemi blok diyagramı.

Şekil 3'de akıllı şebeke teknolojisi altyapısına sahip bir serbest enerji marketi için dinamik enerji fiyatlandırmasına dayalı enerji üretimini kontrol eden kapalı çevrim PI^{λ} kontrol sisteminin blok diyagramı gösterilmiştir. Burada, sanal talep (D_s), hem enerji iletim ve dağıtım kayıplarına karşılık gelen hem de anlık enerji yetersizlik durumlarını önlemek amacı ile bir üretim marjı, yani arz fazlalığı sağlar [10]. Sistem gecikmeleri ve yerleşme öncesi üretim salınımları, kısa süreli olarak hatanın pozitif olmasına ($e > 0$) ve dolayısı ile anlık enerji yetersizliklerine sebep olur. Yeterince uzun süreli enerji yetersizliği durumu, sistemde elektrik kesintilerine neden olabilme riski taşıması sebebi ile istenmeyen bir durumdur. Özetle, sanal talep fazla üretime yol açarak, $e > 0$ durumuna karşı bir direnç sağlar. Simülasyonlarda, $D_s = 0.2D$ olarak alınmıştır. Diğer taraftan, sanal üretimi yüksek tutmak ($e < 0$) gereğinden fazla enerji üretimine yol açacağı için sistemin enerji verimliliğini düşürür. Şekil 3'de termal, hidroelektrik, güneş ve rüzgâr enerji arzları sırası ile G_1, G_2, G_3 ve G_4 fonksiyonları ile modellenmiştir. PI^{λ} kontrolör için transfer fonksiyonu en genel formda,

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^{\lambda}} \qquad (2)$$

ile ifade edilir. Simülasyonlarda, kesir dereceli integral alıcı $s^{-\lambda} = s^{\alpha} s^{-1}$ formunda ifade edilip, bir klasik integral alıcı (s^{-1}) ve bir kesir dereceli sistemin (s^{α}) sistemin kaskad bağlanması ile gerçekleştirilmiştir. Burada kesir dereceli sistem s^{α} ($-1 < \alpha < 1$) ise Sürekli Kesir Genişletme (Continuous Fraction Expansion - CFE) yöntemi [12-14] ile 4. derece tamsayı eşdeğer yaklaşık modelleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

2.2. Serbest Piyasa Üretici Enerji Arzı Modeli

Serbest enerji marketleri için, üretici enerji arz modeli aşağıdaki süreksiz transfer fonksiyon ile gerçekleştirilmiştir [10].

$$G_j = \begin{cases} 0 & p < p_{0,j} \\ S_j & p \geq p_{0,j} \vee S_j \leq C_{\max,j} \\ C_{\max,j} & S_j > C_{\max,j} \end{cases} \quad (3)$$

Burada, $C_{\max,j}$ parametresi j. enerji üretici tipinin maksimum kurulu kapasitesidir. Parametre $p_{0,j}$ ortalama enerji üretim maliyetidir. Enerji fiyatları, ortalama enerji üretim maliyetinin üzerine çıktığı zaman, üretici kar edebilinir duruma geldiği için enerji arzına başlayacağı varsayılmıştır. S_j fonksiyonu, kaynağın fiyata karşılık enerji cevabını karakterize eden birinci dereceden transfer fonksiyonudur.

$$S_j = S_{dj}(p)\frac{1}{\tau_j s + 1} \quad (4)$$

Burada τ_j zaman sabitidir ve maksimum kapasiteye ulaşma süresini (yaklaşık $5\tau_j$) belirler. Fiyata bağlı arz miktarı, $S_{dj}(p)$ fonksiyonu ile karakterize edilmiştir.

$$S_{dj}(p) = \sum_{i=0}^{d} a_i p^i \quad (5)$$

$S_{dj}(p)$ fonksiyonu, Denklem (5) ile ifade edilen polinomsal eğri ailesinin, kaynak tipinin üretim karakteristiklerine uydurularak belirlenebilir.

Çok kaynaklı bir enerji üretim sistemi için toplam üretim modeli, bütün kaynak tiplerinin arzlarının toplamı olarak ifade edilir.

$$S_T = \sum_{j=1}^{m} G_j \quad (6)$$

3. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde 50000 MW kurulu güce sahip çok kaynaklı (Termal enerji, Hidroelektrik, Rüzgar ve Güneş enerjileri) akıllı şebeke sistemi için dinamik enerji fiyatlamasının kapalı çevrim PI$^\lambda$ kontrolör ile kontrol simülasyonu yapılmıştır. 24 saatlik talep değişim profiline karşılık, sistemin enerji denge durumunun analizi yapılmıştır. Tablo 1'de Matlab/Simulink simülasyonda kullanılan kaynak modelleri gösterilmiştir. Burada kaynak model parametreleri kaynak davranışları göz önünde tutularak varsayımsal olarak belirlenmiştir.

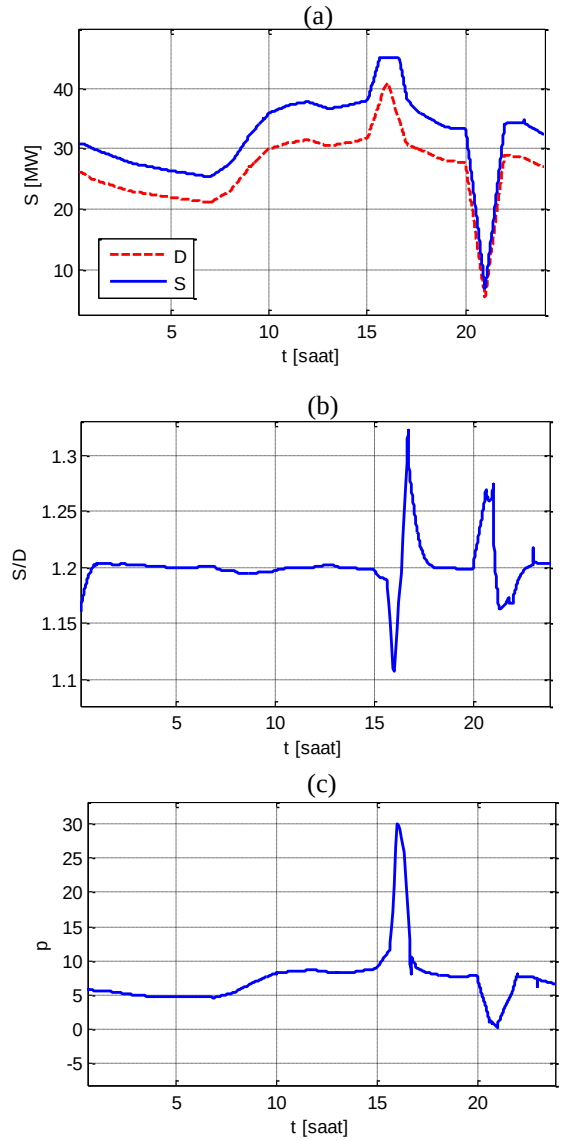
Tablo 1: Simülasyonda kullanılan kaynak tipleri ve modelleri

j	Enerji Kaynağı Tipi	Zaman Sabiti	Üretim Modeli (S_j)
1	Termal	0.31	$0.01p^2 + 2.5p/(0.31s+1)$
2	Hidroelektrik	0.05	$0.01p^2 + 2.5p/(0.05s+1)$
3	Rüzgar	0.08	$0.01p^2 + 2.5p/(0.08s+1)$
4	Güneş	0.05	$0.01p^2 + 2.5p/(0.05s+1)$

Şekil 4'de simülasyon sonuçları verilmiştir. Bu simülasyonda kullanılan PI$^\lambda$ kontrolör yapısı,

$$C(s) = 3 + \frac{10}{s^{1.1}} \quad (7)$$

ile ifade edilebilir. PI$^\lambda$ kontrolörün katsayıları (k_p, k_i, λ), talep profiline uygun bir cevap verecek şekilde manüel olarak ayarlanmıştır.

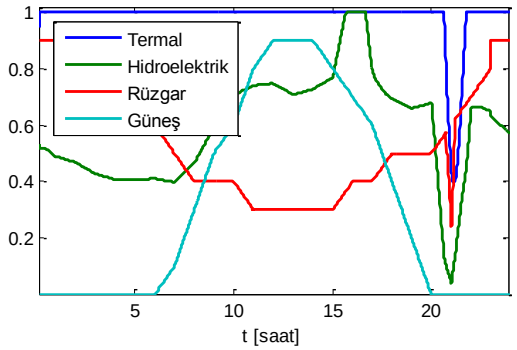


Şekil 4. (a) 24 saatlik enerji talebi profiline karşılık enerji arz cevabı. (b) Talebin karşılanma oranı (S/D). (c) PI$^\lambda$ kontrolörün fiyat regülasyonu.

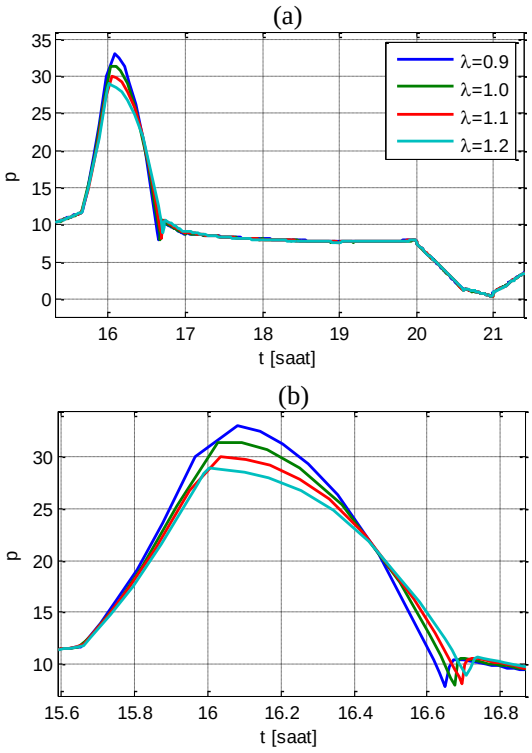
Şekil 4(a), değişken enerji talebine karşılık enerji arz cevabını görülmektedir. Kontrol problemini zorlaştırmak ve kötü hal analizi yapabilmek için, test talep profilinde bir talep piki ve bir talep dibi oluşturulmuştur. Simülasyonda, $D_s = 0.2D$, yani %20 sanal üretim kullanılmıştır. Böylece,

Şekil 4(b)'den görülebileceği üzere, anlık talep değişimlerine rağmen enerji yetersizliği durumu ($S / D < 1$) oluşmamıştır. Şekil 4(c)'de PI^{λ} kontrolörün simülasyon boyunca fiyat cevabı görülmektedir. PI^{λ} kontrolör, talep pik ve dip zamanlarında fiyat artış ve düşüşleri ile enerji arzını uygun düzeylere çekebilmiştir. Talebin normal salınım anlarında ise fiyatı makul sevilerde tutulabildiği görülmektedir.

Şekil 5'de simülasyon boyunca çoklu enerji kaynağı sisteminde, kapasite kullanım oranlarının değişimi verilmiştir. Burada, güneş ve rüzgâr sistemlerinin etkin olduğu saatlerde üretim kapasitelerinin kullanılabildiği görülmektedir. Termal kaynak yavaş tepki süresi nedeni ile genellikle tam kapasite çalışmıştır. Hidroelektrik üretim, nispeten hızlı tepki verebilmesi nedeni ile talep eğrisindeki değişimleri takip amacı ile etkin kullanıldığı görülmüştür.

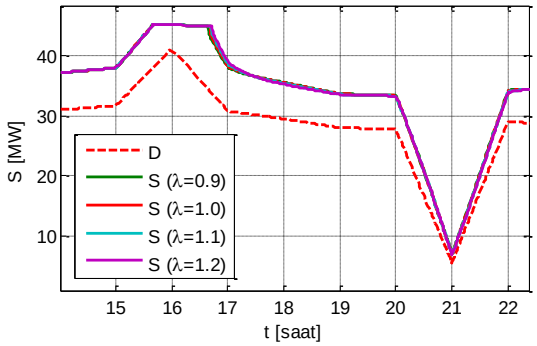


Şekil 5. Simülasyon boyunca farklı kaynaklardan kapasite kullanım oranları. (1.0 değeri %100 kapasiteye karşılık gelmektedir)



Şekil 6. (a) Farklı λ değerleri için PI^{λ} kontrolörün fiyat cevaplarının karşılaştırılması. (b) Şekil(a)'da görülen, saat 16:00'daki fiyat pikine yakından bir bakış.

Şekil 6'de farklı λ katsayıları için, PI^{λ} kontrolörün ($k_p = 3$, $k_i = 10$) fiyat cevapları üzerindeki etkileri karşılaştırmalı verilmiştir. $\lambda = 1.0$ durumu, klasik PI kontrolör (tamsayı dereceli PI kontrolör) cevabına karşılık gelmektedir. λ katsayısının değeri artırıldıkça, saat 16:00'da oluşturulan talep pikine daha yumuşak fiyat artışı ile cevap verildiği görülmüştür. Bu, PI^{λ} kontrolörün, klasik PI kontrolöre göre daha yumuşak fiyat regülasyona imkân sağladığını göstermektedir. Bu bağlamda, PI^{λ} kontrolör fiyat değişkenliğini azaltmak ve fiyat istikrarını sağlamak bakımından önemli avantajlar sunmaktadır. Bu avantajına karşılık, Şekil 7'da görüldüğü üzere, talep değişimlerine karşılık üretim cevaplarında kayda değer bir farklılık oluşmamıştır. Bu, diğer kazanç katsayıları aynı kalmak üzere sadece λ katsayısının ayarlanması ile fiyat değişkenliğinin kontrol altında tutulabileceğini göstermiştir.



Şekil 7. (a) Farklı λ değerleri için PI^{λ} kontrolörün, test talep profiline karşılık enerji arz cevapları.

4. Değerlendirmeler

Enerji arz yönetiminin, market taraflı olarak gerçek zamanlı dinamik fiyatlandırma ile kontrolü önem kazanmaya başlamıştır[15]. Kesir dereceli kontrolör yapılarının, tamsayı dereceli kontrol yapılarına göre dahi iyi bir kontrol performansı sunabildiği bir çok çalışmada gösterilmiştir [16,17]. Bunun başlıca nedenlerinden biride, kesir dereceli türev ve integral terimlerinin, kontrolörün cevap kümesini zenginleştirmesidir. Böylece, kontrol edilen sisteme daha uygun kontrolör cevaplarının bulunabilmesi mümkün olabilmektedir.

Biz bu çalışmada, λ katsayısının, kapalı çevrim dinamik enerji fiyatlaması ile enerji dengelemesi probleminde sağlayabileceği avantajlar inceledik. Simülasyonlarda, λ katsayısı yardımı ile oldukça benzer talep-üretim cevabının, daha yumuşak değişen fiyat kontrolü ile sağlanabileceği görülmüştür. Bu durum, enerji marketleri yönetimi için önemli bir parametre olan fiyat istikrarı konusunda kesir dereceli kontrolörün avantaj sağlayabileceğine işaret etmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışma, akıllı şebekeler altyapısına sahip serbest enerji piyasalarında, kapalı çevrim kesir dereceli PI kontrolör ile

anlık sert değişim gösteren enerji talebine karşılık sistemin enerji dengesini koruyabildiği görülmüştür. Uygulama örneği olarak 50000 MW kurulu güce sahip çok kaynaklı (Termal, Hidroelektrik, Rüzgar ve Güneş) akıllı şebeke sistemi için Matlab/Simulink ortamında kapalı çevrim PI^{λ} enerji fiyatı kontrol simülasyonları gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

Klasik PI kontrolöre göre PI^{λ} kontrolörün artan λ değerlerinde, enerji dengeleme performansını sürdürürken daha istikrarlı (yavaş değişen) enerji fiyat kontrolü sağlayabildiği görülmüştür. Bu parametre, geleceğin akıllı şebekelerinde, enerji fiyat istikrarının yönetimi için önemli avantajlar sağlayabileceği öngörülmektedir.

Kaynakça

[1] M. Akçin, B.B. Alagöz, C. Keleş, A. Karabiber, A. Kaygusuz, "Dağıtık Kontrol ile Akıllı Şebekelerde Geniş-Alan Yönetimi ve Geleceğe Dönük Projeksiyonlar," *Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, Cilt:17, No:3, s:457-470, 2013.

[2] Y. Cunjiang, Z. Huaxun, Z. Lei, "Architecture Design For Smart Grid," *Energy Procedia*, Cilt:17, s:1524-1528, 2012.

[3] C. Liu, Q. Zeng, Y. Liu, "A Dynamic Load Control Scheme for Smart Grid Systems," *Energy Procedia*, Cilt: 12, s:200-205, 2011.

[4] R.E. Brown, "Impact of Smart Grid on Distribution System Design," IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, PA, s:1-4, 2008.

[5] S. Galli, A. Scaglione, Z. Wang, "Power line communications and the smart grid," First IEEE international conference on smart grid communications (SmartGridComm), s:303-308, 2010.

[6] Yi P., A. Iwayemi, C. Zhou, "Developing ZigBee deployment guideline under WiFi interference for smart grid applications," *IEEE Transactions on Smart Grid*, Cilt:2, s:110-120, 2011.

[7] S.S.S.R. Depuru, L. Wang, V. Devabhaktuni, "Smart meters for power grid: Challenges, issues, advantages and status," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Cilt 15, s:2736–2742, 2011.

[8] A.P. Sanghvi, "Flexible strategies for load/demand management using dynamic pricing," *Power Systems, IEEE Transactions on*, Cilt:4, No:1, s:83-93, 1989.

[9] K. Spees, L.B. Lave, "Impacts of responsive load in PJM: load shifting and real time pricing," *Energy Journal* Cilt:29, s:101-122, 2008.

[10] B.B. Alagoz, A. Kaygusuz, M. Akcin, S. Alagoz, "A closed-loop energy price controlling method for real-time energy balancing in a smart grid energy market," *Energy* Cilt:59, s:95-104, 2013.

[11] P. Andre, S. Carlos, F. Paulo, "The impact of demand side management strategies in the penetration of renewable electricity," *Energy*, Cilt:41, s:128-137, 2011.

[12] M.M. Özyetkin, N. Tan, "Belirsiz Kesir Dereceli Türev İçin Tamsayı Dereceli Yaklaşım," TOK'12, Niğde Üniversitesi, 2012.

[13] M.M. Özyetkin, N. Tan, "Integer order approximation of fractional order systems," Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2010 IEEE 18th, Diyarbakir, s:949 – 952, 2010.

[14] B.T. Krishna, and K. V. V. S. Reddy, "Active and passive realization of fractance device of order 1/2," *Active and Passive Electronic Components*, Cilt:2008, ID:369421, 2008.

[15] Z. Xu,W. Xu,W. Shao, Z. Zeng, "Real-Time Pricing Control on Generation-side: Optimal Demand-Tracking Modeland Information Fusion Estimation Solver,," *IEEE Transactions on Power Systems, Power Systems*, Cilt:29, s:1522-1535,2014.

[16] I. Podlubny, "Fractional order systems and controller," *Proc. IEEE Transaction on Automatic Control* Cilt:44, s: 208–214,1999.

[17] M.A. Rahimian, M.S. Tavazoei, "Improving integral square error performance with implementable fractional-order PI controllers," *Optimal Control Applications and Methods* Cilt:35, s:303-323, 2014.

Röle Geri Beslemeli Doğrusal Olmayan Kesir Dereceli Sistemlerin Limit Çevrim Analizi

Gürkan Kavuran[1], Ali Yüce[2], Nusret Tan[3], Celaleddin Yeroğlu[4]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Fırat Üniversitesi, Elazığ
gkavuran@firat.edu.tr

[2]Elektronik ve Otomasyon Bölümü, Yakınca Meslek Yüksekokulu, İnönü Üniversitesi, Malatya
ali.yuce@inonu.edu.tr

[3]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, İnönü Üniversitesi, Malatya
nusret.tan@inonu.edu.tr

[4]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, İnönü Üniversitesi, Malatya
cyeroglu@inonu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, röle geri beslemeli doğrusal olmayan sistemlerin limit çevrim analizi, farklı hesaplama yöntemleri kullanılarak incelenmiştir. Limit çevrim frekansının bulunmasında kesin sonuç veren Tsypkin metodu, literatürde sıklıkla kullanılan Tanım Fonksiyonu yöntemi ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı olarak kıyaslanmıştır. Ayrıca Tsypkin metodunun genelleştirilmiş hali olan A-fonksiyon yönteminden yararlanılarak, sonuçların grafiksel olarak elde edilmesini sağlayan MATLAB programı geliştirilmiştir. Tam sayı dereceli sistemler için kullanılan frekans cevabı yöntemlerinin, kesir dereceli sistemler için de uygulanabilirliği gösterilmiştir.

1. Giriş

Son yıllarda, bilgisayarlı hesaplama yöntemlerinin de gelişmesiyle birlikte, kesir dereceli türev ve uygulamaları kimya, biyomedikal, kontrol teorisi, elektronik gibi mühendisliğin birçok alanında ilgi çeken konular arasına girmiştir. Kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin sistemleri daha iyi modellediği düşüncesi, denetleyici ve sistem tasarımına yeni bir bakış açısı getirmiştir. Klasik kontrolde kullanılan Bode, Nyquist ve Nichols diyagramları herhangi bir değişiklik yapılmadan kesir dereceli sistemlere uygulanırken, zaman alanı cevabında kesirli üslerin tamsayı dereceli yaklaşık eşdeğerleri kesin sonuç vermemektedir [1]. Literatürde kesir dereceli sistemler üzerine yapılan çalışma sayısı fazla olsa da, bazı durumlar için yeterli olduğu söylenemez. Özellikle sistemde meydana gelen doğrusalsızlıklar, bu durumlara örnek verilebilir.

Çevremizdeki çoğu gerçek sistem, gerek doğası gereği gerekse sonradan kazınılmış doğrusal olmayan özellikler içermektedir [2]. Elektrik motorları, valfler ve dişli sistemleri doğası gereği yapısında doğrusal olmayan özellikler barındıran sistemlerdir. Doyum, ölü zaman, doğrusal olmayan sürtünme ve diş boşluğu etkisi bu tip sistemlerden ayrı olarak düşünülemez. Bazı sistemlerde ise arzu edilen denetim başarımını elde etmek için, sistem dinamiğine farklı doğrusalsızlıklar dahil edilmektedir. Doğrusal olmayan sistemlerde meydana gelen salınımlar genellikle kararlıdır. Bu tip salınımlara periyodik hareket veya limit çevrim adı verilmektedir. Mekanik sistemlerde, sürtünme etkisini minimize etmek için titreşim oluşturan limit çevrim istenilen bir durum olsa da, bazı sistemlerde denetim sistemini tahrip edici özellikler sergilemektedir. Röle geri beslemeli sistemlerde limit çevrim parametrelerinden faydalanılarak denetleyici tasarımı yapılması, mühendislikte sıkça kullanılan bir tekniktir [3,4]. Özellikle aç-kapa denetime imkan veren röleler, hızlı cevap süresi ve uygun maliyetleri nedeniyle sıcaklık ve uydu konum denetiminde uzun yıllar kullanılmışlardır [5]. Literatürde, limit çevrim tahmininde kullanılan birçok yöntem mevcuttur. Bunlar arasında en yaygın olanı Tanım Fonksiyon yöntemi, basit olduğu kadar yaklaşık bir çözüm sunmaktadır [2,6]. Kesin çözüm yöntemleri karmaşık işlemler içerse de, sistem tanılama için limit çevrim parametrelerinin kesin değerlerinin bulunmasında kolaylık sağlamaktadır.

Bu çalışmada, röle geri beslemeli doğrusal olmayan kesir dereceli sistemlerin kararlılık analizi, farklı limit çevrim hesaplama yöntemleri kullanılarak incelenmiştir. Limit çevrim frekansının bulunmasında kesin sonuç veren Tsypkin [7] metodu, literatürde sıklıkla kullanılan Tanım Fonksiyonu yöntemi ve benzetim sonuçlarıyla karşılaştırmalı olarak kıyaslanmıştır. Ayrıca Tsypkin metodunun genelleştirilmiş hali olan A-fonksiyon yönteminden yararlanılarak, sonuçların grafiksel olarak elde edilmesini sağlayan MATLAB programı geliştirilmiştir. Tam sayı dereceli sistemler için kullanılan frekans cevabı yöntemlerinin, sisteme dahil edilen doğrusalsızlıklar da göz önünde bulundurularak kesir dereceli sistemler için de uygulanabilirliği gösterilmiştir.

Çalışmanın 2. Bölümünde kesir dereceli sistemler hakkında bilgi verilmiş, 3. Bölümde doğrusal olmayan sistemlerde limit çevrim analizi yöntemleri anlatılmıştır. 4. Bölümde benzetim çalışmaları verilmiş, 5. Bölümde ise sonuçlar sunulmuştur.

2. Kesir Dereceli Sistemler

Kesir dereceli bir sistemin (KDS) genelleştirilmiş hali, kesirli türev operatörleri kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir [8].

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \cdots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \cdots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \quad (1)$$

burada $D^{\alpha,\beta}$ kesirli türevi göstermektedir. Yukarıdaki eşitliğe ait geçiş fonksiyonu ise Eşitlik 2'de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + \cdots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + \cdots + a_1 s^{\alpha_1} + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (2)$$

KDS'nin frekans cevabı analizi, tamsayı dereceli sistemlerdekine benzer şekilde yapılmaktadır. Frekans alanı ifadeleri, kesir dereceli geçiş fonksiyonunda s yerine $j\omega$ koyularak elde edilir. Böylece KDS'de limit çevrim analizi literatürdeki metotlar kullanılarak kolayca yapılabilir.

3. Doğrusal Olmayan Sistemlerde Limit Çevrim Analizi

Bu bölümde röle geri beslemeli doğrusal olmayan sistemlerin limit çevrim parametrelerinin elde edilmesini sağlayan hesaplama yöntemlerinden bahsedilmiştir.

3.1. Tanım Fonksiyonu Yöntemi

Doğrusal olmayan sistemlerde meydana gelen kararlı salınımlar, limit çevrim veya periyodik hareket olarak adlandırılmaktadır. Bu salınımlara ait büyüklüklerin tahmini için literatürde birçok yöntem kullanılmıştır. Basit olduğu kadar yaklaşık sonuç veren Tanım Fonksiyonu yöntemi bunlardan en bilinenidir. [2,6].

Açık çevrim sistemin Nyquist eğrisiyle, tanım fonksiyonunun negatif reel eksendeki çiziminin kesişim noktasındaki frekans değeri, limit çevrim analizi için kullanılmaktadır. Şekil 1'de verilen doğrusal olmayan geri beslemeli sistemde, $N(a)$ ile gösterilen doğrusal olmayan eleman, girişe uygulanan sinüzoidal işaretin genliğinin, çıkışın temel bileşenine oranıdır [9].

Doğrusal olmayan eleman $n(x)$ olarak düşünülürse, $x = a\sin\theta$ girişine karşılık $y(\theta)$ çıkışı elde edilir. Eğer $n(x)$, çıkışın temel bileşeninde tek simetrik özelliğe sahipse, $b_1 \sin\theta + a_1 \cos\theta$ olarak gösterilebilir. Bu durumda,

$$b_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} y(\theta)\sin\theta\, d\theta \quad (3)$$

$$a_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} y(\theta)\cos\theta\, d\theta \quad (4)$$

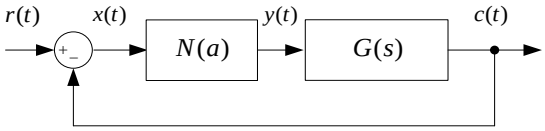
olarak elde edilir. Buna göre tanım fonksiyonu $N(a)$ aşağıdaki gibi yazılır.

$$N(a) = (b_1 + j a_1)/a \quad (5)$$

Şekil 1'deki sistemde limit çevrim varlığını incelemek için karakteristik denklem Eşitlik 6'daki gibi elde edilir.

$$1 + N(a)G(s)\big|_{s=j\omega} = 0 \quad (6)$$

Genel olarak $G(j\omega)$ ve $C(a) = -1/N(a)$ eğrilerinin kesişim noktası, limit çevrim genlik ve frekans değerini vermektedir.



Şekil 1: Doğrusal olmayan geri beslemeli sistem.

3.2. A-fonksiyon Yöntemi

Daha önce belirtildiği gibi tanım fonksiyonu yöntemi yaklaşık sonuçlar verdiği için, hassas uygulamalarda kullanılması uygun değildir. Röle geri beslemeli sistemlerde limit çevrim analizi için daha kesin sonuçlar veren Tsypkin yöntemi ve onun genelleştirilmiş hali olan A-fonksiyon yöntemi karmaşık hesaplamalar içerse de tercih edilmektedir [10]. Şekil 1'de gösterilen sistem için A-fonksiyon eğrisi aşağıdaki eşitlikler yardımıyla bulunmaktadır.

$$A_G(\theta,\omega) = \mathrm{Re}\, A_G(\theta,\omega) + j\,\mathrm{Im}\, A_G(\theta,\omega) \quad (7)$$

$$\mathrm{Re}\, A_G(\theta,\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} V_G(n\omega)\sin n\theta + U_G(n\omega)\cos n\theta \quad (8)$$

$$\mathrm{Im}\, A_G(\theta,\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} (1/n)[V_G(n\omega)\cos n\theta - U_G(n\omega)\sin n\theta] \quad (9)$$

Genelleştirilmiş toplam frekans eğrisi $A_G(\theta,\omega)$, belirli bir frekans aralığındaki reel ve sanal kısımlarının toplanmasıyla elde edilmektedir. Bu ifadenin reel ve sanal kısımları ise, $n\omega$ frekanslarındaki $G(j\omega)$ 'nın reel ve sanal değerleriyle birlikte seçilen θ değerine bağlıdır. Burada, U_G ve V_G $G(j\omega)$ 'nın sırasıyla reel ve sanal kısımlarını temsil etmektedir. Limit çevrim oluşumunda A-fonksiyonu tanımlamak için iki durumu göz önüne bulundurulmalıdır. Eğer limit çevrim asimetrikse tüm harmonikler hesaba katılmalıdır. Limit çevrimin simetrik olduğu durumda ise sadece tek harmonikler işleme dahil edilmelidir. Bu durumda $n = 1,3,5,7,.....,\infty$ şeklinde değişir ve A-loci A^o sembolüyle gösterilir.

Kompleks düzlemde, ω 'nın θ 'ya göre çizimi A-loci'yi vermektedir. $\theta = 0$ alınmasıyla Tsypkin eğrisi elde edilmektedir.

4. Benzetim Çalışması

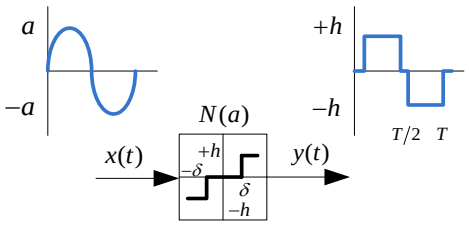
Bu bölümde geri beslemeli denetim sisteminde, tamsayı ve kesir dereceli geçiş fonksiyonlarıyla birlikte ölü bölgeli röle doğrusalsızlığı kullanılmış ve tüm sistemin kararlılığı incelenmiştir. Oluşturulan MATLAB programıyla, sistemi kararlı kılacak K değeri hesaplanmıştır. Gerek Tanım fonksiyonu gerekse A-fonksiyon yöntemiyle elde edilen değerler simülasyon sonuçlarıyla kıyaslanmıştır.

Örnek 1: Eşitlik 10'daki tamsayı dereceli geçiş fonksiyonunu ele alalım.

$$G_1(s) = \frac{K}{s(s+1)(s+2)} \tag{10}$$

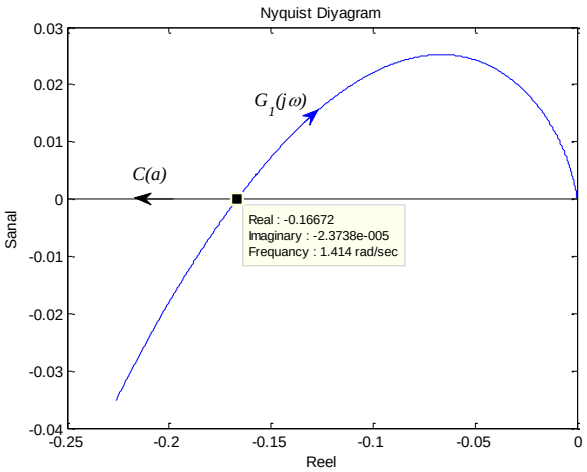
Burada kullanılan ölü bölgeli röleye ait tanım fonksiyonu $a > \delta,\ \Delta = 0$ şartları için aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$N(a) = \frac{4h(a^2 - \delta^2)^{1/2}}{a^2 \pi} \tag{11}$$



Şekil 2: Ölü bölgeli röle.

$G_1(s)$ 'e ait Nyquist eğrisi ve Eşitlik 11'deki tanım fonksiyonun negatif ters çizimi $\delta = 0.2,\ h = \pi$ ve $K = 1$ için Şekil 3'de verilmiştir.

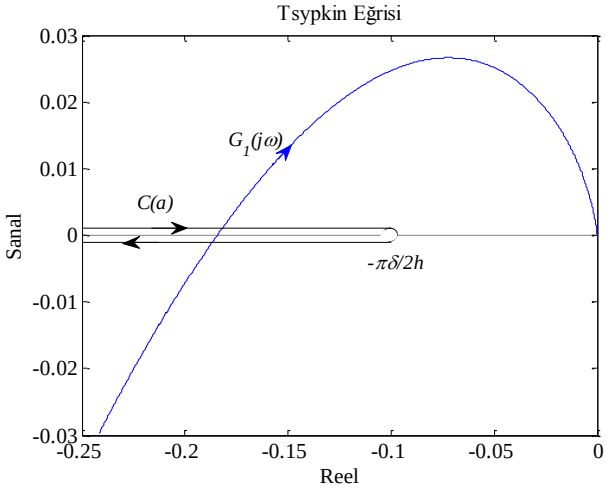


Şekil 3: $K = 1$ için $G_1(j\omega)$ ve $C(a)$ 'ya ait Nyquist eğrisi.

Şekil 3'e göre, iki eğrinin kesişim noktasındaki limit çevrim frekansı $\omega = 1.414$ rad/sn'dir. Limit çevrim frekansındaki osilasyonun periyodu ise aşağıdaki gibi hesaplanır.

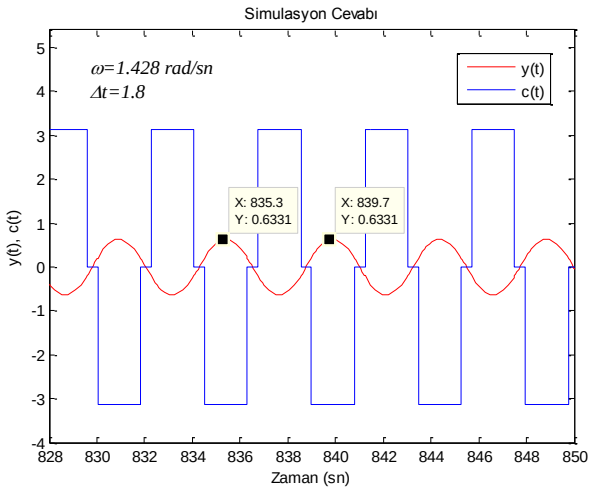
$$\omega = 2\pi \frac{1}{T};\quad 1.414 = \frac{2\pi}{T} \rightarrow T = 4.44\ sn \tag{12}$$

Şekil 4'de ise Eşitlik 7-9 yardımıyla elde edilen A-fonksiyon eğrisi verilmiştir. $C(a)$ eğrisi negatif reel eksen boyunca eksi sonsuzdan gelip a değeri $-\pi\delta/2h$ noktasında maksimum değerine ulaşmaktadır.



Şekil 4: $K = 1$ için $G_1(j\omega)$ ve $C(a)$ 'ya ait Tsypkin eğrisi.

MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan Şekil 1'deki sistemin zaman alanı cevabı K=1 değeri için Şekil 5'te gösterilmiştir. Limit çevrim frekansı ve darbe genişliği sırasıyla $\omega = 1.428$ rad/sn, $\Delta t = 1.8$ olarak hesaplanmıştır.



Şekil 5: Şekil 1'deki kapalı çevrim sistemin zaman cevabı (K=1 için $G_1(j\omega)$ + Ölü bölgeli röle)

Eşitlik 10'daki transfer fonksiyonu için, negatif reel eksendeki limit çevrim frekansı $\omega = 1.414$ ve K=1 değerlerindeki genlik değeri,

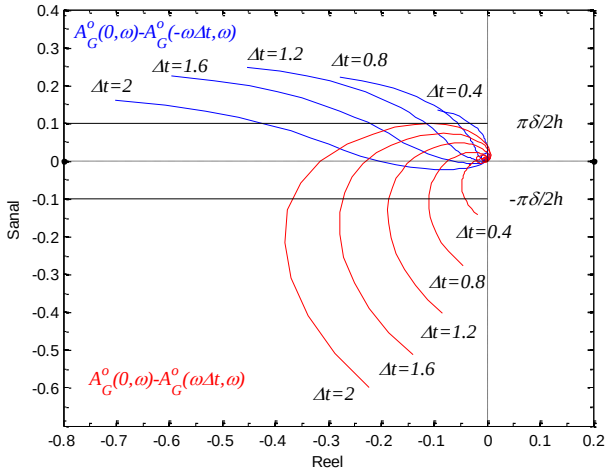
$$\left.\frac{1}{j\omega(j\omega+1)(j\omega+2)}\right|_{\substack{\angle G(j\omega) = -180^\circ \\ \omega = 0.414}} = 0.166 \tag{13}$$

olarak elde edilir. Sistemi kararlı yapacak K değeri, artımsal tanım fonksiyonu yöntemine göre [10],

$$0.166\,K\,N(a)_{\max} > 1 \tag{14}$$

yazılabilir. Burada $\delta = 0.2,\ h = \pi$ ve $N(a)_{\max} = 2h/\pi\delta = 10$ alınarak kararlılık şartı K< 0.602 için sağlanır.

A-fonksiyon yöntemiyle sistemi kararlı kılacak K değerinin hesaplanması biraz daha karmaşıktır. Eşitlik 10'daki sistem için röle parametreleri $\delta = 0.2,\ h = \pi$ alınarak farklı darbe genişliklerinde çizimler yaptırılmalıdır. Sağlıklı bir kıyaslama yapmak için sistemin kazanç katsayısı başlangıçta K=1 olarak alınmıştır. Gerekli olan A-loci eğrileri $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$ ve $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$ Şekil 6'daki gibi farklı Δt değerleri için çizdirilmiştir. Bu eğrilerin, $-\pi\delta / 2h$ ve $\pi\delta / 2h$ çizgileriyle kesiştiği noktadaki ω frekans değerlerinin Δt değerlerine göre çizimi, sistemi kararlı yapacak K değerini bulmak için yardımcı olacaktır. Tablo 1'de K=1 için elde edilen ω ve Δt değerleri verilmiştir.



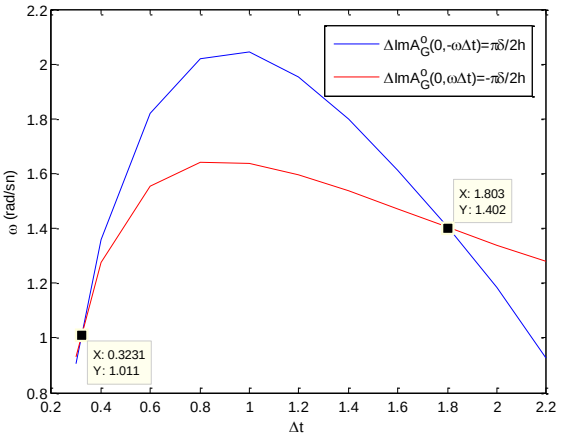
Şekil 6: K=1 için grafiksel A-fonksiyon çözümü.

Tablo 1: $G_1(j\omega)$ ve K=1 için limit çevrim frekans değerleri

Δt	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$ için ω rad/sn	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$ için ω rad/sn
0.3	0.931	0.906
0.4	1.275	1.358
0.6	1.556	1.821
0.8	1.64	2.02
1	1.638	2.043
1.2	1.596	1.953
1.4	1.536	1.799
1.6	1.47	1.611
1.8	1.403	1.405
2.0	1.338	1.183
2.2	1.278	0.926

Tablo 1'e göre, $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega) = -\pi\delta / 2h$ ve $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega) = \pi\delta / 2h$ şartlarını sağlayan ω ve Δt değerlerinin birbirine göre çizimi, Şekil 7'de verilmiştir. Burada kararlı ve kararsız iki adet çözümün olduğu görülmektedir.

Bunlardan bir tanesi $(\Delta t,\omega) = (1.803\,sn, 1.402\,rad/sn)$ bir diğeri ise $(\Delta t,\omega) = (0.323\,sn, 1.011\,rad/sn)$ 'dir.

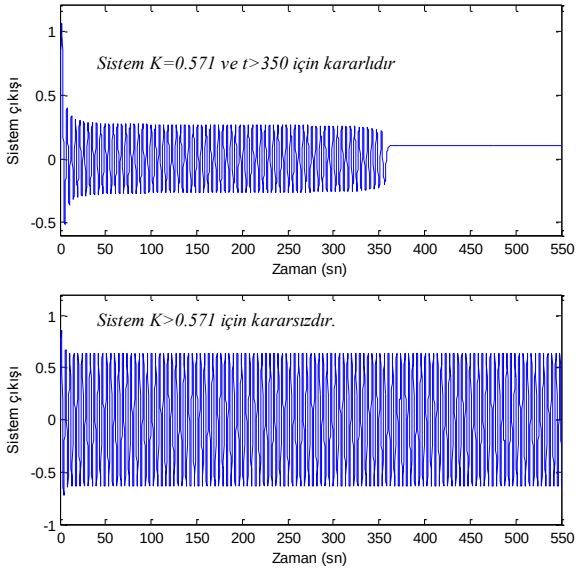


Şekil 7: $G_1(j\omega)$ ve K=1 için $\Delta\,\mathrm{Im}\,A_G^o(0,-\omega\Delta t)$ ve $\Delta\,\mathrm{Im}\,A_G^o(0,\omega\Delta t)$ çizimi.

Şekil 7'deki iki eğrinin hiç kesişmediği durum bulunana kadar K değeri başlangıç değerinden itibaren belirli aralıklarla azaltılarak anlatılan işleme devam edilir. Buna göre kararlı ve kararsız limit çevrim frekans değerleri ve darbe genişlik değerlerinin bulunduğu Tablo 2 oluşturulur. Geçerli bir çözümün olmadığı ve sistemin kararlı olduğu değer, K=0.569 olarak elde edilir.

Tablo 2: $G_1(j\omega)$ için elde edilen farklı K değerlerindeki limit çevrim frekans ve darbe genişlikleri

K	ω	Δt	$\theta = \omega\Delta t$
1	1.402	1.803	2.5278
	1.011	0.323	0.3268
0.602	1.395	1.246	1.7382
	1.28	0.767	0.9818
0.571	1.354	1	1.354
	-	-	-
0.569	Kesişme yok. Sistem kararlı		



Şekil 8: K=0.571 ve 1 değerleri için Şekil 1'deki sistemin zaman cevabı.

Şekil 8'de ise K=1 ve K=0.571 değerleri için benzetim sonuçları gösterilmiştir. K=0.571 değerinde sistem t >350 sn için kararlıyken K=1 değerinde limit çevrim oluşumu devam etmektedir. Yaklaşık çözüm olmasına rağmen benzetim değerlerinin iyi sonuç verdiği söylenebilir.

Her üç yöntemi de kıyaslamak amacıyla elde edilen değerler Tablo 3'de verilmiştir. Burada tanım fonksiyonu yönteminde kararlı ve kararsız limit çevrim frekans değerleri aynıdır. Benzetim sonuçlarına bakıldığında ise sadece kararlı limit çevrimin varlığından bahsedilebilir. Buna göre sistemin, tanım fonksiyonu yöntemine göre $K \le 0.602$, benzetim sonuçlarına göre $K \le 0.571$ ve A-fonksiyon yöntemine göre ise $K \le 0.569$ değerlerinde kararlı olduğu görülmüştür.

Tablo 3: $G_1(j\omega)$ için farklı yöntemlerle elde edilen ω ve θ değerleri

K	*Tanım Fonksiyonu*		*Benzetim*		*A-fonksiyon*	
	ω	θ	ω	θ	ω	θ
1	1.414	-	1.428	2.570	1.402	2.5278
	1.414	-	-	-	1.011	0.3268
0.602	Sistem kararlı	-	1.396	1.814	1.395	1.7382
	-	-	-	-	1.28	0.9818
0.571	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-	1.354	1.354
	-	-	-	-	-	-
0.569	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-
	-	-	-	-	-	-

Örnek 2: Bu örnekte, Eşitlik 15'deki kesir dereceli geçiş fonksiyonunu ele alınmıştır.

$$G_2(s) = \frac{K}{s^{1.15}(s+1)(s+2)} \qquad (15)$$

Örnek 1'de incelenen sistem için kullanılan doğrusal olmayan eleman ve parametreleri bu örnek için de değiştirilmeden kullanılmıştır. Kesir dereceli sistemin Nyquist eğrisi çizdirilerek, tanım fonksiyonunun negatif tersiyle kesişim noktası belirlenirse, limit çevrim frekans değeri ω =1.1 rad/sn olarak bulunur. Buna göre sistemi kararlı kılacak K değeri, Eşitlik 13 ve 14'deki artımsal tanım fonksiyonu yöntemine göre $K \le 0.378$ olarak hesaplanır.

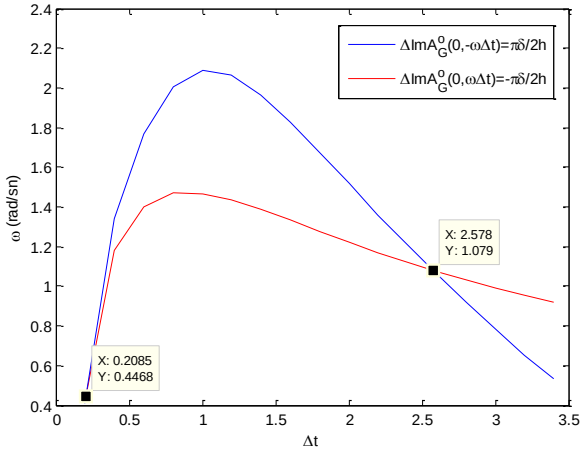
A-fonksiyon yöntemiyle sistemi kararlı kılacak K değerini hesaplamak için gerekli olan A-loci eğrileri $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$ ve $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$ tam sayı dereceli örnekte olduğu gibi farklı Δt değerleri için çizdirilir.

Tablo 1'de K=1 için elde edilen ω ve Δt değerleri verilmiştir.

Tablo 1'e göre, $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega) = -\pi\delta/2h$ ve $A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega) = \pi\delta/2h$ şartlarını sağlayan ω ve Δt değerlerinin birbirine göre çizimi, Şekil 9'da gösterilmiştir. Kararlı ve kararsız değerler $(\Delta t,\omega) = (0.208sn, 0.446rad/sn)$ $(\Delta t,\omega) = (2.578\,sn, 1.079\,rad/sn)$ 'dir.

Tablo 4: $G_2(j\omega)$ ve K=1 için limit çevrim frekans değerleri

Δt	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$ *için* ω *rad/sn*	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$ *için* ω *rad/sn*
0.2	0.414	0.407
0.4	1.182	1.339
0.6	1.401	1.766
0.8	1.469	2.003
1	1.468	2.090
1.2	1.435	2.063
1.4	1.387	1.965
1.6	1.332	1.829
1.8	1.276	1.675
2.0	1.221	1.517
2.2	1.169	1.361
2.4	1.12	1.209
2.6	1.074	1.063
2.8	1.031	0.921



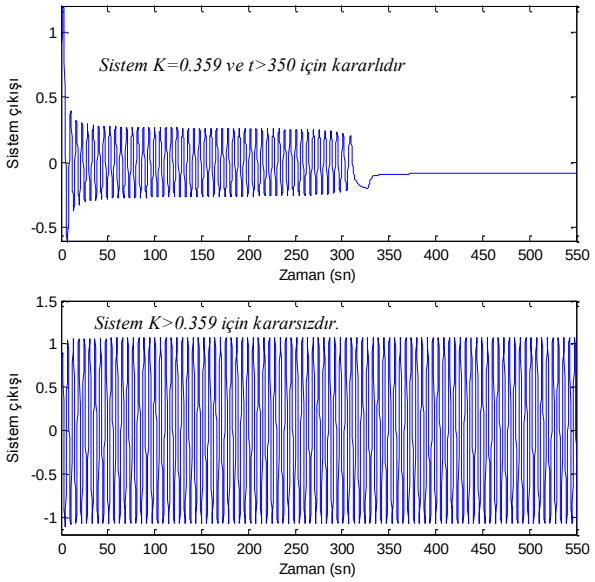
Şekil 9: $G_2(j\omega)$ ve K=1 için $\Delta\,\mathrm{Im}\,A_G^o(0,-\omega\Delta t)$ ve $\Delta\,\mathrm{Im}\,A_G^o(0,\omega\Delta t)$ çizimi.

K'nın başlangıç değerinden itibaren belirli aralıklarla azaltılarak bulunan kararlı ve kararsız limit çevrim frekans değerleri ve darbe genişlik değerleri Tablo 5'de verilmiştir. Kesir dereceli sistem için geçerli bir çözümün olmadığı ve sistemin kararlı olduğu değer, $K \le 0.355$ olarak elde edilir.

Tablo 5: $G_2(j\omega)$ için elde edilen farklı K değerlerindeki limit çevrim frekans ve darbe genişlikleri

K	ω	Δt	$\theta = \omega\Delta t$
1	1.079	2.578	2.781
	0.446	0.208	0.092
0.378	1.083	1.614	1.748
	0.960	0.940	0.902
0.359	1.047	1.3	1.361
	1.026	1.18	1.210
0.355	Kesişme yok. Sistem kararlı		

Şekil 10'da ise K=1 ve K=0.359 değerleri için kesir dereceli sistemin benzetim sonuçları gösterilmiştir. K=0.359 değerinde sistem t >350 sn için kararlıyken K=1 değerinde limit çevrim oluşumu devam etmektedir.



Şekil 10: K=0.359 ve 1 değerleri için Şekil 1'deki sistemin zaman cevabı.

Tam sayı dereceli örnekte olduğu gibi her üç yöntemi de kıyaslamak amacıyla elde edilen değerler Tablo 6'da mevcuttur. Buna göre kesir dereceli sistemin, tanım fonksiyonu yöntemine göre $K \le 0.378$, benzetim sonuçlarına göre $K \le 0.359$ ve A-fonksiyon yöntemine göre ise $K \le 0.355$ değerlerinde kararlı olduğu görülmüştür.

Tablo 6: $G_2(j\omega)$ için farklı yöntemlerle elde edilen ω ve θ değerleri

K	*Tanım Fonksiyonu*		*Benzetim*		*A-fonksiyon*	
	ω	θ	ω	θ	ω	θ
1	1.1	-	1.083	2.816	1.079	2.781
	1.1	-	-	-	0.446	0.092
0.378	Sistem kararlı	-	1.047	1.675	1.083	1.748
	-	-	-	-	0.960	0.902
0.359	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-	1.047	1.361
	-	-	-	-	1.026	1.210
0.355	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-	Sistem kararlı	-
	-	-	-	-	-	-

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, röle geri beslemeli doğrusal olmayan tam ve kesir dereceli sistemlerin limit çevrim analizi, tanım fonksiyonu, A-fonksiyon ve benzetim teknikleri kullanılarak incelenmiştir. Tam sayı dereceli sistemlerin kararlılık analizi için kullanılan frekans cevabı yöntemlerinin, kesir dereceli sistemler için de uygulanabilirliği gösterilmiştir. Elde edilen değerler incelendiğinde, yüksek doğruluktaki limit çevrim frekansının hesaplanmasına imkan verdiği için A-fonksiyon yönteminin, röle denetim sistemlerinde önemli bir yeri olduğu ortaya konulmuştur. A-fonksiyon yöntemine göre çok terimli serinin toplamıyla bulunan limit çevrim frekansı, hassas denetim uygulamalarında sistemleri kararlı kılacak katsayıları belirlemede yardımcı olmuştur.

Kaynakça

[1] D. P. Atherton, N. Tan, C. Yeroğlu, G. Kavuran, A. Yüce, "Computation of Limit Cycles in Nonlinear Feedback Loops with Fractional Order Plants", ICFDA'14, Catania University, Italy, 2014.

[2] D. P. Atherton, Nonlinear Control Engineering, Van Nostrand-Reinhold, London, 1975.

[3] K. J. Aström ve T. Hägglund, "Automatic tuning of simple regulators", Proceedings of the pth IFAC World Congress, Budapest, 1984.

[4] K. J. Aström ve T. Hägglund, "Automatic tuning of PID Controllers", ISA Research Triangle Park, NC.

[5] A. Moeni, Computer Aided Design and Analysis of Nonlinear Phenomenia in Relay Control Systems, Doktora Tezi, Sussex Üniversitesi, Brighton, Birleşik Krallık.

[6] D. P. Atherton, Stability of Nonlinear Systems, Research Studies Press, John Wiley, Chichester, 1981.

[7] Ya. Z. Tsypkin, Relay Control Systems, Cambridge University Press, England, 1984.

[8] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernández, and V. Feliu, "Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications", Fractional Calculus and Applied Analysis, Vol. 3, No. 3, pp. 231-248, 2000.

[9] D. P. Atherton, "Early developments in nonlinear control", IEE Control Systems, vol. 16, No. 3, pp. 34-43, 1996.

[10] D. P. Atherton, An Introduction to Nonlinearity in Control Systems, Ventus Publishing Aps., 2011, (http://bookboon.com/en/an-introduction-to-nonlinearity-in-control-systems-ebook)

Kesirli Dereceli Zaman Gecikmeli Röle Kontrol Sistemlerinin Limit Cycle Analizi

Ali Yüce[1], *Gürkan Kavuran*[2], *Nusret Tan*[1], *Celaleddin Yeroğlu*[3]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
ali.yuce@inonu.edu.tr, nusret.tan@inonu.edu.tr

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
gkavuran@firat.edu.tr

[3]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
c.yeroglu@inonu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride kesirli dereceli ve zaman gecikmeli doğrusal olmayan geri beslemeli bir sistemin limit cycle analizi incelenmiştir. Bunun için iki örnek ele alınmıştır. Kesirli dereceli ile tam sayı dereceli sistemlerin etkilerini görebilmek için birinci örnekte tamsayı dereceli, diğerinde ise aynı örneğin kesirli dereceli olan durumu incelenmiştir. Her örnek için tanımlama fonksiyonu(Describing Function-DF) metodu, A-Loci metodu ve matlab simulink ortamında benzetim sonuçları ayrı ayrı incelenmiştir. Limit cycle frekansları belirlenirken Matlab programından yararlanılmıştır. Sonuçlar grafiksel olarak verilmiş, ayrıca her iki örnek için de elde edilen limit cycle frekansları ve darbe genişlik süreleri her metot için tablolar halinde verilerek metotlar arasındaki farklılıklar incelenmiştir.

1. Giriş

Son yıllarda, geri beslemeli kontrol sistemlerinde, kesirli dereceli diferansiyel denklemler kullanılarak, başarılı şekilde tanımlanmış modeller üzerinde yapılan çalışmalar önemli yer tutmaktadır. Kontrol sistemleri uygulamalarının hemen her alanında kesirli dereceli sistemler için çalışmalara rastlamak mümkündür [1].

Frekans tabanı incelemesi ile kesirli dereceli bir sistemi kolaylıkla analiz edebilmemiz [2], kesirli dereceli bir sistemin limit cycle analizinde, DF ve A-Loci metotlarının kullanımına olanak sağlamıştır. Bu metotlar kullanılarak tamsayı ve kesirli dereceli sistemler üzerinde limit cycle analizi çalışmalarına literatürde rastlamak mümkündür [3]. Fakat bu yapılara zaman gecikmesinin ilave edilmesi ile transfer fonksiyon polinom formundan çıkmaktadır. Bu durum sistem dinamiğini oldukça etkilemektedir ve sistemin analizinde bazı hesapsal zorluklar meydana getirmektedir. Nitekim bu bildiride doğrusal olmayan kesirli dereceli ve zaman gecikmeli bir sistemin limit cycle analizi incelenmiştir.

Bildirinin kalan kısımları şu şekilde organize edilmiştir. 2. Bölümde kısaca kesirli dereceli sistemlerden, 3. Bölümde limit cycle analizi ve uygulanan yöntemlerden bahsedilmiştir. 4.Bölümde tamsayı ve kesirli dereceli bir transfer fonksiyonun zaman gecikmeli durumları örnek olarak incelenmiştir. Son olarak 5. Bölümde sonuçlar verilmiştir.

2. Kesirli Dereceli Sistemler

Türevlerinin dereceleri herhangi bir reel sayı olduğu, tamsayı olma zorunluluğunun bulunmadığı diferansiyel denklemlerle gösterilen sistemler kesirli dereceli sistemler olarak ele alınırlar [4]. Pratikte pek çok sistemin modeli kesirli dereceli diferansiyel denklemler ile karşılık bulur. Bunun nedeni gerçek dünyadaki sistemlerin kesirli dereceli yapıya sahip olmalarıdır. Bu durumdan dolayı gerçek bir sistemi tanımlamada kesirli dereceli modeller tam sayı dereceli modellere göre daha yeteneklidirler. Örnek verecek olursak elektromekanik sistemler, uzun transmisyon hatları, dielektrik polarizasyonlar, kardiak davranışları, biyomühendislik problemleri ve kaos gibi bir çok fiziksel sistem kesirli dereceli diferansiyel denklem ile tanımlanırlar.

Kesirli dereceli hesaplamalar klasik diferansiyel denklemler ile genelleştirilmiştir. Liouville ve Riemann gibi bir çok matematikçi kesirli dereceli hesaplamalar konusunda katkılar sağlamışlardır. Grunwald-Letnikov, Riemann-Lioville ve Caputo gibi kesirli dereceli diferansiyel denklemler için farklı tanımlar vardır. Caputo tanımlaması (1) denklemindeki gibi ifade edilebilir [3].

$$L\left\{D^{\alpha}y(t)\right\} = s^{\alpha}L\left\{y(t)\right\} - \sum_{i=0}^{[\alpha]-1} s^{\alpha-i-1}\frac{d^{i}y}{dt^{i}}(0) \qquad (1)$$

Burada $D^{\alpha}y(t) = d^{\alpha}y(t)/dt^{\alpha}$ $y(t)$ 'nin caputo türevini belirtir, $\alpha \in R_{+}$ rasyonel bir sayıdır. $[\alpha]$, α 'nın tam sayı kısmını belirtir ve L ise, Laplace dönüşümü operatörüdür.

$r(t)$ girişli ve $y(t)$ çıkışlı kesirli dereceli bir kontrol sistemi, (2) denklemindeki gibi kesirli dereceli bir diferansiyel denklem formu ile tanımlanır,

$$a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + ... + a_0 D^{\alpha_0} y(t) = b_m D^{\beta_m} r(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} r(t) + ... + b_0 D^{\beta_0} r(t) \quad (2)$$

(2) denklemini transfer fonksiyonu formu ile yazarsak,

$$G(s) = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + ... + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + ... + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (3)$$

(3) denklemi elde edilir. Burada, a_i, b_i reel parametreler ve α_i, β_i reel pozitif değerlerdir. $\alpha_0 < \alpha_1 < ... < \alpha_n$ ve $\beta_0 < \beta_1 < ... < \beta_m$. Böylece kesirli derece ile belirtilen s terimli transfer fonksiyonları, kesirli dereceli transfer fonksiyonları olarak isimlendirilirler(KDTF).

Örnek olarak,

$$G(s) \frac{1}{s^{2.3} + 2s^{0.7} + 1} \quad (4)$$

(4) denklemindeki transfer fonksiyonu verilebilir. Bu transfer fonksiyonunda s yerine $j\omega$ yazılıp (5) denklemindeki gibi hesaplanırsa,

$$(j\omega)^{\alpha} = \omega^{\alpha}(\cos\alpha\pi/2 + j\sin\alpha\pi/2) \quad (5)$$

transfer fonksiyon (6) denklemindeki biçimde yazılabilir.

$$G(j\omega) = \frac{1}{(1 + 0.908\omega^{0.7} - 0.891\omega^{2.3}) + j(1.782\omega^{0.7} - 0.454\omega^{2.3})} \quad (6)$$

Böylece yukarıdaki sistemin Bode ve Nyquist diyagramları çizdirilebilir. Frekans cevabı analizleri yapılabilmekle beraber, zaman tabanı hesaplamaları için genel bir analitik çözüm bulunmamaktadır. Fakat son yıllarda yapılan çalışmalar ile yaklaşıklık modelleri geliştirilmiştir. Bu modeller kullanılarak kesirli dereceli bir sistemin tamsayı eş değerlerinin belirlenmesi oldukça basittir. Continued Fractional Expansion(CFE), Oustaloup's, Carlson's, Matsuda's, Charreff's, en küçük kareler gibi metotlar yaklaşıklık belirleme yöntemlerine örnek olarak verilebilir.

3. Limit Cycle Analizi

Limit cycle frekansı hesaplaması için grafiksel yöntemlerden DF ve A-Loci metotlarından yararlanılmıştır.

3.1. DF Metodu

Bir doğrusal olmayan elemanın DF $N(a)$ ifadesi, uygulanan sinüzoidal girişin genliğinin, temel çıkış genliğine oranı olarak tanımlanır [5, 7].

Girişi $x = a\sin\theta$ olan $n(x)$ doğrusal olmayan eleman dikkate alınırsa, uygun şekilde çıkış $y(\theta)$ olur. Eğer $n(x)$ tek simetrik ise temel çıkış, $b_1\sin\theta + a_1\cos\theta$ olarak elde edilir. Burada,

$$b_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} y(\theta)\sin\theta d\theta \quad (7)$$

$$a_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} y(\theta)\cos\theta d\theta \quad (8)$$

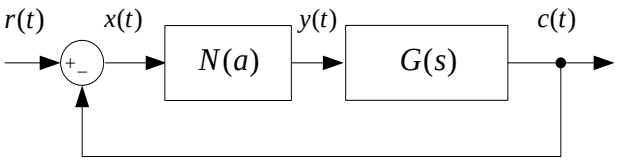
DF ile $N(a)$ ifadesi (9) denklemindeki gibi elde edilir.

$$N(a) = (b_1 + ja_1)/a \quad (9)$$

Eğer doğrusal olmayan elemanın karakteristiği tek değerli ise $N(a)$ ifadesi reel olacak, yani $a_1 = 0$ olur. Şekil 1'deki sistemin limit cycle frekansı hesabı için karakteristik denklem ise (10) gibi yazılır ve hesaplanır.

$$1 + N(a)G(s)\big|_{s=j\omega} = 0 \quad (10)$$

Sistemde oluşabilecek limit cycle'ın genlik ve frekansı $G(j\omega)$ ve $C(a) = -1/N(a)$ eğrileri çizdirilerek incelenir. $G(j\omega)$ ve $C(a) = -1/N(a)$ kesişiminden elde edilen bilgilerle oluşan limit cycle frekansı ve genliği hesaplanabilir.



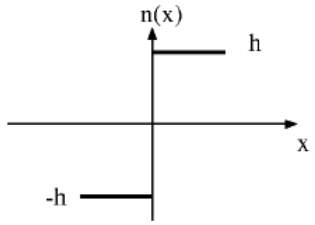
Şekil 1: Basit bir doğrusal olmayan geri beslemeli sistem.

DF metodu frekans tabanı yaklaşımı olduğu için, limit cycle analizi kesirli dereceli sistemler için de kolayca yapılabilir. Yani Şekil 1'deki sistemde $N(a)$ ideal röle ve $G(s)$ kesirli dereceli transfer fonksiyonu olabilir.

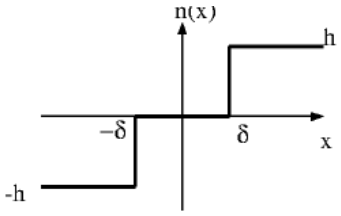
İdeal röle ve bu bildiride çalışılan ölü bölgeli röleye ait DF sırasıyla (11a) ve (11b) gibi yazılabilir [8].

$$N(a) = \frac{4h}{\pi a} \quad (11a)$$

$$N(a) = \frac{2h}{a^2\pi}\left\{\begin{matrix}\left[a^2 - (\delta+\Delta)^2\right]^{1/2} + \\ \left[a^2 - (\delta-\Delta)^2\right]^{1/2}\end{matrix}\right\} - j\frac{4h\Delta}{a^2\pi} \quad (11b)$$



Şekil 2: İdeal röle diyagramı [6].



Şekil 3: Ölü bölgeli röle diyagramı ($\Delta = 0$) [6].

Bir $G(s)$ kesirli dereceli sisteminin Nyquist diyagramı (6) denklemindeki yöntem ile elde edilebilir ve $N(a)$ 'nın negatif tersi ise (11) denklemlerinden kolayca hesaplanabilir. $N(a)$ 'nın belirlenmesi için bildiride çalışılan röle parametreleri $\delta = 1,\ h = 1,\ \Delta = 0$ olarak seçilmiştir.

3.2. A-Loci Metodu

Geri beslemeli röle kontrol sistemlerinin limit cycle analizi Tsypkin ve A Loci yaklaşımları kullanılarak da hesaplanabilir [6, 7].

Bir röle ve transfer fonksiyon içeren geri beslemeli bir sistem için, limit cycle değerleri A Loci kullanılarak hesap edilebilir. Burada A-Loci,

$$G(j\omega n) = U_G(n\omega) + jV_G(n\omega) \tag{12}$$

$$A_G(\theta,\omega) = \mathrm{Re}\,A_G(\theta,\omega) + j\,\mathrm{Im}\,A_G(\theta,\omega) \tag{13}$$

$$\mathrm{Re}\,A_G(\theta,\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} V_G(n\omega)\sin n\theta + U_G(n\omega)\cos n\theta \tag{14}$$

$$\mathrm{Im}\,A_G(\theta,\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} (1/n)[V_G(n\omega)\cos n\theta - U_G(n\omega)\sin n\theta] \tag{15}$$

Şeklinde formülize edilir.

Genelleştirilmiş toplam frekans eğrisi $A_G(\theta,\omega)$, belirli bir frekans aralığındaki reel ve sanal kısımlarının kendi içinde toplanmasıyla elde edilmektedir. Bu ifadenin reel ve sanal kısımları ise, $G(j\omega)$ 'nın $n\omega$ frekanslarındaki reel ve sanal değerleriyle birlikte seçilen θ değerine bağlıdır. Limit cycle oluşumunda A-Loci tanımlamak için iki durumu göz önüne almak gerkir. Eğer limit cycle asimetrikse tüm harmonikler hesaba katılmalıdır. Limit cycle'ın simetrik olduğu durumda ise sadece tek harmonikler işleme dahil edilmelidir. Bu durumda n = 1,3,5,7…….∞ şeklinde değişir.

A-Loci A^o sembolü ile gösterilir. Kompleks düzlemde, ω 'nın θ 'ya göre çizimi A Loci'yi vermektedir. $\theta = 0$ Olduğunda Tsypkin eğrisi elde edilmektedir.

4. Örnek

4.1. Tamsayı Dereceli Zaman Gecikmeli Sistem

Öncelikle (16) da verilen tam sayı dereceli zaman gecikmeli transfer fonksiyonu ele alalım,

$$G(s) = \frac{K}{s(s+1)(0.5s+1)} e^{-0.1s} \tag{16}$$

Örnekte kullanılan ölü bölgeli rölenin parametreleri $\delta = 1,\ h = 1,\ \Delta = 0$ olarak seçilmiştir.

K=8 için,

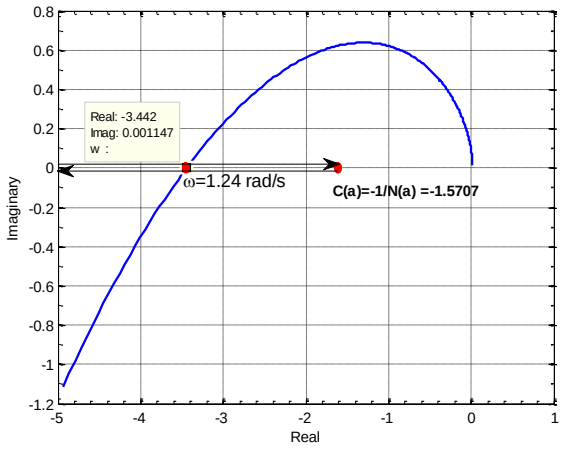
4.1.1. DF Metodu ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

DF metodu ile sistemin limit cycle frekansını elde etmek için sistemin Nyquist diyagramını çizdirelim,

$$G(j\omega) = -\frac{1}{N(a)} = C(a) \tag{17}$$

$$N(a) = \frac{2h}{\pi\delta} \tag{18}$$

$$C(a) = -\frac{1}{N(a)} = -\frac{\pi\delta}{2h} = -1.5707 \tag{19}$$



Şekil 4: DF metodu ile limit cycle frekansının belirlenmesi.

Şekil 4'ten görüldüğü gibi Nyquist eğrisi (-1.5707, 0) noktasını kapsamaktadır. Bu durumda sistem kararsız ve limit cycle frekansına sahiptir. Nyquist eğrisinin sanal ekseni kestiği noktadaki frekans değeri $\omega = 1.24\,rad/s$ sistemin limit cycle frekansını gösterir.

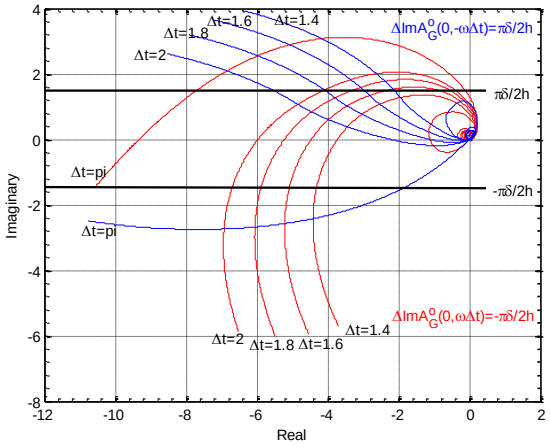
4.1.2. A-Loci Metodu ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

Çeşitli darbe genişlikleri için (20) ifadesinde sanal kısmın reel kısma karşı çizilmiş olduğu A-Loci diyagramı Şekil 5'te görülmektedir.

$$A_G^o(0,\omega) - A_G^o((\omega\Delta t + \omega\tau),\omega) \qquad (20)$$

$\pm\omega$ ve Δt farklı iki değer kümesi birbirine sırasıyla $\pm\pi\delta/2h$ uzaklıkta ve reel eksene paralel olarak çizilen doğruların A-Loci diyagramında kesiştiği noktaları belirtmektedir.

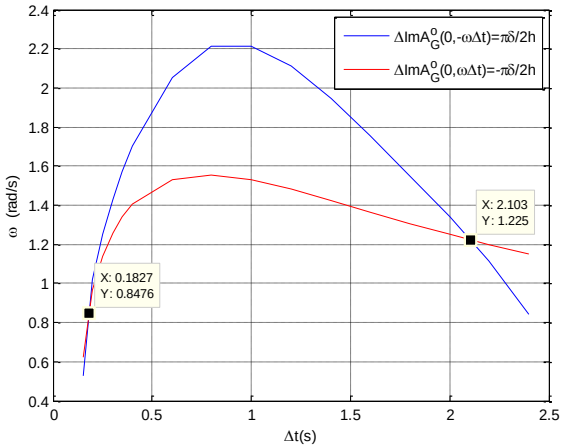
Tablo 1'de oluşturulan iki değer kümesi Şekil 6'da görüldüğü gibi ω - Δt eksenleri üzerine çizdirilir. Bu iki çizimde elde edilen kesişim noktaları sistemin kararlı ve kararsız limit cycle frekanslarını belirtir.



Şekil 5: Farklı Δt değerleri için A-Loci diyagramları.

Tablo 1: A-Loci'den elde edilen ω - Δt değer setleri

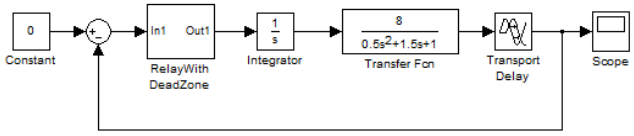
	Çözüm	Çözüm
	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$	$A_G^o(0,\omega) - A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$
Δt	ω *rad / s*	ω *rad / s*
0.2	0.968	1.019
0.4	1.405	1.701
0.6	1.533	2.055
0.8	1.555	2.214
1	1.53	2.216
1.2	1.482	2.111
1.4	1.425	1.946
1.6	1.366	1.754
1.8	1.308	1.55
2	1.252	1.34
2.2	1.199	1.116
2.4	1.149	0.84



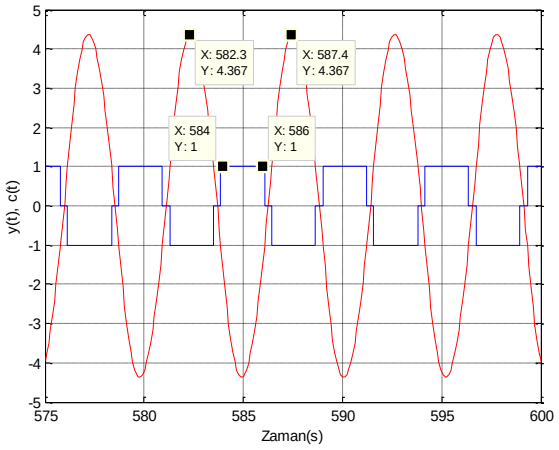
Şekil 6: ω - Δt değer setlerinden elde edilen eğrilerinin grafiği.

4.1.3. Benzetim ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

Matlab Simulink kullanılarak Şekil 7'deki model ile elde edilen simulasyon sonuçları aşağıdaki gibidir.



Şekil 7: Sistemin simulink benzetim modeli.



Şekil 8: Sistemin simulink benzetim çıkışı.

Şekil 8 üzerinden alınan bilgiler ile limit cycle frekansı (21) denklemindeki gibi elde edilir.

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{(587.4 - 582.3)} = 1.2320\ rad/s \qquad (21)$$

K 'nın seçilmiş farklı değerleri için yukarıda belirtilen üç farklı yöntem ile sisteme ait limit cycle frekansları hesaplanmış ve değerler Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Farklı K değerleri için DF, A Loci ve Benzetim yöntemleri ile hesaplanan Limit cycle frekansları

K	**DF**	**A Loci**	**Benzetim**
	ω *rad / s*	ω *rad / s*	ω *rad / s*
8	1.24	1.225	1.2320
5	1.24	1.234	1.2320
4	1.24	1.232	1.2320
3.6	Sistem Kararlı	1.216	1.2083
3.5	Sistem Kararlı	1.183	1.2083
3.493	Sistem Kararlı	1.178	1.1855
3.49	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	1.2083
3.47	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	1.2083
3.45	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	1.1855
3.44	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı

4.2. Kesirli Dereceli Zaman Gecikmeli Sistem

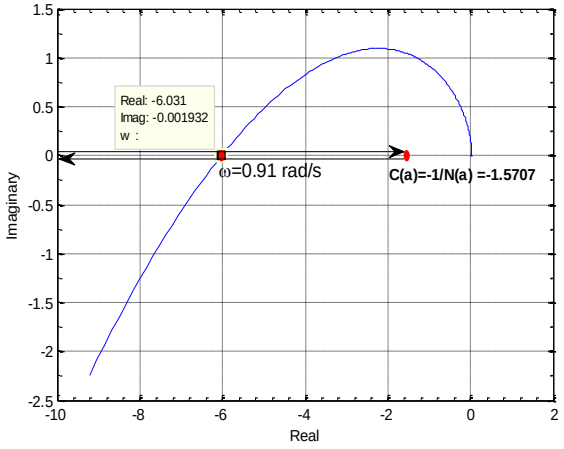
Şimdi aynı örneği (22) denkleminde görüldüğü gibi kesirli dereceli olarak ele alalım,

$$G(s)=\frac{K}{s^{1.2}(s+1)(0.5s+1)}e^{-0.1s} \qquad (22)$$

K=3 için kesirli dereceli sistemin limit cycle frekanslarını hesaplayalım.

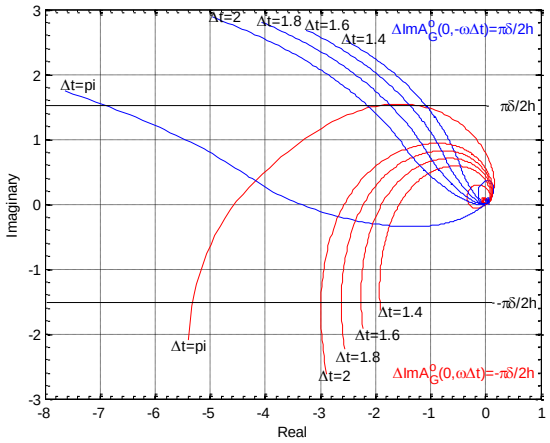
4.2.1. DF Metodu ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

DF metodu ile sistemin limit cycle frekansını elde etmek için sistemin Nyquist diyagramı Şekil 9'daki gibi elde edilmiştir.



Şekil 9: DF metodu ile limit cycle frekansının belirlenmesi.

4.2.2. A-Loci Metodu ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

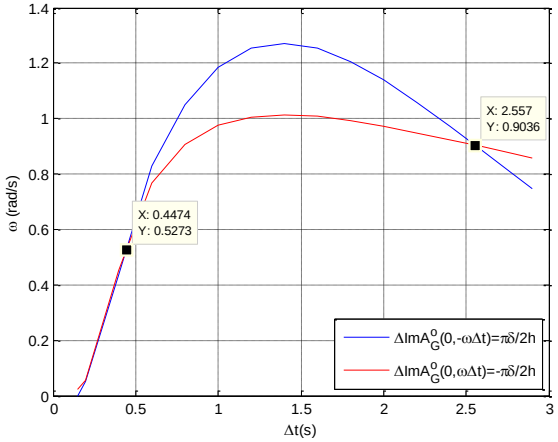


Şekil 10: Farklı Δt değerleri için A-Loci diyagramları.

Bir önceki örnekteki gibi ω - Δt değer seti Tablo 3'teki gibi elde edilir ve Şekil 11'deki gibi çizdirilir.

Tablo 3: A-Loci'dan elde edilen ω - Δt değer seti

Δt	Çözüm $A_G^o(0,\omega)-A_G^o(\omega\Delta t,\omega)$ ω *rad / s*	Çözüm $A_G^o(0,\omega)-A_G^o(-\omega\Delta t,\omega)$ ω *rad / s*
0.2	0.055	0.05
0.4	0.453	0.434
0.6	0.766	0.827
0.8	0.908	1.05
1	0.977	1.184
1.2	1.007	1.253
1.4	1.015	1.272
1.6	1.008	1.253
1.8	0.993	1.205
2	0.972	1.139
2.2	0.949	1.06
2.4	0.924	0.974
2.6	0.898	0.884
2.8	0.875	0.802
2.9	0.859	0.747

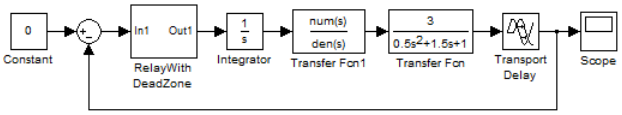


Şekil 11: ω - Δt değer setlerinin eğrilerinin grafiği.

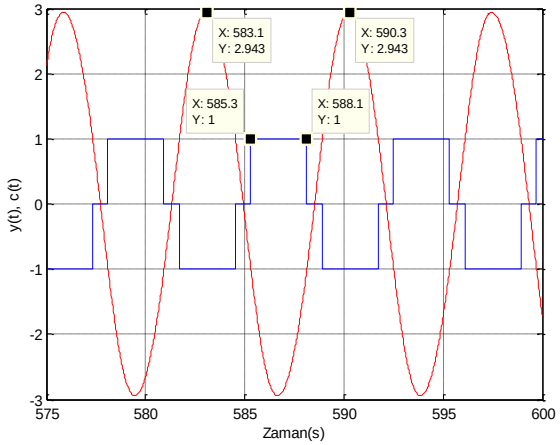
4.2.3. Benzetim ile Limit Cycle Frekansının İncelenmesi

Benzetim için K=3 olarak alınmıştır ve $s^{0.2}$ için (23) denkleminde verilen Oustaloup's 5. derece yaklaşıklığı kullanılmıştır.

$$\frac{1}{s^{0.2}} = \frac{s^5 + 353.4s^4 + 7414s^3 + 9773s^2 + 809.7s + 3.981}{3.981s^5 + 809.7s^4 + 9773s^3 + 7414s^2 + 353.4s + 1} \quad (23)$$



Şekil 12: Sistemin simulink benzetim şeması.



Şekil 13: Sistemin simulink benzetim çıkışı.

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{(590.3 - 583.1)} = 0.8727 rad/s \quad (24)$$

K 'nın seçilmiş farklı değerleri için yukarıda belirtilen üç farklı yöntem ile sisteme ait limit cycle frekansları hesaplanmış ve değerler Tablo 4'te verilmiştir.

Tablo 4: Farklı K değerleri için DF, A Loci ve Benzetim yöntemleri ile hesaplanan Limit cycle frekansları

K	DF	A Loci	Benzetim
	ω rad / s	ω rad / s	ω rad / s
3	0.91	0.9036	0.8727
2.5	0.91	0.9062	0.8727
2	Sistem Kararlı	0.8801	0.8607
1.98	Sistem Kararlı	0.8705	0.8727
1.965	Sistem Kararlı	0.854	0.8727
1.941	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	0.8607
1.90	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	0.8607
1.8	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı	Sistem Kararlı

5. Sonuçlar

Bu bildiride, doğrusal olmayan eleman içeren tamsayı ve kesirli dereceli zaman gecikmeli sistemlerde limit cycle analizi için DF, A-Loci metodu ve benzetimler ile elde edilen limit cycle frekansları arasındaki ilişkiler incelenmiştir. DF ve A Loci uygulamalarının frekans tabanı temelli olması sisteme hem kesirli dereceli transfer fonksiyon hem de zaman gecikmesi ilavesi durumlarında gerekli analitik hesaplamaların yapılmasına imkân tanımıştır. Frekans tabanında çalışılarak hem DF metodu ile hem de A-Loci metodu ile kararlı K değeri grafiksel olarak çözülmüştür. DF metodunun yaklaşık sonuçlar veren bir yöntem olduğu Tablo 2 ve Tablo 4'teki sonuçlardan görülmüştür. DF metodu'na göre sistem kararlı duruma geçmesine rağmen, gerçekte sistem hala limit cycle durumundadır. Bu durumu A-Loci metodu sonuçlarından görebilmekteyiz. Sonuç olarak A-Loci metodu DF metoduna göre daha kesin sonuçlar vermektedir.

A-Loci sonuçlarına göre tamsayı dereceli transfer fonksiyon K=3.49 değerlerinde kararlı olur iken, kesirli dereceli transfer fonksiyonunun sisteme etkisi ile K=1.941 de kararlı duruma geçmiştir. Benzetim sonuçlarında sistemin daha düşük K değerlerlerinde kararlı durumda görünmesi, sistemde kesirli dereceli ifade için 5. derece Oustaloup yaklaşıklığı kullanımının etkileridir.

Kaynakça

[1] Y.Q. Chen, I. Petrâş, D. Xue, "Fractional Order Control-A Tutorial," 2009 American Control Conference, St. Louis, MO, USA, s:1396-1411, June 10-12, 2009.

[2] C. Yeroğlu ve N. Tan, "Development of a Toolbox for Frequency Response Analysis of Fractional Order Systems," 19th European Conference on Circuit Theory and Design, Antalya, 2009.

[3] D.P. Atherton, N. Tan, C. Yeroğlu, G. Kavuran, A. Yüce, "Limit Cycles in Nonlinear Systems with Fractional Order Plants, " *Machines*, Cilt: 2, No: 3 s:176-201, 2014.

[4] M.M. Özyetkin, C. Yeroğlu, N. Tan, "Kesirli Dereceli Aralık Geçiş Fonksiyonlarının Bode Zarflarının Hesaplanması," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı(TOK'08), İstanbul, Türkiye, s:628-632, 13-15 Kasım 2008.

[5] D.P. Atherton, "Early developments in nonlinear control," *IEE Control Systems*, Cilt: 16, No: 3, s:34-43, 1996.

[6] D.P. Atherton, *An Introduction to Nonlinearity in Control Systems*, Ventus Publishing Aps., 2011. (http://bookboon.com/en/an-introduction-to-nonlinearity-in-control-systems-ebook)

[7] D.P. Atherton, N. Tan, C. Yeroğlu, G. Kavuran, A. Yüce, "Computation of Limit Cycles in Nonlinear Feedback Loops with Fractional Order Plants," International Conference on Fractional Differentiation and its Applications (ICFDA'14), Catania, Italy, 23-25 June 2014.

Kesirli Dereceden Denetleyici ile Dört Rotorlu İnsansız Hava Aracının Kontrolü

Hasan SARİBAŞ[1], *Sinem KAHVECİOĞLU* [2]

[1,2] Havacılık Elektrik ve Elektroniği Bölümü
Anadolu Üniversitesi
[1]hasansaribas@anadolu.edu.tr ,[2] skahvecioglu@anadolu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, yaklaşık 300 yıl önce ilk olarak Leibniz ve L'Hospital tarafından literatüre kazandırılan [1] fakat son yıllara kadar hakkında sınırlı sayıda çalışma yapılan kesirli dereceden sistemlerden yola çıkılarak dört rotorlu bir insansız hava aracının (kuadrotor), benzetim ortamında, kesirli dereceden denetleyicilerle yükseklik kontrolü sağlanmıştır. Çalışmada, Quanser firmasına ait QBall-X4 kuadrotorunun doğrusal yükseklik modeli kullanılmaktadır. Modellere ait blok diyagramlar *MATLAB Simulink* ortamında kurulmuştur. Kuadrotoru istenen yükseklikte tutmak için sisteme birim basamak girdisi uygulanmıştır. Ayrıca sistemin bozucu etki karşısındaki tutumunu da incelemek üzere sisteme bozucu etki verilerek, klasik PID ve kesirli PID denetleyiciler için ayrı ayrı sonuçlar elde edilerek karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

İlk olarak 1695 yılında, Leibniz tarafından L'Hospital'e gönderilen mektupta kesirli dereceli hesaplamadan bahsedilmiş, ve Leibniz mektubunda muhatabına şu soruyu yöneltmiştir [1]:

> "*Tam dereceli türevin anlamı, tam dereceli olmayan türev için de genellenebilir mi?*"

L'Hospital, gönderilen mektubu büyük bir ilgiyle okumuş ve bir soruyla cevap vermiştir [1]:

> "*Farz edelim bu derece 1/2, bu durumda ne olacak?*"

Leibniz'in bu mektuba cevabı ise şu şekilde olmuştur [1]:

> "*Bu gelecekte faydalı sonuçları olacak bir paradoksa dönüşecek*"

Aslında Leibniz ile L'Hospital arasında geçen mektuplaşmadan da anlaşılacağı üzere "kesirli derece" den kastedilen türev ya da integralin derecesinin reel sayı olmamasıdır. Yani; "*bir sistemin 0.3'üncü dereceden türevi ya da 0.5'inci dereceden integralinin sonucu nedir?*" sorularına verilmeye çalışılan cevaptır.

Kesirli dereceden sistemlerin klasik sistemlere göre bazı avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Kesir dereceli hesaplamalar ile modellenmiş bir sistem kullanılarak daha doğru sonuçlar elde edilebilir [1-3]. Kesirli dereceli sistemler sonsuz boyutlu olduğu için sınırsız hafızaya sahiptir, tam sayı dereceli sistemler ise bu genel durumun özel bir formudur ve sınırlı hafızaya sahiptir [4, 5]. Kesirli dereceli sistemlerin frekans alanında incelenmeleri oldukça kolaydır ancak bu tür sistemlerin gerçeklenmesinde ve uygulamalarında hala bazı problemler bulunmaktadır [6]. Kesirli dereceli sistemler sonsuz boyuta sahip olduklarından kesirli dereceli denetleyicilerin mükemmel bir şekilde realize edilebilmesi için bütün geçmiş girişlerin memorize edilmesi (dikkate alınması) ve tamsayı dereceli yaklaşımlarının elde edilmesi gerekmektedir. Bu şekilde elde edilen tamsayı dereceli yaklaşımlarda sistemlerin transfer fonksiyonu, analog (direnç, kondansatör ve indüktans gibi geleneksel devre elemanlarını kullanarak) veya dijital (dijital filtreleri veya sonlu dereceli fark denklemlerini kullanarak) elemanlarla gerçeklenebilir [7].

A.Oustaloup [8] tarafından ilk kez ortaya atılan kesirli dereceden denetleyicilerin kullanılabileceği fikri ise 1994'te $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyici yapısı olarak Podlubny tarafından literatüre tanıtılmıştır [3, 9, 10]. Bu denetleyicinin, sistemin geçmişteki tüm davranışlarının dikkate almasından dolayı bozucu etkilere karşı daha dayanıklı (gürbüz) olduğu literatürde yapılan çalışmalarda gözlemlenmiştir . TID (Tilt-Integral-Derivative), CRONE ve lead-lag kontrolör gibi kesirli dereceli kontrolör tipleri bulunmaktadır [11].

Bu çalışmanın ilk kısmında kesirli dereceden denetleyicilerin klasik denetleyicilere göre avantajlarından bahsedilerek literatürde ki bazı çalışmalara değinilmiş, ikinci ve üçüncü kısımlarda ise sırasıyla kesirli dereceden sistemler ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyiciler tanıtılarak, çalışmada kullanılan kuadrotor denklemleri verilmiştir. Son kısımda ise PID ile $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicileri karşılaştırılmış birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları anlatılmıştır. Ayrıca son kısımda gelecekte yapılacak çalışmalar anlatılmıştır.

2. Kesirli Dereceden Sistemler ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyiciler

Kesirli dereceden sistemleri gösteren ${}_aD_t^{\alpha}$ operatörünün açık ifadesi (1) denkleminde verilmektedir. Bu operatörde a ve t operatörün limitlerini; α ise operatörün derecesini göstermektedir [12, 13].

$$ {}_aD_t^{\alpha} = \begin{cases} \dfrac{d^{\alpha}}{dt^{\alpha}} & , \quad \alpha > 0 \\ 1 & , \quad \alpha = 0 \\ \displaystyle\int_a^t (d\tau)^{-\alpha} & , \quad \alpha < 0 \end{cases} \tag{1} $$

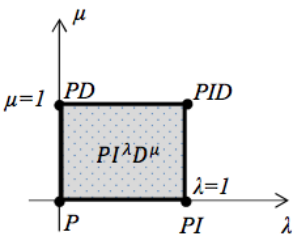
$PI^{\lambda}D^{\mu}$ ile ifade edilen kontrolörün s alanındaki ve zaman alanındaki karşılıkları sırası ile;

$$C(s) = K_p + K_i / s^{\lambda} + K_d s^{\mu} \quad (2)$$

$$c(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^{\mu} e(t) \quad (3)$$

$(\lambda, \mu \geq 0)$ şeklinde ifade edilir.

Denklemler (2) ve (3)'ten de anlaşılacağı üzere kesirli dereceden denetleyicilerde klasik denetleyicilerdeki parametrelere ek olarak belirlenmesi gereken λ *ve* μ olmak üzere iki parametre daha bulunmaktadır. Bu durum bize daha esnek bir çalışma alanı yarattığından kontrol sisteminin daha dayanıklı olması sağlanmaktadır. Ancak işlem yükü bakımından sistem daha karmaşık hale gelmektedir. Bu parametreleri ayarlamak üzerine literatürde Ziegler-Nichols ve bazı optimizasyon yöntemleri kullanılmaktadır [14]. Ancak halen sistematik bir çözüm yöntemi sunulamamıştır [15]. Şekil 1'de gösterildiği üzere λ ve μ reel sayı olarak değerler alabilmektedir; ancak, özel durum olarak λ ve μ tam sayı değerler aldığında kesirli PID denetleyicinin özel bir formu olan klasik P, PI, PD ya da PID denetleyiciler elde edilmektedir.

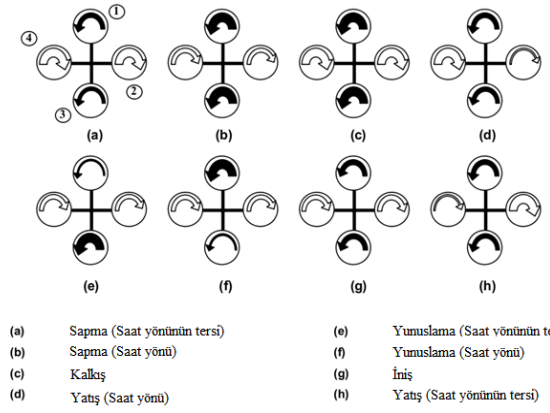


Şekil 1: λ ve μ değişimine göre denetleyiciler

3. Kuadrotor Sistemi

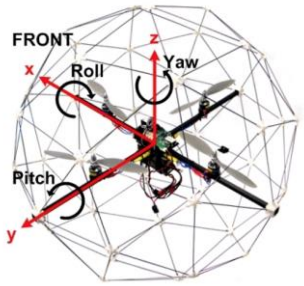
Kuadrotor, birbirinden bağımsız dört adet rotora sahip, hem iç hem de dış mekân kullanımlarına uygun, manevra kabiliyeti yüksek, dikey iniş-kalkış yapabilen bir insansız hava aracıdır.

Kuadrotor yapısında iki tanesi saat yönünde, iki tanesi ise saat yönünün tersinde dönüş yapan pervaneler yer almaktadır. Hava aracının sapma, yatış, yunuslama, kalkış ve iniş hareketleri her bir rotorun dönüş hızlarına bağlı olarak kontrol edilir.



Şekil 2: Kuadrotor sisteminin hareketlerinin kontrolü [16]

Bu çalışmada Quanser Qball-X4 (Şekil 3) quadrotor aracı kullanılmıştır. Quanser Qball-X4 iç mekânlarda etrafındaki 4x4m^2'lik koruma çemberi ile güvenli bir şekilde uçuş yapabilmektedir. Koruma çemberi içinde kameralar ve gerekli sensörler yer almaktadır.



Şekil 3: QBall-X4 [14]

Eyleyici Dinamikleri:

$$F = K \frac{w}{s + w} u \quad (4)$$

$$v = \frac{w}{s + w} u \quad (5)$$

Denklemler (4) ve (5)'te u eyleyici girişindeki PWM(darbe genişlik modülasyonu), w eyleyici bant genişliği, K pozitif kazancı ve son olarak v de eyleyici dinamiğini temsil etmektedir. Bu parametreler çeşitli deneyler sonucunda hesaplanmış değerlerdir.

Yükseklik Modeli

QBall-X4 kuadrotorunun dikey eksende (Z ekseni) hareketi Şekil 4'ten de anlaşılacağı üzere dört pervanenin de oluşturduğu itki sayesinde olur.

Sistemin doğrusal olmayan modeli denklem (6)'da verilmiştir.

$$M\ddot{Z} = 4F\cos(r)\cos(p) - Mg \quad (6)$$

Denklem (6)'da, F her bir motor tarafından üretilen itkiyi, M toplam ağırlığı, r ve p sırasıyla yalpa ve yunuslama açılarını, Z ise yüksekliği temsil etmektedir. Kuadrotorun modelini doğrusal denklemler ile ifade edilmek istenirse yunuslama ve yalpalama açılarının sıfır olduğunu varsayılarak doğrusallaştırılmış yükseklik modeli şu şekilde elde edilir:

$$M\ddot{Z} = 4F - Mg \quad (7)$$

Tablo 1'de bu parametrelerin değerleri verilmiştir[17].

Tablo 1: QBall-X4 Parametreleri [17]

Parametre	Açıklama	Değer
K	Pozitif kazanç	120 N
w	Bant genişliği	15 rad/sn
M	Toplam kütle	1.4 kg

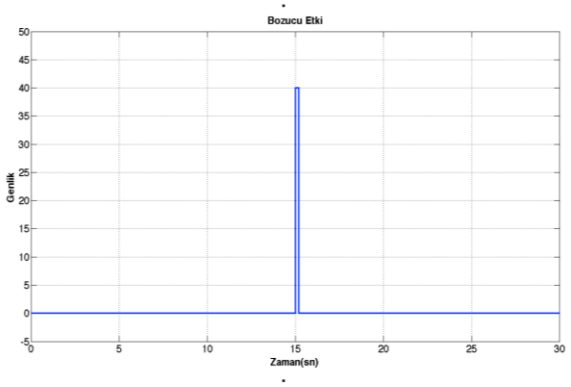
4. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ve Klasik PID karşılaştırılması

QBall-X4 kuadrotorunun doğrusal yükseklik modelinin *MATLAB Simulink* ortamında kurulan benzetimi Şekil 4'te verilmektedir. Kesirli PID için Valerio tarafından üretilen Simulink blok diyagramı kullanılmıştır [18]. Klasik PID denetleyici ile tek farkı denetleyici kısmında kesirli PID denetleyici kullanılmış olmasıdır. PID parametrelerinin seçiminde Ziegler-Nichols yöntemi kullanılmıştır. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin K_p, K_i, K_d katsayıları, Ziegler-Nichols yöntemiyle elde edilen PID katsayılarıyla aynı alınmış PID denetleyicisinden farklı olarak λ ve μ değerleri ise deneme yanılma yöntemiyle en iyi sonucu verecek şekilde seçilmiştir.

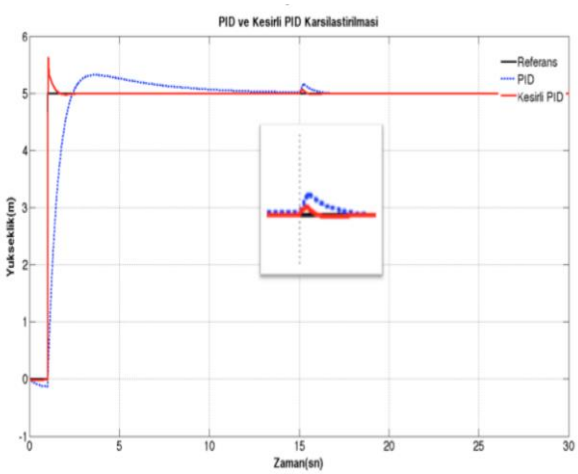
Tablo 2: Denetleyici parametreleri

Kesirli dereceli PID denetleyici için parametreler		**PID için parametreler**	
K_p	100	K_p	100
K_i	25	K_i	25
K_d	45	K_d	45
λ	0.9		
μ	0.8		

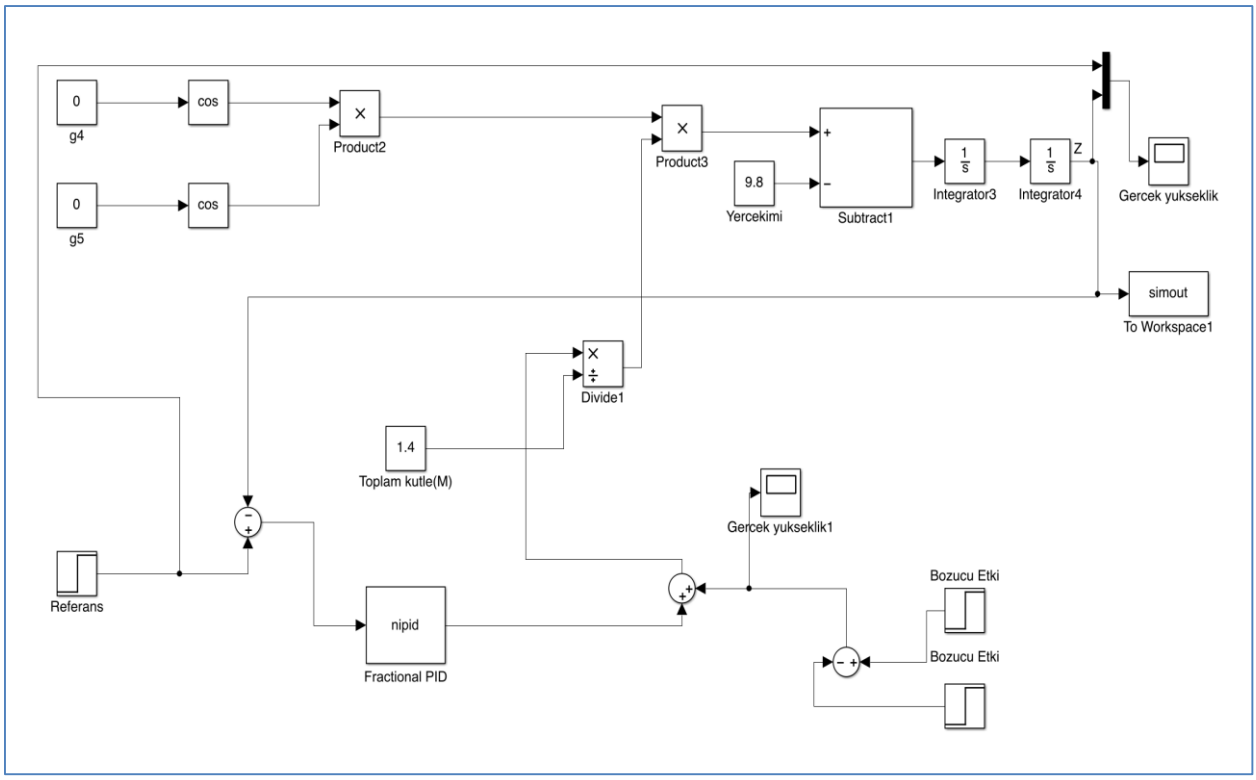
Tablo 2'de verilen parametreler kullanılarak tasarlanan sistemin girişine, yükseklik 5 metre olacak şekilde birim basamak girişi uygulanmıştır. Denetleyicilerin bozucu etkiye karşı davranışlarını incelemek üzere de Şekil 5'teki gibi 15. saniyede sisteme 40 birim genliğinde bozucu etki verilmiştir.



Şekil 5: Bozucu Etki



Şekil 6: PID ve Kesirli PID Karşılaştırılması



Şekil 4: MATLAB Simulink Blok Diyagram

5. Sonuçlar

QBall-X4 kuadrotorunun yükseklik modeli kullanılarak oluşturulan simülasyonda PID denetleyicisi ile Kesirli PID denetleyicisi karşılaştırılmıştır (Şekil 6). Şekil 6' daki grafiğe baktığımızda $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisiyle kontrol edilen sistem yaklaşık 3 saniyede istenen yüksekliğe ulaşmıştır yani kararlı hal hatası istenen değerin altına gelmiştir. PID denetleyicisinde ise yaklaşık 10' uncu saniyede kararlı hal hatası istenen değerin altına inmiştir. Yine yükselme zamanında da $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Ancak aşım miktarında kesirli PID 5.7 metreye çıkmıştır, PID ise 5.3 metreye kadar çıkmıştır. Sisteme 15'inci saniyede uygulanan bozucu etkiye karşı dayanımı ise yine $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin çok daha az bozulmaya uğrayarak sistemi eski konumuna getirdiği gözlenmiştir. Sonuç olarak $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin, klasik PID denetleyicisine oranla daha iyi kontrol edebildiği sonucuna varılmıştır.

Gelecek çalışmalarda ise $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin parametreleri optimizasyon yöntemleri kullanılarak kestirilmeye çalışılarak daha iyi sonuçlar elde edilmesi hedeflenmektedir. Ayrıca bu sonuçlar Quanser firmasına ait QBall-X4 kuadrotoru üzerinde gerçeklenerek sonuçlar karşılaştırılacaktır.

Kaynakça

[1] Ma, C., *Introduction of Fractional Order Control and Its Applications Motion Control*, Doktora Tezi, The University of Tokyo, 2004.

[2] C. Ma ve Y. Hori, "Fractional-Order Control: Theory and Applications in Motion Control," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Winter 2007.

[3] I. Podlubny, "Fractional Order Systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controllers," *IEEE Trans.on Automatic Control*, Cilt: 44, No: 1, s:208-214, 1999.

[4] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez ve V. Feliu, "Some Approximations of Fractional Order Operators Used in Control Theory and Applications," *Fract. Calculus Appl. Anal.*, Cilt: 3, No:3, s:231-248, 2000.

[5] I. Petras ve Y. Q. Chen, "Fractional Order Circuit Elements with Memory," Proc. of the 13th Int. Carp. Cont. Conf. (ICCC), s:552-558, 2012.

[6] C. Ma ve Y. Hori, "Fractional-Order Control: Theory and Applications in Motion Control," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Winter 2007.

[7] B. M. Vinagre, I. Podlubny, A. Hernandez ve V. Feliu, "Some Approximations of Fractional Order Operators Used in Control Theory and Applications," *Fract. Calculus Appl. Anal.*, Cilt: 3, No:3, s:231-248, 2000.

[8] Oustaloup, A., 1983: Systemes Asservis Lineaires D'ordre Fractionnaire, Theorie et Pratique Masson, Paris.

[9] I. Podlubny, L. Dorcak ve I. Kostial, "On Fractional Derivatives, Fractional-Order Dynamic Systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Controllers," Proc. of the 36th Conference on Decision & Control, San Diego, California USA, s:4985-4990, 1997.

[10] I. Podlubny, *Fractional-Order Systems and Fractional-Order Controllers*, Slovak Academy of Sciences Institute of Experimental Physics, UEF-03-94, s:1-18, 1994.

[11] Y. Q. Chen, D. Xue ve H. Dou, "Fractional Calculus and Biomimetic Control," Proc. of the IEEE Int. Conf. on Robotics and Biom., Shenyang, China, s:901-906, 2004.

[12] I. Petras, I. Podlubny, B. M. Vinagre, P. O'Leary ve L. Dorcak, *Analogue Realizations of Fractional Order Controllers*, Fakulta BERG, TU, Kosice, 2002.

[13] Y. Q. Chen, I. Petras ve D. Xue, "Fractional Order Control-A Tutorial," Proc. of the American Cont. Conf., St. Luis, MO, USA, s:1397-1411, 2009.

[14] D. Valerio ve J. S. Costa, "Tuning of Fractional PID Controllers with Ziegler-Nichols Type Rules," *Signal Processing*, Cilt: 86, s:2771-2784, 2006.

[15] H. S. Li, Y. Luo and Y. Q. Chen, *A Fractional Order Proportional and Derivative (FOPD) Motion Controller: Tuning Rule and Experiments*, IEEE Trans. on Cont. Syst. Tech., Vol. 18, No. 2 (March 2010), pp. 516-520.

[16] Lopez, D. P., Attitude control in Mikrokopter quadrotor, http://bitsofunderstanding.wordpress.com/category/argos/

(Erişim tarihi : 01.07.2014)

[17] Quanser Inc., *Qball-X4 User Manual*, Canada, 2010.

[18] D. Valerio, Ninteger v. 2.3 Fractional Control Toolbox for MATLAB, http://web.ist.utl.pt/~duarte.valerio, 2005.

Kesirli Dereceli Kontrol Sistemlerinde Tamsayı Dereceli Yaklaşım Metotlarının İncelenmesi

Nusret Tan[1], *Ali Yüce*[1], *Akın Özel*[2], *Furkan Nur Deniz*[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
nusret.tan@inonu.edu.tr, ali.yuce@inonu.edu.tr, furkan.deniz@inonu.edu.tr

[2] Teknik Bilimler MYO Elektrik Programı
Bingöl Üniversitesi, Bingöl
akozel@bingol.edu.tr

Özetçe

Son yıllarda kesirli dereceli kontrol sistemleri ile ilgili çok sayıda çalışma yapılmaktadır. Özellikle kesirli dereceli matematiğin uygulanabilmesine olanak sağlayan bugünkü teknolojik hesaplama araçlarından dolayı, önümüzdeki yıllarda bilimsel çalışmaların büyük oranda kesirli matematiğe dayalı olacağı görülmektedir. Çünkü gerçek sistemlerin modellenmesinde kesirli matematik büyük fırsatlar sunmaktadır. Ancak geliştirilmiş olan klasik kontrol metotlarının kesirli sistemlere uygulanma yöntemlerinden bir tanesi eşdeğer tamsayı modellerin elde edilmesidir. Bu çalışmada eşdeğer tamsayı modelleri elde etmede kullanılan metotlar özetlenmiş olup bu alanda çalışacak yeni araştırmacılara katkı sağlayacak eşdeğer tablolar elde edilmiştir. Ayrıca frekans ve zaman cevapları, kesin/gerçek cevaplar ile kıyaslamalı olarak iki farklı örnek üzerinden sunulmuştur.

1. Giriş

Son yıllarda, dinamiği kesirli dereceli türevle daha iyi ifade edilen kontrol sistemlerine yoğun bir ilginin olduğu söylenebilir [1, 2]. Bu tür kontrol sistemlerine kesirli dereceli kontrol sistemleri denilmektedir. Daha genel olarak, bir fiziksel sistemi ifade eden diferansiyel denklemlerde eğer türevin dereceleri tamsayı değil de reel herhangi bir sayı ise bu sisteme kesirli dereceli sistem denilmektedir. Kesirli dereceli sistemler söz konusu olduğunda kesirli matematik [1-3] kuralları uygulanmalıdır. Özellikle kesirli dereceli matematiğin uygulanabilmesine imkan sağlayan bugünkü teknolojik hesaplama araçlarından dolayı önümüzdeki yıllarda da bilimsel çalışmaların büyük oranda kesirli matematiğe dayalı olacağı görülmektedir. Bunun en önemli nedenlerinden bir tanesi gerçek sistemlerin modellenmesinde kesirli dereceli matematiğin büyük fırsatlar sunmasıdır [3].

Ancak klasik kontrol yöntemlerinin kesirli dereceli kontrol sistemlerine doğrudan uygulanması önünde bazı zorluklar bulunmaktadır. Frekans tabanlı metotlar doğrudan kullanılabilmelerine rağmen kesirli dereceli kontrol sistemlerinde zaman cevabı hesaplamaları kolaylıkla yapılamamaktadır. Zaman cevabı hesaplamalarında kullanılan yöntemlerden bir tanesi eşdeğer tamsayı modellerinin elde edilmesidir. Eşdeğer tamsayı modellerin elde edilmesine yönelik literatürde çok sayıda çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalardan bazıları CFE metodu, Oustaloup metodu, Carlson metodu, Matsuda metodu, Chareff metodu ve diğer metotlardır [4-11]. Bu çalışmada bu metotlardan bazıları özetlenmiş olup, bu alanda çalışacak yeni araştırmacılara katkı sağlayacak bazı eşdeğer tablolar elde edilmiştir.

2. Bazı Yaklaşım Yöntemleri

Bu bölümde kesirli türevin eşdeğer tamsayı yaklaşımını veren bazı metotlar özetlenmiştir.

2.1. Oustaloup Yaklaşım Metodu [6]

En iyi yaklaşımlardan biri, kutup ve sıfırların tekrarlı dağılımını kullanan Oustaloup yöntemidir. Bu yaklaşımın transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$s^{v} \approx k\prod_{n=1}^{N}\frac{1+(s/\omega_{z,n})}{1+(s/\omega_{p,n})} \tag{1}$$

Bu yaklaşım [ω_l ω_h] frekans aralığında geçerlidir. Burada, Denklem (1) deki ifadenin k kazancı frekans 1 rad/s de birim kazancı verecek şekilde seçilir. Kutupların ve sıfırların sayısı bu yaklaşımın istenen performansına bağlı olarak önceden seçilir. Düşük değerler yaklaşımı basitleştirirken, kazanç ve fazın her ikisinin davranışlarında salınımlara yol açar. Bu salınımlar N 'nin artırılması ile azaltılabilir ama bu seferde yaklaşımda hesap işlemleri ağırlaşacaktır. Denklem (1) deki parametreler aşağıdaki gibidir.

$$\omega_{z,1} = \omega_l\sqrt{n} \tag{2}$$

$$\omega_{p,n} = \omega_{z,n}\varepsilon \text{ ; n=1,...,.N,} \tag{3}$$

$$\omega_{z,n+1} = \omega_{p,n}\eta \text{ ; n=1,...,.N-1,} \tag{4}$$

$$\varepsilon = (\omega_h/\omega_l)^{v/N} \tag{5}$$

$$\eta = (\omega_h/\omega_l)^{(1-v)/N} \tag{6}$$

$v<0$ durumu kesirli integrale karşılık gelir ve eşdeğeri yukarıdaki (1) nolu denklemin ters çevrilmesi ile elde edilir.

Oustaloup yaklaşımı 1, 3, 5, 7,… gibi tamsayı derecelerde eşdeğer yaklaşımını verir. Oustaloup 1. dereceden, 3. dereceden ve 5 . dereceden yaklaşım sonuçları Tablo 1'de verilmiştir.

2.2. Matsuda Yaklaşımı Metodu [8]

$G(s)=s^{\alpha}$ olsun ve tamsayı eşdeğeri $R(s)$ olsun. $G(s)$ 'in ω_0 , ω_1 , ω_2 ,... frekanslarında kazancı hesaplanabilir. Bu durumda Matsuda'ya göre yaklaşık tamsayı dereceli eşdeğer transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$G(s)=d_0(\omega_0)+\cfrac{s-\omega_0}{d_1(\omega_1)+\cfrac{s-\omega_1}{d_2(\omega_2)+\cfrac{s-\omega_2}{\ldots}}} \tag{7}$$

Bu denklemde $d_0(\omega)=|G(j\omega)|$ ve $d_{k+1}(\omega)=\dfrac{\omega-\omega_k}{d_k(\omega)-d_k(\omega_k)}$, $k=0,1,2,...$ olur. Matsuda 1. dereceden, 2. dereceden, 3. dereceden ve 4 . dereceden yaklaşım sonuçları Tablo 2'de verilmiştir.

2.3. Krishna Metodu [5]

Krishna metodu Denklem (8) ile ifade edilir.

$$(1+x)^{\alpha}=\cfrac{1}{1-}\,\cfrac{\alpha x}{1+}\,\cfrac{(1+\alpha)x}{2+}\,\cfrac{(1-\alpha)x}{3+}\,\cfrac{(2+\alpha)x}{2+}\,\cfrac{(2-\alpha)x}{5+\ldots} \tag{8}$$

burada $x=s-1$ kullanarak kesirli türev veya integralin tamsayı eşdeğerleri hesaplanır. s^{α} 'nın birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü dereceden eşdeğerleri aşağıdaki denklemlerle hesaplanır. Hesaplanan Krishna 4. dereceden tamsayı eşdeğer sonuçları Tablo 3'te verilmiştir.

$$s^{\alpha}\cong\frac{(1+\alpha)s+(1-\alpha)}{(1-\alpha)s+(1+\alpha)} \tag{9}$$

$$s^{\alpha}\cong\frac{(\alpha^2+3\alpha+2)s^2+(-2\alpha^2+8)s+(\alpha^2-3\alpha+2)}{(\alpha^2-3\alpha+2)s^2+(-2\alpha+8)s+(\alpha^2+3\alpha+2)} \tag{10}$$

$$s^{\alpha}\cong\frac{\begin{array}{l}(\alpha^3+6\alpha^2+11\alpha+6)s^3+(-3\alpha^3-6\alpha^2+27\alpha+54)s^2\\+(3\alpha^3-6\alpha^2-27\alpha+54)s+(-\alpha^3+6\alpha^2-11\alpha+6)\end{array}}{\begin{array}{l}(-\alpha^3+6\alpha^2-11\alpha+6)s^3+(3\alpha^3-6\alpha^2-27\alpha+54)s^2\\+(-3\alpha^3-6\alpha^2+27\alpha+54)s+(\alpha^3+6\alpha^2+11\alpha+6)\end{array}} \tag{11}$$

$$s^{\alpha}\cong\frac{\begin{array}{l}(\alpha^4+10\alpha^3+35\alpha^2+50\alpha+24)s^4+(-4\alpha^4-20\alpha^3+40\alpha^2+320\alpha\\+384)s^3+(6\alpha^4-150\alpha^2+864)s^2+(-4\alpha^4+20\alpha^3+40\alpha^2-320\alpha\\+384)s+(\alpha^4-10\alpha^3+35\alpha^2-50\alpha+24)\end{array}}{\begin{array}{l}(\alpha^4-10\alpha^3+35\alpha^2-50\alpha+24)s^4+(-4\alpha^4+20\alpha^3+40\alpha^2-320\alpha\\+384)s^3+(6\alpha^4-150\alpha^2+864)s^2+(-4\alpha^4-20\alpha^3+40\alpha^2+320\alpha\\+384)s+(\alpha^4+10\alpha^3+35\alpha^2+50\alpha+24)\end{array}} \tag{12}$$

2.4. Carlson Metodu [7]

Bu metot Newton'un iteratif metoduna dayalıdır. Uygun bir tamsayı dereceli $R(s)$ modeli ile yaklaşım yapılan bir kesir dereceli integral operatörü $G(s)=(g(s))^{a}=(1/s)^{\alpha}$ ele alalım. $G(s)$ 'in eşdeğer tamsayı yaklaşımı $R(s)$ olsun. Bu durumda Carlson yöntemine göre $G(s)$ ve $R(s)$ arasındaki ilişki

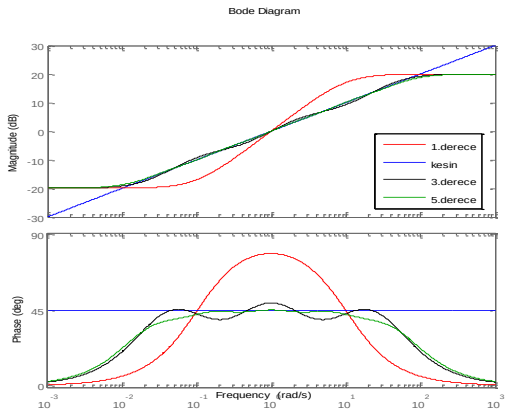
$$R_n(s)=R_{n-1}(s)\frac{(v-1)(R_{n-1}(s))^{v}+(v+1)g(s)}{(v+1)(R_{n-1}(s))^{v}+(v-1)g(s)} \tag{13}$$

Denklem (13) şeklindedir. Burada $R_0(s)=1$ ve $v=1/\alpha$ bir tamsayı olmalıdır.

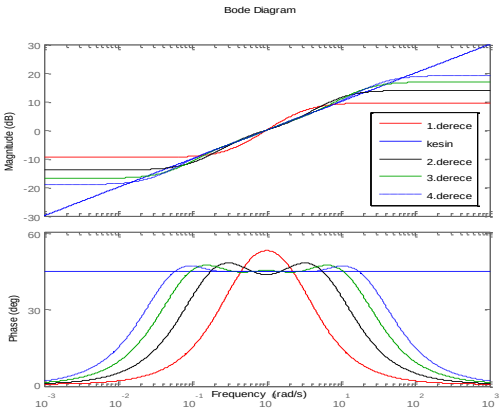
3. Örnekler

3.1. Örnek 1

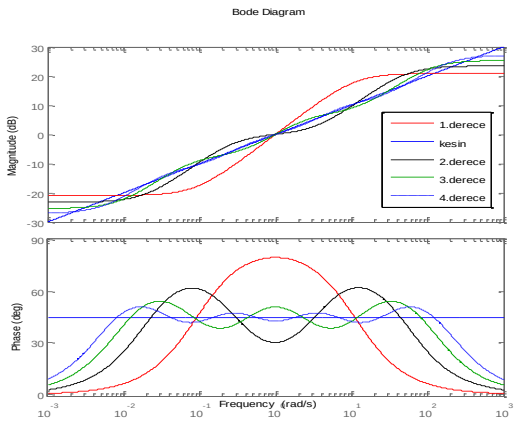
$G(s)=s^{0.5}$ 'in Oustaloup, Krishna ve Matsuda eşdeğerleri kullanılarak yaklaşık ve aynı grafik üzerine kesin Bode diyagramları Şekil 1, Şekil 2 ve Şekil 3'te çizdirilmiştir. Şekillerden görüleceği gibi Oustaloup 5. dereceden, Krishna ve Matsuda 4. dereceden tamsayı eşdeğerler gerçek sistemin Bode diyagramına yaklaşmaktadırlar.



Şekil 1: Oustaloup yöntemine ve gerçek/kesin duruma göre $s^{0.5}$ 'in bode diyagramları.



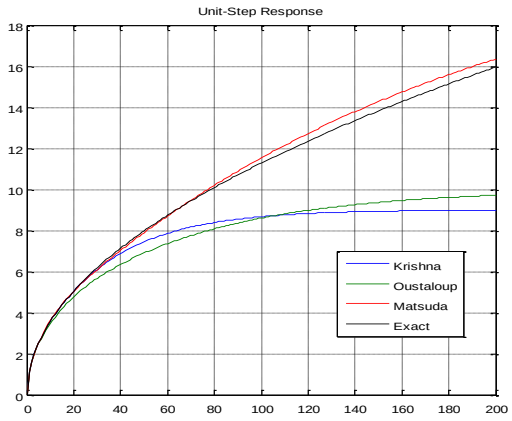
Şekil 2: Krishna yöntemine ve gerçek/kesin duruma göre $s^{0.5}$ 'in bode diyagramları.



Şekil 3: Matsuda yöntemine ve gerçek/kesin duruma göre $s^{0.5}$ ' in bode diyagramları.

3.2. Örnek 2

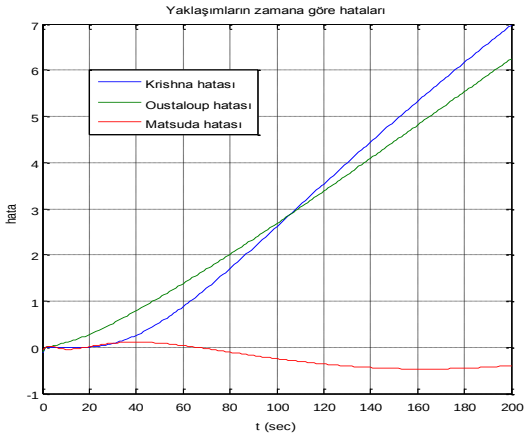
$G(s)=\frac{1}{s^{0.5}}$ 'in birim analitik basamak tepkisi $y(t)=2(t/\pi)^{0.5}$ dir. Şekil 4'te Oustaloup 5. dereceden, Krishna ve Matsuda 4. dereceden eşdeğer transfer fonksiyonlarının birim basamak cevapları ile analitik ifadenin birim basamak cevabı beraber verilmiştir. Gerçek sonuçla aralarındaki hatalar ise Şekil 5'te verilmiştir. Şekil 5'te de görüldüğü gibi Matsuda eşdeğer transfer fonksiyonu gerçek sistemi daha iyi takip etmektedir.



Şekil 4: Yaklaşım metotlarının karşılaştırmalı birim basamak cevapları.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada kesirli dereceli sistemleri tamsayı dereceli eşdeğer sistemlere dönüştüren yaklaşım metotları incelenmiştir. Tablo 1'de Oustaloup yaklaşım sonuçları, Tablo 2'de Matsuda yaklaşım sonuçları verilmiştir. Örneklerde Oustaloup 5. dereceden, Krishna 4. dereceden ve Matsuda 4. dereceden eşdeğerlerin genel olarak yeterli olabileceği görülmüştür. Dolayısıyla Tablo 3'te Oustaloup 5. dereceden, Krishna 4. dereceden ve Matsuda 4. dereceden eşdeğerleri içeren sonuçlar beraber elde edilmiştir. Bu sonuçların bu alanda yeni çalışma yapacak olan araştırmacılar için yararlı olacağı düşünülmektedir ve daha detaylı karşılaştırma çalışmalarının yapılmasına zemin oluşturacaktır.



Şekil 5: Yaklaşım yöntemlerinin birim basamak cevaplarının hata değişim grafikleri.

Kaynakça

[1] D. Xue, Y.Q. Chen and D.P. Atherton, *Feedback Control Systems - analysis and design with MATLAB 6*, London: Springer-Verlag, 2002.

[2] C.A. Monje, Y.Q. Chen, B.M. Vinagre, D. Xue, V. Feliu, *Fractional-Order Systems and Controls: Fundamentals and Applications*, Springer: London, New York, 2010.

[3] S. Das, *Functional Fractional Calculus for System Identification and Control*, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 2008.

[4] B.M. Vinagre, I. Podlubny, A. Herńandez, and V. Feliu, "Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications," *Fractional Calculus and Applied Analysis*, Cilt: 3, No: 3, s:231-248, 2000.

[5] B.T. Krishna, "Studies on fractional order differentiators and integrators: a survey," *Signal Processing*, Cilt: 91, No: 3, s:386–426, 2011.

[6] A. Oustaloup, F. Levron, B. Mathieu, and F.M. Nanot, "Frequency band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis," *IEEE Trans. on Circuit and Systems - I: Fundamental Theory and Application*, Cilt: 47, No: 1, s:25–39, 2000.

[7] G.E. Carlson and C.A. Halijak, "Approximation of fractional capacitors $(1/s)^{1/n}$ by a regular Newton process," *IEEE Trans. on Circuit Theory*, Cilt: 11, No: 2, s:210–213, 1964.

[8] K. Matsuda and H. Fujii, "H_∞–optimized wave-absorbing control: analytical and experimental results," *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, Cilt: 16, No: 6, s:1146–1153, 1993

[9] A. Charef, H.H. Sun, Y.Y. Tsao and B. Onaral, "Fractal system as represented by singularity function," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 37, No: 9, s:1465–1470, 1992.

[10] M.M. Özyetkin, C. Yeroğlu, N. Tan, and M.E. Tağluk, "Design of PI and PID controllers for fractional order time delay systems," 9th IFAC workshop on Time Delay Systems, Prague, Czech, 2010.

[11] M. Khanra, J. Pal and K. Biswas, "Rational Approximation of Fractional Operator – A Comparative Study", IEEE Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, s:1-5, 2010.

Tablo 1: Oustaloup Yaklaşım Tablosu

s^{α}	1.derece yaklaşım	3.derece yaklaşım	5.derece yaklaşım
$s^{0.1}$	$\frac{1.585s+1}{s+1.585}$	$\frac{1.585s^3+30.71s^2+26.34s+1}{s^3+26.34s^2+30.71s+1.585}$	$\frac{1.585s^5+68.37s^4+403.3s^3+367.9s^2+51.87s+1}{s^5+51.87s^4+367.9s^3+403.3s^2+68.37s+1.585}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.512s+1}{s+2.512}$	$\frac{2.512s^3+41.74s^2+30.71s+1}{s^3+30.71s^2+41.74s+2.512}$	$\frac{2.512s^5+98.83s^4+531.7s^3+442.3s^2+56.87s+1}{s^5+56.87s^4+442.3s^3+531.7s^2+98.83s+2.512}$
$s^{0.3}$	$\frac{3.981s+1}{s+3.981}$	$\frac{3.981s^3+56.75s^2+35.8s+1}{s^3+35.8s^2+56.75s+3.981}$	$\frac{3.981s^5+142.9s^4+700.9s^3+531.7s^2+62.36s+1}{s^5+62.36s^4+531.7s^3+700.9s^2+142.9s+3.981}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.31s+1}{s+6.31}$	$\frac{6.31s^3+77.14s^2+41.74s+1}{s^3+41.74s^2+77.14s+6.31}$	$\frac{6.31s^5+206.5s^4+924s^3+639.3s^2+68.37s+1}{s^5+68.37s^4+639.3s^3+924s^2+206.5s+6.31}$
$s^{0.5}$	$\frac{10s+1}{s+10}$	$\frac{10s^3+104.9s^2+48.67s+1}{s^3+48.67s^2+104.9s+10}$	$\frac{10s^5+298.5s^4+1218s^3+768.5s^2+74.97s+1}{s^5+74.97s^4+768.5s^3+1218s^2+298.5s+10}$
$s^{0.6}$	$\frac{15.85s+1}{s+15.85}$	$\frac{15.85s^3+142.5s^2+56.75s+1}{s^3+56.75s^2+142.5s+15.85}$	$\frac{15.85s^5+431.4s^4+1606s^3+924s^2+82.2s+1}{s^5+82.2s^4+924s^3+1606s^2+431.4s+15.85}$
$s^{0.7}$	$\frac{25.12s+1}{s+25.12}$	$\frac{25.12s^3+193.8s^2+66.16s+1}{s^3+66.16s^2+193.8s+25.12}$	$\frac{25.12s^5+623.6s^4+2117s^3+1111s^2+90.14s+1}{s^5+90.14s^4+1111s^3+2117s^2+623.6s+25.12}$
$s^{0.8}$	$\frac{39.81s+1}{s+39.81}$	$\frac{39.81s^3+263.4s^2+77.14s+1}{s^3+77.14s^2+263.4s+39.81}$	$\frac{39.81s^5+901.4s^4+2790s^3+1336s^2+98.83s+1}{s^5+98.83s^4+1336s^3+2790s^2+901.4s+39.81}$
$s^{0.9}$	$\frac{63.1s+1}{s+63.1}$	$\frac{63.1s^3+358s^2+89.94s+1}{s^3+89.94s^2+358.4s+63.1}$	$\frac{63.1s^5+1303s^4+3679s^3+1606s^2+108.4s+1}{s^5+108.4s^4+1606s^3+3679s^2+1303s+63.1}$

Tablo 2: Matsuda Yaklaşım Tablosu

s^{α}	1.derece yaklaşım	2.derece yaklaşım	3.derece yaklaşım	4.derece yaklaşım
$s^{0.1}$	$\frac{1.6\,s+1}{s+1.6}$	$\frac{1.677s^2+15.72s+1}{s^2+15.72s+1.677}$	$\frac{1.757s^3+49.67s^2+41.97s+1}{s^3+41.97s^2+49.67s+1.757}$	$\frac{1.828s^4+102.7s^3+329.8s^2+78.91s+1}{s^4+78.91s^3+329.8s^2+102.7s+1.828}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.566\,s+1}{s+2.566}$	$\frac{2.824s^2+20.59s+1}{s^2+20.59s+2.824}$	$\frac{3.101s^3+72.7s^2+51.88s+1}{s^3+51.88s^2+72.7s+3.101}$	$\frac{3.357s^4+161s^3+453.9s^2+95s+1}{s^4+95s^3+453.9s^2+161s+3.357}$
$s^{0.3}$	$\frac{4.136\,s+1}{s+4.136}$	$\frac{4.796s^2+27.28s+1}{s^2+27.28s+4.796}$	$\frac{5.526s^3+108s^2+65.01s+1}{s^3+65.01s^2+108s+5.526}$	$\frac{6.227s^4+256.4s^3+635s^2+116.1s+1}{s^4+116.1s^3+635s^2+256.4s+6.227}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.724\,s+1}{s+6.724}$	$\frac{8.266s^2+36.75s+1}{s^2+36.75s+8.266}$	$\frac{10.01s^3+163.6s^2+83.01s+1}{s^3+83.01s^2+163.6s+10.01}$	$\frac{11.74s^4+417.1s^3+907.9s^2+144.6s+1}{s^4+144.6s^3+907.9s^2+417.1s+11.74}$
$s^{0.5}$	$\frac{11.1\,s+1}{s+11.1}$	$\frac{14.58s^2+50.71s+1}{s^2+50.71s+14.58}$	$\frac{18.58s^3+254.8s^2+108.8s+1}{s^3+108.8s^2+254.8s+18.58}$	$\frac{22.72s^4+698.8s^3+1337s^2+185s+1}{s^4+185s^3+1337s^2+698.8s+22.72}$
$s^{0.6}$	$\frac{18.82\,s+1}{s+18.82}$	$\frac{26.67s^2+72.57s+1}{s^2+72.57s+26.67}$	$\frac{35.85s^3+413.7s^2+148.2s+1}{s^3+148.2s^2+413.7s+35.85}$	$\frac{45.73s^4+1222s^3+2056s^2+246.3s+1}{s^4+246.3s^3+2056s^2+1222s+45.73}$
$s^{0.7}$	$\frac{33.53\,s+1}{s+33.53}$	$\frac{51.85s^2+110.3s+1}{s^2+110.3s+51.85}$	$\frac{73.74s^3+717.2s^2+215s+1}{s^3+215s^2+717.2s+73.74}$	$\frac{98.22s^4+2287s^3+3381s^2+349.4s+1}{s^4+349.4s^3+3381s^2+2287s+98.22}$
$s^{0.8}$	$\frac{66.13\,s+1}{s+66.13}$	$\frac{113.1s^2+187.8s+1}{s^2+187.8s+113.1}$	$\frac{170.7s^3+1401s^2+350.1s+1}{s^3+350.1s^2+1401s+170.7}$	$\frac{237.8s^4+4833s^3+6277s^2+557s+1}{s^4+557s^3+6277s^2+4833s+237.8}$
$s^{0.9}$	$\frac{170.9\,s+1}{s+170.9}$	$\frac{328.6s^2+424.3s+1}{s^2+424.3s+328.6}$	$\frac{528.2s^3+3662s^2+758.6s+1}{s^3+758.6s^2+3662s+528.2}$	$\frac{770s^4+13690s^3+15610s^2+1182s+1}{s^4+1182s^3+15610s^2+13690s+770}$

Tablo 3: Karşılaştırmalı Yaklaşım Tablosu

$s^{0.1}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{1.585s^5+68.37s^4+403.3s^3+367.9s^2+51.87s+1}{s^5+51.87s^4+367.9s^3+403.3s^2+68.37s+1.585}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{1.518s^4+21.529s^3+44.596s^2+18.222s+1}{s^4+18.222s^3+44.596s^2+21.529s+1.518}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{1.828s^4+102.7s^3+329.8s^2+78.91s+1}{s^4+78.91s^3+329.8s^2+102.7s+1.828}$
$s^{0.2}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{2.512s^5+98.83s^4+531.7s^3+442.3s^2+56.87s+1}{s^5+56.87s^4+442.3s^3+531.7s^2+98.83s+2.512}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{2.316s^4+29.333s^3+56s^2+21s+1}{s^4+21s^3+56s^2+29.333s+2.316}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{3.357s^4+161s^3+453.9s^2+95s+1}{s^4+95s^3+453.9s^2+161s+3.357}$
$s^{0.3}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{3.981s^5+142.9s^4+700.9s^3+531.7s^2+62.36s+1}{s^5+62.36s^4+531.7s^3+700.9s^2+142.9s+3.98}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{3.57s^4+40.63s^3+71.546s^2+24.57s+1}{s^4+12.47s^3+71.546s^2+40.63s+3.57}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{6.227s^4+256.4s^3+635s^2+116.1s+1}{s^4+116.1s^3+635s^2+256.4s+6.227}$
$s^{0.4}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{6.31s^5+206.5s^4+924s^3+639.3s^2+68.37s+1}{s^5+68.37s^4+639.3s^3+924s^2+206.5s+6.31}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{5.594s^4+57.538s^3+93.5s^2+29.333s+1}{s^4+29.333s^3+93.5s^2+57.538s+5.594}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{11.74s^4+417.1s^3+907.9s^2+144.6s+1}{s^4+144.6s^3+907.9s^2+417.1s+11.74}$
$s^{0.5}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{10s^5+298.5s^4+1218s^3+768.5s^2+74.97s+1}{s^5+74.97s^4+768.5s^3+1218s^2+298.5s+10}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{9s^4+84s^3+126s^2+36s+1}{s^4+36s^3+126s^2+84s+9}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{22.72s^4+698.8s^3+1337s^2+185s+1}{s^4+185s^3+1337s^2+698.8s+22.72}$
$s^{0.6}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{15.85s^5+431.4s^4+1606s^3+924s^2+82.2s+1}{s^5+82.2s^4+924s^3+1606s^2+431.4s+15.85}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{15.076s^4+128.143s^3+177.428s^2+46s+1}{s^4+46s^3+177.428s^2+128.143s+15.076}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{45.73s^4+1222s^3+2056s^2+246.3s+1}{s^4+246.3s^3+2056s^2+1222s+45.73}$
$s^{0.7}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{25.12s^5+623.6s^4+2117s^3+1111s^2+90.14s+1}{s^5+90.14s^4+1111s^3+2117s^2+623.6s+25.12}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{26.965s^4+209.38s^3+267.54s^2+62.67s+1}{s^4+62.67s^3+267.54s^2+209.38s+26.965}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{98.22s^4+2287s^3+3381s^2+349.4s+1}{s^4+349.4s^3+3381s^2+2287s+98.22}$

$s^{0.8}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{39.81s^5+901.4s^4+2790s^3+1336s^2+98.83s+1}{s^5+98.83s^4+1336s^3+2790s^2+901.4s+39.81}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{54.41s^4+386.91s^3+456s^2+96s+1}{s^4+96s^3+456s^2+386.91s+54.41}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{237.8s^4+4833s^3+6277s^2+557s+1}{s^4+557s^3+6277s^2+4833s+237.8}$
$s^{0.9}$	Oustaloup 5.derece yaklaşım	$\frac{63.1s^5+1303s^4+3679s^3+1606s^2+108.4s+1}{s^5+108.4s^4+1606s^3+3679s^2+1303s+63.1}$
	Krishna 4 .derece yaklaşım	$\frac{147.04s^4+959.64s^3+1042.36s^2+196s+1}{s^4+196s^3+1042.36s^2+959.64s+147.04}$
	Matsuda 4.derece yaklaşım	$\frac{770s^4+13690s^3+15610s^2+1182s+1}{s^4+1182s^3+15610s^2+13690s+770}$

B11 – Mobil Robotlar II

12 Eylül 2014 Cuma – 3. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. İlhan KONUKSEVEN (ODTÜ)
Y. Doç. Dr. Janset DAŞDEMİR (YTÜ)

Çevre Haritalandırma ve Obje Geçme Algoritması Entegreli Bir Mobil Aracın Bulanık Mantık ile İç Mekan Navigasyon Kontrolü (Bildiri No : 122)

Nail AKÇURA (Ege Üniversitesi)
Erol UYAR (Ege Üniversitesi)
Mücahid CANDAN (Ege Üniversitesi)
Ekrem YAVUZ (Ege Üniversitesi)

Potansiyel Alan Metodu İle Engelli Bir Alanda Hedefine Ulaşabilecek Bir Mobil Robot İçin Yazılan Simülasyon Programı (Bildiri No : 135)

Erdem YILDIZ (Akdeniz Üniversitesi)
E. Şahin ÇONKUR (Pamukkale Üniversitesi)

Üç Boyutlu Haritalama ve Konumlama Uygulamaları için Donanım ve Yazılım Platformu Geliştirilmesi (Bildiri No : 136)

Akif HACINECİPOĞLU (ODTÜ)
Buğra KOKU (ODTÜ)
İlhan KONUKSEVEN (ODTÜ)

Yeni Bir PI-V Tipi Denetleyici Tasarımı ve Denge Robotu Üzerinde Uygulanması (Bildiri No : 183)

Ali ÜNLÜTÜRK (Selçuk Üniversitesi)
Ufuk GÜNER (Yıldırım Beyazıt Üniversitesi)
Ömer AYDOĞDU (Selçuk Üniversitesi)

Ses Kontrollü Tekerlekli Sandalye (Bildiri No : 201)

Muharrem ÇELEBİ (Kocaeli Üniversitesi)
Ali BULDU (Marmara Üniversitesi)

Çevre Haritalandırma ve Obje Geçme Algoritması Entegreli Bir Mobil Aracın Bulanık Mantık ile İç Mekan Navigasyon Kontrolü

Nail Akçura[1], *Erol Uyar*[2], *Mücahid Candan*[3], *Ekrem Yavuz*[4]

[1]Ege Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
nailakcura@gmail.com

[2]Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
erol.uyar@deu.edu.tr

[3]Ege Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
mucahidcandan@gmail.com

[4]Ege Üniversitesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Bornova-İzmir
ekrem.yavuz@ege.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, lazer mesafe sensörü entegreli otonom bir mobil robotun bulanık mantıkla lokal çevreye dayalı haritalama, iç mekan kontrolü ve obje geçme algoritması sunulmuştur. Çift tekerlekli otonom robot taşıt üzerine mesafe ölçen bir lazer sensör oturtularak haritalandırma ve obje tespiti ve yol bulma işlemleri gerçekleştirilmiştir. Aracın hareket kontrolü ve oryantasyonunun gerçek zamanlı simülasyonu bir bilgisayarda gerçekleştirilmiştir. Sistemin dinamik olarak obje geçme ve adaptif yol bulma algoritmaları Mamdani bulanık mantık üzerinden gerçekleştirilmiştir. Matlab'da yazılan algoritma ile dinamik çevrede hedef noktaya giden yol eş zamanlı olarak hesaplanmıştır. Alt seviye kontrol işlemleri zamana bağlı hatalar bir mikrokontrolör tarafından gerçekleştirilmiştir. Bir dizüstü bilgisayar lazer sensör datasını toplama, işleme ve karar verme mekanizmasını gerçekleştirdiği gibi araç üzerinde bulunan mikroişlemci ile haberleşmeyi sağlar. Simülasyon ve deneysel sonuçlar, sunulan yaklaşımın yol bulma gibi adaptif navigasyon uygulamalarındaki efektifliğini göstermiştir.

1. Giriş

Son yıllarda, otonom kontrollü araç (autonomous controlled vehicle (ACV)) ve mobil robotlar (mobile robot (MR)) alanında özellikle iç mekan navigasyon ve engel geçme konusunda çok sayıda bilimsel çalışma ve uygulama gerçekleştirilmiştir. [1],[2],[3],[4]

Birçok yaklaşımla kompleks olan ve çeşitlilik gösteren fabrika otomasyonu, otonom taşımacılık sistemleri gibi ortamlarda ACV/MR kontrol ve navigasyon sorunları simule edilerek çözüm aranmıştır.

Otonom robot taşıt navigasyonu taşıtın konumunun algılanmasındaki isabet ve çevrenin yeterince doğru bir şekilde algılanmasına bağlıdır. [5]

İnsansız robotlar gibi otonom robotlar için yönlendirme ve navigasyon önemli sorunlardır. Bunun yanında, verilen bir görevi yerine getirmekte kullanılan karar mekanizmasında mobil robot çevresini ve ortamda yer alan görev için çalışan insan faktörü hakkında da bilgiye sahip olması gerekir. [6]

Eğer mobil robot bir navigasyon görevi gerçekleştirmesi gerekiyorsa, aracın pozisyon, hız ve ivme gibi verilerini de almalıdır. Anlık pozisyonunu saptayabilmek için, gerçek açı ve mesafe ölçüm verilerini aldıktan sonra ölçüm değerleri arasındaki belirsizlikleri işlem sonunda elimine etmelidir.

Daha sonra, robot navigasyon amaçlı görevlerde anlık pozisyonunu güvenilir biçimde tahmin edebilir denilebilir. [7]

2. Otonom Mobil Robotlar

Otonom bir mobil aracın navigasyonu için, robotun hareket kabiliyetini tanımlayan mekanik tasarım ve kinematik analiz tanımlanması gereken önemli konulardır.

Robotun mobilitesi görevlerin yerine getirilmesinde aracın ortamda ne kadar özgürce dolanabileceğini gösterir.

Görevin tehlikesi ve aciliyetine göre, robot tüm kontrolü ele alabilir ya da bir insan tarafından komut alabilir.

Tam otonom bir robot, ortam tasnif, akıllı hareket ve eylem yetkinliği ile dış yönlendirme ya da insan etkileşimine ihtiyaç duymaz. [2],[3]

Eğer bir mobil robot verilen bir görevi gerçekleştirmek için farklı sensörlerle donatılmışsa, elde edilen sensör dataları öncelik seviyelerine göre uygun algoritmalara sokularak değerlendirilir. Genellikle mobil robotta üç konseptte etkileşim görülür. Bunlar kullanıcı, obje ve ortamdır.

Bu çalışmada prototip bir otonom bir robotun açık veya kapalı bir mekanda navigasyonu geliştirilmiştir. Yapılan diğer çalışmalara göre fabrika içi iş parçalarının fabrika içi taşınması, Faz Elektrik (İzmir/Türkiye) firmasının desteğiyle gerçekleştirilmeye çalışılan çalışmalardan biridir. Ayrıca yine aynı firmanın desteğiyle yürüme engelli insanlar için geliştirilmeye çalışılmaktadır.

3. Robot Araç Uygulaması

Planlanan engelli aracı için bir prototip olması planlanan araç, bir lazer sensör, bir akü, elektronik kontrol birimlerini ve bir ultrabook taşınabilir bilgisayarı aynı anda üzerinde taşıyabilecek dört tekerlekli bir araç şekilde dizayn edilmiştir.

Dört tekerlekli araç, aracın merkez eksen çizgisinde yer alan enkoderli redüktörlü DC motorlar ile tahrik edilmektedir. Aracın dönme noktasında ayrıca lazer mesafe sensörü (SICK LMS100) konuşlandırılmıştır. Lazer sensörle ortamdaki objelerle olan mesafesi algılanır.

Motorlarda yer alan enkoder sayesinde aracın hareket sonrası pozisyonu yüksek doğrulukla saptanmaktadır. Özel tekerlek yapısı sayesinde araç tekerlekleri kayma yapmamaktadır. Araç üzerindeki Arduino mikrokontrolör sayesinde enkoder değerleri elde edilir ve Matlab yazılımına geri besleme olarak döndürür.

Temel implementasyon şemasında, araç üzerine monte edilmiş bir bilgisayar, sensörlerden bilgileri alarak yüksek seviye kontrol işlemleri gerçekleştirerek navigasyonu belirler. Daha sonra navigasyon amaçlı düşük seviye işlemler mikroişlemci tarafından motor sürücüleri yardımıyla yönetilir ve gerçekleştirilir.

Matlab geliştirme ortamında hazırlanmış bir bulanık mantık tabanlı bir algoritma ile navigasyon ve engel geçme sağlanmıştır. Araç simülasyonu yine Matlab ortamında gerçekleştirilmiştir.

Şekil 1'de uygulama aracı görülmektedir.

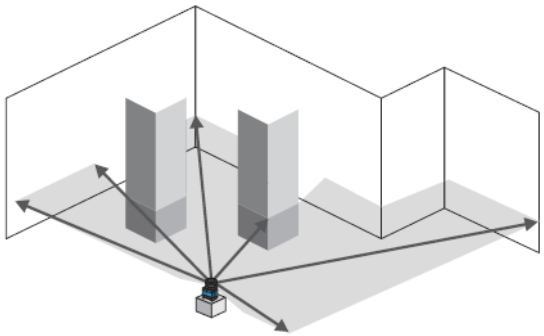


Şekil 1: Mobil araç uygulaması.

4. Ölçüm ve Kontrol Aygıtları

4.1. Lazer Mesafe Sensörü

Aracın en önemli aygıtı olan lazer mesafe sensörü (SICK LMS100) sanayide birçok farklı alanda kullanılmaya başlanmasıyla birlikte, hırsızlık ve güvenlik sistemleri, insansız otopark sistemleri, temassız 3 boyutlu modellerin çıkarılması, otonom mobil araçlar yaygın kullanım alanlarından birkaçıdır.



Şekil 2: LMS ölçüm prensibi.

Cihaz 0.25° hassasiyetle 270° 'lik bir alanı 50 hz frekansla tarayabilmekte ve ±30 mm hassasiyetle 20 metre gibi yüksek bir algı menziline sahiptir. Mesafe algılama mantığı şu şekildedir: cihazın alıcı gözünden gönderilen lazer sinyalin objeden yansıyarak alıcı sensörler tarafından geri alınır ve cihazın içinde değerlendirilir. Cihaz kompaktlığı sayesinde dış faktörlere karşı dayanıklıdır ve birçok yere montajı mümkündür. Modül tek ölçümlük ya da aralıksız olarak anlık mesafe bilgisini verebilir. Hızlı bir biçimde firmanın kendi yazılımı ile sensör içinde ölçüm açısı, çözünürlüğü ve haberleşme hızı ayarlanabilir. Çalışmada, 180° alınmış ve görüş açısı merkezi aracın ön kısmına denk gelecek biçimde ayarlanmıştır. Birkaç çeşit arayüze sahiptir. Ethernet ya da RS-232 haberleşmesi gerçekleştirilebilir. Gerçek zamanlı en yüksek hız için (10/100 Mbps) TCP/IP arayüzlü ethernet bağlantısı uygundur. Çalışmada kullanılan ultrabook bilgisayarda ethernet soketi yer almadığı için cihazla seri haberleşme yapılmaktadır.

4.2. Enkoder

Araç pozisyonunun hareket sonrasında kesin tespiti ve motorlarda eş dönme sağlayabilmek için enkoderli motorlar tercih edilmiştir. Enkoder, A ve B olmak üzere farklı iki kare dalga üretmektedir. Tekerleğin hareketiyle çeyrek periyod faz farkı olan bu sinyallerin yükselen ve düşen kenar algılama durumlarını kullanarak enkoder yön ve dönme miktarı tespit edilebilir. Her bir kanal bir turda 1024 adım saymaktadır. Tur sayısını tekerlek çevresiyle çarparak tekerleğin ilerlemesini elde edilir. Böylece istenilen ilerleme mesafesi ve robot yönelim oryantasyonu sağlanmış olur.

4.3. Motor Sürücüsü

Motor sürücüsü olarak L298N BJT tabanlı motor sürücü entegresi bulunan çift kanallı PWM kontrollü bir motor kartı kullanılmıştır. Bu kart, verilen PWM sinyaliyle hız ayarı yapmamıza ve üzerinde yer alan H-köprüsü düzeneği sayesinde motorları iki yöne de döndürebilmemize imkan sağlar.

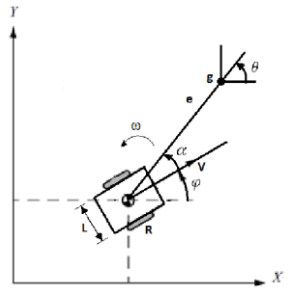
5. Hareket Kinematiği

Global koordinatlara göre verilen bir yolun takibi (path following), araç yönlendirmede başlıca konudur. Çalışma iki boyutlu kartezyen eksende ele alınmıştır. İlk adımda, aracın holonomik olmayan modeli ve lineer kinematik denklemleri devamındaki varsayımlarla verilmiştir;

$$\dot{e} = -v\cos\alpha \quad (1)$$

$$\dot{\alpha} = -w + v\frac{\sin\alpha}{e} \quad (2)$$

$$\dot{\theta} = v\frac{\sin\alpha}{e}\varphi \quad (3)$$



Şekil 3: Aracın kinematiği.

Yukarıdaki şekilde aracın doğrusal hızı *V*, açısal hızı *ω*, hedef noktaya olan uzaklığı *e*, hedef nokta *g*, hedef nokta ile aracın doğrultusu arasındaki yapılan açı da *α* olarak ele alınmıştır.

Robotun doğrusal ve açısal hızının tekerlek hızlarına bağlı eşitlikleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 \\ -R/L & R/L \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} w_L \\ w_R \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\dot{x} = v.\cos\varphi \quad (5)$$

$$\dot{y} = v.\sin\varphi \quad (6)$$

$$\dot{\varphi} = w \quad (7)$$

Burada w_L ve w_R, sol ve sağ tekerleklerin açısal hızları, *v* ve *ω* merkez noktaya göre aracın doğrusal ve açısal hızını ifade etmektedir. *R* parametresi tekerlek yarıçapını simgelerken, *L* ise tekerlekler arası mesafeyi gösterir.

6. Yazılım

6.1. Bilgisayar Yazılımı

Bilgisayar programı Matlab ortamında geliştirilmiştir. Bilgisayar ile lazer sensör seri haberleşme ile birbirine bağlıdır. Bilgisayar, lazer sensöre bir talep paketi göndererek mesafenin yer aldığı data paketini alır. Bu haberleşme üretici firmanın tavsiyesi üzerine binary protokole göre gerçekleştirilmiştir. Alınan datalar öncelikle ayıklanır, parçalara bölünür. Ayıklanmış mesafe dataları tekrar dönüştürülerek mesafe bilgisi elde edilmiş olur.

Alınan datalar geliştirilmiş olan bulanık mantık tablosuna göre değerlendirilir ve çıkış olarak oryantasyon üretilir. Verilen oryantasyona göre mikrokontrolöre yüksek seviye hareket talimatları gönderilir. Hareket tamamlandıktan sonra ölçüm tekrarlanır ve işlem hedef noktaya ulaşıncaya kadar sürer.

6.2. Mikrokontrolör yazılımı

Arduino mikrokontrolörler, programlaması kolay olmasından dolayı tercih edilmiştir. Arduino mikroişlemci kesme özelliğini kullanılarak motorlardaki enkoder bilgisi okunurken aynı zamanda motorlara PWM verilerek araç hareket ve sensör geri beslemesi sağlanmıştır. Mikrokontrolör, bilgisayardan gelen üst seviye komutu gerçekleştirmekle yükümlü olup kendi içindeki algoritmalarla hareket ve sürüşü sağlar.

7. Bulanık Mantık

Bulanık mantık, önermeler kullanarak ve kesin değerler kullanmayarak kontrolü amaçlayan bir modern kontrol yöntemidir. Giriş değişkenlerinin uygun değerleri istenilen çıkış değerleri ile önerme ve kural tablosu oluşturularak eşleştirilir. Bu amaçla üyelik fonksiyonu adını verdiğimiz, bağlı bulunduğu kümeye üyelik derecesini belirlemeye yarayan fonksiyonlar kullanılır. Bulanık mantık, doğruluk ve yanlışlık olmak üzere 0-1 arasında değişen üyelik derecelerine sahiptir.

Bulanık mantıkta geliştirilen birkaç giriş-çıkış ilişki sistemi mevcuttur. Literatürde en meşhur yöntemlerden biri olan Mamdani bulanık modeli, çalışmada baz alınan modeldir.

Çalışmadaki bulanık sistem, anlık durum için robotun programlanmış olduğu davranışlardan birini gerçekleştirmesine yardımcı olur. Objeyi geçerek hedef noktaya ulaşmasını sağlayacak olan rotasyon açısını üreten bulanık sistemin girişleri lazer sensörün mesafe datası ve rotasyon açısıdır. Bu çıkış değeri karar vermek için kullanılır. Sözü edilen ilişki tablosu FAM (Fuzzy Associative Memory) aşağıdaki tabloda verilmiştir. Kısaltmalarda *L* sol, *R* sağ, *SR* yarı sağ, *SL* yarı sol, *C* merkez, *CL* çok yakın, *A* orta ve *F* uzak kelimelerinin karşılığı olarak kullanılmıştır.

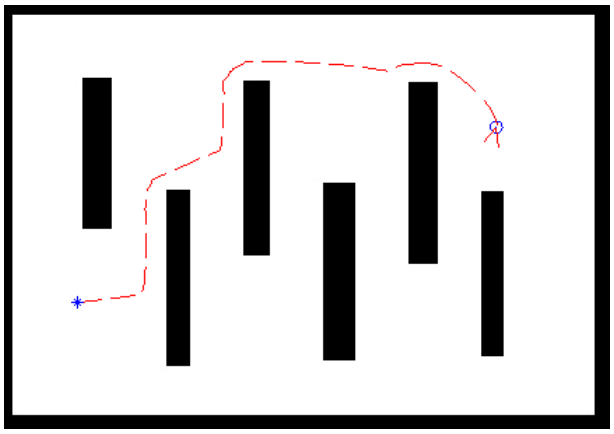
Tablo 1: FAM tablosu

Objeye mesafesi \ Obje ile yaptığı açı	**L**	**C**	**R**
CL	R	L	L
A	SR	SL	SL
F	C	C	C

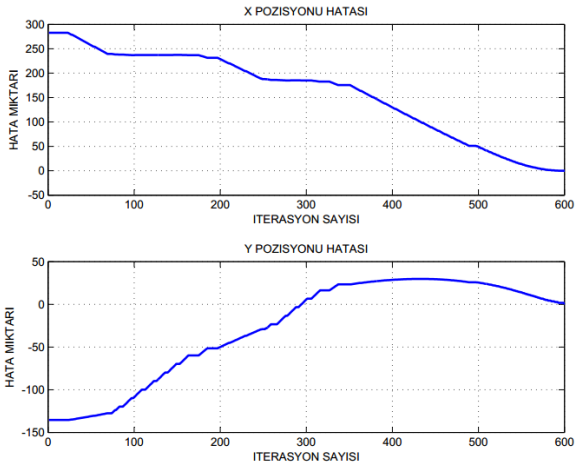
8. Deneyler ve Simülasyon Sonuçları

Hareket, hata değerleri ve yörünge simülasyon doğrultusunda takip edilmiştir. İlk olarak Matlab ortamında geliştirilen bir araçtan bağımsız simülasyon haritası ve algoritması üzerinde araç denenmiştir. Bu algoritmaya göre, şekildeki gibi engellerin siyah olarak ifade edildiği bir simülasyon haritasında, bir başlangıç ve hedef ve oryantasyon belirlenmesinin ardından, lokal olarak ortamdaki objelerin mesafeleri tespit edilir ve harekete geçilir. Hareket tamamlandıktan sonra işlem hedefe ulaşılana kadar tekrarlanır. Bulanık mantık tablosunun sisteme doğru cevap verebilmesi açısından üyelik fonksiyonları yapılandırılmıştır.

Aşağıdaki şekilde bilgisayar ortamında tanımlanmış bir harita ve aracın simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Proses sonrası takip ettiği yol da kırmızı çizgi ile belirtilmiştir. Devamındaki grafiklerde ise hareket sırasındaki pozisyon ve hedef nokta arasındaki durum gösterilmektedir.



Şekil 4: Araç hareket simulasyonu.



Şekil 5: Aracın hedef noktaya göre hata grafikleri.

Simulasyon tatmin edici bir sonuç verirken, Tablo I'den de görülebileceği gibi, bulanık mantıkta karşılaşılan sorunlardan biri, hedef doğrultusunda ilerleyen aracın karşısına merkez konumunda çıkan engele verdiği tepkidir. Bu noktada mantıksal olarak her iki tarafı da tercih edebilecek olan araç, bulanık mantık tablosunda sol tarafı tercih edecek şekilde düzenlenmiştir. Bu da aslında lokal hesaplamanın dezavantajı olarak farklı haritalarda yanlış noktaya yönelip prosesi uzatmaya yol açabilmektedir.

Başarıyla sonuçlanan simülasyonun realize edilmesi aşamasında kullanılan tahrik motorları, kendi kategorisinde en yüksek momente sahip olmasına rağmen (18 kg-cm) yine de bazı noktalarda yetersiz kalarak olumsuzluklara yol açmaktadır. Fakat tahrik grubu ileride değiştirilerek model optimal hız ve yörünge takibi kontrolü yapılabilecek hale getirilecektir.

Çalışmada yer alan mobil araç ve Şekil 6'daki engelli aracı üzerinde bu konu doğrultusunda farklı algoritmik çalışmalar da sürdürülmektedir.



Şekil 6: Uygulanması planlanan engelli aracı.

Kaynakça

[1] L. Mutlu, ve E. Uyar, "Indoor Navigation and Guidance of an Autonomous Robot Vehicle with Static Obstacle Avoidance and Optimal Path Finding Algorithm," Control in Transportation Systems. Vol. 13. No. 1. 2012.

[2] E. Uyar, ve L. Çetin, "Trajectory Planning and Obstacle Avoidance Control of a Mobile Vehicle," Third Triennial International Conference on Applied Automatic Systems, Ohrid, Macedonia,(2003).

[3] L. Cordesses, B. Thuilot, P. Martinet, ve C. Cariou, "Curved path following of a farm tractor using a CP-DGPS," Proc. of the 6th Intern, Symposium on Robot Control (Syroco), 2000.

[4] E. Uyar, B. Karahoda, ve Ö. Oral Ö, "Mapping and outdoor localisation by using algorithmic DGPS and Kalman Filtering," International Journal of Mechatronics and Manufacturing Systems 01/2009; 2(3).

[5] S. Groavac, "A New Visual Navigation Algorithm Using Nonlinear Acceleration Measurements," 10th Mediterranean Conference on Control & Automation, Lisbon, Portugal, June 2002.

[6] E. Uyar, B. Karahoda, ve Ö. Oral, "Navigation of an unmanned vehicle by using algorithmic Kalman Filter," The 5-th IFAC DECOM TT Workshop Çesme - Izmir, Turkey, May 2007.

[7] R. Negenborn, "Robot Localization and Kalman Filters on Finding Your Position in a Noisy World," Master of Science, Institute of Information and Computer Science, Utrecht University, 2003.

[8] E. Uyar, ve L. Mutlu, "Control and Navigation of an Autonomous Mobile Robot with Dynamic Obstacle Detection and Adaptive Path Finding Algorithm," 10th International IFAC Symposium on Robot Control (IFAC SYROC 2012), Dubrovnik, Croatia, September 2012.

[9] A. Banta, "Model Creation for a Mobile Robot Using 2 Data and Features," 6th IFAC Symposium on Robot Control Vol.2. Austria, 2000.

Potansiyel Alan Metodu İle Engelli Bir Alanda Hedefine Ulaşabilecek Bir Mobil Robot İçin Yazılan Simülasyon Programı

Erdem Yıldız[1], *E. Şahin Çonkur*[2]

[1]Elmalı Meslek Yüksekokulu
Akdeniz Üniversitesi, Antalya
erdemyildiz@akdeniz.edu.tr

[2]Makina Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, Denizli
sconkur@pau.edu.tr

Özetçe

Mobil robotik konusu günümüzde popüler olan bilimsel çalışma konularındandır. Mobil robotik, farklı disiplinleri içeren çok sayıda alt konuya sahiptir. Bu konular engelden kaçınma, yol planlama, görüntü işleme, mobil robot tasarımı ve motor kontrolü vb. şeklindedir. Bu çalışmada mobil robotların yol planlaması konusu üzerine çalışılmıştır. Yazılan programda mobil robot başlangıç ve hedef konumu belli bir ortamda yine konumları belli hareketli veya hareketsiz engeller arasından hedefe ulaşabilmektedir. Mobil robotun yol planlamasında potansiyel alan metodu kullanılmıştır. Engellerin çizimi dikdörtgen, elips, çizgi veya üçgen şeklinde olabilmektedir. Engellerin çizimi ve daha sonra şekillerinin değiştirilmesi 2 boyutlu çizim programlarındaki gibi kolayca yapılabilmektedir. Yazılım Visual C# .NET programı ile sınıflar kullanılarak modüler olarak yazılmıştır dolayısıyla hem fonksiyonelliği artmıştır hem de geliştirilmesi kolaylaşmıştır.

1. Giriş

Mobil robotların otonom bir şekilde çalışabilmeleri için yol planlama algoritmalarının geliştirilmesi gerekmektedir. Yol planlama algoritmaları, mobil robotların hedeflerini engeller arasından engellere çarpmadan otomatik olarak bulmasını hedeflemektedir. Ayrıca yol planlama algoritmaları mobil robot araştırmalarında önemli bir yere sahiptir. Yol planlama algoritmalarını 3 ana gruba ayırabiliriz:

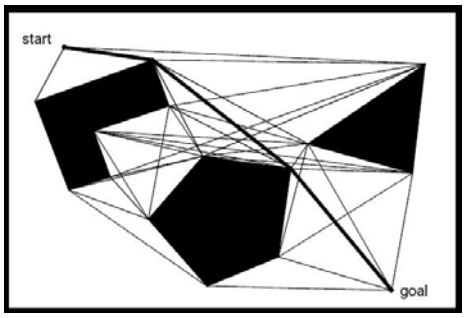
1) Yol haritalaması: Alanın engelsiz kısımlarında bir takım yollar oluşturur. a) Görünürlük Grafiği b) Voronoi Diyagramı
2) Hücre ayrıştırması: Alanı parçalara böler.

3) Potansiyel alan: Alan üzerine matematiksel bir fonksiyon uygulanır.

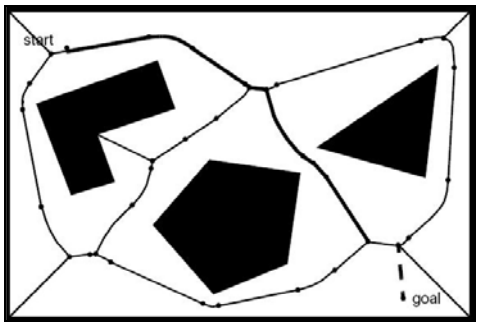
Görünürlük grafiğinde başlangıç noktası, hedef noktası ve engellerin köşe noktaları arasında düz yollar çizilmektedir. Çizilen yolların üstünde engel bulunmamalıdır (Şekil 1). Başlangıç noktasından hedef noktasına ulaştıran yollar arasında en kısa olanı en uygun yoldur.

Voronoi diyagramında engellerden eşit uzaklıkta olacak şekilde yollar çizilmektedir ve bu yolların en kısa olanı en uygun yoldur (Şekil 2).

Hücre ayrıştırmasında Şekil 3'teki gibi alan hücrelere ayrıştırılır ve mobil robot komşu hücreler üzerinden giderek hedefe ulaşmaktadır. Burada mobil robotun hücrenin neresinden geçeceği önemli değildir.



Şekil 1: Görünürlük grafiği (Siegwart ve Nourbaksh, 2004)

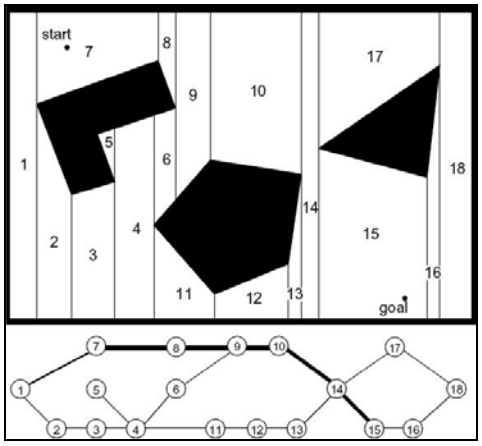


Şekil 2: Voronoi diyagramı (Siegwart ve Nourbaksh, 2004)

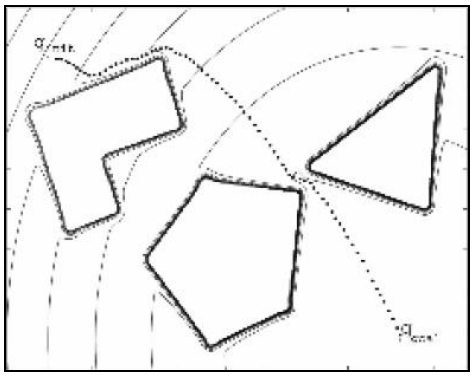
İlk olarak Khatib (1986) tarafından ortaya konulan potansiyel alan metodunda hedef mobil robot üzerinde çekme etkisi yaratırken engeller itme etkisi yaratmaktadır. Bu iki etkinin sonucu olarak robot engellerden kaçınırken hedefe yönlenmektedir (Şekil 4).

Yaptığımız çalışmada bir mobil robot için konumları önceden bilinen hareketli veya hareketsiz engellerin olduğu bir ortamda hedefine ulaşabileceği bir program geliştirilmiştir. Geliştirilmiş olan program potansiyel alan metodunu temel almaktadır fakat modüler yapıda olduğundan başka metotlar da kolayca entegre edilebilmektedir. Örneğin Işın Analizi

Yöntemi ve Yol Yumuşatma Algoritmaları programa entegre edilip denenmiştir. Özellikle engelli bir alanın oluşturulması detaylı bir şekilde yapılabildiğinden dolayı başka yol bulma algoritmaları için de uygun bir platform sağlanmıştır.



Şekil 3: Hücre ayrıştırması (Siegwart ve Nourbaksh, 2004)



Şekil 4: Potansiyel alanda mobil robotun hedefini bulması (Siegwart ve Nourbaksh, 2004)

2. Potansiyel Alan Metodu Kullanılmış Çalışmalar

Mobil robotlarla ilgili literatür çalışmaları incelenirken konunun popülerliği bir kez daha görülmüştür. Kitaplar, yurtiçi ve yurtdışındaki yüksek lisans ve doktora tezleri, makaleler ve sunumlar olmak üzere potansiyel alan anahtar kelimeli belgeler toplanmıştır. Bu belgelerin bir kısmından bahsedilecektir.

2.1. Hareketsiz engellerin olduğu ortamlardaki çalışmalar

Çonkur (1997) tarafından gereğinden çok serbestlik dereceli robot kolları için yörünge planlaması üzerine çalışılmıştır. Yörünge planlamasında potansiyel alan metodundan yararlanılmıştır. Bu çalışmada esas olarak robot kolları üzerine çalışılmıştır. Ancak link sayısı bire düşürüldüğünde aynı zamanda mobil robot kontrolü de yapılabilmiştir.

Velagic vd (2006) tarafından 3 seviyeli mobil robot navigasyon sistemi üzerine çalışılmıştır. Alt seviyede mobil robotun lineer ve açısal hızlarıyla ilgilenilmiştir. Orta seviyede mobil robotun pozisyon kontrolüyle ilgilenilmiştir. Üst seviyede ise sensör verilerinin yorumlanması, harita oluşturma ve yol planlaması ile ilgilenilmiştir. Bulanık mantık ve Dempster-Shafer delil teorisi ve işgal gridleri yöntemleri harita oluşturmada kullanılmıştır. Ayrıca yol planlamasında modifiye edilmiş bir potansiyel alan metodu kullanılmıştır.

Yusufoğlu (2002) tarafından nesne sıralama oyununda mobil robot davranışlarının birleştirilmesi üzerine çalışılmıştır. Mobil robotun cisme yaklaşması ve cismi alıp taşıması için gerekli olan ayrı ayrı potansiyel fonksiyonları bu çalışmada tek bir yapay potansiyel fonksiyonu ile gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar Sun Sparc Station 5 programında yapılmıştır ve potansiyel alan grafiklerinin çiziminde MATLAB programından yararlanılmıştır.

2.2. Hareketli engellerin olduğu ortamlardaki çalışmalar

Shi vd (2006) tarafından mobil robotlara yol planlamasında uygulanabilecek kaotik potansiyel alan metodu olarak adlandırılan yeni bir optimizasyon metodu geliştirilmiştir. Geleneksel olarak bilinen potansiyel alan metodundan farklı olarak hareketli engellerden yerel olarak kaçınmada daha uygun yol bulduğu söylenmiştir. Ayrıca bu yöntemin robot futbolu simülasyon programında da denendiği belirtilmiştir.

Yannier (2002) tarafından bir veya birden çok mobil robotun engellerden sakınarak hedefe ulaşması üzerine çalışılmıştır. Bu çalışmada potansiyel alan metodundan yararlanılmıştır. Engellerin oluşturduğu itici kuvvet ile hedefin oluşturduğu çekici kuvvetin ayrı ayrı işlendiği belirtilmiştir.

Zheng ve Zhao (2006) tarafından yeni bir yapay potansiyel alan metodu tabanlı bir metot geliştirildiği belirtilmiştir. Birden fazla mobil robot karşılaşınca öncelik sırasına göre geçiş yapılmıştır. Önceliği fazla olandan az olana göre bir geçiş sırası takip edilmiştir. Eğer aynı öncelik durumu oluşursa rastgele bir öncelik sırası oluşturularak geçiş yapılmıştır. Öncelik durumunda görev önceliği, hız ve boyut rol oynamıştır.

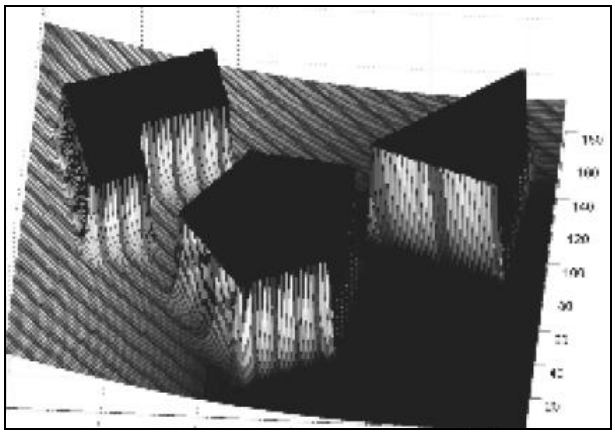
3. Mobil Robot Yazılımı

Mobil robot yazılımında potansiyel alan metodu ile engellerden kaçınma ve hedefi bulma sağlanmıştır. Yıldız'ın (2009) çalışmasında Sonlu Fark Yöntemlerinin geometrik yorumu, kısmi türev tanımından ileri fark, geri fark ve merkezi fark yöntemlerinin çıkarılışları, Taylor Serisi Yaklaşımıyla Sonlu Fark Yöntemlerinin çıkarılışı ve elde edilen Sonlu Fark Yöntemlerinden Potansiyel Alan Denkleminin (1) çıkarılışı detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

$$u_{i,j} = \frac{u_{i+1,j} + u_{i-1,j} + u_{i,j+1} + u_{i,j-1}}{4} \quad (1)$$

3.1. Potansiyel alanın çalışma mantığı ve hesaplanması

Potansiyel alan denklemi tüm çalışma alanına uygulanmaktadır. Bu uygulama sonucunda hedef çukurda kalmaktadır, engeller tepe etkisi yaratmaktadır ve alanda hedefe doğru bir eğim oluşmaktadır (Şekil 5).

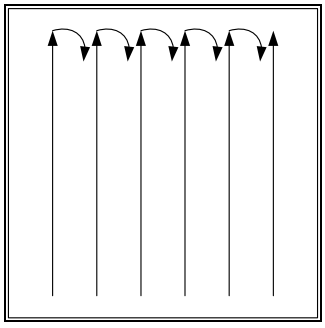


Şekil 5: Potansiyel alanın üç boyutlu görüntüsü (Siegwart ve Nourbaksh, 2004)

Çalışma alanını çevreleyen grid noktalarına ve engelleri temsil eden grid noktalarına sıfır değeri, hedef noktasına ise -2^{124} değeri verilmektedir. En dıştaki grid noktaları, engellere ait grid noktaları ve hedefe ait grid noktası dışındaki grid noktaları potansiyel alan denklemi ile hesaplanmaktadır. Bir iterasyon yapıldığında bu bahsedilen grid noktaları bir defa hesaplanmaktadır. İterasyon sayısı kadar grid noktaları hesaplanmaktadır.

$$u_{i,j}^{m+1} = \frac{1}{4}(u_{i-1,j}^{m} + u_{i+1,j}^{m} + u_{i,j-1}^{m} + u_{i,j+1}^{m}) \qquad (2)$$

Denklem (2)'deki *m* iterasyon sayısını göstermektedir. Hesaplama yönü alanda yukarıdan aşağıya, soldan sağa veya sağdan sola şeklinde de seçilebilir. Eğer alanın indis değerleri *(0,0)*'dan başlıyorsa *(i,j)* indisi *(1,1)*'den başlamaktadır. Benzer şekilde alanın en büyük indis değerleri *(n,n)* ise *(n-1,n-1)* indisli grid noktasına kadar hesaplama yapılmaktadır.



Şekil 6: Çalışma alanının hesabı

Şekil 6'da aşağıdan yukarıya doğru hesaplama gösterilmiştir. Hesaplama yönü yukarıdan aşağıya, soldan sağa veya sağdan sola şeklinde de seçilebilir.

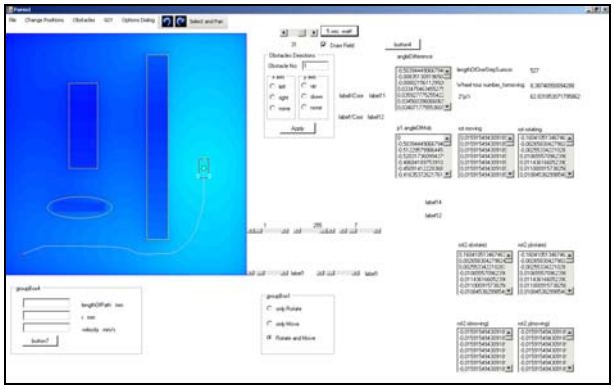
Örnek olarak 6x6'lık bir çalışma alanında (3,2) indisli nokta hedef olarak seçilmiştir. Alanın sayısal değerleri Tablo 1'deki gibi ortaya çıkmaktadır. Tablo 1'de sol üst köşe (0,0) indisli nokta olarak kabul edilmiştir. x indislerinin sola doğru ve y indislerinin aşağıya doğru arttığı varsayılmıştır. Hedefin -2,13E+37 şeklinde çıkmıştır. Bu değer yaklaşık olarak -2^{124} değerine eşittir. Tablo 1'den de görüldüğü gibi (1,4) indisli noktanın değeri (-1,3E+36), (3,3) indisli noktanın değerinden (-8,66E+36) büyüktür. Bu da alanda bir eğimin olduğunu göstermektedir.

Tablo 1: 6x6'lık bir alandaki grid noktalarının sayısal değerleri

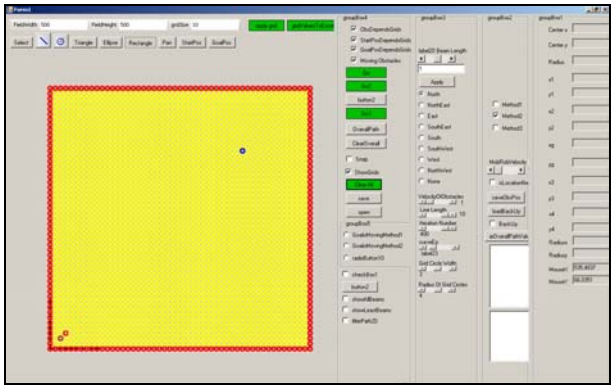
0	0	0	0	0	0
0	-1,9E+36	-4,5E+36	-7,36E+36	-3,7E+36	0
0	-3,3E+36	-8,7E+36	-2,13E+37	-7,4E+36	0
0	-2,5E+36	-5,6E+36	-8,66E+36	-4,5E+36	0
0	-1,3E+36	-2,5E+36	-3,29E+36	-1,9E+36	0
0	0	0	0	0	0

3.2. Programların Ara yüzleri ve Menüleri

Simülasyon için 2 adet program yazılmıştır. İlk programa Program1, ikinci programa Program2 diyerekten açıklamamıza devam edelim. Program2, Program1'in gelişmiş bir versiyonudur. Program2 kod kısmında da daha düzenli ve profesyonelce yazılmıştır. Program2'de engellerin çizim kısmına yeni şekiller eklenmiştir. *3.2.2* kısmında Program2'nin Program1'e göre farklılıklarından bahsedilecektir. Program1'in arayüzü Şekil 7'de, Program2'nin arayüzü de Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 7: İlk programın ara yüzü (Program 1)



Şekil 8: İkinci programın ara yüzü (Program 2)

3.2.1. Program1

Program1'in ana menüleri şu şekildedir; *File, Change Positions, Obstacles, GO ve Options Dialog*'tur. *File*

menüsünün altında *Open* ve *Save* alt menüleri bulunmaktadır. *Save* menüsü mobil robotun başlangıç konumunu, hedefin konumunu ve engellerin konumlarını mobilrob uzantılı dosyalara kaydetmeye yaramaktadır. *Open* menüsü ile de kaydedilmiş dosyalar açılabilmektedir.

Change Positions menüsünün altında *Start position*, *Goal position* ve *Default* alt menüleri bulunmaktadır. *Start Position* menüsü ile mobil robotun başlangıç konumu değiştirilebilir. *Goal Position* menüsü ile hedefin konumu değiştirilebilir. *Default* menüsü ile mobil robotun geçtiği yol silinmektedir ve hareketli engeller ilk konumlarına geri dönmektedir.

Obstacles menüsünün altında *Draw Rectangle, Clear Obstacles, Clear Last Obstacle, Moving Obstacles, Rectangles Starting Positions, Obstacles Directions, Draw Ellipse* ve *Ellipses Starting Positions* alt menüleri bulunmaktadır. *Draw Rectangle* menüsü ile dikdörtgen engeller çizilebilmektedir. *Clear Obstacles* menüsü ile hem tüm engeller hem de mobil robotun geçtiği yol silinebilmektedir. *Clear Last Obstacle* menüsü ile son çizilen engel silinmektedir. *Moving Obstacles* menüsü ile engellerin hareketli olup olmayacağı belirlenmektedir. *Rectangles Starting Positions* menüsü ile dikdörtgen şeklindeki engellerin başlangıç konumlarının gözüküp gözükmeyeceği belirlenmektedir. *Obstacles Directions* menüsü ile *Obstacle Directions* grubunun gözüküp gözükmeyeceği ayarlanmaktadır. *Draw Ellipse* menüsü ile elips şeklinde engeller çizilebilmektedir. *Ellipses Starting Positions* menüsü ile elips şeklindeki engellerin başlangıç konumlarının gözüküp gözükmeyeceği belirlenmektedir.

Go menüsü ile mobil robotun hareketi başlamaktadır. Aynı zamanda eğer hareketli engeller varsa onlar da hareket etmektedirler.

Options Dialog menüsüne tıklayınca *optionDialog* isimli form açılmaktadır. Bu form ile alanı sınırlayan çizgilerin, hedef noktasının, mobil robotun ortasındaki dairenin, mobil robotun yolunun, engellerin başlangıçtaki konumlarını gösteren çizgilerin, engellerin ve mobil robotun başlangıç noktasının rengi ayarlanabilmektedir. Ayrıca *Field Color*'ın altındaki kısım ile alanın rengi mavi, yeşil, pembe veya turuncu yapılabilmektedir. *Custom Color*'ın altındaki kaydırma çubukları ile alanın rengi ara renklerden yapılabilmektedir.



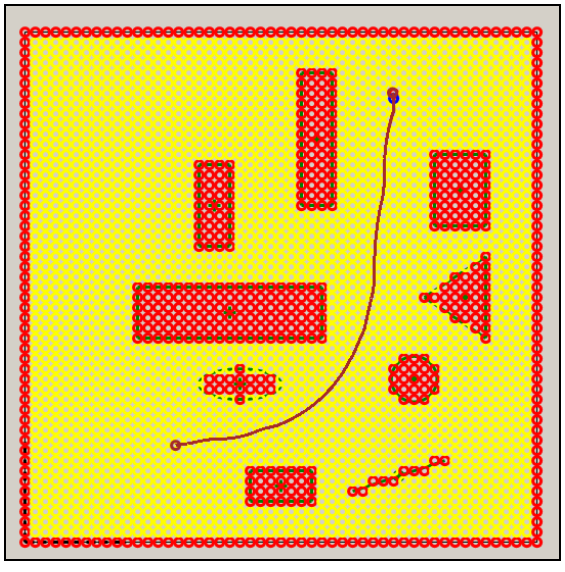
Şekil 9: Alanın yeşil renkteki görüntüsü

Alanı rengi yeşil olarak seçildiğinde Şekil 9'daki gibi bir görüntü de olmaktadır. Şekil 9'a bakıldığında alanın görüntüsünde sanki izohips çizgileri gibi çizgilerin çıktığı fark edilecektir. İzohipsler eş yükseltiler için kullanılmaktadır. Burada da benzer şekilde aynı çizgi üzerindeki noktaların eşit değerlere sahip olduğunu söyleyebiliriz. Çukur yani hedef en açık renkte çıkmaktadır ve tepeler yani engeller en koyu renkte çıkmaktadır. Diğer alan kısımları ise ara tonlarda çıkmaktadır.

Options Dialog menüsünün hemen yanında *Geri*, *İleri* ve *Select and Pan* düğmeleri bulunmaktadır. *Geri* ve *İleri* butonları engellerin çizimiyle alakalıdır. Örneğin üç adet engel çizilirse 3 kere geri alabilme imkanı vardır. Geri alındığı kadar ileri de alınabilmektedir. Örneğin 3 defa geri alındığı durumda 3 defa da ileri alınabilmektedir. Engel çizildiği sürece ileri butonu aktif olmamaktadır. Geri butonu da geri alınabilecek bir durum olmadığında aktif olmamaktadır. Tüm engeller silindiğinde hem geri butonu hem de ileri butonu aktif olmamaktadır. Hem geri hem de ileri butonları aktif iken yeni engel çizilirse ileri butonu inaktif olmaktadır yani ileriye almak için kayıtlı engeller hafızadan atılmaktadır. *Select and Pan* butonu aktif iken engeller üzerlerine fare ile gelinerek taşıma yapılabilmektedir.

3.2.2. Program2

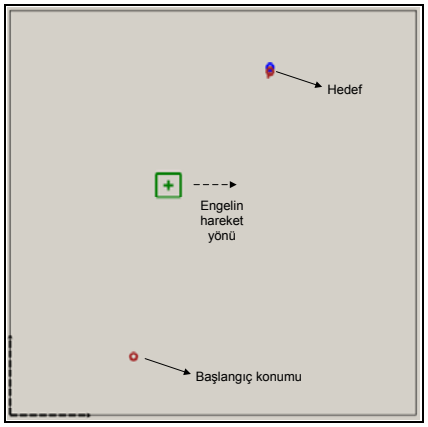
Program2'de Program1'dekilere ek olarak Üçgen, Daire, Çizgi şeklinde engeller de çizilebilmektedir. Ayrıca engellerin çizildikten sonra şekillerinin değiştirilebilmesi, engellerin 1°'lik açılarla istenilen yönde hareketinin kontrolü, alanın sayısal değerlerinin excel'e alınması, engeller için Autocad, SolidWorks gibi çizim programlarından bildiğimiz snap özelliği ayarlanmıştır. Alana daha ayrıntılı bakabilmemize yardımcı olan Zoom ve Pan özellikleri eklenmiştir. Hangi gridlerin engel davranışı hangi gridlerin serbest alan davranışı sergilediğini Program2 ile görebilmekteyiz (Şekil 10).



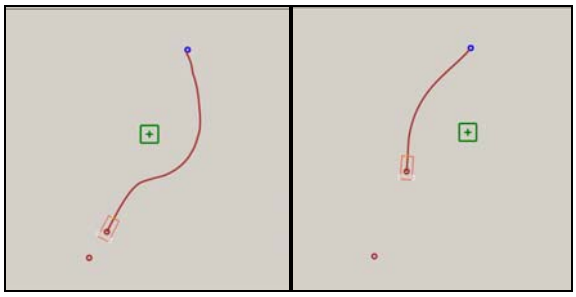
Şekil 10: Gridlerin durumu

Mobil robot için belirlenen başlangıç noktası ve hedef noktası gridlere bağımlı veya gridlerden bağımsız olarak seçilebilmektedir. Benzer şekilde engeller de istenilen

seçeneğe göre gridlere bağımlı veya gridlerden bağımsız olarak çizilebilmektedir. Engellerin hareket yönü ve hızları ayrı ayrı ayarlanabilmektedir. Mobil robotun başlangıç konumu ile harekete geçtikten sonraki anlık konumu arasındaki yolu veya mobil robotun harekete geçtikten sonraki anlık konumu ile hedef konumu arasındaki yol çizdirilebilmektedir. Şekil 11'de hareketli bir engelin olduğu durum sırasında başlangıç anı gösterilmektedir. Engelin hızı 30 pixel/sn ve mobil robotun hızı 60 pixel/sn olarak seçilmiştir. Şekil 12(a)'dan da görüldüğü gibi ilk önce mobil robot engelin sağından geçmeyi planlamaktadır. Daha sonra engelin hareketinden dolayı Şekil 12(b)'de görüldüğü gibi engelin solundan geçmektedir.



Şekil 11: Hareketli engelin olduğu durum (başlangıç konumu)



(a) t=1 (b) t=3

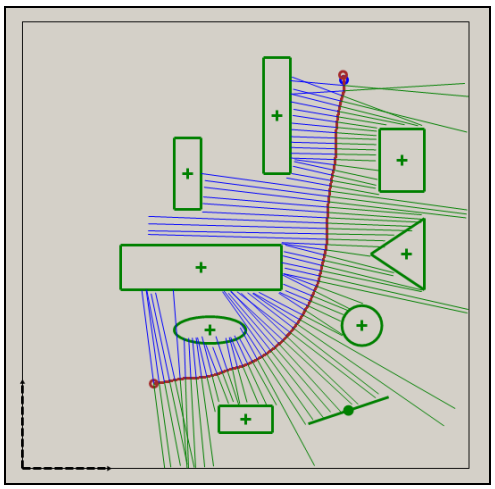
Şekil 12: Hareketli bir engelin olduğu durumda mobil robotun hareketi

Işın Analizi Yöntemi ve Yol Yumuşatma Algoritmaları da Program2'ye eklenmiştir. Bu iki yöntemi daha ayrıntılı inceleyelim.

3.3. Işın Analizi Yönteminin Uygulanması

Program2'de Çonkur vd'ye (2005) ait Işın Analizi Yöntemi (Beam Analysis Algorithm) de kullanılmıştır. Işın Analizi Yönteminde yola ait noktalardan yolun o noktadaki açısına dik ışınlar atılmaktadır. Işının boyu istenildiği gibi ayarlanabilmektedir. Bu yollanan ışınlar engelle karşılaştığında veya alan çerçevesi ile karşılaştığında daha ileriye gidememektedir.

Tüm engel çeşitlerine bu yöntemin uygulanabildiğini belirtmek gerekir (Şekil 13). Işın Analizi Yönteminde ışının atılacağı yön bulunduktan sonra ışın yönünde belirlenen bir aralıkla ilerleme yapılır. İlerlenerek bulunan her noktada en yakın gride bakılır. Eğer bu grid engelin içindeyse ışının ilerlemesi durdurulur. Şekilden bağımsız bir işlem olduğundan bu yöntem tüm engel şekillerine kolayca uygulanabilmiştir.



Şekil 13: Işın Analizi Yöntemi

Işın üzerinde ilerleme adımı kısa tutulursa hesaplama süresi uzayacaktır. Eğer ilerleme adımı uzun tutulursa bu sefer de engelin içinde durabilir veya çizgi şeklinde engel ise engeli atlayıp ışın devam edebilir. Bu yüzden grid aralığı ile uygun bir ilerleme adımı seçilmelidir.

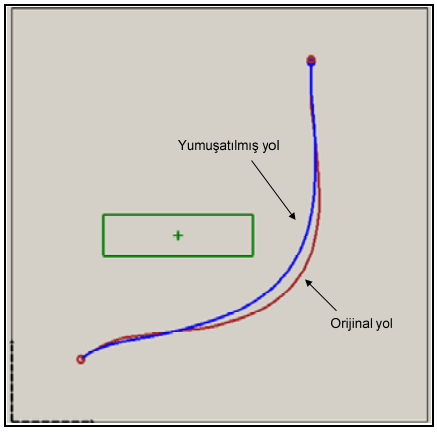
Işın Analizi Yöntemi uygulandıktan sonra engele çarpan ışınlardan en kısa olanı buldurulmuştur. En kısa ışınların buldurulup gösterilebilmesi için her engel için yolun tüm noktalarından çıkan ışınlar bir kez kontrol edilmektedir. Kontrol edilen engele çarpan ışınlar bu sırada tespit edilmektedir ve bu ışınlar arasındaki en kısa olanı çizdirilmektedir.

3.4. Hareketli Ortalama Filtresinin Uygulanması

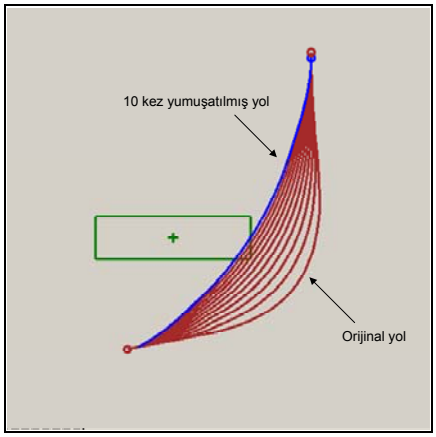
Yolu yumuşatmada Hareketli Ortalama Filtresi (Moving Average Filter) olarak bilinen bir yöntem kullanılmıştır (WEB_1 2002). Bu yöntemde belirlenen bir nokta sayısı kadar, bir noktanın arkasındaki ve önündeki noktalara ait değerlerin ortalaması alınıp, noktanın yeni değeri belirlenmektedir. Örneğin iki taraftan da ortalamaya girecek nokta sayısı 2 olduğu ve 20. noktanın yeni değerinin bulunması durumunu inceleyelim. Burada 18. noktadan 22. noktaya kadar olan noktaların ortalaması alınıp 20. noktanın yeni değeri belirlenmektedir. Bir taraftan ortalamaya girecek nokta sayısı, hesaplanacak noktanın sırasından büyük ise hesaplanacak noktaya kadarki eleman kadar noktanın ilerisinden eleman hesaba katılmaktadır. Örneğin belirlenen nokta sayısı 10 olsun ve hesaplanan noktanın sırası 4 olsun. Bu durumda 4. sıradaki noktanın gerisinde sadece 3 nokta olduğundan dolayı ortalamaya bir tarafından 10 nokta alınamamaktadır. Bu noktanın gerisinden 3 nokta ve ilerisinden 3 nokta alınarak ortalama hesaplanmaktadır.

Şekil 14'te yumuşatma uygulanmış bir örnek gösterilmiştir. Yumuşatılmış yol orijinal yola göre daha düzgündür. Şekil 14'teki durumda 36 noktalı yumuşatma yapılmıştır yani noktanın bir tarafından 18 nokta alınarak yumuşatma yapılmıştır. Yumuşatmayı eğer fazla yaparsak yol

engelin üzerine gelebilmektedir (Şekil 15). Bu da istenmeyen bir durumdur.



Şekil 14: Yumuşatılmış yol ve orijinal yol



Şekil 15: 10 kez yumuşatılmış yol ve orijinal yol

4. Sonuçlar

Bu çalışmada potansiyel alan metodu ile hareketli ve hareketsiz engellerin olduğu bir alanda mobil robot yol planlaması yapılmıştır. Mobil robotun, engellerin ve hedefin konumları alan hesaplamasına başlamadan önce bilinmesi gerekmektedir. Işın Analizi Yöntemi ve Hareketli Ortalama Filtresi'de yazılan program sayesinde uygulanabilmektedir. Engellerin çizimi 2 boyutlu bir çizim programındaki gibi kullanışlı yapılmaya çalışılmıştır. Yazılım sınıflara ayrılarak yazıldığından programın geliştirilebilirliği arttırılmıştır.

Simülasyon denemelerinde tamamen hareketsiz engellerin olduğu durumlarda mobil robot sorunsuz bir şekilde hedefe ulaşılabilmektedir. Hareketli engellerin olduğu bazı durumlarda ise mobil robotun optimal olmayan yollar ürettiği görülmüştür. Bazen de engelin yerinin sürekli değişmesinden dolayı mobil robot da sürekli gideceği yolu değiştirmektedir. Bu da mobil robotun hedefine ulaşamamasına sebep olmaktadır. Bu durum potansiyel alan metodunun olumsuz bir yönüdür. Çoğunlukla hareketli engelli ortamda hedefe ulaşılabilmesine rağmen yukarıda belirtildiği gibi bazı durumlarda hedefe ulaşılamamaktadır. Sayısal değer verilecek olursa hareketsiz engellerin olduğu durumlarda 50 denemenin 50'sinde de mobil robot hedefine ulaşmıştır. Hareketli engelli denemeler de ise 50 denemenin 45'inde başarılı olunmuştur. Bu sayısal değerler yaptığınız denemedeki engel sayısına, engellerin hızına, mobil robotun hızına ve hedefin konumuna göre değişmektedir. Engel sayısı azaltılıp, engellerin hızı yavaşlatılarak 50 denemenin 50'sinde de hedefe ulaşma sağlanabilmektedir. Bu çalışmanın bir sonraki aşaması olarak gerçek bir mobil robota yazılımın uygulanması ve hareketli engellerdeki mobil robotun davranışının geliştirilmesi planlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyonu Birimi tarafından desteklenmiştir (PAUBAP Proje No: 2007FBE011).

Kaynakça

[1] R. Siegwart ve I. R. Nourbaksh, "Introduction to Autonomous Mobile Robots", The MIT Press, 2004.

[2] O. Katib, "Real-time obstacle avoidance for manipulators and mobile robots", The International Journal of Robotics Research, Cilt:5, No:10, s:90-98, 1986.

[3] E. Ş. Çonkur, "Real Time Path Planning And Obstacle Avoidance Algorithms For Redundant Manipulators", Doctor of Philosophy Thesis, University of Bristol-Faculty of Engineering, 1997.

[4] J. Velagic B. Lacevic ve B. Perunicic, "A 3-level Autonomous Mobile Robot Navigation System Designed by Using Reasoning/Search Approaches", Robotics and Autonomous Systems, No:54, s:989-1004, 2006.

[5] M. Yusufoğlu, "Combination of Behaviours in Autonomous Robot Assembly Game in 2D", Master of Science Thesis, The Institute for Graduate Studies in Sciences and Engineering of The Boğaziçi University, İstanbul, 2002.

[6] H. Shi, C. Sun, X. Sun, ve T. Feng, "Chaotic Potential Field Method and Application in Robot Soccer Game", The 6th World Congress on Intelligent Control and Automation, s:9297-9301, 2006.

[7] S. Yannier, "Realization of Reactive Control for Multi Purpose Mobile Agents", Master of Science Thesis, The Graduate School of Engineering and Natural Sciences of The Sabanci University, İstanbul, 2002.

[8] T. Zheng ve X. Zhao, "A Novel Approach for Multiple Mobile Robot Path Planning in Dynamic Unknown Environment", 2006 IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, s:1-5, 2006.

[9] E. Yıldız, "Engelli Bir Alan İçinde Otomatik Olarak Hedefini Bulabilen Bir Mobil Robotun Tasarımı, İmalatı ve Hareket Algoritmalarının Geliştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Denizli, 2009.

[10] E. Ş. Çonkur, R. Buckingham ve A. Harrison, "The beam analysis algorithm for path planning for redundant manipulators", Mechatronics, No:15, s:67-94, 2005.

[11] WEB_1. Laurea Specialistica in Ingegneria Meccatronica. http://www.ladispe.polito.it/meccatronica/01CFI/2004-05/Slides/LabrobActivity.ppt 2005.

Üç Boyutlu Haritalama ve Konumlama Uygulamaları için Donanım ve Yazılım Platformu Geliştirilmesi

Akif Hacinecipoglu, Bugra Koku, Ilhan Konukseven

Makine Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{hakif, kbugra, konuk}@metu.edu.tr

Özetçe

Mobil robot uygulamalarında çözülmesi gereken en önemli problemlerden birisi robotun çevresine göre konumunun belirlenmesidir. Ancak robotun hareket ettiği ortamın haritası mevcut değilse bu durumda eş zamanlı haritalama ve konumlama (SLAM) uygulamaları ön plana çıkmaktadır. Bu çalışmanın amacı otonomi araştırmalarının hızlı bir şekilde gerçekleştirilmesini sağlayacak bir platformun ortaya çıkarılmasıdır. Bu kapsamda el ile taşınarak üç boyutlu haritalama yapabilen ve bu haritada kendisini konumlayabilen bir donanım ve yazılım platformu geliştirilmiş ve uygulanabilirliği test edilmiştir.

1. Giriş

Son yıllarda artan robotik araştırmalar daha çok hareketli robotlar üzerinde yoğunlaşmıştır. Önceki yıllarda sabit ve düzenlenmiş ortamlarda önceden tanımlanmış görevleri yerine getiren robotlar, son yıllarda dinamik ortamlarda çalışabilecek şekilde geliştirilmeye başlanmıştır. Robotların çalıştığı ortamın hızlı değişebilir olması, ortamdaki dinamik nesneler haritalama ve konumlama çalışmalarını ön plana çıkartmıştır.

Bir mobil robotun ilk kez bulunduğu bir ortamın haritasını çıkarabilmesi ve bu harita üzerinde kendi konumunu tahmin edebilmesi otonom uygulamalar için oldukça önemli bir özelliktir. Eş zamanlı konumlama ve haritalama (SLAM) [1] olarak adlandırılan bu algoritmaların yeterli doğrulukta sonuç verebilmesi için donanım ve yazılım katmanlarının doğru bir şekilde bir araya getirilmesi gerekmektedir. Büyük çoğunluğu 2 boyutlu bir harita üzerinde düzlemsel olarak hareket eden robot varsayımı ile çalışan SLAM uygulamaları, üçüncü boyut eklendiğinde iyice karmaşık hale gelebilmektedir. [2-3]

Araştırmaların temelini oluşturacak altyapının doğru bir şekilde çalışması bu açıdan oldukça kritiktir. Geliştirilen algoritmaların doğrulanması için bir platforma ihtiyaç duyulması ve bu sürecin yoğun emek ve zaman gerektirmesi bu alandaki çalışmaların yavaş ilerlemesine sebep olabilmektedir. Bu çalışma kapsamında üç boyutlu SLAM uygulamalarının hızlı bir şekilde çalıştırılabileceği bir donanım ve yazılım altyapısı geliştirilmiştir. Geliştirilen yazılım test edilmiş ve sonuçlar doğrulanmıştır.

Makalenin ilk kısmı uygulamanın arka planının ve motivasyonunun anlatıldığı giriş kısmından oluşmaktadır. Donanım başlıklı ikinci kısım platformun mekanik yapısı hakkında bilgi vermekte, uygulama için kullanılan sensör özelliklerinden ve platformun hareketi için kullanılan kinematik modelden bahsetmektedir. Üçüncü kısım yazılımın detaylarına ayrılmıştır. Bu kısımda kullanılan yazılım altyapısı, geliştirilen kütüphaneler ve uygulamanın nasıl fonksiyonel hale getirildiği anlatılmaktadır. Sonuçlar kısmında ise platform ile yapılan testlerin neticeleri gösterilmiş, sonuçlar hakkında yorumlar yapılmış ve muhtemel geliştirme alanları verilmiştir.

2. Donanım

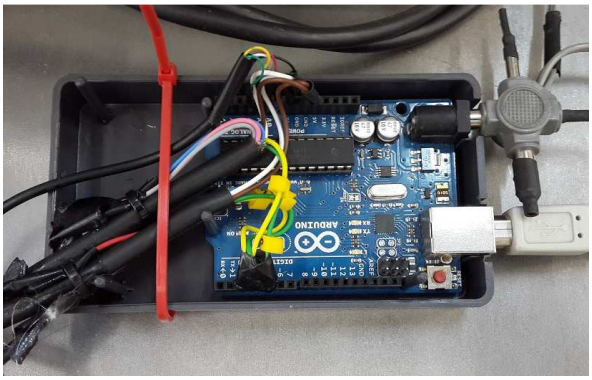
Araştırma platformu olarak daha önceden üretilen iki tekerlekli alüminyum şasi kullanılmıştır (Şekil 1). Sigma profillerden oluşturulan şasi donanım değişikliklerine kolayca adapte edilebilmektedir. El ile sürülmesi hedeflendiğinden herhangi bir tahrik motoru bulundurmayan şasiye iki adet 26” bisiklet tekerleği monte edilmiş ve bu tekerleklere iki adet artırımlı optik enkoder bağlanmıştır. Bu sayede yaklaşık 2 mm’lik bir hareket çözünürlüğü elde edilmiştir.

İki tekerlekli konfigürasyon platforma düşük kayma ve yüksek hareket kabiliyeti sağlamaktadır. Bağlanan enkoderlerin quadrature özellikte olması sayesinde tekerleklerin dönüş yönü ve hızı ile ilgili bilgi alınabilmektedir. Çevreyi hızlı bir şekilde üç boyutlu olarak haritalamak için bir kişinin platformu el ile gezdirmesi ve bu sırada herhangi bir frekans ve genlik kısıtlaması olmadan Y ekseni etrafında döndürülmesi yeterlidir. Y ekseni etrafındaki hareket farklı yüksekliklerden uzaklık bilgisi alınmasını sağlamakta ve bu bilgilerin doğru bir şekilde koordinat dönüşümü neticesinde üç boyutlu harita üzerindeki pozisyonları belirlenebilmektedir. Platform hareket ettirilirken bu sallanma hareketini ne kadar fazla yaparsa o kadar detaylı bir yükseklik bilgisi haritaya eklenebilmektedir.



Şekil 1: SLAM uygulaması için geliştirilen platform.

Platformda ana işlem ünitesi olarak 3.2 GHz i7 CPU kullanılmış, çıkarılan haritanın saklanabilmesi için platform bilgisayarına 8GB RAM ve hızlı operasyon ve olası sarsıntılardan ötürü SSD depolama birimi yerleştirilmiştir. Enkoder ve sensör okuma gibi alt seviye işlemler için Arduino Uno geliştirme kartı kullanılmıştır. Eğim sensörü analog sinyal çıkışı sağladığından ötürü Arduino'nun analog giriş pinine bağlanmıştır. Enkoderlerin A ve B kanalları ise dijital pinlere bağlanmıştır. Her iki enkoderin de A kanalları Arduino'nun kesme pinlerine bağlandığı için enkoder sinyali geldiği anda mikro denetleyici artırım işlemini yapmakta ve hız hesaplamaktadır. Eğim sensörü ve haritalama ve konumlama uygulamaları için gerekli diğer donanımlar ile ilgili bilgi sıradaki bölümde anlatılmıştır.



Şekil 2: Enkoder ve eğim sensörünün bağlandığı Arduinu Uno geliştirme kartı.

2.1. Sensörler

Ortamın haritalama işleminin yapılabilmesi için çevredeki nesnelere dair yön ve uzaklık bilgisinin sağlanması gerekmektedir. Bu amaçla SICK LMS 291 lazer mesafe sensörü kullanılmıştır. Bu sensör 180 derecelik bir alanda ve maksimum 80 metre mesafe içerisinde 0.5 derece çözünürlük ile mesafe bilgisi sağlayabilmektedir. Sensör bilgisayara RS-232 seri arayüz üzerinden bağlanmakta ve veri aktarmaktadır. Sensör platformun ön tarafına yerleştirilmiştir. Koordinat eksenleri Şekil 1 üzerinde gösterilmiştir.

Platform iki tekerlekli olduğu için doğru bir şekilde haritalama yapabilmek için platformun eğiminin de ölçülmesi gerekmektedir. Bu amaçla Crossbow CXTA02 iki eksen eğim sensörü kullanılmış ve platformun X ve Y eksenleri etrafındaki dönüşü neticesi ortaya çıkan eğim değerleri algoritmaya sağlanmıştır. X ekseni etrafındaki dönüş açısı ihmal edilebilir seviye de olsa da Y ekseni etrafındaki dönüş üç boyutlu harita çıkarılmasına imkan veren açı değerlerini sağlamaktadır.

Tekerleklerde bulunan enkoder okumaları ve eğim sensöründen alınan açı bilgileri platform üzerinde bulunan Arduino Uno tarafından alınmakta ve belirlenen bir protokol doğrultusunda seri kanal üzerinden bilgisayara gönderilmektedir.

2.2. Modelleme

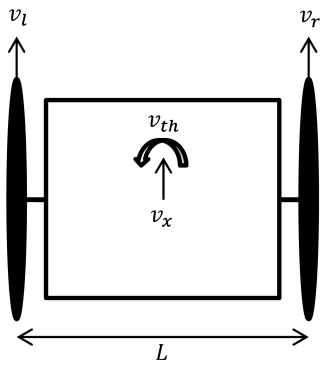
Konumlama ve haritalama algoritmaları için en önemli kaynaklardan birisi enkoder bilgileridir. Eğer yeterli doğrulukta bir odometri bilgisi alınamazsa yazılım içerisinde bulunan düzeltme algoritmaları yeteri kadar başarılı olamayacak ve sonuç olarak haritalama ve konumlama hataları oluşacaktır.

Platform üzerinde her bir tekerlekte bir tane olmak üzere iki adet optik enkoder bulunmaktadır. Sağ ve sol tekerlekten alınan enkoder sinyali tekerleklerin doğrusal hızının belirlenmesinde kullanılır. Uygun bir araç modeli kullanımı ile bu hız değerleri doğrusal, yanal ve dönme hızlarına çevrilir.

Model tipik bir diferansiyel sürüş sistemi olduğu için gerekli hız değerleri şu denklemler ile hesaplanabilmektedir.

$$v_x = \frac{v_r + v_l}{2} \quad (1)$$

$$v_{th} = \frac{v_r - v_l}{L} \quad (2)$$



Şekil 2: Diferansiyel sürüş araç modeli.

Bu denklemlerde v_r ve v_l sırasıyla sağ ve sol tekerleğin doğrusal hızlarını, v_x ise aracın ağırlık merkezinin doğrusal hızını göstermekteyken. v_{th} dönme hızı L ise platformun teker açıklığıdır. Platform iki tekerlekli bir araç olduğu için yanal hız sıfırdır; $v_y = 0$. Bu basit model uygulamanın başarımı için yeterlidir.

3. Yazılım

Eş zamanlı konumlama ve haritalama çözülmesi zor bir problemdir. Konumlama yapılabilmesi için iyi tanımlanmış bir harita gereklidir. Ölçümler bu harita ile karşılaştırılır ve robotun konumu tahmin edilir. Haritalama yapılabilmesi için ise robotun konumu bilinmeli veya en azından iyi bir şekilde tahmin edilmelidir. SLAM probleminde ne önceden bilinen bir harita ne de robot konumu vardır. Bu nedenle robot aldığı ölçümlerle haritayı oluştururken aynı zamanda bu haritada kendisini konumlayabilmelidir. Bu açıdan SLAM problemi yumurta-tavuk problemi olarak da tanımlanmaktadır.[4]

SLAM probleminin çözümü için bir çok farklı algoritma geliştirilmiştir. Genel olarak bu algoritmalar üç kategoriye ayrılabilir; Kalman Filtresi, Partikül Filtresi ve Grafik Tabanlı. Parametrik olmamasından ötürü ve Gaussian olmayan dağılımları da temsil edebilmesi açısından bu uygulamada Partikül Filtresi algoritması tercih edilmiştir. Verimli bir partikül filtresi algoritması olan FastSLAM [5], bu uygulamadaki temel SLAM algoritmasını oluşturmaktadır. FastSLAM, Kalman Filtresi algoritmalarına göre işlem yükü açısından avantaj sağladığı için bu çalışma için daha uygun konuma gelmektedir.

Seçilen algoritmanın uygulanabilmesi için temel olarak Robot Operating System (ROS) kullanılmıştır. ROS, robotik uygulamalar için geliştirilmekte olan açık kaynak kodlu bir projedir. Dünyanın her tarafındaki araştırmacıların katkıları ile gelişmekte olan ROS hali hazırda sağladığı kütüphaneler ile donanım entegrasyonunu nispeten kolay hale getirmektedir. ROS, tam destekli olarak Ubuntu Linux dağıtımlarında çalışabilmektedir. Bu nedenle platform üzerindeki işlem bilgisayarına Ubuntu 12.04 LTS işletim sistemi yüklenmiş ve ROS Groovy sürümü bu işletim sisteminin üzerine kurulmuştur. ROS'un sağladığı hata ayıklama ve görselleştirme araçları da geliştirme aşamasında oldukça faydalıdır. Tüm bu nedenlerden ötürü yazarlar benzer uygulamalarda ROS kullanımını tavsiye etmektedirler.

FastSLAM 2.0 [6-7] algoritması GMapping paketi [8] altında ROS tarafından desteklenmektedir. GMapping paketinin Navigation paketi [9] ile birlikte kullanılması sonucunda gerekli parametre ayarları yapıldıktan ve uygulamaya özel kodlar eklendikten sonra araç ile SLAM çalışmaları yapılabilir duruma gelinmektedir. Geliştirilen yazılım sistem temel olarak beş alt sistemden meydana gelmektedir,

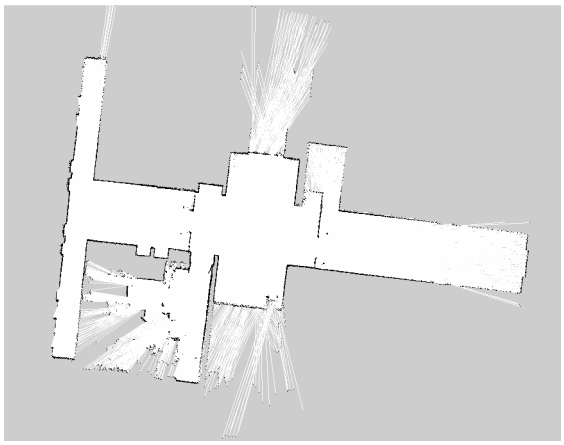
- *Haritalama ve Konumlandırma*: GMapping algoritması kullanılmakta ve SLAM uygulaması yürütülmekte.
- *Odometri Kaynağı*: Tekerleklerdeki enkoder bilgisinden aracın tahmini pozisyonu ve hızı belirlenmekte.
- *Sensör Kaynağı*: Lazer tarayıcıdan alınan uzaklık bilgileri ile harita oluşturulmakta ve konum güncellenmekte.
- *Harita*: Karelere bölünmüş harita modeli ile oluşturulan harita hafızada tutulmakta.
- *Koordinat Dönüştürücü*: Lazer tarayıcının bulunduğu konumun ve Euler açılarının aracın ağırlık merkezine taşınması işlemi yapılmakta.

Listelenen bileşenler çalışır hale getirildikten sonra sistem sensörlerden okuduğu bilgiler ışığında el ile sürülerek bulunduğu ortamı üç boyutlu olarak haritalama yeteneğine kavuşmuş hale gelmektedir.

4. Sonuçlar

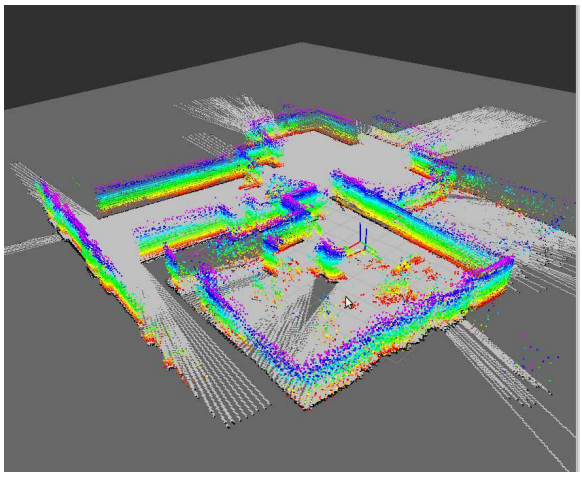
Platformun donanımsal ve yazılımsal geliştirilme süreci tamamlandıktan sonra doğrulama aşamasına geçilmiştir. Doğrulama yapılabilmesi için araç Makine Mühendisliği D-Blok içerisinde el ile dolaştırılmış, aynı zamanda araç Y ekseni etrafında hareket ettirilerek üç boyutlu ortam bilgisinin alınması sağlanmıştır.

Bu uygulama sırasında hem iki boyutlu hem de üç boyutlu olmak üzere iki farklı harita üretilmiştir. Temelde iki boyutlu harita üç boyutlu voksel haritasının iki boyutlu düzleme izdüşümünün alınması ile meydana getirilmiştir.



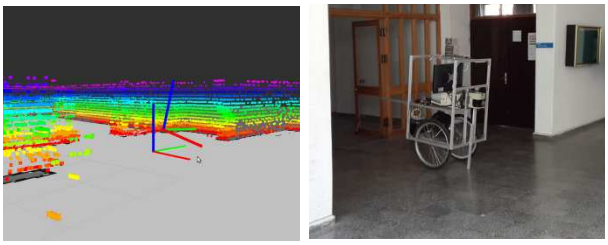
Şekil 3: SLAM algoritmasıyla oluşturulmuş 2D harita.

Üç boyutlu haritanın kolayca görselleştirilebilmesi amacıyla tabandan tavana doğru değişen bir renk geçişi uygulanmıştır. Bu geçişe göre tabandan tavana doğru yükseldikçe kırmızıdan mora doğru bir renk değişimi görülmektedir. Aynı yükseklik değerindeki noktalar aynı renklerle ifade edilmiştir.



Şekil 4: D-Binası içerisinde oluşturulan 3D Voksel harita.

Sonuçların doğrulanmasında ağırlıklı olarak görsel inceleme ve kıyaslama yöntemi kullanılmıştır. Netice olarak elde edilen haritaların düzgünlüğü ve doğruluğu platformun ve kullanılan yöntemin bu yöndeki çalışmalar için uygulanabilir olduğunu göstermiştir.



Şekil 5: 3D haritada platformun konumu ve ilgili pozisyondaki fotoğrafı.

Uygulamada meydana gelen hataların kaynağını büyük ölçüde sensör gürültüleri oluşturmaktadır. Özellikle lazer mesafe sensöründen alınan gürültülü okumalar zaman zaman hatalı değerlendirmelere neden olabilmektedir. Bu nedenle bu çeşit sensörler için gerçekçi gürültü modellemeleri yapılmalı ve SLAM algoritmasına dahil edilmelidir. Ancak uygulama sonuçlarında da görüldüğü üzere gürbüz bir SLAM algoritması bu hataları telafi edebilmekte ve başarılı bir haritalama ve konumlama işlemi yapabilmektedir.

Geliştirilen platform ve yazılım farklı uygulamalar için kullanılabilir. Özellikle geliştirilen bir algoritmanın hızlı bir şekilde doğrulanması gerektiğinde bu amaçla donanım ve yazılım altyapısı oluşturmak zaman alan ve yorucu bir iş haline gelmektedir. Geliştirilen düzenek sayesinden üç boyutlu uzaydan bilgi toplamak, harita oluşturmak ve bu haritalar üzerinde çalışmalar yapmak oldukça pratik hale gelmektedir. Bu sayede veri toplama aşaması hızlandırılabilecek ve araştırmacılar algoritma geliştirme çalışmalarına daha çok zaman ayırabilecektir.

Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir (proje numarası: 111M580).

Kaynakça

[1] Leonard, J.J.; Durrant-Whyte, H.F., "Simultaneous map building and localization for an autonomous mobile robot," *Intelligent Robots and Systems '91. 'Intelligence for Mechanical Systems, Proceedings IROS '91. IEEE/RSJ International Workshop on* , vol., no., pp.1442,1447 vol.3, 3-5 Nov 1991

[2] Cole, D.M.; Newman, P.M., "Using laser range data for 3D SLAM in outdoor environments," *Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006. Proceedings 2006 IEEE International Conference on* , vol., no., pp.1556,1563, 15-19 May 2006

[3] Weingarten, J.; Siegwart, R., "3D SLAM using planar segments," *Intelligent Robots and Systems, 2006 IEEE/RSJ International Conference on* , vol., no., pp.3062,3067, 9-15 Oct. 2006

[4] Sebastian Thrun, Wolfram Burgard, and Dieter Fox, *Probabilistic Robotics*. USA: MIT Press, 2005.

[5] M. Montemerlo, S. Thrun, D. Koller, and B. Wegbreit, "FastSLAM: A Factored Solution to the Simultaneous Localization and Mapping Problem," in *Proceedings of AAAI National Conference on Artificial Intelligence*, Edmonton, 2002.

[6] Giorgio Grisetti, Cyrill Stachniss, and Wolfram Burgard, "Improved Techniques for Grid Mapping with Rao-Blackwellized Particle Filters," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 23, 2007.

[7] Michael Montemerlo and Sebastian Thrun, "FastSLAM 2.0: An Improved Particle Filtering Algorithm for Simultaneous Localization and Mapping that Provably Converges," in *Proceedings of Int. Conf. on Artificial Intelligence*, 2003.

[8] OpenSLAM.org. GMapping. Last accessed in May, 2014 [Online]. https://www.openslam.org/gmapping.html

[9] Eitan Marder-Eppstein. ROS Navigation Stack. Last accessed in May, 2014 [Online]. http://www.ros.org/wiki/navigation.

YENİ BİR PI-V TİPİ DENETLEYİCİ TASARIMI VE DENGE ROBOTU ÜZERİNDE UYGULANMASI

Ali ÜNLÜTÜRK[1], *Ufuk GÜNER*[2], *Ömer AYDOĞDU*[3]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Selçuk Üniversitesi, Konya
aunluturk@selcuk.edu.tr

[2]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Ankara
gunerufuk@hotmail.com

[3]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Selçuk Üniversitesi, Konya
oaydogdu@selcuk.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, iki teker üzerinde kendi kendine dengede durabilen mobil bir robotun gerçek zamanlı PI-V (Oransal-İntegral-Hız) denetleyici tasarım yöntemleri üzerinde durulmuştur. Robot sistemimizin kontrolüne yönelik olarak Qt-Creator tabanlı görsel bir bilgisayar arayüzü oluşturulmuştur. Bu arayüz vasıtasıyla robotun bütün denetleyici parametreleri, üzerinde bulunan kablosuz haberleşme modülü sayesinde uzaktan değiştirilebilmektedir. Ayrıca bu arayüz üzerinde, denetleyici tepkisine göre robotun zamana göre eğim açısı (α), gerçek zamanlı bir Kalman filtresi algoritması sayesinde anlık olarak izlenebilmektedir. Denge robotu denetleyici tasarımında ilk olarak klasik PID (Oransal-İntegral-Türev) denetleyici algoritması uygulanmıştır. Daha sonra hız kontrollü yeni bir PI-V denetleyici algoritması robot üzerinde yürütülmüştür. Sonuç olarak denge robotu sistemimizde hız kontrollü PI-V algoritmasının klasik PID algoritmasından daha iyi sonuç verdiği görülmüştür.

1. Giriş

İki tekerlekli mobil robotlar çok tekerlekli robotlardan daha çok avantaja sahip olmasından dolayı son on yıl içerisindeki popülerliği hız kazanmıştır [1]. Dar alanlarda ve keskin köşelerde oldukça yüksek manevra kabiliyetine sahip olması, az yer kaplaması gibi avantajlar bunlardan birkaçıdır [2-3-4]. Bu gibi avantajlarından dolayı market, otopark, havaalanı gibi yerlerde yer personelinin kullandığı iki tekerlekli taşıyıcılar (Segway) sıkça görülmektedir [5].

Denge robotu sistemleri tipik olarak kararsız, karmaşık ve lineer olmayan sistemlerdir [6]. Bu yüzden, denge sistemleri araştırmacılar ve eğitimcilerin oldukça ilgisini çekmektedir [7]. Fakat iki tekerlekli bir denge robotunun herhangi bir harici kuvvete gereksinim duymaksızın denge durumunu sürdürebilmesi için iyi bir kontrolöre ihtiyacı vardır [8]. Literatürde denge robotu üzerinde denenmiş birçok modern kontrol metotları bulunmaktadır. Örneğin, Kayan-Kipli Kontrol, Adaptif Kontrol, Geriadımlamalı Kontrol, Durum Geribeslemeli Kontrol, Bulanık Kontrol, Lineer olmayan kontrol bunlardan birkaçıdır.

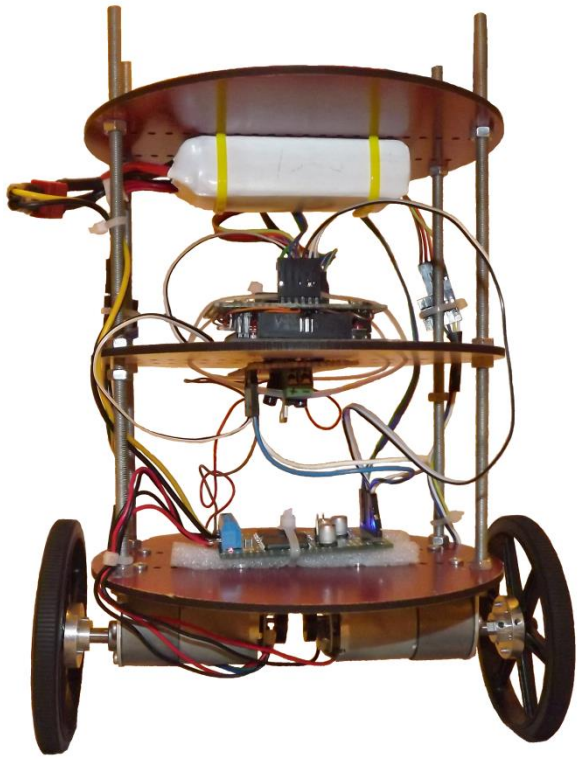
Bu çalışmada, literatürde yer alan denge robotu kontrol yöntemleri dikkatle incelenmiş ve denge robotu için gerçek zamanlı farklı tipte denetleyici yapıları tasarlanmıştır. Tasarlanan bu denetleyicilerin robotu uzun süre dengede tutabilmesi ve bozucu etkilere karşı hızlı tepki verebilmesi gibi birtakım başarı ölçütüne göre testleri gerçekleştirilmiştir. Buna göre lineerleştirilen sistem üzerinde ilk olarak Klasik PID kontrol algoritması robot üzerinde uygulanmıştır. Denge robotu sistemimizi ayakta tutan uygun PID parametreleri bulunduktan sonra robotun denge durumu sağlanmıştır. Fakat denetleyici yapısındaki türev elemanının katkısının oldukça sınırlı olduğu görülmüştür. Aynı zamanda sisteme herhangi bir bozucu etki etmesi durumunda ani olarak tepkiler vermekte ve robotun uzun süreli denge durumunu sürdürebilmesini güçleştirmektedir. Türevin bu etkisini yumuşatmak için denge sensöründen (IMU) gelen bilgi ve motordan gelen bilgiler birlikte değerlendirilmiştir. Böylece yeni bir denetleyici tasarımı ortaya çıkarılmıştır. Tasarlanan bu yeni yöntemin klasik PID algoritmasından daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Tasarlanan denge robotunun donanım yapısı bölüm 2'de, matematiksel modeli ile ilgili detaylar bölüm 3'de, tasarlanan denetleyici yapıları bölüm 4'te sunulmuştur. Çalışmanın sonuçları ve elde edilen bulgular son bölümde verilmiştir.

2. Robotunun Donanımı ve Kontrol Yazılımı

2.1 Robotun Donanımı

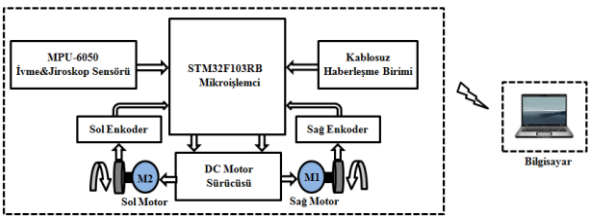
Robotun mekanik tasarımında, sistemin lineer olmaması nedeniyle robotun kontrol edilebilmesi için uygun bir denge noktasının oluşturulması gerekmektedir. Bütün bu gereksinimler göz önüne alınarak Şekil 1'de görülen iki tekerlekli denge robotunun yapısı oluşturulmuştur. Robotun hafif olması için silindir şeklindeki kompozit ahşap plakalar kullanılmıştır. Denge robotunun en alt parçasına montajlı halde bulunan enkoderli iki adet eş kalıcı mıknatıslı (PM) DC

motor bulunmaktadır. Aynı zamanda bu alt parçanın üzerine iki kanallı DC motor sürücü devresi de yerleştirilmiştir. Robotun orta tabakasında altı eksenli jiroskop ve ivme sensörlerini birlikte yapısında barındıran MPU-6050 mikroelektro mekanik sensör, sistemin bütün birimlerinin denetleyen ve bunlar arasındaki veri iletişimini sağlayan ARM tabanlı mikroişlemciye sahip STM32F103RB geliştirme kartı bulunmaktadır. Robotun en üst katmanında ise sistemin enerjisini sağlayan 11.1Volt, 3200mAh lityum polimer bir batarya bulunmaktadır.



Şekil 1: Denge robotunun genel görünümü

Denge robotunun bilgisayar üzerinden kablosuz denetimi ve robota ait denetleyici parametrelerinin güncellenebilesi amacıyla robot sistemine CRIUS MWC kablosuz haberleşme modülü de eklenmiştir. Şekil 2'de denge robotu sisteminin donanımsal altyapısını gösteren genel bir blok diyagramı görülmektedir.

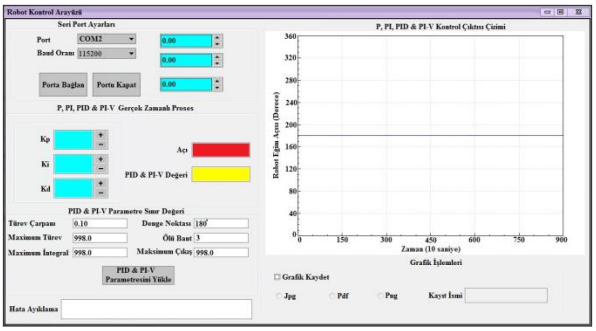


Şekil 2: Denge robotu sisteminin genel blok gösterimi

Blok diyagramından görüldüğü gibi, denge robotu kontrol sisteminde enkoderlerden ve iveme&jiroskop sensöründen geri besleme bilgileri alınmaktadır. Bu bilgiler kontrol algoritmalarında kullanılarak motor kontrol çıkış sinyalleri üretilmektedir.

2.2 Robot Kontrol Arayüz Ekranı

Tasarlanan denge robotunun kolay bir şekilde kontrol edilebilmesi ve robot üzerinde uygulanan denetleyici algoritmalarına ait parametrelerin online olarak güncellenebilmesi için, birden fazla işletim sistemini destekleyen Qt-Creator yazılım ortamında bulunan grafik kullanıcı arayüzü (GUI) vasıtasıyla, robot kontrol arayüz yazılımı geliştirilmiştir. Robot kontrol arayüz yazılımının genel görünümü Şekil 3'te görülmektedir.

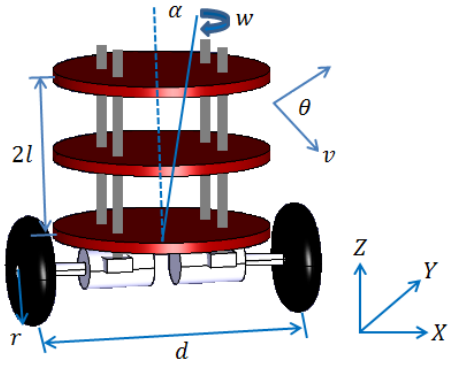


Şekil 3: Denge robotu kontrol arayüzü

Robot kontrol arayüzü vasıtasıyla robota ait kontrol yazılımları kolayca yürütülmüş ve sistem çalışırken gerçek zamanlı (online) olarak kontrol parametreleri ayarlanmıştır. Ayrıca, sistemin kontrolüne yönelik cevap eğrileri arayüz grafik penceresi üzerinden gerçek zamanlı olarak izlenmiştir. Böylece robotun etkin bir şekilde kontrolü sağlanmış ve herhangi bir dış bozucu etki olmaksızın robota ait denetleyici sistem çıktıları doğru bir şekilde elde edilmiştir.

3. Robotun Matematiksel Modeli

Denge robotunun dinamiğinin matematiksel olarak modellemesi oldukça önemlidir. Çünkü robot sisteminin denge durumunu etkileyecek durum değişkeni parametrelerinin nelere bağlı olduğunun tespit edilmesi ve tespit edilen parametrelere göre robot kontrol algoritmalarının oluşturulması büyük önem taşımaktadır. Denge robotunun kontrolüne yönelik olarak birçok araştırmacı tarafından değişik matematiksel yaklaşımlar kullanılarak modellemeler elde edilmiştir. Bu çalışmada, robotun matematiksel modeli elde edilirken Li ve arkadaşlarının [9] önermiş olduğu matematiksel model dikkate alınmıştır. Şekil 4'de denge robotunun model parametreleri görülmektedir.



Şekil 4: Denge robotunun modeli

Robot sisteminin dinamik olarak modellenebilmesi için kapalı-formlu Lagrange-Euler yaklaşımından yararlanılmıştır. Bu yaklaşımda denge robotu sistemine ait kinetik ve potansiyel enerjiler arasındaki fark kullanılarak Lagrangian fonksiyonunun elde edilmesi ve analiz edilmesi gerekmektedir. Robot denge sistemine ilişkin verilen denklemlerde kullanılan denge robotu parametreleri ve değişkenleri Tablo 1'de ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

Tablo 1: Denge Robotu Parametreleri ve Değişkenleri

Sembol	Tanımı
τ_l, τ_r	Sol ve sağ tekerdeki teker eyleyicilerinin hareketi ile üretilen toklar
d_l, d_r	Sol ve sağ tekere etkiyen harici kuvvetler
α	Denge robotunun eğim açısı
θ	Denge robotunun istikamet açısı
M_w	Tekerin kütlesi
I_w	Y eksenine ilişkin tekerin atalet momenti
r	Tekerin yarıçapı
m	Sarkacın kütlesi
l	Sarkacın ağırlık merkezinin şase noktasından uzaklığı
d	Y ekseni boyunca sol ve sağ teker arasındaki uzaklık
M	Platformun kütlesi
I_M	Y ekseni boyunca platformun atalet momenti
I_p	Z ekseni boyunca sarkacın ve platformun atalet momenti
M_p	Y ekseni boyunca platform ve sarkaç arasındaki etkileşim momenti
v	Mobil platformun ileri yönlü hızı
w	Mobil platformun dönüş hızı ($w = \dot{\theta}$)
g	Yerçekimi sabiti

Yukarıda şekil 4'de verilen iki tekerlekli denge robotu modeli göz önüne alındığında robot sistemine ait toplam kinetik enerji (K) denklem 1'de verildiği gibi yazılabilir.

$$K = \frac{1}{2}Mv^2 + M_w v^2 + \frac{1}{2}m(v + l\cos\alpha\,\dot{\alpha})^2 + \frac{1}{2}m(-l\sin\alpha\,\dot{\alpha})^2 + I_w(\frac{v}{r})^2 + \frac{1}{2}I_M\dot{\alpha}^2 + \frac{1}{2}I_p w^2 + 2\left(M_w + \frac{I_w}{r^2}\right)d^2w^2 \quad (1)$$

Kinetik enerji denkleminde, robot mekaniğindeki her bir parçanın etkisi dikkate alınmalıdır. Denge robotu sistemin toplam potansiyel enerjisi (U) ise, denklem 2'deki gibi verilmektedir.

$$U = mgl(1 - \cos\alpha) \quad (2)$$

Sisteme ait toplam kinetik ve potansiyel enerji arasındaki farkı denklem 3'deki gibi yazabiliriz.

$$L = K - U = \frac{1}{2}\mathrm{Mv}^2 + \mathrm{M_w v}^2 + \frac{1}{2}\mathrm{m(v + l\cos\alpha\,\dot{\alpha})}^2 + \frac{1}{2}\mathrm{m(-l\sin\alpha\,\dot{\alpha})}^2 + \mathrm{I_w}(\frac{\mathrm{v}}{\mathrm{r}})^2 + \frac{1}{2}\mathrm{I_M}\dot{\alpha}^2 + \frac{1}{2}\mathrm{I_p w}^2 + 2\left(\mathrm{M_w} + \frac{\mathrm{I_w}}{\mathrm{r^2}}\right)\mathrm{d}^2\mathrm{w}^2 - mgl(1 - \cos\alpha) \quad (3)$$

Modelleme işleminde $\dot{x}\cos\theta - \dot{y}\sin\theta = 0$ kısıtına bağlı olarak lagrangian yaklaşımındaki genelleştirilmiş koordinatlar $q = [x, \theta, \alpha]$ ve $\dot{q} = (\dot{v}, \dot{w}, \dot{\alpha})^T$ olarak elde edilir. Bu koordinatlar dikkate alındığında denklem 4, 5 ve 6 aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{x}}\right) - \frac{\partial L}{\partial x} = \frac{\tau_l}{r} + \frac{\tau_r}{r} + d_l + d_r \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}}\right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = 2d\left(\frac{\tau_l}{r} - \frac{\tau_r}{r} + d_l - d_r\right) \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}}\right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha} = 0 \quad (6)$$

Yukarıdaki belirtilen denklem ve denklem takımları sırasıyla çözüldüğünde denge robotunun dinamik eşitlikleri denklem 7, 8 ve 9'da belirtilmiştir.

$$\left(M + 2M_w + m + 2\frac{I_w}{r^2}\right)\dot{v} + ml\ddot{\alpha}\cos\alpha - ml\dot{\alpha}^2\sin\alpha = \frac{\tau_l}{r} + \frac{\tau_r}{r} + d_l + d_r \quad (7)$$

$$\left(I_p + 2\left(M_w + \frac{I_w}{r^2}\right)d^2\right)\dot{w} = 2d\left(\frac{\tau_l}{r} - \frac{\tau_r}{r} + d_l - d_r\right) \quad (8)$$

$$ml\dot{v}\cos\alpha + (ml^2 + I_M)\ddot{\alpha} - mgl\sin\alpha = 0 \quad (9)$$

4. Tasarlanan Denetleyici Yapıları

İki tekerlekli denge robotu sisteminin kontrolüne yönelik olarak araştırmacılar birçok değişik kontrol metotları üzerinde durmuşlardır. Denge robot sisteminin lineer olmaması önerilen kontrol metotlarının gerçek zamanlı uygulanabilirliğini önemli ölçüde kısıtlamaktadır.

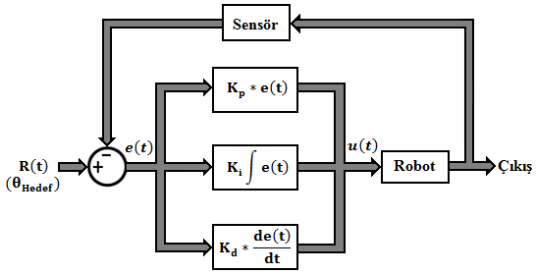
Denge robot sistemi üzerinde yaptığımız çalışmamızda iki tane denetleyici yapısı üzerinde durulmuştur. İlk denetleyici yapısı birçok araştırmacı tarafından değişik amaçlar için tasarlanmış sistemlerin denetiminde sıklıkla kullanılan klasik PID (Oransal-İntegral-Türev) kontrol sistemidir. İkinci

denetleyici yapısı ise bu robot sisteminin kontrolünde hız bilgisinin daha etkin bir şekilde kullanılmasına olanak tanıyan PI-V (Oransal-İntegral-Hız) kontrol sistemidir.

İlk olarak klasik PID kontrol sistemi tasarlanan yeni bir robot üzerinde uygulanmıştır. Şekil 5'de PID denetleyici blok diagramı görülmektedir ve PID kontrol denklemi denklem 10'da tanımlanmıştır.

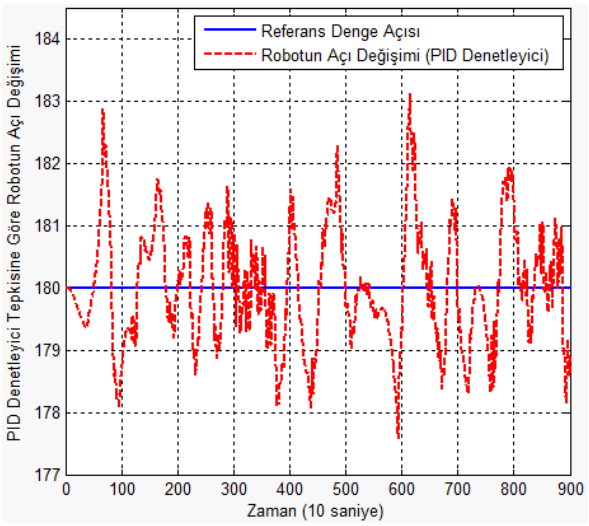
$$u(t) = K_p * e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)\, d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (10)$$

Denklem 10'daki $e(t)$, referans giriş değeri (R) ve geribesleme arasındaki hatadır. $u(t)$, denetleyicinin kontrol çıkışıdır. K_p oransal kazanç, K_i integral kazancı ve K_d türev kazancı katsayılardır.



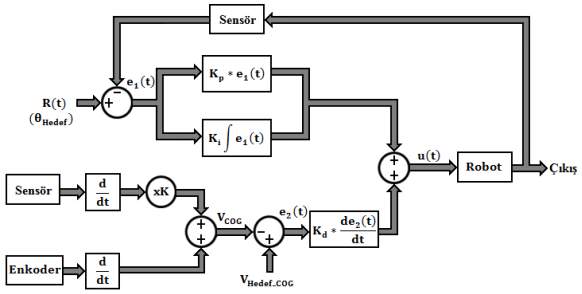
Şekil 5: PID denetleyici blok diagramı

Robot üzerinde uygulanan klasik PID denetleyici yapısı ile robotun denge durumu (180°) sağlanmıştır. Buna göre $K_p = 19$, $K_i = 2.5$, $K_d = 6$ ve $\tau = 10\, msn$ örnekleme zamanında sistem dengeye ulaşmıştır. Şekil 6'da PID denetleyici tepkisine göre robotun eğim açısının zamanla değişimi görülmektedir. Şekil 6'da görüldüğü gibi robotun denetiminde eğim açısı sönümleme miktarı etkin olarak sağlanamamıştır.



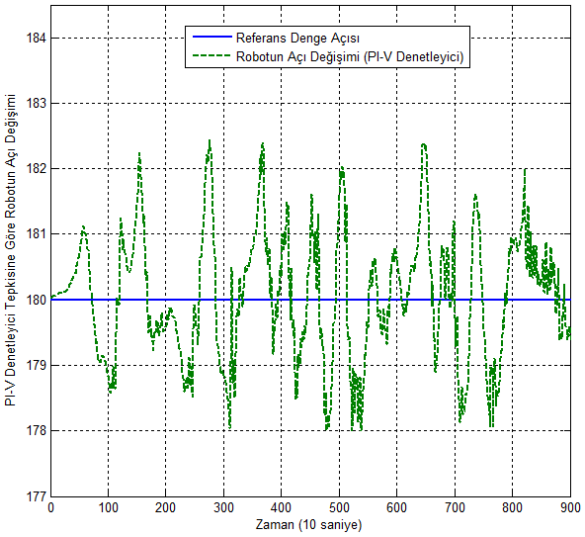
Şekil 6: PID denetleyici tepkisi ve denge açısının zamanla değişimi

Klasik PID denetleyici yapısındaki türevin etkisi oldukça sınırlı kaldığı için robot sisteminin kontrolünde etkin olarak kullanılamamıştır. Bu yüzden türevin etkisini artırmak ve en iyi denge durumunu elde edebilmek amacıyla yeni bir PI-V denetleyici yapısından faydalanılmıştır. Şekil 7'de robot sistemimiz için tasarladığımız PI-V denetleyici yapısı görülmektedir.



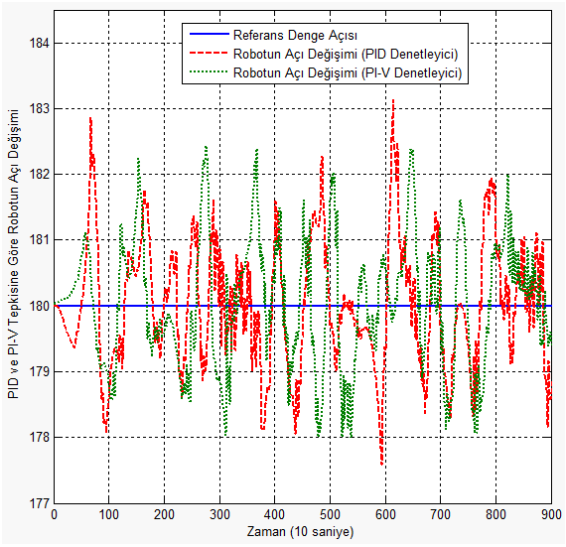
Şekil 7: PI-V denetleyici blok diagramı

Şekil 7'de görüldüğü gibi denetleyicide bulunan türev parametresini etkin bir şekilde kullanabilmek için sensörden ve enkoderden gelen bilgiler değerlendirilmiştir. Denge sensörden gelen bilgiye göre robotun ağırlık merkezinden ayrılma açısal hızı ile enkoder bilgisinden gelen bilgiye göre robotun yerdeğiştirme hızı karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma yapılırken sensörden gelen bilgi K gibi bir kazanç ile çarpılarak enkoder bilgisinden gelen yerdeğiştirme hız bilgisi arasında bir ilişki elde edilmiştir. Daha sonra bu veriler ışığında robotun mevcut ağırlık merkezi durumu ile olması gereken hedef ağırlık merkezi arasındaki fark alınarak bir hata değeri elde edilmiştir. Elde edilen bu hata değeri ile türevin sönümleme etkisi daha etkin bir şekilde kullanılmıştır. Şekil 8'de PI-V denetleyici tepkisine göre robotun eğim açısının zamanla değişimi görülmektedir.



Şekil 8: PI-V denetleyici tepkisi ve sistem hızının zamanla değişimi

$K_p = 19$, $K_i = 2.5$, $K_d = 6$ denetleyici parametreleri verilen robot sistemi üzerinde PID ve PI-V denetleyici yapıları gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır. Her iki denetleyici için elde edilen sonuçların etkinliğinin daha iyi anlaşılabilmesi için tek bir grafik üzerinde Şekil 9'da gösterilmiştir. Şekil 9 incelendiğinde robotun PI-V denetleyicideki eğim açısının yaklaşık olarak 178° ile 182.5° arasında değiştiği ve PID denetleyicideki eğim açısının ise 177.5° ile 183.5° arasında değiştiği rahatlıkla görülebilir. Bu verile ışığında robotun PI-V denetleyicideki eğim açısı değişiminin PID denetleyicideki eğim açısı değişiminden daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.



Şekil 9: Denetleyici yapılarına göre robotunun açı değişimi

5. Sonuçlar

Bu bildiride, iki tekerlekli mobil bir robotun tasarımı ve gerçek zamanlı kontrol algoritmaları üzerinde durulmuştur. Robotun en iyi denge durumunu sağlayarak kendini dengeleyebilmesi için geribeslemeli klasik PID ve yeni yaklaşımlı bir PI-V denetleyici yapılarından faydalanılmıştır. Denge robotu üzerinde uygulanan bu algoritmaların tasarımı ve etkinliklerinin gözlemlenebilmesi amacı ile Qt-Creator yazılım geliştirme ortamında denge robotu kontrol arayüzü oluşturulmuştur. Böylece robotun en iyi denge durumu kolayca elde edilmeye çalışılmıştır.

Denge robotu üzerinde yapılan çalışmaların sonucunda klasik PID denetleyici yapısı ile robotun denge durumu sağlanmıştır. Fakat denetleyici parametresinde yer alan türevin sönümleme etkisi etkin bir şekilde kullanılamamıştır. Aynı zamanda denge robotuna etkiyen herhangi bir bozucu etkide türev parametresi robotun denge durumunu hemen etkilemekte ve uzun süreli denge durumunu zorlaştırmaktadır.

Türev parametresini etkin bir şekilde kullanabilmek için PI-V kontrol algoritmasından faydalanılmıştır. Böylece sensörden alınan bilgi ve motordaki enkoder bilgileri birlikte değerlendirilmiş ve robotun dik pozisyonundaki açı referans alınarak türevin sönümleme etkisi artırılmaya çalışılmıştır.

Sonuç olarak yeni yaklaşımlı PI-V kontrol yöntemi ile PID kontrol yöntemi karşılaştırılmış ve geliştirilen PI-V kontrol yapısının türevin sönümleme etkisini artırdığı görülmüştür. Böylece robotun daha az salınım yaparak uzun süreli dengede durması sağlanmıştır.

Kaynakça

[1] Z. Kausar, K. Stol ve N. Patel, "The Effect of Terrain Inclination on Performance and the Stability Region of Two-Wheeled Mobile Robots,"*INTECH: International Journal of Advanced Robotics* Systems, Cilt:9, s:1-11, 2012.

[2] K. M. Goger ve M. O. Tokhi, "Development, Modelling and Control of a Novel Design of Two-Wheeled Machines," *Cyber Journals: Multidisciplinary Journals in Science and Technology*, s:6-16, 2010.

[3] P. K.W. Abeygunawardhana ve T. Murakami, "Workspace Control of Two Wheel Mobile Manipulator by Resonance Ratio Control," Advanced Intelligent Mechatronics, IEEE/ASME International Conference on, Singapore, s:1270-1275, 2009.

[4] G. X. Shan, D. F. Quan ve L. C. Quan, "Two Types of Coaxial Self-Balancing Robots," *Springer Berlin Heidelberg*, Cilt:20, No:11, s:2981-2990, 2013.

[5] A. Ünlütürk, Ö. Aydoğdu ve U. Güner, "Design and PID Control of Two Wheeled Autonomous Balance Robot," Electronics, Computer and Computation (ICECCO), International Conference on, Ankara, Türkiye, s:260-264, 2013.

[6] C. H. Chiu, Y. F. Peng ve Y. W. Lin, "Robust Intellegent Backstepping Tracking Control for Wheeled Inverted Pendulum," *Springer Berlin Heidelberg*, Cilt:15, No:10, s:2029-2040, 2011.

[7] H. Lee ve S. Jung, "Balancing and Navigation Control of a Mobile Inverted Pendulum Robot Using Sensor Fusion of Low Cost Sensors," *Elsevier*, Cilt:22, No:1, s:95-105, 2012.

[8] O. Y. Chee ve M. S. B. Z. Abidin, "Design and Development of Two Wheeled Autonomous Balancing Robot," 4 th Student Conference on Research and Development (SCOReD), Shah Alam, Selangor, Malaysia, s:169-172, 2006.

[9] Z. Li, C. Yang ve L. Fan, "Advanced Control of Wheeled Inverted Pendulum Systems," Springer London Heidelberg New York Dordrecht, 2013.

Ses Kontrollü Tekerlekli Sandalye

Muharrem Çelebi[1], *Ali Buldu*[2]

[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
muharrem.celebi@kocaeli.edu.tr

[2]Bilgisayar Mühendisliği
Marmara Üniversitesi, İstanbul
alibuldu@marmara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, gömülü sistem kullanılarak tekerlekli sandalyenin kontrolünü kolaylaştıran bir tasarım tarif edilmiştir. Tekerlekli sandalye kullanıcıları joystick kullanarak sandalyelerini kontrol ederler, fakat çoğu engelli kullanıcılar, başka robot kontrol türlerine ihtiyaç duyarlar. Tasarlanan sistem, bilgisayar ile iletişim kuran bir grup mikrodenetleyici ve ultrasonik modüllere dayanmaktadır. Tasarım sonucunda, engelli insanlar ses komutlarına dayanan tekerlekli sandalyeyi kullanabilir. MATLAB paket programı kullanılarak ses komutları bilgisayar ortamına kaydedilmiştir. Ses komut tanıma sisteminde yalıtık kelime tanıma sistemi tercih edilmiştir. Öznitelik çıkarma yöntemi olarak Mel frekans kepstrum katsayıları kullanılmış, öznitelik eşleştirme yöntemi olarak ise vektör nicemleme yöntemi kullanılmıştır. Bilgisayar ortamında ses komutlarını tanıma işlemi yapıldıktan sonra radyo frekansları ile komut bilgisi tekerlekli sandalyeye iletilmektedir. Gürültüsüz ve gürültülü olmak üzere iki ayrı ortamda yapılan çalışmalarda sırasıyla, %96, %68 başarı oranları elde edilmiştir.

1. Giriş

Uzun yıllardır kullanılan parmak izi ve retina gibi kişiye has, kişinin kimliğini tanımlayıcı biometrik özelliklere son yıllarda ses de eklenmiştir [1]. Ses tanıma sistemlerinin, konuşmacı tanıma, konuşma tanıma, konuşma sentezleme, komut – kontrol şeklinde uygulamaları mevcuttur [2]. Sesli komut – kontrol uygulamaları ile insan ve makine arasında doğal bir arabirim elde edilmiş olur. Bu uygulamalara örnek olarak ses ile kontrol edilebilen motorlu tekerlekli sandalye, robotların sesle kontrolü, araç içerisindeki cihazların sesle kontrolü, bilgisayarın ses ile kontrolü şeklinde verilebilir [3].

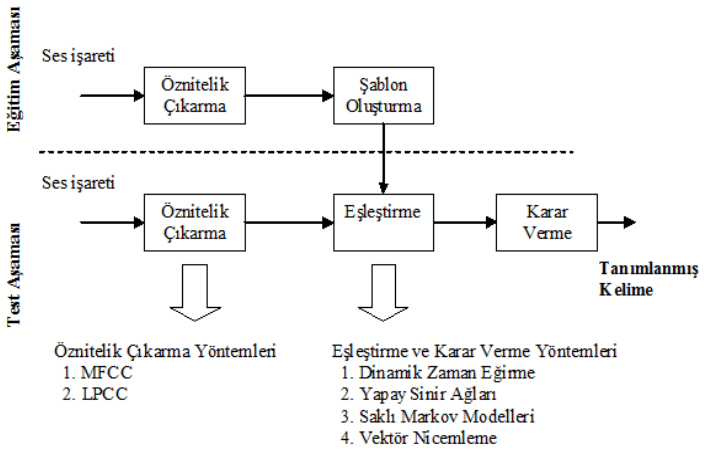
Mobil robot kontrolü otonom veya elle kumanda olmak üzere iki şekilde olabilmektedir. Her iki şekilde de algılayıcılar kullanılarak dış ortamdan algılanan veriler daha önceden mobil robota yüklenen programa bağlı olarak değerlendirilmekte, böylece robotun çeşitli görevleri yapması sağlanmaktadır [4].

2. Konuşma Tanıma Sistemleri

Konuşma yöntemine göre, yalıtık kelime tanıma, bağlantılı kelime tanıma ve sürekli konuşma tanıma olmak üzere üçe ayrılır. Yalıtık kelime tanıma, konuşmacının bireysel kelimelerinden, özel kelimelerin çıkarılması işlemidir. Bağlantılı kelime tanıma, konuşmacının akıcı konuşması esnasında özel kelimelerin çıkarılması işlemidir. Sürekli konuşma tanıma, konuşmacının akıcı bir şekilde konuşabildiği bir sistemdir [5].

Konuşmacı durumuna göre, konuşmacı bağımlı sistemler ve konuşmacı bağımsız sistemler olmak üzere ikiye ayrılır. Konuşmacı bağımlı sistemler, sadece bir konuşmacı için özel olarak tasarlanmış olan sistemlerdir. Konuşmacı bağımsız sistemler birden çok konuşmacı tarafından kullanılabilen sistemlerdir [5].

Metin yapısına göre, metin bağımlı sistemler ve metin bağımsız sistemler olmak üzere ikiye ayrılır. Metin bağımlı sistemlerde konuşmacının önceden belirlenmiş bir kelime veya cümleyi telaffuz etmesi istenir. Metin bağımsız sistemlerde konuşmacının söylemesi istenen kelime veya cümlede sınırlandırma yoktur [6].



Şekil 1: Konuşma Tanıma Sistemi Blok Şeması

Konuşmacı tanıma sistemi, eğitim aşaması ve test aşaması olmak üzere iki aşamadan oluşur. Eğitim aşamasında ses örnekleri kaydedilir. Bu kayıtlardan ses bilgisini modelleyecek, ilerideki tanıma işlemlerinde kullanılacak karakteristik şablonlar elde edilir. Ses örnekleri için şablon oluşturulmasında Mel frekansı kepstrum katsayıları (MFKK), doğrusal öngörü kepstrum katsayıları (DÖKK) gibi öznitelik çıkarma yöntemleri kullanılır.

Test aşamasında, her ses örneği işlenip öznitelik vektörleri çıkarılır. Daha sonra bu vektörler bir karşılaştırma algoritması yardımıyla eğitim aşamasında oluşturulmuş olan şablonlar ile karşılaştırılır. Bu işlem sonunda her model için bir benzerlik değeri bulunur. Bulunan en yakın değer ile konuşma tanıması yapılmış olur. Eşleştirme işleminde ise Dinamik Zaman Eğirme, Yapay Sinir Ağları, Saklı Markov Modelleri, Vektör Nicemleme yöntemleri kullanılır.

2.1. Konuşma Bölgesini Belirleme

Girişten gelen konuşma işaretinin başlangıç ve bitişinin belirlenmesi için işaretin enerji seviyesine ve sıfır geçiş sayısına bakılır. Eğer bir işaretin enerji seviyesi yüksek, sıfır geçiş sayısı düşük ise bu işaretin konuşma işareti olduğu anlaşılır. Bu sınırlar dışında kalan sessiz bölge atılarak işlem sonunda konuşma işareti elde edilmiş olur [7].

2.2. Mel Frekansı Kepstrum Katsayıları

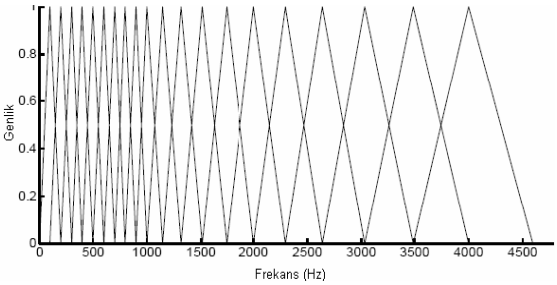
Mel frekansı, iç kulak içinde gerçekleşen frekans analizine dayanmaktadır. İnsanın duyma algısı 1 kHz 'e kadar doğrusal, 1 kHz'nin üzerinde ise logaritmiktir [8]. Bu model Davis ve Mermelstein tarafından formüle edilmiştir [9].

Mel frekansı, denklem (1)'deki formül ile hesaplanır. Gerçek frekansın birimi hertz, Mel frekansının birimi ise Mel'dir [10].

$$mel(f) = 2595 (\log(1 + f / 700) \quad (1)$$

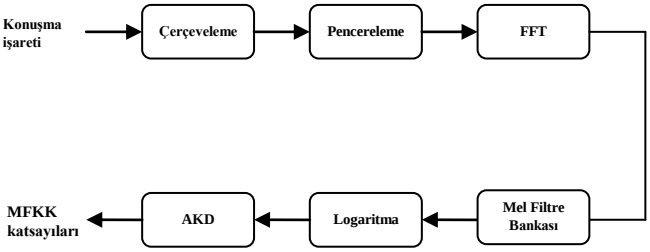
Mel frekansı kepstrum katsayıları (MFKK) işleminin aşamaları Şekil 3'de gösterilmektedir. MFKK elde edilmesinde ilk olarak, sürekli konuşma işareti, N örnekten oluşan çerçevelere ayrılıp takip eden çerçeve M örnekten itibaren alınır (M < N). Her bir çerçevenin başından sonuna kadar işaret süreksizlikleri minimuma indirmek için her bir çerçeve pencereleme işlemine tabi tutulur. Hızlı fourier dönüşümü ile N örnekten oluşan zaman alanındaki her bir çerçeve frekans alanına çevrilir. Bu işaret, Mel frekans ölçeğine göre dizilmiş süzgeç dizilerinden geçirilip logaritması alınır.

MFKK'da temel fikir, aralıklı filtreler ile oluşturulmuş filtre bankasına dayanan hesaplama işlemdir. Örneğin 4 kHz bant genişliği için 20 filtre bankası kullanılır.



Şekil 2: Mel Filtre Bankası

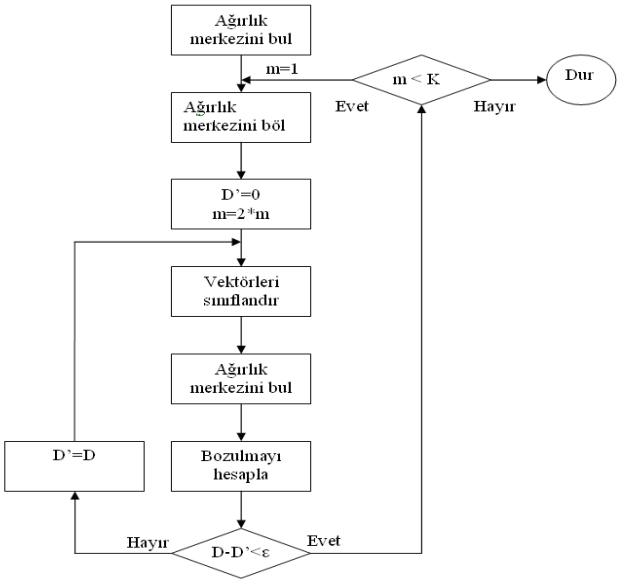
Son olarak, logaritmik mel spektrumundan ayrık kosinüs dönüşümü kullanılarak zaman alanına geri dönülür. Sonuç olarak elde edilen katsayılara mel frekansı kepstrum katsayıları denir.



Şekil 3: MFKK Aşamaları

2.3. Vektör Nicemleme

Vektör nicemleme (VN), verideki bilgi miktarını azaltmaya yarayan bir tür kümelendirme yöntemidir. Kümelendirme işlemine, günlük hayatın her alanında karşılaşmaktayız. Örneğin yiyecek satılan marketlerde aynı gruba ait et veya meyveler aynı yerlerde olacak şekilde yerleştirilir. Vektör nicemleme işleminde verimli sonuçlar veren LBG algortitması (Linde, Buzo and Gray Algoritm) kullanılmıştır [11, 12].



Şekil 4: LBG Algoritmasının Akış Diyagramı

2.4. Karar Verme Aşaması

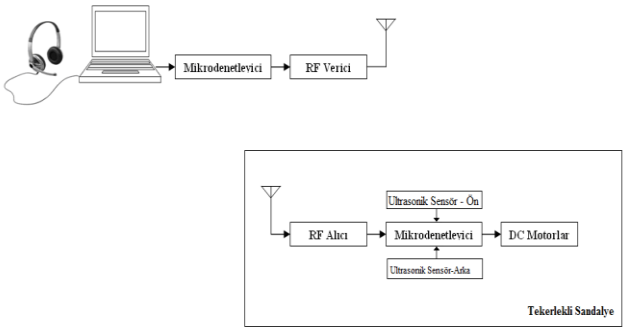
Eğitim aşamasında her bir konuşma örneği için kod kelimeleri elde edilir. Test aşamasında ise girişe uygulan konuşma bilgisinin öznitelik değerleri ile kod kelimeleri karşılaştırılır. Bu karşılaştırma ile uzaklık değeri hesaplanır ve en düşük uzaklık olan konuşma bilgisi seçilir. İki vektör arasındaki mesafeyi ölçmek için Öklid Uzaklık ölçümü kullanılır. Öklid uzaklık ölçümü en çok kullanılan yöntemdir. Dik koordinat sisteminde iki nokta arasındaki geometrik uzaklığın hesaplanmasında kullanılır. Öklid uzaklık ölçümü aşağıdaki formül ile tanımlanır.

$$d_{ö}(x, y) = \sum_{i=1}^{K} \sqrt{(x_i - y_i)^2} \qquad (2)$$

K: Vektör uzunluğunu, $d_{ö}$: Öklid uzaklık ölçüm değerini, x_i: kod kitabını, y_i : test işaretinin öznitelik verisini ifade eder.

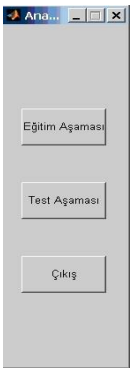
3. Ses Kontrollü Tekerlekli Sandalye

Uygulamanın gerçekleştirilmesi için MATLAB 7.10 yazılımı kullanılmıştır. MATLAB, temel olarak sayısal hesaplama, grafiksel veri gösterimi ve programlamayı içeren teknik ve bilimsel hesaplamalar için kullanılan bir yazılımdır. Gerçekleştirilen çalışmayı iki kısma ayırabiliriz. Birinci kısım ses komut tanıma, ikincisi ise tekerlekli sandalye kontrolüdür. Ses komut tanıma kısmı bilgisayar ortamında gerçekleştirilmektedir. İkinci kısım ise mikrodenetleyiciler, RF alıcı-verici, DC motorlardan oluşmaktadır.



Şekil 5: Gerçekleştirilen Sitemin Blok Diyagramı

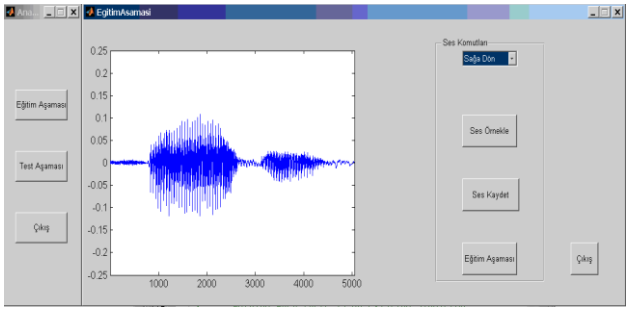
Ses komut tanıma sisteminde ilk olarak, ses işaretinin bilgisayar ortamına alınması vardır. Bu işlemi gerçekleştirmek için 8kHz örnekleme frekansı, 16 bit değeri ile mono ses kaydı 2 saniyelik sürelerde yapılmaktadır. Böylelikle mikrofondan alınan ses işareti ile 16000 örnek değerli vektör elde edilir.



Şekil 6: Ana Menü Ekranı

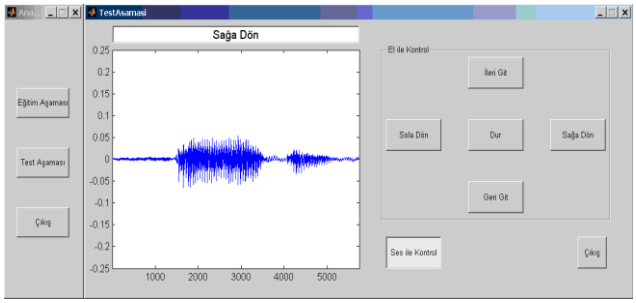
3.1. Ses Komut Tanıma Sistemi

Ses komut tanıma kısmında öznitelik çıkarma, öznitelik eşleştirme işlemi ve komutun gönderilmesi işlemleri yapılmaktadır. Ses komut tanıma sistemi kendi içinde eğitim aşaması ve test aşaması olarak iki kısma ayrılır. Eğitim aşamasında kullanıcının kod kitabı tasarımı gerçekleştirilir. Test aşamasında ise girişe uygulanan ses işareti ile kod kitabı karşılaştırılır. Sonuç değeri tekerlekli sandalyeye iletilir.



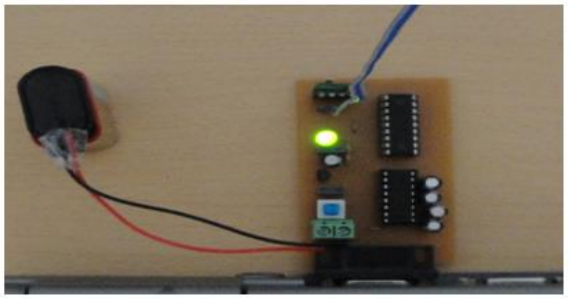
Şekil 7: Sağa Dön Komutunun Kayıt İşlemi

Test aşamasında, mikrofon aracılığıyla ses işareti bilgisayar ortamında alınmakta, konuşma bölgesi belirlenmektedir. Konuşma işaretinin öznitelik verileri elde edilmektedir. Eşleştirme kısmında ise kod kitabı verileri ile test aşamasında girişe uygulanan işaretinin uzaklık ölçümleri yapılarak en yakın uzaklık belirlenmektedir.



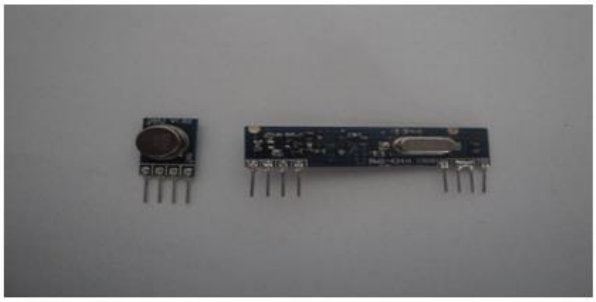
Şekil 8: Ses ile Kontrol İşleminde Ses Komut Örneği

Belirlenen sesli komuta karşılık, hareket bilgisi seri port üzerinden 9600pbs hızında, 8,N,1 biçiminde gönderilir.



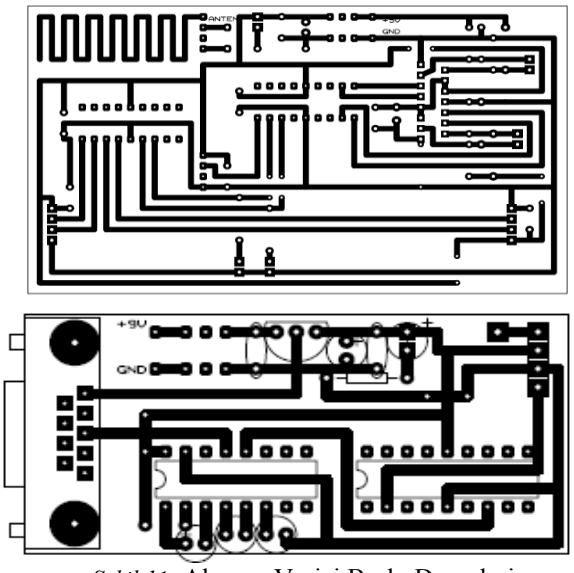
Şekil 9: RF Verici Devresi

Bilgisayar ile mikrodenetleyici arasındaki uyumu sağlamak için RS232 dönüşümü için MAX232 entegresi kullanılmıştır. Bilgisayar seri portu ± 15V gerilim seviyesinde çalışmaktadır. Mikrodenetleyici ise TTL gerilim seviyesi olan 0-5V gerilim seviyesinde çalışmaktadır. Bilgisayardan gönderilen bilginin mikrodenetleyici tarafından alınabilmesi için MAX232 entegresi uygunlaştırma işlemini gerçekleştirir. Mikrodenetleyici olarak ise PIC16F628A tercih edilmiştir. Küçük amaçlı işlemler için uygun bir mikrodenetleyicidir. PIC16F628 mikrodenetleyicisinin dahili 4Mhz'lik osilatörü kullanılmıştır [13].



Şekil 10: Alıcı-Verici Modülleri

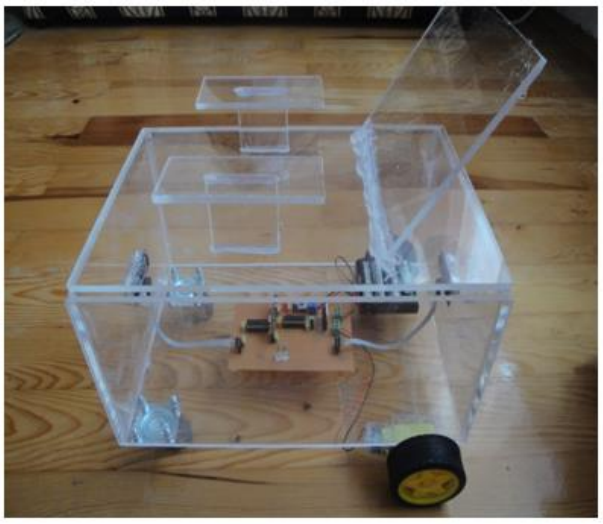
RF kit'lerin etkili mesafeleri yaklaşık olarak 50-100 metre civarındadır. Bu mesafe temelde vericinin çıkış gücüne ve kullandığımız antene göre değişebilir. RF kit'lerin modülasyon frekanslarına genellikle 433,92 Mhz ve çıkış güçleri 10mW civarındadır. 433 Mhz frekansında ASK (Amplitude Shift Keying – Genlik Kaydırmalı Anahtarlama) Modülasyonu yapan TX7000 ve RXB1 alıcı ve verici modülleri kullanılmıştır [14]. Bu modüller 1000bps hızında çalıştırılmıştır. Verici modülü sürekli olarak veri gönderimi yapmaktadır. Veri katarı "99H 00H Bilgi" şeklindedir.



Şekil 11: Alıcı ve Verici Baskı Devreleri

3.2. Tekerlekli Sandalye Kontrolü

Tekerlekli sandalye kontrolünde kişisel bilgisayar, RS232 dönüştürücü devresi, RF alıcı verici modülleri, tekerlekli sandalye kullanılmıştır. Kişisel bilgisayar üzerinde bulunan MATLAB ortamında koşturulan yazılım ile ses komutları tanınmaktadır. Komut tanıma ile ilgili hareket bilgisi önce seriport ile mikrodenetleyiciye, sonrasında RF verici ile tekerlekli sandalyeye iletilmektedir. RF alıcı ile hareket bilgisi çözümlenmekte ve araç üzerindeki motora gerekli uyartım işaretleri uygulanmaktadır.



Şekil 12: Gerçekleştirilen Tekerlekli Sandalye

HC-SR04 Ultrasonik Sensörler hem önde hem de arkada kullanılmıştır [15]. Bu sensörler ile mesafe ölçümü yapılmaktadır. Eğer sensörlerden herhangi birine 21cm mesafede engel ile karşılaşılırsa tekerlekli sandalye durdurulmaktadır.

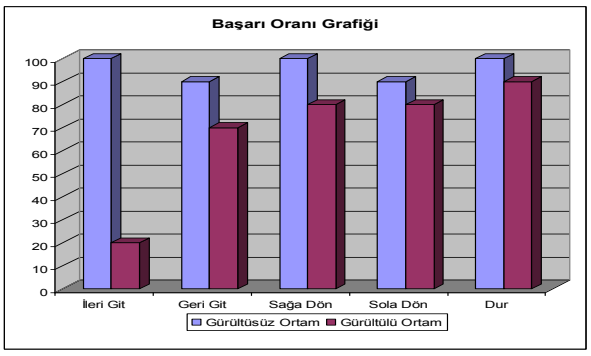


Şekil 13: HC-SR04 Ultrasonik Sensörler

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, Türkçe komutları tanıyan ve komutlara uygun olarak tekerlekli sandalye kontrolü gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Yazılım kısmında kişiye bağımlı, yalıtık kelime tabanlı, komut – kontrol sistemi geliştirilmiştir. Donanım kısmında ise tekerlekli sandalye oluşturulmuştur. Sistemin başarı oranı kişiye bağımlı tanıma için gürültüsüz ortamda, %96 gürültülü ortamda ise %68 olarak elde edilmiştir.

MFKK özellikleri konuşmacı bağımsız olarak ses verisine ilişkin özelliklerin ortaya konmasında etkili bir yöntemdir. VN algoritması, işlem sayısı ve uygulamadaki kolaylığı bakımından avantajlı bir yöntemdir. Yapılan bir çok deneme sonucunda geliştirilen yazılımın, sesli ifade tanıma doğruluk oranı ve hız değerleri yüksek çıkmıştır. Ancak sesli ifadeyi tanımayı olumsuz etkileyen bazı faktörlerin olduğu yapılan denemelerde ortaya çıkmıştır. Bunlardan en önemlisi gürültüdür.



Şekil 14: Başarı Oranı Grafiği

Gürültü özellikle sesli ifadenin başlangıç ve bitişinin doğru şekilde belirlenmesini engellemektedir ve söylenen kelime doğru bir şekilde yakalanamamaktadır. Bu durum, doğal olarak tanıma performansını etkilemektedir. Sesli ifade tanımayı etkileyen diğer bir unsur da telaffuz farklılığıdır. Konuşmacının her iki telaffuzu benzer olması durumunda test sonuçları yüksek çıkmakta ve kelimelerin benzeme oranı artmaktadır. Eğer her iki telaffuz arasında fark olması durumunda ise test sonuçları yüksek çıkmamakta ve yanlış eşleşmeler meydana gelmektedir.

Yapılan bu çalışma ile kişiye bağımlı yalıtık kelime tanıma yapabilen bir sistem tasarlanmıştır. Bu sistemin yerine fonem tabanlı bir sistem gerçekleştirilebilir. Bu sayede sistem kişiden bağımsız çalışabilir. Gerçekleştirilen bu sistem daha küçük ölçekli gömülü sistemler üzerinde başarılı bir şekilde çalıştırılabilir.

Kaynakça

[1] Eskidere, Ö., "İstatiksel Modelleme İle Konuşmacı Tanıma", Doktora Tezi, Uludağ Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Bursa, Türkiye, 2007.

[2] Çelebi, M., "Ses Komut Tanıma ile Gezgin Araç Kontrolü", "Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, Türkiye, 2012.

[3] Kelebekler, E. ve İnal, M., "Otomobil İçindeki Cihazların Sesle Kontrolüne Yönelik Konuşma Tanıma Sisteminin Gerçek Zamanlı Laboratuar Uygulaması", Politeknik Dergisi, Cilt 11, Sayı 2, 109 - 114, 2008.

[4] Çelebi, M., "Ultrasonik Engel Algılayıcılı Gezgin Aracın 2 - Eksen Joystick ile Kontrolü", A10, ISITES2014, Karabük Üniversitesi, Türkiye, 2014.

[5] Madisetti, V.K., The Digital Signal Processing Handbook, CRC Pres, Second Edition, United States of America, 2010.

[6] Meane, H.P., Advances in Audio And Speech Signal Processing, Idea Group Publishing, Mexico, 2007.

[7] Rabiner, L.R. ve Sambur, M.R., "An Algorithm for Determining the Endpoints of Isolated Utterances", The Bell System Technical Journal, 1974.

[8] Shaneh, M. ve Taheri, A., "Voice Command Recognition System Based on MFCC and VQ Algorithms", World Academy of Science, Engineering and Technology, 2009.

[9] Rabiner, L.R. ve Schafer, R.W., Introduction to Digital Speech Processing, NOW The Essence of Knowledge, Hanover, USA, 2007.

[10] Furui, S., Digital Speech Processing, Synthesis and Recognition Second Edition, Marcel Dekker INC, New York, USA, 2001.

[11] Rabiner, L. ve Juang, B.H., Fundamentals of Speech Recognition, Prentice-Hall International, Inc., USA, 1993.

[12] Linde, Y. ve ark., "An Algorithm for Vector Quantizer Design", IEEE Transactions on Communications, Volume 29, No 1, 1980.

[13] PIC16F628 veri sayfası.

[14] TX7000 ve RXB1 veri sayfası.

[15] HC-SR04 veri sayfası.

B12 – Bulanık Mantık Kontrolü ve Modelleme

12 Eylül 2014 Cuma – 3. Oturum (Yıldırım Elektronik Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Servet SOYGÜDER (Fırat Üniversitesi)
Doç. Dr. M. Kemal GÜLLÜ (Kocaeli Üniversitesi)

Bulanık Mantık Kontrolcüsü ile Küçük Ölçekli Turbojet Motorları Devir Kontrolü Uygulaması (Bildiri No : 67)

Serdar ÜŞENMEZ (ODTÜ)
Sinan EKİNCİ (ODTÜ)
İlkay YAVRUCUK (ODTÜ)
Oğuz UZOL (ODTÜ)

Manyetik Kaldırma Sistemi için Bulanık Mantık Kazanç Ayarlı PIV Denetleyici Tasarımı ve Gerçeklemesi (Bildiri No : 126)

Eyüp GÜRCAN (Ege Üniversitesi)
Erman SELİM (Ege Üniversitesi)
Selen ÇEKİNİR (Yaşar Üniversitesi)
Musa ALICI (Ege Üniversitesi)

Bulanık Zaman Serisi Modellerinde Üyelik Fonksiyonlarının Belirlenmesine Yönelik Yeni Bir Yaklaşım (Bildiri No : 137)

Ali İhsan BAŞYİĞİT (İTÜ)
Cenk ULU (Enerji Enstitüsü)
Müjde GÜZELKAYA (İTÜ)

Dönel Sarkaç Sisteminin Takagi Sugeno Tabanlı Modellenmesi ve Doğrusal Matris Eşitsizlikleriyle Eyleyici Doyumlu Paralel Dağıtık Kontrolü (Bildiri No : 163)

Gülay GÖKTAŞ (Yıldız Teknik Üniversitesi)
M. Selçuk ARSLAN (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Sugeno Tip Bulanık Model Parametrelerinin Yapay Arı Kolonisi Algoritması Kullanılarak Belirlenmesi: Anten Problemi Uygulaması (Bildiri No : 202)

Aytekin BAĞIŞ (Erciyes Üniversitesi)
Mehmet KONAR (Erciyes Üniversitesi)

Bulanık Mantık Kontrolcüsü ile Küçük Ölçekli Turbojet Motorları Devir Kontrolü Uygulaması

Serdar Üşenmez[1], *Sinan Ekinci*[2], İlkay Yavrucuk[3], Oğuz Uzol[4]

[1]Aerotim Mühendislik
ODTÜ Teknokent, Ankara
usenmez@aerotim.com.tr

[2]Aerotim Mühendislik
ODTÜ Teknokent, Ankara
ekinci@aerotim.com.tr

[3]Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü
ODTÜ, Ankara
yavrucuk@metu.edu.tr

[4]Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü
ODTÜ, Ankara
uzol@metu.edu.tr

Özetçe

Küçük ölçekli turbojet motorlar seyir füzeleri, yüksek hızlı hava hedef uçakları ve benzeri gibi yüksek operasyonel hıza sahip hava araçlarının itki gereksinimlerini sağlamak üzere geliştirilmişlerdir. Bu motorların istenilen devirlere düzgün bir geçiş cevabı ile ulaşması ve sonrasında düşük hata ile kontrolünün sürdürülmesi hava araçlarının operasyonel başarısı için yüksek öneme sahiptir.

Bu çalışmada, küçük ölçekli bir turbojet motorun bulanık mantık kontrol yöntemi ile devir kontrolünün sağlanması anlatılmaktadır. Simulink ortamında geliştirilen kontrolcü, C koduna çevrilerek TEI TJ90 turbojet motoru için özgün olarak üretilmiş olan FADEC (Full Authority Digital Engine Controller) üzerine gömülmüştür. Adım, rampa ve sinüsoidal yapılarda referans devir komutlarını içeren test senaryoları oluşturularak gerçek test verileri elde edilmiştir. Daha sonra bulanık mantık kontrolcü sonuçları aynı donanımda halihazırda kullanılan PI kontrolcü cevapları karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Literatürde küçük ölçekli jet motorlarını kontrol etmek için çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Bunlar arasında PI ve PID gibi klasik kontrol yöntemleri, durum uzay (state space), veya gürbüz kontrol metodları gibi modern kontrol yöntemleri bulunmaktadır. Bu yöntemler bilindiği gibi doğrusal matematik modellerine ve kontrol tasarım araçlarına ihtiyaç duymaktadır. Küçük ölçekli turbojet motorlarının doğrusal olmayan davranışları nedeniyle doğrusal kontrol yöntemleri ile kontrol edilmeleri tasarımda elde edilen cevabın gerçekte alınamamasına neden olmaktadır.

Bulanık mantık kontrolcüler, model tabanlı kontrol yöntemleri yerine bilgi tabanlı kontrol yöntemidirler ve dolaysıyla tasarım aşamasında kontrol edilecek sistemin matematik modeline ihtiyaç duymamaktadırlar.

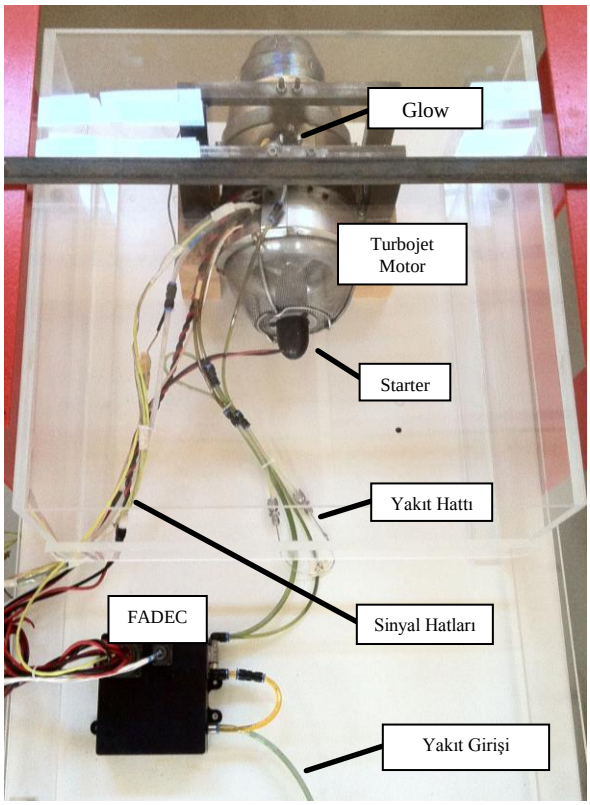
Bu bildiride, Bulanık mantık kontrolcünün TEI TJ90 motoru hız kontrolü için tasarlanması ve uygulanması anlatılmaktadır. Öncelikle daha önceki çalışmalarda PI kontrolcü tasarımı için kullanılan doğrusal modeller kullanılarak doğrusal olmayan bir motor matematik modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu modeller kullanılarak bulanık mantık kontrolcü tasarlanmış ve benzetim ortamında test edilmiştir. Son olarak geliştirilen kontrolcü özgün ürün FADEC üzerine gömülmüş TJ90 motoru ile test edilmiştir. Elde edilen test verileri ile hali hazırda operasyonel olarak kullanılan değişken kazanç katsayılı PI kontrolcü verileri ile karşılaştırılmıştır.

2. Test Düzeneği

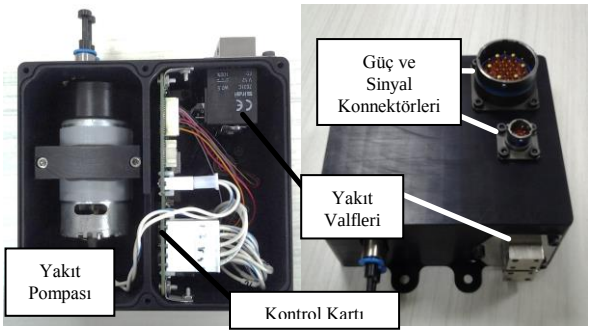
Testlerde kullanılan TJ90 küçük ölçekli turbojet motoru TEI tarafından insansız hava araçları için geliştirilmiştir. Şekil 1'de görülen motor, tek aşamalı eksenel türbin tarafından sürülen radyal kompresöre sahiptir. En yüksek çalışma devri 100.000 RPM olan motor bu devirde 400N itki üretebilmektedir. Laboratuvar çalışmalarında motor en yüksek çalışma devri 85.000 olarak limitlendirilmiştir. Motor üzerindeki donanımlar ise sırasıyla motoru başlatmak için elektrik motoru, yakıtın ilk yanmasını sağlayan akkor ısıtıcı, egzoz sıcaklığını ölçen ısılçift ve motor devrini ölçen devir sensöründen oluşmaktadır.

Motorun çalıştırılmasını sağlayan FADEC ise tamamen özgün ürün olup, içerisinde elektronik kart, yakıt pompası, iki adet yakıt valfinin sızdırmaz bir kutu içerisinde

tümleştirilmesinden oluşmaktadır (Şekil 2). Elektronik kart kısaca bütün sinyallerin işlenmesi, yakıt pompası ve valflerin sürülmesinden sorumlu mikrodenetleyiciden, sürücülerden, veri kaydı için bellekten, ısılçift ve devir sensörü sinyal düzenleyicilerinden ve bütün kartın EMI/EMC ve ESD özelliklerinin sağlanması için izolasyon ve filtre devrelerinden oluşmaktadır. Elektronik kart, üzerindeki izolasyonlu seri iletişim (RS232, RS485) arayüzleri sayesinde referans devir, çeşitli komut ve parametreleri alabilmektedir.

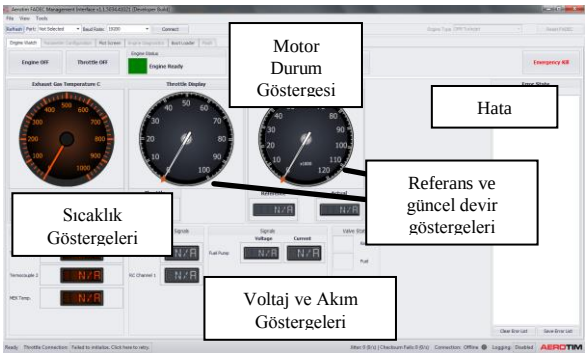


Şekil 1: Test Düzeneği Genel Görünüm



Şekil 2: FADEC

FADEC üzerindeki gömülü yazılım yakıt pompası, valfler, starter ve akkor ısıtıcıya uygun gerilimler göndererek ve sensör sinyallerini işleyerek motorun çalışmasını ve hata denetimini sağlamaktadır. Yazılımın görevleri genel hatlarıyla motor çevresellerinin testi, motorun başlatılması, hız kontrolünün sağlanması, hata denetimi, kapatma prosedürü, kapatma sonrası motorun soğutulması, veri kaydı ve bu verilerin raporlanması şeklindedir. Gömülü yazılım ayrıca motor başlatma fonksiyonu değişkenleri, kontrol fonksiyonu değişkenleri ve motor maksimum hız veya maksimum egzoz sıcaklığı gibi motor çalışmal limitleri değişkenlerinin konfigüre edilmesini sağlamaktadır. Gömülü yazılımı kendisi ise kullanıcı arayüzü üzerinden güncellenebilmektedir.

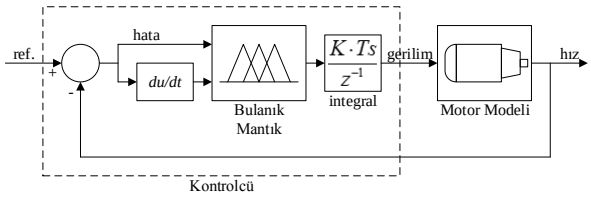


Şekil 3: Kullanıcı Arayüzü Uygulaması

Grafiksel kullanıcı arayüzü motor verilerinin görüntülenmesini, hata tanılama ve konfigürasyon modlarının çalışmasını sağlayarak FADEC'i tamamlamaktadır. Motor çalışma modu ve verileri ilgili göstergeler üzerinde görüntülenmektedir. Bu veriler ayrıca bilgisayar üzerinde kaydedilebilmekte veya FADEC üzerindeki kayıt belleği üzerinde herhangi bir zaman indirilebilmektedir. Kullanıcı arayüzü ana ekran görüntüsü Şekil 3'te görülmektedir.

3. Bulanık Mantık Kontrolcüsü

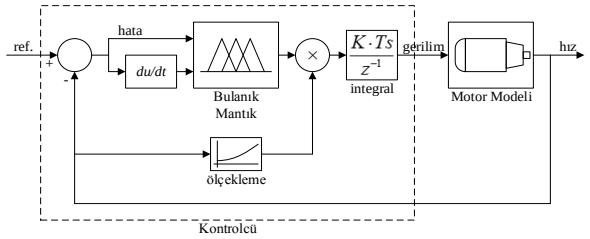
Birçok uygulamada görülen PI kontrolcü tipindeki bulanık mantık kontrolcüler *Şekil 4*'de görülen benzer mimariyi kullanmaktadırlar. [8, 9, 11] Bu yapıda hata ve hata türevi bulanık mantık kontrolcü girdisi olarak tanımlanır. Kontrolcü çıktısı ise eyleyici üzerindeki değişim miktarıdır. Bu tip kontrolcü mimarisinde, sistemin farklı çalışma aralıklarındaki aynı hata ve hata türev girdisi için kontrolcü yine aynı çıktıyı oluşturacaktır.



Şekil 4: PI tipindeki bulanık mantık kontrolcü mimarisi

Motorun mekaniği itibariyle, motorun hızı arttıkça, motor hızını belirli bir miktarda değiştirmek için gereken yakıt akışı –dolayısıyla yakıt pompası gerilimi- değişimi de artmaktadır. Bu değişimi hesaba katabilmek için kontrolcünün motor hızına da ihtiyacı bulunmaktadır. Motor hızını bulanık mantık kontrolcüsüne üçüncü bir girdi olarak beslemek mümkün olsa da, bu girdi kontrolcüyü tanımlamak için ihtiyaç duyulan kural sayısını büyük ölçüde artıracaktır. Bunun yerine bulanık mantık kontrolcüsünün çıktısı, motor hızına bağlı ikinci derece bir polinom aracılığıyla hesaplanan bir ölçekleme

katsayısıyla çarpılmaktadır. Bu katsayının hesaplandığı polinom, yakıt pompası geriliminin motor hızına bağlı analizine dayalıdır.

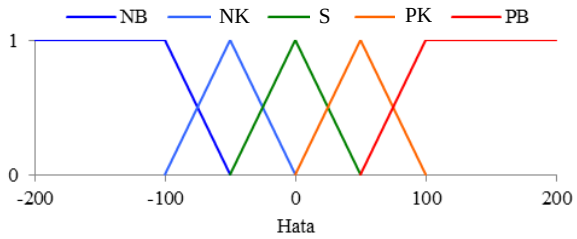


Şekil 5: Ölçekleme katsayılı PI tipindeki bulanık mantık kontrolcü mimarisi

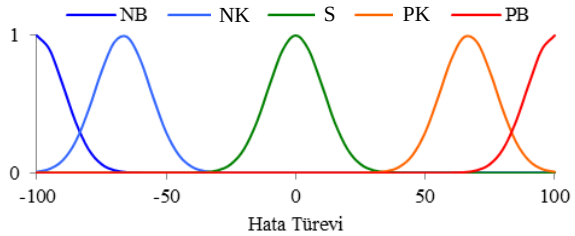
Şekil 5, söz konusu ölçekleme katsayısını da içeren kontrolcü mimarisini göstermektedir. Tablo 1 ile Şekil 6 ilâ, *Şekil 8* bulanık mantık kontrolcüsünün kural ve üyelik kümelerini, *Şekil 9* ise ölçekleme katsayısı fonksiyonunu sunmaktadır.

Tablo 1: Bulanık mantık kontrolcüsü kuralları

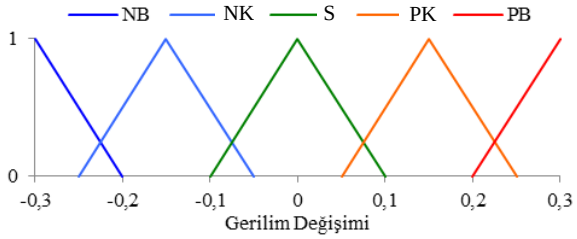
		Hatanın türevi				
		NB	**NK**	**S**	**PK**	**PB**
Hata	**NB**	NB	NB	NB	NB	NB
	NK	NB	NB	NK	S	PK
	S	NB	NK	S	PK	PB
	PK	NK	S	PK	PB	PB
	PB	PB	PB	PB	PB	PB



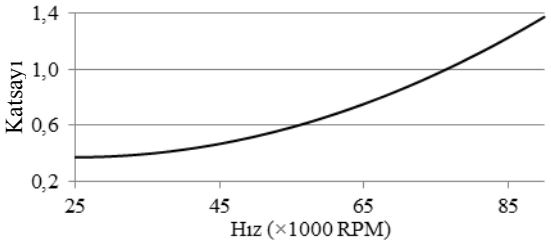
Şekil 6: Hata için üyelik kümesi



Şekil 7: Hatanın türevi için üyelik kümesi



Şekil 8: Gerilim değişim miktarı için üyelik kümesi



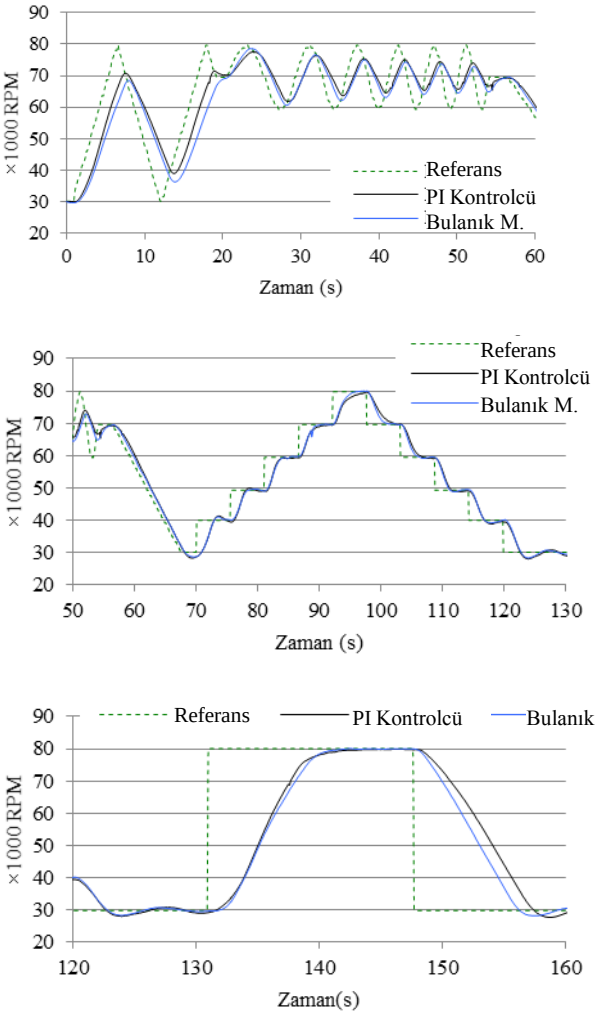
Şekil 9: Gerilim ölçekleme katsayısı

4. Sonuçlar

Tasarlanan kontrolcü, C programlama dili kullanılarak FADEC üzerinde gerçeklenmiş ve detayları *Tablo 2*'de tanımlanan belirli bir hız profili referansı üzerinden daha önceki çalışmalarda kullanılan PI kontrolcü ile kıyaslanmıştır. Referans girdisi FADEC içinde, test motoru için dakikada 85.000 devir olan azami hızın yüzdesi cinsinden, tamsayı olarak ifade edilmekte olup rölanti hızı olan dakikada 30.000 devirlik alt sınırı bulunmaktadır.

Tablo 2: Hız profili referans tablosu

Adım	**Komut**
-	30,000 RPM'de başla.
1	80,000 RPM'e rampa fonksiyonu ile tırman.
2	30,000 RPM'e rampa fonksiyonu ile in.
3	80,000 RPM'e rampa fonksiyonu ile tırman.
4	70,000 RPM'e rampa fonksiyonu ile in.
5	60,000 RPM ile 80,000 RPM arası frekansı 0.1 Hz'den 0.2 Hz'e artan sinüs fonksiyonu ile salınım yap.
6	30,000 RPMê rampa fonksiyonu ile in.
7	80,000 RPM'e 10,000 RPM adımlarla tırman.
8	30,000 RPM'e 10,000 RPM adımlarla in.
9	80,000 RPM'e adım fonksiyonu ile çık.
10	30,000 RPM'e adım fonksiyonu ile in.
11	Bitiş.



Şekil 10: PI ve bulanık mantık kontrolcülerle motor tepkisi

Sonuçlar bulanık mantık kontrolcüsünün daha önce kullanılmış olan PI kontrolcüsüne benzer başarım sergilemekle beraber belirli referans biçimlerinde farklılıklar göze çarpmaktadır. Bulanık mantık kontrolcüsü hızlanmalarda aynı başarımı yakalayamamakta ancak yavaşlamalarda referansı daha iyi takip etmektedir. Düşük hızlardaki adım girdilerine verilen tepkilerde daha az aşım sergilerken, yüksek hızlarda daha erken referansa ulaşmaktadır.

5. Tartışma

Bu makalede küçük ölçekli turbojet motorlar için bir bulanık mantık kontrolcüsünün tasarlanması ve bir elektronik kontrol birimi üzerinde gerçeklenmesi anlatılmıştır. Tasarım sürecinde motor davranışının ve sistemdeki girdi ve çıktıların mertebelerinin bilinmesi yeterli olmuştur. Bulanık mantık kontrolcüsü aynı zamanda turbojet motorlara ait doğrusal olmayan dinamikleri karşılamaya elverişlidir. Bunlara karşılık bir bulanık mantık kontrolcüsünün karmaşık karar alma mekanizmasının gömülü yazılıma uyarlanması klasik kontrolcülere kıyasla daha zordur. Ancak yeterli çalışma ile ihtiyaç duyulan kod kütüphanelerinin ve yazılım gereçlerinin geliştirilmesi ve söz konusu zorluğun üstesinden gelinmesi ile, bulanık mantık kontrolcüler de klasik kontrolcülere uygun bir alternatif haline gelmektedir.

Teşekkür

Bu bildirinin yazarları test düzeneği için gerekli TJ90 Turbojet motorunu sağlayan Tusaş Motor Sanayii'ne teşekkür eder.

Kaynakça

[1] Dong Hwa Kim, & Chang Kee Jung. (2000). *New 2-DOF PID Controller Tuning by Adaptive Neural Fuzzy Inference System for Gas Turbine Control System*. Journal of Advanced Computational Intelligence, v.4 (5).

[2] Beukenberg, M., Brodmann, M., Weibel, H., & Müller, D. (2005). *Design of State Space Controllers for Industrial Twin Shaft Gas Turbines*. Proceedings of ASME Turbo Expo 2005: Power for Land, Sea and Air. Reno-Tahoe, Nevada, USA.

[3] Dambrosio, L., Mastrovito, M., & Camporeale, S. M. (2007). *Performance of Gas Turbine Power Plants Controlled by the Multiagent Scheme*. Transactions of the ASME, v.129, pp.738-745.

[4] Ekinci, S., Kutay, A. T., Uzol, O., & Yiğittürk, M. (2011). *System Identification and Controller Design for a Small Turbojet Engine*. 6th Ankara International Aerospace Conference. Ankara, Turkey.

[5] Kim, J.-W., & Kim, S. W. (2003). *Design of Incremental Fuzzy PI Controllers for a Gas-Turbine Plant*. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics , 8 (3), 410-414.

[6] Martucci, A., & Volponi, A. J. (2003). *Fuzzy Fuel Flow Selection Logic for a Real Time Embedded Full Authority Digital Engine Control*. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, v.125, pp.909-916.

[7] Nelson, G. M., & Lakany, H. (2007). *An Investigation Into the Application of Fuzzy Logic Control to Industrial Gas Turbines*. Journal of Engineering for Gas Turbines and Power, v.129, pp.1138-1142.

[8] Amirante, R., Catalano, L. A., & Tamburrano, P. (2010). *An Adaptive Fuzzy Logic Algorithm for the Thrust Control of a Small Turbojet Engine*. Proceedings of ASME Turbo Expo 2010: Power for Land, Sea and Air. Glasgow, UK.

[9] Amirante, R., Catalano, L. A., & Tamburrano, P. (2012). *Thrust Control of Small Turbojet Engines Using Fuzzy Logic: Design and Experimental Validation*. Proceedings of ASME Turbo Expo 2012. Copenhagen, Denmark.

[10] The MathWorks Inc. (2013). *Fuzzy Inference Process*. Retrieved October 10, 2013, from MATLAB Documentation Center: http://www.mathworks.com/help/fuzzy/fuzzy-inference-process.html

[11] Bazazzadeh, M., Badihi, H., & Shahriari, A. (2011). *Gas Turbine Engine Control Design Using Fuzzy Logic and Neural Networks*. International Journal of Aerospace Engineering.

[12] S. Ekinci, A.T. Kutay, O. Uzol, K. Kahraman (2012), *Küçük Turbojet/Turboprop Motorları İçin Özgün Elektronik Kontrol Ünitesi (EKÜ/FADEC) Tasarımı,*

Doğrulanması Ve Uygulanması, 6. Savunma Teknolojileri Kongresi, 20-22 Haziran, ODTÜ, Ankara

[13] S. Ekinci, S. Üşenmez, İ. Yavrucuk, A.T. Kutay, O. Uzol, K. Kahraman (2014), *ArGe'den Ürüne FADEC Geliştirme Süreci*, 7. Savunma Teknolojileri Kongresi, 25-27 Haziran, ODTÜ, Ankara

Manyetik Kaldırma Sistemi için Bulanık Mantık Kazanç Ayarlı PIV Denetleyici Tasarımı ve Gerçeklemesi

Eyüp Gürcan[1], *Erman Selim*[1], *Selen Çekinir*[2], *Musa Alcı*[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi
[eyup.gurcan, erman.selim, musa.alci]@ege.edu.tr

[2]Elektrik ve Enerji Bölümü
Yaşar Üniversitesi, Meslek Yüksekokulu
selen.cekinir@yasar.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada tek eksenli doğrusal olmayan manyetik kaldırma sistemi için bulanık kazanç ayarlı denetleyici tasarımı yapılmış ve sonuçlar deney düzeneği yardımıyla test edilmiştir. Temel olarak bir bobin, konum algılayıcı ve metal toptan oluşan manyetik kaldırma sisteminde bobinin akımı ayarlanarak topun istenen mesafede tutulması sağlanır. Denetleyici konum algılayıcıdan aldığı veri ile referans konum değerini karşılaştırarak bobin akımını ayarlar. Akım değerine bağlı olarak bobinde oluşan elektromanyetik kuvvet ile topun konumu ayarlanır. Konum ile akım arasında doğrusal olmayan bir ilişki olduğu için öncelikle sistem doğrusallaştırılmıştır. Akımı dengelemek için PI denetleyici, konumu ayarlamak için PIV denetleyici kullanılarak basamaklı (cascade) kontrol yapılmıştır. PIV kazançlarını ayarlamak için ise bulanık mantık kazanç ayarı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan denetleyici Quanser firmasının manyetik kaldırma modeli üzerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılıp test edilmiştir. Yapılan deney sonucunda topun istenilen yörüngeyi başarıyla takip ettiği görülmüştür.

1. Giriş

Manyetik kaldırma düzeneği bir nesneyi herhangi bir fiziksel temas olmadan manyetik alan kuvveti ile havada tutabilen bir sistemdir [1]. Hava boşluğunda bulunan metal top yer çekiminin etkisiyle aşağı doğru hareket ederken üstünde bulunan bobinin yarattığı elektromanyetik kuvvet ile bu hareket dengelenmeye çalışılmaktadır. Manyetik kaldırma sistemi akademik olarak kontrol mühendisliği alanında [2], pratik endüstriyel uygulamalarda [3], bazı mikro robotik uygulamalarda [4], sürtünmesiz rulmanlar ve yüksek hızlı trenlerde yaygın olarak kullanılmaktadır.

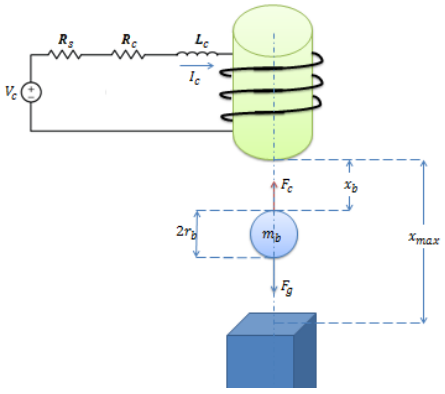
Manyetik kaldırma sisteminin matematiksel modeli 3. dereceden doğrusal olmayan bir sistem olduğu için denetleyici tasarımı oldukça karmaşık bir hal alabilmektedir. Bu nedenle ya doğrusal olmayan denetçi tasarımı yapılabilir ya da sistem dinamikleri doğrusallaştırılıp doğrusal olmayan etkiler giderilebilir ve sistem denge noktalarında kararlı hale getirilebilir. Sistem kararsızlıklarını etkin bir şekilde düzenleyebilen PID veya PD denetleyiciler tasarlanmıştır [5]. Ancak doğrusal denetleyicilerin takip performansı, denge noktasından zamanla artan sapmalar nedeniyle kötüye gidebilir. Bu nedenle doğrusal olmayan parametreleri de göz önünde bulundurmak gerekir. Kaldırılan kütlenin değişmesi, direnç ve endüktans değerlerinin elektromanyetik ısınma nedeniyle değişmesi gibi doğrusal olmayan parametreler dikkate alınarak, uyarlanabilir doğrusal olmayan H_∞ denetleyici [6], nicel geri bildirim teorisi [7] gibi bazı çalışmalar da gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada konum kontrolü için doğrusal PIV denetleyici ve elektromıknatıs bobine uygulanacak akım için PI denetleyici basamaklı olarak kullanılmıştır. Farklı konum değerlerinden kaynaklanan doğrusal olmayan parametrelerin etkileri ise bulanık mantık sonuç çıkarım motoru ile PIV kazançları ayarlanarak sisteme dahil edilmiştir. Bulanık mantık kazanç ayarlı denetleyici, sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymamaktadır. MATLAB-Simulink programı kullanılarak denetleyici tasarımı gerçeklenmiş ve Quanser firmasının manyetik kaldırma fiziksel düzeneği üzerinde denenmiştir.

İkinci bölümde manyetik kaldırma sistem modeli ve doğrusallaştırma işlemleri, üçüncü bölümde PIV denetleyici tasarımı ve kazanç değerlerinin bulanık mantıkla ayarlanması açıklanmıştır. Dördüncü bölümde sistemin kapalı çevrim kararlılık analizi yapılıp, beşinci bölümde deneysel sonuçlar sunulmuştur.

2. Manyetik Kaldırma Sistemi

Manyetik kaldırma sistemi, elektromanyetik etkiyle metal bir nesnenin üzerine düşen kuvvetin ayarlanabildiği elektro-mekanik bir sistemdir. Elektriksel olarak akım kontrolü ve mekanik olarak pozisyon kontrolü yapılmalıdır. Sistemin genel yapısı Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Manyetik kaldırma sistemi

2.1. Sistem Denklemleri

Denetimi yapılacak model olan manyetik kaldırma sisteminin temelde iki bölümü vardır. Birinci kısım, uygulanan gerilimi manyetik kuvvete çeviren bobin devresidir. Bu bölüm için Kirchhoff kanunları uygulanacaktır. İkinci kısım ise RL devresinde üretilen kuvveti girdi olarak kabul eden ve metal topa hareket kazandıran mekanik sistemdir. Mekanik sistem için Newton kanunları uygulanacaktır.

Elektrik devresini seri RL devresi olarak düşünürsek Eşitlik (1) elde edilir.

$$V_c = (R_c + R_s)I_c + L_c\frac{dI_c}{dt} \tag{1}$$

Eşitlik (1)'de bulunan seri direnç R, bobinin iç direnci R_c ve akım ölçümü için kullanılan R_s direncinin toplamıdır. Bobin endüktansı L_c 'nin zamanla veya pozisyonla değişmediği varsayılmıştır. I_c bobin akımı sistem değişkeni, V_c de sistem girişidir.

Mekanik sistem için kuvvetler Eşitlik (2) ve (3)'te, hareket denklemi ise Eşitlik (4)'te gösterilmiştir.

$$F_c = \frac{K_m I_c^2}{2x_b^2} \tag{2}$$

$$F_g = m_b g \tag{3}$$

$$-F_c + F_g = m_b\frac{d^2x_b}{dt^2} = -\frac{K_m I_c^2}{2x_b^2} + m_b g \tag{4}$$

Mekanik sistem denklemlerindeki K_m manyetik kuvvet sabiti, m_b metal topun ağırlığı, g yer çekim ivmesidir. Bunların yanı sıra x_b topun bobine olan uzaklığı ve sistem değişkenidir. Hareket denklemi ikinci derece sistem olduğu için otonom forma çevirdiğimizde konumun türevi olan hız ($\dot{x}_b = v_b$) da sistem değişkeni olmaktadır. Bütün sistemin matematiksel modeli diferansiyel formda Eşitlik (5)'te birleştirilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{I}_c &= -\frac{R}{L_c}I_c + \frac{1}{L_c}V_c \\ \dot{x}_b &= v_b \\ \dot{v}_b &= -\frac{K_m I_c^2}{2m_b x_b^2} + g \end{aligned} \tag{5}$$

Sistemin genel yapısının gösterildiği Şekil 1'de diferansiyel denklemde tanımlanan elektriksel veya mekanik sabitler, kuvvetler ve bobin akımı gösterilmektedir.

2.2. Matematiksel Modelin Doğrusallaştırılması

Topun sabit bir uzaklıkta havada asılı durması için ivmesinin sıfır olması gerekir. Bu durumun gerçekleşmesi $F_c = F_g$ şartını sağlaması halinde olur. Kuvvetler birbirine eşitlendiğinde konum ve akım arasındaki bağıntı Eşitlik (6)'daki gibi bulunur.

$$\frac{I_c}{X_b} = \sqrt{\frac{2mg}{K_m}} \tag{6}$$

Sistem denklemlerinden akım ve konumun türevini veren denklemler doğrusal formdadır. Fakat hızın türevini veren denklem doğrusallaştırılacaktır. Doğrusallaştırma işlemi x_{b0} ve I_{c0} noktaları etrafında yapılmaktadır. Eşitlik (5)'in üçüncü denklemi Taylor serisine açılırsa Eşitlik (7) yazılır.

$$\ddot{x}_b = -\frac{K_m I_{c0}^2}{2m_b x_{b0}^2} + g + \frac{K_m I_{c0}^2}{m_b x_{b0}^3}x_b - \frac{K_m I_{c0}}{m_b x_{b0}^2}I_c \tag{7}$$

Doğrusallaştırılan denklem sadece mekanik sisteme karşılık gelmektedir. Elektriksel ve mekanik sistem için doğrusallaştırılan Denklem (5)'in ilk eşitliğine ve Eşitlik (7)'ye Laplace dönüşümü uygulanırsa transfer fonksiyonları Eşitlik (8)'deki gibi elde edilir.

$$G_e(s) = \frac{1}{L_c s + (R_c + R_s)} \tag{8}$$

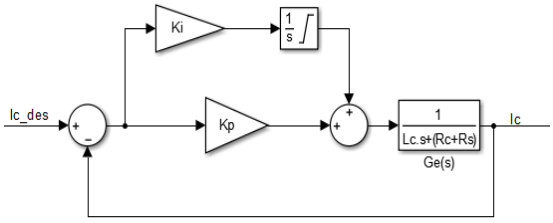
$$G_m(s) = -\frac{x_{b0}}{I_{c0}}\frac{2g}{x_{b0}s^2 - 2g} \tag{9}$$

3. Denetleyici Tasarımı

Matematiksel modeli elde edilen doğrusal olmayan manyetik kaldırma sistemi için doğrusal denetleme yöntemlerinden PIV (Proportional, Integral, Velocity) denetleyici tasarımı yapılmıştır. PIV denetleyici topun konumunu kontrol etmek için kullanılmaktadır. Ancak topun pozisyonu kontrol edilmeden önce elektro-mıknatıs bobin akımının kontrol edilmesi gerekmektedir. Bobinin akım kontrolü için PI (Proportional, Integral) denetleyici kullanılarak basamaklı kontrol gerçekleştirilmiştir.

3.1. Akım Kontrolü için PI Denetleyici Tasarımı

Elektromıknatıs bobinin akım kontrolü için PI denetleyici tasarlanmıştır. Sistemin kapalı çevrim gösterimi Şekil 2'deki gibidir.



Şekil 2: Akım PI kontrol şeması

Şekil 2'de verilen blok diyagramından kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik (10)'daki gibi bulunur

$$T_c(s) = \frac{I_c}{Ic_{des}}\ . \tag{10}$$

Ic_{des} topu dengede tutmak için gereken referans akım, $I_c$ise ölçülen akım değerini simgelemektedir. PI denetleyicinin transfer fonksiyonu ise Eşitlik (11)'deki gibidir [8].

$$T_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s}. \quad (11)$$

Burada K_p oransal kontrol kazancını, K_i ise integral kontrol kazancını göstermektedir. Eşitlik (10),(11) ve Eşitlik (8)'de verilen elektrik devresi transfer fonksiyonu kullanılarak PI denetleyici ile denetlenen elektromıknatısın kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$T_c(s) = \frac{K_p s + K_i}{L_c s^2 + (R_c + R_s + K_p)s + K_i}. \quad (12)$$

Elektrik sistemin normalleştirilmiş karakteristik denklemi aşağıdaki gibi olur

$$s^2 + \frac{(R_c + R_s + K_p)}{L_c} s + \frac{K_i}{L_c} = 0. \quad (13)$$

Denetlenen sistemin istenilen kutuplarının karakteristik denklemi Eşitlik (14)'teki gibidir.

$$s^2 + (-p_2 - p_1)s + p_2 p_1 = 0 \quad (14)$$

p_1 ve p_2 kapalı çevrim istenilen kararlı kutupları temsil etmektedir. Manyetik kaldırma sisteminin kararlı çalışabilmesi için bobin akımının kontrolü oldukça önemlidir. Akım değerinin istenilen değerden sapması, geçici hal süresince üst aşım oluşması sistemi kararsızlığa götürmektedir. Bu duruma yol açmayacak sıfır kararlı hatası olacak şekilde kapalı çevrim sistemin istenilen kutupları aşağıdaki gibi seçilmiştir. PI denetleyici basamaklı kontrol döngüsünün iç çevriminde çalıştığı için hızlı cevap vermesi gereklidir. Bu nedenle kutuplar sol yarı düzlemde ve büyük seçilmiştir. Kutupların büyük seçilmesi geçici hal cevap süresini kısaltmaktadır.

$$p_1 = -235 - 70i, \quad p_2 = -235 + 70i \quad (15)$$

Eşitlik (13) ve (14)'ten denetleyici kazançları K_p ve K_i aşağıdaki gibi elde edilir [9].

$$K_p = -(p_1 + p_2)L_c - R_c - R_s$$

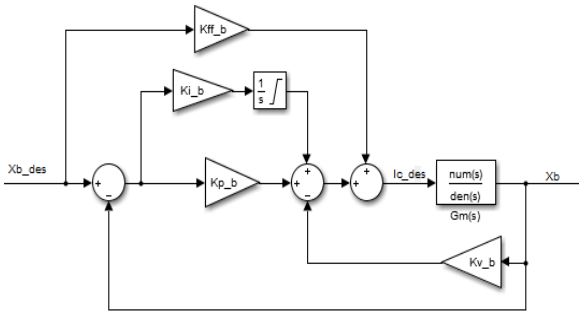
$$K_i = p_1 p_2 L_c \quad (16)$$

3.2. Pozisyon Kontrolü için PIV Denetleyici Tasarımı

Yaygın olarak kullanılan doğrusal denetleme yöntemlerinin başından PID denetleyiciler gelmektedir. PID denetleyicilerin bu kadar yaygın kullanılmasının altında yatan nedenlerin başında kazanç etkilerinin yorumlanmasının oldukça kolay olmasıdır. Ancak bu kazanç değerlerinin kapalı çevrim altında yorumlanması daha karmaşıktır.

Manyetik Kaldırma sisteminde topun konum kontrolü yapılırken aynı zamanda hızın da kontrol edilmesi gerekmektedir. Ancak PID denetleme yönteminde bu mümkün değildir. Belirlenen ve uygulanan kazançlar hem konum hem de hız için ortaktır. PIV denetleyici kontrol döngüsünün ayarlanmasında daha sezgisel bir yaklaşım sunmaktadır [10]. PIV denetleyici hem konum hem de hız için birbirinden bağımsız denetime izin vermektedir. Bu nedenle PIV denetleyici kullanılmıştır.

Tasarlanan PIV denetleyiciye ait kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Pozisyon kontrolü PIV kontrol şeması

Şekil 3'te verilen blok diyagramından kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunabilir

$$T_b(s) = \frac{x_b}{x_{b_{des}}} \quad (17)$$

x_b topun ölçülen konumunu, $x_{b_{des}}$ topun tutulmak istendiği pozisyonunu yani referans girişi temsil etmektedir. Eşitlik (9)'daki mekanik sisteme ait transfer fonksiyonunu Şekil 3'teki kapalı çevrim şemada yerine yazarsak kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur

$$T_b(s) = \frac{2g\left(\left(K_{ff_b} + K_{p_b}\right)s + K_{i_b}\right)}{I_{c_0}\left(s^3 - \frac{2gK_{v_b}s^2}{I_{c_0}} + \left(-\frac{2g}{x_{b_0}} - \frac{2gK_{p_b}}{I_{c_0}}\right)s - \frac{2gK_{i_b}}{I_{c_0}}\right)} \quad (18)$$

Eşitlik (18)'de K_{ff_b},mekanik sistem transfer fonksiyonu Eşitlik (9)'da yer alan katsayı $\left(\frac{x_{b0}}{I_{c0}}\right)^{-1}$'e eşittir ve sabit bir katsayıdır ($K_{ff_b} \cong 143$). K_{p_b} oransal kontrol kazancını, K_{i_b} integral kontrol kazancını, K_{v_b} hız kontrol kazancını, I_{c_0} denge noktasındaki akımı, x_{b_0} ise denge noktasındaki konumu temsil etmektedir.

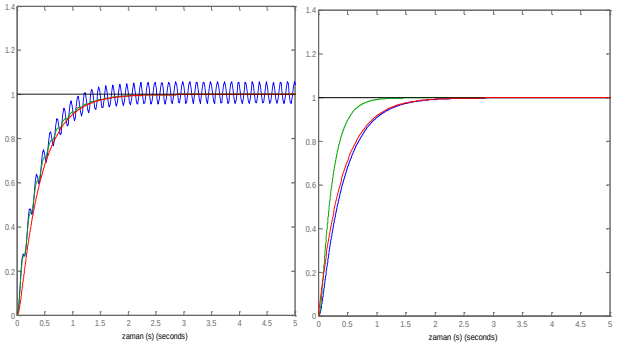
Mekanik sistemin normalleştirilmiş karakteristik denklemi aşağıdaki gibi olur

$$s^3 - \frac{2gK_{v_b}}{I_{c_0}}s^2 + \left(-\frac{2g}{x_{b_0}} - \frac{2gK_{p_b}}{I_{c_0}}\right)s - \frac{2gK_{i_b}}{I_{c_0}} = 0. \quad (19)$$

Denetlenen sistemin istenilen kutuplarının karakteristik denklemi Eşitlik (20)'deki gibidir.

$$s^3 + (-p_{b1} - p_{b2} - p_{b3})s^2 + (p_{b1}p_{b3} + p_{b1}p_{b2} + p_{b2}p_{b3})s - p_{b1}p_{b2}p_{b3} = 0. \quad (20)$$

Burada p_{b1}, p_{b2}, p_{b3} elektro-mekanik sistem için, kapalı çevrim istenilen kararlı kutupları temsil etmektedir. Manyetik kaldırma sisteminin kapalı çevrim kutupları 57,-57,-26 noktalarındadır ve sağ yarı düzlemde bir adet kutup bulunmaktadır. Bu nedenle sistem kararsızdır. Kararlı yapabilmek için kapalı çevrim kutupları sol yarı düzlemde istenilen noktaya taşınacaktır.



Şekil 4: kutupların konumuna göre adım cevap etkisi

Kutupların değerine göre yapılan testlerde, 1. kutbun büyük olması fiziksel donanım açısından problem oluşturduğu için bu değer 2.5 ile sınırlı tutulmaktadır. Diğer kutupların karmaşık olması sistem cevabını görece hızlandırmakta fakat salınım oluşturmaktadır. Kutupların ($\pm 50i$ ve $-2.5 \pm 50i$) karmaşık değerleri için adım cevabı Şekil 4'ün ilk parçasında gösterilmiştir. Şekil 4'ün ikinci parçasında ise ikinci ve üçüncü kutbun büyütülmesiyle (10 kat büyütülünce) oluşan sonuç ve sadece birinci kutbun büyütülmesiyle (2 kat büyütülünce) üretilen sonuç çizilmiştir. 2. ve 3. kutbun büyütülmesi cevabı çok etkilemezken 1. kutbun büyütülmesi sistemi hızlandırmakta fakat donanımsal kısıtlardan dolayı arttırılamamaktadır. Buna göre kutup değerleri denklem 21'deki gibi seçilmiştir.

$$p_{b1} = -2.5\,, p_{b2} = -40\,,\ p_{b3} = -50 \qquad (21)$$

Seçilen kutup noktalarında sistem aşırı sönümlü ve kararlıdır. Pozitif kutup noktası sağ yarı düzlemde daha uzak noktalarda seçildiğinde geçici hal durumu daha kısa olmaktadır ancak topun hızı oldukça yüksek olacağından dengede tutulamamaktadır. Bu nedenle kutuplar bu şekilde seçilmiştir. Eşitlik (19) ve (20) kullanılarak PIV denetleyici kazançları K_{p_b}, K_{i_b} *ve* K_{v_b} aşağıdaki gibi elde edilir

$$K_{p_b} = -\frac{1}{2}\frac{\left(p_{b_1}p_{b_3}+p_{b1}p_{b2}+p_{b2}p_{b3}+\frac{2g}{x_{b_0}}\right)l_{c_0}}{g} \qquad (22)$$

$$K_{i_b} = \frac{1}{2}\frac{p_{b1}p_{b2}p_{b3}l_{c_0}}{g} \qquad (23)$$

$$K_{v_b} = \frac{1}{2}\frac{(p_{b1}+p_{b2}+p_{b3})l_{c_0}}{g} \qquad (24)$$

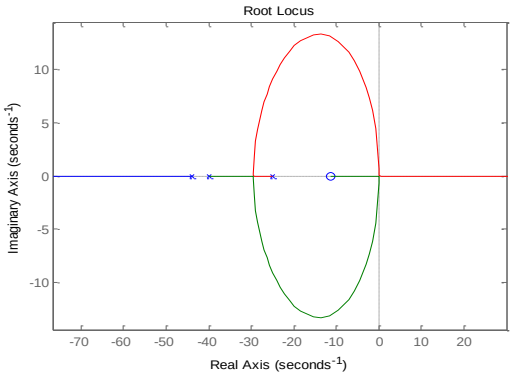
3.3. PIV Denetleyici için Bulanık Mantık Kazanç Ayarı

Eşitlik (22), (23) ve (24) ile belirlenen denetleyici kazançları ile manyetik kaldırma sistemi sadece denge noktası x_{b_0} konumu etrafında kararlı çalışabilmektedir. Sistemin her konum değerinde çalışabilmesi için farklı denge noktaları etrafında doğrusallaştırma işlemi yapılarak PIV kazanç değerleri hesaplanmış ve bu değerlerle bir bulanık çıkarım motoru (Fuzzy Inference Engine) oluşturulmuştur. Bulanık çıkarım motorunu oluşturmak için Matlab programının Fuzzy araç çubuğundan faydalanılarak, tek girişli üç çıkışlı Mamdani bulanık modeli oluşturulmuştur. Giriş üyelik fonksiyonları Gauss, çıkış üyelik fonksiyonları ise üçgen seçilmiş, kural çıkarım metodu çarpım yapılmıştır. Son olarak merkezi durulayıcı kullanılarak bulanık veriler sayısal verilere dönüştürülmüş, elde edilen denetleyici kazançları sisteme uygulanmıştır.

4. Kapalı Çevrim Kararlılık Analizi

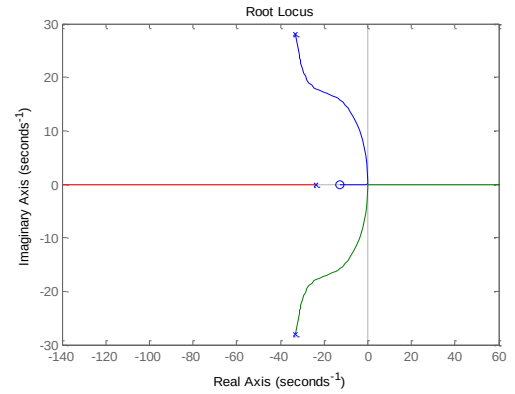
Sistem kontrolü doğrusallaştırılmış model için yapılmıştı. Fakat doğrusallaştırma işlemi tek nokta için değil, sekiz farklı nokta için yapılarak bulanık mantık kazanç kestirimi ile ara değerlere de uygulanmıştır. Kontrol yönteminin kararlı çalıştığını gösterebilmek için hem doğrusallaştırma noktalarının hem de ara bölgelerin kararlılığının gösterilmesi gerekir.

Doğrusallaştırılan bölgelerde sistem kutuplarını denetleyici ayarlamaktadır. Ve bütün köklerin negatif bölgede istenilen yerde olması sağlanmıştır. Sekiz noktanın her biri için analiz yapmak yerine istenilen kutupları sağlayan herhangi bir noktanın kök yer eğrisini çizmek, doğrusallaştırılan noktaların kararlılığını gösterecektir. Bu durum Şekil 5'de gösterilmiştir. Şekilde bütün köklerin sol yarı düzlemde olduğu ve sadece limit durumda sıfırdan geçtiği görülmektedir.



Şekil 5: Doğrusallaştırılan noktaların kapalı çevrim kök yer eğrisi grafiği

Ara bölgeler için katsayı kestirimi bulanık mantık ile yapılmaktadır. Dolayısıyla mutlak doğru değere ulaşılamayabilir. Fakat kestirilen katsayılara göre köklerin yeri değişmiş olur. Bu değişimde tehlikeli olan durum, köklerin pozitif bölgeye doğru hareket etmesidir. Çıkış üyelik fonksiyonlarına bakıldığında K_{v_b} çıkışı için en büyük aralık ± 2, K_{p_b} için $\pm\,45$'dir. Kestirim hatası en büyük olduğunda $K_{v_b} = K_{v_b} + 2$, $K_{p_b} = K_{p_b} + 45$ olmaktadır. Bulanık mantık kestiriminin en büyük olduğu durumda kutupların yerleri Şekil 6'da gösterilmiştir. Bu durumda da sadece limit durumunda kök yer eğrisi sıfırdan geçmektedir.

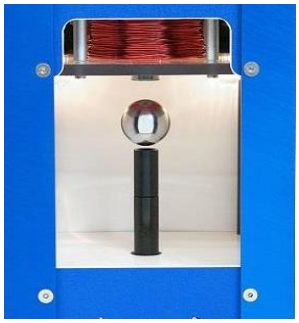


Şekil 6: En büyük kestirim hatası durumunda kapalı çevrim kök yer eğrisi grafiği

Şekil 5 ve Şekil 6'da da görüldüğü gibi uygulanan kontrol yöntemi doğrusallaştırılan noktalarda hedeflenen kökleri sağlamaktadır. Hesaplanmayan aralıklar için, bulanık kestirimle bulunan katsayılar, kökleri negatif bölgede tutabilmiştir. Dolayısıyla topun hareket alanında bulanık kuralla kestirilen katsayılar sistemi kararlı kılmaktadır.

5. Deneysel Çalışmalar

Deneysel çalışmalarda Quanser firmasının üretmiş olduğu manyetik kaldırma sistemi fiziksel modeli kullanılmıştır. Modelin pozisyon ve akım geri beslemesi mevcuttur. Pozisyon ölçümü için foto-algılayıcı kullanılmıştır. Ölçüm hatalarının önüne geçebilmek için, algılayıcının bulunduğu bölüm aydınlatılmıştır. Modele ait görüntü Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7: Quanser manyetik kaldırma sistemi

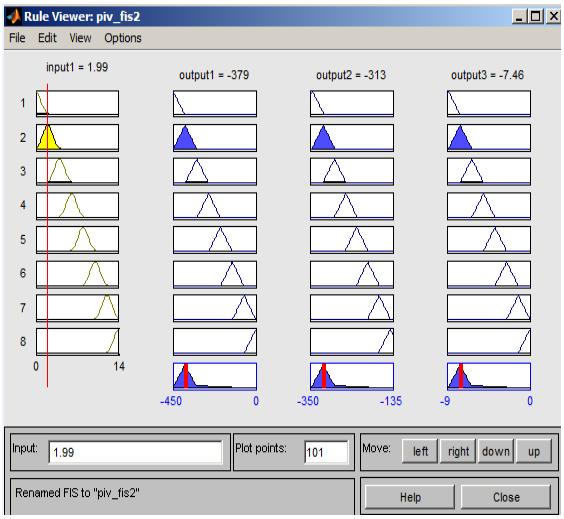
Deneysel çalışmalar sırasında PI akım kontrolü için denetleyici kazançları $K_p \cong 183$ ve $K_i \cong 24800$ olarak kullanılmıştır. Bu değerler Eşitlik (15)'te verilen istenilen kutuplar için Eşitlik (16)'dan hesaplanarak elde edilmiştir.

PIV denetleyici kazançları bulanık sonuç çıkarım sistemi ile topun konumuna göre ayarlanmıştır. Bulanık sonuç çıkarım sistemi girişi için 8 kural oluşturulmuştur. Her bir kural için farklı denge noktalarındaki denetleyici kazanç değerleri hesaplanmıştır. İlgili değerler Tablo 1'de gösterilmiştir. Doğrusal olmayan sistemlerde kazanç değerleri negatif olabilmektedir.

Tablo 1: Denge noktalarına göre denetleyici kazançları

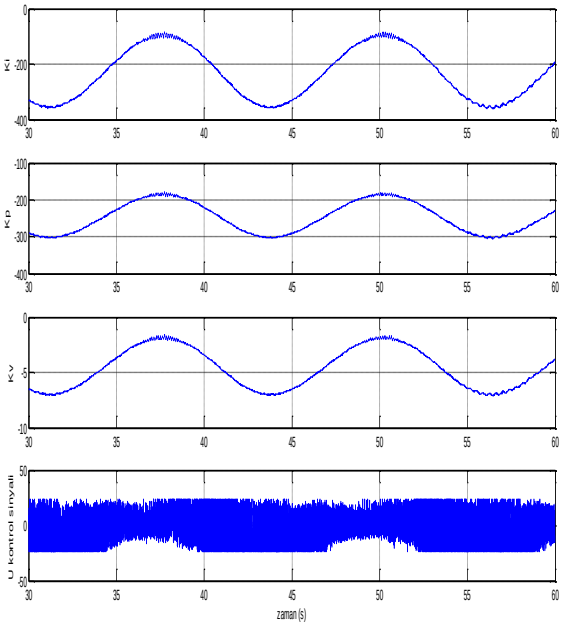
X_{b_0} (mm)	K_{p_b}	K_{i_b}	K_{v_b}
0.1	-142.9293	-0.0003	-0.0001
2	-171.6316	-64.1071	-1.2603
4	-200.3340	-128.2139	-2.5206
6	-229.0364	-192.3207	-3.7809
8	-257.7387	-256.4275	-5.0411
10	-286.4411	-320.5343	-6.3014
12	-315.1436	-384.6411	-7.5617
13	-343.8458	-448.7479	-8.8220

Bulanık sonuç çıkarım sistemi için X_{b_0} değerleri giriş üyelik fonksiyonlarını, kazanç değerleri ise çıkış üyelik fonksiyonlarını oluşturmaktadır. Oluşturulan bulanık sistemin gerçek zamanlı çalışma esnasında $X_{b_0} = 2\ mm$ değeri için vermiş olduğu kazanç değerleri ve kurallar Şekil 8'de gösterilmiştir.



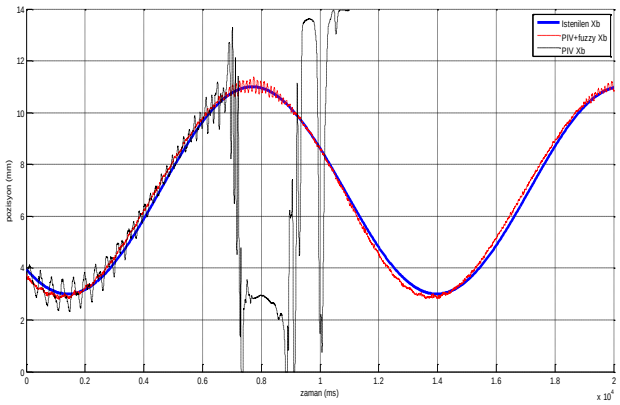
Şekil 8: Bulanık sonuç çıkarım sistemi kuralları

Tasarlanan denetleyiciye göre sistem gerçek zamanlı olarak test edilmiştir. Test işleminde topun doğrusallaştırılan ve kestirilen uzaklıklarda bulunmasını sağlayacak yörünge sinüzoidal olarak seçilmiştir. Test sırasında bulanık denetleyicinin ürettiği PIV katsayıları ve kontrol sinyali Şekil 9'da çizilmiştir.



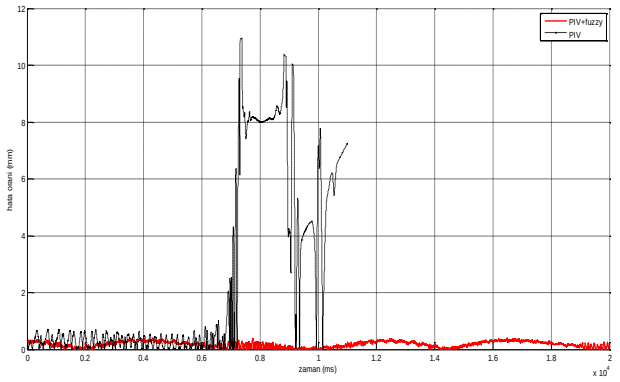
Şekil 9: Kestirilen PIV katsayıları ve kontrol sinyali

Şekil 10'da topun yörünge hareketi gösterilmiştir. Grafikte kalın çizgi ile hedeflenen rota, kesikli çizgi ile bulanık mantık destekli PIV denetleyici ve noktalı-kesikli çizgi ile sabit katsayılı PIV denetleyici gösterilmiştir. Sabit katsayılı PIV denetleyicide katsayılar orta nokta olan 7mm'ye göre ayarlanmıştır. Bulanık mantık destekli denetleyicide gecikme olmasına rağmen yörünge başarıyla izlenmiştir. Fakat sabit katsayılı denetleyici için doğrusallaştırma noktalarının dışında özellikle uç noktalarda salınım artmakta ve bir süre sonra rotadan kopmaktadır.



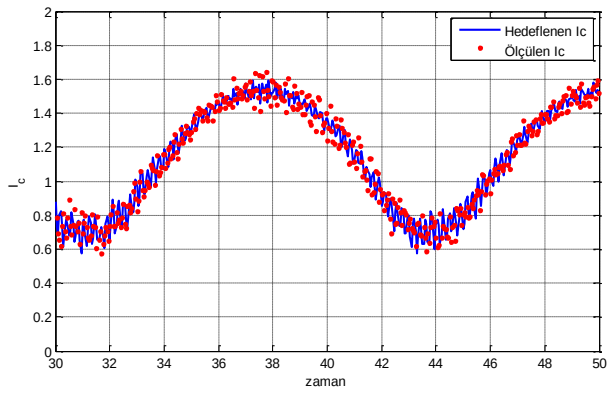
Şekil 10: 20 s için sinüzoidal rotada topun hareketi

Hem sabit katsayılı hem de bulanık mantık ayarlı katsayılı PIV denetleyici için hata grafiği Şekil 11 de çizilmiştir. Sabit katsayılı denetleyici doğrusallaştırma noktasının dışında büyük oranda salınıma neden olmuş ve bir noktadan sonra takibi kaçırmıştır. Ayarlı katsayılı denetleyici ise hata oranını küçültmenin yanı sıra her noktada takibi başarıyla sürdürmüştür.



Şekil 11: Sabit ve ayarlı katsayılı PIV için yörünge hata grafiği

Denetleyici tasarımında akım kontrolü iç çevrimde yapılmıştı. Hedeflenen akım dış çevrimde üretilmektedir. Buna göre iç çevrimdeki akım grafikleri Şekil 12'de gösterilmiştir.



Şekil 12: 20 s için ölçülen ve hedeflenen bobin akımı

Gerçek zamanlı yapılan testlerde dinamik bir sistem olan manyetik kaldırma sisteminin doğrusal kontrolcü kullanılarak belirli noktalarda kontrolü, bulanık mantık ile kazanç ayarı yapılarak kontrolcünün hareket alanın genişletilmesi ile sağlanmıştır. Yapılan testlerde hedeflenen denetleyici modelinin başarıyla çalıştığı gösterilmiştir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada tek eksenli doğrusal olmayan manyetik kaldırma sistemi için bulanık mantık kazanç ayarlı PIV denetleyici tasarlanmıştır. Tasarım için öncelikle sistem doğrusallaştırılmış ve PIV denetleyici ile bobin akımı ayarlanarak metal topun istenen konumda durması sağlanmıştır. Aynı süreç 8 farklı denge noktası için tekrarlanıp PIV denetleme kazançları hesaplanmıştır. Denge noktaları dışında kalan bölgeler için bulanık kazanç ayarlama sistemi oluşturulmuş ve bu noktalarda da sistemin kararlılığını koruyacak PIV kontrol kazançları türetilmiştir. Test uygulaması olarak sisteme 3-11 mm aralığında salınan sinüzoidal yörünge işareti uygulanıp, topun referans konum sinyalini izlemesi sağlanmıştır. Sonuç olarak tasarlanan denetleyicinin verilen referans sinyalini hem teorik hem de uygulama ortamında başarılı bir şekilde takip ettiği gösterilmiştir.

Kaynakça

[1] R. Morales, H.S. Ramirez ve V.Feliu, "Adaptive Control Based on Fast Online Algebraic Identification and GPI Control for Magnetic Levitation Systems with Time-Varying Input Gain", *International Journal of Control*, Cilt: 87, No: 8, s:1604-1621, 2014.

[2] K. Lilienkamp, "Low-Cost Magnetic Levitation Project Kits for Teaching Feedback System Design", IEEE American Control Conference, s: 1308:1313, 2004.

[3] M. Ono, S. Koga ve H. Ohtsuki, "Japan's Superconducting MAGLEV TRAIN" *IEEE Instrumentation and Measurements Magazine*, Cilt: 5, No: 1, s:9-20, 2002.

[4] M.B. Khamesee, N. Kato, Y. Nomura ve T. Nakamura, "Design and Control of a Microrobotic System Using Magnetic Levitation" *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Cilt: 7, No: 1, s: 1-14, 2002.

[5] W.G. Hurley, "Electromagnetic Design of a Magnetic Suspension System", *IEEE Transactions on Education*, Cilt: 40, No: 2, s: 124-130, 1997.

[6] A. Javadi ve S. Pezeshki, "A New Model-Free Adaptive Controller versus Non-linear H_∞ Controller for Levitation of an Electromagnetic System", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Cilt: 35, No: 3, s: 321-329, 2013.

[7] P. Nataraj ve M.D. Patil, "Robust Control Design for Nonlinear Magnetic Levitation System Using Quantitative Feedback Theory (QFT)", Annual IEEE (Vol. 2) India Conference (INDICON 2008), Mumbai (Bombay), Hindistan, s:365-370, 2008

[8] K. Ogata, *Modern Control Engineering Fifth Edition*, Prentice Hall, 2010

[9] Quanser, *Magnetic Levitation User Manual*, Document Number: 835.

[10] J.P. Nicholas, T. George ve C. Chiu, "Design of PIV Controller Using LQR Optimization for Control of Linear X-Y Stage",2007.

Bulanık Zaman Serisi Modellerinde Üyelik Fonksiyonlarının Belirlenmesine Yönelik Yeni Bir Yaklaşım

Ali İhsan Başyiğit[1], *Cenk Ulu*[2], *Müjde Güzelkaya*[1]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
{basyigita, guzelkaya}@itu.edu.tr

[2]Enerji Enstitüsü
TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi, Kocaeli
cenk.ulu@tubitak.gov.tr

Özetçe

Literatürde, iyi tahminlerde bulunabilmek için birçok bulanık zaman serisi modeli önerilmiştir. Tahmin başarımında üyelik fonksiyonunun şekli önemli bir etkiye sahip olmasına rağmen, bütün modellemelerde parçalı keskin fonksiyon kullanılmıştır. Bu yüzden, bulanık çıkarım yerine aralık aritmetik işlemler kullanarak tahminler gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada, klasik parçalı fonksiyon yerine, üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları kullanıldığı [15] çalışmasında önerilen bulanık zaman serisi modelini iyileştirmek için bir yaklaşım önerilmiştir. Bu yaklaşımda, oluşturulan üyelik fonksiyonlarının göbekleri dayanağın orta noktası seçilmesi yerinde dayanak içindeki verilerin ağırlık merkezi olarak seçilmesi önerilmiştir. Önerilen iyileştirilmiş modelin geçerliliği ve etkinliği, literatürde de yaygın olarak kullanılan Alabama Üniversitesi öğrenci kaydı tahmin örneği üzerinde gösterilmiştir.

1. Giriş

Bir zaman serisi belirli aralıklar ile ölçülmüş bir dizi veri noktasından oluşur. Ekonomi, işaret işleme, istatistik gibi birçok konuda yaygın şekilde kullanılmaktadır. Zaman serisi analizleri çoğunlukla model uydurma ve öngörüde bulunmayı amaçlamaktadır.

Bulanık zaman serileri verileri dilsel terimler olarak ifade edilen zaman serileridir. Literatürde, birçok araştırmacı sıcaklık tahmini, Alabama Üniversitesi öğrenci kaydı tahmini ve TAIFEX(Taiwan Futures Exchange) tahmini gibi problemler için bulanık zaman serisi modelleri önermişlerdir. Bulanık zaman serisi kavramı ilk defa 1991 yılında Song ve Chissom tarafından [1] tanımlanmıştır. Amaç bu dinamik süreçleri modellemek ve bu modelleri kullanarak öngörüde bulunabilmektir. Yapılan çalışmada modelleme için Max-min operatörü kullanılmıştır. [2] ve [3] çalışmalarında sırasıyla zamanla değişmeyen ve zamanla değişen bulanık zaman serisi modelleri ele alınmıştır. [4]'te ise Chen, karmaşık max-min operasyonu yerine basit aritmetik işlemler içeren basit bir bulanık zaman serisi modeli sunulmuştur. [5] çalışmasında, dağılım bazlı ve ortalama bazlı aralıklandırma yapılarak farklı uzunluktaki aralıkların tahmine etkisi gözlenmiştir. [6]'da probleme özgü sezgisel bilgi ekleme yoluyla Alabama Üniversitesi öğrenci kayıtları ve TAIFEX örneği ele alınarak sezgisel bir fonksiyon kullanılmıştır. [7]'de Alabama Üniversitesi öğrenci kayıtları tahmini için yüksek dereceli bulanık zaman serisi modeli önerilmiştir. [8] çalışmasında öğrenci kayıtları tahmini için yüksek dereceli bulanık zaman serisi ve genetik algoritma içeren bir yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemde her aralığın uzunluğu genetik algoritma ile ayarlanmıştır. [9]'da öğrenci kayıtları tahmini için otomatik kümeleme ve bulanık mantıksal ilişkilere dayanan bir yöntem sunulmuştur. [10]'da ise otomatik kümeleme tekniği ve iki faktörlü yüksek dereceli bulanık zaman serisi modeli sıcaklık ve TAIEX(taiwan stock exchange) tahmini için kullanılmıştır.[11] çalışmasında, parçacık sürü optimizasyon teknikleri kullanılarak öğrenci kayıtları tahmini için bulanık zaman serisi modeli oluşturulmuştur. [12,13] çalışmalarında TAIEX tahmini için yüksek dereceli bulanık mantıksal ilişkiler kullanılarak bulanık zaman serisi model oluşturulmuştur. [14] çalışmasında TAIEX tahmini için bulanık zaman serisi, parçacık sürü optimizasyonu ve destek vektör makinelerine dayalı bir yöntem sunulmuştur.

Literatürdeki bu çalışmalarda, parçalı keskin üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Fakat, üyelik fonksiyonunun şekli bulanık bir modelde önemli bir etkiye sahiptir. Bu yüzden [15] çalışmasında, klasik parçalı fonksiyon yerine, üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları içeren yeni bir bulanık zaman serisi modeli önerilmiştir. Bu modelde üyelik fonksiyonları oluşturulurken üyelik fonksiyonu göbek değeri dayanağın (seçilen aralığın) orta noktası olarak seçilmektedir. Bulanık çıkarım mekanizması Mamdani tipindedir ve durulayıcı olarak ağırlık merkezi yöntemi kullanılmıştır. Önerilen model ile parçalı keskin üyelik fonksiyonları ile oluşturulan modellere kıyasla daha iyi bir başarım elde edilmiştir. Bu çalışmada ise üyelik fonksiyonlarının göbeği, [15] çalışmasında olduğu gibi orta nokta seçilmesi yerine dayanak içindeki verilerin ağırlık merkezi olarak seçilmesi durumunda performansın iyileştirilebileceği Alabama Üniversitesi öğrenci kaydı tahmin örneği üzerinde gösterilmiştir. Ayrıca önerilen iyileştirilmiş modelin performansı yüksek dereceden tahmin örneği için de incelenmiştir.

Çalışmanın geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde literatürde yer alan temel bulanık zaman serisi modelleri verilmiştir. Üçüncü bölümde bu çalışmada önerilen iyileştirilmiş model anlatılmıştır. Dördüncü bölümde önerilen

modelin performansı zaman serisi tahmin örnekleri üzerinde gösterilmiştir. Beşinci bölüm, sonuçlar ve önerileri içermektedir.

2. Bulanık Zaman Serisi Modelleri

Literatürde ilk bulanık zaman serisi modeli Song ve Chissom [1] tarafından önerilmiştir. Bunun ardından Chen [4] tarafından daha basit fakat daha etkili bir bulanık zaman serisi modeli önerilmiştir. Literatürdeki daha sonraki çalışmalar çoğunlukla Chen'in önerdiği model üzerinden sürdürülmüştür. [15] çalışmasında ise farklı tip üyelik fonskiyonları, çıkarım ve durulama yöntemi kullanan yeni bir model önerilmiştir. Karşılaştırmalarda kullanılacak bu modeller aşağıda sırasıyla Model I, Model II ve Model III şeklinde adlandırılarak anlatılmıştır.

2.1. Model I [1]

Bu kısımda, [1] çalışmasında Song ve Chissom tarafından önerilen modelin oluşturulma adımları verilmiştir.

Adım 1: U uzayı tanımlanır ve $u_1, u_2, ..., u_n$ şeklinde n eşit aralığa ayrılır. Uzay tanımlarken minimum veri $D_{\min}$ ve maksimum veri $D_{\max}$ belirlenmelidir. Sonra uzay $[D_{\min} - D_1, D_{\max} + D_2]$ şeklinde tanımlanabilir. Burada D_1 ve D_2 iki pozitif sayıdır.

Adım 2: U uzayında bulanık kümeler tanımlanır. $A_1, A_2, ..., A_n$ dilsel terimlere karşılık gelen bulanık kümeler olsun. Dilsel terimler $u_1, u_2, ..., u_n$ aralıkları ile ilişkili olarak aşağıdaki gibi tanımlanır.

$A_1 = \{1/u_1, 0.5/u_2, 0/u_3, 0/u_4, ..., 0/u_n\}$,

$A_2 = \{0.5/u_1, 1/u_2, 0.5/u_3, 0/u_4, ..., 0/u_n\}$,

$A_3 = \{0/u_1, 0.5/u_2, 1/u_3, 0.5/u_4, ..., 0/u_n\}$,

$A_4 = \{0/u_1, 0/u_2, 0.5/u_3, 1/u_4, ..., 0/u_n\}$,

.

.

$A_{n-1} = \{0/u_1, ..., 0/u_{n-3}, 0.5/u_{n-2}, 1/u_{n-1}, 0.5/u_n\}$,

$A_n = \{0/u_1, ..., 0/u_{n-3}, 0/u_{n-2}, 0.5/u_{n-1}, 1/u_n\}$.

Adım 3: Veriler A_i'ler cinsinden bulanıklaştırılır. Bir veri u_k aralığında ise o yılın verisi A_k ile gösterilir.

Adım 4: Veriler arasındaki bulanık mantıksal ilişki $A_i \rightarrow A_k$ olarak ifade edilir. Bu ifade "x yılı verisi A_i ise, x+1 yılının verisi A_k 'dır." anlamına gelir. A_i ve A_k mevcut ve sonraki veri olarak adlandırılır. Bütün bulanık mantıksal ilişkiler bir tabloya yazıldıktan sonra "x" min operatörü olmak koşuluyla her bir ilişki için bir R_i matrisi oluşturulur. Örneğin; $A_i \rightarrow A_k$ ilişkisi için $R_1 = A_i^T x\ A_k$ matrisi oluşturulur. Toplam ilişki sayısı a kadar R matrisi oluşturulduktan sonra $R_{(t,t-1)} = R = \bigcup_{i=1}^{a} R_i$ elde edilir. Buradaki $\bigcup$ birleştirici operatördür ve her R matrisinin boyutu n x n kadardır. R kullanılarak tahmin modeli $A_k = A_i \circ R$ olarak tanımlanır. Buradaki "$\circ$" max-min operatörüdür.

Adım 5: Tanımlanan model kullanılarak tahmin çıkışları hesaplanır.

Adım 6: Elde edilen bulanık çıkışların durulaması 3 kurala göre yapılır.

i. i verisinin bulanık bilgisi A_j ise, ve ilgili bulanık mantıksal ilişki grubunda $A_j \rightarrow A_k$ şeklinde sadece bir bulanık mantıksal ilişki varsa, i+1 verisinin tahmini A_k ile ilişkili olan u_k aralığının orta noktası olan m_k 'dır.

ii. i verisinin bulanık bilgisi A_j ise, ve ilgili bulanık mantıksal ilişki grubunda $A_j \rightarrow A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ şeklinde birden fazla ardışık bulanık mantıksal ilişki varsa, i+1 verisinin tahmini $A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ ile ilişkili olan $u_{k_1}, ..., u_{k_p}$ aralıklarının $m_{k_1}, ..., m_{k_p}$ orta noktalarının aritmetik ortalaması $(m_1 + m_2 + ... + m_p)/p$ 'dır.

iii. Aksi halde, çıkışlar standartlaştırılır ve her aralığın orta noktası kullanılarak bulanık kümenin ağırlık merkezi tahmin sonucu olarak hesaplanır.

Bu model işlem fazlalığı bakımından dezavantajlı olduğundan, bir sonraki kısımda anlatılacak olan [4] çalışmasında bu modeldeki max-min operatörü yerine aritmetik işlemler kullanılarak daha pratik bir model önerilmiştir.

2.2. Model II [4]

Bu kısımda, [4] çalışmasında Chen tarafından önerilen modelin yapısı verilmiştir. Modelin oluşumu aşağıdaki adımlarla ifade edilmiştir.

Adım 1: Model I [1] Adım 1 ile aynıdır.

Adım 2: Model I [1] Adım 2 ile aynıdır.

Adım 3: Veriler A_i'ler cinsinden belirlenir. Bir veri u_k aralığında ise o yılın verisi A_k ile gösterilir. Veriler arasındaki bulanık mantıksal ilişki $A_i \rightarrow A_k$ olarak ifade edilir. Bu ifade "x yılı verisi A_i ise, x+1 yılının verisi A_k 'dır." anlamına gelir. A_i ve A_k mevcut ve sonraki veri olarak adlandırılır.

Adım 4: Verilerin bulanık mantıksal ilişkileri mevcut durumlarına göre gruplanır. Örneğin; zaman serisi $A_1 \rightarrow A_1$ ve $A_1 \rightarrow A_2$ ilişkilerini içeriyorsa o zaman gruplama $A_1 \rightarrow A_1$, A_2 olarak yapılır.

Adım 5: Aşağıda yer alan üç kurala göre aritmetik işlemler kullanarak tahmin çıkışları hesaplanır.

i. i verisinin bulanık bilgisi A_j ise, ve ilgili bulanık mantıksal ilişki grubunda $A_j \rightarrow A_k$ şeklinde sadece bir bulanık mantıksal ilişki varsa, i+1 verisinin tahmini A_k ile ilişkili olan u_k aralığının orta noktası olan m_k 'dır.

ii. i verisinin bulanık bilgisi A_j ise, ve ilgili bulanık mantıksal ilişki grubunda $A_j \rightarrow A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ şeklinde birden fazla bulanık mantıksal ilişki varsa, i+1 verisinin tahmini $A_{k_1}, ..., A_{k_p}$ ile ilişkili olan $u_{k_1}, ..., u_{k_p}$ aralıklarının

$m_{k_1},...,m_{k_p}$ orta noktalarının aritmetik ortalaması $(m_1 + m_2 + ... + m_p)/p$ 'dır.

iii. i verisinin bulanık bilgisi A_j ise ve A_j mevcut durumunun bulanık mantıksal ilişki grubu yoksa, i+1 verisinin tahmini A_j ile ilişkili olan u_j aralığının orta noktası olan m_j 'dır.

Model I [1] ve Model II [4] bulanık zaman serisi modellerinin ikisinde de Şekil 1' de gösterilen parçalı keskin üyelik fonksiyonları kullanılmıştır.

2.3. Model III [15]

[15] çalışmasında, parçalı keskin üyelik fonksiyonu yerine Şekil 1' de gösterilen üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları kullanılarak yeni bir bulanık zaman serisi modeli sunulmuştur. Seçilen üyelik fonksiyonlarından dolayı önerilen yöntemde, Mamdani tipinde bulanık çıkarım ve ağırlık merkezi durulama yöntemi kullanılarak tahmin yapılmıştır. Bu bulanık zaman serisi modelinin oluşturulması aşağıda adım adım gösterilmiştir:

Adım 1: Model II [4] Adım 1 ile aynıdır.

Adım 2: $u_1, u_2, ..., u_n$ aralıkları ile ilişkili olarak $A_1, A_2, ..., A_n$ dilsel terimleri tanımlanır.

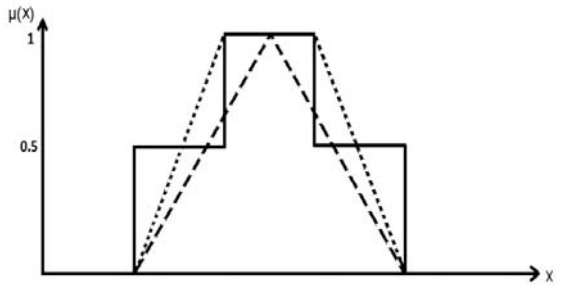
Adım 3: Model II [4] Adım 3 ile aynıdır. Ek olarak A_i için bulanık mantıksal ilişki bulunmaması durumunda, ilave bulanık mantıksal ilişki $A_i \rightarrow A_i$ olarak tanımlanır.

Adım 4: Model II [4] Adım 4 ile aynıdır.

Adım 5: m adet grup varsa, her bulanık mantıksal ilişki grubunun çıkış kümesi $YA_1, YA_2, ..., YA_m$ olarak tanımlanır. Kural tablosu tüm grupları göz önünde bulundurarak "Eğer x verisi A_i ise, x+1 verisi YA_k 'dır" biçiminde tanımlanır.

Adım 6: Giriş A_i ve çıkış YA_i üyelik fonksiyonlarının tipi seçilir. Giriş üyelik fonksiyonlarını oluştururken u_i aralığının orta noktası m_{u_i} ve aralığın uzunluğu l olmak üzere $Dayanak\ (A_i) = [m_{u_i} - l, m_{u_i} + l]$ seçilir. Üçgen üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (A_i) = m_{u_i}$ yamuk üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (A_i) = u_i$ seçilir.

Çıkış üyelik fonksiyonu oluşturulurken; *i.*grubun çıkışı olan YA_i 'nin orta noktası m_{YA_i} şu iki prensibe göre belirlenir:



Şekil 1 **:** Parçalı keskin, üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları.

1. i.bulanık mantıksal grupta $A_j \rightarrow A_k$ şeklinde tek bir ilişki mevcutsa, o zaman m_{YA_i}, A_k ' ya karşılık gelen u_k aralığının orta noktası m_k 'dır.

2. i. bulanık mantıksal grupta $A_j \rightarrow A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ şeklinde birden fazla ilişki mevcutsa, o zaman m_{YA_i} $(m_{k_1} + m_{k_2} + ... + m_{k_p})/p$ olarak hesaplanır, yani $A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ 'lara karşılık gelen $u_{k_1},...,u_{k_p}$ aralıklarının orta noktaları $m_{k_1},...,m_{k_p}$ 'ların aritmetik ortalamasıdır.

Çıkış üyelik fonksiyonu için m_{YA_i} belirlendikten sonra $Dayanak\ (YA_i) = [m_{YA_i} - \frac{l}{2}, m_{YA_i} + \frac{l}{2}]$ seçilir. Üçgen üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (YA_i) = m_{YA_i}$ yamuk üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (YA_i) = [m_{YA_i} - \frac{l}{4}, m_{YA_i} + \frac{l}{4}]$ seçilir. Birbiri üzerine denk gelen çıkış kümeleri olması durumunda bu çıkış kümeleri tek bir çıkış kümesi olarak ifade edilir.

Adım 7: Tahmin sonuçları, Mamdani tipinde bulanık çıkarım ve ağırlık merkezi durulama yöntemi kullanılarak hesaplanır.

3. Önerilen İyileştirilmiş Model

Bu çalışmada Model III' ü [15] iyileştirmek için yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Burada giriş ve çıkış üyelik fonksiyonlarının göbeği, Model III' te [15] olduğu gibi orta nokta seçilmesi yerine, dayanak içindeki verilerin ağırlık merkezi olarak seçilmiştir. Bu durumda Model III [15] için Adım 6' da bir iyileştirme gerçekleştirilmiş olmaktadır. İyileştirilmiş modelin oluşturulması aşağıda adım adım gösterilmiştir.

Adım 1: Model III [15] Adım 1 ile aynıdır.
Adım 2: Model III [15] Adım 2 ile aynıdır.
Adım 3: Model III [15] Adım 3 ile aynıdır.
Adım 4: Model III [15] Adım 4 ile aynıdır.
Adım 5: Model III [15] Adım 5 ile aynıdır.

Adım 6: Giriş A_i ve çıkış YA_i üyelik fonksiyonlarının tipi seçilir. Giriş üyelik fonksiyonlarını oluştururken mevcut durumu A_i olan verilerin ağırlık merkezi m_{A_i} ve A_i 'ye karşılık gelen u_i aralığının orta noktası m_{u_i} ve aralık uzunluğu l olmak üzere $Dayanak(A_i) = [m_{u_i} - l, m_{u_i} + l]$ seçilir. Üçgen üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (A_i) = m_{A_i}$, yamuk üyelik fonksiyonu için $Göbek\ (A_i) = [m_{A_i} - \frac{l}{2}, m_{A_i} + \frac{l}{2}]$ seçilir. Yamuk üyelik fonksiyonunda göbeğin dayanağı aşan değer alması durumunda, o değer dayanağı geçmeyecek şekilde sınırlandırılır.

Çıkış üyelik fonksiyonu oluşturulurken; i. grubunun çıkışı olan YA_i 'nin ağırlık merkezi m_{YA_i} şu iki prensibe göre belirlenir:

1. i. bulanık mantıksal grupta $A_j \rightarrow A_k$ şeklinde tek bir ilişki mevcutsa, o zaman m_{YA_i}, A_k 'ya karşılık gelen u_k aralığındaki verilerin ağırlık merkezi m_{A_k} 'dır.

2. i. bulanık mantıksal grupta $A_j \rightarrow A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ şeklinde birden fazla ilişki mevcutsa, o zaman $m_{YA_i}\left(m_{A_{k_1}} + m_{A_{k_2}} + ... + m_{A_{k_p}}\right)/p$ olarak hesaplanır, yani $A_{k_1}, A_{k_2}, ..., A_{k_p}$ 'lara karşılık gelen $u_{k_1}, ..., u_{k_p}$ aralıklarındaki verilerin ağırlık merkezleri $m_{A_{k_1}} + m_{A_{k_2}} + ... + m_{A_{k_p}}$ 'lerin aritmetik ortalamasıdır.

Çıkış üyelik fonksiyonu için m_{YA_i} belirlendikten sonra $Dayanak\left(YA_i\right) = \left[m_{YA_i} - \frac{1}{2}, m_{YA_i} + \frac{1}{2}\right]$ seçilir. Üçgen üyelik fonksiyonu için $Göbek\left(YA_i\right) = m_{YA_i}$, yamuk üyelik fonksiyonu için $Göbek\left(YA_i\right) = \left[m_{YA_i} - \frac{1}{4}, m_{YA_i} + \frac{1}{4}\right]$ seçilir. Yamuk üyelik fonksiyonunda göbeğin dayanağı aşan değer alması durumunda, o değer dayanağı geçmeyecek şekilde sınırlandırılır.

Adım 7: Model III [15] Adım 7 ile aynıdır.

4. Tahmin Örnekleri

4.1. Alabama Üniversitesi Kayıt Tahmini

Önerilen modelin performansını incelemek için Alabama Üniversitesi öğrenci kaydı tahmini örneği [2,4-9,11,13] kullanılmıştır. Önerilen model grafiklerde Model IV olarak belirtilmiştir. Alabama Üniversitesi öğrenci kayıt verileri Tablo 1' de gösterilmiştir. Bu verilere göre önerilen bulanık zaman serisi modeli adım adım aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

Tablo 1: Gerçek kayıt verileri ve kayıtların A_i karşılıkları

Yıl	Kayıt Verisi	Kayıt Bilgisi
1971	13055	A_1
1972	13563	A_1
1973	13867	A_1
1974	14696	A_2
1975	15460	A_3
1976	15311	A_3
1977	15603	A_3
1978	15861	A_3
1979	16807	A_4
1980	16919	A_4
1981	16388	A_4
1982	15433	A_3
1983	15497	A_3
1984	15145	A_3
1985	15163	A_3
1986	15984	A_3
1987	16859	A_4
1988	18150	A_6
1989	18970	A_6
1990	19328	A_6
1991	19337	A_7
1992	18876	A_6

Adım 1: $D_1 = 55$ ve $D_2 = 663$ olarak seçilerek veri uzayı veri uzayı $U = [13000, 20000]$ şeklinde yeniden düzenlensin. Bu çalışmada, U uzayı yedi eşit aralığa bölünmüştür $u_1 = [13000, 14000] \cdots u_7 = [19000, 20000]$.

Adım 2: Seçilen $u_1, \ldots, u_7$ aralıklarına göre $A_1, \ldots, A_7$ şeklinde 7 bulanık küme tanımlanmıştır.

Adım 3: Tablo 1'de her yılda gerçekleşen kayıtların A_i bulanık kümeler cinsinden ifadesi gösterilmektedir. Tablo 2' de ise Tablo 1' den elde edilen bulanık ilişkiler gösterilmektedir (tekrar edilen ilişkiler bir kez yazılmıştır).

Tablo 2: Kayıtların bulanık mantıksal ilişkileri

$A_1 \rightarrow A_1$	$A_1 \rightarrow A_2$
$A_2 \rightarrow A_3$	$A_3 \rightarrow A_3$
$A_3 \rightarrow A_4$	$A_4 \rightarrow A_4$
$A_4 \rightarrow A_3$	$A_4 \rightarrow A_6$
$A_6 \rightarrow A_6$	$A_6 \rightarrow A_7$
$A_7 \rightarrow A_7$	$A_7 \rightarrow A_6$
$A_5 \rightarrow A_5$	
*	

*Ek bulanık mantıksal ilişki

Tablo 3: Bulanık mantıksal ilişki grupları

1. Grup: $A_1 \rightarrow A_1, A_2$
2. Grup: $A_2 \rightarrow A_3$
3. Grup: $A_3 \rightarrow A_3, A_4$
4.Grup: $A_4 \rightarrow A_3, A_4, A_6$
5. Grup: $A_5 \rightarrow A_5$
6. Grup: $A_6 \rightarrow A_6, A_7$
7. Grup: $A_7 \rightarrow A_6, A_7$

Adım 4: Tablo 2' deki ilişkiler mevcut yıl baz alınarak gruplandırıldığında Tablo 3' teki yedi grup elde edilmektedir.

Adım 5: Tablo 3' teki bağıntı sonuç ifadelerinden yararlanılarak çıkış bulanık kümeleri ve kural tablosu sırasıyla Tablo 4 ve Tablo 5' teki gibi oluşturulur.

Tablo 4: Çıkış üyelik fonksiyonları

1. Grup: $A_1 \rightarrow A_1, A_2$	$\rightarrow YA_1$
2. Grup: $A_2 \rightarrow A_3$	$\rightarrow YA_2$
3. Grup: $A_3 \rightarrow A_3, A_4$	$\rightarrow YA_3$
4. Grup: $A_4 \rightarrow A_3, A_4, A_6$	$\rightarrow YA_4$
5. Grup: $A_5 \rightarrow A_5$	$\rightarrow YA_5$
6. Grup: $A_6 \rightarrow A_6, A_7$	$\rightarrow YA_6$
7. Grup: $A_7 \rightarrow A_6, A_7$	$\rightarrow YA_6$

Tablo 5: Kural tablosu

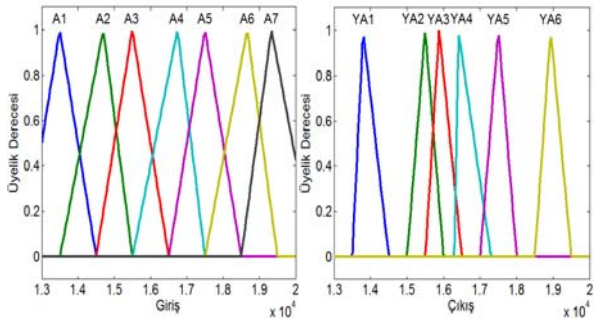
1. Eğer giriş A_1 ise, çıkış YA_1
2. Eğer giriş A_2 ise, çıkış YA_2
3. Eğer giriş A_3 ise, çıkış YA_3

4. Eğer giriş A_4 ise, çıkış YA_4
5. Eğer giriş A_5 ise, çıkış YA_5
6. Eğer giriş A_6 ise, çıkış YA_6
7. Eğer giriş A_7 ise, çıkış YA_6

Adım 6: Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları sırasıyla üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları olarak seçilmesi durumunda elde edilen modeller grafiklerde Model IV – Üçgen ve Model IV – Yamuk olarak belirtilmiştir. Bu modeller için üyelik fonksiyonları göbek değerlerinin dayanak içindeki verilerin ağırlık merkezi olarak seçilmesi ile elde edilen üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları sırasıyla Şekil 2 ve Şekil 3' te gösterilmiştir.

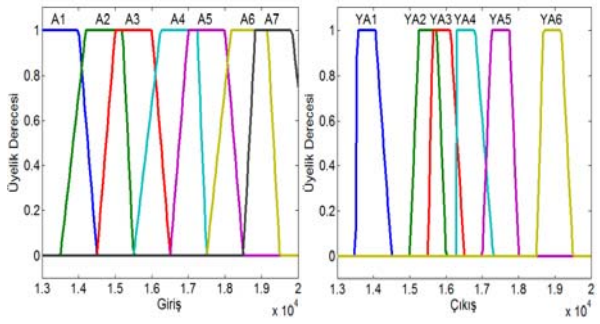
Adım 7: Tahmin sonuçları Mamdani tipinde bulanık çıkarım ve ağırlık merkezi durulama yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır.

Önerilen yöntem ile elde edilen Model IV' ün ve Model I, Model II, Model III' ün tahmin sonuçları grafiği ve MSE karşılaştırması aşağıda verilmiştir.



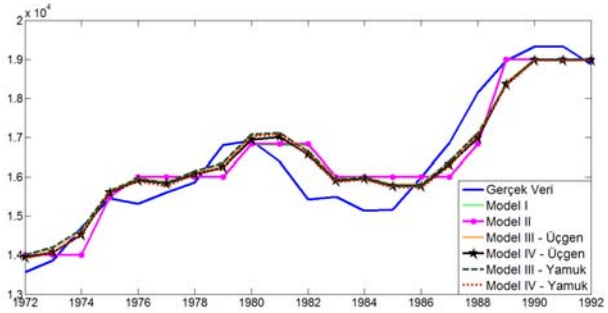
(a) (b)

Şekil 2: Model IV - Üçgen için (a) giriş ve (b) çıkış üyelik fonksiyonları.



(a) (b)

Şekil 3: Model IV - Yamuk için (a) giriş ve (b) çıkış üyelik fonksiyonları.



Şekil 4: Kayıt tahminlerinin grafiksel karşılaştırılması.

Tablo 6: Tahminlerin MSE performans değerleri.

Model	MSE
Model I [1]	423027
Model II [4]	407507
Model III – Üçgen [15]	308793
Model IV - Üçgen	296420
Model III - Yamuk [15]	305101
Model IV - Yamuk	289330

MSE performans değerlerinden görüldüğü gibi Model III [15] ile Model I [1] ve Model II' e [4] göre daha iyi bir tahmin performansı elde edilmiştir. Model III [15] üzerinde önerilen iyileştirme adımının uygulanmasıyla elde edilen Model IV ile ise Model III' ün tahmin performansının iyileştiği açık bir şekilde görülmektedir. Ayrıca Tablo 6' dan görüldüğü gibi yamuk üyelik fonksiyonu kullanmak üçgen üyelik fonksiyonuna göre daha iyi sonuç vermiştir. Bu da bulanık zaman serilerinin tahmin başarımının uygun üyelik fonksiyonları seçimi ile iyileştirilebileceğini göstermektedir.

4.2. Alabama Üniversitesi Kayıt Tahmininin İkinci Derece Bulanık Zaman Serisi Modeli ile Gerçekleştirilmesi

Zaman serisi için yüksek dereceden kastedilen, bir yılın tahmini için geçmişe doğru kaç veriyi kullandığımızdır. Örneğin; gelecek senenin veri tahmini için hem bu sene hem de geçtiğimiz senenin verilerine bakıyorsak, ikinci dereceden bir bulanık zaman serisi tahmini yapıyoruz demektir. Bu bölümde, önerilen iyileştirilmiş modelin ikinci dereceden uygulanması durumunda performansı incelenmektedir. Model II [4,8] Model I' e [1] göre daha pratik olduğundan ve daha iyi sonuçlar verdiğinden literatürde görülen karşılaştırmalar daha çok Model II üzerinden yapılmıştır. Bu nedenle bu bölümde Model I [1] karşılaştırmalara dahil edilmemiştir. .

Bir önceki örneğe benzer şekilde ikinci dereceden bulanık zaman serisi modeli adım adım aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

Adım 1 ve *Adım 2* bir önceki örnekte gösterildiği gibidir.

Adım 3: Tablo 1' den yararlanılarak elde edilen ikinci dereceden bulanık ilişkiler Tablo 7' de gösterilmiştir.

Tablo 7: Kayıtların bulanık mantıksal ilişkileri

$A_1, A_1 \rightarrow A_1$	$A_1, A_1 \rightarrow A_2$
$A_1, A_2 \rightarrow A_3$	$A_2, A_3 \rightarrow A_3$

A_3 , $A_3 \rightarrow A_3$	A_3 , $A_3 \rightarrow A_4$
A_3 , $A_4 \rightarrow A_4$	A_4 , $A_4 \rightarrow A_4$
A_4 , $A_4 \rightarrow A_3$	A_4 , $A_3 \rightarrow A_3$
A_3 , $A_3 \rightarrow A_3$	A_3 , $A_3 \rightarrow A_4$
A_3 , $A_4 \rightarrow A_6$	A_4 , $A_6 \rightarrow A_6$
A_6 , $A_6 \rightarrow A_7$	A_6 , $A_7 \rightarrow A_7$
A_7 , $A_7 \rightarrow A_6$	

Adım 4: Tablo 7' deki ilişkiler mevcut yıl baz alınarak gruplandırıldığında Tablo 8' deki 11 grup elde edilmektedir.

Tablo 8: Bulanık mantıksal ilişki grupları

1. Grup: A_1 , $A_1 \rightarrow A_1$, A_2
2. Grup: A_1 , $A_2 \rightarrow A_3$
3. Grup: A_2 , $A_3 \rightarrow A_3$
4. Grup: A_3 , $A_3 \rightarrow A_3$, A_4
5. Grup: A_3 , $A_4 \rightarrow A_4$, A_6
6. Grup: A_4 , $A_4 \rightarrow A_3$, A_4
7. Grup: A_4 , $A_3 \rightarrow A_3$
8. Grup: A_4 , $A_6 \rightarrow A_6$
9. Grup: A_6 , $A_6 \rightarrow A_7$
10. Grup: A_6 , $A_7 \rightarrow A_7$
11. Grup: A_7 , $A_7 \rightarrow A_6$

Adım 5: Tablo 8' den yararlanılarak çıkış bulanık kümeleri ve kural tablosu sırasıyla Tablo 9 ve Tablo 10' daki gibi belirlenir.

Tablo 9: Çıkış üyelik fonksiyonları

1. Grup: A_1 , $A_1 \rightarrow A_1$, $A_2 \rightarrow YA_{12}$
2. Grup: A_1 , $A_2 \rightarrow A_3 \rightarrow YA_3$
3. Grup: A_2 , $A_3 \rightarrow A_3 \rightarrow YA_3$
4. Grup: A_3 , $A_3 \rightarrow A_3$, $A_4 \rightarrow YA_{34}$
5. Grup: A_3 , $A_4 \rightarrow A_4$, $A_6 \rightarrow YA_{46}$
6. Grup: A_4 , $A_4 \rightarrow A_3$, $A_4 \rightarrow YA_{34}$
7. Grup: A_4 , $A_3 \rightarrow A_3 \rightarrow YA_3$
8. Grup: A_4 , $A_6 \rightarrow A_6 \rightarrow YA_6$
9. Grup: A_6 , $A_6 \rightarrow A_7 \rightarrow YA_7$
10. Grup: A_6 , $A_7 \rightarrow A_7 \rightarrow YA_7$
11. Grup: A_7 , $A_7 \rightarrow A_6 \rightarrow YA_6$

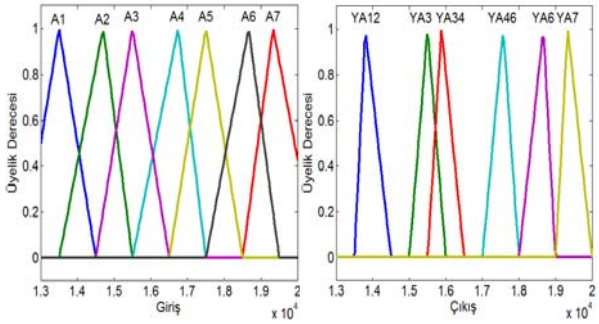
Tablo 10: Kural tablosu

1. Eğer giriş A_1 , A_1 ise, çıkış YA_{12}
2. Eğer giriş A_1 , A_2 ise, çıkış YA_3
3. Eğer giriş A_2 , A_3 ise, çıkış YA_3
4. Eğer giriş A_3 , A_4 ise, çıkış YA_{34}
5. Eğer giriş A_3 , A_4 ise, çıkış YA_{46}
6. Eğer giriş A_4 , A_4 ise, çıkış YA_{34}
7. Eğer giriş A_4 , A_3 ise, çıkış YA_3
8. Eğer giriş A_4 , A_6 ise, çıkış YA_6
9. Eğer giriş A_6 , A_6 ise, çıkış YA_7
10. Eğer giriş A_6 , A_7 ise, çıkış YA_7
11. Eğer giriş A_7 , A_7 ise, çıkış YA_6

Adım 6: Üyelik fonksiyonları sırasıyla üçgen ve yamuk olarak seçilmesi ile elde edilen modeller Model IV - Üçgen ve Model IV - Yamuk olarak gösterilmiştir. Bu durumunda elde edilen giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları sırasıyla Şekil 5 ve Şekil 6' da gösterilmiştir.

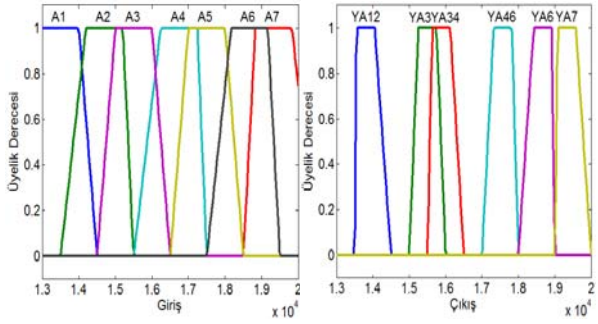
Adım 7: Tahmin sonuçları Mamdani tipinde bulanık çıkarım ve ağırlık merkezi durulama yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır.

Önerilen iyileştirme adımı ile oluşturulan Model IV ile Model II [8] ve Model III [15]' ün tahmin sonuçları grafiği ve MSE karşılaştırması aşağıda verilmiştir.



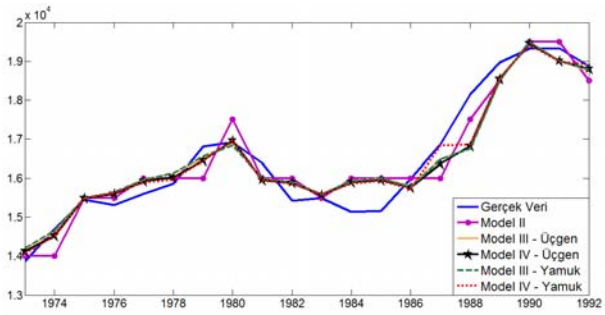
(a) (b)

Şekil 5: Model IV - Üçgen için (a) giriş ve (b) çıkış üyelik fonksiyonları.



(a) (b)

Şekil 6: Model IV - Yamuk için (a) giriş ve (b) çıkış üyelik fonksiyonları.



Şekil 6: Kayıt tahminlerinin grafiksel karşılaştırılması.

Tablo 11: MSE performans değerleri.

Model	MSE
Model II [8]	259393
Model III – Üçgen [15]	234187
Model IV - Üçgen	220824
Model III - Yamuk [15]	234275
Model IV - Yamuk	195320

İkinci dereceden modelleme yapıldığında beklenildiği gibi tüm modeller birinci dereceden modellemeye göre daha iyi bir başarım sergilemişlerdir. Yine Model III' ün tahmin başarımı Model II' den daha üstündür. Model III [15] üzerinde önerilen iyileştirme adımının uygulanması ile elde edilen Model IV ise her iki üyelik fonksiyonu seçimi durumunda da en üstün başarımı göstermiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, üçgen ve yamuk üyelik fonksiyonları kullanan mevcut bir bulanık zaman serisi modelinde iyileştirme yapılarak yeni bir bulanık zaman serisi modeli önerilmiştir. Bu modelde seçilen üyelik fonksiyonlarının göbek değeri dayanak değerinin orta noktası yerine dayanaktaki verilerin ağırlık merkezi olarak seçilmiştir. Böylece bulanık çıkarımın verilerin yoğun olduğu bölgeye yaklaştırılması sağlanmış ve tahmin performansı iyileştirilmiştir. Önerilen modelin geçerliliği ve etkinliği, literatürde de yaygın olarak kullanılan Alabama Üniversitesi öğrenci kaydı tahmini örneği üzerinde denenmiştir. Ardından, yüksek derece modelleme yapmanın sonuca etkisi incelenmiştir. MSE kriterine göre elde edilen karşılaştırma sonuçları, önerilen iyileştirme yaklaşımının mevcut modelin başarımını arttırdığını ve karşılaştırılan diğer modellere göre daha az hata değerine sahip olduğunu göstermiştir.

Kaynakça

[1] Q. Song ve B.S. Chissom, "Fuzzy time series and its model," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 54, No: 3, s:269–277, 1993.

[2] Q. Song ve B.S. Chissom, "Forecasting enrollments with fuzzy time series – Part I," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 54, No: 1, s:1–9, 1993.

[3] Q. Song ve B.S. Chissom "Forecasting enrollments with fuzzy time series – Part II," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 62, No: 1, s:1–8, 1994.

[4] S.M. Chen, "Forecasting enrollments based on fuzzy time series," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 81, No: 3, s:311–319, 1996.

[5] K. Huarng, "Effective lengths of intervals to improve forecasting in fuzzy time series," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 123, No: 3, s:387–394, 2001.

[6] K. Huarng, "Heuristic models of fuzzy time series for forecasting," *Fuzzy Sets and Systems*, Cilt: 123, No: 3, s:369–386, 2001.

[7] S.M. Chen, "Forecasting enrollments based on high-order fuzzy time series," *Cybernetics and Systems*, Cilt: 33, No: 1, s:1–16, 2002.

[8] S.M. Chen, ve N.Y. Chung, "Forecasting enrollments using high-order fuzzy time series and genetic algorithms," *International Journal of Intelligent Systems*, Cilt: 21, No: 5, s:485–501, 2006.

[9] S.M. Chen, N.Y. Wang ve J.S. Pan, "Forecasting enrollments using automatic clustering techniques and fuzzy logical relationships," *Expert Systems with Applications*, Cilt: 36, No: 8, s:11070–11076, 2009.

[10] N.Y. Wang ve S.M. Chen, "Temperature prediction and TAIFEX forecasting based on automatic clustering techniques and two-factors high-order fuzzy time series," *Expert Systems with Applications*, Cilt: 36, No: 2, s:2143–2154, 2009.

[11] I.H. Kuo, S.J. Horng, T.W. Kao, T.L. Lin, C.L. Lee ve Y. Pan, "An improved method for forecasting enrollments based on fuzzy time series and particle swarm optimization," *Expert Systems with Applications*, Cilt: 36, No: 3, s:6108–6117, 2009.

[12] C.D. Chen ve S.M. Chen, "A new method for forecasting the TAIEX based on high-order fuzzy logical relationships," *IEEE international conference on systems, man, and cybernetics,* San Antonio, Texas, Amerika, s:3556–3560, 2009.

[13] S.M. Chen, ve C.D. Chen, "Handling forecasting problems based on high-order fuzzy logical relationships," *Expert Systems with Applications*, Cilt: 38, s:3857–3864, 2011.

[14] S.M. Chen, ve P.Y. Kao, "TAIEX forecasting based on fuzzy time series, particle swarm optimization techniques and support vector," *Information Sciences*, Cilt: 247, s:62–71, 2013.

[15] A.İ. Başyiğit, C. Ulu ve M. Güzelkaya, "A New Fuzzy Time Series Model Using Triangular and Trapezoidal Membership Functions", *International Work-Conference on Time Series Analysis(ITISE 2014)*, Granada, İspanya, 2014.Cilt: 1, s:634-644.

Dönel Sarkaç Sisteminin Takagi Sugeno Tabanlı Modellenmesi ve Doğrusal Matris Eşitsizlikleriyle Eyleyici Doyumlu Paralel Dağıtık Kontrolü

Gülay Göktaş, M. Selçuk Arslan

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Beşiktaş
gulay.goktas@std.yildiz.edu.tr
msarslan@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, doğrusal olmayan bir Dönel Sarkaç (DS) sisteminin farklı başlangıç koşulları altında eyleyici doyumlu stabilizasyonu gerçekleştirilmiştir. Doğrusal olmayan sistemlerin çeşitli çalışma noktaları için tasarlanmış doğrusal kontrolörlerin, kazanç planlamasıyla kullanılması, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde son derece yaygın bir yöntemdir. Bu çalışmada da doğrusal olmayan sistemlerin doğrusal parçalara bölünüp ardından bu parçalar için ayrı ayrı tasarlanmış olan kontrolör kazançlarını dinamik olarak ayarlamak için üyelik fonksiyonlarından yararlanan, paralel dağıtık kontrol yöntemi kullanılmıştır. Paralel dağıtık kontrol yönteminin kullanabilmesi için öncelikle doğrusal olmayan sistem Takagi Sugeno kural tabanıyla modellenmiştir. Önceden belirlenen başlangıç koşullarında, önceden belirlenmiş olan bir tork değerini aşmadan sistemin stabilizasyonunu sağlayan bir kontrolör sentezlenmesi için Doğrusal Matris Eşitsizlikleri tabanlı kısıtlar kullanılmıştır. Yapılan benzetim çalışmaları kontrolör sentezlenirken konulan kısıtların sağlandığını göstermektedir.

1. Giriş

Dönel sarkaç (DS) yatay düzlemde dönme hareketi yapan bir kol ve onun ucuna sadece dönme hareketine izin verecek şekilde serbestlik derecesi sınırlandırılarak mafsallanmış olan bir sarkaçtan oluşur. Yerçekimi kuvvetleri, Coriolis ivmesi ve merkezcil ivmelerin aynı anda görülmesi sebebiyle doğrusal olmayan hareket denklemlerine sahip bir sistemdir [1].

Doğrusal olmayan kontrol algoritmalarının denenmesinde DS son derece yaygın bir uygulama platformu olmuştur. Bugüne kadar uyarlamalı geri adımlamalı kontrol, kayan kipli kontrol, Lyapunov direkt metodu tabanlı kontrol, bulanık mantık tabanlı kontrol, tensör çarpımı dönüşümüyle doğrusal parametre değişimli kontrol gibi çok çeşitli doğrusal olmayan kontrol teknikleri uygulanmıştır [2-6].

Kazanç planlamalı kontrol algoritmaları son yıllarda doğrusal olmayan kontrol algoritmalarına alternatif bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. Kazanç planlamalı kontrol algoritmaları, doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde doğrusal kontrol yapılarının kullanımına olanak tanımaktadır. Doğrusal kontrol yapılarının avantajı, gerek frekans, gerekse zaman alanındaki performansa dair çok çeşitli kısıtları bir arada sağlayan kontrolör tasarımına dair yöntemlerin oturmuş olmasıdır. Doğrusal kontrolörlerin çok amaçlı optimizasyon problemleri halinde çözümü Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (DME) ile mümkündür. Literatürde sistem ve kontrol teorisiyle ilgili çeşitli problemlerin DME ile çözümü için geliştirilmiş çeşitli sentez denklemlerinin iyi bir derlemesi S. Boyd ve meslektaşlarının çalışmasında mevcuttur [7].

Doğrusal olmayan sistemilerin DME tabanlı doğrusal kontrolörlerle kontrolüne olanak tanıyan kazanç planlama algoritmalarından biri Paralel Dağıtık Dontrol (PDK)' dür. PDK yönteminin uygulanabilmesi için doğrusal olmayan sistemin Takagi Sugeno (TS) kural tabanı ile modellenmesi gerekir. TS kural tabanı ile modellenmiş sistemlerin farklı performans kriterlerini sağlayacak şekilde PDK uygulanması için gerekli DME tabanlı sentez denklemleri Tanaka ve Wang'ın çalışmasında verilmiştir [8].

Literatürde bu yöntemle ters sarkacın stabilizasyonu üzerine yapılan çalışmalar mevcuttur. W. De La Tore, F. Jurado, M. A. Llama ve R. G. Hernandez çalışmalarında Tanaka ve Wang' ın vermiş olduğu sentez denklemleriyle sadece sistemi kararlı kılacak bir kontrolcünün DME tabanlı sentezini gerçekleştirmişlerdir [9]. X. Ban, X. Z. Gao, X. Huang, H. S. Lin ise çalışmalarında Takagi-Sugeno kural tabanı ile ters sarkacı doğrusal sistemlere böldükten sonra sistemin bode eğrilerine göre tasarladıkları kontrolcü transfer fonksiyonlarını kullanarak ters sarkacı kontrol etmişlerdir [10].

Bu çalışmada ise bir DS' ın stabilizasyonunu belirlenmiş olan başlangıç koşullarında, belirlenmiş olan bir tork değerini aşmadan yapacak şekilde DME kısıtları içeren bir PDK yapısı tasarlanmıştır. DME tabanlı kontrolör sentezi esnasında MATLAB içindeki LMILAB ve ücretsiz olarak internetten indirilebilen YALMIP kütüphaneleri kullanılmıştır [11-12]. Benzetim çalışmalarıyla da yöntemin tasarım esnasındaki hedefleri karşıladığı gösterilmiştir.

2. Modelleme

2.1. Hareket Denklemlerinin Elde Edilmesi

DS ilk olarak Tokyo Teknoloji Enstitüsü'nde Furuta ve meslektaşları tarafından geliştirilmiştir [13-16]. Ardından sayısız çalışmada doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol teknikleri bu sisteme uygulanmıştır [17-20]. Sistem bu kadar ilgi görmesine rağmen Cazzolato ve Prime'ın çalışmasında belirtildiği üzere sistem dinamiklerinin her çalışmada yeterince dikkatlice ele alındığını söylemek çok zordur [1].

Çoğu yazar [15, 19-20] sistemin ataletini atalet tensörü olarak her üç eksende de incelemek yerine asal atalet ekseninde olan tek bir eksende incelemiştir. Bu durum aynı zamanda atalet tensörünün dokuz elemanından sadece birinin sıfır olmaması olarak ifade edilir. Pratikte ince uzun silindirik bir eleman için bile asal atalet eksenlerinin üçünden birindeki atalet sıfıra yakın olup ihmal edilir ama üçünden ikisinin ihmal edilebileceği bir geometriye rastlamak neredeyse imkansızdır [1]. Bazı çalışmalarda [14], [16], [18], [21-23] asal atalet eksenlerine ait ataletlerden ikisi birbirine eşit diğeri ise sıfır alınmıştır. B. J. Cazzolato ve Z. Prime'ın çalışmalarında [1] belirttiklerine göre, DS sistemleri üzerine yapılan birçok çalışmadan sadece ikisinde [24-25] üç asal atalet eksenindeki atalet momentinin herhangi birisi sıfır kabul edilmeden çalışılmıştır. Sonuç olarak sistemin atalet tensörleri, J_1 ve J_2, aşağıda verildiği (1-2) gibi alınarak modellemek en doğrusudur:

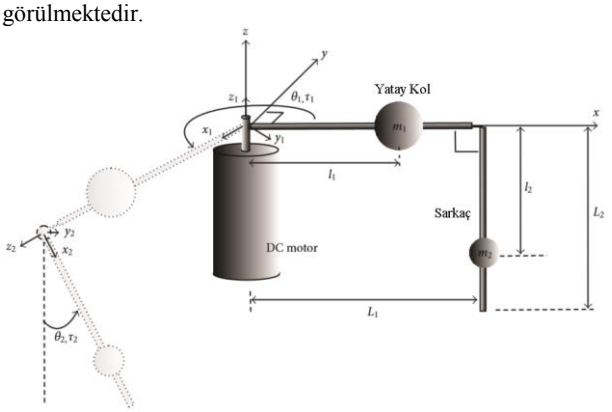
$$J_1 = \begin{bmatrix} J_{1xx} & 0 & 0 \\ 0 & J_{1yy} & 0 \\ 0 & 0 & J_{1zz} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} J_{2xx} & 0 & 0 \\ 0 & J_{2yy} & 0 \\ 0 & 0 & J_{2yy} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Burada, J_{ixx}, J_{iyy} ve J_{izz}, sırasıyla, Şekil 1-'de gösterilen asal eksenler x, y ve z'ye göre kolların atalet momentlerini göstermektedir. DS Şekil 1'de görüldüğü gibi bir elektrik motoru tarafından τ_1 torku ile tahrik edilen yatay kol ve kolun ucunda serbestçe dönebilen bir sarkaçtan oluşur. Yatay kol ile sarkaç arasındaki mafsala herhangi bir tahrik elemanıyla tork uygulanmamaktadır.

Yatay kol ve sarkaç sırasıyla L_1, L_2 boylarındadırlar. Kütleleri ise m_1 ve m_2 olarak l_1 ve l_2 noktalarına indirgenmiştir. Sırasıyla atalet tensörleri ise J_1 ve J_2 ile gösterilmektedir. Dönel mafsallarda b_1 ve b_2 viskoz sönüm etkileri görülmektedir.

Dönel mafsallarda b_1 ve b_2 viskoz sönüm etkileri görülmektedir.



Şekil 2.1.1: DS sistemi fiziksel modeli.

DS sistemi hareket denklemleri Lagrange denkleminin kullanımıyla elde edilmiştir [1]. Lagrange denklemini uygularken sistemin genelleştirilmiş koordinatları ilki yatay kolun açısal konumu, θ_1 ve ikincisi sarkacın açısal konumu, θ_2, olarak, genelleştirilmiş kuvvetleri ise ilki elektrik motorunun uyguladığı tork, τ_1, ve ikincisi sıfır olarak kabul edilmiştir (3-4). İkinci genelleştirilmiş kuvvetin sıfır kabul edilmesinin sebebi ise daha önce belirtildiği üzere çalışmamızda bozucu etkilerin göz ardı edilmesidir.

$$q_i = [\theta_1 \quad \theta_2] \quad (3)$$

$$Q_i = [\tau_1 \quad 0] \quad (4)$$

Verilmiş olan genelleştirilmiş koordinat ve kuvvetler için elde edilen hareket denklemleri ise (5) ile verilmektedir. Elde edilen diferansiyel denklemler (5) Awtar'ın çalışmalarındakilere [24-25] son derece benzemektedir. Aradaki farklar ise, $\ddot{\theta}_2 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) - m_2 L_1 l_2 \sin(\theta_2)\dot{\theta}_2^2$ kısmı ve $\ddot{\theta}_1 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) + gm_2 l_2 \sin(\theta_2)$ kısmının işaretlerinin [1] çalışmasında elde edilenle zıt işaretli olmasıdır.

Kontrolör tasarımında kullanılacak modelin sisteme ait dinamikleri ifade edecek kadar detaylı ama kontrolör tasarımının mümkün olan en sade şekilde gerçekleştirilmesine izin verecek kadar da basit olması istenir. Bu maksatla hareket denklemlerinde bazı basitleştirmeler yapılması uygun olacaktır.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1 \left(J_{1zz} + m_1 l_1^2 + m_2 L_1^2 + \left(J_{2yy} + m_2 l_2^2 \right) x \sin^2(\theta_2) + J_{2xx} \cos^2(\theta_2) \right) \\ \ddot{\theta}_2 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) - m_2 L_1 l_2 \sin(\theta_2)\dot{\theta}_2^2 + \dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 \sin(2\theta_2) x \left(m_2 l_2^2 + J_{2yy} - J_{2xx} \right) + b_1\dot{\theta}_1 \\ \left(\ddot{\theta}_1 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) + \ddot{\theta}_2 \left(J_{2zz} + m_2 l_2^2 \right) + b_2\dot{\theta}_2 \right) \\ + \frac{1}{2}\dot{\theta}_1^2 \sin(2\theta_2) \left(- m_2 l_2^2 - J_{2yy} + J_{2xx} \right) + \\ gm_2 l_2 \sin(\theta_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Daha önce (1-2) ile verilen atalet tensörleri DS sistemi gibi ince silindirik parçalardan oluşan bir dinamik sistem için (6-7)' deki gibi basitleştirilerek yazılır.

$$J_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & J_1 & 0 \\ 0 & 0 & J_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$J_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & J_2 & 0 \\ 0 & 0 & J_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Sıradaki basitleştirmeler ise (5) diferansiyel denklemlerinde $\hat{J}_1 = J_1 + m_1 l_1^2$, $\hat{J}_2 = J_2 + m_2 l_2^2$ ve $\hat{J}_0 = \hat{J}_1 + m_2 L_1^2$ ifadelerinin yerleştirilmesiyle yapılmıştır. $\hat{J}_1$ ve $\hat{J}_2$, paralel eksen teoremine göre, sırasıyla, yatay kol ve sarkacın dönme noktalarına göre toplam atalet momentleridir. Bahsedilmiş olan basitleştirmeler uygulandığında yeni hareket denklemleri (8)' deki gibi elde edilmiş olur.

$$\begin{bmatrix} \ddot{\theta}_1\left(\hat{J}_0 + \hat{J}_2 \sin^2(\theta_2)\right) + \ddot{\theta}_2 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) \\ -m_2 L_1 l_2 \sin(\theta_2)\dot{\theta}_2^2 + \dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 \hat{J}_2 \sin(2\theta_2) + b_1\dot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_1 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) + \ddot{\theta}_2 \hat{J}_2 - \frac{1}{2}\dot{\theta}_1^2 \hat{J}_2 \sin(2\theta_2) \\ +b_2\dot{\theta}_2 + g m_2 l_2 \sin(\theta_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Basitleştirmeler sonucunda elde edilen ifade ise, sönüm katsayılarının dışında [16-17] çalışmalarındaki denklemlerle aynıdır. [17] çalışmasındaki atalet momentlerinin nasıl belirlendiği net belirtilmemiş olsa da mesnet noktalarına göre seçildikleri varsayıldığında denklemler uyuşmaktadır.

Elde edilen denklemleri kontrolör tasarımında kullanabilmek için durum uzay formunda yazmamız gerekmektedir. Durum denklemleri ile ifade edilen sistemler birinci mertebeden diferansiyel denklemlere ayrıştırılarak ifade edilir. Bu sebeple hareket denklemlerinden herhangi birinde en yüksek mertebeden terim tek başına olmalıdır. Halbuki (8) denkleminde görülen durumda ise her iki denklemde de iki adet ikinci mertebeden terim yani ivmeler söz konusudur. İki diferansiyel denklemde de birer adet ikinci mertebeden terim bulunacak şekilde denklemlerimizin düzenlenmesiyle elde edilen denklemler (9-10)'daki gibidir.

$$\ddot{\theta}_1 = \frac{\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{J}_2 b_1 \\ m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) b_2 \\ -J_2^2 \sin(2\theta_2) \\ \left(-\frac{1}{2}\right)\hat{J}_2 m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2)\sin(2\theta_2) \\ \hat{J}_2 m_2 L_1 l_2 \sin(\theta_2) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_1^2 \\ \dot{\theta}_2^2 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \hat{J}_2 \\ \left(\frac{1}{2}\right) m_2^2 l_2^2 L_1 \sin(2\theta_2) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tau_1 \\ g \end{bmatrix} \end{pmatrix}}{\left(\hat{J}_0\hat{J}_2 + \hat{J}_2^2 \sin^2(\theta_2) - m_2^2 L_1^2 l_2^2 \cos^2(\theta_2)\right)} \quad (9)$$

$$\ddot{\theta}_2 = \frac{\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) b_1 \\ -b_2\left(\hat{J}_0 + \hat{J}_2 \sin^2(\theta_2)\right) \\ m_2 L_1 l_2 \hat{J}_2 \cos(\theta_2)\sin(2\theta_2) \\ \left(-\frac{1}{2}\right)\sin(2\theta_2)\left[\hat{J}_0\hat{J}_2 + \hat{J}_2^2 \sin^2(\theta_2)\right] \\ \left(-\frac{1}{2}\right) m_2^2 l_2^2 L_1^2 \sin(2\theta_2) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_1\dot{\theta}_2 \\ \dot{\theta}_1^2 \\ \dot{\theta}_2^2 \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} -m_2 L_1 l_2 \cos(\theta_2) \\ -m_2 l_2 \sin(\theta_2)\left(\hat{J}_0 + \hat{J}_2 \sin^2(\theta_2)\right) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \tau_1 \\ g \end{bmatrix} \end{pmatrix}}{\left(\hat{J}_0\hat{J}_2 + \hat{J}_2^2 \sin^2(\theta_2) - m_2^2 L_1^2 l_2^2 \cos^2(\theta_2)\right)} \quad (10)$$

2.2. Takagi Sugeno Kural Tabanı ile Modelleme

DS sistemlerinin kontrolü üzerine yapılan sayısız deneysel çalışmada görülmüştür ki sistemin stabilizasyonu sağlandığında dahi küçük salınımlar var olmaktadır. Bu küçük salınımların sebepleri mesnet sürtünmelerinin düşük hızlardayken viskoz sürtünme modelinden farklı davranıyor oluşu veya sistemin pratikte fiziksel olarak açık çevrimde bir denge noktasına sahip olmayışıdır.

Kontrolör tasarımına geçerken basitleştirme sırasında bunu göz önüne alarak, açısal hızları sıfır kabul etmeden sadece $\sin(\theta_2)$ ve $\cos(\theta_2)$ ifadelerini sırasıyla θ_2 ve *1* olarak (9-10) denklemlerinde yerlerine konulur. Sistemin çalışması boyunca θ_2 açısının alacağı değerlerin alt ve üst sınırları $[-\pi/9, \pi/9]$ olarak kabul edilirse $\sin(\theta_2)$ ve $\cos(\theta_2)$ gibi trigonometrik ifadelerin alacağı değerler ile θ_2 ve *1* ifadelerinin değerleri arasındaki maksimum hata $\sin(\theta_2)$ için *0,007* ve $\cos(\theta_2)$ için *0,07* değerinde olacaktır.

Bu sebeple pratikte görülmekte olan sistemin denge noktası etrafında küçük genliklerle dahi olsa sürekli salınım durumunu ifade eden model, (9-10) denklemlerindeki açısal hız ifadelerine hiç dokunmadan sadece trigonometrik ifadeler için uygun değişiklikleri yaparak aşağıda görüldüğü (13) gibi durum denklemleri formunda elde edilir. Elde edilen denklemler hala doğrusal olmadığı için çalışmada kullanılan TS kural tabanı ile modelleme tekniğine gidilmiştir. TS kural tabanı ile modelleme için doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerin önce durum uzay formunda ifade edilip ardından (13)'te olduğu gibi doğrusallığı bozan terimlerin belirlenmesi gerekir.

$$z_1 = \dot{\theta}_1(t), z_2 = \dot{\theta}_2(t), z_3 = \theta_2(t) \quad (11)$$

$$z(t) = \begin{bmatrix} \dot{\theta}_1(t) & \dot{\theta}_2(t) & \theta_2(t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \\ \ddot{\theta}_1 \\ \ddot{\theta}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{p} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \begin{pmatrix} z_1 z_2 A_{321} + \\ z_1^2 A_{322} + \\ z_2^2 A_{323} + \\ A_{324} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} z_3 A_{331} \\ + z_3 z_2 A_{332} \\ + A_{333} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} z_3 z_1 A_{341} \\ + z_3 z_2 A_{342} \\ + A_{343} \end{pmatrix} \\ 0 & \begin{pmatrix} z_3^2 A_{421} + \\ z_3 z_2 A_{422} + \\ z_1 z_2 A_{423} + \\ z_1^2 A_{424} + \\ z_1^2 z_3^2 A_{425} \\ + z_2^2 A_{426} \\ + A_{427} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} z_3 z_2 A_{431} \\ + z_3 z_1 A_{432} \\ + z_3^3 z_1 A_{433} \\ + A_{434} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} z_3^2 A_{441} \\ + z_3 z_1 A_{442} \\ + z_3 A_{443} \\ + A_{444} \end{pmatrix} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \dot{\theta}_1 \\ \dot{\theta}_2 \end{bmatrix} \quad (13)$$

(13) ile gösterilen durum denklemlerindeki bilinmeyenler Tablo 1' de verilmiştir.

Tablo 1: Durum denklemleri (13) teki değişkenlerin açık ifadeleri

Değişken	Açılımı	Değişken	Açılımı
A_{321}	$-2\hat{J}_2^2$	A_{424}	$-\hat{J}_0\hat{J}_2$
A_{322}	$-\hat{j}_2 m_2 L_2 l_1$	A_{425}	$-3\hat{J}_2^2$
A_{323}	$\hat{j}_2 m_2 L_2 l_1$	A_{426}	$-m_2^2 l_2^2 L_1$
A_{324}	$g m_2^2 L_1 l_2^2$	A_{427}	$-g m_2 l_2 \hat{J}_0$
A_{331}	$-2\hat{j}_2 m_2 L_2 l_1$	A_{431}	$b_1 m_2 l_2 L_1$
A_{332}	$-2\hat{J}_2^2$	A_{432}	$2\hat{J}_2 m_2 l_2 L_1$
A_{333}	$-\hat{J}_2 b_1$	A_{433}	$-2\hat{J}_0\hat{J}_2$

A_{341}	$-2\hat{J}_2^2$	A_{434}	$-2\hat{J}_2^2$
A_{342}	$2\hat{j}_2 m_2 L_2 l_1$	A_{441}	$-\hat{J}_2 b_2$
A_{343}	$m_2 L_1 l_2 b_2$	A_{442}	$-\hat{J}_0 b_2$
A_{421}	$-3gm_2 l_2 \hat{J}_2$	A_{443}	$2\hat{J}_2 m_2 l_2 L_1$
A_{422}	$-2\hat{J}_2 b_2$	A_{444}	$-2(m_2 l_2 L_1)^2$
A_{423}	$2m_2 L_1 l_2 b_2$	p	$\hat{J}_0 \hat{J}_2 - (m_2 l_2 L_1)^2$

Ardından doğrusallığı bozan bu terimlerin sistemin çalışması boyunca alabileceği alt ve üst değerler tasarımcı tarafından önceden belirlenmelidir. Bu çalışmada kullanılan alt ve üst değerler çeşitli benzetim çalışmaları sonucunda Tablo 2' de görüldüğü gibi belirlenmiştir.

Tablo 2: Doğrusallığı bozan parametrelerin sistem çalışması esnasındaki alabileceği alt ve üst değerler

	$z_1(t)$	$z_2(t)$	$z_3(t)$
Min	-7	-2	-0.34
Max	7	2	0.34

Bu değerlere uygun bir şekilde üyelik fonksiyonları aşağıdaki şekilde oluşturulur:

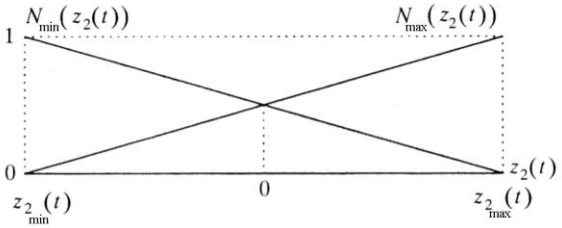
$$
\begin{aligned}
M_{\min}(z_1(t)) &= \frac{z_1(t)+z_{1\max}}{2z_{1\max}} \\
M_{\max}(z_1(t)) &= \frac{z_{1\max}-z_1(t)}{2z_{1\max}} \\
N_{\min}(z_2(t)) &= \frac{z_2(t)+z_{2\max}}{2z_{2\max}} \\
N_{\max}(z_2(t)) &= \frac{z_{2\max}-z_2(t)}{2z_{2\max}} \\
L_{\min}(z_3(t)) &= \frac{z_3(t)+z_{3\max}}{2z_{3\max}} \\
L_{\max}(z_3(t)) &= \frac{z_{3\max}-z_3(t)}{2z_{3\max}}
\end{aligned}
\qquad (14)
$$

Oluşturulan üyelik fonksiyonları cinsinden doğrusal olmayan sistemimiz, $n :=$ *"doğrusallığı bozan terim sayısı"* olmak üzere $r = 2^n$ adet doğrusal sistemin bir doğrusal kombinasyonu olarak yazılır:

$$A(z(t)) = \sum_{i=1}^{r} h(z(t))A_i \qquad (15)$$

(15) ifadesinden de görüldüğü gibi bu doğrusal kombinasyondaki katsayılar zamana bağlı olarak değişen $z(t)$ vektörünün fonksiyonudur. Doğrusal kombinasyondaki $z(t)$ vektörünün fonksiyonu olan katsayılar ise (16)'da açıkça görülür.

Üyelik fonksiyonlarından bir tanesini grafiksel olarak ifade etmek istersek, Şekil 2.2.1'deki gibi gösterilir.



Şekil 2.2.1: Üyelik fonksiyonlarının grafiksel gösterimi.

$h_i(z(t))$ ifadesinin üyelik fonksiyonları cinsinden ifade edilmesindeki sıralama TS kural tabanına göre düzenlenmiştir.

$$
\begin{aligned}
h_1(z(t)) &= M_{\min}(z_1(t)) * N_{\min}(z_2(t)) * L_{\min}(z_3(t)) \\
h_2(z(t)) &= M_{\min}(z_1(t)) * N_{\min}(z_2(t)) * L_{\max}(z_3(t)) \\
h_3(z(t)) &= M_{\min}(z_1(t)) * N_{\max}(z_2(t)) * L_{\max}(z_3(t)) \\
h_4(z(t)) &= M_{\min}(z_1(t)) * N_{\max}(z_2(t)) * L_{\min}(z_3(t)) \\
h_5(z(t)) &= M_{\max}(z_1(t)) * N_{\min}(z_2(t)) * L_{\min}(z_3(t)) \\
h_6(z(t)) &= M_{\max}(z_1(t)) * N_{\min}(z_2(t)) * L_{\max}(z_3(t)) \\
h_7(z(t)) &= M_{\max}(z_1(t)) * N_{\max}(z_2(t)) * L_{\max}(z_3(t)) \\
h_8(z(t)) &= M_{\max}(z_1(t)) * N_{\max}(z_2(t)) * L_{\min}(z_3(t))
\end{aligned}
\qquad (16)
$$

Daha önce belirtildiği üzere 8 adet farklı doğrusal sistem elde edilmesi gerekir. Bahsettiğimiz doğrusal sistemlerin her birinin kural tabanındaki ayrı bir kurala ait olduğunu belirtecek olursak, daha önce (12) ile belirtmiş olduğumuz $z(t)$ vektörüne bağımlı sistemde sırasıyla her bir kural için o kuralda görülen min, maks kombinasyonuyla $z(t)$ vektörünün sınır değerlerinin yerine konulması sonucunda doğrusal sistemler elde edilir. Artık doğrusal olmayan sistem TS kural tabanı ile ifade edilmiş durumdadır ve PDK yöntemi ile doğrusal kontrolör tasarımlarımız kullanılır. Sonraki kısımda elimizdeki TS kural tabanı ile modellenmiş sisteme PDK yöntemi ile uygulanacak doğrusal kontrolörlerin DME ile tasarımından bahsedilecektir.

3. DME Tabanlı Eyleyici Doyumlu PDK Tasarımı

Model tabanlı PDK yöntemi ile tasarım sürecini açıklayarak literatüre kazandıran ilk çalışma Kang ve Sugeno tarafından yapılmıştır [26]. Her ne kadar bu ilk çalışmada PDK yapısındaki kontrolörlerin kararlılık analizleri yapılmamış olsa da bu sorun [27-28] çalışmasında aşılmış ve aynı zamanda tasarım sürecinde de çeşitli geliştirmeler sunulmuştur. Önceki çalışmalara rağmen yöntemin bugünkü adı olan PDK ismi ile literatürdeki ilk çalışma 1995 yılındaki bir konferansta ortaya konulmuştur [29].

PDK yapısı, elde edilmiş bir TS kural tabanlı modele gereksinim duymaktadır. Uygulamada karşılaşabileceğimiz bir çok doğrusal olmayan sistem bugüne kadar TS kural tabanı ile modellenmiştir veya modellenebilir.

PDK kontrol yapısında da TS model yapısı gibi kurallar vardır ve her bir kural TS modelin kural tabanından alınır. Tasarlanmış olan kontrolör, TS model ile aynı üyelik fonksiyonları ve dolayısıyla aynı bulanık kümelere sahiptir. Bu sebeple daha önce Kısım 2.2'de anlatılan TS kural tabanlı model yapımızı (17) ifadesindeki gibi gösterecek olursak,

durum geri beslemeli kontrolör yapısındaki bir PDK kontrolör (18)'deki gibi ifade edilir:

$$\dot{x} = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))\{A_i x(t) + Bu(t)\} \quad (17)$$

$$u = \sum_{i=1}^{r} h_i(z(t))K_i x(t) \quad (18)$$

Verilmiş olan ifadelerden görüldüğü üzere çalışmamızda PDK'nın kural tabanı farklı doğrusal durum geri beslemeli kontrolör kazançlarına sahiptir. Özetleyecek olursak, PDK tasarımı ile her kural için yerel olarak kontrolör kazançlarını belirlenir. Bu yapı doğrusal olmayan sitemlerin kontrolünü son derece basitleştiren bir çözümdür ve kazanç planlamalı kontrol yapılarının daha ileri matematik bilgisi gerektiren doğrusal olmayan kontrolör yapılarına karşı avantaja sahiptir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta şudur ki, kontrolör yapısı yerel olarak tasarlanan kontrolör kazançlarından oluşmasına rağmen bu kazançların belirlenmesi aşamasında ya global tasarım kısıtlarıyla tasarlanmalıdır ya da her bir kural için ayrıca elde edilmiş olan yerel kontrolörlerin kararlılığı global olarak tüm sistem ve çalışma bölgesi için kontrol edilmelidir. İlgili kararlılık analizleri için kullanılabilecek DME yapıları Tanaka ve Wang' ın kitabında mevcuttur [8].

DME tabanlı kontrolör tasarımı problemleri dış bükey optimizasyon problemleridir. Bu kontrolörlerin sentezinde kullanılan MATLAB paket programı ve onun içinde kullanılan Yalmip, LMI Lab [11-12] gibi araçlar hep dışbükey optimizasyon problemlerinin çözümü için geliştirilmiş kütüphanelerdir.

Bir optimizasyon probleminde olası çözüm kümesini ifade eden kısıtlar dışbükeylik adı verilen bir özelliğe sahip olduğunda problemin dışbükey bir problem olduğu söylenir.

Çalışmamızda ise DME'ler kullanılarak eyleyici doyumlu stabilizasyon kontrolörü tasarlanmıştır. Sistemin durumları $x(t)$ ise $V(x(t)) = x^T(t)Px(t) > 0$ (19) ile tanımlı bir Lyapunov fonksiyonu olsun. Eğer bu fonksiyonun türevini veren $\dot{V}(x(t)) = \dot{x}^T(t)Px(t) + x^T(t)P\dot{x}(t) < 0$ (20) eşitsizliğinin ve (19) eşitsizliğinin aynı anda sağlanabilmesi için $P = P^T > 0$ şeklinde bir pozitif tanımlı simetrik matris yarı tanımlı programlama (YTP) teknikleriyle bulunabilmelidir.

Elimizde $\dot{x} = Ax + Bu$ (21) ile gösterilen durum uzay formunda doğrusal zamanla değişmeyen bir sistem varsa ve uygulanan kontrol sinyali $u = Kx$ (22) ise (22) ifadesi (21)'de yerine konulup ardında da elde edilen $\dot{x} = (A + BK)x$ (23) ifadesi (20) ifadesinde yerine yazılırsa aşağıdaki eşitsizlik elde edilir.

$$A^T P + K^T B^T P + PA + PBK < 0 \quad (24)$$

Daha önce de belirtildiği üzere optimizasyon problemindeki kısıtlar dış bükeylik özelliğine sahip ise bunları YTP teknikleriyle çözdürebileceğimiz güvenilir araçlara sahibiz [11-12]. Fakat (24) ile verilen kısıtta YTP teknikleriyle çözülebilmesi için iki bilinmeyenin çarpım halinde olmaması gerekir [7].

Bu bilgiler ışığında kontrolör katsayılarımızı elde edebilmek için (24)'ün dışbükey bir hale getirilmesi gerektiği açıkça görülmektedir. (24) eşitsizliğini solundan ve sağından $S = S^T > 0$ koşulunu sağlayan simetrik ve pozitif tanımlı bir $S = P^{-1}$ değişkeni ile çarparsak ve $F := KS$ olan bir F değişkeni atarsak, (24) eşitsizliğinin YTP teknikleriyle ilgili paket programların kullanılması vasıtasıyla çözümünde F ve S değişkenleri cinsinden kontrolör katsayılarımız olan K matrisi $K = FS^{-1}$ (25) eşitliğinden yararlanılarak elde edilir.

$$SA^T + F^T B^T + AS + BF < 0 \quad (26)$$

Doğrusal zamanla değişmeyen kararsız bir sistemin kararlılığını sağlayacak şekilde kontrolör sentezlememize olanak sağlayan bu DME'lerin yanına farklı kısıtları ifade eden DME'leri de yazarak K matrisinin çok amaçlı optimum çözümü bulunur.

Çalışmamızda kontrolör sentezlenirken eyleyici doyumu da göz önüne alınmıştır. DME kısıtlarıyla kontrol sinyalinin sınırlanması mümkündür [30]. Eyleyici doyumu problemini $\|u\|_2 \le u_{\max} \Leftrightarrow \sqrt{u^T u} \le u_{\max} \Leftrightarrow u^T u \le u_{\max}^2$ (27) şeklinde ifade edilir. (22) ve (25) ifadelerini bir araya getirdiğimizde (27) eşitsizliği aşağıdaki gibi (28) yeniden yazılır:

$$\frac{x^T(t)S^{-1}F^T FS^{-1}x(t)}{u_{\max}^2} \le 1 \quad (28)$$

Eğer $\Xi_P = \{x : x^T Px \le 1\}$ şeklinde bir elipsoid tanımlanırsa, sınırlandırılmış kontrol kuvvetini elde etmek için,

$$\Xi_P = \Xi_{S^{-1}} \subseteq \Xi_{\frac{S^{-1}F^T LS}{u_{\max}^2}} \quad (29)$$

tanımlanmasına ihtiyaç vardır ve buradan

$$S^{-1} \ge \frac{S^{-1}F^T LS}{u_{\max}^2} \quad (30)$$

eşitsizliği elde edilir. Son elde edilen eşitsizlikte de (24)' te olduğu gibi iki bilinmeyen çarpım halinde olduğundan dolayı dışbükeylik söz konusu değildir. Eğer ifadeyi solundan ve sağından S ile çarpıp ardından da Schur tümleyeni kullanacak olursak (30) kısıtı dışbükey bir kısıt haline getirilir [7].

$$S - \frac{F^T F}{u_{\max}^2} \ge 0 \quad (31)$$

Şimdi ise Schur tümleyen sayesinde (31)'i aşağıdaki gibi yazarak eyleyici doyumu için ihtiyaç duyduğumuz DME'yi elde etmiş oluruz:

$$\begin{bmatrix} S & F^T \\ F & u_{\max}^2 I \end{bmatrix} \ge 0 \quad (32)$$

Şu ana kadar elde edilen (26) ve (32) DME'leri kullanarak, doğrusal zamanla değişmeyen ve durum uzay formunda ifade edilmiş olan herhangi bir kararsız sistemi, tarafımızca belirlenecek olan uygulanabilir bir kontrol kuvveti sınırını aşmadan kontrol edecek K matrisi hesaplanır.

(26) ve (32) ile verilen DME'lerin TS kural tabanlı sistemin global kararlılığını sağlayacak şekilde genişletilmiş halleri için Tanaka ve Wang'ın çalışmasına başvurulur [10] ve aşağıdaki gibi gösterilir (33-36).

$$SA_i^T + A_i S + F_i^T B_i^T + B_i F_i + (s-1)Y + 2\alpha S < 0 \quad (33)$$

$$SA_i^T + A_i S + SA_j^T + A_j S + F_i^T B_i^T + B_i F_i + F_j^T B_j^T + B_j F_j - 2Y + 4\alpha S \le 0 \quad (34)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & x^T(0) \\ x(0) & S \end{bmatrix} \ge 0 \quad (35)$$

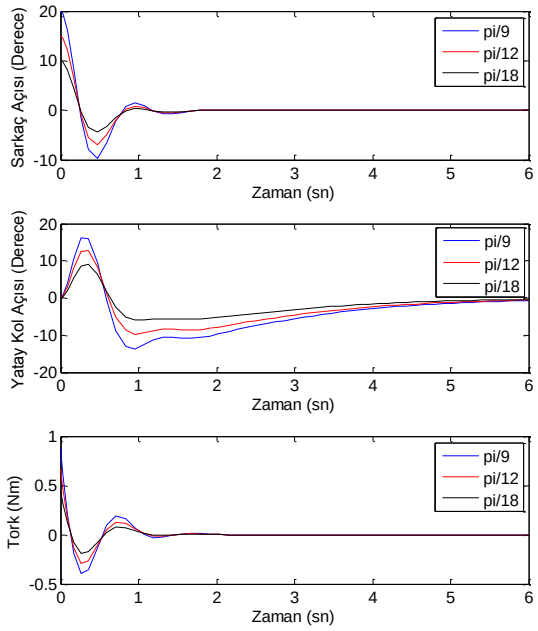
$$\begin{bmatrix} S & F_i^T \\ F_i & u_{\max}^2 I \end{bmatrix} \geq 0 \quad (36)$$

Yukarıda verilen DME'ler (33-36) aşağıdaki kısıtları sağlayacak şekilde YTP teknikleri ile çözdürüldüğünde $K_i = F_i S^{-1}$ ile elde edilen PDK önceden belirlenen başlangıç koşullarında, sistem yine önceden belirlenmiş olan kuvvet sınırlarını aşmadan denge noktasına geri dönecektir.

$$1 < s < r \;, \alpha > 0 \;, i < j \quad (37)$$

4. Benzetim Çalışmaları

Tasarlanan kontrolörün bir dönel sarkacın kontrolü için uygulanmasında için θ_2 = 10, 15 ve 20 derecelik başlangıç koşulları ve 1 Nm'yi aşmayan tork sinyali kısıtı belirlenmiştir. Benzetim çalışmaları sonucunda, sarkacın denge noktasına dönmesi esnasında kısıtların sağlandığı Şekil 4.1'de görülebilmektedir.



Şekil 4.1 : Zaman cevapları

5. Sonuçlar

Yapılan çalışma sonucunda doğrusal olmayan sistemlerin belirlenen performansı sağlayabilecek şekilde kontrol edilmesinin PDK metodu ile mümkün olduğu ve bu kısıtların DME kullanarak ifade edilebileceği, dönel bir sarkacın kontrolü uygulaması ile gösterilmiştir. Uygulanan metodun doğrusal olmayan kontrol teorisindeki yapılara oranla sade bir yapıya sahip olması ise en önemli avantajıdır.

Kaynakça

[1] B.S. Cazzolato, Z. Prime, "*On the Dynamics of the Furuta Pendulum*," Journal of Control Science and Engineering, Cilt: 2011,s: 1-8, 2011.

[2] Y. C. Fu, J. S. Lin, "Nonlinear Backstepping Control Design of the Furuta Pendulum", IEEE Conference on Control Applications, s:96-101 , 2005, Toronto, Canada.

[3] M. Izutsu, Y. Pan, K. Furutac "A Swing-up/Stabilization Control by Using Nonlinear Sliding Mode for Furuta Pendulum", 16th IEEE International Conference on Control Applications, s:1191-1196 , 2007, Signapore.

[4] K. Machleidt, J. Kroneis, S. Liu " Stabilization of the Furuta Pendulum Using a Nonlinear Control Law Based on the Method of Controlled Lagrangians",IEEE International Symposium on Industrial Electronics, s:2129-2134 , 2007,

[5] S. Iles, J. Matusko, F. Kolonic, "TP Transformation Based Control of Rotary Pendulum", 45th IEEE Conference on Decision&Control, s:6128-6132 , 2006, San Diego,CA,USA.

[6] M. A. Fairus, Z.Mohamed, M.N. Ahmad, "Fuzzy Modelling and Control of Rotary Inverted Pendulum System Using LQR Technique", IOP Conf. Series:Material Science and Engineering, Vol: 53, s:1-10, 2013

[7] S. Boyd, L. E. Ghaoui, E. Feron, V. Balakrishan, Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory, SIAM, Philadelphia; 1994

[8] K. Tanaka, H. O. Wang, Fuzzy Control System Design and Analysis: A Linear Matrix Inequalities Approach, John Wiley & Sons, Inc., 2001.

[9] W. De La Tore, F. Jurado, M. A. Llama, R. G. Hernandez, "Takagi-Sugeno Fuzzy Dynamic Regulator for a Pendulum on a Cart Systems," 10th Conf. On Electrical Engineering, Computer Science and Automatic Control, s:52-57, 2013

[10] X. Ban, X. Z. Gao, X. Huang, H. S. Lin, "Design of a Takagi Sugeno Fuzzy Compensator for Inverted Pendulum Control Using Bode Plots" Advances in Intelligent and Soft Computing:Applications of Soft Computing, Cilt: 36, s:47-56, 2006

[11] J. Löfberg, "Yalmip: A Toolbox for Modelling and Optimization in MATLAB", Proceedings of the CACSD Conference, Taipei, Taiwan, 2004

[12] P. Gahinet, A. Nemirovski, LMI Lab: A Package for Manipulating and Solving LMIs, INRIA, 1993.

[13] K. Furuta, M. Yakamita, S. Kobayashi, "Swing-up control of inverted pendulum using pseudo state feedback",Journal of Systems and Control Engineering, Cilt. 206, no. 6, s:263-269, 1992.

[14] Y. Xu, M. Iwase, K. Furuta, "Time optimal swing-up control of single pendulum ", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, Transactions of ASME, Cilt. 123, no. 3, s: 518-527, 2001.

[15] K. Furuta, M. Iwase, "Swing-up time analysis of pendulum ", Bulletin of the Publish Academy of Sciences: Technical Sciences, Cilt. 52, no. 3, s: 153-163, 2004.

[16] M. Iwase, K. J. Aström, K. Furuta, J. Akesson, "Analysis of safe manual control by using Furuta Pendulum", in Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications (CCA'06), s:568-572, 2006.

[17] J. Akesson, K.J. Aström, "Safe manual control of the Furuta Pendulum", in Proceedings of the IEEE

International Conference on Control Applications (CCA'01), s:890-895, 2001.

[18] R. Olfati-Saber, "Nonlinear control of underactuated mechanical systems with applications to robotics and aerospace vehicles", Phd. Thesis, Department of Electrical Engineering and Computer Science, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, Mass, Usa, 2001.

[19] I. Fantoni, R. Lozano, Nonlinear Control of Underactuated Mechanical System, Springer, London, UK, 2002

[20] O. Egeland, T. Gravadahl, "Modelling and Simulation for Automatic Control", Marine Cybernetics, Trondheim, Norway, 2002

[21] H. Hirata, K. Haga, M. Anabuki, S. Ouchi, P. Ratiroch-Anant, "Self Tuning Control for Rotaiton Type Inverted Pendulum by Eigenvlaue Approach ", in Proceedings of the IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics, s:1-6, 2006

[22] P. Ratiroch-Anant, M. Anabuki, H. Hirata, "Self Tuning Control of Rotational Inverted Pendulum by Eigenvalue Approach," in Proceedings of the IEEE Region 10 Conference: Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering (TEN-CON'04), Cilt . D, s:542-545, 2004

[23] Y. Baba, M. Izutsu, Y. Pan, K. Furuta, "Design of Control Method to Rotate Pendulum", in Proceedings of the SICE-ICASE International Joint Conference, s: 2381-2385, Korea, 2006

[24] K. Craig, S. Awtar, "Inverted Pendulum Systems: Rotary and Arm-driven-a mechatronic system design case study", in Proceedings of the 7th Mechatronics Forum International Conference, Atlanta, Ga, USA, 2005

[25] S. Awtar, N. King, T. Allen, "Inverted Pendulum Systems: Rotary and Arm-driven-a mechatronic system design case study", Mechatronics, vol.12, no.2, s:357-370, 2002

[26] M. Sugeno, G. T. Kang, "Fuzzy Modelling and Control of Multilayer Incinerator", Fuzzy Sets Syst. No. 18, s:329-346, 1986

[27] K. Tanaka, M. Sugeno, "Stability Analysis and Design of Fuzzy Control Systems", Fuzzy Sets Syst. Cilt. 45, No. 2, s:135-156, 1992

[28] H. O. Wang, K. Tanaka, M. F. Griffin, "An Analytical Framework of Fuzzy Modelling and Control of Nonlinear Systems: Stability and Design Issues", Proc. 1995 American Control Conference, Seattle, s:2272-2276, 1995

[29] H. O. Wang, K. Tanaka, M. F. Griffin, "Parallel Distributed Compensation of Nonlinear Systems by Takagi Sugeno Fuzzy Model", Proc. FUZZ-IEEE/IEFS'95, s: 531-538, 1995

[30] T. Hu ve Z. Lin, Control Systems with Actuator Saturation, Analysis and Design, Boston, MA: Birkhauser, 2001

SUGENO TİP BULANIK MODEL PARAMETRELERİNİN YAPAY ARI KOLONİSİ ALGORİTMASI KULLANILARAK BELİRLENMESİ: ANTEN PROBLEMİ UYGULAMASI

Aytekin Bağış[1], Mehmet Konar[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Mühendislik Fakültesi, Erciyes Üniversitesi, 38039, Kayseri
bagis@erciyes.edu.tr

[2]Uçak Elektrik-Elektronik Bölümü
Sivil Havacılık Yüksekokulu, Erciyes Üniversitesi, 38039, Kayseri
mkonar@erciyes.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Sugeno tip bulanık model yapısına ait parametre değerleri yapay arı kolonisi (YAK) algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Bu amaçla, örnek problem olarak literatürde yer alan dikdörtgen şeklindeki bir mikroşerit anten uygulamasına ait verilerden yararlanılmış ve böyle bir sistemi tanımlamak için temel sugeno tipinde bir bulanık model yapısı önerilmiştir. Model parametreleri YAK algoritması yardımıyla optimize edilmiştir. Elde edilen model sonuçları karşılaştırmalı biçimde sunulmuştur. Çalışmanın sonuçları, Sugeno tipindeki bulanık model parametrelerinin en uygun şekilde elde edilmesinde YAK algoritmasının performansının başarılı olduğunu göstermiştir.

1. Giriş

Farklı özellikteki bir çok sistemin modellenmesinde ve denetlenmesinde uygun denetim yapısının ortaya konulması ve/veya önerilen denetim yapısına ait en uygun sistem parametrelerinin belirlenmesi her zaman önemini ve karmaşıklığını koruyan kontrol problemleri arasında yer almıştır. Klasik modellerle ve denetim yaklaşımlarıyla çözüm getirilmesinde güçlük çekilen sistemlerde bulanık kural yapılarına dayalı modellerin kullanımı çoğu zaman etkili sonuçlar sunabilmektedir [1-5]. Sistem başarımı açısından, daha etkili sonuçların elde edilmesinde bulanık model yapılarının parametrelerinin yapay zekaya dayalı çeşitli algoritmalarla belirlenmesi de yine sıklıkla başvurulan yöntemler arasındadır [4-6].

Literatürde yer alan ve Takagi, Sugeno ve Kang tarafından önerilmiş olan Sugeno tip bulanık model yapısı, özellikle modelleme problemlerinin çözümünde etkili sonuçlar sunabilen bir yöntemdir [7-9]. Genellikle yapay zekaya dayalı olmak üzere çeşitli öğrenme algoritmalarının kullanımından yararlanan Sugeno tipi bulanık model yapıları ile özellikle doğrusal olmayan nitelik taşıyan karmaşık sistemlerin tanımlanmasında etkileyici sonuçlar elde edilebilmektedir [10-20].

Diğer çalışmalardan farklı olarak, bu çalışmada YAK algoritmasının Sugeno tip bulanık sistem üzerindeki performansı incelenmiştir. İncelemede dikdörtgen şeklindeki bir mikroşerit antenin band genişliğini hesaplamak için Sugeno tip bulanık model yapısı önerilmiş ve modele ait parametreler YAK algoritması kullanılarak optimize edilmiştir. Elde edilen model performansı karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.

Çalışmanın ikinci kısmında kısaca YAK algoritması anlatılmıştır. Üçüncü bölümde, dikkate alınan anten problemi ile çalışmada kullanılan Sugeno tip bulanık model yapısı tanıtılmıştır. Benzetim çalışmasına ait değerler ve genel bir değerlendirme dördüncü bölümde sunulmuştur. Son bölümde sonuçlara yer verilmiştir.

2. Yapay Arı Kolonisi (YAK) Algoritması

İlk defa Karaboga tarafından geliştirilen bu algoritma temelde arıların yiyecek arama davranışını tanımlama üzerine kuruludur [21-24]. Buna göre, arı kolonisinde de görevli (işçi) arılar, gözcü arılar ve kâşif arılar olmak üzere üç grup arı bulunmaktadır. Bu algoritmanın temel versiyonunda her bir kaynakta sadece bir tane görevli arının bulunduğu kabul edilerek, görevli arıların sayısı yiyecek kaynağı sayısına eşitlenmiştir. Aynı zamanda görevli arıların sayısı da gözcü arıların sayısına eşittir.

YAK algoritmasında, yiyecek kaynaklarının pozisyonu optimizasyon problemleri için olası bir çözümü temsil etmektedir. Yiyecek kaynaklarının nektar miktarı ise çözümün kalitesine karşılık gelmektedir. Algoritmanın çalışması sırasında, işçi ve gözcü arılar çeşitli kaynaklara gönderilerek nektar miktarları hesaplanır. Bu aramaya daha sonra kaşif arılar da katılarak gelişigüzel bir araştırma yapılır. Belirli bir durma kriteri sağlanana kadar, kalite değeri daha yüksek olan kaynaklara erişim devam eder. Bu

durum, dikkate alınan problem için çözüm kalitesinin giderek iyileştirilmesine karşılık gelir. Bu arama esnasında, en iyi kalite değerine sahip olan yiyecek kaynakları hafızada korunur. Durma kriteri sağlanıncaya kadar bu işlem devam ettirilir.

Algoritmada, önceki konumlarına göre olası yiyecek kaynaklarının yeni konumlarının bulunması yani çözüm kalitesinin geliştirilmesi için genellikle aşağıdaki gibi bir ifadenin kullanımı gerekir [22]:

$$V_{ij}=X_{ij}+rand(-1,1).(X_{ij}-X_{kj}) \quad (1)$$

Bu ifade, i konumunda yer alan bir nektar kaynağına göre yeni olası kaliteli yiyecek kaynağının konumunu vermektedir. Burada, k, i'den farklı olarak rastgele belirlenen yiyecek kaynağı sayısı ve j ise optimizasyon parametrelerinin sayısıdır.

Bu ifade yardımıyla, X_{ij} kaynağı civarındaki yeni yiyecek kaynaklarına ulaşılabilir. Algoritmanın çalışması sırasında X_{ij} ve X_{kj} parametreleri arasındaki fark azalır ve böylece çalışma en iyi çözüme doğru yaklaşmış olur. Bir parametre değeri, kendisi için daha önceden belirlenmiş olan bir sınır değerini aşma ihtimaline karşı bu parametre değeri bir limit değerine set edilebilir. Algoritmanın çalışmasını doğrudan etkileyen önemli bir parametre olan bu limit değerinde artık ilgili çözümün daha fazla gelişmediği yani ilgili yiyecek kaynağının bırakıldığı düşünülür. Algoritma performansını etkileyen diğer iki kontrol parametresi de, koloni büyüklüğü ve maksimum çevrim sayısı değerleridir. Bu parametrelerin en uygun değerlerini bilmek her zaman mümkün olmaz ve genellikle de deneme-yanılma yöntemiyle veya benzer problemler için kazanılmış tecrübeler kullanılarak belirlenirler. Bu çalışmada limit değeri, [(koloni büyüklüğü÷2)× parametre sayısı] ifadesine göre belirlenmiştir.

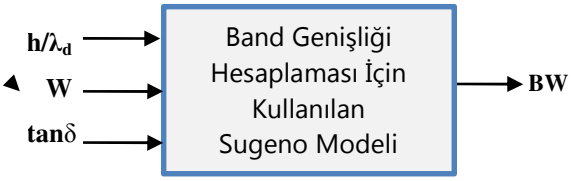
Basit ve esnek yapılı olan ve nisbeten az kontrol parametresinin kullanımını gerektiren YAK algoritmasının temel adımlarını aşağıdaki gibi özetlemek mümkündür [22]:

1. Başlangıç popülasyonunu oluştur
2. Durma kriteri sağlanıncaya dek aşağıdaki adımları tekrarla
3. İşçi arıları yiyecek kaynağına gönder
4. Gözcü arıları nektar miktarına göre yiyecek kaynaklarına gönder, (uygunluk değerlerinin hesaplanması)
5. Yeni kaynakların araştırılması için kaşif arıları gönder, (limit değerlerin belirlenmesi)
6. Bulunan en iyi yiyecek kaynağını hafızada tut
7. Durma kriteri sağlanmadıysa 3. adıma dön

3. Anten Probleminin Tanıtımı ve Kullanılan Bulanık Model Yapısı

Bu çalışmada, literatürde yer alan ve dikdörtgen şeklindeki bir mikroşerit antenin band genişliği hesaplamasına ait verilerden yararlanılmıştır [25, 26]. Güney ve Sarıkaya tarafından yapılan bir çalışmada sunulan anten verilerinden, adaptif ağ yapılı bulanık sonuç çıkarım yaklaşımı yardımıyla antene ait band genişliği değerinin hesaplanmasında yararlanılmıştır [25].

Bu çalışmada, sözü edilen literatür kaynağında yer alan, dikdörtgen şeklindeki bir mikroşerit antenin kalınlığının dielektrik tabandaki dalgaboyuna oranı (h/λ_d), anten genişliği (W, mm) ve dielektrik kayıp ($\tan\delta$) değerleri giriş bilgileri olarak dikkate alınmış ve bu bilgiler yardımıyla çıkış bilgisi olan band genişliğinin (BW,%) hesaplanmasına çalışılmıştır. Böylece hesaplama için üç giriş ve bir çıkışa sahip olan bir model yapısı oluşturulmuştur (Şekil 1).



Şekil 1. Çalışmada kullanılan sugeno model

Oluşturulan sistem modelinde kullanılan giriş ve çıkış verilerine ait normalizasyon aralıkları sırasıyla [0.005, 0.25], [5, 25], [0.0005, 0.0025] ve [0.5, 25] olarak belirlenmiştir. Bu değerler çerçevesinde gerçek değerler [0,1] aralığına normalize edilerek modellemede daha başarılı sonuçlar elde edilmesi amaçlanmıştır. Model başarısını ortaya koyabilmek için değerlendirme kriteri olarak ortalama kare hatası (mean squared error, MSE) değeri kullanılmıştır. Bu kriter doğrultusunda aşağıdaki ifade kullanılmıştır [5]:

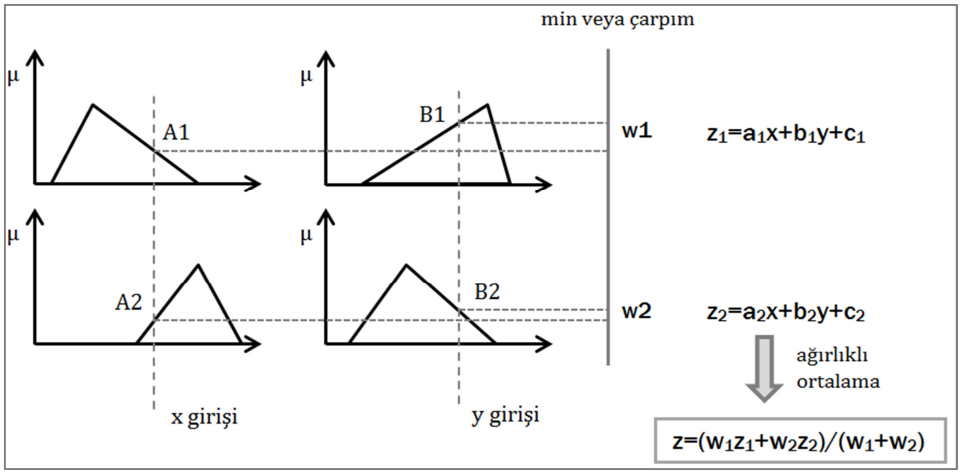
$$\mathrm{MSE}=\frac{1}{\mathrm{N}}\sum_{\mathrm{k}=1}^{\mathrm{N}}(\mathrm{O}_{\mathrm{k}}^{\mathrm{d}}-\mathrm{O}_{\mathrm{k}})^2 \quad (2)$$

Bu ifadedeki O_k^d, istenilen veya gerçek değerler; O_k, modele ait çıkış değerleri ve N ise bu çalışmada 27 olarak alınan örnek sayısıdır.

Takagi, Sugeno ve Kang tarafından önerilen Sugeno tip bulanık model yapısı, bir giriş-çıkış veri kümesi şeklinde verilen bir sistemin tanımlanabilmesi için sistematik bir yaklaşım ortaya koyar [7-9]. Böyle bir tanımlamada tipik bir bulanık kural yapısı aşağıdaki forma sahiptir:

"Eğer x girişi A ve y girişi B ise bu durumda çıkış z=f(x,y)"

Buradaki, x ve y, sistemin giriş değerleri; z, x ve y'nin fonksiyon formundaki tanımı; A ve B ise giriş değerlerine karşılık gelen ve [0-1] aralığında yer alan üyelik fonksiyonu değerleridir. Genellikle, z fonksiyonu x ve y değerlerine bağlı birinci derece polinom formunda kullanılır. 2 kuraldan oluşan temel bir Sugeno tip bulanık model yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir [9].



Şekil 2. Sugeno tip bulanık model yapısı [9]

Böyle bir bulanık model yapısında bir tek kuralın tanımlanabilmesi için üyelik fonksiyonlarına ve giriş değişkenlerinin sayısına bağlı olarak çeşitli sayılarda parametre kullanılabilmektedir. Bu çalışmada, üçgen tipli üyelik fonksiyonları ve her bir üyelik fonksiyonunu tanımlamak için 3 parametre değeri kullanılmıştır. Dolayısıyla 3 girişli bir modelde, bir tek kuralı tanımlamak için 13 adet parametreden yararlanılmıştır. Böylece, YAK algoritması tarafından optimize edilen parametre sayısı, kural sayısı 2 olduğunda 26, 4 olduğunda ise 52 olmaktadır.

4. Benzetim Çalışması

Bu çalışmada, [25] ve [26] nolu çalışmalarda sunulan ve band genişliği değerinin belirlenmesi amacına yönelik olan bir anten probleminin modellenmesi üzerinde durulmuştur. 3 giriş ve 1 çıkıştan oluşturulan modellemede kullanılan Sugeno tip bulanık model yapısındaki her bir kural 13 adet parametreyle tanımlanmış ve YAK algoritmasından bu parametreleri MSE hatasını indirgeyecek en uygun biçimde elde etmesi hedeflenmiştir.

Matlab programı kullanılarak yapılan çalışmada bulanık modeli tanımlamak üzere 2-5 arasında farklı kural sayılarıyla kural yapıları oluşturulmuş ve bunlar 30'ar kez YAK algoritması yardımıyla optimize edilerek denenmiştir [27-29]. Her bir optimizasyon çalışması, YAK algoritmasına ait farklı koloni büyüklükleri ve maksimum çevrim sayılarıyla da tekrarlanmıştır. Burada, bu çalışmalara ait en iyi sonuç değerleri verilmiştir.

Güney ve Sarıkaya tarafından yapılan çalışmada [25], problemin çözümü için adaptif ağ yapılı bulanık sonuç çıkarım yöntemi (adaptive network based fuzzy inference system, ANFIS) kullanıldığından bu çalışmaya ait değerler burada verilmemiştir. Bu çalışmalarında yazarlar, 24 kuraldan oluşan bir bulanık kural yapısı dikkate alarak kural yapısına ait parametreleri çeşitli algoritmalar yardımıyla optimizasyon işlemine tabi tutmuşlardır.

Diğer yandan, Çetin tarafından yapılan ayrıntılı çalışmada Sugeno tip bulanık model yapısı, buradakine benzer şekilde, 2, 3, 5 ve 10 kural ile oluşturulmaya ve modele ait parametreler genetik algoritma (GA), parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) ve diferansiyel gelişim algoritması (DGA) ile elde edilmeye çalışılmıştır [26]. 1000 ve 2000 iterasyon için, 2, 3 ve 5 kuralla oluşturulan ve anılan algoritmalarla optimize edilen bulanık modeller incelendiğinde PSO yaklaşımının daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. Çetin tarafından yapılan çalışmada, 1000 iterasyon için PSO algoritması destekli 2, 3 ve 5 kurala karşılık sırasıyla 0.75373, 0.96339 ve 1.12350 MSE değerlerinin elde edildiği belirtilmiştir [26]. Aynı çalışmada, 2000 iterasyon ve aynı kural sayıları için sırasıyla 0.84706, 1.11570 ve 0.92002 MSE değerlerine ulaşıldığı rapor edilmiştir.

YAK algoritmasına dayalı olan bu çalışmada, maksimum çevrim sayısı en son 1500 olarak denenmiş ve çözüm kalitesinde dikkate değer bir iyileşme görülmediğinden daha büyük iterasyonlarda çalışılmamıştır. 2-5 arasındaki farklı kural yapıları için YAK algoritması ile koloni büyüklüğü 30 alındığında elde edilen en iyi MSE hata değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Tabloda, karşılaştırma amaçlı olarak 1000 ve 1500 çevrim sayıları için değerler belirtilmiştir.

Tablo 1. YAK algoritmasına dayalı farklı kural sayılarına sahip Sugeno modellere ait MSE hataları

Kural Sayısı	MSE Hatası	
	Maksimum Çevrim Sayısı	
	1000	1500
2	0.5485	0.3548
3	0.1618	0.3966
4	0.3436	0.0442
5	0.1976	0.0778

Tablo 1 incelendiğinde, Çetin tarafından yapılan çalışmadaki en iyi değer olan 2 kurala sahip Sugeno model tarafından 0.75373 MSE değerine ulaşılan 1000 iterasyonluk bir çalışmayla YAK algoritmasında 0.5485 MSE değerine ulaşılabildiği görülmektedir. Bu durum kuşkusuz, YAK algoritmasının PSO yaklaşımı karşısındaki üstünlüğüne işaret etmektedir. Diğer yandan, kural sayısının 4 ve 5 olarak belirlenmesi durumunda 1500 iterasyonluk bir çalışmayla sırasıyla 0.0442 ve 0.0778 gibi oldukça dikkat çekici MSE değerleri elde edilebilmiştir. Bu değerler, PSO ile elde edilen tüm MSE hatalarından etkileyici ölçüde daha düşüktür.

En düşük hata değerine ulaşılmasını sağlayan 4 kurallık Sugeno modele ait parametre değerleri Tablo 2'de sunulmuştur.

Tablo 2: 4 Kurallık Sugeno modele ait normalize parametre değerleri

Parametrelerin Ait Olduğu Değişken	**Normalize Edilmiş Parametre Değerleri**
1.Giriş (h/λ_d)	0.3378 0.6934 1.0000 0.0000 0.0000 0.6768 0.0000 0.2233 0.2655 0.1643 0.5882 0.8740
2.Giriş (W)	0.0000 0.0000 0.5245 0.0000 0.0761 0.8672 0.2584 0.3791 0.7271 0.0000 0.1547 1.0000
3.Giriş (tanδ)	0.1758 0.3391 0.9709 0.1387 0.6344 0.8475 0.0845 0.5700 0.9099 0.3102 0.7860 1.0000
Çıkış	0.0123 0.0164 0.2085 0.6923 0.0000 0.0000 0.0000 0.0571 0.0406 0.1368 0.1405 0.1547 0.0000 0.0686 0.3593 0.4770

Tablo 2'de verilen parametre değerlerine sahip Sugeno modele ait band genişliği değerleri ile gerçek çıkış değerleri grafiksel olarak Şekil 3'de sunulmuştur. Karşılaştırma yapılmasına imkan sağlamak için, 2 kuraldan oluşan Sugeno modellere ait çıkış değerleri ise Şekil 4'de verilmiştir.

Çalışmada kullanılan gerçek değerler ile YAK algoritması destekli 2 ve 4 kurallı Sugeno modellere ait çıkış değerleri Çetin tarafından ortaya konulan 2 kurallı model çıkışıyla karşılaştırmalı olarak Tablo 3'de sunulmuştur.

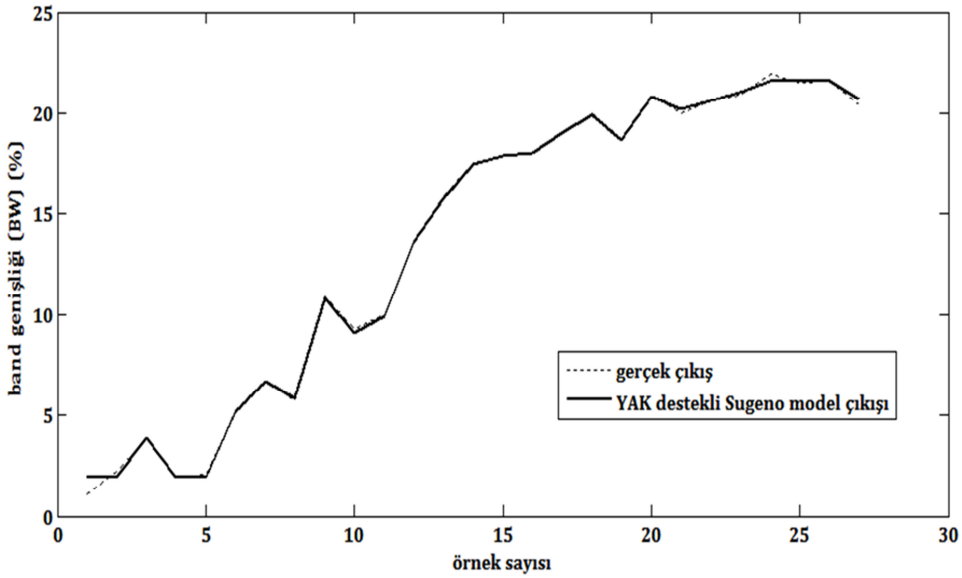
Tablo 3: Band genişliği için gerçek değerler ve Sugeno model çıkışları

BW (%)			
Gerçek Çıkış [25]	**Çetin'in Çalışması [26]**	**YAK Destekli Sugeno Model**	
		2 Kural	**4 Kural**
1.0700	1.0417	0.5000	1.8979
2.2000	1.7917	0.5000	1.8979
3.8500	3.2167	4.1105	3.8809
1.9500	2.2417	0.5000	1.8979
2.0500	5.6833	4.0411	1.8979
5.1000	3.8667	4.4086	5.1623
6.8000	5.7417	5.4207	6.7173
5.7000	5.0500	5.5251	5.8373
10.9000	11.5168	11.4586	10.8352
9.3000	9.0989	8.7685	9.0724
10.0000	10.2392	10.0889	9.9124
13.6000	13.2640	13.6069	13.5977
15.9000	15.7642	16.5295	15.7578
17.5000	16.9284	17.4166	17.4351
17.9000	17.9857	17.6976	17.8923
18.0000	18.1208	17.8483	18.0405
19.0000	18.2599	18.6811	18.9949
20.0000	18.8975	19.7171	19.9393
18.7000	18.5826	18.4188	18.6323
20.9000	20.7035	21.0957	20.8519
20.0000	20.1166	19.1593	20.1875
20.6000	20.7347	21.0794	20.6135
20.9000	21.0897	21.1607	21.0504
21.9600	21.7408	21.9610	21.6234
21.5000	21.6459	21.4181	21.6437
21.6000	21.6166	21.3299	21.5718
20.4000	21.1220	21.1713	20.6584
MSE	**0.7537**	**0.5485**	**0.0442**

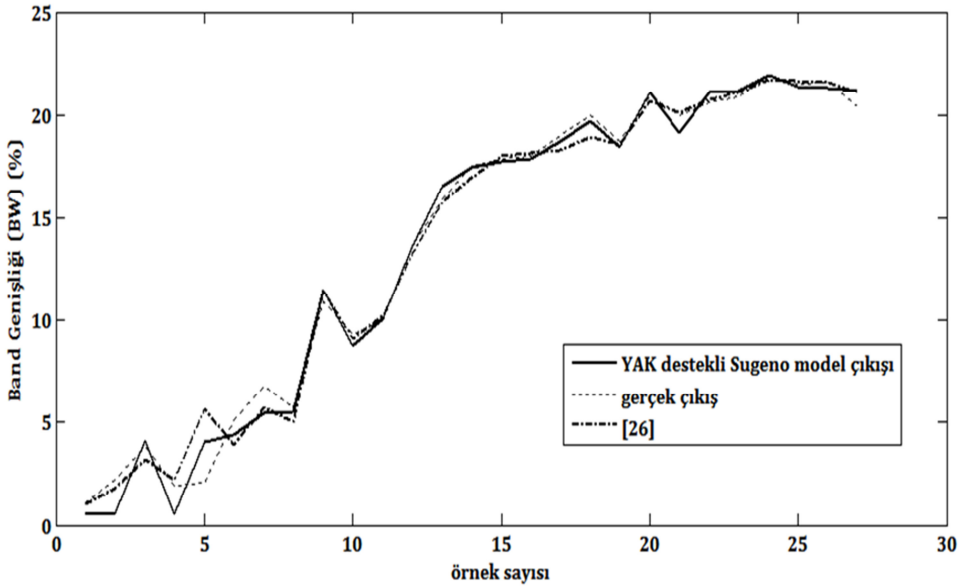
Sunulan tablolar ve şekiller ışığında çalışmayla ilgili olarak aşağıdaki yorumların yapılması mümkündür:

(a) Sunulan çalışmada YAK algoritmasının Sugeno model parametrelerini belirleyebilme yeteneği araştırılmıştır. Farklı kural sayılarına sahip modeller farklı kontrol parametrelerine sahip YAK algoritması yardımıyla optimize edilerek sonuçlar not edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, YAK algoritması performansının oldukça başarılı olduğunu ortaya koymuştur.

(b) Ayrıntılı bir inceleme ve araştırma sürecinin bir parçası olarak burada sunulan çalışmada, literatürde yer alan bir mikroşerit anten problemine ait verilerden yararlanılmıştır. Temel amaç, YAK algoritmasının performans değerlendirmesi olduğundan anten problemi ile ilgili çok fazla ayrıntıya girilmemiştir. Burada sunulan model yapıları ile band genişliğinin belirlenmesi amacına yönelik anten problemine oldukça başarılı bir çözüm önerisi getirildiğini



Şekil 3. YAK destekli 4 kuraldan oluşan Sugeno model çıkışı (MSE=0.0442)



Şekil 4. YAK ve PSO destekli 2 kuraldan oluşan Sugeno model çıkışları
(YAK için MSE=0.5485, PSO için MSE=0.75373)

söylemek yanlış olmayacaktır. Tablo 3 ile Şekil 3 ve Şekil 4'deki gözlemler bu ifadeyi doğrulamaktadır.

(c) Bulanık bir model yapısıyla çalışırken önemli amaçlardan biri de, en az kural sayısıyla ilgili sistemin tanımlanması olduğundan bu çalışmada özellikle 2-5 arasındaki kural sayısına sahip model başarımları üzerinde durulmuştur. Bununla birlikte, YAK algoritmasının desteğinde kural sayısının artması durumunda daha uyumlu ve daha az hataya sahip sonuçların elde edilmesini beklemek yanlış olmayacaktır.

(d) Algoritmanın performansı hakkında en sağlıklı şekilde fikir sahibi olunabilmesi amacıyla, çalışmanın bundan sonraki aşamalarında YAK algoritması performansının literatürde yer alan farklı problemler üzerinde incelenmesine devam edilmesi gerektiği açıktır. Gelinen aşamada, YAK algoritmasının başarımı hakkındaki bulgular oldukça umut vericidir.

(e) Probleme uygun kural sayısının, üyelik fonksiyonu tipinin, algoritmanın kontrol parametrelerinin nihai değerlerinin belirlenmesinin deneme-yanılmaya ve/veya tecrübeye yakından bağlı olması, çalışılan

yaklaşımda kullanıcının karşılaştığı en önemli güçlükler arasındadır.

5. Sonuç

Bu çalışmada, örnek bir anten problemi için ortaya konulan Sugeno tip bulanık model parametreleri YAK algoritması yardımıyla elde edilmeye çalışılmıştır. Algoritma performansı farklı kural yapıları ve algoritmanın farklı kontrol parametreleri kullanılarak incelenmiş ve karşılaştırmalı biçimde sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar, YAK algoritmasının Sugeno tip bulanık model yapılarına ait parametre değerlerinin en uygun şekilde belirlenmesinde etkili bir alternatif yöntem olduğunu açıkça ortaya koymuştur.

Teşekkür

Bu çalışma Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimince FDK-2014-5032 Proje Kod Numarası ile Desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] T.J. Ross, *Fuzzy Logic with Engineering Applications*, McGraw-Hill, 1995.

[2] R. Babuska, *Fuzzy Modeling for Control*, Kluwer Academic Pub., 1998.

[3] H.T. Nguyen ve M. Sugeno, *Fuzzy systems: Modeling and Control*, Kluwer Academic Pub.; 1998.

[4] A. Bağış, "Doğrusal Olmayan Sistemlerin Modellenmesi ve Kontrolü için Bulanık Kural Yapısı Tasarımı", Akıllı Sistemlerde Yenilikler ve Uygulamaları Sempozyumu (ASYU'2006), s:199-203, İstanbul, 2006.

[5] A. Bagis, "Fuzzy Rule Base Design using Tabu Search Algorithm for Nonlinear System Modeling", *ISA Transactions*, 47 (1), s:32-44, 2008.

[6] D.T. Pham, ve D. Karaboga, *Intelligent Optimisation Techniques: Genetic Algorithms, Tabu Search, Simulated Annealing and Neural Networks*, Springer-Verlag, 2000.

[7] T. Takagi ve M. Sugeno, "Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics* 15, s:116-132, 1985.

[8] M. Sugeno ve G.T. Kang, "Structure Identification of Fuzzy Model", *Fuzzy Sets and Systems* 28, s:15-33, 1988.

[9] J.R. Jang, C. Sun, E. Mizutani, *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*, Prentice-Hall, Inc., 1997.

[10] P. Siarry ve F. Guelby, "A Genetic Algorithm for Optimizing Takagi-Sugeno Fuzzy Rule Bases", *Fuzzy Sets and Systems* 99, s:37-47, 1998.

[11] S.E. Papadakis ve J.B. Theocharis, "A GA-based Fuzzy Modeling Approach for Generating TSK Models", *Fuzzy Sets and Systems* 131, s:121–152, 2002.

[12] T.A. Johansen ve R. Babuska, "Multiobjective Identification of Takagi–Sugeno Fuzzy Models", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, (11) 6, s:847-860, 2003.

[13] H. Du ve N. Zhang, "Application of Evolving Takagi–Sugeno Fuzzy Model to Nonlinear System Identification", *Applied Soft Computing* 8, s:676–686, 2008.

[14] B. Rezaee ve M.H.F. Zarandi, "Data-Driven Fuzzy Modeling for Takagi–Sugeno–Kang Fuzzy System", *Information Sciences* 180, s:241–255, 2010.

[15] C.-F. Juang, C.-M. Hsiao, C.-H. Hsu, "Hierarchical Cluster-Based Multispecies Particle-Swarm Optimization for Fuzzy-System Optimization", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, (18) 1, s:14-26, 2010.

[16] A. Banakar ve M.F. Azeem, "Parameter Identification of TSK Neuro-Fuzzy Models", *Fuzzy Sets and Systems* 179, s:62-82, 2011.

[17] A.H. Zade, S.M.A. Mohammadi, A.A. Gharaveisi, Fuzzy Logic Controlled Differential Evolution to Identification of Takagi-Sugeno Models, *International J. of Engg. Research & Indu. Appls. (IJERIA)*, ISSN 0974-1518, Vol.5, No.I, s:367-382, 2012.

[18] R.-E. Precup, R.-C David, E.M. Petriu, S. Preitl, M.-B. Radac, "Fuzzy Control Systems With Reduced Parametric Sensitivity Based on Simulated Annealing", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, (59) 8, s:3049-3061, 2012.

[19] R.-E. Precup, R.-C David, E.M. Petriu, S. Preitl, M.-B. Radac, "Fuzzy Logic-Based Adaptive Gravitational Search Algorithm for Optimal Tuning of Fuzzy-Controlled Servo Systems", *IET Control Theory and Applications*, Vol. 7, Iss. 1,s: 99–107, 2013.

[20] X. Liu, H. Fang, Z. Chen, "A Novel Cost Function based on Decomposing Least-Square Support Vector Machine for Takagi–Sugeno Fuzzy System Identification", *IET Control Theory and Applications*, Vol. 8, Iss. 5, s:338–347, 2014.

[21] D. Karaboga, An Idea based on Honey Bee Swarm for Numerical Optimization, *Technical Report-TR06*, Erciyes University, Engineering Faculty, Computer Engineering Department, 2005.

[22] D. Karaboga ve B. Akay, "A Comparative Study of Artificial Bee Colony Algorithm", *Applied Mathematics and Computation*, 214, s:108-132, 2009.

[23] D. Karaboğa, "Artificial Bee Colony Algorithm", *Scholarpedia*, 5(3):6915., 2010.

[24] D. Karaboğa ve C. Öztürk, "A Novel Clustering Approach: Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm", *Applied Mathematics and Computation* , Vol 11, s:652–657, 2011.

[25] K. Guney ve N. Sarikaya, "Comparison of Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference Systems for Bandwidth Calculation of Rectangular Microstrip Antennas", Expert Systems with Applications, 36, s:3522–3535, 2009.

[26] O. Çetin, "Doğrusal Olmayan Sistemlerin Bulanık Mantığa Dayalı Olarak Modellenmesi", Yüksek Lisans Tezi, Erciyes Üniversitesi, 2009.

[27] R.C. Dorf, R.H. Bishop, Modern Control Systems-8th Edt., Addison-Wesley Longman, Inc., 1998.

[28] MathWorks, Fuzzy Logic Toolbox User's Guide, R2014a, The MathWorks, Inc., 2014.

[29] MathWorks, Matlab Primer, R2014a, The MathWorks, Inc., 2014.

B13 – Endüstriyel Otomasyon Sistemleri II

12 Eylül 2014 Cuma – 3. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Hüseyin CANBOLAT (Yıldırım Beyazıt Üni.)

İki Eksenli Hidrolik Bir Sistemin PID Denetim Yordamı İle Konum Denetiminin İncelenmesi (Bildiri No : 139)

Erhan GÖKHAN (Marmara Üniversitesi)
Tayfun ERKINACI (Marmara Üniversitesi)
O. Doğukan AKBAL (Marmara Üniversitesi)
Recep YENİTEPE (Marmara Üniversitesi)

Kimyasal Buhar Biriktirme Yöntemi ile Karbon Nanotüp Üretim Sistemi Kontrol ve Otomasyonu (Bildiri No : 146)

Handan NAK (İTÜ)
İdris GÜRKAN (İTÜ)
Ali Fuat ERGENÇ (İTÜ)
Hülya CEBECİ (İTÜ)

NuSMV Model Denetleyici İle doğrulanan Makas Motoru Modelinin PLC İle Gerçeklenmesi (Bildiri No : 171)

Aslı LEBLEBİCİ (Eskişehir Osmangazi Üniversitesi)
Semiha TÜRKAY (Anadolu Üniversitesi)

Hidrolik Oransal Valf Kontrolörünün Tasarımı ve Üretimi (Bildiri No : 219)

Hakan ÖZBAŞARANOĞLU (Ermaksan Makine)
Bahadır YILMAZ (Ermaksan Makine)
Ünal TENEKECİ (Ermaksan Makine)

Tersine Mühendislik Uygulamalarında Nokta Bulutu Verilerinden Parametrik Yüzey Denklemleri Elde Etmede Aşamalar (Bildiri No : 232)

Cengiz BALTA (Kocaeli Üniversitesi)
Sıtkı ÖZTÜRK (Kocaeli Üniversitesi)

İKİ EKSENLİ HİDROLİK BİR SİSTEMİN PID DENETİM YORDAMI İLE KONUM DENETİMİNİN İNCELENMESİ

Erhan Gökhan[1], Tayfun Erkınacı[2], O. Doğukan Akbal[3], Recep Yenitepe[4]

[1,2,3]Marmara Üniversitesi Teknoloji Fakültesi,
Makine Mühendisliği Bölümü, 4. Sınıf Öğrencisi,
Göztepe Kampüsü Kadıköy/İSTANBUL
[1] erhangokhan195@hotmail.com
[2] tayfunn@live.com
[3] oguzdogukanakbal@gmail.com

[4]Marmara Üniversitesi Teknoloji Fakültesi,
Makine Mühendisliği Bölümü, Öğretim Üyesi,
Göztepe Kampüsü Kadıköy/İSTANBUL
ryenitepe@marmara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Matlab yazılımı ve Data Acqusition Card kullanarak servovalflere gönderilen voltaj değerleri ile oluşturulan iki eksenli hidrolik sistemin kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. Sistem hassasiyeti için iki adet PID blok kullanılmıştır. Hidrolik sistemin sıcaklık ve basınç değerleri de görüntülenmiştir. Lineer potansiyometrelerden PID bloklara gönderilen referans giriş sinyal değerleri DAQ kart üzerinden Matlab'a alınarak sistemin çalışma doğruluğu tespit edilmeye çalışılmıştır.

1. Giriş

İki eksenli bir sistemin uzaktan bir bilgisayar aracılığıyla hassas kontrolü sanayide birçok alanda kullanılabilecek bir teknolojidir. İki eksenli sistemlerde kuvvet, elektrik motorları kullanılarak, pnömatik veya hidrolik silindirler kullanarak veya dişli mekanizmalar ile sisteme aktarılabilmektedir. Pnömatik mekanizmalar ile sistem kontrolü üzerinde birçok çalışma yapılmıştır. Yılmaz (2008), tek eksenli pnömatik bir sistemin VISIDAQ programı kullanılarak kontrolünü sağlanmaya çalışmıştır[1]. Benzer bir çalışma Akdağ (2006) Matlab programı kullanılarak pnömatik konum kontrolü yapılmıştır [2]. Bu çalışmalarda havanın sıkıştırılabilir olmasından dolayı endüstriyel uygulamalar için hassas konum kontrolü gerektiren sistemlerde kullanılamayacağı kanısına varılmıştır.

Dişli mekanizmalar ile hassas konum kontrolleri başarılı bir şekilde yapılabilmektedir. Endüstriyel uygulamalarda genellikle bu mekanizmalar kullanılmaktadır. CNC makineleri ve 3 boyutlu yazıcılar bunlara örnek olarak verilebilir. Fakat yüksek kuvvet gerektiren endüstriyel uygulamalarda, zamanla dişlilerde aşınma olacağından hassasiyet azalma gösterecektir. Hidrolik sistemler özellikle yüksek güç gerektiren sistemlerde tercih edilmektedir. Hidrolik sistemlerin konum kontrolü ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Kabakçı (2007) Elektrohidrolik bir sistemin PLC ve SCADA programının kullanımı ile gerçek zamanda konum kontrolü üzerinde çalışmıştır [3]. Gücüyü (2013) ise bir hidrolik sistemin PID algoritmalı konum kontrolü üzerinde çalışmıştır [4].

Bu alışmada ise, iki eksenli bir hidrolik sistemin farklı modlarda kontrolünün sağlanabileceği bir Matlab arayüzü tasarlanmıştır ve uygulanmıştır.

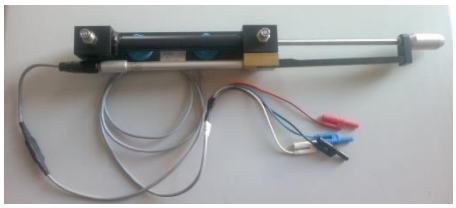
2. Sistemde Kullanılan Elemanlar

Sistemde iki eksen için iki adet çift etkili hidrolik silindir kullanılmıştır. Bu silindirlerin konumlarının voltaj cinsinden kontrol edilebilmesi için de iki adet lineer potansiyometre kullanılmıştır. Silindirlerin hidrolik olarak konumlandırılması ise hidrolik servovalflerle sağlanmaktadır. Bilgisayarla hidrolik sistem arasındaki veri alışverişi Advantech PCI 1710HG Data Acqusition Card ile sağlanmaktadır. Hidrolik servovalflerin sürülmesi için gereken ±10V çıkışı kullanılan DAQ kartı sağlayamadığı için, Matlab kütüphanesindeki PID blokun kullanılması yerine, harici olarak 2 adet PID blok kullanılmıştır. İki adet basınç ve bir adet sıcaklık sensörleri ile de silindirlerdeki basınç değerlerinin ve hidrolik sistemin sıcaklık değişiminin okunabilmesi sağlanmaktadır. Sistemin bilgisayar üzerinden kontrolü ise Matlab yazılımıyla sağlanmaktadır. Çalışılan iki eksenli hidrolik sistem, Şekil 1'de verilmiştir. Sistemi oluşturan elemanların detayları lineer potansiyometre, hidrolik servovalf, DAC kartı, analog basınç ve sıcaklık sensörü ile PID blokla ilgili açıklamalar aşağıda verilmiştir.



Şekil 1: İki eksenli hidrolik sistemin genel görünümü.

2.1. Lineer Potansiyometre



Şekil 2: Sistemde kullanılan hidrolik silindir ve lineer potansiyometre

Şekil 2'de hidrolik silindire bağlantılı olarak görülen analog lineer potansiyometreler, bulunduğu konuma göre 0-10V veya 4-20mA sinyal değerleri üretirler. Kontrol sisteminde kullanım durumuna göre gerilim veya akım üreterek sahip olduğu iki ayrı kablo aracılığıyla bu değerleri kontrol ünitesine aktarır.

2.2. Hidrolik Servovalf

Geri besleme döngüsü içinde yer alan elektrohidrolik servovalfler bir elektrik sinyali yardımı ile hidrolik silindir sisteminin elektriksel kumandalı olarak çalışmasını sağlayan temel elemanlardır. Elektrohidrolik servovalfler elektriksel aygıtlarla hidrolik sistemler arasında bir ara yüz elemanı görevi görmektedir. Hidrolik sistemin iyi bir dinamik performans sağlaması için valfin hem yüksek cevap hızına hem de iyi bir giriş-çıkış oransallığına sahip olması istenir. Bu Şekilde bir çalışma ile sistemden istenen konumlama hassasiyeti sağlanabilir. Şekil 3'te görülen Hidrolik servovalfler, silindirlerin kapalı çevrim konum kontrolünde doğrudan elektrikle tahrik ederek kullanılırlar. Orta konumda kapalı olup, çalışma basıncı 60 bar dır. 24V DC güç ve ayar değeri ±10 V DC dir. Deneysel çalışmada X ve Y eksenlerinin kontrolü için iki adet hidrolik servovalf (FESTO) kullanılmıştır.



Şekil 3: Hidrolik servovalf

2.3. Advantech PCI 1710 HG DAQ Card

Sistemde kullanılan Advantech PCI-1710HG kartı; veri edinimini sağlayan güçlü bir DAQ kartıdır. Advantech firmasının ürettiği sürücüler kullanılarak ve uygun yazılımlardan birinin seçilmesi şartıyla (Matlab, Visidaq, Lab VIEW, PC-LabsDAS Labtech Notebook, PC-Scope. PC-Streamer, snapshot vb.) kullanıcı parametre tabloları oluşturularak yararlı programlar yazılabilir. Deney düzeneği üzerinde tespit edilen sensörlerden gelen bilgileri bilgisayara aktarıp yorumlamak için kullanılabilir. Sensörlerden gelen sinyal uçları DAQ kartı girişlerine monte edilip Matlab yazılımı sayesinde sinyaller bilgisayar ortamına aktarılması sağlanır.

2.4. Analog Basınç Sensörü

İki silindire birer adet basıncın ölçülmesi amacıyla şekil 4'te görülen analog hidrolik basınç sensörleri yerleştirilmiştir.

İzin verilen işletme gerilimi	15-36V DC
Voltaj Çıkışı	0-10 V
Yük Direnci	>=4.7k ohm
Ölçüm Aralığı	0-100 Bar
Kritik Frekans	1kHz
Çalışma Sıcaklığı Aralığı	-10 +70 ºC



Şekil 4: Analog Basınç Sensörü

2.5. Analog Sıcaklık Sensörü

X ekseninde çalışan silindirin ileri konumundaki sıcaklığı algılamak için konulmuştur.

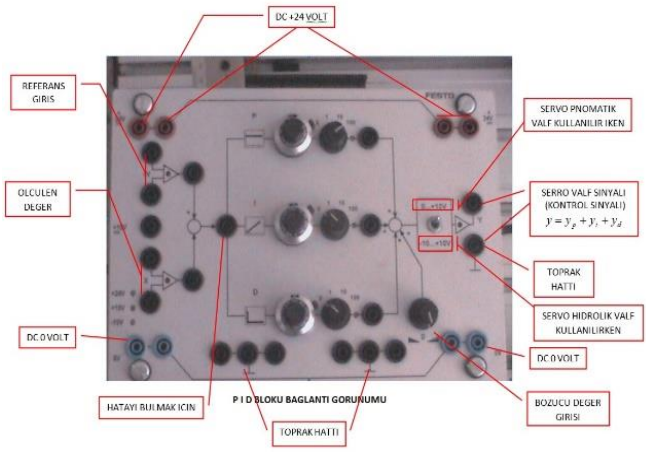
Çalışma voltaj aralığı	15 - 36V DC
Çıkış voltaj aralığı	0-10 V
Ölçüm aralığı	0-100 ºC



Şekil 5: Analog Sıcaklık Sensörü

2.6. PID Blok

Endüstriyel süreçlere ilişkin kontrol sorunlarının çözümünde PID kontrol, özel bir öneme sahiptir ve endüstriyel uygulamalara ilişkin kontrol yapıları genellikle PID kontrol çevrimlerinden oluşur. PID kontrol kuralı, hata işaretlerinin oransal değeri (P), zamana göre integrali (I) ve zamana göre değişimine (D) bağlı olarak ifade edilir. PID parametreleri belirlenmesinde, kurumsal yöntemlerin uygulanabilirlik sorunu nedeni ile: uygulamada, çoğu deneysel sonuçlara dayanan kolay uygulanabilir yöntemler kullanılır. Ancak, bu yöntemler kullanılarak elde edilen kontrol kuralları ile istenen başarma düzeyinin yakalanması, deneyime dayanan ek ayarlama işlemleri yapmayı gerektirir.
Deney düzeneğimizde kullanılan DAQ kartın analog çıkışlarında, hidrolik servovalfleri sürmek için gerekli olan ±10V DC voltajı sağlayamadığımızdan, harici PID blok kullanılması zorunluluğu doğmuştur. Potansiyometrelerden aldığımız değerler ile sisteme gönderdiğimiz değerler arasındaki farkı düşürmek suretiyle daha hassas bir kontrol için her bir eksende birer adet Şekil 6'da görülen PID bloktan kullanılmıştır.



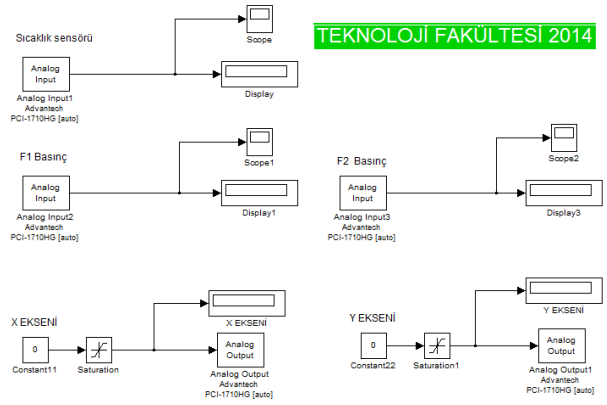
Şekil 6: PID Bloku Bağlantıları

3. Matlab Uygulaması

Hidrolik sistemin bilgisayar üzerinden kontrol edilebilmesi için Matlab programından yararlanılmıştır. Bu proje için bir simulink modeli ve bir de GUI (Graphic User Interface) oluşturulmuştur. Gui sayesinde karta gönderilecek olan voltaj, sistemin nasıl hareket edeceği kararlaştırılır. Gui'de oluşturulan sinyaller simulink modeli vasıtasıyla kartın çıkışlarına verilir. Kart da bu sinyallerle servovalfleri kontrol eder.

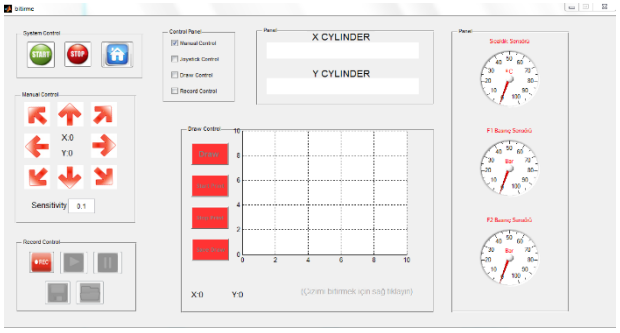
3.1. Simulink modeli

İki eksenli hidrolik sistemin kontrolünde kullanılan simulink Şekil 7'de verilmiştir. Sistem Simulink modelinde iki basınç sensörü ve bir sıcaklık sensöründen gelen dataları göstermek için karta bağlandığı inputları scope ve displaye bağlanmıştır. Modelde yer alan constant bloklarından biri x eksenini diğeri de y eksenini kontrol etmektedir. Bu constantlara veriler, yazılan kodlar aracılığıyla alınmaktadır. Constant ve analog outputlar arasındaki "saturation" blokları ise analog outputlara gidecek olan veriler için alt ve üst limitleri belirlemek amacıyla kullanılmıştır. Bu değerler alt limit için 0, üst limit içinse 10' dur.



Şekil 7: Oluşturulan Simulink Modeli

3.2. GUI tasarımı



Şekil 8: Oluşturulan GUI

Oluşturulan GUI şekil 8'de verilmiş olup, 7 ana bölümden oluşmaktadır. System Control olarak adlandırılan bölümde sistem Start butonu ile çalıştırılabilir, Stop butonu ile de durdurulabilir. Bu butonlar Toggle Button tipinde oluşturulmuştur ve ikisi aynı anda çalışamazlar. Sağdaki Home tuşuna basıldığında sistemi [0,0] noktasına geri getirir. Control Panel bölümünde ise sistemin nasıl kontrol edileceği seçilebilir. Bu 4 seçenekten sadece biri seçilebilir. Control Panel'in sağındaki panelde ise silindirlerin konumunu belirten grafikler yer almaktadır.
Manual Control panelinde ok tuşlarıyla sistem hareket ettirilebilir. Tuşlara bir kere basıldığında pozisyon koordinatlarının ne kadar artacağına karar verebilmek için Sensitivity (Hassasiyet) Edit Box'ı oluşturulmuştur. Buraya elle değer girilebilir.
Joystick kontrol seçeneğiyle joystick kolunun analog tuşları kullanılarak sistemin hareketi sağlanır. Sol analog tuşun yatay hareketleri x eksenini, sağ analog tuşun düşey hareketleri y eksenini hareket ettirir. Joystick kolunda analog tuşunun basılı olması gerekir.
Draw Control paneli ise Axes ekranına çizdiğimiz çizgilerle sistemin hareketini sağlar. Draw tuşu, Axes' i çizilebilir hale getirir. Farenin sol tuşuna basıldığı sürece oluşturulan

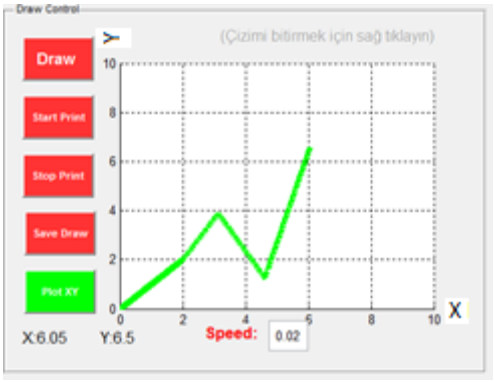
noktalardan geçen çizgiler çizilir ve sağ tuşla son nokta belirtilerek çizim bitirilir. Start Print tuşuna basıldığında ise çizilen çizgilerin koordinatlarından geçmeye başlar. Çizimi bitirmek için sağ tıklamak gerekmektedir. Start print, yapılan çizimin sisteme aktarılmasını sağlar. Stop Print ile bu işlem durdurulabilir. Save Draw tuşuyla da yapılan çizim daha sonra tekrar çalıştırılabilmesi için kaydedilebilir. Bu sistemin çalışma mantığı ise oluşturulan iki noktadan geçen doğrunun denkleminin çıkarılması ve bu doğrudaki x ve y koordinatlarının çıkış olarak verilmesidir. Belirli değerde artan her bir x değeri için y değeri bulunur. Böylece koordinatlar belirlenmiş olur.

Record Control bölümünde, Rec tuşuna bir kere basıldığında kayıt işlemi başlar. Kayıt başladıktan sonra ok tuşuyla yapılan hareketler kaydedilir. Play tuşuyla kaydedilen hareketler oynatılır. Pause tuşuyla bu işlem duraklatılabilir. Save tuşuyla hafızada tutulan pozisyon değerleri .mat uzantılı dosya halinde kaydedilir. Open tuşuyla da kaydedilen .mat uzantılı dosyalar açılabilir.

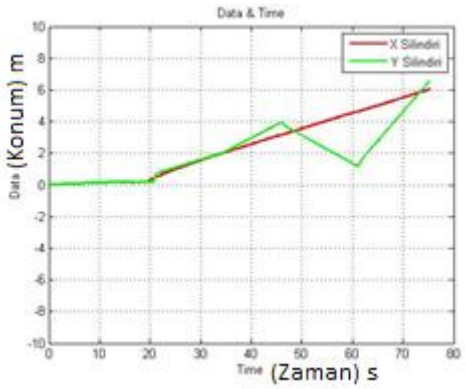
En sağdaki panelde ise 3 adet sensör vardır. Bunların ikisi iki eksendeki silindirlerin ileri konumlarının basınç değerlerini veren basınç sensörleri, diğeri ise hidroliğin sıcaklık bilgisini veren sıcaklık sensörüdür.

3. Deneysel çalışma

Sistemin çalışmasını test etmek için yapılan deneyde Draw Control bölümündeki Axes ekranına bir şekil çizilmiş olup sistemin hareketi gözlenmiştir (Şekil 9). Elde edilen veriler ise Şekil 10'da potansiyometrelerden elde edilen değerler, Şekil 11'de ise sistemin çizdiği şekil görülmektedir.



Şekil 9: GUI de Draw komutuyla çizilen şekil



Şekil 10: Potansiyometrelerden okunan veriler



Şekil 11: Sistemin çizdiği şekil

Sistemin sabitlenmesindeki sorun nedeniyle çizimin başlangıcında oynamalar olduğu görülmüştür. Sabitlemedeki sorun giderildiğinde düzgün bir şekil çizdiği görülmektedir.

5. Sonuçlar

İki eksenli hidrolik bir sistemin bilgisayar ortamında Matlab programıyla kontrolü sağlanmıştır. Deneyde iki adet PID blok kullanılmıştır. Kullanılan karttan negatif voltaj çıkışları alınabilseydi, Matlab Simulink modelinde PID blok yer alabilirdi yani harici PID blok kullanılmasına gerek kalmazdı. Sistem çalıştırıldığında kullanılan bilgisayar sebebiyle yavaşlamalar ve aksamalar oluşmuştur. Daha iyi bir bilgisayarla daha sağlıklı bir ortamda çalışılabilir.

Kaynakça

[1] Yılmaz, İ., "PID Kontrolör ile Servopnömatik Konum Kontrolü" Y.L.Tezi, M.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2008.

[2] Akdağ, F.N., "Pnömatik konum kontrolü", Y.L.Tezi, İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2006.

[3] Kabakçı, A., "Elektrohidrolik bir sistemin programlanabilir lojik denetleyicilerin ve scada programının kullanımı ile gerçek zamanda konum kontrolü", Y.L.Tezi, İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2007.

[4] Güceyü, Ö., "Bir hidrolik sistemin PID algoritmalı konum kontrolü", Y.L.Tezi, İnönü Ün. Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya, 2013.

Kimyasal Buhar Biriktirme Yöntemi ile Karbon Nanotüp Üretim Sistemi Kontrol ve Otomasyonu

Handan Nak[1], *İdris Gürkan*[2], *Ali Fuat Ergenç*[3], *Hülya Cebeci*[4]

[1,3]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
nak@itu.edu.tr
ali.ergenc@itu.edu.tr

[2,4]Uçak Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
idrisgrkn@gmail.com
hulya.cebeci@itu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride 1990'lardan bu yana yoğun bir araştırma konusu olan karbon nanotüp (KNT) üretimine dair bir kontrol ve otomasyon sisteminin kurulması sunulmuştur. Halihazırda uzun boylu KNT üretim araştırmaları süregelmekte ve bu çabalar için hassas kontrol edilebilen süreçler oluşturulmaya çalışmaktadır. Çalışmamızda KNT üretimini doğrudan etkileyen fırın sıcaklığı ve gaz debileri kontrollerinin yapılabildiği endüstriyel bilgisayarlarla kontrol edilen bir sistem kurulmuş ve dikey yönelimli çok duvarlı karbon nanotüpler başarı ile üretilmiştir.

1. Giriş

Karbon nanotüpler (KNT) benzersiz fiziksel, kimyasal ve mekanik özellikleriyle son yıllarda büyük ilgi çekmektedir. Silindir şeklinde kıvrılmış grafen yüzeylerden oluşan karbon nanotüpler, çapları birkaç nanometre iken boyları milimetreler mertebesine erişebilen içi boş tüp şeklindeki nano yapılardır [1,2].

1960'ların başından beri karbon yapıların sentezi üzerine çeşitli çalışmalar yapılmaktadır. 1985 yılında Rice Üniversitesi'nde bilim insanlarının karbon atomlarını 60'lı gruplar halinde birbirleriyle bağlanmasıyla oluşan top şeklindeki fulleren molekülünü keşfinin, karbon nano tüpün temelini attığı kabul edilir [3]. Tüp şeklindeki ilk yapılar ise 1991 yılına Japonya'da NEC laboratuvarlarında elektron mikroskopu uzmanı Sumio Iijima tarafından üretilmiştir. Iijima ark boşaltma metoduyla yaptığı fulleren sentezinde elektrodun negatif ucunda iğne şeklinde çok duvarlı karbon yapıların büyüdüğünü gözlemlemiştir [4]. 2 yıl sonra 1993'te ise Iijima, Ichihashi ile birlikte ark boşaltma metodunda metal katalizörler kullanarak ilk tek duvarlı karbon nanotüpü sentezlemiştir [5]. Tesadüf eseri üretilmelerine rağmen karbon nanotüpler, eşsiz özellikleriyle büyük ilgi uyandırmıştır ve keşfinden bu yana yoğun bir şekilde araştırılmaktadır. Yüksek elastisite modülleri ve çekme dayanımlarıyla bilinen en dayanıklı malzemelerden olmaları [6, 7], yüksek ısıl iletkenlikleri [6], elektrik iletkenliklerinin bakırın 10 katına çıkabilmesi [7], optik karakteristikleri [8], geniş yüzey alanları gibi özellikleriyle karbon nanotüpler; kompozit malzemeler (güçlendirmek amaçlı) [9], nanoelektronik cihazlar (alan etkili transistörler, tek elektron transistörleri, lojik kapılar, doğrultucu diyotlar) [9, 10], hidrojen depolama tankları [11], biyomedikal uygulamalar [12, 13, 14], optik uygulamalar [8] gibi birçok alanda sıkça kullanılmaktadırlar.

Günümüzde KNT sentezi için genel kabul görmüş ve yaygın olarak kullanılan üç yöntem mevcuttur: ark boşaltma, lazer aşındırma ve kimyasal buhar biriktirme [5, 7, 9]. En eski yöntem olan ark boşaltma (arc discharge) yönteminde, aralarında ark oluşacak şekilde yerleştirilen anot ve katot iki grafit çubuğa, doğru akım uygulanması sonucu negatif uçta nanotüp sentezlenmesi sağlanır [2, 7, 9]. 1995 yılında Rice Üniversitesi'nde geliştirilen lazer aşındırma (laser ablation) yönteminde KNT sentezi, hedef olarak kullanılan bir grafit parçanın yüksek sıcaklıktaki (1200°C) bir fırın içinde lazer ünitesiyle bombardımanı sonucu gerçekleşir [2, 7]. En yaygın kullanılan kimyasal buhar biriktirme (chemical vapor deposition - CVD) yöntemi ise atmosfer basıncında 600°C - 900°C sıcaklıkta taşıyıcı gazlara ve bir karbon kaynağına maruz bırakılan önceden bir metal ile katalizlenmiş yonga plakasında veya kuvars bot içerisinde KNT'lerin büyümesi esasına dayanır [2, 9, 15]. Ark boşaltma ve lazer aşındırma yöntemleriyle kıyaslandığında kimyasal buhar biriktirme yöntemi, daha düşük sıcaklık ve atmosferik basıncın yeterli olmasından daha ekonomik ve basit bir yöntemdir. Sentezlenen KNT'lerin kristalliği CVD yönteminde daha geride kalmasına rağmen KNT'lerin üretim verimi ve saflığı daha iyidir. KNT'lerin yapısı ve mimarisinin kontrolü söz konusu olduğunda ise CVD tek çözümdür [15]. Dikey yönelimli KNT üretiminin tek yolu olan CVD yöntemi ile KNT'lerin kalınlığı, hizalı ya da karışık büyümeleri, düz ya da sarmal olmaları kontrol edilebilir [2, 15]

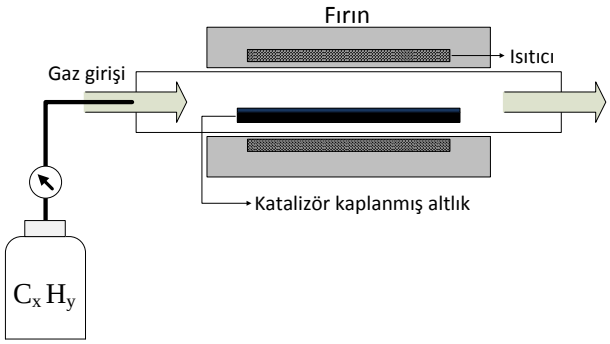
Bu çalışmada kimyasal buhar biriktirme yönteminin kullanıldığı bir karbon nanotüp üretim sistemi oluşturulmuş ve bu sistemin kontrolü ve otomasyonu yapılmıştır.

Çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde CVD yöntemi ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Üçüncü bölümde KNT üretim sistemi tanıtılmış, otomasyon sistemi prensipleri ve oluşturulan yazılım anlatılmıştır. Dördüncü bölümde elde edilen sonuçlara ve ilk aşamada sentezlenen kontrollü

yapıdaki KNT'lere yer verilmiştir. Son bölümde ise çalışma kısaca özetlenmiş ve sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır.

2. Kimyasal Buhar Biriktirme Yöntemi

CVD üretim tekniği temel olarak 600°C-900°C içine metal katalizör kaplı altlık malzeme yerleştirilen boru şeklindeki kapalı bir alan içerisinden 15-60 dakika arasında karbon kaynağı olarak kullanılan hidrokarbon gazların geçirilmesi esasına dayanır. Sıcaklık altında hidrokarbon gazlar kataliz partikülleri üzerinde birikerek KNT formunu alırlar [15]. En basit haliyle CVD düzeneğinin bir şematiği Şekil 1'de verilmiştir.

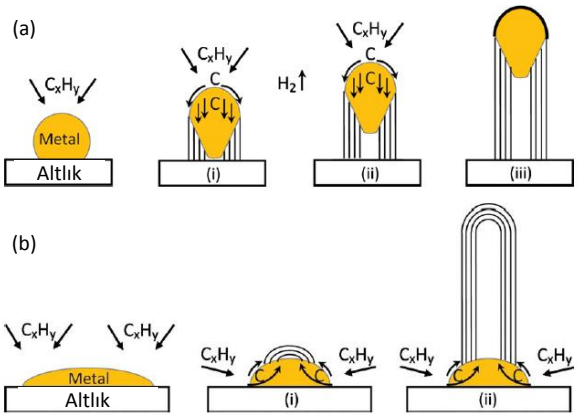


Şekil 1: CVD düzeneğinin basitleştirilmiş şematik diyagramı.

KNT sentezi hidrokarbon, katalizör, sıcaklık, basınç, gaz debisi, depolama süresi, reaktör geometrisi gibi birçok parametreye bağlıdır. Karbon kaynağı olarak genellikle metan, etilen, asetilen, ksilen, tolüen, benzen gibi hidrokarbonlar kullanılır. Yaygın olarak kullanılanlar ise etilen ve asetilendir [15].

Katalizörler nanometre boyutunda metal partiküller olup düşük sıcaklıklarda hidrokarbon dekompozisyonunu aktifleştirmek için genellikle gereklidir. En yaygın kullanılan metaller yüksek karbon çözünürlüğüne ve yüksek karbon difüzyon hızına sahip olduklarından demir, kobalt ve nikeldir. Altlıkları kataliz malzemesi ile kaplamak için elektron demeti buharlaştırma, fiziksel buhar biriktirme, daldırma vb. yöntemler kullanılır. Kullanılan katalizör malzemenin cinsi, parçacık boyutları, kaplama kalınlığı sentezlenen KNT'lerin çapları, verimi ve kalitesi üzerinde doğrudan etkili olduğundan bu parametrelerin kontrolü büyük önem taşımaktadır. Ayrıca kullanılan katalizör parçacığının çekirdeklenme büyüklüğüne bağlı olarak KNT'ler tek duvarlı (single-wall CNT) ya da çok duvarlı (multi-wall CNT) olarak büyürler [15].

Silikon altlık üzerinde iki farklı şekilde KNT üretimi yapılır. Bunlar; uç (tip) ve taban (base) büyütme olarak isimlendirilip büyüme sırasında kataliz partiküllerinin CNT ile ilerlemesine göre belirlenmektedir. Uç büyütmede katalizör ile silikon altlık arasındaki bağ zayıf ise hidrokarbon gazların metal katalizörün altına nüfuz etmesiyle (karbon difüzyonu) kataliz partikülleri büyüyen CNT ile beraber yukarı doğru hareket eder. Diğer taraftan katalizör ile silikon altlık arasındaki bağ güçlü olduğu durumda gerçekleşen taban büyütmede ise büyüme esnasında kataliz partikülleri CNT ile beraber yukarı doğru hareket etmeyip yüzeyde kalır. Şekil 2'de uç ve taban büyütme yöntemlerinin evreleri şematik olarak gösterilmiştir.



Şekil 2: Uç (a) ve taban (b) büyütme şematik gösterimi [15].

3. Karbon Nanotüp Üretimi Otomasyon Sistemi

Bu çalışmada kimyasal buhar biriktirme yöntemiyle dikey yönelimli çok duvarlı karbon nanotüp sentezi yapabilmek için özel olarak tasarlanmış bir otomasyon sistemi oluşturulmuştur.

3.1. Sistem Tanıtımı

Kullanılan CVD sistemi; tüp fırın, sıcaklık kontrol ünitesi, 25 milimetre çapında kuvars tüp, gaz tankları, gazın dolaşımını sağlayan borular ve gaz akışı kontrolörlerinden oluşmaktadır. Hassas denetim gerektiren üretim aşamalarının istenildiği gibi yürütülmesinden ve tüm sürecin kontrolünden ve işleyişinden sorumlu olacak otomasyon sistemi ise bir endüstriyel bilgisayar yardımı ile sağlanmaktadır. Şekil 3'te KNT sentezi için kullanılan deney düzeneğinin fotoğrafı görülmektedir.

Üretimin temel cihazı olan fırın için 1200°C sıcaklığa çıkabilen Lindberg marka Blue M serisi tüp fırın tercih edilmiştir. Bu fırın 2.54-7.62 cm çap aralığında ve 60 cm uzunluğundaki tüp bölgesini ısıtabilmektedir.

Kuvars tüp, yüksek sıcaklıklara ve ani sıcaklık değişimlerine (yüksek sıcaklıklarda fırın kapağının açılması gibi) dayanması ve bu sıcaklıklarda gazlarla tepkimeye girmemesi, kolay temizlenebilmesi, şeffaflığından dolayı numune konumunun görülmesi ve KNT sentezi esnasında görüntü alabilme imkanından dolayı tercih edilmiştir.

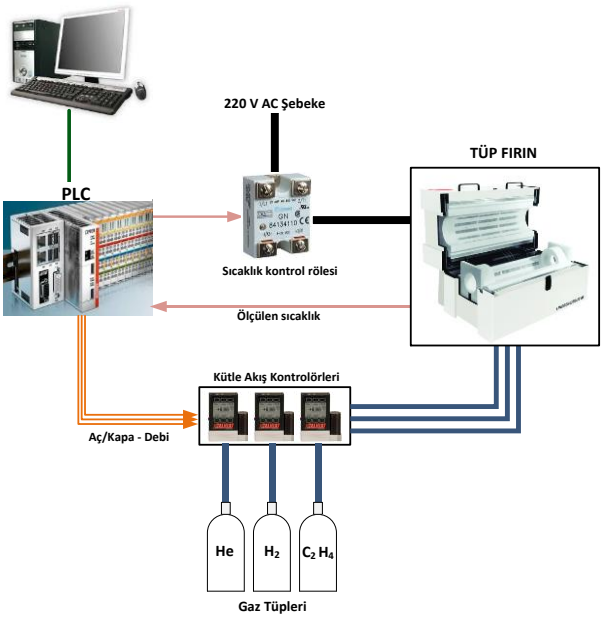
Kuvars tüpün bir ucu gaz ile beslenirken diğer ucundan da gazların dışarı atılımı gerçekleşmektedir. Taşıyıcı gaz olarak helyum (He) ve hidrojen (H_2), karbon kaynağı olarak ise etilen (C_2H_4) kullanılmaktadır. 50 litrelik gaz tüplerinden çıkan gazlar ara bağlantılar vasıtasıyla ilk olarak Alicat marka kütle akış kontrolörlerine (mass flow controller - MFC) gitmektedir. Bu gaz kontrol cihazları sayesinde fırının içinde bulunan kuvars tüpe istenilen miktarlardaki gaz akışı, kontrollü şekilde sağlanmaktadır. Tüpten çıkan gazlar bir baca vasıtasıyla emilerek ortamdan uzaklaştırılmaktadır. Bu yöntem ile gazların araştırmacılar üzerinde oluşturabileceği olumsuz etki de ortadan kaldırılmaktadır.



Şekil 3: KNT sentezi için kullanılan deney düzeneği.

3.2. Kontrol Sistemi

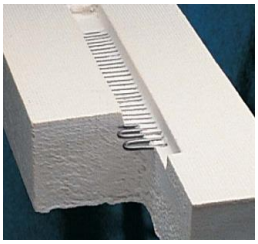
CVD yöntemi genel olarak katalizör kaplı altlık malzemenin belirli sıcaklıklarda ve debilerde belirli gazlara belirli sürelerde maruz bırakılması ilkesine dayanır. Bir protokole bağlı olarak yürütülen bu süreç birden fazla adımdan oluşur ve her bir adımda fırın belirli bir sıcaklık profilini izlerken istenilen debilerde gaz akışı sağlanır. Dolayısıyla sistemde her bir adım için hem sıcaklık hem gaz akışı kontrolü yapılmalıdır. Şekil 3'te fotoğrafı verilen sistemin bloklara indirgenmiş bir diyagramı aşağıda görülmektedir.



Şekil 4: CVD ile KNT üretim sistemi fiziksel yapısı.

3.2.1. Sıcaklık Kontrolü

Üretim için kullanılacak endüstriyel fırında (Lindberg/Blue M™ 1200°C Split-Hinge Tube Furnace) ısıtma elemanı, sinüs biçiminde şekillendirilmiş rezistans kablolarının yalıtım malzemesinin içine gömülmesiyle oluşturulmuştur (Şekil 5). Fırının ısınması endüstriyel bilgisayar tarafından sürülen bir yarıiletken röle (Crouzet GN 84134020) ile rezistansa gerilim uygulanarak sağlanmaktadır. Dolayısıyla fırın sıcaklık kontrolü için yazılan endüstriyel bilgisayar programının çıkışı rölenin aç/kapa işareti olmaktadır.



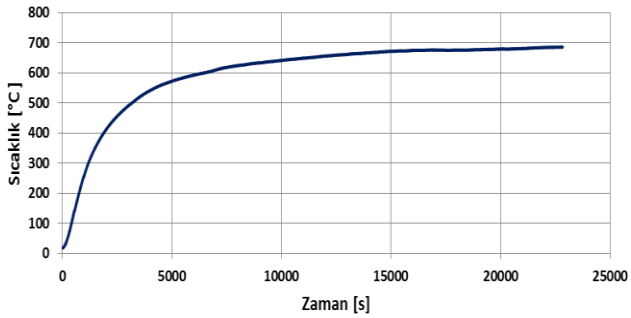
Şekil 5: Üretim için kullanılacak fırının bir görüntüsü.

Fırının sıcaklık kontrolü için darbe genişlik modülasyonu (PWM) tekniği kullanılmıştır. Periyodu 2 saniye olarak seçilen PWM işaretinin çalışma oranı (duty cycle) ise yazılan PI kontrolör algoritmasıyla belirlenmektedir. Buna göre 2 saniyelik periyot boyunca fırını ısıtan rezistansa ne kadar süre gerilim uygulanacağı sıcaklık kontrol sisteminin kontrol işareti olmaktadır.

Fırın sıcaklığı ısıl çift ile ölçülmektedir. Üretici firma tarafından fırın içine yerleştirilen Long-life Platinel™ II ısıl çift endüstriyel bilgisayarın 8 kanallı ısıl çift modülü tarafından tanınmadığından ilk aşamada ısıl çiftten alınan tam sayı veriler ile gerçek sıcaklık değerleri arasındaki ilişki belirlenmiş ve ısıl çiftin kalibrasyonu yapılmıştır.

Fırının ısınma profilini elde etmek için fırın açık çevrim olarak çalıştırılmış ve sıcaklığa ilişkin veriler toplanmıştır. Şekil 6'da 44 V basamak giriş için (çalışma oranı 0.2) fırının

ısınma eğrisi verilmiştir. Sistem birinci dereceden aşırı sönümlü bir karakteristiğe sahip olduğundan PI tipi bir kontrolör kullanmak yeterli olur. Fırın sıcaklığının istenilen değerde kalması oldukça önemli olduğundan fırının referans değere eriştikten sonra daha fazla ısınmasına sebep olacak integral sarmasını önlemek adına fırın referans sıcaklığa eriştiği anda integral terimi sıfırlanır. Buna karşılık fırın referans sıcaklığa ulaştıktan sonra meydana gelen bozuculara hızlı bir şekilde müdahale etmek için (yüksek genlikli kontrol işareti uygulamak için) ise kontrolörün oransal katsayısının büyük seçilmesi gerekir. Buna göre (1) denkleminde verilen kontrolör ifadesinde, yapılan deneyler neticesinde optimum değerler olarak K_p'nin 500, K_i'nin 0.5 olarak alınması uygun bulunmuştur. Kullanılan kontrolörün performansı Şekil 9'da görülmektedir.



Şekil 6: Açık çevrim fırın ısınma eğrisi.

$$u(t) = K_p\, e(t) + K_i \int e(t)\, dt \qquad (1)$$

3.2.2. Gaz Kütle Akışı Kontrolü

Üretim sürecinde, gaz kütle debisi kontrolü endüstriyel bilgisayar programı dışında gaz kütle akış kontrolörleri (MFC) tarafından kapalı çevrimli olarak yapıldığından, program içerisinde yalnızca gaz akışları için istenen kütle debisi değerlerinin ilgili kontrolörlere yazılması işlemi yapılmaktadır. Debilerin anlık değerleri, izlemek amacıyla kütle debisi kontrolörlerinden geri bildirim olarak alınmaktadır. Endüstriyel bilgisayardan akış kontrolörlerine gönderilen aç/kapa işareti ile gaz akışını başlatma ve durdurma işlemleri yapılarak oransal valflerden gaz kaçışı engellenmiştir.

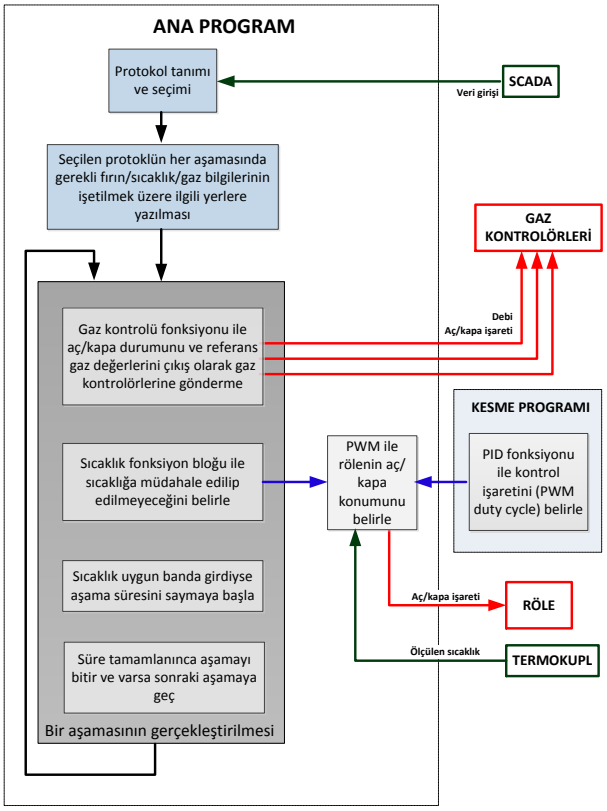
3.2.3. Program Yapısı

Tüm üretim sisteminin istenildiği şekilde işlemesinden sorumlu endüstriyel bilgisayar programının basitleştirilmiş genel bir akış şeması Şekil 7'de verilmiştir.

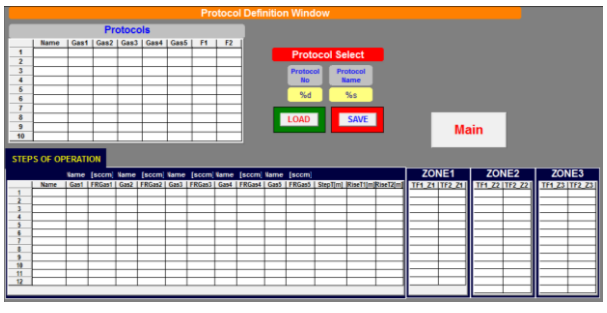
Endüstriyel bilgisayar üzerinde oluşturulan programın otomatik ve manuel olmak üzere iki temel modu bulunmaktadır. Manuel modda operatörün herhangi bir protokole bağlı olmadan girdiği sıcaklık ve gaz debisi değerlerinin sağlanması, otomatik modda ise önceden belirlenmiş üretim protokollerinin sorunsuz şekilde işlemesi esastır.

Yazılan programda CVD ile nanotüp üretimi için 10 farklı protokol kullanılabileceği ve her bir protokolün en fazla 12 aşamadan oluşabileceği düşünülerek otomatik mod için operatörün üretim aşamalarını girebileceği Şekil 8'de görüntüsü verilen arayüz hazırlanmıştır.

Bir protokol tanımlamak için öncelikle kullanılacak gazlar seçilmelidir. Bir protokolün her bir aşaması için ise o aşamada hangi gazların kullanılacağı, bu gazlar için gerekli debi değerleri, istenen sıcaklık değeri, bu sıcaklıklara ne kadar sürede erişileceği (fırının izlemesi gereken sıcaklık profili) ve istenilen bu değerlerinin kadar süre sağlanacağı (aşamanın ne kadar süreceği) tanımlanmalıdır. Girilen bu değerler daha sonra tekrar kullanılmak üzere saklanabilmektedir.



Şekil 7: Programın basitleştirilmiş genel şeması.



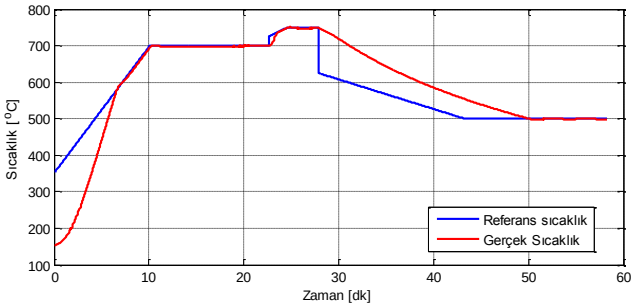
Şekil 8: Protokol girişleri için hazırlanan arayüz.

Protokoller tanımlanıp kullanılacak protokol seçildikten sonra, sürecin istenildiği gibi işlemesi için gerekli endüstriyel bilgisayar kodu (Şekil 7) işletilmektedir. Yapılan sıcaklık kontrolünü göstermek için örnek olarak işletilen 3 aşamalı bir

üretim protokolü (Tablo 1) ve sonuçları (Şekil 9) aşağıda verilmiştir.

Tablo 1: Örnek bir üretim protokolü.

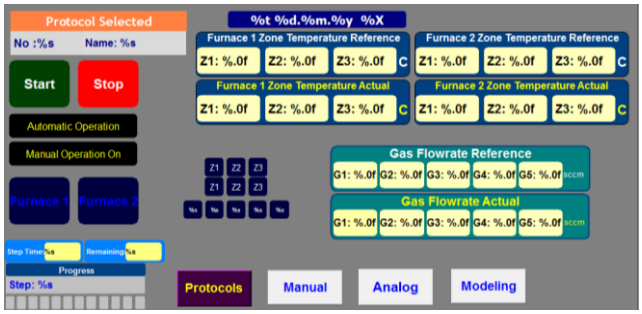
Aşama	Aşama Süresi [dk]	Yükselme Zamanı [dk]	Sıcaklık [°C]
1	12	10	700
2	3	2	750
3	8	15	500



Şekil 9: Fırın sıcaklık değişimi.

Şekil 9'dan görüldüğü gibi fırın kapasitesi ölçüsünde istenen sıcaklık profilini sağlamıştır ve istenilen sıcaklığa erişilince bekleme süreleri boyunca sıcaklık sabit tutulmuştur. Isınma süreci bitiminde fırın doğal soğumaya bırakılmış ve sistemin soğuma karakteristiği elde edilmiştir. KNT üretiminde soğuma sürecinin etkili olmadığı farzedilerek soğutmak için herhangi bir ek düzenek kullanılmamıştır.

Tüm üretim sürecini takip etmek için ise Şekil 10'da görüntüsü verilen ana ekran hazırlanmıştır.



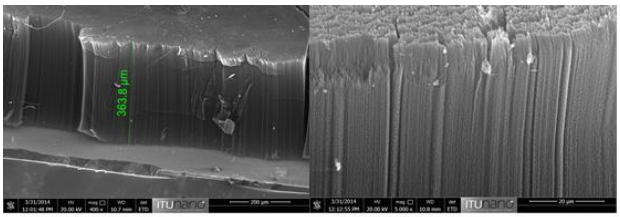
Şekil 10: Otomasyon sistemi ana ekranı.

4. Karbon Nanotüp Üretimi

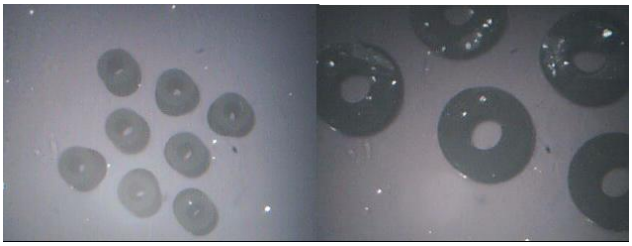
Bu çalışmada KNT'ler diziler halinde (array) ve örüntülü (patterned) olarak iki farklı şekilde üretilmiştir. Altlık malzemesi olarak tek kristalli silikon (Si) yonga plaka kullanılmıştır. Diziler halinde büyütmede altlığın tamamı katalizör ile kaplanarak her bölgede KNT büyümesi sağlanırken, örüntülü büyütmede silikon yonga tabakası üzerinde motifler oluşturulmuş ve KNT'lerin sadece bu bölgede büyümesi sağlanmıştır. İlk olarak silikon altlık yüzeyinin yapışma özelliklerini geliştirmek için plazma kimyasal buhar biriktirme (pe CVD) yöntemi kullanılarak 300 nm oksit tabaka ile kaplanmıştır. Daha sonra bu yüzey üzerine destekleyici malzeme olarak 10 nm alümina (Al_2O_3), alümina üzerine de 3 nm demir (Fe) kaplanmış ve çok ince film halinde katalizlenmiş altlık çok duvarlı KNT (MWCNT) üretimine hazır hale getirilmiştir.

Karbon nanotüp üretimi ile ilgili akademik birçok araştırma olmasına rağmen KNT üretimi sistem değişkenlerine göre oldukça değiştiğinden her bir sistemin kendi içinde optimize edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla sıcaklık, kullanılan hidrojen gazı miktarları değiştirilerek birçok deney yapılmış, üretilen KNT'lerin kalitesi ve safiyetini en yüksek yapan (Raman spektroskopisi G/D oranı) parametreler belirlenmeye çalışılmıştır. Elde edilen bulgulara göre, düşük sıcaklıklarda hidrojen miktarını artırmak olumlu bir sonuç yaratmamıştır. 750℃ sıcaklık ve 0-150 sccm hidrojen akışının en ideal değerler olduğu görülmüştür. 750 ℃'de hidrojen miktarını arttırmak KNT'lerin kalitesini düşürmüştür. 800℃ gibi yüksek değerlere çıkıldığında ise hiçbir hidrojen miktarında iyi bir değer elde edilememiştir.

Şekil 11'de silikon yonga yüzeyinin tamamını kapsayan kataliz partikül üzerinde sıralı diziler halinde büyütülen KNT'lere ait taramalı elektron mikroskopu (scanning electron microscope – SEM) görüntüsü görülmektedir. Şekil 11 (a)'da görüldüğü gibi silikon yonga yüzeyi üzerinde büyütülen KNT'ler yaklaşık olarak 370µm uzunluğundadır. Ayrıca Şekil 11 (b)'de görüldüğü üzere üretilen KNT'ler uzamaları boyunca yönelimlerini kaybetmemişlerdir. Bu sonuç ile kataliz çalışmasının ve temel CVD yönteminin başarılı olduğu göstermektedir. Şekil 12'de ise örüntülü dikey yönelimli KNT'lere ait optik mikroskop görüntüleri verilmiştir.



Şekil 11: (a) Üretilen sıralı dizili dikey yönelimli KNT'lere (VA-CNT) ait 400x büyümede uzunluğu gösteren SEM görüntüsü, (b) 5000 x büyütmede dikey yönelimli KNT SEM görüntüsü.



Şekil 12: Örüntülü dikey yönelimli KNT'lere ait optik mikroskop görüntüleri.

5. Sonuçlar

Bu bildiride kimyasal buhar biriktirme yönteminin kullanıldığı ve endüstriyel kontrolör ile kontrol edilen bir karbon nanotüp üretim sistemi sunulmuştur. İlk aşamada karbon nanotüplerin üretilebilmesi için hassas kontrol edilebilen bir sistem kurulmuş ve dikey yönelimli çok duvarlı karbon nanotüp (VA-MWCNT) üretimi başarı ile gerçekleştirilmiştir. Bu düzenek ile laboratuvar ortamı dışında çalışabilecek bir sistemin alt yapısı oluşturulmuştur. Kurulan esnek otomasyon yapısı ile daha uzun boylu karbon nanotüp üretme denemeleri yapılacaktır. Çalışmanın nihai amacı ise gelecekte endüstride oldukça yaygın kullanılacak olan karbon nanotüpleri büyük ölçeklerde üretebilecek bir süreç sistemi oluşturmaktır.

Teşekkür

Bu çalışma "Akışkanlar Arası Nanoboyutta Madde Aktarımı için Üç Boyutlu Aşırı Gözenekli Mikro- ve Nanoyapıların Üretimi" adlı proje ile TÜBİTAK tarafından desteklenmektedir.

Kaynakça

[1] Y. Gogotsi and V. Presser, *Carbon Nanomaterials*, CRC Press, 2013, pp.115-133.

[2] M.M.A. Rafique and J. Iqbal, "Production of carbon nanotubes by different routes - a review," *Journal of Encapsulation and Adsorption Sciences*, vol. 1, pp.29-34, 2011.

[3] P.J.F. Harris, *Carbon Nanotubes and Related Structures*, Cambridge University Press, 1999.

[4] S. Iijima, "Helical microtubules of graphitic carbon," *Nature*, vol. 354, pp. 56-58, 1991.

[5] N. Grossiord, M.C. Herment, and C. Koning, *Polymer Carbon Nanotube Composites: The Polymer Latex Concept*, Pan Stanford Publising, 2012, pp. 1-15.

[6] S. Iijima and T. Ichihashi, "Single-shell carbon nanotubes of 1.nm diameter," *Nature*, vol. 363, pp. 603-605, 1993.

[7] B.O. Küçükyıldırım ve A.A. Eker, "Karbon nanotüpler, sentezleme yöntemleri ve kullanım alanları," *TMMOB MMO Mühendis ve Makina Dergisi*, cilt 53, sayı 630, pp. 34-44, 2012.

[8] Y. Tian, "Optical properties of single-walled carbon nanotubes and nanobuds," Ph.D. dissertation, Aalto University, Helsinki, Finland, 2012.

[9] V.N. Popov, "Carbon nanotubes: properties and application," *Materials Science and Engineering: R*, vol. 43, pp. 61-102, 2004.

[10] Z. Chen, "Nanotubes for Nanoelectronics," *Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology*, vol. 7, pp. 919-942, 2004.

[11] A.C. Dillon, K.M. Jones, T.A. Bekkedahl, C.H. Kiang, D.S. Bethune and M.J. Heben, "Storage of hydrogen in single-walled carbon nanotubes," *Nature*, vol. 386, pp. 377-379, 1997.

[12] Z. Liu, S. Tabakman, K. Welsher and H. Dai, "Carbon nanotubes in biology and medicine: In vitro and in vivo detection, imaging and drug delivery," *Nano Research*, vol. 2, pp. 85-120, 2009.

[13] W. Yang, P. Thordarson, J.J. Gooding, S.P. Ringer and F. Braet, "Carbon nanotubes for biological and biomedical applications," *Nanotechnology*, vol. 18, pp. 1-12, 2007.

[14] A. Bianco, K. Kostarelos, C.D. Partidos and M. Prato, "Biomedical applications of functionalised carbon nanotubes," *Chemical Communications*, pp. 571-577, 2005.

[15] M. Kumar, Y. Ando, "Chemical vapor deposition of carbon nanotubes: A review on growth mechanism and mass production," *Journal of Nanoscience and* Nanotechnology, vol. 10, pp. 3739-3758, 2010.

NuSMV MODEL DENETLEYİCİ İLE DOĞRULANAN MAKAS MOTORU MODELİNİN PLC İLE GERÇEKLENMESİ

Öğr. Gör. Aslı Leblebici[1], *Yrd. Doç. Dr. Semiha Türkay*[2]

[1]Mekatronik Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir
aleblebici@ogu.edu.tr

[2]Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
semihaturkay@anadolu.edu.tr

Özetçe

Demiryolu ulaşım ve taşımacılığının her geçen gün önem kazanması ile birlikte demiryolu sinyalizasyon sistemlerinin modellenmesi ve kontrolü gibi bir takım problemleri de beraberinde getirmektedir. Raylı ulaşımda konfor ve güvenirlilik gerçekleştirilmesi gereken en önemli kriterlerdir. Hızla ilerleyen teknoloji, ulaşımda raylı sistemlerin standartların artmasına neden olmaktadır. Demiryolu güvenlik standartları makas motorlarının modellenmesi için Petri Ağlarını önermektedir. Modelin doğruluğu makas motorlarının kontrolü açısından oldukça önem taşımaktadır. Dolayısıyla model denetlemesinin kontrol işleminden önce mutlaka yapılması gerekmektedir. Bu çalışmada, Unistar CSV24 makas motoru Petri Ağı modeli NuSMV sembolik model denetleyici kullanılarak doğrulanmıştır. Daha sonra, doğrulanan bu model için Himax Programlanabilir mantık denetleyici (PLC) tercih edilmiş ve SILworX yazılımı kullanılarak lojik kodu üretilmiştir.

1. Giriş

Demiryolu taşımacılığının karayolu, denizyolu ve havayolu taşımacılığı ile rekabet edebilmesi yol ve yolcu güvenliği ile konforuna bağlıdır. Güvenli bir demiryolu taşımacılığı ise doğruluğu kanıtlanmış sinyalizasyon sistemlerinin kontrolü ile mümkün olmaktadır. Gelişen teknoloji, anklaşman sistemlerinin modellenmesi ve bu modellerin doğrulanmasında kullanılan oldukça yeni birçok kontrol algoritması ve yazılımlarının ortaya konulmasını sağlamıştır. Sinyalizasyon sistemlerinde en temel bileşenlerden biri tanesini makas motorları oluşturmaktadır. Çünkü makas motorları raylı aracın ray geçişlerini sağlamakla birlikte yolun hangi güzergaha tahsis edilmiş olduğu (sapan veya normal) bilgisini merkezi trafik kontrol birimine iletmekle yükümlüdür [1]. Aksi halde makas motorları aracılığı ile doğru yönlendirilmemiş bir makas hayati kayıplara yol açacak kazalara sebebiyet verebilecektir. Kontrolü oldukça önem arz eden makas motorlarını ifade eden gerçekçi modellerin oluşturulması ve bu modellerin beklenen ölçütleri karşılayıp karşılamadığının belirlenmesi kontrol sürecinde oldukça önemli olmaktadır. Çalışma prensibi bakımından ayrık olay sistemleri ile kolayca açıklanabilen makas motorunun modellemesi için en yaygın olarak grafiksel ve matematiksel yapılardan oluşan Petri Ağları kullanılmaktadır. Petri Ağları, aynı zamanda demiryolu güvenlik standartları tarafından anklaşman sistem bileşenlerinin modellemesinde kullanılmak üzere şiddetle önerilmektedir [2].

Türkiye'de üretilen makaslarla uyumlu ve birçok projede kullanılan Unistar CSV24 makas motoru için [1]'deki çalışmada Petri Ağları modeli elde edilmiş ve bu modelin denetimi için literatüre yeni sunulmuş olan SPIN model denetleyicisinin *iSpin* arayüzü kullanılmıştır. Bunu tamamlayıcı bir nitelik taşıyan bu çalışmada ise ilave olarak bu motorun Petri Ağı modeli, NuSMV sembolik model denetleyicisi kullanılarak doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlar bir önceki çalışmada kullanılan SPIN model denetleyicisi ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada NuSMV model denetleyicisinin seçilmesinin bir diğer nedeni temelinde LTL (Linear Temporal Logic) dilini kullanabilen bu denetleyiciyi gerekli altyapının oluşmasını sağlayarak daha sonra PLC programlamasında kullanabilmektir [3,4]. Demiryollarında sıklıkla kullanılan bu yazılımın haberleşme sistemlerinden otomasyon sistemlerine kadar birçok farklı alandaki uygulamalarına da rastlamak mümkündür [5 – 10]. Bu çalışmada ise Himax PLC ve SILworX yazılımları için kullanılan bu denetleyici doğrulanan makas motorunun kontrolünü sağlayan mantık kodu üretilmesinde kullanılmıştır. Himax PLC kontrol ettiği bir tesisin ya da makinanın ömür boyu kesintisiz çalışmasını sağlamak için tasarlanmış verimliliği ve güvenliği en üst düzeye çıkaran ilk PLC'dir..Himax kontrol için SILworX yazılımını kullanmakta olup bu yazılım IEC61131 – 3 standartı ile uyumludur. Programlama için güvenliği kanıtlanmış tüm mantık fonksiyonlarını ve değişken türlerini desteklemektedir [12]. Bu çalışmada Himax PLC, demiryolları için gerekli olan SIL3 (Safety Integrated Level – 3) sertifikasyonunda bulunan tüm gereksinimleri karşılayan [11] ve aynı zamanda bu sertifikaya sahip bir mantık denetleyici olmasından dolayı seçilmiştir

Bu makale aşağıdaki gibi organize edilmiştir. Bölüm 2'de Unistar CSV 24 makas motoru için Petri Ağları modeli genişletilmiş ve NuSMV model denetleyicisi tanımlanmıştır. Elde edilen NuSMV sonuçları Bölüm 3'te SPIN sonuçları ile karşılaştırılmıştır. 4. Bölümde ise doğrulanan makas motoru modelinin PLC kontrolü yapılmıştır. Çalışma Sonuçlar kısmı ile sona ermektedir.

2. NuSMV sembolik model denetleyici

NuSMV FBK - IRST (Instituto per la Ricerca Scientifica e Tecnologica) tarafından SMV (Symbolic model verifier) model denetleyici genişletilerek geliştirilmiş BDD'ye (Binary Decision Diagrams) dayanan ilk model denetleyicidir. Açık kaynak kodlu olan yazılım, sonlu durum sistemlerin doğrusal zaman mantığı (Linear Temporal Logic - LTL) özelliklerini karşılayıp karşılamadığını kontrol eden bir model denetleyicidir [3,4].

LTL dili zamanı geçmişten geleceğe doğru değişen bir çizgi olarak kabul etmektedir. Şimdi zamanı bu çizgi üzerinde yer alan bir noktadır. Birden fazla olayın eşzamanlı gerçekleşmesi durumunda alternatif olaylar arasında geçen doğrusal bir yolu LTL dili ile modellemek mümkündür [13]. Burada kullanılan program operatörlerinin en temelleri şu şekilde ifade edilmektedir;

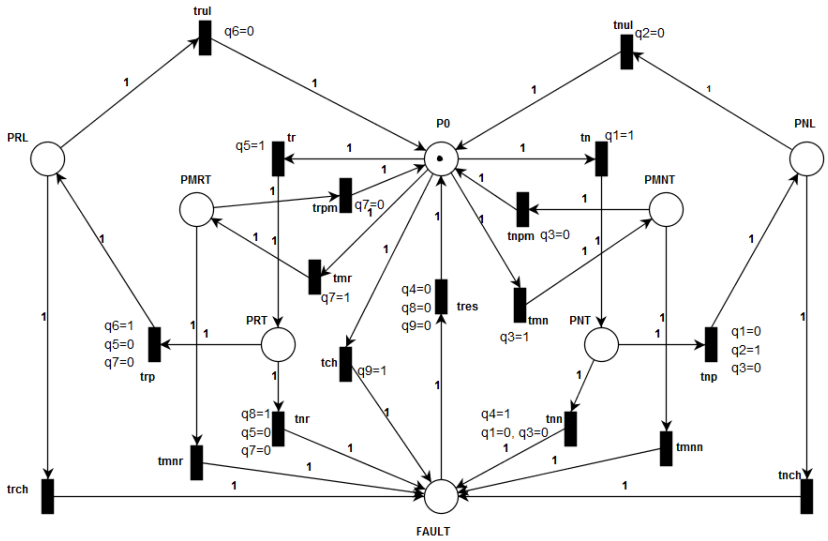
- G(P) : 'Globally ', *P önermesinin her zaman doğru olduğunu;*
- F(P) : 'Future', *P önermesinin herhangi bir anda doğru olduğunu*,
- X(P) : 'Next', *P önermesinin bir sonraki önerme olduğunu,*
- LTLSPEC: *LTL şartlarını tanımladığını*

göstermektedir.

Bu çalışmada, [1]'de kullanılan CSV24 makas motorunun Petri Ağları modeline çıkışlar eklenerek Şekil 1 ile gösterilen model oluşturulmuştur. [1]'de sunulan Tablo 1 Petri Ağları yerler kümesi ile NuSMV için durumlar (states) kümesini göstermektedir. Bu tabloda 'INIT' ile ifade edilen motorda sükûnet hali durumu bu çalışmada 'P0' ile gösterilmiştir. Benzer şekilde [1]'de verilen Tablo 2de Petri Ağları geçişler kümesi ile NuSMV için girişleri (Inputs) göstermektedir. Bu tabloda kullanılan 'RESET' makas hata bilgisi sıfırla geçişi bu çalışmada 'tres' ile gösterilmiştir. Petri Ağları modeli üzerinde gözlenebilen NuSMV çıkışları (Outputs) ise aşağıda verilen Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1: Makas motoru NuSMV çıkışlar kümesi

NuSMV Çıkışlar	Açıklama
q1	Makas Normale dön kumandası - otomatik
q2	Makası kilitle - normal
q3	Makas Normale dön kumandası - manuel
q4	Makas normal konumuna ulaşamadı hatası
q5	Makas sapan yöne dön kumandası
q6	Makası kilitle - sapan
q7	Makas sapan yöne dön kumandası - manuel
q8	Makas sapan konuma ulaşamadı hatası
q9	Makasa levye takıldı hatası



Şekil 1: Unistar CSV24 makas motoru Petri Ağı modeli

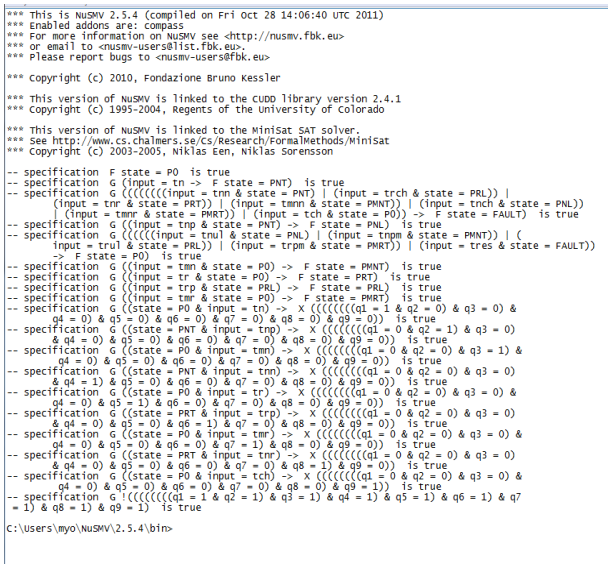
3. Makas motorunun Petri Ağı modelinin doğrulama sonuçları

NuSMV ile oluşturulan CSV24 makas motorunun Petri Ağları model doğrulaması için elde edilmiş program akışı Şekil 2'de gösterilmektedir. Burada kullanılan "state" ifadesi benzer şekilde Petri Ağları modelindeki yerler kümesini ifade etmektedir. NuSMV program akışında yer alan "input" ifadesi Petri Ağları modelindeki geçişleri göstermektedir. "init(..)" ile değişkenlerin başlangıç koşulları tanımlanmıştır. "next(state)" operatörü her bir ateşleme sonrası hangi durumda jeton bulunacağını gösterirken, "next(input)" operatörü durumlara hangi geçişlerden ulaşılabileceğini belirtmektedir. "next(q..)" gösterimi ilgili çıkışın hangi durumlarda aktif hangi durumlarda pasif hale geldiği ifade etmektedir. "LTLSPEC" operatörü ile motorun çalışma prensibi LTL özellikleri ile

kodlanmıştır [14, 15]. NuSMV ile doğrulama gerçekleştirildiğinde Şekil 3'te gösterilen sonuçlar elde edilmiştir. Bu modelde LTL özelliklerinin hatasız olduğu gözlenmiştir.

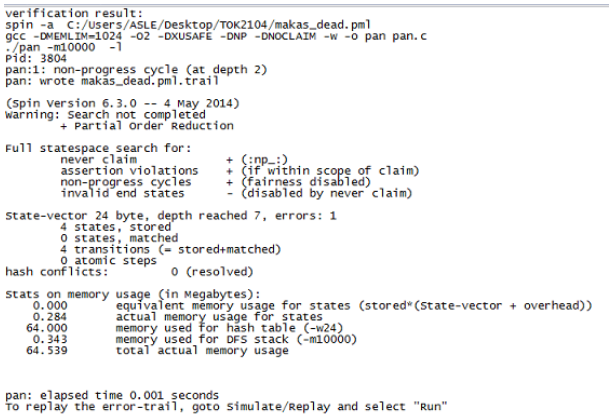
```
MODULE main
VAR
	state : {P0, PNT, PMNT, PNL, PRT, PMRT, PRL, FAULT};
	 input : {tn, tnp, tnn, tmnn, tnpm, tnul, tmn, tr, trp,
	trpm, tnr, tmnr, trul, tmr, tres, tch, tnch, trch};
	 q1 : {1, 0};
	 q2 : {1, 0};
	 q3 : {1, 0};
	 q4 : {1, 0};
	 q5 : {1, 0};
	 q6 : {1, 0};
	 q7 : {1, 0};
	q8 : {1, 0};
	 q9 : {1, 0};
ASSIGN
	init(state) := P0;
	init(q1) := 0;
	 init(q2) := 0;
	 init(q3) := 0;
	 init(q4) := 0;
	 init(q5) := 0;
	 init(q6) := 0;
	 init(q7) := 0;
	 init(q8) := 0;
	 init(q9) := 0;
	 next(state) := case
		state = P0 & input = tn : PNT;
		state = PNT & input = tnn : FAULT;
		state = PNT & input = tnp : PNL;
		state = PNL & input = tnul : P0;
		state = PNL & input = tnch : FAULT;
		state = P0 & input = tmn : PMNT;
		state = PMNT & input = tnpm : P0;
		state = PMNT & input = tmnn : FAULT;
		state = P0 & input = tr : PRT;
		state = PRT & input = tnr : FAULT;
		state = PRT & input = trp : PRL;
		state = PRL & input = trch : FAULT;
		state = PRL & input = trul : P0;
		state = P0 & input = tmr : PMRT;
		state = PMRT & input = trpm : P0;
		state = PMRT & input = tmnr : FAULT;
		state = P0 & input = tch : FAULT;
		state = FAULT & input = tres : P0;
		TRUE : state;
	esac;
	next(input) :=case
		state = P0 : {tres, tnpm, tnul, trul, trpm};
		state = PNT : {tn};
		state = PMNT : {tmnn};
		state = PNL : {tnp};
		state = PRT : {tr};
		state = PMRT : {tmr};
		state = PRL : {trp};
		state = FAULT : {tnch, trch, tmnr, tnr, tch, tnn, tmnn};
		TRUE : tres;
	esac;
	next(q1) := case
		state = P0 & input =tn : 1;
		state = PNT & input = tnp | input = tnn : 0;
		TRUE : q1;
	esac;
	next(q2) := case
		state = PNT & input = tnp : 1;
		state = PNL & input = tnul | input = tnch : 0;
		TRUE : q2;
	 esac;
	next(q3) :=case
		state = P0 & input = tmn : 1;
		state = PMNT & input = tnpm | input = tmnn : 0;
		TRUE : q3;
	esac;
	next(q4) := case
		state = PNT & input = tnn : 1;
		state = FAULT & input = tres : 0;
		TRUE : q4;
	esac;
	next(q5) := case
		state = P0 & input = tr : 1;
		state = PRT & input = trp | input = tnr : 0;
		TRUE : q5;
	esac;
	next(q6) := case
		state = PRT & input = trp : 1;
		state = PRL & input = trul | input = tnr : 0;
		TRUE : q6;
	esac;
	next(q7) := case
		state = P0 & input = tmr : 1;
		state = PMRT & input = trpm | input = tmnr : 0;
		TRUE : q7;
	esac;
	next(q8) := case
		state = PRT & input = tnr : 1;
		state = FAULT & input = tres : 0;
		TRUE : q8;
	esac;
	next(q9) := case
		state = P0 & input = tch : 1;
		state = FAULT & input = tres : 0;
		TRUE : q9;
	esac;
LTLSPEC
	F (state = P0);
LTLSPEC
	G ( input = tn -> F( state = PNT ));
LTLSPEC
	G ( (input = tnn & state = PNT) | (input = trch & state =
    PRL) | (input = tnr & state = PRT) | (input = tmnn &
    state = PMNT) | (input = tnch & state = PNL) | (input =
    tmnr & state = PMRT ) |( input = tch & state = P0 ) ->
    F(state = FAULT ) );
LTLSPEC
	G ( input = tnp & state  = PNT -> F( state = PNL ));
LTLSPEC
	G ( (input = tnul & state = PNL) | (input = tnpm & state =
	PMNT) | (input = trul & state = PRL) | (input = trpm &  state = PMRT) |
	 (input = tres & state = FAULT) -> F( state = P0 ));
LTLSPEC
	G ( input = tmn & state = P0 -> F( state = PMNT ));
LTLSPEC
	G ( input = tr & state = P0 -> F( state = PRT ));
LTLSPEC
	G ( input = trp & state = PRL -> F( state = PRL ));
LTLSPEC
	G ( input = tmr & state = P0 -> F( state = PMRT ));
LTLSPEC
	G ( state = P0 & input =tn -> X (q1 =1 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0 &
    q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 & q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = PNT & input = tnp -> X ( q1 =0 & q2 =1 & q3 =0 & q4 =0
   & q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = P0 & input = tmn -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =1 & q4 =0
  & q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = PNT & input = tnn -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =1
  & q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = P0 & input = tr -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0
  & q5 =1 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = PRT & input = trp -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0
  & q5 =0 & q6 =1 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = P0 & input = tmr -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0
  & q5 =0 & q6 =0 & q7 =1 &  q8 =0 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = PRT & input = tnr -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0
  & q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =1 & q9=0));
LTLSPEC
	G ( state = P0 & input = tch -> X ( q1 =0 & q2 =0 & q3 =0 & q4 =0
  & q5 =0 & q6 =0 & q7 =0 &  q8 =0 & q9=1));
LTLSPEC
	G !(q1=1 & q2 =1 & q3 =1 & q4 =1 & q5 =1 & q6 =1 &  q7 =1 & q8 =1 & q9=1);
```

Şekil 2: NuSMV program akışı

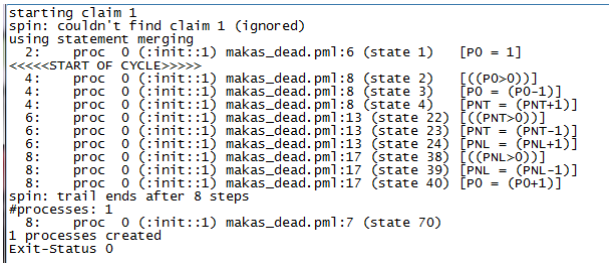


Şekil 3: NuSMV doğrulama sonuçları

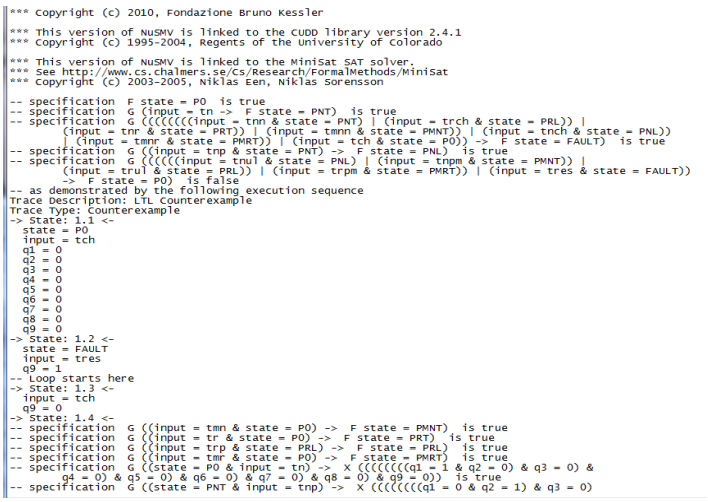
Modelde bir sistem çıkmazı oluştuğunda adım sayısından bağımsız olarak sistem çıkmazının oluştuğu ateşlemeye kadar olası state ifadeleri meydana getirilecektir. Bunu örnek üzerinde tartışmak için makas motoru modelinde "tres" (Makas hata bilgisi sıfırla) geçişinin unutulduğu durumu düşünelim. Bu örnek model için SPIN ile doğrulama işlemi yapıldığında, modelde sistem çıkmazı meydana geleceği için Şekil 4 ile gösterilen sonuçlarda bir hatanın olduğu uyarısı verilecektir. Böylece sistem FAULT durumunda kalacak ve hiçbir zaman başlangıç noktasına (P0) geri dönemeyecektir. Bu hatanın oluştuğu geçişleri görebilmek için benzetim çalışmasının yapılması gerekmektedir ve böylece Şekil 5'de gösterilen state ifadelerine ulaşılabilecektir. Aynı örnek için doğrulama işlemi NuSMV model denetleyici ile yapıldığında Şekil 6'da görülen oldukça benzer sonuçlar elde edilmektedir.



Şekil 4: Sistem çıkmazı için elde edilen doğrulama sonuçları.



Şekil 5: Sistem çıkmazı için *iSpin* ile elde edilen benzetim sonuçları.

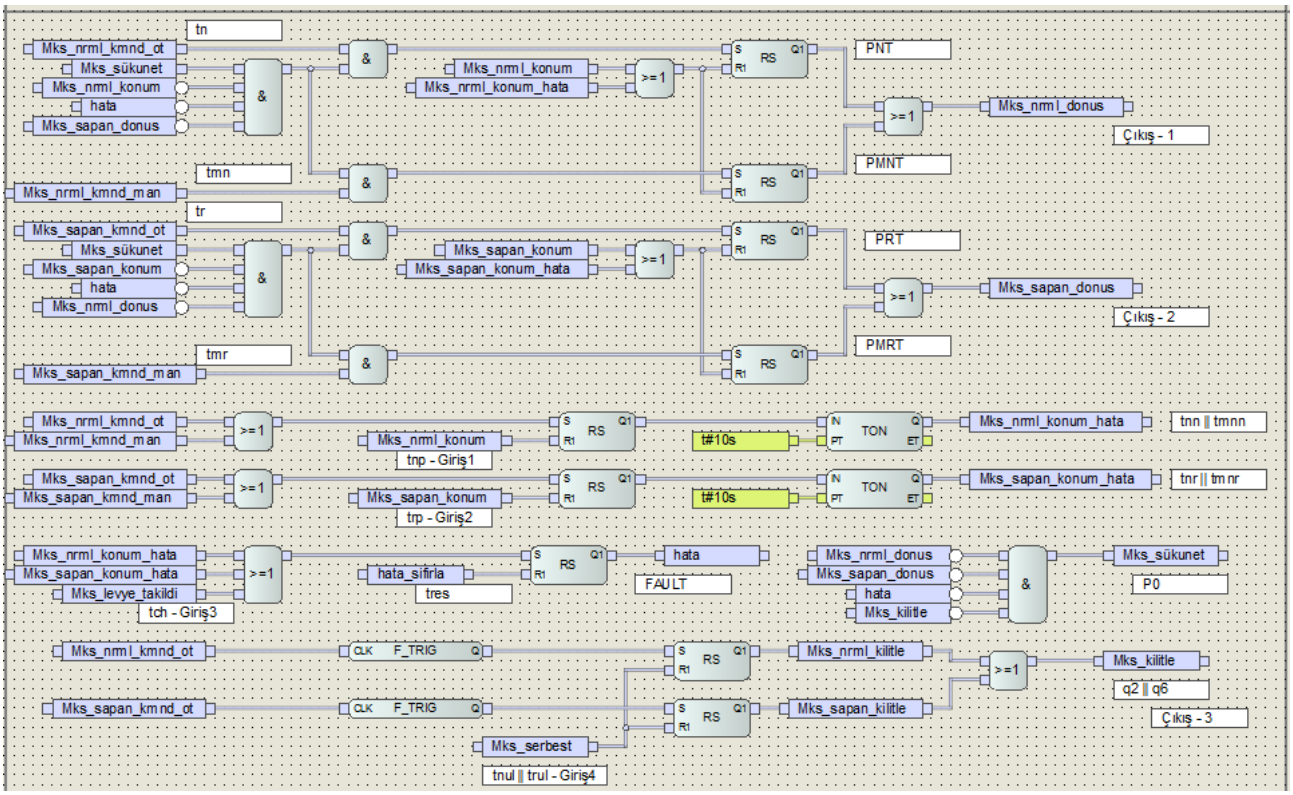


Şekil 6: Sistem çıkmazı için NuSMV ile elde edilen benzetim sonuçları.

4. Makas motoru modelinin PLC ile gerçeklenmesi

Demiryollarında alışılagelmiş röle teknolojisinin yerini günümüzde PLC'ler doldurmaya başlamıştır. Olası bir hata durumunda sistemi korumaya alarak yol ve yolcu güvenliğine büyük ölçüde katkı sağlayan PLC'ler arasında en çok tercih edilenler SIL sertifikasına sahip olanlardır.

Literatürde Petri Ağlarından PLC lojiğine geçiş için *Jeton Aktarma Lojiği* yöntemi (Token Passing Logic – TPL) önerilmektedir. Bu yönteme göre, Petri Ağları yerlerindeki jeton sayısı maksimum 1 ise bir yerel değişken, jeton sayısı 1 den büyük ise bir sayıcı atanır. Zamanlama ile ilgili olan yer veya geçişlere ise çekmede gecikmeli zamanlayıcının (on delay timer) atanması ile lojik koduna geçiş yapılır [15, 16]. Bu çalışmada kullanılan Unistar CSV24 makas motoru modeli için gerçeklenen mantık kodu Şekil 7 ile PLC değişkenleri ise Tablo 2'de gösterilmiştir.



Şekil 7: SILworX yazılımı ile gerçekleştirilen makas motoru kontrol programı

PLC kodunda mantık fonksiyon blokları Şekil 7'de, PLC girişleri, PLC çıkışları ve PLC hafıza bitleri (yerel değişkenler) ise Tablo 2'de gösterilmiştir. PLC giriş değişkenleri makas motorundan okunan bilgiler doğrultusunda oluşturulmaktadır. PLC çıkış değişkenleri ise ilgili eylemin gerçekleştiği bölümlerden elde edilmektedir. Yerel değişkenler, giriş veya çıkış değişkenleri gibi fiziksel olarak değerlendirilemeyen fakat bilgi olarak sinyalizasyon sisteminde ihtiyaç duyulan değişkenlerdir. NuSMV denetleyicisinde çıkış olarak ifade edilen "q" değişkenleri Petri Ağları modelinde geçişler olarak tanımlanmıştır ve ilgili geçişin ateşlenmesiyle aktif duruma gelmektedir. Mesela, "tn" geçişinin ateşlenmesi ile "q1=1" haline gelmektedir. Bunun anlamı PLC'de ise *"Mks_nrml_donus_ot"* yerel değişkeninin aktif olmasıdır. Petri Ağları modeline göre ateşlenebilecek iki geçiş "tnn" veya "tnp" mevcuttur. Bu geçişlerden herhangi birinin ateşlenmesi ile de "q1=0" olacak, PLC'de ise *"Mks_nrml_donus_ot"* değişkeni inaktif duruma geçecektir.

Başlangıç durumunda makas motoruna herhangi bir kumanda sinyali gelmemektedir. Ayrıca makas motorunda herhangi bir hata durumu da mevcut değildir. Dolayısıyla başlangıçta makas motorunun Petri Ağları modelinde "P0" yerinde bir jeton bulunması ile açıklanan sükünet durumu PLC kodunda *"Mks_sükunet"* olarak atanmış olan yerel değişkenin aktif olması ile gerçeklenmiştir. Kullanılan makas motoru modeli herhangi bir sistem çıkmazı içermediği için sistem her seferinde başlangıç durumuna (P0=1) dönmektedir. PLC kodunda bu durum "VE" mantık kapısı ile tanımlanmıştır.

Tablo 2: PLC Değişken Listesi

NuSMV Değişkeni	**PLC Değişkeni**	**PLC Giriş / Çıkış / Yerel Değişken**
q1	Mks_nrml_donus_ot	Yerel Değişken
q2	Mks_nrml_kilitle	Yerel Değişken
q3	Mks_nrml_ donus_ man	Yerel Değişken
q4	Mks_nrml_konum_hata	Yerel Değişken
q5	Mks_sapan_ donus_ot	Yerel Değişken
q6	Mks_sapan_kilitle	Yerel Değişken
q7	Mks_sapan_ donus_ man	Yerel Değişken
q8	Mks_sapan_konum_hata	Yerel Değişken
q9	Mks_levye_hata	Yerel Değişken
q1 || q3	Mks_nrml_donus	Çıkış – 1
q5 || q7	Mks_sapan_donus	Çıkış – 2
q2 || q6	Mks_kilitle	Çıkış – 3
FAULT	Hata	Yerel Değişken
tnp	Mks_nrml_konum	Giriş – 1
trp	Mks_sapan_konum	Giriş – 2
tch	Mks_levye_takildi	Giriş – 3

tres	Hata_sifirla	Yerel Değişken
P0	Mks_sükunet	Yerel Değişken
tn	Mks_nrml_kmnd_ot	Yerel Değişken
tnpm	Mks_nrml_kmnd_man	Yerel Değişken
tr	Mks_sapan_kmnd_ot	Yerel Değişken
trpm	Mks_sapan_kmnd_man	Yerel Değişken
trul	Mks_serbest_nrml	Yerel Değişken
tnul	Mks_serbest_sapan	Yerel Değişken
trul || tnul	Mks_serbest	Giriş – 4

5. Sonuç

Bu çalışmada Unistar CSV24 makas motoru Petri Ağları modelinin NuSMV arayüzü kullanılarak doğrulaması gerçekleştirilmiştir. Makas motorunun çalışması LTL dili ile kodlanmış, oluşturulan mantık algoritmasında hata olup olmadığı araştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar [1]'deki çalışmada SPIN kullanılarak elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Makas motorunun kontrolü için demiryolu güvenlik standartlarını karşılayan Himax PLC tercih edilmiş olup modelin kontrolü SILworX yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle yapılan çalışma herhangi bir anklaşman sisteminin modellemesi ve doğrulaması ve sonrasında PLC kontrolünün yapılmasında temel bir referans oluşturacak niteliktedir. Bu çalışma genişletilerek Unistar CSV24 makas motorunun Himax ile gerçek zamanlı kontrolünün yapılması düşünülmektedir.

Kaynakça

[1] S. Türkay, A. Leblebici, "Makas Motorunun Petri Ağı ile Modellenmesi ve Modelin SPIN ile Doğrulanması", *TOK'13 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Malatya, 2013.

[2] M. S. Durmuş ve M. T. Söylemez, "Railway Signalization and Interlocking Design via Automation Petri Nets", *Proc. of the 7th Asian Control Conference*, Hong Kong, China, 2009.

[3] A. Cimatti, E. Clarke, F. Giunchiglia ve M. Roveri, "NuSMV: a symbolic model checker", *International Journal on Software Tools for Technology Transfer*, Cilt: 2, No: 4, s: 410-425, Mart 2000.

[4] "NuSMV Symbolic Model Checker", http://nusmv.fbk.eu/, 2014.

[5] D. Castelluccia, M. Mongiello, M. Ruta ve R. Totaro, "WAVer: A Model Checking – based Tool to Verify Web Application Design", *Electronic Notes in Theoretical Computer Science*, No: 157, s: 61–76, 2006.

[6] Y. Zhao, Y. Zong – Yuan, J. Xie ve Q. Liu, "Formal Model and Analysis of Sliding Window Protocol Based On NuSMV", *Journal of Computers*, Cilt: 4, No: 6, s: 519, 2009

[7] K. Björkman, J. Frits, J. Valkonen, J. Lahtinen, K. Heljanko, I. Niemelä ve J. J. Hämäläinen, "Verification of Safety Logic Designs by Model Checking", *Sixth American Nuclear Society International Topical Meeting on Nuclear Plant Instrumentation, Control, and Human-Machine Interface Technologies, NPIC&HMIT*, 2009

[8] K. Winter, N. J. Robinson, "Modelling Large Railway Interlockings and Model Checking Small Ones", *Proc. of the 26th Australasian Computer Science Conference*, Cilt: 16, s: 309 – 316, 2003.

[9] A. Cimatti, R. Corvino, A. Lazzaro, I. Narasamdya, T. Rizzo, M. Roveri, A. Sanseviero ve A. Tchaltsev, "Formal Verification and Validation of ERTMS Industrial Railway Train Spacing System", *Computer Aided Verification Lecture Notes in Computer Science*, Cilt: 7358, s: 378-393, 2012.

[10] M. Huber, S. King, "Towards an Integrated Model Checker for Railway Signalling Data", *FME 2002:Formal Methods—Getting IT Right Lecture Notes in Computer Science*, Cilt: 2391, s: 204-223, 2002.

[11] M. S. Durmuş, U. Yıldırım, O. Eriş, M. T. Söylemez, "Synchronizing Automata and Petri Net based Controllers", *ELECO'07, 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, Bursa, 2011.

[12] *Himax PLC Ürün Kataloğu,* http://www.hima.com/products/HIMax_default.php,2014.

[13] Ş.E. Şeker, B. Diri, "Türkçe Metinler için Olay Sıralaması", *Türkiye Bilişim Vakfı Bilgisayar Bilimleri ve Mühendisliği Dergisi*, Ankara, s:63 – 74, 2011.

[14] I. Gorbelna, M. Grobenly ve M. Adamski, "Petri Nets and Activity Diagrams in Logic Controller Specification – Transformation and Verification", *Proc. of the IEEE*, Cilt : , No: , s: 607 – 612, 2010.

[15] M. Uzam, G. Gelen, İ. B. Koç, ve B. H. Aksebzeci, "Ayrık Olay Kontrol Sistemlerinin Petri Ağları ile Tasarımı ve Programlanabilir Lojik Denetleyicilerle Gerçekleştirilmesi", *3. Otomasyon Sempozyumu*, Denizli, Bildiriler Kitabı, s. 158-162, 11-12 Kasım 2005.

[16] M. Uzam, A. H. Jones, "Discrete Event Control System Design Using Automation Petri Nets and their Ladder Diagram Implementation", *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, cilt:14, No:10, s:716 – 728, 1998.

Hidrolik Oransal Valf Kontrolörünün Tasarımı ve Üretilmi

Hakan ÖZBAŞARANOĞLU, Bahadır YILMAZ, Ünal TENEKECİ

Ermaksan Makine, Bursa
hakan.ozbasaranoglu@ermaksan.com.tr, bahadir.yilmaz@ermaksan.com.tr,
unal.tenekeci@ermaksan.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir hidrolik oransal valfin, tasarlanan mikrokontrolör tabanlı bir kontrolör ile kapalı çevrim kontrolü anlatılmaktadır. Tasarlanan kontrolör girişlerine uygulanan valf kontrol sinyalleri, mikrokontrolör içindeki yazılım algoritmaları ile işlenerek istenilen kontrol sinyalleri elde edilmiştir. Kontrol edilen hidrolik oransal valf üzerinde bulunan lineer konum sensörü ile valf konumu ölçülmüştür. Ölçülen konum bilgisi, kontrolöre geri beslenerek kapalı çevrim kontrol sağlanmıştır. Kontrolöre ait tüm parametreler için bir bilgisayar arayüzü hazırlanmıştır. Arayüz üzerinden girilen tüm parametreler bir seri veri yolu üzerinden kontrolöre bildirilmiştir. Kullanılan PI kontrolör ile hidrolik oransal valfin konum kontrolü hassas bir şekilde gerçekleştirilmiştir.

1. Giriş

Hidrolik sistemler temelde, hidrolik güç ünitesi, valf, silindir gibi elemanların bir araya gelmesiyle meydana gelmektedir. Hidrolik güç ünitesi, akışkanı yüke uygulanmak üzere valflere pompalarken valfler konumlarına göre akışkanın, hidrolik silindire uygun yönde iletilmesini sağlamaktadır. Böylelikle, valflerin konum değiştirmeleri ile hidrolik silindirler istenilen konumlara hareket ettirilebilmektedirler.

Endüstride kullanılan valfler, kontrol ve uyartım biçimlerine göre birçok farklı çeşitte yer almaktadır. Bunlardan bir tanesi de hidrolik oransal valftir.

Hidrolik oransal valfler, günümüzde hassas konumlandırma sistemlerinde geniş bir yelpazede kullanılmaktadır.[1]

Hidrolik oransal valfler, bir elektriksel sinyal ile kuvvet ve basıncı uzaktan kontrol edebildiği için çok geniş bir kullanım alanına sahiptir. Temel anlamda, oransal valfin yapısında yer alan bir çift konumlu solenoid toplam hareket aralığının %0 ile %100'ü arasında bir yay kuvvetine karşı hareket etmesi sağlanır. Yay kuvvetinden daha büyük bir kuvvet solenoid enerjisi ile sağlanarak hareket gerçekleştirilmektedir. Kuvvetin eşit olduğu noktalarda mevcut konum korunmaktadır. Oransal valflerde, solenoide uygulanan akım değerine göre valf konum değiştirmektedir. Örneğin; solenoid üzerine uygulanan 0,75A akım ile valf toplam hareket aralığında %75 oranında bir hareket gerçekleştirecektir.[2]

Hidrolik oransal valfler elektrik sinyalleri ile çalışır ve elektrik sinyallerini oransal olarak kuvvete dönüştürür. Valfe giren elektrik akımının artması veya azalması ile valfte meydana gelen bobin kuvveti de orantılı olarak artar veya azalır. Bunun neticesinde valf, bobin kuvvetinin miktarına göre açma-kapama, yön değiştirme ve akış ayarlaması yapar.

Oransal valfler, hidrolik sistemlerde, hassas konum kontrolünün istendiği uygulamalarda büyük önem taşımaktadır. Ancak hidrolik sistemlerde hassas kontrol için, sadece oransal valfin kullanılması yeterli olmayacaktır. Oransal valfin istenilen konum ve hassasiyette tepki verebilmesi için bir oransal valf kontrolörü kullanılması gerekmektedir. Kontrolörlerin sahip oldukları kontrol algoritmalarıyla oransal valfler, uygun konumlara hassas bir şekilde hareket ettirilebilmektedir.

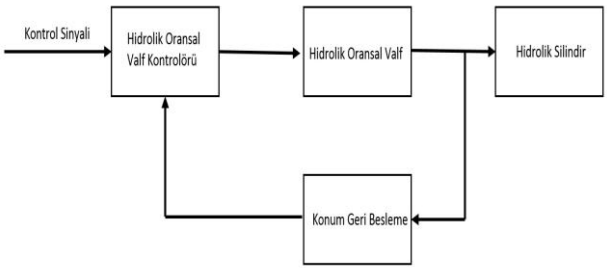
Birçok araştırmacı oransal valflerin ulaşılabilirliğini arttırmak, üretim maliyetlerini düşürmek ve performanslarını arttırmak amacıyla bu alanda çalışmaktadır. Bu anlamda oransal valflerin hassasiyetlerini ve tepki sürelerini arttırmak amacı ile son yıllarda farklı iç profil dizaynlarının yanı sıra elektronik sürücüler geliştirilmiştir.[1]

Edvard Detiček ve arkadaşı, 4/3 servo valf kullanarak, tek yönlü bir silindirin bulanık mantık ile konum kontrolünü sağlamıştır.[3] Karam M. Elbayomy ve arkadaşları, bir uzay aracının hareketli yüzeyini kontrol eden döner aktüatörün açısal pozisyonunu kontrol etmek için kullanılan elektro hidrolik servo aktüatör sisteminin PID kontrolör ile kontrolünü sağlamıştır.[4]

Yapılan bu çalışmada, üretilen oransal valf kontrolörü ile 4/3 hidrolik oransal valfin konum kontrolü, PI kontrolör kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Bu dokümanda, kontrolörün donanımsal yapısı ve kontrol sistemi hakkında bilgiler verilmiş ve elde edilen sonuçlar değerlendirilerek ortaya konulmuştur.

2. Hidrolik Sistemin Yapısı

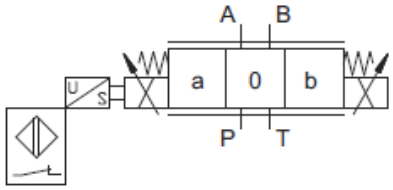


Şekil 1: Hidrolik sistemin blok diyagramı.

Şekil 1'de hidrolik oransal valf ve oransal valf kontrolörünün bulunduğu temel bir hidrolik sistemin blok diyagramı görülmektedir. Oransal valf kontrolörüne uygulanan kontrol sinyali, kontrolör içerisinde değerlendirilerek, oransal valfe iletilmektedir. Uygulanan sinyal ile valf konum değiştirmekte ve silindir valfin açıklığına bağlı olarak uygun noktaya hareket etmektedir. Valf açıklığı bir transdüser vasıtası ile oransal valf kontrolörüne geri bildirilerek, her kontrol çevriminde valfin doğru pozisyona gitmesi sağlanmaktadır.

2.1. Hidrolik Oransal Valf

Tasarlanan hidrolik oransal valf kontrolörünün deneysel çalışmaları 4/3 solenoid ön uyartımlı ve yay geri dönüşlü yön kontrol valfi ile yapılmıştır.



Şekil 2: Kontrol edilen valfin yapısı.

Kontrol edilen valfin şematik yapısı Şekil 2'de görülmektedir. Valf üzerinde 0-24V DC gerilim ile kumanda edilen iki adet solenoid bobin bulunmaktadır. Hidrolik oransal valf kontrolörüne ait valf çıkışları, oransal valf üzerindeki solenoid bobin uçlarına bağlanmıştır.

Tablo 1: Hidrolik oransal valf özellikleri.

Parametre	Minimum	Maksimum
Çevresel sıcaklık aralığı	-20°C	+50°C
Çalışma basıncı		350 bar
Debi		12 l/dk
Basınç ortamı sıcaklık aralığı	-20°C	+70°C
Viskozite aralığı	10 mm²/s	600 mm²/s
Çalışma gerilimi	0 VDC	24 VDC
Çalışma akımı	0 mA	800 mA
Bobin direnci (20°C)		21.3 Ω

Tablo 1'de valfe ait parametreler görülmektedir. Hidrolik oransal valf kontrolörünün 0-24V arasında ürettiği kontrol sinyalleri ile valf açıklığı değişmektedir. Valfin 'a' solenoidi kumanda edildiğinde akış, P'den A'ya, 'b' solenoidi kumanda edildiğinde ise akış, P'den B'ye olmaktadır.

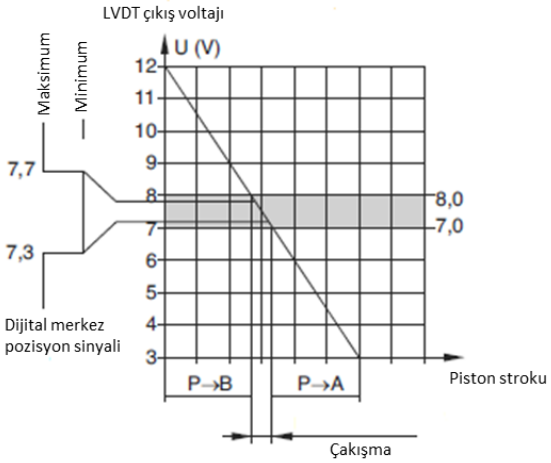
2.2. Konum Geri Besleme

Valf açıklığını geri beslemek üzere, valf üzerinde bir adet LVDT (lineer variable displacement transducer) bulunmaktadır. LVDT'ler genellikle pozisyon ölçümünde kullanılırlar ve doğrusallıkları sadece kısa stroklu uygulamalar için uygundur.[5] Valfe gönderilen kontrol sinyalleri hangi solenoid bobini kumanda ediyorsa o kanala ait konum verisi LVDT çıkışlarından okunmaktadır. LVDT çıkışından, 3VDC ile 12VDC seviyeleri arasında lineer analog veri okunmaktadır.

Tablo 2: LVDT özellikleri.

Çalışma gerilimi	24VDC (±20%)
Akım tüketimi	< 40mA
Çıkış gerilimi	P→A: 7.5 VDC ≥ 3 VDC
	P→B: 7.5 VDC ≤ 12 VDC
Duyarlılık	1.5V/mm (±3%)
Doğrusallık	≤ ±1.5%

Tablo 2'de valf üzerinde bulunan LVDT'ye ait parametreler yer almaktadır. Valf üzerindeki akış P'den A'ya ise LVDT çıkışlarından; 7,5V ≥ 3,5V seviyesinde gerilim okunurken, valfteki akış P'den B'ye ise LVDT çıkışlarından; 7,5V ≤ 12V seviyesinde gerilim okunmaktadır.

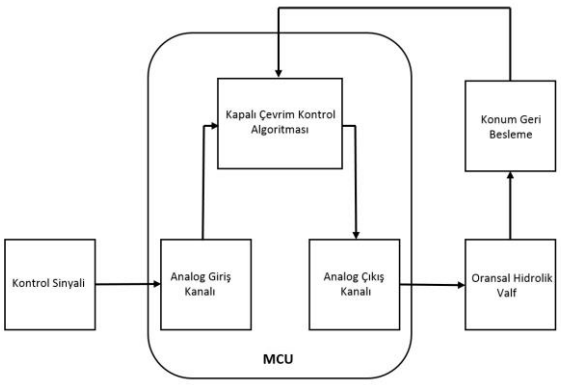


Şekil 3: LVDT çıkış sinyali.

Şekil 3'te valf üzerinde bulunan LVDT'nin çıkış sinyali görülmektedir. LVDT, bağlı bulunduğu valfin merkez konumunu ölçebilmektedir. Valfin iki bobini de enerjisizken valf merkez konumundadır. Bu konumda iken LVDT çıkışlarından 7,5V (± 20mV) seviyesinde analog gerilim ölçülmektedir. Şekil 3'te de görüldüğü gibi, 20mV'luk toleranstan dolayı bir veri çakışması söz konusu olabilmektedir. LVDT'den veri okunurken bu veri çakışması göz önünde bulundurulmuştur.

3. Oransal Valf Kontrolörü

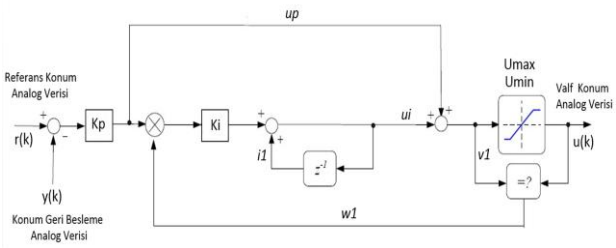
Hidrolik oransal valf kontrolörü, analog kontrol girişleri ve analog kontrol çıkışlarına sahip kapalı çevrim kontrol algoritması ile donatılmış, yazılım ve donanımı ile farklı oransal valfleri kontrol edebilecek şekilde esnek yapıda tasarlanmış bir kontrolördür.



Şekil 4: Kontrol sisteminin blok diyagramı.

Şekil 4'de hidrolik oransal valfler için tasarlanmış kontrolörün blok yapısı görülmektedir. Kontrolörün analog girişlerine uygulanan kontrol sinyalleri, kontrolör tarafından okunarak, kontrol algoritması katmanında değerlendirilmektedir. Kontrol sinyalleri algoritma içerisinde uygunlaştırılarak valfe ait referans pozisyon bilgisi üretilmektedir. Elde edilen referans konum bilgisi, PI kontrolöre gönderilmektedir. PI kontrolör içinde elde edilen uygun valf açıklık bilgisi analog çıkış kanalına, oradan da valfe iletilmektedir. Hidrolik oransal valf kontrolöründe giriş ve çıkış kanalları, oransal valfler için özel olarak tasarlanmıştır. Kontrolörün sistem üzerinden okumuş olduğu tüm veriler özel olarak tasarlanmış analog filtreler ve yazılım algoritmalarında oluşturulan dijital filtreler ile uygunlaştırılmıştır. Valf kontrol sinyalindeki, yaklaşık 0.0049V'luk gerilim değişimlerinin algılanabildiği yüksek çözünürlüklü analog modül tasarlanmıştır. Kontrol edilmiş olan valfin maksimum açıklığı 3 mm'dir. Tasarlanan yüksek çözünürlüklü analog modüller ile valf yaklaşık 12,7 µm hassasiyetinde kontrol edilebilmektedir.

3.1. PI Kontrolör



Şekil 5: Kontrol sisteminin blok diyagramı.

Hidrolik oransal valfin kapalı çevrim kontrolü için, PI kontrolör kullanılmıştır. PI kontrolörde P terimi anlık hata, I terimi geçmiş hataların toplamı olarak tanımlanabilir.[6] Şekil 5'te PI kontrolörün transfer fonksiyonu görülmektedir. Dijital PI kontrolör, programlanabilir saturasyon çıkışına, oransal hat üzerinde bağımsız referans ağırlıklarına ve anti-windup integratör resetleme özelliklerine sahiptir. PI kontrolöre ait veriler Tablo 3'te görülmektedir.

Tablo 3*: PI kontrolör parametreleri.*

		Nitelik
Terminal	r(k)	Referans giriş set noktası
	y(k)	Geri besleme giriş noktası
	u(k)	PI kontrolör çıkış noktası
Parametre	Kp	Oransal kazanç katsayısı
	Ki	İntegral kazanç katsayısı
	Umax	Üst saturasyon limiti
	Umin	Alt saturasyon limiti
Veri	up	Oransal terim
	ui	İntegral terim
	v1	Doyuma ulaşmış kontrolör çıkış
	i1	İntegratör belleği
	w1	Saturasyon kaydı

PI kontrolörün referans girişine uygulanan referans set değeri ile LVDT'den gelen konum geri besleme analog değerinin farkı alınarak hata hesaplanmaktadır. Hesaplanan hata Kp oransal kazanç katsayısı ile çarpılarak up oransal terim hesaplanmaktadır. Oransal terim hesaplama formülü (1) denkleminde görüldüğü gibidir.

$$up(k) = e(k) = Kp\,(r(k) - y(k)) \tag{1}$$

İntegral hattı, çıkış modülünden gelen, önceden çarpılmış bir ayrık integratör teriminden oluşmaktadır. w1 terimi, 0 ya da 1 değerlerini almakta ve çıkış doyumda olduğu durumlarda integratörün pasif edilmesini sağlamaktadır. Bu, integral teriminin "winding up" durumuna maruz kalmasını engelleyerek, doyumdan sonraki geri kazanım cevap verme zamanını iyileştirmektedir. Burada kullanılan integratör, geriden yaklaşım metoduna dayanmaktadır. İntegral terimin hesaplanması formül (2)'deki denklemde görüldüğü gibidir.

$$ui(k) = ui(k-1) + Kie(k) \tag{2}$$

Çıkış hattı, oransal ve integral kontrol terimlerinin toplamını içermektedir. Denklem (3) oransal ve integral kontrol terimlerinin toplamını göstermektedir. Çıkış, programlanabilir üst ve alt saturasyon limitlerine sahiptir. Bu limitler aralığında ve dışındaki kontrolör çıkışı denklem (4)'te görülmektedir. "wind up" terimi olan w1'in değer alma şartları ise denklem (5)'te görüldüğü gibidir.

$$v1(k) = up(k) + ui(k) \tag{3}$$

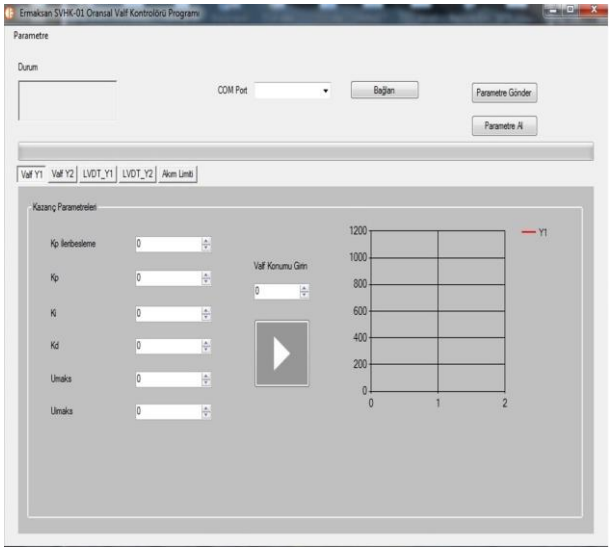
$$u(k) = \begin{cases} U\ \max & : v1(k) > U\ \max \\ U\ \min & : v1(k) < U\ \min \\ v1(k) : U\ \min & < v1(k) < U\ \max \end{cases} \tag{4}$$

$$u(k) = \begin{cases} 0 : v1(k) \neq u(k) \\ 1 : v1(k) = u(k) \end{cases} \tag{5}$$

4. Bilgisayar Arayüzü

Hidrolik oransal valf kontrolörünün daha hassas kontrol edebilmesi ve kullanıcı isteklerine daha etkili cevap verebilmesi için kullanılan birçok parametre bulunmaktadır. Tüm bu parametreler, kontrolör için tasarlanan bir bilgisayar arayüzü üzerinden, seri veri yolu ile kontrolöre

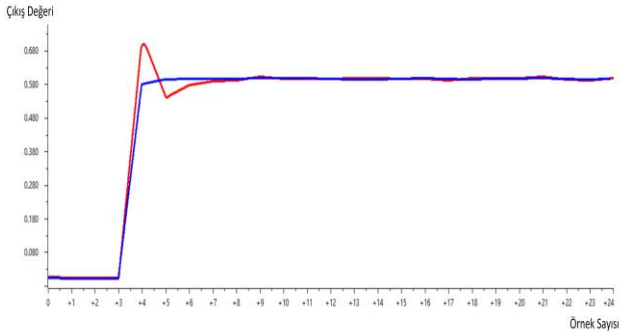
bildirilmektedir. Farklı tip ve güç seviyelerindeki oransal valflerin kontrol edilebilmesi için bir bilgisayar arayüzü tasarlanmıştır. Kontrol edilecek valf değiştirilmek istediğinde, arayüz üzerinden, kontrol edilecek valfe ait parametrelerin girilmesi yeterli olmaktadır. Şekil 6'da hidrolik oransal valfe ait parametrelerin yer aldığı pencere görülmektedir. Aynı pencere üzerinden valfin akım parametreleri ve LVDT'nin konum parametreleri de ayarlanabilmektedir.



Şekil 6: Bilgisayar arayüzü, valf parametreleri sayfası.

4. Sonuçlar

Hidrolik sistemlerde kullanılan oransal valflerin kontrol edilebilmesi için, bir hidrolik oransal valf kontrolörü tasarlanmış ve üretilmiştir. Tasarlanan kontrolör, farklı tip ve güç seçeneklerindeki oransal valflerin kontrol edilebilmesi için esnek bir yapıda tasarlanmıştır. Kontrolöre ait parametreler, yine kontrolör için tasarlanan bilgisayar arayüzünden girilerek, seri veri yolu üzerinden kontrolöre bildirilmiştir. Böylelikle, kontrol edilmek istenilen oransal valfe ait parametreler, önceden kontrolöre bildirilerek, istenilen oransal valfin kontrolü sağlanmıştır.



Şekil 7: PI kontrolör çıkışı ve referans sinyal.

Şekil 7'de PI kontrolördeki referans ve geri besleme sinyalleri görülmektedir. Sinyal diyagramı incelendiğinde, mavi renkteki sinyal, kontrolöre uygulanan referans sinyalidir. Kırmızı renkli sinyal ise konum geri besleme sinyaline aittir. PI kontrolör sahip olduğu kazanç parametreleri ile referans sinyalinin seviyesini yakalamak için önce bir aşma yapmaktadır ve daha sonra referans sinyal ile aynı seviyeye oturmaktadır. PI kontrolörün parametreleri aşağıdaki gibidir;

Tablo 4*: PI kontrolör kazanç parametreleri.*

Kp	5,015
Ki	0,0021
Umax	1,65
Umin	-1,65

Kaynakça

[1] Hasan Basri Ulaş, Eşref Çınar, Musa Bilgin, "*Pals Genişliği Modülasyonu İle Hidrolik Oransal Bir Sistemin Sürülmesi"*, Electronic Journal of Vocational Colleges-December/Aralık 2012, Page/Sayfa 85.

[2] E. A. Parr, "*Industrial Control Handbook*", Page 507, Section 15.8.2.

[3] Edvard Detiček, Uroš Župerl, "*An Intelligent Electro-Hydraulic Servo Drive Positioning*", Journal of Mechanical Engineering 57(2011)5, 394-404.

[4] Karam M. Elbayomy, Jiao Zongxia, Zhang Huaqing, "*PID Controller Optimization by GA and Its Performances on the Electro-hydraulic Servo Control Sysytem* ", Chinese Journal of Aeronautics.

[5] M. Jelali, A. Kroll "*HydraulicServo-systems*", Advances In Industrial Control, Chapter 2, Page 24.

[6] Araki M., "*PID Control*", Kyoto University, Japan.

Tersine Mühendislik Uygulamalarında Nokta Bulutu Verilerinden Parametrik Yüzey Denklemleri Elde Etmede Aşamalar

Cengiz Balta[1], Sıtkı Öztürk[2]

[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
cengizbalta@kocaeli.edu.tr

[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
sozturk@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Lazer tarama ve benzeri metodlar ile elde edilen ham verilerden, örme yüzey elde edilmesi ve yüzeylerin bölgelere ayrıştırılarak, CAD-CAM sistemlerinde kullanılan b-spline yüzey modelleme metodları ile paremetrik olarak ifade edilebilir seviyeye kadar yükseltgenmesi için gerekli aşamalar anlatılıyor.

1. Giriş

Bu çalışmada, çeşitli veri toplama yöntemleri ile dış dünyadan elde edilen, nokta bulutu olarak ifade edilen, cisim yüzey ve hacim bilgisini ifade eden ham verilerin, bilgisayar ortamında gösterimindeki aşamalar inceleniyor. Tersine mühendislik uygulamalarında, tarama cihazları ile elde edilen nokta bulutu verilerinin, bilgisayarda gösterim seviyesinde örme yüzey - mesh ve bir üst seviyede b-spline yamalar şeklinde geri elde edilmesi için gerekli adımlanar açıklanıyor.

Aşamaları şu şekilde özetlenebilir:

- Nokta bulutu verisinden örme yüzey elde edilmesi
- Örme yüzey- mesh sadeleştirme
- Paremetrelendirme metodları: Mesh bölgelerine, (u,v) parametre uzayında b-spline parametrelerinin seçilmesi metodları
- Bölgelere B-spline yamalar giydirilmesi: Bu şekilde, hacmi çevreleyen yüzeyin parametrik denklemlerinin elde edilmesi.

2. Nokta Bulutu Verisinden Örme Yüzey Elde Etme Metodları

Lazer tarama cihazlarının gelişmesi ile birlikte, sahadan toplanmış nokta bulutu verisinden yüzey geri çatma problemi, yoğun bir araştırma konusu olmuştur. Problem ilk olarak 1980'lerin ortalarında, Boissonnat [1] tarafından tanımlanmıştır. 1990 yılında, Hoppe ve ark. [2] tarafından yapılan çalışma, düzensiz nokta bulutu verilerinden yüzey geri çatmada ilerleyen bir aşama olmuştur.

Yüzey geri çatmada araştırmalar temel olarak iki yönde ilerlemiştir. Hesaplamalı geometri metodları olarak anılan, Delaunay [3] üçgenleme tekniği kullanılan çalışmalarda hesaplamalar Delaunay kompleksine dayandırılır ve nokta verisi üzerinde Voronoi diyagramı kullanılarak iki yanlı - dual yapılar bina edilir.

Yüzey geri çatmada diğer bir trend, hacimsel – volumetrik metodlar [4] olmuştur. Bu metodlarda, nokta bulutu verisi belirli parçalara ayrılarak bunlara üç boyutlu fonksiyonlar ile yaklaşımlar üretilir. Bu fonksiyonlardan, sıfır seviyesi (zero-level set) çıkarımı ile, sınırlayan küpler - marching cubes veya benzeri algoritmalar kullanılarak, yüzey açık olarak elde edilmeye çalışılır. Bu konuda, MLS (moving least squares) yüzeyler [5] üzerinde çalışmalar olmuştur. Ayrıca Radyal Tabanlı Fonksiyonlar'da (RBF) benzer şekilde kullanılmıştır [6].

Tarama cihazlarından elde edilen verilerin gürültülü olması sebebiyle, yüzey geri çatma algoritmalarının, gürültüye dayanıklı olması, istenen bir özelliktir. [7, 8] no'lu çalışmalarda, gürültülü ve eksik veri üzerinde işleyen çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Tarama cihazının yüzeyin belirli parçalarında az yoğun örnek alması neticesi, eksik ve homojen olmayan veriler üzerinde de çalışabilen algoritmalara ihtiyaç duyulmuştur. Mevcut yüzey geri çatma algoritmalarının geniş bir özeti [9] no'lu çalışmada bulunabilir.

Aşağıdaki listede, yüzey geri çatmada kullanılan yerel – lokal ve global algoritmaların bir sınıflandırılması yapılmıştır. Bu yazıda sadece yerel yaklaşımlar açıklanıyor.

- Global Yaklaşımlar, Delaunay ve Voronoi Bazlı Algoritmalar (Hesaplamalı Geometri Metodları)
  - Crust, Power Crust (Amenta, 1998)
  - Cocone, Tight Cocone (Tamal K. Dey, 2001)
  - Alpha Shapes
- Yerel - Lokal Yaklaşımlar (Volumetrik metodlar)
  - K-En yakın komşular
  - Temel Bileşenler Analizi - Principle Component Analysis – PCA
  - Grid Bazlı Kesikli (Discrete) Algoritmalar
    - Tanjant Düzlem Yaklaşımı (Hoppe, 1990)

- Triangle Fans
- Ball Pivoting (Bernardini, 1999)

o Implicit Surface Algorithms
- MLS, Moving Least Squares (Shen, 2004)
- Isosurface Extraction: Poission v.s. (Kazdhan, 2005)
- Partition of Unity (PU) (Ohtake, 2003)
- Radyal Tabanlı Fonksiyonlar (Carr, 1999, Ohtake, 2007)

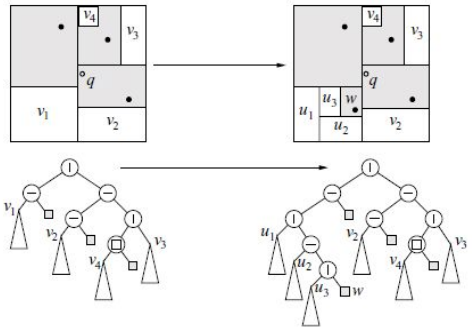
2.1 Yerel Bazlı Algoritmalar

Nokta bulutundan yüzey geri çatma probleminde, ilk yaklaşımlar, noktaların komşuluk ilişkilerinin kullanılması şeklinde olmuştur.

Her bir nokta için, yüzey normalinin belirlenmesinde, k adet en yakın komşular veya belirli bir mesafedeki tüm komşular kullanılır [10]. Seçilen noktaların belirlediği düzlem ve bu düzleme ait normalin yönü, poligon geri çatmada referans olarak kullanılır.

2.1.1 k-en yakın komşular

Üç boyutlu nokta verilerinde, her bir nokta için, o noktaya en yakın k adet komşu noktanın bulunması, $O(n^2)$ zamanda, kaba hesapla bulunabilir, ancak bu çözüm çok fazla sayıda noktanın bulunduğu verilerde, uygulanabilir bir çözüm üretmez. Noktaların, hiyerarşik bir ağaç yapısına dağıtılması ile, en yakın komşuların bulunması işlemi her bir arama için $O(n \log n)$ zamanda tamamlanabilir. Üç boyutlu uzayda nokta arama amaçlı olarak Arya ve ark. [22] tarafından geliştirilen *balanced box decomposition (BDD)* ağaç yapısı, hiyerarşik uzay bölümlemesinde, ağaç yapısının derinliği dengelenerek, üç boyutlu aramalar, $O(3 \log n)$ zamanda yapılabilir. Ağaç yapısı ile sağlanan arama fonksiyonu kullanılarak, nokta bulutundaki her bir noktanın, m adet komşusu bulunur ve bu komşuları temsil eden bir düzlem ve normal hesaplanır.

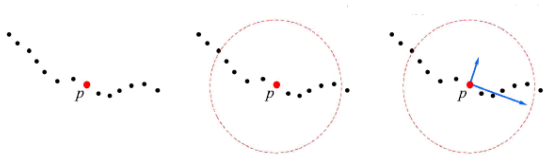


Şekil 1: BDD tree yapısı

2.1.2 Temel bileşenler analizi

Temel bileşenler analizi ile, uzaydaki nokta kümesi, yeni bir uzayda, n adet eksen üzerinde yerleştirilir. Yeni uzayı belirleyen, birbirine dik vektörler, eigen vektörler olarak anılır. Her bir eigen vektörün ilişkilendirildiği bir eigen değeri vardır. Bu değer, eigen vektörün gösterdiği yönde, nokta bileşenlerin saçılmasını (spread) ifade eder.

Bir noktanın, m adet komşularının, (x, y, z) kartezyen uzaydaki koordinatları girdi olarak kullanılarak, temel bileşenler analizi ile, o noktanın komşuları arasındaki saçılmanın yönü bulunur. Sahadan toplanmış olan nokta verilerinin düzenli dağıldığı farz edilerek, ve bir noktaya ait komşuların aynı düzlemde olduğu farz edilerek, noktaya ait normalin yönünün, en küçük eigen değerine sahip eigen vektör olduğu sonucuna varılır. Çünkü, noktaya ait normalin yönünde hiçbir saçılma beklenmez, saçılmaların, normalin dikinde bulunan tanjant düzlem üzerinde olması beklenir. Böylece, normalin dışında kalan iki eigen vektör, noktanın üzerinde bulunduğu düzlemi tanımlamış olur. Şekilde, iki boyutlu olarak, p noktasına ait komşular ve bu komşulara ait eigen vektörler gösteriliyor.



Şekil 2: p noktası ve yakın komşuları için temel bileşenler analizi

Eigen vektörlerin yönü, saçılmanın yönünü gösterirken, vektörlere ait eigen değerleri, saçılmanın genliğini gösterir. En az saçılmanın olduğu eigen vektör, noktaya ait normalin yönü olarak farz edilir.

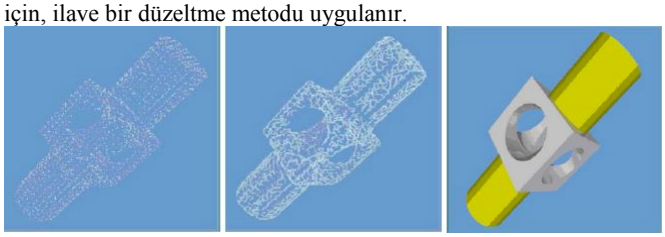
N_p ifades, p noktasına ait k adet en yakın komşular kümesini göstersin. o_p ifadesi, N_p kümesindeki noktaların orta noktasını göstersin. $3x3$ boyutlu simetrik kovaryans matrisi şu şekilde tanımlanır:

$$Kovar\,yansMatris = \sum_{x \in N_p} (x - o_p) \otimes (x - o_p)$$

Buradan, eigen vektörler ve eigen değerleri hesaplanır. [11]

2.1.3 Yerel – grid bazlı algoritmalar: Tanjant Düzlem Yaklaşımı

Bu bölümdeki algoritmalar, noktaların komşuluk ilişkileri kullanılarak işler. Nokta bulutundan yüzey geri çatmada, ilk çözümlerden biri, 1990 yılında Hoppe ve ark. [2] tarafından yapılan çalışma olmuştur. Benzer metodları içeren diğer bir çalışma 1996 yılında Curles ve Levoy [12] tarafından yapılmıştır. Hoppe'nin çalışmasında, öncelikle her bir nokta için temel bileşenler analizi kullanılarak tanjant düzlem yaklaşımları bulunur. Komşu noktaların ilk aşamada hesaplanan tanjant düzlemlerin uyumluluğunun sağlanması için, ilave bir düzeltme metodu uygulanır.



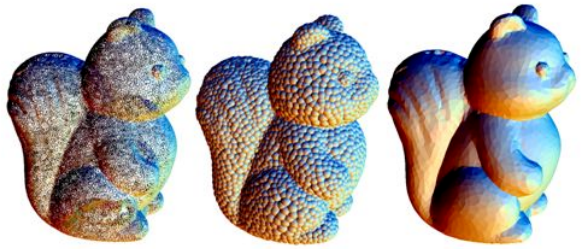
Şekil 3: Hoppe mesh üretme algoritması [2]

Algoritma şu şekilde özetlenebilir:

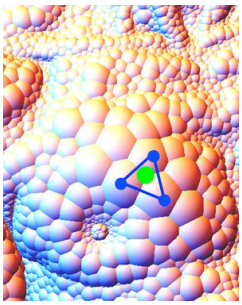
1. 3D noktayı, bilinmeyen yüzeye map eden işaretli mesafe fonksiyonunu belirle. Her bir nokta için, işaretli mesafe fonksiyonu, yaklaşık olarak bulunan tanjant düzleme olan uzaklığını ifade eder. Mesafenin işaretli olması, noktanın, düzlemin hangi tarafında olduğunu ifade eder

   (a) Her bir nokta için tanjant düzlem yaklaşımını bul
   (b) Tanjant düzlemleri, komşuları ile kıyas ederek düzelt.
2. Sınırlayan küpler (marching cubes) algoritması kullanarak mesh yüzeyi çıkartılır.

Ohtake 2004 [7] çalışmasında, nokta verisi küreler ile temsil edilmekte ve üç komşu kürenin merkezleri, örme yüzeye bir eleman olarak aktarılmaktadır.



Şekil 4: Ohtake, nokta bulutu işleme aşamaları



Şekil 5: Üç kürenin kesişme noktası bir kenar üretir

Nokta bulutu verisinden eldilen mesh yapısı, sınırlayan küpler - marching cubes algoritması çıkışında çok sayısı gereksiz elemanlar içerebilir ve sadeleştirilmesi istenir. Bir sonraki aşamadan mesh sadeleştirilir.

3. Örme Yüzey Sadeleştirme Algoritmaları

Örme yüzeyler bilgisayarlı grafik uygulamalarında çevreleyen yüzeyi temsil eden temel veri yapılarındandır. Örme yüzey poligonları, üçgenler, dörtgenler veya diğer çokgenlerden oluşabilir. Özel donanımlı grafik kartları kullanılarak hızlı bir şekilde ekran görüntüsü halinde gösterilebilirler.
Tarama cihazlarından gelen yoğun ve düzensiz veri, nokta bulutundan mesh aşamasına geçerken, çok sayıda gereksiz poligon üretilmesine neden olabilir. Benzer şekilde bilgisayarlı tomografi ve diğer tarama cihazlarından elde edilen poligon yüzey, çevreleyen yüzeyi temsil etmenin haricinde çok sayıda gereksiz poligon içerir.

Nokta bulutu verilerinin temsili fonksiyonlar kullanılarak ifade edilmesi ve sonrasında yüzey çıkartma metodları ile (isosurface extraction: marching cubes v.b.) örme yüzey elde edilmesi aşamasında, çok sayıda ve tekrarlı, istenmeyen kenar-köşe ve yüz parçaları oluşabilir. Mesh sadeleştirme metodları kullanılarak, örme yüzeyin temizlenmesi ve yüzey topolojisi bozulmadan daha az poligon ile yüzeyin ifade edilmesi istenir. Sadeleştirme neticesinde elde edilen poligon verisi, aynı modeli, topolojisi bozulmadan daha az sayıda veri kullanarak ifade etmeyi amaçlar. Bu şekilde, örme yüzeyin bilgisayar ortamında hızlı ve verimli bir şekilde gösterilmesine imkan sağlanır. Grafik donanım gereksinimi ve elektrikli - manyetik hafıza gereksinimi düşer. Grafik modellerin ağ ortamında kullanılması durumunda, ağ trafiği gereksinimi azalır.
Mesh sadeleştirme yöntemlerinden, iletişim, tıbbi görüntüleme, bilgisayar destekli tasarım, reklamcılık, animasyon ve bilimsel veri gösterimi alanlarında yararlanılmaktadır[13].

Poligon basitleştirme işlemi, model basitleştirme işlemlerinin yanı sıra, değişik detay seviyeleri (level of details: LOD), kademeli transfer ve model sıkıştırma işlemlerinde de kullanılır.

Model basitleştime, bir poligon modelin, dış görünümünü değiştirmeden, daha az poligon ile ifade edilmesini amaçlar. Bu şekilde grafik gösterimde performans artışı hedeflenir. Model basitleştirme işleminde, kullanıcı ile interaktif bir şekilde sadeleştirme yapmanın ötesinde, sadeleştirme işleminin otomatik olarak yapılması hedeflenir.
Oyun ve diğer animasyon - grafik uygulamalarında, bir nesne sahnedeki konumuna göre detaylı veya kaba olarak gösterilir. Bu durumda nesnenin değişik detay seviyelerine (level of details) ait poligon modellerinin hafızada olması gerekir. Detay seviyeleri arasındaki yumuşak gösterimli geçişlerin canlanrındırılması da ayrı bir problemi teşkil eder.

Poligon modellerin ağ ve interaktif ortamlarda taşınması amacıyla, kademeli transfer tekniği (progressive meshes) kullanılır. Kademeli transfer tekniğinde, modelin basitten komplekse giden aşamaları arasındaki geçişler fonksiyon olarak saklanır. Kullanıcı, ağ üzerinde, modelin basit ve kompleks durumları arasında geçişler yapabilir.

Poligon modellerin saklanması aşamasında, sıkıştırılarak, daha az depolama alanı kullanılması istenir. Model sıkıştırma işlemleri de benzer algoritmalar kullanılarak yapılır.

Mesh sadeleştirme algoritmaları şu şekilde sınıflandırılabilir [14]:

- Yerel Sadeleştirme Algoritmaları
  - Köşe Yok Etme (Vertex Decimation)
  - Kenar Yok Etme (Edge Contraction)
- Global Sadeleştirme Algoritmaları
  - Köşelerin Birleştirilmesi (Vertex Clustering)
  - Model Yaklaşımı (Shape Approximation)

3.1 Yerel Sadeleştirme Algoritmalar

Sadeleştirme yöntemleri genel olarak ikiye ayrılır. Yerel sadeleştirme işleminde, sadeleştirme işlemi sadece bir bölgeye veya seçilen alana uygulanırken, global yöntemlerde, mesh

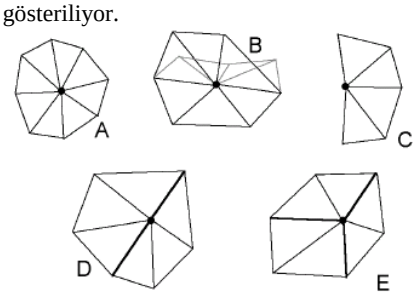
model bir bütün olarak ele alınır. Burada yerel sadeleştirme algoritmalarından bazıları gösteriliyor.

3.1.1 Köşe Yok Etme (vertex decimation)

Bu gruptaki algoritmalar, poligonal modelde her safhada iteratif olarak bir poligon köşesini attıktan sonra, bu köşeyi kullanan poligon yüzeyleri de atar ve daha sonra geriye kalan boşluğu tekrar üçgenlere böler[15]. Bu algoritmalar, modellerin topolojisini koruyan algoritmalardır. Aşağıdaki aşamalarda köşe yok etme metodunun detayları anlatılıyor.

3.1.1.1 Köşe Sınıflandırma (vertex classification)

Köşe yok etme algoritmasında aşamalar, köşelerin sınıflandırılması ile başlar. Her bir köşe, komşuluk ilişkilerine göre sınıflandırılır[16]. Bu şekilde silinmeye aday köşeler tespit edilmeye çalışılır. Şekil 6'da beş çeşit sınıfa ait durumlar gösteriliyor.



Şekil 6: Köşe Sınıflandırma[16]

- Basit köşe (A): Tümüyle üçgenler ile çevrili durumdaki bir köşe yapısını ifade eder. Çevreleyen üçgenler özellik kenarı barındırmaz.
- Kompleks Köşe (B): Tümüyle üçgenler ile çevrili durumdaki bir köşedir. Ancak bu köşeyi kullanan kenarlar, birden çok üçgen tarafından paylaşılıyor olabilir.
- Sınırlayan Köşe (C): Yüzeyin sınırında bulunan, yarısı üçgenler ile çevrili köşe.
- Dahili Köşe (D): Bir kenarı paylaşan iki üçgenin normallari arasındaki açı, belirli bir *özellik açısı (feature angle)'*ndan yüksek ise, bu kenar *ayırdedici özellik kenarı (feature edge)* kabul edilir. İki adet özellik kenarı ortasında bulunan bir köşe, dahili köşe olarak işaretlenir.
- Tüm Köşe (E): Özellik kenarı üzerindeki bir köşe, birden çok özellik kenarı tarafından kullanılıyor ise, tüm köşe olarak işaretlenir[16].

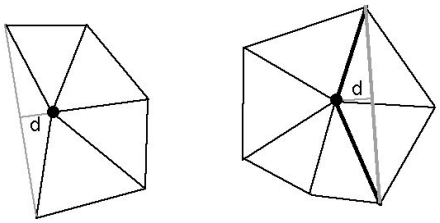
3.1.1.2 Yok etme kriteri (decimation criterion)

Köşelerin sınıflandırılmasından sonra, bu köşenin silinmesi halinde ortaya çıkacak hataya bir yaklaşım yapılır. Hata ölçümü, köşe sınıflandırma bilgisine göre yapılır.

Basit köşeler için hata ölçüsü, tanım gereği çevreleyen üçgenler hiçbir özellik kenarı içermediğinden, çevreleyen üçgenlerin yaklaşık olarak düz bir yüzey üzerinden oldukları farz edilir. Bu çevreleyen üçgen yapısını en az hata ile temsil eden düzlem bulunur. En küçük kareler metodu kullanılır ise, üçgenlerin köşeleri ile düzlem arasındaki mesafenin karesi minimize edilir. Ortalama metodu kullanılır ise, yüzeyin normali, köşeyi çevreleyen üçgenlerin normallerinin ortalaması olarak alınır.

Bulunan düzlem ile yüzey arasındaki mesafe, değerlendirme kriteri olarak kullanılır. Yok etme kriterinin, düz bölgelerdeki köşelerin yok edilmesine öncelik verir iken, özellik kenarları üzerindeki köşelerin yok edilmesini geciktirmesi beklenir.

Sınırlayan köşe ve dahili köşeler için, bu köşe silindiğinde oluşacak yeni kenar ile bu köşe arasındaki mesafe ölçüt olarak kullanılır. Şekil 7'de bu durum gösteriliyor.

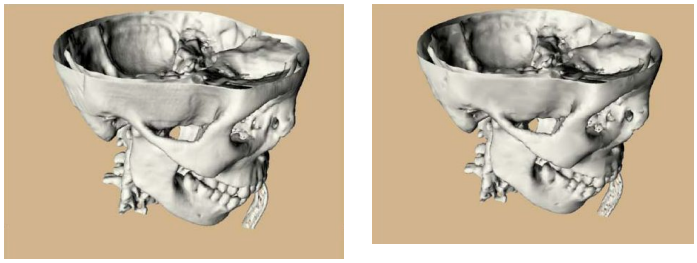


Şekil 7: Sınırlayan köşe ve dahili köşe hata ölçütü

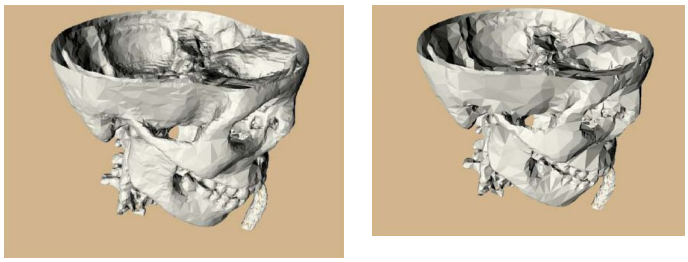
Yok etme kriteri olarak kullanılan mesafelerin belirli bir ölçeğin altında kaldığı köşeler, silinmek için seçilmiş köşeler olacaktır. Bu köşelerin silinmesinden sonra ortaya çıkan boşluğun, köşe yok edildikten sonra tekrar üçgenlerle doldurulması gerekir.[16]

3.1.1.3 Üçgenleme

Silme için seçilen köşenin yok edilmesinden sonra ortaya çıkan boşluk, tekrar üçgenler ile doldurulur.



(a) 569K üçgen *(b) 142K üçgen*



(c) 142K üçgen, düz *(d) 57K üçgen, düz*

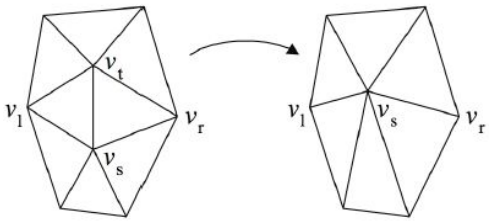
Şekil 8: VTK kütüphanesi ile yapılan mesh sadeleştirme işlemi[16]

Şekil 8'de VTK kütüphanesi ile yapılan mesh sadeleştirme işlemi gösteriliyor.

3.1.2 Kenar Kaynaştırma (Edge Contraction)

Kenar kaynaştırma temelli sadeleştirme, çokça kullanılan sadeleştirme algoritmalarından biridir. 1993 yılında Hoppe [2] tarafından önerilmiştir. Bir kenar alınır ve bu kenar bir köşe haline getirilir. Eski kenara bağlı tüm kenarlar tekrar düzenlenir. Şekil 9'da kenar kaynaştırma işleminin bir aşaması gösteriliyor.

Bu yöntemi kullanan birçok algoritma geliştirilmiştir. Bu yöntemler arasındaki temel fark, kaynaştırma için kenar



Şekil 9: Kenar kaynaştırma işlemi[2]

seçmede uygulanan kriterdir. Kenar kaynaştırma işlemi, modelin topolojisinde değişiklikler üretebilir.
Ardışık kaynaştırma işlemleri ile modellerdeki boşluklar kapatılabilir ancak fakat birbirine bağlı olmayan bölgeler birleştirilemez. Bu işlem, modolin topolojisinde değişiklikler üretmesine rağmen, çok çözünürlüklü çizim için gerek duyulan bir özellik olmaktadır[17].

Şekil 10'da Garland ve Heckbert'e ait çalışmada, kenar kaynaştırma ile elde edilen sadeleştirilmiş modeller gösteriliyor.



Şekil 10: Kademeli sadeleştirilen model [17]

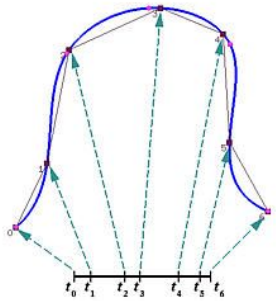
4. Parametrelendirme Metodları

Nokta bulutundan örme yüzey - mesh üretme sonrasında, üretilen üçgen örme yüzeyin, her bir b-spline yamanın (u,v) parametre bölgesine karşılık gelecek dörtgensel alanlara ayrılması istenir. Bu amaçla, gerek CAD-CAM uygulamalarına yönelik, gerekse animasyon-grafik uygulamalarına yönelik çeşitli algoritmalar mevcuttur. Burada, örme yüzeyin kullanıcı etkileşimi ile dörtgensel bölgelere ayrıldığı farz edilerek, b-spline enterpolasyon amaçlı parametrelendirme aşamasına geçiliyor.

B-spline enterpolasyon ve yaklaşımı problemlerinde, girdi olarak bir nokta kümesi verilir. Düğüm vektörünün [0,1] aralığında değiştiği farz edilir ise, bu aralıktaki bazı kesme (parametre, durak) noktalarının, girdi kümesindeki veri noktalarına karşılık gelmesi istenir. $D_0,...D_n$ veri noktaları için, $t_0,...t_n$ bölgesinde $n+1$ adet parametre değeri tanımlanır. $C(u)$ bütün veri noktalarında geçen bir eğri olarak tanımlı ise, kesim yerlerinde, $0 \le k \le n$ olmak üzere, tamsayı k değerleri için, $D_k = C(t_k)$ olur. Şekil 11'de parametrelerin veri noktaları ile ilişkilendirilmesi gösteriliyor.

Parametre değerlerinin seçilmesi belirsizlik içerir ve sonsuz sayıda alternatifler mevcuttur. Bununla birlikte, parametre değerlerinin dikkatsiz bir şekilde seçilmesi, üretilen eğride istenmeyen şekiller ve dalgalanmalar oluşmasına sebep olabilir.

Parametrelendirme aşamasında, uniform, chord length, centripetal, universal olarak isimlendirilen çeşitli metodlar kullanılmaktadır.



Şekil 11: Parametreler ve karşılık gelen veri noktaları

4.1 Düzgün dağılımlı parametrelendirme - uniform spaced

Uniform - düzgün dağılımlı parametrelendirme, verilen girdi data noktalarına parametre atamada en basit yöntemdir. Düğüm vektörünün [0,1] aralığında dağıtılacağı farz edilirse ve $n+1$ adet girdi noktanın bu aralığı n parçaya böleceği düşünülür ise, parametreler şu şekilde tanımlanır:

$$t_0 = 0$$

$$t_i = \frac{i}{n},\ 1 \le i \le n-1$$
$$t_n = 1$$

Örneğin, 8 veri noktası verildiğinde, $n = 7$ olacağından, uniform parametreler $\left\{0, \frac{1}{7}, \frac{2}{7}, \frac{3}{7}, \frac{4}{7}, \frac{5}{7}, \frac{6}{7}, 1\right\}$ şeklinde belirlenir.

Eğer parametrelendirme [0,1] aralığı yerine [a,b] aralığında yapılmak istenirse, bu aralık eşit parçalarak ayrılarak parametre değerleri tespit edilir.

$$t_0 = a$$
$$t_i = a + i\frac{b-a}{n},\ 1 \le i \le n-1$$
$$t_n = b$$

Uniform parametrelendirnin hesaplaması basit olmasına rağmen eğri enterpolasyonunda istenmeyen sonuçlar üretebilir. Örneğin, girdi veri noktaları, parametre nispetinde düzgün dağılımlı değil ise, istenmeyen çeşitli kıvrımlar oluşabilir. Bu problemi aşmak için çeşitli değişik parametrelendirme metodları geliştirilmiştir. Ancak bu problem sadece uniform parametre için değil, diğer geliştirilmiş parametrelendirme metodları için de sözkonusu olabilir.

4.2 Kiriş uzunluğuna göre parametrelendirme – chord length

Girdi veri noktaları arasındaki mesafeler düzensiz dağılımlı ise, chord-length metodu, uniform parametrelendirmeye göre daha iyi çalışır.

$D_0, D_1, \ldots D_n$ data noktaları verilmiş olsun. D_{i-1} noktası ile D_i noktaları arasındaki mesafe $|D_i - D_{i-1}|$ ile ifade edilir. Bu durumda, tüm data noktaları arasındaki kiriş mesafeleri toplamı şu şekilde ifade edilir:

$$L = \sum_{i=1}^{n} |D_i - D_{i-1}|$$

Bu durumda, D_0 noktasından D_k noktasına kadar olan kiriş uzunluğu oranı

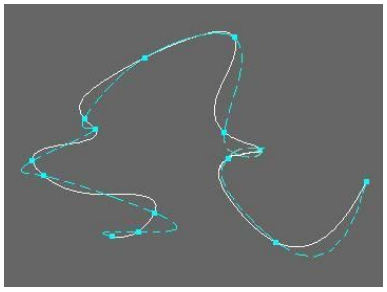
$$L_k = \frac{\sum_{i=1}^{k} |D_i - D_{i-1}|}{L}$$

şeklinde ifade edilir. Normalize edilmiş durumda, [0,1] aralığında parametrelendirme yapıldığı farz edilirse, şu şekilde bir dağılım olur:

$$t_0 = 0$$
$$t_k = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{k} |D_i - D_{i-1}|$$
$$t_n = 1$$

Bu durumda, [0,1] aralığı data noktaları arasındaki mesafe oranında bölgelere paylaştırılmış olur.

Şekil 12'de uniform parametrelendirme (kesik çizgili) ve kiriş uzunluğu parametrelendirmesine göre yapılmış iki enterpolasyon gösteriliyor. Veri noktaları arası mesafeler düzgün dağılımlı olmadığından, düzgün dağılımlı – uniform parametrelendirmenin istenmeyen bazı kıvrımlar oluşturduğu görülebilir.



Şekil 12: Uniform (kesik çizgili) ve chord length parametrelendirme

Kiriş uzunluğu – chord parametrelendirme sıklıkla kullanılmaktadır. Ancak polinom eğrilerin, noktalar arasındaki tarayan eğri uzunluğu ile orantılı şekilde diğer bir ifade ile, birim hıza sahip şekilde parametrelendirmesi mümkün görülmemektedir [18]. Noktalar arası kiriş mesafesi, noktalar arasını birleştirecek olan eğri uzunluğuna sadece bir yaklaşım olarak kullanılmaktadır. Bu durumda, daha uzun bir kiriş mesafesi, problemli durumlar üretebilir.

4.3 Merkezcil parametrelendirme – centripetal metod

Merkezcil parametrelendirme, E.Lee [19] tarafından önerilmiştir. Yarış pistinde araba sürme örneği ile açıklanırsa, pistte araba kullanırken, keskin dönüşlerde merkezkaç kuvvetinin (veya normal kuvvet) çok yüksek olmaması istenir. Güvenli bir sürüş için Lee, yol boyunca merkezkaç kuvvetinin açıdaki değişimle orantılı olması gerektiğini önermiştir. Centripetal metodu, bu modele bir yaklaşım sunmaktadır. Bu model, chord length metodun geliştirilmiş bir versiyonu olarak görülebilir.

$D_0, D_1, \ldots D_n$ data noktaları verilmiş olsun. Üs faktörü $a = 1/2$ olarak tanımlanırsa, D_{i-1} noktası ile D_i noktaları arasındaki mesafe $|D_i - D_{i-1}|^a$ ile ifade edilir. Kiriş-chord metodunda bu ifade üssüz olarak kullanılıyordu. Bu durumda, tüm data poligonunun uzunluğu önerilen metoda göre şu şekilde ifade edilir:

5.31

$$L = \sum_{i=1}^{n} |D_i - D_{i-1}|^a$$

5.32

D_0 noktasından D_k noktasına kadar olan data poligon uzunluğunun toplam poligon uzunluğuna oranı ise

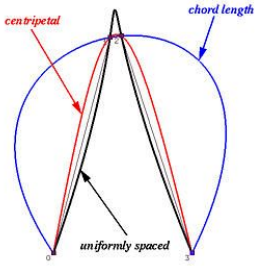
$$L_k = \frac{\sum_{i=1}^{k} |D_i - D_{i-1}|^a}{L}$$

şeklinde ifade edilir. Normalize edilmiş durumda, [0,1] aralığında parametrelendirme yapıldığı farz edilirse, t_k değerleri şu şekilde bir dağılıma uğrar:

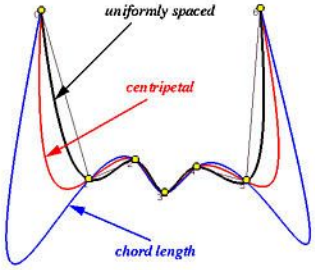
$$t_0 = 0$$
$$t_k = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{k} |D_i - D_{i-1}|^a$$
$$t_n = 1$$

Eğer $a = 1$ seçilirse merkezcil-centripetal parametrelendirme, kiriş-chord parametrelendirmeye indirgenmiş olur. Eğer $a < 1$,

örneğin $a = 1/2$ (karekök) seçilir ise, $kiriş_uzunluğu > 1$ farz edilmek üzere, $|D_k - D_{k-1}|^a$ değeri, $|D_k - D_{k-1}|$ değerinden küçük hale geleceğinden, data poligonundaki uzun kirişlerin etkisi azaltılmış olur ve kısa kirişlerin etkisi arttırılmış olur. Bu davranıştan dolayı Lee merkezcil-centripetal metodun keskin dönüşlerde kiriş-chord metoduna göre daha iyi davranış gösterdiğini söylemektedir. Şekil 13 ve 14'de bu metodların çeşitli veri durumlarında karşılaştırılması gösteriliyor.



Şekil 13: Parametrelendirme metodları



Şekil 14: Parametrelendirme metodları

5. Düğüm Vektörü Üretimi

Parametre değerlerinin üretilmesinden sonra, bu değerlerden yola çıkılarak düğüm vektörü üretilir. Elimizde $t_0, t_1, ...t_n$ şeklinde tanımlı $n+1$ adet parametre değeri bulunduğunu ve p 'inci derece b-spline parçaları kullanılacağını farz edersek, $m = n + p + 1$ şeklinde tanımlı olmak üzere, $m+1$ adet düğüm değerine ihtiyacımız olur. Eğer eğri clamped – sıkılmış olarak tanımlı ise, ilk baştaki $p+1$ adet düğüm değeri 0 ve sondaki $p+1$ adet düğüm değeri 1 olur. Ortadaki $n-p$ adet düğüm ise, düzgün dağılımlı – uniform olarak veya çeşitli metodlara göre dağıtılır.

Uniform-düzgün dağılımlı parametrelendirme kullanılır ise, ortanca terimler $n-p+1$ adet parçaya bölünür.

$$u_0 = u_1 = ...u_p = 0$$

$$u_{j+p} = \frac{j}{n-p+1}, \quad j = 1, 2, ..., n-p$$

$$u_{m-p} = u_{m-p+1} = ...u_m = 1$$

Örneğin, 6 adet parametre için ($n = 5$) ve 3. derece b-spline için ($p = 3$), $(n + p + 1) + 1 = (5 + 3 + 1) + 1 = 10$ adet düğüm değeri ($m = 9$) gereklidir. Clamped- sıkılmış b-spline durumunda, baştaki ve sondaki $p+1$ adet düğüm değerleri 0 ve 1 olacağından, düğüm vektörü şu şekilde oluşur: $\{0,0,0,0,u_4,u_5,1,1,1,1\}$. Ortanca iki terim, [0,1] aralığını üç eşit parçaya böler. Bu durumda düğüm vektörü $\left\{0,0,0,0,\frac{1}{3},\frac{2}{3},1,1,1,1\right\}$ şeklinde oluşur.

Uniform – düzgün dağılımlı düğüm vektörünün belirlenmesi için, parametrelendirme değerlerinin bilinmesi gerekmez. Hesaplanması basit olmasına rağmen, bu şekilde üretilen düğüm vektörü, chord – kiriş mesafesine göre parametrelendirme ile birlikte kullanıldığında enterpolasyon matrisleri singular –tekil duruma geleceğinden çözümsüz bir durum oluşur. Bu durumdan sakınmak için, de Boor tarafından önerilen, parametre değerlerinin kayan ağırlıklı ortalamaları, düğüm vektörünü teşkil eder.

Parametrelerin ortalamasına göre düğüm vektörü üretme işlemi şu şekilde ifade edilebilir:

$$u_0 = u_1 = ...u_p = 0$$

$$u_{j+p} = \frac{1}{p}\sum_{i=j}^{j+p-1} t_i, \quad j = 1, 2, ..., n-p$$

$$u_{m-p} = u_{m-p+1} = ...u_m = 1$$

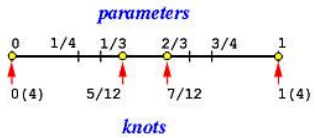
Örneğin, üçüncü derece b-spline için, $p = 3$, on adet düğüm değeri üretilecek ($m = 9$) olsun. Parametre değerleri, $\{t_0, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5\} = \left\{0, \frac{1}{4}, \frac{1}{3}, \frac{2}{3}, \frac{3}{4}, 1\right\}$ olarak verilmiş olsun. Bu durumda,

$$u_0 = u_1 = u_2 = u_3 = 0,$$

$$u_4 = \frac{\frac{1}{4}+\frac{1}{3}+\frac{2}{3}}{3} = \frac{5}{12}, \; u_5 = \frac{\frac{1}{3}+\frac{2}{3}+\frac{3}{4}}{3} = \frac{7}{12}$$

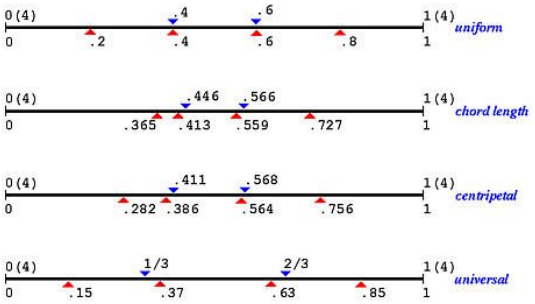
$$u_6 = u_7 = u_8 = u_9 = 1$$

değerlerini alır. Şekil 15'de verilen parametre değerlerine karşılık ortalama metoduna göre üretilen düğüm değerleri gösteriliyor.



Şekil 15: Parametre ve düğüm değerleri

Clamping-sıkma uygulanan 3. derece b-spline için, uniform-düzgün dağılımlı, chord-kiriş mesafesi ve centripetal-merkezcil parametrelendirmeler için, ortalamaya göre üretilen düğüm vektörleri şekil 16'da gösteriliyor.



Şekil 16: Seçilen Parametreler (Kırmızı) ve Ortalama ile Düğüm Vektörleri

6. B-Spline Eğri Enterpolayonu

Bezier ve b-spline eğrileri, bilgisayar grafikleri, animasyon uygulamalarında ve CAD-CAM yüzey modelleme aşamalarında, tasarımcıdan gelen kontrol noktaları ve düğüm vektörü verilerine göre ileri yönde çalışmaktadır. Ancak tersine mühendislik uygulamalarında ve veri enterpolasyonu – veri yaklaşımı amaçlı kullanımlarda bu işlemin tersten yürütülmesi gerekir. Bu durumda eğrinin veya yüzeyin enterpole edeceği nokta verileri sağlanır iken, kontrol noktaları ve gerekli düğüm vektörünün üretilmesi istenir. Bu aşamada, işlemler tersine yürütülür.

B-spline eğrinin denklemi şu şekilde verilmiş olsun:

$$C_{(u)} = \sum_{i=0}^{n} N_{i,p}(u) P_i$$

Parametrelendirme neticesinde, düğüm vektörü üzerinde her bir parametre değerine karşılık hesaplanacak olan noktanın değeri ise şu şekilde ifade edilir:

$$D_k = C(t_k) = \sum_{i=0}^{n} N_{i,p}(t_k) P_i, \quad 0 \le k \le n$$

Paremetre değerlerindeki baz fonksiyonların değerleri N matrisine yazılır:

$$N = \begin{bmatrix} N_{0,p}(t_0) & N_{1,p}(t_0) & N_{2,p}(t_0) & \cdots & N_{n,p}(t_0) \\ N_{0,p}(t_1) & N_{1,p}(t_1) & N_{2,p}(t_1) & \cdots & N_{n,p}(t_1) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ N_{0,p}(t_n) & N_{1,p}(t_n) & N_{2,p}(t_n) & \cdots & N_{n,p}(t_n) \end{bmatrix}$$

Hesaplanan D hedef noktaları ve P kontrol noktaları matris formunda şu şekilde ifade edilir:

$$D = \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ \vdots \\ d_n \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ \vdots \\ p_n \end{bmatrix}$$

Kontrol noktaları verilmiş iken, ileri yönde hesaplamada, b-spline eğri denklemi matris formunda şu şekilde ifade edilir:

$$D = N.P \tag{5.15}$$

Kontrol noktalarının hesaplanacağı eğri enterpolasyonu işlemlerinde ise P kontrol noktalarının elde edilmesi için aşağıdaki aşamalar uygulanır:

$$D = N.P$$

$$N^T D = N^T N P$$

$$P = \left(N^T N\right)^{-1} \left(N^T D\right) \tag{5.16}$$

Kübik eğri enterpolasyonu için örnek olarak, D noktaları şu şekilde verilmiş olsun:

$$D_k = \{(0,0),(3,4),(-1,4),(-4,0),(-4,-3)\}$$

Kiriş- chord-length mesafeye göre parametrelendirme yapılır ise, öncelikle hedef noktalar arasındaki mesafeler bulunur:

$$|D_1 - D_o| = 5, \ |D_2 - D_1| = 4, \ |D_3 - D_2| = 5, \ |D_4 - D_3| = 3$$

Mesafeler toplamı 17 olduğundan parametre değerleri şu şekilde hesaplanır:

$$t_0 = 0, \ t_1 = \frac{5}{17}, \ t_2 = \frac{9}{17}, t_3 = \frac{14}{17}, \ t_4 = 1$$

Singular-tekil matris durumundan sakınmak için, ortalama-averaging tekniği kullanılarak, parametre değerlerinden, clamping-sıkma içeren düğüm vektörü hesaplanır.

$$u_4 = \frac{1}{3}\left(\frac{5}{17} + \frac{9}{17} + \frac{14}{17}\right) = \frac{28}{51}, \ U = \left\{0,0,0,0,\frac{28}{51},1,1,1,1\right\}$$

Düğüm vektörü girdisine göre ilgili baz fonksiyonları hesaplanarak aşağıdaki lineer denklem sistemine doldurulur:

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ N_{0,3}\left(\frac{5}{17}\right) & N_{1,3}\left(\frac{5}{17}\right) & N_{2,3}\left(\frac{5}{17}\right) & N_{3,3}\left(\frac{5}{17}\right) & 0 \\ N_{0,3}\left(\frac{9}{17}\right) & N_{1,3}\left(\frac{9}{17}\right) & N_{2,3}\left(\frac{9}{17}\right) & N_{3,3}\left(\frac{9}{17}\right) & 0 \\ 0 & N_{1,3}\left(\frac{14}{17}\right) & N_{2,3}\left(\frac{14}{17}\right) & N_{3,3}\left(\frac{14}{17}\right) & N_{4,3}\left(\frac{14}{17}\right) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ p_1 \\ p_2 \\ p_3 \end{bmatrix} \tag{5.17}$$

D hedef noktaları enterpole edilmesi istenen girdi noktalar olarak verildiğinden, P kontrol noktaları denklem 5.20'de gösterilen matris işlemleri ile elde edilir. Piegl ve Tiller'in kitabında [20], bu işlemlerin bilgisayarlaştırılması aşaması ham algoritma olarak gösteriliyor.

6. B-Spline Yüzey Enterpolasyonu

S yüzeyi, p'inci ve q'uncu derece b-spline Kartezyen çarpımı olarak şu şekilde tanımlanmış olsun:

$$S(u,v) = \sum_{i=0}^{m} \sum_{j=0}^{n} N_{i,p}(u) N_{j,q}(v) P_{i,j} \tag{5.18}$$

u ve v düğüm vektörlerinin parametrelendirildiği kesme yerlerinde, c ve d harfleri ile indisli, $u = s_c$ ve $v = t_d$ değerleri yer alsın. Bu durumda yüzey formülü şu şekilde ifade edilir:

$$D_{cd} = S(s_c, t_d) = \sum_{i=0}^{m} \sum_{j=0}^{n} N_{i,p}(s_c) N_{j,q}(t_d) P_{i,j} \tag{5.19}$$

$N_{i,p}(s_c)$, j indeksinden bağımsız olduğundan, dışarı alınabilir. Bu durumda, b-spline yüzey enterpolasyonu bir dizi b-spline eğri enterpolasyonu olarak ifade elde edilir:

$$D_{cd} = S(s_c, t_d) = \sum_{i=0}^{m} N_{i,p}(s_c) \left(\sum_{j=0}^{n} N_{j,q}(t_d) P_{i,j} \right) \tag{5.20}$$

Matris formunda tanımlama yapmak üzere b-spline kartezyen çarpım yüzey ifadesi şu şekilde verilmiş olsun:

$$S(u,v) = \sum_{i=0}^{m} \sum_{j=0}^{n} Z_{i,p}(u) N_{j,q}(v) P_{i,j}$$

Bu yüzeyin matris formundaki gösterimi için, C kontrol noktaları ve D hedef noktaları şu şekilde ifade edilir:

$$C = \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \cdots & c_{0,n} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & & c_{1,n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c_{m,0} & c_{m,1} & \cdots & c_{m,n} \end{bmatrix} D = \begin{bmatrix} d_{0,0} & d_{0,1} & \cdots & d_{0,n} \\ d_{1,0} & d_{1,1} & & d_{1,n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ d_{m,0} & d_{m,1} & \cdots & d_{m,n} \end{bmatrix}$$

Benzer şekilde, ilgili Z ve N baz fonksiyonları şu şekilde ifade edilir:

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{0,p}(s_0) & Z_{1,p}(s_0) & Z_{2,p}(s_0) & \cdots & Z_{m,p}(s_0) \\ Z_{0,p}(s_1) & Z_{1,p}(s_1) & Z_{2,p}(s_1) & \cdots & Z_{m,p}(s_1) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ Z_{0,p}(s_m) & Z_{1,p}(s_m) & Z_{2,p}(s_m) & \cdots & Z_{m,p}(s_m) \end{bmatrix}$$

$$N = \begin{bmatrix} N_{0,q}(t_0) & N_{1,q}(t_0) & N_{2,q}(t_0) & \cdots & N_{n,q}(t_0) \\ N_{0,q}(t_1) & N_{1,q}(t_1) & N_{2,q}(t_1) & \cdots & N_{n,q}(t_1) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ N_{0,q}(t_n) & N_{1,q}(t_n) & N_{2,q}(t_n) & \cdots & N_{n,q}(t_n) \end{bmatrix}$$

Bu durumda, b-spline yüzey matris formunda şu şekilde ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} d_{0,0} & d_{0,1} & \cdots & d_{0,n} \\ d_{1,0} & d_{1,1} & & d_{1,n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ d_{m,0} & d_{m,1} & \cdots & d_{m,n} \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} Z_{0,p}(s_0) & Z_{1,p}(s_0) & Z_{2,p}(s_0) & \cdots & Z_{m,p}(s_0) \\ Z_{0,p}(s_1) & Z_{1,p}(s_1) & Z_{2,p}(s_1) & \cdots & Z_{m,p}(s_1) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ Z_{0,p}(s_m) & Z_{1,p}(s_m) & Z_{2,p}(s_m) & \cdots & Z_{m,p}(s_m) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_{0,0} & c_{0,1} & \cdots & c_{0,n} \\ c_{1,0} & c_{1,1} & & c_{1,n} \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ c_{m,0} & c_{m,1} & \cdots & c_{m,n} \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} N_{0,q}(t_0) & N_{1,q}(t_0) & N_{2,q}(t_0) & \cdots & N_{n,q}(t_0) \\ N_{0,q}(t_1) & N_{1,q}(t_1) & N_{2,q}(t_1) & \cdots & N_{n,q}(t_1) \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ N_{0,q}(t_n) & N_{1,q}(t_n) & N_{2,q}(t_n) & \cdots & N_{n,q}(t_n) \end{bmatrix}$$

$$D = ZCN^T$$

Hesaplanması istenen C kontrol noktalarına ise şu şekilde erişilir[21]:

$$C = Z^{-1}DN^{-T}$$

7. Sonuçlar

Tarama cihazları tarafından sahadan toplanan verilerin gerek grafik ortamında gösterimi, gerekse tasarım ve imalat amaçlı CAD-CAM sistemlerinde işlenebilir hale getirilmesi için gerekli adımlar bu çalışmada incelenmiştir.

Kaynakça

[1] D J.-D. Boissonnat. Geometric structures for three-dimensional shape representation. ACM Transactions on Graphics, 3(4):266-286, October 1984

[2] Hoppe, H., DeRose, T, Duchamp, T., McDonald, J., Stuetzle, W.: Surface Reconstruction from Unorganized Points. University of Washington (1990).

[3] Delaunay, B.: Sur la sphère vide, Izvestia Akademii Nauk SSSR, Otdelenie Matematicheskikh i Estestvennykh Nauk, 7:793-800, 1934

[4] Y. Ohtake, A. Belyaev, M. Alexa, G. Turk, and H.-P. Seidel. Multi-level partition of unity implicits. ACM Transactions on Graphics, sayfa 463-470, July 2003. Proceedings of SIGGRAPH 2003

[5] A. Adamson and M. Alexa. Approximating and intersecting surfaces from points. Symposium on Geometry Processing 2003, sayfa 245-254, 2003

[6] J. C. Carr, R. K. Beatson, J. B. Cherrie, T. J. Mitchell, W. R. Fright, B. C. McCallum, and T. R. Evans. Reconstruction and representation of 3D objects with radial basis functions. In Proceedings of ACM SIGGRAPH 2001, sayfa 67-76, August 2001

[7] Y. Ohtake, A. G. Belyaev, and H.-P. Seidel. 3D scattered data approximation with adaptive compactly supported radial basis functions. In Shape Modeling International 2004, Genova, Italy, June 2004

[8] J. C. Carr, R. K. Beatson, B. C. McCallum, W. R. Fright, T. J. McLennan, and T. J. Mitchell. Reconstruction and representation of 3D objects with radial basis functions. In Proceedings of ACM GRAPHITE 2003, sayfa 119-126, Melbourne, Australia, February 2003

[9] Aim@Shape. Survey acquisition and reconstruction. Technical report, 2004

[10] Rabbani, T.: Automatic Reconstruction of Industrial Installations Using Images and Point Clouds, Doktora Tezi, 2005

[11] Surface Reconstruction By Layer Peeling, Lim Chi Wan, Doktora Tezi

[12] B. Curless and M. Levoy. A volumetric Method for building complex models from Range Images. Computer Graphics: Siggraph '96 Proceedings, sayfa 221-227, 1996

[13] Uğur Güdükbay, "Çok Çözünürlüklü Modelleme için Poligonal Basitleştirme", Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı (SİU'98), Cilt I, sayfa 70-75, Kızılcahamam, Ankara, Mayıs 1998

[14] Jery O. Talton III. A Short Survey of Mesh Simplification Algorithms, Cource Notes for CS 598 MJG., Octobor 2004

[15] Schroeder, W.J., J.A. Zarge, W.E. Lorensen, ``Decimation of Triangle Meshes,'' ACM Computer Graphics (SIGGRAPH'92 Proc.), Vol. 26, No. 2, sayfa 65-70, 1992

[16] Knapp, M., Mesh Decimation Using VTK, Institute of Computer Graphics and Algorithms, Vienna University of Technology

[17] Garland, M. and Heckbert, P.S., ``Surface Simplification Using Quadric Error Metrics,'' ACM Computer Graphics (SIGGRAPH'96 Proc.), Vol. 30, No. 2, August 1996

[18] Farouki, R.T., Sakkalis, T.J., 2007. Rational space curves are not "unit speed". Computer Aided Geometric Design 24 (4), sayfa 238–240

[19] Lee, E. (1989) Choosing Nodes in Parametric Curve Interpolation, Computer Aided Design, vol. 21, no. 6, sayfa 363-370

[20] Les Piegl, Wayne Tiller, The NURBS Book, Springer, 1998

[21] Yi Song, PhD Thesis

[22] S. Arya, D. M. Mount, N. S. Natanyahu, R. Silverman, and A. Y. Wu. An optimal algorithm for approximate nearest searching in fixed dimension. Journal of the ACM, sayfa 891-923, 1998

5,28

B14 – Biyomedikal Sistemler ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 3. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Duygu Erol BARKANA (Yeditepe Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Erkan KAPLANOĞLU (Marmara Üniversitesi)

Beyin Bilgisayar Arayüzü Sistemleri İçin Uygun Öznitelik ve Sınıflandırıcı Seçimi (Bildiri No : 24)

Ebru DURMUŞ (Karadeniz Teknik Üniversitesi)
Zhaleh SADREDDİN (Karadeniz Teknik Üniversitesi)
Nurhan Gürsel ÖZMEN (Karadeniz Teknik Üniversitesi)

Düşük Maliyetli Mayo-Elektrik Denetimli Protez El Projesi: Kontrol Mühendisliği Laboratuarı Deney Düzeneği Tasarımı (Bildiri No : 30)

Cengiz TEPE (Ondokuz Mayıs Üniversitesi)
İlyas EMİNOĞLU (Ondokuz Mayıs Üniversitesi)

El Bilek Eklemi Rehabilitasyonu İçin Paralel Mekanizma Modellenmesi ve Simülasyonu (Bildiri No : 112)

Sıtkı KOCAOĞLU (Kırklareli Üniversitesi)
Vasfi Emre ÖMÜRLÜ (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Omuz için Tek Serbestlik Dereceli Fizik Tedavi Sistemi Tasarımı ve En İyileştirmesi (Bildiri No : 116)

Talha ERAZ (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Sena ÇOŞKUN (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Yasin GÖKMEN (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
M.İ. Can DEDE (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Uzaktan Lazer Cerrahi İçin Kısıtlı Sistem Tabanlı Efendi Köle Denetleyicisi (Bildiri No : 205)

Eray A. BARAN (Nanyang Teknoloji Üniversitesi-Sabancı Üniversitesi)
Zhenishbek ZHAKYPOV (Sabancı Üniversitesi)
Erdal KAYACAN (Nanyang Teknoloji Üniversitesi)
Asif SABANOVİC (Sabancı Üniversitesi)

Beyin Bilgisayar Arayüzü Sistemleri İçin Uygun Öznitelik ve Sınıflandırıcı Seçimi

Ebru Durmuş[1], *Zhaleh Sadreddini*[2], *Nurhan Gürsel Özmen*[3]

[1,3]Makine Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
ebru.drms@ktu.edu.tr , gnurhan@ktu.edu.tr

[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
Zh.sadreddini@ktu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, beyin bilgisayar arayüzü sistemleri için etkin çalışan öznitelik çıkarma ve sınıflandırma yöntemi seçimi yapılmıştır. Gönüllü ve sağlıklı üç bireyin beş farklı zihinsel ve motor hareketi hayal etmesi sırasında kaydedilen EEG işaretleri ile çalışılmıştır. Kaydedilen EEG işaretlerinden öznitelikler, güç spektral yoğunluğu (PSD), özbağlanım katsayıları (AR) ve Hjorth parametreleri yöntemleri ile seçilip çıkarılmıştır. Çıkarılan öznitelikler k- En Yakın Komşuluğu (k-NN), Destek Vektör Makinesi (SVM) ve Yapay Sinir Ağları (NN) sınıflandırıcıları ile değerlendirilmiştir. Seçilen öznitelikler ve sınıflandırıcılar, performanslarının karşılaştırılması amacıyla PhysioNet veri bankasından alınan birbirinden farklı üç bireyin aynı görevleri hayal ettikleri EEG işaretlerine de uygulanmış ve sonuçlar karşılaştırılmalı olarak sunulmuştur. Özniteliklerin kendi aralarındaki ve sınıflandırıcıların kendi aralarındaki performansları incelendiğinde, AR ve PSD öznitelik yöntemleri kullanıldığında, SVM ve NN sınıflandırıcılarının başarı yüzdelerinin de %90'ların üzerinde olduğu gözlenmiştir.

Anahtar Kelimeler — BBA, EEG, motor hareket hayal etme, öznitelik çıkarma, sınıflandırma.

1. Giriş

Felç, omurilik yaralanması, amiyotropik lateral skleroz gibi özellikle insan hareketliliğini azaltan hastalıklarda, hastaların yaşam kalitesini artıracak güvenilir beyin-bilgisayar arayüzlerinin (BBA) geliştirilmesi ihtiyacı artmıştır [1]. Nörolojik hastalıkların en önemli tedavi yöntemi olan fiziksel rehabilitasyon, hastaların kaybettikleri hareket becerilerini, onları terapinin aktif katılımcısı yaparak geri kazanmalarına olanak sağlamaktadır. Bu sebeple hastanın yetisini kaybettiği harekete odaklanmasını gerektiren, bununla ilgili motor ve zihinsel görevleri düşünmesini sağlayan rehabilitasyon sistemleri tasarlanmalıdır. Beyin-bilgisayar arayüzleri (BBA) sayesinde, nörofizyolojik hastalığı olan insanlar bir bilgisayar veya başka bir cihazla dış dünyayla iletişim kurabilecek ve hatta hareket edebileceklerdir. Son yıllarda üzerinde önemle çalışılan bir alan olmasına rağmen, beyin bilgisayar arayüzü çalışmaları hala kişiye özgü geliştirilen teknolojilerle sınırlıdır. EEG işaretlerindeki saklı bilginin ortaya konması ve anlamlandırılabilmesi için bilim adamları basitten karmaşığa çok çeşitli işaret işleme ve sınıflandırma yöntemleri üzerinde çalışmaktadırlar [2,3]. Son zamanlarda yapılan çalışmalar incelendiğinde sinyal işleme teknikleri ve yapay zeka tekniklerinin gelişmesine paralel olarak bilgisayar tabanlı EEG analiz algoritmaları geliştirilmiştir. EEG temelli BBA araştırmalarının çoğunda, kullanılan sınıflandırma yöntemlerine kıyasla, öznitelik çıkarımının daha fazla önem taşıdığı görülmüştür. Kaliteli bir öznitelik çıkarma yönteminin, sınıflandırıcı performansını da arttırdığı deneylerle kanıtlanmıştır [3,4,5].

Bu çalışmada, iki farklı veri grubu için öznitelik çıkarma ve sınıflandırma algoritmaları test edilmiştir. BBA uygulamalarında kullanılabilecek en uygun öz nitelik ve sınıflandırma yöntemine karar verilmiştir. İlk veri grubu PhysioNet veri bankasından [6] alınan zihinsel ve motor görevlere ait EEG verileridir. İkinci veri grubu ise Karadeniz Teknik Üniversitesi Makine Mühendisliği Bölümü'nde zihinsel ve motor görevler için kaydedilen EEG verileridir.

2. Gereçler ve Yöntemler

2.1. Katılımcılar

Karadeniz Teknik Üniversitesi Makine Mühendisliği Bölümü'nde gerçekleştirilen deneysel çalışmada, yaşları 20 ile 25 arasında değişen ve herhangi bir nörolojik, psikolojik, kronik hastalık tanısı olmayan gönüllü ve sağ elini kullanan üç katılımcı yer almıştır. PhysioNet veri bankasından alınan veriler ise yaşları 20 ile 30 arası değişen birisi sol, diğer ikisi sağ elini kullanan sağlıklı üç bireye aittir.

2.2. İşlem Adımları

Denekler, deneylerden önce beyin fonksiyonlarını etkileyebilecek herhangi bir ilaç almamaları konusunda uyarılmışlardır. EEG kayıtları sessiz, sakin, gün ışığı ile aydınlatılmış bir odada gerçekleştirilmiştir. Denekler, rahat bir sandalyede oturmaktadırlar ve deney esnasında hareket

etmemeleri söylenmektedir. Deneklerin en küçük fiziksel hareketi bozucu etki yapacağından, deneklerin mümkün olduğunca gözlerini dahi kırpmamaları istenmektedir. Deneyden önce deneklere işlem adımları araştırmacı tarafından anlatılır. Her ölçüm öncesinde denekler bir araştırmacı tarafından hangi görevin yapılacağı, başlama ve bitiş zamanları konusunda bilgilendirilirler [4,7]. Beş farklı görevin işlem sırası şu şekildedir: rahat durum, matematiksel işlem, sağ el hareketi hayali, sol el hareketi hayali ve A harfi hayali. Her bir deneme 10 saniye süresince kaydedilmektedir ve ardışık deneyler arasında 2-3 saniyelik ara verilmektedir. Beş farklı görev için toplamda 100 farklı kayıt gerçekleştirilmiştir. Görev tanımları aşağıdaki şekildedir:

Rahat durum: Temel görev olarak adlandırılan bu görev esnasında deneklerin rahat bir şekilde hiçbir şey düşünmeden gözleri açık olarak beklemeleri istenir.

Matematiksel işlem: Bu görevde deneklerden gözleri açık iken zihinden iki basamaklı bir çarpma problemini çözmeleri istenir. (32x81 gibi) . İşlemler her defasında değişkendir ve 10 saniye sonunda deneğin sonucu bulup bulamadığı kontrol edilir.

Sağ el hareketi hayali: Bu esnada deneklerin gözleri açık iken sağ ellerini ardışık hareket ettirdiklerini hayal etmeleri istenir. Bu hareketlerin seçilme nedeni, motor görevlerle sezgisel görevler arasındaki ayrımları fark etmek amaçlıdır.

Sol el hareketi hayali: Bu görev sağ el hareketi hayali ile aynıdır. Sağ el yerine sol ellerini devamlı bir şekilde hareket ettirdiklerini hayal etmeleri istenmektedir.

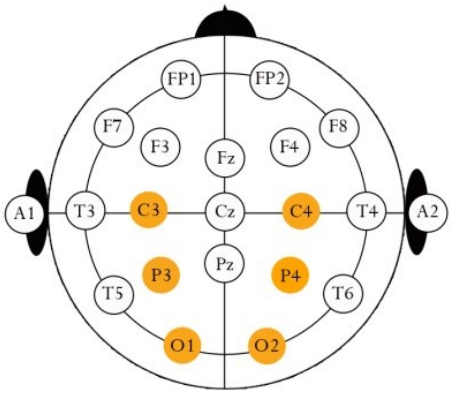
A harfi hayali: Bu görev esnasında deneklerin gözleri açık bir şekilde zihinlerinde yanıp sönen veya bir ekrana yazılmış şekilde A harfini canlandırmaları istenir.

Bu beş görev çalışmanın devamında birbirleriyle karşılaştırılırken kullanım kolaylığı sağlaması için sırasıyla Görev1, Görev2, Görev3, Görev4 ve Görev5 olarak adlandırılmıştır [7].

2.3. EEG Veri Kaydı

Bu çalışmada kullanılan verilerin bir kısmı Karadeniz Teknik Üniversitesi Makine Mühendisliği Bölümü'nde bulunan 64 kanallı Biosemi ActiveTwo EEG kuvvetlendiricisi ile kaydedilmiş ve sayısal ortama aktarılmıştır. Deneyde kullanılan aktif elektrotlar bir jel vasıtasıyla elektrobaşlığa takılmıştır. Uluslararası 10-20 elektrot yerleşim düzeni seçilmiştir. Kaydedilen veri sayısal ortama 512 Hz ile aktarılmış ve çift çekirdekli işlemciye sahip bir dizüstü bilgisayara aktarılmıştır. Verilerin analizi MATLAB programı ile yapılmıştır. Öznitelik çıkarma ve sınıflandırma işlemleri için de MATLAB ortamında geliştirilen alt programlar (algoritmalar) kullanılmıştır.

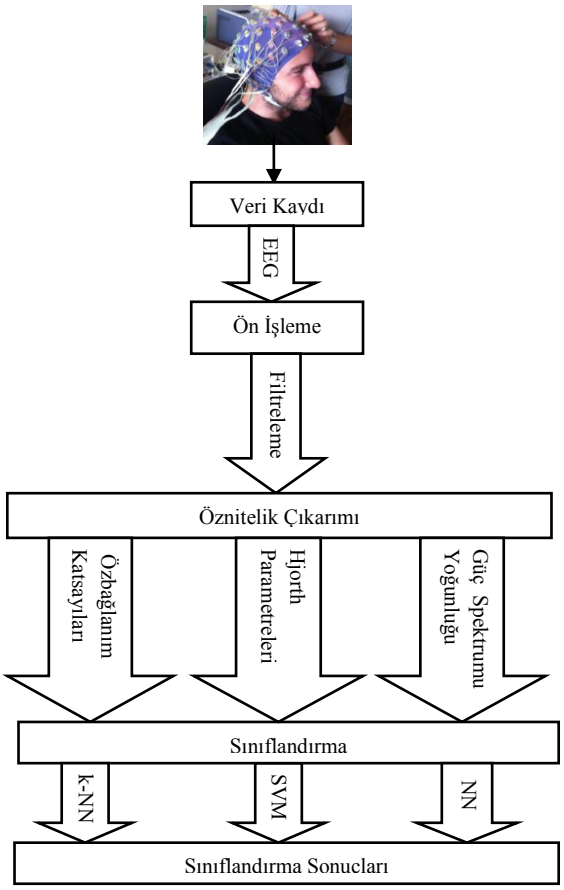
Sinyal analizi için 64 kanal arasından seçilen belirli 6 elektrot kanalına ait EEG verileri kullanılmıştır. Farklı görevler için beynin farklı bölümlerinin sorumlu olduğu ve farklı zihinsel aktiviteler esnasında farklı türden işaretler üretildiği bilindiğinden, o alanları içerecek şekilde C3, C4, P3, P4, O1 ve O2 kanalları seçilmiştir. Seçilen her bir elektrot kanalının sınıflandırmadaki etkilerini görebilmek amacıyla, sınıflandırma başarımları elektrot bazında incelenmiştir [4].



Şekil1.Elektrot yerleşim düzeni ve seçilen elektrotlar

2.4. EEG Veri Analizi

EEG sinyal işleme sistemleri genellikle şu işlemlerden oluşmaktadır: 1. adım: EEG veri kaydı , 2. adım :ön işleme (gürültü azaltma , pencereleme, önvurgulama v.b.), 3. adım: öznitelik çıkarma/seçme ve 4. adım : sınıflandırmadır. Öncelikle, kaydedilen EEG sinyallerinden doğru ve yüksek performanslı bir sınıflandırma sonucu elde edebilmek için EEG işaretine dahil olan bozucuların ayıklanması gerekir. Bu nedenle bu çalışmada bozucuların etkisini azaltabilmek için deneklerden gözlerinin açık fakat deney esnasında (her bir 10 saniyelik periyotta) gözlerini kırpmamaları ve hareket ettirmemeleri istenmektedir. Daha sonra elde edilen veriler, bozucu ve gürültülerden ayıklamak için 1-30 Hz aralığını geçiren Elliptik bant geçiren süzgeçten geçirilerek sinyal filtreleme işlemine tabi tutulmuştur. İşlem adımları Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2. Ölçüm esnasından bir görüntü ve EEG analiz şeması

2.5. Öznitelik Çıkarma

Öznitelik çıkarma, kaydedilen EEG verilerinin önemli özniteliklerinin çıkarılıp öznitelik vektörünün elde edilmesi işlemidir. Bu sayede, sınıflandırıcı için en belirleyici öznitelikler seçilirken bir taraftan da öznitelik vektörünün boyutu küçültülür.

Öznitelik çıkarma işlemi bazen oldukça zaman alıcı işaret analizleri gerektirebilmektedir. Mevcut BBA çalışmalarında öznitelik seçimi için genellikle, mü (μ) (8-12 Hz) veya yüksek beta (18-26 Hz) ritim genlikleri gibi frekans domeni bilgileri, P300 ve yavaşkortikal potansiyelleri (YKP) veya DC potansiyeller gibi zaman domeni dalga formları [8,9], izgel güç yoğunluğu (PSD) değerleri [10,11], özbağlanımlı (autoregresive, AR) parametreleri ve Hjorth parametreleri [12,13] kullanılmıştır. Bu çalışmada da, öznitelik vektörleri olarak, özbağlanımlı parametreler (AR), Hjorth parametreleri ve güç spektrum yoğunluğu (PSD) denenmiştir. Bu üç öznitelik çıkarma yöntemleri, sınıflandırma performansları açısından karşılaştırılmıştır.

AR Parametreleri: Mertebesi p olan özbağlanım modeli (AR), Eşitlik 1 ile hesaplanmaktadır. Bu eşitlikte *x(n)* çıkış dizini, *e(n)* varyansı σ^2 olan beyaz gürültü dizini, *a(k)* ise özbağlanım (AR) parametrelerini ve/veya özniteliğini belirtmektedir. *AR(p)* modeli, {a[1], a[2],…, a[p], σ^2 } AR model parametreleri ile karakterize edilir.

$$x[n] = -\sum_{k=1}^{p} a[k]x[n-k] + e[n] \quad (1)$$

Hjorth Parametreleri: Hjorth tanımlayıcıları, üç alt parametrenin birleşmesiyle oluşturulmuştur. Bu parametreler şu şekildedir: işleklik, taşınırlık ve karmaşıklık. İşleklik en sade haliyle sinyalin enerjisi (σx) olarak tanımlanır. Taşınırlık ise Eşitlik 2'de verilen denklem ile ifade edersek x sinyalinin birinci türevinin standart sapmasının sinyalin standart sapmasına oranı şeklindedir.

$$T = \frac{\sigma x'}{\sigma x} \quad (2)$$

Karmaşıklık diğer adıyla biçim faktörü (BF) sinyalin formu ile ilgili hesaplanabilir bir değer verir.

$$BF = \frac{Tx'}{Tx} = \frac{\sigma x'' / \sigma x'}{\sigma x' / \sigma x} \quad (3)$$

PSD: Öznitelik olarak literatürde de yaygın olarak kullanılan güç spektral yoğunluğu (PSD) ise Welch periodogramı ile hesaplanmıştır [3,4,6,14].

2.6. Sınıflandırma

Sinyal işleme sistemlerinin son aşaması olan sınıflandırmada, kullanılan algoritmaya bağlı olarak giriş öznitelik vektörleri incelenir ve sınıflandırma sonucu belirlenir. Sınıflandırma sonucunun başarımı, öznitelik çıkarma ve gerekli durumlarda öznitelik seçme, doğrusal ve doğrusal olmayan sınıflandırma yöntemlerinin seçimine bağlı olmaktadır [8,15].

Sınıflandırma işlemi için, hangi sınıfa ait olduğu önceden bilinen belirli sayıdaki öznitelik vektörünün oluşturduğu "veri kümeleri" bir eğitim sürecinden geçirilir. Bu eğitim sonucunda, bilinmeyen sinyali uygun sınıfa atamakta kullanılan bir karar mekanizması oluşturulur [5,16]. Bu çalışmada sınıflandırma performansları, beş farklı görev için üç farklı sınıflandırıcının kendi aralarında ikili sınıflandırma yöntemleri ile değerlendirilmiştir. Sınıflandırıcı olarak seçilen yöntemler Destek Vektör Makinesi, k-En Yakın Komşuluğu ve Yapay Sinir Ağları yöntemleridir.

2.6.1. k-En Yakın Komşuluk Algoritması

k-En Yakın Komşuluk (k-NN) algoritması öznitelik uzayındaki en yakın eğitim örneklerine dayanarak nesneleri sınıflandıran, en basit örüntü tanıma yöntemlerinden birisidir [17]. Bu algoritma verilen *k* değeri kadar en yakın komşunun sınıfına göre sınıflandırma işlemi yapmaktadır. Bu çalışmada optimum *k* değeri denemeler sonucunda üç olarak belirlenmiştir. k-En Yakın Komşuluk algoritmasında bir vektörün sınıflandırılması, sınıfı bilinen vektörler kullanılarak yapılmaktadır. Test edilecek örnek, eğitim kümesindeki her bir örnek ile tek tek işleme alınmıştır. Test edilecek örneğin sınıfını belirlemek için eğitim kümesindeki o örneğe en yakın *k* adet örnek seçilmiştir (k=3). Seçilen örneklerden oluşan küme içerisinde hangi sınıfa ait en çok örnek varsa test edilecek olan örnek bu sınıfa aittir

denilmiştir. Örnekler arası uzaklıklar Öklid (Euclidean) uzaklığı ile hesaplanmıştır.

2.6.2. Destek Vektör Makinesi (SVM) İle Sınıflandırma

Destek vektör makineleri (SVM), Vapnik tarafından ortaya konulan istatistiksel öğrenme teorisine dayalı öğrenme algoritmasıdır [18]. SVM'de genellikle, ikili sınıflandırma için etiketlenmiş eğitim verisi, (4) ifadesindeki gibi belirtilir. Burada l; örnek sayısı x_i; örnekler, y_i; bu örneklere ait etiketleri temsil etmektedir.

$$\{x_i, y_i\}^l \; i=1 \quad x_i \in R, \; y_i \in \{-1,+1\} \tag{4}$$

İkili sınıflandırma probleminde doğrusal olarak ayrılabilen bir veri setinin olduğu düşünülürse, bu veri setini ayırabilen sonsuz sayıda hiper-düzlem vardır. SVM karar yüzeyini oluştururken iki sınıfa olan uzaklığı maksimum yapmaya çalışır. Bu düzlemler arasında maksimum sınıra sahip sadece bir hiper-düzlem bulunmaktadır. Sınır genişliğini sınırlandıran noktalara ise destek vektörleri adı verilir. Destek vektör algoritması en büyük sınır genişliğine sahip ayırıcı hiper-düzlem ile sınıflandırma yaparak eğitim hatasını minimize etmeye çalışır. Sınıfları birbirinden ayıran marjini en büyük, doğrusal bir ayırt edici fonksiyon bulunmasını amaçlar. Doğrusal olarak ayrılamayan örnekler için, örnekler doğrusal olarak ayrılabildikleri daha yüksek boyutlu başka bir uzaya taşınır ve sınıflandırma o uzayda yapılır.

2.6.3. Yapay Sinir Ağları İle Sınıflandırma

Yapay sinir ağları (NN) ile sınıflandırmada tek katmanlı bir NN modeli Matlab ortamında oluşturulmuştur. Oluşturulan modelde öğrenme kuralı olarak geri yayılım algoritması (traingdx) kullanılmış ve bu öğrenme kuralındaki parametrelerden öğrenme oranı (learning rate,lr), maksimum iterasyon sayısı (itnum) parametreleri için en uygun değerler araştırılmıştır. Bunun yanı sıra ara katmandaki gizli nöron sayısı için de benzer bir araştırma işlemi gerçekleştirilerek, optimum gizli nöron sayısı belirlenmiştir. Sınıflandırma işlemi esnasında toplam veri seti, eğitim, doğrulama ve test verileri olmak üzere üçe ayrılmıştır. Her bir denemeye ait verilerin %70'i eğitime, %5'i doğrulamaya ve %25'i ise test kümesine yerleştirilerek bir çözüm yapılmıştır. Sınıflandırma performansı ise toplam verilerinden elde edilen yüzdesel ikili sınıflandırma doğruluğu olarak ele alınmış ve beş farklı görevden her bir elektrot için kaydedilen her yüz veriden kaç tanesinin doğru sınıflandırıldığı bulunmuştur.

3. Bulgular

İki ayrı veri grubu için, farklı öznitelik yöntemleri ve farklı sınıflandırıcılarla elde edilen sonuçlar Tablo 1 ve Tablo 2'de sunulmuştur. Tablolarda sunulan sonuçlar hesaplanırken, seçilen altı farklı elektrot kanalının başarıları ayrı ayrı hesaplanmış, daha sonra sınıflandırma aşamasında, bu değerlerin ortalamaları kullanılmıştır. Her iki veri grubundaki kişi sayısı için tablolarda ayrı ayrı sınıflandırma sonuçları verilmiş, tabloların son sütununda da her üç kişinin ortalama değerleri sunulmuştur.

Tablo 1'de PhysioNet veri tabanı EEG verilerinin, k-NN, SVM ve NN sınıflandırma başarıları % olarak verilmiştir. Bu sonuçlara göre, rahat durum verisi olan Görev 1'in diğer görevlerle sınıflandırma sonuçlarının %77-93 değerleri arasında olduğu görülmektedir. Öznitelik yöntemleri açısından AR ve PSD'ye göre sınıflandırma sonuçları %93 iken, Hjort için %70-85 değerlerindedir. Sınıflandırma yöntemleri açısından değerlendirildiğinde, k-NN sınıflandırıcısının tüm ikili görev karşılaştırmaları için, başarı değerleri en düşük %65 ve en yüksek %97 değerlerinde olmaktadır. SVM başarılarının, en düşük % 70, en yüksek %100 olduğu görülmektedir. Son olarak NN başarılarının da en düşük %87, en yüksek %97 olduğu görülmektedir.

Tablo 2'de KTÜ Makine Mühendisliği Bölümü'nde üç farklı kişiden kaydedilen EEG verilerine ait SVM ve NN sınıflandırma sonuçları görülmektedir. AR, Hjort ve PSD öznitelik çıkarma yöntemleri ayrı ayrı uygulandıktan sonra SVM ve NN sınıflandırıcılarıyla test edildiğinde, tüm görevler için SVM başarılarının en düşük % 59, en yüksek %100 olduğu görülmektedir. NN değerlerinin ise, tüm görevler için en düşük %73, en yüksek %99 olduğu görülmektedir.

4. Tartışma ve Sonuç

Beyin Bilgisayar Arayüzü uygulamalarına katkı sağlayabilmek için yapılan bu çalışmada elde edilen sonuçlar, bizlere seçilebilecek öznitelik yöntemi ve sınıflandırıcı hakkında bilgi vermektedir.

Öznitelik yöntemleri ele alındığında, frekans domeni özelliklerini içeren AR ve PSD parametrelerinin sınıflandırma başarılarının Hjort tanımlayıcılarına göre daha yüksek olduğu görülmektedir.

Elde edilen sınıflandırma sonuçlarına göre, literatürde yaygın kullanımı olan k-NN sınıflandırma yönteminin, bu çalışmada test edilen veri grupları olan zihinsel ve motor görevlerin sınıflandırılmasında daha düşük sınıflandırma başarımı gösterdiği gözlenmiştir. Öte yandan, SVM ve NN yöntemlerinin sınıflandırma başarıları %90 değerlerinde olmaktadır. Bu iki sınıflandırıcıyı kendi aralarında değerlendirdiğimizde, değerler birbirine yakın olmakla birlikte, NN sonuçlarının daha yüksek olduğu görülmektedir. BBA tasarımı için önerilebilecek bir sınıflandırıcı olabilir. Fakat, BBA uygulamalarında, yüksek performans kadar işlem hızı da önem taşıdığından, NN ve SVM arasında seçim yaparken, her iki yöntemin hesaplama zamanlarının da dikkate alınması gerekir.

Bu çalışmadan elde edilen veriler, farklı altı kişi esas alınarak sunulmuştur. EEG verilerinin kişiden kişiye değişiklik gösterdiği bilindiğinden, genel bir yargıya varabilmek için, daha çok denek ile uygulama yapılması gerekir. Ayrıca, nörofizyolojik bozukluğu olan kişiler ile denemeler yapmak pek çok açıdan zor olduğundan, bu çalışmada ve literatürdeki pek çok çalışmada sağlıklı kişiler ile denemeler gerçekleştirilmiştir. Gerçek bir BBA uygulaması için ileriye yönelik çalışmalar sürdürülecektir.

Tablo1. PhysioNet verilerinin ikili sınıflandırma sonuçları

Deneme Seti (Görev)	**Sınıflandırıcılar**	**% Başarı**											
		Kisi1			Kisi2			Kisi3			Ortalama		
		AR	Hjorth	PSD	AR	Hjorth	PSD	AR	Hjorth	PSD	AR_{ort}	$Hjorth_{ort}$	PSD_{ort}
1 / 3	k_NN	70	80	90	90	70	80	80	80	81	80	77	84
	SVM	100	100	100	100	100	100	80	80	80	93	93	93
	NN	95	85	90	95	95	95	90	85	95	93	88	93
1 / 4	k_NN	90	90	90	90	80	85	90	74	82	90	81	86
	SVM	100	100	100	66	66	66	80	60	70	82	75	79
	NN	100	100	100	90	93	95	90	93	95	93	95	97
1 / 5	k_NN	70	85	100	100	80	90	90	80	85	87	82	92
	SVM	100	66	83	66	83	100	80	60	70	82	70	84
	NN	100	95	98	85	88	90	85	80	93	90	88	94
2 / 3	k_NN	60	70	80	60	65	70	75	75	74	65	70	75
	SVM	100	100	100	100	66	85	100	100	100	100	89	95
	NN	85	90	95	95	90	90	80	83	85	87	88	90
3 / 4	k_NN	80	90	100	100	90	95	94	94	95	91	91	97
	SVM	100	66	88	100	100	100	100	80	90	100	89	93
	NN	100	95	97	100	100	100	95	90	93	98	95	97

Tablo2. KTÜ verilerinin ikili sınıflandırma sonuçları

Deneme Seti (Görev)	**Sınıflandırıcılar**	**% Başarı**											
		Kisi1			Kisi2			Kisi3			Ortalama		
		AR	Hjorth	PSD	AR	Hjorth	PSD	AR	Hjorth	PSD	AR_{ort}	$Hjorth_{ort}$	PSD_{ort}
1 / 3	SVM	100	97	99	100	97	99	70	85	100	85	93	99
	NN	91	74	83	99	77	88	95	85	90	95	79	87
1 / 4	SVM	100	100	100	90	87	89	100	74	87	95	87	92
	NN	100	100	100	100	78	97	98	82	96	99	87	98
1 / 5	SVM	100	100	100	90	95	100	85	93	100	92	96	100
	NN	96	88	92	94	86	78	85	73	79	92	82	83
2 / 3	SVM	60	0	30	100	77	89	100	100	100	80	59	73
	NN	92	84	88	97	89	93	100	63	82	96	79	88
3 / 4	SVM	100	80	100	94	97	100	84	67	84	93	81	95
	NN	93	78	86	94	85	90	100	74	87	96	77	88

Kaynakça

[1] J.J. Shih, D.J.Krusienski, ve J.R. Wolpaw, Brain-computer interfaces in medicine. Mayo Clinic proceedings. Mayo Clinic, 87(3), pp.268–79, 2012.

[2] A. Bashashati ve M. Fatourechi, A survey of signal processing algorithms in brain-computer interfaces basedon electrical brain signals, J. of Neural Eng., 4, 32-57, 2007.

[3] C.W. Anderson ve Z. Sijercic, Classification of EEG signals from four subjects during five mental tasks. Solving Engineering Problems with Neural Networks Proc. Int.Conf. on Engineering Applications of Neural Networks (EANN'96), 1996.

[4] N. Gürsel Özmen, L., Gümüsel, Mental and Motor Task Classification by LDA, MEDICON 2010, IFMBE Proceedings29, pp. 172-175, Chalkidiki, Greece. , 28-29 May 2010.

[5] S. Gunal, Örüntü Tanıma uygulamalarında alt uzay analiziyle öznitelik seçimi ve sınıflandırma, Doktora tezi, Osmangazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Eskişehir, 2001.

[6] URL: http://www.phsyionet.org/pn6/chbmit/

[7] N. Gürsel Özmen, L. Gümüsel, Classification of Real and Imaginary Hand Movements for a BCI Design, 978-1-4799-0404-4/13/$31.00 IEEE, TSP 2013.

[8] J. R. Wolpaw, D. J. McFarland, G. W. Neat, ve C. A. Forneris, An EEG-Based Brain-Computer Interface for Cursor Control, Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol., 78 ,252–259, 1991.

[9] C. Guger, H. Ramoser ve G. Pfurtscheller, Real-Time EEG Analysis with Subject-Specific Spatial Patterns for a Brain-Computer Interface (BCI), IEEE Trans. Rehab. Eng., 8 ,447–456, 2009 .

[10] S. Chiappa, ve S. Bengio, HMM and IOHMM Modeling of EEG Rhythms for Asynchronous BCI Systems, European Symposium on Artificial Neural Networks (ESANN), 199-204, 2004 .

[11] J. R. Millan, ve J. Mourino, Asynchronous BCI and Local Neural Classifiers: An Over View of the Adaptive Brain Interface Project, IEEE Trans. Neural Syst. Rehabil. Eng., 11 ,159–161, 2003.

[12] W. D. Penny, S. J. Roberts, E. A. Curran, ve M. J. Stokes, EEG-Based Communication: a Pattern Recognition Approach, IEEE Trans. Rehabil. Eng., 8 214–215, 2000.

[13] G. Pfurtscheller, , C. Neuper, , A. Schlogl, ve K. Lugger,, Separability of EEG Signals Recorded During Right and Left Motor Imagery Using Adaptive Autoregressive Parameters, IEEE Trans. Rehabil. Eng., 6, 316–325, 1998.

[14] C.W. Anderson, S.V. Devulapalli, A. Stolze, Determining mental state from EEG signals using parallel implementations of neural networks. Scientific Programming IOS Press, 4, 3: 171-183, 1995.

[15] N. Kwak, , C.H. Choi, Input feature selection for classification problems, IEEE Transactions on Neural Networks, Vol. 13, No. 1, pp. 143-159, 2002.

[16] R. O., Duda, P. E. Hart, ve D. G. Stork, , Pattern classification, John Wiley & Sons Inc., USA, 654 p, 2001.

[17] E. Alpaydin, , Introduction to Machine Learning, MIT Press, 2004.

[18] J.C. Burges, A Tutorial on Support Vector Machines for Pattern Recognitio, Data Mining and Knowledge Discovery 2, 121-167,1998.

Düşük Maliyetli Mayo-Elektrik Denetimli Protez El Projesi: Kontrol Mühendisliği Laboratuarı Deney Düzeneği Tasarımı

Cengiz TEPE[1], *İlyas EMİNOĞLU* [2]

[1,2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Biyomedikal Araştırma Laboratuarı (BAL-LAB)
Ondokuzmayıs Üniversitesi, Samsun
ctepe@omu.edu.tr,ilyaseminoglu@hotmail.com

Özetçe

Bu çalışma, kontrol mühendisliği eğitimini özendirmek için mayo-elektrik denetimli protez el projesini içermektedir. Yüzey elektromiyogram (yEMG) işareti iki kanallı olarak ön kol üzerindeki flexor carpi ulnaris ve extensor digitorium kasları üzerinden alınmıştır. yEMG işareti donanımsal olarak hazırlanan baskılı devre kartı ile ön yükseltme, süzgeçleme, kazanç ve doğrultma işlemleri yapılmıştır. Mikrodenetleyici üzerinde yazılımsal olarak alçak geçiren süzgeç (AGS) ile yEMG zarfı elde edilmiştir. Her iki kanal için zarf sinyali eşik seviye ile karşılaştırılarak, etkin olan kas (eşiği aşan) sayısal 1, (eşiğin altında kalan) sayısal 0 ile temsil edilmiştir. Kaslara ait sayısal seviyeler işlenerek, servo motoru sürecek kontrol işareti üretilip, mayo-elektrik denetimli (MEDEP) el çalıştırılmıştır. Bu proje ile öğrencilere, mayo-elektrik tabanlı algılayıcılar ve dönüştürücüleri, elektronik devreler ile mikrodenetleyici entegrasyonunu ve protez mekanizması hakkında ilk elden deneyim kazandırılmıştır. Ayrıca MEDEP elin anlaşılması ve geliştirilmesi için gerekli yazılımsal ve donanımsal altyapı maliyet etkin bir tarzda oluşturulmuştur. Tıp, biyomedikal ve kontrol mühendisliğinin kesiştiği bu çok disiplini içeren uygulama ile öğrencilerin disiplinler arası çalışmalara ilk adımlarının atılması da hedeflenmiştir.

1. Giriş

yEMG sinyali kasların kasılması ile oluşur. Kas grubuna ve elektrotların yerleşim konumlarına bağlı olarak yEMG sinyali genliği 20–2000 µV aralığındadır. yEMG sinyalleri, elde edilmelerinde cerrahi müdahele olmaması, insan yaratılışı doğasına daha yakın olması, güvenilir öznitelikleri barındırması gibi sebeplerden ötürü protezlerin denetiminde tercih edilmeleri hızlı bir şekilde artmaktadır[1-3].

Birçok çalışmada yEMG sinyali tek kanallı ve geri beslemesiz yükselteç devresi ile biceps [3], biceps brachialis [4], brachioradialis [5] kasından alınmıştır. MEDEP elin denetlenmesinde el açma, biceps kasından alınan yEMG işareti ile el kapama ise biceps kasının dinlenme durumunda herhangi bir yEMG işareti yokken yapılmıştır. Diğer bir deyişle biceps kasından alınan yEMG işareti belirli bir eşiği aştığında MEDEP el açılmakta, aynı kasdan alınan yEMG işareti belirli bir eşiğin altına düştüğünde MEDEP el kapanmaktadır. Düşük maliyetli yEMG veri alım sistemlerinde maliyet etkin, erişilebilir ve açık kaynak kod olmasından dolayı Atmel89C1051, INA-118P enstrümentasyon yükselteci, LF351 işlemsel yükselteç entegrelerini ve MEDEP eli sürmek için servo motor, tek kullanımlık Ag/AgCl yüzey elektrot kullanılmaktadır[3]. Benzer bir çalışmada iki kanallı [6] ve üç kanallı [7] olarak alınan yEMG verisi, bir veri alım kartı kullanılarak bilgisayar ortamı üzerinden simulatör [5-6] ve fiziksel [7] el sürülmüştür.

Mevcut ticari portez MEDEP eller [8] incelendiğinde açma denetimi bir kastan yapılırken kapama denetimi ise diğer farklı bir kastan iki kanallı olarak yapılmaktadır. MEDEP elin her bir kanal için ayrı ayrı olmak üzere açma kapama hareketlerinin yapılması için yEMG sinyal genlik eşiği, elin üzerindeki iki adet potansiyometre ile belirlenmektedir. yEMG sinyalinin yükseltilme oranı ise MEDEP el elektrotları üzerindeki potansiyometreler ile donanımsal olarak yapılmaktadır. Ayrıca bu ticari elde referans elektrot vasıtasıyla geri besleme devresi kullanılmaktadır.

Kaynak taramasında, sabit hızla açılıp kapanan ticari protez elleri temsil edebilecek maliyet etkin bir deney tasarımına rastlanmamıştır. Bu çalışmanın temel amacı maliyet etkin, ticari protez eli temsil edebilecek, yazılımsal ve donanımsal bir alt yapının veya deney düzeneğinin oluşturulmasıdır.

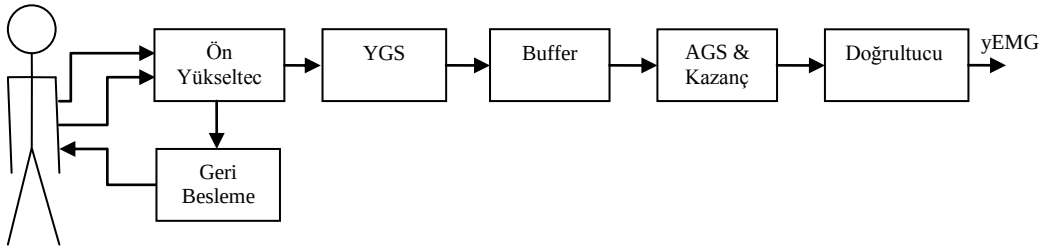
Bu çalışmada, ilk olarak iki kanal geri beslemeli yükselteç devresi gerçeklenmiştir. Bu devre ile yEMG verisi iki kanallı olarak olarak ön kol üzerindeki flexor carpi ulnaris ve extensor digitorium kasları üzerinden alınmıştır. MEDEP elin açılmasını extensor digitorium kasından, kapanmasını ise flexor carpi ulnaris kasından alınan yEMG sinyali sürmektedir. Mikrodenetleyici olarak Atmel Atmega328 mikrodenetlyicisini içeren Arduino Uno kiti tercih edilmiştir. Elektrot olarak tek kullanımlık AgCl/Cl elektrotlar kullanılmıştır. MEDEP eli sürmede konum denetimlerinin hassas ve maliyet etkin olmasından dolayı (hobi tipi) servo motor tercih edilmiştir.

2. Materyal ve Yöntem

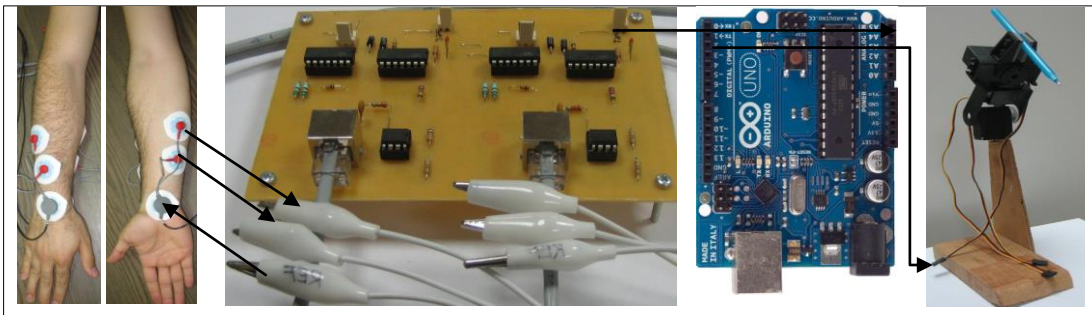
2.1. Deneysel Düzenek ve Veri Alımı

Tasarlanan düşük maliyetli MEDEP el deney düzeneği Şekil 1-3' te gösterilmiştir. Deney düzeneği elektrotlar, veri kablosu, yükselteç, süzgeç, doğrultma [9] ve geri besleme [10] devrelerinden oluşan donanım birimi, mikrodenetleyici ve MEDEP elden oluşmaktadır.

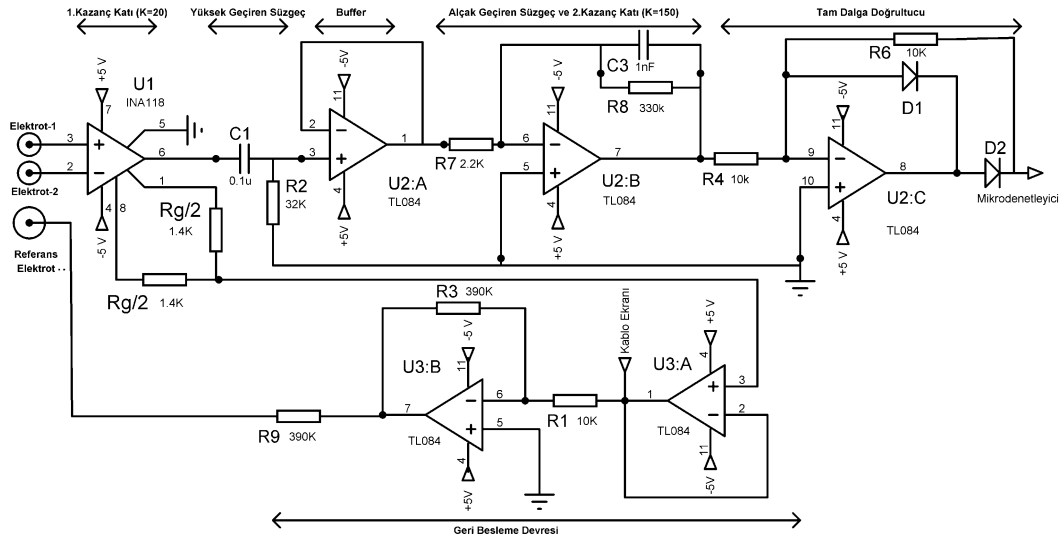
Elektrot olarak kaliteli yEMG sinyal alımı için klinik uygulamalarda da kullanılan tek kullanımlık AgCl/Cl elektrotlar tercih edilmiştir. Elektrotlardan alınan yEMG sinyalini yükselteç devresine sinyal kalitesini bozmadan ve istenmeyen sinyal girişimlerinden korunmak için ekranlı ve örgü kafesli kablo kullanılmıştır. Şekil 2-3' te görüleceği üzere yeterli ortak kip bastırma oranları ve maliyet etkin olmasından dolayı ön yükselteç biriminde enstürümantasyon yükselteci



Şekil 1: Tek kanal geri beslemeli yükselteç devresi öbek çizgesi.



Şekil 2: Düşük maliyetli mayo-elektrik denetimli protez el deney düzeneği.



Şekil 3: Geri beslemeli, iki kanallı yükselteç devresi (tek kanalı verilmiştir).

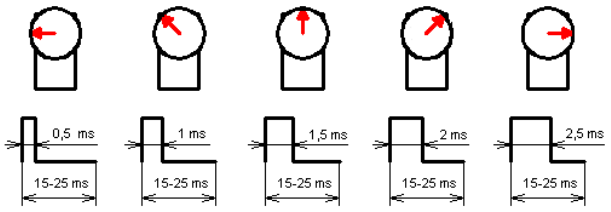
olarak INA118 [10-12], yükselteç, süzgeç, buffer ve doğrultma katmanlarında işlemsel yükselteç olarak TL084 (Texas Instruments) kullanılmıştır [13-14]. Ayrıca Linear Technology, Anolog Devices [15-16] firmalarının enstürümentasyon yükselteçleri de kullanılabilir. Enstürümentasyon yükselteçleri hakkında ayrıntılı bilgi için "A Designer's Guide to Instrumenteation Amplifiers" kitabının ikinci bölümüne bakılabilir [17] .

Şekil 1-2 'de görüleceği üzere yEMG işareti iki kanallı olarak ön kol üzerindeki flexor carpi ulnaris ve extensor digitorium kasları üzerinden alınmıştır. Alınan bu işaret Şekil 3 'te görüleceği üzere birinci kazanç katında (ön yükselteç) yaklaşık 20 oranında yükseltilmiştir. Düşük güç tüketimli, maliyet etkin, JFET girişli TL084 işlemsel yükselteci ile tasarlanan yüksek geçiren (YGS) ve alçak geçiren (AGS) süzgeçlerden oluşan band geçiren süzgeç (BGS) kazancı ise 150 'dir. YGS kesim frekansı 50 Hz, AGS kesim frekansı ise 500 Hz'dir. enstürümentasyon yükselteci ve BGS birlikte toplam kazancı ise 20 * 150 = 3000 'dir. Bu kazanç, yEMG işaretinin tam dalga doğrultucu devresi üzerinden mikrodenetleyiciye aktarılması için yeterlidir.

Mikrodenetleyici olarak Atmel Atmega328 mikrodenetleyicisini [18] içeren Arduino Uno kiti açık kaynak kod, maliyet etkin, gerekli sinyal işleme ve yEMG

veri alımı için yeterli kapasitede olması [19] sebeplerinden dolayı tercih edilmiştir. Atmel Atmega328 mikrodenetleyicisinin 10 bit çözünürlüğünde ve 10 kHz örnekleme frekansı olan 6 adet analog sayısal dönüştürücüsü (ADC) vardır. Dolayısıyla kanal başına en fazla 1,67 kHz örnekleme frekansı düşmektedir. Bu çalışma için örnekleme frekansı 1,5 kHz olarak seçilmiştir.

MEDEP eli sürmede konum denetimlerinin hassas olmasından dolayı servo motor tercih edilmiş ve darbe genişlik modülasyonu ile denetlenmiştir. Servo motor olarak Hitec HS-422 seçilmiştir[20]. Şekil 4' te darbe genişlik sürelerine göre servo motor şaftının konumları gösterilmiştir. Verilen 0,5 - 2,5 ms darbe genişlik süreleri aralığında servo motor şaftı saat yönünde -180° den +180° 'ye doğru konumu değişmektedir.



Şekil 4 : Darbe genişlik sürelerine göre servo motor şaftının konumları.

2.2. yEMG Sinyalini İşlenmesi ve MEDEP Elin Denetlenmesi

Arduino Uno kiti mikrodenetleyici ADC 'si kullanılarak alınan iki kanallı yEMG sinyalleri Şekil '5 te verilmiştir. Şekil 5' teki doğrultulmuş yEMG işareti Şekil 1-3' teki deney düzeneği ile alınmıştır. Doğrultulmuş yEMG sinyal mikrodenetleyici içinde hangi aşamalardan geçtiğinin anlaşılması ve anlatılması bakımından işlenen sinyaller Şekil 5-6 ve Şekil 8-9 'da gösterilmiştir.

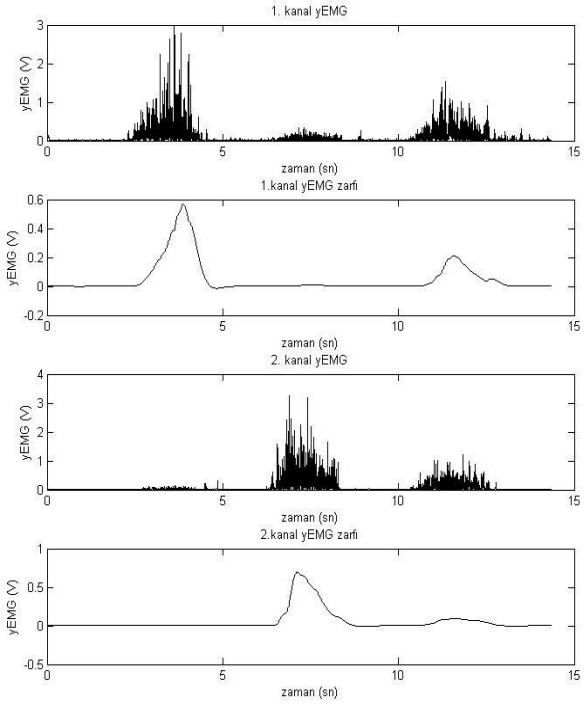
Mikrodenetliyici içerisinde yazılımsal olarak kesim frekansı 2 Hz olan AGS tasarlanmıştır. AGS transfer işlevi denklem 1' de gösterilmiştir.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b(1) + b(2)z^{-1} + b(3)z^{-2}}{1 + a(2)z^{-1} + a(3)z^{-2}} \qquad (1)$$

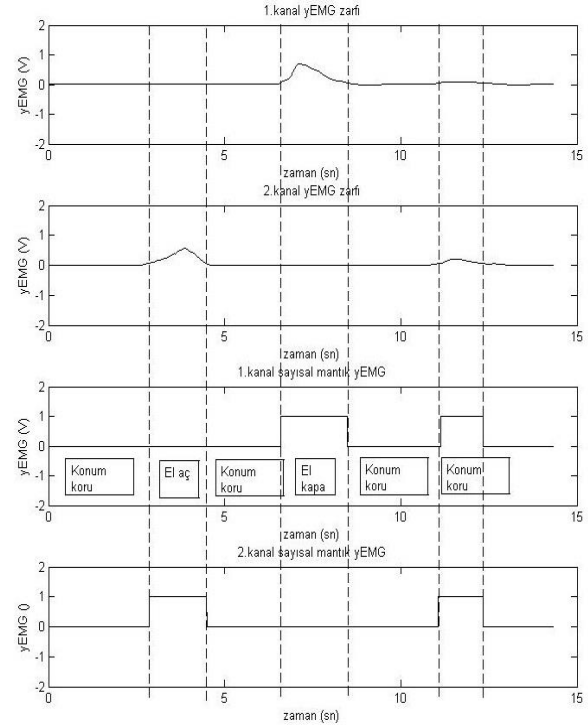
Burada b_1=0.0983*10^{-4}, b_2=0.1965*10^{-4}, b_3=0.098 10^{-4}, a_2= -1.9911, a_3= 0.9912 'dir.

Şekil 5'te görüleceği üzere mikrodenetleyiciye gelen doğrultulmuş yEMG sinyali AGS süzgeçten geçirilerek sinyalin zarfı elde edilir. yEMG işaretinin zarfı çıkartıldıktan sonra bu sinyal üzerinde bireye özel eşikleme uygulanarak Şekil 6' daki sayısal mantık seviyeleri elde edilir.

Tablo 1 ve Şekil 6 'da görüleceği üzere flexor carpi ulnaris ve extensor digitorium kasları dinlenme durumunda sayısal mantık "00", her iki kasın aynı anda kasılması durumunda sayısal mantık "11", flexor carpi ulnaris kasının baskın olması durumunda sayısal mantık "10", extensor digitorium kasının baskın olması durumunda sayısal mantık "01" değerindedir.



Şekil 5: Bireyin ön kol üzerindeki 1. kanal flexor carpi ulnaris ve 2. kanal extensor digitorium kaslarından alınan yEMG sinyalleri ve zarfları.



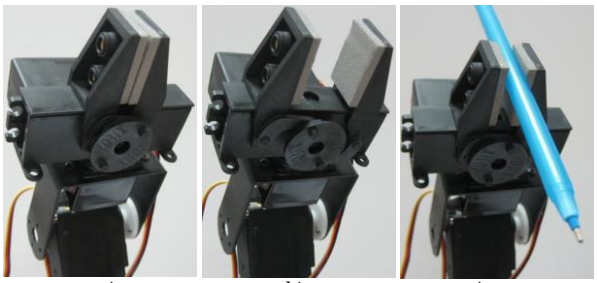
Şekil 6: Bireyin ön kol üzerindeki 1. kanal flexor carpi ulnaris ve2. kanal extensor digitorium kaslarından alınan yEMG sinyal zarfları ve sayısal mantık yEMG sinyalleri.

Tablo 1 ve Şekil 6-7' de görüleceği üzere birinci ve ikinci kanal sayısal mantık yEMG "00" ve "11" olduğunda mikrodenetleyici tarafından MEDEP el konumunu koru verisi gidecek ve MEDEP el açık ise açık, kapalı ise kapalı konumda beklemeye devam edecektir. Birinci ve ikinci kanal sayısal mantık yEMG "01" olduğunda MEDEP el açılacak, sayısal mantık yEMG "10" olduğunda ise el kapanacaktır.

Tablo 1: MEDEP el denetim doğruluk çizelgesi

1. Kanal sayısal mantık yEMG	2. Kanal sayısal mantık yEMG	MEDEP El
0	0	Konum koru
0	1	Aç
1	0	Kapa
1	1	Konum koru

Bu çalışmada denetlenen MEDEP elin tam kapalı, tam açık ve yük (kalem) tutarken durumları Şekil 7'de gösterilmiştir.



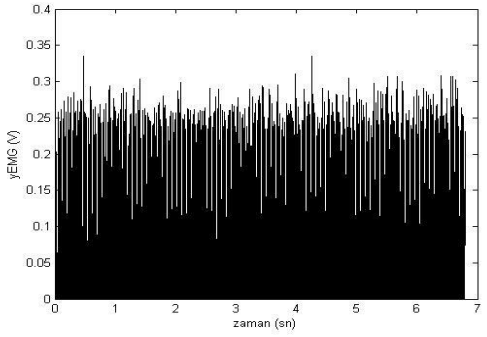
a) *b)* *c)*

Şekil 7: Denetlenen MEDEP el, a) kapalı b) açık c) kalem tutarken.

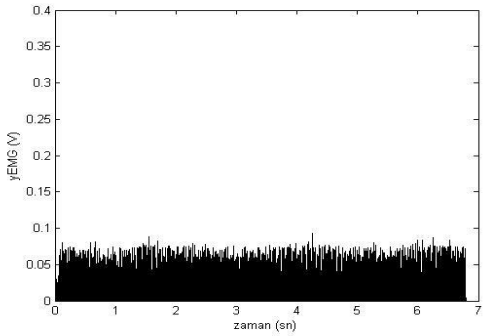
2.3. Geri Besleme Devresi

Ton-Tai ve ark. [3] ile Bernardes ve ark. [4] çalışmalarında tek kanallı yükselteç devresini geri besleme devresini kullanmadan gerçekleştirmişlerdir. Bu çalışmada Ton-Tai ve ark. [3] çalışmalarındaki tek kanallı yükselteç devresine geri besleme devresi [10] eklenerek daha kaliteli yEMG sinyali alabilen maliyet etkin bir sinyal şartlandırma devresi gerçeklenmiştir. Ön kol extensor digitorium kası dinlenme durumunda geri beslemesiz ve geri beslemeli devre ile alınan zaman ve frekans düzleminde yEMG sinyalleri Şekil 8-9' da gösterilmiştir. Şekil 8 a) ve b) incelendiğinde geri besleme devresi olduğu durumda şebeke gürültüsü ve ortak mod gerilimlerinin zaman düzleminde genlik seviyelerinin dikkate değer derecede bastırıldığı gözlemlenmektedir. Bu sonuçlar önceki yıllarda yapılan deneysel çalışmalarla uyumludur [21].

Benzer şekilde Şekil 9 a) ve b) incelendiğinde geri besleme devresi olduğu durumda 50 Hz şebeke gürültüsü ve harmoniklerinin önemli oranda zayıflatıldığı görülmektedir. Geri besleme devresi ile ortak mod gerilimi bastırılmıştır. Aynı zamanda yEMG sinyali çentik süzgeç kullanılmadan 50 Hz şebeke gürültüsü dikkate değer seviyede zayıflatılmıştır.

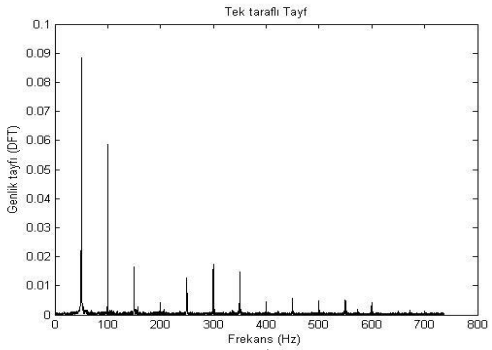


a)

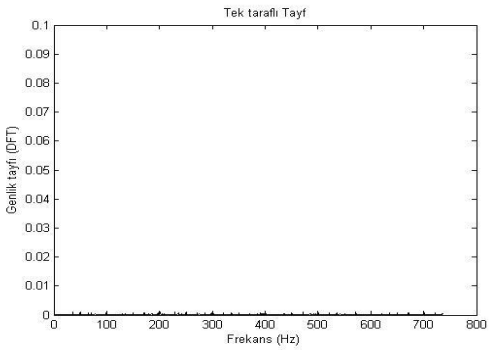


b)

Şekil 8: Zaman düzleminde, ön kol extensor digitorium kası dinlenme durumunda a) geri beslemesiz b) beslemeli devre ile alınan yEMG sinyalleri.



a)



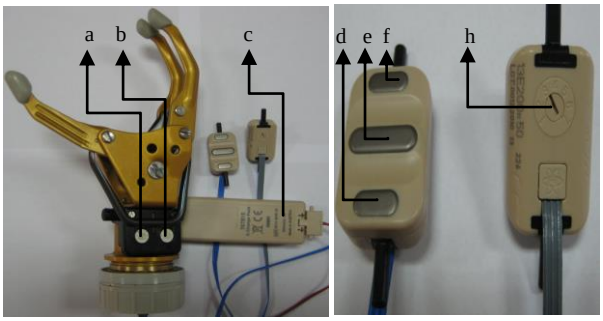
b)

Şekil 9: Frekans düzleminde, ön kol extensor digitorium kası dinlenme durumunda a) geri beslemesiz b) beslemeli devre ile alınan yEMG sinyalleri.

3. Tartışma

Bu çalışmada, iki kanallı yükselteç devresi geri beslemeli olarak gerçeklenmiştir. 50 Hz şebeke gürültüsü, ortak mod gerilimi geri besleme devresi ile donanımsal olarak süzülmüştür. Ayrıca istenmeyen sinyal girişimlerinden kurtulmak için ekranlı ve örgü kafesli kablo kullanılmıştır. Bu devre ile yEMG verisi iki kanallı olarak olarak ön kol üzerindeki flexor carpi ulnaris ve extensor digitorium kasları üzerinden alınmıştır. MEDEP elin açılmasını extensor digitorium kasından, kapanmasını ise flexor carpi ulnaris kasından alınan yEMG işareti sürmektedir. yEMG işaretini tek kanallı olarak; Ton-Tai ve ark. biceps [3], Bernardes ve ark. biceps brachialis [4] ve Taşar ve ark. brachioradialis [5] kaslarından almışlardır. Aynı zamanda bu çalışmalarda, yEMG sinyali veri alımı elektronik devrelerinde, şebeke gürültüsünü donanımsal olarak bastıran geri beseleme devresini kullanmamışlardır. Bundan dolayı alınan yEMG sinyali gürültülü içeren sinyaldir. Bu gürültü, MEDEP elin denetiminde istenmeyen ve protez el kullanıcıları açısından denetimi zor olan durumlara sebep olabilir. Aynı çalışmada MEDEP elin denetlenmesinde el açma biceps kasından alınan yEMG işareti ile el kapama ise biceps kasının dinlenme durumunda herhangi bir yEMG işareti yokken sağlamışlardır. Diğer bir deyişle biceps kasından alınan yEMG işareti belirli bir eşiği aştığında MEDEP el açılmakta, aynı kasdan alınan yEMG işareti belirli bir eşiğin altına düştüğünde MEDEP el kapanmaktadır. Bu tek kanallı denetim şekli insan doğasına uygun düşmemektedir. Çünkü insan fizyolojisi incelendiğinde elin açılmasını ön kol extensor, kapanmasını ise ön kol flexor kasları denetlemektedir.

Şekil 10 'da ticari MEDEP el [8] gösterilmektedir.



Şekil 10: Ottobock firmasının ticari MEDEP eli, a) 1.kanal eşik seviyesi ayarı b) 2. kanal eşik seviyesi ayarı c)batarya d) yükseltecin 1.elektrotu e) yükseltecin referans elektrotu f) yükseltecin 2.elektrotu h) yükselteç kazanç ayarı [8].

Şekil 10 'daki ticari MEDEP ellinde her bir kanalın yükselteç kazancı ve eşik seviyesi kişiye özel olarak minyatür potansiyometreler ile ayarlanmaktadır. Elektrotlar tek kullanımlık değildir. Band veya özel bir kayışla ilgili kaslardan, protezi kullanacak kişiden yEMG verisi almaktadır.

Bu çalışmada ise, klinik uygulamalarda da rutin olarak kullanılan tek kullanımlık yapışkan Ag/AgCl elektrotlar kullanılmaktadır. Yapışkan olmasından dolayı deri yüzeyine tahriş şeklinde verilebileceği zararlar dezavantaj gibi görünebilir. Fakat bu projedeki deneysel çalışmaya bakıldığında MEDEP elin kontrol mühendisliği öğrencileri tarafından denetlenmesi çok fazla bir süre almayacağı için ilgili elektrotların deri yüzeyine zarar vermesi çok düşük bir ihtimaldir.

yEMG sinyalleri kişiye özel olduğu için elde el aç-kapa denetimi yapan iki kanal yEMG sinyallerinin eşik seviyeleri önemlilik arzetmektedir. Bu çalışmada bu eşik seviyesi yazılımsal olarak kişiye özel belirlenmekte bu ticari elde ise Şekil 10 a) ve b) 'deki ilgili kanal eşik seviye belirleyen potansiyometreler ile donanımsal olarak belirlenmektedir. Yine bu ticari elde yükselteç kazancı Şekil 10 h) 'da gösterilen potansiyometre ile donanımsal olarak ayarlanabilmektedir. Bu çalışmada ise bu yükselteç kazancı sabit ve 3000 olmak üzere geri beslemeli yükselteç devresi tarafından sağlanmaktadır. Deneysel çalışmalar sonucunda seçilen toplam kazanç (K=3000) değerinin yeterli sonuçlar verdiği yükselteci doymaya sokmadığı görülmüştür. Yeterli ortak kip bastırma oranları ve maliyet etkin olmasından dolayı enstürümantasyon yükselteci olarak INA118 ve yükselteç olarak TL084 kullanılmıştır.

Taşar ve ark. [5], Özdemir ve ark. [6] ve Akgün ve ark.[7], yEMG sinyalinin sinyal şartlandırma (süzgeçleme, doğrultma vb.) ve simülatör elin denetim sinyali MATLAB yazılımı ortamında gerçeklemişlerdir.

Bu çalışmada ise yEMG sinyalinin şartlandırma işlemleri donanımsal olarak tasarlanıp gerçeklenen baskılı devre kartı üzerinden yapılmıştır. Veri alımı ticari veri alım kartı yerine maliyet-etkin (öğrencilerin kendi bütçeleri ile alabileceği) Atmel Atmega328 mikrodenetlyicisinin anolog sayısal dönüştürücüsü ve yine bu mikrodenetleyici üzerinden gerekli denetleme işlemleri için C programlama dili kullanılarak veri alım ve işleme bölümü yapılmıştır. Sanal el yerine, fiziksel MEDEP eli sürülmüştür.

Mikrodenetleyici olarak Atmel Atmega328 mikrodenetlyicisini içeren Arduino Uno kiti açık kaynak kod, maliyet etkin, gerekli sinyal işleme ve yEMG veri alımı için yeterli kapasitede olması sebeplerinden dolayı tercih edilmiştir. MEDEP eli sürmede konum denetimlerinin hassas olmasından dolayı servo motor tercih edilmiştir.

Bu çalışma ile öğrenciler oransal geri beslemenin biyolojik işaret alımında ne kadar önemli olabileceğini (Şekil.8 ve Şekil.9) deneysel olarak gözlemleme ve uygulama fırsatı bulmuşlardır.

Deney düzeneği öğrencilerin (4 kişilik bir ekip ve yaklaşık 150 TL) bütçe ve imkânları ile kurulup çalıştırılacak düzeydedir. Öğrencilerden gelecek geri beslemeler ile deney düzeneği iyileştirilebilir.

4.Sonuçlar

Kaynaklardaki çalışmalar incelendiğinde sabit hızla açılıp kapanan ticari MEDEP elleri temsil edebilecek maliyet etkin bir deney tasarımına rastlanmamıştır. Bu çalışma ile maliyet etkin ticari MEDEP eli temsil edebilecek yazılımsal ve donanımsal bir alt yapı veya deney düzeneği oluşturulmuştur.

Bundan sonraki çalışmada, MEDEP el iki kanallı olarak yEMG sinyaline bağlı olarak değişken hızlarda sürülmesi ve yine iki kanallı yEMG sinyali denetlenebilecek deneysel simülatör/sanal el tasarımı hedeflenmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma PYO.MUH.1906.10.001-BAL-LAB numaralı Ondokuz Mayıs Üniversitesi BAP projesi tarafından desteklenmiştir. Bu çalışmada kullanılan robot eli tedarik eden Dr. Eray Yasan'a teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] M.A. Oskoei and H. Hu, "Myoelectric control systems a survey," *Biomed. Signal Process. Control*., 2 (4), 275-294p., 2007.

[2] S. Hubbard et. al., "Powered Upper Limb Prosthetic Practice in Paediatrics," *in Powered Upper Limb Prostheses*, A. Muzumdar, Springer, Printed in Germany, 2004, pp. 86-115.

[3] P. Ton-Tai et al., "Mechatronic Experiments Course Design: A Myoelectric Controlled Partial-Hand Prosthesis Project," *IEEE Transactions on Education*, Vol. 47, No. 3, August 2004.

[4] I.L. Bernardes de Moura et al., "Low Cost Surface Electromyographic Signal Amplifier Based On Arduino Microcontroller," *World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical, Electronic Science and Engineering*, Vol:8 No:2, 2014.

[5] B. Taşar et al., "EMG Tabanlı El Hareketinin Analizi Aracılığı ile Robot El Simülatörünün Kontrolü," *IEEE 22. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı,* SİU2014, 23-25 Nisan 2014, Trabzon, Türkiye.

[6] A.E. Özdemir et al., "A Real-Time EMG Driven Virtual Prosthesis Hand," *in Mobile Robotics: Solutions and Challenges*, O. Tosun et al., World Scientific, 2009, pp. 250-257.

[7] G. Akgün, G et al., "Sonlu Durum Makine Yöntemi ile Protez El Kontrolü," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, TOK2013, 26-28 Eylül 2013, Malatya, Türkiye

[8] Mayoelectric Hand Prestheses, 2014/05/25, Available: http://www.ottobock.com/cps/rde/xchg/ob_com_en/hs.xsl/384.html.

[9] M. Zecca et al., "Control of Multifunctional Prosthetic Hands by Processing the Electromyographic Signal," *Critical Reviews™ in Biomedical Engineering*, 30(4–6):459–485, 2002.

[10] INA118 Datasheet, 2014/05/25, Available: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina118.pdf, 25/05/2014

[11] Burr–Brown IC Data Book, Linear Products, s. 4.124–4.134, 1997.

[12] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 4th ed. New York: Oxford Univ. Press, 1998.

[13] TL084 Datasheet, 2014/05/25, Available: http://www.ti.com/product/tl084, 20/04/2014.

[14] R.R. Harrison, 2014/05/25, Electromyogram (EMG) Detector With Audiovisual Output, Available: http://www.ece.utah.edu/~harrison/ece3110/Lab5.pdf,

[15] Available: http://www.analog.com/, 2014/05/25.

[16] Available: http://www.linear.com/, 2014/05/25.

[17] Charles K. and Lew Counts, *A Designer's Guide to Instrumenteation Amplifiers*, 3rd ed., U.S.A, 2006, chapter 2.

[18] Atmel Atmega 328P Datasheet, 2014/05/25, Available: http://www.atmel.com/Images/8161s.pdf.

[19] M. Margolis, *Arduino Cookbook*, 2nd ed., O'Reilly Media, 2011, pp. 662.

[20] HS-625MG Servo Motor Datasheet, 2014/05/25, Available: http://hitecrcd.com/products/servos/sport-servos/analog-sport-servos/hs-422-deluxe-standard-servo/product.

[21] S. Karaca, "EMG Yükselteci Tasarımı," Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Müh. Böl., Ondokuzmayıs Üniversitesi, Samsun, Türkiye, 2010.

El Bilek Eklemi Rehabilitasyonu İçin Paralel Mekanizma Modellenmesi ve Simülasyonu

Sıtkı Kocaoğlu[1], *Vasfi Emre Ömürlü*[2]

[1]Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Kırklareli Üniversitesi, Kırklareli
sitki.kocaoglu@kirklareli.edu.tr

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
eomurlu@gmail.com

Özetçe

Bu çalışmada kaza ya da hastalıktan sonra motor fonksiyonlarını kaybetmiş olan insan el bilek ekleminin hareket kabiliyetinin yeniden kazandırılması için kullanılacak terapatik paralel bir manipülatörün tasarımı gerçekleştirilmiştir. Dünya genelinde gün geçtikçe yükselen yaş ortalaması sebebiyle rehabilitasyon alanında geliştirilen robotların yaygınlaşması, kolay ulaşılabilir olması ve hastadan hastaya değişen uzuv boyutlarına uyum sağlayabilmesi gereklidir. Tasarım yapılırken bilek ekleminin hareket uzayı, fizyoterapi esnasında yapılan hareketler ve ihtiyaç duyulan kuvvet göz önünde bulundurulmuştur. İki platform arasında üç paralel çubuk şeklinde ve küresel-prizmatik-döner eklemlerden oluşacak şekilde tasarımı ve modellemesi yapılan manipülatör, bilek ekleminin izin verdiği hareketler olan fleksiyon (bükme), ekstensiyon (germe), radial fleksiyon (orta hata yaklaştırma), ulnar fleksiyon (orta hattan uzaklaştırma), ayrıca ön kol ile birlikte pronasyon (içe döndürme) ve supinasyon(dışa döndürme) hareketlerinin yapılmasına uygun olarak geliştirilmiştir.

1. Giriş

Kas ve eklem hastalıkları, nörolojik kayıplar ve spinal cord yaralanmaları gibi nedenlerden dolayı uzuvları fiziksel becerilerini yitiren insanların yaşam kalitelerini artırmak için inovatif rehabilitasyon teknolojilerinin geliştirilmesi günümüzde önemli bir çalışma alanıdır. Bunlar, hastaların kaybettikleri fiziksel becerilerini hızlı bir şekilde geri kazanmalarını sağlamaktadır [1]. Bu amaçla özellikle son 15 yılda zeki rehabilitasyon cihazları geliştirilmesine ilişkin çalışmalar ivme kazanmıştır. Özellikle fizik tedavi ve rehabilitasyonda robotik sistemlerinin kullanılması, terapistlerin iş yükünü azaltmanın yanı sıra, geliştirilen kullanıcı dostu ara yüzler yardımı ile hastalar için bu uzun, zahmetli ve maliyetli süreci daha kolay ve hızlı geçmesi için birçok araştırma çalışması yapılmaktadır [1, 2] . Rehabilitasyon robotları, gerekli egzersiz hareketlerinin tekrarlanabilir, takip edilebilir ve kolay ayarlanabilir bir şekilde uygulanmasını sağlarlar. Ayrıca, adaptive ve impedance control gibi kontrol teknikleri kullanılarak, hastaların terapiye aktif olarak katılmalarını sağlamak amacıyla, hastalara sadece ihtiyaç duydukları miktarda hareket desteği verebilirler.

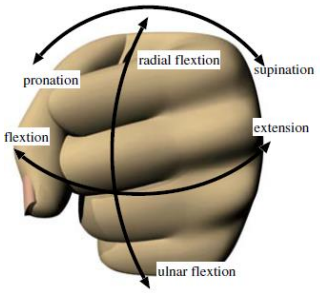
Rehabilitasyona ihtiyaç duyan hasta tipleri çok farklı fiziksel özelliklere sahip olabilir. Diğer yandan hastanın eklem problemine göre uygulanacak egzersizler de farklılık gösterecektir. Bu farklılık robotik terminoloji açısından uygulanması gereken hareket açıklığı ve uygulanması gereken tork terimleri ile ifade edilebilir. Özellikle rehabilitasyon sürecinde fizyoterapistlerin el ile yapmış oldukları "manual terapi" önemli yer tutmaktadır. Bu terapi esnasında hastaya uygulanan kuvvet ve konum verileri sensörler vasıtası ile ölçülerek aynı terapi şartları robot tarafından gerçekleştirilebilir.

Günlük hayatta üst uzuvların kullanımı çok yoğun olduğundan bu bölgede herhangi bir rahatsızlık oluştuğunda insanlar daha fazla etkilenirler. Bu yüzden de insanların hayat kalitelerinin artırılabilmesi için üst uzuv rehabilitasyon robotlarının yapılması çok önemlidir [3-4].

2. Bilek eklemi rehabilitasyonu

El vücudun en fonksiyonel organlarından biri olarak günlük yaşam aktivitelerinde bağımsız olabilmek adına önemli rol oynar ve üst ekstremitenin en aktif, dış ortamla teması en fazla olan dolayısıyla en sık yaralanan bölümüdür [5]. Elin en önemli fonksiyonları dokunma ile sağlanan duysal fonksiyon ve kavramadır. Günlük hayatta pek çok iş görmeden; sadece dokunma ile algılanan bilgilerle yapılabilir. Bu nedenle el yaralanmaları sonucu ortaya çıkan kayıp, elin yapabildiği mekanik işlerden çok daha fazladır [6]. El rehabilitasyonunda temel prensip, uygulanan tedavi metodunun yaralanan elin geriye kalan fonksiyonel kapasitesini mümkün olan en üst düzeye çıkarabilmek olduğundan tedavi bir ekiple birlikte koordinasyon içerisinde yapılmalıdır [6,7].

Bilek eklemin izin verdiği hareketler fleksiyon (bükme), ekstensiyon (germe), radial fleksiyon (orta hata yaklaştırma) ve ulnar fleksiyondur (orta hattan uzaklaştırma). Birleşmiş karpal kemikleri sayesinde bu hareketler gerçekleşir. Ayrıca ön kol ile birlikte pronasyon (içe döndürme) ve supinasyon(dışa döndürme) hareketleri de yapılır.



Şekil 1: El bilek eklem hareketleri [8]

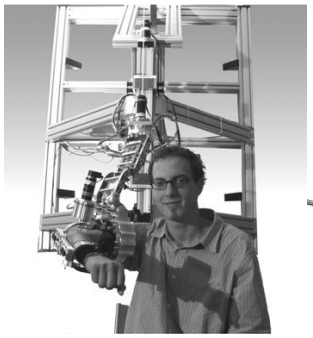
Tablo 1: El Bilek Eklem Açıklıkları

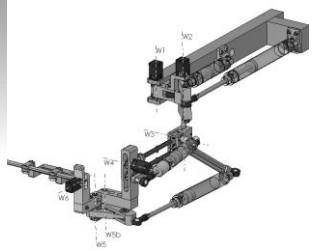
Hareket	Eklem Açıklığı
Fleksiyon	0^0-90^0
Ekstansiyon	0^0-70^0
Radial Fleksiyon	0^0-20^0
Ulnar Fleksiyon	0^0-35^0
Pronasyon	0^0-80^0
Supinasyon	0^0-80^0

3. Üst uzuv rehabilitasyonunda kullanılan robot manipülatörler

Üst uzuv rehabilitasyonu için geçmişte birçok robot tasarlanmıştır. Bunların büyük bir çoğunluğu bilek ekleminin rehabilitasyonunu yapamamaktadır. Bunlardan biri olan ARMin (Şekil 2a) omuz ve dirsek eklemlerinin rehabilitasyonu için tasarlanmıştır. Bu eklemlerde gerekli hareketleri omuzda 3 dirsekte ise 1 serbestlik derecesi ile başarılı bir şekilde yaptırabilmesine rağmen bilek ekleminde kullanılamamaktadır [9]. Benzer şekilde iki adet dört çubuk mekanizması ve elastik bantlar içeren yapısıyla kolun karşı ağırlığını dengelemeye çalışan Pneu-WREX (Şekil 2b) beş serbestlik dereceli, her iki kolda omuz ve dirsek eklemlerinde kullanılabilen pnömatik aktüatörlü özellikle çocuklar için geliştirilmiş bir robot manipülatördür [10,11] Aynı şekilde omuz ve dirsek eklemlerinin fizyoterpisinde kullanılmakta olan Gentle/s (Şekil 3a) uzuv ölçümleri yaparak buna göre terapiyi ayarlayabilen bir manipülatördür [12].

Özellikle bilek eklemi için geliştirilmiş olan MIT-MANUS (Şekil 3b) tek başına üç aktif serbestlik derecesine sahiptir. İstenirse daha önce yapılmış planar paralel robota akuple edilip omuz veya dirsek eklemleriyle birlikte beş serbestlik derecesine çıkılabilmektedir. Bu robot beş çubuk mekanizmasına dayanan bir scara robotudur [13].





Şekil 2a: ARMin [9] 2b: Pneu-WREX[10]





Şekil 3a: Gentle/s [12] 3b: MIT-MANUS[13]

Exosceleton (Şekil 4a) beş serbestlik dereceli üst uzuvların tümüne yönelik robotik kol dış iskeleti tasarlanmıştır. Ancak burada bilek eklemine ait üç hareketten yalnızca palmar/dornal fleksiyon ve abduction/adduction hareketlerinin yapılabildiği görülmektedir. Burada paralel mekanizma kullanılmıştır ve omuz ve dirsek eklemlerinde döner mafsal, bilekte ise üç döner-prizmatik-küresel mafsal olarak tasarlanmıştır [14].

Mentor (Şekil 4b) isimli fizyoterapi robotu ise el bilek ve parmak eklemleri için geliştirilmiştir ve bilek ekleminde gerekli tüm hareketleri yapamayıp sadece fleksiyon/ekstansiyon hareketine olanak tanımaktadır [15].

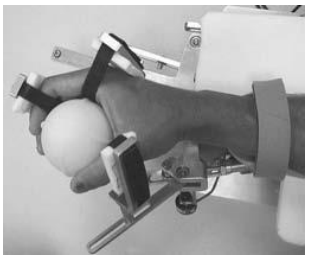
HWARD (Şekil 5a) isimli pnömatik aktüatörlü robot manipülatör üç serbestlik dereceli olarak tasarlanmıştır. Bu robot da Mentor gibi el terapisi için tasarlanmıştır ve parmakların ayrı ayrı hareketini sağlarken Mentor gibi bileğin sadece fleksiyon/ekstansiyon hareketine izin verir [16].

Wii oyun konsolu ile birlikte kullanılacak şekilde tasarlanmış olan Cramer (Şekil 5b) isimli paralel fizyoterapi robotu üç serbestlik dereceli olarak bilek ekleminde çalışmaya uygundur [17].





Şekil 4a: Exoskeleton [14] 4b: Mentor [15]





Şekil 5a: HWARD [16] 5b: Cramer [17]

4. Bilek rehabilitasyonu için yeni bir mekanizma tasarımı

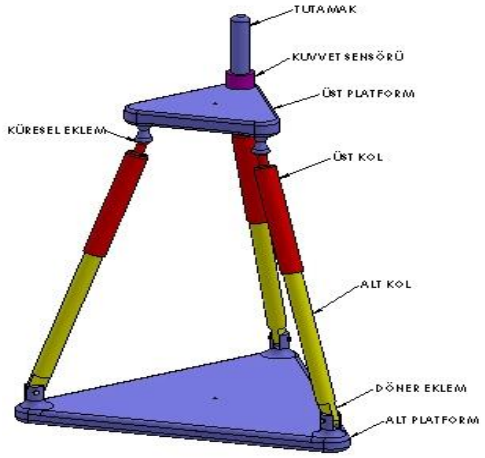
Fizyoterapide sadece bir konuma gitme değil belirli bir kuvvet uygulayarak gerekli hareketleri gerçekleştirmek söz konusudur. Bu yüzden bu robotlarda sadece konum kontrolü değil aynı zamanda kuvvet kontrolü de uygulanmalıdır. Uzuv gerekli hareketi yapamadığında robot tarafından yeterli destek sağlanmalı bu yüzden de uzvun uygulayabildiği kuvvet ölçülmelidir. 3 ayrı eksende hareket söz konusu olduğundan 3 ayrı motor ve bu eksenlerde ölçüm de gereklidir. Tek bir kuvvet sensörü aynı anda x, y ve z koordinatlarında ayrı ayrı ve bileşke olarak ölçüm yapabilmektedir.

Konum kontrolü için ise motor açısının ölçümü gerekli olduğundan açısal ölçüm yapabilen bir sensor seçilmelidir. Bu sensörler arasında en sık tercih edileni ve endüstriyel standartları en yüksek olanı enkoderlerdir. Bu projede artımsal optic encoder tercih edilecektir. Robotun mekanik empadansının önemli olması sebebiyle redüktörlü DC servo motor bu proje için uygundur.

Şekil 6'da tasarlanan robot manipülatörün modeli görülmektedir. Robot flexion-extansion, ulnar flexion-radial flexion, pronation-supination hareketlerini yapabilmektedir. Base platforma 3 adet link silindirik joint ile bağlanmıştır. Linkler üst platforma bağlanırken küresel joint kullanılmıştır. Bu platformun üzerine yerleştirilmiş olan tutamak platforma sabittir.

Manipülatör el bilek ekleminin sahip olduğu gibi 3 serbestlik derecesiyle hareket edebilmektedir. Serbestlik derecesi şu şekilde hesaplanabilir;

$$\mathrm{DOF} = 6(\mathrm{l} - \mathrm{j} - 1) + \sum_{\mathrm{i}=1}^{\mathrm{j}} \mathrm{mi} \qquad (1)$$



Şekil 6: Robotun Şematik Gösterimi

Burada DOF serbestlik derecesini, l link sayısını, j eklem sayısını, m ise her bir eklemin serbestlik derecesini göstermektedir. Denklem (1)'den;

$$\mathrm{DOF} = 6.(8 - 9 - 1) + 3.3 + 1.3 + 1.3 = 3 \qquad (2)$$

olarak hesaplanır.

Robotun modellemesi Matlab Simmechanics programı kullanılarak gerçekleştirilmiş, el bilek eklem rehabilitasyonu için gerekli hareketleri istenilen eklem açıklıklarında yapabildiği gözlemlenmiştir.

4.1. Ters kinematik hesaplamalar

Manipülatör x ve y eksenlerinde dönme ve z ekseninde öteleme olmak üzere 3 serbestlik derecesine sahiptir. Üst platformun merkez noktası orijin kabul edilirse bu platformun köşelerinde bulunan eklem noktalarının konumları P1, P2 ve P3 ile alt platformun üzerindeki eklem noktalarının konumları Ra alt ve Rü üst platformun merkez-köşe mesafesi ve H alt ve üst platformlar arası mesafe olmak üzere Q1, Q2 ve Q3 aşağıdaki gibi belirlenir;

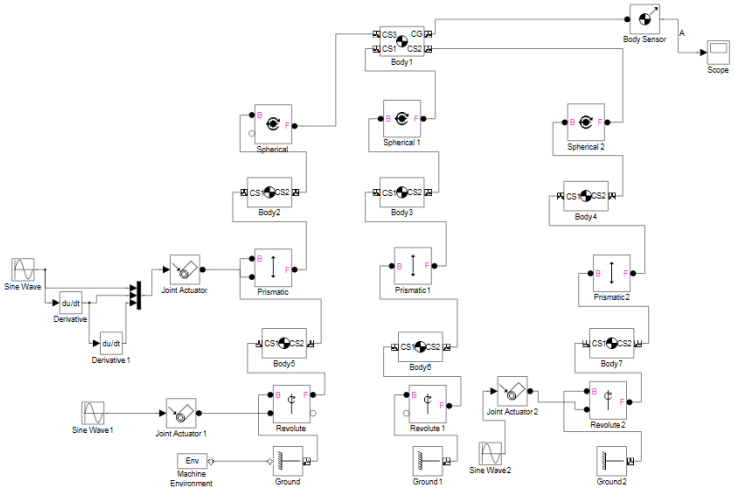
$$\left.\begin{array}{c} \mathrm{P_1}\left(-\frac{1}{2}\mathrm{R_ü}, -\frac{\sqrt{3}}{2}\mathrm{R_ü}, 0\right) \\ \mathrm{P_2}\,(\mathrm{R_ü}, 0, 0) \\ \mathrm{P_3}\,(-\frac{1}{2}\mathrm{R_ü}, \frac{\sqrt{3}}{2}\mathrm{R_ü}, 0) \\ \mathrm{Q_1} = (-\frac{1}{2}\mathrm{R_a}, -\frac{\sqrt{3}}{2}\mathrm{R_a}, -\mathrm{H}) \\ \mathrm{Q_2}(\mathrm{R_a}, 0, -\mathrm{H}) \\ \mathrm{Q_3} = -\frac{1}{2}\mathrm{R_a}, \frac{\sqrt{3}}{2}\mathrm{R_a}, -\mathrm{H}) \end{array}\right\} \qquad (3)$$

Φ, θ ve Ψ x,y ve z eksenleriyle üst platformun yaptığı açılar ve x_i, y_i ve z_i ilk pozisyon koordinatları olmak üzere üst platform üzerinde herhangi bir noktanın hareket sonrası koordinatları;

$$\begin{bmatrix} \mathrm{x_i'} \\ \mathrm{y_i'} \\ \mathrm{z_i'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\Phi & -\sin\Phi \\ 0 & \sin\Phi & -\cos\Phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta & 0 & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{x_i} \\ \mathrm{y_i} \\ \mathrm{z_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathrm{w} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 & \sin\theta \\ \sin\theta\sin\Phi & \cos\Phi & -\cos\Phi\sin\Phi \\ -\cos\Phi\sin\theta & \sin\Phi & \cos\Phi\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathrm{x_i} \\ \mathrm{y_i} \\ \mathrm{z_i} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \mathrm{w} \end{bmatrix} \qquad (4)$$

olarak bulunur.



Şekil 7: MATLAB Simmechanics Modellemesi

Mekanik kısıtlamalar yüzünden x ve y eksenlerinde öteleme ve z ekseni etrafında dönme hareketleri kısıtlanmalıdır. u ve v x ve y eksenlerinde öteleme ve Ψ z ekseninde dönme miktarını göstermektedir.

$$\{y_1\ y_2\ y_3\} = \sqrt{3}\ (x_1\ 0\ -x_3) \qquad (5)$$

Koordinat dönüşüm denklemi, x_i'', y_i'', z_i'' dönüşüm sonrası değerler olmak üzere;

$$\begin{bmatrix} x_i'' \\ y_i'' \\ z_i'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Psi & -\sin\Psi & 0 \\ \sin\Psi & \cos\Psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i' \\ y_i' \\ z_i' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u \\ v \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (6)$$

şeklinde yazılır. Buradan;

$$\left.\begin{aligned} x_i'' &= x_i' \cos\Psi - x_i' \sin\Psi + u \\ y_i'' &= y_i' \cos\Psi + x_i' \sin\Psi + v \\ z_i'' &= z_i' \end{aligned}\right\} \qquad (7)$$

(7) numaralı denklem (5) numaralı denklemde yerine yazılırsa;

$$\left.\begin{aligned} x_1' \sin\Psi + y_1' \cos\Psi + v &= \sqrt{3}(x_1' \cos\Psi - y_1' \sin\Psi + u \\ x_2' \sin\Psi + y_2' \cos\Psi + v &= 0 \\ x_3' \sin\Psi + y_3' \cos\Psi + v &= -\sqrt{3}(x_3' \cos\Psi - y_3' \sin\Psi + u \end{aligned}\right\} \qquad (8)$$

elde edilir. (8) numaralı denklemde v ifadesini yok etmek amacıyla ilk ifadeden ikinci ve üçüncü ayrı ayrı çıkarılırsa;

$$\left.\begin{aligned} (x_1' - x_2') \sin\Psi + (y_1' - y_2') \cos\Psi &= \sqrt{3}(x_1' \cos\Psi - y_1' \sin\Psi + u) \\ (x_2' - x_3') \sin\Psi + (y_2' - y_3') \cos\Psi &= \sqrt{3}(x_3' \cos\Psi - y_3' \sin\Psi + u) \end{aligned}\right\} \qquad (9)$$

bulunur. Buradan u'yu yok etmek için ilk ifadeden ikincisini çıkarmak yeterli olacaktır.

$$(x_1' - 2x_2' + x_3') \sin\Psi + (y_1' - 2y_2' + y_3') \cos\Psi = \sqrt{3}\{(x_1' - x_3') \cos\Psi - (y_1' - y_3') \sin\Psi\} \qquad (10)$$

$$\left.\begin{aligned} M &= (x_1' - 2x_2' + x_3') + \sqrt{3}(y_1' - y_3') \\ N &= (y_1' - 2y_2' + y_3') + \sqrt{3}(x_1' - x_3') \end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

(8), (9) ,(10) ve (11) ifadelerinden;

$$\left.\begin{aligned} \Psi &= \tan^{-1}\frac{N}{M} \\ v &= -(x_2' \sin\Psi + y_2' \cos\Psi) \\ u &= \frac{x_1' \sin\Psi + y_1' \cos\Psi + v}{\sqrt{3}} - (x_1' \cos\Psi - y_1' \sin\Psi) \end{aligned}\right\} \qquad (12)$$

Bu denklemler kullanılarak küresel eklemlerin konumları elde edilir ve link uzunlukları aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$l_i = \sqrt{(x_i'' - x_{i0})^2 + (y_i'' - y_{i0})^2 + (z_i'' - z_{i0})^2} \qquad (13)$$

Denklem (4)'de verilen matris açılırsa;

$$\left.\begin{aligned} x_i' &= x_i \cos\theta + z_i \sin\theta \\ y_i' &= x_i \sin\theta \sin\emptyset + y_i \cos\emptyset - z_i \cos\theta \sin\emptyset \\ z_i' &= -x_i \cos\emptyset \sin\theta + y_i \sin\emptyset + z_i \cos\emptyset \cos\theta + w \end{aligned}\right\} \qquad (14)$$

Buradan;

$$\left.\begin{aligned} M = (x_1 - 2x_2 + x_3) \cos\theta + \\ \sqrt{3}[(x_1 - x_3) \sin\theta \sin\emptyset + (y_1 - y_3) \cos\emptyset - (z_1 - z_3) \cos\theta \sin\emptyset] + \\ (z_1 - 2z_2 + z_3) \sin\theta \\ N = (x_1 - 2x_2 + x_3) \sin\theta \sin\emptyset - \\ (z_1 - 2z_2 + z_3) \cos\theta \sin\emptyset] - \sqrt{3}[(x_x - x_3) \cos\theta + \\ (z_1 - z_3) \sin\theta + (y_1 - 2y_2 + y_3) \cos\emptyset \end{aligned}\right\} \qquad (15)$$

Bu denklemi üst platformun ilk pozisyonuna göre yazarsak;

$$\left.\begin{aligned} M &= -3R_{ü}(\cos\theta + \cos\emptyset) \\ N &= -3R_{ü} \sin\theta \sin\emptyset \end{aligned}\right\} \qquad (16)$$

(7) numaralı denklemde u ve v değerleri yerine yazılırsa;

$$\left.\begin{aligned} x_i'' &= (x_i' - x_1') \cos\Psi + (y_1' - y_i') \sin\Psi + \frac{(x_1' - x_2') \sin\Psi + (y_1' - y_2') \cos\Psi}{\sqrt{3}} \\ y_i'' &= (x_i' - x_2') \sin\Psi + (y_i' - y_2') \cos\Psi \end{aligned}\right\} \qquad (17)$$

Denklem (11)'de;

$$\left.\begin{aligned}\sin\Psi &= \frac{N}{\sqrt{M^2+N^2}}\\ \cos\Psi &= -\frac{M}{\sqrt{M^2+N^2}}\end{aligned}\right\} \quad (18)$$

Denklem (17) ve (18)'den;

$$\left.\begin{aligned}x_i'' &= \frac{1}{\sqrt{M^2+N^2}}\left[(x_1'-x_i')M+(y_1'-y_i')N+\frac{(x_i'-x_2')N-(y_i'-y_2')M}{\sqrt{3}}\right]\\ y_i'' &= \frac{1}{\sqrt{M^2+N^2}}[(x_i'-x_2')N+(y_i'-y_2')M]\\ z_i'' &= -x_i\cos\emptyset\sin\theta+y_i\sin\emptyset+z_i\cos\emptyset\cos\theta+w\end{aligned}\right\} \quad (19)$$

Üst platformun köşe koordinatları

$$\left.\begin{aligned}&P_1''(x_1'',y_1'',z_1'')\\ &P_2''(x_2'',y_2'',z_2'')\\ &P_3''(x_3'',y_3'',z_3'')\end{aligned}\right\} \quad (20)$$

$$\left.\begin{aligned}x_1'' &= \frac{R_{\ddot{u}}(\cos\theta+\cos\emptyset+\sqrt{3}\sin\theta\sin\emptyset)}{2\sqrt{(\cos\theta+\cos\emptyset)^2+(\sin\theta)^2(\sin\emptyset)^2}}\\ y_1'' &= \sqrt{3}x_1''\\ z_1'' &= \frac{1}{2}R_{\ddot{u}}\left(\cos\emptyset\sin\theta-\sqrt{3}\sin\theta\right)+w\end{aligned}\right\} \quad (21)$$

$$\left.\begin{aligned}x_2'' &= \frac{R_{\ddot{u}}[(\cos\theta+\cos\emptyset)(3\cos\theta-\cos\emptyset)+3[(\sin\theta)^2(\sin\emptyset)^2]]}{2\sqrt{(\cos\theta+\cos\emptyset)^2+(\sin\theta)^2(\sin\emptyset)^2}}\\ y_2'' &= 0\\ z_2'' &= -R_{\ddot{u}}\cos\emptyset\sin\theta+w\end{aligned}\right\} \quad (22)$$

$$\left.\begin{aligned}x_3'' &= -\frac{R_{\ddot{u}}[(\cos\theta+\cos\emptyset)-\sqrt{3}(\sin\theta)^2(\sin\emptyset)^2]\cos\emptyset}{2\sqrt{(\cos\theta+\cos\emptyset)^2+(\sin\theta)^2(\sin\emptyset)^2}}\\ y_3'' &= -\sqrt{3}x_3''\\ z_3'' &= -\frac{1}{2}R_{\ddot{u}}(\cos\emptyset\sin\theta+\sqrt{3}\sin\emptyset)+w\end{aligned}\right\} \quad (23)$$

4.2. İleri kinematik hesaplamalar

Manipülatörün link boyları l_1, l_2, l_3 ve linklerin alt platformla yaptıkları açılar $\emptyset_1, \emptyset_2, \emptyset_3$ olmak üzere küresel eklemlerin pozisyon vektörleri;

$$\left.\begin{aligned}q_1 &= \begin{bmatrix}R_a-l_1\cos\emptyset_1\\ 0\\ l_1\sin\emptyset_1\end{bmatrix}\\ q_2 &= \begin{bmatrix}-\frac{1}{2}(R_a-l_2\cos\emptyset_2)\\ \frac{\sqrt{3}}{2}(R_a-l_2\cos\emptyset_2)\\ l_2\sin\emptyset_2\end{bmatrix}\\ q_3 &= \begin{bmatrix}-\frac{1}{2}(R_a-l_3\cos\emptyset_3)\\ \frac{\sqrt{3}}{2}(R_a-l_3\cos\emptyset_3)\\ l_3\sin\emptyset_3\end{bmatrix}\end{aligned}\right\} \quad (24)$$

Üst platformun merkez noktasının pozisyon vektörü şu şekilde yazılabilir;

$$p = \frac{1}{3}(q_1+q_2+q_3) \quad (25)$$

$$q_i = p + R_a b_i \quad (26)$$

$$\ddot{u}_{R_a} = \begin{pmatrix}u_x & v_x & w_x\\ u_y & v_y & w_y\\ u_z & v_z & w_z\end{pmatrix} \quad (27)$$

Dönüşüm matrisinin Euler açılarıyla gösterimi;

$$R_{X,Y,Z}(\gamma,\beta,\alpha) = \begin{bmatrix}\cos\alpha\cos\beta & \cos\alpha\sin\beta\sin\gamma-\sin\alpha\cos\gamma & \cos\alpha\sin\beta\cos\gamma+\sin\alpha\sin\gamma\\ \sin\alpha\cos\beta & \sin\alpha\sin\beta\sin\gamma+\cos\alpha\cos\gamma & \sin\alpha\sin\beta\cos\gamma+\cos\alpha\sin\gamma\\ -\sin\beta & \cos\beta\sin\gamma & \cos\beta\cos\gamma\end{bmatrix} \quad (28)$$

şeklinde olur. B_{b_i} küresel ekleme ait pozisyon vektörü olmak üzere;

$$\left.\begin{aligned}q_1 &= \begin{bmatrix}P_x+Hu_x\\ P_y+Hu_y\\ P_z+Hu_z\end{bmatrix}\\ q_2 &= \begin{bmatrix}P_x-\frac{1}{2}Hu_x+\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_x\\ P_y-\frac{1}{2}Hu_y+\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_y\\ P_z-\frac{1}{2}Hu_z+\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_z\end{bmatrix}\\ q_3 &= \begin{bmatrix}P_x-\frac{1}{2}Hu_x-\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_x\\ P_y-\frac{1}{2}Hu_y-\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_y\\ P_z-\frac{1}{2}Hu_z-\frac{\sqrt{3}}{2}Hv_z\end{bmatrix}\end{aligned}\right\} \quad (29)$$

Yukarıdaki denklemler kullanılarak $u_x, u_y, u_z, v_x, v_y, v_z$ bulunur. $w_x w_y w_z$ değerlerini bulmak için şartlar şunlardır;

$$\left.\begin{aligned}&w_x^2+w_y^2+w_z^2=1\\ &u_xw_x+u_yw_z+u_zw_z=0\\ &v_xw_x+v_yw_y+v_zw_z=0\end{aligned}\right\} \quad (30)$$

Sonuç olarak Euler açıları;

$$\left.\begin{aligned}\gamma &= \mathrm{Atan2}\left(\frac{v_z}{\cos\beta},\frac{w_z}{\cos\beta}\right)\\ \beta &= \sin^{-1}-u_z\\ \alpha &= \mathrm{Atan2}\left(\frac{u_y}{\cos\beta},\frac{u_x}{\cos x}\right)\end{aligned}\right\} \quad (31)$$

5. Sonuçlar

Bu çalışmada fizyoterapi amacıyla kullanılacak bir robot manipülatör tasarlanmıştır. El bilek ekleminin hareketlerine uygun şekilde tasarlanan yapı paralel üç link ile base platformu hareketli platforma bağlamaktadır. Matlab Simmechanics ortamında yapılan modellemede mekanizmanın gerekli hareketleri yapabildiği görülmüştür. Dünya nüfusunun yaş ortalamasının her geçen gün yükseliyor olması bu robotları önemli kılmaktadır. Fizyoterapi robotlarının yaygınlaşıp fiyatlarının ucuzlaması daha çok insana tedavi imkânının

sunulmasını sağlarken fizyoterapistlerin de iş yükünü azaltacaktır.

Gelecek çalışmalarda robot eklemlerden 3 tanesi servo motorlar yardımıyla sürülecek ve eklem açıklıkları enkoderler vasıtasıyla ölçülecek şekilde üzerindeki kuvvet sensörü de kullanılarak pozisyon ve kuvvet kontrol ile kontrol edilecektir. PID ve empedans kontrolörler kullanılarak kontrol yapılması planlanmaktadır.

Kaynakça

[1] Koyaş, E., Saraç, M., Erdoğan, A., Çetin, M., Patoğlu, V., Control of a BCI –Based Upper Limb Rehabilitation System Utilizing Posterior Probablities, Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), IEEE, Haspolat, 2013

[2] Chen, S.,Wang, Y., Lis, S.,Wang, G.,Huang, Y., Mao, X., Lower Limb Rehabilitation Robot, Reconfigurable Mechanisms and Robots, 2009. ReMAR 2009. ASME/IFToMM International Conference, IEEE, London, 2009.

[3] Snelson R. et al, "Application of external power in upper extremity orthotics", Orthopedic and Prosthetic Appliance Journal, 1961.

[4] Tateno, M., Tomita, H., Hatakeyama, S., Miyashita, 0. Maeda, A. and Ishigami, S., "Development of Powered Upper-Limb Orthoses", Official Journal of the Society of Life Support Technology, pp.156-164, 1993(In Japanese).

[5]Trybus M, Lorkowski J, Brongel L, Hladki W. Causes and consequences of hand injuries. Am J Surg 2006;192:52-7.

[6] Kuran B. El Rehabilitasyonu. O.uz H. Tıbbi Rehabilitasyon. İstanbul: Nobel Tıp kitapları; 1995:575-95.

[7] Schutt AH, Bengston KA. Hand Rehabilitation. In: De Lisa JA, Gans BM (eds). Rehabilitation Medicine Principles and Practise. Philadelphia: Lippincott-Raven; 1998:1717-32.

[8] Takaiwa, M., Noritsugu, T., "Development of Wrist Rehabilitation Equipment Using Pneumatic Parallel Manipulator", Proceedings of the 2005 IEEE International Conference on Robotics and Automation Barcelona, Spain, April 2005.

[9] T. Nef and R. Riener, "ARMin - design of a novel arm rehabilitation robot," in Rehabilitation Robotics, 2005. ICORR 2005. 9th International Conference on, 2005, pp. 57-60.

[10] R. J. Sanchez Jr., E. Wolbrecht, R. Smith, J. Liu, S. Rao, S. Cramer, T. Rahman, J. E. Bobrow and D. J. Reinkensmeyer, "A pneumatic robot for re-training arm movement after stroke: Rationale and mechanical design," in Rehabilitation Robotics, 2005. ICORR 2005. 9th International Conference on, 2005, pp. 500-504.

[11] E. T. Wolbrecht, V. Chan, V. Le, S. C. Cramer, D. J. Reinkensmeyer and J. E. Bobrow, "Real-time computer modeling of weakness following stroke optimizes robotic assistance for movement therapy," in Neural Engineering, 2007. CNE '07. 3rd International IEEE/EMBS Conference on, 2007, pp. 152-158.

[12] F. Amirabdollahian, W. S. Harwin and R. C. V. Loureiro, "Analysis of the fugl-meyer outcome measures assessing the effectiveness of robotmediated stroke therapy," in Rehabilitation Robotics, 2007. ICORR 2007. IEEE 10th International Conference on, 2007, pp. 729-735.

[13] H. I. Krebs, B. T. Volpe, D. Williams, J. Celestino, S. K. Charles, D. Lynch and N. Hogan, "Robot-aided neurorehabilitation: a robot for wrist rehabilitation," IEEE Trans. Neural Syst. Rehabil. Eng., vol. 15, pp. 327-335, Sep. 2007.

[14] A. Gupta and M. K. O'Malley, "Design of a haptic arm exoskeleton for training and rehabilitation," Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol. 11, pp. 280-289, 2006.

[15] E. J. Koeneman, R. S. Schultz, S. L. Wolf, D. E. Herring and J. B. Koeneman, "A pneumatic muscle hand therapy device," Conf. Proc. IEEE Eng. Med. Biol. Soc., vol. 4, pp. 2711-2713, 2004.

[16] C. D. Takahashi, L. Der-Yeghiaian, V. H. Le and S. C. Cramer, "A robotic device for hand motor therapy after stroke," in Rehabilitation Robotics, 2005. ICORR 2005. 9th International Conference on, 2005, pp. 17-20.

[17] Spencer, S.J., Klein, J., Minakata, K., Lev, V., Bobrow, J.E., Reinkensmeyer, D.J., "A Low Cost Parallel Robot and Trajectory Optimization Method for Wrist and Forearm Rehabilitation using the Wii", Proceedings of the 2nd Biennial IEEE/RAS-EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics Scottsdale, AZ, USA, October 19-22, 2008.

Omuz için Tek Serbestlik Dereceli Fizik Tedavi Sistemi Tasarımı ve En İyileştirmesi

Talha Eraz, Sema Coşkun, Yasin Gökmen, M. İ. Can Dede

İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Gülbahçe/Urla/İzmir
talhaeraz@iyte.edu.tr, semacoskun@iyte.edu.tr, yasingokmen@iyte.edu.tr, candede@iyte.edu.tr

Özetçe

Medikal Teknolojide yaşanan gelişmelerle birlikte önceden insan eliyle yapılan pek çok tedavi artık otonom sistemler ile uygulanabilmektedir. Fizik Tedavi Anabilimdalı'nda son zamanlarda yapılan çalışmalar da çoğunlukla, manipülatörler ile hastalara bazı tedavi hareketlerinin yaptırılması ve bu tedavi yönteminin sonuçlarının izlenmesi yönündedir. Türkiye'de henüz yeni olan bu konuda geçmiş yıllarda dünyanın farklı yerlerinde 2 serbestlik dereceli manipülatörlerden başlayan ve giderek gelişen pek çok sisteme rastlanılabilir. Bu çalışmada, Türkiye'de henüz üzerinde fazla çalışma yapılmamış olan omuz sakatlıklarına yönelik bir sistem tasarımı ortaya konması hedeflenmiş, sistemin dünya genelindeki örneklerinden farklı olması adına tek serbestlik dereceli olması amaçlanmıştır. Sistemin farklı hareketleri desteklemesi için en uygun çözümün dört çubuk mekanizması olduğu düşünülerek tasarım bu fikir etrafında şekillenmiştir. Yapılan çalışmanın sonucunda elde edilen dört çubuk mekanizmasında eyleyici torku için olumlu sonuçlara ulaşılamamış ve sistemin altı çubuk mekanizmasına dönüştürülmesi ile bu sorun ortadan kaldırılmıştır. Kontrol tasarımı için gerekli bilgiler elde edilerek sonuç kısmında gösterilmiştir.

Giriş

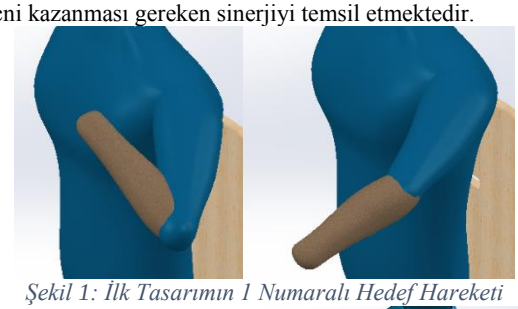
Tıp alanında robotik sistem tasarımı insan anatomisini temel alır. Bu sayede insan ve makine arasındaki etkileşim daha uygun olarak sağlanabilmektedir. İnsan kemik yapısı farklı hareket kabiliyetlerine sahip seri bağlı parçalardan oluşur. Hareketleri doğru biçimde tasarlayabilmek için seri bağlı parçalardaki eklemleri ayrı ayrı modellemek gerekir [1]. Bunun için omuz rehabilitasyon robotunu tasarlamadan önce omuzun yapısı çok iyi araştırılmalıdır.

Omuz geniş hareket aralığına sahip kompleks bir yapıdır ve bedenin en hareketli parçasıdır. Bu hareketlilik geniş sayıdaki eklem ve eklem benzeri yapılar sayesinde oluşur. Omuzun önemli yapıları kemikler ve eklemler, tendon ve kirişler, kaslar, sinirler, kan damarları ve bursalar olarak ayrılır [2]. Üst ekstremite, parmak eklemleri hariç, toplamda 9 serbestlik derecesine sahiptir [3]. Bununla birlikte, omuz kompleksi 4 serbestlik derecesi omuz kuşağı ve 3 serbestlik derecesi glenohumeral eklem olmak üzere 7 serbestlik dereceli kol hareketini sağlar. Humerusun hareketi skapulanın glenoid fossasına göre ölçülür. Glenohumeral eklem top-soket yapısında ve 3 serbestlik derecesine sahiptir. Yaptırdığı hareketler ise fleksiyon / ekstansiyon, abdüksiyon / addüksiyon, içe / dışa döndürmedir. Skapular hareket, en iyi humeral bağlantı için glenoid boşluk ile yönlendirilir. Skapula 3 bağlantı (skapula, klavikula, sternum) ve 3 eklemden (sternoklavikular, akromioklavikular, skapulotorasik) oluşur. Sternoklavikular eklem top-soket yapıdadır ve 3 serbestlik derecesine sahiptir. Klavikulanın hareketleri elevasyon – depresyon, protraksiyon – retraksiyon ve aksiyel rotasyondur. Klavikulanın hareketleri, skapulanın hareketlerine bağlıdır. Vücut, skapula ile humerusun birbirleriyle sinerjik olarak çalışmasına ihtiyaç duyar. Bu durum skapulohumeral ritim olarak adlandırılır ve eklemin doğru çalışması için kritik öneme sahiptir [4].

Kol/omuz rehabilitasyonu için bugüne kadar yapılmış robotlar ve ilgili çalışmalar incelendiğinde, bu çalışmanın özgün değeri olan tek serbestlik dereceli bir sisteme rastlanmamıştır. En az iki serbestlik dereceli sistemler için ise pek çok örnek bulunmaktadır. Bu çalışmalara, 2 serbestlik dereceli MIT-Manus robotu [5], 6 serbestlik dereceli MEDARM robotu [6], 6 serbestlik dereceli ARMin robotu [7, 8], 5 serbestlik dereceli MGA robotu [9], 5 serbestlik dereceli MULOS robotu [10], 3 serbestlik dereceli NeReBot robotu [11], 5 serbestlik dereceli MariBot robotu [12], 3 serbestlik dereceli BONES robotu [13] ve 7 serbestlik dereceli CADEN-7 robotu [14] örnek verilebilir. Bu sistemlerin birden çok serbestlik derecesi, ihtiyaç duyulan hareketleri detaylı olarak öngörme gereği olmadan sistem tasarımı yapılmasına olanak sağlar. Bu sistemlerin, kullanım sürecinde oluşacak ve tasarım sürecine ön görülmemiş yeni hareketleri desteklemedeki esnekliği, bu çalışmanın konusu olan tek serbestlik dereceli sistemde yoktur. Tek serbestlik dereceli sistemde kinematik tasarım, istenen tüm hareketlerin ve hastadan hastaya değişecek bazı işlevsel girdilerin yaratacağı farklılıklar dikkate alınarak yapılmalıdır. Sistemin tek eyleyici ile sürülebilmesi ve birden çok hareketi desteklemesi için uyarlanabilir olması ve çalışma öncesinde istenen harekete göre gerekli değişikliğin el ile yapılması gerekir.

Bu çalışmada, Dokuz Eylül Tıp Fakültesi Fizik Tedavi ve Rehabilitasyon bölümündeki öğretim üyeleri ile beraber hasta grubu belirlenmiştir. Buna göre yaşları 30 ile 70 arasında değişen felçli hastalar üzerinde çalışmaya karar verilmiştir. Hastaların felç durumları akut ve sub-akut dönemleri kapsamaktadır. Üzerlerinde ölçüm yapılan hasta gruplarından vücut ağırlıkları 60 ve 100 kg arasında değişen hastalar değerlendirmeye alınmıştır. Felçli hastalarda, kasılma ya da daha kötü durumların oluşmaması için yavaş hareket gereklidir. Ayrıca, bu hastalarda içe ve dışa döndürme hareketi ilk seferinde çok zordur. Bu çalışmada birincil hedef, ihtiyaçları olan temel kolay hareketleri yapabilmelerini sağlayabilmektir. Bu yüzden, tasarlanacak felçli hastalar için omuz rehabilitasyonu robotunun desteklemesi için, günlük ihtiyaca yönelik iki temel hareket seçilmiştir. Şekil-1 ile

gösterilen ilk hareket, hastanın yardım almadan yemek yemesi için elini ağzına götürebilmesi, Şekil-2 ile gösterilen hareket de hastanın saçını taraması gibi işlevler içni kazanması gereken sinerjiyi temsil etmektedir.



Şekil 1: İlk Tasarımın 1 Numaralı Hedef Hareketi



Şekil 2: İlk Tasarımın 2 Numaralı Hedef Hareketi

Bu çalışmada, literatürde şimdiye kadar yapılmamış olan tek serbestlik dereceli bir sistemle felçli hastalar için omuz rehabilitasyonunu büyük oranda sağlayacak rehabilitasyon robotu geliştirilmesi amaçlanmıştır. Bir terapist aynı anda birkaç hastayla ilgilenemediği için felçli hastaların tedavileri uzun, zahmetli ve maliyetli olmaktadır. Bu yüzden, rehabilitasyon yöntemlerinde robotların kullanımı gün geçtikçe artmaktadır. Böylece hastalar bu tip sistemlerle başkalarına bağımlı kalmadan kendi gündelik çalışmalarını yapabilmektedirler. Bu çalışmada hastalara bu işlevlerin kazandırılması hedeflenmiştir. Bu robot sayesinde, hastanelerde iş yükü ve maliyet kayıpları da belirli oranda azaltacaktır.

Takip eden kinematik tasarım bölümünde açıklanan çalışamaya ek olarak, geliştirilen robotun harekete tam/yarı destek verdiği veya direndiği 3 farklı çalışma işlevi kazandırılması da hedeflenmektedir.

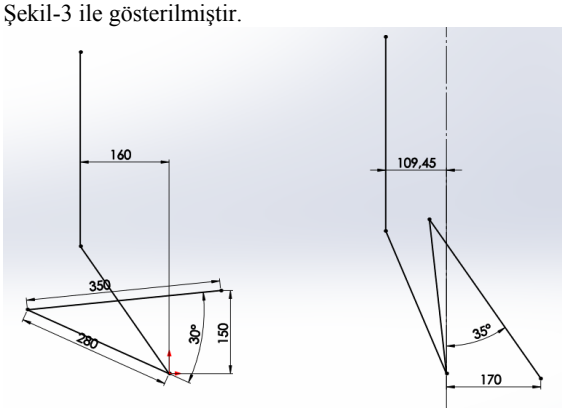
Kinematik Tasarım

İnsan kolu 7 serbestlik dereceli seri bir sistem olarak kabul edilir. Bu sistemin ilk eklemi olan omuz küresel mafsal olarak 3 eksen etrafında dönüş serbestliğine, dirsek döner mafsal olarak tek eksen etrafında dönüş serbestliğine ve bilek de ön koldan gelen dönüş serbetliği ile birlikte toplamda 3 eksen etrafında dönüş serbestliğine sahiptir. Kolun bu yüksek serbestlik derecesinden yararlanarak, bilek eklemini dikkate almadan ön kolun ortasından uç bağlantısı ile manipülatöre bağlanması ile oluşturulacak ve sayısız farklı hareket elde edilmesini sağlayacak tek serbestlik dereceli ayarlanabilir bir dört çubuk mekanizması ile tasarıma başlanmıştır. Dokuz Eylül Üniversitesi Tıp Fakültesi Fizik Tedavi ve Rehabilitasyon Anabilim Dalı'ndan akademisyenlerinden alınan görüş çerçevesinde, fizik tedavi robotunun insan kolunu hem önkol hem de üst koldan desteklemesinin önemi vurgulanmış, bu sebeple uç bağlantısı ile kolu hareketlendiren tasarımdan vazgeçilerek dış iskelet tipi bir mekanizmanın tasarımına başlanmıştır. Hareketin yapısı dikkate alınarak, bu mekanizmanın dört çubuk mekanizması olarak tasarlanmasına karar verilmiştir.

Dış İskelet Tipi Sistemin Geometrik Tasarımı

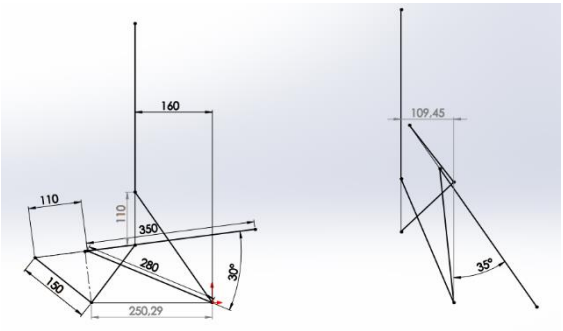
Dirseğin döner mafsal özelliğinden yararlanmak üzere, tasarlanacak dört çubuk mekanizmasının döner mafsallarından birinin döner ekseni dirsek ile çakışacak şekilde tasarlanmış, bu sayede dört çubuk mekanizmasının uzuvlarından birinin (1) önkol ile, birinin (2) üst kol ile bütünleştirilmesinin, dört çubuk mekanizması için mümkün olan tek dış iskelet modeli çözümü olduğu düşünülmüştür. Üst kolun ve bütünleşik olduğu uzvun yapacağı hareketin omuz eklemi etrafında dönüşten ibaret olmasından yararlanarak ikinci döner mafsal da omuz ekleminin küresel mafsal merkezi ile çakışacak şekilde yerleştirilmiştir. Dirsek ve omuz eklemlerinin merkezleri ile çakışması istenen döner mafsal eksenleri, bir uzvun uzunluğunu belirlemiş ancak bu uzvun uzunluğu hastanın üstkolunun uzunluğuna eşit olmak zorunda olduğu için her hastaya ayrı bir mekanizma tasarımı yapma gereği ortaya çıkmıştır. Bu noktada dört çubuk mekanizmalarının tasarımında sıkça kullanılan bir yöntemin avantajı ortaya çıkmıştır. Hastaya özel tasarım yapma sorunu, dört çubuk mekanizmalarının ölçeklendirilebilir olma özelliği ile aşılmıştır. dört çubuk mekanizmalarında tüm uzuvlar aynı ölçek ile büyütüldüğünde uzuvların açısal hareketi değişmez. Burada hedeflenen de aynı hareketi elde etmek olduğu için, tüm uzuvların ölçeklendirilebilir olarak üretilmesi halinde herhangi bir hasta için mekanizmanın çalışma öncesi uygun boyutlara ölçeklendirilmesi ile çözüme ulaşılabileceği görülmüştür.

Mekanizmanın kinematik sentezi, sarkaç hareketi yapacak olan uzvun (2) ve ona bağlı biyel uzvunun (1) açısal hareketi belirlenmiş olduğu için, geometrik yöntemler ile yapılabilmiştir. İki uzvun, her iki hareket için ilk ve son konumları, 2 boyutlu taslak çizim olarak Şekil-3 ile gösterilmiştir.



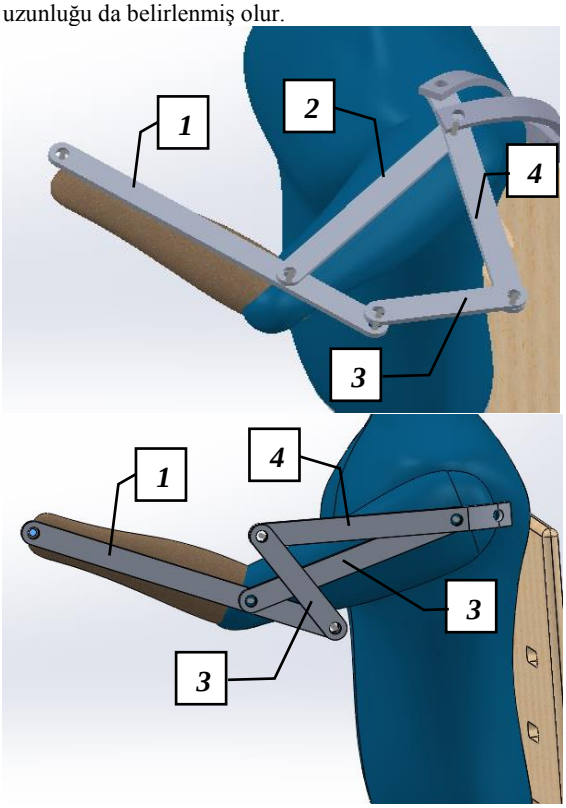
Şekil 3: Her iki hareket için ilk ve son konumların çakıştırılması

İki konum sentezi olarak yapılan tasarımda, dört çubuk mekanizmasının iki uzvunun (1&2) açısal konumu ve bir uzvun (2) boyu belirlendiği için, geriye yalnızca sabit uzvun (4) diğer döner mafsalının konumu kalmıştır. Bu da düzlemsel çalışan bir mekanizmada iki parametre ile belirlenir. Bu parametreler, krank uzvunu (3) olabildiğince kısa bırakacak şekilde düzenlenmiş, ilk en iyileme bu kritere göre yapılmıştır. İki konum sentezinin sonucu, Şekil-4 ile gösterilmiştir. Kinematik tasarımı yapılan 4 çubuk mekanizması, Şekil-5 ile gösterilmiştir.



Şekil 4: Geometirk yöntemlerle iki konum sentezi

İki konum sentezinde, hareket ettirilecek olan uzuv (1) ön kola sabit uzuv olarak ele alınmıştır. Uzvun ilk ve son posizyondaki konum ve yönelmesine göre uzva göre aynı konumda kalacak şekilde iki eş nokta oluşturulmuştur. Bu nokta, uzuv ilk pozisyondan son pozisyona geçtiğinde eş konumuna gelecek şekilde ilişkilendirilmiştir. Eş noktalara eşit mesafedeki noktalardan oluşan ve iki noktayı birleştiren çizginin orta dikmesi olan yeni bir çizgi çizilmiştir. Bu çizgi, ikinci sabit mafsal yeri için uygun konumları gösterir. İkinci sabit mafsalın konumu belirlendiğinde sabit uzvun (4) ve krank uzvunun (3) uzunluğu da belirlenmiş olur.



Şekil 5: İki farklı hareket için iki farklı bağlama şekli ile dört çubuk mekanizması

Ölçüm ve Veri Analizi

Mekanizmanın geometrik sentezi tamamlandıktan sonra, dinamik modelleme için eklemlerde oluşacak kuvvetlerin ve eyleyicinin karşılaması gereken torkun elde edilmesi hedeflenmiştir. İnsan bedeninin ağırlık dağılımı, Tablo-1'de yaklaşık olarak verilmşitir.

Tablo 1: İnsan Bedeninde Kütle Dağılımı (%)[15]

Bölüm	Erkek	Kadın	Ortalama
Baş	8,26	8,2	8,23
Bütün Gövde	55,1	53,2	54,15
Göğüs Kafesi	20,1	17,02	18,56
Karın	13,06	12,24	12,65
Leğen	13,66	15,96	14,81
Kol Toplam	5,7	4,97	5,335
Üst Kol	3,25	2,9	3,075
Ön Kol	1,87	1,57	1,72
El	0,65	0,5	0,575
Ön Kol ve El	2,52	2,07	2,295
Bacak Toplam	16,68	18,43	17,555
Kalça	10,5	11,75	11,125
Bacak	4,75	5,35	5,05
Ayak	1,43	1,33	1,38
Bacak ve Ayak	6,18	6,68	6,43

Bu değerlerden hareketle, kolun ağırlığı ve dolayısıyla mekanizmanın karşılaşacağı yük, hastanın vücut ağırlığına endekslenebilir olmalıdır. Sisteme hastanın kol ağırlığı dışında, işlevsel olmayan kolda yaşanabilecek istemsiz kasılma veya kas kısalması gibi bedensel kısıtlamalardan kaynaklacak ek yüklerin ne derece etkili olacağını belirlemek amacıyla Dokuz Eylül Üniversitesi Tıp Fakültesi Hastanesi'nin Fizik Tedavi ve Rehabilitasyon Kliniği'nde tedavi gören hastalardan ölçümler alınmıştır. Bu ölçümler, el kantarı ile, hastanın kolu dirseğine yakın bir noktadan çekilerek, serbest bırakılan kolun yana ve öne doğru 90 derece kaldırılması ile el kantarında oluşan kuvveti gözlemleyerek yapılmıştır. Tablo-2 bu ölçümlerde karşılaşılan değerleri ve bu değerlerin Tablo-1'deki oranlara göre hesaplanmış kol ağırlığına oranlarını içermektedir.

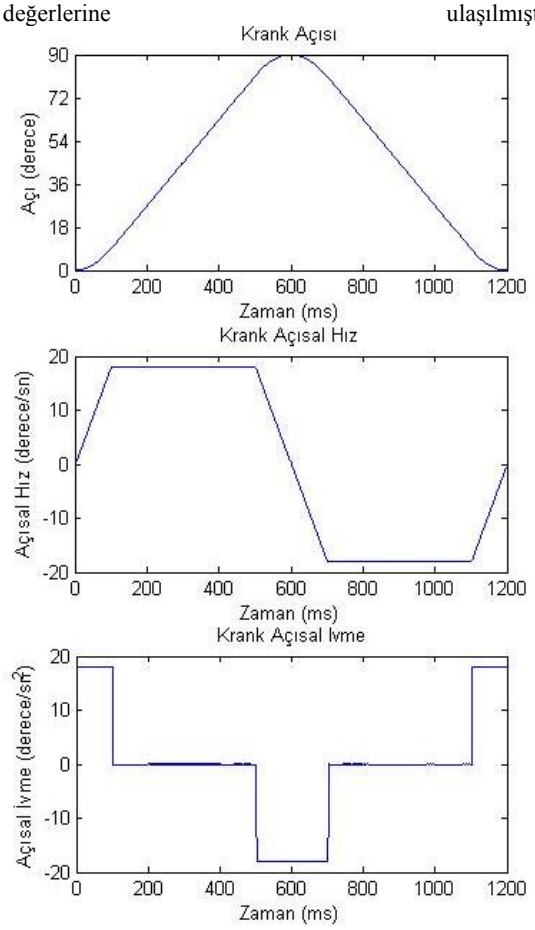
Tablo 2: Fizik Tedavi Kliniği Hastalarından Alınan Ölçümler

Vücut Ağırlığı (kg)	Cinsiyet	Yana (kgf)	Öne (kgf)	Kol (kg)	Yana /Kol	Öne /Kol
75	Erkek	3,50	5,00	4,175	%96	%151
84	Kadın	4,00	6,30	7,923	%120	%120
139	Erkek	9,50	9,50	5,130	%117	%127
90	Erkek	6,00	6,50	3,380	%178	%139
68	Kadın	6,00	4,70	4,175	%113	%120
84	Kadın	4,70	5,00	5,016	%145	%153
88	Erkek	7,25	7,65	5,472	%110	%110
96	Erkek	6,00	6,00	5,301	%99	%99
93	Erkek	5,25	5,25	3,420	%146	%132
60	Erkek	5,00	4,50	3,231	%118	%124
65	Kadın	3,80	4,00	3,231	%118	%124

Testlerde elde edilen kuvvet ölçümleri, kol ağırlığını %30'dan fazla aşmamıştır. Hastaların kol ağırlığı dışında sisteme kasılmaya bağlı olarak göstereceği direnç de bu yolla en çok %30 olarak öngörülmüştür. Ölçümlerde, bu aralığın dışında kalan durumlar yalnızca 3 hastada ortaya çıkmaktadır. Testlerin poliklinik şartlarında ve basit yöntemlere yapılmasının dışında, hastaların teste gösterdiği uyum üzerinden de bu değerlerde yer yer değişiklik oluşmuştur. Bu hastalar için durumun farklılık göstermesinin sebebi de bu uyuma bağlı ölçüm hataları olabilir. Ayrıca bazı hastalar, kilosu ile ilgili net bilgi verememekte, yaklaşık bir değer söyleyebilmektedir. Tüm bunlar ve sistemin poliklinik koşullarında denenecek olması da düşünüldüğünde, kuvvet en iyileştirmesinde gerçeğe uygunluğun bir sonraki aşamada elde edilmesinin daha uygun olacağına karar verilmiştir.

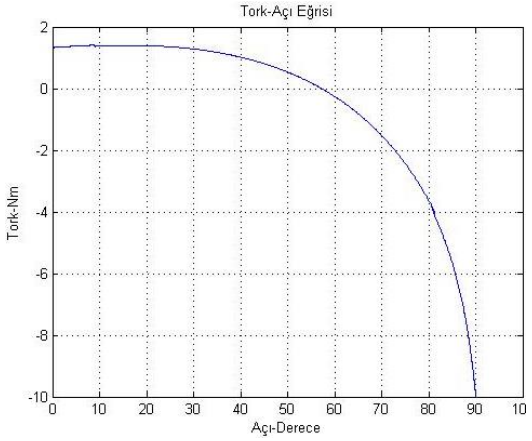
Simulasyon ve En İyileştirme

3 boyutlu mekanizma modeli oluşturulmuş, insan kolunun taklidi olarak da hacim ve kütle olarak eşdeğer katı bloklar modellenmiş ve biyel (1) ve sarkaç (2) uzuvlarına sabitlenmiştir. Mekanizmanın katı modeli Solidworks programında, eyleyici eklemi için pozisyon-hız-ivme bilgisi ile hareket edecek şekilde hazırlanmış, hareket analizi ile istenen hareketin elde edilip edilemediği sınanmıştır. Elde edilen animasyon, Dokuz Eylül Üniversitesi Tıp Fakültesi'nde akademisyenlerle tartışılmış ve iki hareketin de doğru biçimde gerçekleştirildiği saptanmıştır. 3 boyutlu model daha sonra Matlab Simulink ortamında, ideal eyleyiciye bağlı Joint Actuator bloğu ile Şekil-6'da grafik olarak gösterilen kinematik hareket girdileri ile çalıştırılmış ve bu hareket için eyleyicinin sağlaması gereken tork değerlerine ulaşılmıştır.

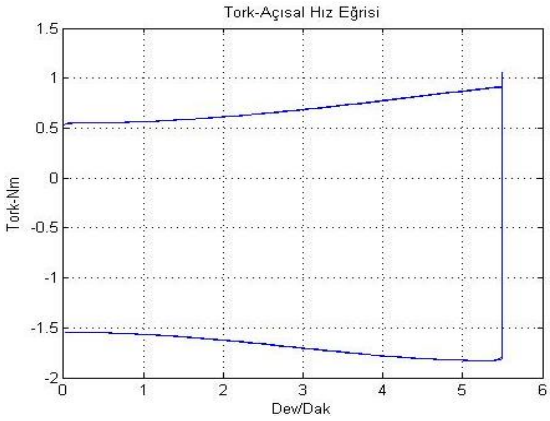


Şekil 6: Dört Çubuk Mekanizması için Eyleyici Hareket Girdileri

İlk tasarımda 90 derecelik dönüş yapan krank (3) uzvuna, hareketin ilk %80'lik kısmında 3 Nm'nin altında bir tork uygulamak yeterliyken, hareketin sonuna doğru 10 Nm'den yüksek bir tork değeri uygulanması gerekeceği tespit edilmiştir. Elde edilen Tork-açı eğrisi, Şekil-7 ile gösterilmiştir. Eyleyici seçiminde kullanılmak üzere aynı mafsal için Tork-açısal hız eğrisi de elde edilmiş ve Şekil-8 ile gösterilmiştir.

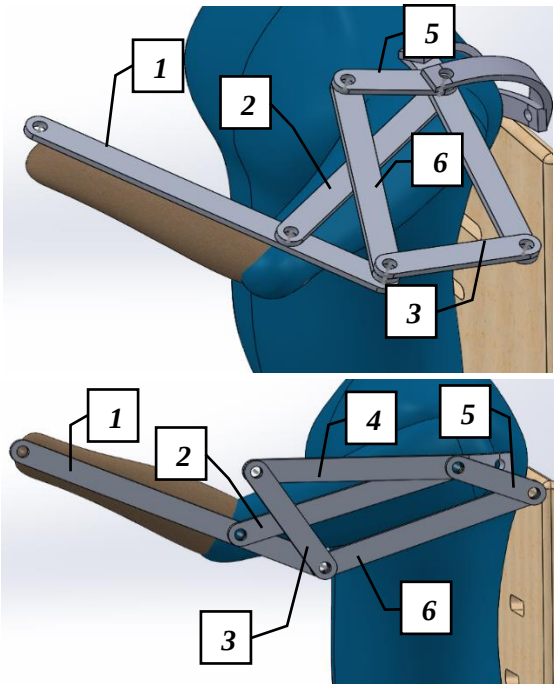


Şekil 7:Dört Çubuk Mekanizması Eyleyicisinin Tork-Açı Eğrisi

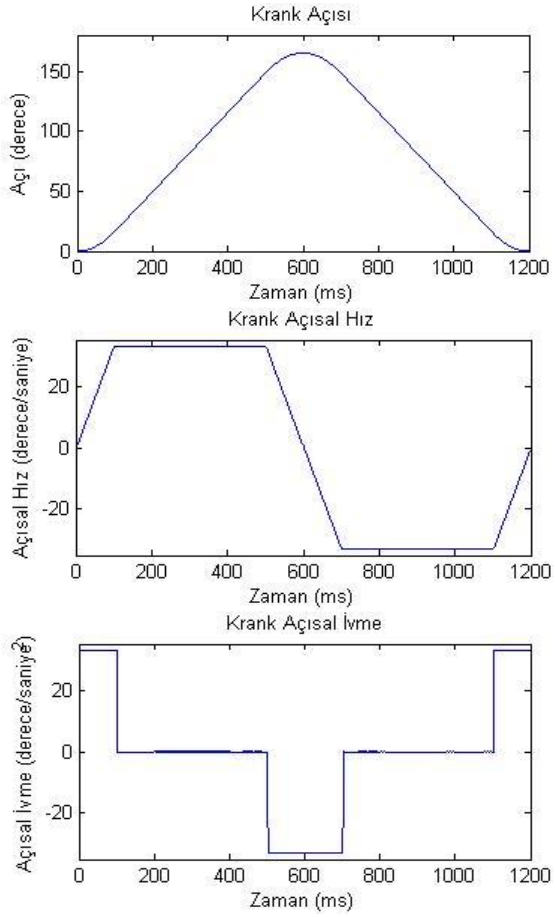


Şekil 8:Dört Çubuk Mekanizması Eyleyicisinin Tork-Açısal Hız Eğrisi

Bu noktada, hareket boyunca tork değerinin dengeli dağılması ve buna bağlı olarak yüksek tork kapasiteli eyleyici ihtiyacının ortadan kaldırılması için uygulanabilecek alternatifler düşünülmüş, doğru hareketi sağlayan dört çubuk mekanizmasının tasarımını değiştirmek yerine, yapısı itibariyle çift sarkaç niteliği taşıyan mekanizmanın, hareket boyunca 90 derece dönüş yapan krank (3) uzvunu sarkaç uzvu olarak kullanacak ikinci bir dört çubuk mekanizması kullanılarak, sistemin sabit uzuvları (4) ortak, bütünleşik iki dört çubuk mekanizmasından oluşan bir altı çubuk mekanizmasına dönüştürülmesi denenmiştir. İletim açısının, yüksek tork ile karşılaşılan bölge için en iyileştirilmesine göre yapılan ikinci tasarım, sisteme yeni bir biyel uzvu (6) ile yeni bir krank uzvunun (5) eklenmesinden oluşmaktadır. Tasarlanan altı çubuk mekanizması, her iki hareket için farklı bağlama durumunda Şekil-9 ile gösterilmiştir. Yeni tasarım için Matlab Simulink modeli oluşturulmuş, ideal eyleyicinin bağlanacağı mafsala Joint Actuator bloğu bağlanarak hareket eyleyici mafsalına uygulanan kinematik girdiler ile analiz edilmiştir. Kullanılan kinematik girdiler Şekil-10'de gösterilmiştir.



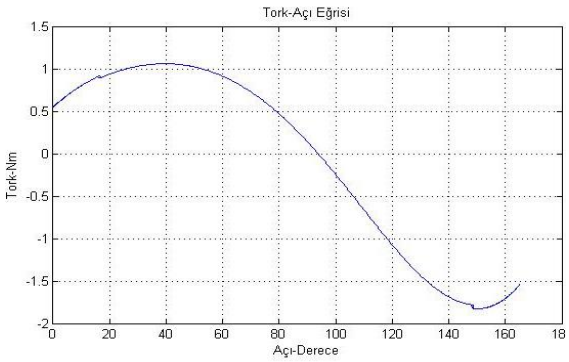
Şekil 9:Altı çubuk mekanizması



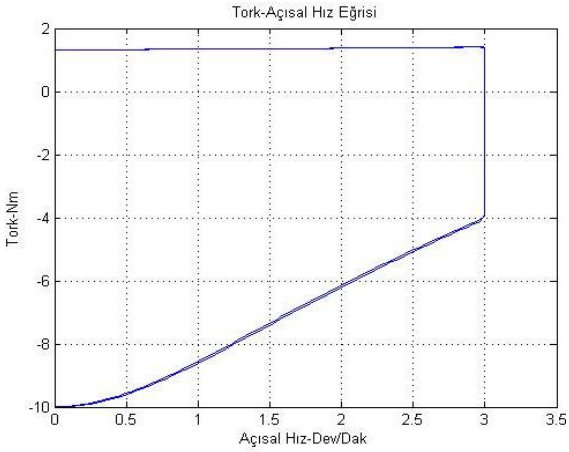
Şekil 10:Altı Çubuk Mekanizmasının eyleyici hareketi kinematik girdileri

Bu yöntem ile elde edilen mekanizmanın Simulink ortamında analiz edilmesiyle, yeni krank uzvundan (5) hareketlendirilmesi halinde ideal eyleyici tarafından sağlanması gereken tork değerleri, 1.8Nm seviyesinde ölçülmüştür. Altı çubuk mekanizması için elde edilen tork-açı eğrisi Şekil-11 ile gösterilmiştir. Aynı sisteme eyleyici seçimi için gerekli olan Tork-açısal hız eğrisi de oluşturulmuş ve Şekil-12 ile gösterilmiştir.

Sistemin bu haliyle pasif olarak geri sürülebilirliği önceki tasarıma göre daha azdır. Ancak projenin sonraki aşamasında, sistemi yarı destekli ve direnç modunda kullanabilmek için uygulanacak geri bildirimli kontrol sistemi için bu sorunun çözülebileceği ve sistemin admitans tipi şekle dönüştürülmesi palnlanmıştır. Bu aşamada sistemin tam destekli çalışma modu için, hastanın kolunda oluşacak kasılma vb. aksaklıklara karşı, acil durdurma düğmesinin yeterli olacağına karar verilmiştir.



Şekil 11: Altı Çubuk Mekanizması Eyleyicisinin Tork-Açı Eğrisi



Şekil 12: Altı Çubuk Mekanizması Eyleyicisinin Tork-Açısal Hız Eğrisi

Sonuç ve Tartışma

Yapılan tasarım çalışmasında prototipi hazırlanıp denenebilecek bir model oluşturulması hedeflenmiş, Fizik Tedavi Kliniği'ndeki öncelikli ihtiyaçlar dikkate alınarak sistemin hastalara yaptıracağı hareketler hedef olarak belirlenmiştir. Bu hareketlerin dış iskelet tipi bir sistemle yapılması amacıyla tek serbestlik dereceli dört çubuk mekanizması oluşturulmuş, sistem çalışma koşullarına göre analiz edilmiştir. Sisteme hastanın kol ağırlığı dışında ne kadarlık bir ek yük bineceğinin öngörülmesi amacıyla klinikteki hastalardan ölçüm alınmış, bu ölçümlerin sonuçları dikkate alınarak kuvvetin %20 düzeyinde artırılması gerekebileceği, kesin sonuçlar için de prototip ile yapılacak deneme çalışmalarının sonuçlarına ihtiyaç olacağı belirtilmiştir. Sistemin analizi yapılarak, eyleyicinin sağlaması gereken tork değerleri bulunmuş ve 10 Nm değerine ulaşan ani yükselişin önüne geçmek amacıyla sistem altı çubuk mekanizmasına dönüştürülerek en iyileştirme yapılmıştır. Elde edilen yeni Tork-Açı eğrisi, eyleyicinin sağlaması gereken tork

değerini 1.8Nm seviyesinde göstermiştir. Çalışmanın bundan sonraki kısmında sistemin pasif insan kolunu çalıştırması yerine yarı destekli veya harekete direnecek biçimde kontrol edilmesi için çalışılacaktır. Sistem tek eyleyici ile sürülecek ve bu eyleyici için burada sunulan tasarım girdileri kullanılarak kontrol sistemi tasarlanacaktır. Tek serbestlik derecesi ile, hastaların Fizik Tedavi Kliniği'ndeki uygulamaların büyük bir kısmının hastalara otonom sistemler ile yaptırılması nihai hedeftir.

Teşekkür

Bu çalışmanın gerekli tasarım girdilerinin elde edilmesinde sürekli desteğini esirgemeyen Dokuz Eylül Üniversitesi Tıp Fakültesi Fizik Tedavi ve Rehabilitasyon Anabilimdalı öğretim üyeleri Prof. Özlem Şenocak, Prof. Özlen Peker ve Prof. Özlem El'e teşekkür ederiz.

Kaynakça

1. A. B. Koku, e.a., *Antropomorfic Bir Robot Boyun/Baş Tasarımı.* TİMAK, 2006.
2. Sağlam, D.Z., *Ağrılı ve Kısıtlı Omuzda İntraartiküler Hyaluronik Asit Etkinliğinin Plasebo Kontrol Grubu ile Karşılaştırılması.* Haydarpaşa Numune Eğitim ve Araştırma Hastanesi, 2004.
3. Lo, H.S. and S.Q. Xie, *Exoskeleton robots for upper-limb rehabilitation: State of the art and future prospects.* Medical engineering & physics, 2012. **34**(3): p. 261-268.
4. Zatsiorsky, V.M., *Kinetics of human motion*. 2002: Human Kinetics.
5. Krebs, H.I., et al., *Rehabilitation robotics: pilot trial of a spatial extension for MIT-Manus.* J Neuroeng Rehabil, 2004. **1**(1): p. 5.
6. Stephen, J.B., B. Ian, and H.S. Stephen, *Designing a Robotic Exoskeleton for Shoulder Complex Rehabilitation.*
7. Tobias, N. and R. Robert, *ARMin – Design of a Novel Arm Rehabilitation Robot.* 2005.
8. Tobias, N., et al., *ARMin – Robot for Rehabilitation of the Upper Extremities.* 2006.
9. Craig, C., L. Michael, and R. Stephen, *Design of an Arm Exoskeleton with Scapula Motion for Shoulder Rehabilitation.*
10. Johnson, G.R., et al., *The design of a five-degree-of-freedom powered orthosis for the upper limb*. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part H: Journal of Engineering in Medicine, 2001. **215**(3): p. 275-284.
11. Masiero, S., M. Armani, and G. Rosati, *Upper-limb robot-assisted therapy in rehabilitation of acute stroke patients: Focused review and results of new randomized controlled trial.* The Journal of Rehabilitation Research and Development, 2011. **48**(4): p. 355.
12. Rosati, G., et al., *Trajectory planning of a two-link rehabilitation robot arm.* 12th IFToMM World Congress, 2007.
13. Julius, K., et al., *Optimization of a Parallel Shoulder Mechanism to Achieve a High-Force, Low-Mass, Robotic-Arm Exoskeleton.* IEEE TRANSACTIONS ON ROBOTICS, 2010. **26**(4): p. 6.
14. Naidu, D., et al., *A Portable Passive Physiotherapeutic Exoskeleton.* International Journal of Advanced Robotic Systems, 2012: p. 1.
15. Plagenhoef, S., F.G. Evans, and T. Abdelnour, *Anatomical Data for Analyzing Human Motion.* Research Quarterly for Exercise and Sport, 1983. **54**(2): p. 169-178.

Uzaktan Lazer Cerrahi İçin Kısıtlı Sistem Tabanlı Efendi Köle Denetleyicisi

Eray A. Baran[1,2], *Zhenishbek Zhakypov*[1], *Erdal Kayacan*[2], *Asif Sabanovic*[1]

[1]Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi,
Sabancı Üniversitesi, 34956, İstanbul/TÜRKİYE
{eraybaran,zhakypov,asif}@sabanciuniv.edu

[2]Makine, Havacılık ve Uzay Mühendisliği Fakültesi,
Nanyang Teknoloji Üniversitesi, 639798, SİNGAPUR
erdal@ntu.edu.sg

Özetçe

Bu bildiri, uzaktan lazer ameliyatlarında kullanılmak üzere kısıtlı sistem tabanlı efendi-köle denetleyicisi tasarımını ve gerçek bir sisteme uyarlanışını sunmaktadır. Önerilen denetleyici şeması, sisteme beslenen bir resimden elde edilen gezinge üzerinde zamandan bağımsız bir kısıtlama yaratıp efendi robotun hareketini bu gezingeyle sınırlayan bir algoritmanın türetimini içermektedir. Efendi robot üzerine uyarlanan bu kısıtlama, cerrahın hareketini gezinge tanjantı doğrultusunda serbest bırakıp diğer doğrultularda engellemek üzere kuvvet yaratmaktadır. İlaveten ikinci bir denetleyici, gezinge doğrultusunda cerrahın yaptığı hareketi uzaktaki bir köle sistemine transfer ederek hareket senkronizasyonunu sağlamaktadır. Bu sayede, efendi sistemi kullanan cerrahın, uzakta duran köle sistemin altındaki bir dokuyu istediği derinlikte ve gezinge dışına çıkmadan lazerle kesmesini mümkün kılan bir sistem ortaya çıkarılmıştır. Önerilen yöntem, her biri üç serbestlik derecesine sahip olan efendi ve köle robotlar içeren bir deney düzeneğinde test edilmiştir. Deneylerden elde edilen başarılı sonuçlar, önerilen yöntemin robotik cerrahide kullanılabilirliğini kanıtlamakta ve lazer ameliyatlarının geleceğine dair yeni bir kapı açmaktadır.

1. Giriş

Temassız işleme konusundaki yeni gelişmeler, MEMS ürünlerinin imalatından cerrahi uygulamalara kadar birçok alana yenilikler getirmiştir. Temassız imalat teknikleri arasında lazer kesim yöntemi, kullanılan dalga boyuna göre birçok farklı materyali oyma yoluyla talaşsız işlemeyi mümkün kılmakta [1], [2] ve bu sayede su jeti benzeri diğer temassız imalat tekniklerine göre avantaj sağlamaktadır.

Birçok araştırmacı lazer işleme sürecinin modellenmesi, simulasyonu ve farklı materyaller üzerine uyarlanması konusunda araştırmalar yürütmektedir [3]. Öte yandan, lazer entegre robotik sistemlerin tasarımına ve hareket denetimine yönelik konular gittikçe yaygın bir şekilde araştırılmaya başlanmıştır. Hareket denetleme sisteminden beklenen gereksinimler en genel haliyle; yüksek hassasiyetli konumlandırma yeteneğini, denetimin yinelenebilirliğini ve sürecin dayanıklılığını içermektedir. Bu genel gereksinimlerin dışında, uygulamaya mahsus tasarım, son zamanlarda robotik lazer işleme sistemleri için arzu edilen bir özellik olmaya başlamıştır [4].

Lazer işleme sürecinin robotik bir sistemle entegrasyonu, birçok otomatize ve manuel uygulamanın kapısını açmıştır. Uygulama alanları açısından, otomatize edilmiş işleme yöntemleri endüstriyel süreçlerde geniş yer bulurken [5], yarı-otomatize ya da manuel işleme yöntemleri çoğunlukla medikal süreçlerde kullanılmaktadır [6]. Robotik temassız işlemenin tıbbi uygulamaları arasında, araştırmacılar robot-destekli lazer ameliyat sistemleri konusuna özellikle eğilmektedirler [7]. Literatürde, ortopedik cerrahi [8], lazer traşlama [9] ve kemik kesimi [10] konusunda başarılı uyarlamalar mevcuttur.

Lazer entegreli robotik cerrahi kapsamında hareket denetim sisteminden talep edilen özellik, operatör hareketinin önceden belirlenmiş bir gezinge üzerinde kısıtlanmasıdır. Uygulama esnasında belirlenen çevritin dışına taşılması ameliyatın başarısının azalması ihtimalini doğurmaktadır. Bu nedenle, cerraha yardımcı olması açısından, hareket denetim sistemi tarafından birtakım sanal kısıtlamaların gerçeklenmesi gerekmektedir.

Bu çalışmada, uzak mesafeden lazer ameliyatına imkan sunacak destekleyici bir robotik sistem ve bağlantılı denetleyici tasarımı sunulmuştur. Bahsi geçen yapı, sisteme dışarıdan beslenen bir resim vasıtasıyla elde edilen kısıtlayıcı bir gezinge üzerinde yapılan hareketin takibini efendi-köle yapısındaki bir denetim sistemiyle mümkün kılmaktadır. Bu bağlamda, resimden elde edilen gezinge verisi kısıtlı denetim yoluyla efendi sistemin hareketini sınırlandırmaktayken gezinge üzerinde cerrahın yaptığı serbest hareket köle sistem tarafından ikinci bir denetleyiciyle takip edilmektedir. Çalışmanın geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir; 2. Bölüm'de beslenen bir resimden gezinge çıkarımı açıklanmıştır. 3. Bölüm, bu gezinge verisini kullanarak hareket kısıtlama verisinin oluşturulmasını işlemektedir. 4. Bölüm'de ivme denetimi tabanlı dayanıklı denetleyici tasarımı özetlenmiş ve çok serbestlik dereceli sistemler için görev kısıtlamalı denetime ait temeller sunulmuştur. 5. Bölüm, efendi sistem hareketini kısıtlayan ve köle sistemin efendi sistem hareketini takip etmesini mümkün kılan denetleyicilerin türetimine ayrılmıştır. 7. Bölüm'de deney cevapları gösterilmiş ve 8. Bölüm'de sonuçlar sunulmuştur.

2. Görsel Tabanlı Çevrit Çıkarımı

Takip edilecek çevrit, sisteme dışarıdan beslenen bir görüntü yardımıyla elde edilmiştir. Gezinti referansının, görüntü işleme algoritmaları yardımıyla bir resimden elde

edilmesi bir yöntem olarak önceki çalışmalarda önerilmişti [11]. Bu bağlamda, referans görüntü üzerinde aşağıdaki işlemler yapılmıştır;

- Görüntü iyileştirmesi ve ayrıt sezimi
- Veri noktalarının elde edilmesi
- Görev uzayına ölçeklendirme

Aşağıda, görüntü işleme algoritmasına ait bu adımlar detaylıca açıklanmıştır.

2.1. Görüntü İyileştirmesi ve Ayrıt Sezimi

Bir çevrite ait şekil bilgisi bu çevritin ayrıtları üzerinden belirlenebilir. Ayrıt sezimi öncesinde, alınan görüntü bir Gauss maskesi ile filtrelenip düzeltilmiştir. Bu işlemi takiben elde edilen görüntünün ayrıt verisi Canny [12] operatörü ile elde edilmiştir. Çıkarılan ayrıt verisinin kesikli yapıda olmaması için ayrıt çıkarımından sonra aşılma ve genleşme işlemleri yapılmıştır. Bu işlemlerin ardından elde edilen ayrıt içeriği algoritmanın bir sonraki kısmı için ikili formata çevrilmiştir. Düzeltilmiş görüntü ve ilişkili ayrıt içeriği sırasıyla Şekil 1-(A) ve Şekil 1-(B)'de gösterilmiştir.

2.2. Veri Noktalarının Elde Edilmesi

Algoritmanın ikinci kısmı görüntü üzerinde sol üst köşeden başlayıp evrilerek büyüyen bir kare kullanarak ayrıt üzerindeki ilk noktayı belirlemektedir. Bu ilk noktanın belirlenmesinden sonra bir kaydırma penceresi oluşturulmuş ve optik akış yöntemi kullanılarak hareket ettirilen bu pencereyle gezinge verisi elde edilmiştir. Ayrıt üzerinden veri noktalarının çıkarımı aşaması Şekil 1-(C) ve Şekil 1-(D)'de gösterilmiştir.

2.3. Görev Uzayına Ölçeklendirme

Elde edilen veri noktalarını görev uzayı referansına dönüştürmek için bu noktaların piksel koordinatlarından metrik koordinatlara çevrilmesi gereklidir. Bu çevrim, aşağıdaki afin dönüşümle elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} x_O \\ y_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{O_W}{I_W} & 0 \\ 0 & \frac{O_H}{I_H} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_I \\ y_I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \beta_x \\ \beta_y \end{bmatrix} \quad (1)$$

burada $[x_O \quad y_O]^T$ ve $[x_I \quad y_I]^T$ sırasıyla metrik birimlerde görev uzayı koordinatlarını ve pixel tabanında görüntü uzayı koordinatlarını temsil etmektedir. Bu denklemdeki O_W, O_H, I_W ve I_H sırasıyla iki boyutlu görev uzayı genişliğini, görev uzayı yüksekliğini (y-ekseni), görüntü uzayı genişliğini ve görüntü uzayı yüksekliğini temsil etmektedir. Denklem (1)'deki β_x ve β_y terimleri sırasıyla x ve y eksenlerindeki sapmaları temsil etmektedir ve içerikleri aşağıdaki gibidir;

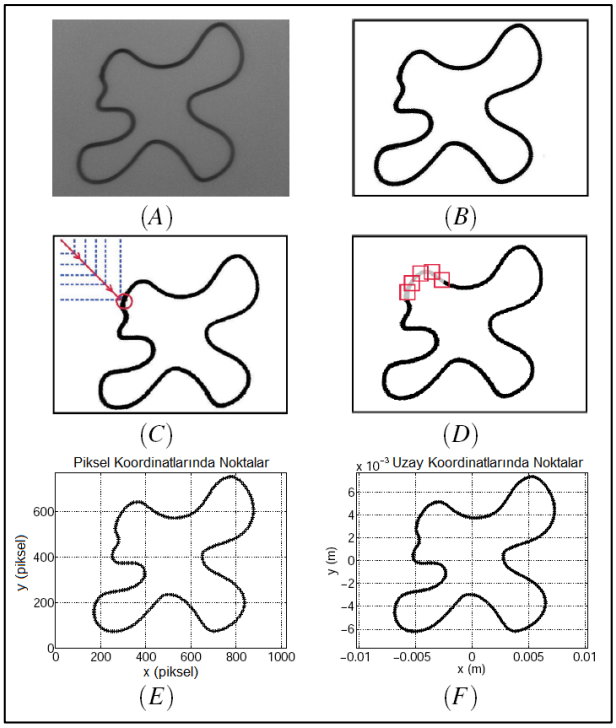
$$\beta_x = x_F + \frac{O_W}{I_W} + \frac{O_W}{2} \quad (2)$$

$$\beta_y = y_F + \frac{O_H}{I_H} + \frac{O_H}{2} \quad (3)$$

Bu denklemlerdeki x_F ve y_F gezinge üzerinde saptanan ilk noktanın koordinatlarını temsil etmektedir. Görev uzayına ölçeklendirme aşaması aşaması Şekil 1-(E) ve Şekil 1-(F)'de resimlerde gösterilmiştir.

3. Hareket Kısıtlarının Oluşturulması

Yukarıda belirtilen görüntü işleme algoritması sisteme uyarlanmış ve takip edilecek çevrite ait gezinge, veri noktaları şeklinde belirlenmiştir. Bu bölümde, kısıtlı sistem denetimi için gerekli verinin oluşturulması anlatılmıştır.



Şekil 1: Görsel tabanlı çevrit çıkarımı örneği. Düzeltilmiş görüntü (A), Belirlenen ayrıtlar (B), İlk gezinge noktasının belirlenişi (C), Kaydırma penceresi ile veri noktaların belirlenişi (D), Görüntü uzayındaki gezinge (E), Görev uzayındaki gezinge (F)

3.1. Kısıt Oluşturan Veri Setinin Seçimi

Burada anlatılan algoritmanın temeli efendi robot pozisyonuna en yakın noktalar üzerinden geçen dairesel kısıtların yinelemeli olarak yaratılmasına dayanmaktadır. Algoritmanın her yinelemesinde efendi robotun uc elemanının koordinatlarına minimum uzaklıktaki gezinge noktası belirlenip bu noktanın etrafındaki noktalarla birlikte üzerinden geçen bir çember oluşturulmuştur. Oluşturulan bu çember, gerçek zamanlı döngünün o anki yinelemesi için efendi robot hareketinin kısıtını oluşturmaktadır.

Uzaklığı minimize eden veri noktasını $\boldsymbol{P}_i = [x_i \quad y_i]^T$ ve efendi robotun uç elemanının bulunduğu noktayı $\boldsymbol{P}_m = [x_m \quad y_m]^T$ şeklinde tanımlayabiliriz. $\boldsymbol{P}_i$ noktasından geçen bir çember oluşturmak için bu nokta etrafında en az iki noktaya daha ihtiyaç vardır. Ancak oluşturulan vektör üzerinde alınan böylesi üç noktanın aynı doğru üzerinde olma ihtimali olabilir ve bu durumda çemberin oluşturulması kötü konumlanmış bir probleme dönüşebilir. Bunu engellemek için $\boldsymbol{P}_i$ noktasının her iki tarafından k adet $(k > 1)$ nokta seçilip geçen çember bu noktalar üzerinde oluşturulabilir. Böyle bir durumda aşağıdaki gibi ifade edilen bir $\boldsymbol{D} \in \mathbb{R}^{(2k+1)\times 2k}$ veri seti yararlılıp dairesel kısıtların oluşturulması etabına geçilebilir.

$$\boldsymbol{D} = [\boldsymbol{P}_{i-k}, \dots, \boldsymbol{P}_i, \dots, \boldsymbol{P}_{i+k}]^T \quad (4)$$

3.2. Dairesel Kısıtların Oluşturulması

Yukarıda gösterilen şekilde bir veri seti elde edildikten sonra bu noktalar üzerinden geçecek çemberin oluşturulması

en küçük kareler tabanlı bir yaklaşım ile elde edilebilir. En genel haliyle, düzlem üzerinde $[c_x \quad c_y]^T$ merkez noktasına sahip ve $[x_i \quad y_i]^T$ noktasından geçen r yarıçaplı bir çember aşagıdaki denklemle temsil edilebilir;

$$(x_i - c_x)^2 + (y_i - c_y)^2 = r^2 \tag{5}$$

Eşitlik (5) genişletildiğinde, aynı çemberin aşağıdaki gibi bir ifadeyle temsil edilebildiği görülür;

$$\eta_1 x_i + \eta_2 y_i + \eta_3 = -\left(x_i^2 + y_i^2\right) \tag{6}$$

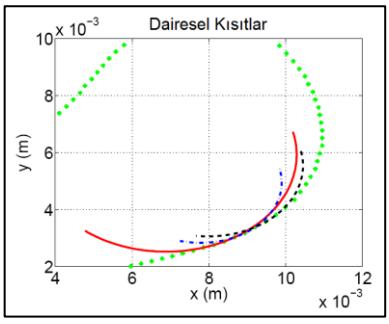
Burada, $\eta_1 = -2c_x$, $\eta_2 = -2c_y$ ve $\eta_3 = c_x^2 + c_y^2 - r^2$ içeriklerine sahiptir. Toplam $2k+1$ veri noktası için denklem (6) aşağıdaki gösterildiği gibi bir doğrusal regresyon problemi haline çevrilebilir;

$$\begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{2k+1} & y_{2k+1} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(x_i^2 + y_i^2\right) \\ \vdots \\ -\left(x_{2k+1}^2 + y_{2k+1}^2\right) \end{bmatrix} \tag{7}$$

(7)'de verilen eşitlik $\boldsymbol{\varphi\theta = \mu}$ yapısında, parametreler cinsinden doğrusal ve artık belirtilmiş bir sistemi temsil etmektedir. Bu denklemin çözümü, en küçük kareler tabanlı bir yaklaşımla bulunup aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\boldsymbol{\theta = \varphi^{\#}\mu} \tag{8}$$

Burada, $\boldsymbol{\varphi}^{\#} \in \mathbb{R}^{3\times(2k+1)}$ terimi $\boldsymbol{\varphi}$ matrisinin sağa ağırlıklı yalancı tersini temsil etmektedir. Oluşturulan bu çember efendi sisteme bir kısıt olarak empoze edilmiş ve efendi sistemin o anki yineleme boyunca bu kısıt üzerinde kalmasını sağlayacak şekilde bir denetleyici tasarlanmıştır. Bu kısıtın gerçeklenmesine dair detaylar 6. Bölüm'de sunulmuştur. Verilen gezinge üzerinde yaratılan bu dairesel kısıtları gösteren bir resim aşağıda Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2: Dairesel Kısıtlama Yönteminin Temsili.

4. Dayanıklı İvme Denetimi ve Görev Kısıtlı Sistemlere Genel Bir Bakış

4.1. Çok Serbestlik Dereceli Sistemlerin Dinamiği

Tam kumandalı n serbestlik dereceli bir hareket denetim sistemi için konfigürasyon uzayı dinamiği aşağıdaki denklemle verilebilir;

$$\mathbf{A(q)\ddot{q} + B(q,\dot{q}) + G(q) = T^{ref} - T^{ext}} \tag{9}$$

Burada, $\mathbf{q} \in \mathbb{R}^{n\times1}$, $\mathbf{A(q)} \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $\mathbf{B(q,\dot{q})} \in \mathbb{R}^{n\times1}$, $\mathbf{G(q)} \in \mathbb{R}^{n\times1}$, $\mathbf{T} \in \mathbb{R}^{n\times1}$ terimleri sırasıyla genellenmiş koordinatları, kinetik enerji (eylemsizlik) matrisini, akıcı sürtünme ve Coriolis kuvvetleri vektörünü, yerçekimi kuvvet vektörünü ve doğrudan konfigürasyon uzayına etkiyen kuvvet vektörünü temsil etmektedir. Ayrıca, $*^{\mathbf{ref}}$ ve $*^{\mathbf{ext}}$ şeklinde verilen üst simgeler de sırasıyla alakalı değişkenin referansını ve sistem dışından gelen etkileri temsil etmektedir.

Dayanıklı hareket denetiminin mümkün kılınabilmesi için (9)'da verilen bağlaşık ve doğrusal olmayan sistem nominal bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılıp ayrıştırılmalıdır. Bu bağlamda, yeni dinamik aşağıdaki şekilde belirtilebilir;

$$\mathbf{A_n\ddot{q} = K_n i^{ref} - T^{dis}} \tag{10}$$

$$\mathbf{T^{dis} = \left\{\Delta K i^{ref} + \Delta A(q)\ddot{q} + B(q,\dot{q}) + G(q) + T^{ext}\right\}} \tag{11}$$

Burada, $\mathbf{A_n} \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $\mathbf{K_n} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ ve $\mathbf{i^{ref}} \in \mathbb{R}^{n\times1}$ sırasıyla köşegenel ve sabit katsayılı nominal eylemsizlik ve tork sabiti matrislerini ve akım girdileri vektörünü temsil etmektedir. Denklem (10)'daki $\mathbf{T^{dis}} \in \mathbb{R}^{n\times1}$ terimi sistemde mevcut ve verilen referansın dışında harekete neden olabilecek bütün torkları (bozan etmenleri) kapsamaktadır. Bu torkların içeriği denklem (11)'de verilmiştir. Burada, $\mathbf{\Delta K} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ ve $\mathbf{\Delta A(q)} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ matrisleri sırasıyla nominal tork sabitindeki ve nominal eylemsizlikteki dalgalanmaları kapsamaktadır. Son olarak, (11)'deki $\mathbf{T^{ext}} \in \mathbb{R}^{n\times1}$ terimi modellenmemiş ve sisteme dışarıdan etkiyen bütün diğer torkların toplamını temsil etmektedir.

Yukarıda (10)'da verilen sistemde mevcut bozan etmenlerin kestirimi ve telafisi yine sisteme ait nominal değerler ve bir alçak geçirgen filtre yardımıyla yapılabilir [13]. Matematiksel olarak, bu kestirim aşağıdaki verildiği gibi modellenebilir;

$$\mathbf{\hat{T}^{dis} = \left(K_n i^{ref} - A_n\ddot{q}\right)H} \tag{12}$$

Burada, $\mathbf{H} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ bileşenleri $h_{ii} = g_i/(s+g_i)\,;\ i = 1,\ldots,n$ şeklinde verilen alçak geçirgen filtrelerden oluşan köşegenel matrisi temsil etmektedir.

Konfigürasyon uzayında dayanıklı hareket denetimini uygulayabilmek için (12)'de verilen bozan etmen kestirimi (10)'daki ifadeye geri beslenmelidir. Bu durumda sistemin yeni dinamiği aşağıdaki gibi belirtilebilir;

$$\mathbf{K_n i^{ref} = A_n\ddot{q} + \delta T^{dis}} \tag{13}$$

Burada, $\boldsymbol{\delta T^{dis}} \in \mathbb{R}^{n\times1}$ terimi kestirim sonrası kalan ve sisteme etkiyen bozan etmenleri temsil etmektedir. $\left\|\boldsymbol{\delta T^{dis}}\right\|$ büyüklüğü [13]'te gösterildiği gibi seçilen kestirim filtresinin kazancı g_i ile doğrudan ilişkilidir. Filtre kazancı için olası en büyük değerlerin seçimi $\left\|\boldsymbol{\delta T^{dis}}\right\| \approx \mathbf{0}$ eşitliğini mümkün kılarak sistemin verilen ivme referansını takip eden dayanıklı bir form kazanmasını sağlamaktadır.

4.2. Görev Uzayı ve Konfigürasyon Uzayı Arasındaki Dönüşüm

Yukarıda (13) eşitliğinde verilen sistem için görev uzayı koordinatları $\mathbf{x} \in \mathbb{R}^{n\times1}$, ilişkili robotik yapının kinematiği kullanılarak elde edilebilir. Matematiksel olarak bu dönüşüm aşağıdaki ifadelerle temsil edilebilir;

$$\mathbf{x} = \boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q}) \tag{14}$$

$$\mathbf{q} = \boldsymbol{\mathcal{I}}(\mathbf{x}) \tag{15}$$

Burada, $\boldsymbol{\mathcal{F}}(\cdot)$ ve $\boldsymbol{\mathcal{I}}(\cdot)$ robotik sisteme ait ileri ve ters kinematik operatörlerini temsil etmektedir. Görev ve konfigürasyon uzayları arasındaki hız ve ivmelerin dönüşümünü elde etmek için (14)'te verilen ifadenin türevi alınabilir;

$$\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}\dot{\mathbf{q}} \tag{16}$$

$$\ddot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}\ddot{\mathbf{q}} + \dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{x}}\dot{\mathbf{q}} \tag{17}$$

Burada, $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}(\mathbf{q}) = (\partial\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q})/\partial\mathbf{q})$ terimi robotik sisteme ait kinematik Jakobi matrisini temsil etmektedir. Bu çalışma kapsamında kullanılan robotik sistemlerin geometrileri gereği $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ terimlerinin ful satır kertesine sahip tekil olmayan matrisleri temsil ettiği belirtilmelidir.

4.3. Görev Uzayındaki Kısıtlar

Bu çalışmanın çekirdeğinde, efendi sistemin görev uzayındaki hareketinin kısıtlanması yatmaktadır. Bu bağlamda, görev uzayında tanımlı kısıtları vektör değerli sürekli bir fonksiyonla aşağıdaki gibi tanımlayabiliriz;

$$\boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}) = \mathbf{0} \tag{18}$$

Burada, $\boldsymbol{\phi} \in \mathbb{R}^{m\times 1}$ vektörünün boyutu sistemin serbestlik derecesinden küçüktür ($m < n$). Tanımlanan bu fonksiyonel eşitliğin türevi alınarak kısıtların zamana bağlı değişimleri aşağıdaki gibi elde edilebilir;

$$\dot{\boldsymbol{\phi}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\dot{\mathbf{x}} \tag{19}$$

$$\ddot{\boldsymbol{\phi}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\ddot{\mathbf{x}} + \dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\boldsymbol{\phi}}\dot{\mathbf{x}} \tag{20}$$

Burada, $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}(\mathbf{x}) = (\partial\boldsymbol{\phi}(\mathbf{x})/\partial\mathbf{x})$ terimi kısıtlarla ilişkili Jakobi'yi temsil etmektedir. Kısıtlama jakobisi $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}} \in \mathbb{R}^{m\times n}$ de kinematik jakobi gibi ful satır kertesine sahiptir ancak kare matris değildir.

5. Denetleyiciler

Görev uzayında yukarıda verildiği şekliyle tanımlanan kısıtlamaların sağlanması konfigürasyon uzayındaki eyleyicilere eklenen denetleyiciler sayesinde mümkün kılınabilir. Konfigürasyon uzayındaki eyleyicilerin iç döngüde bozan etmen gözlemcisine sahip olduğu varsayıldığında denetleyici tasarımı için temel özellik konfigürasyon uzayı için referans ivmeleri yaratıyor olmasıdır.

5.1. Kısıtlı Sistem Denetleyicisi Türetimi

Denetleyici tasarımı için ilk iş kısıtlı sistem koordinatlarında bir hata tanımlamaktır. Bu hatayı pozisyon ve hızın bir doğrusal bileşimi olarak alabilir ve aşağıdaki gibi formüle edebiliriz;

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{C_2}\dot{\boldsymbol{\phi}} + \mathbf{C_1}\boldsymbol{\phi} \tag{21}$$

Burada, $\boldsymbol{\varepsilon} \in \mathbb{R}^{m\times 1}$, $\mathbf{C_1} \in \mathbb{R}^{m\times 1}$, $\mathbf{C_2} \in \mathbb{R}^{m\times 1}$ sırasıyla kısıtlı sistem takip hata vektörünü, hata üzerindeki pozisyonun ağırlını ve hata üzerindeki hız ağırlığını içeren kesin artı matrisleri temsil etmektedir. Hatanın tanımlanmasından sonra bu hatanın üstel yokolumu için aşağıdaki hata dinamiği sisteme uyarlanabilir;

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}} + \mathbf{K}\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{0} \tag{22}$$

Burada, $\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{m\times m}$, elemanları $i = 1, \dots, m$ için i 'ninci hatanın yakınsama hızını belirleyen kesin artı, köşegenel bir matristir. (21)'deki eşitliği (22)'de yerine koyarsak aşağıdaki kısıtlı sistem dinamiğini elde edebiliriz;

$$\ddot{\boldsymbol{\phi}} + \left\{\mathbf{C_2^{-1}C_1} + \mathbf{C_2^{-1}KC_2}\right\}\dot{\boldsymbol{\phi}} + \left\{\mathbf{C_2^{-1}KC_1}\right\}\boldsymbol{\phi} = \mathbf{0} \tag{23}$$

Yukarıda (23)'te verilen dinamik, **K** matrisinin uygun bir şekilde seçilmesiyle takip hatasını üstel olarak yokederek sistemin uygulanan kısıtlara yakınsamasını sağlayacaktır. Ancak, uygulama aşaması düşünüldüğünde, eyleyicilerin konfigürasyon uzayında olduğunu hatırlatılmalı ve (23)'te verilen denklemin kısıtlama uzayından önce görev uzayına, oradan da konfigürasyon uzayına çevrilmesi gerekmektedir.

Önce dinamiği görev uzayına dönüştürmeyi ele alalım. (23)'teki ifadede yakınsama katsayılarını içeren matrisin köşegenel olduğu düşünüldüğünde $\mathbf{C_2^{-1}KC_2} = \mathbf{K}$ eşitliği gözlemlenebilir. Görev uzayına dönüşüm için (19) ve (20)'de verilen ifadeler (23)'te yerine koyulabilir ve aşağıdaki görev uzayı dinamiği elde edilebilir;

$$\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\ddot{\mathbf{x}} + \dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\boldsymbol{\phi}}\dot{\mathbf{x}} + \left\{\mathbf{C_2^{-1}C_1} + \mathbf{K}\right\}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\dot{\mathbf{x}} + \left\{\mathbf{C_2^{-1}KC_1}\right\}\boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}) = \mathbf{0} \tag{24}$$

Yukarıda (24)'teki terimleri yeniden düzenleyerek kısıtları gerçeklenmesini sağlayan görev uzayı dinamiği aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir;

$$\ddot{\mathbf{x}} + \left\{\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\boldsymbol{\phi}} + \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\mathbf{L_1}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\right\}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{L_2}\boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}) = \mathbf{0} \tag{25}$$

Bu eşitlikte, $\mathbf{L_1} = \mathbf{C_2^{-1}C_1} + \mathbf{K}$ ve $\mathbf{L_2} = \mathbf{C_2^{-1}KC_1}$ içeriğine sahiptir. (25)'te verilen $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}$ terimi $\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}$ matrisinin sağa ağırlıklı yalancı tersini temsil etmektedir.

Yukarıda (25)'te sadeleştirilmiş olarak verilen görev uzayı dinamiği sistemin istenilen kısıtlara yakınsaması için gerekli görev uzayı ivmesini ortaya koymaktadır. Ancak, denetleyicilerin konfigürasyon uzayında olduğu düşünüldüğünde bu dinamiğin ikinci bir dönüşümden daha geçirilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda, (16) ve (17)'de verilen eşitlikler kullanılarak konfigürasyon uzayı dinamiği aşağıdaki şekilde ifade edilebilir;

$$\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}\ddot{\mathbf{q}} + \dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{x}}\dot{\mathbf{q}} + \left\{\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\boldsymbol{\phi}} + \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\mathbf{L_1}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}\right\}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{L_2}\boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q})) = \mathbf{0} \tag{26}$$

(25)'te verilen eşitlik görev uzayındaki kısıtların gerçeklenmesini sağlayan konfigürasyon uzayı dinamiğini temsil etmektedir. Bu denklemdeki terimlerin düzenlenmesiyle ivme denetimli sistem için gerekli olan referans ivme vektörü aşağıdaki gibi bulunabilir;

$$\ddot{\mathbf{q}}^{\mathbf{des}} = -\left\{\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}^{-1}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{x}} + \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{L_3}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}\right\}\dot{\mathbf{q}} - \left\{\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{x}}^{-1}\mathbf{L_2}\right\}\boldsymbol{\phi}(\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q})) \tag{27}$$

Burada, $\mathbf{L_3} = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\boldsymbol{\phi}} + \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}^{\#}\mathbf{L_1}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}}$ içeriğine sahiptir. Sistem üzerinde mevcut bozan etmenlerin uygun bir şekilde kestirilip geri beslenmesi koşulu altında, (27)'de verilen ivme referansı efendi sistem uç elemanının kısıtlanan gezinge üzerinde kalmasını sağlayacaktır. Bu şekilde kısıtlı sistem denetleyici türetimi tamamlanmış olmaktadır. Yinelemeli dairesel yörüngeler içeren kısıtların sisteme uyarlanmasına ait detaylar 6. Bölüm'de sunulmuştur.

5.2. Köle Sistem Referans Takip Denetleyicisi

Kısıtlanmış gezinge üzerinde, operatörün efendi sistemi kullanarak yaptığı serbest hareketin köle sistem tarafından takip edilmesi için ikinci bir denetleyiciye daha ihtiyaç vardır. Bu ikinci denetleyicinin görevi iki sistem hareketini senkronize ederek cerraha uzaktan işlem yapma yeteneğini kazandırmaktır. Denetleyici tasarımındaki hedef, daha önce (12)'de belirtildiği üzere, bozan etmenlerin her iki sistemde de kestirilip telafi edildiği varsayımından yola çıkarak efendi sistem tarafında yaratılan hareket referansını köle sistemin takibi için gerekli olan ivme vektörünü türetmektir. Bütünleşik sistem köle robottan kuvvet geri beslemesi içermediği için türetilen ivmeler sadece köle sistem için referans olacaktır.

Bir önceki kısımda olduğu gibi, denetleyici türetimine efendi ve köle sistemler arasında bir takip hatası tanımlayarak başlayabiliriz. İki sistem hareketi arasındaki muhtelif bir ölçeklendirmeyi de hesaba katarak takip hatası aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\boldsymbol{\varepsilon}_{\mathbf{ms}} = \mathbf{W_1}(\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\beta}\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{s}}) + \mathbf{W_2}(\mathbf{x}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\beta}\mathbf{x}_{\mathbf{s}}) \tag{28}$$

Burada, $\mathbf{W_1} \in \mathbb{R}^{n\times n}$, $\mathbf{W_2} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ ve $\boldsymbol{\beta} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ köşegenel matrislerdir ve sırasıyla hata üzerinde hızın ağırlığını, hata üzerinde pozisyonun ağırlığını ve iki robotun hareketi arasındaki ölçeklendirmeyi temsil etmektedir. Referans takibi esnasında hareketin çerçeve oranını korumak adına bu üç matris $n \times n$ boyutlarındaki birim matrisin ($\mathbf{I_n}$) birer skaler katlaması olarak alınmıştır (örn. $\mathbf{W_1} = w_1\mathbf{I_n}$, $\mathbf{W_2} = w_2\mathbf{I_n}$ ve $\boldsymbol{\beta_1} = \beta_1\mathbf{I_n}$).

Yukarıda, (28) eşitliğinde verilen takip hatası üstel yokolan bir dinamik haline getirilebilirse köle sistemin efendi sistem tarafından yaratılan hareketi kopyalaması mümkün kılınabilir. Matematiksel olarak, bu durum aşağıdaki hata dinamiğinin sağlanmasını gerektirir;

$$\dot{\boldsymbol{\varepsilon}}_{\mathbf{ms}} + \mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\boldsymbol{\varepsilon}_{\mathbf{ms}} = \mathbf{0} \tag{29}$$

Burada, $\mathbf{K}_{\mathbf{ms}} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ takip hatasının sıfıra yakınsama hızını belirleyen kesin artı köşegenel bir matristir. (28)'de verilen içeriğin (29)'da yerine koyulup gerekli düzenlemelerin yapılmasıyla aşağıdaki ifade elde edilebilir;

$$\boldsymbol{\Lambda}_1(\ddot{\mathbf{x}}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\beta}\ddot{\mathbf{x}}_{\mathbf{s}}) + \boldsymbol{\Lambda}_2(\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\beta}\dot{\mathbf{x}}_{\mathbf{s}}) + \boldsymbol{\Lambda}_3(\mathbf{x}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\beta}\mathbf{x}_{\mathbf{s}}) = \mathbf{0} \tag{30}$$

Burada, $\boldsymbol{\Lambda}_1 = \mathbf{W}_1$, $\boldsymbol{\Lambda}_2 = (\mathbf{W}_2 + \mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_1)$ ve $\boldsymbol{\Lambda}_3 = (\mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_2)$ içeriklerine sahiptir. (30)'da verilen ifadede $*_{\mathbf{m}}$ ve $*_{\mathbf{s}}$ alakalı değişkenin efendi ve köle sisteme ait olduğunu belirtmektedir. İncelenen sistemlerin her ikisinde de ölçümler ve tahrikler konfigürasyon uzayında gerçekleştiği için, (16) ve (17)'de verilen ifadeler kullanılarak (30)'daki ifade konfigürasyon uzayı koordinatlarına aşağıdaki şekilde dönüştürülebilir;

$$\begin{gathered}(\boldsymbol{\Lambda}_1\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{m}})\ddot{\mathbf{q}}_{\mathbf{m}} - (\boldsymbol{\Lambda}_1\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}})\ddot{\mathbf{q}}_{\mathbf{s}} + \\ \left(\boldsymbol{\Lambda}_1\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{m}} + \boldsymbol{\Lambda}_2\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{m}}\right)\dot{\mathbf{q}}_{\mathbf{m}} - \left(\boldsymbol{\Lambda}_1\boldsymbol{\beta}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{\Lambda}_2\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}\right)\dot{\mathbf{q}}_{\mathbf{s}} + \\ \boldsymbol{\Lambda}_3\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q}_{\mathbf{m}}) - \boldsymbol{\Lambda}_3\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q}_{\mathbf{s}}) = \mathbf{0}\end{gathered} \tag{31}$$

Daha önce de belirtildiği gibi, köle sistemin efendi sistemi takibi, gerekli ivme referansının, bozan etmenleri telafi edilmiş olan köle sisteme beslenmesiyle elde edilebilir. Bu bağlamda (31)'deki ifade yeniden düzenlenerek aşağıdaki hale getirilebilir;

$$\ddot{\mathbf{q}}_{\mathbf{m}}^{\mathbf{des}} = \boldsymbol{\psi}_1\ddot{\mathbf{q}}_{\mathbf{m}} + \boldsymbol{\psi}_2\dot{\mathbf{q}}_{\mathbf{m}} - \boldsymbol{\psi}_3\dot{\mathbf{q}}_{\mathbf{s}} + \boldsymbol{\psi}_4\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q}_{\mathbf{m}}) - \boldsymbol{\psi}_5\boldsymbol{\mathcal{F}}(\mathbf{q}_{\mathbf{s}}) \tag{32}$$

Burada, $\boldsymbol{\psi}_{\mathbf{k}} \in \mathbb{R}^{n\times n}$ terimlerinin içeriği $k = 1, \ldots, 5$ için aşağıdaki şekilde verilebilir;

$$\begin{gathered}\boldsymbol{\psi}_1 = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{-1}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{m}} \\ \boldsymbol{\psi}_2 = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{-1}\left(\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{m}} + \mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{W}_2\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{m}} + \mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_1\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{m}}\right) \\ \boldsymbol{\psi}_3 = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{-1}\left(\boldsymbol{\beta}\dot{\boldsymbol{\mathcal{J}}}_{\mathbf{s}} + \mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{W}_2\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}} + \mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_1\boldsymbol{\beta}\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}\right) \\ \boldsymbol{\psi}_4 = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{-1}\mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_2 \\ \boldsymbol{\psi}_5 = \boldsymbol{\mathcal{J}}_{\mathbf{s}}^{-1}\boldsymbol{\beta}^{-1}\mathbf{W}_1^{-1}\mathbf{K}_{\mathbf{ms}}\mathbf{W}_2\boldsymbol{\beta}\end{gathered}$$

Yukarıda (32)'de verilen köle sistem ivme vektörü ile köle sistem, efendi sistem tarafında operatörün yaptığı hareketi üstel olarak yokolan bir hata ile takip edebilecektir. Burada altının çizilmesi gereken bir nokta da efendi ve köle sistemler arasındaki iletişimde herhangi bir zaman gecikmesinin olmadığı varsayımıdır. Yukarıda verilen denetleyiciler bu temel varsayım üzerine türetilmiştir. Arada ağ iletişimi gerektiren seviyede uzaktan işlemler için olası zaman gecikmelerine karşı yukarıdaki denetleyiciler değiştirilmelidir.

5.3. Denetleyicilerin Uyarlanması

Yukarıda önerilen metodolojinin ve türetilen denetleyicilerin uyarlanması, her biri 3 serbestlik derecesine sahip doğrusal motorlardan doğrudan tahrikle çalışan ve biri efendi bir diğeri de köle olarak görev alan iki delta robot üzerinde yapılmıştır. Deney platformuna ait detaylar bir sonraki bölümde sunulmuştur. Türetimi yapılan denetleyicilerin uyarlanması için sistem üzerindeki kısıtların doğru bir şekilde tanımlanması gerekmektedir. Yukarıda, 3. Bölüm'de de belirtildiği şekilde, önerilen yöntemin temeli efendi robotun uç elemanının gerçek zamanlı döngünün her anında hesaplanmış olan bir çemberin üzerinde kalma kısıtını öngörmektedir. Bununla beraber, sistemin hareket düzleminin yüksekliğinin de lazer ışınının odaklanmış olduğu bir z^{ref} referans değerinde olması kısıtı hesaba katılarak kısıtlı sistem referans vektörü aşağıdaki gibi verilebilir;

$$\boldsymbol{\phi}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} x^2 + y^2 - r^2 \\ z^{ref} - z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{33}$$

Burada, görev uzayı koordinatları x, y ve z zamana bağlı değişkenlerdir ve z^{ref} referansının sabit bir değer aldığı varsayılmaktadır. Daire yarıçapı r, 3.Bölüm'de anlatılan yöntemle gerçek zaman döngüsü içinde her iterasyon için tekrardan hesaplanmaktadır. Yukarıdaki belirtilen şekilde bir kısıtlı sistem referansı için kısıtlarla ilişkili jakobi aşağıdaki gibi verilebilir;

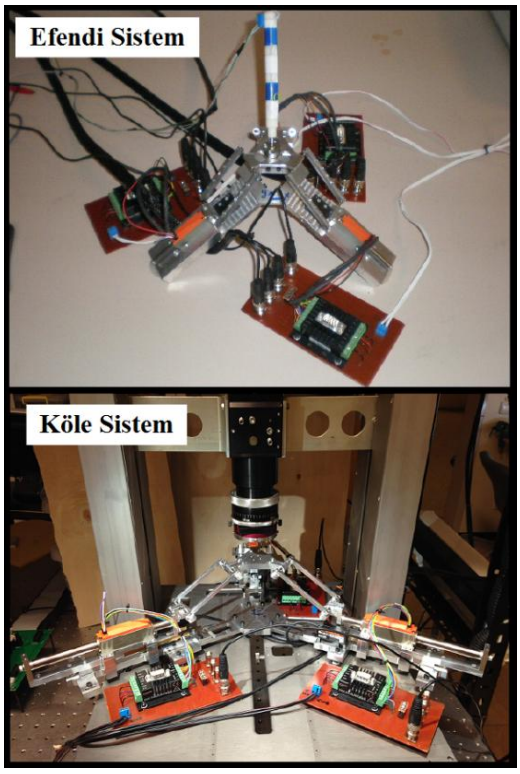
$$\boldsymbol{\mathcal{J}}_{\boldsymbol{\phi}} = \begin{bmatrix} 2x & 2y & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{34}$$

6. Deneyler

6.1. Deney Düzeneği

Bu çalışma kapsamında doğrusal tahrikle çalışan iki paralel delta robot görece uzaktan gezinge kısıtlı hareket denetiminin uyarlanması için kullanılmıştır. Robotların her ikisi de Faulhaber marka LM serisi doğrusal motorlar içermekte ve dişli kutusu bulundurmamaktadır. Kinematik olarak efendi robot keops yapısına sahipken köle robot yatay yapıya sahiptir. Efendi ve köle robotlar için kinematik olarak farklı yapıların varoluşu senkronizasyon problemini daha da güç hale getirmektedir. Ancak önerilen metodun geçerliliğini göstermek adına bu çalışma çerçevesinde özellikle böylesi karmaşık bir sistem tercih edilmiştir.

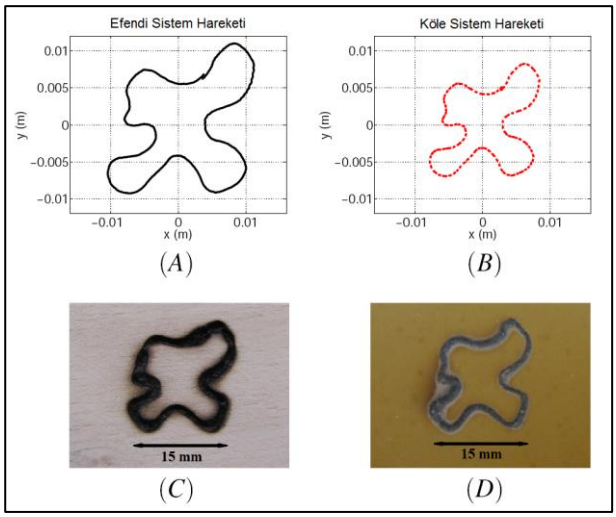
Uygulama aşamasında, köle robot 20 Watt güçle çalışan bir fiber lazerin altına yerleştirilmiş ve uç elemanı lazerin odak noktasına gelecek şekilde yüksekliği ayarlanmıştır. Deney düzeneğinin bir resmi aşağıda Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Deney Düzeneği.

6.2. Deney Sonuçları

Yukarıda açıklanan platform kullanılarak deneyler yapılmış ve sonuçları sunulmuştur. Bu bağlamda biri ahşap bir diğeri de plastik olmak üzere iki farklı materyalin lazerle kesimi yapılmıştır. Deneylerde efendi ve köle robotlar arasındaki ölçeklendirme oranı %75 olarak alınmıştır ve efendi robot hareketi 0.75 oranında ölçeklendirilmiştir (örn. $\boldsymbol{\beta} = 0.75 \times \mathbf{I_3}$). Efendi ve köle sistemlerin takip cevapları sırasıyla Şekil 4-(A) ve Şekil 4-(B)'de gösterilmiştir. Lazer kesimi yapılan ahşap ve plastik de Şekil 4-(C) ve Şekil 4-(D)'de gösterilmiştir.



Şekil 4: Deney Sonuçları. Efendi Sistem Cevabı (A), Köle Sistem Cevabı (B), Ahşap Materyal Lazer Kesim Cevabı (C), Plastik Materyal Lazer Kesim Cevabı (D)

7. Sonuçlar

Bu çalışmada yeni bir metod önerilmiş ve robotik bir sistem yardımıyla uzaktan lazer ameliyatını mümkün kılan bir yapı sunulmuştur. Önerilen yöntem, operasyonu yapan cerraha, lazerle kesilecek gezingeye ait sanal kısıtlar yaratarak yardımcı olmaktadır. Bu yöntem ile sanal kısıt üzerinde serbest hareket mümkün kılınırken operatörün kısıtlı gezinge dışına çıkması engellenmektedir. Yöntemin pratikte uygulama bulmasıyla, hasta vücudu üzerinde önceden belirlenen bir çevritin uzaktan lazer cerrahi kesiminde yüksek hassasiyete ulaşılmış ve operatör tarafından gezinge üzerinde kesim derinliği ayarlanarak ameliyat başarı oranları yükseltilmiş olacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma, Tübitak 111M359 ve 110M425 kodlu projelerden ve Tübitak-Bideb'den alınan finansal destek ve Kончar Elektronik Endüstrisi firmasından alınan GRAB, ZZT ve RTOS yazılım destekleriyle gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

[1] T. Masuzawa, "State of the art of micromachining", CIRP Annals Manufacturing Technology, vol. 49, no. 2, pp. 473–488, 2000.

[2] Y. Qin, A. Brockett, Y. Ma, A. Razali, J. Zhao, C. Harrison, W. Pan, X. Dai, and D. Loziak, "Micro-manufacturing: research, technology outcomes and development issues", The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, vol. 47, no. 9-12, pp. 821–837, 2010.

[3] N. Bloembergen, "Laser-material interactions; fundamentals and applications", in Laser ablation: mechanisms and applications II. American Institute of Physics, 1993, pp. 3–10.

[4] G. Ho, W. S. Ng, M. Y. Teo, C.-K. Kwoh, and W. S. Cheng, "Computer-assisted transurethral laser resection of the prostate (calrp): theoretical and experimental motion plan", Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol. 48, no. 10, pp. 1125–1133, 2001.

[5] H. Monnich, D. Stein, J. Raczkowsky, and H. Worn, "An automatic and complete self-calibration method for robotic guided laser ablation", in Robotics and Automation (ICRA), 2010 IEEE International Conference on. IEEE, 2010, pp. 1086–1087.

[6] R. Cernat, C. Matei, L. Olteanu, C. Riviere, and D. Dumitras, "Acoustooptic compensation of tremor for use in a handheld laser microsurgical instrument," in Engineering in Medicine and Biology Society, 2006. EMBS'06. 28th Annual International Conference of the IEEE. IEEE, 2006, pp. 3862–3864.

[7] J. W. Motkoski, F. W. Yang, S. H. Lwu, and G. R. Sutherland, "Toward robot-assisted neurosurgical lasers," Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol. 60, no. 4, pp. 892–898, 2013.

[8] V. Franc¸oise, A. Sahbani, and G. Morel, "A comanipulation device for orthopedic surgery that generates geometrical constraints with real-time registration on moving bones," in Robotics and Biomimetics (ROBIO), 2011 IEEE International Conference on. IEEE, 2011, pp. 38–43.

[9] L. S. Mattos, G. Dagnino, G. Becattini, M. Dellepiane, and D. G. Caldwell, "A virtual scalpel system for computer-assisted laser microsurgery," in Intelligent Robots and Systems (IROS), 2011 IEEE/RSJ International Conference on. IEEE, 2011, pp. 1359–1365.

[10] D. Kim, H. Owada, N. Hata, and T. Dohi, "An er: Yag laser bone cutting manipulator for precise rotational acetabular osteotomy," in Engineering in Medicine and Biology Society, 2004. IEMBS'04. 26th Annual International Conference of the IEEE, vol. 1. IEEE, 2004, pp. 2750–2753.

[11] E. A. Baran, E. Golubovic, T. E. Kurt, and A. Sabanovic, "Constant velocity control of a miniature pantograph with image based trajectory generation," in 9th Asian Control Conference (ASCC), 2013. IEEE, 2013, pp. 1–6.

[12] J. Canny, "A computational approach to edge detection," Pattern Analysis and Machine Intelligence, IEEE Transactions on, no. 6, pp. 679–698, 1986.

[13] K. Ohnishi, M. Shibata, and T. Murakami, "Motion control for advanced mechatronics," Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol. 1, no. 1, pp. 56–67, 1996.

12 Eylül 2014 CUMA

4. OTURUM SAAT 15^{30}-17^{30}

B15 – Yapay Sinir Ağları İle Modelleme

12 Eylül 2014 Cuma – 4. Oturum (As Kaynak Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Raşit KÖKER (Sakarya Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Selami BEYHAN (Pamukkale Üniversitesi)

İki Tekerlekli Kendini Dengeleyebilen Bir Araç İçin Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık Tabanlı Kontrolcü Tasarımı (Bildiri No : 26)

Muhammed Arif ŞEN (Selçuk Üniversitesi)
Mete KALYONCU (Selçuk Üniversitesi)
Mustafa TINKIR (Necmettin Erbakan Üniversitesi)

Eşitsizlik Kısıtlı GKF ile Dinamik YSA Kararlılaştırma ve Çevrimiçi Sistem Tanılama (Bildiri No : 31)

Erdem DİLMEN (Pamukkale Üniversitesi)
Selami BEYHAN (Pamukkale Üniversitesi)

Helikopterler için Kalman Modifikasyonu ile Yapay Sinir Ağı Uyarlamalı Kontrolcü Tasarımı (Bildiri No : 88)

Merve OKATAN (ODTÜ)
İlkay YAVRUCUK (ODTÜ)

Yankı Durumu Ağları ile Zaman Serilerinin Modellenmesi (Bildiri No : 193)

Selin YAMAN (İTÜ- Yıldız Teknik Üniversitesi)
Aydoğan ERSÖZ (İTÜ)
Engin YEŞİL (İTÜ)
İlker ÜSTOĞLU (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Galvanometrik Sistemin Lazerle Yüksek Hassasiyette İşaretleme için Yapay Sinir Ağı Tabanlı Modellenmesi (Bildiri No : 224)

Zhneishbek ZHAKYPOV (Sabancı Üniversitesi)
Edin GOLUBOVIC (Sabancı Üniversitesi)
Ahmet Özcan NERGİZ (Sabancı Üniversitesi)
Asif SABANOVIC (Sabancı Üniversitesi)

İki Tekerlekli Kendini Dengeleyebilen Bir Araç İçin Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık Tabanlı Kontrolcü Tasarımı

Muhammed Arif Şen[1], *Mete Kalyoncu*[2], *Mustafa Tınkır*[3]

[1, 2]Makine Mühendisliği Bölümü
Selçuk Üniversitesi, Konya
marifsen@selcuk.edu.tr, mkalyoncu@selcuk.edu.tr

[3]Makine Mühendisliği Bölümü
Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya
mtınkır@konya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, iki tekerlekli kendi kendini dengeleyebilen bir araç için yapay sinir ağı ve bulanık mantık tabanlı (YSA+BM) kontrolcü tasarlanmıştır. Sistemin durum uzay modeli ve LQR (Linear Quadratic Regülatör) kontrolcüsü elde edilmiştir. LQR kontrol cevabını iyileştirmek amacıyla LQR kontrol verileri Matlab/ANFIS (Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System) ortamında eğitilerek YSA+BM kontrolcü tasarlanmıştır. Kontrolcülerin, sistemin kendi kendini dengede tutarak arzu edilen bir yörüngede hareketinin kontrolündeki performansları karşılaştırılmıştır. Elde edilen benzetim sonuçlarından, Matlab/ANFIS ortamında yapılan eğitimler sonucunda elde edilen YSA+BM kontrolcünün, LQR kontrolcüye göre sistemin denge ve konum kontrolünde iyileşme sağladığı ve referans yörünge takibinde de daha iyi bir performans gösterdiği anlaşılmıştır.

1. Giriş

İki tekerlekli kendini dengeleyebilen araçlar 2000'li yılların başlarında literatüre girmiş ve son yıllarda gelişerek popülerliğini artırmıştır. İnsan ve yük taşıma amacıyla otomotiv sektörüne hitap etmesinin yanı sıra; doğrusal olmayan yapısı nedeniyle yaygın kontrol teorilerinden olan, ters sarkaç modeli temelinde geliştirilen birçok robotik çalışmayla da akademik çevrelerin ilgi odağı olmuştur.

Robot teknolojisi ile otomotiv sektörü arasındaki etkileşimin açık örneklerinden biri olan bu sistemler üzerine yürütülen akademik çalışmaların başarılı sonuçlar vermesi; iki tekerlekli, elektrik ile çalışan, kendi kendini dengeleyebilen kişisel ulaşım araçlarının üretilmesinin önünü açmıştır. Bu araçların ticarileşmesiyle dünya çapında ciddi bir sektör oluşmuştur (Sekil 1).

Bu araçlar; yüksek manevra kabiliyetleri, sıfır dönüş yarıçapları ve hızlı tepki cevabına sahip olmaları nedeniyle güvenli ve etkin bir ulaşım sağlayabilmektedirler.

Mekatronik bir sistem olarak önemli bir teknolojiye sahip bu araçlar; kullanıcıya güvenli ve konforlu bir ulaşım sunmanın yanı sıra çevrede duyarlıdırlar. Gelecekte, insanın duruş pozisyonunu, bir robotik sistem üzerinde kontrollü olarak gerçekleştirmeye yönelik çalışmalar başarılı sonuçlar verdikçe, bu tür araçlar ve insansı robotlar yaygınlaşacaktır.



Şekil 1: SEGWAY

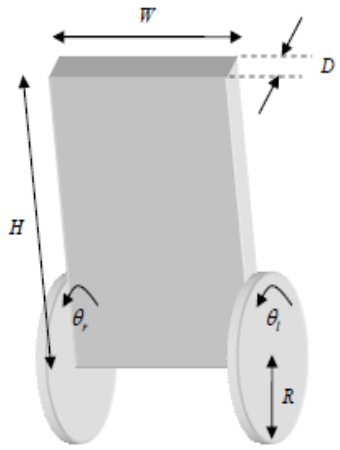
Sistemin yapısal olarak çözülmesi gereken kararlılık sorununun olması, üzerinde birçok kontrol çalışmasının yapılmasını da beraberinde getirmiştir.

İki tekerlekli kendi kendini dengeleyebilen sistemler robotik mobil platformlar [1, 2, 5, 6, 8, 9] ve elektrikli taşıyıcılar/araçlar [3, 4, 7] olarak iki başlıkta incelenebilir. Matematiksel model elde etmek için çoğunlukla Lagrange metodu [5, 8] ve Newton Yasası [6] kullanılmıştır. Matematiksel modellemede genellikle; sistemin kararlı hale getirilmesi gereken yunuslama (denge) dinamiği üzerinde durulmasının yanı sıra, [1, 9] gibi çalışmalarda dairesel hareket dinamiği üzerinde de durulmuştur. Sistemin kontrolü için çoğunlukla PID [2, 7] ve LQR kontrolcü [5, 8, 7] kullanılmıştır. Sistemin denge kontrolünün yanı sıra konum kontrolünün de sağlanması gerekmektedir, bu sebeple birden fazla durum değişkenini birlikte kontrol edebilen LQR kontrolcü, PID kontrolcüye kıyasla bu sistemde daha iyi performans göstermiştir [7].

Bulanık mantık [10] ve adaptif sinir ağı tabanlı kontrolcü [11] çalışmaları da mevcuttur. Genellikle ivmeölçer ve enkoder kullanılarak mikro denetçiler üzerinden deneysel çalışmalar da yapılmıştır [2, 6]. Sistemin benzetiminde Matlab/Simulink yazılımı yaygın olarak kullanılmıştır [8].

2. Sistemin Modellenmesi

İki tekerlekli kendi kendini dengeleyebilen bir aracın fiziksel modeli Şekil 2'de verilmiştir. Tablo 1'de sistemin fiziksel parametreleri ve seçilen DC motorun (12V-350rpm) parametreleri verilmiştir.

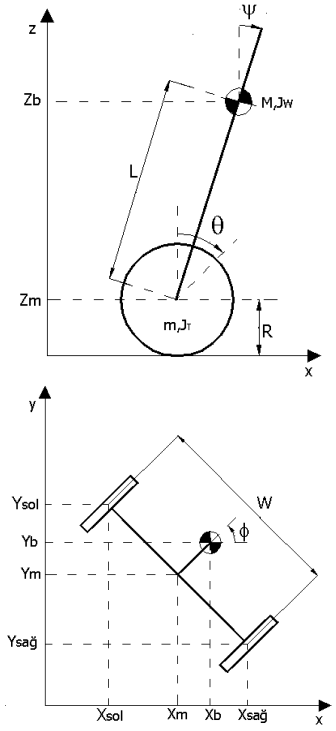


Şekil 2: İki tekerlekli araç modeli

Tablo 1: Sisteme ait parametreler

Sembolü - Değeri	Açıklama - Birimi
g = 9.81	Yer çekimi sabiti [m / sn ^{2}]
m = 0.022	Tekerlek ağırlığı [kg]
R = 0.045	Tekerlek yarı çapı [m]
$J_T = mR^2/2$	Tekerlek atalet momenti[kgm^2]
M = 3	Toplam ağırlık [kg]
W = 0.18	Model genişlik [m]
D = 0.1	Model derinlik [m]
H =0.3	Model boy [m]
L = H/2	Teker ile gövde merkezi arası mesafe [m]
$J_\psi = ML^2/3$	Yunuslama atalet momenti [kgm^2]
$J_\phi = MW^2 + D^2)/12$	Dönüş atalet momenti [kgm^2]
Jm=0.0001	Dc motor atalet momenti [kgm^2]
n=29	Çevrim oranı
Rm = 10	DC Motor direnci [ohm]
Kb = 5.3	DC Motor EMF sabiti [V.sn / rad]
Kt = 0.646	DC Motor tork sabiti [Nm/A]
f_m = 0.0025	Gövde ile DC motor arasındaki sürt. kats.
f_w = 0.001	Tekerlek ile zemin arasındaki sürt. kats.

Sistemin yandan ve üstten görünüşü Şekil 3'de sunulmuş, sistemin durum değişkenleri ve koordinatları belirtilmiştir. Sistemin, doğrusal ve dairesel (dönüş) hareket yapabileceği kabul edilerek, matematiksel modeli elde edilmiştir.



Şekil 3: Sistemin yandan ve üsten görünüşü

Şekil 3'de görülen koordinat sisteminde;

θ ; Sol ve sağ teker açılarının ortalaması,
ψ ; Denge açısı (yunuslama/pitch),
ϕ ; Dönüş açısı (yaw) 'dır.

Sisteme ait açılar ve koordinatlar;

$$(\theta, \phi) = \left[\frac{1}{2}(\theta_{sol} + \theta_{sağ}),\ \frac{R}{W}(\theta_{sol} - \theta_{sağ})\right] \quad (1)$$

$$(x_m, y_m, z_m) = \left[\int \dot{x}_m\, dt,\ \int \dot{y}_m\, dt,\ R\right] \quad (2)$$

$$(\dot{x}_m, \dot{y}_m) = (R\,\dot{\theta}\cos\phi, R\,\dot{\theta}\sin\phi) \quad (3)$$

$$(x_{sol}, y_{sol}, z_{sol}) = \left[x_m - \frac{W}{2}\sin\phi,\ y_m + \frac{W}{2}\cos\phi,\ z_m\right] \quad (4)$$

$$(x_{sağ}, y_{sağ}, z_{sağ}) = \left[x_m + \frac{W}{2}\sin\phi,\ y_m - \frac{W}{2}\cos\phi,\ z_m\right] \quad (5)$$

$$(x_b, y_b, z_b) = [x_m + L\sin\psi\cos\phi,\ y_m + L\cos\psi\sin\phi,\ z_m + L\cos\psi\,] \quad (6)$$

Sisteme ait kinetik ve potansiyel enerjiler aşağıdaki gibidir.

$$T_1 = \frac{1}{2}m\left[(\dot{x}_{sol})^2 + (\dot{y}_{sol})^2 + (\dot{z}_{sol})^2\right] + \frac{1}{2}m\left[(\dot{x}_{sağ})^2 + (\dot{y}_{sağ})^2 + (\dot{z}_{sağ})^2\right] + \frac{1}{2}m\left[(\dot{x}_b)^2 + (\dot{y}_b)^2 + (\dot{z}_b)^2\right] \quad (7)$$

$$T_2 = \frac{1}{2} J_T (\dot{\theta}_{sol})^2 + \frac{1}{2} J_T (\dot{\theta}_{sağ})^2 + \frac{1}{2} J_\psi (\dot{\psi})^2 + \frac{1}{2} J_\phi (\dot{\phi})^2 + \frac{1}{2} n^2 J_m (\dot{\theta}_{sol} - \dot{\psi})^2 + \frac{1}{2} n^2 J_m (\dot{\theta}_{sag} - \dot{\psi})^2 \quad (8)$$

$$U = m g z_{sol} + m g z_{sağ} + m g z_b \quad (9)$$

T_1 ; sistemin doğrusal (ileri-geri) hareketinin kinetik enerjisi (7), T_2; sistemin dairesel (sağa/sola dönüş) hareketinin kinetik enerjisi (8), U ; sistemin potansiyel enerjisidir (9). L ; sisteme ait Lagrange değişkeni, q ; genelleştirilmiş koordinat, F ; genelleştirilmiş kuvvetler olmak üzere çözülmüştür (10).

$$q = [\theta \quad \psi \quad \phi], \; F = [F_\theta \; F_\psi \; F_\phi], \; L = T_1 + T_2 - U$$
$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}}\right) - \frac{\partial L}{\partial q} = F \quad (10)$$

Genelleştirilmiş kuvvetler, DC motor voltajına bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_\theta = \alpha (v_{sol} + v_{sağ}) - 2(\beta + f_w)\dot{\theta} + 2\beta\dot{\psi} \quad (11)$$

$$F_\psi = -\alpha (v_{sol} + v_{sağ}) + 2\beta\dot{\theta} - 2\beta\dot{\psi} \quad (12)$$

$$F_\phi = \frac{W}{2R}\alpha (v_{sol} - v_{sağ}) - \frac{W^2}{2R^2}(\beta + f_w)\dot{\phi} \quad (13)$$

$$\alpha = \frac{n K_t}{R_m}, \qquad \beta = \frac{n K_t K_b}{R_m} + f_m \quad (14)$$

$\psi \cong 0 \Rightarrow \sin\psi \cong \psi, \cos\psi \cong 1, \dot{\psi} \cong 0$ yerlerine koyularak sisteme ait doğrusal hareket denklemleri elde edilmiştir.

$$F_\theta = \left[(2m + M)R^2 + 2J_T + 2n^2 J_m\right]\ddot{\theta} + (MLR - 2n^2 J_m)\ddot{\psi} \quad (15)$$

$$F_\psi = (MLR - 2n^2 J_m)\ddot{\theta} + (ML^2 + J_\psi + 2n^2 J_m)\ddot{\psi} - MgL\psi \quad (16)$$

$$F_\phi = \left[\frac{1}{2} m W^2 + J_\phi + \frac{W^2}{2R^2}(J_T + n^2 J_m)\right]\ddot{\phi} \quad (17)$$

Hareket denklemlerinden sistemin durum uzay modeli (21),

$$x = \left[\theta \quad \psi \quad \dot{\theta} \quad \dot{\psi} \quad \phi \quad \dot{\phi}\right]^T \quad (18)$$

$$y = \left[\theta \quad \psi \quad \dot{\theta} \quad \dot{\psi} \quad \phi \quad x_m \quad y_m\right]^T \quad (19)$$

$$u = \left[v_{sol} \quad v_{sağ}\right]^T \quad (20)$$

$$\dot{x} = Ax + Bx$$
$$y = Cx + Du \quad (21)$$

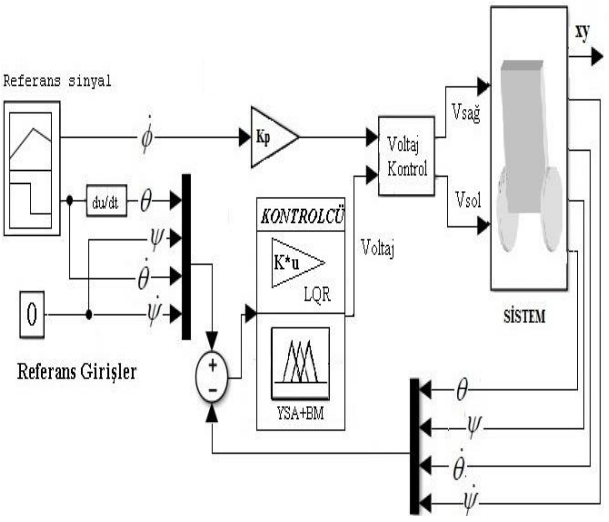
olarak tanımlanmıştır.

3. Kontrolcü Tasarımı

Sistemin kapalı çevrim kontrolü için Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık Tabanlı (YSA+BM) kontrolcü tasarlanmış ve performansı LQR kontrolcüsü ile karşılaştırılmıştır. Öngörülen bir yörüngede hareketi sağlamaya yönelik belirlenen referans sinyallere ($\dot{\theta}$, $\dot{\phi}$) karşın, sol ve sağ motor için gerekli voltaj değerleri üretilerek, sisteme girilmiştir.

Kontrolcü geliştirilirken temel amaç, sistemin kendi kendini dengede tutarak (yunuslama açısının ve türevinin sıfır olması) xy düzleminde hareket etmesidir. Ayrıca çıkışların, referans giriş değerlerine uygunluğu da önemli bir kontrolcü tasarım kriteri olarak ele alınmıştır.

Sistemin x ekseni boyunca doğrusal hareketinin kapalı çevrim kontrolü için tasarlanan kontrolcüler kullanılmıştır. Dairesel hareket kontrolü ise sabit bir kazanç katsayısı (K_P=10.8) ile açık çevrim kontrol olarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4. Sistemin Matlab/Simulink kontrol blok şeması

Şekil 4 'de sistemin Matlab/Simulink ortamında kontrol blok şeması oluşturmuştur. Referans girişler; denge konumu (ψ) ve türevi ($\dot{\psi}$)sabit sıfır olarak, tekerlerin ortalama açısal hızı ($\dot{\theta}$) ve sistemin dönüş açısal hızı ($\dot{\phi}$) bir sinyal şeklinde girilmiştir. Bu referans sinyaller sistemin, belli bir süre düz gittikten sonra çeyrek daire dönmesi ve düz devam ederek durmasını şeklinde bir hareketi gerçekleştirebileceği şekilde belirlenmiştir.

3.1. LQR Kontrolcü Tasarımı

LQR, $\dot{x} = Ax + Bu$ şeklinde ifade edilen bir sisteme $u=Fx$ formunda, durum geri beslemeli denetimi amacı ile tasarlanır. "F" in değeri geçici durum cevabı ile denetim başarısı arasındaki dengeyi kurmaya dayanır. Optimal kontrol yaklaşımında bu denge durumu performans indeksi veya amaç fonksiyonu ile tanımlanır ve bu indeksi (J) minimize edecek $u=Fx$ aranır.

Performans indeksinin genel hali aşağıdaki gibidir.

$$J = \int_0^{\infty} \left[x^T Q x + u^T R u \right] dt \tag{22}$$

LQR metodu kullanılarak sistemin kontrolü için gerekli geri besleme kazanç sabit matrisi (K) hesaplanmıştır. Referans girişlerin sistemin cevabıyla uygunluğu ve durum değişkenlerinin sistemin kontrolü üzerinde birbirlerine göre ağırlıkları dikkate alınarak, Q ve R matrisleri kontrol kriterlerini sağlayamaya yönelik aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 4x10^4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2x10^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 4x10^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2x10^1 \end{bmatrix} \tag{23}$$

$$R = \begin{bmatrix} 10^3 & 0 \\ 0 & 10^3 \end{bmatrix} \tag{24}$$

K=LQR (A, B, Q, R)

LQR kontrolcü kazançları sabitleri,

K=[-4.4721, -366.5127, -12.0479, -53.1103]
olarak hesaplanmıştır.

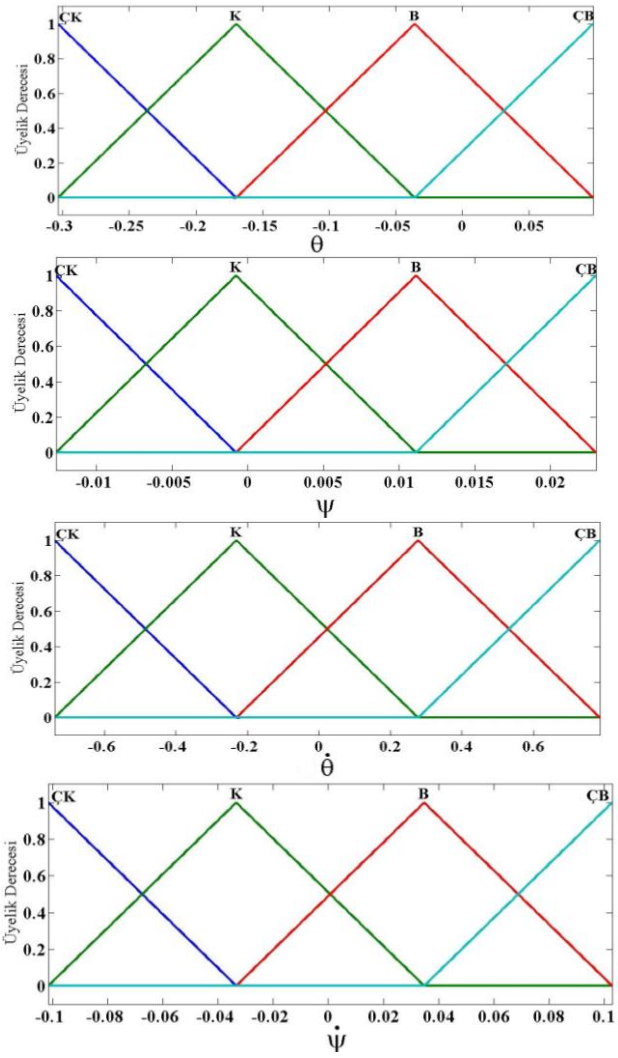
3.2. Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık Tabanlı (YSA+BM) Kontrolcü Tasarımı

Matlab/ANFIS öğrenme algoritması, en küçük kareler yöntemi ile geri yayılmalı öğrenme algoritmasının bir arada kullanılmasından oluşan melez öğrenme algoritmasıdır. Açık olarak uyarlamalı ağlara dayanan bulanık çıkarım sistemi veya uyarlamalı sinirsel bulanık çıkarım sistemi anlamına gelen ANFIS kullanılarak bir bulanık mantık denetim sistemi, tepeden tırnağa, sırf giriş ve çıkış verileri eğitilmesi ile çok kısa sürede tasarlanabilir. Sinirsel bulanık sistemler, yapay sinir ağlarının paralel hesaplayabilme ve öğrenme kabiliyeti ile bulanık mantığın uzman bilgisini kullanarak sonuçlar çıkarabilme özelliklerinin birleşiminden oluşur. Sonuç olarak sinirsel bulanık sistemler sayesinde yapay sinir ağları daha anlaşılır hale gelir [12,13].

Bulanık mantık üyelik fonksiyonlarının ve kuralların elle tanımlanması uzun zaman alabilir. Ayrıca kurulan üyelik fonksiyonları ve oluşturulan kural tabanı sistemi tam olarak tanımlanamayabilir. Bu nedenle daha hızlı ve verimli bir kontrol elde etmek için, belli girişlere karşın sistemin verdiği tepki biliniyorsa, bir başka deyişle sistemin fiziksel yapısı ve dinamiği hakkında elde yeterli ve sağlıklı veriler varsa, ANFIS sistemi kullanılarak tüm denetçinin programlanması otomatikleştirilebilir.

Sistemin LQR kontrolcü cevap verileri Matlab/ANFIS ortamında yapay sinir ağı tabanlı eğitilmiştir. Girişlerin her birinin 4 adet üyelik fonksiyonu ve çıkışın ise lineer katsayı indeksi şekilde oluştuğu, dört giriş ve bir çıkış SUGENO tipi bulanık mantık (Fuzzy Logic) kontrolcü elde edilmiştir.

Yapay Sinir Ağı ve Bulanık Mantık Tabanlı (YSA+BM) kontrolcü giriş üyelik fonksiyonları (Şekil 5) ve kurallara göre kontrolcü çıkış (u) katsayı indeksi (Şekil 6) aşağıda sunulmuştur.



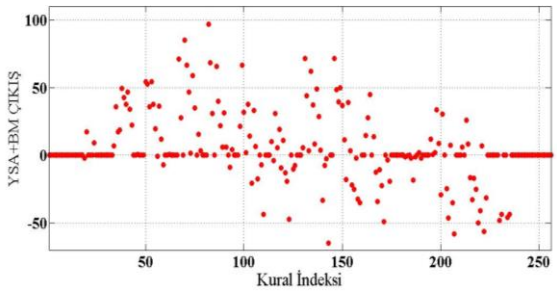
Şekil 5. YSA+BM giriş üyelik fonksiyonları

Sistem girişlerini ve çıkışını koşul cümleleriyle birbirine bağlayan 256 adet bulanık mantık kuralı aşağıdaki gibi oluşmuştur.

1. Eğer (θ -ÇK) ve (ψ -ÇK) ve ($\dot{\theta}$ -ÇK) ve ($\dot{\psi}$ -ÇK) ise (Çıkış mf1)
2. Eğer (θ -ÇK) ve (ψ -ÇK) ve ($\dot{\theta}$ -ÇK) ve ($\dot{\psi}$ -K) ise (Çıkış mf2)
3. Eğer (θ -ÇK) ve (ψ -ÇK) ve ($\dot{\theta}$ -ÇK) ve ($\dot{\psi}$ -B) ise (Çıkış mf3)

   ……..
   ……..

252. Eğer (θ -ÇB) ve (ψ -ÇB) ve ($\dot{\theta}$ -ÇB) ve ($\dot{\psi}$ -K) ise (Çıkış mf252)
253. Eğer (θ -ÇB) ve (ψ -ÇB) ve ($\dot{\theta}$ -ÇB) ve ($\dot{\psi}$ -B) ise (Çıkış mf253)
254. Eğer (θ -ÇB) ve (ψ -ÇB) ve ($\dot{\theta}$ -ÇB) ve ($\dot{\psi}$ -ÇB) ise (Çıkış mf254)

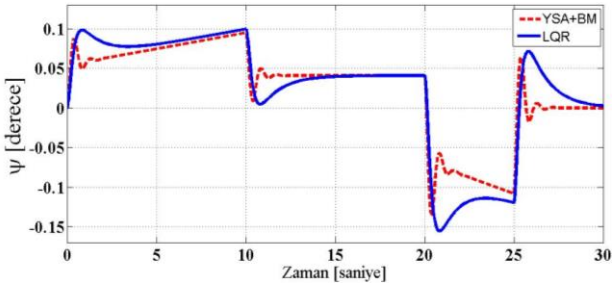


Şekil 6. Bulanık mantık çıkış (u) katsayı indeksi

4. Sonuçlar

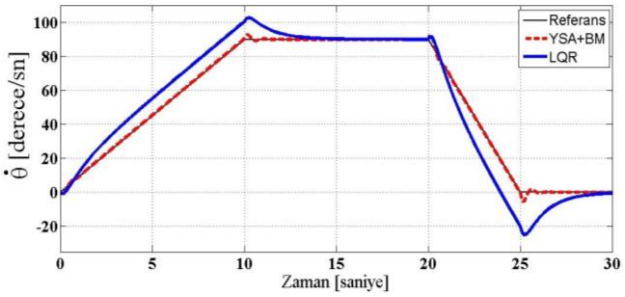
Kontrolcülerin sistemin kontrolü üzerini etkilerini değerlendirmek amacıyla Matlab/Simulink ortamında oluşturulan kontrol bloğu (Şekil 4), 30 saniye süreyle simüle edilmiştir. Tasarlanan LQR ve YSA+BM kontrolcülerinin, birbirlerine ve referans değerlere göre performansları karşılaştırılarak, sonuçlar grafikler şeklinde sunulmuştur.

Sistemin denge konumunun zamana göre değişim grafiğine (Şekil 7) bakıldığında; sistemin harekete başladığı anda, dönmeye başladığı ve tekrar doğrusal harekete geçtiği (10. ve 20. saniye) anlarda ani ivme değişikliği nedeniyle sistemin denge noktasından sapmalar gösterdiği ancak kendi kendini dengeleyerek kararlı bir şekilde hareketini sürdürdüğü görülmektedir. Kontrolcülerin geçici durum cevapları değerlendirildiğinde; YSA+BM kontrol, LQR kontrole göre denge noktasından daha az sapmalar göstererek, maksimum aşma düzeyinin azalmasını sağlamıştır. Ayrıca yükselme ve yerleşme zamanları açısından YSA+BM kontrol daha kısa sürede ve daha karalı bir cevap vermiştir. Sistemin kendi kendini dengeleme karalılığını sağlamasında, yani yunuslama açısının (ψ) kontrolünde; LQR kontrol verilerinin yapay sinir ağı tabanlı eğitilmesi sonucu elde edilen YSA+BM kontrolcünün, LQR kontrolcü performansı üzerinde olumlu etki göstererek sistemin kontrolünü iyileştirdiği ve sistemin daha karalı bir hareket gerçekleştirmesini sağladığı anlaşılmıştır.

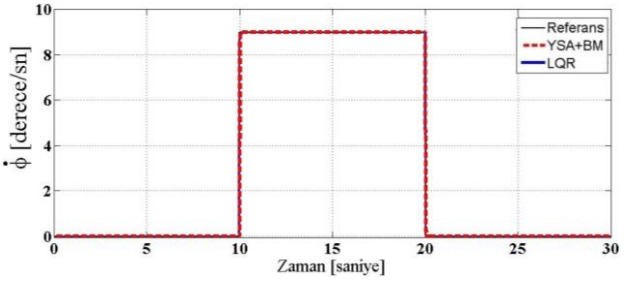


Şekil 7.Kontrolcülerin denge konumu (ψ) cevapları

Sistemin, referans sinyallere (θ, ϕ) karşın, LQR ve YSA+BM kontrolcü cevapları aşağıda verilmiştir. Şekil 8'de görüldüğü üzere YSA+BM kontrolcü cevabı LQR cevaplarına göre referans girişe daha yakın gerçekleşmiştir. Sistemin dairesel hareket kontrolü, iki kontrolcüde de K_P kazanç sabiti ile açık çevrim sağlanmıştır. Bu nedenle kontrolcülerin dönüş açısal hız cevapları, beklendiği şekilde birebir aynı ve referans girişi sağlayacak şekilde gelişmiştir (Şekil 9).

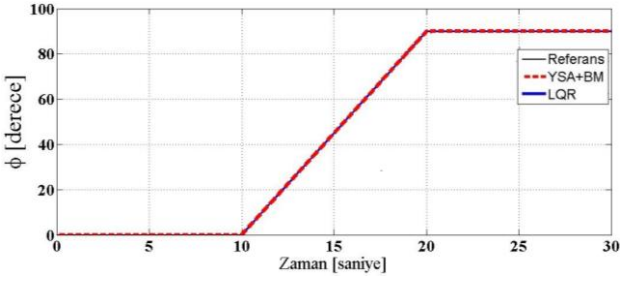


Şekil 8. Kontrolcülerin $\dot{\theta}$ referans giriş cevapları



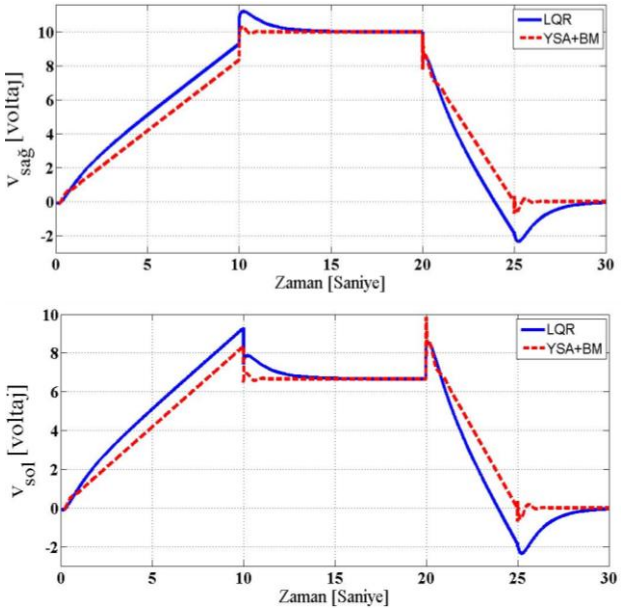
Şekil 9. Kontrolcülerin $\dot{\phi}$ referans giriş cevapları

Sistemin dairesel hareket durum değişkenlerinden dönüş açısının (ϕ) zamana göre değişim grafiği Şekil 10'da verilmiştir. Grafikte, sistemin doğrusal hareket ederken 90^0 derece döndüğü ve tekrar düz devam etiği görülmektedir. Açısal hız cevaplarına benzer şeklide kontrolcülerin açısal konum cevapları da birebir aynı gerçekleşmiştir.



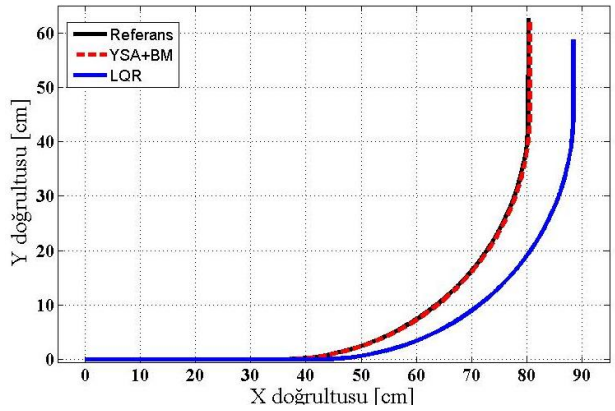
Şekil 10. Kontrolcülerin dönüş açısı (ϕ) cevapları

Kontrolcü çıkışı (voltaj) her iki motora da pozitif olarak; sistemin dönüş referans sinyal değeri, dönüş yönüne göre motorlara pozitif veya negatif olarak verilmekte ve sistemin dönüş hareketi sağlanmaktadır. Sağ ve sol motor voltaj grafikleri Şekil 11'de verilmiştir.



Şekil 11. Kontrolcülerin sağ ve sol motor voltaj çıkışları

Sistemin xy düzleminde gerçekleşen konum grafiği Şekil 12'de görülmektedir. Referans yörüngeye göre kontrolcülerin cevapları karşılaştırıldığında; LQR kontrolcü dönüşte referanstan sapma gösterirken, YSA+BM kontrolcü referans yörüngeyi takip etmiştir.



Şekil 12. Sistemin xy Düzlemindeki Hareketi

İki tekerlekli kendi kendini dengeleyen bir aracın, LQR kontrol verilerinin ANFIS ortamında yapay sinir ağı tabanlı eğitilmesi ile elde edilen YSA+BM kontrolcünün, sistemin denge ve konum kontrolünde iyileşme göstererek kontrol kriterlerini sağlanmada daha başarılı olduğu anlaşılmıştır. Benzer şekilde, dinamiği hakkında yeterli bilgi sahibi olunan bir sistemin, LQR kontrol verilerinin ANFIS ortamında eğitilmesiyle, uzmanlık bilgisi gerektirmeden daha kısa sürede, Bulanık Mantık kontrolcü tasarımı yapılabileceği ve mevcut LQR kontrolcüye kıyasla sistemin kontrolünde iyileşme sağlanabileceği sonucuna varılmıştır.

Kaynakça

[1] F. Grasser, A. D'arrigo, S. Colombi and A. Rufer, 2002, *"Joe: A Mobile, Inverted Pendulum",* IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, pp. 107-114.

[2] J. Li, X. Gao, Q. Huang, Q. Du and X. Duan, 2007, *"Mechanical Design and Dynamic Modeling of a Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot"*, Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics, August 18, 2007, pp. 1614 Jinan, China

[3] J. B. Morrell and D. Field, 2007, *"Design of a Closed Loop Controller for a Two Wheeled Balancing Transporter"*, Proceedings of the 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, 2007, pp. 4059-4064, San Diego, USA.

[4] W. Zhou, 2008, *"Platform for Ergonomic Steering Methods Ġnvestigation of "Segway-Style" Balancing Scooters"*, M.Sc. Thesis, Waikato, New Zealand.

[5] G. Chi, J. Hausbach and B. Hunter, 2005, *"Segbot",* Senior Design Project, University of Illinois at Urbana-Champaign, USA.

[6] S. W. Nawawi, M. N. Ahmad and J. H. S. Osman, 2008, *"Real-Time Control of a Two-Wheeled Inverted Pendulum Mobile Robot",* World Academy of Science, Engineering and Technology, Issue 39, pp. 214-220

[7] Wei A. and Yangmin L., 2013, *"Simulation and Control of a Two-wheeled Self-balancing Robot"*, Proceeding of the IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics (ROBIO) Shenzhen, China, 456 – 461.

[8] R. Grepl, 2009*, "Balancing Wheeled Robot: Effective Modelling, Sensory Processing And Simplified Control",* Engineering Mechanics, Vol. 16, No. 2, pp. 141–154.

[9] R. C. Ooi, 2003, *"Balancing a Two-Wheeled Autonomous Robot"*, Final Year Thesis, The University of Western Australia School of Mechanical Engineering, Faculty of Engineering, Australia.

[10] Chiu, C. H., Peng, Y. F., *"Design and Implement of the Self-Dynamic Controller for Two-Wheel Transporter",* 2006 IEEE International Conference on Fuzzy Systems Sheraton Vancouver Wall Centre Hotel, Vancouver, BC, Canada, July 16-21, 2006, pp: 480-3

[11] Lin, S.C., Tsai, C.C., Lou, W.L., *"Adaptive Neural Network Control of a Self-balancing Two-wheeled Scooter",* The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Taipei, Taiwan, Nov. 5-8, 2007, pp: 868-73

[12] Jang, J. S., Gulley N., ''*Fuzzy Logic Toolbox User's Guide''*, The Mathworks Inc., 1995.

[13] Jang J.S., ANFIS: ''*Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System''*, IEEE Trans. On System, Man and Cybernetics. Vol.23, No 3, 665-685, May/June 1993.

[14] Kalyoncu, M., Tınkır, M., *"Hierarchical adaptive network based fuzzy logic controller design for a single flexible link robot manipulator"*, EPE-PEMC'2008, The 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, Poland, September 1-3, 989, 2008.

Eşitsizlik Kısıtlı GKF ile Dinamik YSA Kararlılaştırma ve Çevrimiçi Sistem Tanılama

Erdem DİLMEN[1], *Selami BEYHAN*[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü, Teknoloji Fakültesi,
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{edilmen}@pau.edu.tr
[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Mühendislik Fakültesi,
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{sbeyhan}@pau.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, ayrık-zamanlı doğrusal olmayan sistemlerin çevrimiçi kararlı tanılanması için dinamik yapay sinir ağı (DYSA) ve DYSA parametrelerinin eşitsizlik kısıtlı genişletilmiş Kalman filtre (EKGKF) ile çevrimiçi eğitilmesi önerilmiştir. Öncelikle, DYSA modelinin iç dinamikleri ve kararlılık tanımı yapılmıştır. Daha sonra DYSA model parametrelerinin EKGKF ile eğitilmesi ve sistem tanılamanın Lyapunov anlamında kararlılığı gösterilmiştir. Önerilen DYSA modeli çevrimiçi olarak doğrusal olmayan ölçüt bir dinamik sisteme ve gerçek-zamanlı ters sarkaç sistem verisine uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar, EKGKF ile eğitilen DYSA modelinin çevrimiçi kararlı tanılama başarısını göstermektedir.

1. GİRİŞ

Literatürde fonksiyon yaklaşıklama temelli sınıflandırma, bağlanım, hata ayıklama, sistem tanılama gibi veri toplama ile yapılan çalışmaların yanında gerçek zamanlı sistemlere uygulanan çevrimiçi durum tahmini, bilinmeyen parametre kestirimi ve kontrol uygulamaları gün geçtikçe önem kazanmaktadır. Endüstriyel ortamlarda ısı, sıcaklık, nem, elektrik veya manyetik alan vb çevresel şartlar, sistem üzerinde belirsizlikliğe neden olmakta ve sistemin matematiksel modeli geçerliliğini yitirmektedir [1]. Bu durumda uygulanan matematiksel model tabanlı kestirim ve kontrol metotlarının doğruluğu azalmaktadır. İstenmeyen çevresel faktörlerin etkisini gidermek için bu çevresel faktörlerin bozucu etkisini yaklaşıklayacak zeki sistemler geliştirilmektedir ve bozucu etkiler yaklaşıklanarak ortadan kaldırılmaktadır. Sürekli değişen çevresel şartlardan dolayı zeki sistemlerin gerçek zamanlı uygulamasında çevrimiçi fonksiyon yaklaşıklama önem kazanmaktadır. Çevresel faktörlerin yanında karmaşık sistemlerde matematiksel model tam bulunamamaktadır. Bu durumda da sistemin giriş-çıkış ilişkisini modellemek veya yaklaşıklamak için zeki sistemlere başvurulmaktadır.

Çevrimiçi sistem tanılamada sistemin zamanla değişimi hızlı şekilde yaklaşıklanmalıdır [2, 3]. Bunu sağlamak için her adımda model parametrelerinin çevrimiçi etkin biçimde güncellenmesi veya seçilen yapının dinamiklerinin hızlı biçimde değişimi yaklaşıklaması gerekmektedir. Parametrelerin her örnekleme zamanında güncellenmesi genellikle gradyan azalan veya özyinelemeli enküçük kareler yöntemi ile yapılmaktadır [4]. Bunların yanında genişletilmiş Kalman filtre kullanarak model parametreleri sistem durumu gibi tasarlanabilmekte ve her adımda tanılama hatasının azaltılmasına dayalı güncelleme yapılmaktadır [5]. Genişletilmiş Kalman filtresi hem akademik hem de endüstriyel birçok uygulama alanı bulmaktadır. Son zamanlarda durum tahminleri üzerinde kısıt gerektiğinden eşitsizlik kısıtlı genişletilmiş Kalman filtresi geliştirilmiş ve sensör ölçümleri sınırlandırılmıştır [6].

Sistem tanılamada değişken dinamikleri olan sistemler için yapay sinir ağlarının performansını iyileştirmek için farklı dinamik yapılar geliştirilmiştir veya faklı aktivasyon fonksiyonları önerilmiştir. [7] çalışmasında Hopfield benzeri sürekli zamanlı bir dinamik model kullanılmıştır. [8] çalışmasında ise her bir sinir hücresi IIR filtre (Infinite Impulse Filter) olacak şekilde ayrık zamanlı bir dinamik model oluşturulmuştur. Her ikisinde de sinir hücreleri durum-uzay gösterimine sahip olup dinamik modelin kararlılığı tüm sinir hücrelerindeki durumların kararlı kılınması ile sağlanmaktadır. Bulanık fonksiyon sistemlerde ise çevrimiçi kararlı tanılama [3] yanında yapay sinir ağları ile kaskat bağlanarak daha iyi yaklaşıklama yapan modeller önerilmiştir [9].

Bu çalışmada, çevrimiçi sistem tanılamada dinamik yapay sinir ağı ve parametrelerinin eşitsizlik kısıtlı GKF ile güncellenmesi önerilmektedir. Seçilen dinamik YSA modelde hem doğrusal hem de doğrusal olmayan dinamikler mevcuttur. Amaç dinamik yapay sinir ağının kutuplarının da her adımda güncellenebilmesi ve dinamik yapay sinir ağının kararlılığını sağlayacak biçimde kutuplarının sınırlı tutulmasını sağlamaktır. Bu şekilde dinamik ağ ile hızlı ve kararlı şekilde çevrimiçi tanılama yapılması sağlanmaktadır.

Çalışmanın devamında, Bölüm 2'de dinamik yapay sinir ağı modeli ve kararlılık tanımı yapılmaktadır. Eşitsizlik kısıtlı GKF ile DYSA eğitme ise Bölüm 3'de anlatılmaktadır. Benzetim ve gerçek zamanlı uygulama sonuçları Bölüm 4'de verilmiştir. Çalışmanın tartışma ve sonuçları ise Bölüm 5'de verilmektedir.

2. Dinamik Yapay Sinir Ağı

Bu bölümde; [7] çalışmasında sürekli zamanda uyarlamalı kontrol için kullanılan dinamik YSA modeli, ayrık zamanlı olarak

sistem tanılama için önerilmektedir. Bölüm 2.1'de modelin iç dinamikleri ve Bölüm 2.2'de ise modelin iç kararlılığından bahsedilecektir.

2.1. Dinamik YSA Model

Şekil 1, dinamik YSA'daki bir nöronun iç dinamiklerini göstermektedir. Nöronların durumu, Denklem (1) ve (2)'de belirtildiği üzere ayrık zamanlı olarak değişmektedir.

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1} = \mathbf{D}\hat{\mathbf{x}}_k + \mathbf{AT}(\hat{\mathbf{x}}_k) + \mathbf{B}\mathbf{u}_k \tag{1}$$

$$\hat{\mathbf{y}}_k = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}_k \tag{2}$$

Burada, $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbf{R}^n$ durum vektörü, $\mathbf{u} \in \mathbf{R}^m$ ve $\hat{\mathbf{y}} \in \mathbf{R}^m$ sırasıyla giriş ve çıkış vektörleridir. Doğrusal olmayan $\mathbf{T}(.)$ aktivasyon fonksiyonu tanjant hiperbolik fonksiyon olup

$$\mathbf{T}(\hat{\mathbf{x}}_k) = \begin{bmatrix} \tanh(\hat{x}_{1k}) \\ \vdots \\ \tanh(\hat{x}_{nk}) \end{bmatrix} \tag{3}$$

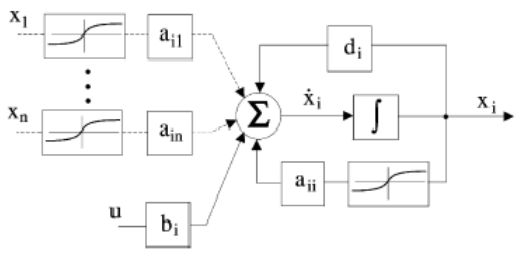
$$\tanh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}} \tag{4}$$

olarak ifade edilir. $\mathbf{B} \in \mathbf{R}^{n\times m}$, $\mathbf{C} \in \mathbf{R}^{m\times n}$ olup $\mathbf{D}$ ve $\mathbf{A}$ matrisleri ise sırasıyla şöyledir.

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1 & & \\ & \ddots & \\ & & d_n \end{bmatrix}_{n\times n} \tag{5}$$

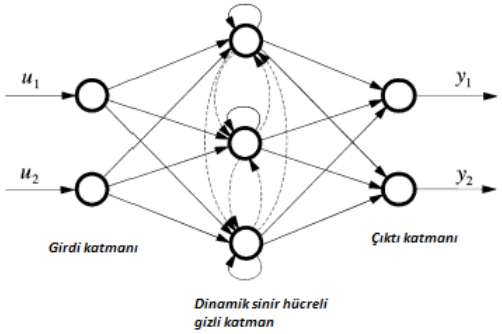
$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & & \\ & \ddots & \\ & & a_n \end{bmatrix}_{n\times n} \tag{6}$$

Bu yapıdaki DYSA modeli, doğrusal ARX (AutoRegressive with eXogeneous input) modelinden ve doğrusal olmayan *tanh*(.) fonksiyonundan oluşmaktadır. Bu şekilde doğrusal ve doğrusal olmayan dinamik sistemlerin tanılanmasının hızlı ve etkin olması amaçlanmıştır.



Şekil 1: Dinamik sinir hücre yapısı.

Bu model Hopfield tipi bir ağın sinir hücreleri arası bağlantı yönünden fakirleştirilmiş bir hali gibi düşünülebilir. Dinamik nitelik, her bir hücrenin sadece kendisiyle bağlantılı olmasından ileri gelmektedir. Şekil 1'de kesikli çizgi ile belirtilen bağlantılar, var olmayan etkileşimleri göstermektedir. Bu yönüyle yapı, köşegenseldir. Şekil 2'de köşegensel dinamik yapı verilmiştir.



Şekil 2: Köşegensel dinamik yapı.

2.2. DYSA Model Kararlılığı

Modelin kararlılığını incelemek için [10, 11] çalışmalarındaki sonuçlar değerlendirilmiştir. Ayrık zamanlı DYSA modelin i. nöronuna ait durum denklemi

$$\hat{x}_i(k+1) = d_i\hat{x}_i(k) + a_iT(\hat{x}_i(k)) + b_iu_i(k), \tag{7}$$

$i = 1, ..., n$ olarak verilmektedir. k, zaman indisi olup değişken tanımları ve n boyutlu model matrisleri önceki bölümde verilmiştir. Başlangıç durumu $\hat{\mathbf{x}}(0) = \hat{\mathbf{x}}_0$ olup DYSA modelin ayrık zamanlı durum çözümü şu şekilde elde edilir.

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{D}^k\hat{\mathbf{x}}_0 + \sum_{i=0}^{k-1}\mathbf{D}^{k-1-i}(\mathbf{AT}(\hat{\mathbf{x}}(i)) + \mathbf{Bu}) \tag{8}$$

DYSA modelin çıkış vektörü Denklem (2)'de olduğu gibi durumlara doğrusal olarak bağlı olduğundan durumların kararlılığı DYSA model kararlılığını doğrudan tayin etmektedir.
Denklem (7)'deki nöron 1. dereceden ARX model olarak düşünülebilir. Her nöronun kararlı olması için $|d_i| < 1$, $a_i \neq 0$ ve $d_i \neq 0$ şartları sağlanmalıdır. Buradan yola çıkarak, Denklem (1)'de ifade edilen DYSA modelin kararlılığı aşağıdaki kısıtların sağlanması ile garanti edilir.

$$\begin{aligned} &| d_i | < 1 \\ &a_i \neq 0 \\ &b_{ij} \neq 0, i = 1, ..., n, j = 1, ..., m \end{aligned} \tag{9}$$

Genel olarak bakıldığında $b_{ij} \neq 0$ olması iç kararlılık için şart değilken girişlerin etkisinin çıkış üzerinde görülmesi için gereklidir.

3. Eşitsizlik Kısıtlı Genişletilmiş Kalman Filtresi ve Dinamik Modelin Eğitilmesi

Dinamik model parametrelerini eğitmek için eşitsizlik kısıtlı GKF kullanılmıştır. Bölüm 3.1'de EKGKF güncelleme denklemlerinden, Bölüm 3.2'de dinamik modelin EKGKF ile eğitilmesinden ve Bölüm 3.3'te ise tanılama kararlılığından bahsedilecektir.

3.1. EKGKF

Doğrusal olmayan ayrık zamanlı bir sistemin durum uzay gösterimi aşağıdaki gibi verilmektedir.

$$\mathbf{x}_k = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \tag{10}$$

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{h}(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k \tag{11}$$

Burada, $\mathbf{x} \in \mathbf{R}^n$ durum vektörü, $\mathbf{y} \in \mathbf{R}^m$ sistem çıktısı, $\mathbf{f}(.)$ doğrusal olmayan vektörel süreç fonksiyonu, $\mathbf{h}(.)$ doğrusal olmayan vektörel ölçüm fonksiyonu, $\mathbf{w} \in \mathbf{R}^n$ ve $\mathbf{v} \in \mathbf{R}^m$ ise sırasıyla süreç ve ölçüme dair Gauss tipi beyaz gürültüdür. $\mathbf{Q}$ ve $\mathbf{R}$ sırasıyla süreç ve ölçüm gürültüsünün kovaryans matrisleri olmak üzere, Genişletilmiş Kalman Filtresini iki kısım olarak şöyle özetleyebiliriz.

Zaman Güncellemesi

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}_k^- &= \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) \\
\mathbf{P}_k^- &= \mathbf{J_f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1})\mathbf{P}_{k-1}\mathbf{J_f}^T(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) + \mathbf{Q}_{k-1} \\
\mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^- \mathbf{J_h}^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-)(\mathbf{J_h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-)\mathbf{P}_k^- \mathbf{J_h}^T(\hat{\mathbf{x}}_k^-) + \mathbf{R}_k)^{-1}
\end{aligned} \tag{12}$$

Ölçüm Güncellemesi

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{x}}_k &= \hat{\mathbf{x}}_k^- + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-)) \\
\mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{J_h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-))\mathbf{P}_k^-
\end{aligned} \tag{13}$$

Denklem (12) ve (13)'de, $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{n\times n}$ durum tahmin hata kovaryans matrisi ve $\mathbf{K}_k$ ise Kalman kazancıdır. $\mathbf{J}_f(.)$ ile $\mathbf{J}_h(.)$ Denklem (14) ve (15)'de verilmiştir.

$$\mathbf{J_f}(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}) = \left.\frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_{k-1}} \tag{14}$$

$$\mathbf{J_h}(\hat{\mathbf{x}}_k^-) = \left.\frac{\partial \mathbf{h}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}\right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}_k^-} \tag{15}$$

EKGKF ile durum tahmininde durumlar üzerinde aşağıdaki gibi bir eşitsizlik kısıtı olduğunu düşünelim.

$$\mathbf{M}\hat{\mathbf{x}} \leq \mathbf{N} \tag{16}$$

Denklem (9)'a dikkat edilecek olursa kısıtlar sadece a_i, b_{ij} ve d_i parametreleri için geçerlidir. Parametrelerin kısıtlara uyabilmesi için kısıt uzayından dışarı çıkmaması gerekir. Bu sebeple, kısıt uzayı üzerine izdüşüm alınmaktadır [6].

$$\begin{aligned}
\tilde{\mathbf{x}}_k &= \hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{P}_k\mathbf{M}^T(\mathbf{M}\mathbf{P}_k\mathbf{M}^T)^{-1}(\mathbf{M}\hat{\mathbf{x}}_k - \mathbf{N}) \\
\mathbf{dP}_k &= \mathbf{P}_k\mathbf{M}^T(\mathbf{M}\mathbf{P}_k\mathbf{M}^T)^{-1}\mathbf{M} \\
\tilde{\mathbf{P}}_k &= \mathbf{P}_k - \mathbf{dP}_k\mathbf{P}_k
\end{aligned} \tag{17}$$

Denklem (17), optimal durum tahminini verecek şekilde, kısıt uzayı üzerine izdüşümü göstermektedir. $\tilde{\mathbf{x}}_k$ ve $\tilde{\mathbf{P}}_k$ sırasıyla izdüşümü alınmış durum tahmini ve ona ait hata kovaryans matrisini göstermektedir.

3.2. Dinamik Modelin EKGKF ile Eğitilmesi

Dinamik modeldeki parametreler, **A**, **B**, **C** ve **D** matrisleri içindedir. Bu parametrelerin hepsini içeren bir $\boldsymbol{\theta} \in \mathbf{R}^t, t = 2(n + n \times m)$, parametre vektörü [12] ve [5] çalışmalarındaki gibi oluşturulur.

$$\begin{aligned}
\mathbf{a} &= [a_1 ... a_n]^T \\
\mathbf{b} &= [b_{11} ... b_{nm}]^T \\
\mathbf{c} &= [c_{11} ... c_{mn}]^T \\
\mathbf{d} &= [d_1 ... d_n]^T \\
\boldsymbol{\theta} &= [\mathbf{a}^T\mathbf{b}^T\mathbf{c}^T\mathbf{d}^T]^T
\end{aligned} \tag{18}$$

Aşağıda belirtilen şekilde parametreler EKGKF ile eğitilmektedir.

$$\begin{aligned}
\hat{\boldsymbol{\theta}}_k &= \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^- + \mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{y}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)) \\
\mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_k^- \mathbf{J_h}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)(\mathbf{J_h}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)\mathbf{P}_k^- \mathbf{J_h}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-) + \mathbf{R}_k)^{-1} \\
\mathbf{P}_k &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{J_h}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-))\mathbf{P}_k^-
\end{aligned} \tag{19}$$

Denklem (19)'da $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{t\times t}$ ise $\boldsymbol{\theta}$ vektörü içindeki parametrelerin tahmin hata kovaryans matrisidir ve $\mathbf{J_h}$ şu şekilde güncellenmiştir.

$$\mathbf{J_h}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-) = \left.\frac{\partial \hat{\mathbf{y}}(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}}\right|_{\boldsymbol{\theta}=\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-} \tag{20}$$

Denklem (9)'daki kısıtlara uyulması için Denklem (17)'de belirtildiği gibi kısıt uzayına izdüşüm alınır. Kısıtlara uygun şekilde eğitilen parametreler kullanılarak durumlar, Denklem (1)'deki gibi güncellenir. Böylece, optimal tahmini yapılanlar durumlar değil $\boldsymbol{\theta}$ vektörü içindeki parametrelerdir.

3.3. Tanılama Kararlılığı

Denklem (19)'daki parametre güncellenmesi, uyarlamalı öğrenme adımı (δ) ile alttaki gibi düzenlenirse [12],

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^- + \delta\mathbf{K}_k(\mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{y}}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)) \tag{21}$$

elde edilir. Tanılama kararlılığını göstermek için Lyapunov aday fonksiyonu olarak

$$\begin{aligned}
L_k &= \frac{1}{2}e_k^2 \\
e_k &= y_k - \hat{y}(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)
\end{aligned} \tag{22}$$

seçelim. Lyapunov fonksiyonuna dair şöyle bir fark denklemi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
\bigtriangledown L_k &= L_{k+1} - L_k \\
&= \frac{1}{2}(e_{k+1}^2 - e_k^2) \\
&= \bigtriangledown e_k(e_k + \frac{1}{2} \bigtriangledown e_k)
\end{aligned} \tag{23}$$

Denklem (23)'de tahmin hatasına dair fark denklemini açalım.

$$\begin{aligned}
\bigtriangledown e_k &= \left[\frac{\partial e_k}{\partial \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-}\right]^T \bigtriangledown \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^- \\
&= \left[\frac{\partial e_k}{\partial \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-}\right]^T \delta\mathbf{K}_k e_k \\
&= -\left[\frac{\partial \hat{y}_k}{\partial \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-}\right]^T \delta\mathbf{K}_k e_k \\
&= -\mathbf{J_h}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)\delta\mathbf{K}_k e_k
\end{aligned} \tag{24}$$

Denklem (23) ve (24) birleştirildiğinde, Lyapunov fonksiyonuna dair fark denklemi şöyle bir hal alır.

$$\begin{aligned}
\bigtriangledown L_k &= -\mathbf{J_h}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)\delta\mathbf{K}_k(1 - \frac{1}{2}\mathbf{J_h}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)\delta\mathbf{K}_k)e_k \\
&= -\kappa e_k^2
\end{aligned} \tag{25}$$

$\kappa > 0$ olması durumunda $\bigtriangledown L_k < 0$ olur ve tanılama kararlılığı sağlanır. $\kappa > 0$ olması içinde uyarlamalı öğrenme adımı

$$0 < \delta_i < \frac{2}{\mathbf{J}_{\mathbf{h}}^T(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^-)\mathbf{K}_k}, i = 1, ..., n \tag{26}$$

gibi seçilerek tanılama kararlılığı garanti edilir. Sistem tanılamada parametreler tanılama hatasını azaltacak yönde güncellenir. Tanılama kararlılığı ise belli bir zaman indeksinde devam eden güncelleme durumunda hatayı sıfıra götürmeyi garanti eder. Çevrimiçi tanılama yapıldığından dolayı belli bir zaman indeksinden sonra hatanın ve parametrelerin sınırlı tutulması sağlanır. Diğer bir ifade ile eğitme metodunun yakınsaması garanti edilir. Fakat bilinmelidir ki model çıkışı kararlı değil ise tanılama da kararlı olmayacaktır.

4. Sayısal Benzetimler ve Gerçek Sistem Tanılama

Bu bölümünde önerilen DYSA modeli doğrusal olmayan ölçüt sistemlerin çevrimiçi tanılanmasında kullanılacaktır. İlk olarak yapay bir doğrusal olmayan dinamik sistem tanılanacak daha sonra ise ters sarkaç sisteminden elde edilen giriş-çıkış verisi kullanılarak ters sarkaç sistemi yaklaşıklanacaktır. Doğrusal olmayan dinamik sisteme ait veriler giriş-çıkış denklemleri kullanılarak elde edilmiştir. Ters sarkaç verileri ise sarkacın kontrol altında iken salınarak üst pozisyona gelinceye kadar geçen zamanda elde edilen verilerdir. Çevrimiçi tanılama sonuçları son bölümde tartışılacaktır.

4.1. Dinamik Sistem Tanılama

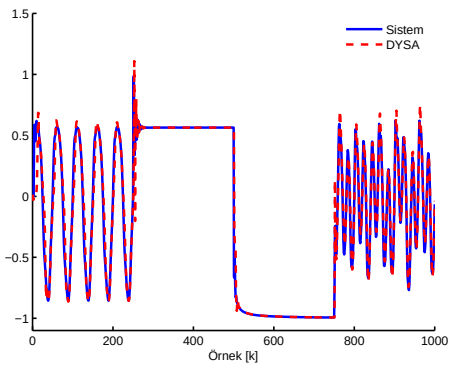
Doğrusal olmayan ayrık-zamanlı dinamik sistemin giriş-çıkış matematiksel modeli alttaki gibidir. Bu sistem yeni geliştirilen tanılama modellerini test etmede kullanılmaktadır [13, 14]. Yapısal olarak farklı tip girişleri olan ve sistemin önceki çıkışları da giriş olarak kullanılan bir sistemdir.

$$u(k) = \begin{cases} \sin(\frac{2\pi k}{25}) \\ 1 \\ -1 \\ 0.3\sin(\frac{2\pi k}{25}) + 0.1\sin(\frac{2\pi k}{32}) + 0.6\sin(\frac{2\pi k}{10}) \end{cases}$$

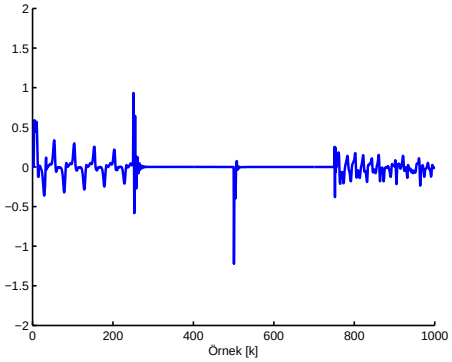
$$y(k+1) = \frac{[y(k-1)y(k-2)y(k-3)u(k-2)...}{[1+y(k-2)^2+y(k-3^2)]} \frac{\times((y(k-3)-1)+0.5)+u(k)]}{[1+y(k-2)^2+y(k-3^2)]} \tag{27}$$

Burada $k = 1...N$ örnek indisi olup dört farklı giriş sinyali $N/4$ oranında sırayla uygulanmaktadır.

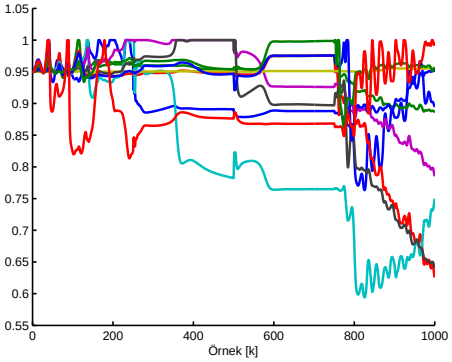
Sistemi tanılamak için önerilen yapıda 10 dinamik nöron kullanılmıştır. Model çıkışı $\hat{y}_{k+1} = DYSA(\hat{y}_k, u_k)$ şeklinde NARX (doğrusal olmayan ARX) model olarak tasarlanmıştır. Nöronların dinamiklerindeki ilk durumlar $[-1, 1]$ arasından doğrusal seçilerek atanmıştır. Kutupların ilk değerleri ise 0.95 seçilmiştir. Böylelikle kararlılık sınırına ulaşan kutupların sınırlandırılması sonuçlarda görülecektir. Diğer parametrelerin bağlangıç değerleri ise sıfır seçilmiştir. *Şekil 3*'de çevrimiçi tanılama sonucu verilmektedir. Görüldüğü üzere hızlı şekilde sistem çıkışı doğru şekilde yaklaşıklanarak tanılama hatası azalmaktadır. Elde edilen tanılama hatası ise *Şekil 4*'de verilmektedir. Bu tanılama işleminde ortalama-karesel hatanın karakökü



Şekil 3: Dinamik sistem tanılama



Şekil 4: Çevrimiçi tanılama hatası



Şekil 5: Kutupların değişimi

0.011 olarak hesaplanmıştır. Son olarak kutupların değişimi ise *Şekil 5*'de gösterilmektedir. Şekilde görüldüğü üzere kararlılık bölgesinden çıkmaya çalışan kutuplar önerilen eşitsizlik kısıtlı GKF sayesinde kararlılık bölgesinde tutulmaktadır. DYSA model kutupları bu bölge dışına çıktığında kararsızlıktan dolayı nöronlar doyuma gitmekte ve tanılama sonucu da kararsızlaşmaktadır. Bu problem dinamik yapay sinir ağları ile tanılama ve kontrol çalışmalarında karşılaşılan bir durumdur.

4.2. Çevrimiçi Ters Sarkaç Sistem Tanılama

Çevrimiçi tanılama için yapılan diğer uygulama gerçek zamanlı ters sarkaç sisteminin tanılanmasıdır. Ters sarkaç sistemi [15], yüksek seviyede doğrusal olmayan ve kararsız bir sistemdir. Kontrol edilmesi zor bir sistem olduğu için tanılama, hata ayıklama ve kontrol çalışmlarında kullanılan bir sistemdir. *Şekil 6* ters sarkaç deney setini göstermektedir ve matematiksel modeli ise alttaki gibi türetilmiştir.

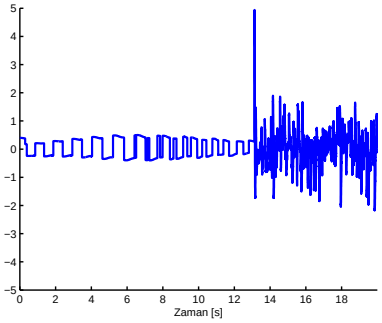
$$\begin{aligned}
\dot{x}_1(t) =& x_2(t) \\
\dot{x}_2(t) =& \frac{1}{(m+M)}[F - bx_2(t) - ml\dot{x}_4(t)\cos x_3(t) \\
& + mlx_4^2(t)\sin x_3(t)] \\
\dot{x}_3(t) =& x_4(t) \\
\dot{x}_4(t) =& \frac{1}{(I+ml^2)}[mgl\sin x_3(t) - ml\dot{x}_2(t)\cos x_3(t) - dx_4(t)].
\end{aligned} \tag{28}$$

Burada, x_1 aracın konumunu, x_2 aracın açısal hızını, x_3 ters

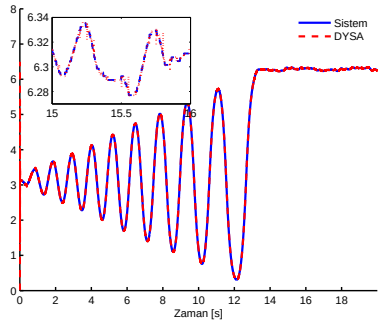


Şekil 6: Ters sarkaç sistemi

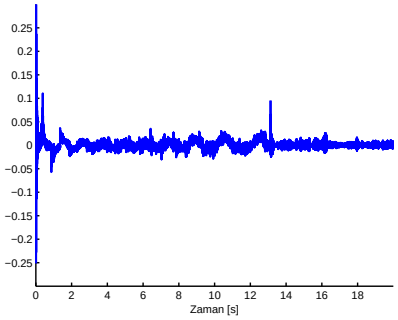
sarkacın açısal konumunu ve x_4 ise ters sarkacın açısal hızını göstermektedir. Kuvveti simgeleyen F ve denetim gerilimi u'ya eşit olan asıl denetim işareti arasında, $F = k_{Fu}\frac{\delta u}{\delta t}$ gibi bir ilişki vardır. k_{Fu}, u geriliminin türevi ve F kuvveti arasındaki kazançtır. Aracın konumu ve denetim işareti, gerçek zaman uygulamasında $u(t) \in [-2.5V, +2.5V]$ Volt ve $F \in [-20, +20]$ Newton olarak sınırlandırılmıştır. Ters sarkaç sistemi ölçüt bir sistem olup girişi kontrol voltajı, çıkışı ise sarkaç pozisyonu olan bir sistemdir. Bu sistemde kontrol işareti ile pozisyon arasındaki dinamikler belirsizlikler içerdiği için tanılama problemini oluşturmaktadır. Bu çalışmada giriş-çıkış modellemesi, servo motorun kontrol voltajı ile sarkaç pozisyonu arasında yapılmıştır. DYSA modeli yine 10 nöron ile tasarlanmıştır. *Şekil 7*'de sisteme uygulanan kontrol işareti gösterilmektedir. Çevrimiçi tanılama ve tanılama hatası sırasıyla *Şekil 8* ve *Şekil 9*'de gösterilmektedir. Önerilen DSYA ve eğitme metodunun doğruluk derecesini göstermek için *Şekil 8*'de 1 saniyelik bölüm detaylı olarak şekil üzerinde verilmiştir. Kutupların kararlılık sınırını aşmadığını göstermek için bu kez ilk değerleri -1 ile başlatılmıştır ve zamanla değişimi *Şekil 10*'de gösterilmiştir. Bu uygulamadaki ortalama karesel hatanın karekökü ise 2.3e-3 olarak hesaplanmıştır. Öyle ki bu hata değeri hata ayıklama ve ayrık uyarlamalı kontrol çalışmaları için uygun değerdir.



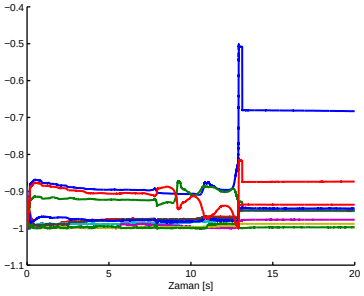
Şekil 7: Uygulanan giriş voltajı



Şekil 8: Sarkaç pozisyonu



Şekil 9: Tanılama hatası



Şekil 10: Kutupların değişimi

5. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada öncelikle neden bu yapının seçildiği ve kutupların neden [-1,1] aralığında sabit seçilmediği sorulabilir. i) Dinamik YSA modelleri, doğrusalsızlığı yüksek ve ayrık zamanlı sistemlerde daha iyi fonksiyon yaklaşıklama özelliğinden dolayı çalışmada önerilen model seçilmiştir. Bunun yanında literatürde genellikle çok parametreli ve karmaşık yinelemeli DYSA modelleri seçilmektedir. Bu çalışmada özellikle basit bir DYSA model ve kutuplarının kısıtlı olarak eğitilmesi önerilmiştir. Yazarların bilgisi dahilinde literatürde kutupların da eğitildiği çevrimiçi tanılama ve kontrol çalışması bulunmamaktadır. ii) Literatürde genelde kutuplar sabit seçilerek yine kararlı DYSA modeli ile çalışmalar yapılmıştır. Fakat kutupların eğitilmediği durumlarda çok sayıda nöron kullanarak fonksiyon yaklaşıklama yapılabilmektedir. Çok sayıda nöron veya parametre ile çevrimdışı tanılama yapılması kolay iken çevrimiçi tanılamada mümkün olduğunca basit bir yapının kullanılması tercih edilmektedir. Bu noktada önerilen model az nöron kullanarak yüksek doğrulukta çevrimiçi tanılama sağladığından çalışma amacına ulaşmıştır.

Eğitme metodu olarak kutupların çevrimiçi kısıtlı eğitilmesi için EKGKF önerilmiştir. Burada gradyan azalan yöntemi akla gelebilir fakat gradyan azalan yönteminde bir parametre sınırı aşacağı durumda direkt olarak parametre sınıra yerleştirilmektedir. Daha sonra oradan uzaklaşamadığı için tanılamanın devam etmesi durumunda doğruluğun azalmasına ve hatta kararsızlığa yol açmaktadır. Sonuçlarda kutupların değişimini göstermek için ilk değerleri -1 veya 1'e yakın seçilmiştir. Böyle yapılarak verilen zaman aralığında kutupların bu sınırları aşmaya çalıştığı görülmüştür. Ayrıca kutupların -1 veya 1'e yakın seçilmesi ve o bölgelerde eğitilmesi, ayrık zamanlı DYSA iç dinamikleri 0'a yakın bölgede yavaşladığından DYSA açısından daha uygun olup tanılama başarısını artırmaktadır.

Sonuç olarak bu çalışmada elde edilen tanılama sonuçları kabul edilebilir doğrulukta olup aynı zamanda DYSA modelinin kutuplarının kararlı kaldığı gösterilmektedir. Çalışma, çevrimiçi kararlı tanılama, ters modelleme, hata ayıklama ve kontrol temelli çalışmalar için temel oluşturacaktır. Devam eden çalışmada, önerilen model ve eğitme metodu, 2 eksenli, esnek bağlantılı robot kolunun çevrimiçi tanılanmasında kullanılmaktadır.

6. Kaynakça

[1] L. Ljung, *System Identification Theory for the User*, Prentice Hall PTR, 1999.

[2] Wen Yu, "State-space recurrent fuzzy neural networks for nonlinear system identification," *Neural Processing Letters*, vol. 22, no. 3, pp. 391–404, 2005.

[3] Selami Beyhan and Musa Alcı, "Extended fuzzy function model with stable learning methods for online system identification," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 25, no. 2, pp. 168–182, 2011.

[4] J-SR Jang, C.T. Sun, and E. Mizutani, *Neuro Fuzzy and Soft Computing*, Prentice-Hall: U.S.A., 1997.

[5] Dan Simon, "Training fuzzy systems with the extended kalman filter," *Fuzzy Sets Syst.*, vol. 132, pp. 189–199, December 2002.

[6] D. Simon, "Kalman filtering with state constraints: a survey of linear and nonlinear algorithms," *Control Theory & Applications, IET*, vol. 4, no. 8, pp. 1303–1318, Aug. 2010.

[7] Grzegorz J. Kulawski and Mietek A. Brdys, "Stable adaptive control with recurrent networks," *Automatica*, vol. 36, no. 1, pp. 5 – 22, 2000.

[8] K. Patan, "Stability analysis and the stabilization of a class of discrete-time dynamic neural networks," *Neural Networks, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 660 –673, May 2007.

[9] M.M. Gupta, L. Jin, and N. Homma, *Static and dynamic neural networks from fundamentals to advanced theory*, John Wiley & Sons Inc., 2003.

[10] Sanqing Hu and Jun Wang, "Global stability of a class of discrete-time recurrent neural networks," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 49, no. 8, pp. 1104–1117, Aug 2002.

[11] Liang Jin, Peter N. Nikiforuk, and Madan M. Gupta, "Absolute stability conditions for discrete-time recurrent neural networks.," *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 5, no. 6, pp. 954–964, 1994.

[12] Kyoung Kim, Jin Park, and Yoon Choi, "The adaptive learning rates of extended kalman filter based training algorithm for wavelet neural networks," in *MICAI 2006: Advances in Artificial Intelligence*, Alexander Gelbukh and Carlos Reyes-Garcia, Eds., vol. 4293 of *Lecture Notes in Computer Science*, pp. 327–337. Springer Berlin / Heidelberg, 2006.

[13] Selami Beyhan and Musa Alcı, "Fuzzy functions based ARX model and new fuzzy basis function models for nonlinear system identification," *Applied Soft Computing*, vol. 10, no. 2, pp. 439 – 444, 2010.

[14] Marcos Angel Gonzalez-Olvera and Yu Tang, "A new recurrent neurofuzzy network for identification of dynamic systems," *Fuzzy Sets and Systems*, vol. 158, no. 10, pp. 1023 – 1035, 2007.

[15] *Digital Pendulum Control Experiments, 33-936s, Feedback Intruments ltd., 2006.*

Helikopterler için Kalman Modifikasyonu ile Yapay Sinir Ağı Uyarlamalı Kontrolcü Tasarımı

Merve OKATAN, İlkay YAVRUCUK

Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü, ODTÜ, Ankara
merve.okatan@metu.edu.tr
yavrucuk@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, belirsizlik içeren sistemlerde tercih edilen bir yöntem olan uyarlamalı kontrolde Kalman yaklaşımı irdelenmiştir. Bu amaçla, sinir ağı tabanlı bir uyarlamalı kontrolcü modellenmiş ve Kalman yaklaşımı bu kontrolcünün modifikasyon terimi içerisinde kullanılmıştır. Bu kapsamda, uyarlamalı kontrol uygulamalarında sıkça kullanılan e-modifikasyon terimi Kalman yaklaşımı kullanılarak yeniden formüle edilmiştir. Modellenen sinir ağı, PD kontrolcüsü ile birleştirilerek bir helikopterin boylamsal ve enlemsel kanallarında uygulanmış ve helikopterin belirsizlikler altında da kontrol edilebilmesi amaçlanmıştır. Kontrol girdileri "Doğrusal Model Çevrimi" yöntemi ile elde edilmiştir.

MATLAB Simulink ortamında oluşturulan kontrolcü modeli doğrusal olmayan 6 serbestlik dereceli bir helikopter modeline entegre edilmiş ve ilk senaryoda helikopterin boylamsal kanalı için, ikinci senaryoda ise helikopterin enlemsel kanalı için analizler gerçekleştirilmiştir. Farklı öğrenme kazançları ile kontrolcünün performansı, referans takibi ve kontrol etkinliği açılarından standart e-modifikasyon ile karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Günümüzde birçok uygulama gibi helikopterler de doğrusal olmayan dinamiğe sahip yüksek belirsizlikleri olan hava araçlarıdır. Uyarlamalı kontrol ise bu belirsizlikler altında helikopterin stabilitesini korumasını sağlayan ve bu alanda sıkça kullanılan etkili bir yaklaşımdır. Bu nedenle, son zamanlardaki çalışmalar uyarlamalı kontrolcü performansını artırmak üzerine yoğunlaşmış ve buna yönelik farklı modifikasyon terimleri literatürde sunulmuştur [1-5]. Yeni bir yaklaşım olan, modifikasyon terimi içerisinde Kalman algoritması (KF) kullanımı, mevcut modifikasyon terimlerine göre uyarlamalı eleman kazançları, kontrol etkinliği ve referans takibi açılarından daha etkili bir alternatif oluşturmuştur [3].

Helikopterin belirsizlikler altında da kontrolünün sağlanması için PD kontrolcüsü, "Doğrusal Yapay Sinir Ağı" ile desteklenmiş ve uyarlamalı eleman katsayıları, Kalman yaklaşımı ile yeniden türetilen e-modifikasyon kullanılarak güncellenmiştir. Helikopter kontrol girdileri doğrusal model çevrimi ile elde edilmiş ve buradan kaynaklanan belirsizlikler yapay sinir ağı ile telafi edilmiştir.

Tasarlanan kontrolcü, denge noktaları etrafında doğrusallaştırılabilinen 6 serbestlik dereceli bir helikopter modeline entegre edilmiştir. Analizler, 60 knot ileri uçuş denge noktasında doğrusallaştırılmış model üzerinde yapılmıştır [6].

Bu bildiride, Bölüm 2'de kontrolcünün modeli açıklanmış, Bölüm 3'de ise Kalman yaklaşımının modifikasyon terimi içerisinde kullanımı detaylandırılmıştır. Kontrolcünün performansı benzetim ortamında test edilmiş, sonuçlar Bölüm 4'te sunulmuştur. Sonuçların değerlendirilmesi Bölüm 5'tedir.

2. Kontrolcü Modeli

Bu bölümde, helikopterin yönelim açılarını kontrol edecek olan kontrolcünün yapısı detaylarıyla açıklanmıştır. Helikopter kontrolleri doğrusal model çevrimi ile elde edilmiştir. Model çevriminden kaynaklanan belirsizliklerin etkisi ise yapay sinir ağı uyarlamalı eleman ile telafi edilmiştir. Doğrusal model çevriminin girdisi olan ve sözde (pseudo) kontrol olarak adlandırılan girdiler ise PD kontrolcüsü ve sinir ağı çıktısı kullanılarak bulunmuştur.

2.1. PD Kontrolcüsü

PD kontrolcüsü helikopterin yatış, yunuslama ve kuzey açılarını (φ, θ, ψ) kontrol etmek amacıyla her 3 kanala da uygulanmıştır. Kontrolcünün dinamiği yunuslama kanalı için denklem (1)'de gösterilmiştir.

$$U_{PD,\theta} = K_P(\theta_r - \theta_s) + K_D\left(\dot{\theta}_r - \dot{\theta}_s\right) \quad (1)$$

Denklem (1)'de $U_{PD,\theta}$ PD kontrolcüsünün çıktısını, θ_r referans komut açısını ve θ_s helikopter cevabını simgelemektedir. K_P ve K_D ise kontrolcü kazançlarıdır.

2.2. Yapay Sinir Ağı

Sistemde mevcut olan belirsizlikler altında, PD kontrolcüsü tek başına yetersiz kalmaktadır. Sistemin bu belirsizlikleri hesaba katarak uyum sağlayabilmesi için PD, yapay sinir ağı ile birleştirilmelidir. Bu çalışmada, Doğrusal Yapay Sinir Ağı (DYSA) kullanılmıştır. DYSA tek bir katmandan oluşan sinir ağının sade bir formudur. Sinir ağı girdileri doğrudan ağırlık katsayıları ile çıktılara bağlıdır. Bu şekilde, uyarlamalı eleman, seçilen girdilerin doğrusal kombinasyonu olarak elde edilir.

DYSA uyarlama kuralı denklem (2) de verilmiştir.

$$\dot{W}(t) = -\gamma\left(\beta(x(t))e^T(t)Pb - \dot{W}_m\right) \quad (2)$$

W sinir ağı ağırlık katsayıları olup $\dot{W}_m$ terimi baz uyarlama kuralına eklenebilecek modifikasyon terimlerini temsil etmektedir.

$\beta(t)$ bilinen bir eşik fonksiyon olup, bu uygulamada sigmoid eşik fonksiyonu seçilmiştir (Denklem (3)). "a" parametresi aktivasyon potansiyeli olarak adlandırılır ve bir tasarım parametresidir.

$$\beta(z) = \frac{1}{1+e^{-az}} \quad (3)$$

γ pozitif öğrenme kazancıdır ve P matrisi Lyapunov denkleminin çözümü olup stabilite ile ilişkilidir [8].

Son olarak, uyarlamalı eleman denklem (4)'deki gibi bulunur.

$$U_{SA,\theta} = W^T \beta\big(x(t)\big) \tag{4}$$

Literatürde sözde kontrol olarak adlandırılan kontrol sinyali denklem (5)'deki gibi oluşturulmuştur ve doğrusal model çevrimine beslenerek helikopter kontrolleri elde edilir.

$$U_\theta = \ddot{\theta} + U_{PD,\theta} - U_{SA,\theta} \tag{5}$$

2.3. Doğrusal Model Çevrimi

Doğrusal model çevrimi helikopterin kontrolleri olan saykılık (δ_{boy} ve δ_{en}) ve pedal (δ_{pedal}) girdilerini elde etmek için uygulanmıştır. Sistem modelinin tersinin alınabilmesi için kontrol matrisinin (B) tersinin alınabilir olması gerekmektedir. Sistem dinamiğini tanımlayan durum vektörü 8 elemandan oluşmasına karşılık helikopterde 4 kontrol girdisi bulunduğundan, B matrisi kare matris değildir ve tersi yoktur. Fakat dinamik içerisinde hızlı ve yavaş olan durumlar aralarındaki ilişkiler ihmal edilerek ayrılabilir ve sistem tersi alınabilecek şekilde düzenlenebilir [9].

Bu çalışmada, hızlı olan dönüsel hızlar (p, q, r) ile yavaş olan helikopter hızlarının (u, v, w) dinamikleri sistemin tersini bulabilmek amacıyla ayrılmıştır. Helikopterin bütün sistemi denklem (6)'daki gibi yeniden düzenlenebilir.

$$\begin{bmatrix}\dot{p}\\ \dot{q}\\ \dot{r}\end{bmatrix} = A_1\begin{bmatrix}p\\ q\\ r\end{bmatrix} + A_2\begin{bmatrix}u\\ v\\ w\\ \delta_{kol}\end{bmatrix} + B\begin{bmatrix}\delta_{en}\\ \delta_{boy}\\ \delta_{ped}\end{bmatrix} \tag{6}$$

Dönüsel hızlar üzerinde etkisi daha büyük olan saykılık ve pedal girdileri kontroller olarak belirlenmiş, etkisi diğerlerine göre yavaş olan kolektif (δ_{kol}) girdi ise helikopter hızlarıyla birlikte gruplandırılmıştır. Denklem (6) kullanılarak kontroller yalnız bırakıldığında model çevrimi denklem (7)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix}\delta_{boy}\\ \delta_{en}\\ \delta_{ped}\end{bmatrix} = B^{-1}\left\{\begin{bmatrix}\dot{p}\\ \dot{q}\\ \dot{r}\end{bmatrix} - A_1\begin{bmatrix}p\\ q\\ r\end{bmatrix} - A_2\begin{bmatrix}u\\ v\\ w\\ \delta_{kol}\end{bmatrix}\right\} \tag{7}$$

Ideal durumda, bir model ve modelin tersi birlikte birim matrise indirgenir. Bu şekilde referans komutlara ulaşmak için gerekli olan girdiler modelin tersi ile elde edildikten sonra bu girdiler modelin kendisine beslendiğinde sistemin referans komutları sağlaması beklenir.

$$f(x, u, \dots) + f^{-1}(x, u, \dots) = I_{mxm} \tag{8}$$

Fakat doğrusal olmayan sistemlerde doğrusallaştırma sırasında ve model çevrimi sırasında yapılan ihmal ve varsayımlar, elde edilen sistem tersinin tam olarak gerçek tersi yansıtmamasına neden olmaktadır. Bu da sistemde belirsizlikler oluşmasına sebep olmaktadır [7].

$$f^{-1}(x, u, \dots) = \hat{f}^{-1}(x, u, \dots) + \Delta(x, u, \dots) \tag{9}$$

$$f(x, u, \dots) + \hat{f}^{-1}(x, u, \dots) = \Delta(x, u, \dots) \tag{10}$$

Model çevriminden kaynaklanan belirsizliğin ($\Delta(.)$) Bölüm 2.1'de açıklanan yapay sinir ağı ile telafi edilmesi düşünülmüştür.

3. Kalman Yaklaşımı ile e-Modifikasyon

Bu bölümde, doğrusal yapay sinir ağı içerisinde kullanılacak olan modifikasyon terimi, Kalman yaklaşımı kullanılarak türetilmiştir. Literatürde geçen modifikasyon terimleri genellikle sağlanmaya çalışan kısıtın normunun gradyanı alınarak türetilmektedir [3]. Kalman yaklaşımı ile türetilen terimler ile bu kısıtların ihlalinin azaltılması hedeflenmiştir.

Kalman Filtresi optimal bir kestirim algoritmasıdır. Bu algoritma, belirsizlikler içeren bir sistemin parametrelerini alınan gürültülü ölçümler temelinde tahmin etmektedir. Modifikasyon terimini elde ederken ise Kalman yaklaşımı ile sistem kısıtı temelinde sinir ağı katsayılarının kestirimi hedeflenmiştir. Bu doğrultuda katsayıların kestirimi bir en iyileştirme problemi olarak ele alınmış ve sağlanması gerekli sistem kısıtı ise ölçüm gibi düşünülerek, bu ölçümleri(kısıtları) sağlayan ağırlık katsayılarının güncellenmesi düşünülmüştür.

3.1. Kalman Filtre En iyileştirme Yaklaşımı

Ağırlık katsayıları üzerinde doğrusal kısıtlar varsayılır ve denklem (11) deki formda tanımlanır [3].

$$\widehat{W}^T \varphi\big(t, x(t), u(t)\big) = 0 \tag{11}$$

$\widehat{W}$ ağırlıkların kestirimi olup, φ ise istenilen modifikasyon terimi türüne göre tasarımcı tarafından belirlenen bir fonksiyondur.

Ağırlık katsayılarının kestirimini bir en iyileştirme problemine dönüştürmek için ağırlıklar stokastik süreç olarak aşağıdaki gibi tanımlanır [3]. ($w = vec(W), \Phi = I_{lxl} \otimes \varphi$, vec(.) operatörü, matrisi sütunlarından oluşan vektör haline getirir, $\otimes$ ise Kronecker çarpımıdır.)

$$\dot{\hat{w}}_m = q(t) \tag{12}$$

$$z(t) = \Phi^T\big(t, x(t), u(t)\big)w + r(t) \tag{13}$$

$q(t)$ ve $r(t)$ sıfır ortalamalı, kovaryansları sırasıyla Q ve R olan Gaussian beyaz gürültülerdir. $z(t)$ ölçüm olarak kabul edilmiştir.

Bu problem sürekli zamanda tanımlı Kalman algoritmasına uygulandığında ve gerekli dönüşümler yapıldığında modifikasyon terimi elde edilir. Kalman filtre algoritması ile elde edilen bu terim, baz uyarlama kuralı ile birleştirildiğinde uyarlamalı katsayıların güncellenme kuralı denklem (14)'deki gibi bulunur. İlgili çıkarımlar ve ispatlar referans [3]'de bulunabilir.

$$\dot{W}(t) = -\gamma\big(\beta\big(x(t)\big)e^T(t)Pb - \sigma_{kf} S(t)\varphi\big(t, x(t), u(t)\big)R^{-1}\varphi^T\big(t, x(t), u(t)\big)\widehat{W}\big) \tag{14}$$

$$\dot{S}(t) = -S(t)\varphi R^{-1}\varphi^T S(t) + Q \tag{15}$$

Burada standart modifikasyon terimlerinde sabit olan öğrenme katsayısı, $\sigma_{kf} S(t)$ terimi ile değişken olarak düşünülebilir. Bu değişken katsayı ile uygulama boyunca ağırlıklar ayarlanarak optimal gayret ile kontrol sağlanır.

3.2. Kalman Yaklaşımı ile e-Modifikasyon

Bölüm 3.1'de anlatılan yöntem kullanılarak bu bölümde uygulamalarda sıkça tercih edilen e-modifikasyon terimi Kalman yaklaşımı ile yeniden türetilmiştir. Bunun için φ fonksiyonu takip hatası cinsinden aşağıdaki gibi seçilmiştir [3].

$$\varphi = |e(t)|^{1/2} \tag{16}$$

Bu fonksiyon denklem (14) ve (15)'de yerlerine konulduğunda KF modifikasyonlu uyarlama kuralı elde edilmiş olunur.

$$\dot{W}(t) = -\gamma\big(\beta\big(x(t)\big)e^T(t)Pb - \sigma_{kf}|e(t)|S(t)R^{-1}\widehat{W}\big) \tag{17}$$

$$\dot{S}(t) = -|e(t)|S(t)R^{-1}S(t) + Q \tag{18}$$

Standart e-modifikasyon ise denklem (19) ile gösterilmiştir.

$$\dot{W}(t) = -\gamma\left(\beta\left(x(t)\right)e^{T}(t)Pb - \sigma_e|e(t)|\widehat{W}\right) \quad (19)$$

4. Benzetim Sonuçları

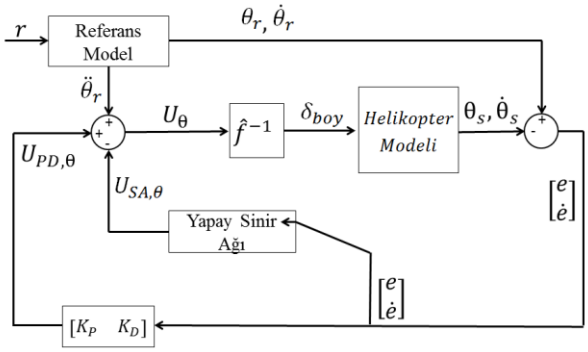
Önceki bölümlerde detaylandırılan kontrolcü, model sadakati yüksek bir helikopterin iki kanalında MATLAB/Simulink ortamında analiz edilmiştir. Helikopter modeli, rotor, kuyruk rotoru ve gövde gibi ana elemanların bileşen inşa yöntemi kullanarak yapılandırılmasıyla elde edilmiştir. Oluşturulan 6 serbestlik dereceli ve doğrusal olmayan model üzerinden helikopterin denge noktaları bulunabilmekte ve model doğrusallaştırılabilmektedir [6]. Senaryolarda 60 knot ileri uçuş için doğrusallaştırılan model kullanılmıştır. Kullanılan helikopterin matematiksel modeli ile ilgili detaylı bilgi referans [6]'da bulunabilir.

İlk senaryoda uyarlamalı kontrolcü ile yunuslama açısının (θ) kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Helikopterin yaptığı boylamsal manevra boyunca elde edilen sonuçlar, bahsedilen uyarlama kuralları ile karşılaştırılmıştır.

İkinci senaryoda ise uyarlamalı kontrolcü ile helikopterin kuzey açısı (ψ) kontrol edilmiştir. Enlemsel bir manevra altında farklı uyarlama kuralları ile helikopterin performansı değerlendirilmiştir.

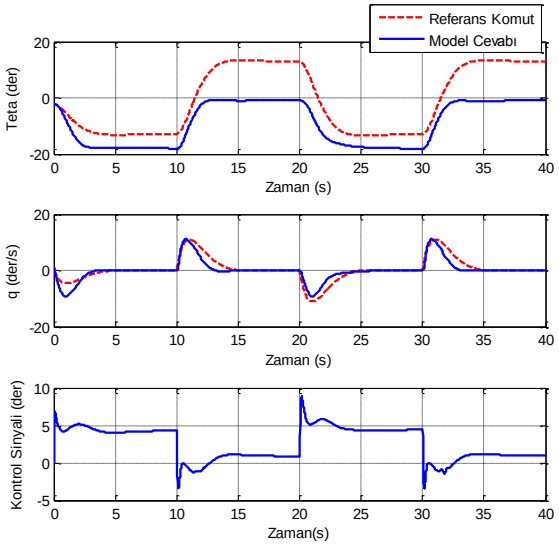
4.1. Senaryo 1

KF tabanlı e-modifikasyon ilk senaryo olarak helikopterin yunuslama kanalına uygulanmıştır. 15° kare dalga girdi, referans komut olarak yunuslama kanalına beslenmiştir. Boylamsal kanal için sistem Şekil 1'de blok diyagram ile gösterilmiştir.



Şekil 1: Boylamsal Kanalda Kontrolcü Yapısı

Kontrolcü kazançları K_P ve K_D referans modelin doğal frekansı (ω_n) 1 rad/s, sönümleme katsayısı (ξ) ise 0.8 olacak şekilde seçilmiştir. Diğer kanallar PID kontrolcüler ile sıfır referans komutunda tutulmaktadır. Sadece PD kontrolcüsünün olduğu durum için model cevabı Şekil 2'de verilmiştir. Yunuslama kanalında ilgilenilen kontrol sinyali, helikopterin saykılık kontrollerinden boylamsal saykılıktır.



Şekil 2: Belirsizlikler Altında Kontrolcü Cevabı

Bu senaryoda DSYA girdisi üç adet seçilmiştir ve sistem durumlarından oluşmak üzere θ, q ve $\theta * q$ olarak belirlenmiştir.

$$x = [\theta \quad q \quad \theta * q \quad b]^T$$

Aktivasyon potansiyelleri ise $a = [1; 1; 0.1]$ olarak belirlenmiştir. Ayrıca, sinir ağı sabit elemanı da (b) girdilere eklenmiştir.

Kalman yaklaşımı parametreleri ise;

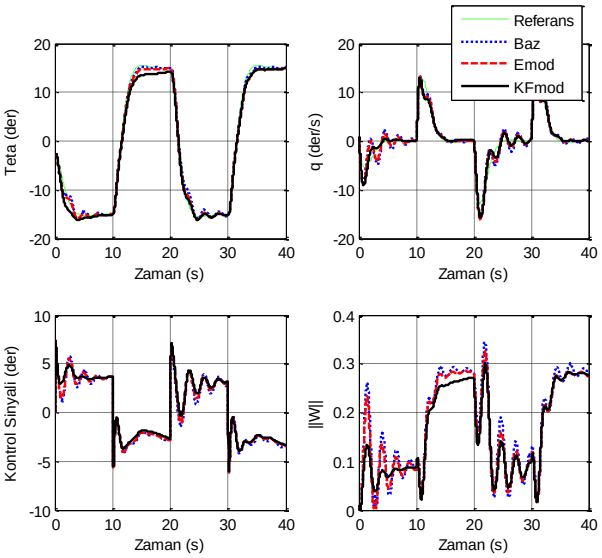
$S_0 = I$

$R = 0.1I$

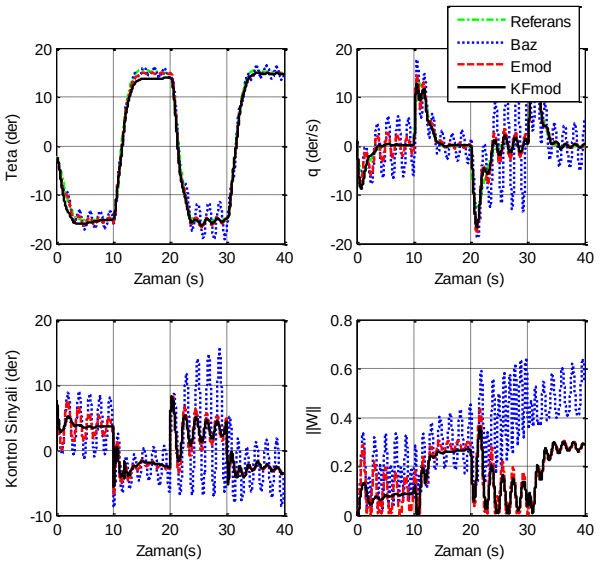
$Q = 0.001I$

Olarak seçilmiştir ve I birim matristir. Bu parametrelerin seçiminde sistem belirsizlikleri (Q), ölçüm belirsizliklerinden (R) düşük olacak şekilde seçilmiştir. Bu şekilde, sinir ağı katsayılarının, belirli gürültü içeren ölçümler temelinde tahmin edilmesi sağlanmıştır. Ayrıca, modifikasyon öğrenme katsayısının, $\sigma_{kf}S(t)$, zamanla öğrenme ile ayarlanarak kontrol gayretinin azalması sağlanmıştır.

Uyarlamalı kontrol, baz kural (Denklem (2)), e-modifikasyon (Denklem (19)) ve KF tabanlı e-modifikasyon (Denklem (17)) olmak üzere sisteme uygulanmıştır. Öğrenme katsayıları 5 ve 10 için uyarlama kuralları, Şekil 3 ve Şekil 4'de karşılaştırılmıştır.



Şekil 3: Uyarlamalı Kontrol ile Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 5$)



Şekil 4: Uyarlamalı Kontrol ile Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 10$)

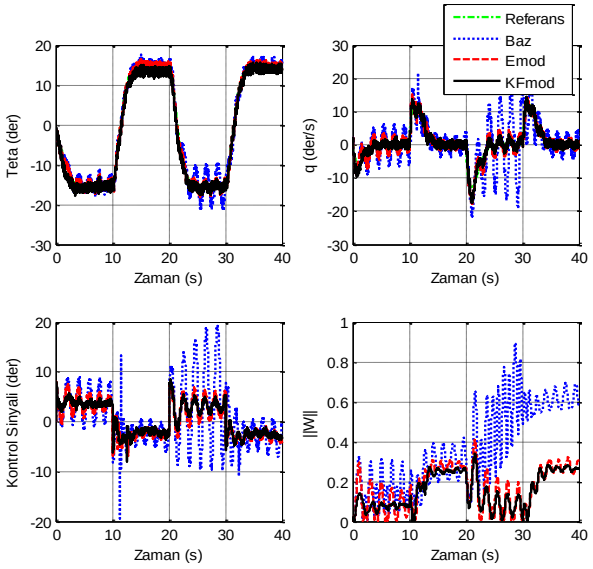
θ ve q ölçüm olarak kabul edilmiş ve sensör gürültüsü altında da analizi yapılmıştır. Durumlara sıfır ortalamalı, varyansı 0.0001 olan beyaz gürültüler eklenmiştir. Sensör gürültüsü altında Kalman yaklaşımı parametreleri, sistem gürültüsünü (Q) artıracak şekilde aşağıdaki gibi güncellenmiştir.

$S_0 = I$

$R = 0.1I$

$Q = 0.01I$

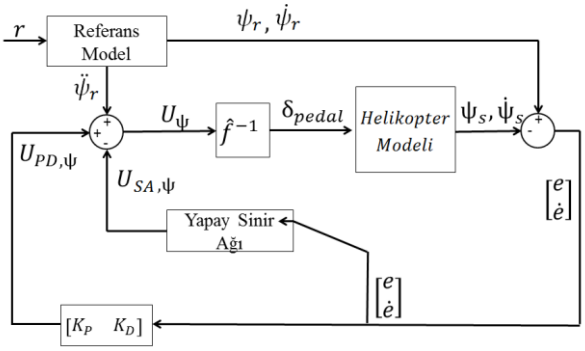
Karşılaştırmalar öğrenme katsayısının 10 olduğu durum için Şekil 5'de örneklendirilmiştir.



Şekil 5: Uyarlamalı Kontrol ile Sensör Gürültüsü Altında Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 10$)

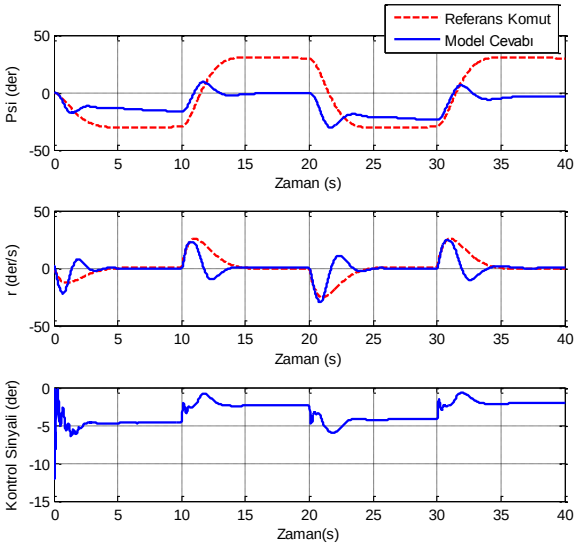
4.2. Senaryo 2

Senaryo 2 ile, helikopterin kuzey açısı kontrolü doğrusal yapay sinir ağı ile desteklenmiştir. Kuzey açısına 30° kare dalga girdi, komut referans olarak beslenmiştir. Kalman yaklaşımı ile elde edilen e-modifikasyonun, enlemsel kanalda performansı incelenmiştir. Blok diyagram Şekil 6 ile gösterilmiştir.



Şekil 6: Enlemsel Kanalda Kontrolcü Yapısı

Kontrolcü kazançları K_P ve K_D referans modelin doğal frekansı (ω_n) 1 rad/s, sönümleme katsayısı (ξ) ise 0.8 olacak şekilde seçilmiştir. Diğer kanallar PID kontrolcüler ile sıfır referans komutunda tutulmaktadır. Sadece PD kontrolcüsünün olduğu durum için model cevabı Şekil 7'de verilmiştir. Kuzey açısı kontrolünde ilgilenilen helikopter kontrolü pedaldır.



Şekil 7: Belirsizlikler altında PD Kontrolcü Cevabı

Bu senaryoda uyarlamalı kontrol girdileri, boylamsal örnektekine benzer şekilde ψ, r ve $\psi * r$ olarak seçilmiştir. Aktivasyon potansiyelleri $a = [1; 1; 0.1]$ olarak kullanılmış ve sinir ağı sabit elemanı eklenmiştir. Kalman yaklaşımı parametreleri ise enlemsel kanal için aşağıdaki gibi belirlenmiştir.

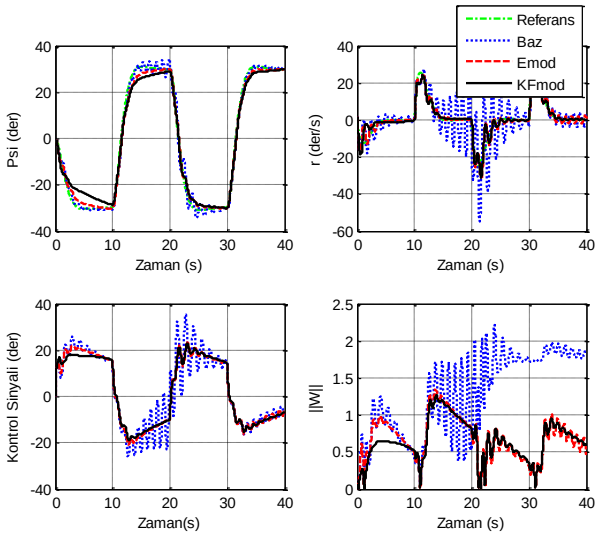
$S_0 = 10I$

$R = 1I$

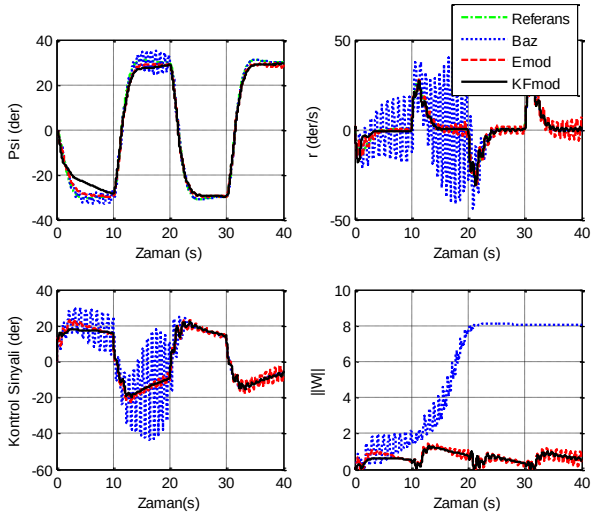
$Q = 0.1I$

Yunuslama kanalı kontrolcüsüne benzer şekilde, sinir ağı katsayılarının, belirli gürültü içeren ölçümler temelinde tahmin edilmesi sağlanmıştır. Sonuç olarak, $\sigma_{kf}S(t)$ parametresinin zamanla küçülerek öğrenme tamamlandıkça kontrol gayretinin azalması sağlanmıştır.

Farklı modifikasyon terimleri, öğrenme katsayıları 10 ve 20 için Şekil 8 ve Şekil 9'da karşılaştırılmıştır.

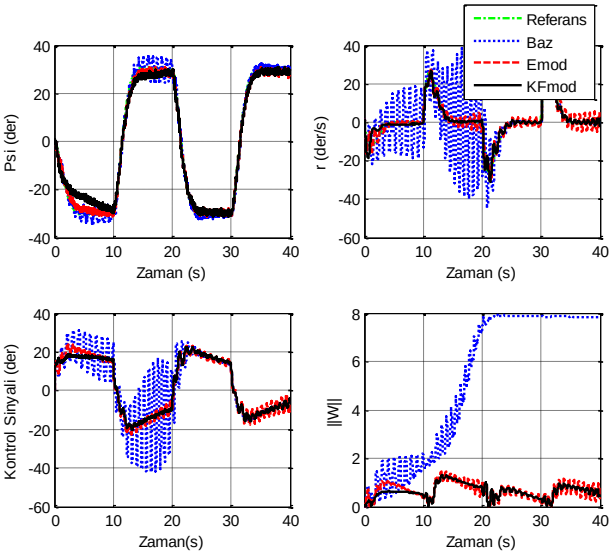


Şekil 8: Uyarlamalı Kontrol ile Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 10$)



Şekil 9: Uyarlamalı Kontrol ile Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 20$)

Sistem durumları (ψ, r) ölçüm olarak alındığında sensör gürültüsü de hesaba katılarak analizler sensör gürültüsünün olduğu durum için tekrarlanmıştır. Durumlara sıfır ortalamalı, varyansı 0.0001 olan beyaz gürültüler eklenmiştir. Öğrenme katsayısı 20 için farklı uyarlamalı kontrol kuralları ile karşılaştırmalar Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10: Uyarlamalı Kontrol ile Sensör Gürültüsü Altında Helikopter Cevabı ($\gamma = \gamma\sigma_e = \gamma\sigma_{kf} = 20$)

Benzetim sonuçları değerlendirildiğinde, her iki senaryoda da sistemde bulunan belirsizliklerin, sistem performansını Şekil 2**Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.** ve Şekil 7Şekil 2'de görüldüğü gibi önemli ölçüde bozmuş ve PD kontrolünün yetersiz kaldığı görülmüştür. DSYA tabanlı uyarlamalı kontrol ile bu belirsizlikler telafi edilmiştir. Baz uyarlama kuralı ve farklı yaklaşımlar ile elde edilen e-modifikasyon terimleri ile bulunan sonuçlar farklı öğrenme katsayıları için

değerlendirilmiştir (Şekil 3, 4, 8 ve 9). Kalman yaklaşımı tabanlı e-modifikasyonun 2 senaryo için de baz uyarlama kuralına ve standart e-modifikasyona göre daha az salınımlı cevaplar ürettiği ve minimum kontrol gayreti sağladığı görülmüştür. KF tabanlı e-modifikasyon teriminin kazancının değişken olması, takip hatasının öğrenme ile azaldıkça bu kazancın ayarlanarak, uyarlamalı kontrol gayretinin optimum olması sağlanmıştır. Standart modifikasyon terimlerindeki sabit kazanç, tüm durumlar göz önüne alınarak uygulamalarda büyük seçilebilmekte ve bu da gereksiz bir kontrol çabası harcanmasına ve modellenmeyen etkilerin ve gürültülerin büyümesine neden olmaktadır.

Ayrıca, sensör gürültüsü altında iken sistem, hem Senaryo 1 ile hem de Senaryo 2 ile irdelenmiştir. Daha önceki sonuçlarda olduğu gibi KF tabanlı e- modifikasyon **Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.** ve Şekil 10'da görüldüğü gibi diğer sonuçlara göre en iyi performansı sağlamıştır.

5. Sonuçlar

Bu bildiride, yapay sinir ağı tabanlı uyarlamalı kontrolcü içerisinde Kalman yaklaşımı ile elde edilen e-modifikasyon terimi, model sadakati yüksek bir helikopter modeli kullanılarak incelenmiştir. Bu yöntem ile sabit modifikasyon katsayısı, takip hatasına göre ayarlanarak değişken hale gelmiştir. Simulink ortamında gerçekleştirilen analizler sonucunda Kalman yaklaşımı ile türetilen e-modifikasyon teriminin standart e-modifikasyona göre daha az kontrol gayreti ile beklenen takibi sağladığı görülmüştür. Ek olarak, sistem sensör gürültüsü altında da incelenmiş, Kalman yaklaşımlı e-modifikasyonun sönümleme ve kontrol etkinliği açılarından alternatiflerine göre daha iyi sonuçlar sağladığı görülmüştür.

Sonuç olarak, farklı kanallarda ve farklı kazançlarda örneklendirilmiş KF yaklaşımının, istenilen seviyede referans takip hatası sağlarken alternatiflerine göre büyük salınımlar oluşturmadan ve minimum kontrol gayreti ile sistem cevabı sağladığı gözlemlenmiştir. Yapılan çalışma ve analizlerde bu yöntemin, özellikle salınımların olduğu ve yüksek öğrenme kazançları gerektiren (sensör gürültüsü gibi) sistemlerde iyileştirme yaptığı görülmüştür.

Kaynakça

[1] P.A. Ioannou ve P.V. Kokotovic, "Instability Analysis And İmprovement Of Robustness Of Adaptive Control", *Automatica*, Cilt:20, No:5, 1984.

[2] K.S. Narendra ve A.M. Annaswamy, "A New Adaptive Law For Robust Adaptation Without Persistent Excitation" *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 32, No: 2, 1987.

[3] T. Yucelen ve A.J. Calise, "Kalman Filter Modification in Adaptive Control*", Journal of Guidance, Navigation and Dynamics*, Cilt:33, No:2, s:426-439, 2010.

[4] K.Y. Volyanskyy, A.J. Calise ve B. Yang, "A Novel Q-Modificaiton Term for Adaptive Control", American Control Conference, 2006.

[5] N.T. Nyungen, K. Krishnakumar ve J. Boskovic, "An Optimal control Modification to Model-Reference Adaptive Control for FastAdaptation", AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, 2008.

[6] D. Yılmaz, "Evaluation and Comparison of Helicopter Simulation Models With Different Fidelities", ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Yüksek Lisans Tezi, 2008.

[7] O. Tarımcı, "Adaptive Controller Applications For Rotary Wing Aircraft Models Of Varying Simulation Fidelity", ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Yüksek Lisans Tezi, 2009.

[8] A.J. Calise ve R.T. Rysdyk, "Nonlinear Adaptive Flight Control using Neural Networks", C*ontrol Systems Magazine*, 1998.

[9] A.J. Calise ve R.T. Rysdyk, "Adaptive Model Inversion Flight Control For Tıltrotor Aircraft", AIAA Guidance, Navigation and Control Conference, 1997.

[10] T. Yucelen ve A.J. Calise, "Adaptive Control with Loop Transfer Recovery: A Kalman Filter Approach", American Control Conference, 2011.

Yankı Durumu Ağları ile Zaman Serilerinin Modellenmesi

Selin Yaman[1,2], *Aydoğan Ersöz*[1], *Engin Yeşil*[1], *İlker Üstoğlu*[2]

[1]İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi,
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü, 34469, Maslak, İstanbul, Türkiye
{yamansel, ersoza, yesileng}@itu.edu.tr

[2] Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi,
Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü, Davutpaşa, İstanbul, Türkiye
ustoglu@yildiz.edu.tr

Özetçe

Yapay sinir ağ modellerinden tekrarlı yapay sinir ağlarını eğitmek için kullanılan türev tabanlı yöntemine alternatif olması amacıyla son yıllarda "rezervuar hesaplama" yöntemi ortaya atılmış ve bu konuda çalışmalar yapılmıştır. Rezervuar hesaplamanın anahtar yöntemlerinden olan yankı durumu ağları (YDA), bu alandaki aktif çalışmalardan biridir. Pratik, kavramsal olarak basit ve kolay uygulanabilir olduğu için pek çok alanda başarılı bir performans göstermektedir. Yapılan bu çalışmada zaman serilerinin modellenmesinde yankı durum ağları kullanılmış ve sonuçlar bir nöro-bulanık modelleme yöntemi olan ANFIS ile kıyaslanarak sunulmuştur. Ele alınan hata ölçütü ile kıyaslama yapıldığında yankı durum ağlarının daha başarılı sonuçlar verdiği, aynı zamanda eğitim süresinin de daha kısa olduğu gözlenmiştir.

1. Giriş

Tekrarlı yapay sinir ağlarını eğitmek doğaları gereği zor bir işlemdir ve önemli bir problemdir. Akademik dünyada bu işlem genellikle kaçınılan bir konu olsa da, büyük dinamik hafızaları ve oldukça uyumlu hesaplama yetenekleri sayesinde modelleme alanında kapsamlı ve güçlü bir araç oldukları söylenebilir. Makine öğreniminde doğal zekâ ve insan beynine yakın sonuçlar almaları nedeniyle kullanım alanları geniştir. Son yıllarda tekrarlı yapay sinir ağları konusunda yeni bir anlayış, eğitim ve kullanım açısı geliştirilmiş ve "Yankı Durumu Ağları" olarak sunulmuştur. Bu anlayışta tekrarlı bir yapay sinir ağında, tüm ağırlıkları değiştirmeye gerek duymadan uygun sonuçlar elde edilebileceği önerilmiştir. Bu yapıda öğrenme süresince, yalnızca ara katmandan çıkış katmanına doğru olan ağırlıklar değişebilir. Bu yüzden eğitim süresi gayet hızlıdır ve hesaplama anlamında diğer seyrek bağlantılı ağ yapılarına göre daha etkilidir.

Jaeger tarafından 2001 yılında bir teknik rapor olarak ortaya konulan YDA yaklaşımı, ilerleyen yıllarda Jaeger'in önderliğindeki MINDS (Making Intelligent Dynamical Systems) araştırma grubu ile ilerletilmiş ve yapılan çalışmalara hız kazandırmak amacıyla en son 2010 yılında düzeltilmiş sürümü ile bir yazılım olarak da sunulmuştur [1].

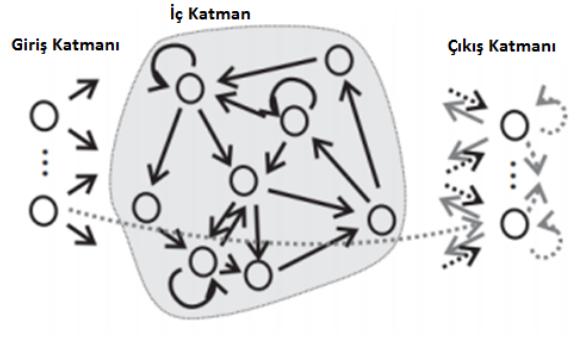
YDA yapısı kullanılarak optimizasyon, bulanık mantık, uyarlamalı kontrol, model tahmin yöntemleri, optimal kontrol gibi pek çok kontrol alanında çalışmaları bulunduğu gibi; uçuş sistemleri, biyolojik sistemler, elektrik ve enerji sistemleri, robotik sistemler gibi geniş yelpazede çalışmalar mevcuttur. Literatürde bu şekilde YDA kaynaklı pek çok çalışma ile karşılaşmak mümkündür. Seri kompanzasyonlu iletim hatlarında mesafe korunması işleminde YDA yapısından faydalanılmış, parametre ayarlanması için Büyük Patlama Büyük Çöküş Algoritması kullanılmıştır [2]. Uyarlamalı kontrol tasarımında YDA ve Genetik Algoritma tabanlı çalışmalar mevcuttur [3]. Benzer şekilde lineer olmayan dinamik sistemlerde model öngörülü kontrol tasarımı için YDA kaynaklı bir çalışma yapılmıştır [4]. Pnömatik yapay kas modelleme ve kontrolündeki karşılaşılan sürecin belirsizliği ve matematik modelin karmaşıklığı gibi problemleri çözmek için YDA tabanlı modelleme ve kontrol anlayışı ile çalışılmıştır [5]. Uçuş kontrol sistemlerinde uçuş kalitesini arttırmak amacıyla, YDA tabanlı bir öngörülü kontrol tasarlanmıştır ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir [6].

Zaman serilerinin yankı durum ağları ile modellenmesinin ve ANFIS yöntemi ile karşılaştırılmasının yapıldığı bu çalışmanın ikinci bölümünde yankı durum ağları tanıtılmış, üçüncü bölümde Rössler zaman serisi üzerine yapılan karşılaştırılmalı benzetim çalışmaları sunulmuş ve dördüncü bölümde ise sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. Yankı Durum Ağları

Yankı durum ağları, tam bağlantılı bir gizli katmanlı tekrarlı yapay sinir ağlarının özel bir durumudur. Tasarımında herhangi bir nöron modeli kullanarak, rastgele bir tekrarlı ağ yapısı (rezervuar) oluşturulur. Burada rezervuar boyutu, yapılan işe göre değişmektedir. Giriş birimi, rastgele bir şekilde rezervuar elemanlarına bağlanır. Son olarak, çıkış birimi oluşturulur ve bu kısımda eğer yapılan iş çıkış geri besleme yapısı gerektiriyorsa, çıkıştan rezervuara doğru olacak şekilde yine rastgele oluşturulmuş bir bağlantı kurulur. Eğer çıkış geri besleme yapısı gerektirmiyorsa, ayrıca bir bağlantı yapısı eklemeye gerek yoktur [2]. Şekil 1'de temel yankı durumu ağ yapısı görülmektedir. Yapısal tasarımı yapılan YDA sonrasında eğitim verileri aracılığıyla eğitilir. Son olarak ise çıkış ağırlıkları, eğitim sonucu elde

edilen çıkışlarının rezervuar durumları üzerindeki lineer regresyon ağırlıkları olarak hesaplanır. Bu ağırlıklar rezervuardan çıkışa doğru olan bağlantıların yapılmasında kullanılır. Bu adımda eğitim tamamlanmış ve yankı durumu ağı kullanım için hazır durumdadır. *K* giriş birimli, *N* iç katmanlı ve *L* çıkış birimli ayrık zamanlı bir ağ yapısı ele alındığında giriş biriminin her örnekleme değeri için etkinleştirme birimleri (1) denkleminde, benzer şekilde iç katman ve çıkış birimi için birimler sırasıyla (2) ve (3) denklemlerinde verildiği gibidir.



Şekil 1: Temel yankı durumu ağ yapısı.

$$u(n) = \{u_1(n), ..., u_k(n)\} \quad (1)$$

$$x(n) = \{x_1(n), ..., x_N(n)\} \quad (2)$$

$$y(n) = \{y_1(n), ..., y_L(n)\} \quad (3)$$

Gerçek değerli bağlantı ağırlıkları, giriş ağırlıklandırmaları için $N \times K$ boyutlu bir ağırlık matrisi olan $W^{iç} = (w_{ij}^{iç})$ matrisinde, iç katmandaki ağırlıklandırmalar için $N \times N$ boyutlu bir ağırlık matrisi olan $W = (w_{ij})$ matrisinde, çıkış ağırlıklandırmaları için $L \times (K + N + L)$ boyutlu bir ağırlık matrisi olan $W^{çıkış} = (w_{ij}^{çıkış})$ matrisinde ve son olarak da geri besleme bağlantısındaki ağırlıklandırmalar için $N \times L$ boyutlu bir matris olan $W^{geri} = (w_{ij}^{geri})$ matrisinde saklanır. Burada dikkat edilmesi gereken hususlardan biri, giriş biriminden direk olarak çıkış ünitesine olan bağlantılara ve çıkış biriminin kendi içinde olan bağlantılarına izin verildiğidir [3]. Zorunlu olmamakla birlikte, iç katmanda tekrarlı bağlantı yapısı bulunabilir. İç katmandaki aktivasyonu sağlamak için aşağıda verilen güncellenme kuralı uygulanır:

$$x(n+1) = f(W^{iç}u(n+1) + Wx(n) + W^{geri}y(n)) \quad (4)$$

Burada $f = (f_1, ..., f_N)$ ifadesi iç katmanın çıkış fonksiyonları olup, genellikle sigmoid fonksiyondur. Yankı durumu ağı çıkışı denklem (5)'te verildiği gibi hesaplanır.

$$y(n+1) = f^{çıkış}(W^{çıkış}(u(n+1), x(n+1), y(n))) \quad (5)$$

Burada $f^{çıkış} = (f_1^{çıkış}, ..., f_L^{çıkış})$ ifadesi çıkış biriminin çıkış fonksiyonları olup, $(u(n+1), x(n+1), y(n))$ ifadesi ise; giriş biriminin, iç katmanın ve çıkışın bir önceki değerinin aktivasyon vektörlerini birbirine bağlayan ifadedir. Giriş dizileri için denklem (6)'da verilen tanımlama ele alınmaktadır ve burada U uzayının kompakt uzay olması gereklidir.

$$(u(n))_{n \in J} \in U^J \quad (6)$$

Giriş dizilerinin soldan ve sağdan sonsuz olma durumu, sağdan sonsuz olma durumu, soldan sonsuz olma durumu ve belirli bir uzunlukta sonlu olma durumları için kısa ifadeler sırasıyla denklem (7)'de verilmiştir. Benzer isimlendirme çıkış ve iç katman için de kullanılmaktadır.

$$\underline{u}^{\pm\infty}, \underline{u}^{+\infty}, \underline{u}^{-\infty}, \underline{u}^{h} \quad (7)$$

İç katman için bir güncelleme operatörü tanımı denklem (8)'de verildiği gibidir.

$$x(n+h) = T(x(n), y(n), \underline{u}^{h}) \quad (8)$$

Geri besleme içermeyen yapılarda deklem (9)'da verilen tanım kullanılmaktadır.

$$x(n+h) = T(x(n), \underline{u}^{h}) \quad (9)$$

Bu aşamada yapılan analizlerde, girişler kapalı bir uzaydan alınmalıdır ve ağ sınırlı bir aralık içinde tanımlanmalıdır. Bu iki durum "standart sınır koşulları" olarak tanımlanmaktadır. Standart sınır koşullarını sağlayan ve geri besleme yapısı içermeyen bir ağ yapısında eğer ağ durumları $x(n)$, sadece soldan sonsuz $\underline{u}^{-\infty}$ girişler ile belirlenebiliyorsa, bu yapıya yankı durumu özelliği vardır denilir ve bu durum aşağıda verilen yankı durumu fonksiyonlarının varlığını gerektirir.

$$E = (e_{1,...,} e_N) \quad (10)$$

$$e_i : U^{-N} \to R \quad (11)$$

$$x(n) = E(..., u(n-1), u(n)) \quad (12)$$

Başka bir deyişle bu özellik, sezgisel olarak, bir ağ çok uzun bir süredir aktif haldeyse, o anlık ağ durumunun benzersiz olarak giriş ve danışman sonucu elde edilen çıkış bilgileri ile elde edilebilir olduğunu söylemektedir. Genel olarak, tekrarlı yapay sinir ağları sistem dinamiklerini tahmin etme konusunda başarılı olduğu literatürde yer almaktadır [1,7]. Bu bağlamda giriş odaklı sistemler ele alındığı için, giriş-çıkış bilgileri verildiğinde bir sonraki çıkışı veren bir G fonksiyonu dinamik sistemi tanımlamak için kullanılır.

Yankı durumu ağ yapısının giriş unutma özelliği ile iç katmanların ilk geçici aktivasyonları aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$x_i(n) \approx e_i(..., u(n), u(n+1)) \quad (13)$$

Burada e_i , i dereceden yankı fonksiyonlarını göstermektedir. Denklem (14) ve denklem (15)'te G fonksiyonu çıkış ilişkisi ve çıkışa göre öğrenme ilişkisi görülmektedir.

$$y(n+1) = G(...,u(n),u(n+1);...,y(n-1),y(n)) \quad (14)$$

$$y_{öğrenme}(n+1) = G_{öğrenme}(...,u(n),u(n+1)) \quad (15)$$

Buradaki önemli nokta ise, $G_{öğrenme}$ fonksiyonunu, Karesel Hatanın Ortalaması (MSE) kriteri ile oluşturulan yankı fonksiyonlarından elde etmektir. Çıkış geri besleme içermeyen ağ yapıları için tek kanal yapı sürümü denklem (16)'da verildiği gibidir [10].

$$y(n) = f^{çıkış}(\sum_{i=1,...,N} w_i^{çıkış} x_i(n)) \quad (16)$$

Burada $w_i^{çıkış}$, i dereceden çıkış bağlantısının ağırlığı ifadesidir. Tersi alınabilen bir $f^{çıkış}$ fonkiyonu için denklem (17) yazılabilir.

$$(f^{çıkış})^{-1} y(n) = \sum_{i=1,...,N} w_i^{çıkış} x_i(n) \quad (17)$$

Yankı fonksiyonlarının eklenmesi ile denklemler denklem (18)'de verilen hali alır.

$$(f^{çıkış})^{-1} y(n) = \sum_{i=1,...,N} w_i^{çıkış} e_i(...,u(n-1),u(n)) \quad (18)$$

Hata, ortalama karesel hatada minimize olacak şekilde ağırlıklar belirlenirse sırasıyla denklem (19), (20) ve (21)'de verilen ifadeler yazılabilir.

$$\varepsilon_{eğitim}(n) = (f^{çıkış})^{-1} y_{öğrenme}(n) - (f^{çıkış})^{-1} y(n) \quad (19)$$

$$(f^{çıkış})^{-1} y_{öğrenme}(n) - \sum_{i=1,...,N} w_i^{çıkış} e_i(...,u(n-1),u(n)) \quad (20)$$

$$MSE_{eğitim} = \frac{1}{n_{maks} - n_{\min}} \sum_{i=n_{\min},...,n_{maks}} (\varepsilon_{eğitim}(n))^2 \quad (21)$$

Burada $n_{\min}$, eğitim dizisinin baştaki geçici durumun çıkarılması ile elde edilen noktayı temsil ederken, n_{maks} ise son eğitim noktasıdır ve $mse_{eğitim}$ eğitim hatasıdır. Yapılan bu çalışmada daha titiz bir inceleme olması açısından deklem (22) ile verilen "normalize edilmiş ortalama karesel hata" (NRMSE) için optimizasyon yapılmıştır.

$$NRMSE = \frac{\sqrt{MSE}}{n_{maks} - n_{\min}} \quad (22)$$

Böylece G' için yapılan ortalama karesel hata yaklaşımı, ağırlıkların ve yankı fonksiyonların bir birleşimi haline gelir.

$$(f^{çıkış})^{-1} G_{öğrenme} \to G' \quad (23)$$

$$G' \approx \sum w_i e_i \ (f^{çıkış})^{-1} G_{öğrenme} \to G' \quad (24)$$

Bu işlemde denklem (23) ve (24)'e göre istenen durum ise, $u(n)$ girişleri ile eğitilmiş, çıkışları $(y(n))$, danışman çıkışlarına $(d(n))$ yakınsayan bir YDA $(W^{giriş}, W, W^{gb}, W^{çıkış})$ yapısı oluşturmak. Burada W^{gb} geri besleme üzerindeki ağırlıklandırma için isimlendirilmiştir. Özetle YDA tasarımı 4 adımda yapılabilmektedir:

Adım 1: Yankı durumu özelliği içeren ve uyarıldığı zaman birbirinden çok farklı dinamikler sergileyen iç katmanlara sahip bir dinamik rezervuarın $(W^{iç}, W, W^{geri})$ oluşturulması gerekir [7]. Bu adım pek çok sezgisel yöntem içermektedir, en çok kullanılan haliyle;

- Rastgele bir iç ağırlık matrisi oluşturmak,
- W_0 matrisini normalize ederek bir W_1 matrisi oluşturmak. Burada $|\lambda_{maks}|$ W_0 'ın spektral yarıçapıdır. $\left(W_1 = \frac{1}{|\lambda_{maks}|} W_0\right)$
- $W = \alpha W_1, \alpha < 1$ şeklinde bir ölçeklendirme yaparak spektral yarıçapı belirlemek.
- Rastgele bir giriş ağırlık matrisi $(W^{iç})$ ve çıkış geri yayılım (backpropagation) ağırlık matrisi (W^{geri}) oluşturmak şeklinde özetlenebilir.

Adım 2: Ağın eğitim dinamiklerinden örnekler almak gereklidir. Bu adımda sezgisel yöntem bulunmamakta, sırası ile aşağıda verilen adımlar izlenmektedir.

- Sırasıyla ağ durumlarını başlatmak. Örneğin $x(0) = 0$
- $x(n+1) = f(W^{iç}u(n+1) + Wx(n) + W^{geri}d(n))$ hesabı ile ağı eğitim verisi ile $n = 0,...,T$ kadar çalıştırmak.
- *n=0* anında *d(n)* tanımlı olmadığından *d(n)=0* kullanmak.
- İterasyona her başlama zamanından (T_0) büyük ya da eşit zamanlar için ağ durumlarını $x(n)$ boyutu toplama matrisinde (M) toplamak. Tüm işlem sonunda bu matrisin boyutu $(T - T_0 + 1) \times (K + N + L)$ olacaktır.
- Rastgele bir giriş ağırlık matrisi $(W^{iç})$ ve çıkış geri yayılım (backpropagation) ağırlık matrisi (W^{geri}) oluşturmak şeklinde özetlenebilir.
- Benzer şekilde yine iterasyona her başlama zamanından (T_0) büyük ya da eşit zamanlar için danışman çıkışlarını $(sigm^{-1}d(n))$ danışman çıkış matrisinde (T) toplamak. Tüm işlem sonunda bu matrisin boyutu $(T - T_0 + 1) \times L$ olacaktır.

Adım 3: Çıkış ağırlıklarını hesaplamak gereklidir.

- Sözde-ters (pseudo-inverse) işlemi uygulayarak çıkış ağırlık matrisini oluşturmak. $\left((W^{çıkış})^T = M^{-1}T\right)$

- $(W^{çıkış})^T$ matrisini tekrar transpoze ederek W^{out} matrisini elde etmek.

Adım 4: Tasarlanan ağ $(W^{iç}, W, W^{geri}, W^{çıkış})$ istenen giriş serisi ile çalıştırılabilir (denklem (25)ve (26)).

$$x(n+1) = f(W^{iç}u(n+1) + Wx(n) + W^{geri}y(n)) \quad (25)$$

$$y(n+1) = f^{çıkış}(W^{çıkış}(u(n+1), x(n+1), y(n))) \quad (26)$$

Çalışmada önemli olan kavram rezervuarın oluşturulmasıdır ki bu noktada da ağırlıklandırmalar önem kazanır. Ağırlık matrisi W için spektral yarıçap $|\lambda_{maks}| > 1$ olmalıdır. Burada λ_{maks} , W matrisinin en büyük mutlak değere sahip özdeğeridir. Böyle bir durumda YDA, asimptotik kararsız bir sıfır durumuna sahip olacaktır ki bu da herhangi bir kabul edilebilir durum için, ağın yankı durumu özelliğine sahip olmadığı anlamına gelir.

Rezervuar oluşturulurken, yankı durumu özelliğine bağlı kalmak adına, spektral yarıçapın birden küçük olmasına dikkat edilmelidir. Genelleme yapmak gerekirse, hızlı ve kısa süreli hafızaya sahip işlemler için küçük değerde bir spektral yarıçap; yavaş ve uzun süreli hafızaya sahip işlemlerde ise büyük değerde bir spektral yarıçap kullanmak mantıklı olacaktır [8]. Yine de pekçok işlemde manuel olarak ayarlama yapmak durumu ile karşılaşılmaktadır. Optimal değer aralığı da çalışılan bölgeye yakın olacaktır. Örnek vermek gerekirse; 0.8 spektral yarıçapta başarılı sonuçlar alınan bir süreçte, 0.75 ve 0.85 değerli spektral yarıçaplarda da başarılı sonuçlar alınabildiği görülür. Spektral yarıçap bire ne kadar yakınsa optimal çözüm için çalışılan aralık da o kadar dar olacaktır.

Zengin bir rezervuar içeren bir YDA yapısı oluşturmanın bir yolu da, ağa seyrek ve rastgele bağlantı yapısı sağlamaktır. Seyrek bağlantı, alt ağların görece daha iyi ayrışmasını, böylece alt ağlardaki her birimdeki dinamiklerin daha iyi gelişmesini sağlar.

Spektral yarıçap kadar uygun bir model boyutu bulmak da önemlidir. Genel olarak dinamik rezervuarlar, karmaşık sistemleri öğrenmede ya da yüksek derecede doğruluk ile öğrenmede çok başarılıdır. Yine de çok parametreli bir modele uyumlu olmak gerektiğinde, eğitim verisinde başarılı sonuçlar alınsa da, test verisinde zayıf kalınacaktır. Bu durumda test verisinde kabul edilebilir sonuçlar alıncaya kadar model boyutunu büyütmekte fayda vardır [9].

YDA yapısı bir siyah kutu modelleme örneğidir, dolayısıyla ağın eğitimi sırasında eğitim verisinin hiç etki etmediği test verisi için performans genellikle düşmektedir. Dolayısıyla eğitim verisini daha geniş tutarak, test verilerini ve eğitim verilerini benzer tarzda kullanmak faydalı olacaktır [6]. Bilinmeyen bir sistemin dinamikleri denklem (27)'deki güncelleme denklemi ile yönetilebilir.

$$d(n) = e(u(n), u(n-1), ..., d(n-1), d(n-2)) \quad (27)$$

Burada *e*, sistem çıkışlarının ve geçmiş girişlerin fonksiyonudur. Siyah kutu modelleme yönteminde asıl amaç, bilinmeyen bir sistem için sistem fonksiyonu *e*'ye başarılı bir yaklaşımda bulunmaktır. İfadeyi kolaylaştırmak adına YDA yapısı doğrusal çıkış birimli alınır ve eğitilmiş ağ çıkışı ağ durumlarının doğrusal bir birleşimi haline gelir. İstenilen sistem fonksiyonu yaklaşımı, yankı durumu fonksiyonlarının doğrusal bir birleşimi olarak aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$e(u(n), u(n-1), ..., d(n-1), d(n-2)) \quad (28)$$

$$d(n) \approx y(n) \quad (29)$$

$$\sum w_i^{çıkış} x_i(n) \quad (30)$$

$$\sum w_i^{çıkış} e_i(u(n), u(n-1), ..., y(n-1), y(n-2)) \quad (31)$$

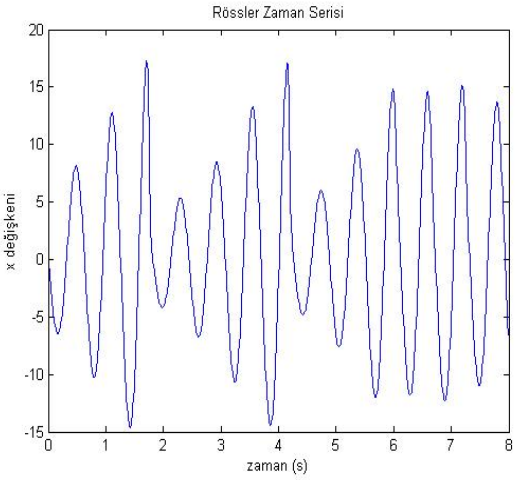
3. Zaman Serilerinin Modellenmesi

Bu çalışma kapsamında birçok farklı zaman serisi üzerinde çalışılmış ancak sadece Rössler zaman serisi sunulmuştur [7]. Denklem (33), (34) ve (35)'te Rössler serisi tanımı verilmiştir ve çalışma için standart değerler ($a = 0.15, b = 0.20, c = 10.0$) kullanılmaktadır [11]. Şekil 2'de Rössler zaman serisi için çıkış verisi verilmiştir. Bu veri uygun şekilde eğitim ve test verisi olacak şekilde ikiye ayrılmış ve YDA tasarımı için kullanılmıştır. Ayrıca adil bir karşılaştırma yapmak adına YDA performansı ANFIS ile karşılaştırılmıştır. ANFIS tasarımı için de YDA tasarımında kullanılan eğitim verisi kullanılmıştır.

$$\dot{x} = -z - y \quad (32)$$

$$\dot{y} = x + ay \quad (33)$$

$$\dot{z} = b + z(x - c) \quad (34)$$

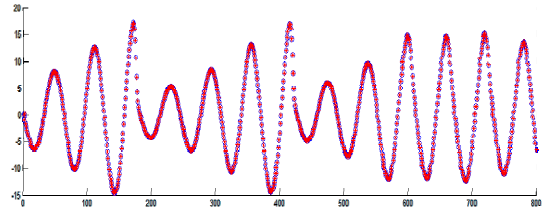


Şekil 2: Rössler zaman serisi çıkış verisi.

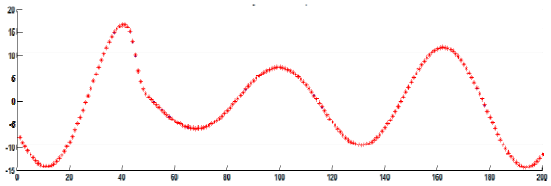
3.1. ANFIS Modelleme

ANFIS ile modelleme yapılırken 100 iterasyon adımı kullanılmıştır. Ayrıca giriş üyelik fonksiyonlarının sayısı üç olarak alınmıştır ve bu üyelik fonksiyonları üçgen yapısındadır. Kuralların sonuç önermesinde sabit sayılar kullanılarak tekli (singleton) yapıda bulanık kurallar oluşturulmuştur. Benzetim bittiğinde RMSE değeri 0,029002 olarak ölçülmüştür.

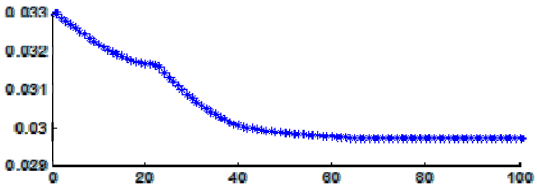
Oluşturulan bulanık model eğitim verisi ve test verisi ile zaman serisinden elde edilen veriler çizdirilirse Şekil 3 ve Şekil 4'te verilen grafikler elde edilir. Bu grafiklerde modellemedeki başarı göze çarpmaktadır. Şekil 5'te öğrenme hızı görülmektedir.



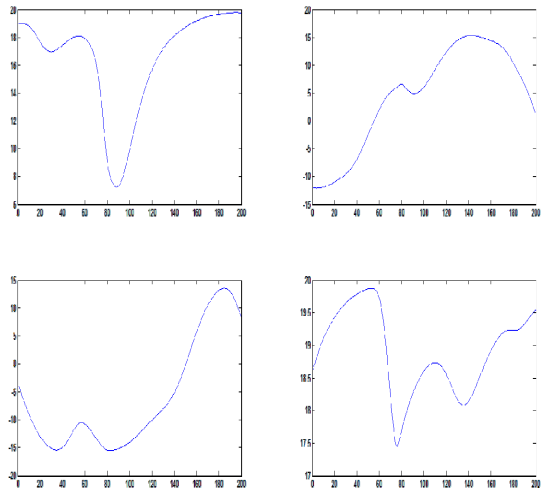
Şekil 3: ANFIS eğitim verisi grafiği.



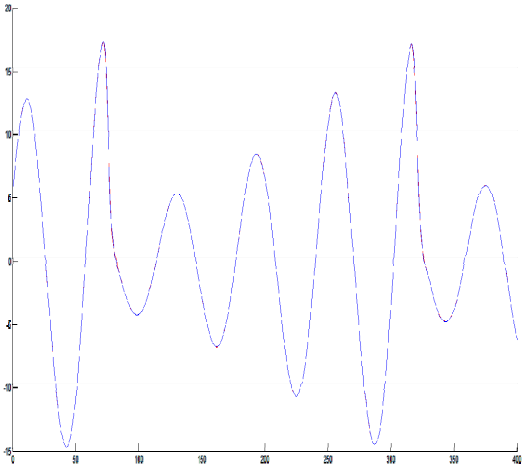
Şekil 4: ANFIS test verisi grafiği.



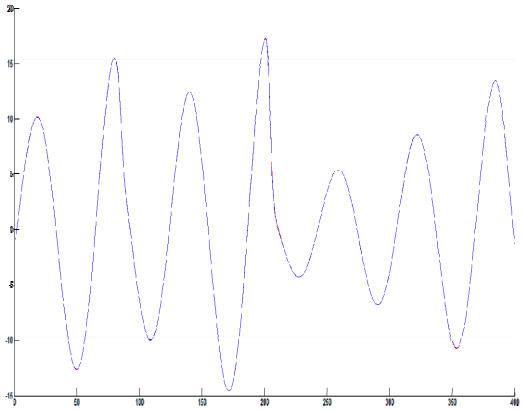
Şekil 5: ANFIS öğrenme grafiği.



Şekil 6: YDA rezervuar durumları.



Şekil 7: YDA eğitim verisi grafiği.



Şekil 8: YDA test verisi grafiği.

3.2. YDA ile Modelleme

YDA tasarımında iç katmanda 30 birimlik bir rezervuar yapısı kullanılmış olup, spektral yarıçapı 0.13 birimdir. Eğitim verileri %80 oranı ile test verileri %20 oranı ile paylaşılmıştır. YDA ile oluşturulan modelde ilk dört rezervuar biriminin durumları Şekil 6'da verildiği gibidir. Eğitim verisi ile sistem çıkışının test edilmesi sonucu elde edilen grafik Şekil 7'de verilmektedir. Test verisi ile sistem çıkışının test edilmesi sonucu elde edilen grafik Şekil 8'de görülmektedir.

Tablo: Performans Karşılaştırması

	NRMSE (Eğitim)	NRMSE (Test)
YDA	0,0052473	0,0055466
ANFIS	0,0297197	0,0297214

4. Sonuçlar

Bu çalışmalarda yankı durum uzaylarının yapısı ve tasarım adımları üzerinde durulmuş ve YDA'nın modellemede getirileri zaman serilerinin modellenmesinde kullanılmıştır. Yapılan zaman serisi modellenmesi çalışmasında yankı durumu ağ yapısının modelleme hatalarının azaltılması bağlamında popüler bulanık modelleme yöntemi ANFIS'e göre daha başarılı olduğu görülmektedir. Tekrarlı yapay sinir ağlarının özelleşmiş bir hali olan yankı durumu ağ yapısı, pek çok farklı amaç için kolaylıkla ve iyi bir hassasiyet ile eğitilebilir. Farklı amaçlar için neredeyse aynı yapı çalışabilir ve farklı amaçlar için sadece istenen sayıda giriş ve çıkış birimi eklenmesi ve uygun olan önemli küresel ölçekleme değerlerini belirlemek gereklidir. Öğrenme için ağda bulunacak ağırlık değerleri diğer yapay sinir ağları yapılarına göre çok azdır. İleriki çalışmalarda YDA'nın farklı modelleme ve kontrol yapılarında kullanılarak kontrol performansının iyileştirilmesi planlanmaktadır.

Kaynakça

[1] H. Jaeger, "The 'echo state' approach to analysing and training recurrent neural networks*," GMD Report 148, German National Research Center for Information Technology,* 2001.

[2] I. Yıldız, H. Jaeger, S. Kiebel, "Re-visiting Echo State Property, " *Neural Networks*, 35, 1-9, 2012.

[3] D. Xu, J. Lan, J. Principe, "Direct Adaptive Control:An Echo State Network and Genetic Algorithm Approach," *International Joint Conference on Neural Networks,* 2005.

[4] Y. Pan, J. Wang, "Model Predictive Control of Unknown Nonlinear Dynamical Systems Based on Recurrent Neural Networks," *IEEE Transactions on Industrial Electronics,59,8,* 2012.

[5] K. Xing, Y. Wang, Q. Zhu, H. Zhou, "Modeling and Control of McKibben Artificial Muscle Enhanced with Echo State Network," *Control Engineering Practice, 20, 477-488,* 2012.

[6] S. Ni, L. Liu, Z. Wang, Z. Wang, "Predictive Control of Vehicle Based on Echo State Network," *International Conference on Science and Information Engineering.*

[7] H. Jaeger, "Advanced Machine Learning Lecture Notes".

[8] H. Jaeger, "A tutorial ontraining recurrent neural networks, covering BPPT, RTRL, EKF and the 'echo state network' approach," *German National Research Center for Information Technology,* 2005.

[9] M. Lukosevicius, "A Practical Guide to Applying Echo State Networks*," Neural Networks: Tricks of the Trade, Reloaded, Springer*, 2012.

[10] H. Jaeger, "Short Term Memory in Echo State Networks," GMD Report, 2002.

[11] O. E. Rössler, "An Equation for Continuous Chaos, Physics Letters," 57, 397–398, 1976.

Galvanometrik Sistemin Lazerle Yüksek Hassasiyette İşaretleme için Yapay Sinir Ağı Tabanlı Modellenmesi

Zhenishbek Zhakypov[1], *Edin Golubovic*[1], *Ahmet Özcan Nergiz*[1], *Asif Sabanovic*[1]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
{zhakypov,edin,ahmetn,asif}@sabanciuniv.edu

Özet

Bu çalışmada bir galvanometrik (galvo) lazer ışın demeti yönlendirme sisteminin yapay sinir ağları tabanlı kinematik modeli sistemin yüksek hassasiyette işaretleme, kaynaklama ya da lehimleme işlemlerine yönelik sunulmaktadır. Galvo sistem lazer ışın demeti ile yüksek hızlarda tarama yapabildiğinden hızlı işlemler içeren uygulamalar için güçlü bir araç olma özelliği taşımaktadır. İşaretleme yapılırken kullanılması istenen 2 boyutlu desenlerin bilgisayar destekli tasarım (CAD) ile hazırlanmış çizimler olarak sağlanabilmesi sisteme kullanım kolaylığı ve esneklik kazandırmaktadır. Çizimler önce MATLAB yazılımı kullanılarak grafik olarak çözümlenmiş ve x-y referans veri noktaları şeklinde değerlenmiş, ardından ise C programlama dili kullanılarak hazırlanmış bir kod içerisinde diziler halinde kaydedilmiştir. Bu C dosyasına, sistem yazılımı içerisinde atıfta bulunularak ana rutin tarafından referans veri kaynağı olarak kullanılması sağlanmaktadır. Sistemin teorik kinematik modeli çıkarılarak benzetimleme yapıldığında, ilgilenilen bölgede sistemin neredeyse doğrusal biçimde davrandığı görülmektedir. Sistem pratikteki uygulamalar için yapay sinir ağları yaklaşımı kullanılarak modellenmiştir. Modelin, dönme uzayı ve görüntü alanı üzerindeki ölçülen konumlara göre doğrulaması yapılmıştır. Farklı biçimindeki referans şekilleri takip etmeye yönelik deney sonuçları %4 ve altında hata payları ile yüksek hassasiyetin yakalandığını göstermiştir.

1. Giriş

Günümüz teknolojisi birçok alanda büyük boyutlu yapılardan daha küçük boyutlu, yoğun ve kompakt yapılara doğru evrilmektedir. Bu da küçük boyutların, yüksek performansın ve hassasiyetin önemli olduğu tıp, endüstrisi, havacılık vb. gibi alanlara yönelik minyatür ürünlerin yaratılıp entegre edilebilmesini kolaylaştırmaktadır. Fakat bu bağlamda ürünlerin minyatürize ediliyor olması yüksek hassasiyette üretim yapabilen makinelere olan talebi de artırmaktadır. Mikro işleme konusu mikro-mekanik kesme, elektrokimyasal işleme (ECM), elektriksel boşaltım yöntemiyle işleme (EDM) ya da lazerle işleme tekniklerinin de geniş ölçekte kullanıldığı mikro üretim uygulamaları için oldukça önemlidir [1]. Lazerle işlemenin bahsi geçen diğer tekniklere göre en bariz avantajları, minimize edilmiş odak çözünürlüğü, düşük ısı girdisi, güç ve ışın demeti kontrolü konusunda yüksek esneklik şeklinde listelenebilir. Femto saniye lazerler gibi kısa ve de ultra kısa vuruşlu lazerlerin geliştirilmesi ile ultra hassasiyet gerektiren parçaların işlenmesi de mümkün hale gelmiştir [2]. Bunun sebebi fotonlardan oluşan lazer ışığıdır. Bunlar elektronlara göre çok daha küçük boyutlu olup birkaç mikron ölçeğine kadarki çok yüksek hassasiyet seviyelerindeki işleme uygulamalarına uygundurlar. Lazer teknolojisi kaynak yapmak, kaplama yapmak, aşındırma, sıyırma, kırpma, mikro parça temizliği, mikro kanalların açılması, üç boyutlu baskı ve işaretleme gibi işlemler için kullanılabilmektedir [3]. Maskeleme ile senkronize katman tarama (SOS) ve doğrudan yazma yöntemiyle senkronize tarama (SS) şeklinde adlandırılan ve lazer ışın demeti ile aynalar ya da hareket mekanizması yoluyla tarama yapılan iki lazerle işleme tekniği yaygın biçimde kullanılmaktadır [4]. İlk yöntem işleme yapılacak desenin bir maske ile, derinliğin de demet açıklığı ile belirlendiği ve MEMS alanındaki ürünlerin fabrikasyonunda yoğun şekilde kullanılan bir yöntemdir. Doğrudan yazma yönteminde ise lazer ışın demeti odaklanmış biçimde olup bu yöntem yüksek hızın önem taşıdığı işleme uygulamalarında kullanılmaktadır. Maske olmaması ve işlenecek desenin yazılım aracılığıyla sisteme girilebiliyor olması hem esneklik sağlamakta hem de maskeli yönteme göre maliyeti azaltmaktadır. İşlenecek desenin boyutu tarama aynalarının dönüş açılarıyla ya da hareket tablasının hareket aralığı ile sınırlıdır. İşleme alanını büyütmek için galvanometrik lazer ışın demeti yönlendirme sistemi ile hareket tablası kombine bir biçimde de kullanılabilmektedir [5].

Galvanometrik lazer ışın demeti yönlendirme cihazları genellikle tek boyutlu (1D) imajların işlenmesi için kullanıldığından lazer ışığının yansıtılması için tek ayna içermekte olup, iki ya da daha fazla aynanın kullanılması ile iki (2D) ya da üç boyutlu (3D) desenlerin işlenmesi de mümkün olabilmektedir [6]. Bunlar aynı zamanda lazerle malzeme mikro işlemesi [7], medikal görüntüleme [8] ya da işaretleme [9] uygulamaları için de kullanılmaktadırlar. Aynaların ataşlanmış olduğu motorların açısal konumları düzgün bir şekilde kontrol edildiğinde görüntü düzlemi üzerinde istenen bir görüntünün yaratılması mümkün hale gelmektedir. Görüntü, konum foto-detektörleri [10] aracılığı ile ölçülmekte ve belirlenmektedir. Aynaların asgari dönme açısı ve boyutu görüntünün çözünürlüğünü ve tarama hızını belirlemektedir [11]. Galvo tarayıcıların hareket tablalarına göre önemli bir avantajı yüksek tarama hızlarıdır. Daha yüksek çözünürlük, daha çok işlenecek veri anlamına gelmekte ve daha küçük aynalar daha yüksek işleme hızlarına izin vermektedir. DSP ya da FPGA [12] tabanlı hızlı işlemci birimleri kullanılarak galvolar için daha yüksek veri işleme hızları elde edilebilmektedir. Fakat daha büyük boyutlu görüntülerin işlenebilmesi için galvolara yardımcı olarak bir de hareket tablası eklenmesi gerekebilmektedir.

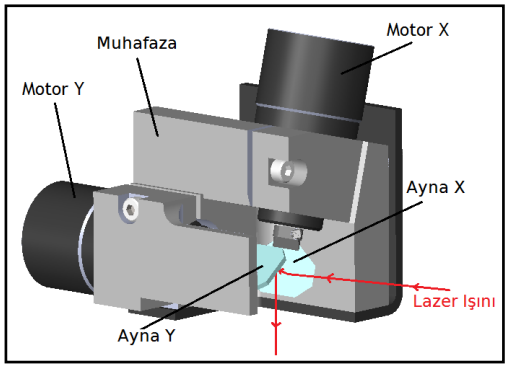
Bu bildiride galvanometrik lazer ışın demeti yönlendirme sisteminin [13] mikron ölçeğinde hassasiyetlerde parça işleme ya da desen işaretleme uygulamalarında kullanılmasına yönelik bir çalışma sunulmaktadır. Sistem, ileri beslemeli geri yayılımlı yapay sinir ağları tekniği kullanılarak modellenmiş olup elde edilen model iki sensör yardımıyla konfigürasyon uzayında ve görüntü düzleminde hem ileri hem de ters kinematik için doğrulanmıştır. Takip edilecek referans şekiller CAD çizimleri olarak sağlanmıştır. Çizimler x-y koordinat noktaları şeklinde çözümlenmiş, ara değer hesapları yapılmış ve sisteme referans voltajları şeklinde beslenmiştir. Lazer ışın demetinin görüntü düzlemi üzerindeki konum hatasının asgariye indirilmesi için motorların açısal konumları PI denetleyici kullanılarak kontrol edilmiştir.

Bildiri içeriğinin organizasyonu şu şekildedir: II nolu bölümde bildiride bahsedilen galvanometrik aynalı yönlendirme sisteminin işlevsel karakteristikleri ve teorik kinematik modeli sunulmuştur. Referans oluşturma, yapay sinir ağları tabanlı modelleme, ölçüm ve kontrol yöntemleri bölüm III içerisinde verilmiştir. Deney düzeneği ve deney sonuçları ise bölüm IV içerisindedir. Bölüm V kapsamında ise sonuç ve geleceğe dönük öneriler tartışılmıştır.

2. Problemin Formülasyonu

2.1. Sisteme Genel Bakış

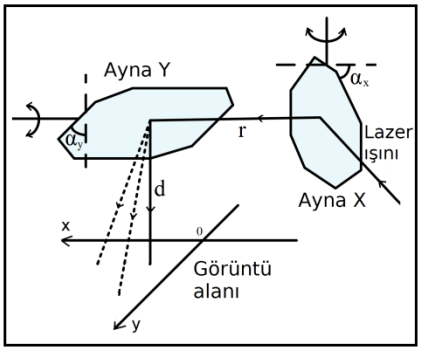
Bu bildiride adı geçen galvo tarayıcı sistemi [13] Şekil-1'de gösterilmiştir. İki adet gümüş kaplamalı sekizgen şeklinde ayna da galvanometrik motorlara ataşlanmış olup açısal hareket aralıkları 20° ile sınırlandırılmıştır. İvme ise statör sarımlarına uygulanan akım ile doğru orantılıdır. Sarımlar üzerinden geçen akımın indüklediği akı kalıcı mıknatıslı motoru bir yay içerisinde döndürmektedir. Bu konfigürasyon rotor sarım konfigürasyonuna göre daha hızlı cevap ve daha yüksek sistem rezonant frekansları sağlamaktadır. Sistem içerisinde gömülü olarak bulunan optik konum detektörü (OPD) sayesinde motor konumu bilgisi elde edilmektedir. Galvolar hareket ettikçe fotodiyotlar tarafından farklı miktarlarda ışık algılanmakta ve üretilen akım da motor konumu ile doğru orantılı olmaktadır. Eyleyicileri sürmek için, hem denetleyici hem de yükseltici devreleri içinde barındıran ve ticari olarak temin edilmiş olan servo sürücü kartları kullanılmıştır. Servo devresi konum detektöründen gelen bilgiye göre motorların mevcut konumunu yorumlayıp PID denetleyici yardımıyla eyleyicilerin sürüş akımlarını düzenleyerek onları istenilen konumda tutmayı ve senkronizasyonu sağlamaktadır. Sürücü voltaj ile kontrol edilmektedir. Bir başka deyişle uygulanan voltajlar açısal dönme miktarı ile doğru orantılı olmaktadır. Aynaların dönmesi ile yansıtılan lazer demeti de görüntü düzlemi üzerinde hareket etmektedir. Böylelikle voltajlar kontrol edilerek, bir görüntünün x-y düzlemi üzerindeki koordinatlarının kontrolü sağlanmış olmaktadır .



Şekil 1: Galvo sistemi

2.2. Teorik Kinematik

Hassas işaretleme yapılabilmesi için lazer ışın demetinin çizim yapılacak numunenin yüzeyi üzerine istenen desenin çizileceği şekilde yönlendirilmesi gerekmektedir. Uygulanan voltajlara tekabül eden ayna açısal konumları ile yansıtılan lazer ışın demetinin düştüğü noktanın görüntü alanı üzerindeki konumu arasındaki ilişkiyi bulmak için bir kinematik model çıkarılması gerekmektedir. Yansıtılan lazer ışın demeti geometrisini temel alan teorik modeller [14,15]'te verilmiştir. Fakat bu modeller ideal varsayımlar üzerine temellenmiştir. Pratikteki mikro ölçekte konumlandırma uygulamasında ışın demetinin x-y düzlemi üzerindeki konumu aynaların boyutuna, lazer ışık kaynağının yönelim şekline, aynalar arasındaki mesafeye, üzerinde çalışılan numunenin uzaklığına ve sürüş elektroniğindeki kusurlara karşı çok hassastır. Uygulanan voltaj ile yansıtılan ışığın optik açısı arasındaki ilişki, görüntü alanı üzerinde asgari hata ile konumlandırma yapılabilmesi için belirlenmiş olmalıdır. Bu sebeple en iyi performansın elde edilebilmesi için açısal uzaydan görüntü uzayına dönüşüm yapmak için kullanılacak parametreler belirlenmelidir. Lazer ışığı yansımasının geometrisi ve galvoların dönüş hareketinin x-y görüntü düzlemi üzerine yansıtılan ışın demetine olan etkisi Şekil-2'de gösterilmektedir.



Şekil 2: Lazer ışığı yansıması ve görüntü oluşumu geometrisi

Lazer ışını öncelikle X isimli aynaya çarpmakta ve yansıyan ışın sonrasında Y isimli aynaya çarparak görüntü alanı üzerinde bir nokta şeklinde belirmektedir. Ayna X ya da ayna Y dönme hareketi yaptığında ışının yarattığı nokta x-y koordinat düzlemi üzerinde sırasıyla x ya da y yönünde hareket etmektedir. Buna göre, optik açılar ile x-y koordinat noktaları arasındaki ilişki genel şekliyle şöyle ifade edilebilir:

$$x = K_x\left(r + \sqrt{d^2 + y^2}\right)\tan V_x + C_x \qquad (1)$$

$$y = K_y d \tan V_y + C_y \qquad (2)$$

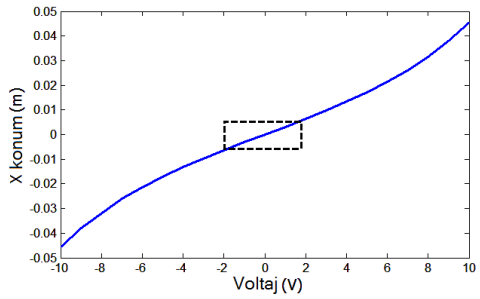
Burada x ve y lazer noktasının görüntü alanı üzerindeki Kartezyen konumlarını, V_x ve V_y ise α_x ve α_y açısal konumları ile doğru orantılı olacak şekilde X-Y motorlarına uygulanan voltajları temsil etmektedir. r iki ayna arasındaki uzaklığa, d ise Y aynası ile görüntü düzlemi arasındaki uzaklığa tekabül etmektedir. K_x, K_y , C_x ve C_y ölçekleme sabitleridirler. Önceki çalışmalardaki [16] deneysel bulgular da göstermiştir ki özellikle mikro metreler ölçeğinde görüntü oluşturulması söz konusu olduğunda sistemin kesinliği bu denklemlerde verilen parametrelere çok bağlıdır. Bir başka deyişle bunlardaki en ufak değişiklik sistem cevabının hatalı olmasına neden olabilmektedir. Buna ek olarak, bu model mekanik kusurları, elektronik kaynaklı hataları ve sistem performansını önemli ölçüde etkileyen diğer parametreleri içermemektedir. Dahası, önceki çalışmalarımızda K_x, K_y, C_x ve C_y sabitlerinin manuel olarak ayarlanması yoluyla sistemin manuel olarak ayarlanması ele alınmıştır. Bu sebeple durum bir eğri uydurma problemi olarak ele alınıp yapay sinir ağları kullanılarak pratik uygulamalar için kullanılabilecek "gerçekçi" bir model otomatik olarak elde edilebilir. Sonrasında ise sistemin genelleştirilmiş kinematik modeli iki girdi ve iki çıktıya sahip bir fonksiyon ile temsil edilebilir:

$$(x, y) = F(V_x, V_y) \qquad (3)$$

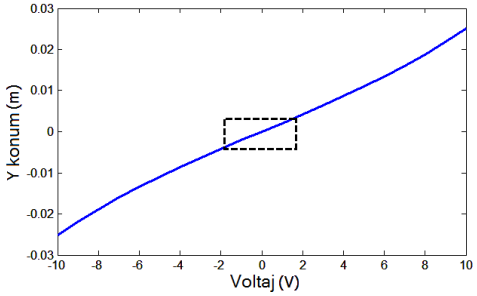
ya da

$$(V_x, V_y) = F^{-1}(x, y) \qquad (4)$$

Dolayısıyla hedeflenen bu çiftleri ilintilendirecek uygun bir F fonksiyonu bulmaktır. Şekil-3 ve Şekil-4'te yukarıda verilen analitik model için elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Burada sürüş elektroniğinin voltaj girdisi sınırlamaları nedeniyle $V_{min} = -10\,V$ ve $V_{max} = 10\,V$ arası değerlerde voltajlar verilmiş olup buna tekabül x ve y koordinatları grafiğe aktarılmıştır. Basit olması için parametreler $K_x = K_y = 0.25$ ve $C_x = C_y = 0$ şeklinde seçilmiştir. Pratikteki uygulamalarda kullanılacak görüntü boyutları mikron ölçeği ile milimetre ölçeği arasında değiştiğinden ilgilenilen değer aralığı $V_{min} = -2\,V$ ve $V_{max} = 2\,V$ arasında olacak şekilde belirlenmiş ve kesikli çizgilerle çevrelenmiş dikdörtgen biçiminde bölgeler şeklinde işaretlenmiştir. Bu bölgelerde sistem davranışı yaklaşık olarak doğrusaldır.



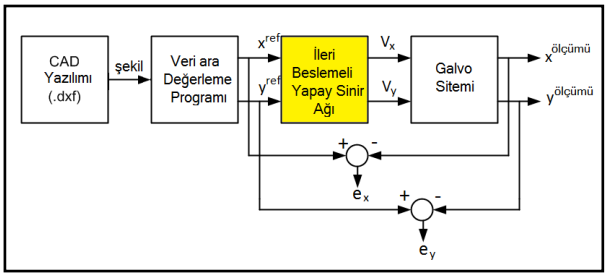
Şekil 3: x koordinatlarında sistem davranışı



Şekil 4: y koordinatlarında sistem davranışı

3. Yöntem

Sistem bütününün blok diyagramı Şekil-5'te verilmiştir. Görüntüler öncelikle bir CAD yazılımı yardımı ile çizilmiş ve sonrasında dxf dosya formatında kaydedilmiştir. Sonrasında ise bu görüntü X-Y referans veri noktaları şeklinde çözümlenmiş ve MATLAB yazılımı kullanılarak ara değerlemesi yapılmıştır. Elde edilen veri noktaları ileri beslemeli geri yayılımlı yapay sinir ağından [17] geçirilerek voltaj verisi elde edilmiştir. Son olarak ağ çıktısı galvo sistemine voltaj referansları şeklinde beslenerek sisteme verilen referans şekli oluşturması sağlanmaktadır.



Şekil 5: Sistem blok diyagramı

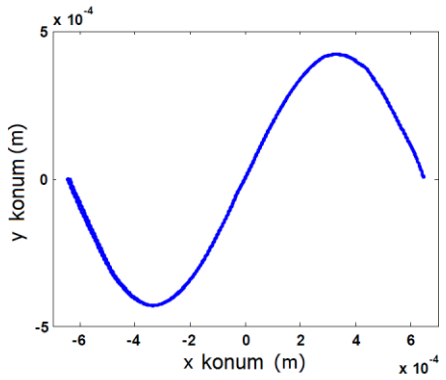
3.1. Referans Görüntü Oluşturulması

Mevcut yaklaşımın bir avantajı referans görüntü oluşturulması konusundaki kolaylık ve esnekliktir. İşaretlenmek ya da işlenmek üzere istenilen görüntünün yaratılabilmesi konusundaki esneklik kullanıcının kendisini yalnızca belli görüntüler ile sınırlamak istemeyeceği özellikle endüstriyel uygulamalarda çok büyük önem taşımaktadır. Bu bağlamda kullanıcı istediği deseni kolaylıkla CAD çizimi şeklinde yaratabilmeli ve kullanabilmelidir. Bu amaçla galvo tarama sistemi çıktısında istenen görüntünün koordinatları desenin CAD çizimi üzerinden MATLAB yazılımındaki koordinat noktası çözümleme algoritmasının kullanılması yoluyla oluşturulmuştur. Çözümleme öncesinde işaretleme ya da işlemesi yapılacak olan görüntü dxf formatında iki boyutlu CAD dosyası şeklinde kaydedilmelidir. Çözümleme algoritması dxf dosyasını satır satır okuyarak girdi olarak verilecek şeklin geometrik özelliklerini daire, çizgi vb. şeklinde belirler. Program kütüphanesindeki şekillerle eşleşen uygunlukta şekiller tespit edildiğinde birbirlerinden eşit uzaklıkta veri noktaları ilgili eğri ya da çizgi boyunca oturtulur

ve vektörler halinde kaydedilir. Ara değerleme algoritması sayesinde çözümlenmiş olan veri noktaları arasına eldekinden çok daha fazla nokta oturtularak daha yüksek kesinlikte şekiller elde edilmektedir. Yaratılan x ve y koordinat noktaları MATLAB $fopen$ ve $fprintf$ fonksiyonları yardımı ile C programlama dilinde yazılmış diziler içeren kod dosyaları halinde kaydedilir. Ardından bu C dosyaları sistemde referans girdisi veri dosyaları olarak kullanılır.

3.2. Örnek Verilerin Kaydedilmesi

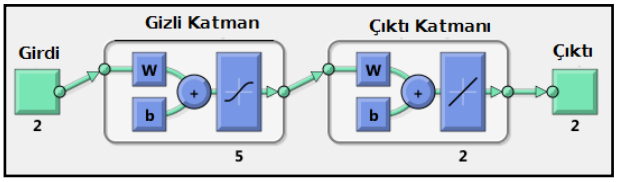
Görüntü alanı üzerindeki Kartezyen koordinatlarında işaretlemesi yapılan şekiller yine görüntü alanındaki ışık sensörü yardımı ile ölçülebilmektedir. Bu yüzden ağı eğitmek için gereken örnek verinin elde edilmesi için belli (V_x, V_y) voltaj datası sisteme uygulanmış ve oluşturulan görüntü datası (x,y) ölçülmüştür. Bu uygulama için sinüsoidal bir eğri referans şekil olarak kullanılmıştır (Şekil-6). Şekil ileriye ve geriye doğru iki defa işlenmiş ve tekabül eden (V_x, x) ve (V_y, y) çiftleri MATLAB data noktaları olarak kaydedilmiştir.



Şekil 6: Sinusiodal referans şekli

3.3. Yapay Sinir Ağının Eğitilmesi

Örnek veriler elde edildikten sonra Şekil-7'de gösterildiği üzere 2 girdi – 2 çıktıya sahip ağı eğitmek için kullanılabilir; (x, y) sistem girdileri, (V_x, V_y) ise sistemin çıktılarıdır. Sistemin modelinin belirlenmesi için MATLAB yazılımının Yapay Sinir Ağları Araç Kutusu (Neural Networks Toolbox) kullanılmıştır.

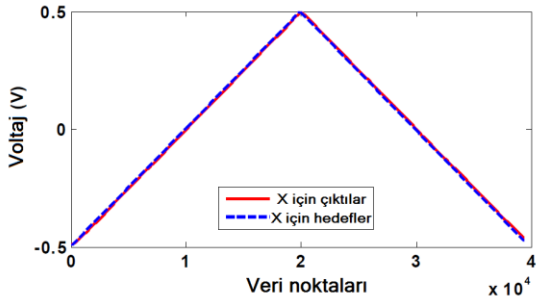


Şekil 7: Ağ blok diyagramı

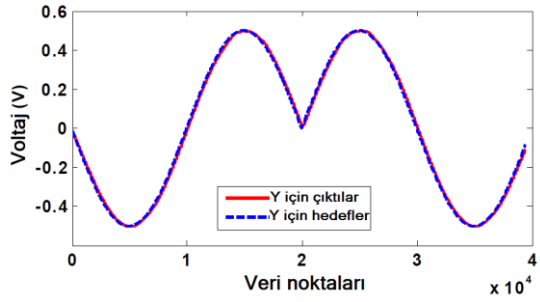
Teorik model bir tanjant fonksiyonu olarak temsil edildiğinden, transfer fonksiyonu olarak *tansig* seçilmiştir. Modeli eğitmek için toplamda 39403 veri noktası kullanılmıştır. Ölçülen verilerin yarısı modeli eğitmek için, 25%'i doğrulama için, geriye kalan 25% ise testler için kullanılmıştır. Hali hazırda yüksek ölçüde ilintili oldukları ve -1 ila 1 aralığında oldukları için veriler herhangi bir ön/son işlemeye tabi tutulmamışlardır. En iyi performansın yakalanması konusunda göz önünde bulundurulan gradyanın ve ortalama karekök hatasının asgariye indirilmesi şeklindeki iki kriter şu şekilde temsil edilmektedir:

$$E = \sum_{i=1}^{N} e_i^2 = \sum_{i=1}^{N} (t_i - a_i)^2 \qquad (5)$$

Burada $t_i = (V_{x_i}^t, V_{y_i}^t)$ hedef çıktı voltajlarına, $a_i = (V_{x_i}^o, V_{y_i}^o)$ ağ çıktısı voltajlarına ve N ise kaydedilen toplam çıktı sayısına tekabül etmektedir. 5 nöronla kullanılan bir gizli katman istenen performans sonucunu 53 tekrar sonucunda vermiştir.Ortalama karekök hatası doğrulama performansı için 1.0078×10^{-6} değerinde, test performansı içinse 1.0026×10^{-6} değerinde bulunmuştur. Eğitilen model çıktıları hedefleri ile karşılaştırılmış ve bu karşılaştırmalar grafik olarak çizdirilmiştir. (Şekil-8 ve Şekil-9).



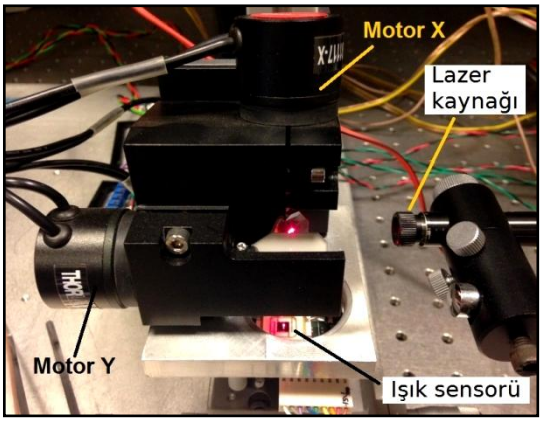
Şekil 8: X verileri için modelin voltaj cevabı



Şekil 9: Y verileri için modelin voltaj cevabı

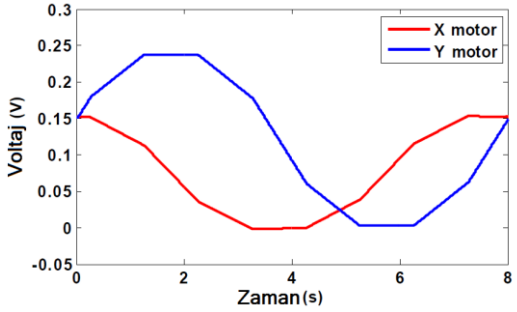
4. Deney Sonuçları

Modeli gerçek uygulamalar üzerinde değerlendirmek için 200×200 μm boyutlarında bir "sekizgen" ve 400×600 μm boyutlarında bir "eğik" şeklinde iki şekil seçilmiş ve CAD yazılımı kullanılarak çizilmiştir. Çözümleme ve veri ara değerlemesi aşamaları sonrasında ortaya çıkan koordinat noktaları eğitilen modele beslenmiş tekabül eden voltajlar bulunmuştur. Ağ üzerinden oluşturulan bu voltaj verileri galvo sistemine referans voltaj girdileri olarak (Şekil-5'teki gibi) uygulanmıştır. Işık kaynağı olarak düşük güçte bir işaretleyici lazer ışığı kullanılmıştır. Görüntüler, görüntü düzlemi üzerindeki konum hassasiyetli algılayıcılar (PSD) aracılığı ile ölçülmüşlerdir.

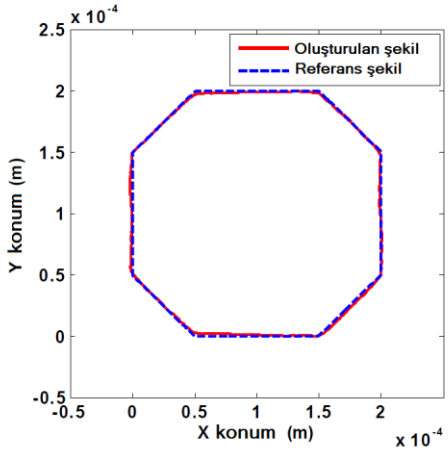


Şekil 10: Deney düzeneği

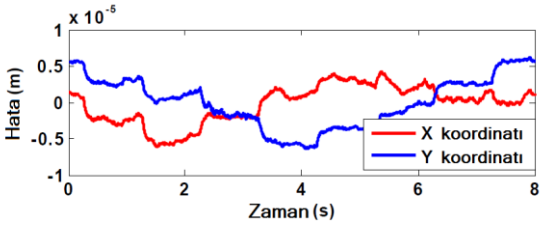
Girdi referans şekilleri ve tekabül eden ölçülmüş görüntüler ile sonuçlar sırasıyla Şekil 11-16 arasında verilmiştir. Eğitilmiş modelin kullanıldığı sistemin hata payları Şekil-13 ve Şekil-16'da görüldüğü üzere %4'lük dilim içerisindedir.



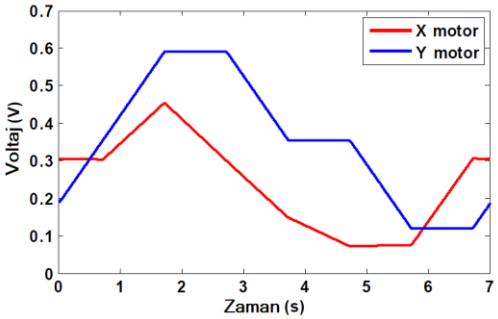
Şekil 11: Sekizgen şekil için ağ çıktısı datası



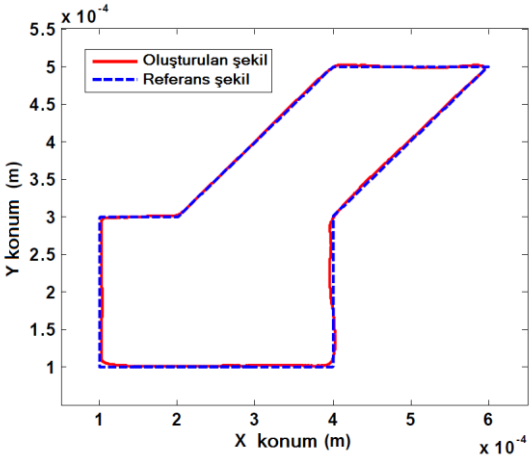
Şekil 12: Sekizgen referans ve görüntü düzlemi üzerinde ölçülen şekli



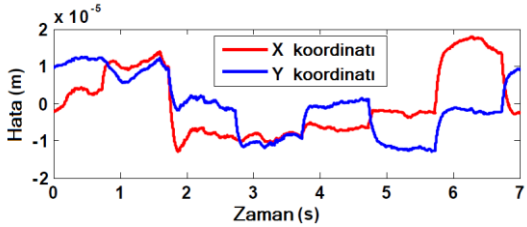
Şekil 13: Sekizgen şekil için hata grafiği



Şekil 14: Eğik şekil için ağ çıktısı datası



Şekil 15: Eğik referans ve görüntü düzlemi üzerinde ölçülen şekli



Şekil 16: Eğik şekil için hata grafiği

4. Sonuç

Bu çalışmada bir galvanometrik lazer ışın demeti yönlendirme sisteminin "gerçek" kinematik modeli ileri beslemeli geri yayılımlı yapay sinir ağları tekniği kullanılarak çıkarılmıştır. Eğitilen model, test verileri üzerinde uygulandığında yaklaşık %99.7 oranında başarı ile tatmin edici bir performans sergilemiştir. Gerçek düzenekle yapılan deneyler de modelin istenen şekilleri yaklaşık %96 oranında başarı ile yakalayabildiğini göstermiştir. Buna ek olarak sistem tam anlamıyla otomatik hale gelmiş olup önceki çözümlere nazaran parametreleri daha kolay ayarlanabilir durumdadır. Sistem performansını daha da iyileştirmeye yönelik olarak model üzerinde farklı kontrol tekniklerinin uygulanması ve yüksek güçte lazer kullanılarak yapılacak gerçek bir işaretleme deneyi bu çalışmayı daha da ileriye taşıyacak geleceğe dönük planlar olarak öngörülmektedir.

Teşekkür

Yazarlar bu çalışmanın gerçekleşmesine kısmi finansal destekleri ile katkı sağlayan Yousef Jameel Burs Fonuna, TUBITAK Bideb 2215 programına, 111M359 ve 110M425 nolu TÜBİTAK projelerine teşekkür eder. Yazarlar ayrıca sağladıkları GRAP, ZZT ve RTOS yazılım araçları ile çeşitli test ve doğrulama çalışmalarının gerçekleşmesine katkı sağlayan KONČAR – Electrical Engineering Institute Inc. şirketine de katkılarından ötürü teşekkür eder.

Kaynakça

[1] Qin, Yi; Brockett, A.; Ma, Y.; Razali, A.; Zhao, J.; Harrison, C.; Pan, W.; Dai, X.; Loziak, D., Micro-manufacturing: research, technology outcomes and development issues, The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, vol. 47 issue 9-12 April 2010. p. 821 - 837.

[2] Meijer, Johan, Laser beam machining (LBM), state of the art and new opportunities, Journal of Materials Processing Technology, 149 (1-3). pp. 2-17 2004.

[3] Gnian Cher Lim ; Tuan-Anh Mai; Laser microfabrication: present to future applications. Proc. SPIE 4426, Second International Symposium on Laser Precision Microfabrication, 170 (February 19, 2002.

[4] Nadeem H Rizvi, Paul Apte, Developments in laser micro-machining techniques, Journal of Materials Processing Technology, Volume 127, Issue 2, 30 September 2002, Pages 206-210.

[5] Rensch, Clemens; Hell, Stefan; von Schickfus, Manfred; Hunklinger, Siegfried, Laser scanner for direct writing lithography, Applied Optics, Volume 28, Issue 17, September 1, 1989, pp.3754-3758.

[6] Xie Zexiao, Wang Jianguo, Jin Ming, Study on a full field of view laser scanning system, International Journal of Machine Tools and Manufacture, Volume 47, Issue 1, January 2007, Pages 33-43.

[7] H.J. Booth, Recent applications of pulsed lasers in advanced materials processing, Thin Solid Films, Volumes 453–454, 1 April 2004, Pages 450-457.

[8] Podoleanu A. G., Rogers J. A., Jackson D. A., Dunne S., "Three dimensional OCT images from retina and skin," Opt. Express 7(9), 292–298 (2000).

[9] Ming-Fei Chen, Yu-Pin Chen, Wen-Tse Hsiao, Shi-Yuan Wu, Chun-Wei Hu, Zhi-Peng Gu, A scribing laser marking system using DSP controller, Optics and Lasers in Engineering, Volume 46, Issue 5, May 2008, Pages 410-418.

[10] F. Blais, "Control of low inertia galvanometers for high precision laser scanning systems ," Opt. Eng. 27(2), 104-110 (1988).

[11] Chen, Ming-Fei; Ho, Yu-Sen; Chung, Chien-Kai; Huang, Wei-Lun; Wang, Shen-Mao, Examination of the Developed Scanning System for Red–Green–Blue Laser Projector with a Feedback Control, Optical Review, Volume 18, Issue 1, pp.128-131., January 2011.

[12] Jing Feng; Jiang Zhi, "Digital implementation of a galvanometric optical scanner based on DSP and FPGA," Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC), 2011 International Conference on , vol., no., pp.1899,1902, 19-22 Aug. 2011.

[13] http://www.thorlabs.com/NewGroupPage9.cfm?objectgroup_id=6057, Large Beam Diameter Scanning Galvo System, last view April 2013.

[14] Jun Xie, Shuhuai Huang, Zhengcheng Duan, Yusheng Shi, Shifeng Wen, Correction of the image distortion for laser galvanometric scanning system, Optics and Laser Technology, Volume 37, Issue 4, June 2005, Pages 305-311.

[15] Manakov A.; Seidel H-P.; Ihrke I.;, A Mathematical Model and Calibration Procedure for Galvanometric Laser Scanning Systems, Proceedings of VMV, pp.207-214, 2011.

[16] Zhakypov, Z.; Golubovic, E.; Sabanovic, A, "Galvanometric optical laser beam steering system for microfactory application," *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.4138,4143, 10-13 Nov. 2013.

[17] Hagan, M.T.; Menhaj, M.-B., "Training feedforward networks with the Marquardt algorithm," *Neural Networks, IEEE Transactions on* , vol.5, no.6, pp.989,993, Nov 1994.

B16 – İnsansız Deniz ve Hava Araçları

12 Eylül 2014 Cuma –4. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Kemal LEBLEBİCİOĞLU (ODTÜ)

Bir İnsansız Sualtı Aracının Yer Tespiti ve Güdümü (Bildiri No : 77)

Seda Karadeniz KARTAL (ODTÜ)
M. Kemal LEBLEBİCİOĞLU (ODTÜ)

Gözlem Amaçlı Uzaktan Kontrollü İnsansız Sualtı Aracı Tasarımı (Bildiri No : 92)

Cenk ULU (TÜBİTAK MAM)
İlter HANCIOĞLU (TÜBİTAK MAM)
E. Utku GENÇ (TÜBİTAK MAM)
M. Ufuk ALTINKAYA (TÜBİTAK MAM)
Onur CANBAK (TÜBİTAK MAM)
Eren ÖZSU (TÜBİTAK MAM)

Sabit Kanatlı Bir İnsansız Hava Aracı için Algılayıcı Arızası Tespiti ve Ayrımı (Bildiri No : 111)

Ahmet ERMEYDAN (Anadolu Üniversitesi)
Emre KIYAK (Anadolu Üniversitesi)

İnsansız Bir Hava Aracının Kısıtlamalı Model Öngörülü Kontrolü ve PID Kontrolör ile Kıyaslanması (Bildiri No : 141)

Halit Fırat ERDOĞAN (İTÜ)
Ayhan KURAL (İTÜ)
Can ÖZSOY (İTÜ)

İnsansız Hava Araçları İçin Optimal Gürbüz Takip Denetçisi (Bildiri No : 142)

İlker TANYER (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Enver TATLICIOĞLU (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Erkan ZERGEROĞLU (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Sualtı Deney Platformu için Kontrol Kartı Tasarımı (Bildiri No : 147)

Ahmet Furkan ERGAN (Kocaeli Üniversitesi)
Serhat YILMAZ (Kocaeli Üniversitesi)
Mehmet YAKUT (Kocaeli Üniversitesi)

Bir İnsansız Sualtı Aracının Yer tespiti ve Güdümü

Seda Karadeniz Kartal[1], *M. Kemal Leblebicioğlu*[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
kseda@metu.edu.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Ankara
kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Bu makalede, insansız bir sualtı aracının doğrusal olmayan matematiksel modeli elde edilmiştir. Aracın sualtındaki yer tespiti için ataletsel navigasyon sistemi, uydusal navigasyon sistemi, akustik navigasyon sistemi modellenmiştir. Aracın sualtındaki yerini yüksek doğrulukta elde etmek için iki navigasyon sistemi bütünleştirilmiştir. Yönelim, hız ve derinlik bilgisini desteklemek amaçlı manyetik algılayıcı, pitot tüpü ve basınç algılayıcı kullanılmıştır. Sualtında alınan ölçümlerin gürültüye sahip olmasından dolayı, durum hataları, durum hata kestirme algoritma tekniği kullanılarak kestirilmiştir. Alınan ölçüm bilgisinin lineer olmayan yapıya sahip olmasından ötürü genişletilmiş Kalman süzgeç algoritması kullanılmıştır. Bu amaç doğrultusunda sistem durumu, ölçüm ve gürültü modelleri elde edilmiştir. Bu yaklaşım ile aracın yeri, büyük bir doğrulukla elde edilmiştir. Ara nokta güdüm algoritması ile aracın istenilen noktalara uğrayarak xz düzleminde yol alması sağlanmıştır. Navigasyondan elde edilen kestirilen durumlar güdüme giriş bilgisi olarak gelmektedir. Tüm bu çalışmalar Simulink'te modellenmiştir.

1. Giriş

İnsansız sualtı araçları lineer olmayan yapıya sahiptir. Aracın davranışının gerçeğe yakın olması sebebi ile aracın doğrusal olmayan yapısı modellenmiştir. İnsansız sualtı araçlarının gerek sivil alanda gerekse askeri alanda birçok kullanım alanı bulunmaktadır. Sualtı araçları esas olarak sualtı alanının incelenmesinde büyük öneme sahiptir. Aracın, suyun altındaki yerinin doğru bir şekilde bilinmesi de tüm bu çalışmaların başarılı bir sonuca ulaşmasını sağlamaktadır. Aracın sualtındaki yerini tespit etmek için çeşitli navigasyon sistemleri vardır. Bu çalışmada ataletsel navigasyon sistemi (INS) ile küresel konumlama sistemi (GPS) ile akustik navigasyon sistemi bütünleştirilerek çözüme ulaşılmıştır. Ataletsel navigasyon sistemleri aracın açısal hızını ve doğrusal ivmesini ölçerek aracın konum, hız ve yönelim bilgilerine ulaşır. Bu sistemler navigasyon çözümüne giderken integral alma tekniklerini kullanır. Dolaysıyla zamana bağlı olarak çözümdeki hata oranı artmaktadır. Buna karşın, çalışma aralığı yüksek hızlardadır (50 Hz ve üzerinde). Küresel konumlama sistemi aracın konum ve hız bilgisini yüksek doğrulukta vermektedir. Fakat çalışma aralığı düşük hızlardadır (10 Hz civarında). İki teknolojinin de avantajlarını birleştirmek için iki navigasyon sistemi bütünleştirilmiştir. Fakat GPS gibi uydusal navigasyon cihazlarının sinyalleri suyun altına ulaşamadığından, böyle cihazları sualtı aracına yerleştirerek yer tespiti çözümüne ulaşmak mümkün olmamaktadır. Bu sebeple uydusal sinyallerin kullanılması amacıyla bir su üstü aracına, GPS ve bu sinyalleri sualtı aracına gönderecek sonar sistemi yerleştirilmiştir. Yine sualtı aracına da, bu sinyale cevap verecek sonar sistemi yerleştirilmiştir. Akustik navigasyon sisteminde, çok kısa ana hat (USBL) olarak adlandırılan teknik ile sualtı aracının konumuna ulaşılmaktadır. İki sistem bu şekilde bütünleştirilerek yüksek doğrulukta ve yüksek çalışma aralığında bir çözüme ulaşılmıştır. Ayrıca aracın derinlik bilgisi basınç algılayıcısı ile yönelim bilgisi manyetik pusula ile ve hız bilgisi de pitot tüpü ile desteklenmiştir.

2. Matematiksel Model

İnsansız bir sualtı aracının doğrusal olmayan matematik modeli aşağıdaki gibi tanımlanmıştır [1].

$$M(\dot{v}) + C(v)v + D(v)v + g(\eta) = \tau = u \quad (1)$$

$$\dot{\eta} = J(\eta)v \quad (2)$$

M; Aracın kütle matrisi,
C; Merkezkaç kuvveti ve Coriolis kuvveti matrisi,
D; Sönümleme matrisi,
g; Yerçekimi ve suyun kaldırma kuvveti matrisi,
τ ; Girdi vektörü,
v; Aracın lineer ve açısal hız vektörü,
η; Aracın konum ve yönelim vektörü.
J ; Koordinat çevirim matrisi.

İnsansız sualtı aracının hareketini tanımlayabilmek için 6 bağımsız koordinat eksenine ihtiyaç vardır. Aracın 6 serbestlik dereceli hareket modelini tanımlayabilmek için aşağıdaki vektörler kullanılmıştır.

$$\vec{\eta} = [\,\eta_1^T, \eta_2^T\,]^T \quad \eta_1^T = [x, y, z]^T \quad \eta_2^T = [\emptyset, \theta, \psi]^T \quad (3)$$

$$\vec{v} = [\,v_1^T, v_2^T\,]^T \quad \overrightarrow{v_1} = [u, v, w]^T \quad \overrightarrow{v_2} = [p, q, r]^T \quad (4)$$

$$\vec{\tau} = u = [\tau_1^T, \tau_2^T\,]^T \quad \overrightarrow{\tau_1} = [X, Y, Z]^T \quad \overrightarrow{\tau_2} = [K, M, N]^T \quad (5)$$

Sistemin girdisi olan u matrisi iticilerin üretmiş oldukları kuvvetlerden oluşan matristir. Bu çalışmada model olarak ele alınan insansız sualtı aracında 2 tanesi yatay konumda 1 tanesi dikey konumda 1 tanesi de yanda olmak üzere yerleştirilmiş 4 adet itici bulunmaktadır. Yataydaki iticiler x ekseni yönündeki hareketi (surge) ve z ekseni etrafındaki dönmeyi (roll) sağlarlar. Dikeydeki itici ise z ekseni yönündeki hareketi (heave), yandaki itici ise y yönündeki hareketi (sway) sağlar. Bu çalışmada, sağ, sol ve dikeydeki iticiler aktif edilerek aracın x-z düzlemindeki hareketi için navigasyon çözümüne ulaşılmıştır.

3. Ataletsel Navigasyon Sistemi

Ataletsel ölçüm birimi (IMU), ataletsel navigasyon sistemini oluşturmaktadır. Sahip olduğu 3 eksenli ivmeölçer ile kuvvet bilgisini , f_{ib}^b, dönüölçer ile de açısal hız, w_{ib}^b, bilgisini ölçerek aracın konum hız ve yönelim bilgileri hesaplanır.

3.1 Kinematik

Navigasyon çalışmalarında lineer ve açısal hareketler bir koordinat yapıdan başka bir yapıda tanımlanmalıdır. Konum, hız, ivme ve açısal oran gibi birçok kinematik birimler, üç koordinat yapı içerir [2].

- Hedef yapı α;
- Referans yapı, β;
- Çözüm yapı, ϒ.

Kartezyen konum, hız, ivme ve açısal oran için aşağıdaki notasyon kullanılır:

$$x_{\beta\alpha}^{\gamma}$$

x vektörü, γ yapı eksenleri üzerinden ifade edilen, α yapısının, β yapı eksenine göre yaptığı kinematik büyüklüğü ifade etmektedir.

3.2 IMU Modeli ve Ataletsel Navigasyon İşlemcisi

İvmeölçer ve dönü ölçerin çıkış bilgisi aşağıdaki gibi modellenmiştir [2].

$$\tilde{f}_{ib}^b = b_a + (I_3 + M_a) f_{ib}^b + w_a \quad (6)$$

$$\tilde{w}_{ib}^b = b_g + (I_3 + M_g) w_{ib}^b + G_g f_{ib}^b + w_g \quad (7)$$

$\tilde{f}_{ib}^b$; ivmeölçerin çıktısı, kuvvet bilgisi (ivme),
$\tilde{w}_{ib}^b$; dönüölçerin çıktısı, açısal hız bilgisi,
f_{ib}^b; gerçek kuvvet (ivme),
w_{ib}^b; gerçek açısal hız,
b_a ve b_g; ivmeölçer ve dönüölçerin yanlılık hatası,
M_a ve M_g ; ivmeölçer ve dönüölçerin ölçeklendirme ve karşılıklı bağlaşım hatası,
w_a ve w_g; ivmeölçer ve dönüölçerin rastgele gürültüsü,
G_g; dönüölçer G ye bağlı yanlılık hatası,
I_3; 3×3 birim matris.

Ataletsel navigasyon işlemcisi, konum, hız ve yönelim bilgisini üretmek için IMU çıkışını bütünleştirir. Navigasyon denklemleri 4 adımdan oluşur. Yönelim güncellemesi, kuvvet (ivme) koordinat çevirimi, hız güncellemesi ve konum güncellemesidir. Referans yapı olarak dünya merkezli dünya sabitli (ECEF) yapı alınmıştır.

Yönelim güncellemesi

Dünya merkez yapılı navigasyon denklemlerinin yönelim güncellemesi açısal hız, w_{ib}^b, bilgisi kullanarak aşağıdaki şekilde gerçekleştirilir [2].

$$C_b^e(+) \approx C_b^e(-)\left(I_3 + \Omega_{ib}^b \tau_i\right) - \Omega_{ie}^e C_b^e(-)\tau_i \quad (8)$$

Burada C_b^e aracın yönelim matrisi, Ω_{ib}^b, IMU'dan alınan açısal hız ölçümüdür. Ataletsel koordinat yapısına göre gövde koordinat yapısının açısal hızıdır ve çarpık simetrik bir matristir. Ω_{ie}^e, dünyanın ataletsel koordinat yapısına göre açısal hızıdır, çarpık simetrik matristir. τ_i, integral zaman aralığıdır.

Kuvvet koordinat çevirimi

Aracın ataletsel koordinat yapısına göre, gövde koordinat yapısının kuvvet bilgisi f_{ib}^b, dünya merkezli koordinat yapısına göre aşağıdaki şekilde güncellenir. Güncelleme yapılırken, C_b^e, güncel yönelim vektöründen yararlanılır [2].

$$f_{ib}^e(t) \cong \frac{1}{2}(C_b^e(+) + C_b^e(-)) f_{ib}^b \quad (9)$$

Hız güncellemesi

Aracın dünya merkezli yapısına göre hızı, yine dünya merkezli kuvvet ve yerçekiminden yararlanılarak aşağıdaki gibi güncellenir [2].

$$v_{eb}^e(+) \approx v_{eb}^e(-) + (f_{ib}^e + g_b^e(r_{eb}^e(-)) - 2\Omega_{ie}^e v_{eb}^e(-))\tau_i \quad (10)$$

Konum güncellemesi

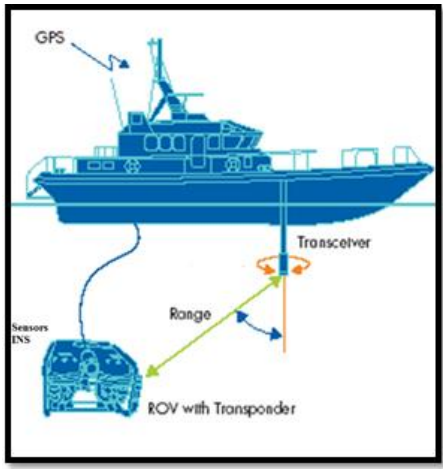
Aracın dünya merkezli konum bilgisi, güncellenen hız bilgisinden yararlanılarak aşağıdaki gibi güncellenir [2].

$$r_{eb}^e(+) = r_{eb}^e(-) + (v_{eb}^e(-) + v_{eb}^e(+))\frac{\tau_i}{2} \quad (11)$$

4. INS/USBL+GPS Entegrasyonu

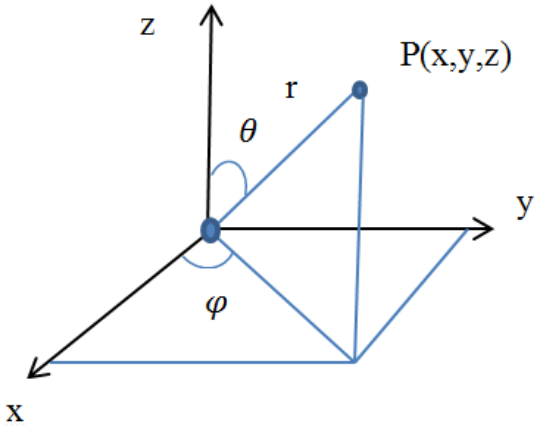
Doğruluk katsayısı yüksek ve daha hızlı çalışma aralığına sahip navigasyon çözümü üretmek adına INS ve GPS sistemleri bütünleştirilmiştir. Sualtı aracına yerleştirilen IMU ile konum ve yönelim bilgisi alınmaktadır. Yine sualtı aracın yerleştirilen manyetik pusuladan yönelim bilgisi, basınç algılayıcısından derinlik bilgisi, pitot tüpünden de hız bilgisi

alınmıştır. IMU'dan elde edilen yüksek hata oranına sahip konum bilgisini desteklemek için akustik (USBL) navigasyon sistemi geliştirilmiştir [3]. Bunun için su üzerindeki araca GPS ve alıcı-verici yerleştirilmiştir. Yine bu alıcı-vericiye cevap verecek sualtı aracına verici yerleştirilmiştir. Böylece su üzerindeki aracın GPS ile konumu ve hızı bilinerek sualtındaki araç ile haberleşme sağlanarak, sualtı aracının konumu hesap edilmiştir. Entegrasyon yapısı olarak, gevşek-bağlı (Loosely Coupled) bütünleşme seçilmiştir. Bu bütünleşme yapısına göre GPS den gelen konum ve hız bilgisi direk kullanılmaktadır. Aşağıdaki şekil şematik olarak INS/USBL+GPS bütünleşmesini göstermektedir.



Şekil 1. INS/USBL+GPS Entegrasyonun şematik gösterimi

Su üzerindeki aracın konumu GPS ile ölçülen polar koordinat yapısındaki konum bilgisidir. Su üzerindeki alıcı-verici den giden sinyal sualtındaki verici tarafından cevaplanarak tekrar su üzerindeki araca ulaşır. Bu geçen süreden faydalanılarak iki araç arasındaki mesafe ve yönelim ölçülür. Bu ölçülen bilgilerden faydalanılarak su altındaki aracın konumu hesap edilir. Su altındaki aracın konumu artık Kartezyen koordinat yapısındaki konum bilgisidir. USBL ile ölçülen mesafe ve yönelim aşağıdaki figürde gösterildiği gibidir [4].



Şekil 2. USBL ile ölçülen mesafe ve açılar.

r; orijin ile hedef arasındaki mesafe,
θ; OP ana hattı ile pozitif z-ekseni arasındaki açı,
φ; OP ana hattı ile pozitif x-ekseni arasındaki açı.
Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi akustik navigasyon sistemi ile ölçülen r, θ and φ bilgilerinden sualtı aracının Kartezyen koordinat sistemindeki konumu aşağıdaki şekilde hesaplanır [5].

$$x = r sin\theta cos\varphi$$
$$y = r sin\theta sin\varphi \quad (12)$$
$$z = r cos\theta$$

5. Durum seçimi ve sistem modeli

Bu çalışmada hata durumları kestirilmiştir. Kestirme algoritması olarak akustik sistemden alınan ölçümün doğrusal olmayan yapıya sahip olması sebebi ile genişletilmiş Kalman süzgeç kullanılmıştır [6].

Hata durumları, dünya koordinat merkezli yapıya göre, aracın yönelim, hız ve konum bilgileri ile ataletsel ölçüm biriminin yanlılık hataları seçilmiştir ve aşağıda gösterildiği gibidir.

$$x_{eb}^{e} = [\partial\varphi_{eb}^{e} \quad \partial v_{eb}^{e} \quad \partial r_{eb}^{e} \quad b_a \quad b_g]^T \quad (13)$$

$\partial\varphi_{eb}^{e}$; aracın yönelim hata vektörü,

∂v_{eb}^{e}; aracın hız hata vektörü,

∂r_{eb}^{e}; aracın konum hata vektörü.

Aracın zamana bağlı yönelim hatası değişimi,

$$\partial\dot{\varphi}_{eb}^{e} = \hat{C}_b^e b_g - \Omega_{ie}^{e}\partial\varphi_{eb}^{e} \quad (14)$$

Yerçekimi hatası konum hatasına bağlı değişmektedir ve bu uygulamada yerel konumdaki değişim sebebiyle oluşan yerçekimi değişimi çok küçüktür ve ihmal edilmiştir. Buna göre hız hata değişimi aşağıdaki gibidir.

$$\partial\dot{v}_{eb}^{e} = \hat{C}_b^e b_a - (\hat{C}_b^e \hat{f}_{ib}^{b})\wedge\partial\varphi_{eb}^{e} - 2\Omega_{ie}^{e}\partial v_{eb}^{e} \quad (15)$$

Aracın zamana bağlı konum hata değişimi,

$$\partial\dot{r}_{eb}^{e} = \partial v_{eb}^{e} \quad (16)$$

Sistemin durum-uzay modeli aşağıdaki gibi oluşturulmuştur:

$$\dot{x} = Fx + Qw \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} \delta\dot{\varphi}_{eb}^{e} \\ \delta\dot{v}_{eb}^{e} \\ \delta\dot{r}_{eb}^{e} \\ \dot{b}_a \\ \dot{b}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Omega_{ie}^{e} & 0_3 & 0_3 & 0_3 & \hat{C}_b^e \\ -\hat{C}_b^e \hat{f}_{ib}^{b}\wedge & -2\Omega_{ie}^{e} & 0_3 & \hat{C}_b^e & 0_3 \\ 0_3 & I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\varphi_{eb}^{e} \\ \delta v_{eb}^{e} \\ \delta r_{eb}^{e} \\ b_a \\ b_g \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\Omega_{ie}^{e} = \begin{bmatrix} 0 & -w_{ie}^{e} & 0 \\ w_{ie}^{e} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

Sistem gürültü ortak değişken matrisi aşağıdaki gibidir [2].

$$Q = \begin{pmatrix} n_{rg}^2 I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & n_{ra}^2 I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & n_{bad}^2 I_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & n_{bgd}^2 I_3 \end{pmatrix} \tau_s \quad (20)$$

Burada n_{rg}^2 , n_{ra}^2 , n_{bad}^2 ve n_{bgd}^2 sırasıyla dönü ölçer, ivmeölçerin rasgele gürültü güç yoğunluğu, ivmeölçer ve dönü ölçer yanlılık hata güç yoğunluğudur. σ_{ra} , σ_{rg} ise ivmeölçerdeki kuvvet ölçümündeki gürültünün standart sapması ile dönü ölçerdeki açısal hız ölçümündeki gürültünün standart sapmasıdır. τ_i integral zaman aralığı. σ_{bad}, σ_{bgd} ise ivmeölçer ve dönüölçerdeki yanlılık sapması ve ona bağlı zamanlar τ_{bad}ve τ_{bgd} dir.

$$\begin{aligned} n_{ra}^2 &= \sigma_{ra}^2 \tau_i \\ n_{rg}^2 &= \sigma_{rg}^2 \tau_i \\ n_{bad}^2 &= \sigma_{bad}^2 \tau_{bad} \\ n_{bgd}^2 &= \sigma_{bgd}^2 \tau_{bgd} \end{aligned} \quad (21)$$

Navigasyon sisteminde kullanılan ataletsel algılayıcı bilgileri ayrık zaman noktalarında örneklendiğinden sürekli sistemin ve ölçüm modelinin de ayrık karşılığı oluşturulmalıdır.

$$x_{k+1} = \Phi_k x_k + w_k \quad (22)$$

Burada Φ_k geçiş matrisidir ve sistem dinamikleri matrisi, F ve $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ zaman aralığı süresince sabit olduğu düşünülerek aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir [7]. Birinci dereceden $F\Delta t$ alınmıştır.

$$\Phi_k = e^{F\Delta t} = I + F\Delta t + \frac{(F\Delta t)^2}{2!} + \cdots \quad (23)$$

6. Ölçüm modeli

Ölçüm modelini yönelim, hız ve konum hataları oluşturmaktadır. Yönelim bilgisi IMU'dan ve manyetik pusuladan gelmektedir. Referans olarak IMU temel alınmıştır. Hız bilgisi GPS den ve pitot tüpünden alınmıştır. Referans olarak GPS bilgisi alınmıştır. Konum bilgisi IMU ve akustik navigasyon+GPS sisteminden alınmıştır. Buna ek olarak derinlik bilgisi basınç algılayıcısı ile desteklenmiştir [8]. Referans olarak IMU temel alınmıştır. IMU hata modeli, bu çalışmada, statik hata modeli olarak düşünülmüştür, rastgele hataları içermemektedir [9]. Ölçüm gürültüsü sıfır ortalamalı Gaussian gürültüsü olarak düşünülmüştür. Genişletilmiş Kalman süzgeci için ölçüm matrisi aşağıdaki gibidir [2].

$$z = m - m_{ref} \quad (24)$$

Dünya merkezli koordinat yapısına göre ölçüm değişim vektörü aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$\partial z_k = \begin{bmatrix} \partial \varphi_{eb}^e \\ \delta v_{eb}^e \\ \delta x_{eb}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_{m.c} - \varphi_{imu} \\ v_{ptt} - v_{gps} \\ x_{imu} - x_{akst+gps} \end{bmatrix} \quad (25)$$

Burada USBL+GPS navigasyon sisteminden gelen ölçüm bilgisi:

$$\begin{bmatrix} x_{akst+gps} \\ y_{akst+gps} \\ z_{akst+gps} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} rsin\theta cos\varphi \\ rsin\theta sin\varphi \\ rcos\theta \end{bmatrix} \quad (26)$$

H_k, ölçüm matrisi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$H_k = \begin{bmatrix} I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & I_3 & 0_3 & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & AB & 0_3 & 0_3 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$AB = \begin{bmatrix} \frac{\partial x_{akst+gps}}{\partial x_{eb}^e} & \frac{\partial x_{akst+gps}}{\partial y_{eb}^e} & \frac{\partial x_{akst+gps}}{\partial z_{eb}^e} \\ \frac{\partial y_{akst+gps}}{\partial x_{eb}^e} & \frac{\partial y_{akst+gps}}{\partial y_{eb}^e} & \frac{\partial y_{akst+gps}}{\partial z_{eb}^e} \\ \frac{\partial z_{akst+gps}}{\partial x_{eb}^e} & \frac{\partial z_{akst+gps}}{\partial y_{eb}^e} & \frac{\partial z_{akst+gps}}{\partial z_{eb}^e} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Ölçüm ortak değişke matrisi aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$R = \begin{bmatrix} R_{11} & 0_3 & 0_3 \\ 0_3 & R_{22} & 0_3 \\ 0_3 & 0_3 & R_{33} \end{bmatrix} \quad (30)$$

7. Kestirim Algoritması

Kalman süzgeci doğrusal sistemlerin durumunu kestiriminde kullanılır. Doğrusal olmayan sistemler için Kalman süzgeci doğrusallaştırılır. Bu doğrusallaştırma yöntemlerinin içinde en yaygın kullanılanı genişletilmiş Kalman süzgecidir. Aşağıda genişletilmiş Kalman süzgeç algoritması verilmiştir [10].

Durum uzay modeli:

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi_k x_k + w_k \\ y_k &= \delta h_k(x_k) + v_k \end{aligned} \quad (31)$$

Başlangıç değerlerinin belirlenmesi:

$$\begin{aligned} \hat{x}_0 &= E(x_0) \\ P_0 &= E((x_0 - \hat{x}_0)(x_0 - \hat{x}_0)^T \end{aligned} \quad (32)$$

k anındaki ölçüm modeli için Jacobian matrisi aşağıdaki gibi hesaplanmıştır:

$$H_k = \frac{\partial z_k(x_k)}{\partial x_k} \quad (33)$$

k anındaki zaman güncellemesi:

$$\begin{aligned} \hat{x}_k^- &= \Phi_k \hat{x}_{k-1}^+ \\ P_k^- &= \Phi_{k-1} P_{k-1}^+ \Phi_{k-1}^T + Q_{k-1} \end{aligned} \quad (34)$$

k anındaki Kalman kazancı:

$$K_k = P_k^- H_k^T (H_k P_k^- H_k^T + R_k)^{-1} \quad (35)$$

P_k; k anındaki sistem hata kovaryans matrisi,

R_k; k anındaki ölçüm kovaryans matrisi.

k anındaki ölçüm güncellemesi:

$$\hat{x}_k^+ = \hat{x}_k^- + K_k(z_k - H_k \hat{x}_k^-)$$
$$P_k^+ = (I - K_k H_k) P_k^- \quad (36)$$

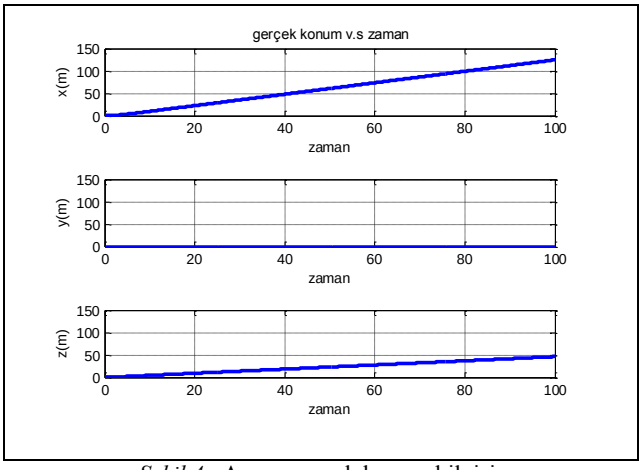
Bu algoritma oluşturulan navigasyon çözümü için test edilmiştir.

8. Benzetim Çalışması Sonuçları

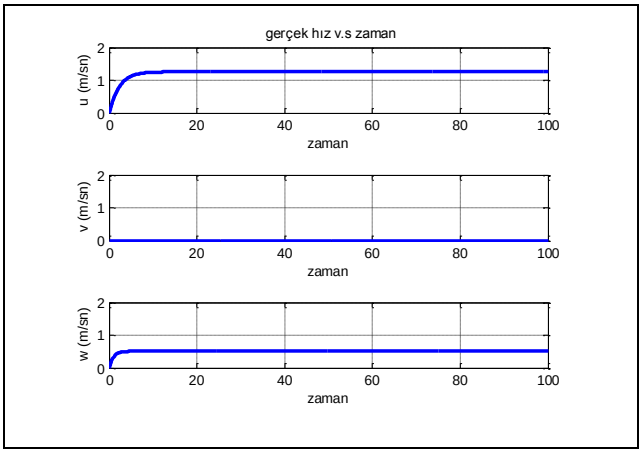
Aracın sağ, sol ve dikeydeki motorları aktif edilerek aracın x-z düzlemindeki (pitch) hareketi için genişletilmiş Kalman süzgeç algoritması kullanılarak durum hataları kestirilmiştir. Kodlama için Matlab/Simulink kullanılmıştır.

Şekilde 4, 5 ve 6' da, gerçek araç konumu, hızı ve yönelim bilgisi gösterilmiştir. Şekilde 7' de ataletsel ölçüm biriminden elde edilen kuvvet (ivme) bilgisi gösterilmiştir. Bu ölçülen ivme bilgisinden elde edilen ataletsel ölçüm birimine ait konum ve hız bilgisi şekil 8 ve 9' da gösterilmiştir. Şekil 10 ve 11'de ataletsel ölçüm biriminden ölçülen açısal hız ve bu hızdan elde edilen yönelim bilgisi gösterilmiştir.

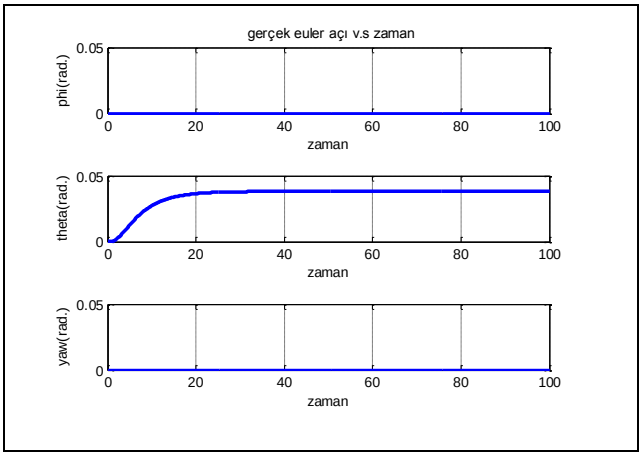
Şekilde 12, 13' de sadece ataletsel ölçüm birimi kullanılarak ve ataletsel ölçüm birimi ile USBL+GPS bütünleştirilerek kestirilen konum hataları gösterilmiştir. Şekilde 14 ve 15' de sadece ataletsel ölçüm birimi kullanılarak ve ataletsel ölçüm birimi ile USBL+GPS ve pitot tüpü bütünleştirilerek kestirilen hız hataları gösterilmiştir. Şekilde 16 ve 17' de sadece ataletsel ölçüm birimi kullanılarak ve ataletsel ölçüm birimi ile USBL+GPS ve manyetik pusula bütünleştirilerek kestirilen yönelim hataları gösterilmiştir. Bu benzetim çalışması sonucundan da görüldüğü gibi yalnızca INS kullanılarak yapılan navigasyon çözümünde hatalar daha büyüktür, INS/USBL+GNSS/Manyetik pusula/Pitot tüp bütünleştirilerek elde edilen durum hataları daha küçüktür. Böylece daha fazla doğrulukla yer tespiti çözümüne ulaşılmıştır.



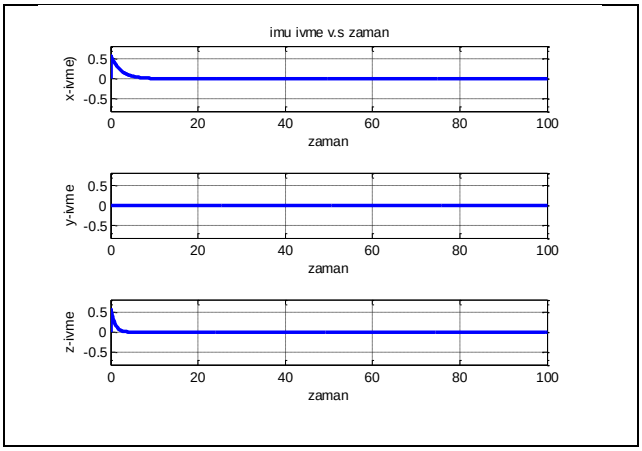
Şekil 4 : Aracın gerçek konum bilgisi.



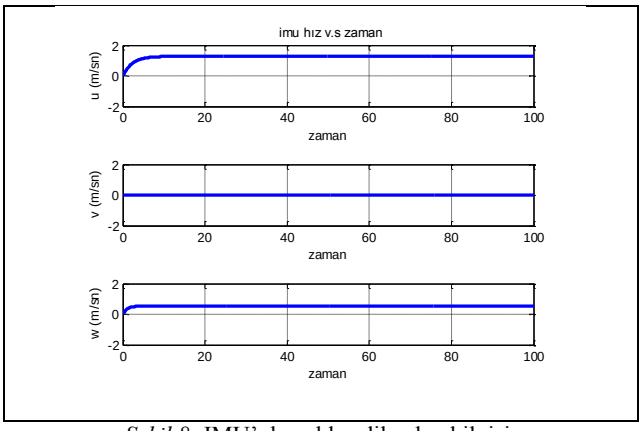
Şekil 5: Aracın gerçek hız bilgisi.



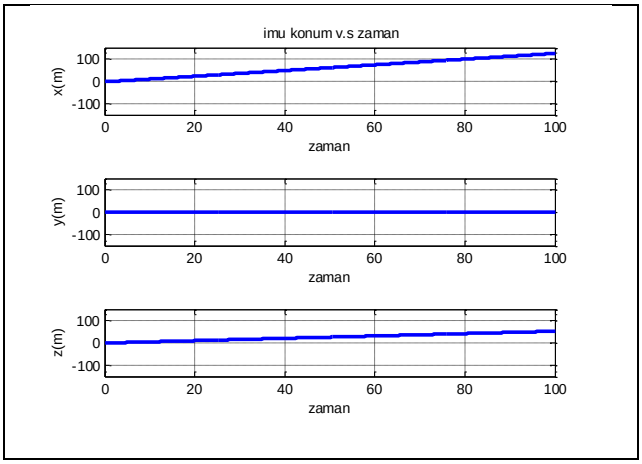
Şekil 6: Aracın gerçek yönelim bilgisi.



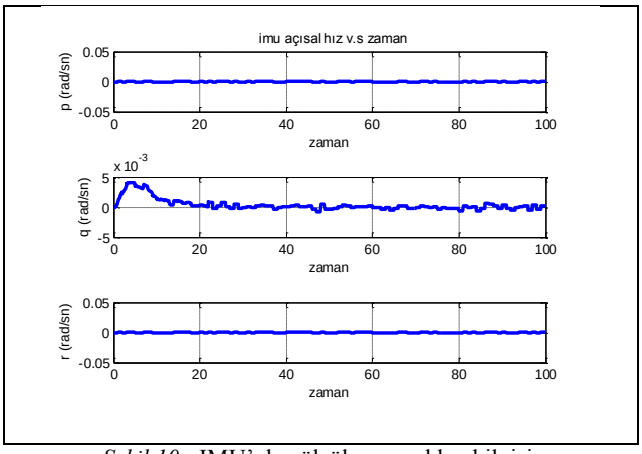
Şekil 7: IMU' dan ölçülen kuvvet bilgisi.



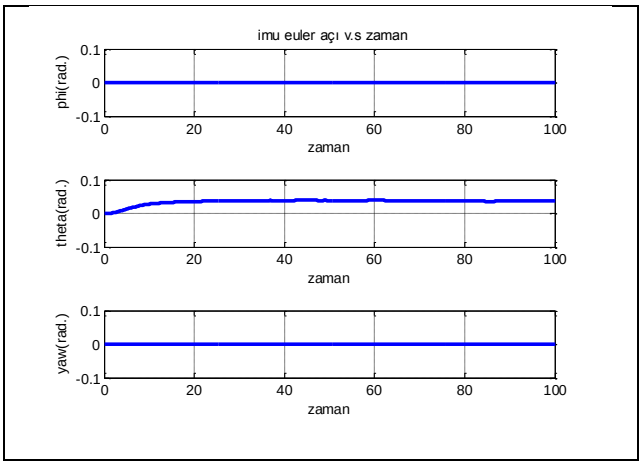
Şekil 8: IMU' dan elde edilen hız bilgisi.



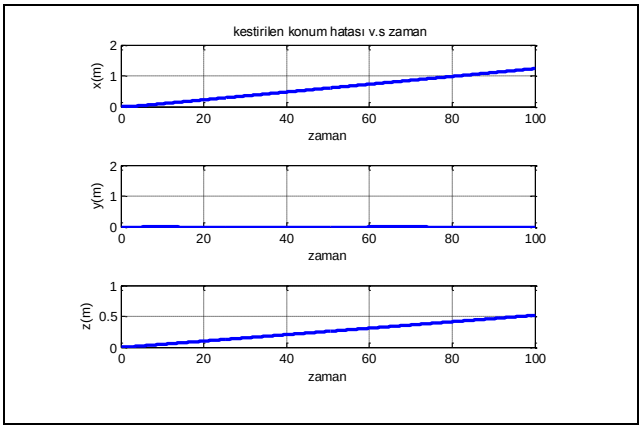
Şekil 9: IMU' dan elde edilen konum bilgisi.



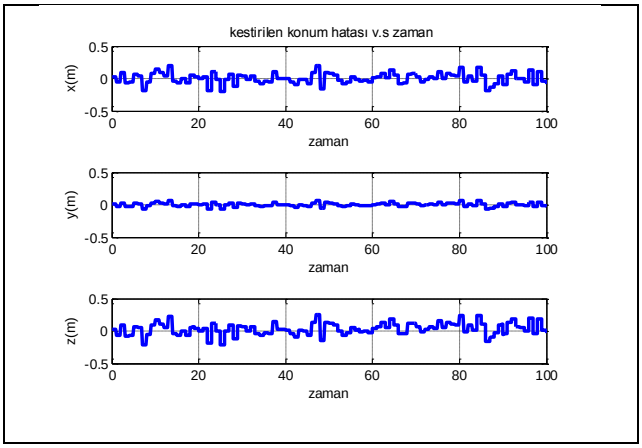
Şekil 10: IMU' dan ölçülen açısal hız bilgisi.



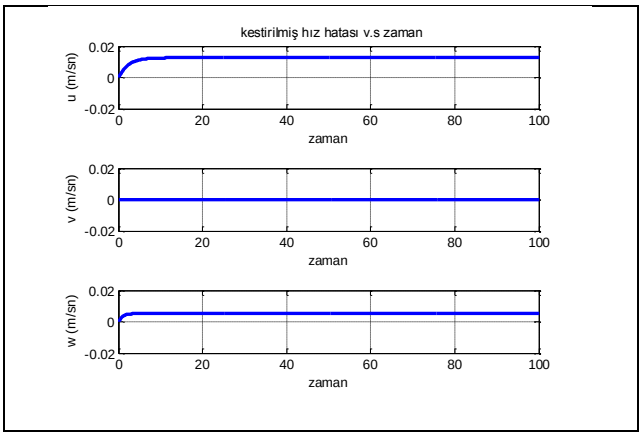
Şekil 11: IMU' dan elde edilen yönelim bilgisi.



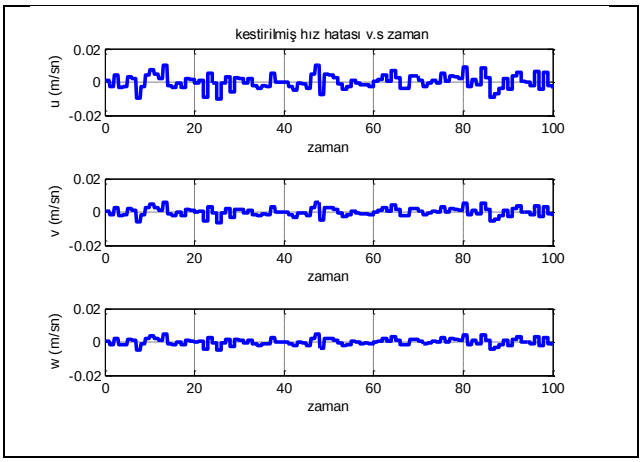
Şekil 12: Kestirilen konum hatası (Sadece INS ile)



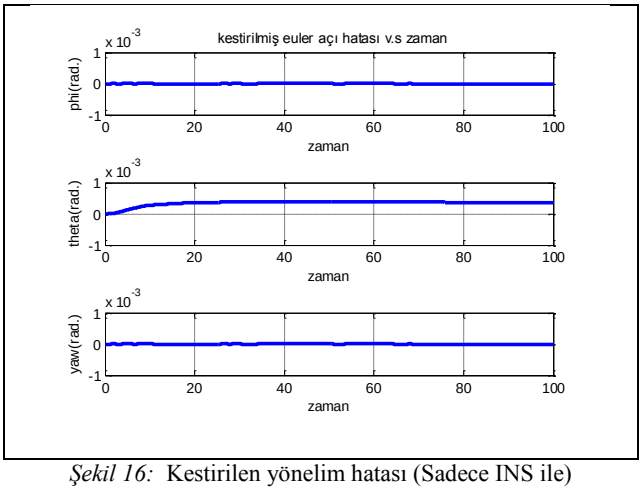
Şekil 13: Kestirilen konum hatası (INS/USBL+GPS entegrasyonu ile)



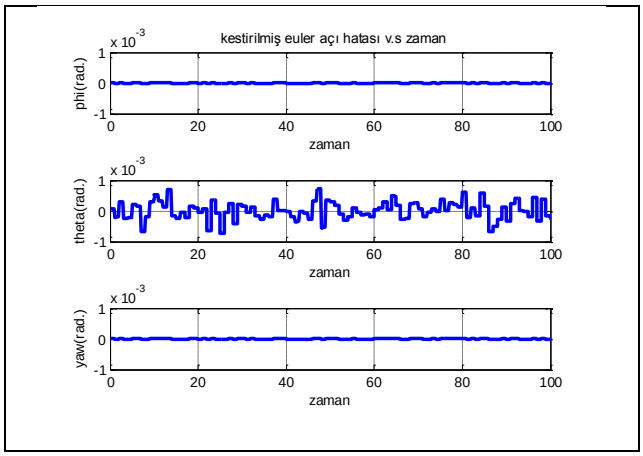
Şekil 14: Kestirilen hız hatası (sadece INS ile)



Şekil 15: Kestirilen hız hatası (INS/Pitot tüp/USBL+GPS entegrasyonu ile)



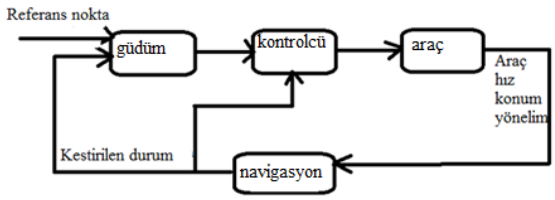
Şekil 16: Kestirilen yönelim hatası (Sadece INS ile)



Şekil 17: Kestirilen yönelim hatası (INS/ Manyetik pusula/USBL+GPS entegrasyonu ile)

9. Güdüm

Ara nokta güdüm algoritması kullanılarak aracın xz düzleminde istenilen noktalara uğrayarak yol alması sağlanmıştır. Güdüm algoritması, PID kontrol yapısına sahip kontrolcülere referans hız bilgilerini üretmiştir. Aşağıdaki figürden de görüldüğü gibi güdüm ve kontrolcülere giriş bilgisi olarak navigasyon çözümünden elde edilen, aracın kestirilen hız, konum ve yönelim bilgileri gelmiştir.



Şekil 18: Güdüm şematik gösterim.

Ara nokta güdüm algoritmasına göre araç istenilen noktanın belirli bir çevresine yaklaştığı zaman, bir sonraki istenilen nokta seçilerek yol alımına devam edilir. Bir sonraki nokta seçimi aşağıdaki şart yerine getirilirse yapılır.

$$d_{Pi}^2 = (x_i - x)^2 + (z_i - z)^2 \leq \rho_0$$

ρ_0; istenilen noktanın etrafındaki kabul edilebilir çevrenin yarıçapı,

x_i, z_i; varılması istenilen noktalar,

x, z; aracın gerçek bulunduğu konum,

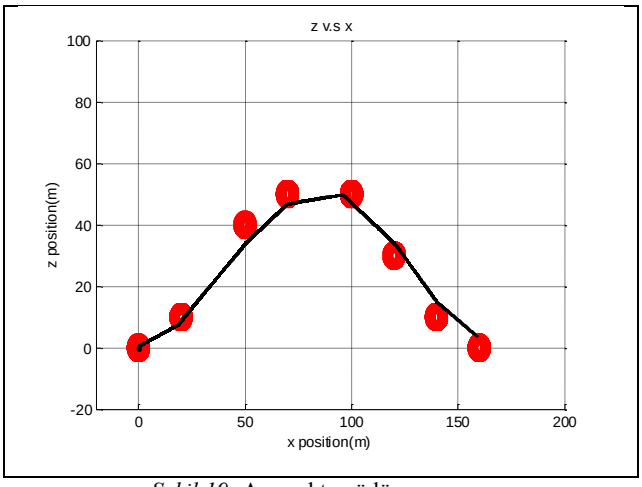
d_{Pi}^2; aracın bulunduğu konum ile bir sonraki nokta arasındaki mesafe.

Aşağıdaki şekilde güdüm benzetim çalışması sonucu gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi araç istenilen noktalara uğrayarak xz düzleminde yol almıştır.

Varılması istenilen noktalar:

$x_i = [0; 20; 50; 70; 100; 120; 140; 160]$

$z_i = [0; 10; 40; 50; 50; 30; 10; 0]$



Şekil 19: Ara nokta güdüm sonucu.

10.Sonuç

İnsansız bir sualtı aracının navigasyon problemini çözmek için aracın gerçeğe en yakın davranışı olan doğrusal olmayan yapısı modellenmiştir. Navigasyon problemini iki navigasyon sistemi bütünleştirilerek en yüksek doğruluk ve yüksek çalışma aralığında çözüm üretilmiştir. Bu çözüme gidilirken yine yardımcı algılayıcılardan bilgi desteği alınmıştır. Alınan ölçümlerin gürültüye sahip olması sebebi ile durum hatalarını kestirme algoritmaları ile durum hataları kestirilmiştir. Alınan ölçüm bilgisinin doğrusal olmamasından dolayı da genişletilmiş Kalman süzgeç tekniği kullanılmıştır. Entegre edilen navigasyon sistemine uygulanan genişletilmiş Kalman süzgeç tekniği sonucunda bütünleşmiş sistemde durum hatalarının çok küçüldüğü görülmüştür. Böylelikle daha doğru sonuca ulaşılmıştır. Navigasyon çözümünden elde edilen araca ait kestirilmiş durum bilgileri, güdüme, giriş bilgisi olarak kullanılmıştır. Ara nokta güdüm algoritması ile araç istenilen noktalara uğrayarak yol almıştır.

Teşekkür

Bu çalışma 111E267 kodlu TÜBİTAK 1001 projesi dâhilinde desteklenmiştir. Bu vesile ile TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi arz ederiz.

Kaynakça

[1] T.I. Fossen, *Guidance and Control of Ocean Vehicles*, John Wiley & Sons Inc., 1994.

[2] Paul D. Groves, *Principles of GNSS, Inertial, and Multi-Sensor Integrated Navigation Systems*, Boston:Artech House, (2008).

[3] Pan-Mook Lee, Bong-Huan Jun, Hyun Taek Choi and Seok-Won Hong, *An Integarted Navigation Systems for Underwater Vehicles Based on Inertial Sensors and Pseudo LBL Acoustic Transponders*, *IEEE OCEANS*, Cilt. 1, Sayfa. 555 – 562 , 2005.

[4] Arkadiusz Tomczak, *Modern Methods of Underwater Positioning Applied in Subsea Mining*, University of Science and Technology Krakow,2011.

[5] Zhou L, *A Precise Underwater Acoustic Positioning Method Based on Phase Measurement*, M.Sc.Thesis in University of Victoria Electrical and Computer Engineering, 2010.

[6] Leif Christensen, and Martin Fritsche and Jan Albiez and Frank Kirchner, *USBL Pose Estimation Using Multiple Responders*, *IEEE OCEANS*, Sayfa. 1 - 9, 2010.

[7] R.G. Brown and Y.C. Hwang, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering*, John Wiley and Sons Inc., 1997.

[8] Andreas Løberg Carlsen, *Navigational Assistance for Mini-ROV*, M.Sc.Thesis in Norwegian University of Science and Technology, July 2010.

[9] Naser El-Sheimy, Haiying Hou, and Xiaoji Niu, *Analysis and Modelling of Inertial Sensors Using Allan Variance*, *IEEE Transactions on Instrumentation and measurement*, Cilt.57, No.1 Sayfa. 140-149, January 2008.

[10] John L. Crassidis and John L. Junkins, *Optimal Estimation of Dynamic Systems*, Chapman & Hall/Crc applied Mathematics and Nonlinear Science Series, 2004.

Gözlem Amaçlı Uzaktan Kontrollü İnsansız Sualtı Aracı Tasarımı

Cenk Ulu, İlter Hancıoğlu, E. Utku Genç, M. Ufuk Altunkaya, Onur Canbak, Eren Özsu

Enerji Enstitüsü
TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi, Gebze, Kocaeli
{cenk.ulu, ilter.hancioglu, utku.genc,ufuk.altunkaya, onur.canbak, eren.ozsu}@tubitak.gov.tr

Özetçe

Bu çalışmada gözlem amaçlı operasyonlarda kullanılmak üzere tasarlanmış bir uzaktan kontrollü insansız sualtı aracı sistemi tasarımı anlatılmaktadır. Sistem dört alt sistemden meydana gelmektedir. Bunlar ROV modülü, güç kabineti, kontrol konsolu ve kablo sarma ünitesi şeklindedir. Burada özellikle ROV modülü tasarımı üzerinde durulmaktadır.

1. Giriş

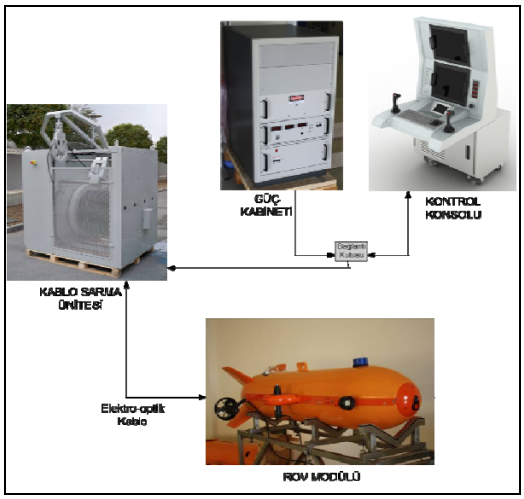
Günümüzde insansız su altı araçları (ROV) sualtında birçok görevi yerine getirmek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu görevlere örnek olarak gözlem, denetleme, numune toplama, arama kurtarma, bakım, onarım, kazı ve askeri amaçlı uygulamalar verilebilir. Literatürde bu görevleri yerine getirmek için tasarlanmış çok çeşitli insansız sualtı araçları mevcuttur.

ROV tasarımı genel olarak ıslak tasarım ve kapalı hacim tasarım olarak iki gruba ayrılabilir [1,2]. Kapalı hacim tasarım yönteminde ROV' un dış gövdesi tamamen su geçirmez iken, ıslak tasarım yönteminde dış gövde sadece koruma ve form amaçlı olmakta ve elektronik ekipmanlar basınçlı kaplar içine yerleştirilmektedir. Diğer taraftan ıslak tasarım yöntemi kullanılarak tasarlanmış ROV' lar dış formlarına bağlı olarak açık çerçeve form ve kapalı form olmak üzere iki gruba ayrılabilir [1,2]. Açık çerçeve forma sahip ROV' larda [3-6] gövdeye yerleştirilen ekipmanlar doğrudan görünür ve erişilebilir durumdayken, kapalı forma sahip ROV' larda gövde üzerinde koruyucu ve akışı düzenlemeye yardımcı bir dış kaplama bulunmaktadır [7-9].

Bu çalışmada gözlem amaçlı operasyonlarda kullanılmak üzere tasarlanmış bir uzaktan kontrollü insansız sualtı aracı sistemi tasarımı anlatılmaktadır. Sistem dört ana alt sistemden meydana gelmektedir. Alt sistemlerin genel tanıtımından sonra ROV sistemi ana bileşeni olan ROV modülü tasarımı üzerinde ayrıntılı şekilde durulmuştur.

2. Sistem Mimarisi

ROV sistemi ROV modülü, güç kabini, kontrol konsolu ve kablo sarma ünitesi olmak üzere dört ana alt sistemden oluşmaktadır. Bu alt sistemler Şekil 1' de gösterilmiştir.



Şekil 1: Genel Sistem Mimarisi

3. ROV Sistemi Tasarımı

3.1. Güç Kabini

ROV sistemi ana enerjisini konuşlandığı gemiden sağlamaktadır. Gemiden sağlanan gerilim güç kabini tarafından uygun gerilim değerine yükseltilerek elektro-optik kablo ile ROV modülüne iletilmektedir. Böylece kablo üzerindeki gerilim düşümü etkisi azaltılmış olmaktadır. ROV modülünün enerjisini sağlayan güç kabini, ana güç kaynağını, EMC filtrelerini ve diğer koruma elemanlarını barındırır. ROV Güç Kabini Şekil 2' de gösterilmiştir.



Şekil 2: ROV Güç Kabini

3.2. Kablo Sarma Ünitesi

Kablo Sarma Ünitesi, ROV modülü ve yüzey arasında enerji/veri iletimini sağlayacak olan elektro-optik kablonun salınmasını, toplanmasını ve muhafaza edilmesini sağlayan olan sistemdir. Kablo kapasitesi 1000m'dir. Kablo Sarma Ünitesi Şekil 3' de gösterilmektedir.



Şekil 3: Kablo Sarma Ünitesi

3.3. Kontrol Konsolu

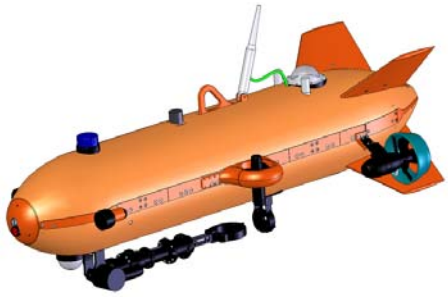
Kontrol Konsolu, ROV sisteminin insan-sistem arayüzlerini (İSA) sağlayan birimdir. Joystick, klavye, iz topu, butonlar ve uyarıcı lambalar gibi İSA bileşenlerini barındırmaktadır. Kontrol Konsolu Ana Yazılımının çalıştığı İş İstasyonu, modülle iletişimi sağlayan fiber optik çoklayıcı, video kaydedici gibi donanımlar kontrol konsolu kabini içerisinde yer almaktadır. Kontrol Konsolu Şekil 4' te gösterilmiştir.



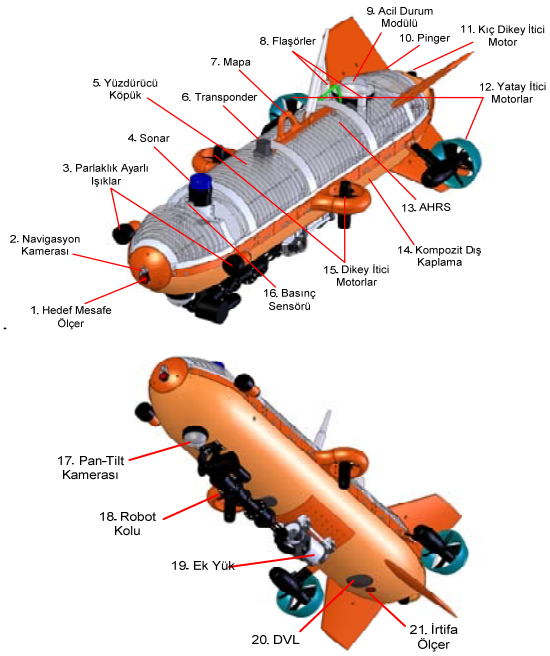
Şekil 4: Kontrol konsolu

3.4. ROV Modülü

ROV modülü Şekil 5' de ve sahip olduğu donanım ve ekipmanlar Şekil 6' da gösterilmiştir



Şekil 5: ROV Modülü



Şekil 6: ROV Modülü Bileşenleri

3.4.1. Gövde Tasarımı

ROV modülü gövdesi, aracın bütünlüğünü sağlayan ve üzerine tüm alt sistemlerin monte edildiği bir iskelet, yüzerliği sağlamak üzere kullanılan yüzdürücü ekipmanlar, tüm alt sistemleri koruyacak şekilde iskeleti saran ve araca hidrodinamik formunu veren dış kaplama ve sudaki denge konumunun hassas şekilde ayarlanabilmesi için gerekli olan dengeleme ağırlıklarını içermektedir.

ROV modülü tasarımda kapalı bir yapı tercih edilmiş, modül üzerinde yer alan tüm alt sistemler 300 m derinlikteki basınca dayanacak şekilde seçilmiş/tasarlanmıştır. Kapalı yapı su sızdırmaz değildir; su ile teması istenmeyen elemanlar, ayrıca sızdırmazlığı sağlanmış kaplara yerleştirilmiştir. Bu tasarımda yer alan alt sistemler silindirik bir yapı içerisine yerleştirilmiş, yüzdürücü elemanlar ise tüm gövde içine dağıtılmıştır. Robot kolu hareket serbestliği göz önünde bulundurularak modülün alt tarafına, korumalı yapı dışına yerleştirilmiştir.

3.4.1.1 İskelet

ROV modülünün ana taşıyıcı iskeleti alüminyum malzemeden tasarlanmıştır. Araç üzerine yer alacak alt sistemler için braket ve bağlama düzenekleri tasarlanmış ve Şekil 6' da gösterildiği gibi bu sistemlerin ana iskelete monte edilmeleri sağlanmıştır.

3.4.1.2 Dış Kaplama

ROV modülü tasarımında, bütün gövde cam takviyeli plastik malzemeden elde edilen kaplamalar ile koruma altına alınmıştır. Kaplama elemanları sızdırmazlığı sağlamak için değil, gövde bütünlüğünü sağlamak ve koruma oluşturmak için kullanılmıştır. Dış kaplama, modül üzerine gelen yüklere karşı mukavemet kazandırılması amacıyla, içeriden alüminyum iskelet ile güçlendirilmiştir.

Aracın hidrodinamik kararlılığını sağlamak ve direncini azaltmak için form en iyileme çalışmaları yürütülmüş ve çıkan sonuçlara göre gövdeye kanatlar ve omuzluklar eklenmiştir. Modülü dış kaplaması Şekil 6' da gösterilmiştir.

3.4.1.3 Yüzdürücü Köpükler

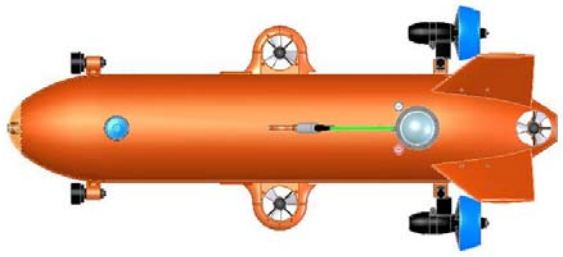
ROV modülünde yüzdürücü ekipman olarak sentetik köpük malzemeler kullanılmıştır ve ROV modülü pozitif sephiyeli olacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece herhangi bir güç ve iletişim kesintisi durumunda ROV modülü sahip olduğu pozitif sephiye ile su yüzeyine kendiliğinden çıkabilecektir. Yüzdürücü ekipmanlar modülün denge konumunun hassas şekilde ayarlanabilmesi için dilimli yapıda tasarlanmış ve silindirik gövde içerisine Şekil 6' da 5 numara ile gösterildiği gibi yerleştirilmiştir.

3.4.2. Güç Sistemi

ROV modülünün enerjisi gemi üzerindeki Güç Kabininden sağlanmaktadır. ROV modülüne gelen 3000V besleme gerilimini ROV modülü ekipmanlarına uygun seviyeye dönüştürmek için ROV modülü içerisine yerleştirilmiş iki çıkışlı transformatör kullanılmıştır. Bu çıkışlardan ilki itici motorları ve robot kolu eklem motorlarını besleyen yüksek güç çıkışıdır. İkinci transformatör çıkışı ise elektronik ekipmanları ve sensörlerin elektrik beslemesini sağlamaktadır. ROV modülü içerisinde elektronik kartlara ve sensörlere uygun gerilimi sağlamak için AC-DC dönüştürücüler de yer almaktadır.

3.4.3. Tahrik Sistemi

ROV modülü boy öteleme, savrulma (yaw), dalıp çıkma (heave) ve yunuslama (pitch) olmak üzere 4 hareket serbestlik derecesine sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Aracın motor yerleşimi Şekil 7' de gösterilmiştir.



Şekil 7: Motor yerleşimi

ROV modülünün ileri-geri yöndeki hareketini ve sapma (yaw) hareketini gerçekleştirebilmesi için iki adet özdeş motor yatay eksende şekilde görüldüğü gibi yerleştirilmiştir. Dikey yönde hareketi (dalma ve çıkma) sağlamak için ise yine özdeş iki motor dikey eksende şekilde gösterildiği gibi yerleştirilmiştir. Bu motorlara ek olarak modülün arka tarafına, özellikle robot kolunun çalışması sırasında devreye girecek dikey yönde çalışacak bir dengeleme motoru yerleştirilmiştir. Böylece ROV modülü gerektiğinde yunuslama (pitch) hareketini de gerçekleştirebilmektedir.

ROV modülünde yan öteleme (sway) ve yalpalama (roll) hareketleri kontrollerine ihtiyaç duyulmamıştır. Modülün yalpalama (roll) hareketine karşı kararlılığı modül üzerindeki stabilite kanatları ve modülün uygun ağırlık ve yüzerlik merkezi düşey konumları ile sağlanmıştır.

İtici motorların boyut ve güçleri ROV modülünün hızı akıntısız ortamda 750 m kablo ile minimum 3 knot olacak şekilde, yapılan direnç hesapları ve CFD analizleri sonucunda belirlenmiştir.

3.4.4. Görüntüleme ve Aydınlatma Sistemi

ROV modülünün üzerinde seyir ve operasyonel amaçlı olmak üzere iki ayrı görüntüleme elemanı yeralmaktadır. Bunlardan ilki ROV modülünün burun kısmına, öne bakacak şekilde sabit, gövdeye gömülü ve korunaklı şekilde yerleştirilmiş siyah beyaz seyir kamerasıdır. Operasyonel amaçlı olan görüntüleme modülü ise ROV modülü ön kısmına, alt tarafa bakacak şekilde yerleştirilmiştir. Böylece operasyon sırasında operatör hedef cisme yaklaşma manevralarında aracın alt bölgesini rahatlıkla görülebilmekte ve manipülatör kolun tüm hareketlerinin izlenebilmesi sağlanmaktadır. Bu görüntüleme modülünün içerisinde kendinden aydınlatmalı birer adet renkli ve siyah beyaz kamera bulunmaktadır. Görüntüleme modülünde, içerisinde yer alan kameraların iki eksende kontrollerini sağlamak amacıyla ayrıca bir pan-tilt ünitesi bulunmaktadır. Kameralar bu ünite üzerinde 360 derece dönebilmekte ve kameraların görüş açıları arttırılmış olmaktadır.

ROV modülünde, üzerinde yer alan kameraların görüş mesafelerini artırmak amacıyla, kontrol konsolundan kumanda edilebilen iki adet led aydınlatma modülü bulunmaktadır.

Görüntüleme ve aydınlatma sistemlerinin yerleşimi Şekil 6' da gösterilmiştir.

3.4.5. Basınçlı Kaplar

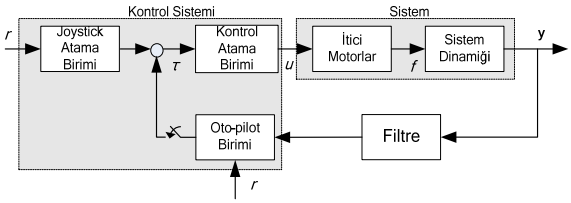
ROV modülü üzerinde sızdırmazlığı sağlanmış, dış basınca dayanıklı dört adet basınçlı kap bulunmaktadır. Basınçlı kap malzemesi olarak alüminyum kullanılmıştır.

Elektronik ve kontrol kabında kontrol kartları, fiber-optik çoklayıcı, düşük gerilimli güç kaynağı, ortam algılayıcıları yer almaktadır. Güç kabında transformatör ve koruma elemanları yeralmaktadır. İtici motor elektrik ve elektronik elemanları için ayrılmış kapta, güç dağıtım kabından iletilen AC elektrik sinyalini motorların ihtiyaç duyduğu gerilim değerine dönüştüren kıyıcı devresi, sürücü devreleri ve güç elektroniği koruma elemanları yeralmaktadır. Manipulatör için ayrılmış kapta da yine itici motor için ayrılmış kaptaki benzer elemanları yeralmaktadır. Kaplar arası bağlantılar özel sualtı kablo ve konektörleri ile sağlanmıştır.

3.4.6. Kontrol Sistemi

3.4.6.1 Hareket Kontrol Sistemi

ROV modülü hareket ve navigasyon kontrolü Şekil 8' te gösterildiği gibi açık ve kapalı çevrim olarak gerçekleştirilir [7]. Hassas operasyonlarda modülün hareket kontrolü joystick komutları ile açık çevrim olarak gerçekleştirilirken istenen derinlik, heading ve yunuslama (pitch) açıları otonom olarak kapalı çevrim kontrol şeklinde kontrol edilebilmektedir. Özellikle robot kolunun kullanıldığı operasyonlarda aracın pitch dengesini korumak için oto-pitch kontrol sürekli devrededir.



Şekil 8: ROV modülü kontrol blok diyagramı

Hareket kontrol sistemi joystick atama birimi, kontrol atama birimi ve oto-pilot birimi olmak üzere üç alt birimden oluşmaktadır. Genel kontrol blok diyagramı Şekil 8' da gösterilmiştir.

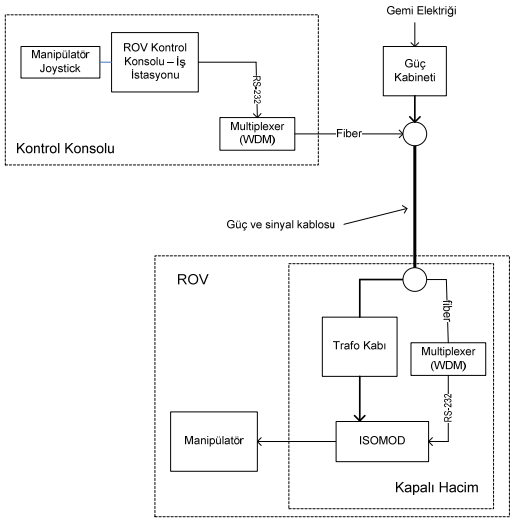
Joystick atama biriminde kontrol konsolu üzerindeki joystickten gelen referans hareket komutları ROV modülünün yapması istenen eksenel kuvvet ve moment değerlerini belirten, kontrol yazılımı için uygun referans işaret aralığına çevrilir.

Oto-pilot biriminde istenen referans giriş değerlerine bağlı olarak oto-yunuslama (oto-pitch), oto-heading ve oto-derinlik kontrolleri gerçekleştirilmektedir. Kontrol yapısı olarak PID kontrol yapısı tercih edilmiştir [7,10,11].

Kontrol atama biriminde ise (uygun bir atama matrisi dönüşümü ile) istenen τ eksenel kuvvet vektörünün sağlanması için motorların kontrol kartlarına giriş olarak uygulanacak u kontrol işareti üretilir [7,12]. Bu kontrol işareti itici motorların hangi hız ve yönde çalışması gerektiğini belirtir. Bu bilgilere bağlı olarak motor sürücü kartlarında düşük seviye kontroller gerçekleştirilir ve motorların sağladığı f itici kuvvetler ile istenen eksenel kuvvet ve momentler üretilmiş olur.

3.4.6.2 Robot Kolu Kontrol Sistemi

ROV modülü robot kolu hız kontrol yöntemi ile kontrol edilmektedir. Kontorlü için kontrol konsolunda yer alan ve üzerinde butonlar bulunan çok eksenli bir kumanda kolu kullanılmaktadır. Robot kolu kontrol şeması Şekil 9' da görülmektedir.



Şekil 9: Robot kolu kontrol şeması

3.4.7. Haberleşme Sistemi

Haberleşme sistemi konsol ve ROV modülü arasındaki fiber optic bağlantıyı sağlayan çoklayıcı ana kartı ve genişleme kartlarından meydana gelmektedir. Görevi, farklı iletişim ve video standartlarını tek bir SM fiber üzerinden çift yönlü (full duplex) olarak iletmektir.

ROV modülünün enerji iletimi ve veri iletişimi elektro-optik tek bir kablo üzerinden gerçekleştirilmektedir. Bu kablo sualtında ROV modülüne ek bir ağırlık getirmemesi için yüzer olarak tasarlanmıştır.

3.4.8. Sensörler

ROV modülünün navigasyon, araç kontrolü veya gerçekleştirdiği operasyonlar için gerekli yardımcı veriler ROV modülü üzerindeki sensörlerden sağlanmaktadır.

Operasyonlar sırasında ROV modülünün hedef nesneye olan uzaklığını ölçmek için ultrasonik mesafe sensörü kullanılmaktadır. Bu sensörden ROV modülü üzerinde iki adet bulunmaktadır. İkinci ultrasonik mesafe sönsörü, ROV modülünün deniz tabanına olan uzaklığını ölçmek için kullanılmaktadır.

ROV modülünün seyir, konum takibi ve kontrolü için kullanılacak veriler olan deniz tabanına göre hız verisi, hareket ve oryantasyon verisi, suyun akıntı hızı, derinlik verisi, deniz tabanından yükseklik verisi ve sualtındaki konum verisi sırasıyla doppler hız algılayıcısı, hareket ve oryantosyon sensörü, akıntı sensörü, basınç sensörü, altimetre, USBL kullanılmaktadır. Bunların yanında uzun mesafelerde ROV modülünün önündeki engelleri tespit etmek için bir adet seyir sonarı, ortam sıcaklığını algılamak için sıcaklık sensörü ve acil durumlarda su yüzeyine çıkamayan ROV modülünün yerini tespit edebilmek amacıyla akustik bir pinger cihazı kullanılmaktadır. ROV modülünde yer alan sensörler ve yerleşimleri Şekil 6' da gösterilmiştir.

3.4.9. Robot Kolu

Şekil 10' da gösterilen robot kolu kavrama, önkol rotasyonu, dirsek ve omuz hareketi yapacak şekilde 4 serbestlik derecesine sahiptir. Gövde malzemesi olarak alüminyum kullanılmıştır.



Şekil 10: Robot Kolu

3.4.10. Acil Çıkış ve Konumlandırma Modülü

Acil çıkış ve konumlandırma modülü Şekil 11' de gösterilmiştir. Bu modülün temel görevi haberleşme ya da enerji kesilmesi gibi durumlarda ROV modülü acil çıkış yaptığında, su yüzeyindeki GPS konumunu RF sinyalleri ile kontrol konsoluna iletmektir. Acil çıkış ve konumlandırma modülü iki kilometre mesafeye kadar haberleşebilmektedir. Ayrıca gece çalışmalarında ROV modülünün acil çıkış yapması durumunda modülü görünür kılmak için biri beyaz diğeri kırmızı renkte iki adet flaşör bulunmaktadır.

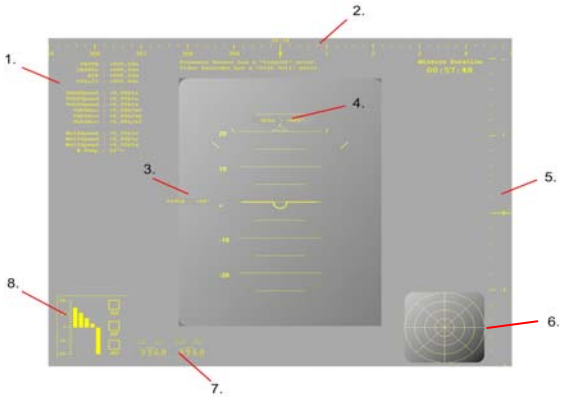


Şekil 11: Acil çıkış ve konumlandırma modülü

3.5. Yazılım

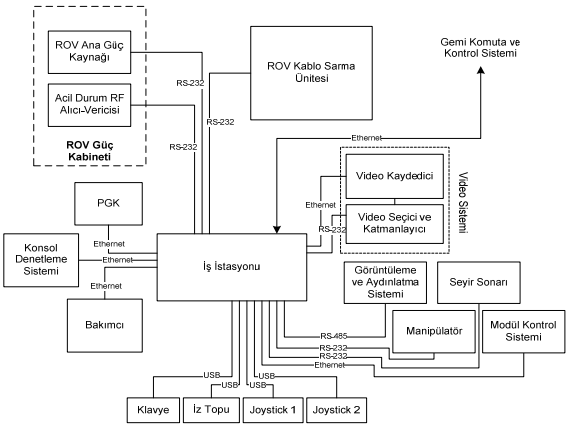
Yazılım sistemi, farklı platformda çalışan ve farklı işlevleri yerine getiren yazılım parçalarından oluşmaktadır. ROV sisteminde kontrol konsolu, ROV modülü ve acil çıkış ve konumlandırma modülü olmak üzere yazılımların çalıştırıldığı üç ayrı platform yer almaktadır.

Kontrol Konsolu Ana Yazılımı (KKAY), grafik kullanıcı arabirimi ve veri tabanı gibi yüksek oranda kod yeniden kullanımı gerektiren bileşenler içermektedir. KKAY, kontrol konsolu iş istasyonu üzerinde çalışmaktadır. Windows XP işletim sistemi ve .NET platformu üzerinde C# programlama dili kullanılarak geliştirilmiştir. Şekil 12' de KKAY' ın grafik kullanıcı arabirimi gösterilmiştir.



Şekil 12: Grafik kullanıcı arayüzü (1. Sensör verileri, 2. Heading, 3. Pitch, 4. Roll ve 5. Derinlik verileri, 6. Modülün gemiye göre konumu, 7. Basınçlı kapların sıcaklık, nem ve basınç verileri, 8. Motorların çalışma hızları ve yönleri)

Kontrol Konsolu Ana Yazılımı modülün ve robotik kolun hareketlerine, görüntüleme ve aydınlatma sistemine kumanda etmek, veritabanı hizmeti sunmak, insan-makine arayüzü ve grafik kullanıcı arabirimi sağlamak, telemetri sağlamak, dahili testlerin yönetimini gerçekleştirmek, acil durum sistemine yardımcı işlevlerin yerine getirmek gibi temel görevleri yerine getirir. Kontrol Konsolu Ana Yazılımı, Şekil 13' te gösterilen fiziksel ara yüzlere sahiptir.

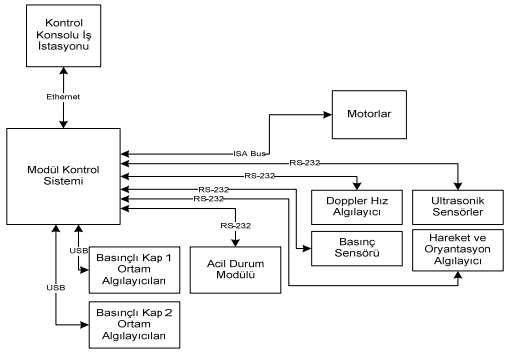


Şekil 13: Kontrol Konsolu Yazılımı fiziksel ara yüzleri

ROV modülü yazılımı modül üzerindeki PC104 tabanlı bilgisayarı üzerinde çalışmaktadır ve benzer şekilde Windows XP işletim sistemi ve .NET platformu üzerinde C# programlama dili kullanılarak geliştirilmiştir.

Modül Kontrol Yazılımı (MKY)' nın temel görevleri arasında; tahrik sisteminin kontrolü, otonom işlevlerin gerçekleştirilmesi, seyir algoritmalarının çalıştırılması, modülün alt sistemlerinin eşgüdümlü ve sağlıklı çalışmasının sağlanması, algılayıcılarla arayüz sağlanması, acil durum sistemine yardımcı işlevlerin yerine getirilmesi gibi görevler yer almaktadır. MKY Şekil 14' te gösterilen fiziksel ara yüzlere sahiptir.

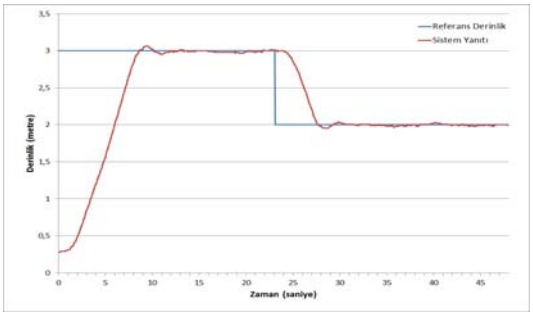
Acil Çıkış ve Konumlandırma Modülü Yazılımı ise 16-bit bir mikrodenetleyici üzerinde çalışan gömülü bir yazılımdır.



Şekil 14: MKY' nın fiziksel ara yüzleri

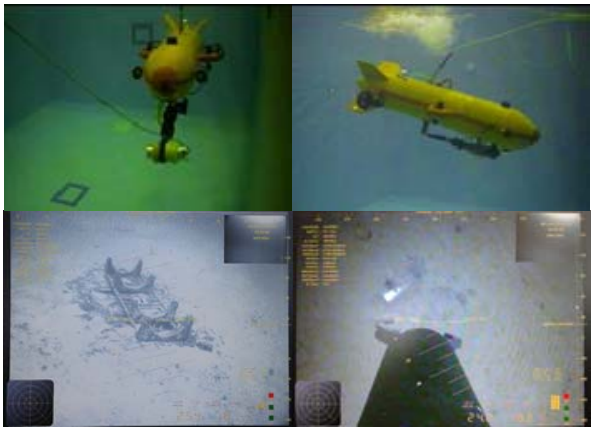
4. Sistem Testleri

Tasarlanan ROV sisteminin tüm alt sistemleri sıcaklık, sıcaklık şoku, nem, daldırma, titreşim, şok ve EMC/EMI testlerinden başarıyla geçmiştir. Sistemin entegrasyonu, laboratuvar ve tasarım doğrulama testleri TÜBİTAK Marmara Araştırma Merkezi Enerji Enstitüsü Sualtı Araçları Laboratuarındaki test havuzunda gerçekleştirilmiştir. Şekil 15' te örnek bir oto-derinlik kontrolü sistem yanıtı verilmiştir.



Şekil 15: Oto-derinlik kontrolü sistem yanıtı

Sistemin deniz testleri ise Marmara Denizi' nde başarıyla gerçekleştirilmiştir. Şekil 16' da aracın havuz ve deniz testlerinden görüntüler sergilenmiştir.



Şekil 16: ROV sistemi havuz ve deniz test görüntüleri

5. Sonuçlar

Bu çalışmada gözlem amaçlı bir insansız sualtı aracının tasarımı anlatılmıştır. Dört alt sistemden oluşan ROV sisteminin başta ROV modülü olmak üzere tüm alt sistemleri ayrı ayrı ele alınmıştır. Gerçekleştirilen havuz ve deniz testlerinden örnekler verilerek sistem tasarımının geçerliliği gösterilmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma TARAL 106A003 numaralı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

6. Kaynakça

[1] C. Ulu, İ. Hancıoğlu, E.U. Genç, M.U. Altunkaya, O. Canbak, E. Özsu, "Üç insansız sualtı aracı tasarımının karşılaştırılması," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2013), Malatya, Türkiye, s:582-588, 2013.

[2] *Remotely operated vehicles of the world 10th edition*, Oilfield Publ. Lim., 2010

[3] http://www.eca-robotics.com/en/robotic-vehicle/robotics-naval-rov-h300-mkii-inspection-rov-depth-rated-to-300-m/219.htm

[4] http://www.deepocean.com/llold/Products.html

[5] http://www.seaeye.com/falcon.html

[6] http://www.seaeye.com/tiger.html

[7] C. Ulu, E.U. Genç, İ. Hancıoğlu, M.U. Altunkaya, O. Canbak, E. Özsu, "MOSA: Modüler insansız sualtı aracı" Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK 2011), İzmir, Türkiye, s:537-543, 2011.

[8] http://www.f-e-t.com/our_products_technologies/subsea-solutions/rovs-observation/?id=navajo

[9] http://www.saabgroup.com/en/Naval/Underwater-Security/Remotely-Operated-Vehicles/ROV-Double_Eagle_SAROV/

[10] K. J. Åström ve T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. Research Triangle Park, NC: Instrument Soc. Amer., 1995.

[11] Thor I. Fossen, *Marine Control Systems*. Marine Cybernetics, Norway, 2002.

[12] E. Omerdic, G. Roberts, "Thruster fault diagnosis and accommodation for open-frame underwater vehicles**,"** *Control Engineering Practice*, Cilt: 12, No: 12, s:1575-1598, 2004.

Sabit Kanatlı Bir İnsansız Hava Aracı için Algılayıcı Arızası Tespiti ve Ayrımı

Ahmet Ermeydan[1], *Emre Kıyak*[2]

[1]Havacılık Elektrik ve Elektroniği Bölümü
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
aermeydan@anadolu.edu.tr

[2] Havacılık Elektrik ve Elektroniği Bölümü
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
ekiyak@anadolu.edu.tr

Özetçe

İnsansız hava aracı (İHA) sistemleri gün geçtikçe insan hayatının daha fazla içine girmeye başlamıştır. Artık, keşif ve gözetlemeden tarıma kadar pek çok alanda kendine yer bulmaktadır. Bu sistemlerin yaygınlaşması arızadan arındırılmış, daha güvenilir sistemlerin oluşmasını gerektirmektedir. Bunu sağlamak ise literatürde arıza toleranslı kontrol olarak bilinen ve önceden tanımlanmış bazı arıza durumlarında bile sistemi çalışır tutabilen yapının İHA uçuş kontrol sistemlerinde kullanılmasıyla mümkündür. Bu çalışmada gerçek durumlar ile kestirilen durumlar arasındaki fark olan rezidüye göre algılayıcı arıza tespiti yapılmıştır. İHA'nın yanlamasına durum dinamikleri tam mertebe gözleyici ve bilinmeyen giriş gözleyicisi kullanılarak tahmin edilmiştir. Ayrım aşamasında ise Genelleştirilmiş Gözleyici Yapısı kullanılarak MATLAB/Simulink'te hangi algılayıcıda arıza olduğu tespit edilmiştir.

1. Giriş

İnsanoğlunun ilk uçuşu tarihte yer aldığından beri insansız hava araçları (İHA) havacılığın odak noktası olmuştur. İHA'ların ilk yıllarında, İHA teknolojisi sadece savaş ve gözetleme için kullanılıyordu. Bugün ise İHA'ların uzaktan denetleme ve izleme, arama çalışmaları, casusluk, kurtarma ve gözetleme gibi alanlarda artan uygulamaları mevcuttur. İHA'lar insan bir pilota ihtiyaç duymadığı için herhangi bir can kaybı söz konusu değildir. Ancak verilen görevi başarıyla gerçekleştirebilmesi için gerekli donanımın maliyeti yüksek olup bir arızadan dolayı düştükleri zaman kaynaklar israf olmaktadır. Bu yüzden sadece normal uçuş şartlarında değil herhangi bir arıza varlığında da İHA görevini tamamlayabilmelidir. İşte bu noktada arıza toleranslı uçuş kontrolün önemi ortaya çıkmaktadır.

Arıza tespiti bütün sistemin istenmeyen veya kabul edilemez bir davranışına yol açan sürecin işlevsel birimlerindeki arızaların oluşumunun saptanmasıdır [1]. Kalman filtresi kullanarak istatistiksel yaklaşımlar, gözleyici temelli yaklaşımlar, eşlik uzayına dayanan yaklaşımlar ve parametre tahmini yaklaşımı gibi algılayıcı arızası tespitinde kullanılan farklı yöntemler mevcuttur [2]. Literatürde algılayıcı arızası tespiti yapan değişik çalışmalar da vardır. Zhang'ın çalışmasında çok girdili çok çıktılı zamanla değişen doğrusal sistemlerde algılayıcı arıza tespiti için uyarlamalı gözleyici kullanılmıştır [3]. Vemuri'nin çalışmasında ise model belirsizlikleri ve algılayıcı gürültüsü varlığında algılayıcıdaki sapmanın tespiti benzetim örneğiyle birlikte verilmiştir [4]. Pertew, Marquez ve Zhao'nun çalışmasında dinamik gözleyici yöntemi, tanımlanmış bir seviye/akış/sıcaklık sürecinin doğrusal durum uzayı modeline uygulanmıştır [5].

Arıza tespiti için gözleyici temelli teknikler de yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yaklaşımın temel mantığı tahmin edilen durum değişkenlerinden ölçülen durum değişkenlerini çıkarılmasıyla elde edilen rezidülerin üretilmesi için matematiksel modelin kullanarak sistem durum değişkenlerinin kestirilmesine dayanır. Tam mertebe gözleyiciler arıza tespitinde kullanılan en temel yapıdır [6], [7], [8]. Bilinmeyen giriş gözleyicisi (BGG) durum kestirim hatasını bilinmeyen girişlerden yani bozucu etkilerden ayırır [2]. Ayrıca algılayıcı ve eyleyici arızalarının tespiti için BGG ile ilgili doğrusal ve doğrusal olmayan pek çok uygulama da vardır [9], [10] [11].

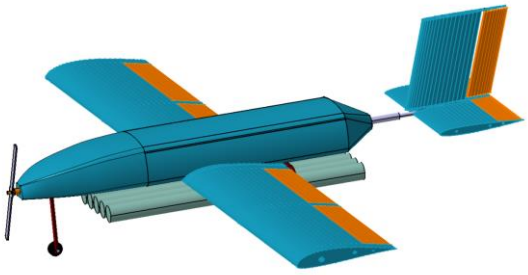
Bu çalışmada bir İHA'nın yanlamasına dinamiklerini kullanarak algılayıcı arızası tespiti ve ayrımı yapılmıştır. Tam mertebe gözleyici ve bilinmeyen giriş gözleyicisi ile genelleştirilmiş gözleyici yapısı (GGY) birleştirilerek her bir rezidünün bir algılayıcının arızası hariç diğerlerine duyarlı olduğu yapı anlayışıyla arıza ayrımının daha sağlıklı yapılması amaçlanmıştır. MATLAB/Simulink ortamında tasarlanıp benzetimi yapılan gözleyiciler ile elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

2. İHA Yanlamasına Dinamikleri

Yanlamasına dinamiklere ilişkin boyutsal parametreler, kararlılık türevleri ve bunların değerlendirmeleri bu bölümde yapılacaktır. Azami uçuş ağırlığı 73.12 N, uçuş hızı 20 m/s ve irtifa deniz seviyesinden 406 m yükseklikte seçilmiştir.

2.1. İHA Boyutsal Parametreleri

Tablo 1-2'de, Şekil 1'de gösterilen İHA'nın boyutsal parametreleri verilmiştir [12].



Şekil 1: Boyutsal parametreleri kullanılan uçağın Catia modeli

Tablo 1: Gövde ve kanat boyutsal parametreleri

Gövde	
Uzunluk (cm)	110
Genişlik (cm)	24,51
Yükseklik (cm)	12,49
Kanat	
Aerodinamik profil	SD7062
Açıklık (cm)	206,37
Veter (cm)	11,81
Alan (m²)	0,62
Etkin Açıklık Oranı	7,68
Tespit açısı (deg)	2
Kanatçık alanı (cm²)	557,16

Tablo 2: Dikey ve yatay kuyruk boyutsal parametreleri

Dikey Kuyruk	
Aerodinamik profil	NACA 0012
Açıklık (cm)	28,85
Kök veteri (cm)	27,3
Uç veteri (cm)	20
Kuyruk hacim katsayısı	0,04
İstikamet dümeni alanı (cm²)	204,7
Açıklık Oranı	1,22
Yatay Kuyruk	
Aerodinamik profil	NACA 0012
Açıklık (cm)	75,08
Veter (cm)	17,75
Kuyruk hacim katsayısı	0,5
Tespit açısı (deg)	-6
İrtifa dümeni alanı (cm²)	533,22
Açıklık Oranı	4,23

2.2.Yanlamasına Kararlılık Türevleri

Yanlamasına kararlılık türevleri Nelson'ın kitabındaki ilgili denklemler MS Excell'e gömülerek ve uçak dinamiğine ilişkin bilgiler girilerek elde edilmiştir [13].

Tablo 3-4'de boyutlu ve boyutsuz yanlamasına kararlılık türevleri verilmiştir.

Tablo 3: Boyutsuz yanlamasına kararlılık türevleri

Cy_β	Cy_p	Cy_r
-0,46404	0	0,335726
$Cy_{\delta r}$	Cn_β	Cn_p
0,235452	0,167115	-0,05931
Cn_r	$Cn_{\delta a}$	$Cn_{\delta r}$
-0,10112	-0,06569	-0,07273
Cl_β	Cl_p	C_{lr}
-0,00979	-0,78118	0,142077
$Cl_{\delta a}$	$Cl_{\delta r}$	
0,405958	0,018763	

Tablo 4: Boyutlu yanlamasına kararlılık türevleri

Y_β	Y_p	Y_r
-9,0964	0	0,339552
$Y_{\delta a}$	$Y_{\delta r}$	N_β
0	4,615468	60,04535
N_p	N_r	$N_{\delta a}$
-1,86007	-3,17168	-23,6036
$N_{\delta r}$	$L_{\delta a}$	$L_{\delta r}$
-26,1324	246,779	11,40602
L_β	L_p	L_r
-5,95133	-24,5012	4,456132

Aşağıda yanlamasına kararlılık türevleri kullanılarak elde edilen genel durum uzayı gösterimi yer almaktadır.

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\beta} \\ \Delta\dot{p} \\ \Delta\dot{r} \\ \Delta\dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_\beta}{u_0} & \frac{Y_p}{u_0} & -\left(1-\frac{Y_r}{u_0}\right) & \frac{g\cos\theta_0}{u_0} \\ L_\beta & L_p & L_r & 0 \\ N_\beta & N_p & N_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta\varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \frac{Y_{\delta r}}{u_0} \\ L_{\delta a} & L_{\delta r} \\ N_{\delta a} & N_{\delta r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta a \\ \Delta\delta r \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada β yanal kayma açısı (rad), p yatış açısal hızı (rad/s), r sapma açısal hızı (rad/s) ve φ yatış açısı (rad) olarak tanımlanmaktadır. A ve B matrisleri ise aşağıda verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} \frac{Y_\beta}{u_0} & \frac{Y_p}{u_0} & -\left(1-\frac{Y_r}{u_0}\right) & \frac{g\cos\theta_0}{u_0} \\ L_\beta & L_p & L_r & 0 \\ N_\beta & N_p & N_r & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & \frac{Y_{\delta r}}{u_0} \\ L_{\delta a} & L_{\delta r} \\ N_{\delta a} & N_{\delta r} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Tablo 4'de verilen yanlamasına kararlılık türevleri Eşitlik (1)'de yerine yazılırsa durum uzayındaki gösterimi aşağıdaki gibi elde edilir [13].

$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\beta} \\ \Delta\dot{p} \\ \Delta\dot{r} \\ \Delta\dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.455 & 0 & 0.983 & 0.490 \\ -5.951 & -24.501 & 4.456 & 0 \\ 60.045 & -1.860 & -3.171 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta\varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0.231 \\ 246,779 & 11.406 \\ -23.603 & -26.132 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta a \\ \Delta\delta r \end{bmatrix} \quad (3)$$

3. Gözleyici Teorisi

Tam mertebe gözleyici ve bilinmeyen giriş gözleyicisi İHA'nın durum değişkenlerini kestirmek için kullanılan farklı yöntemlerdir. Bu bölümde bu tekniklerin teorisi ele alınacaktır.

3.1. Tam Mertebe Gözleyici

Gözleyicilerin temel prensibi; dinamik bir sistemin durum değişkenlerinin gözleyici olarak isimlendirilen bir başka sistemin durum değişkenleri tahminlerine yakınsamasıdır.

Doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistemin durum uzayındaki gösterimi aşağıdaki gibi tanımlansın [6] [7].

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t); y(t) = Cx(t) \quad (4)$$

Burada $x(t) \in \mathbb{R}^{nx1}$ durum vektörü, $u(t) \in \mathbb{R}^{mx1}$ giriş vektörü, $y(t) \in \mathbb{R}^{nx1}$ uçak modelinin çıkış vektörü, $A \in \mathbb{R}^{nxn}$ sistem katsayılar matrisi, $B \in \mathbb{R}^{nxm}$ kontrol dağıtım matrisi ve $C \in \mathbb{R}^{nxn}$ ölçüm dağıtım katsayılar matrisi olarak tanımlanmıştır.

Tam mertebe gözleyici yapısı aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + Gy(t) + Lu(t) \quad (5)$$

Burada $z \in \mathbb{R}^{nx1}$ gözlem vektörü ve $F \in \mathbb{R}^{nxn}$, $G \in \mathbb{R}^{nxn}$, $L \in \mathbb{R}^{nxm}$ hata vektörünün sıfıra gitmesi için tasarlanacak matrislerdir.

(4) denklemi $n\ x\ n$ boyutlu bir T matrisiyle çarpılıp (5) denkleminden çıkartılırsa aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\dot{z}(t) - T\dot{x}(t) = Fz(t) + Lu(t) + GCx(t) - TAx(t) - TBu(t) \quad (6)$$

Hata vektörü,

$$e(t) = z(t) - Tx(t) \quad (7)$$

şeklinde yazılırsa hatanın türevi

$$\dot{e}(t) = F\big(z(t) - Tx(t)\big) + (FT - TA + GC)x(t) + (L - TB)u(t) \quad (8)$$

olur. T matrisi aşağıdaki denklemleri sağlayacak şekilde seçilirse

$$FT - TA + GC = 0 \quad (9)$$

$$L - TB = 0 \quad (10)$$

Eşitlik (8) aşağıdaki gibi olur.

$$\dot{e}(t) = Fe(t) \quad (11)$$

Bu denklemin çözümü ise

$$e(t) = e^{Ft}e(0) \quad (12)$$

şeklindedir.

F matrisinin özdeğerleri sol yarı karmaşık düzlemde seçilirse t sonsuza giderken hata vektörü sıfıra yakınsar.

$$\lim_{t\to\infty} e(t) = 0 \quad (13)$$

Yatışkın durumda ise Eşitlik (14) elde edilir.

$$\lim_{t\to\infty} z(t) = \lim_{t\to\infty} Tx(t) \quad (14)$$

Algılayıcı arıza ayrımı aşamasında GGY kullanılabilmesi için denklemler aşağıdaki gibi yeniden düzenlenmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t)$$
$$y(t) = Cx(t) + f_{aj} \quad \text{j=1, 2 …n} \quad (15)$$
$$y^j = C^j x(t) + {f_a}^j$$

Burada; $C^j \in \mathbb{R}^{(n-1)xn}$; C matrisinin j. satırı yokken elde edilen matris ve $y^j(t) \in \mathbb{R}^{n-1}$; $y(t)$ vektörünün j. satırı yokken elde edilen vektördür.

Buna göre n adet gözleyici için durum denklemi ve rezidü denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{z}^j(t) = F^j z^j(t) + G^j y^j(t) + L^j u(t) \quad (16)$$

$$r^j(t) = y^j(t) - C^j z^j(t) \quad \text{j=1, 2 …n} \quad (17)$$

Her bir gözleyici, bütün girişler ve biri hariç bütün çıkışları kullanmaktadır. j. algılayıcıda olacak bir arıza aşağıda görüldüğü gibi rezidülerin normundan anlaşılabilir:

$$\left\|r^j(t)\right\| < \varepsilon^j$$
$$\left\|r^k(t)\right\| \geq \varepsilon^k \quad k = 1, \dots j-1, j+1, \dots n \quad (18)$$

Burada ε^j ve ε^k tanımlanmış eşik değerlerdir. Seçilecek uygun bir eşik değeriyle ayrım yapılabilir.

3.2. Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Bilinmeyen giriş vektörü $d(t) \in \mathbb{R}^{qx1}$ eklenmiş sistemin durum uzayı gösterimi aşağıdaki gibi tanımlansın [2] [6] [14]:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ed(t); y(t) = Cx(t) \quad (19)$$

Bilinmeyen giriş gözleyici yapısı aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\dot{z}(t) = Fz(t) + TBu(t) + Ky(t)$$
$$\hat{x}(t) = z(t) + Hy(t) \quad (20)$$

Burada $\hat{x}(t) \in \mathbb{R}^{nx1}$ hesaplanan durum vektörü, $z(t) \in \mathbb{R}^{nxq}$ gözlem vektörü ve $F, T, K, H \in \mathbb{R}^{nxn}$ boyutlu matrislerdir. Hata vektörü aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (21)$$

(20) denklemi (21) denkleminde yerine koyulursa

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) = x(t) - z(t) - HCx(t) = (I - HC)x(t) - z(t) \quad (22)$$

elde edilir. Aşağıdaki şartlar sağlanırsa ve F matrisinin özdeğerleri kompleks düzlemin sol yarı kısmında seçilirse hata asimptotik olarak sıfıra gider.

$$(HC - I)E = 0 \quad (23)$$

$$T = I - HC \quad (24)$$

$$F = A - HCA - K_1C \quad (25)$$

$$K_2 = FH \quad (26)$$

$$K = K_1 + K_2 \quad (27)$$

Algılayıcı arıza ayrımı yapmak için bütün eyleyicilerin sağlam olarak çalıştığı varsayılır ve aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Ed(t)$$
$$y(t) = Cx(t) + f_{aj}; \quad \text{j=1, 2 …n} \quad (28)$$
$$y^j = C^j x(t) + {f_a}^j$$

Burada; $C^j \in \mathbb{R}^{(n-1)xn}$; C matrisinin j. satırı yokken elde edilen matris ve $y^j(t) \in \mathbb{R}^{n-1}$; $y(t)$ vektörünün j. satırı yokken elde edilen vektör olarak tanımlanmaktadır.

Buna göre n adet gözleyici için durum denklemi ve rezidü denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\dot{z}^j(t) = F^j z^j(t) + T^j Bu(t) + K^j y^j(t) \quad (29)$$

$$r^j(t) = (I - C^j H^j)y^j(t) - C^j z^j(t); \quad \text{j=1, 2 …n} \quad (30)$$

Her bir gözleyici, bütün girişler ve biri hariç bütün çıkışları kullanmaktadır. Bütün eyleyiciler, arızasız bir şekilde çalıştığı kabulü yapıldığından, j. algılayıcıda olacak

bir arıza aşağıda görüldüğü gibi rezidülerin normundan anlaşılabilir:

$$\|r^j(t)\| < \varepsilon^j$$
$$\|r^k(t)\| \geq \varepsilon^k \quad k = 1, \dots j-1, j+1, \dots n \qquad (31)$$

Burada ε^j ve ε^k tanımlanmış eşik değerlerdir. Uygun bir eşik değeri seçilmesi durumunda arıza ayrımı yapılabilir.

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde teorisi anlatılan tam mertebe gözleyici ve bilinmeyen giriş gözleyicisi yapılan algılayıcı arıza tespiti ve ayrımıyla ilgili sonuçlara yer verilmiştir.

2. bölümde yer alan A matrisinin özdeğerleri aşağıda hesaplanmıştır.

$$A=\begin{bmatrix} -0.455 & 0 & 0.983 & 0.490 \\ -5.951 & -24.501 & 4.456 & 0 \\ 60.045 & -1.860 & -3.171 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad (32)$$

λ_1= -24.1823; $\lambda_{2,3}$= -2.0130 ± 7.6468i; λ_4= 0.0806

Burada görüldüğü üzere son özdeğerin kararlı olmadığı tespit edilmiştir. Bu özdeğeri kararlı hale getirmek için kutup yerleştirme metoduyla aşağıdaki K matrisi elde edilmiştir.

$$K = \begin{bmatrix} 0.1182 & -0.0414 & -0.0414 & 0.0245 \\ -2.0801 & 0.4808 & -0.1754 & 0.1622 \end{bmatrix} \qquad (33)$$

Sistem kararlılığı sağlandığında aşağıdaki durum uzayı elde edilmiştir.

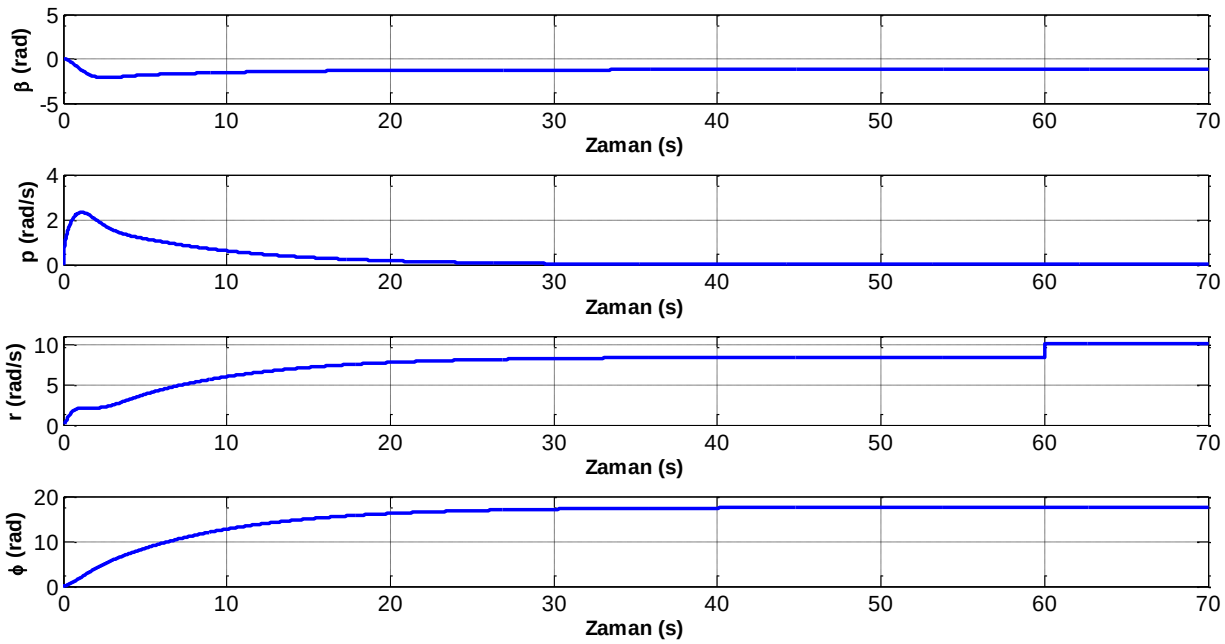
$$\begin{bmatrix} \Delta\dot{\beta} \\ \Delta\dot{p} \\ \Delta\dot{r} \\ \Delta\dot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.025 & -0.111 & -0.943 & 0.453 \\ -11.395 & -19.769 & 12.133 & -7.896 \\ 8.4772 & 9.7272 & -8.2982 & 4.8169 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta\varphi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0.231 \\ 246{,}779 & 11.406 \\ -23.603 & -26.132 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta a \\ \Delta\delta r \end{bmatrix} \qquad (34)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\beta \\ \Delta p \\ \Delta r \\ \Delta\varphi \end{bmatrix} \qquad (35)$$

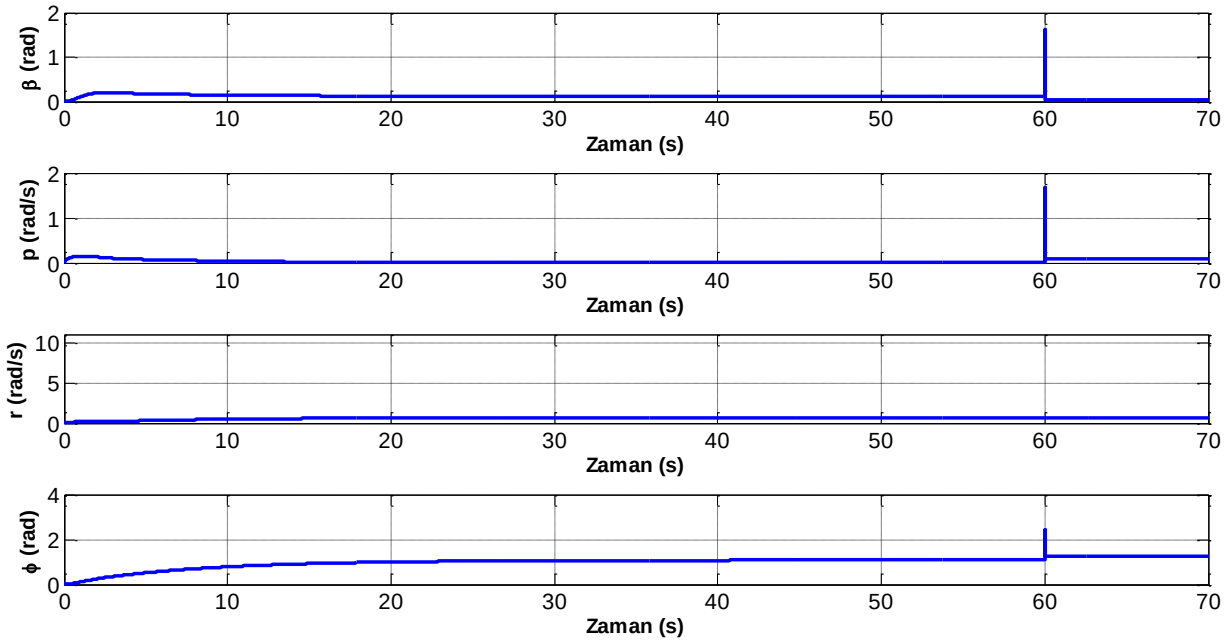
4.1. Tam Mertebe Gözleyici Sonuçları

Benzetimde senaryo olarak sapma açısal hızı olan r'yi ölçen algılayıcıda 60. saniyede %20'lik bir hatanın oluşması örnek olarak ele alınmıştır. Benzer senaryolar farklı algılayıcılar içinde oluşturulmuş, tamamının tespiti ve ayrımı başarıyla gerçekleştirilmiştir. Buradaki senaryo ise yöntemin etkinliğini göstermek açısından seçilmiştir.

Şekil 2'de 60. saniyede algılayıcıda hata oluştuğu görülmektedir. Giriş olarak sisteme 5° kanatçık ve istikamet dümeni uygulanmıştır.



Şekil 2: Sapma açısal hızını ölçen algılayıcı arızası durumunda elde edilen sistem çıkışları



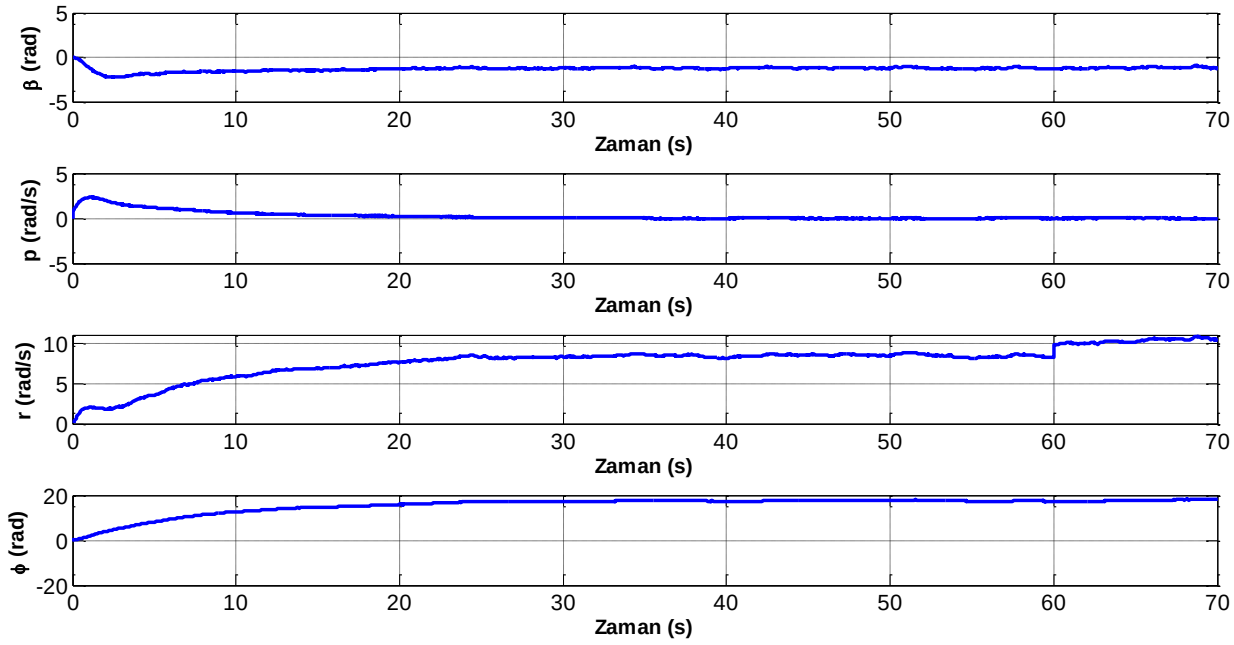
Şekil 3: Sapma açısal hızını ölçen algılayıcı arızası durumunda elde edilen rezidüler

Şekil 3'te ise arızanın oluşması durumunda elde edilen rezidüler görülmektedir. Burada eşik değer olarak 0.8 seçildiğinde arıza ayrımının da yapılabildiği anlaşılmaktadır.

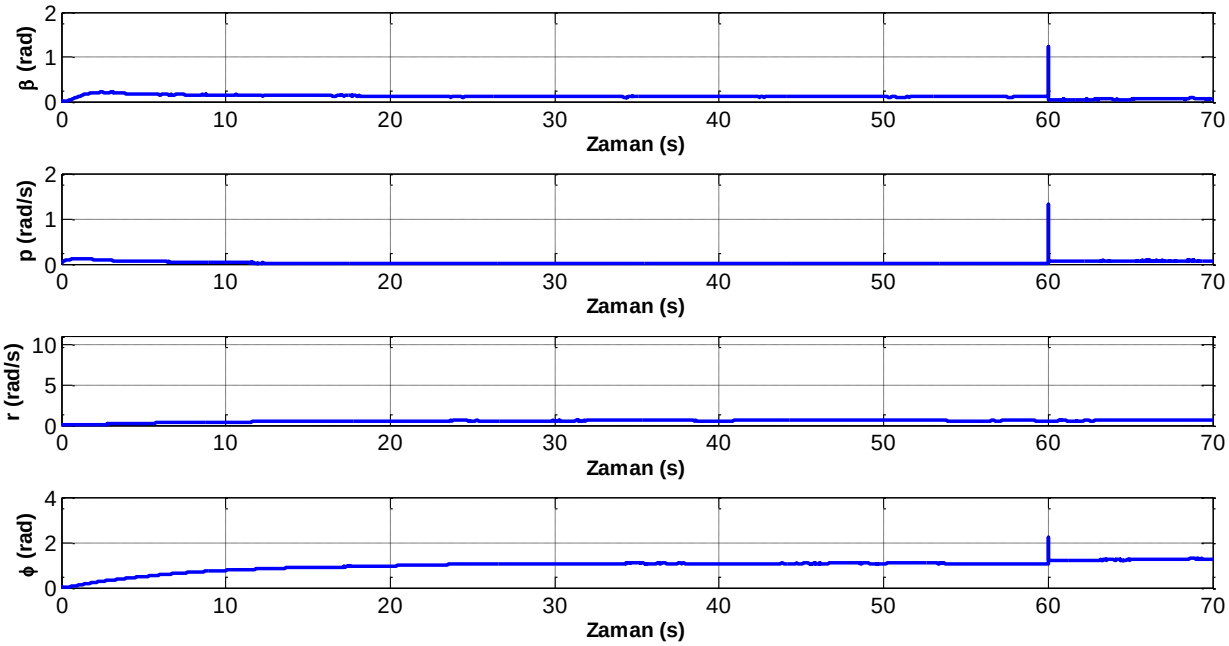
4.2. Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi Sonuçları

BGG'de yine aynı senaryo ele alınmıştır. Şekil 4'te 60. saniyede algılayıcıda oluşan hata gözlemlenebilir. Tam mertebe gözleyiciden farklı olarak varyansı 1 olan beyaz gürültü sisteme bilinmeyen bir giriş olarak uygulanmıştır.

Şekil 5'te bu arıza neticesinde oluşan rezidüler görülmektedir. Yine 0.8 eşik değer olarak seçilmesi durumunda bilinmeyen bir girişin varlığında bile ilgili algılayıcının ayrımının yapılabildiği görülmektedir.



Şekil 4: Sapma açısal hızını ölçen algılayıcı arızası durumunda elde edilen sistem çıkışları



Şekil 5: Sapma açısal hızını ölçen algılayıcı arızası durumunda elde edilen rezidüler

5. Sonuçlar

Bu çalışmada sabit kanatlı bir İHA için algılayıcı arıza tespiti ve ayrımı yapılmıştır. Tam mertebe gözleyici ve bilinmeyen giriş gözleyicisi kullanılarak iki farklı metotla ve genelleştirilmiş gözleyici yapısıyla arızalı algılayıcı hariç diğerlerine duyarlı gözleyici yapısı oluşturularak gürbüz rezidüler üretilmiştir. Bu rezidülere uygun bir eşik değeri seçilerek hangi algılayıcıda arıza olduğunun belirlenebildiği gösterilmiştir.

Ayrıca BGG ile bilinmeyen girişler olduğunda da algılayıcı arızası tespiti ve ayrımı yapılabildiği bu çalışmada ortaya konmuştur. Model hataları, sistemdeki gürültüler ve diğer belirsizlikler bilinmeyen giriş olarak değerlendirilebilmesi bu yapının uygulanabilirliğini artırmaktadır.

Gelecekte ise yüksek lisans tez çalışması olarak doğrusal ve doğrusal olmayan bilinmeyen giriş gözleyicileriyle hem algılayıcı hem de eyleyici arıza tespit ve ayrımı yapılması planlanmaktadır.

Kaynakça

[1] S. X. Ding, *Model-Based Fault Diagnosis Techniques*, Springer, 2008.

[2] J. Chen and R. Patton, *Robust Model-Based Fault Diagnosis For Dynamic Systems*, Kluwer Academic Publishers, 1999.

[3] Q. Zhang, "An Adaptive Observer for Sensor Fault Estimation in Linear Time Varying Systems," IFAC, 2005.

[4] A. T. Vemuri, "Diagnosis of Sensor Bias Faults," American Control Conference, San Diego, California, 1999.

[5] A. M. Pertew, H. J. Marquez ve Q. Zhao, "Dynamic Observers for Sensor Faults Detection and Diagnosis".

[6] E. Kıyak, *Bilinmeyen Giriş Gözleyicileri Kullanılarak Uçuş Kontrol Sistemindeki Algılayıcı ve Eyleyici Arızalarının Tespiti, Ayrımı ve Sistemin Yeniden Yapılandırılması,* Eskişehir: Doktora Tezi; Anadolu Üniversitesi, 2008.

[7] F. Çalışkan ve C. Hajiyev, *Fault Diagnosis And Reconfiguration In Flight*, Kluwer Academic Publishers, 2003.

[8] E. Solak, *Observability And Observers For Nonlinear And Switching Systems*, Bilkent University: Ph. D. Thesis, 2001.

[9] D. Wand ve K. Lum, "Adaptive Unknown Input Observer Approach for Aircraft Actuator Fault Detection and Isolation," International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, cilt 21, pp. 31-48, 2007.

[10] A. M. Pertew, H. J. Marquez ve Q. Zhao, "Design of Unknown Input Observers for Lipschitz Nonlinear Systems," American Control Conference, Portland, Oregon, USA, 2005.

[11] J. Zarei ve J. Poshtan, "Sensor Fault Detection and Diagnosis of a Process Using Unknown Input Observer," Mathematical and Computational Applications, cilt 16, pp. 31-42, 2011.

[12] M. Yıldız ve A. Ermeydan, "AIAA Design/Build/Fly Competition TURKUAZ Design Report," Anadolu Üniversitesi, Eskişehir, 2010.

[13] R. Nelson, *Flight Stability and Automatic Control*, WCB/McGraw-Hill, 1998.

[14] E. Kıyak, Ö. Çetin ve A. Kahvecioğlu, "Aircraft Sensor Fault Detection Based on Unknown Input Observers," Aircraft Engineering and Aerospace Technology, cilt 80/5, pp. 545-548, 2008.

İnsansız Bir Hava Aracının Kısıtlamalı Model Öngörülü Kontrolü ve PID Kontrolör ile Kıyaslanması

Halit Fırat Erdoğan[1], *Yard. Doç. Ayhan Kural*[2], Prof. Dr. Can Özsoy[3]

[1]Makina Fakültesi, Otomatik Kontrol Birimi,
İstanbul Teknik Üniversitesi, Gümüşsuyu,Taksim
hferdogan@itu.edu.tr

[2]Makina Fakültesi, Otomatik Kontrol Birimi,
İstanbul Teknik Üniversitesi, Gümüşsuyu,Taksim
kuralayh@itu.edu.tr

[3]Makina Fakültesi, Otomatik Kontrol Birimi,
İstanbul Teknik Üniversitesi, Gümüşsuyu,Taksim
ozsoyc@itu.edu.tr

Özetçe

Genellikle insansız hava araçları (İHA) 1000 metreye kadar düşük yüksekliklerde gözlem amaçlı kullanılırlar. Alçak irtifada hava koşulları değişken olduğu ve çarpılabilecek engel çok olduğu için kaza riski oldukça fazladır. Kendi kendini yönetebilir (otonom) olan bu uçaklara, oldukça gelişmiş ve güçlü bir oto pilot tasarlamak gerekmektedir. Şöyleki, İHA'ların çok fazla doğrusal olmaması, çok girişli - çok çıkışlı (MIMO) olması ve sistemde bazı kısıtlamaların göz önünde bulundurulması gibi hususlardan dolayı klasik kontrol teorilerine alternatif olarak birçok gelişmiş kontrol algoritması bu uçakların otopilotların tasarımında denenmiştir.

Bu çalışmada kısıtlamalı model öngörülü kontrol (MPC) kullanılarak oto pilot tasarımı yapıldı. Aerosonde isimli küçük insansız uçak model olarak seçildi. Bu uçağın matematik modeli olarak u-dynamics firması tarafından Matlab-Simulink için geliştirilen Aerosim[1] isimli blok setten yararlanıldı. Daha sonra sistemin kısıtları da göz önünde bulundurularak sistemin 2 girişi olan kontrol yüzeyleri (irtifa dümeni, kanatçık) kumanda edilerek sistemin 2 çıkışı olan yuvarlanma açısı ve hava hızının kontrolü MPC ile sağlandı. Sonuçlar ise, aynı sisteme zaten uygulanmış olan PID kontrolör ile kıyaslanarak verildi.

1. Giriş

İHA'lar sivil amaçlı; havadan fotoğraf ve videolamada, tarımsal görüntüleme ve serpmede, arama kurtarma çalışalarında, meteorolojik gözlemlemede, trafik kontrolünde ve boru hattı kontrolünde kullanılır. Askeri amaçlı olarak ise; sınır ve düşman gözlemlemede, nükleer, kimyasal ve biyolojik atık olan tehlikeli bölgeleri incelemede, hedef belirlemede, uzun süre ve menzilli keşif uçuşlarında ve hafif bombardıman amaçlı kullanılır.

Günümüzün İHA tanımına uyan ilk çalışmalardan birine, Almanya'nın 2. Dünya savaşında mekanik jiroskop ve yakıt kesiciler kullanarak otonom kontrolü amaçladığı insansız uçağı örnek gösterilebilir.

İHA'ların kontrolünde amaçlanan, İHA'nın mümkün olduğunca bağımsız yani otonom bir uçuş gerçekleştirebilmesidir. İHA'nın tam otonom olarak uçuşunu gerçekleştirebilmesindeki amaç şudur: Çevrimiçi olarak merkezden kontrol edilen yarı otonom bir İHA, herhangi bir bağlantı kopukluğunda ya da düşman tarafından kontrol sinyali taklit edilip rotasından şaştırma ihtimalinde düşme ve ele geçirilme riskini barındırır. Fakat tam otonom olarak uçan bir İHA kendi kontrol sinyalini kendi ürettiği için bu tarz riskleri minimuma indirir.

Fakat tam otonom uçuş kontrolü oldukça karmaşık ve zordur. Özellikle küçük araçlar sürekli değişen hava koşullarından daha fazla etkilenir. Ayrıca uçuş irtifaları yüksek olmadığından kaza yapma riskleri de oldukça fazladır. Bu sebeple İHA'ların kontrolünde oldukça gelişmiş algoritmalar ve sensörler kullanılmalıdır. Basitçe, rehber sistemi uçağın verilen görevi yerine getirmesi için gereken durum yörüngelerini hesaplar. Kontrol sistemi ise bu yörünge için gerekli uçak kontrol giriş sinyallerini (kanatçık, dümen, irtifa dümeni, gaz) üreterek rehber sisteminin belirlediği yörüngeyi takip etmeye çalışır. Kontrol sisteminden beklenen en az enerji ile en optimum çıkış değerlerini yakalamasıdır. Günümüz teknolojisi oldukça ilerlediği için elektromekanik donanımlar yeterince ucuz ve hafiftir. Bu sayede, İHA'lara istenilen kontrol algoritmasının uygulanabilme şansı vardır. Hali hazırda İHA'lara PID kontrol [2] başta olmak üzere, adaptif kontrol [3], euler açılarının MPC kontrolü [4], İHA'nın dört giriş dört çıkışı için ayrık olmayan MPC tasarımı [5] gibi kontrolör tasarımları yapılmıştır.

Bu çalışmada ise, küçük bir insansız uçağın bazı kısıtlar altında, 2 girişli (irtifa dümeni, kanatçık) – 2 çıkışlı (yuvarlanma açısı, hava hızı) bir modelini esas alan MPC tasarlayarak referans değerlerinin en iyi performansla takibi amaçlanmıştır.

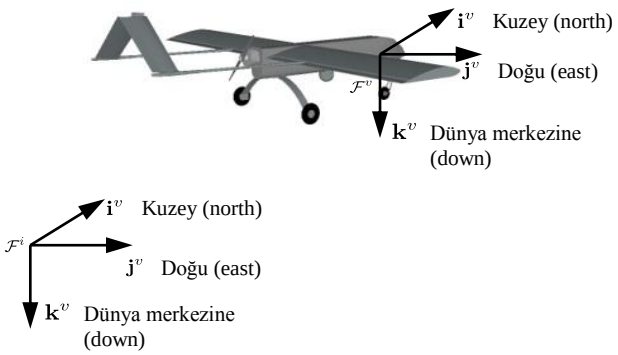
2. İnsansız Uçağın Modellenmesi

2.1. Koordinat Çerçeveleri

Öncelikle farklı gövdelerin birbirlerine göre nasıl bir doğrultuda olduğunu anlamak önemlidir. Sensörlerin, antenin ve motorların uçağın ağırlık merkeziyle, uçağın karayla ya da sinyal kaynağıyla doğrultusu bilinmelidir. Bu amaçla koordinat sistemleri incelenmiştir.

2.1.1. Uçak Çerçevesi

Sabit koordinat çerçevesi olarak dünya merkezli koordinat çerçevesi sistemi kullanılarak merkez üssü referans noktası olarak alınır. Şekil 1' de de görüldüğü gibi birim vektör i^i kuzeye, k^i, dünyanın merkezine, j^i ise doğuya yönelmiştir.



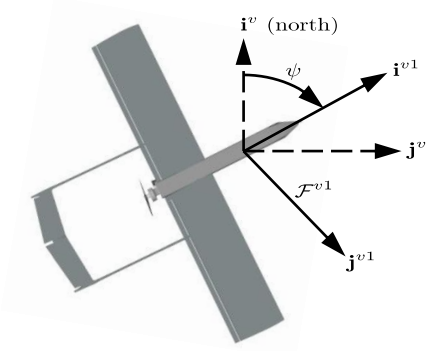
Şekil 1 : Koordinat Çerçeveleri

2.2. Euler Açıları

Euler açıları uçağın konumunu belirlemek için kullanılır. Bu açılar şu şekilde isimlendirilir:

φ: Yalpalama (Yaw)
θ: Yunuslama (Pitch)
∅:Yuvarlanma (Roll)

2.2.1.Yalpalama (Yaw)

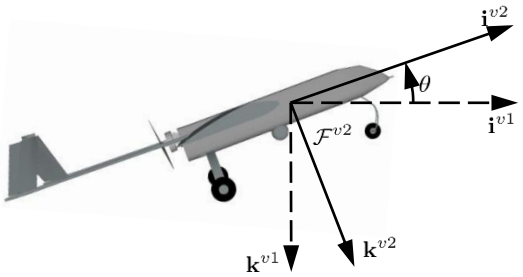


Şekil 2 : Yalpalama Açısı (Yaw)

$$\mathcal{R}_v^{v1}(\psi) = \begin{pmatrix} \cos\psi & \sin\psi & 0 \\ -\sin\psi & \cos\psi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{p}^{v1} = \mathcal{R}_v^{v1}(\psi)\mathbf{p}^v \quad (2)$$

2.2.2.Yunuslama Açısı (Pitch)

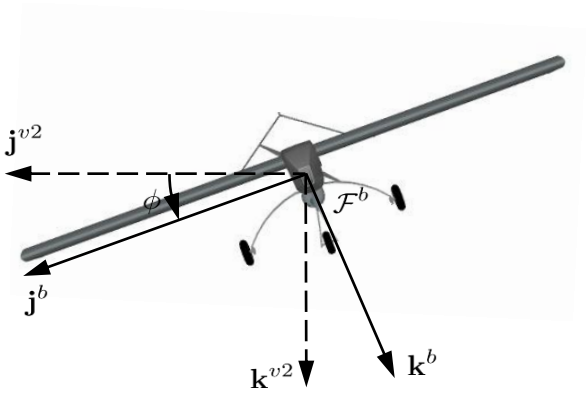


Şekil 3: Yunuslama Açısı (Pitch)

$$\mathcal{R}_{v1}^{v2}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos\theta & 0 & -\sin\theta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin\theta & 0 & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{p}^{v2} = \mathcal{R}_{v1}^{v2}(\theta)\mathbf{p}^{v1} \quad (4)$$

2.2.3.Yuvarlanma Açısı (Roll)



Şekil 4 : Yuvarlanma Açısı (Roll)

$$\mathcal{R}_{v2}^{b}(\phi) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\phi & \sin\phi \\ 0 & -\sin\phi & \cos\phi \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{p}^{b} = \mathcal{R}_{v2}^{b}(\phi)\mathbf{p}^{v2} \quad (6)$$

2.2.4 Sabit Koordinat Çerçevesinden Gövde Çerçevesine Dönüşüm

$$\mathcal{R}_v^b(\phi,\theta,\psi) = \mathcal{R}_{v2}^b(\phi)\mathcal{R}_{v1}^{v2}(\theta)\mathcal{R}_v^{v1}(\psi)$$

$$= \begin{pmatrix} \mathrm{c}_\theta\mathrm{c}_\psi & \mathrm{c}_\theta\mathrm{s}_\psi & -\mathrm{s}_\theta \\ \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{c}_\psi - \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\psi & \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{s}_\psi + \mathrm{c}_\phi\mathrm{c}_\psi & \mathrm{s}_\phi\mathrm{c}_\theta \\ \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{c}_\psi + \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\psi & \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{s}_\psi - \mathrm{s}_\phi\mathrm{c}_\psi & \mathrm{c}_\phi\mathrm{c}_\theta \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{p}^b = \mathcal{R}_v^b(\theta)\mathbf{p}^v \quad (8)$$

2.3. Hava, Rüzgar ve Yer Hızı

İHA'nın dinamik hareket denklemlerini elde ederken, İHA'nın maruz kaldığı kuvvetler refererans koordinat çerçevesine göre oluşan hız ve ivmelere bağlıdır. Ayrodinamik kuvvetler ise uçağı saran havanın hızına bağlıdır. Rüzgar olmadığı zaman yere göre hız ve hava hızı eşittir. Fakat hemen her zaman rüzgar vardır. Bu hızlar şu şekilde elde edilir.

$$\mathbf{V}_a^b = \begin{pmatrix} u_r \\ v_r \\ w_r \end{pmatrix} = \mathcal{R}_w^b \begin{pmatrix} V_a \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} u_r \\ v_r \\ w_r \end{pmatrix} = V_a \begin{pmatrix} \cos\alpha\cos\beta \\ \sin\beta \\ \sin\alpha\cos\beta \end{pmatrix} \quad (10)$$

$$V_a = \sqrt{u_r^2 + v_r^2 + w_r^2} \quad (11)$$

$$\alpha = \tan^{-1}\left(\frac{w_r}{u_r}\right) \quad (12)$$

$$\beta = \sin^{-1}\left(\frac{v_r}{\sqrt{u_r^2 + v_r^2 + w_r^2}}\right) \quad (13)$$

Elde edilen bu denklemler ile hava hızı, hucüm açısı ve yan kayma açısı elde edilir.

3. İnsansız Uçağın Hareket Denklemleri

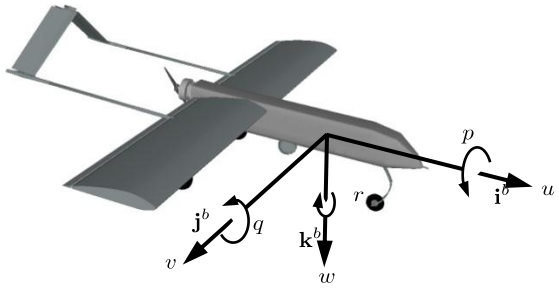
Kontrol sinyallerinin elde edilebilmesi ve öngörünün yapılabilmesi için lineer modelin elde edilmesi gerekir.

3.1 Durumlar

İnsansız uçağın hareket denklemlerini elde edebilmek için oniki durum değişkeni kullanılacaktır. Bu durum değişkenleri; üç pozisyon durumu, üç hız durumu, üç açısal durum ve üç açısal hız durumudur.

Tablo 1 : İnsansız Uçağın Durum Değişkenleri

Durum	Açıklaması
p_n	Kuzey Doğrultusundaki konum
p_e	Doğu doğrultusundaki konum
p_d	Aşağı yönündeki konum (yükseklik)
u	Gövde çerçevesine göre i^b doğrultusundaki hız
v	Gövde çerçevesine göre j^b doğrultusundaki hız
w	Gövde çerçevesine göre k^b doğrultusundaki hız
$\emptyset$	Yuvarlanma açısı
θ	Yunuslama Açısı
ψ	Yalpalama Açısı
p	Yuvarlanma açısal oranı (hızı)
q	Yunuslama açısaçısal oranı(hızı)
r	Yalpalama açısaçısal oranı(hızı)



Şekil 5: Hareket eksenlerinin gösterimi

3.1.1 Durum Denklemleri

$$\begin{pmatrix} \dot\phi \\ \dot\theta \\ \dot\psi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \sin\phi\tan\theta & \cos\phi\tan\theta \\ 0 & \cos\phi & -\sin\phi \\ 0 & \sin\phi\sec\theta & \cos\phi\sec\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p \\ q \\ r \end{pmatrix} \quad (14)$$

3.2 Doğrusal Hareket Denklemleri

$$\begin{pmatrix} \dot p_n \\ \dot p_e \\ \dot p_d \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathrm{c}_\theta\mathrm{c}_\psi & \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{c}_\psi - \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\psi & \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{c}_\psi + \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\psi \\ \mathrm{c}_\theta\mathrm{s}_\psi & \mathrm{s}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{s}_\psi + \mathrm{c}_\phi\mathrm{c}_\psi & \mathrm{c}_\phi\mathrm{s}_\theta\mathrm{s}_\psi - \mathrm{s}_\phi\mathrm{c}_\psi \\ -\mathrm{s}_\theta & \mathrm{s}_\phi\mathrm{c}_\theta & \mathrm{c}_\phi\mathrm{c}_\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{pmatrix} \dot u \\ \dot v \\ \dot w \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} rv - qw \\ pw - ru \\ qu - pv \end{pmatrix} + \frac{1}{\mathsf{m}} \begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix}, \quad (16)$$

3.3 Rotasyonel Hareket Denklemleri

$$\begin{pmatrix} \dot p \\ \dot q \\ \dot r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_1 pq - \Gamma_2 qr \\ \Gamma_5 pr - \Gamma_6(p^2 - r^2) \\ \Gamma_7 pq - \Gamma_1 qr \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \Gamma_3 l + \Gamma_4 n \\ \frac{1}{J_y} m \\ \Gamma_4 l + \Gamma_8 n \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$\Gamma_1 = \frac{J_{xz}(J_x - J_y + J_z)}{\Gamma}$$
$$\Gamma_2 = \frac{J_z(J_z - J_y) + J_{xz}^2}{\Gamma}$$
$$\Gamma_3 = \frac{J_z}{\Gamma}$$
$$\Gamma_4 = \frac{J_{xz}}{\Gamma}$$
$$\Gamma_5 = \frac{J_z - J_x}{J_y}$$
$$\Gamma_6 = \frac{J_{xz}}{J_y}$$
$$\Gamma_7 = \frac{(J_x - J_y)J_x + J_{xz}^2}{\Gamma}$$
$$\Gamma_8 = \frac{J_x}{\Gamma}$$

$$\Gamma \triangleq J_x J_z - J_{xz}^2 \tag{18}$$

3.4. Kuvvet ve Moment Denklemleri

$$\begin{pmatrix} f_x \\ f_y \\ f_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\mathsf{m}g\sin\theta \\ \mathsf{m}g\cos\theta\sin\phi \\ \mathsf{m}g\cos\theta\cos\phi \end{pmatrix} \tag{19}$$

$$+\frac{1}{2}\rho V_a^2 S \begin{pmatrix} C_X(\alpha) + C_{X_q}(\alpha)\frac{c}{2V_a}q + C_{X_{\delta_e}}(\alpha)\delta_e \\ C_{Y_0} + C_{Y_\beta}\beta + C_{Y_p}\frac{b}{2V_a}p + C_{Y_r}\frac{b}{2V_a}r + C_{Y_{\delta_a}}\delta_a + C_{Y_{\delta_r}}\delta_r \\ C_Z(\alpha) + C_{Z_q}(\alpha)\frac{c}{2V_a}q + C_{Z_{\delta_e}}(\alpha)\delta_e \end{pmatrix} \tag{20}$$

3.5. Lineer Model

Görüldüğü gibi insansız uçağın hareket denklemleri doğrusal değildir. Doğrusal olmayan bir sisteme kontrolör tasarlamak zor ve kompleks olduğu için sistem lineerleştirilir. Genellikle uçağın dinamikleri 2 harekete ayrılabilir. Bunlar boylamsal ve yanal hareketlerdir.

Uçuş dinamiğinde kuvet ve moment denge noktasına trim noktası adı verilir.

3.5.1. Trim Koşulları

Doğrusal olmayan sistem : $\dot{x} = f(x,u)$ (21)

Denge noktasında : $f(x^*,u^*) = 0$ (22)

Uçağın hızı, yuvarlanma $\rightarrow \dot{u}^* = \dot{v}^* = \dot{w}^* = 0$
ve yunuslama sabit $\rightarrow \dot{\phi}^* = \dot{\theta}^* = \dot{p}^* = \dot{q}^* = 0$ (23)

3.5.2 Doğrusal Durum Uzay Modelleri

Trim koşulları civarında doğrusallaştırma,

$$\dot{\bar{x}} = f(x^*,u^*) + \frac{\partial f(x^*,u^*)}{\partial x}\bar{x} + \frac{\partial f(x^*,u^*)}{\partial u}\bar{u} + H.O.T - f(x^*,u^*)$$
$$\approx \frac{\partial f(x^*,u^*)}{\partial x}\bar{x} + \frac{\partial f(x^*,u^*)}{\partial u}\bar{u} \tag{24}$$

Yanal durum uzay modeli,

$$\begin{pmatrix} \dot{\bar{v}} \\ \dot{\bar{p}} \\ \dot{\bar{r}} \\ \dot{\bar{\phi}} \\ \dot{\bar{\psi}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_v & Y_p & Y_r & g\cos\theta^*\cos\phi^* & 0 \\ L_v & L_p & L_r & 0 & 0 \\ N_v & N_p & N_r & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cos\phi^*\tan\theta^* & q^*\cos\phi^*\tan\theta^* - r^*\sin\phi^*\tan\theta^* & 0 \\ 0 & 0 & \cos\phi^*\sec\theta^* & p^*\cos\phi^*\sec\theta^* - r^*\sin\phi^*\sec\theta^* & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{v} \\ \bar{p} \\ \bar{r} \\ \bar{\phi} \\ \bar{\psi} \end{pmatrix}$$
$$+ \begin{pmatrix} Y_{\delta_a} & Y_{\delta_r} \\ L_{\delta_a} & L_{\delta_r} \\ N_{\delta_a} & N_{\delta_r} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\delta}_a \\ \bar{\delta}_r \end{pmatrix} \tag{25}$$

Boylamsal Uzay Modeli,

$$\begin{pmatrix} \dot{\bar{u}} \\ \dot{\bar{w}} \\ \dot{\bar{q}} \\ \dot{\bar{\theta}} \\ \dot{\bar{h}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} X_u & X_w & X_q & -g\cos\theta^* & 0 \\ Z_u & Z_w & Z_q & -g\sin\theta^* & 0 \\ M_u & M_w & M_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin\theta^* & -\cos\theta^* & 0 & u^*\cos\theta^* + w^*\sin\theta^* & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u} \\ \bar{w} \\ \bar{q} \\ \bar{\theta} \\ \bar{h} \end{pmatrix}$$
$$+ \begin{pmatrix} X_{\delta_e} & X_{\delta_t} \\ Z_{\delta_e} & 0 \\ M_{\delta_e} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{\delta}_e \\ \bar{\delta}_t \end{pmatrix} \tag{26}$$

4. Model Tabanlı Öngörülü Kontrol (MPC)

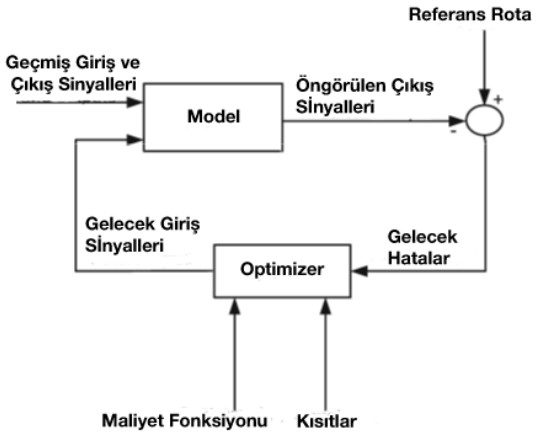
Model tabanlı öngörülü kontrolör (MPC), bir sistemin, öngörü stratejisi ve kontrol stratejisini bir araya getirerek kontrolü gerçekleştirir.

Sistemin lineer modeli öngörü için kullanılır. Gelecek senaryoları öngörülen sisteme uygun kontrol stratejisi ile mevcut kontrol sinyalini kıyaslayarak uygun kontrol sinyali sisteme uygulanır. Bu sinyaller uygulanırken sürücülerin limitleri de göz önünde bulundurulur. Bu limitler güvenli çalışma aralığı, sürücülerin çalışma limitleri gibi değerler olarak atanabilir.

J.A. Rossiter[9] MPC'yi şu şekilde tanımlar: "Felsefik açıdan MPC insan davranışına benzerdir. İnsanlar tahmin ettikleri en iyi sonucu getirecek hareketleri seçerler. Bu seçimi yapmak için ilk önce aklımızda sürecin bir modelini sorgularız. Yeni gözlemler elde ettikçe kararlarımızı da güncelleriz." Örneğin karşıdan karşıya geçen biri ilk önce sağını solunu gözlemler. Araçların hızını ve kendi hızını hesaplar ve buna göre en doğru anı hesap eder, aklında canlandırır ve karşıya geçer. Karşıya geçme esnasında araçları gözlemlemeye devam ederek yeni verilere göre hareketini de günceller.

MPC'nin tercih sebeplerinin arasında; birden fazla kontrol değişkenini idare edebilmesi, aktuatör limitlerini hesaba katması çevrimiçi hesaplamaya zaman tanıması, kolayca tune edilebilmesi gösterilebilir.

Basit olarak MPC yapısı Şekil 6 da gösterilmiştir.



Şekil 6 : Basitçe MPC Yapısı

4.1 MPC için Durum Uzay Modeli

$$B_f(\alpha) = \begin{bmatrix} B(\alpha) & 0 & \dots & 0 \\ A_0B(\alpha) & B_0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_0^{N_2}B(\alpha) & A_0^{N_2}B_o & \dots & A_0^{N_2-N_u}B_o \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$A_f(\alpha) = \begin{bmatrix} A(\alpha) & 0 & \dots & 0 \\ A_0A(\alpha) & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ A_0^{N_2}A(\alpha) & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$C_f = \begin{bmatrix} C & 0 & \dots & 0 \\ 0 & C & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & C \end{bmatrix} \quad (29)$$

N_2, N_u kontrol ve öngörü ufuklarıdır.

B(α) =B_0. Matris boyutları $A_f(\alpha) \in R^{n(N_2+1)xn(N_2+1)}$,

$B_f(\alpha) \in R^{n(N_2+1)xm(N_u+1)}$ ve$C_f \in R^{l(N_2+1)xn(N_2+1)}$.

4.2 Maliyet Fonksiyonu

Kontrol kanunun hesaplanmasında öngörülen performans normlarının minimize edilmesi kullanılır.

Tipik bir maliyet fonksiyonu şu şekildedir:

$$J = \sum_{i=n_w}^{n_y} \|\boldsymbol{r}_{k+i} - \boldsymbol{y}_{k+i}\|_2^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_u-1} \|\Delta \boldsymbol{u}_{k+i}\|_2^2 \quad (30)$$

$$= \sum_{i=n_w}^{n_y} \|\boldsymbol{e}_{k+i}\|_2^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_u-1} \|\Delta \boldsymbol{u}_{k+i}\|_2^2 \quad (31)$$

$$\Delta \boldsymbol{u}_{k+i|k} = 0, i \geq n_u \quad (32)$$

$$\min_{\Delta \mathbf{u}} J = \|\boldsymbol{e}\|_2^2 + \lambda \|\Delta \boldsymbol{u}\|_2^2 \quad (33)$$

4.3 Kısıtlar

MPC'nin en önemli özellliklerinden biri de kısıtları dikkate alıyor olmasıdır. Bu kısıtlar optimizasyona kolaylıkla dahil edilebilir.

$$\underline{u_i} \leq u_i \leq \overline{u_i} \quad (34)$$

$$\min_{\Delta \mathbf{u}} J = \Delta \boldsymbol{u}^T S \Delta \boldsymbol{u} + 2\Delta \boldsymbol{u}^T \boldsymbol{f} \;\; s.t. \;\; C\Delta \boldsymbol{u} - \boldsymbol{d}_k \leq 0 \quad (35)$$

$$C = \begin{bmatrix} I \\ -I \\ C_{I/\Delta} \\ -C_{I/\Delta} \\ H \\ -H \end{bmatrix}; \quad \mathbf{d} = \begin{bmatrix} \overline{\Delta U} \\ -\underline{\Delta U} \\ \overline{U} - L\mathbf{u}_{k-1} \\ -\underline{U} - L\mathbf{u}_{k-1} \\ \overline{Y} - Q\Delta \underleftarrow{\mathbf{u}} - P\underleftarrow{\mathbf{y}} \\ -\underline{Y} - Q\Delta \underleftarrow{\mathbf{u}} - P\underleftarrow{\mathbf{y}} \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$S = H^T H + \lambda I, \quad \boldsymbol{f} = [P\Delta \boldsymbol{u} + Q\boldsymbol{y} - \boldsymbol{r}] \quad (37)$$

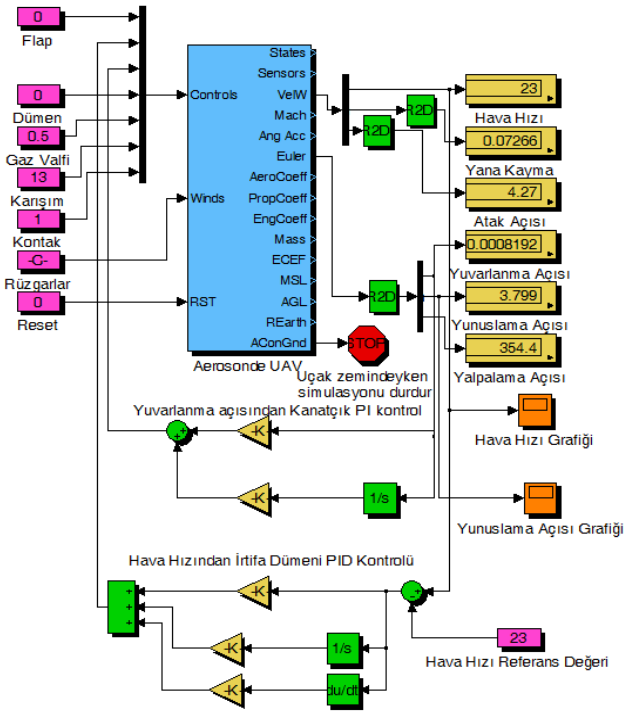
4.4. Ağırlık Matrisleri

$$J = \sum_{i=n_w}^{n_y} \|W_y(\boldsymbol{e}_{k+i})\|_2^2 + \lambda \sum_{i=0}^{n_u-1} \|W_u(\Delta \boldsymbol{u}_{k+i})\|_2^2 \quad (38)$$

Wy, Wu çıkış ve girişler üzerindeki ağırlık matrisleridir.

5. Simulasyon ve Sonuçlar

Simulasyon Matlab-Simulink kullanılarak yapılmıştır. 6 serbestlik dereceli doğrusal olmayan ve çok detaylı modellenmiş uçaklar bulunduran u-dynamics firmasına ait Aerosim Blockset'indeki modellerden yararlanılmıştır. Aerosim'in bünyesinde bulunan 2 uçaktan biri olan Aerosonde insansız uçağı model olarak seçilmiştir. Aerosim blockset'i ayrıca dilenilen trim koşullarında doğrusal olmayan modelin doğrusal modelini elde eden bir matlab dosyasını da bulundurur. Aerosonde'a PID kontrol uygulanmış demolar mevcuttur.



Şekil 7 : Aerosim Blockseti Aerosonde Modeli ve PID kontrolörler

Şekil 7'de Aerosonde uçağının modeli ve PID kontrol demosu gözükmektedir. Buradaki demoda yuvarlanma açısı ve hız kontrol edilmiştir.

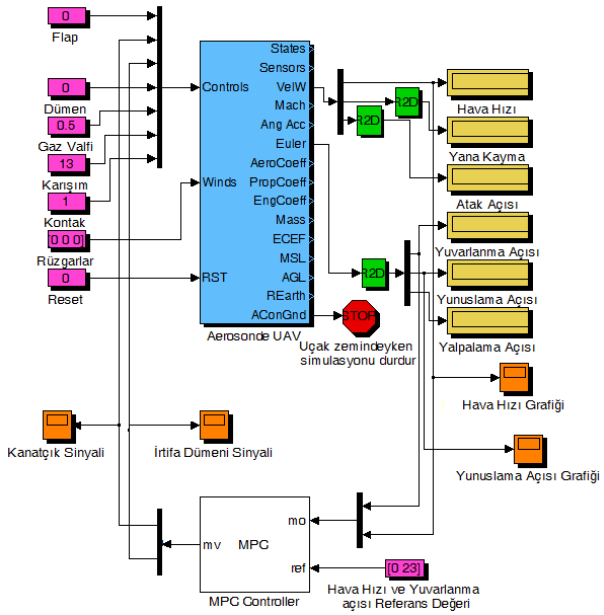
Trim koşulları : Hava Hızı : 23m/s, Yükseklik: 1000m, Yuvarlanma açısı:0, Yakıt:2kg, Flap:0(Çünkü modelde flap yok) olarak seçildi.

Trim Sonuçları:

Girişler : İrtifa dümeni(elevator)=-0.14, Kanatçık(aileron)=-0.008, Dümen=-0.001 Gaz=0.57.

Durumlar: u=22.93m/s, v=0.01m/s, w=1.73m/s, ∅=0 rad, θ=0.08 rad, φ=0 rad, p_N =1.366 rad, p_E =-2.08 rad, p_D =1000 m. Geri kalan durumlar ise sıfırdır.

Çıkışlar: Hava Hızı=23m/s, Yuvarlanma=0 rad.



Şekil 8: MPC kontrolörlü kapalı çevrim modeli

5.1. MPC İçin Kapalı Çevrim Modeli

Şekil 7'de 2 ayrı PID kontrolör kullanılarak kontrolün ele alındığı tek giriş ve tek çıkışlı (SISO) modelden farklı olarak iki girişli ve iki çıkışlı (MIMO) model için tek bir MPC kontrolör kullanarak tasarım yapılmıştır ve uçağın yuvarlanma açısı ile hava hızı kontrol edilmiştir. Ayrıca giriş ve çıkış değişkenleri üzerindeki kısıtlamaları da göz önünde bulunduran bir kontrolör tasarlanarak daha optimum kontrol sinyallerinin elde edilmesinin yanında daha hızlı bir sistem cevabı da elde edilmiştir.

MPC tasarımında Matlab ve onun simulasyon programı olan Simulink'ten yararlanılmıştır.

MPC tasarımında kullanılan değerler aşağıdaki gibidir:

Kontrol Periyodu (Control interval) : 0.02 sn

Öngörü Ufku(Prediction Horizon) : 90

Kontrol Ufku (Control Horizon) : 20

Kanatçık giriş sinyali kısıtı : (-1) – (1)

İrtifa dümeni giriş sinyali kısıtı: (-1) – (1)

Ağırlıklar :

Kanatçık giriş sinyali :10

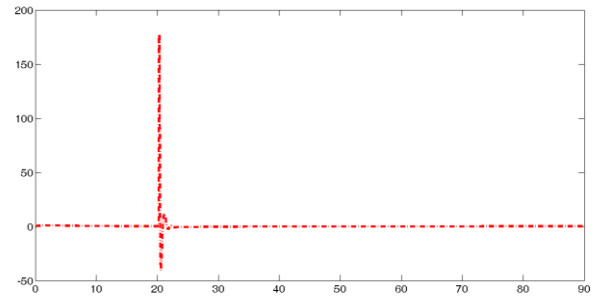
İrtifa dümeni giriş sinyali :1

Hava hızı çıkış sinyali :1.2

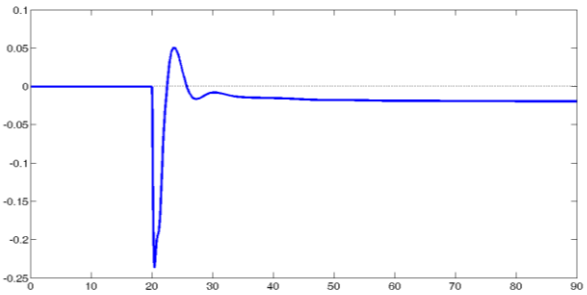
Yuvarlanma açısı çıkış sinyali :1

5.2. Simulasyon Sonuçları

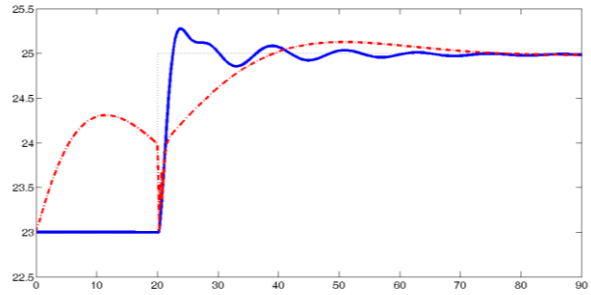
PID ve MPC kontrolörlü modelde 90 sn.'lik bir simulasyon yapılmıştır. 20. saniyede hava hızı referansına basamak girişi uygulanarak hız 23 m/s'den 25 m/s çıkarılmıştır. Hem yuvarlanma açısının kontrolünde hem de hızın kontrolünde büyük bir iyileşme olduğu Şekil 9-10-11'de görülmektedir.



Şekil 9: Yuvarlanma açılarının kıyaslanması (PID)



Şekil 10: Yuvarlanma açılarının kıyaslanması (MPC)



Şekil 11: Hava Hızları kıyaslanması (düz ve kalın MPC,kalın ve çizgili PID)

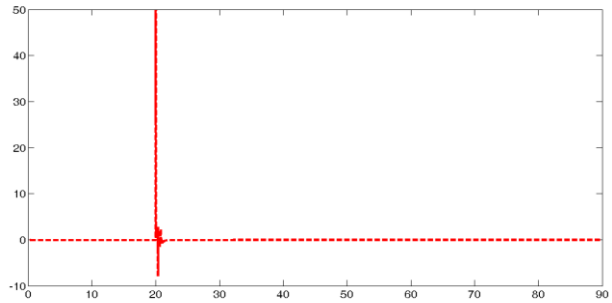
Hataların karelerinin toplamı yöntemi (ISE) ile hava hızı çıkış sinyalinin analizi yapıldığında çıkan sonuçlar şu şekildedir.

Her iki simülasyon 0.02 örnekleme periyoduyla 90 sn. boyunca yapılmıştır.

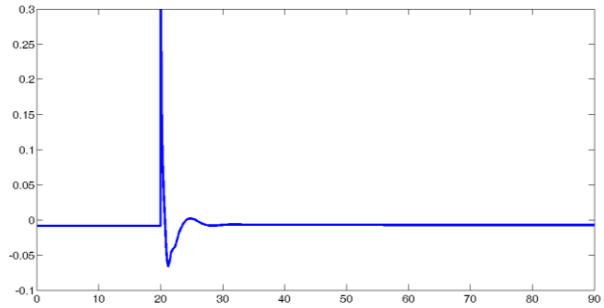
e_{mpc}=132,6077

e_{pid} =1.546,9

Görüldüğü gibi MPC ile kontrol edilen sistemin hata analiz sonucu PID ile kontrol edilen sistemden çok daha düşüktür.



Şekil 12: PID kontrolörde irtifa dümeni giriş sinyali



Şekil 13: MPC kontrolörde irtifa dümeni giriş sinyali

Kontrol eforunu kıyaslamak için irtifa dümeni giriş sinyallerinin değişiminin karesi hesapandığında ise elde edilen sonuç şöyledir.

$\Delta elevator_{mpc}$= 0,224

$\Delta elevator_{pid}$= 4870

Giriş sinyalindeki değişimlerde de MPC oldukça düşük bir sonuç vermiştir. Bu da MPC'nin çok düşük enerjiyle çok daha başarılı bir kontrol yaptığını göstermektedir.

Şekil 12-13 de görüldüğü gibi PID kontrolde kısıt olmadığı için giriş sinyali 1 olan kısıtı oldukça aşmıştır. Fakat MPC kısıtlar dahilinde kalarak kontrolü gerçekleştirmiştir.

İHA'nın kontrolöründen beklenen minimum enerji ile en optimum kontrolü sağlamaktır. MPC'yi diğer kontrol algoritmalarından ayıran en önemli farklar şu şekilde sıralanabilir. MPC, giriş ve çıkış değerleri üzerindeki kısıtları dikkate aldığı için kontrol sinyalini elde ederken İHA'nın güvenli uçuş limitlerini de göz önünde bulundurmuş olur. Gelecek kontrol sinyallerinin hesaplanması sayesinde, İHA'nın referans değerlere ulaşması için gereken en optimum giriş sinyalleri üretilir. Böylelikle çok daha kısa sistem cevabı elde edilir. Aynı zamanda giriş sinyali eforu çok daha düşük olduğu için minimum enerji harcanmış olur.

Diğer taraftan PID kontrolörün basit yapısı, kolay hesaplanması ve daha az işlemci enerjisi harcaması PID kontolörün avantajlı ve güvenilir olduğu yanlarıdır.

Bu çalışma sayesinde MPC'nin PID ile kıyaslandığında Aerosonde insansız uçağı için belirli yönlerden daha başarılı bir kontrolör olduğu görüldü.

Bu çalışmanın devamı olarak sistemi bütünüyle kontrol eden bir MPC kontrolör tasarımı yapılmaktadır. Tasarlanmakta olan bu MPC, sistemin 4 girişini (irtifa dümeni, kanatçık, dümen ve gaz valfi) manipüle ederek 7 çıkışı (hava hızı, atak açısı, yana kayma açısı, euler açıları, yükseklik) kontrol etmesi planlanmaktadır. Böylelikle Uçağın hareketini boylamsal ve yanal olarak 2'ye ayırıp her bir sinyal için PID tasarlamak yerine bütün giriş-çıkışları kontrol eden ve aralarındaki etkileşimi de göz önünde bulunduran tek bir kontrolör tasarlanmış olacaktır. Bahsedilen bu çalışma da kısa zaman içinde sonuçlanacaktır.

Kaynakça

[1] **Austin, R.** (2010). Unmanned Aircraft Systems, UAVs Design, Development and Deployment.

[2] **B. Kada, Y. Ghazzawi** (2011). Robust PID Controller Design for an UAV Flight Control System. Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science 2011 Vol 2. San Francisco, USA.

[3] **Barnhart, R.K. and Hottman, S. B. And Marshall, D.M. and Shappee, E.** (2011). Introduction to Unmanned Aircraft Systems.

[4] **Beard, R. B. and McLain, T. W.** (2012). Small Unmanned Aircraft Theory and Practice.

[5] **Chao, H. and Cao, Y. Chen,Y.** (2010). Autopilots for Small Unmanned Aerial Vehicles: A Survey. *International Journal of Control, Automation and Systems.*

[6] **Cheng, Z. Necsulescu, D. and Kim, B.** (2004). Model Predictive Control and Dynamic Inversion for Unmanned Aerial Vehicle. *5th IFAC/EURON Symposium on Intelligent Autonomous Vehicles. Instituto Superior Tecnico, Lisboa, Portugal.* July, 2004.

[7] **Foelianto, E. and Sumarjono, E. M.** (2011). Model Predictive Control for Autonomous Unmanned Helicopters

[8] **Raemaekers, A. J. M.** (2007). Design of a Model Predictive Controller to Control UAVs

[9] **Rossiter, J.A.** (2005). Model Based Predictive Control, A Practical Approach.

[10] **Unmanned Dynamics, LLC** (2003). Aerosim Blockset V1.2. Hood River, OR

[11] **Url-1** < http://en.wikipedia.org/wiki/Model_predictive_control> , date retrieved 04.04.2014

[12] **Vachtsevanos, G and Ludington, B.**(2007). Modeling and Control of Unmanned Aerial Vehicles- Current Status and Future Directions. *Workshop on Modeling and Control of Complex Systems (MCCS).* Ayia Napa, Cyprus. July 2005.

[13] **Wang, L.** (2009). Model Predictive Control System Design and Implementation Using MATLAB.

[14] **Z. Ye, P. Bhattacharya, H. Mohammadian, H. Majlesein, Y. Ye.** (2006). Equational Dynamic Modeling and Adaptive Control of UAV. Proceedings of the 2006 IEEE/SMC International Conference on System of Systems Engineering, CA, USA.

İnsansız Hava Araçları İçin Optimal Gürbüz Takip Denetçisi

İlker Tanyer[1], *Enver Tatlıcıoğlu*[1], *Erkan Zergeroğlu*[2]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü, İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü, İzmir
[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü, Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
{ilkertanyer, enver}@iyte.edu.tr, ezerger@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, insansız hava aracı modellerindeki belirsizliklere ve toplanır doğrusal olmayan bozan etkenlere karşı çıktı takibini üstel olarak garanti eden doğrusal olmayan optimal bir denetim tekniği geliştirildi. Genellikle hava aracı denetim çalışmalarında kullanılan dinamik ters çevirme yöntemi hava aracının dinamiklerini dayanak bir model ile değiştiren, doğrusal olmayan bir denetim tekniğidir. Gürbüz denetim yöntemleri ile dinamik ters çevirme birlikte kullanılarak belirsizliklerle başa çıkılıp çıktı takibi sağlanabilir. Literatür taramalarına bakıldığında, denetçi tasarımı içinde belirsiz sistem matrislerinin kestirimlerinin kullanılarak çıktı takibinin sağlandığı görülmüştür. Ayrıca literatürde, belirsizlik içeren hava aracı sistemleri için optimal denetim tasarımı konusunda bugüne kadar çok az sayıda çalışma yapıldığı farkedilmiştir. Çalışmamızda, dayanak bir modelin takibini üstel olarak garanti ederken belirsiz sistem matrislerinin kestirimlerinin gereksinimini ortadan kaldıran ve aynı zamanda bir başarım ölçütünü küçültmeyi hedefleyen bir optimal denetçi tasarladık.

1. Giriş

İnsansız hava araçları (İHA) pilota ihtiyaç olmadan hareket edebilen, planlanmış bir rotayı izleyen veya uzaktan kumanda edilerek istenilen hedefe ulaştırılan araçlardır. Genellikle askeri alanda, keşif, istihbarat veya yük taşıma amaçlı kullanılırlar. Son dönemde, İHA'lar için uçuş denetim sistemlerinin tasarlanması konusunda yapılan çalışmalar artmaktadır.

Dinamik ters çevirme (DT) yöntemi doğrusal olmayan sistemler için bir denetim tasarımı yaklaşımıdır ve ilk olarak hava aracı sistemleri için geliştirilmiştir [1]. Bu yöntemin dayandığı temel fikir, doğrusal olmayan bir sistem için değişken değişimi yaparak sistemi doğrusal, zamandan bağımsız bir sisteme çevirme ve bir denetçi kullanarak sistemin bir dayanak sistemi takip etmesini sağlamaktır [2], [3], [4]. Literatürde DT yöntemi genellikle sistem dinamikleri bilindiği zaman kullanılır. Fakat hava araçlarının sistem dinamikleri bazen yavaş değişen bazen hızlı değişen aerodinamik etkilerin modellenme zorlukları nedeniyle, tam olarak bilinemez, belirsizdir. Sistemdeki bu belirsizliklerle başa çıkabilmek için DT yöntemi gürbüz ve/veya uyarlamalı denetim yöntemleri ile birleştirilmelidir. Örneğin [5]'te Yamasaki gürbüz bir denetçi ile DT yöntemini birleştirerek bir İHA'nın çıkış takipli denetimini sağlamıştır. Wang ve Stengel uyarlamalı denetim ve DT yöntemini birlikte kullanarak minyatür bir İHA'nın denetimini sağlamışlardır [6]. Bu çalışmalarda yapısı belli olan belirsizliklerle başa çıkılabilmiştir fakat yapısı belli olmayan belirsizliklerle başa çıkılamamıştır. Shin uyarlamalı denetim, DT yöntemi ve sinir ağlarını birlikte kullanarak yapısı belli olmayan belirsizlikleri dengelemiş fakat hata işaretinin sınırlılığı ortadan kalkmış ve ayrıca asimtotik takip sağlanamamıştır [7]. MacKunis gürbüz denetim ve DT yöntemini kullanarak belirsiz bir girdi matrisi ve belirsiz bir bozan etkene rağmen İHA'nın asimtotik olarak çıkış takipli denetimini sağlamıştır [8], [9]. Fakat bu çalışmalarda denetim işaretinin içinde belirli şartları ve varsayımları sağlaması gereken girdi matrisinin bir kestirimi kullanılmıştır. Bu durum çalışmanın uygulanması aşamasında zorluk çıkartabilmektedir.

Çalışmamızda önerilen optimal gürbüz denetçi ile sistem matrislerinin kestirimi kullanılmadan, İHA'nın üstel olarak çıkış takip denetimi sağlanacak ve aynı zamanda bir başarım ölçütünün küçültülmesi gerçekleştirilecektir. Tasarlanan optimal denetçinin belirsizliklerle baş edebilme özelliğinin yanı sıra başarım olarak da literatürdeki çalışmaların önüne geçmesi beklenmektedir.

Çalışmanın ikinci bölümünde İHA'nın matematiksel modeli, üçüncü bölümde denetim amacı, dördüncü bölümde optimal denetçinin tasarımı anlatılmıştır. Beşinci bölümde Lyapunov kararlılık analizine yer verilmiş, altıncı bölümde tasarlanan optimal denetçi için yapılan benzetimlerin sonuçları verilmiş son bölümde ise elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. İHA Modeli

Bu çalışma kapsamında alttaki gibi modellenmiş İHA'lar incelenmektedir [8], [9]

$$\dot{x} = Ax + Bu + f(x,t) \quad (1)$$

$$y = Cx. \quad (2)$$

Üstteki modelde $x(t) \in \mathbb{R}^n$ durum vektörünü, $A \in \mathbb{R}^{n\times n}$ durum matrisini, $B \in \mathbb{R}^{n\times m}$ girdi matrisini, $y(t) \in \mathbb{R}^m$ çıkış vektörünü, $C \in \mathbb{R}^{m\times n}$ çıkış matrisini, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ denetim girdisini, $f(x,t) \in \mathbb{R}^n$ ise durum-bağımlı doğrusal olmayan bir bozan etkeni simgeler. İHA modellerinde genellikle sistem matrisleri A, B ve bozan etken f belirsiz olarak kabul edilir. Buradaki bozan etken genellikle yerçekiminden, aracın eylemsizliğinden veya rüzgardan kaynaklanabilir. Bozan etken f, durum-bağımlı $f_1(x) \in \mathbb{R}^n$ ve zaman bağımlı $f_2(t) \in \mathbb{R}^n$'nin toplamı biçiminde modellenebilir. Ayrıca denklem (2)'de ifade edilen modelin denetlenebilir olduğu, modeldeki bozan etkenin ve zaman türevlerinin sürekli türevlenebilir ve sınırlı olduğu genellikle kabul edilir.

Denklemler (1) ve (2)'de verilen genel modele, Osprey test uçağı [9] örnek olarak verilebilir. Osprey test uçağı denetim çalışmalarında kullanılan ucuz bir test uçağıdır [9]. Benzetim çalışmalarımızda bu uçağa ait model ve sistem matrisleri kullanılmıştır. Modelin sistem matrislerinin yapısı alttaki gibidir

$$A = \begin{bmatrix} A_{boy} & 0_{4\times4} \\ 0_{4\times4} & A_{yan} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} B_{boy} & 0_{4\times2} \\ 0_{4\times2} & B_{yan} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} C_{boy} & 0_{2\times4} \\ 0_{2\times4} & C_{yan} \end{bmatrix}. \tag{3}$$

Uçağın boylamsal ve yanal eksenleri sistem matrisleri içinde ayrıştırılmıştır. Modelin 8 adet durum değişkeni vardır, ve bu değişkenleri alttaki gibi yazabiliriz

$$x_{boy} = \begin{bmatrix} v & \alpha & q & \theta \end{bmatrix}^T \tag{4}$$

$$x_{yan} = \begin{bmatrix} \gamma & p & \mu & \phi \end{bmatrix}^T. \tag{5}$$

Durum değişkenlerinden $v(t)$ hızı, $\alpha(t)$ hücum açısını, $q(t)$ yunuslama oranını, $\theta(t)$ yunuslama açısını, $\gamma(t)$ yana kayış açısını, $p(t)$ yuvarlanma oranını, $\mu(t)$ sapma oranını ve $\phi(t)$ yana yatış oranını simgeler.

3. Denetim Amacı

Denetim amacımız İHA modelinin çıkışı $y(t)$'nin başka bir dayanak modelin çıkışını takibini sağlayan ve bir başarım ölçütünü minimize eden bir gürbüz optimal denetim kuralı geliştirmektir. Ayrıca bunu yaparken tüm kapalı döngü işaretlerin sınırlı kalması gerekmektedir. Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi sistem matrisleri A, B ve bozan etken f belirsizdir, dolayısıyla bunların denetim tasarımında kullanılması mümkün değildir. Denetim amacımıza ulaşmak için çıkış vektörünün ölçülebilir olduğu ve denklem (26)'da tanımlanan geçici hatanın işaretinin bilindiği vaarsayılacaktır.

Dayanak model

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m u_m \tag{6}$$

$$y_m = C x_m \tag{7}$$

şeklinde gösterilmektedir. Denklemler (6) ve (7)'deki modelde $x_m(t) \in \mathbb{R}^n$ dayanak durum vektörünü, $A_m \in \mathbb{R}^{n\times n}$ dayanak durum matrisini, $B_m \in \mathbb{R}^{n\times m}$ dayanak girdi matrisini, $y_m(t) \in \mathbb{R}^m$ dayanak çıkış vektörünü, $u_m(t) \in \mathbb{R}^m$ dayanak girdisini simgeler. Çıkış matrisi C, denklem (2)'deki ile aynıdır.

Denetim amacını gerçekleştirmek için çıkış takip hatası, $e(t) \in \mathbb{R}^m$, alttaki gibi tanımlanmaktadır

$$e \triangleq y - y_m \tag{8}$$

$$= C(x - x_m). \tag{9}$$

4. Denetçi Tasarımı

Denklemler (1) ve (6), denklem (8)'in türevi ile beraber kullanıldığında çıkış takip hatasının türevi

$$\dot{e} = CAx + \Omega u + Cf - CA_m x_m - CB_m u_m \tag{10}$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (10)'daki $\Omega \triangleq CB \in \mathbb{R}^{m\times m}$ sabit bir matristir ve bu matrisin SDU ayrıştırması [10]

$$\Omega = SDU \tag{11}$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (11)'da $S \in \mathbb{R}^{m\times m}$ simetrik, kesin artı bir matrisi, $D \in \mathbb{R}^{m\times m}$ köşegen ve elemanları ±1'lerden oluşan bir matrisi, $U \in \mathbb{R}^{m\times m}$ ise birim ve üst üçgenel bir matrisi simgeler. SDU ayrıştırmasının detayları kaynak [10]'da verilmiştir.

Önemli bir not olarak literatürdeki farklı hava aracı modelleri ve bizim de benzetim çalışmalarımızda kullandığımız model için Ω'nın SDU ayrıştırmasını yaptığımızı söyleyebiliriz. Bütün bu modeller için D matrisinin birim matrise eşit çıktığını gözlemledik. Her ne kadar D matrisini birim matris olarak kabul edip tasarımımıza devam edebilsek de, çalışmanın tamlığı için tasarımımızı genel (birim matris olmak zorunda olmayan ve köşegen elemanları $+1$ veya -1 olabilen) bir D matrisi için sunduk. Bu arada belirtmek isteriz ki, D matrisi denetim işareti içinde kullanılacaktır.

Denklem (10)'un her iki tarafını $M \triangleq S^{-1} \in \mathbb{R}^{m\times m}$ ile çarparsak alttaki ifadeyi elde edebiliriz

$$M\dot{e} = W + Du. \tag{12}$$

Üstteki ifadede $W(t) \in \mathbb{R}^m$ alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$W \triangleq MCAx + D(U - I)u + MCf - MCA_m x_m - MCB_m u_m. \tag{13}$$

Eğer denklem (1)'deki modeli biliyor olsaydık, denetim girdisini aşağıdaki gibi tasarlayabilirdik

$$u = -D(W - u^*). \tag{14}$$

Üstteki denetim girdisinde $u^*(t) \in \mathbb{R}^m$ optimal denetleyiciyi ifade etmektedir ve daha sonra tasarlanacaktır. Denklem (14), denklem (12)'de yerine koyulursa alttaki ifadeyi elde edebiliriz

$$\dot{e} = M^{-1}u^*. \tag{15}$$

Denklem (15)'i yeniden, durum uzayı gösterimiyle aşağıdaki gibi yazarsak,

$$\dot{e} = \bar{A}e + \bar{B}u^* \tag{16}$$

$\bar{A} \triangleq 0_{m\times m} \in \mathbb{R}^{m\times m}$ ve $\bar{B} \triangleq M^{-1} \in \mathbb{R}^{m\times m}$ olacaktır. Bu durumda $J(u) \in \mathbb{R}$ gibi karesel bir başarım ölçütü tanımlanabilir

$$J(u) \triangleq \int_{t_0}^{\infty} L(e,u)dt. \tag{17}$$

Üstteki başarım ölçütünde $L(e,u)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmıştır

$$L(e,u) \triangleq \frac{1}{2}e^T(t)Qe(t) + \frac{1}{2}u^{*T}(t)Ru^*(t). \tag{18}$$

Üstte $Q \in \mathbb{R}^{m\times m}$ ve $R \in \mathbb{R}^{m\times m}$ sabit, simetrik ağırlıklandırma matrisleridir. Bu durumda denetim amacı, (17)'deki ifadeyi minimize eden ve denklem (16)'daki diferansiyel şartı sağlayan $u^*(t)$ optimal denetim girdisini bulmak olacaktır. Geçici denetim girdisi $u^*(t)$'nin denklem (17)'yi minimize etmesi için gerekli ve yeterli koşul, $V_1 = V_1(e,t)$ gibi bir

değer fonksiyonunun altta verilen HJB denklemini sağlamasıdır [11]

$$\frac{\partial V_1(e,t)}{\partial t} + \min_u[H(e,u,\frac{\partial V_1(e,t)}{\partial e},t)] = 0. \quad (19)$$

Bu durumda Hamiltonian fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$H(e,u,\frac{\partial V_1(e,t)}{\partial e},t) = L(e,u) + \frac{\partial V_1(e,t)}{\partial e}\dot{e}. \quad (20)$$

Değer fonksiyonu olarak da adlandırılan V_1'in aşağıdaki kısmi diferansiyel denklemi sağlaması gerekir

$$-\frac{\partial V_1(e,t)}{\partial t} = L(e,u^*) + \frac{\partial V_1(e,t)}{\partial e}\dot{e}. \quad (21)$$

Belirtmek isteriz ki, $u = u^*$ olduğunda Hamiltonian minimumda olur

$$H^* = -\frac{\partial V_1(e,t)}{\partial t}. \quad (22)$$

Denklem (19)'daki HJB denklemini sağlayan V_1 fonksiyonu,

$$V_1(e,t) \triangleq \frac{1}{2}e^T P e \quad (23)$$

şeklinde tasarlanmıştır ki burada $P \triangleq M \in \mathbb{R}^{m\times m}$ olarak seçilmiştir. Denklem (18)'deki Q matrisi ise aşağıdaki Riccati denklemi kullanılarak bulunabilir

$$P\bar{A} + \bar{A}^T P^T - P\bar{B}R^{-1}\bar{B}^T P + \dot{P} + Q = 0. \quad (24)$$

Denklem (16)'daki $\bar{A}$ ve $\bar{B}$ matrislerini ve $P = M$ ifadesini kullanarak $Q = R^{-1}$ olarak hesaplanabilir. Bu durumda denklem (17)'yi minimize eden optimal denetleyici

$$\begin{aligned} u^* &= -R^{-1}\bar{B}^T \frac{\partial V_1}{\partial e}^T \\ &= -R^{-1}M^{-T}Me \\ &= -R^{-1}e \end{aligned} \quad (25)$$

şeklinde yazılabilir [11].

Bu noktada vurgulamak isteriz ki, burada dinamik modelin bilindiği durumda denetim tasarlandı, fakat aslında sistemin dinamik modeli bilinmemektedir. Bu durumla başa çıkmak için şimdi denklem (14)'te tasarlanan denetim girdisinin yerine asıl denetim girdisi tasarlanacaktır ve kararlılık analizlerinin ardından, tasarlanacak yeni denetim girdisinin üstel bir hızla denklem (14)'tekine yakınsadığı ispatlanacak ve bu sayede tasarlanan gürbüz denetim girdisinin optimalliği gösterilecektir. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, üzerinde çalışılan sistemin dinamik modelinin bilinmediği ve gürbüz denetim girdisinin tercih edildiği durumlarda optimalliği göstermenin tek yolunun bu olduğu tespit edilmiştir.

Denetçi tasarımını ve kararlılık analizinin sunumunu kolaylaştırmak için $r(t) \in \mathbb{R}^m$ ile gösterilen yardımcı hata işareti

$$r \triangleq \dot{e} + \Lambda e \quad (26)$$

tanımlanmıştır ve $\Lambda \in \mathbb{R}^{m\times m}$ sabit, kesin artı, köşegen denetim kazanç matrisidir.

Denklemler (12) ve (26)'yı kullanarak aşağıdaki ifadeyi yazabiliriz

$$Mr = W + Du + M\Lambda e. \quad (27)$$

Denklem (26)'nın türevini alıp her iki tarafını M ile çarparsak (ya da alternatif olarak denklem (27)'nin türevini alırsak) alttaki ifadeyi elde edebiliriz

$$M\dot{r} = \tilde{N} + \bar{N} - e + DU\dot{u}. \quad (28)$$

Üstteki ifadede $\bar{N}(x_m,\dot{x}_m,t)$, $\tilde{N}(x,x_m,\dot{x},\dot{x}_m,e,\dot{e},r) \in \mathbb{R}^m$ ile gösterilen yardımcı işaretler alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$\begin{aligned} \bar{N} &\triangleq MC[A\dot{x}_{u\xi} + \dot{f}_2 - B_m\dot{u}_m + (A - A_m)\dot{x}_{mo} \\ &+ \frac{\partial f_1(x)}{\partial x}\dot{x}_{u\xi} + \frac{\partial f_1(x)}{\partial x}\dot{x}_{mo}] \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \tilde{N} &\triangleq MC[A(\dot{x}_o - \dot{x}_{mo}) + A\dot{x}_{u\rho} - A_m\dot{x}_{mu} \\ &+ \frac{\partial f_1(x)}{\partial x}[(\dot{x}_o - \dot{x}_{mo}) + \dot{x}_{u\rho}] + M\Lambda(r - \Lambda e) + e. \end{aligned} \quad (30)$$

Üstteki ifadelerde kullanılan işaretlerden $\dot{x}_{u\xi}(t)$, $\dot{x}_{mo}(t)$, $\dot{x}_o(t)$, $\dot{x}_{mu}(t)$, durumun ve dayanak durumun alttaki şekilde bölütlenmesi ile elde edilmiştir

$$x = x_o + x_u \quad (31)$$

$$x_u = x_{u\rho} + x_{u\xi} \quad (32)$$

$$x_m = x_{mo} + x_{mu} \quad (33)$$

$$x_{mu} = x_{mu\rho} + x_{mu\xi}. \quad (34)$$

Bu bölütlemede, $x_o(t)$ çıkışta gözlemlenebilen durumları ve $x_{mo}(t)$ bu durumlara karşılık gelen dayanak durumlarını, ve $x_u(t)$ çıkışta gözlemlenemeyen durumları ve $x_{mu}(t)$ ise bu durumlara karşılık gelen dayanak durumlarını göstermektedir. İlaveten, x_u da hata işaretleri ile sınırlandırılabilen durumlar ($x_{u\rho}$) ve sabit ile sınırlandırılabilen durumlar $x_{u\xi}(t)$ şeklinde bölütlenmiştir. Matematiksel olarak ifade etmek gerekirse,

$$\|x_{u\rho}\| \le c_1\|z\|, \|x_{u\xi}\| \le \xi_{x_u} \quad (35)$$

$$\|\dot{x}_{u\rho}\| \le c_2\|z\|, \|\dot{x}_{u\xi}\| \le \xi_{\dot{x}_u} \quad (36)$$

şeklinde yazılabilir ki burada c_1, c_2, ξ_{x_u}, $\xi_{\dot{x}_u} \in \mathbb{R}$ artı sabitlerdir ve $z \triangleq \left[e^T, r^T\right]^T \in \mathbb{R}^{2m}$ vektörü ise birleştirilmiş hata işaretidir.

Üstteki bölütlemelerin sebebi alttaki üst sınırları yazabilmemize imkan tanımıştır

$$\|\tilde{N}\| \le \rho\|z\| \quad (37)$$

$$\|\bar{N}\| \le \zeta_{\bar{N}}. \quad (38)$$

Üstteki ifadede $\rho, \zeta_{\bar{N}} \in \mathbb{R}$ artı, sınırlayan sabitlerdir.

Sistemin modelinin bilinmediği varsayımıyla tasarıma başlandığı için, dinamik modelin kullanılmadığı alttaki denetim girdisi önerilmektedir

$$u = -D\bar{\mu} + Du^*. \quad (39)$$

Üstteki denetim girdisinde $\bar{\mu}(t) \in \mathbb{R}^m$ aşağıdaki şekilde tasarlanmıştır [12]

$$\bar{\mu} = K[e(t) - e(0) + \Lambda\int_0^t e(\tau)d\tau] + \Pi \quad (40)$$

ve $\Pi(t) \in \mathbb{R}^m$ ise alttaki şekilde güncellenmektedir

$$\dot{\Pi}(t) = \beta\text{Sgn}(r(t)), \Pi(0) = 0_{m\times 1}. \quad (41)$$

Denklem (40)'ta $K \in \mathbb{R}^{m\times m}$ sabit, kesin artı, köşegen denetim kazanç matrisidir ve

$$K = I_m + k_g I_m + \text{köşegen}\{k_{d,1}, k_{d,2}, ..., k_{d,m-1}, 0\} \quad (42)$$

şeklinde tanımlanmıştır, ve denklem (41)'deki $\beta \in \mathbb{R}^{m\times m}$ sabit, kesin artı ve köşegen denetim kazanç matrisidir. Denklem (39)'un zaman türevi denklem (28)'de yerine koyulursa

$$\begin{aligned} M\dot{r} &= \bar{N} + \tilde{N} - e - DUD\beta\text{Sgn}(r) - D(U - I_m)DKr \\ &\quad -Kr - DUDR^{-1}(r - \Lambda e) \end{aligned} \quad (43)$$

denklemi elde edilebilir. Üstteki ifadeyi $\tilde{N}_n \triangleq \tilde{N} - DUDR^{-1}(r - \Lambda e)$ gibi bir tanımlama yapılırsa aşağıdaki gibi yeniden yazabiliriz

$$\begin{aligned} M\dot{r} &= \bar{N} + \tilde{N}_n - e - DUD\beta\text{Sgn}(r) \\ &\quad -D(U - I_m)DKr - Kr. \end{aligned} \quad (44)$$

Denklem (37)'dekine benzer şekilde, $\tilde{N}_n(\cdot)$ ifadesi için de $\|\tilde{N}_n\| \leq \rho_1 \|z\|$ gibi bir üst sınır yazılabilir ki burada $\rho_1 \in \mathbb{R}$ artı, sınırlayan sabittir.

Yardımcı matris olan U'nun birim ve üst üçgenel olmasından faydalanarak $D(U - I_m)DKr$ terimini

$$D(U - I_m)DKr = \left[\Phi^T, 0\right]^T \quad (45)$$

şeklinde yazabiliriz. Hatırlatmak isteriz ki D'nin elemanları ± 1'lerden oluşmaktadır ve bu sayede $\Phi(t) \in \mathbb{R}^{m-1}$ vektörünün elemanları için alttaki üst sınırı yazabiliriz

$$|\Phi_i| \leq \sum_{j=i+1}^{m} k_j \zeta_{U_{i,j}} |r_j| \leq \zeta_{\Phi_i} \|z\|. \quad (46)$$

Denklem (43)'deki $DUD\beta\text{Sgn}(r)$ terimini

$$DUD\beta\text{Sgn}(r) = \left[\Psi^T, 0\right] + \beta\text{Sgn}(r) \quad (47)$$

şeklinde yeniden yazabiliriz ve $\Psi(t) \in \mathbb{R}^{m-1}$ vektörünün elemanları için üst sınırlar

$$|\Psi_i| \leq \sum_{j=i+1}^{m} \beta_j \zeta_{U_{i,j}} \leq \zeta_{\Psi_i} \quad (48)$$

şeklinde yazılabilir. Denklemler (46) ve (48)'da $\zeta_{\Phi_i}, \zeta_{\Psi_i} \in \mathbb{R}$ artı sabitlerdir.

5. Kararlılık Analizi

Teorem: Denklem (39)'da verilen denetim girdisinde denklemler (25), (40), (41) kullanıldığında, ve denetim kazanç matrisleri K ve β'nın aşağıda verilen yönteme göre seçilmesi durumunda, takip hatası $e(t)$'nin üstel hızla sıfıra sürülmesinin sağlar:

1. $i = m$ için, β_m kazancı

$$\beta_m > \zeta_{\bar{N}_m} \quad (49)$$

olacak şekilde seçilir. Ardından, $i = m - 1$'den $i = 1$'e kadar, β_i kazançları

$$\beta_i > \zeta_{\Psi_i} + \zeta_{\bar{N}_i} \quad (50)$$

olacak şekilde seçilir.

2. Denetim kazancı k_g mümkün olduğunca büyük seçilerek $\frac{\rho_1^2}{4k_g}$ terimi küçültülmelidir.
3. Denetim kazançları $k_{d,i}$'ler mümkün olduğunca büyük seçilerek $\sum_{i=1}^{m-1} \frac{\zeta_{\Phi_i}^2}{4k_{d,i}}$ terimi küçültülmelidir.

İlaveten, denklem (39)'da verilen denetim girdisinin üstel bir hızla denklem (14)'teki optimal denetim girdisine yakınsaması da sağlanır.

İspat: Teoremin ispatında Lyapunov tarzı kararlılık analiz yöntemleri kullanılacaktır. Alttaki Lyapunov fonksiyonu önerilmiştir

$$V_2 \triangleq \frac{1}{2} e^T e + \frac{1}{2} r^T M r. \quad (51)$$

Lyapunov fonksiyonu alttan ve üstten aşağıdaki şekilde sınırlandırılabilir

$$\frac{1}{2}\min\{1, m_1\}\|z\|^2 \leq V_2 \leq \frac{1}{2}\max\{1, m_2\}\|z\|^2. \quad (52)$$

Üstte, m_1 ve m_2, sırasıyla, M matrisinin en küçük ve en büyük özdeğerlerini göstermektedir. Lyapunov fonksiyonunun zaman türevi

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e^T \dot{e} + r^T M \dot{r} \\ &= e^T(r - \Lambda e) - r^T r - k_g r^T r - \sum_{i=1}^{m-1} k_{d,i} r_i^2 \\ &+ r^T[\bar{N} + \tilde{N}_n - e - \begin{bmatrix} \Phi \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} - \beta\text{Sgn}(r)] \end{aligned} \quad (53)$$

şeklinde yazılabilir. Denklemler (38), (46) ve (48)'deki üst sınırları denklem (53)'te yerine koyarsak, V_2'nin zaman türevini

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &\leq -e^T \Lambda e - r^T r + [\rho_1 \|r\| \|z\| - k_g \|r\|^2] \\ &+ \sum_{i=1}^{m-1} [\zeta_{\Phi_i} |r_i| \|z\| - k_{d,i} r_i^2] \\ &+ \left[\sum_{i=1}^{m} |r_i| \zeta_{\bar{N}_i} + \sum_{i=1}^{m-1} \zeta_{\Psi_i} |r_i| - \sum_{i=1}^{m} \beta_i |r_i|\right] \end{aligned} \quad (54)$$

şeklinde üstten sınırlayabiliriz. Denetim kazancı β'yı Teorem'de verilen yönteme göre seçtiğimizde ve birkaç matematiksel işlemden sonra V_2'nin zaman türevini

$$\dot{V}_2 \leq -[\min\{\Lambda_{\min}, 1\} - \frac{{\rho_1}^2}{4k_g} - \sum_{i=1}^{m-1} \frac{\zeta_{\Phi_i}^2}{4k_{d,i}}]\|z\|^2 \quad (55)$$

şeklinde üstten sınırlayabiliriz. Diğer denetim kazançlarını Teorem'deki gibi seçtiğimizde, denklem (55)'teki parantezin içi artı olacaktır ve denklem (52) kullanılarak V_2'nin zaman türevi

$$\dot{V}_2 \leq -\epsilon\|z\|^2 \leq -\frac{2\epsilon}{\max\{1, m_2\}} V_2 \quad (56)$$

şeklinde yazılabilir ki ϵ artı, sabit bir katsayıdır. Bu durumda $z(t)$ ve dolayısıyla $e(t)$ ve $r(t)$ üstel hızla sıfıra gidecektir. İlaveten, tüm işaretlerin kapalı döngü içerisinde sınırlı kalması sağlanır.

Denklem (39)'de tasarladığımız denetim girdisi $u(t)$ denklem (27)'de yerine koyulursa aşağıdaki ifade elde edilebilir

$$Mr = W - \bar{\mu} - R^{-1}e + M\Lambda e. \quad (57)$$

Denklem (57)'yi incelersek, içinde bulunan $e(t)$ ve $r(t)$'li ifadelerin üstel hızla sıfıra gideceği açıktır. Bu durumda,

$$\bar{\mu}(t) \rightarrow W(t) \quad (58)$$

durumunun üstel hızla gerçekleşeceği aşikardır. Sonuç olarak, önerilen gürbüz denetçinin optimalliği de gösterilmiş olmaktadır.

6. Benzetim Sonuçları

Denetçinin doğruluğunu test etmek için Matlab Simulink ortamında benzetimler gerçeklenmiştir. Altta verilen sistem matrisleri 60 metre irtifada uçan ve 25 m/s hızla giden bir Osprey test uçağına aittir ve deneysel çalışmalar sonucunda bulunmuştur

$$A_{boy} = \begin{bmatrix} -0.15 & 11.08 & 0.08 & 0 \\ -0.03 & -7.17 & 0.83 & 0 \\ 0 & -37.35 & -9.96 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{boy} = \begin{bmatrix} 310^{-3} & 0.6 \\ 10^{-5} & 10^{-4} \\ 0.98 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{yan} = \begin{bmatrix} -0.69 & -0.03 & -0.99 & 0 \\ -3.13 & -12.92 & 1.1 & 0 \\ 17.03 & -0.10 & -0.97 & 0 \\ 0 & 1 & -0.03 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_{yan} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1.5 & -0.02 \\ -0.09 & 0.17 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_{boy} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} C_{yan} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Durum bağımlı, doğrusal olmayan bozan etken terimi f,

$$\begin{aligned} f(x,t) &\triangleq [f(x_{boy},t)^T, f(x_{yan},t)^T]^T \\ f(x_{boy},t) &= \begin{bmatrix} -9.81\sin\theta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T + g(x) \\ f(x_{yan},t) &= \begin{bmatrix} 0.39\sin\theta & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

şeklinde tanımlanmıştır ki $g(x) \in \mathbb{R}^4$ ani bir rüzgardan kaynaklanan bir bozan etkeni simgeler ve

$$g(x) = \frac{1}{V_0}\frac{U_{ds}}{2}[1 - cos(\frac{\pi s}{H})]\,[-11.1, 7.2, 37.4, 0]^T$$

şeklinde tanımlanmıştır. Üstte, V_0 uçağın rüzgara giriş anındaki hızını, H rüzgarın en yüksek hızına ulaşması için uçuş yolunda gereken mesafeyi, $s = \int_{t_1}^{t_2} V(t)dt$ rüzgarın içinde kat edilen mesafeyi, U_{ds} de tasarlanan rüzgar hızını simgeler. Parametrelerin değerleri $U_{ds} = 10.12[m/s]$, $H = 15.24[m]$ ve $V_0 = 25[m/s]$ olacak şekilde seçilmiştir. Dayanak modelin sistem matrisleri

$$A_{boyd} = \begin{bmatrix} 0.6 & -1.1 & 0 & 0 \\ 2 & -2.2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -4 & -600 \\ 0 & 0 & 0.1 & -10 \end{bmatrix}$$

$$B_{boyd} = \begin{bmatrix} 0 & 0.5 \\ 0 & 0 \\ 10 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{yand} = \begin{bmatrix} -4 & -600 & 0 & 0 \\ 0.1 & -10 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.6 & -1.1 \\ 0 & 0 & 2 & -2.2 \end{bmatrix}$$

$$B_{yand} = \begin{bmatrix} 10 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0.5 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

şeklinde seçilmiştir. Dayanak modelin girdisi $u_m(t) \in \mathbb{R}^4$'nin her elemanı $\sin(t)$ olacak şekilde seçilmiştir. Benzetimlerde sistemin durum vektörünün başlangıç değerleri 1, dayanak durum vektörünün başlangıç değerleri ise 0 olarak seçilmiştir.[1] Denetim kazançları, $\beta = 20I_4$, $\Lambda = 2I_4$, $k_g = 100I_4$, $k_{d,i} = 5\ \forall\ i = 1,2,3$, $R = 10I_4$ olacak şekilde seçilmiştir.

Çıkış vektörümüz boylamsal eksene ait yunuslama oranı ve hız durumlarını, ayrıca yanal eksene ait yuvarlanma oranı ve sapma oranını içerir. Denetçinin gürültüye karşı gürbüzlüğünü göstermek için, sistemin çıkışına 20dB'lik bir toplanır beyaz Gauss gürültüsü ekledik. Benzetim sonuçlarında durum takip başarımı Şekil 1'deki gibi elde edildi. Ayrıca Şekil 2'de denetim girdileri gösterilmiştir. Benzetim sonuçlarına bakıldığında denetim amacının yakalandığı açıktır.

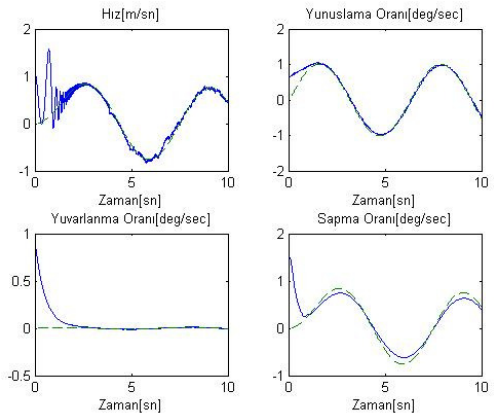
Tablo 1'de, tasarladığımız yeni denetçiyi, [8]'de tasarlanan denetçi ile karşılaştırdık. Her iki yöntem için, 20dB'lik gürültülü ölçüm olduğunda, 5'er defa Monte Carlo benzetimi yapıldı ve ortalama maksimum kalıcı durum hatası, ortalama karesel hata, ortalama karesel girdi, hatanın standart sapması ve girdinin standart sapması hesaplandı. Tablo 2'de her iki yöntem için karesel başarım ölçütü, J'nin karşılaştırması verilmiştir.

7. Sonuçlar

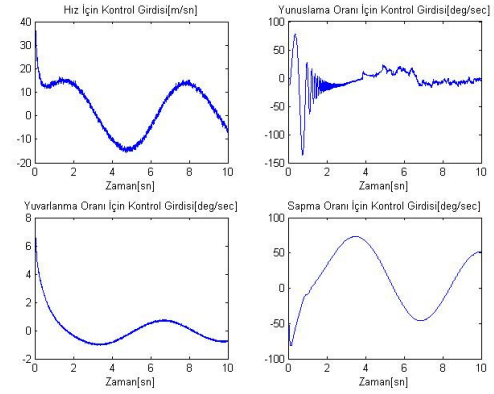
Bu çalışmada İHA'lar için sistem dinamiklerindeki belirsizliklerle ve doğrusal olmayan bozan etkenlerle başa çıkabilen bir optimal gürbüz denetçi tasarlanmıştır. Lyapunov kararlılık analizleri kullanılarak denetçinin üstel takibi sağladığı ispat edilmiştir. Tasarlanan optimal gürbüz denetçinin etkisini test etmek için benzetimler yapılmış ve literatürdeki bir başka yöntem ile karşılaştırılmıştır.

Literatürdeki diğer çalışmalarla karşılaştırıldığında, çalışmamızın getirdiği katkılar üstel takibin sağlanması, denetçi tasarımı içinde sistem matrislerinin kestirimlerine yer verilmemesi ve optimal bir yaklaşım ile karesel bir başarım

[1] Değişik başlangıç değerleri için koşturulan benzetimlerde başlangıç hatasının büyümesiyle denetim girdisi büyüse de hatanın üstel hızla sıfıra sürüldüğü gözlenmiştir.



Şekil 1: Gerçek sistemin çıkışı (düz çizgi) ve dayanak sistemin çıkışı (kesikli çizgi)



Şekil 2: Denetim girdisi $u(t)$

ölçütünü minimize etmesidir. Çalışmamıza en yakın çalışma MacKunis'in çalışmasıdır [8]. Bu çalışmada denetçi tasarımı içinde girdi matrisinin kestirimine yer verilmiştir ve asimtotik takip sağlanabilmiştir. Biz bu çalışmayı bir aşama ileri götürdük ve herhangi bir kestirime gerek olmadan İHA'nın bir dayanak sistemi üstel olarak takip etmesini sağladık.

Tablo 1'de sonuçları gösterilen benzetim sonuçlarından yola çıkarak, hata verileri bağlamında iki yöntemin arasında büyük farkların olmadığını, sadece yunuslama oranı ve sapma oranı durumlarını denetleyebilmek için MacKunis'in çalışmasında daha büyük bir denetim girdisine gereksinim olduğunu söyleyebiliriz. Tablo 2'deki karşılaştırmadan optimal denetçinin beklenildiği gibi karesel başarım ölçütü, J'yi MacKunis'in çalışmasına göre küçülterek, daha düşük girdi değerleri ile daha az bir hata elde edilmesini sağladığı gözlenmiştir.

	Önerilen Yöntem	MacKunis Çalışması
Ort. Maks Kalıcı Durum Hatası (Hız)	0.0722	0.1022
Ort. Maks Kalıcı Durum Hatası (Yunuslama Oranı)	0.1540	0.0787
Ort. Maks Kalıcı Durum Hatası (Yuvarlanma Oranı)	0.0023	0.0008
Ort. Maks Kalıcı Durum Hatası (Sapma Oranı)	0.5247	0.4852
Ort. Karesel Hata (Hız)	0.1366	0.1005
Ort. Karesel Hata (Yunuslama Oranı)	0.2481	0.1376
Ort. Karesel Hata (Yuvarlanma Oranı)	0.1509	0.1254
Ort. Karesel Hata (Sapma Oranı)	0.2780	0.2260
Ort. Karesel Girdi (Hız)	11.1063	10.1946
Ort. Karesel Girdi (Yunuslama Oranı)	24.3735	113.6250
Ort. Karesel Girdi (Yuvarlanma Oranı)	1.1787	1.0097
Ort. Karesel Girdi (Sapma Oranı)	42.9192	51.1964
Hatanın Standart Sapması (Hız)	0.1273	0.0999
Hatanın Standart Sapması (Yunuslama Oranı)	0.2423	0.1375
Hatanın Standart Sapması (Yuvarlanma Oranı)	0.1429	0.1211
Hatanın Standart Sapması (Sapma Oranı)	0.2737	0.2087
Girdinin Standart Sapması (Hız)	10.4521	9.6602
Girdinin Standart Sapması (Yunuslama Oranı)	24.0517	63.2597
Girdinin Standart Sapması (Yuvarlanma Oranı)	1.1713	0.9697
Girdinin Standart Sapması (Sapma Oranı)	41.3704	41.8428

Tablo 1: 5 Monte Carlo benzetimi için hata değerleri.

Karesel Başarım Olçütü	Onerilen Yöntem	MacKunis Çalışması
J	3.3600e+007	3.4689e+007

Tablo 2: Karesel Başarım Ölçütü karşılaştırması.

8. Kaynakça

[1] F. L. Lewis, F. L. Stevens, Aircraft Control and Simulation, John Wiley & Sons, 2003.

[2] C. Guarino, L. Bianco, A. Piazzi, "A servo control system design using dynamic inversion," *Control Engineering Practice*, vol. 10, pp. 847–855, 2002.

[3] M. W. Oppenheimer, D. B. Doman, "Control of an unstable, nonminimum phase hypersonic vehicle model," *Proc. IEEE Aerosp. Conf.*, Big Sky, MT, USA, 2006, pp. 1–7.

[4] Z. Szabo, P. Gaspar, J. Bokor, "Tracking design for Wiener systems based on dynamic inversion," *Proc. Int. Conf. on Control Appl.*, Munich, Germany, 2006, pp. 1386–1391.

[5] T. Yamasaki, H. Sakaida, K. Enomoto, H. Takano, Y. Baba, "Robust trajectory-tracking method for UAV guidance using proportional navigation," *in Proc. Int. Conf. on Control, Autom. Syst.*, Seoul, Korea, 2007, pp. 1404–1409.

[6] Q. Wang, R. F. Stengel, "A dynamic inversion controller design for miniature UAVs," *Consumer Electronics, Communications and Networks*, 2011, pp. 1916–1921.

[7] Y. Shin, "Neural network based adaptive control for nonlinear dynamic regimes," *Ph.D. dissertation*, Sch. Mechan. Eng., Georgia Tech. Inst., Atlanta, GA, USA, 2005.

[8] W. MacKunis, P. M. Patre, M. K. Kaizer, W. E. Dixon, "Asymptotic Tracking for Aircraft via Robust and Adaptive Dynamic Inversion Methods," *IEEE Tr. Control Syst. Technol.*, pp. 1448–1456, 2010.

[9] W. MacKunis, "Nonlinear Control for Systems Containing Input Uncertainty via a Lyapunov-Based Approach," *Ph.D. dissertation*, University of Florida, Gainesville, FL, USA, 2009.

[10] G. Tao, Adaptive Control Design and Analysis, John Wiley and Sons, 2003.

[11] Y.H. Kim, F. L. Lewis, "Intelligent optimal control of robotic manipulators using neural networks, Automatica, vol. 36, 2000.

[12] I. Tanyer, E. Tatlicioglu, E. Zergeroglu, "Robust tracking controller for UAVs," IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2013.

Sualtı Deney Platformu için Kontrol Kartı Tasarımı

Ahmet Furkan ERGAN[1], *Serhat Yılmaz*[2], *Mehmet YAKUT*[3]

[1,2,3]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
ahmetfurkanergan@gmail.com, serhaty@kocaeli.edu.tr, myakut@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Uzaktan kumanda edilen sualtı araçları (ROV) hem sığ hem de derin sulardaki deniz bilimleri, petrol ve gaz çıkarımı, keşif ve kurtarma gibi zorlu görevler için kullanılırlar. Bu uygulamalarda ROV hareketleri bir batmaz kablo bağlantısı veya akustik haberleşme sistemleri aracılığı ile yüzeyde bulunan bir pilot tarafından yönlendirilir. Bu çalışmada TÜBİTAK desteği ile hazırlanan sualtı deney platformu için derinlik ve yön kontrolünü gerçekleştirecek kontrol kartı tasarlanmış ve güç katı, motor sürücüler, algılayıcı modülleri gibi tasarım aşamaları anlatılmıştır. Kart 8 adet DC, 8 adet servo motor sürebilecek şekilde tasarlanmıştır. Kontrol kartı 4 iticili deney platformuna kullanılacak ve Derinlik ve yön kontrolünde PID ve YSA yaklaşımları uygulanıp hangi yöntemle daha dengeli kontrol yapılabildiğine karar verilecektir.

1. Giriş

İnsansız su altı araçları, günümüzde sualtı hareketlerinin izlenmesi, okyanus dibi sıcaklık haritalarının çıkarılması, gemi altı hasarlarının görüntülenmesine yönelik uzman incelemesi işlemleri, tehlikeli derinliklerde görüntü alma, batıkların incelenmesi, sahil güvenliğini sağlama, askeri bir takım görevleri yerine getirme, akarsuların denizlere döküldüğü alıcı su ortamlarının düzenli kirlilik analizi ve kirlilik haritalarının çıkarılması gibi çok geniş alanlarda kullanılmaktadır.

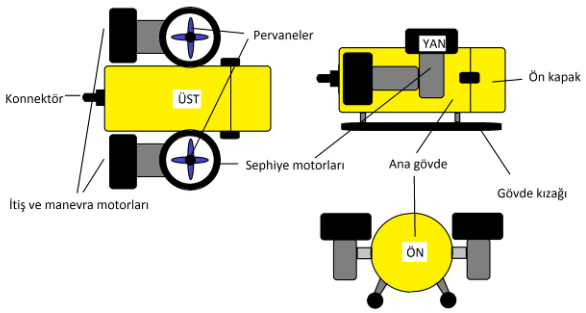
Sualtı araçlar özelliklede ROV'lar herhangi bir dalış ekibi ya da dalgıca gerek duyulmadan kıyıdan ya da su üstünde bulunan bir operatör tarafından kullanılan cihazlardır. Bu araçlar enerjilerini bünyelerindeki bataryalardan sağlayabildiği gibi yüzeydeki bir platformda konuşlandırılmış güç kaynağı ile bir kablo üzerinden de sağlayabilmektedirler. ROV'lar yapılacak çalışmaya uygun olarak çeşitli algılayıcılar, pençeler, boru veya kablo takip mekanizması, yan taramalı sonarlar ve multibeam sonarlar gibi donanımlarla donatılabilirler [1].

Çalışmanın amacı, sualtı aracı teknolojisindeki gelişmelere denetim yöntemleri açısından katkı sağlayacak bir platform geliştirmektir. Uzaktan kumandalı veya otonom olarak çalışan sualtı araçları belirli bir açıya yönelme, belirli bir derinliğe inme, yanaşma ve seyir gibi temel dinamik hareketleri yapabilmelidir. Bu hareketlerin, sualtı akıntıları gibi bozucu etkiler karşısında da başarılı olması beklenmektedir.

Bu amaçla testlerin yapılacağı bir sualtı aracı hazırlanmıştır. Aracın içinde çalıştırılacağı bozucu etki üreten bir deney tankı kurulmuştur. Araç derinlik bilgisini basınç algılayıcısından, yön bilgisini elektronik pusuladan almaktadır. Aracın temel dalış ve hareketleri yapabilmesi için kablo bağlantısıyla uzaktan yönlendirilmesi sağlanmıştır. Hazırlanan kontrol arayüzünde istenen hareketleri sağlayabilmek için gerekli algoritmalar çıkarılmıştır.

Bu çalışmada sualtı uygulamaları geliştirebilmek için tasarlanan bir sualtı deney platformu için hazırlanmış olan kontrol kartına ve kontrol uygulamasına yer verilmiştir. Yapılacak olan kontrol uygulaması TÜBİTAK desteği ile hazırlanan sualtı deney platformunda uygulanacaktır.

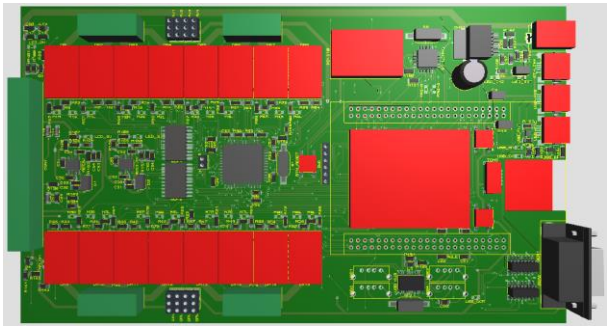
Araç gövdesi elektronik aksamı koruyacak bir ana gövde, bataryayı taşıyan bir gövde kızağı ve motorlardan oluşmalıdır. Literatür çalışmaları incelenerek, araçta bulunması gereken temel donanımlar belirlenmiş ve istenen aracın genel görünümü taslak olarak çıkarılmıştır (Şekil 1). Aracın derinlik (sephiye) kontrolü ve yalpa hareketi kontrolü için dikey iki motoru, aracın ileri ve geri yönde hareketi (itiş) ve sağa sola dönüşünü (manevra) kontrol edebilmek için ise yatay iki motoru bulunmalıdır. Araç gövdesi 200m derinliğe kadar sızdırmazlık sağlaması için 20bar basınç altında test edilmiştir [2].



Şekil 1: Sualtı Aracının İlk Tasarım Çizimleri

2. Kontrol Kartı

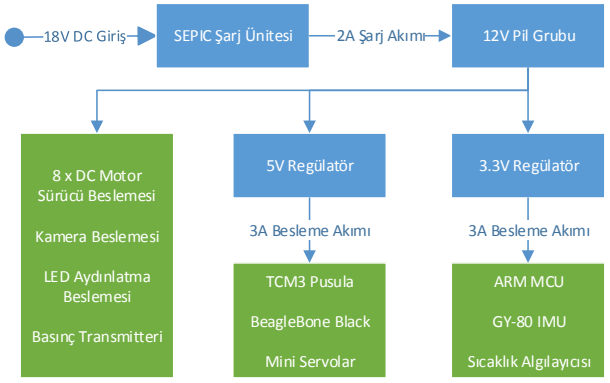
Tasarım bir deney platformu için yapıldığı için uygulamanın yapılacağı donanımdan farklı donanımlar içinde kullanılabilecek şekilde tasarlanmıştır. Kart üzerinde iki adet mikrodenetleyici bulunmaktadır. Bunların bir tanesi ARM Cortex-M4 tabanlı STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisidir, bir diğeri ise üzerinde ARM Cortex-A8 tabanlı Texas Instruments AM335x mikrodenetleyici ailesinden bir mikrodenetleyici barındıran BeagleBone Black geliştirme kartıdır. Bu iki mikro kontrolör kontrol uygulamasında ayrı ayrı kullanılabileceği gibi aralarında iş bölümü yapılarak birlikte de kullanılabilmektedir.



Şekil 2: Kontrol Kartı 3D Görünüşü

2.1. Besleme Katı

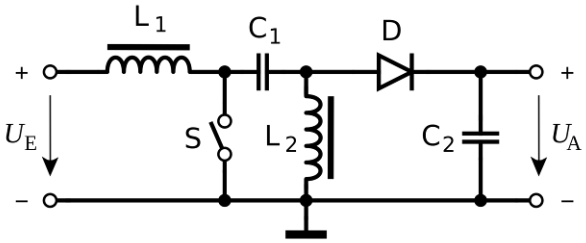
Kontrol kartımız 12 Volt pil grubundan beslenecek şekilde tasarlanmıştır. Uygulama için seçilen DC motorlarımızın beslemesi de 12 Volt civarında olduğundan motor beslemeleri için ayrı bir besleme katı tasarlanmamış motor beslemeleri direkt olarak pillerden sağlanmıştır. Pillerden sağlanan besleme gerilimimiz anahtarlamalı dönüştürücüler kullanılarak mikrodenetleyiciler ve algılayıcıları besleyecek seviyelere düşürülmüştür. Ayrıca 12V pilleri şarj edebilmek için de bir SEPIC şarj ünitesi kart üzerine eklenmiştir.



Şekil 3: Kart Besleme Şeması

2.1.1. SEPIC Şarj Ünitesi

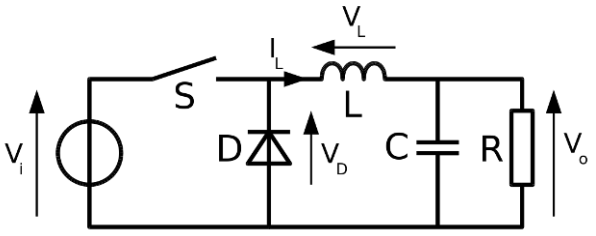
Kontrol kartımızın şarj kısmında akım modlu bir anahtarlama elemanı kullanılmıştır. Bu anahtarlama elamanı 500KHz frekansında anahtarlama yapmaktadır. Dönüştürücü elemanlarda kullanılan gerilim geribeslemesine ek olarak anahtarlama elemanımızın akım geribeslemeside bulunmaktadır. Bu sayede pilleri şarj etmek istediğimiz akımı kendimiz belirleyebilmekteyiz. Kullanılan anahtarlama elemanı farklı kimyalardaki pilleri şarj etmek içinde uygundur. Gerilim geribeslemesi istenilen şekilde ayarlanarak farklı gerilimlerdeki pilleri şarj etmekte mümkündür. Şarj devresinde akım geribeslemesi referans olarak 0 Volt alındığından ve pilden tamamen bağımsız olduğundan hassas bir şarj akımı ayarına izin vermektedir. Şarj ünitemizin akım geribeslemesi 2 Amper şarj akımı verecek şekilde ayarlanmıştır. Ayrıca, SEPIC topolojileride bir tür alçaltan-yükselten dönüştürücü olduğu için giriş voltajı pilin voltajından daha düşük olduğunda da şarj imkânı vardır [3]. Fakat giriş voltajı düştüğü zaman giriş kaynağından çekilecek olan akımın artacağı unutulmamalıdır.



Şekil 4: SEPIC Dönüştürücü Basitleştirilmiş Devresi

2.1.2. Alçaltıcı Dönüştürücüler

Kontrol kartının mikrokontrolörlerini ve algılayıcılarını beslemek için ise anahtarlamalı alçaltıcı dönüştürücüler kullanılmıştır. 5 Volt ve 3,3 Volt beslemeler için iki ayrı dönüştürücü tasarlanmıştır. Bu iki dönüştürücü tasarım olarak birbirinin birebir aynısıdır. Yalnızca çıkış gerilimlerini ayarlamak için geribesleme dirençleri birbirinden farklıdır. Alçaltıcı dönüştürücüler için seçilen anahtarlama elemanları 340KHz frekansta anahtarlama yapabilen elamanlar olduğu için çıkış bobini boyutları oldukça küçülmüştür. İki dönüştürücününde anahtarlama elemanları direkt olarak pillerden beslenmektedir ve 3 Amper çıkış akımı sağlayabilmektedirler ve %96 ya varan verimle çalışırlar.



Şekil 5: Alçaltıcı Dönüştürücü Basitleştirilmiş Devresi

2.2. Kontrol Katı

Kartın kontrol katı motor sürücüleri, algılayıcılar ve mikrodenetleyicileri içermektedir. Bu bölümde bu kısımlar açıklanacaktır.

Kontrol kartımızın üzerinde STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisi bulunmaktadır kartımızın algılayıcı bilgilerini toplamak, PID kontrolü yapmak, motorları, led aydınlatmayı, kamerayı kontrol etmek gibi görevlerini bu mikrodenetleyici üstlenmektedir. Kart üzerinde video görüntüsünü yakalayabilmek için yüksek güçlü bir geliştirme kartı (BeagleBone Black) için bağlantı konektörleri bulunmaktadır. BeagleBone Black sadece kameradan aldığı görüntüleri Ethernet üzerinden yayınlamak için kullanılabileceği gibi, asıl kontrolör olan STM32F407VGT6

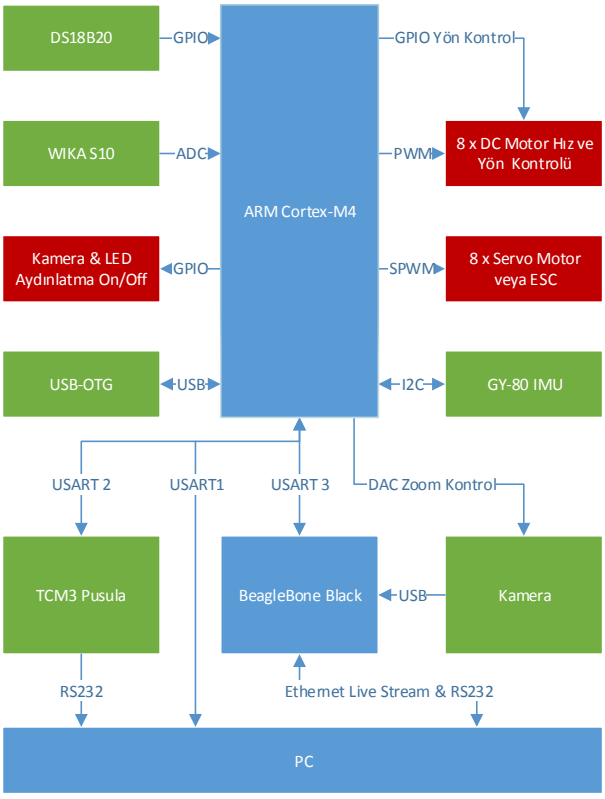
mikrodenetleyicisinin görevini üstlenebilecek şekilde tasarıma dahil edilmiştir.

Kullanım kolaylığı sağlamak için kart üzerine STMicroelectronics firmasının üretmiş olduğu mikrodenetleyicileri programlayabilen ve hata ayıklama yapabilen bir USB programlayıcı dahil edilerek USB aracılığıyla STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisinin programlanabilmesi ve hata ayıklama kullanılarak programlama hatalarının giderilebilmesi amaçlanmıştır.

2.2.1. Mikrodenetleyici

Kartın ana kontrolörü STMicroelectronics firmasının üretmiş olduğu ARM Cortex-M4 tabanlı STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisidir. Bu mikrodenetleyici yeterli çevre birimleri ve yüksek çalışma frekansıyla kontrol kartımızın ana işlemlerini yapabilecek kapasitede bir mikrodenetleyicidir.

Kontrol algoritmasında STM32F407VGT6 mikro kontrolörünün üstlendiği birçok görev vardır. Gerek algılayıcı değerlerinin okunması olsun gerekse PID veya YSA kontrolünün sağlanması olsun kontrol kısmının büyük bir yükü bu mikrodenetleyiciye binmektedir. STM32F407VGT6 pusula ve ivme algılayıcılarından aldığı verileri geri besleme olarak kullanırken aynı zamanda işlediği verileri BeagleBone Black kartına veya istenirse direkt olarak kontrol arayüzüne gönderebilmektedir.



Şekil 6: Mikrodenetleyicinin Şematik Gösterimi

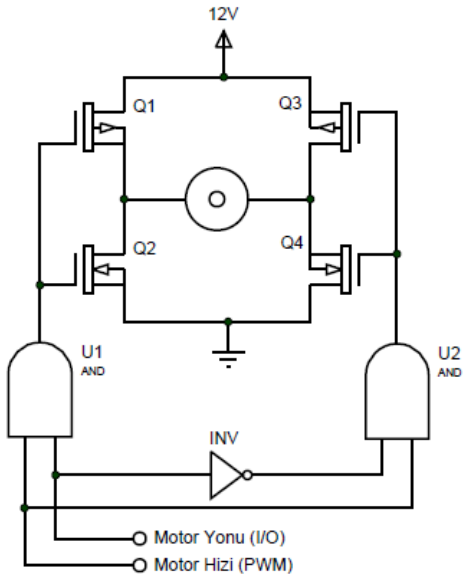
2.2.2. Algılayıcılar

Bu çalışmada yön bilgisini algılamak için PNI firmasının üretmiş olduğu TCM3 elektronik pusula modülü ve GY-80 IMU, derinlik bilgisini elde etmek için ise WIKA firmasının üretmiş olduğu S10 basınç algılayıcısı kullanılmaya karar verilmiştir. Fakat tasarım bu algılayıcıların yerine farklı algılayıcılar kullanmak içinde uygundur. TCM3 elektronik pusulası yüksek hassasiyetli ve insansız araçlar için sık kullanılan bir elektronik pusula modülüdür. Manyetik alandan doğru verileri elde edebilmek için uygulanması gereken birçok filtreyi içerisinde barındırmaktadır. Bu sayede ekstra bir çaba sarf etmeden 0,5° hassasiyetle yön bilgisi elde edilebilmektedir. Aynı şekilde WIKA S10 basınç algılayıcısı da endüstriyel alanlarda kullanılan hassas bir basınç algılayıcısıdır. GY-80 IMU ise üzerinde manyetometre, akselerometre, jiroskop ve barometre bulunduran hepsi bir arada bir insansız araç kontrol modülüdür TCM3 modülüne ucuz bir alternatif olarak karta eklenmiştir.

2.2.3. Motor Sürücüleri

Daha öncede belirtildiği gibi kontrol kartı 8 DC ve 8 servo motoru kontrol edebilecek şekilde tasarlanmıştır. Servo motorlar için direkt olarak mikrodenetleyiciden PWM çıkışları alınmıştır. Yüksek güç gerektiren uygulamalarda servo motorlar için ayrılmış olan çıkışlar Elektronik Hız Kontrolörü (ESC) kullanılarak fırçasız DC motor sürmek içinde kullanılabilir. DC motorlar içinse hız ve yön kontrolü yapabilen iki adet yarım köprü sürücüler beraber kullanılarak H-Köprü sürücüler tasarlanmıştır.

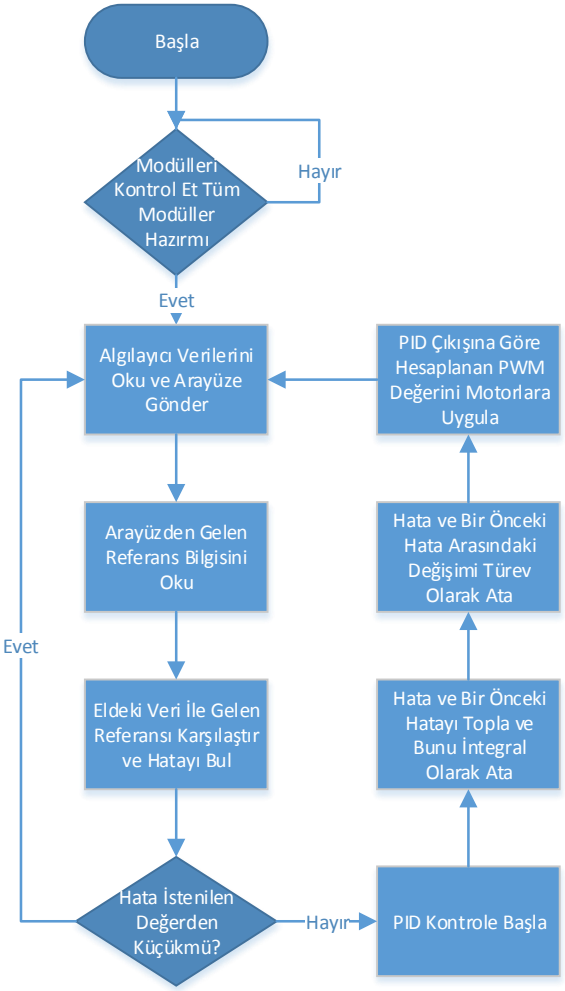
DC Motorun uçlarını bir gerilim kaynağına bağlarsak, motor bir yönde dönmeye başlar, DC Motoru ters kutupladığımızda ise motorun ters yönde hareket ettiğini görürüz. DC Motorun yön kontrolünü sağlayabilmek için H-Bridge (H-Köprü) denilen bir yöntem kullanılmıştır. H-Bridge genel olarak 4 adet transistor, diyot ya da MOSFET ile gerçekleştirilen motorun iki yönlü dönebilmesini sağlayan bir yöntemdir. [4]



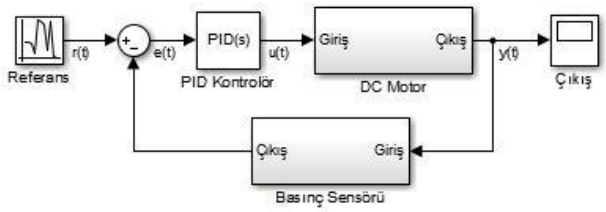
Şekil 7: DC Motor Sürücülerinin Basit Gösterimi

3. PID Kontrolör

PID kontrol döngüsü yöntemi, endüstriyel kontrol sistemlerinde yaygın kullanılan bir kontrol döngüsü geribildirim mekanizmasıdır. Bir PID denetleyici ölçülü bir süreç içinde değişen ve istenilen ayar noktası ile arasındaki farkı alarak bir "hata" değeri hesaplar [5]. Kontrolör süreç kontrol girişini ayarlayarak hatayı en aza indirerek istenilen ayar değerine ulaşmaya çalışır.



Şekil 8: Kontrol Algoritması



Şekil 9: Derinlik için PID Kontrol Bloğu

Blok diyagramda u(t) kontrol sinyalini, y(t) çıkış sinyalini, r(t) referans sinyalini ve e(t) ise hata sinyalini göstermektedir. Yukarıda verilen blok diyagrama göre PID çıkışı u(t) Denklem 1 ve 2'deki gibi hesaplanır.

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int e(t)dt + K_D \frac{d}{dt} e(t) \quad (1)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (2)$$

PID kontrolde sistem çıkışının istenen referans değerini takip edebilmesi için K_P, K_I ve K_D katsayılarının uygun şekilde belirlenmesi gerekmektedir. Burada hata işareti derinlik kontrolü için referans derinlik değeri ile basınç algılayıcısından okunan gerçek derinlik bilgisi arasındaki ilgili örneklemedeki farktır. Denetim işareti ise dikey motorlara uygulanacak PWM işareti tarafından belirlenen ortalama gerilimdir. Yön kontrolünde ise denetlenecek yön hangisi ise istenen açı değeri ile elektronik pusulada o açıya ait eksenden gelen gerçek açı değeri arasındaki fark hatayı temsil eder. Denetim işareti söz konusu eksende dönüşü sağlayan motorlara uygulanan gerilimin karşılığı olan PWM işaretidir.

4. Bilgisayar Arayüzü

Aracın uzaktan kontrolü PC tarafından sağlanmaktadır. Aracın durumunu görüntüleyebilmek ve değerlerini araca göndermek için C# ile bir bilgisayar arayüzü oluşturulmuştur. Şu anki haliyle arayüz sadece kontrol denemelerini yapabilmek amacıyla basit olarak tasarlanmıştır ve RS232 aracılığıyla araçla haberleşmektedir. İlerleyen tasarımda grafik arayüzden aracın kamera görüntüleri de izlenebilecektir. Aracın hareketleri şuanda grafik arayüz üzerindeki yönelim butonları ve bu butonlara karşılık gelen klavye tuşları ile yapılmaktadır. Sonraki arayüz düzeltmelerinde araç hareketleri bir kumanda kolu aracılığıyla yapılacak şekilde tekrar düzenlenecektir.



Şekil 10: Bilgisayar Arayüzü

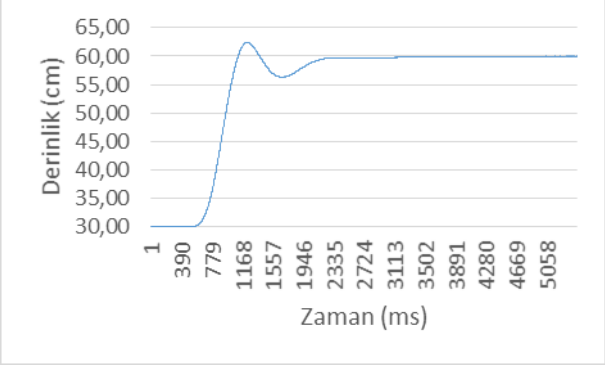
5. Sonuçlar

Aracın derinlik kontrol uygulamaları ve testleri için bir test platformu oluşturulmuştur. Ayrıca bozucu etki oluşturmak içinde platform içerisine daldırılacak bir dalgıç pompa temin edilmiştir.



Şekil 11: Derinlik Kontrolü Uygulaması

Aracın derinlik kontrolü test platformunda test edilmiş ve 30cm derinlikten 60cm derinliğe dalarken basınç algılayıcısından 1ms aralıklarla derinlik bilgisi okunmuş ve bu bilgiler kullanılarak bir derinlik grafiği çizdirilmiştir. Grafikten anlaşılacağı gibi araç 60cm derinliğe yaklaşık 0.6sn de dalmış ve yaklaşık 2sn sonunda 60cm derinlikte kendisini sabitlemiştir.



Şekil 12: Derinlik-Zaman Grafiği

Bu çalışma devam etmekte olan bir çalışmanın tamamlanan kısımlarını içermektedir. Çalışmada su altı deney platformu için bir kontrol kartı tasarlanmış olup PID derinlik kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Devam eden aşamalarda PID kontrol yön kontrolü içinde uygulanacaktır. Aynı zamanda bir YSA yapısı oluşturulup PID kontrol sonuçları ile karşılaştırılacaktır. Verimli olan kontrol biçimine karar verilip STM32F407VGT6 mikrodenetleyicisine gömülecek ve aracın sadece seri haberleşme ile kontrol edilebilmesi sağlanacaktır. Ayrıca kontrol arayüzüde geliştirilip kart ayarlarının değiştirilebilmesine olanak sağlanacak ve kamera görüntüsünün ethernet aracılığıyla arayüz üzerinden izlenmesi sağlanacaktır. Aracın hareketlerinin kolay kontrol edilebilmesi içinde arayüze kontrol kolu desteği eklenecektir.

Teşekkür

Makalede sunulan platform 111E294 No'lu TÜBİTAK Projesi kapsamında kontrol kartı ise Kocaeli Üniversitesi BAP Hızlı Desteği kapsamında yapılmıştır. Yazarlar projeye desteklerinden dolayı TÜBİTAK ve Kocaeli Üniversitesi BAP Koordinasyon Birimi'ne teşekkürlerini sunar.

Kaynakça

[1] L. Valdovinos, T. Jiménez, M. Sánchez, L. Balanzar, R. Alvarado and J.A. Ledesma, 2013: Modelling, Design and Robust Control of a Remotely Operated Underwater Vehicle

[2] S. Yılmaz, M. Yakut, S. İnce, 2013: Derinlik ve Yön Kontrol Uygulamaları için Deney Platformu Tasarımı, Tübitak 1002 Hızlı Destek Projesi Final Raporu, Proje No:111E294, Temmuz 2013.

[3] I.D. Kim, J.Y. Kim, E.C. Nho, and H.G. Kim, 2010: Analysis and Design of a Soft-Switched PWM Sepic DC-DC Converter

[4] http://ieee.itu.edu.tr/lab/hbridge.pdf
Ziyaret Tarihi:27.06.14

[5] F. Golnaraghi, B.C. Kuo, Automatic Control Systems, Nineth Ed., Chapter 9, Jonh Wiley and Sons Inc., 2009.

B17 – Biyorobotik Sistemlerin Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 4. Oturum (Yıldırım Elektronik Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. H. Atakan VAROL(Nazarbayev Üniversitesi-Kazakistan)

Dikey Yaylı Ters Sarkaç Modeli ile Bacaklı Hareketlerde Harmonik Transfer Fonksiyonlarına Dayalı Sistem Tanımlaması (Bildiri No : 23)

İsmail UYANIK (Bilkent Üniversitesi)
Uluç SARANLI (ODTÜ)
Ömür MORGÜL (Bilkent Üniversitesi)

Robot Destekli Rehabilitasyon Sistemleri için Farklı Zorluk Seviyeli Görev Altında Duygusal Durumların Sınıflandırılması (Bildiri No : 34)

Yiğitcan AYPAR (Yeditepe Üniversitesi)
Yunus PALASKA (Yeditepe Üniversitesi)
Ramazan GÖKAY (Yeditepe Üniversitesi)
Engin MASAZADE (Yeditepe Üniversitesi)
Duygun Erol BARKANA (Yeditepe Üniversitesi)

Dar Kanallar İçerisinde Hareket Eden Manyetik Mikro Yüzücülerin Direnç-Kuvveti-Teorisi Tabanlı Modellemesi (Bildiri No : 63)

Aydek Gökçe ERMAN (İstanbul Ticaret Üniversitesi)
Ahmet Fatih TABAK (İstanbul Ticaret Üniversitesi)

Optimal Değişken Esneklikte Eyleme için Ortak Tasarım Stratejileri (Bildiri No : 78)

Abdullah KAMADAN (Sabancı Üniversitesi)
Güllü KIZILTAŞ (Sabancı Üniversitesi)
Volkan PATOĞLU (Sabancı Üniversitesi)

EMG Tabanlı El Hareketlerinin Sınıflandırılması ile Çok Eklemli Robot Kol Kontrolü (Bildiri No : 169)

Murat TONGAOĞLU (Marmara Üniversitesi)
Ulvi BAŞPINAR (Marmara Üniversitesi)
Erkan KAPLANOĞLU (Marmara Üniversitesi)
H. Selçuk VAROL (Marmara Üniversitesi)

Esnek Eyleyicili Robotların Doğrusal Olmayan Model Öngörülü Kontrol ile Geri Beslemeli Kontrolü (Bildiri No : 240)

Altay ZHAKATYEV (Nazarbayev Üniversitesi)
Matteo RUBAGOTTİ (Nazarbayev Üniversitesi)
Hüseyin Atakan VAROL (Nazarbayev Üniversitesi)

Dikey Yaylı Ters Sarkaç Modeli ile Bacaklı Hareketlerde Harmonik Transfer Fonksiyonlarına Dayalı Sistem Tanımlaması

İsmail Uyanık[1]*, Uluç Saranlı*[2]*, Ömer Morgül*[1]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilkent Üniversitesi, Ankara
uyanik@ee.bilkent.edu.tr
morgul@ee.bilkent.edu.tr
[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
saranli@ceng.metu.edu.tr

Özetçe

Davranış tabanlı türetilen matematiksel modeller ancak belirli bir ölçüye kadar bacaklı yer değiştirme hareketlerini tanımlayabilirler. Bunun en önemli nedenlerinden birisi bacaklı hareketleri tanımlamak için tasarlanan en basit matematiksel modellerin bile analitik çözümü mümkün olmayan öğeler içermesidir. Bu çalışmada temel amacımız verigüdümlü frekans uzayı sistem tanımlama yöntemlerini kullanarak bacaklı hareketlerde gözlemlenen hibrit dinamiklere sahip davranışların, limit döngüsü etrafındaki giriş-çıkış sistem karakteristiklerinin elde edilmesidir. Belirli varsayımlar altında limit döngüsü etrafındaki hibrit dinamik davranışlar öncelikli olarak parçalı doğrusal ve zamandan bağımsız, bu davranışlar arasındaki geçiş de hesaba katıldığında, doğrusal ve periyodik zamanlı sistemlerle yakınsanabilirler. Bu çalışmada geliştirilen sistem tanımlama yönteminin performansını değerlendirebilmek amacıyla hareketi dikey eksene kısıtlanmış bir yaylı ters sarkaç modelinin limit döngüsü etrafındaki davranışları gözlemlenmiştir. Modelin limit döngüsü etrafındaki yörüngeleri chirp sinyaller yardımıyla pertürbasyona uğratılmış, limit döngüsüne geri dönüş davranışları kaydedilmiştir. Giriş chirp sinyalleri ve pertürbasyon cevapları kullanarak modelin harmonik transfer fonksiyonları elde edilmiş, bu fonksiyonlar kullanılarak da sistemin basamak cevabı türetilmiştir. Gerçek cevaplarla yapılan karşılaştırmalar harmonik transfer fonksiyonlarının kullanılan bacaklı yer değiştirme modelini tanımlamakta başarılı olduğunu göstermiştir.

1. Giriş

Bacaklı yer değiştirme hareketleri yürüme, koşma ve zıplama gibi geniş bir yelpazedeki davranışları ve bu davranışları ifade edebilen ilgili dinamik modelleri kapsamaktadır. Bu davranışlar arasında en çok ilgi çeken koşu davranışı, Yaylı Ters Sarkaç (YTS) modeli gibi basit bir yay-kütle şablon modeli ile ifade edilebilir [9]. Bu modelin en temel özelliği, havada ve yerde sıralı olarak değişim gösteren farklı dinamiklere sahip olmasıdır. Aslında koşu ve yürüme gibi temel davranışları ifade edebilecek görünüşte basit modeller bulunsa da, bu davranışlar yer teması bulunan bölgelerde integrali alınamayan dinamikler içermektedirler [4, 9]. Bu nedenle bu sistem için analitik çözümler türetilmesini sağlayacak yakınsamalar üzerine yoğunlaşılmış, farklı yakınsamalar sonucunda ise birçok yaklaşık analitik çözüm elde edilmiştir [1, 3, 8, 10].

Bacaklı davranışlar için tutarlı analitik çözümler bulunması halinde [8], bu çözümlerin yapısı sistem tanımlama ve adaptif kontrol çalışmaları için etkili yöntemlere olanak sağlamaktadır [16]. Ancak daha önceki çalışmalarımız, ne kadar tutarlı olursa olsun modellenemeyen fiziksel öğelerin model öngörüleri ve deneyler arasında tutarsızlıklara neden olduğunu göstermiştir [15]. Bu nedenle bu çalışmamızda verigüdümlü sistem tanımlama yöntemleri kullanarak hibrit dinamiklere sahip bacaklı yer değiştirme davranışları için giriş-çıkış transfer fonksiyonları türetilmesini sağlayacak bir metot önerilmektedir.

Bu çalışmadaki amacımız, bacaklı hareket davranışlarının sistem tanımlaması amacıyla harmonik fonksiyonlarının türetilmesidir. Bu noktada temel yaklaşımımız istenilen bacaklı hareket davranışını kararlı bir limit döngüsüne sahip hibrit ve doğrusal olmayan bir sistem olarak analiz etmektir. Bu amaçla hibrit bacaklı yer değiştirme davranışlarının, hareketi dikey eksene kısıtlanmış bir alt kümesi için giriş-çıkış sistem tanımlama problemine yönelik bir yöntem dizisi sunuyoruz. Bazı varsayımlar altında, hibrit dinamik davranışları limit döngüleri etrafında sıralı olarak değişen parçalı doğrusal ve zamandan bağımsız (LTI) dinamikler olarak modelliyoruz. Bu dinamiklerin periyodik ve sıralı olarak değişmesi sayesinde ise, doğrusal ve periyodik zamanlı (LTP) modeller ile bu davranışları matematiksel olarak ifade edebiliyoruz.

LTP sistemlerin sistem tanımlaması üzerine yer alan çalışmalar temel olarak bu sistemlerin çok-girdili tek-çıktılı LTI sistemler olarak modellenmesi üzerine odaklanmaktadır. Bu yaklaşım LTI sistemlerdeki frekans cevabına karşılık gelen harmonik transfer fonksiyonları kavramını temel almak-

tadır [18]. Bu tip sistemler için spektral güç yoğunluğu ve spektral çapraz yoğunluk fonksiyonları kullanılarak bir sistem tanımlama stratejisi geliştirilmiştir [12]. Bu yöntem, daha sonra hibrit dinamiklere sahip sistemler için genişletilerek Mathieu denklemlerinin tanımlanması için kullanılmıştır [14].

Bu çalışmadaki temel katkımız, LTP sistemlerin tanımlanması için kullanılan metotları [12], hibrit dinamik öğelere sahip LTP sistemler için genişleterek bacaklı yer değiştirme hareketlerinin modellenmesi amacı doğrultusunda sistem tanımlama metotları sunmaktır. Aslında bu noktada en önemli katkımız sıralı olarak değişen hibrit ve parçalı LTI sistem dinamiklerinin LTP sistem tanımlama yöntemleri kullanarak tanımlanabilmesi olacaktır.

2. Harmonik Transfer Fonksiyonları

2.1. Harmonik Transfer Fonksiyonlarının Teorik Olarak Türetilmesi

LTI sistemlerde belirli bir frekansta uygulanan sinüs biçimli girdi sinyalleri yine aynı frekansta ancak muhtemelen farklı genlik ve fazda sinüs biçimli sinyal çıktılarına neden olurlar. Bu gerçek LTI sistemlerde sistem tanımlama çalışmalarının temel dayanak noktasını oluşturmaktadır. Giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki bu birebir eşleşme, bize LTI sistemler için kolaylıkla Bode diyagramı elde etme imkanı sağlar. Bu tip Bode diyagramlarının periyodik sistemlerde kullanılamamasının temel nedeni ise LTP sistemlere belirli bir frekansta uygulanan sinüs biçimli girdi sinyallerinin çok farklı (muhtemelen sonsuz) harmonik frekanslarda da çıktı sinyallerine neden olmasıdır.

Bu problemi çözmenin basit ve yaklaşık bir yolu, harmonik frekanslardaki cevapları göz ardı ederek sistemi LTI sistemlerde olduğu gibi birebir bir eşlemeye zorunlu bırakmaktır [5]. Ancak bu varsayım, farklı harmonik frekanslardaki cevapların önem arz ettiği durumlarda (örneğin bacaklı yer değiştirme davranışları) kabul edilemez hatalara neden olmaktadır. Bu sorundan yola çıkarak Wereley LTP sistemlerin giriş ve çıkış sinyalleri arasında birebir eşleşme elde edilmesini sağlayacak üstel olarak düzenlenmiş periyodik (Exponentially Modulated Periodic) sinyal tanımını ortaya atmıştır [17]. LTP sistemlerde giriş harmoniklerini çıkış harmoniklerine eşleştiren bu doğrusal operatöre ise Harmonik Transfer Fonksiyonu (HTF) ismini vermiştir [18].

Bu bölümde LTP sistemler için harmonik transfer fonksiyonları türetimini [18] ve [6]'da anlatıldığı şekilde özetlemeye çalışacağız. Öncelikli olarak LTP sistemler aşağıdaki gibi tüm sistem matrislerinin T periyodu ile periyodik olduğu bir durum uzayı denklem sistemiyle ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= A(t)x(t) + B(t)u(t) \\ y(t) &= C(t)x(t) + D(t)u(t). \end{aligned} \tag{1}$$

Bu durum uzayı denklemlerindeki tüm sistem matrisleri periyodik olmaları nedeniyle atım frekansı $\omega_p = 2\pi/T$ ve katlarını içeren Fourier serileri açılımıyla ifade edilebilirler. Böylece B, C ve D matrisleri için de geçerli olacak şekilde aşağıdaki gösterimi kolaylıkla elde edebiliriz:

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{j\omega_p nt} \ . \tag{2}$$

Buna ek olarak, hem giriş hem de çıkış sinyalleri de periyodik sinyaller olduğu için [18] onları da $s_n = s + j\omega_p n$ olacak şekilde benzer bir biçimde ifade ederek

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n e^{s_n t} \tag{3}$$

$$\dot{x}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s_n x_n e^{s_n t} \tag{4}$$

$$y(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_n e^{s_n t} \ , \tag{5}$$

yapısında açılımlar elde edebiliriz. Bu açılımları (1)'in içine koyup, her denklemin e^{-st} ile çarpılması sonucunda benzer terimleri gruplandırdığımızda, aşağıdaki yeni denklemleri elde ederiz:

$$0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (s_n x_n - \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{n-m}x_m - \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{n-m}u_m)e^{j\omega_p nt}$$

$$0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} (y_n - \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{n-m}x_m - \sum_{m=-\infty}^{\infty} D_{n-m}u_m)e^{j\omega_p nt} \ .$$

Bu denklemlerdeki üstel fonksiyonlar kümesi $e^{j\omega_p nt}$, $L_2[0,T]$ uzayı için ortonormal baz fonksiyonlarını ifade etmektedir. Böylece parantez içine alınmış her bir denklem eşitliği bireysel olarak sıfıra eşit olmalıdır. Bu uygulama aynı zamanda harmonik denge prensibi olarak da bilinmektedir ve uygulandığında $\forall n \in \mathbb{Z}$ için aşağıdaki denklemler elde edilir:

$$\begin{aligned} s_n x_n &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_{n-m}x_m + \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{n-m}u_m, \\ y_n &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_{n-m}x_m + \sum_{m=-\infty}^{\infty} D_{n-m}u_m \ . \end{aligned} \tag{6}$$

Yukardaki denklemler her ne kadar giriş ve çıkış sinyallerinin Fourier açılımları arasındaki ilişkiyi tam olarak ifade etse de, sonsuz toplam işlemlerinin kullanılması pratik açıdan zor bir durum oluşturmaktadır. Bu nedenle denklemlerin Toeplitz formunda ifade edilmesi daha uygun olacaktır. (6)'daki denklemler çift yönde sonsuz matris denklemleriyle aşağıdaki gibi ifade edilebilirler:

$$\begin{aligned} s\mathcal{X} &= (\mathcal{A} - \mathcal{N})\mathcal{X} + \mathcal{B}\mathcal{U} \\ \mathcal{Y} &= \mathcal{C}\mathcal{X} + \mathcal{D}\mathcal{U} \ . \end{aligned} \tag{7}$$

Bu notasyonda $\mathcal{N} = \text{blockdiag}\{jn\omega_p I\}, \forall n \in Z$ olacak şekilde durum, kontrol ve çıkış sinyallerini tanımlayan vektörler aşağıdaki biçimi alırlar:

$$\begin{aligned} \mathcal{X}^T &= [\cdots, x_{-2}^T, x_{-1}^T, x_0^T, x_1^T, x_2^T, \cdots], \\ \mathcal{U}^T &= [\cdots, u_{-2}^T, u_{-1}^T, u_0^T, u_1^T, u_2^T, \cdots], \\ \mathcal{Y}^T &= [\cdots, y_{-2}^T, y_{-1}^T, y_0^T, y_1^T, y_2^T, \cdots] \ . \end{aligned} \tag{8}$$

Yine bu notasyonda, T-periyodik A matrisi (B, C ve D için de geçerli olacak şekilde) Fourier kat sayıları $\{A_n | n \in \mathbb{Z}\}$

aracılığıyla çift yönde sonsuz bir Toeplitz matrisi ile aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\mathcal{A} = \begin{bmatrix} \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \\ \cdots & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & A_{-4} & \cdots \\ \cdots & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & A_{-3} & \cdots \\ \cdots & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & A_{-2} & \cdots \\ \cdots & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & A_{-1} & \cdots \\ \cdots & A_4 & A_3 & A_2 & A_1 & A_0 & \cdots \\ & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Burada (7) ile tanımlanan çift yönde sonsuz matris gösterimi (1)'de belirtilen sistemin harmonik durum uzayı şeklinde gösterimidir. Bu denklemler bize LTP sistem için giriş ve çıkış sinyallerinin Fourier kat sayıları arasındaki ilişkiyi vermektedir.

Harmonik transfer fonksiyonları böylece

$$\hat{G} = \mathcal{C}[sI - (\mathcal{A} - \mathcal{N})]^{-1}\mathcal{B} + \mathcal{D} \quad (10)$$

şeklinde tanımlanarak,

$$\mathcal{Y} = \hat{G}\mathcal{U}. \quad (11)$$

biçiminde bir giriş-çıkış ilişkisi içinde kullanılabilir.

Bu ifadenin çözümüyle ilgili olarak iki temel problem göze çarpmaktadır. Birincisi denklem sistemlerinde yer alan sonsuz matris operatörlerinin bilgisayar sistemleri ile çözülemiyor olmasıdır. Bu nedenle harmonik transfer fonksiyonlar belirli bir harmonikten sonra kırpılmak suretiyle bilgisayar sistemleri ile çözümlenebilir hale getirililebilirler. İkinci problem ise denklem sistemlerinde kullanılan matrislerin tersinin var olup olmamasıdır. Kolaylıkla anlaşılabileceği üzere harmonik transfer fonksiyonlar $\mathcal{A}$ matrisi ile ilişkili tersi operatörünün geçersiz olduğu bölgelerde tanımsızdır. Bu nedenle Floquet dönüşümü kullanılarak $\mathcal{A}$ matrisini tersi alınabilecek bir zaman bağımsız forma getirmek probleme kalıcı bir çözüm oluşturacaktır. Harmonik transfer fonksiyonlarının türetilmesiyle ilgili detaylar [18]'de bulunabilir.

2.2. Harmonik Transfer Fonksiyonlarının Veri-Güdümlü Tanımlaması

Daha önce de belirtildiği gibi el ile tasarlanmış matematiksel modellerin doğruluk oranı çoğunlukla belirli basit hareketlerle sınırlıdır. Bu bölümde öncelikle LTP sistemlerin harmonik transfer fonksiyonlarının tanımlanmasını sağlayacak bir metodu tanıtıp [12] ardından bu metodun bacaklı hareket ile yer değiştiren sistemlere uyarlanması için gerekli düzenlemeleri sunacağız.

LTP sistemlerde, belirli bir frekansta uygulanan sinüs biçimli bir girdi sinyali çıktıda çok farklı harmoniklerde cevaplar alınmasına neden olur. Bu nedenle, LTP sistemler için tanımlama çalışmalarındaki ilk adım, çıktıda elde edilen harmonik cevapların belirli bir harmonikten sonra kırpılmasıyla başlar. Bu nedenle literatürde yer alan tanımlama algoritmalarını [12] daha açık bir şekilde ifade edebilmek için aşağıdaki denklemler üç harmonik cevap verecek şekilde kırpılan bir sistem olarak türetilmiştir. Başka bir deyişle, sadece üç farklı harmonik transfer fonksiyonun, G_0, G_{-1} ve G_1, cevabı hesaba katılarak LTP sistemin davranışı modellenmiştir. Bu durumda çıktı sinyali aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} Y(j\omega) &= G_0(j\omega)U(j\omega) + G_{-1}(j\omega)U(j\omega + j\omega_p) \\ &\quad + G_1(j\omega)U(j\omega - j\omega_p). \end{aligned} \quad (12)$$

Bu yeni formda, n'inci transfer fonksiyon çıkış sinyalinin ω frekansı ile giriş sinyalinin karşılık gelen frekansı ($e^{jn\omega_p t}$ ile düzenlenmiş) arasındaki doğrusal operatör olarak tanımlanır. Bizim durumumuzda, (12)'de verilen üç transfer fonksiyonunu farklı frekanslarda tanımlayabilmemiz yeterlidir. Ancak, açıkça görüleceği üzere tek bir giriş-çıkış sinyal çifti bu üç transfer fonksiyonunu tanımlayabilmek için yeterli olmayacaktır. Bu nedenle, problemin tam çözümü ancak üç doğrusal olarak bağımsız sinyal çiftinin elde edilmesiyle mümkün olabilir.

Bu doğrultuda kullandığımız çözüm, üç özdeş sinyalin faz farkı verilmek suretiyle başlangıç noktalarını sistem periyodu içine eşit olarak dağıtmaktır [12]. Sistemin periyodu boyunca farklı noktalarda düzgün bir şekilde harekete geçirilmesi, sistem karakteristiklerinin doğru bir şekilde ortaya çıkarılabilmesi için çok önemlidir. Sistemi farklı frekanslarda uyarmak ve tam bir frekans cevabı elde edebilmek için ise frekansı zamana göre değişen chirp sinyallerini girdi olarak kullanılmaktadır.

Bu sinyaller ve bunların sistemi tetiklemesi neticesinde ortaya çıkan çıktı sinyalleri bir arada kullanıldığında sistemin spektral güç yoğunluk ve spektral çapraz yoğunluk fonksiyonları aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\Phi_{UU} = U^H U \quad (13)$$

$$\Phi_{UY} = U^H Y' \,. \quad (14)$$

Bu fonksiyonlar her ne kadar LTI'daki güç yoğunluğu fonksiyonlarının karşılığı olsa da, matris operatörleri olarak sunulmaları bakımından farklılık gösterirler. Bu tanım altında harmonik transfer fonksiyonlar, $\hat{G}(\omega)$, her bir satırı farklı bir transfer fonksiyonunu ifade edecek biçimde, aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$\hat{G}(\omega) = (\Phi_{UU})^{-1}\Phi_{UY} \quad (15)$$

Bu transfer fonksiyonları tanımlandığında ise çıktı sinyali, harmonik transfer fonksiyonlarının giriş sinyalleri ile çarpılması suretiyle aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\mathbf{Y} = \sum_{k=-1}^{k=1} \mathbf{u}(\omega - k\omega_p)\hat{\mathbf{G}}_{\mathbf{k}} + \mathbf{e}. \quad (16)$$

Burada hata terimi, $\mathbf{e}$, sistemin gerçek çıktısı ile transfer fonksiyonlarının türettiği çıktı arasındaki farkı belirtmektedir. Bu noktada en iyi transfer fonksiyonlarını tanımlayabilmek için bu hatayı en aza indirecek ve transfer fonksiyonların pürüzsüz olmasını sağlayacak bir maliyet fonksiyonu kullanılabilir [12]. Bu durumda transfer fonksiyonlarının elde edilmesi problemi, aslında bir maliyet fonksiyonunun, $\mathbf{J}$, minimum değerinin bulunması şeklinde ifade edilebilir:

$$\mathbf{J} = [(\mathbf{Y} - \mathbf{U}^T\hat{\mathbf{G}})^2 + \alpha(\mathbf{D^2}\hat{\mathbf{G}})^2]. \quad (17)$$

Bu maliyet fonksiyonu, sistem cevabının tahmin edilmesindeki hatayı ve elde edilen harmonik transfer fonksiyonlarındaki pürüzleri cezalandıran bir fonksiyon olarak tanımlanmıştır [12]. Bu fonksiyonda $\mathbf{D^2}$ ikinci türev operatörünü, α ise pürüzsüzlük ağırlığını ayarlayabilecek bir sabiti ifade eder.

3. Dikey Yaylı Ters Sarkaç Modeli İçin Sistem Tanımlama Çalışmaları

Bu bölümde hareketi dikey eksene kısıtlanmış ve hibrit sistem dinamikleri içeren bir robot benzetimi için uyguladığımız sistem tanımlama çalışmalarını sunacağız. Bu model, bacaklı robot davranışları için sıklıkla kullanılan Yaylı Ters Sarkaç (YTS) modelinin basite indirgenmiş bir örneğidir.

3.1. Sistem Dinamikleri ve LTP Sistem Olarak Modellenmesi

Bu bölümde Şekil. 1'de gösterilen dikey Yaylı Ters Sarkaç modelinin sistem dinamiklerine ve bu modelin doğrusal ve periyodik zamanlı (LTP) bir sistem olarak ifade edilmesine odaklanacağız. Modelimiz yay ve sönüm elemanlı bir bacağın üstüne eklenmiş noktasal bir kütleden oluşmaktadır. Aynı zamanda bacak kütlesi, bacağın altına eklenen, gövdeden çok daha ufak bir kütle olarak modellenmiştir. Sistem, hareketi süresince birbirinden farklı dinamikleri olan *temas* ve *uçuş* fazları arasında sıralı değişimlerden geçer. Bu bölgeler sırasıyla bacağın yer ile teması olduğu ve olmadığı bölgeler olarak ifade edilebilir. Her ne kadar sistem dinamikleri orijinal Yaylı Ters Sarkaç modelinden farklı görünse de limit döngüsü etrafındaki gezingeleri ve hibrit faz değişimleri esas alındığında bu modelin Yaylı Ters Sarkaç modeline yeteri kadar yakınsadığı gözlemlenebilir. Bu modelin yatay eksende de hareket edebilen hali metnin karmaşıklığını azaltmak adına şu anki çalışmanın kapsamı dışında bırakılmıştır.

Sistemde sönümleme elemanı olması nedeniyle sistemin dışardan bir enerji girdisi olmadan bir limit döngüsü etrafında hareket edemeyeceği açıktır. Bu nedenle sistemin enerji seviyesini düzenleyebilmek için literatürde kullanılmaya başlayan ve yay sabitini sistem fazları arasında değiştiren bir kontrolcü kullanacağız [2]. Her ne kadar bu kontrolcünün yaptığı iş görünümde yay sabitini değiştirmek olsa da, aslında ihtiyaç duyulan bu enerji sadece bir doğrusal motor yardımı ile de kolaylıkla sağlanabilir. Doğrusal motorların sistem enerjisini düzenlemek için kullanılması da literatürde sıklıkla tercih edilen bir yöntem olmaya başlamıştır [7, 11].

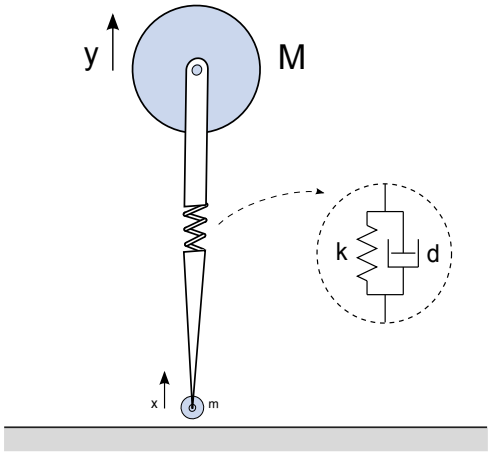


Figure 1: Dikey Yaylı Ters Sarkaç modeli

Table 1: Sistem Parametreleri

Parametre:	Değer	Birim
M	2.7	kg
m	0.3	kg
k	1000	N/m
d	1	Ns/m
a	5	-
g	9.81	m/s^2
l_0	0.2	m

Sistem gövdesi için hareket denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$M\ddot{y} = \begin{cases} -Mg - d(\dot{y} - \dot{x}) + k(l_0 - (y - x)), & x > 0 \text{ iken} \\ -Mg - d(\dot{y} - \dot{x}) + ak(l_0 - (y - x)) & \text{değilse} \end{cases} . \tag{18}$$

Bacak kütlesi de *uçuş* fazı için benzer dinamiklere sahip olsa da, bacak kütlesi yerle temas eder etmez bu kütleye ait konum ve hız değerleri çarpmanın etkisiyle sıfırlanır ve *temas* fazı boyunca bu şekilde kalırlar. Bunun sonucundaki denklemler aşağıdaki gibi şekillenir:

$$m\ddot{x} = \begin{cases} -mg + d(\dot{y} - \dot{x}) - k(l_0 - (y - x)), & x > 0 \text{ iken} \end{cases} . \tag{19}$$

Sistem dinamiklerini tanımlayan tüm parametreler Tablo 1'de görülebilir. Bu parametreler laboratuvarımızda üretilen tek bacaklı zıplayan robotumuza uygun olarak seçilmiştir [13]. Bu sistemdeki a parametresi temas fazına geçildiğinde yay sabitini katlayarak sisteme enerji verilmesini sağlar. Böylece sönümleme parametresi ve yerle temas sırasındaki enerji kayıpları karşılanarak periyodik bir gezinge elde edilebilir.

3.2. Sistem Tanımlama Çalışmaları

Bu bölümde amacımız (18) ve (19)'de belirtilen sistem dinamiklerinin limit döngüsü etrafındaki harmonik transfer fonksiyonlarını tanımlayabilmektir. Bu nedenle öncelikli olarak

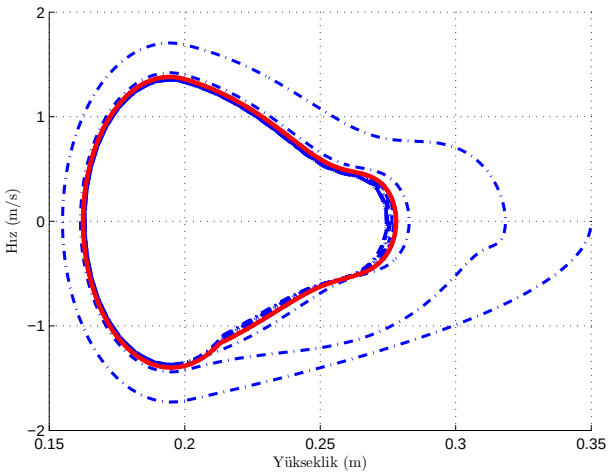


Figure 2: YTS modeli için elde edilen veriler ve limit döngüsü

orijinal denklemleri $y_0 = 0.35$ m yükseklikten serbest bırakarak sistemin kararlı bir limit döngüsü etrafında hareket etmesi beklenir. Deneylerimizde 200.üncü periyodun ardından sistemin bir limit göngüsü üzerinde sabit kaldığı gözlenmiştir. Bu nedenle bu son periyot sistemin kararlı döngüsü olarak kaydedilmiştir ve sistemin periyodu bu döngünün süresi olacak şekilde $T = 0.33$ s olarak kaydedilmiştir. Elde edilen veriler ve limit döngüsü Şekil. 2'de gösterilmiştir.

Bir sonraki aşamada amacımız sisteme pertürbasyonlar vererek bu pertürbasyonların sistem karakteristiğine nasıl bir etki yaptığını analiz etmektir. Bu nedenle sisteme frekansı 20 saniyede doğrusal olarak $0 - 5Hz$ aralığını tarayan, büyüklüğü 0.2 olan ve birbirleri ile $T/11$ kadar faz farkı olan 11 chirp sinyali uyguladık. Burada uygulanan sinyalin büyüklüğü sistemi tanımlamak için gerekli pertürbasyonu sağlayacak kadar büyük, sistemi limit döngüsünden çok uzaklaştırmayacak kadar küçük olacak şekilde denenerek belirlenmiştir.

Benzetim deneyleri sonucunda ortaya çıkan gezingeler limit döngüsü gezingesinden numerik olarak çıkartılarak her adımda limit döngüsüne göre hata miktarı sistemin gerçek çıktısı olarak belirlenmiştir. Daha sonra, Bölüm 2.2'de anlatılan sistem tanımlama prosedürleri uygulanarak sistemin harmonik transfer fonksiyonları belirlenmiştir. Verdiğimiz chirp sinyallerine uygun olacak şekilde bu aşamada sistemin limit döngüsüne olan hatasını 11 transfer fonksiyonunun birleşimiyle ifade edebiliriz.

Elde edilen harmonik transfer fonksiyonlarının başarısını test edebilmek için öncelikle benzetim çalışmalarında gerçek sistemden elde edilen sonuçlar ile aynı girdilerin transfer fonksiyonuna uygulanması sonucunda elde edilen çıktıları karşılaştırabiliriz. Böylece harmonik transfer fonksiyonların türetildikleri veri üzerinde ne kadar başarılı bir kestirici olduğunu değerlendirebiliriz. Limit döngüsü verisi hata verisine göre çok büyük olduğundan daha anlaşılır bir karşılaştırma yapabilmek için hata limit döngüsü etrafındaki karakteristik için karşılaştırma yapmak daha uygun olacaktır. Zaten harmonik transfer fonksiyonlar limit döngüsü etrafındaki davranış dinamiğini yansıttığı için bu sonuçları gerçek deney sonuçlarının limit döngüsüne olan farkıyla karşılaştırabiliriz. Şekil. 3 benzetim çalışmaları sonucunda ve harmonik transfer fonksiyonları yardımıyla elde edilen 10 periyotluk bir veri için elde edilen çıktıların karşılaştırmasını göstermektedir.

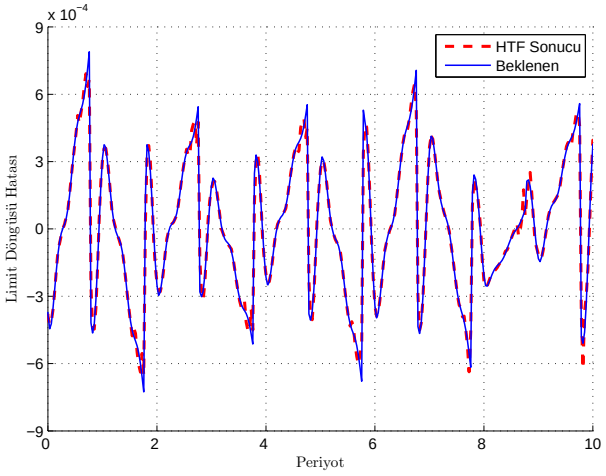


Figure 3: Harmonik Transfer Fonksiyonları ile elde edilen sistem çıktısının gerçek sistem çıktısı ile karşılaştırılması.

Şekil. 3'de görüldüğü üzere harmonik transfer fonksiyonları sistemin pertürbasyon cevabını tahmin etmekte oldukça başarılıdırlar. Ancak bizim için asıl önemli olan modelimizin koşu sırasında karşılaşabileceği anlık değişimlere olan cevabını en iyi şekilde tahmin edebilmektir. Ancak bu sayede bu pertürbasyonlara dayanıklı kontrolcülerin geliştirilmesi mümkün olacaktır. Bu nedenle öncelikle orijinal sisteme daha sonra da elde ettiğimiz transfer fonksiyonlara basamak sinyalleri uygulayarak basamak cevaplarını karşılaştırdık.

Şekil. 4 hem gerçek sistemin hem de harmonik transfer fonksiyonlarının basamak cevaplarını karşılaştırmalı olarak göstermektedir. Görüldüğü üzere basamak cevabı her ne kadar çok küçük bir büyüklüğe sahip olsa da türetilen harmonik transfer fonksiyonlar bu cevapları tahmin etmekte oldukça başarılıdırlar.

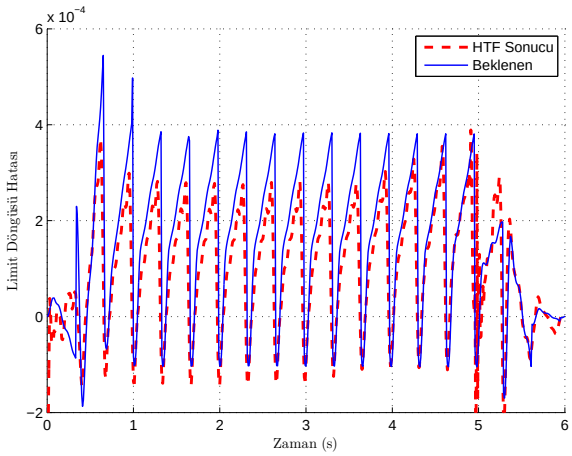


Figure 4: Harmonik Transfer Fonksiyonları aracılığıyla sistem basamak cevabının tahmin edilmesi.

Bu aşamadan sonraki amacımız harmonik transfer fonksiyonları kullanarak limit döngüsü etrafında kalıcı hal koşusu sırasında oluşabilecek pertürbasyonları düzenleyebilecek kontrolcüler geliştirebilmektir. Böylece fiziksel sistemlerin hareketi sırasında karşılaşılabilecek pertürbasyonların giderilmesi mümkün olacaktır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada bacaklı hareketleri ifade edebilmek için kullanılan basit bir model için giriş-çıkış transfer fonksiyonlarını türetebilecek bir sistem tanımlama algoritması sunduk. Öncelikli olarak bu modele ait hibrit sistem dinamiklerinin periyodik bir gezinge etrafında parçalı doğrusal ve zaman bağımsız bir sistem olarak davranışlarını inceledik. Daha sonra bu LTI sistemler arasındaki geçişlerin periyodik davranışını kullanarak sistemi doğrusal ve periyodik zamanlı bir sistem olarak tanımladık. Böylece literatürde LTP sistemleri tanımlamak için yer alan sistem tanımlama çalışmalarını bacaklı koşu

davranışlarının tanımlanabilmesi için kullanılır hale getirdik.

Sistem tanımlama çalışmaları limit döngüsü etrafındaki davranışları tanımlamaya yönelik olduğu için öncelikli amacımız limit döngüsü etrafında hareket eden sistemi chirp sinyalleri yardımıyla pertürbasyona uğratarak limit döngüsüne olan hatalarını sistem çıktısı olarak kullanmaktır. Böylece girdi olarak verilen chirp sinyali ve sistem çıktısını kullanarak bu davranışları yansıtan bir harmonik transfer fonksiyon tanımlaması gerçekleştirebiliriz.

Bu nedenle sisteme farklı frekansları tarayan chirp sinyaller uygulayarak modelimizi tanımlayan transfer fonksiyonları türetildi. Ardından bu harmonik transfer fonksiyonları kullanılarak sistemin cevabı yeniden elde edildi. Gerçek sistemin pertürbasyon cevabı ile yapılan karşılaştırma harmonik transfer fonksiyonların sinüs biçimli pertürbasyonları ne kadar iyi tanımlayabildiğini ortaya koydu.

Daha sonra sisteme tanımlama çalışmaları sırasında kullanılmamış bir basamak sinyali uygulanarak sistemin basamak cevabı kaydedildi. Aynı girdinin harmonik transfer fonksiyonlara da uygulanmasıyla sistemin basamak cevabı gerçek basamak cevabıyla karşılaştırıldı. Burada da harmonik transfer fonksiyonların büyüklüğü oldukça küçük sinyaller için bile ne kadar iyi tanımlama yapabildiği açıkça gözlenmiştir.

Çalışmamızın bundan sonraki aşamalarında öncelikle harmonik transfer fonksiyonlar için çeşitli kontrolcüler geliştirmeyi planlıyoruz. Bu kontrolcüler sayesinde koşu sırasında sistemin maruz kalabileceği pertürbasyonları giderek limit döngüsü etrafındaki kalıcı hal davranışını korumayı hedefliyoruz. Çalışmanın devamında ise düzlemsel olarak da hareket edebilen bacaklı koşu modelleri için de harmonik transfer fonksiyonlar türeterek çalışmamızın pratiğe uygulanabilir bir hale gelmesini hedefliyoruz.

5. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 109E032 numaralı proje altında desteklenmiştir. Yazarlar TÜBİTAK ve Aselsan'a çalışmaya olan destekleri ve İsmail Uyanık'ın bursu için teşekkür eder.

6. Kaynakça

[1] M. M. Ankarali and U. Saranli. Stride-to-stride energy regulation for robust self-stability of a torque-actuated dissipative spring-mass hopper. *Chaos: An Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*, 20(3):033121, September 2010.

[2] S. Burden and S. S. Sastry. Reduction and identification for hybrid dynamical models of terrestrial locomotion. In *SPIE Conference on Micro Nanotechnology Sensors, Systems, and Applications*, 2013.

[3] H. Geyer, A. Seyfarth, and R. Blickhan. Spring-mass running: Simple approximate solution and application to gait stability. *Journal of Theoretical Biology*, 232(3):315–328, February 2005.

[4] P. Holmes. Poincaré, celestial mechanics, dynamical-systems theory and "chaos". *Physics Reports*, 193:137–163, September 1990.

[5] A. Leonhard. The describing function method applied for the investigation of parametric oscillations. In *Proceedings of the 2nd IFAC World Conference*, pages 21–28, 1963.

[6] E. Möllerstedt. *Dynamic Analysis of Harmonics in Electrical Systems*. Ph.d., Lund Institute of Technology, Department of Automatic Control, 2000.

[7] G. Piovan and K. Byl. Two-element control for the active slip model. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pages 5656–5662, May 2013.

[8] U. Saranli, O. Arslan, M. M. Ankaralı, and Ö. Morgül. Approximate analytic solutions to non-symmetric stance trajectories of the passive spring-loaded inverted pendulum with damping. *Nonlinear Dynamics*, 62:729–742, December 2010.

[9] W. J. Schwind. *Spring Loaded Inverted Pendulum Running: A Plant Model*. PhD Thesis, University of Michigan, Ann Arbor, MI, USA, 1998.

[10] W. J. Schwind and D. E. Koditschek. Approximating the stance map of a 2 dof monoped runner. *Journal of Nonlinear Science*, 10(5):533–588, July 2000.

[11] G. Secer and U. Saranli. Control of monopedal running through tunable damping. In *Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), 2013 21st*, pages 1–4, April 2013.

[12] A. Siddiqi. *Identification of the Harmonic Transfer Functions of a Helicopter Rotor*. M.sc., Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Aeronautics and Astronautics, 2001.

[13] I. Uyanik. Adaptive control of a one-legged hopping robot through dynamically embedded spring-loaded inverted pendulum template. M.Sc., Bilkent Univ., Ankara, Turkey, August 2011.

[14] I. Uyanik, M. M. Ankarali, N. J. Cowan, Ö. Morgül, and U. Saranli. System identification of legged locomotion via harmonic transfer functions and piecewise LTI approximation. In *Dynamic Walking*, December 2014.

[15] I. Uyanik, Ö. Morgül, and U. Saranli. Experimental validation of a feed-forward predictor for the spring-loaded inverted pendulum template. *IEEE Transactions on Robotics*. Submitted.

[16] I. Uyanik, U. Saranli, and Ö. Morgül. Adaptive control of a spring-mass hopper. In *IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pages 2138–2143, 2011.

[17] N. Wereley and S. Hall. Frequency response of linear time periodic systems. In *Proceedings of the 29th IEEE Conference on Decision and Control*, pages 3650–3655 vol.6, 1990.

[18] N. W. Wereley. *Analysis and Control of Linear Periodically Time Varying Systems*. Ph.d., Massachusetts Institute of Technology, Dept. of Aeronautics and Astronautics, 1991.

Robot Destekli Rehabilitasyon Sistemleri için Farklı Zorluk Seviyeli Görev Altında Duygusal Durumların Sınıflandırılması

Yigitcan Aypar, Yunus Palaska, Ramazan Gokay, Engin Masazade, Duygun Erol Barkana

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Yeditepe Üniversitesi, 34755, Istanbul, TURKEY
{engin.masazade,duygunerol}@yeditepe.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, hasta farklı zorluk seviyeleri altında rehabilitasyon hareketlerini robot destekli rehabilitasyon sistem RehabRoby ile yaparken biyolojik geri bildirim algılayıcıları kullanarak hastanın duygusal durumlarını (heyecan, sıkılma ve stres) sınıflandırmadan bahsedilmiştir. Biyolojik geri beslemeli algılayıcı ölçümlerinden sonra, Temel Bileşenler Analizi algoritması kullanılarak eğitme örneklerinin boyutu azaltılmış, ve daha sonra eğitim örnekleri K-ortalamalar sınıflandırma algoritmasına gönderilmiştir. Her eğitim örneğinden sonra hastaya duygusal durumunu belirleyen anket soruları sorulmuş ve sayısal sonuçlar ile desteklenmiştir.

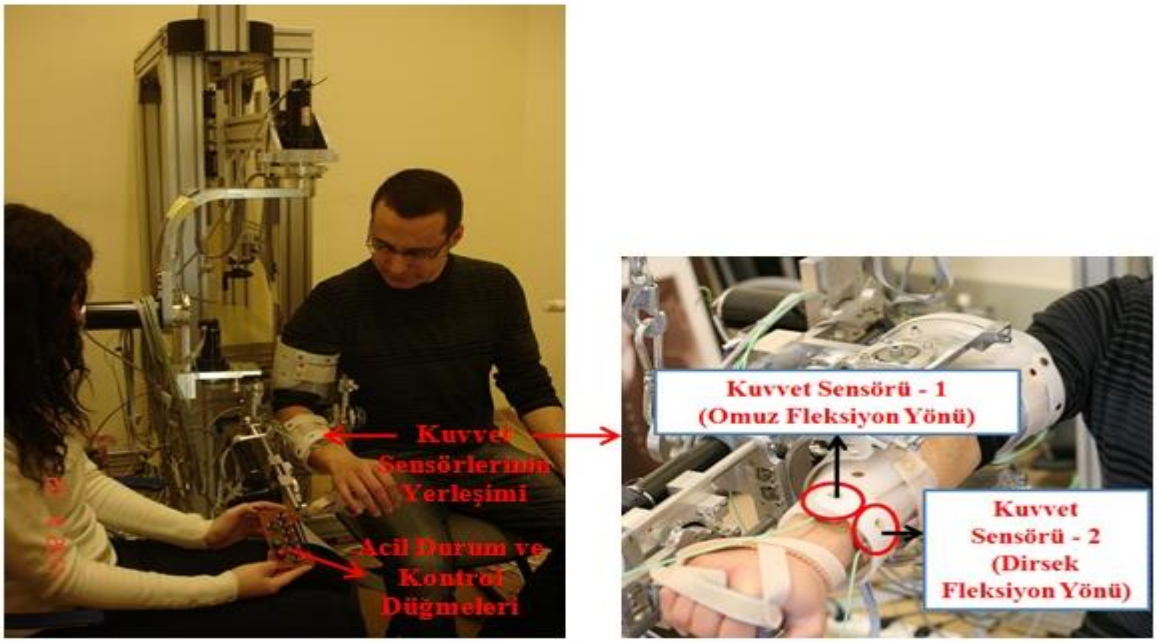
1. Giriş

Robot destekli rehabilitasyon sistemleri büyük ölçekli klinik testlerde ilk olarak 1998 yılında kullanıldı. O zamandan beri birkaç robot amaçlı rehabilitasyon sistemi geliştirildi [1]-[10]. Üst uzuvlar için yakın zamanda dış iskelet tipi bir robot destekli rahabilitasyon sistemi olan RehabRoby Yeditepe Üniversitesi Robotik Araştırma Laboratuvarında geliştirildi [11],[12].

Robot destekli rehabilitasyon sistemleri sinir kaslarının rehabilitasyonuna destek olduğu daha önce yapılan çalışmalarda gösterilmiştir. Robot destekli rehabilitasyon sistemleri ile etkileşimli ve tekrarlanabilir duyu-motor egzersizleri sunmak, ve sürekli gerçek performansı izlemek mümkündür. Ayrıca, kolay veya az zorlukta rehabilitasyon hareketi kullanıcının sıkılmasına neden olabilir. Uygun zorlukta rehabilitasyon hareketi hastayı motive edip maksimum zihinsel bağlantı sağladığı daha önceki bir çalışmada gösterilmiştir [13]. Motor öğrenme teorisinde, rehabilitasyon görevleri hastayı zorlarsa ve heyecanlandırırsa öğrenme oranının artacağıda daha önceki çalışmalarda belirtilmiştir [14]. Dolayısıyla, robot destekli rehabilitasyon sistemi ile yapılan rehabilitasyon sırasında hastanın sıkılıp sıkılmadığı veya strese girip girmediği belirlenip hasta için uygun rehabilitasyon zorluğunu belirlemek mümkündür.

Otomatik duygusal durum belirlemede en çok kullanılan yöntem 2 boyutlu değer canlandırma duygu modelidir[15]. Rehabilitasyon görevinin zorluk seviyeleri duygunun çembersel modeline göre tanımlanmıştır [16],[17]. Kalp ve kas aktivitesi, beyin aktivitesi, kan basıncı, deri iletkenliği, vücut sıcaklığı, solunum gibi ölçümler merkezi sinir sistemi (CNS) ve otonom sinir sisteminin (ANS) çok kanallı kayıtlarıdır. Bu ölçümler insan vücudunun psikolojik tepkileriyle ilgili zengin bilgi kaynaklarıdır. Bir duygusal durumdan diğerine geçiş, örneğin sıkılmadan kaygıya geçiş, ANS faaliyet göstergelerinde dinamik değişimlere yol açar. Ayrıca ANS den gelen sinyallerin duygusal durum ile bağlantı gösterdiği daha önceki çalışmalarda belirtilmiştir [18]. Biyogeribildirim algılayıcı ölçümlerindeki değişiklikler, çeşitli uygulamalardaki duyguları anlamak, ruh ve bağlantılarını değerlendirmek için kullanılabilir [19]. Biyogeribildirim algılayıcıları, bir robot sistemi kullanarak rehabilitasyon görevinin yürütülmesi sırasında hastaların duygularını anlamak için de kullanılabilir. Kalp hızı, deri iletkenliği yanıtları ve deri sıcaklığı önceden robot yardımlı yürüme rehabilitasyonu sırasında hastanın duygusal durumunu tahmin ve sınıflandırmak için kullanılmıştır [16],[17]. Bu çalışmada, bir rehabilitasyon görevi sırasında hastanın sıkılmış, aşırı stresli veya heyecanlı olup olmadığını tespit etmek için deri iletkenliği, elektrokardiyografi (EKG), sıcaklık, kan hacmi nabız (BVP) ve solunum hızı biyogeribildirim algılayıcıları kullanılmıştır.

Biyogeribildirim algılayıcılarından gelen ham veriler yetersiz olduğundan duyguları sınıflandırmak için, öncelikle ham verilerden bazı öznitelikler tanımlanmalıdır [16],[17] . Duyusal verilerden uygun öznitelik seçiminin duygusal durumu sınıflandırmanın doğruluğunu belirlediği unutulmamalıdır. Atım ulaşım süresi (PTT) ve kalp hızı değişkenliği (HRV) önceden Elektrokardiyografi (ECG) için öznitelik olarak kullanılmaktadır ve delta(1-3Hz), teta(4-7Hz) alfa1(8-9Hz), alfa2(10-12Hz), beta1(13-17Hz), beta2(18-30Hz), gama1(31-40Hz), gama2(41-50Hz) dalgaları elektroensefalografi(EEG) algılayıcısı için kullanılmıştır. Yüksek frekanslı bileşenler, standart sapma, Daubechie katsayıları standart sapması (3. ve 4.) dönüşümü ve ECG sinyalinin tepe değerlerinin ortalaması daha önce heyecan, kaygı, sıkıntı, hayal kırıklığı ve öfke durumlarının tespiti için kullanılmıştır [20]. Bu çalışmada ise duygu durumlarını belirlemek için kalp hızı (HR), HR ortalama (atım / dk), kalbin arka arkaya iki atış (IBI) arasındaki zaman (BVP'nin algılayıcısı ile), darbe iletim süresi (BVP'nin ile) (PTT (ms)), çok düşük frekanslı (VLF) güç (%), düşük frekans (LF) güç (%), yüksek frekans (HF) güç (%), toplam VLF gücü, toplam LF güç, toplam HF güç, ve (ECG ile) HR standart sapma; deri iletkenlik değeri (µS), deri iletkenlik aritmetik ortalaması ve ortalama deri iletkenlik yüzdesi (SC algılayıcısıyla); ortalama vücut sıcaklığı (derece), vücut sıcaklığı ortalama yüzdesi (sıcaklık algılayıcısı) ve solunum oranı (solunum hızından) (solunum sayısı dk) (solunum algılayıcısından) öznitelikleri kullanılmıştır.



Şekil 1 - Robot Destekli Rehabilitasyon Sistemi, RehabRoby.

Bu bildiride, duygu durumlarını belirlemek için denetimsiz öğrenme metodu kullandık. Farklı hastalardan farklı zorluk seviyeleri altında ölçümler topladık. Hastalar rehabilitasyon işini yaparken duygusal durumlarını biyogeribildirim algılayıcıları kullanarak belirledik. Bu çalışmada heyecan, sıkılma ve aşırı stres olmak üzere 3 duygusal durum seçildi. Duygusal durumların doğru sınıflandırılması tüm rehabilitasyon görevi için önemli bir adımdır. Örneğin, hasta heyecanlıysa rehabilitasyon işinin zorluk seviyesi hasta için uygundur. Hasta sıkılmışsa rehabilitasyon işi hasta için çok kolay olabilir ve zorluk seviyesi arttırılmalıdır. Ya da hasta aşırı stresliyse, yapılacak iş hasta için çok zor olabilir ve görevin zorluk seviyesi azaltılmalıdır [16],[17]. Bu bildiride, biyogeribildirim algılayıcılarından gelen sinyalleri deneklerden topladıktan sonra temel bileşen analizi ve k-ortalamalar sınıflandırması algoritması kullanarak, her duygusal durum için bir sınıflandırma elde ettik. Deneklerin duygularıyla ilgili eğitim örnekleri sonuçları her işin sonunda deneklere yapılan anket sonuçlarıyla karşılaştırıldı.

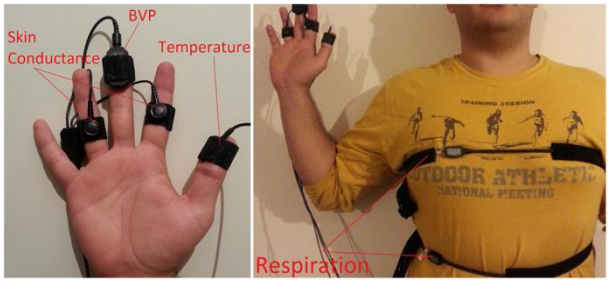
2. Metodoloji

Bu bölümde, robot destekli bir rehabilitasyon sistemi olan RehabRoby'nin donanımsal detayları ve denetimsiz öğrenme yöntemi anlatılmaktadır.

2.1. Donanım

Bu çalışmada, dış iskelet tipi bir üst uzuv robot destekli rehabilitasyon sistemi olan RehabRoby kullanılmıştır (Şekil 1) [11],[12]. RehabRoby: i) Pasif mod, aktif destekli mod ve dirençli mod olmak üzere 3 çeşit modda çalıştırılabilir, ii) farklı kol uzunluklarına göre ayarlanabilir, iii) hem sağ hem sol kol rehabilitasyonu için kullanılabilir. RehabRoby uzama, bükme, kaldırma, indirme, döndürme, pronasyon, süpinasyon gibi gündelik hayatta yapılan üst uzuv hareketlerini ve bunların kombinasyonlarını yapmak için tasarlanmıştır. Denek RehabRoby'e velcro askı ve tek eksenli serbest dirsek eklemi ile humerus ve önkol termoplastik destekleri olan bir kol ateli ile bağlanmıştır (Şekil 1). Bu termoplastik atelin iç kısmı yumuşak malzemeyle (Plastazot) kaplanmıştır. İki tane kuvvet algılayıcısı (Kistler - 9313AA1, Kistler, Les Ulis, France) (Şekil 1), önkol ateline dorsal bağlı plakanın iç yüzeyi içine yerleştirilmiştir. Kuvvet algılayıcılarından biri dirsek bükme hareketi için, diğeri omuz bükme hareketi sırasında uygulanan kuvveti ölçer. Robot destekli bir rehabilitasyon sisteminde hastanın güvenliği önemli bir meseledir. Bu nedenle, bir acil durum halinde, fizik tedavi uzmanı RehabRoby'i durdurmak için acil durum düğmesine basabilir, ve RehabRoby'i kapatmadan motor sürücülerini ayrı ayrı veya hepsini birlikte devre dışı bırakabilir veya tekrar etkinleştirebilir. RehabRoby kesintisiz güç kaynağı tarafından desteklenmektedir, böylece, hiçbir güç kaybı olmayıp RehabRoby çalışmasına devam edebilmektedir.

Bu çalışmada, sıkılma, stres ve heyecanlanma durumlarını belirlemek için elektrokardiyografi (EKG), sıcaklık, kan hacim nabız (BVP), deri iletkenliği ve solunum algılayıcıları kullanıldı (Şekil 2). Zihinsel sinyaller ProComp infinite enkoderi kullanılarak 256Hz frekansta örneklendi. Sıcaklık başparmağa yerleştirilen deri tipi algılayıcı ile kaydedildi. Kan hacmi orta parmağın ucuna yerleştirilen BVP algılayıcısıyla kaydedildi. Solunum karın ve göğüs bölgelerine yerleştirilen algılayıcılarla kaydedildi. Algılayıcılardan gelen sinyaller bilgisayarın hafıza sorunu nedeni ile 32Hz frekansta geri örneklendi.Biyogeribildirim algılayıcılarından gelen işaretlerin ve gelen bu işaretlerden hesaplanan özniteliklerin bilgisayar ortamına aktarılmasını sağlayan yazılım BioGraph Infiniy Thought Technology Ltd şirketi tarafından sağlanmıştır.



Şekil 2: Biyogeribildirim Algılayıcıların Yerleşimi.

2.2. Sınıflandırma Metodları

Denetimsiz öğrenmede, eğitim vektörü $i(i \in \{1,2,\dots,m\})$ ve x^i 'ın , n özniteliğe sahip olduğunda ve kümelenmiş m eğitim vektörleri $x^1 x^2,\dots,x^m$ vardır. Daha sonra $x^i \triangleq [x_1^i, x_2^i,\dots,x_n^i]^T$ şeklinde tanımlanır, burada T devrik operatörüdür. Eğitim vektör öğeleri şunlardır: x_1^i, BVP 'den alınan IBI: Kalp atışı (periyot) ile BVP sinyali arasındaki süre (Her 15 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_2^i, IBI ' dan alınan Kalp Atış Hızı: Bir periyotluk süredeki kalp atış sayısı (Her 15 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_3^i, EKG Çok Düşük Frekanslı (VLF) güç (%): Çok düşük frekanslı güç yüzdesi (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_4^i, EKG Düşük Frekanslı (LF) güç (%): Düşük frekanslı güç yüzdesi (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_5^i, EKG Yüksek Frekanslı (HF) güç (%): Yüksek frekanslı güç yüzdesi (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_6^i, EKG Çok Düşük Frekanslı (VLF) güç (toplam): Çok düşük frekans bileşenlerinin toplam gücü (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_7^i, EKG Düşük Frekanslı (LF) güç (toplam): Düşük frekans bileşenlerinin toplam gücü (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_8^i, EKG Yüksek Frekanslı (HF) güç (toplam): Yüksek frekans bileşenlerinin toplam gücü (Her 285 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_9^i , Deri İletkenliği Değeri (%): Deri iletkenliğinin yüzde değeri (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{10}^i, Sıcaklık Değeri (%): Sıcaklığın yüzde değeri (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{11}^i, EKG Kalp Atış Hızı (HR) Ortalaması: Bir dakika süreyle kalp atım sayısı ortalaması (Her 380 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{12}^i, EKG Kalp Atış Hızının (HR) Standart Sapması: Kalp hızının standart sapması (Her 380 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{13}^i , Deri İletkenliği Ortalaması: Deri iletkenliği değerinin(uS) ortalaması (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{14}^i , Deri İletkenliği Ortalaması (%): Deri iletkenlik seviyesinin ortalamasının yüzdesi (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{15}^i , Sıcaklık Ortalaması: Sıcaklığın ortalaması (Derece) (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{16}^i , Sıcaklığın Ortalaması (%): Sıcaklık ortalamasının yüzdesi (Her 400 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{17}^i , Solunum Hızı: Bir dakikalık periyot boyunca nefes sayısı (Her 380 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{18}^i, EKG IBI NN Intervals : Ardışık iki kalp atışı arasındaki zaman (Her 380 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur), x_{19}^i , Nabız Süresi (PTT): Kalpten pompalanan kanın parmak ucuna gelene kadar geçen süre (Her 15 örneğin ortalaması alınarak oluşturulmuştur).

Bu çalışmada yapılan deneylerde dinlenme seviyesinden ve 5 farklı zorluk seviyesinden alınan verilerin bir vektörde toplanması sonucunda eğitim vektörünün uzunluğunu m=798 oldu. Dolayısıyla her eğitim vektörü 1.8 saniyede bir duygusal durumu yansıtmaktadır. Her 4 dakikalık rehabilitasyon işinden sonra denekler duygusal olarak ne hissettiklerini anket doldurarak bildirdiler. Bu anket sonuçları sınıflandırma sonuçlarını doğrulamak için kullanıldı.

Biyogeribildirim algılayıcı verisini farklı duygusal durumlar altında görselleştirebilmemiz için, 19 boyutlu eğitim vektörü 2 veya 3 boyutlu bir uzaya dönüştürülmesi gerekir. Temel Bileşenler Analizi (TBA) yüksek boyutlu bir veriyi düşük boyutlara dönüştüren ve orijinal verinin varyasyonlarını tutan çok kullanışlı bir boyut azaltma metottur [21]. Bu projede, TBA metodu n=19 boyutlu biyogeribildirim algılayıcı verisini $k = 2$ boyutlu veriye çevirmek için kullanıldı. Daha sonra K-ortalamalar demetleme yöntemi duyguların sınıflandırması için kullanıldı.

3. Deneyler

3.1. Etik Onay

Bu proje Yeditepe Üniversitesi Hastanesi Değerlendirme Kurulu tarafından onaylanmıştır. Deneklere deney protokolü ile ilgili bilgi verilmiş ve her denek için bir oryantasyon yapılmıştır.

3.2 Denekler

Bu çalışmaya, yaş aralığı 22 ile 26 arasında olan, 3 bayan ve 4 bay olmak üzere 7 denek katıldı. Bu 7 denekten alınan biyogeribildirim sinyalleri kümeleme algoritmasında eğitim verileri olarak kullanıldı. Deneklerin her hangi bir sağlık rahatsızlığı bulunmamaktadır ve geçmişte geçirmiş oldukları herhangi bir ciddi hastalıkları yoktur. Her denek için toplam görev süresi yaklaşık olarak 30 dakikadır.

3.3. İş Tanımı

Yeditepe Üniversitesi Fizyoterapi ve Rehabilitasyon bölümünden destek alarak hasta için faydalı olabilecek rehabilitasyon işleri seçildi. Görevler dirsek bükme(fleksiyon) ve uzatma(ekstansiyon) hareketlerini içermektedir. Burada her görev 1 dakika sürmektedir. Deney başlangıcında deneğin kolu Şekil 1'de görüldüğü gibi RehabRoby'e yerleştirildi, ve Velcro yardımı ile deneğin kolu robota sıkıca sabitlendi. RehabRoby'nin yüksekliği her denek için ayarlanabilmektedir, böylece denekler aynı kol konfigürasyonda görevleri yapabilmektedir. Biyogeribildirim algılayıcıları Şekil 2'de gösterildiği gibi deneklere yerleştirildi. Başlangıçta deneklerin omuzları 90^o uzantısında, dirsek doğal konumunda, alt kol 90^o pronasyonda ve el ile bilek serbest bir şekilde konumlandırıldı. Görevin yürütülmesi sırasında seçilen hareketin doğrultusu hakkında görsel geribildirim sağlamak için deneğin önüne bilgisayar monitörü yerleştirildi. Denekten bilgisayar monitöründe görüntülenen topu yakalaması istendi. Deneklerden, dinlenme döneminden sonra beş farklı zorluk seviyesi ile aynı görevi gerçekleştirmesi istendi. Farklı zorluk seviyesi tekrarlanan bükme (fleksiyon) ve uzatma (ekstansiyon) hareketi sayısı değiştirilerek tanımlandı. Örneğin, birinci zorluk seviyesinde denekten bükme ve uzatma hareketini 4 dakikada 5 kez yapması istendi, ve bu

şekilde zorluk seviyesi arttırıldı. Denekten beşinci zorluk seviyesinde 25 kez bükme ve uzatma hareketini yapması istendi. Tekrarlama sayıları dikkate alınarak, açısal hız bu beş farklı zorluk seviyesi için 2.5◦/s,5◦/s,7.5◦/s,10◦/s ve 12.5◦/s şeklinde tanımlandı. Referans yörüngeleri her zorluk seviyesi için en az sarsıntı yörüngesi kullanılarak oluşturuldu.

Duygusal tepkileri ölçmek için Self-Assesment Manikin (SAM) anketi kullanıldı. SAM görevin zorluk seviyesinin gerçekten sıkıntı, stres ve heyecan duygularıyla sonuçlandığını kanıtlamak için kullanıldı.

4. Sonuçlar

3 farklı duygusal durum Şekil 3'de görüldüğü gibi sınıflandırılmıştır. Bir denekten alınan veriler Şekil 3'de vurgulu bir şekilde gösterilmiştir. 4'er dakikalık 6 farklı görevdeki anket sonuçlarına bakılarak deneğin duygusal durumu belirlenmiştir.

Ilk önce kümeleme algoritması yardımı ile duygusal durumu belirlendi ve daha sonra bu duygusal durum deneğin doldurmuş olduğu anketle karşılaştırıldı. Tablo 1 de gösterildiği gibi her denek için doğruluk, küme algoritması ile deneğin doldurmuş olduğu anket benzerliğine bakılarak hesaplandı. Sayısal sonuçlar bize kümeleme algoritması ile anket sonuçlarının birbiriyle tutarlı olduğunu göstermektedir.

Anket durumunda, 4 dakikalık görev sırasında, varsayalım ki eğitim vektörleri aynı duygusal durumu yansıtmaktadır. Diğer taraftan, deneklerin duygusal durumu görev esnasında değişim gösterebilir ve gerçekte denek görevi yaparken birden fazla duygusal durum hissedebilir, ve denek farklı durumlar hissetmesine rağmen ankette sadece bir tanesini işaretleyebilir. Son olarak, eğitim vektörlerinin yüzdesi 3 farklı duygusal durum için kümeleme algoritması ve anket sonuçları ile elde edilen sonuçlar ile karşılaştırıldı. Tablo 2'de görüldüğü gibi anket sonuçları ile kümeleme algoritmasındaki 3 farklı duygusal durum olan stres, heyecan ve sıkıntı durumları birbiriyle tutarlılık göstermektedir.

Tablo 1: Önerilen kümeleme yöntemi ve anket sonuçları arasındaki tutarlılık

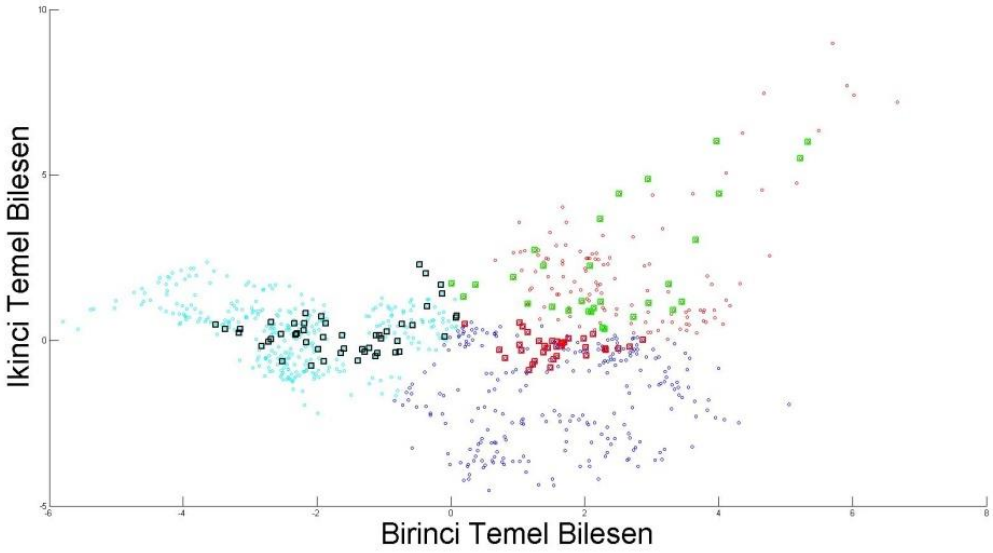
	Doğruluk (%)
Denek 1 (Bayan)	82
Denek 2 (Bay)	71
Denek 3 (Bayan)	83
Denek 4 (Bayan)	77
Denek 5 (Bay)	84
Denek 6 (Bay)	68
Denek 7 (Bay)	81
Genel	78

Tablo 2: Kümeleme yöntemi ve anket sonuçlarında duygusal durumların oranı

	Stres	Heyecan	Sıkıntı
Anket	12 %	33 %	52 %
Kümeleme Algoritması	18.54 %	35.08 %	46.36 %

5. Tartışma

Bu çalışmada, farklı zorluk seviyelerinde görev yaparken duygusal durumları sınıflandırmak için denetimsiz öğrenme metodu kullanıldı. İlk olarak, eğitim setindeki 19 tane özniteliği daha iyi görselleştirmek için Temel Bileşenler Analizi (PCA) yöntemi kullanıldı. Daha sonra, elde edilen bu veri K-ortalamalar demetleme algoritmasında kullanıldı ve kümelerin her duygusal durumla ilişkisine karar verildi. Sayısal sonuçlara göre deneklerin kendileri tarafından doldurulan duygusal durumların ifade edildiği anket sonuçları ile küme algoritması birbirleriyle tutarlılık göstermektedir. Önerilen kümeleme algoritması, denetimli öğrenme sorunları için bir temel sağlamaktadır.



Şekil 3: Biyogeribildirim verisinin sınıflandırılması – açık mavi, mavi ve mor noktalar sıkıntı, heyecan ve stress kümeleri. Kırmızı, mavi ve siyah kareler bir deneğin verisinin duygusal sınıflandırılması.

İleride, farklı duygusal durumlar arasındaki kümeleri belirlemek için öncelikle karar sınırlarını belirlemek gerekir. Bu nedenle, denekler görevi yaparken, öğrenme algoritması deneğin duygusal durumuna karar verebilir ve bu yüzden gerçek zamanda çalışırken görevin zorluk düzeyini ayarlamak mümkün olacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma European Union Seventh Framework Programme FP7/2007-2013, 270396 no'lu proje tarafından desteklenmiştir. Rehabilitasyon terapilerinin ve terapi yörüngelerinin belirlemesi sırasında destek olan Yeditepe Üniversitesi, Fiyoterapi ve Rehabilitasyon bölümü hocalarından Prof. Dr. Serap Inal ve Yrd. Doc. Dr. Sule Badilli Demirbas'a verdiği bilgiler için teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] H. I. Krebs, M. Ferraro, S. P. Buerger, M. J. Newbery, A. Makiyama, M. Sandmann, D. Lynch, B. T. Volpe ve N. Hogan, "Rehabilitation robotics: pilot trial of a spatial extension for MIT-MANUS, " *Journal* of *Neuroengineering and Rehabilitation*, Cilt: 1, No: 1, 2004.

[2] P.S. Lum, C.G. Burgar, M. Van der Loos, P. C. Shor, M. Majmundar, ve R. Yap, "Mime robotic device for upper-limb neurorehabilitation in subacute stroke subjects: A follow-up study." *Journal of rehabilitation research & development*, Cilt: 43, No: 5, 2005.

[3] R. Loureiro, F. Amirabdollahian, M. Topping, B. Driessen, ve W. Harwin, "Upper limb robot mediated stroke therapy GENTLE/S approach." *Autonomous Robots*, Cilt: 15, No: 1, s:35–51, 2003.

[4] T. Nef, M. Guidali, ve R. Riener, "Armin III–arm therapy exoskeleton with an ergonomic shoulder actuation", *Applied Bionics and Biomechanics*, Cilt: 6, No: 2, s: 127–142, 2009.

[5] J. C. Perry, J. Rosen, ve S. Burns, "Upper-limb powered exoskeleton design", *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Cilt: 12, No: 4, s: 408–417, 2007.

[6] S. Balasubramanian, R. Wei, M. Perez, B. Shepard, E. Koeneman, J. Koeneman, ve J. He, "Rupert:an exoskeleton robot for assisting rehabilitation of arm functions," Proc. of the IEEE Conf. on Virtual Rehabilitation, s: 163-167, 2008.

[7] D. G. Caldwell, N.G. Tsagarakis, S. Kousidou, S., N. Costa, ve I. Sarakoglou, "Soft exoskeletons for upper and lower body rehabilitation design, control and testing." , *International Journal of Humanoid Robotics*, Cilt:4, No:03, s: 549–573, 2007.

[8] R. Vertechy, A. Frisoli, A. Dettori, M Solazzi, M., ve M. Bergamasco, "Development of a new exoskeleton for upper limb rehabilitation," Proc. of the IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics, s: 188–193, 2009

[9] M. H. Rahman, M. Saad, J. P. Kenne, ve P.S. Archambault, "Modeling and control of a 7dof exoskeleton robot for arm movements", Proc. of the IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, s: 245–25, 2009

[10] K. Kiguchi, M. H. Rahman, M. Sasaki, ve K. Teramoto, "Development of a 3dof mobile exoskeleton robot for human upper-limb motion assist", *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 56, No: 8,:s: 678–691, 2008.

[11] F. Ozkul, ve D.E.Barkana, "Upper-extremity rehabilitation robot RehabRoby: Methodology, design, usability and validation," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, 2013.

[12] F. Ozkul, ve D.E.Barkana, S. B. Demirbas, ve S. Inal, "Evaluation of elbow joint proprioception with rehabroby: a pilot study," *Acta Orthop Traumatol Turc*, Cilt: 46, No:5, s: 332–338, 2012.

[13] N. Maclean, ve P. Pound,"A critical review of the concept of patient motivation in the literature on physical rehabilitation", *Soc Sci Med*, Cilt: 50, No: 4, s: 495–506, 2000.

[14] M. A. Guadagnoli, ve T.D. Lee, "Challenge point: a framework for conceptualizing the effects of various practice conditions in motor learning," *Journal of motor behavior*, Cilt: 36, No: 2, s: 212–224, 2004.

[15] J. A. Russell, Measures of emotion. In R. Plutchik and H. Kellerman (Eds.), *Emotion: Theory, research, and experience*, Cilt: 4, s: 83–111, 1989.

[16] A. Koenig, D. Novak, X. Omlin, M. Pulfer, E. Perreault, L. Zimmerli, M. Mihelj ve R. Riener, "Real-time closed-loop control of cognitive load in neurological patients during robot-assisted gait training," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, Cilt:19, No: 4, s: 453–464, 2011.

[17] A. Koenig, X. Omlin, L. Zimmerli, M. Sapa, C. Krewer, M. Bolliger, F. Muller, ve R. Riener, "Psychological state estimation from physiological recordings during robot-assisted gait rehabilitation," *Journal of Rehabilitation Research & Development*, Cilt: 48, No:4, 2011

[18] S. R. Filipovic, ve J. L. Andreassi, "Psychophysiology: Human behavior and physiological response," *Journal of Psychophysiology*, Cilt: 15, No: 3, s: 210–212, 2001.

[19] R. L. Mandryk, ve M.S. Atkins, "A fuzzy physiological approach for continuously modeling emotion during interaction with play technologies", *International Journal of Human-Computer Studies*, Cilt: 65, No: 4, s: 329–347, 2007.

[20] P. Rani, N. Sarkar, C. A. Smith, ve J.A. Adams, "Affective communication for implicit human-machine interaction", Proc. of the IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, Cilt: 5, s: 4896–4903, 2003.

[21] C. M. Bishop, *Pattern Recognition and Machine Learning*, Cilt:1, Springer, New York, 2006.

Dar kanallar içerisinde hareket eden manyetik mikro yüzücülerin direnç-kuvveti-teorisi tabanlı modellemesi

Aydek Gökçe Erman[1], *Ahmet Fatih Tabak*[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği
İstanbul Ticaret Üniversitesi, İstanbul
gokcee@sabanciuniv.edu

[2]Mekatronik Mühendisliği
İstanbul Ticaret Üniversitesi, İstanbul
aftabak@ticaret.edu.tr

Özetçe

İnsan vücudu içerisinde sıvı dolu boşluklarda hareket kabiliyetine sahip mikro yüzücü robotlar ile ilgili araştırmalar yoğunlaşmaktadır. Yüzen mikro robot deneylerinde en çok kullanılan hareket mekanizması bakterilerin taklidine dayalı olarak helis şeklinde kuyrukların oluşturulması ve vida gibi döndürülmesine dayanmaktadır. Bu çalışmada, gerçek bakteri boyutlarında bir manyetik mikro yüzücü robotun dar kanallar içerisinde hidrodinamik, manyetik, yer çekimi etkileri altındaki davranışı incelenmiştir. Robotun yüzdüğü kabul edilen kanal duvarları ile doğrudan temasa geçmesi durumunda tepki kuvveti hesaplanmış ve robot yörüngesinin kanal duvarlarını takip etmesi sağlanmıştır. Çalışma neticesinde farklı frekanslarda manyetik alanlar yardımı ile kontrol edilen bir manyetik mikro yüzücünün hidrodinamik ve robotik davranışı direnç-kuvveti-teorisi temelli birinci dereceden bir model yardımı ile incelenmiş ve sonraki aşamalarda gerçek zamanlı kontrol uygulamaları için faydalı olabilecek bir model oluşturulmuştur.

1. Giriş

Son yıllarda, mikro sistemlerin biyomedikal uygulamalarda kullanılmasına, bu teknolojinin tıbbi operasyonlardaki risklerin azaltılması yönünde yüksek potansiyele sahip olmasından ötürü önem verilmeye başlanmıştır [1]. Mikro robotların kullanım alanları hedefe yönelik tedavi, vücut içindeki damar veya kanallarda hareket etme kabiliyetiyle hücre bazında hedeflere ilaç götürme, cerrahi operasyonla vücuda zararlı parçanın alınması, stent veya implantasyon yerleştirme operasyonlarında yardımcı olarak kullanılması şeklinde sıralanabilir [2]. Özellikle tıp ve tedavi amaçlı kullanılırken hasta odaklı avantajları hastanın tedavi süresinin kısalması; enfeksiyon ve tıbbi komplikasyon risklerinin ve tedavi sonrası ağrının azalması olarak sıralanırken diğer taraftan, cerrahi odaklı avantajları ise zor operasyonların bu teknoloji sayesinde daha hatasız yapılabilmesi ve cerrahın performansını sürekli kılmasıdır [2]. Minyatürize edilmiş yüzen robotların üretimi günümüz mikro ve nano teknolojisiyle mümkün hale gelmiştir.

Mikro robotların geliştirilmesinde doğal mikro organizmaların yüzme tarzını örnek alan biyomimetik mekanizmalar ön plana çıkmaktadır. Dreyfus ve diğerleri, DNA molekülleri ile birbirlerine tutturulmuş manyetik parçacıkların arka arkaya dizilmesiyle oluşmuş esnek yapay kamçı görevini gören bir kuyruğu kırmızı kan hücresine eklemiş ve dışarıdan uyguladığı manyetik alan ile bu esnek yapı üzerinde düzlemsel dalga yayılımı sağlayarak ileri yönde hareketi elde etmiştir [3]. Zhang ve diğerleri, mikro üretim teknikleri kullanarak dikdörtgenler prizması şeklindeki mikro boyuttaki şeritleri bir tarafından gerilim uygulayarak helis yapı haline getirmiş ve bu yapıya manyetik nikel gövde ekleyerek dışarıdan manyetik alanla hareket ettirilebilecek bir manyetik yapay yüzücüyü elde etmişlerdir [4].

Minyatürize edilmiş robotların sınırlandırılmamış ortamda düşük Reynolds sayısında yüzmesinin hidrodinamik modeli, Gray ve Hancock tarafından sunulan Direnç Kuvveti Teorisi ile yapılabilmektedir [5]. Bu teoriye göre robotun birim uzunluktaki kuyruğunun üzerindeki hidrodinamik itki kuvveti, kuyruğun anlık ilerleme hızı ve lokal direnç katsayısı ile doğru orantılıdır.

Yüzücü ve ortam arasındaki etkileşimlerin yüzücünün hareket trendinde önemli farklılıklar meydana getirdiği belirlenmiştir [6]. Bu nedenle yüzücülerin kanal veya sınırlandırılmış bir ortam içinde verimli bir şekilde kullanılabilmesi için bu yöndeki deneysel ve modelleme çalışmaları hız kazanmıştır. Tabak ve Yeşilyurt çalışmalarında kuyruk ve duvar etkileşiminin direnç katsayısı üzerindeki etkisini anlayabilmek için parametre seti olarak kuyruğun çapı, genliği ve duvara olan mesafesinin kullanıldığı bir dizi Hesaplamalı Akışkanlar Dinamiği (CFD) analizi gerçekleştirmiş ve sonucunda generic direnç katsayısı setine ulaşmıştır [7]. Önerilen katsayı seti düşük Reynolds sayısının sağladığı hidrodinamik benzeşimden yararlanılarak, kanal içinde viskoz silikon sıvısında ilerleyen cm-ölçeğinde robotlarla yapılan deneysel çalışmanın sonuçları ile karşılaştırılarak doğrulanmıştır [7]. Higdon ve Muldowney, gövde ve kanalın etkileşimi sonucu küresel cisim üzerinde oluşan hidrodinamik direnç kuvvetlerini Hesaplamalı Akışkanlar Dinamiği modellerini kullanarak hesaplamış ve elde ettiği sonuçları lubrikasyon teoremi ile analitik olarak doğrulamıştır [8]. Erman ve Tabak, helis yapılı bir bakterinin

kanal içindeki hareketini analitik olarak incelediği çalışmasında, yüzücünün etrafında oluşan akış alanından kaynaklı ortaya çıkan kuvvet ve torklar nedeniyle yüzücünün oryantasyonunu değiştirmesini lubrikasyon (yağlama) teoremiyle, duvarla temas ettikten sonra ilk andaki oryantasyonuna geri dönüşünü ise nümerik olarak kontak kuvveti hesabı ile incelenmiştir [9].

Yüzen mikro robotların geliştirilmesinde çözümü aranan mühendislik problemlerinden biri de robotların kontrol edilebilirliğidir. Mahoney ve diğerleri, viskoz akışkan doldurulmuş, nispeten geniş ve dikdörtgen geometriye sahip ortamda birkaç mikron boyutunda helis şeklinde üretilen manyetik yüzücüleri dönel manyetik alan içerisinde hareket ettirip açık döngü hız kontrol performansı sonuçlarını incelemişlerdir [10]. Martel ve diğerleri, doğal manyetik yüzücü (magnetotakik bakteri) olan *Magnetospirillum gryphiswaldense* üzerinde yaptığı açık döngü kontrol metodunu kullandığı deneylerde tek parça yapay mikro yüzücülere kıyasla tahrik ve güdümleme için çok daha düşük oranda enerjiye ihtiyaç olduğu sonucuna varmıştır [11]. Temel ve diğerleri ise milimetre ölçekli yapay manyetik yüzücülerin dikdörtgen kesitli Y- ve T-biçimli kanallar içindeki yönlendirme (navigasyon) problemini **xy**-düzleminde manyetik alan vektörünü değiştirerek incelemiştir [12]. Tabak ve Yeşilyurt ise doğal mikro yüzücülerden esinlenerek ürettiği cm-ölçekli helis yapılı robotlar ile yaptığı çalışmasında kuyruğun geometrik parametrelerinin yüzme hızına ve yüzücünün verimliliğine olan etkisini deney ve modelleme çalışmaları ile incelemiş, geliştirdiği modelin PI kontrol algoritması ile sergilediği performansını göstermiştir [13].

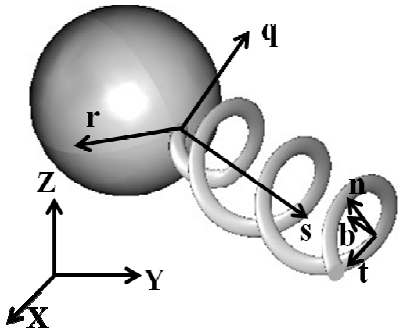
Kanal içinde bakteriler ile yapılan çalışmalar, ince kanallar içindeki davranışları incelenen mikro robotların hareketlerinin daha iyi anlaşılıp, optimize edilebilmesi için önemlidir. Chattopadhyay ve Wu, helis yapılı *Vibro alginolyticus*, *Caulobacter crescentus* ve *Escherichia coli* minicell bakterileri ile deneysel çalışmalar yapmış ve bu bakteriler üzerinde oluşan hidrodinamik kuvvetlerin, bakterilerin kanal içindeki yüzme davranışları üzerindeki etkilerini gözlemlemiştir [14].

Bu çalışmada, Chattopadhyay ve Wu tarafından rapor edilmiş E. *Coli* minicell bakterisinin bire bir boyutlarında manyetik bir mikro yüzücünün, bilgisayar kontrollü bir manyetik alan içerisinde hareket ettirilmesi incelenmiştir. Böyle bir mikro yüzücü, gövdesi ve kuyruğu tamamen sabit bir şekilde birbirine bağlanmış olup, içi su ile doldurulmuş dar bir kanal içerisinde hareket ederken hem hidrodinamik hem de yapısal tepki kuvvetlerinin etkisi altında kanal duvarlarını takip ederek ilerlemektedir. Ayrıca, kanal içerisinde sıvı akışı ve mikro yüzücü üzerindeki yer çekimi etkisi de göz önüne alınmıştır. Ancak, akış rejimi sebebiyle, diğer tüm atalet kuvvetleri ve ara etkileşimler göz ardı edilmiştir. Bu çalışmada ortaya konan model yardımı ile farklı frekanslarda döndürülen mikro yüzücünün kinematik davranışının istikrarlı, hızlı ve gerçeğe mümkün olduğunca yakın bir şekilde elde edilmesi hedeflenmiştir.

2. Metodoloji

Direnç-kuvveti-teorisi, mikro boyutlarda gerçekleşen akışların, tamamen kesme (shear) kuvvetleri ile domine edilmeleri sebebiyle, etki ettikleri yüzeylerde uyguladıkları kuvvetin lineer bir denklem yardımı ile hesaplanmasına dayanır [15, 16]. Bu sayede Şekil 1'de gösterilen mayetik mikro yüzücüye ait robotik, manyetik ve hidrodinamik denklemlerde bulunan tüm ivme terimleri modelden atılabilir. Mikro yüzücü üzerinde sürekli bir şekilde etkili olan ve bu sebeple hesaplanması gereken en önemli ivme etkisi dünyanın yer çekimine aittir. Ayrıca, modelin gerçeğe mümkün olduğunca yakın olmasını sağlamak için, mikro yüzücünün içerisinde olduğu kanal ile hidrodinamik etkileşimini, kanal içerisindeki muhtemel sıvı akışının etkileri de hareket denklemine eklenmiştir. Son olarak, mikro yüzücünün duvar ile doğrudan temas etmesi, çarpışması veya değmesi, durumu da modele dâhil edilmiştir. Ortaya çıkan hareket denklemi aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_\mathrm{b} + \mathbf{F}_\mathrm{t} + \mathbf{F}_\mathrm{c} + \mathbf{F}_\mathrm{g} &= 0, \\ \mathbf{T}_\mathrm{b} + \mathbf{T}_\mathrm{t} + \mathbf{T}_\mathrm{m} + \mathbf{T}_\mathrm{c} + \mathbf{T}_\mathrm{g} &= 0. \end{aligned} \tag{1}$$



Şekil 1: Manyetik mikro yüzücü; gövde ve kuyruk. Laboratuvar koordinatları (**XYZ**), yüzücü koordinatları (**sqr**) ve kuyruk üzerindeki lokal Frenet-Serret koordinatları (**tnb**).

Yukarıdaki denklem sisteminde, $\mathbf{F}_\mathrm{c}$ ve $\mathbf{T}_\mathrm{c}$ kanal duvarları ile teması sırasında ortaya çıkan kuvvet ve tork vektörlerini, ve $\mathbf{F}_\mathrm{g}$ ve $\mathbf{T}_\mathrm{g}$ ise yer çekimi etkisi ile ortaya çıkan kuvvet ve tork bileşenlerini temsil etmektedir. $\mathbf{T}_\mathrm{m}$, yüzücünün dönerek yüksek viskoziteli sıvıda bir vida gibi ilerlemesini sağlamak için uygulanan manyetik tork bileşenidir. Ayrıca, $\mathbf{F}_{\{\mathrm{b,t}\}}$ ve $\mathbf{T}_{\{\mathrm{b,t}\}}$, mikro yüzücünün gövde ve kuyruğu üzerindeki hidrodinamik kuvvet ve tork vektörlerini temsil etmektedir ve aşağıda gösterildiği şekilde hesaplanırlar:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{T} \end{bmatrix}_{\{\mathrm{b,t}\}} = -\mathbf{B}_{\{\mathrm{b,t}\}} \begin{bmatrix} \mathbf{V} \\ \boldsymbol{\Omega} \end{bmatrix}_{\{\mathrm{b,t}\}}. \tag{2}$$

Yukarıdaki denklemde $\mathbf{V}$ mikro yüzücünün kanal içerisindeki akışa göre bağıl hız vektörünü gösterirken, $\boldsymbol{\Omega}$ vektörü ise yüzücünün laboratuvar koordinatlarındaki katı-cisim dönüşünü simgeler. Ayrıca, $\mathbf{B}_{\{\mathrm{b,t}\}}$ ifadesi, Şekil 1'de gösterilen mikro yüzücünün gövde ve kuyruğunun 6×6 hidrodinamik direnç matrisini temsil etmektedir [17]. Gövdeye ait hidrodinamik direnç matrisi aşağıda verilmiştir:

$$\mathbf{B}_\mathrm{b} = \begin{bmatrix} \mathbf{D} & \mathbf{G} \\ \mathbf{G}^T & \mathbf{E} \end{bmatrix}. \tag{3}$$

Yuarıdaki (3) denkleminde yer alan 3×3 $\mathbf{G}$ matrisi, yüzücü gövdesinin veya kuyruğunun simetrisini bozabilecek geometrik etkilere bağlı olarak $\mathbf{0}$'dan farklı değerler

alabilmektedir [18]. **D** ve **E** matrisleri ise sırasıyla Şekil 1'de gösterilen **sqr**-eksenlerindeki öteleme ve dönme hareketleri sebebiyle hissedilen sıvı direncini belirtmektedirler. Yarıçapı r olan küre şeklinde bir gövdenin herhangi bir eksendeki dönme hareketi için **E** matrisinin tüm diyagonal elemanları $8\pi\mu r^3$ değerini alır [19]. Diğer yandan, herhangi bir yönde öteleme hareketi için gerekli olan **D** matrisi, kanal duvarlarının yol açtığı hidrodinamik (lubrikasyon-yağlama) etkilerin hesaba katılabilmesi için, görece olarak karmaşık bir denklem sistemi ile hesaplanmaktadır [8,9]:

$$\mathbf{D} = \mathbf{R}_{ch}^{T}\mathbf{D}_{\mathrm{L}}\mathbf{R}_{ch}, \tag{4}$$

$$\mathbf{D}_{\mathrm{L}} = \begin{bmatrix} 6\pi\mu r_{\mathrm{b}} C_x & 0 & 0 \\ 0 & 6\pi\mu r_{\mathrm{b}} C_r & 0 \\ 0 & 0 & 6\pi\mu r_{\mathrm{b}} C_\theta \end{bmatrix}, \tag{5}$$

$$C_x = \frac{2r_{ch}}{4r_{ch}-r}\left(\frac{r_{ch}}{r_{ch}-r}\right)^{0.5}\ln\left(\frac{r}{h}\right),$$

$$C_r = \frac{2r_{ch}}{2r_{ch}-r}\left(\frac{r_{ch}}{r_{ch}-r}\right)^{0.5}\frac{r}{h}, \tag{6}$$

$$C_\theta = \frac{2r_{ch}}{4r_{ch}-3r}\left(\frac{r_{ch}}{r_{ch}-r}\right)^{1.5}\ln\left(\frac{r}{h}\right).$$

Yukarıdaki (4)-(6) denklemlerinde, $\mathbf{R}_{ch}$ silindirik kanal koordinat sistemi (**xrθ**) ile mikro yüzücünün kendine ait koordinat sistemi (**sqr**) arasında quaternion sistemi ile hesaplanan kompleks rotasyon matrisini [20,21], $C_{\{x,r,\theta\}}$ gövdenin silindirik koordinatlardaki direnç kuvveti katsayılarını [8], h küresel gövdenin kanal duvarları ile mesafesini ve r_{ch} silindirik kanalın yarıçapını belirtmektedir.

Helis şeklideki bir kuyruğa ait direnç matrisi $\mathbf{B}_{\mathrm{t}}$ ise, yine kanal duvarlarına olan mesafe göz önüne alınarak aşağıdaki denklemler yardımı ile bulunmaktadır [x3]:

$$\mathbf{B}_{\mathrm{t}} = \int_{\ell_{\mathrm{t}}} \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{\mathrm{t}}^{T}\mathbf{C}\mathbf{R}_{\mathrm{t}} & -\mathbf{R}_{\mathrm{t}}^{T}\mathbf{C}\mathbf{R}_{\mathrm{t}}\mathbf{S} \\ \mathbf{S}\mathbf{R}_{\mathrm{t}}^{T}\mathbf{C}\mathbf{R}_{\mathrm{t}} & -\mathbf{S}\mathbf{R}_{\mathrm{t}}^{T}\mathbf{C}\mathbf{R}_{\mathrm{t}}\mathbf{S} \end{bmatrix} \mathrm{ds}. \tag{7}$$

Bu denklemde yer alan 3×3 $\mathbf{R}_{\mathrm{t}}$ matrisi, kuyruk üzerinde bulunan Frenet-Serret koordinatları ile yüzücünün referans koordinatları arasındaki rotasyon matrisini belirtmektedir [22]. **S** matrisi açısal hızdan çizgisel hıza geçiş için gerekli olan lokal vektör çarpımını temsil ederken, **C** matrisi yine kuyruk üzerindeki lokal hidrodinamik direnci kanal duvarlarına olan mesafeye bağlı tayin eden katsayıları içeren 3×3 diyagonal bir matristir. Frenet-Serret kordinat sisteminde yazılan direnç katsayıları,

$$C_{\{t,n,b\}}^{\{rod,torus\}} = \frac{\pi\mu}{a\ln\left(\frac{h_{\mathrm{t}}}{r_{\mathrm{t}}}\right)+b\ln\left(\frac{R_{ch}}{r_{\mathrm{t}}}\right)+c\left(\frac{h_{\mathrm{t}}}{r_{ch}}\right)^{d}+e}, \tag{8}$$

$$\mathbf{C} = f(C_{\{t,n,b\}}^{\{rod,torus\}},\zeta),$$

denklemleri ile verilmektedir [7]. Yukarıdaki denklemde, h_{t} kuyruk üzerindeki herhangi bir noktanın duvara olan mesafesini temsil ederken, r_{t} ise kuyruğu oluşturan ince filamanın yarıçapını göstermektedir. Söz konusu katsayılar helis şeklindeki tam bir dalganın torus ve ince çubuk kombinasyonu ile gösterimi yardımı ile bulunmuştur; $\{a,b,c,d,e\}$ katsayıları CFD tabanlı yanıt yüzeyi analizleri ile elde edilmiştir, f ise hücum açısına bağlı bir ağırlıklandırma fonksiyonudur [7].

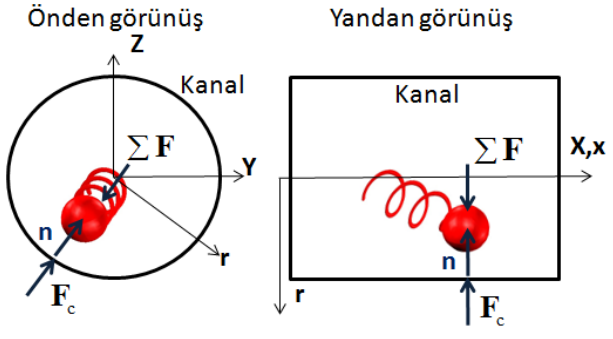
Birbirine rijit olarak bağlanan gövde ve kuyruğun dönmesini ve mikro yüzücünün hareketini sağlayan dış etken ise uygulanan manyetik torktur. Gövdenin, esasen, tek parça neodyum-demir-boron ($Nd_2Fe_{14}B$) bir mıknatıs olduğu kabul edilirse, bilgisayar kontrollü Helmholtz-Sarım sistemi ile elde edilen manyetik alanın mikro yüzücü üzerinde uygulayacağı anlık tork şu şekilde bulunabilir [13, 23]:

$$\mathbf{T}_{\mathrm{m}} = \mathbf{R}_{xyz}\hat{\mu}V\left\|\mathbf{M}\right\|\left\|\mathbf{H}\right\|\mathbf{n}\sin\left(\gamma(t)\right). \tag{9}$$

Yukarıdaki (9) denkleminde $\mathbf{R}_{\mathrm{xyz}}$ laboratuvar koordinatları (**XYZ**) ile yüzücü koordinatları (**sqr**) arasındaki rotasyon matrisini göstermektedir. Ayrıca, yukarıdaki (9) denkleminde $\hat{\mu}$ ifadesi yüzücünün içinde bulunduğu ortamın manyetik geçirgenliğini, **H** manyetik alan şiddet vektörünü, **M** ise $Nd_2Fe_{14}B$ mıknatısın magnetizasyon vektörünü göstermektedir [13]. Dışarıdan uygulanan manyetik alanın dönüş yönü **n** vektörü (= $[1\ 0\ 0]^T$) ile gösterilirken, **H** ve **M** vektörleri arasındaki açı ise γ ile verilmiştir: Sıvının direnci sebebiyle yüzücünün **x**-eksenindeki dönüşü, ω_{x}, dışarıdaki manyetik alanın dönüş hızını, ω_{m}, tamamen takip edemez ve belli bir gecikme yaşanır. Bu ise uygulanan efektif manyetilk tork üzerinde bir kayba neden olur. Gecikme açısı ise şu şekilde hesaplanmaktadır [13]:

$$\gamma = \int_{\tau}\left(\omega_{\mathrm{m}}-\omega_{\mathrm{x}}\right)\mathrm{d}t. \tag{10}$$

Yer çekiminden kaynaklanan kuvvet ve tork vektörü ise $\mathbf{F}_{\mathrm{g,\{b,t\}}} = V_{\{\mathrm{b,t}\}}\rho_{\{\mathrm{b,t}\}}\mathbf{R}^{\mathrm{T}}{}_{\mathrm{xyz}}[0\ 0\ \mathrm{g}]^T$ ve $\mathbf{T}_{\mathrm{g,\{b,t\}}} = \ell_{\{\mathrm{b,t}\}}\times\mathbf{F}_{\mathrm{g,\{b,t\}}}$ şeklinde hesaplanmaktadır. Burada, ρ manyetik mikro yüzücünün gövde veya kuyruğu üzerinde etki eden kaldırma kuvveti hesaba katıldıktan sonra ortaya çıkan efektif özgül ağırlıktır. Yer çekimi ivmesi g ile, hacimler V ile, ve gövde ile kuyruğun kütle merkezlerinin mikro yüzücünün kütle merkezine olan mesafeleri de ℓ ile gösterilmiştir.



Şekil 2: Manyetik mikro yüzücü; silindirik kanal duvarları ile temas anında kuvvetler. Silindirik koordinatlar (**xrθ**) ile laboratuvar koordinatların (**XYZ**) paylaştığı ortak bir eksen bulunmaktadır.

Son olarak, herhangi bir anda mikro yüzücünün gövdesi veya kuyruğunun kanal duvarlarına aynı anda veya ayrı ayrı değmesi ile ortaya çıkacak tepki kuvvet ve tork vektörleri aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır:

$$\mathbf{F}_c = -\mathbf{R}_{ch}^{T}\mathbf{R}_{ch}^{*}(\mathbf{F}_b + \mathbf{F}_t + \mathbf{F}_g)\begin{cases} 1 \Leftarrow \delta_r <= 0 \\ 0 \Leftarrow \delta_r > 0 \end{cases}, \quad (11)$$

$$\mathbf{T}_c = \ell(s) \times \mathbf{F}_c.$$

Yukarıdaki (11) denkleminde 3×3 $\mathbf{R}_{ch}^{*}$ matrisi, $\mathbf{R}_{ch}$ matrisinin ilk satırı tamamen sıfıra eşitlenerek bulunur. Böylece, duvardan gelen tepki kuvvetinin **x**-bileşeni, yani Şekil 2'de gösterilmiş olan laboratuar ve silindirik kanal koordinat sistemlerinin tek ortak ekseni, tamamen ortadan kaldırılarak yine Şekil 2'de gösterildiği gibi sadece duvara dik olan yöndeki kuvvet bileşenleri yüzücünün koordinat sisteminde elde edilmiş olur. Ayrıca, tork hesabı için, duvar ile temas eden noktanın yüzücünün kütle merkezine uzaklığı da $\ell(s)$ ile ifade edilmektedir. $\mathbf{F}_c$ kuvvetinin sıfırdan farklı bir değer alabilmesi için, mikro yüzücünün gövde veya kuyruğunun silindirik kanal duvarları ile temas etmesi gerekmektedir. Bu ise nümerik olarak belirlenen bir minimum mesafe, δ_r , değeri ile kontrol edilir: mikro yüzücünün üzerindeki herhangi bir nokta için $\delta_r \leq 0$ şartı sağlandığı anda $\mathbf{F}_c$ kuvveti sıfırdan farklı bir değer alarak hareket denklemine, (1) denklemine, dâhil olur.

3. Sonuçlar

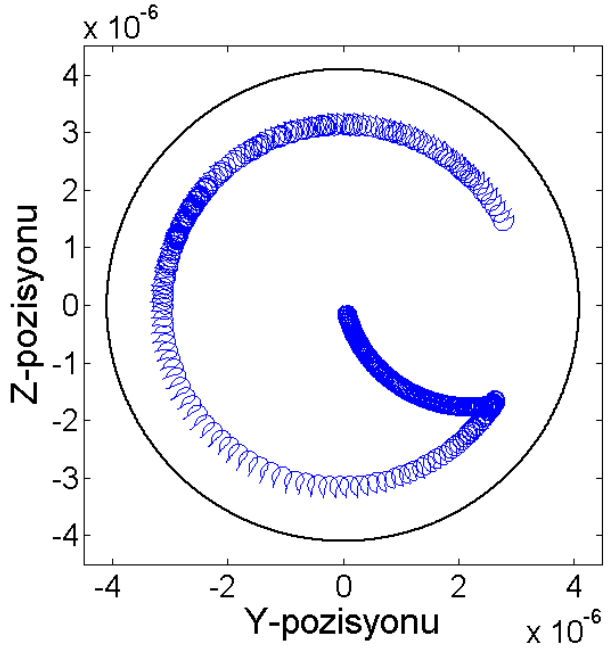
Bir önceki bölümde anlatılmış olan model, tek bir gövde ve kuyruktan oluşan E. *Coli* minicell [14] boyutlarındaki teorik bir manyetik mikro yüzücü için denenmiştir. Mikro yüzücünün içerisinde bulunduğu silindirik kanalın yarıçapı r_{ch} = 10r olarak kabul edilmiştir. Nümerik çalışmalar sırasında, bu ince kanalın içinin oda sıcaklığında su ile doldurulduğu ve bilgisayarla kontrol edilen ve E. *Coli* minicell hücrelerinin kuyruk dönüşüne eşit bir frekans [14] ile sabit tork üretem bir Helmholtz-sarım düzeneğinin [13] ortasına yerleştirildiği kabul edilmiştir. Yine, mikro yüzücünün tüm boyutları için, Tablo1'de gösterildiği gibi gerçek bir E. *Coli* minicell örnek alınmıştır. Ayrıca, mikro yüzücünün helis şeklindeki kuyruğunun silikondan üretildiği varsayılmıştır.

Tablo 1: Geometrik ve fiziksel özellikler

Fiziksel Parametre	Değer
Gövde yarıçapı, r	0.41 µm
Filaman yarıçapı, r_t	12 nm
Helis yarıçapı, B_o	190 nm
Kuyruk uzunluğu, ℓ_t	6.2 µm
Kanal yarıçapı, r_{ch}	4.1 µm
Gövde yoğunluğu, ρ_b	7400 kg/m^3
Kuyruk yoğunluğu, ρ_t	2330 kg/m^3
Sıvı yoğunluğu, ρ_{ch}	1000 kg/m^3
Dinamik viskozite, µ	1.12e-3 Pa·s
Dalga boyu, λ	2.3 µm
Manyetik geçirgenlik, $\hat{\mu}$	1.5 µH/m
Magnetizasyon Şiddeti, $\|\mathbf{M}\|$	1,2 T

Nümerik çözümün elde edilmesinde, yani helis şeklindeki kuyruğun üzerindeki hidrodinamik stres integralleri ve yüzey temas hesabı için, kuyruk üzerinde yer alan her bir dalga 100 eşit parçaya ayrılmıştır ve küresel gövdenin yüzeyi π/36 steradyan'lık paçalara bölünmüştür. Hızlar (1) nolu hareket denkleminin çözülmesinden, yer değiştirme miktarları ve quaternionlar ise sabit adımlı Forward-Euler integral yöntemi [24] ile çözülürken tüm rotasyon matrisleri Frenet-Serret sistemi, quaternion ve kanal yüzey normalleri yardımı ile hesaplanmıştır [9,21,22]. Sonuçlar, bu bölümde sunulan grafiklerin çıkartılabilmesi amacıyla birkaç yüz ila birkaç bin periyodluk simülasyonlardan elde edilmiştir.

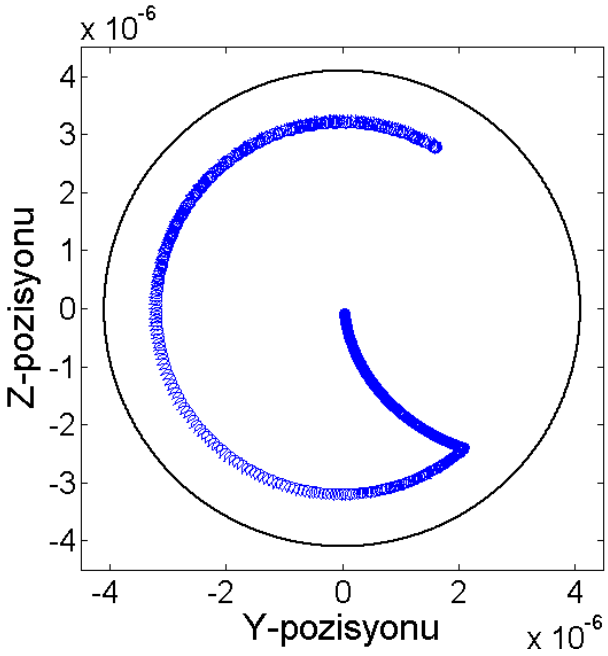
Şekil 3'de gerçek bir E. *Coli* minicell hücresinin kuyruğunu döndürme hızına [14] yakın bir hızda döndürülen manyetik mikro yüzücünün **yz**-yörüngesi gösterilmektedir. Başlangıçta mikro yüzücünün kanalın merkezinde ve simetri eksenine paralel bir şekilde konumlandırıldığı varsayılmaktadır. Mikro yüzücünün gövdesi ve kuyruğu 75 Hz hızla oluşturulan döner manyetik alanın etkisiyle katı-cisim rotasyonu yaparken, yer çekiminin ve hidrodinamik etkilerin bir sonucu olarak kanal duvarlarına doğru hareket eder ve duvara ilk çarptığı andan itibaren lubrikasyon ve yapısal tepki kuvvetleri sebebiyle kanal duvarını takip etmeye başlar. Nümerik sonuçlarda gözlemlenen başka bir önemli davranış da, kanal duvarları ile çarpışmadan önce mikro yüzücünün **yz**-düzleminde dönme yönünde dairesel bir yörünge izlemek isterken daha sonra duvar ile temas ettiğinde lubrikasyon etkisi [25] yüzünden duvarı dönme yönünün ters yönünde takip etmeye başlamasıdır.



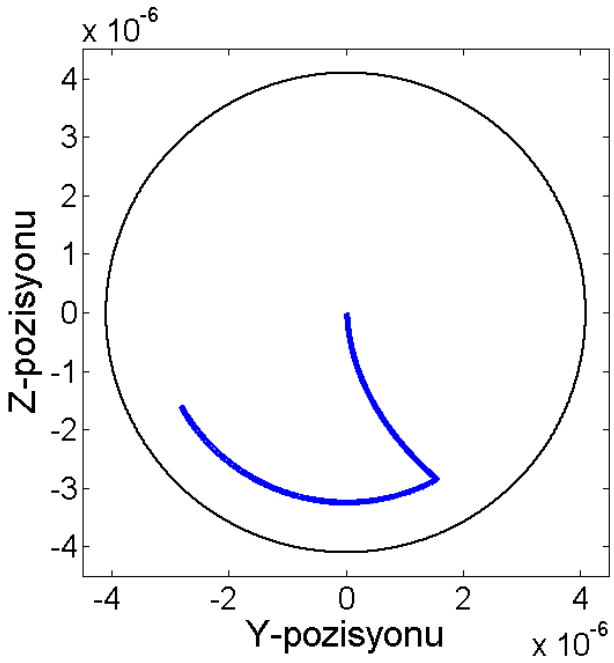
Şekil 3: Manyetik alan 75 Hz hızı ile dönerken mikro yüzücünün **yz**-yörüngesi. Yüzücü duvar ile her temas ettiğinde harekete ters yönde belli bir miktar itiliyor. Siyah çizgi kanal duvarlarını simgelemektedir.

Şekil 4'de manyetik alanın hızı iki katına çıkartıldığında yüzücünün kararlı şekilde yüzmeye devam ettiği fakat helis şeklindeki yörüngesinin daraldığı gözlemlenmektedir. Bunun

yanında, yüzeye temas ettiği andan itibaren tamamen aynı davranışı sergilediği ve manyetik alanın dönüşüne ters yönde katı-cisim hareketi yaparak kanal duvarlarını takip ettiği görülmektedir. Ayrıca, frekansın yükselmesi mikro yüzücünün yer çekimi etkisiyle **z**-yönünde hareketini değiştirmemektedir.



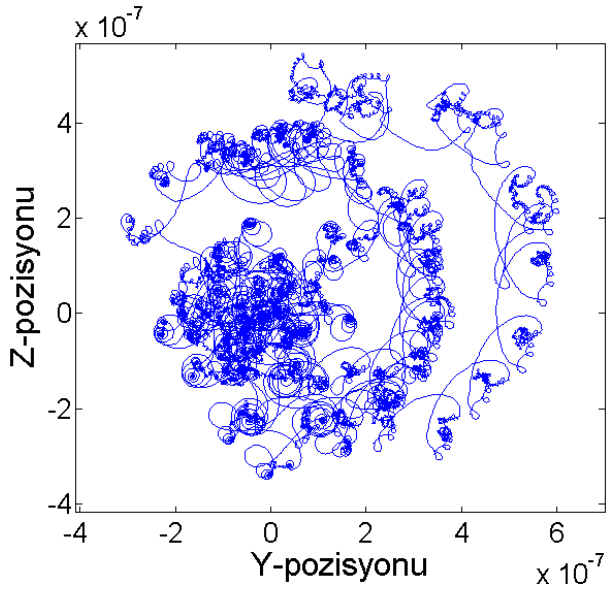
Şekil 4: Manyetik alan 150 Hz hızı ile dönerken mikro yüzücünün **yz**-yörüngesi. Mikro yüzücünün yan hızı görece olarak düşüyor ve helis yörünge daralıyor. Siyah çizgi kanal duvarlarını simgelemektedir.



Şekil 5: Manyetik alan 400 Hz hızı ile dönerken mikro yüzücünün **yz**-yörüngesi. Mikro yüzücü yüksek frekansta helis şeklindeki yörüngesini kaybediyor. Siyah çizgi kanal duvarlarını simgelemektedir.

Şekil 5'de gösterilen senaryoda, dışarıdaki manyetik alan 400 Hz gibi yüksek bir hızda döndürülmeye başlanmıştır. Manyetik tork, yüzücünün tüm yüzeyindeki hidrodinamik kesme (shear) torkunu yenebilecek kadar büyük olduğu için bir önceki grafiğe benzer bir sonuç elde dilmiştir: yüzücü manyetik alanın etkisi ile dönüşünü gerçekleştirirken **yz**-düzlemindeki yan hızı görece olarak daha ufalmış olarak, yani helis yörüngesini kaybederek, kanal duvarlarını takip etmektedir.

Şekil 6'de 600 Hz gibi çok daha yüksek bir hızda döndürülen manyetik alanın farklı bir etkisi ortaya çıkmaktadır: Manyetik tork sabit kalmasına rağmen dönüşü takip etmesi gereken mikro yüzücü üstünde hissettiği hidrodinamik tork yüzünden aynı hıza ulaşamamaktadır. Bunun bir sonucu olarak mikro yüzücünün dönme yönünün kaotik olarak değiştiğini ve devamında da **yz**-düzleminde düzensiz sıçramalar gözlemlenmektedir. Bu sıçramalar anlık olarak yüzücüye üç boyutlu uzayda değişken hızlar kazandırdığı için yer çekiminin etkisini hemen görmemiz de mümkün olmamaktadır. Şekil 5'de gösterilen yörünge sadece 400 periyod için elde edilmiştir. Kaotik hareketin etkisinin daha iyi anlaşılabilmesi için Şekil 4'de görülen yörüngenin ise 1500 periyod için elde edildiğinin göz önüne alınması gerekmektedir. Ek olarak, Şekil 6'da görülen davranış daha önce Tabak ve diğerleri [13] tarafından gözlemlenmiştir.



Şekil 6: Manyetik alan 600 Hz hızı ile dönerken mikro yüzücünün **yz**-yörüngesi. Yüzücü, manyetik alanı sürekli olarak takip edemediği için, kaotik bir biçimde hareket ediyor.

Sonuç olarak, bu çalışmada sunulan birinci dereceden modelin silindirik kanallar içerisinde hareket eden manyetik bir mikro yüzücünün hidrodinamik ve robotik davranışının incelenmesinde kullanılabileceği gösterilmiştir. Modelin daha gerçekçi hale getirilebilmesi için kanal duvarları ve mikro yüzücü arasındaki etkileşim, yani reaksiyon kuvveti, kütle-yay-damper denklemleri ile modellenebilir. Ancak böyle bir durumda yüzücünün lokal olarak sekmesi veya zıplaması beklenebileceği için sabit zaman adımı ile integral alarak problemi çözmek sağlıklı olmayacaktır. Bunun yanında, model

tabanlı gerçek-zamanlı kontrol uygulamalarında da aynı model kullanılabilir zira bu çalışmada sunulan problemi sonlu elemanlar teorisi gibi yoğun hesaplama zaman ve gücü gerektiren bir modelleme stratejisiyle incelemek istediğimizde helis şeklindeki kuyruğun tam bir dönüşünün çözümlenmesi saatler gerektirmektedir [17]. Diğer yandan, direnç-kuvveti-teorisine dayanan model ile binlerce periyodun hesaplanması i7 işlemcili bir bilgisayarda dakikalarla ifade edilebilecek kadar kısa bir sürede tamamlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma İstanbul Ticaret Üniversitesi Yayın Araştırma Proje Koordinasyon Kurulu (YAPKO) tarafından desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] P. Dario, M.C.Carrozza, A. Benvenuto, A. Menciassi, "Micro-systems in biomedical applications," *J. Micromech. Microeng*, Cilt: 10, Sayı: 2, s: 235-44.

[2] B. J. Nelson, I. K. Kaliakatsos, J. J. Abbott, "Microrobots for minimally invasive medicine," *Annu. Rev. Biomed. Eng.*, Cilt: 12, s: 55-85, 2010.

[3] R. Dreyfus, J. Baudry, M. L. Roper, M. Fermigier, H. A. Stone, J. Bibette, "Microscopic artificial swimmers," *Nature*, Cilt: 437, s: 862-865, 2005.

[4] L. Zhang, J. J. Abbott, L. Dong, K. Peyer, B. E. Kratochvil, D. Bell, B. J. Nelson, "Artificial bacterial flagella: fabrication and magnetic control," *Appl. Phys. Lett.*, Cilt: 94, s: 064107-1 – 064107-3, 2009.

[5] J. Gray, G. J. Hancock, "The Propulsion of Sea Urchin Spermatozoa," *J. Exp. Biol.*, Cilt: 32, s: 802-814, 1955.

[6] A. J. Reynolds, "The swimming of minute organisms," *J. Fluid Mech.*, Cilt: 23, s: 241-260, 1965.

[7] A. F. Tabak and S. Yesilyurt, "Experimental validation of a CFD based resistive force coefficient set for rotating helical tails in cylindrical channels," In: The 7th Subrata Chakrabarti Int. Conf. on Fluid and Structure Interaction, Apr. 10-12, Gran Canaria, Spain, 2013.

[8] J. J. L. Higdon, G. P. Muldowney, "Resistance functions for spherical particles, droplets and bubbles in cylindrical channels," *J. Fluid Mech.*, Cilt: 298, No: 1, s: 193–210, 1995.

[9] A. G. Erman, A. F. Tabak, "Resistive force theory based modeling and simulation of surface contact for swimming helical micro robots with channel flow," In: 2014 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM2014), Besançon, France, July, 2014.

[10] A. W. Mahoney, J. C. Sarrazin, E. Bamberg, J. J. Abbott, "Velocity control with gravity compensation for magnetic helical microswimmers," *Adv. Robotics*, Cilt: 25, No: 8, s: 1007-1028, 2011.

[11] S. Martel, C. C. Tremblay, S. Ngakeng, G. Langlois, "Controlled manipulation and actuation of micro-objects with magnetotactic bacteria," *Applied Physical Letters*, Cilt: 89, s: 233904-1 – 233904-3, 2006.

[12] F. Z. Temel, A. E. Bezer, S. Yesilyurt, "Navigation of Mini Swimmers in Channel Networks with Magnetic Fields, " In: The 2013 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Karlsruhe, Germany, May 2013.

[13] A. F. Tabak, F. Z. Temel, S. Yesilyurt, "Comparison on experimental and numerical results for helical swimmers inside channels," In: The IEEE/RSJ Int. Conf. Intelligent Robots and Systems, San Francisco, CA, USA, Sep. 25–30, 2011.

[14] S. Chattopadhyay and X.-L.Wu, "The effect of long-range hydrodynamic interaction on the swimming of a single bacterium," *Biophys. J.*, Cilt: 96, Sayı: 5, s: 2023–2028, 2009.

[15] J. Happel, H. Brenner, "Low Reynolds number hydrodynamics: With special applications to particulate media," N.J.: Prentice-Hall, Inc., 1965.

[16] J. B. Keller, S. I. Rubinow, "Swimming of flagellated microorganisms," *Biophys. J.*, Cilt: 16, No: 2, s: 151–170, 1976.

[17] A. F. Tabak, S. Yesilyurt, "Improved kinematic models for two-link helical micro/nanoswimmers," *IEEE Trans. Robot.*, Cilt: 30, No: 1, s: 14-25, 2014.

[18] A. F. Tabak, "Computational and microhydrodynamic modeling and experiments with bio-inspired swimming robots in cylindrical channels," Doktora Tezi, Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi, Sabancı Üniversitesi'ne sunulmuştur, 2012.

[19] H. C. Berg, "Random Walks in Biology," New Expanded, Ed. Princeton, NJ, USA: Princeton Univ. Press, 1993.

[20] M. W. Spong, M. Vidyasagar, *Robot Dynamics and Control*. N.Y.:John Wiley & Sons, 1989, s: 247–251.

[21] D. Baraff, "Physically based modeling: Rigid body simulation," Online SIGGRAPH 2001Course Notes, Pixar Animation Studios, 2001. [Online] http://www.pixar.com/companyinfo/research/pbm2001/pdf/notesg.pdf

[22] A. J. Hanson and H. Ma, "Quaternion frame approach to streamline visualization," *IEEE Trans. Vis. Comput. Graphics*, vol. 1, no. 2, pp. 164–174,

[23] D. Jiles, "Introduction to Magnetism and Magnetic Materials," 2nd ed., Ed. London, UK: Chapman & Hall, 1998.

[24] R. J. Schilling, S. L. Harris, "Applied numerical methods for engineers using MATLAB© and C," CA:Brooks/Cole Thomson Learning, 2000.

[25] G. E. Totten, Ed. "Handbook of lubrication and tribology. Vol I: Application and maintenance," 2nd Ed., USA: Taylor and Francis, 2006.

Optimal Değişken Esneklikte Eyleme için Ortak Tasarım Stratejileri

Abdullah Kamadan, Güllü Kızıltaş, Volkan Patoğlu

Mühendislik ve Doğa Bilimleri Fakültesi
Sabancı Üniversitesi, İstanbul
{kamadan, vpatoglu, gkiziltas}@sabanciuniv.edu

Özetçe

Değişken esnekliğe sahip eyleyiciler (DESE) tarafından tahrik edilen robotik sistemler güvenlik, performans ve enerji verimliliği gerektiren birçok uygulama açısından önemli avantajlar sağlamaktadır. Disiplinlerarası sistemler olan bu mekanizmaların tasarımları, doğaları gereği sahip oldukları tasarım bağlaşımlarını dikkate alan ortak tasarım optimizasyon yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilmediği müddetçe gerçek perfromanslarının ortaya çıkması mümkün olmamaktadır. Bu çalışma DESE–tahrikli robotik sistemler için bir içiçe ortak–tasarım mimarisi önermekte, bu mimarinin uygulanabilirliği ve etkinliğini periyodik dinamik hareketlere maruz kalan bir robot protezin enerji verimli tasarımını içeren bir örnek çalışma ile göstermektedir. Eş zamanlı optimizasyon stratejilerine benzer olarak, içiçe ortak–tasarım yapısı sistem düzeyinde en iyi tasarımlar bulabilmekte, fakat bunu statik ve dinamik optimizasyon problemlerini birbirinden ayrıştırarak gerçekleştirmektedir. Bu ayrıştırma sadece problemi daha küçük altproblemlere dönüştürerek daha iyi ölçeklenebilirlik özelliği sunmakla kalmayıp aynı zamanda ihtisasa özel optimizasyon araçlarının kullanımına da imkan sağlamakta ve tasarım probleminin çözümünde uygulanabilecek optimizasyon tekniklerinin genelleştirilmesine imkan vermektedir.

1. Giriş

Optimal perfromansa sahip olması istenen mühendislik sistemlerinin tasarımı, bu sistemleri meydana getiren birden fazla disipliner bileşen arasındaki tasarım etkileşimlerinin doğru tespiti ve optimal kullanımını gerektirir. Tasarım *bağlaşımları* olarak da bilinen bu etkileşimler, çok–disiplinli bir sistemin bünyesindeki farklı mühendislik alanları arasındaki tasarım ilişkileri şeklinde tanımlanmaktadır [1]. Çok–disiplinli sistemlere bir örnek olarak esnek robotik sistemlerin tahrikinde kullanılan Değişken Esnekliğe Sahip Eyleyiciler (DESE) verilebilir. DESE'ler, mekanik sistem (yapı) tasarımına ek olarak kontrol birimi tasarımı da gerektiren, "kontrol edilen mekanik sistemler" sınıfına aittir. Aktif olarak kontrol edilebilen pasif esneklik özelliği sayesinde DESE'ler, geleneksel katı eyleyicilere kıyasla daha güvenli fiziksel insan-makine etkileşimi sağlamakta [2] ve sahip oldukları esnek bileşenlerde depolanabilen potansiyel enerjinin geri kullanımı sayesinde belirli görevlerde performans arttırımını mümkün kılmaktadır [3]. Söz konusu enerji depolama özelliği, periyodik hareketler içeren mobil protez uygulamaları gibi enerji-kritik durumlar için özellikle önemli kullanım potansiyeline sahiptir.

Son yıllarda yapılan çalışmalar DESE'lerin robotik uygulamalarda kullanımı konusunda bir çok araştırma içermektedir. Bu çalışmaların çoğunluğu [4–10], gibi özgün DESE mekanik yapı tasarımlarının gerçekleştirimi veya mevcut DESE mekanik yapıları üzerinde–çoğunlukla optimal kontrol teorisi kullanılarak–kontrol birimi tasarımı sayesinde güvenlik [2], performans [3, 11] ve enerji verimliliği arttırımı sağlanması [12, 13] şeklindeki çalışmalardır. Söz konusu çalışmaların temel eksikliği, mekanik yapı altsistemi ile denetleyici birimi altsistemi bileşenlerinin birbirinden izole bir şekilde tasarlanmış olmalarıdır. Bu şekildeki bir tasarım yaklaşımı, optimal mekanik yapılar veya mevcut mekanik yapılar için optimal denetleyici birimi tasarımları sağlayabilmekle birlikte, her iki altsistem arasında var olan tasarım bağlaşımlarını dikkate almaması sonucunda optimal bir *sistem* tasarımını garanti edememektedir. Bunun neticesinde özellikle DESE-tahrikli robotik sistemlerin, genelde de kontrol edilen mekanik sistemlerin performans potansiyelinin gerçek anlamda ortaya çıkarılması engellenmiş olmaktadır.

Optimal olarak tasarlanmış *sistemler*, mekanik yapı ve kontrol birimi altsistem tasarımları arasındaki bağlaşımları dikkate alan tasarım yöntemlerinin hayata geçirilmesini gerekli kılar. Bu tasarım yöntemlerine "ortak-tasarım" yöntemleri adı verilmekte ve geleneksel olarak ardışık, döngülü, çift-seviyeli/içiçe ve eş zamanlı adı altında dört farklı sınıfa ayrılmaktadır [14]. Ardışık tasarım yaklaşımında öncelikli olarak bir mekanik yapı belirli bir performans hedefi için mekanik tasarım değişkenleri ve kısıtları üzerinden tasarlanır. Bunu, tasarımı tamamlanmış mekanik yapı için gerçekleştirilen bir kontrol birimi optimizasyonu işlemi takip eder. Döngülü strateji, ardışık yaklaşımın önceden belirlenmiş bir yakınsama ölçütünün sağlanmasına ulaşılıncaya kadar tekrar edilmesine dayalı bir ortak-tasarım yöntemidir. Öte yandan, eş zamanlı bir stratejide mekanik yapı ve kontrol birimi altsistemlerine ait tüm değişkenler ve bunlara ait tasarım kısıtları, statik (mekanik) değişkenler ve sonsuz boyutlu dinamik (kontrol) tasarım değişkenleri ile bunlara ait kısıtları içeren ortak bir melez tasarım optimizasyon problemi çatısı altında çözülür. Son olarak içiçe/çift-seviyeli strateji, *sistem* tasarım hedefini mekanik yapı tasarım değişkenlerine göre optimize eden bir dış döngü ile dış optimizasyon tarafından üretilen her mekanik yapı tasarımı için bir optimal kontrol birimi tasarlayan bir alt seviye (iç) döngüden oluşmaktadır. Adı geçen ortak tasarım yöntemleri arasında yalnızca eş zamanlı ve içiçe/çift-seviyeli stratejilerin *sistem* düzeyinde optimalite sağladığı, ardışık ve tekrarlamalı yöntemlerin ise sadece *altsistem* seviyesinde optimallik sağlayabildikleri teorik olarak belirlenmiştir [15].

Buna göre, DESE-tahrikli robotik sistemlerin optimal ortak-

tasarımı için eş zamanlı ya da içiçe tasarım yaklaşımlarından birinin uygulanması gerekmektedir. Bu durumda içiçe bir tasarım yaklaşımı yerine eş zamanlı bir stratejinin tercih edilmesi daha uygun görülebilir. Bunun iki nedeni ise eş zamanlı yaklaşımın, ortak tasarım probleminin daha basit bir şekilde tanımlanmasını sağlayan tek ve büyük bir optimizasyon problemi şeklinde çözümüne izin vermesi, aynı zamanda da iki seviyeli bir tasarım mimarisine ihtiyaç duymamasıdır. Bununla birlikte iki önemli avantaj içiçe tasarım yaklaşımını, özellikle de DESE-tahrikli robotik sistemlerin tasarımı söz konusu olduğunda, eş zamanlı yaklaşıma tercih ettirici yeterlilikte nedenler sunmaktadır. Bu avantajlardan birincisi tasarım probleminin boyutu belirli bir noktayı geçtiğinde, örneğin n-serbestlik-dereceli bir robotik sistemde, ölçeklenebilirlik önemli sorunlar teşkil edebilmekte ve çok sayıda statik ve dinamik tasarım değişkeni ve kısıt içeren eş zamanlı bir yöntem hızla takip edilemez hale gelebilmektedir. Öte yandan içiçe yaklaşım, tasarım problemini statik ve dinamik olmak üzere iki adet daha başedilebilir alt problemlere dönüştürmekte ve ayrıca eş zamanlı yaklaşıma kıyasla daha iyi ölçeklenebilirlik özellikleri sağlamaktadır. Çift-seviyeli yaklaşımın diğer, ve daha önemli, avantajı ise ortak-tasarım problemini mekanik yapı ve kontrol birimi tasarımı alt problemleri şeklinde çözülebilir hale dönüştürmesi ve bu sayede kritik avantajlar sağlayan disipliner tasarım araçlarının kullanımına imkan sağlamasıdır. Örneğin, içiçe bir tasarım yönteminin sonlu-boyutlu bir statik optimizasyon problemi içermekte olan dış döngüsünde global optimum belirlenmesinde yardımcı olabilecek buluşsal yöntemlerin kullanımı mümkün olabilmektedir. Söz konusu buluşsal yöntemler sonsuz-boyutlu bir eş zamanlı tasarım mimarisinde pratik olarak mümkün olmayabilir. Benzer şekilde, çift-seviyeli bir tasarım yönteminin iç döngüsünde optimal kontrol teorisine dayalı iyi bilinen, örneğin optimal kuadratik regülatör (Linear Quadratic Regulator–LQR), araçlar uygulanabilir hale gelmektedir. Öne sürülen bu görüşler ve çift-seviyeli bir yaklaşımın her iki tasarım altprobleminin çözümüne daha fazla fiziksel öngörü katması, bu stratejiyi DESE-tahrikli robotik sistemlerin ortak-tasarımı için daha uygun bir yöntem haline getirmektedir.

İçiçe tasarım teknikleri, kontrol edilen sistemlerin ortak-tasarımı amaçlı olarak literatürde kullanılagelmiştir. Buna bir örnek olarak aktif olarak kontrol edilen uzay yapıları verilebilir [16–18]. Bir başka uygulama alanı ise sabit disk sürücülerin süspansiyon tertibatlarının mekanik yapı ve kontrol birimi entegre tasarımıdır [19]. Bunlara ek olarak daha güncel bir uygulama, pasif/aktif otomotiv süspansiyon sistemleri üzerinde gerçekleştirilen ortak tasarım çalışmalarıdır [20]. Adı geçen bu çalışmaların tamamında ortak-tasarım problemi, iç döngüdeki kontrol birimi tasarımı altprobleminin bir LQR problemi olarak yapılandırılmasına dayanmaktadır. Bu yapının temel avantajı, LQR probleminin cebirsel Ricatti denklemi (Algebraic Ricatti Equation–ARE) üzerinden sadece mekanik yapı değişkenlerine dayanan analitik bir çözüm sunmasıdır. Bunun sonucunda, iç döngü tasarım problemi bir ARE denklemine indirgenerek dış döngüdeki mekanik yapı tasarımı problemine ek bir statik kısıt haline gelmekte ve ortak-tasarım problemi rahatlıkla çözülebilen, bütünüyle statik bir optimizasyon problemi haline dönüşmektedir. Söz konusu yaklaşım, LQR formülasyonunun uygulanabilir olduğu doğrusal mekanik yapılara sahip adı geçen örnek çalışmalar açısından geçerli bir yöntemdir. Öte yandan, DESE–tahrikli robotik sistemler genellikle ileri seviyede doğrusal olmayan sistemler olup doğrusal optimal kontrol teorisine dayalı sonuçların doğrudan kullanımına imkan vermemektedirler.

Bu çalışma, DESE–tahrikli robotik sistemlerle ilgili ortak-tasarım yöntemleri üzerinde gerçekleştirim, uygulama ve karşılaştırma çalışmaları sunarak diğer tasarım yöntemleri ile elde edilmesi mümkün olmayan performans seviyelerine sahip robotik sistemlerin geliştirilmesinde bir ilk deneme teşkil etmektedir. Özellikle de, İzdüşümlü İçiçe Optimizasyon (İ2O) mimarisi [20] DESE–tahrikli robotik sistemlerin ortak-tasarımı için gerçekleştirilerek Mekanik Olarak Ayarlanabilir Esneklikli ve Kontrol edilebilir Denge Konumlu Eyleyici (Mechanically Adjustable Compliance and Controllable Equilibrium Position Actuator–MACCEPA) tarafından tahrik edilen ve önceden belirlenen periyodik dinamik bir görev yürüten tek serbestlik dereceli robot proteze ait enerji-optimal tasarım çalışması üzerinde uygulanmıştır. İ2O mimarisi ile elde edilen tasarım sonuçları eş zamanlı mimari ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmak suretiyle teyit edilmiştir.

Bu bildiri şu şekilde organize edilmiştir: Bölüm 2 ortak-tasarım stratejilerini daha detaylı olarak tanımlamaktadır. Bölüm 3 MACCEPA–tahrikli robot proteze ait dinamik model ve İ2O tasarım mimarisini sunmaktadır. Bölüm 4 eş zamanlı ve içiçe optimizasyon stratejilerine ait sonuçları vermekte, bu sonuçlara ait tartışmalar ise Bölüm 5'te bulunmaktadır. Son olarak Bölüm 6 bildirinin sonuçlarını ve projenin devamında planladığımız çalışmaları ortaya koymaktadır.

2. Ortak-Tasarım Stratejileri

Enerji verimliliği bir çok robotik uygulama açısından kritik öneme sahip bir performans ölçütüdür. DESE–tahrikli robotik sistemler–pasif esnek bileşenlerinde depoladıkları enerjinin tekrar kullanımı özelliği sayesinde–mobil protez ve benzer uygulamalarda, özellikle gerçekleştirilen dinamik görevin periyodik hareketler içerdiği durumlarda üstün avantajlar sağlayabilmektedir. Bu bölüm yukarıda belirtilen ortak–tasarım yaklaşımlarına ait formel problem tanımlarını sunmaktadır.

2.1. Ardışık ve Döngülü Yöntemler

Ardışık ortak-tasarım, optimal bir mekanik yapı tasarımı ve bu yapı için optimal bir kontrol birimi tasarımı adımlarını içermektedir. Bu iki aşama matematiksel olarak aşağıda tanımlanmıştır:

- Adım 1:

$$\min_{d_a} \; J(d_a, \overline{d_c}), \quad \text{s. t.}$$
$$g_a(d_a, \overline{d_c}) \leq 0, \quad h_a(d_a, \overline{d_c}) = 0, \quad lb \leq d_a \leq ub$$

- Adım 2:

$$\min_{d_c} \; J(d_a^*, d_c), \quad \text{s. t.}$$
$$g_c(d_a^*, d_c) \leq 0, \quad h_c(d_a^*, d_c) = 0, \quad lb \leq d_c \leq ub$$

Burada J; mekanik ve kontrol tasarım değişkenleri, d_a ve d_c, üzerinden en iyilenmekte olan sistem tasarım hedefidir. Adım-1'de optimizasyon mekanik tasarım değişkenleri üzerinden ve eşitlik kısıtları g_a, eşitsizlik kısıtları h_a ile alt ve üst sınırlara, *lb* ve *ub*, bağlı olarak gerçekleşmektedir. Bu adımda, kontrol tasarım değişkenleri sabit kalmakta olup $\overline{d_c}$ ile belirtilmiştir. Mekanik yapı tasarımının tamamlanmasının ardından Adım-2'de

kontrol birimi optimizasyonu kontrol tasarım değişkenleri üzerinden ve kontrol kısıtları, g_c ve h_c, ile geçerli kontrol sinyal sınırlarına bağlı kalmak şartıyla gerçekleştirilir. Bu adımda da bir önceki adımda en iyileştirilmiş olan mekanik yapı tasarım değişkenleri, d_a^*, sabit kalmaktadır.

Söz konusu iki aşamalı sürecin belirli bir yakınsama ölçütüne ulaşıncaya kadar yinelenmesi sonucunda *döngülü* strateji elde edilmektedir. Her iki yaklaşım da sadece optimal altsistemler sağlamakta olup sistem düzeyinde optimal tasarımlar garanti edemediğinden bundan böyle dikkate alınmayacaktır.

2.2. Eş Zamanlı Yöntem

Eş zamanlı tasarım yönteminde mekanik yapı ve kontrol birimi tasarım değişkenleri, bir adet sonsuz boyutlu karma statik/dinamik optimizasyon problemi çatısı altında değerlendirilmektedir. Bu yaklaşımda optimizasyonun tüm sisteme ait tasarım değişkenleri ve kısıtları üzerinden gerçekleştirilmesi sonucunda sistem düzeyinde (lokal) optimalite garanti altına alınmaktadır.

Eş zamanlı bir ortak-tasarım formülasyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$\min_{d_a,d_c} J(d_a,d_c), \quad \text{s. t.}$$
$$g_a(d_a,d_c)\le 0, \quad h_a(d_a,d_c)=0, \quad lb\le d_a\le ub$$
$$g_c(d_a,d_c)\le 0, \quad h_c(d_a,d_c)=0, \quad lb\le d_c\le ub$$

Buradaki parametrelerin tümü bir önceki alt bölümde tanımlanmıştır.

Eş zamanlı bir yaklaşım sistem seviyesinde optimalite temin etmesine karşın bir takım dezavnatajlara sahiptir. Bu eksiklikler, Bölüm 1'de de bahsedildiği gibi, problem boyutunun büyümesi durumunda problemin takip edilme zorluğunun artması, ihtisasa-özel tasarım araçlarının kullanılamaması, ve problemle ilgili fiziksel öngörünün kaybolması olarak özetlenebilir. Bu nedenle, iyi bilinen ihtisasa-özel optimizasyon araçlarının kullanımına izin veren, aynı zamanda da eş zamanlı bir stratejinin performansına sahip ve sistem düzeyinde optimal tasarımlar garanti eden bir ortak-tasarım yaklaşımı tercih edilen bir yöntemdir. Gelecek alt bölümde detaylandırıldığı üzere, içiçe/çift-seviyeli optimizasyon stratejileri de tam olarak bu ihtiyaca cevap vermek üzere geliştirilmiştir.

2.3. İçiçe/Çift-Seviyeli Yöntem

İçiçe optimizasyon yöntemleri, *sistem* tasarım hedefini sadece mekanik yapıyı değiştirerek optimize eden bir dış döngü ile dış döngü tarafından optimizasyon esnasında üretilen her yapı için optimal kontrol birimi belirleyen bir iç döngü kullanmaktadır. Bu mimari, ortak-tasarım probleminin statik (dış döngü) ve dinamik (iç döngü) olmak üzere iki farklı optimizasyon problemi şeklinde çözülmesine olanak sağlayarak mekanik yapı ve kontrol birimi tasarım problemlerinin çalışma alanına özel araçlar kullanılarak çözümüne imkan vermektedir.

DESE–tahrikli robotik sistemlerin–ve genel olarak robotik sistemlerin–tasarımları söz konusu olduğunda özellikle [20]'de tanıtılan İzdüşümlü İçiçe Optimizasyon (İ2O) yöntemi kullanım kolaylığı avantajına sahip bir yöntemdir. İ2O stratejisinin temel avantajı, statik optimizasyon probleminin çözüldüğü dış döngü problemin D_a ile gösterilmekte olan olanaklı mekanik yapı tasarım kümesi üzerinden çözülüyor olmasıdır. Buna göre, belirlenen dinamik görev gereksinimlerini fiziksel olarak karşılayabilen her mekanik yapı söz konusu kümenin bir elemanıdır. Bunun sonucu olarak dış döngüdeki tasarım kısıtları sadece mekanik tasarım değişkenlerine, d_a, bağlı olan mekanik yapı kısıtlarına dönüşmekte (yani, iz düşürülmekte) ve kontrol tasarım değişkenlerinden, d_c, bağımsız hale gelmektedir. Bu da dış döngü tasarım probleminin aşırı kısıtlanmış olmayan ve daha kolay çözülebilen bir optimizasyon problemine dönüşmesini sağlamaktadır.

İ2O stratejisi matematiksel olarak aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$\min_{d_a} J(d_a,\widetilde{d_c^*}), \quad \text{s. t.}$$
$$g_a(d_a)\le 0, \quad h_a(d_a)=0, \quad lb\le d_a\le ub$$
$$\widetilde{d_c^*}=\arg\min_{d_c} J(\overline{d_a},d_c), \ \text{ s. t.}$$
$$g_c(\overline{d_a},d_c)\le 0, \ \ h_c(\overline{d_a},d_c)=0, \ \ lb\le d_c\le ub$$

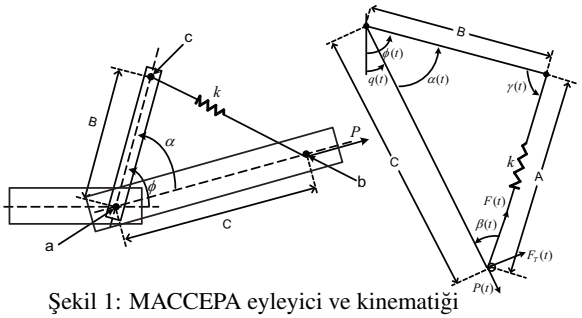
Burada, $\widetilde{d_c^*}$ iç döngü optimizasyon problemi tarafından sağlanan optimal kontrol tasarım değişkenleri vektörü olup diğer parametreler daha önceden tanımlandığı gibidir.

3. Örnek Çalışma: MACCEPA-Tahrikli Protezin Ortak-Tasarımı

Bu bölüm, tek serbestlik dereceli MACCEPA–tahrikli robot protezin dinamik modeli ve enerji verimliliği için ortak-tasarımını sunmaktadır. MACCEPA–tahrikli robot protezin enerji verimli içiçe mimariye dayalı ortak–tasarım optimizasyonunun örnek çalışma olarak seçilmesinin nedenleri, sırasıyla, basit mekanik tasarım ve enerji verimliliğinin protez uygulamaları açısından sahip olduğu kritik önemdir.

3.1. MACCEPA Dinamik Modeli

Şekil 1'de tek serbestlik dereceli MACCEPA-tahrikli robot protezin şematik gösterimi ile proteze ait kinematik/dinamik parametre ve değişkenler verilmiştir. Bu parametre/değişkenler ve tanımları Tablo 1'de listelenmiştir.



Şekil 1: MACCEPA eyleyici ve kinematiği

MACCEPA 'a' noktasında bulunan ve eklem denge konumunu $\phi(t)$ kontrol eden dönel bir motor ile 'b' noktasında bulunan ve yay öngerilimini $P(t)$ değiştirmek suretiyle eklem esnekliğini denetleyen doğrusal bir eyleyiciye sahiptir. Sisteme ait dinamik denklemler Şekil 2'teki serbest cisim diyagramına (SCD) göre aşağıdaki gibidir:

$$\tau_{in}(t) = I_{in}\,\ddot{\phi}(t) + k\,B\,C\,S\,\sin\left(\phi(t)-q(t)\right) \quad (1)$$
$$\tau_{L}(t) = -I_{out}\,\ddot{q}(t) + k\,B\,C\,S\,\sin\left(\phi(t)-q(t)\right) \quad (2)$$

Tablo 1: MACCEPA Parametreleri

Parametre	Tanım
B	Kol uzunluğu
C	Eklem ile yay bağlantı noktası arasındaki uzunluk
k	Yay sabiti
I_{out}	Çıkış bağlantısı eylemsizlik momenti
I_{in}	Giriş bağlantısı eylemsizlik momenti
$q(t)$	Çıkış bağlantısı anlık konum
$\phi(t)$	Çıkış bağlantısı denge konumu
$\tau_{in}(t)$	Dönel motor giriş momenti
$P(t)$	Öngerilime bağlı yay uzanımı
$F(t)$	Yay üzerindeki kuvvet

Burada

$$S = 1 + \frac{P(t) - (C - B)}{\sqrt{B^2 + C^2 - 2\,B\,C\,\cos\left(\phi(t) - q(t)\right)}}$$

ve $\tau_L(t)$ çıkış bağlantısı üzerine etki eden eyleme–özgü yük momentidir. Diğer tüm parametreler Tablo 1'de tanımlanmıştır. Dinamik denklemler kullanılarak ve sürtünme, dişli boşluğu gibi parazit etkiler ihmal edilerek MACCEPA–tahrikli robot protez tarafından bir eylem süresince harcanan toplam enerji miktarı her iki eyleyiciden çıkarılan enerjilerin integral toplamı olarak aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$E_{in} = \int_{t_0}^{t_f} \left(|\tau_{in}(t)\,\dot{\phi}(t)| \;+\; |F(t)\,\dot{P}(t)| \right)\, dt \qquad (3)$$

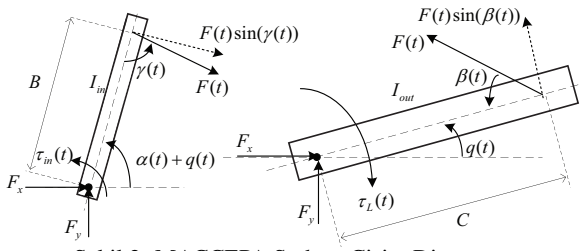
burada

$$F(t) = k\left(\sqrt{B^2 + C^2 - 2BC\cos\left(\phi(t) - q(t)\right)} - (C - B) + P(t)\right)$$

yay üzerindeki, aynı zamanda MACCEPA'nın doğrusal eyleyicisi tarafından sağlanan kuvvettir. Periyodik eylemler için söz konusu integral genellikle tek periyod, T, üzerinden hesaplanmaktadır. Bu arada çıkış bağlantısı için istenen gezinge

$$q(t) = Q\,\sin\left(\omega\,t\right) \qquad (4)$$

olarak verilmekte ve burada t zamanı, diğer parametreler ise Tablo 2'te tanımlanan öğeleri temsil etmektedir.



Şekil 2: MACCEPA Serbest Cisim Diyagramı

3.2. MACCEPA–Tahrikli Protez için İ2O Formalizasyonu

Aşağıda listelendiği gibi MACCEPA–tahrikli protez için İ2O ortak–tasarım yöntemi, dış döngüde bulunan standart bir doğrusal olmayan programlama (Nonlinear Programming–NLP) optimizasyon problemi ile iç döngüdeki optimal kontrol probleminin gerçeklenmesi işlemlerini içermektedir.

- Dış Döngü:

$$\min_{B,\,C,\,k} J = \int_{t_0}^{t_0+T} \left(|\tilde{\tau}_{in}(t)\,\dot{\phi}(t)| + |F(t)\,\tilde{\dot{P}}(t)| \right)\, dt, \text{ s.t.}$$

$$\begin{aligned} 5\,B - C &\leq 0 \\ 0.015 \;\leq\; B \;&\leq\; 0.1 \\ 0.075 \;\leq\; C \;&\leq\; 0.3 \\ 500 \;\leq\; k \;&\leq\; 5000 \end{aligned}$$

Burada optimizasyonun yalnızca statik mekanik tasarım değişkenleri üzerinden yürütüldüğü, kontrol tasarım değişkenlerinin ise aşağıda tanımlanan içiçe dinamik optimizasyon modülü tarafından sabit parametreler olarak dış döngüye geri beslendiği ve üzerlerinde bir tilde işareti ile $\tilde{(\cdot)}$ temsil edildiği anlaşılmalıdır.

- İç Döngü:

$$\min_{\tau_{in}(t),\,P(t)} J = \int_{t_0}^{t_0+T} \left(|\tau_{in}(t)\,\dot{\phi}(t)| + |F(t)\,\dot{P}(t)| \right)\, dt, \text{ s.t.}$$

$$\begin{aligned} \tau_{in}(t) &= I_{in}\,\ddot{\phi}(t) \;+\; \bar{k}\,\bar{B}\,\bar{C}\,S\,\sin\left(\phi(t) - q(t)\right) \\ \tau_L(t) &= -I_{out}\,\ddot{q}(t) \;+\; \bar{k}\,\bar{B}\,\bar{C}\,S\,\sin\left(\phi(t) - q(t)\right) \\ & \left[\tau_{in}(t) \quad P(t)\right] \in \Omega \end{aligned}$$

Burada Ω sistemde kullanılan eyleyicilerin moment seviyeleri tarafından sınırlanan, geçerli kontrol komutları kümesini temsil etmektedir. Bu modülde kontrol tasarım değişkenleri üzerinden bir dinamik optimizasyon gerçekleşmekte olup dış döngüdeki statik optimizasyon modülü tarafından sağlanan, ve muhtemelen optimal olmayan, mekanik tasarım parametreleri sabit olarak değerlendirilmekte ve üzerlerinde bir bar ile $\bar{(\cdot)}$ temsil edilmektedir.

4. İ2O Mimarisi ve Deneysel Değerlendirmeler

MACCEPA–tahrikli proteze ait ortak–tasarım optimizasyonu eş zamanlı ve içiçe stratejiler kullanılarak hayata geçirilmiştir. Eş zamanlı strateji için bağlaşık dinamik optimizasyon problemi, sayısal olarak Tomlab Propt modülü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Tomlab, Matlab için genel amaçlı bir optimizasyon ortamı sağlamakta, Propt modülü ise optimal kontrol problemlerinin çözümü için pseudospektral kollokasyon (Pseudospectral Collocation–PC) yöntemleri uygulamaktadır. Bu çalışmada verilen dinamik optimizasyon sonuçları Propt modülünün "Snopt" çözücüsü kullanılarak ve tasarım gezingelerinin tek periyodu üzerinde 100 adet kollokasyon noktası kullanılmak suretiyle elde edilmiş olup, diğer tüm ayarlar varsayılan değerlerinde tutulmuştur.

İ2O yöntemi, Matlab ortamında Tomlab tarafından sağlanan gelişmiş çözücüler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Özellikle dış modül için Tomlab'ın, standard NLP-tabanlı verimli bir "trust region" algoritması olan, "sTrustr" çözücüsü kullanılmıştır. Dış döngüde türevlerin sayısal kestirimleri için merkezi farklar yaklaşımı tabanlı bir algoritma kullanılmış olup diğer tüm ayarlar varsayılan değerlerinde tutulmuştur. İç döngüde ise optimal kontrol problemlerinin çözümü için yine Tomlab'ın Propt modülünden faydalanılmıştır. Bu durumda da, çözücüye ait tüm ayarlar eş zamanlı strateji için kullanıldığı durumdaki değerlerde tutulmuştur.

Ortak–tasarım optimizasyon problemlerinin çözümlerini fiziksel olarak olanaklı ilk tahmin sistemlerden başlatmak amacıyla bir başlatma birimi gerçekleştirilmiştir. Bu birimde,

öncelikli olarak mekanik yapı tasarım değerleri, izin verilen sınır değerler içinde kalmak suretiyle, rasgele bir şekilde seçilir. Bunu takiben dinamik durum gezingelerinden birisi olan $\phi(t)$ için herhangi bir gezinge seçilir, ve böylece $\dot{\phi}(t)$ gezingesi de belirlenmiş olur. Bu noktada, sistemin diğer dinamik durum gezingeleri olan $q(t)$ ve $\dot{q}(t)$ gezingelerinin istenen periyodik eylem gezingeleri, dolayısıyla bilinen değerler oldukları fark edilmelidir. Geriye kalan diğer bilinmeyen değerler olan kontrol gezingeleri $\tau_{in}(t)$ ve $P(t)$ ise sistem durum denklemleri yeterli sayıda örneklenerek ve Matlab'ın "fsolve" fonksiyonu kullanılarak sayısal olarak belirlenmektedir.

Deneysel çalışmalar kapsamında, DESE-tahrikli robotik sistemlerin eş zamanlı ve İ2O tabanlı ortak–tasarım yöntemleriyle ilgili uygulanabilirlik ve verimlilik değerlendirmeleri amacı ile başlatma modülümüz tarafından belirlenen belirli sayıda olanaklı ilk tahmin sistem tasarımlardan başlayan optimizasyon deneyleri gerçekleştirilmiştir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta söz konusu ön tasarımların her birinin eylem gereksinimlerini, optimal olmayan bir şekilde, sağlayan tek serbestlik dereceli olanaklı sistemler olduğudur. Optimizasyon deneyleri esnasında Tablo 2'te bulunan parametre değerleri kullanılmıştır.

Tablo 2: Eylem Gereksinimleri

Değişken	Tanım	Değer
Q	İstenen periyodik gezinge genliği	$\pi/3$ [rad]
ω	İstenen periyodik gezinge frekansı	2π [rad/s]
τ_L	Harici uygulanan yük momenti	1.0 [Nm]
I_{out}	Çıkış bağlantısı eylemsizlik momenti	0.023 [kg.m^2]

Bu tabloda giriş bağlantısının eylemsizlik momenti I_{in} bulunmamakta, bunun nedeni ise söz konusu parametrenin kol uzunluğu B ile aşağıdaki ilişkiye sahip olmasıdır:

$$I_{in} = 0.1464\, B^3$$

Bu denklemde bulunan sabit katsayı örnek çalışmamız için seçilmiş olan MACCEPA için özellikle belirlenmiştir.

Tek serbestlik dereceli robot protezin eş zamanlı ve İ2O tabanlı stratejiler kullanılarak elde edilen ve fiziksel olarak olanaklı bir ön tasarım noktasından başlatılan ortak–tasarım sonuçları Tablo 3'de verilmiştir. Tablo 3 mekanik yapı tasarım değişkenleri ile sistem performans objektif değerini, bunun yanında her iki strateji ile elde edilen optimal mekanik yapı tasarım sonuçlarını içermektedir. Tablo 4 ise aynı ön tasarım sisteme ait kontrol ve durum gezingeleri ile her iki ortak–tasarım stratejisi ile elde edilen optimal çözüm gezingelerini göstermektedir. Burada son olarak $\phi(t)$'nin optimizasyon deneyleri için gerçekleştirilen tüm başlatma rutinlerinde sabit bir gezinge $\phi_0(t) = 1.3$ olarak seçildiğini belirtmek isteriz.

Sistem düzeyinde (lokal) optimum olduğu bilinen eş zamanlı stratejiye ait sonuçlar İ2O yaklaşımı ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacak referans sonuçlar olarak kullanılmıştır. Tablo 3'te İ2O yaklaşımının, eş zamanlı strateji ile elde edilen optimal mekanik yapı tasarım sonuçları ve optimal performans objektif değerlerini sağladığı gözlemlenmektedir. Buna ek olarak Tablo 4, her iki yöntemle elde edilen tasarım gezingelerinin aynı optimal değerlere ulaştıklarını göstermektedir. Bu gözlemler, sonuç olarak, İ2O yöntemi ile elde edilen sonuçların sistem düzeyinde optimal çözümler olduğunu belirtmektedir.

5. Tartışma

Elde edilen sonuçlar, çalışma kapsamında gerçekleştirilen İ2O tabanlı ortak–tasarım stratejisinin etkinliğini ortaya koymaktadır. Buna ek olarak, birbirine belirli uzaklıklarda bulunan farklı noktalardan başlatılan optimizasyon deneylerinin her birinin aynı optimal çözüme ulaşmış olmaları, elde edilen çözümün yüksek olasılıkla lokal bir sistem optimum olduğunu belirtmektedir.

İ2O tabanlı bir stratejinin muhtemel dezavantajı optimal bir sistem çözümüne ulaşmada, eş zamanlı bir yönteme kıyasla, önemli ölçüde daha fazla zaman gerektirdiğidir. Buna rağmen, daha önce de bahsedildiği gibi, bu yöntemin avantajları bu dezavantajı, özellikle de tasarım süresinin performans kadar önem arz etmediği robotik sistemlerin tasarımı açısından, fazlasıyla karşılamaktadır. Ayrıca, İ2O mimarisinin dış döngüsünde global optimizasyon araçlarının kullanılma durumu düşünüldüğünde bu çalışma kapsamında elde edilen performans seviyelerinin daha ileri noktalara gelmesi beklenmektedir. Bütün bunlara ek olarak, gelecek çalışma planları kapsamında, İ2O mimarisinin iç döngüsünde optimal kontrol teorisine dayalı yinelemeli–LQR tekniklerinin kullanılması planlanmış olup, bu yöntemlerin söz konusu tasarım yapısının yakınsama hızını geliştirmesi beklenmektedir.

6. Sonuçlar

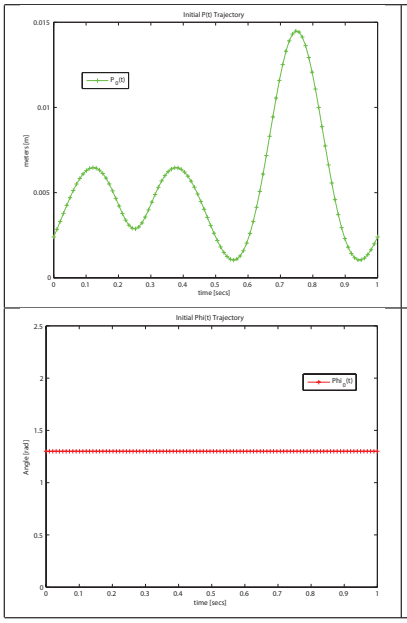
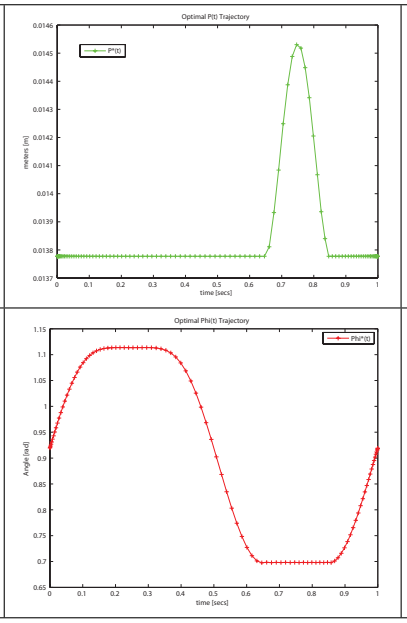
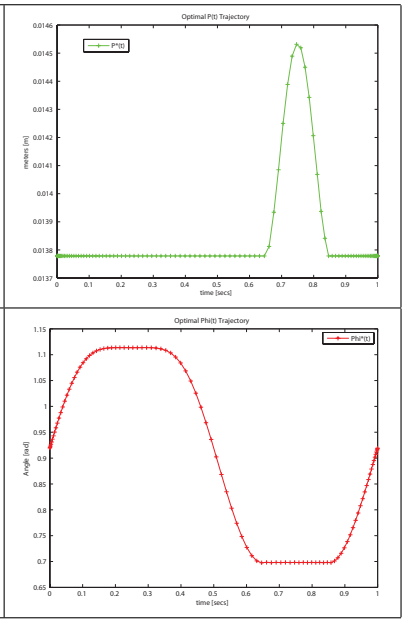
DESE'ler tarafından tahrik edilen robotik sistemler güvenlik, performans ve enerji verimliliği gerektiren çok sayıda uygulama için önemli faydalar sağlamaktadır. Disiplinlerarası sistemler olmalarından dolayı bu robotların performansları, tasarım bağlaşımlarını dikkate alan özel ortak–tasarım teknikleri kullanılmadığı müddetçe maksimum seviyeye ulaşamamaktadır. Bu çalışma, literatürde bir ilk olarak, DESE-tahrikli robotik sistemler için bir içiçe ortak–tasarım mimarisi ortaya koymaktadır. Ortaya atılan mimarinin kullanımı sonucu elde edilen tasarım gerçekleştirimleri mimarinin etkinliğini, MACCEPA–tahrikli bir robot protezin periyodik hareketler içeren dinamik bir eylem için enerji verimliliği açısından optimizasyonunu içeren bir örnek çalışma sonucunda ortaya koymaktadır. Elde edilen başarılı sonuçların direkt çıkarımı, söz konusu robotik sistemlerin performanslarını daha da ileri noktalara taşıması beklenen ihtisasa-özel tekniklerin önerilen İ2O mimarisinin ilgili çalışma alanına özel tasarım döngüleri kapsamında gerçeklenebilecek olmasıdır. Gelecek çalışma amaçları olarak söz konusu tekniklerin geliştirilen ortak–tasarım mimarisi kapsamında uygulanarak DESE–tahrikli robotik sistemlerin gerçek performans potansiyellerinden daha ileri seviyelerde faydalanılması hedeflenmektedir. Bu bağlamda, aşağıda listelenen çalışma maddeleri planlanmıştır:

- Global düzeyde optimal tasarımların araştırılması amacıyla İ2O mimarisinin dış döngüsünde buluşsal optimizasyon araçlarının gerçeklenmesi.
- Önerilen ortak-tasarım yapısının iç döngüsünde yinelemeli–LQR tekniklerinin kullanımı sayesinde yakınsama hızının arttırılması.
- Geliştirilen ortak–tasarım stratejilerinin literatürde mevcut diğer DESE platformları üzerinde uygulanarak performans potansiyellerinin araştırılması.

Tablo 3: Ortak–tasarım Optimizasyon Sonuçları

İlk Tahmin Mekanik Yapı		Eş Zamanlı		İ2O	
$J_0 = 4.9623$	$B_0 = 0.027$ m $C_0 = 0.120$ m $k_0 = 1700$ N/m	$J^*_{SIM} = 1.0407$	$B^*_{SIM} = 0.015$ m $C^*_{SIM} = 0.300$ m $k^*_{SIM} = 4083.1$ N/m	$J^*_{PNO} = 1.0407$	$B^*_{PNO} = 0.015$ m $C^*_{PNO} = 0.300$ m $k^*_{PNO} = 4083.1$ N/m

Tablo 4: Ortak–Tasarım Optimizasyon Gezingeleri

Başlangıç Gezingeleri	Eş–zamanlı–Optimal Gezingeler	İ2O-Optimal Gezingeler
		

7. Kaynakça

[1] D. L. Peters, P. Y. Papalambros, and A. G. Ulsoy, "Relationship Between Coupling and the Controllability Grammian in Co-design Problems," in Proc. American Control Conference, Baltimore, MD, 2010, pp. 623-628.

[2] A. Bicchi and G. Tonietti, "Fast and soft arm tactics: Dealing with the Safety-Performance Tradeoff in Robot Arms Design and Control," in IEEE Robotics and Automation Magazine, vol. 11, no. 2, 2004, pp. 22-33.

[3] M. Garabini, A. Passaglia, F. Belo, P. Salaris, and A. Bicchi, "Optimality Principles in Variable Stiffness Control: The VSA Hammer," in Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), San Francisco, CA, 2011, pp. 3770-3775.

[4] S. A. Migliore, E. A. Brown, and S. P. DeWeerth, "Biologically Inspired Joint Stiffness Control," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Barcelona, Spain, 2005, pp. 4508-4513.

[5] A. Bicchi, G. Tonietti, and R. Schiavi, "Safe and Fast Actuators for Machines Interacting with Humans," in Proc. IEEE Technical Exhibition Based Conference on Robotics and Automation (TexCRA), Tokyo, Japan, 2004, pp. 17-18.

[6] R. Van Ham, B. Vanderborght, M. Van Damme, B. Verrelst and D. Lefeber, "MACCEPA: the Mechanically Adjustable Compliance and Controllable Equilibrium Position Actuator for 'Controlled Passive Walking'," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Orlando, FL, 2006, pp. 2195-2200.

[7] O. Eiberger, S. Haddadin, M. Weis, A. Albu-Schaffer and G. Hirzinger, "On Joint Design with Intrinsic Variable Compliance: Derivation of the DLR QA-Joint," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Anchorage, AK, 2010, pp. 1687-1694.

[8] A. Jafari, N. G. Tsagarakis, B. Vanderborght and D. G. Caldwell, "A Novel Actuator with Adjustable Stiffness (AwAS)," in Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), Taipei, Taiwan, 2010, pp. 4201-4206.

[9] S. S. Groothius, G. Rusticelli, A. Zucchelli, S. Stramigioli and R. Carloni, "The vsaUT-II: a Novel Rotational Variable Stiffness Actuator," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), St. Paul, MN, 2012, pp. 3355-3360.

[10] M. Yalcin, B. Uzunoglu, E. Altintepe and V. Patoglu, "VnSA: Variable Negative Stiffness Actuation based on Nonlinear Deflection Characteristics of Buckling Beams," In IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), 2013.

[11] S. Haddadin, F. Huber, and A. Albu-Schäffer, "Optimal Control for Exploiting the Natural Dynamics of Variable Stiffness Robots," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Saint Paul, MN, 2012, pp. 3347-3354.

[12] B. Vanderborght, B. Verrelst, R. V. Ham, M. V. Damme, P. Beyl, and D. Lefeber, "Development of a Compliance Controller to Reduce Energy Consumption for Bipedal Robots," Autonomous Robot, vol. 24, 2008, pp. 419-434.

[13] J. Yamaguchi, D. Nishino, and A. Takanishi, "Realization of Dynamic Biped Walking Varying Joint Stiffness Using Antagonistic Driven Joints," in Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA), Leuven, Belgium, 1998, pp. 2022-2029.

[14] J. A. Reyer, "Combined Embodiment Design and Control Optimization: Effect od Cross-Disciplinary Coupling," Ph.D. dissertation, Dept. Mech. Eng., Univ. of Michigan, Ann Arbor, MI, 2000.

[15] H. K. Fathy, J. A. Reyer, P. Y. Papalambros, and A. G. Ulsoy, "On the Coupling between the Plant and Controller Optimization Problems," in Proc. American Control Conference, Arlington, VA, 2001, pp. 1864-1869.

[16] W. K. Belvin and K. C. Park, "Structural Tailoring and Feedback Control Synthesis: An Interdisciplinary Approach," in Journal of Guidance Control and Dynamics, vol. 13, 1990 pp. 424-429.

[17] J. Onoda and R. T. Haftka, "An Approach to Structure/Control Simultaneous Optimization for Large Flexible Spacecraft," in AIAA Journal, vol. 25, Aug, 1987, pp. 1133-1138.

[18] S. S. Rao, "Combined Structural and Control Optimization of Flexible Structures," in Engineering Optimization, vol. 13, 1988, pp. 1-16.

[19] Y. P. Yang and Y. A. Chen, "Multiobjective Optimization of Hard Disk Suspension Assemblies: Part II–Integrated Structure and Control Design," in Computers and Structures, vol. 59, 1996, pp. 771-782.

[20] H. K. Fathy, "Combined Plant and Control Optimization: Theory, Strategies and Applications," Ph.D. dissertation, Dept. Mech. Eng., Univ. of Michigan, Ann Arbor, MI, 2003.

EMG Tabanlı El Hareketlerinin Sınıflandırılması ile Çok Eklemli Robot Kol Kontrolü

Murat Tongaoğlu[1], *Ulvi Başpınar*[2], *Erkan Kaplanoğlu*[3], *H.Selçuk Varol*[4]

[1,3]Fen Bilimleri Enstitüsü,
Mekatronik Anabilim Dalı
Marmara Üniversitesi, İstanbul
ekaplanoglu@marmara.edu.tr

[2,4] Teknik Eğitim Fakültesi,
Elektronik Bilgisayar Bölümü
Marmara Üniversitesi, İstanbul
ubaspinar@marmara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, insanoğlunun güvenliğini sağlamak ve kas gücüyle yapılamayacak kuvvetteki işleri yapabilmek üzere tasarlanan, çoklu kavramalı endüstriyel kol kontrolünde kullanılmak üzere, elektromiyografi (EMG) sinyalleri sınıflandırılmıştır. Sınıflandırma işlemi, günlük ihtiyaçların büyük çoğunluğunu karşılayan 5 farklı kavrama ve pozisyon hareketleri için yapay sinir ağları algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Sınıflandırma işleminde ön kola bağlanan 2 adet yüzey elektromiyografi elektrotu yardımıyla sağlıklı kaslardan alınan sinyaller kullanılmıştır. İki ayrı kas grubundan alınan bu sinyaller kavrama ve pozisyonlar ile eşleştirilmiştir. Oluşturulan sınıflandırılmanın testi için, 5 ayrı sağlıklı denekten alınan 30 tekrarlı EMG sinyalleri, prototip olarak kullanılan pnömatik eyleyicili endüstriyel kola uygulanmıştır ve istenilen kavrama hareketlerini gözlenmiştir.

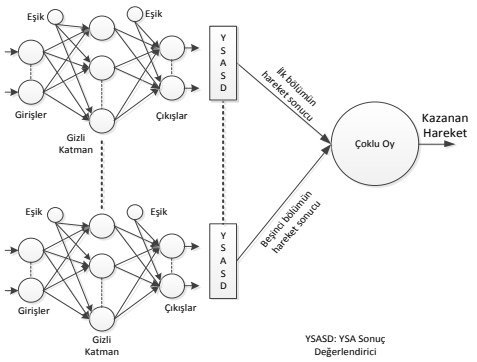
1.Giriş

Endüstride, otomasyon teknolojisinin yanı sıra el işçiliği de önem arz etmektedir. El işçiliği gerektiren çalışmalar insanın kas gücünü zorlayan yapıda olabilmektedir [1]. Bu durumlarda alınan tedbirlere rağmen insanoğlunun hata yapma ihtimalinin her zaman olmasından dolayı iş kazaları kaçınılmaz durumdadır. Bunların önüne geçmek amacıyla çalışanı, işin yapıldığı alandan uzaklaştırmak gerekmektedir. Bu durumda da işin yapılabilmesi için uzaktan kontrol edilen bir robot kola ihtiyaç duyulmaktadır. Sadece parmaklarını açma kapama yapabilen iki parmaklı bir robot kolu (gripper) beş parmaklı bir elin yapabileceği iş gücünü karşılayamayacaktır. Çoklu tutuculu bir kol çalışması bu ihtiyacı giderebilir [2]. Bu yapıda karşılaşılabilecek problem koldaki her bir eyleyicinin her birinin tek tek kontrolünün zor olmasıdır. Düşünülen hareketin kola, ele ve daha da zoru parmaklara verilmesi ayrı bir zorluk derecesidir. Yapılması gereken bu hareketlerin düşünüldüğü anda yapılaması da ayrı bir istektir. Bu isteklerin karşılanmasında insan kaslarından alınabilecek EMG (elektromiyografi) sinyali kullanılması geçerli bir yöntemdir[3].EMG sinyallerinin daha etkili bir şekilde sınıflandırılması ve kullanılabilmesi için belirgin özelliklerinin çıkarılması işlemine özellik çıkarma denilmektedir. Genel olarak EMG sinyallerinin özelliklerinin çıkarılmasında zamana ait ve spektral (tayfla ilgili) olmak üzere iki türlü yaklaşım mevcuttur[4].EMG tabanlı uygulamalarda kullanılan başlıca zamana ait özellikler şunlardır: ortalama mutlak değer (OMD), Willison genliği (WGen), Sıfır geçiş sayısı (SGS), varyans, Eğim işaret değişim sayısı (EIDS), Dalga boyu uzunluğu (DBU). Yapılan çalışmada hareket sınıflamada bu altı özelliğin hepsi kullanılmıştır. EMG sinyallerinin sınıflandırılmasında örüntü tanıma ve örüntüsüz tanıma olmak üzere 2 tip yaklaşım vardır. Hareketlerin sınıflandırılmasında örüntü tanıma algoritmaları çok daha yaygın olarak kullanılır. En fazla kullanılan örüntü tanıma algoritmaları Doğrusal Ayrıştırma Algoritması (DAA)[5], Yapay Sinir Ağları (YSA)[6] ve Bulanık Mantık (BM) algoritmalarıdır. Bu çalışmada yüksek performansı nedeniyle sınıflayıcı olarak YSA kullanılmıştır.

2. Metot

Bu çalışmada kullanılan ileri beslemeli geri yayılımlı ağlar,yapay sinir ağı algoritmalarından çok katmanlı ağ yapısındadır[7].Bir Çok Katmanlı Ağ(ÇKA) modeli, bir giriş, bir veya daha fazla ara veya saklı ve bir de çıkış katmanından oluşur ve her katmanda bir veya daha fazla işlemci eleman veya nöron bulunabilir. Bir katmandaki bütün işlem elemanları bir üst katmandaki bütün işlem elemanlarına bağlıdır. Bilgi akışı ileri doğru olup geri besleme yoktur. Bu sebeple ileri beslemeli sinir ağı modeli olarak adlandırılırlar. Giriş katmanında herhangi bir bilgi işleme yapılmaz. Buradaki işlem elemanı sayısı tamamen YSA'nın uygulanacağı probleme bağlıdır. Ara katman sayısı ve ara katmanlardaki işlem elemanı sayısı ise, deneme yanılma yolu ile bulunur. Çıkış katmanındaki eleman sayısı ise yine uygulanan probleme göre belirlenir.

Bu çalışmada hareket sınıflama için çoklu oy prensibine göre karar veren YSA sınıflayıcısı kullanılmıştır(Şekil 1). Modelde her bir bölümde kullanılan ileri beslemeli geri yayılımlı YSA sınıflayıcılar aynı özelliktedir.

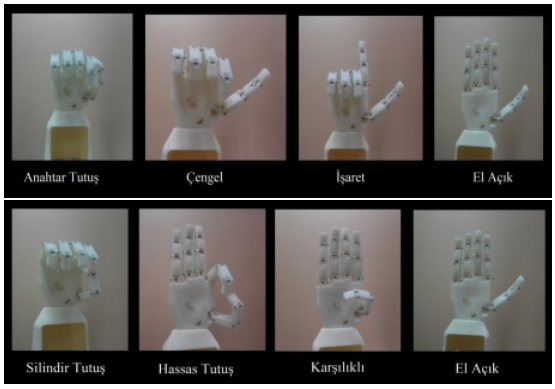


Şekil 1: YSA sınıflayıcısı

YSA sınıflayıcılarında giriş katında 12 adet nöron (2 kas üzerinden elde edilen 12 özellik), gizli katmanda 20 adet nöron ve çıkış katında 5 adet nöron kullanılmıştır. Gizli katman ve çıkış katmanında sırasıyla tansig ve purelin aktivasyon fonksiyonları tercih edilmiştir.

Bu ağların eğitiminde en yaygın kullanılan algoritma ileri beslemeli hata-geri yayılımlı algoritmalardır. Bu algoritmalar nöronun gerçek çıkışı ile istenilen çıkış değerleri arasındaki farkı azaltan, giriş bağlantılarını güçlendiren ve sürekli olarak değiştiren bir düşünceye dayanmaktadır. Hata, aynı anda bir katmandan bir önceki katmanlara geri yayılarak azaltılır. Ağın hatalarının düşürülmesi işlemi, çıkış katmanından giriş katmanına ulaşıncaya kadar devam eder. Bu çalışmada en yaygın kullanılan geri yayılımlı eğitim algoritmalarından olan Levenberg-Marquardt[8], gradyan iniş ve esnek geri yayılım algoritması kullanılmıştır. Yapılan çalışmada hareketin başlangıcı, Bonato ve arkadaşları tarafından önerilen çift eşikli[9] başlangıç tespit algoritması ile tespit edilip hareketin başlangıcından itibaren 1000 örnek kaydedilmiştir. Alınan bu örnekler pencereleme tekniği ile 200 örneklik 5 kısma bölünmüş ve her bölümün özelliği ayrı ayrı çıkartılarak ilgili YSA'ların eğitimi gerçekleştirilmiştir. Modelde en fazla oyu alan hareket ilgili hareket olarak sınıflandırılır.

Yapılan çalışmalarda, günlük yaşantımızdaki aktivitelerimizin çok büyük bir kısmını karşılamak için Şekil 2'de görülen 6-7 farklı hareketinyeterli olduğu görülmektedir[10]. Bunlar; El açma, el kapama, işaret etme, silindirik tutma, hassas tutma olarak isimlendirilebilen el pozisyon ve kavramalarıdır. Bu çalışmada kullanılan sınıflandırma yönteminin testi için bahsi geçen hareketler seçilmiştir.



Şekil 2: Günlük ihtiyaçlar için el pozisyonları

3. Uygulama

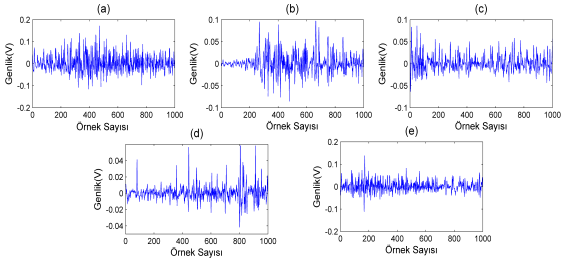
Tasarlanan sistemin ve seçilen metodungerçek zamanlı testi içinbilgisayar tabanlı veri haberleşme sistemine bağlanan EMG devresi ve pnömatikeyleyiciliprototip kol kullanılmıştır.

3.1 EMG Sinyal Toplama ve Sınıflandırma

Bu çalışmada EMG sinyallerinin ölçme ve yükseltme işlemi ev yapımı 2 kanallı bir EMG yükselteç kullanılarak gerçekleştirilmiştir[11]. Tasarlanan yükselteç ile analog EMG sinyalleri 500 kat yükseltilmiş ve bir veri toplama kartıyla (I/O TechComp.) 16 bit çözünürlüklü olarak sayısal veriye 1 kHz ile örneklenerek bilgisayara aktarılmıştır. Sayısal veriye çevrilen EMG sinyalleri bant geçiren filtre ile filtrelenerek 20 Hz'in altındaki ve 500 Hz'in üstündeki istenmeyen sinyaller bastırılmıştır.

Sınıflandırma için kullanılan sinyaller önkoldaki sağlıklı "flexorcarpiradialis" ve "brachioradialis" kaslarından ölçülmüştür.

5 farklı el hareketi(El açma, el kapama, işaret etme, silindirik tutma, hassas tutma) 30 kez tekrar edilerek bahsi geçen kaslarından ölçülüp kaydedilmiştir. Şekil 3'te 5 farklı hareketin sEMG kayıt örnekleri gösterilmiştir. Elde edilen kayıtların 6 farklı zaman domenine ait özellikleri çıkarılmıştır ve üretilen bu özelliklerin %70'i YSA'nın eğitiminde diğer geri kalan %30'u ise test amaçlı kullanılmıştır.



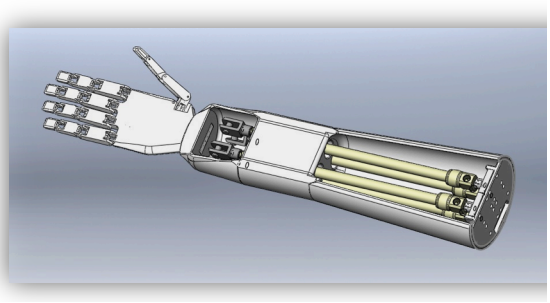
Şekil 3. 5 farklı el hareketinin sEMG kayıt örnekleri: (a) El açma, (b) El kapama, (c) Hassas tutuş, (d) işaret etme, (e) Silindirik tutma

Yapılan çalışmada %95,55 oranında bir sınıflama performansına erişilmiştir. Tablo1'de sınıflandırma performansı karışım matrisi olarak sunulmuştur.

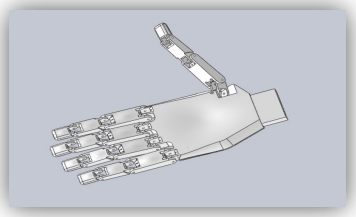
Tablo 1: Sınıflandırma sonuçlarının karışım matrisi

		Gerçek Sınıflar(%)				
		El Açma	El Kapama	Hassas Tutma	İşaret Etme	Silindirik Tutma
Tahmin Edilen Sınıflar	El Açma	88,88	0	0	0	11,12
	El Kapama	0	100	0	0	0
	Hassas Tutma	0	0	100	0	0
	İşaret Etme	0	0	0	100	0
	Silindirik Tutma	11,12	0	0	0	88,88

Sınıflandırma sonuçları incelendiğinde, eğitilen YSA 5 farklı el hareketini yüksek doğrulukta sınıflandırabildiği görülmektedir.



Şekil 4: Çok kavramalı el



Şekil 5: Endüstriyel kolun katı modeli

3.2 Prototip Çoklu Kavramalı Kol

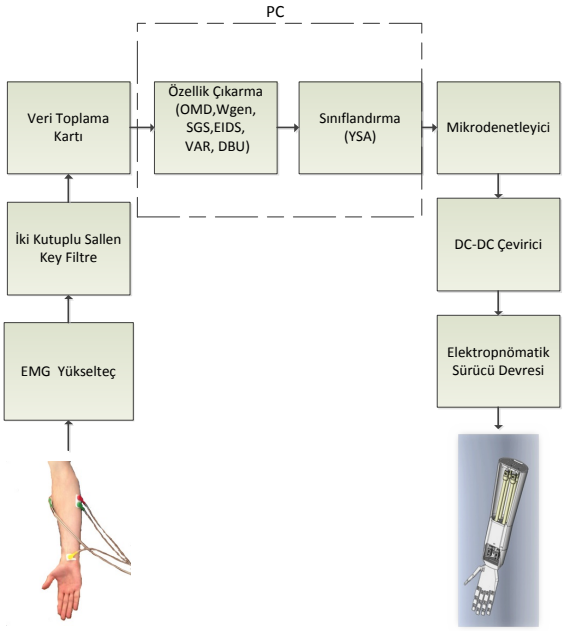
Prototip kol, el ve ön kol olarak iki ayrı kısımdan oluşmaktadır[13].

Tasarlanan el, insan elinde olduğu gibi 5 parmak; her bir parmak 3 parmak kemiğine sahip, avuç içi ve bilekten oluşmaktadır. İnsan elinin parmak yapısı benzer olarak alınmış fakat avuç kısmı bir bütün olarak tek parça tasarlanmıştır. Şekil 4'te tasarlanan elin katı modeli görülmektedir. Diğer bir değişiklik ise insan elindeki başparmak kemikleri iki adet olmasına rağmen tasarlanan elde başparmak 3 parça halinde tasarlanmıştır. Bu sayede daha sağlıklı bir kavrama yapılabilmektedir.

Şekil 5'te kolun katı modeli görülmektedir. Bu kısım dört adet Pnömatik kasın haraket edebileceği bağlantı elemanlarından oluşmaktadır. Kullanılan 4 adet Pnömatik kas, insan ön kolundaki temel 4 grup kası temsil etmektedir. Elin tasarlanmasının ardından elin kapanması için gerekli tendon çekmesi hesaplanmıştır. Bu hesaba göre 7 cm'lik bir tendon çekmesi sonucu elin istenilen ölçüde kapandığı gözlenmiştir. Pnömatik kasların 6 bar basınç altında ortalama %25 ila %30 kısalması tendonlar için yeterli olmaktadır.

3.3 Kontrol

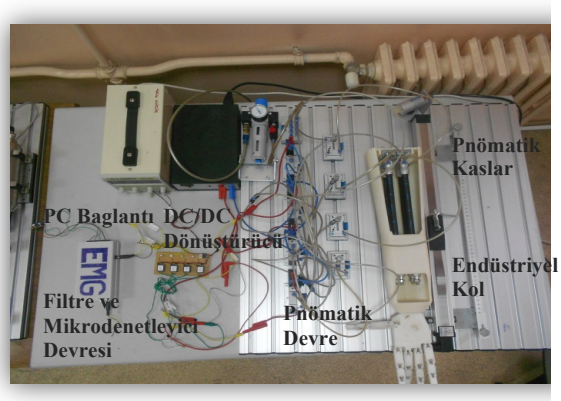
Kontrol bölümü elektronik ve elektropnömatik olmak üzere iki temel bölümden oluşmaktadır. Elektronik bölümde; yüzey elektrotları ile alınan EMG sinyalini yükselten, işleyen ve kullanılabilir forma sokan devre ve bu sinyali bir algoritmadan geçirerek, giriş sinyallerine göre, elektropnömatik devre için kontrol sinyali üreten kontrol devresi yer almaktadır. Elektropnömatik kısımda ise selenoid valfler, kısıcılar, kompresör ve kablo-hortum gibi elektropnömatik devrenin temel malzemeleri bulunmaktadır. EMG cihazı aracılığıyla



Şekil 6: Kontrol blok şeması

sinyallerin alınıp işlenmesi sonucu elde edilen analog sinyaller lojik işaretlere dönüştürülmüştür. Elde edilen bu lojik işaretlere göre sistemdeki Pnömatik kaslar (PAM), çok kavramalı elin uygun pozisyonlarda konumlanmasını sağlayacak ş ekilde elektropnömatik valfler yardımıyla sürülmüştür. Kontrol devresinin genel akış diyagramı Şekil 6'da görülmektedir.

Çalışmanın testinin yapılması için, bilgisayar ortamında katı model olarak tasarlanan kol hızlı prototiplemede üretilmiş ve devreler (EMG, Eletropnömatik) ile birlikte test sistemi oluşturulmuştur (Şekil 7).
Testin yapılması için bir kişinin (tehlikeli parça ile çalışan operatörün) koluna yüzey elektrotları kullanmak suretiyle EMG cihazı bağlanmıştır. EMG cihazının çıkışının mikrokontrolörün analog girişine takılmasıyla birlikte operatör; pnömatik kasların ileri geri hareketi ile elin parmaklarını hareket ettirmeye hazır hale getirilmiştir. Yüzey elektrotları fleksör ve ekstansör kaslarına bağlı olan



Şekil 7: Test düzeneği

operatöre, fleksiyon ve ekstansiyon hareketi yaptırılarak,5 farklı el hareketini (El açma, el kapama, işaret etme, silindirik tutma, hassas tutma) alması sağlanmıştır (Şekil 2).

4.Sonuçlar

Bu çalışmada çoklu kavrama yeteneğine sahip endüstriyel kol kontrolünde kullanılmak üzere, EMG sinyalleri,ileri beslemeli geri yayılımlı yapay sinir ağı algoritması ile sınıflandırılmıştır. Yapılan sınıflandırma sonucunda, eğitilen yapay sinir ağı, 5 farklı el hareketini yüksek doğrulukta gerçekleştirilmiştir. Sınıflandırmanın test edilmesi amacıyla giriş değişkeni, sağlıklı kaslardan alınan sinyaller seçilmiş ve kontrol işareti prototip endüstriyel kola uygulanmıştır. Test sonucunda prototip kolun istenilen kavrama hareketlerini gerçekleştirdiği görülmüştür. İlerideki çalışmalarda kavrama sayısı artırılması ve kavrama esnasında oluşan pozisyon ve kuvvet ilişkilerinin incelenmesi hedeflenmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma Marmara Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Komisyonu (BAPKO) tarafından 4371-FEN-C-YLP-150513-0177no'lu proje kapsamında desteklenmiştir. Teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

[1] Richard F. Weir, Jonathon W. Sensinger "The Design of Artificial Arms and Hands for Prosthetic applications" Biomedical Engineering and Design Handbook (Chepter 20), 2004

[2] Fite, K. B., Withrow, T.J., Shen, X., Wait, K. W., Mitchell, J. E., and Goldfarb, M. A Gas-Actuated Anthropomorphic Prosthesis for Transhumeral Amputees. IEEE Transactions on Robotics, vol. 24, no. 1, pp. 159-169, 2008.

[3] Fite, K. B., Withrow, T.J., Shen, X., Wait, K.W., Mitchell, J., and Goldfarb, M. Progress Towards the Development of a Highly Functional Anthropomorphic Transhumeral Prosthesis. IEEE International Conference on Rehabilitation Robotics, pp. 205-211, 2007. Awarded ICORR 2007

[4] A. Phinyomark, C. Limsakul, and P. Phukpattaranont, "A novel feature extraction for robust EMG pattern recognition," arXiv preprint arXiv:0912.3973, 2009.

[5] D. Graupe, J. Magnussen, and A. Beex, "A microprocessor system for multi functional control of upper-limb prostheses via myoelectric signal identification," Automatic Control, IEEE Transactions on, vol. 23, pp. 538-544, 1978.

[6] U. Baspinar, H. Selcuk Varol, and K. Yildiz, "Classification of hand movements by using artificial neural network," in Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), 2012 International Symposium on, 2012, pp. 1-4.

[7] B. Yegnanarayana, Artificial neural networks: PHI Learning Pvt. Ltd., 2009.

[8] SJ.Wright, J.Nocedal, Numerical Optimization: Springer New York, 1999.

[9] P. Bonato, T. D'Alessio, and M. Knaflitz, "A statistical method for the measurement of muscle activation intervals from surface myoelectric signal during gait," Biomedical Engineering, IEEE Transactions on, vol. 45, pp. 287-299, 1998.

[10] S. A. Dalley, H. A. Varol, and M. Goldfarb, "Continuous Position and Force Control of a Multigrasp Myoelectric Transradial Prosthesis," in Myoelectric Controls/Powered Prosthetics Symposium (MEC), Fredericton, pp. 1-4 Canada, 2011P.C.

[11] U. Baspinar, H. S. Varol, and V. Y. Senyurek, "Performance comparison of artificial neural network and gaussian mixture model in classifying hand motions by using sEMG signals," Biocybernetics and Biomedical Engineering, vol. 33, pp. 33-45, 2013.

[12] Peter Konrad "The ABC of EMG. A Practical Introduction to Kinesiological Electromyography" 2011.

[13] Tongaoglu M. "EMG Kontrollü Pnömatik Eyleyicili İnsansı Endüstriyel Kol Tasarımı" Marmara Üniversitesi YSL Tezi-2013 Danışman: Dr. Erkan Kaplanoğlu.

Esnek Eyleyicili Robotların Doğrusal Olmayan Model Öngörülü Kontrol ile Geri Beslemeli Kontrolü

Altay Zhakatayev[1], *Matteo Rubagotti*[1], *Huseyin Atakan Varol*[1]

[1]Robotik ve Mekatronik Bölümü
Nazarbayev Üniversitesi, Astana, Kazakistan
{azhakatayev,matteo.rubagotti,ahvarol}@nu.edu.kz

Özetçe

Değişken empedanslı eyleyiciler ve bunların kontrolü insansı, tıbbi, insanlarla etkileşen, sosyal ve endüstriyel robotlar için büyük önem teşkil eden bir konudur. Bu çalışma değişken empedanslı eyleyiciler ile hareket ettirilen robotların geri beslemeli kontrolü hakkındadır. Kontrol problemi çözülürken bu sistemlerin doğrusal olmayan yapısı ve giriş-çıkış ve durum değişkenleri üzerindeki kısıtlamalar dikkate alınmalıdır. Çalışmamızda bu tip sistemler için referans yörüngeleri açık döngü optimal kontrol vasıtasıyla oluşturulur ve model öngörülü kontrol aracılığıyla izlenir. Önerilen yöntemin işlevselliği, iki eklemli düzlemsel bir robotun bir topu en uzak mesafeye atmaya çalıştığı bir benzetim çalışmasında test edilmiştir. Model öngörülü kontrol tabanlı yöntemin dış bozucu etkiler durumunda açık döngü yönteme göre daha yüksek performans gösterdiği görülmüştür.

1. Giriş

Son yıllardaki teknolojik gelişmelere rağmen, robotlar hala el becerisi, güvenlik ve verimlilik gerektiren işlerde insanlardan geridedir. İnsan düzeyi performans robotların tıp, arama kurtarma ve sosyal robotik gibi alanlarda daha yaygın kullanımına izin verecektir. Aynı zamanda endüstride robotlar ve insanların arasında koruyucu bariyerlere gerek kalmadan birlikte çalışması mümkün olacaktır. İnsan düzeyindeki performansa ulaşan robotlar yapmak için araştırmacılar antropomorfik robotlar tasarlamaktadır [1]. Bu konudaki ilk girişimler robotların kinematik yapısı üzerine olmuştur. Bu araştırmalar günümüzde robotların çarpışmalar; insanlar, nesneler ve çevre ile etkileşim gibi durumlarda dinamik davranışları üzerinde durmaktadır. Bir tasarım yaklaşımı hafif robotların eklemlerine iliştirilmiş tork sensörleri ile aktif tork kontrolü yapmaktır [2]. Başarılı örneklerin varlığına rağmen, bu tip robotların önemli sınırlamaları vardır [3]. Öncelikle, eklemlerdeki eyleyiciler linklerden ayrılmış değildir, ve esnek davranış aktif tork kontrolü ile elde edilir. Bu nedenle, çok kısa süren çarpışmalar bile dişlilerin ve eyleyicilerin tork sınırlarını aşabilir ve sisteme zarar verebilir. Buna ek olarak, insan kas-iskelet sisteminin aksine, bu robotların esnek parçalarda enerji biriktirme kabiliyetleri yoktur. Bu eksiklik atma, atlama ve koşma gibi enerji biriktirme gereksinimi olan görevlerde robotun hızını ve kuvvetini sınırlamaktadır.

Değişken empedans eyleyicili (DEE) robotlar [4-8] son zamanlarda aktif tork kontrollü hafif robotların karşılaştığı zorluklar ile başa çıkmak için ortaya çıkmıştır. DEE robotların eklemlerindeki esnek elemanlar enerji depolamak için kullanılır. Bunun sayesinde DEE robotlar; tekrarlayan görevlerde enerji tüketiminin azalması, maksimum kuvvet ve hız yeteneklerinin artması ve çarpışmaların etkilerinin azalması konusunda avantajlı olurlar. Bu yararlara aynı zamanda bazı dezavantajlar eşlik eder: esnek elemanlar ve bunlarla ilişkili eyleyiciler nedeniyle tasarım karmaşıklaşır ve esnek eyleyiciler nedeniyle mekanik bant genişliği ve mutlak konum hassasiyeti azalır. DEE robotların parametre tanıma, görev planlama ve kontrol problemleri de oldukça zorludur.

Doğrusal olmayan dinamikler, eyleyici kısıtlamaları ve yüksek sayıdaki kontrol girişleri nedeniyle, kontrol sistemlerinin parametrelerinin sezgisel ayarlanması DEE robotlarin potansiyelinin tam olarak kullanılamamasına yol açar. Sistemin doğal dinamiklerinden yararlanmak için, eyleyicilerin empedansının en iyi şekilde modüle edilmesi gerekir. Bu anlayışa dayalı kontrol enerji tüketimini azaltmak, insan-robot etkileşimi güvenliğini artırmak ve patlayıcı hareket görevlerinde performansı arttırmak için kullanılmıştır [9-12]. Son olarak DEE robotların optimal kontrolü için yeni bir yöntem sunulmuştur [13]. Bu çalışmada, hızlı dinamikleri olan motorlar geri beslemeli kontrol kullanılarak kontrol edilir. Sonra eyleyici kısıtlamaları ve motorun kapalı döngü dinamiği, DEE robotun sistem denklemlerine dahil edilir ve robotun görev için referans yörüngesi kısıtlamaların dikkate alındığı bir optimal kontrol problemi (OKP) çözülerek bulunur. Tam kapalı döngü kontrol dış etkiler ve parametre değişikliği olan durumlarla başa çıkmak için gereklidir [13]. Bu problemleri çözmek için bu çalışmada doğrusal olmayan model öngörülü kontrol (MÖK) [14] tabanlı bir yöntem öneriyoruz. Yöntemimizde ilk adım olarak, robotun modeli çıkarıldıktan sonra, görev için maliyet fonksiyonunu minimize eden giriş ve durum değişkenleri bulmak amacıyla [13]'e benzer bir şekilde bir OKP oluşturulur. Bu kontrol serisini doğrudan sisteme açık döngü olarak beslemek yerine, durum değişkenleri kapalı döngü bir MÖK kontrolörü için referans olarak kullanılmıştır. Bu MÖK kontrolörü her örnekleme zamanında bir sonlu ufuk optimal kontrol problemi (SUOKP) çözmektedir. Tahmin ufuğu dizisinin birinci değerleri sisteme kontrol girişi olarak uygulanır ve bir sonraki örnekleme zamanında SUOKP yeniden çözülür (Şekil 1).

Mikroişlemcilerin artan hesaplama yetenekleri ve daha hızlı optimizasyon algoritmalarının ortaya çıkması ile MÖK kullanımı geleneksel süreç kontrol uygulamalarından mekatronik, otomotiv gibi hızlı örnekleme zamanları gerektiren uygulamalara kaymaya başlamıştır [15, 16]. Yazarlar, kısa örnekleme zamanları ve hesaplamasal zorluklar

nedeniyle DEE robotlara daha önce MÖK uygulanmadığını düşünmektedir. Ancak son yıllarda doğrusal olmayan MÖK için yeni optimizasyon algoritmaları kullanan sayısal çözümleyiciler ortaya çıkmıştır. Bu calışmada SUOKP çözümü için ACADO aracını [17] kullanmaktayız. Bunun nedeni ACADO'nun açık kodlu, C++ tabanlı, kontrol kodunu C/C++ dillerinde oluşturabilen, MATLAB arayüzlü hızlı bir doğrusal olmayan sayısal çözücü olmasıdır.

Çalışmanın geri kalanında önce yöntemimizi açıkladık. Sonraysa, önerdiğimiz yöntemin üstünlüklerini göstermek için ucuna top bağlı iki eklemli düzlemsel bir robotun bir atma görevindeki performansını örnek olarak seçtik. Bir benzetim çalışmasında yöntemimizin performansını nominal ve dış bozucu etki durumlarında açık döngü yöntem ile karşılaştırdık. Aynı zamanda, yöntemimizin hesaplamasal olabilirliğini test etmek için, SUOKP'nin masaüstü bir bilgisayardaki en kötü hesaplama zamanını örnekleme zamanı ile karşılaştırdık.

2. Esnek Eyleyicili Sistemlerin Modellenmesi

DEE robotları modellemek amacıyla, iki farklı koordinat sistemi göz önünde bulundurulmalıdır. Birinci set $q \in \mathbb{R}$ standart rijit robotlarda olduğu gibi, robotun eklem açılarını temsil eder. Buna ek olarak, bir başka koordinat seti $\theta \in \mathbb{R}$ esnek eyleyicilerin motor açılarını temsil etmektedir. Vektörler q ve θ sırasıyla link tarafı ve motor tarafı koordinatları olarak adlandırılır. Link tarafı dinamikleri Lagrange formülasyonu kullanılarak şu şekilde gösterilebilir:

$$M(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + D\dot{q} + G(q) = \tau_E(q,\theta) \qquad (1)$$

Burada M robotun rijit kısmının atalet momenti matrisini, C Coriolis kuvvetlerini, D viskoz sürtünmeye bağlı kuvvetleri ve G ise yer çekimi kuvvetlerini temsil etmektedir. Sağ taraftaki τ_E link tarafı dinamiğine etki eden ve elastik elemanlar tarafından oluşturulan eklem torklarıdır. Motor tarafı dinamikleri genellikle link tarafi dinamiklerinden daha hızlı olduğundan ve esneklik modülasyonu motor açılarına bağlı olduğundan, motorların pozisyon kontrolü ayrı bir döngü içerisinde yapılır. Yüksek dişli oranı ve yüksek kazançlı pozisyon denetimini göz önüne alınarak, motorların kapalı döngü dinamikleri doğrusal ikinci derece bir model ile gösterilebilir:

$$\ddot{\theta}_i + 2\beta_i\dot{\theta}_i + k_i^2\theta_i = k_i^2\theta_{d,i}, \quad i = 1,\dots,n_\theta \qquad (2)$$

Burada θ_i, $\dot{\theta}_i$ ve $\theta_{d,i}$ i'inci motor için motor pozisyonu, hızı ve referans pozisyonudur. β_i ve k_i motor dinamikleri ile ilişkili sabitlerdir. Bunlar göz önüne alındığında sistemin genel durum uzayı denklemleri su sekilde yazılabilir:

$$\dot{x} = f(x,u) = \begin{bmatrix} \dot{q} \\ -M^{-1}q(\,C(q,\dot{q})\dot{q} + D\dot{q} + G(q) - \tau_E(q,\theta)) \\ \dot{\theta} \\ -B\dot{\theta} - K\theta + K\theta_d \end{bmatrix} \qquad (3)$$

Burada $x \triangleq [q,\dot{q},\theta,\dot{\theta}]'$, $u \triangleq \theta_d$, $B \triangleq diag\{2\beta_i\}$ ve $K \triangleq diag\{k_i^2\}$ şeklinde tanımlanmıştır.

2. Esnek Eyleyicili Robotlar İçin Optimal Kontrol Problemi

DEE robotlarin kontrolünde, görevler genellikle OKP'ler [18] olarak tanımlanır. OKP'nin hedefi belirli bir sürede ($[0,T)$) optimal gerçekleşmeyi sağlayacak açık döngü giriş serisini ($u_{ol}^*(t)$) belirlemektir. Sabit örnekleme zamani T_s dikkate alındığında açık döngü giriş serisi $u_{ol}(t)$ bir sınırlı seri olarak olarak $u_{ol} \triangleq \{u_{ol}(0),\ u_{ol}(T_s),\ \dots,\ u_{ol}((N-1)T_s)\}$ şeklinde tanımlanabilir. OKP ise şu şekilde yazilabilir:

$$\begin{gathered} u_{ol}^*(t) = \text{argmin}_{x(0),u_{ol}}\ J(x(\cdot),u_{ol}) \\ subj.to\ x(t) = x(0) + \int_0^t f(x(\tau),u_{ol}(\tau))d\tau \\ x(t) \in \tilde{\mathcal{X}}, \forall t \in [0,T] \\ u_{ol}(t) \in \tilde{\mathcal{U}}, \forall t \in [0,T] \end{gathered} \qquad (4)$$

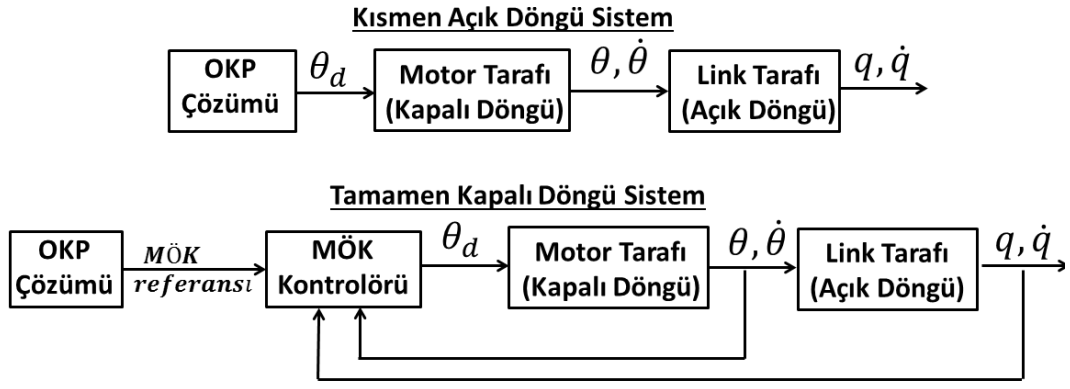
Burada $\tilde{\mathcal{X}}$ ve $\tilde{\mathcal{U}}$ sırasıyla durum değişkenleri ve girişler üzerindeki kısıtlamalardır. Maliyet fonksiyonu $J(\cdot,\cdot)$ ise şu şekilde tanımlanmıştır:

$$J(x(\cdot),u_{ol}) = \int_0^T g(x(t),u_{ol}(t))dt + h(x(T)) \qquad (5)$$

Burada $g(\cdot,\cdot)$ Lagrange terimi olarak adlandırılır ve robotun görev süresindeki davranışı ile ilgilidir. $h(\cdot)$ ise Mayer terimi olarak adlandırılır ve robotun en son durumu ile ilgilidir. Örneğin robot bir top atma görevinde kullanılıyorsa, topun gideceği mesafe Mayer terimi olabilir. Bu OKP bu çalışmada ACADO kullanılarak çözülmüştür.

3. Kapalı Döngü Kontrol Problemi

Bu çalışmada önerilen çözüm tüm robot dinamiğini dikkate alan kapalı döngü bir kontrölörün oluşturulmasıdır. OKP'den elde edilen durum değişkenleri öngörülü kontrol için referans olarak kullanılır. Öngörülü kontrol sayesinde kısıtlamalara uyulması ve dış bozucu etkilere karşı koyulması sağlanır. Öngörülü kontrol sabit zaman aralıklarında bir SUOKP çözmektedir. Robotik uygulamalar için sensörlerden bilgi alınması için gereken süre (T_{sens}), SUOKP'nin çözülmesi için gereken zaman (T_{solv}) ve hesaplanan kontrolör çıkışının eyleyicilere ulaştırılması için gereken süre (T_{trans}), örnekleme



Şekil 1: Kısmen açık döngü kontrölörün tamamen kapalı döngü kontrölör ile karşılastırılması.

zamani T_s yanında göz ardı edilebilir değildir. Bunun için $T_{sens} + T_{solv} + T_{trans} < T_s$ olduğunu öngörerek, biz $(k-1)T_s$ zamanında hesaplanan kontrol çıkışlarının sisteme kT_s anında uygulunmasını teklif ediyoruz. Ayrıca, belirsizliklere karşı koyulmasında MÖK'ün daha fazla özgürlüğü olmasını sağlamak için SUOKP'ye daha gevşek kısıtlamalar koyuyoruz ($\mathcal{X} \supseteq \tilde{\mathcal{X}}$ve $\mathcal{U} \supseteq \tilde{\mathcal{U}}$). Q, R ve S sırasıyla durum değişkenleri takip hatası, giriş değişkenleri ve durum değişkenlerinin ufuk sonundaki takip hatası değerleri ile ilişkili SUOKP kuadratik maliyet fonksiyonun ağırlık matrisleridir.ACADO'nun gerçek zamanlı kapalı döngü problemlerde kullanılması hakkındaki detaylara [19-21] numaralı referanslarda ulaşılabilir.

4. Benzetim Deneyleri

4.1 Sistem Modellemesi

Bu çalışmada, yöntemin performansını göstermek amacıyla ucunda bir top olan iki eksenli düzlemsel bir robot kullanılmıştır (Şekil 2). Robot dört tane servo eyleyici tarafından dört kuadratik yay aracılığıyla hareket ettirilmektedir. Deneyin amacı robutun topu en uzak mesafeye atmasıdır. Link tarafı açılarını gösteren vektör $q = [q_1, q_2]' \in \mathbb{R}_2$ şeklinde tanımlanmıştır. $M(q), C(q,\dot{q}), D$ ve G ise şu şekilde tanımlanmıştır:

$$M(q) = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{12} & m_{22} \end{bmatrix},$$

$$\begin{cases} m_{11} = I_1 + m_1 L_{c1}^2 + I_2 + m_2(L_1^2 + 2L_1 L_{c2} cosq_2 + L_{c2}^2) \\ \qquad +m_3(L_1^2 + 2L_1 L_{c2} cosq_2 + L_2^2) \\ m_{12} = I_2 + m_2(L_{c2}^2 + L_1 L_{c2} cosq_2) + m_3(L_1 L_{c2} cosq_2 + L_2^2) \\ m_{22} = I_2 + m_2 L_{c2}^2 + m_3 L_2^2 \end{cases}$$

$$C(q,\dot{q}) = -(m_2 L_{c2} + m_3 L_2) L_1 sinq_2 \begin{bmatrix} 2\dot{q}_2 & \dot{q}_2 \\ -\dot{q}_1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$D = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}$$

$$G(q) = g \begin{bmatrix} (m_1 L_{c1} + m_2 L_1 + m_3 L_1) cosq_1 \\ \qquad +(m_2 L_{c2} + m_3 L_2) \mathrm{c\,os}(q_1 + q_2) \\ g(m_2 L_{c2} + m_3 L_2) \cos(q_1 + q_2) \end{bmatrix}$$

Burada I_i, m_i, L_i, L_{ci} sırasıyla (link 1 ve 2 için) atalet momenti, kütle, uzunluk ve link başlangıcından ağırlık merkezine kadar olan uzunluktur. m_3 ise topun kütlesidir. Ayrıca b_1 ve b_2 viskoz sürtünme sabitleridir. Doğrusal olmayan elastik elemanlar antagonistik bir yapıda değişken esneklikte davranış elde etmek için kullanılmıştır. Bu nedenle her eklemde iki adet DOEE vardır (Şekil 3). Elastik eklem momentlerinin vektörü şu şekilde gösterilebilir:

$$\tau_E = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} (T_1 - T_2) \\ (T_3 - T_4) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Burada $T_i, i = 1, \dots, 4$ dört tendondan herbirinin gerilimi, ρ ise her iki eklem içinde aynı olan eklem yarıçapıdır. Kuadratik yaylar kullanıldığı için tendon gerilimi yay uzaması arttıkça kuadratik olarak artar. Her tendon gerilimi $T_i = k\delta_i^2$ olarak yazilabilir. k $[N/m^2]$ yayların esneklik katsayısıdır, δ_i ise yayların serbest durumlarından uzumasıdır. Link tarafı sisteminin parametreleri *L_1=0.25 m, L_2=0.305 m, L_{c1}=0.135 m, L_{c2}=0.115 m, m_1=0.42 kg, m_2=0.42 kg, I_1=2.2·10^{-3} kgm^2, I_2=1.7·10^{-3} kgm^2, b_1=b_2=0.01 Nms, k=7440 N/ m^2, ρ=0.013 m ve H=0.7 m*'dir. Top olarak bir tenis topu model ($m_3 = 0.06\ kg$) alınmıştır. Motor tarafı dinamikleri için bu görev için uygun olan dört Dynamixel MX-28T servomotoru seçilmiştir. Bu motorların parametreleri sistem tanıma ile $\beta_i = k_i = 37.7$ olarak bulunmuştur. Genel olarak (3)'te gösterilen sistem 12 durum ve 4 giriş değişkenine sahiptir ve kontrol girişleri sisteme 20 ms örnekleme zamanı ile verilmektedir.

4.2 OKP Formülasyonu

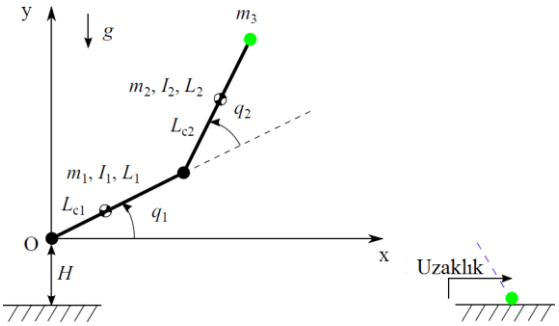
OKP'nin temel hedefi sabit bir zaman aralığında $T = 4\ s$ topun atış uzaklığı d'yi maksimize etmektir. 20 ms örnekleme zamanı dikkate alındığında bu 200 kontrol girişine yol açar. Atış uzaklığı d atış anı durum değişkenleri ve eğik atış denklemleri kullanılarak bulunabilir. Atış uzaklığını aksimize ederken, enerji tüketimini de sınırlamak problemin bir hedefidir.Bu nedenle motor hızları ve momentleri ile ilgili terimler de OKP maliyet fonksiyonuna (13) eklenmiştir.

$$J(x, u_{ol}) = \int_0^T \left(\sum_{i=1}^4 (\epsilon_\tau T_i^2 + \epsilon_\omega \dot{\theta}_i^2)\right) dt - d(T) \quad (8)$$

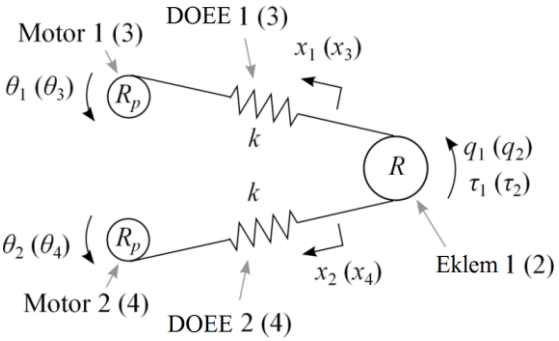
Burada uzaklık maksimizasyonuna öncelik vermek amacıyla $\epsilon_\tau = \epsilon_\tau = 10^{-7}$ olarak ayarlanmıştır. Eşitsizlik kısıtlamaları için, $\tilde{\mathcal{X}}$ ve $\tilde{\mathcal{U}}$ setleri link dönmeleri, motor momentleri ve hızları ve yay sıkışmaları gibi fiziksel büyüklüklere karşılık olarak durum değişkenlerine bağlı olarak şu şekilde ayarlanmıştır:

$$\tilde{\mathcal{X}} \triangleq \begin{cases} -3\pi/2 \le q_1 \le \pi/2 & [rad], & \\ -\pi \le q_2 \le \pi & [rad], & \\ 0 \le T_i \le 2 & [Nm], & i = 1, \dots, 4 \\ -5 \le \dot{\theta}_i \le 5 & [rad/s], & i = 1, \dots, 4 \\ 0 \le \delta_i \le L_{max} & [m], & i = 1, \dots, 4 \end{cases} \quad (9)$$

Giriş kısıtlamaları $\tilde{\mathcal{U}} \triangleq \{-\pi \le \theta_{di} \le \pi\ [rad], i = 1, \dots, 4\}$ motorların çoklu dönmesini kısıtlamak içindir. Bu OKP için, ACADO'nun çözümü Intel Xeon 2.4 Ghz işlemcili bir bilgisayarda 22 dakika sürmüştür.



Şekil 2: Deneysel sistemin şematik çizimi.



Şekil 3: İki doğrusal olmayan elastik elemanı (DOEE) ve makaraya bağlı iki motoru olan bir eklemin şematik çizimi.

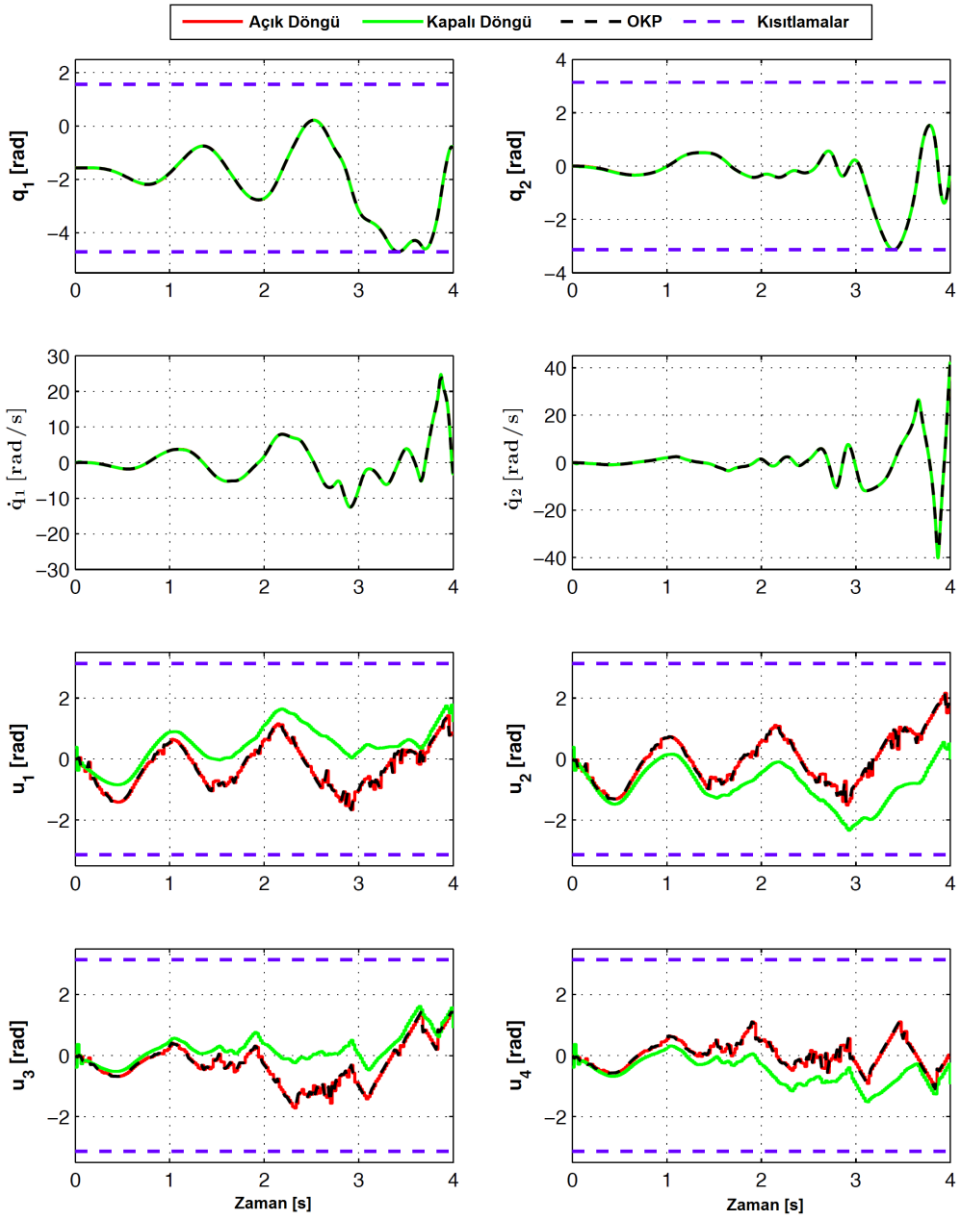
4.2 MÖK Formulasyonu

MPC yasa formüle etmek amacıyla, 200 ms bir öngörü süresi gerektiren $N = 10$ bir tahmin ufku ayarlanmıştır. Maliyet fonksiyonunu (8)'in tanımlanmasında kullanılan istenen durum değişkeni yörüngeleri x_d ve u_d şu şekilde tanımlanmıştır. x_{ol}'nin linklere bağlı elemanları q ve $\dot{q}$ aynı değişkenlere MÖK probleminde de referans olarak kullanılmıştır. Bunun nedeni link tarafı değişkenlerinin atma göreviyle doğrudan ilişkili olmasıdır. Diğer OKP değişkenleri enerji tüketimini azaltmak amacıyla OKP başlangıç değerleri olarak MÖK problemi referansı olarak ayarlanmıştır. Ağırlık matrisleri ise $Q = diag\{1,1,0.1,0.1, 10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6}, \ldots$ $10^{-4}, 10^{-4}, 10^{-4}, 10^{-4}\}$, $R = diag\{10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6}, 10^{-6}\}$ ve $S = T_s Q$ olarak ayarlanmıştır. Kısıtlama setleri OKP problemi kısıtlama setleri ile T_i üst sınırlarının 2 Nm yerine 2.4 Nm ayarlanması dışında aynıdır. Bu ayarlar kullanılarak, ACADO tarafından C kodu oluşturulmuş ve Simulink'e benzetim çalışması için bir blok olarak koyulmuştur. Birçok farklı başlangıç koşulunda koşulan benzetimlerde en kötü çözümleme zamanı $T_{solv} = 3.57ms$ olmuştur. $T_{sens} < 1ms$ ve $T_{trans} < 5ms$ olduğu göz sisteme bir kontrol girişi hazırlamak için gereken sürenin T_s'den oldukça az olduğu gözükmektedir.

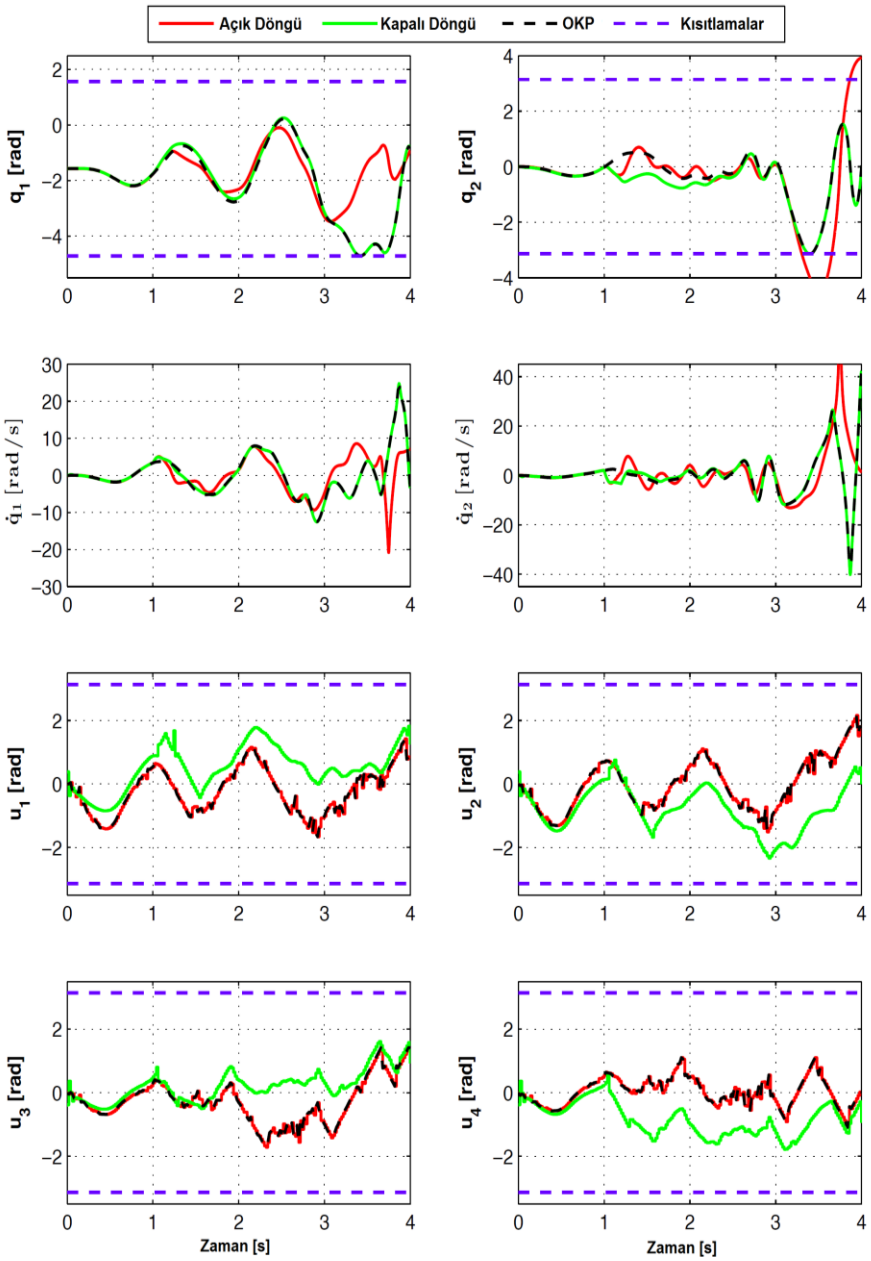
4.3 Benzetim Sonuçları

Önerilen yöntem ile [13]'teki yöntemi karşılaştırmak için iki yöntem de Simulink'te test edilmiştir. Bütün şekillerde nominal sistem için elde edilmiş ve MÖK için referans olarak kullanılan OKP çözümü, açık döngü ve kapalı döngü link tarafı değişkenleri gösterilmiştir . Son olarak, kısıtlamalar oldukları takdirde şekillerde gösterilmiştir.

İlk örnek olarak, her iki yönteme de OKP için kullanılan sistem denklemlerinin değiştirilmediği bir deneyde test edilmiştir (Şekil 4). Açık döngü sistem OKP referanslarını



Şekil 4: Nominal durumda link pozisyonları, hızları ve referans motor pozisyonları.



Şekil 5: 1.0 ile 1.2 saniye arasında uygulanan moment dış etkisinde link açı, açısal hız ve referans motor açıları.

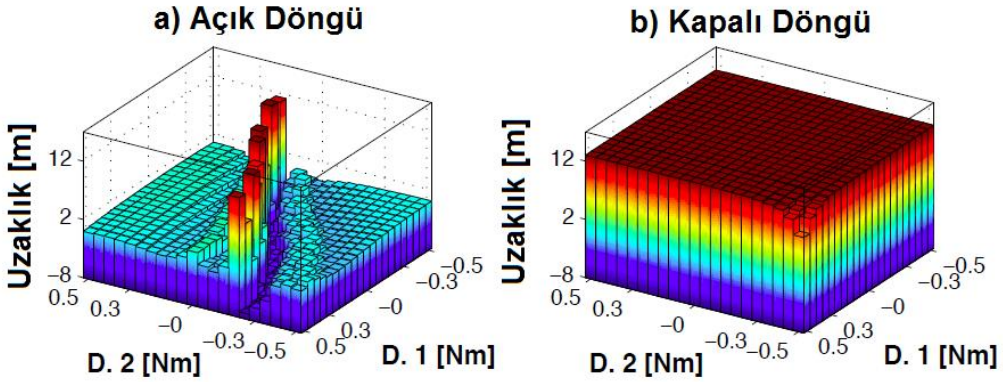
neredeyse hatasız olarak takip etmiştir. Kapalı döngü sistem ise az bir miktar hata ile takip etmiştir. Bunun nedeni kapalı döngü sistemin 200 ms uzunluğunda göreceli olarak kısa bir öngörü ufuğuyla çalışması olabilir. Açık döngü ve kapalı döngü sistemler sırasıyla topu $13.3\,m$ ve $13.1\,m$ uzaklığa atmıştır.

İkinci örnek olarak sisteme daha önceden modellenmemiş bir dış bozucu etki verilmiştir. $0.5\,Nm$ boyutunda iki moment $t = [1.0, 1.2]\,s$ arasında iki ekleme de ters yönlü olarak uygulanmıştır. Bu örnek sisteme dışarıdaki bir nesne ile etkileşimini temsil edebilir. Şekil 5'te görüldüğü gibi açık döngü sistem bazı durum değişkenlerinde kısıtlamaların ötesine geçmiştir ve referansları takip edememiştir. Kapalı döngü sistem sistem ise $1.5\,s$ içinde referansları takip etmeye başlamıştır ve atma görevini başarıyla tamamlamıştır. Açık döngü ve kapalı döngü sistemler sırasıyla topu $0.7\,m$ ve $11.7\,m$ uzaklığa atmıştır.

Son olarak, $t = [1.0, 1.2]\,s$ arasında uygulanan dış etkinin büyüklüğü her iki eklem içinde $[-0.5, 0.5]\,Nm$ aralığında değiştirilmiş ve 400 benzetim çalışmasından elde edilen atma uzaklıkları Şekil 6'da gösterilmiştir. Burada kapalı döngü yöntemin dış bozucu etkilere karşı koyduğu, ancak açık döngü sistemin çoğu dış bozucu etki senaryosunda çok düşük atma uzaklıkları verdiği görülebilir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, DEE robotlar için model öngörülü kontrol tabanlı kapalı döngü bir kontrol yöntemi sunulmuş ve analiz edilmiştir. Top atma görevinin iki eklemli bir robotla yapıldığı bir benzetim çalışmasında, yöntemimizin literatürde



Şekil 6: 1.0 ile 1.2 saniye arasında uygulanan farklı büyüklüklerdeki moment dış etkisinde açık döngü ve kapalı döngü yöntmelerin atma uzaklıkları.

bulunan yaklaşıma göre belirsizliklerle başa çıkmada daha başarılı olduğu görülmüştür. DEE robotların kapalı döngü kontrolü üzerinde daha çok araştırma yapılması gereken bir konudur.

Kaynakça

[1] O. Khatib, *Springer Handbook of Robotics*: Springer, 2008.

[2] G. Hirzinger, J. Bals, M. Otter, and J. Stelter, "The DLR-KUKA success story: robotics research improves industrial robots," *IEEE Robotics Automation Magazine*, vol. 12, pp. 16-23, 2005.

[3] A. Albu-Schaffer, O. Eiberger, M. Grebenstein, S. Haddadin, C. Ott, T. Wimbock, *et al.*, "Soft robotics," *IEEE Robotics Automation Magazine,*, vol. 15, pp. 20-30, 2008.

[4] C. English and D. Russell, "Implementation of variable joint stiffness through antagonistic actuation using rolamite springs " *Mechanism and Machine Theory* vol. 34, pp. 27 - 40, 1999.

[5] S. Wolf and G. Hirzinger, "A new variable stiffness design: Matching requirements of the next robot generation," in *Proc. International Conference on Robotics and Automation*, ed, 2008, pp. 1741-1746.

[6] S. Wolf, O. Eiberger, and G. Hirzinger, "The DLR FSJ: Energy based design of a variable stiffness joint," in *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, ed, 2011, pp. 5082-5089.

[7] A. Jafari, N. G. Tsagarakis, and D. G. Caldwell, "A Novel Intrinsically Energy Efficient Actuator With Adjustable Stiffness (AwAS)," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 18, pp. 355-365, 2013.

[8] A. Jafari, N. G. Tsagarakis, I. Sardellitti, and D. G. Caldwell, "A New Actuator With Adjustable Stiffness Based on a Variable Ratio Lever Mechanism," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 19, pp. 55-63, 2014.

[9] M. Garabini, A. Passaglia, F. Belo, P. Salaris, and A. Bicchi, "Optimality principles in variable stiffness control: The VSA hammer," in *Proc. IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, ed, 2011, pp. 3770-3775.

[10] D. Braun, M. Howard, and S. Vijayakumar, "Optimal variable stiffness control: formulation and application to explosive movement tasks," *Autonomous Robots*, vol. 33, pp. 237-253, 2012.

[11] S. Haddadin, F. Huber, and A. Albu-Schaffer, "Optimal control for exploiting the natural dynamics of Variable Stiffness robots," in *Proc. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, ed, 2012, pp. 3347-3354.

[12] I. Sardellitti, G. A. Medrano-Cerda, N. Tsagarakis, A. Jafari, and D. G. Caldwell, "Gain Scheduling Control for a Class of Variable Stiffness Actuators Based on Lever Mechanisms," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 29, pp. 791-798, 2013.

[13] D. J. Braun, F. Petit, F. Huber, S. Haddadin, P. van der Smagt, A. Albu-Schaffer, *et al.*, "Robots driven by compliant actuators: optimal control under actuation constraints," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 29, pp. 1085-1101, 2013.

[14] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne, *Model Predictive Control: Theory and Design*. Madison, WI: Nob Hill Publishing, 2009.

[15] S. J. Qin and T. A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, vol. 11, pp. 733-764, 2003.

[16] J. H. Lee, "Model predictive control: review of the three decades of development," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 9, pp. 415-424, 2011.

[17] B. Houska, H. J. Ferreau, and M. Diehl, "ACADO toolkit - An open-source framework for automatic control and dynamic optimization," *Optimal Control Applications and Methods*, vol. 32, pp. 298-312, 2011.

[18] D. P. Bertsekas, *Dynamic programming and optimal control*. Belmont, MA: Athena Scientific, 2012.

[19] M. Diehl, H. G. Bock, J. P. Schlöder, R. Findeisen, Z. Nagy, and F. Allgöwer, "Real-time optimization and nonlinear model predictive control of processes governed by differential-algebraic equations," *Journal of Process Control*, vol. 12, pp. 577-585, 2002.

[20] M. Diehl, R. Findeisen, and F. Allgöwer, "A Stabilizing Real-time Implementation of Nonlinear Model Predictive Control," in *Real-Time PDE-Constrained Optimization*, ed: SIAM, 2007, pp. 23-529.

[21] M. Diehl, R. Findeisen, F. Allgöwer, H. G. Bock, and J. Schlöder, "Nominal stability of real-time iteration scheme for nonlinear model predictive control," *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, vol. 152, pp. 296-308, 2005.

B18 – Zaman Gecikmeli Sistemler ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 4. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Leyla GÖREN SÜMER (İTÜ)
Y. Doç. Dr. H. Ulaş ÜNAL (Anadolu Üniversitesi)

Zaman Gecikmeli Doğrusal Olmayan Sistemin Çatallaşma Analizi (Bildiri No : 9)

Gülten ÇETİNTAŞ (Muş Alparslan Üniversitesi)
Vedat ÇELİK (Fırat Üniversitesi)

Durum Gecikmeli Sistemler için Basit Kontrolör Tasarımı (Bildiri No : 123)

Hacer KAYAN (Çalışma ve Sosyal Güvenlik Bakanlığı)
Serdar Ethem HAMANCI (İnönü Üniversitesi)
Veysel GÖĞEBAKAN (İnönü Üniversitesi)

Zaman Gecikmeli Sistemler için Merkezi Olmayan Denetleyici Tasarımı (Bildiri No : 179)

S. Mert ÖZER (Anadolu Üniversitesi)
H. Ersin EROL (Anadolu Üniversitesi)
Altuğ İFTAR (Anadolu Üniversitesi)

Nöronal Ağlarda Kısmi Senkronizasyon Düzenlerinin Kestrimi (Bildiri No : 194)

Hakkı Ulaş ÜNAL (Anadolu Üniversitesi)
Wim MICHIELS (KU Leuven)
Şükrü TORUN (Anadolu Üniversitesi)

Bozucu Model Yöntemi ile Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemlerin Kontrolü (Bildiri No : 237)

Serdar Ethem HAMANCI (İnönü Üniversitesi)
Muhammet KÖKSAL (Haliç Üniversitesi)
Veysel GÖĞEBAKAN (İnönü Üniversitesi)
İbrahim IŞIK (İnönü Üniversitesi)

Zaman Gecikmeli Doğrusal Olmayan Sistemin Çatallaşma Analizi

Gülten Çetintaş[1], *Vedat Çelik*[2]

[1]Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Muş Alparslan Üniversitesi, 49250 Muş
g.cetintas@alparslan.edu.tr

[2]Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, 23119 Elazığ
celik@firat.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, zaman gecikmeli doğrusal olmayan bir sistemin çatallaşma analizi sunulmuştur. Sistemin denge noktalarının doğrusallaştırılmış modelinden faydalanılarak, zaman gecikmesi değerine göre sistemde çatallaşmanın varlığı ve çatallaşma noktası analitik olarak hesaplanmıştır. Buna ek olarak çatallaşmanın yönü Lambert *W* fonksiyonu kullanılarak farklı sistem parametreleri için belirlenmiştir. Elde edilen sonuçların doğruluğunu göstermek için sisteme ait nümerik sonuçlar ayrıca sunulmuştur.

1. Giriş

Çatallaşmalar, sistem veya kontrol parametreleri değiştirildiğinde sistemin modelinde oluşacak değişimler olarak tanımlanan önemli bilimsel olaylardır [1]. Sistem modelinde oluşacak farklılaşmaya bağlı olarak sistem dinamiğindeki değişimler "*çatallaşma*" olarak adlandırılır ve çatallaşmanın gerçekleştiği parametre değerine ise "*çatallaşma noktası*" denir. Doğrusal olmayan zaman gecikmesi bulunmayan sistemlerin çatallaşma analizleriyle ilgili çalışmaların [2-3] dışında kararlılık analizleri daha sıkıntılı olan zaman gecikmeli sistemlerde de çatallaşma analizi üzerine günümüze kadar farklı çalışmalar yapılmıştır [4-6].

[7-9]'da sunulan sistem, doğrusal olmayan zaman gecikmeli yapıdadır ve aşağıdaki bir boyutlu zaman gecikmeli diferansiyel denklem ile tanımlanmaktadır.

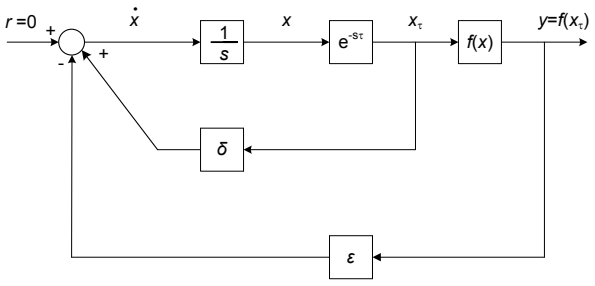
$$\dot{x} = \delta x_\tau - \varepsilon (x_\tau)^3 \qquad (1)$$

Burada, δ ve ε pozitif sistem parametreleri, $x_\tau = x(t-\tau)$ ve $\tau \in R^+$ olmak üzere sabit bir zaman gecikmesidir. Bu sistem, zaman gecikmesi ve sistem parametrelerine bağlı olarak asimptotik kararlı, limit çevrim ve kaotik davranış türlerini gösterebilmektedir. Denklem (1)'de tanımlı sistemin çatallaşma analizleri sistem ve zaman gecikmesi parametresine göre normal form ve merkez manifold teoremleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir [10-12].

Bu bildiride, [7-9]'da sunulan doğrusal olmayan zaman gecikmeli sistemde oluşacak olan çatallaşma olayı zaman gecikmesi değişkenine göre analiz edilmiştir. Bu amaçla, analitik olarak çatallaşma noktası τ_c değeri hesaplanmış ve yukarıda bu sistemle ilgili verilen çalışmalardan farklı olarak Lambert *W* fonksiyonu kullanılarak çatallaşmanın yönü belirlenmiştir. Bu girişle birlikte bildirinin organizasyonu aşağıdaki gibidir. Bölüm 2'de denge noktalarının kararlılığı tespit edilecek ve sistemin çatallaşma noktası hesaplanacaktır. Sistemde meydana gelen çatallaşma olayının yönü Bölüm 3'te Lambert *W* fonksiyonu kullanılarak belirlenecektir. Bölüm 4'de sisteme ait nümerik sonuçlar sunulacaktır. Son olarak Bölüm 5'de sonuçlar kısmı tartışılacaktır.

2. Denge Noktalarının Kararlılığı ve Sistemin Çatallaşma Noktası

Denklem (1) ile verilen sistemin blok diyagramı Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin blok diyagramı.

Şekil 1'de verilen sistemde herhangi bir denge noktasının x^* olduğu kabul edilsin. Bu durumda, x^* denge noktası civarındaki doğrusal olmayan sistemin doğrusallaştırılmış transfer fonksiyonu aşağıdaki biçimde ifade edilebilir.

$$T(s)=\frac{e^{-s\tau}f(x^*)}{s+(-\delta+\varepsilon f'(x^*))e^{-s\tau}} \tag{2}$$

Sistemin karakteristik denklemi ise,

$$D(s)=s+(-\delta+\varepsilon f'(x^*))e^{-s\tau}=0 \tag{3}$$

olacaktır. Burada doğrusal olmayan fonksiyonun denge noktası civarındaki doğrusal modeli aşağıdaki denklem ile elde edilir.

$$f'(x_\tau^*)=\left.\frac{\partial f(x_\tau)}{\partial x_\tau}\right|_{x_\tau=x^*} \tag{4}$$

Sistemin x^0=0 ve $x^{\pm}=\pm\sqrt{\delta/\varepsilon}$ olmak üzere üç tane denge noktası vardır. Bu denge noktaları için karakteristik denklem aşağıdaki biçimde tek ifadeyle gösterilebilir.

$$D(s)=s+(-\delta+\varepsilon(3x_\tau{}^2)\Big|_{X_\tau=\left\{\begin{matrix}x^+\\x^0\\x^-\end{matrix}\right\}})e^{-s\tau}=0 \tag{5}$$

Denklem (5)'in kökleri, her bir denge noktası için doğrusal olmayan sistemin kutupları olduğundan, her bir denge noktasının kararlılıklarıyla ilgili bilgi verecektir. x^0=0 denge noktası için sistemin kutupları $s-\delta e^{-s\tau}=0$ 'ın kökleri olacaktır. Analitik olarak kökler hesaplandığında τ_c negatif olduğundan x^0=0 denge noktasında bir çatallaşma söz konusu değildir. Diğer taraftan, $x^{\pm}=\pm\sqrt{\delta/\varepsilon}$ denge noktaları için karakteristik denklem aşağıdaki şekildedir.

$$D(s)=s+(2\delta)e^{-s\tau}=0 \tag{6}$$

Denklem (6)'dan faydalanarak sistemde zaman gecikmesi değerine göre çatallaşmanın varlığı ve çatallaşma noktası τ_c tespit edilebilir. Bu amaçla, denklem (6)'nın köklerinin sadece kompleks bileşeni olması durumu için zaman gecikmesi değerinin tespit edilmesi gerekecektir. $s=j\omega$ için denklem (6) aşağıdaki biçimde ifade edilir.

$$D(j\omega,\tau)=j\omega+(2\delta)e^{-j\omega\tau}=0 \tag{7}$$

Denklem (7)'nin reel ve kompleks bileşenleri,

$$\mathrm{Re}\left[D(j\omega,\tau)\right]=2\delta\cos(\omega\tau)=0 \tag{8.a}$$

$$\mathrm{Im}\left[D(j\omega,\tau)\right]=\omega-2\delta\sin(\omega\tau)=0 \tag{8.b}$$

olarak elde edilecektir. Denklem (8)'in çözümünden, zaman gecikmesi parametresine göre çatallaşma noktası

$$\tau_{c(k)}=\frac{\pi}{4\delta}(2k-1)\text{ , }(k=1,2,3,\ldots)$$

ve bu noktadaki frekans değeri,

$$\omega_{c(k)}=\begin{cases}2\delta, & k=1,3,5,..\\ -2\delta, & k=2,4,6,...\end{cases}$$

olarak elde edilir. Dikkat edilirse çatallaşma noktası sadece δ parametresine bağlıdır. $x^{\pm}$ denge noktaları için çatallaşma olayı ilk olarak $\tau_c=\frac{\pi}{4\delta}$ ve $\omega_c=2\delta$ 'da gerçekleşecektir. Bu nokta aynı zamanda çatallaşma noktasıdır.

3. Çatallaşmanın Yönü

Çatallaşmanın yönü, çatallaşma noktasının altındaki ve üstündeki değerlerde denge noktasının kararlılığını kaybedip kaybetmemesiyle ilgilidir. Denklem (1)'de verilen sistemin çatallaşma noktasının altındaki ve üstündeki değerlerde $x^{\pm}$ denge noktalarının kararlılığı Lambert *W* fonksiyonu ile tespit edilebilir. Lambert *W* fonksiyonu aşağıdaki eşitlikle ifade edilmektedir [13].

$$W(x)e^{W(x)}=x \tag{9}$$

$x^{\pm}$ denge noktaları için doğrusal modele ait karakteristik denklem (6), denklem (9)'a uyarlanmak maksadıyla aşağıdaki eşitliğe dönüştürülebilir.

$$(\varpi)e^{s\tau}=-2\delta\tau \tag{10}$$

Eşitliğin her iki tarafının Lambert *W* fonksiyonu alınırsa,

$$W(\varpi)e^{W(\varpi)}=W(-2\delta\tau) \tag{11}$$

elde edilir. Bu durumda, $x^{\pm}$ denge noktalarına göre doğrusallaştırılmış sistemin kutupları denklem (12) ile elde edilebilecektir.

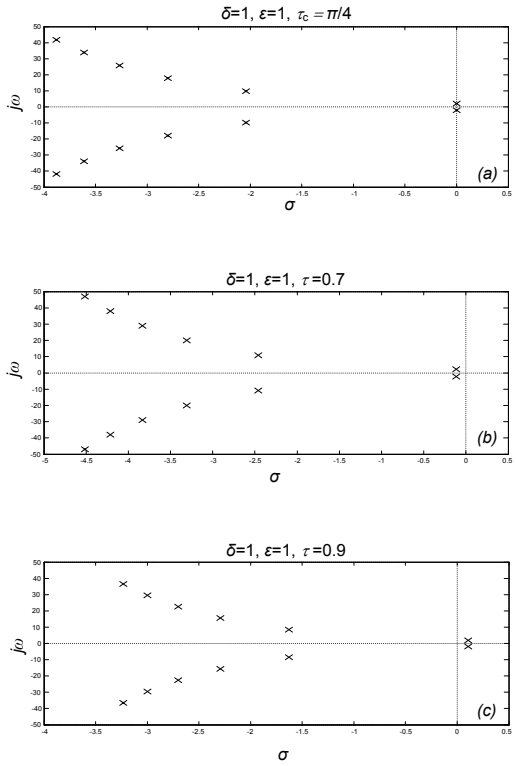
$$s = \frac{1}{\tau} W(-2\delta\tau) \qquad (12)$$

Matlab/M-dosya ortamında farklı sistem parametresi ve zaman gecikmesi değerleri için denklem (12) çözülebilir. Elde edilen sonuçlara göre çatallaşma noktasının altındaki ve üstündeki değerlerde denge noktalarının kararlılıklarını kaybedip kaybetmemelerine bakılarak çatallaşmanın yönü belirlenebilecektir.

4. Örnek Uygulama

Bu bölümde denklem (1)'de verilen modelin iki farklı sistem parametresi değerleri için denge noktalarının kararlılıkları farklı zaman gecikmesi değerlerine göre incelenecek ve çatallaşmanın yönü tespit edilecektir.

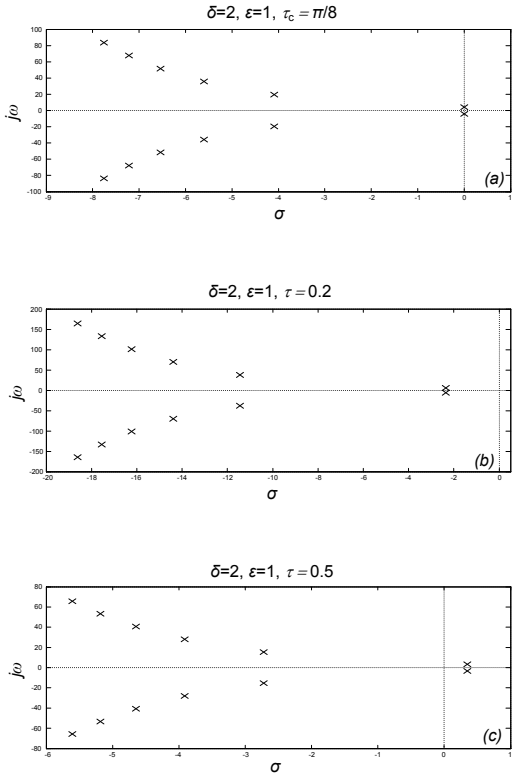
Şekil 2'de $\delta=\varepsilon=1$ için çatallaşma noktası $\tau_c=\pi/4s$, çatallaşma noktasının altında $\tau=0.7s$ ve çatallaşma noktasının üstünde $\tau=0.9s$ için $x^{\pm}$ denge noktalarına göre doğrusallaştırılmış sistemin s-düzlemindeki kutup yerleşimi elde edilmiştir.



Şekil 2: $\delta=\varepsilon=1$ için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin kutuplarının s-düzlemindeki konumları: *a)* $\tau_c=\pi/4s$ *b)* $\tau_c>\tau=0.7s$ ve *c)* $\tau_c<\tau=0.9s$.

Şekil 2'ye bakıldığında, beklendiği gibi çatallaşma noktası için kutuplar $j\omega$ ekseni üzerindedir. $\tau=0.7s$ için tüm kökler sol yarı s-düzleminde olduğundan $x^{\pm}$ noktaları kararlıdır. Bu yüzden sistem yörüngesinin başlangıç şartına bağlı olarak asimptotik olarak denge noktalarından birine yönelmesi ve orada sonlanması beklenecektir. $\tau=0.9s$ için sağ yarı s-düzleminde iki tane kutup vardır. Bu sebepten dolayı $x^{\pm}$ denge noktaları kararsızdır. Bu durumda, başlangıç şartlarına bağlı olarak $x^{\pm}$ denge noktalarından birini kapsayan bir limit çevrim davranış beklenebilir. $x^{\pm}$ denge noktaları zaman gecikmesi değeri arttıkça kararlılığını kaybetmesinden dolayı sistemde *süper kritik Hopf* çatallaşma oluşacaktır.

$\delta=2$ ve $\varepsilon=1$ için çatallaşma noktası $\tau_c=\pi/8s$ dir. Şekil 3'de, $\tau_c=\pi/8s$, çatallaşma noktasının altında $\tau=0.2s$ ve çatallaşma noktasının üstünde $\tau=0.5s$ için $x^{\pm}$ denge noktalarına göre doğrusallaştırılmış sistemin s-düzlemindeki kutup yerleşimi verilmiştir.



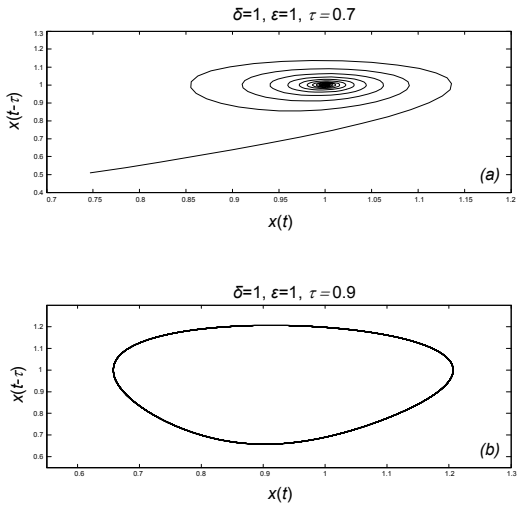
Şekil 3: $\delta=2$ ve *$\varepsilon=1$* için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin kutuplarının s-düzlemindeki konumları: *a)* $\tau_c=\pi/8s$ *b)* $\tau_c>\tau=0.2s$ ve *c)* $\tau_c<\tau=0.5s$.

Şekil 3'deki sonuçlar incelendiğinde benzer durumun bu sistem parametreleri için de geçerli olduğu görülecektir. Zaman gecikmesi değeri arttıkça $x^{\pm}$ denge noktaları kararlı durumdan kararsız duruma geçecektir. Bu durumda çatallaşmanın yönü *süper kritik Hopf* çatallaşma olduğu görülecektir.

5. Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde analitik olarak hesaplanan çatallaşma noktasının üstündeki ve altındaki zaman gecikmesi değerleri için Bölüm 4'te incelenen sistemin *Matlab/Simülink* ortamında elde edilen nümerik sonuçları sunulacaktır. Sisteme ait nümerik sonuçlar elde edilirken tüm uygulamalarda başlangıç şartı $x(0)=0.1$ olarak alınmıştır.

Şekil 4'de $\delta=\varepsilon=1$ için çatallaşma noktasının altındaki $\tau_c>\tau=0.7s$ ve üstündeki $\tau_c<\tau=0.9s$ zaman gecikmesi değerlerinde sistemin durum uzay diyagramları elde edilmiştir.

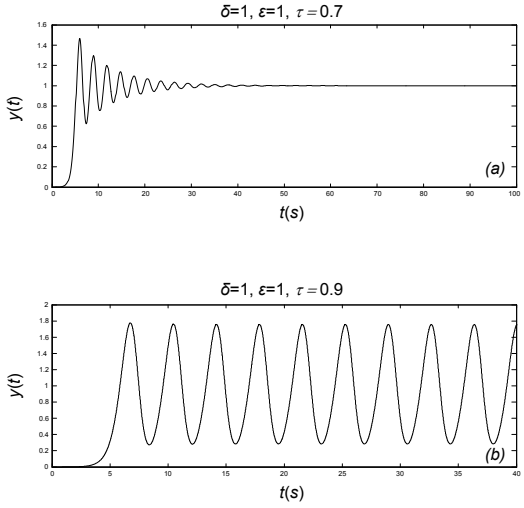


Şekil 4: $\delta=\varepsilon=1$ için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin durum uzay diyagramı: *a)* $\tau_c>\tau=0.7s$ ve *b)* $\tau_c<\tau=0.9s$.

Şekil 4'de bakıldığında, çatallaşma noktası altında sistemin asimptotik kararlı bir davranış sergilediği görülmektedir. Başlangıç şartı olarak $x(0)=0.1$ seçildiğinden sistem yörüngesi $x^+=1$'deki denge noktasına yönelmekte ve bu noktada sonlanmaktadır. Benzer şekilde çatallaşma noktasının üstündeki bir zaman gecikmesi değeri seçildiğinde $x^{\pm}=\pm1$ denge noktaları kararlılığını kaybettiğinden dolayı, başlangıç şartına bağlı olarak $x^+=1$'deki noktasını çevreleyen bir limit çevrim davranış gerçekleşmektedir.

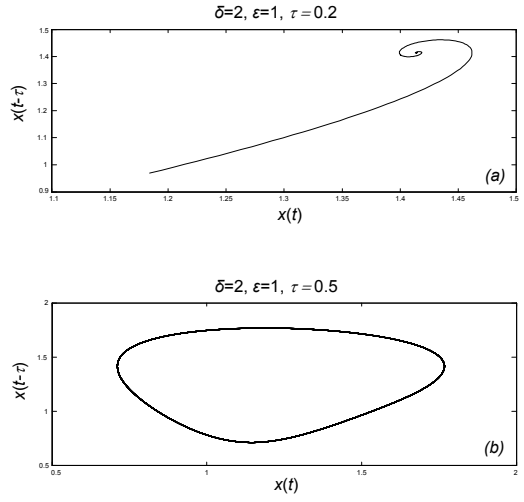
Ayrıca $\delta=\varepsilon=1$ için çatallaşma noktasının altındaki ve üstündeki değerler için doğrusal olmayan sistemin çıkışının zaman göre değişimi Şekil 5'de elde edilmiştir.

Şekil 5'de görüldüğü gibi çatallaşma noktasının altındaki bir zaman gecikmesi değeri için sistemin zaman cevabı, sönümlü bir salınım yaparak $[x^+]^3=1$ değerini yakalaşmakta ve değişmeden devam etmektedir. Ancak, çatallaşma noktasının üstündeki bir zaman gecikmesi değeri için sistemdeki tüm denge noktaları kararsız olmasına rağmen $[x^+]^3=1$ değerini çevreleyen bir salınım gerçekleştirmektedir.



Şekil 5: $\delta=\varepsilon=1$ için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemde y(t)'nin değişimi: *a)* $\tau_c>\tau=0.7s$ ve *b)* $\tau_c<\tau=0.9s$.

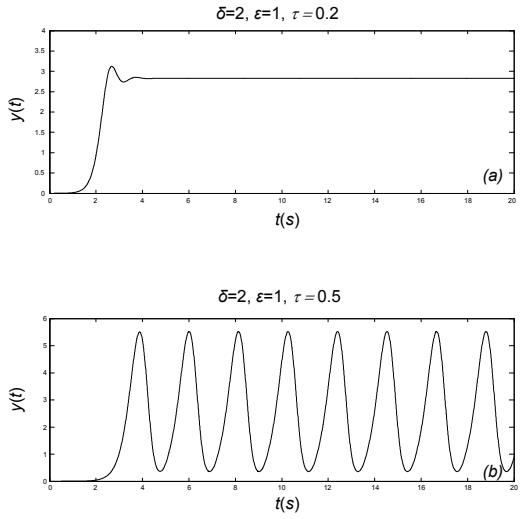
Zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistem parametreleri $\delta=2$ ve $\varepsilon=1$ seçilmesi durumunda, çatallaşma noktası değişecektir. Bu durum için çatallaşma noktasının altındaki bir $\tau_c>\tau=0.2s$ ve üstündeki $\tau_c<\tau=0.5s$ bir zaman gecikmesi değerinde sistemin durum uzay diyagramları Şekil 6'da elde edilmiştir.



Şekil 6: $\delta=2$ *ve* $\varepsilon=1$ için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin durum uzay diyagramı: *a)* $\tau_c>\tau=0.2s$ ve *b)* $\tau_c<\tau=0.5s$.

Şekil 6'da görüldüğü gibi çatallaşma noktası altında sistem asimptotik kararlı bir davranış sergileyerek $x^+ \cong 1.41$'deki denge noktasına yönelmekte ve bu noktada sonlanmaktadır. Çatallaşma noktasının üstündeki bir zaman gecikmesi değeri için $x^{\pm} \cong \pm 1.41$ denge noktaları kararlılığını kaybettiğinden dolayı, başlangıç şartına bağlı olarak $x^+ \cong 1.41$'deki noktasını çevreleyen bir limit çevrim davranış gerçekleşmektedir.

Benzer şekilde Şekil 7'de $\delta=2$ ve $\varepsilon=1$ için çatallaşma noktasının altındaki ve üstündeki değerinde doğrusal olmayan sistemin çıkışının zamana göre değişimi verilmiştir.



Şekil 7: $\delta=2$ *ve* $\varepsilon=1$ için zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemde *y(t)*'nin değişimi: *a)* $\tau_c > \tau = 0.2s$ ve *b)* $\tau_c < \tau = 0.5s$.

Şekil 7'ye bakıldığında çatallaşma noktasının altındaki bir zaman gecikmesi değeri için sistemin zaman cevabı, sönümlü bir salınım yaparak $[x^+]^3 \cong 2.82$ değerini yakalamakta ve değişmeden devam etmektedir. Buna karşın, çatallaşma noktasının üstündeki bir zaman gecikmesi değeri için sistemdeki tüm denge noktaları kararsız olmasına rağmen $[x^+]^3 \cong 2.82$ değerini çevreleyen bir limit çevrim davranış sergilemektedir.

Elde edilen nümerik sonuçlara göre de çatallaşmanın süper kritik olduğu görülmektedir.

6. Sonuçlar

Bu bildiride [7-9]'da sunulan zaman gecikmeli doğrusal olmayan sistemin çatallaşma analizi zaman gecikmesi değerine göre yapıldı. Çatallaşmanın varlığı ve çatallaşma noktası, denge noktalarına göre doğrusallaştırılmış sistemin analitik çözümünden faydalanılarak hesaplandı. Farklı sistem parametreleri için çatallaşmanın yönü ise Lambert *W* fonksiyonu ile tespit edildi. Çatallaşma noktasının sistemde sadece δ parametresine bağlı olduğu ve zaman gecikmesi τ değeri arttıkça $x^{\pm} = \pm\sqrt{\delta/\varepsilon}$ denge noktalarının kararlılıklarını kaybettiği ve çatallaşmanın gerçekleştiği gösterildi. Elde edilen bu sonuçlar ile nümerik sonuçlar kıyaslandığında çatallaşma noktası altındaki bir zaman gecikmesi değerinde, sistem asimptotik davranış gösteriyorken çatallaşma noktasının üstündeki bir zaman gecikmesi değerinde limit çevrim davranış gösterdiği farklı iki sistem parametresi için gözlemlendi. Bu sonuçlara göre sistemde gerçekleşen çatallaşmanın *süper kritik Hopf* çatallaşma olduğu tespit edildi.

Kaynakça

[1] S. H. Strogatz, *Nonlinear Dynamics and Chaos*, Westview Press, 1994.

[2] J. Lü, T. Zhou, G. Chen, S. Zhang, Local bifurcations of the Chen system. *Int. J. Bifurcation and Chaos*, Cilt: 12, No: 10, s:2257–2270, 2002.

[3] L.F. Melloa, M. Messias, D.C. Bragac, Bifurcation analysis of a new Lorenz-like chaotic system. *Chaos, Solitons and Fract.*, Cilt: 37, s:1244–1255, 2008.

[4] J. Wei, M. Y. Li, Hopf bifurcation analysis in a delayed Nicholson blowflies equation. *Nonlinear Analysis*, Cilt:60, s: 1351–1367, 2005.

[5] J. Wei, Bifurcation analysis in a scalar delay differential equation. *Nonlinearity*, Cilt:20, s:2483–2498, 2007.

[6] Z. Dadi, Z. Afsharnezhad, N. Pariz, Stability and bifurcation analysis in the delay-coupled nonlinear oscillators. *Nonlinear Dyn.*, Cilt:70, s:155–169, 2012.

[7] A. Uçar, S.R. Bishop, Chaotic behaviour in a nonlinear delay system. *Int. J. Nonlinear Sci. Num. Sim*., Cilt:2, s:289–294 , 2001.

[8] A. Uçar, A prototype model for chaos studies. *Int. J. Eng. Sci.*, Cilt:40, s: 251–258, 2002.

[9] A. Uçar, On the chaotic behavior of a prototype delayed dynamical system. *Chaos Solitons and Fract.*, Cilt:16, s:187–194, 2003.

[10] C. Li, X. Liao, J. Yu, Hopf bifurcation in a prototype delayed system. *Chaos, Solitons and Fract*., Cilt: 19, s:779–787, 2004.

[11] M. Peng, Bifurcation and chaotic behavior in the Euler method for a Uçar prototype delay model. *Chaos, Solitons and Fract.*, Cilt: 22, s:483–493, 2004.

[12] C. Xu, Bifurcations of a delayed prototype model. *World Academy of Sci., Eng. and Tech.*, Cilt:6, s:2000–2004, 2012.

[13] R. M. Corless, G. H. Gonnet, D. E. G. Hare, D. J. Jeffrey, D. E. Knuth , "On the LambertW function," *Advances in Computational Mathematics*, Cilt: 5, No: 1, s:329-359, 1996.

Durum Gecikmeli Sistemler için Basit Kontrolör Tasarımı

Hacer Kayan[1], Serdar Ethem Hamamcı[2], Veysel Gögebakan[2]

[1] Çalışma ve Sosyal Güvenlik Bakanlığı
İş Teftiş Kurulu Ankara Grup Başkanlığı
hacer.kayan@csgb.gov.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya

Özetçe

Bu çalışmada, zaman gecikmeli sistemlerin bir alt türü olan durum gecikmeli sistemler (retarded time delay systems) için basit bir kontrol yöntemi önerilmektedir. Klasik giriş-çıkış gecikmeli sistemlerin kontrolünde PID kontrolörlerin performansının sınırlı olduğu iyi bilinen bir konudur. Bu nedenle, daha karmaşık yapıdaki durum gecikmeli sistemlerin başarılı bir şekilde kontrol edebilmesi amacıyla polinomsal yapılı kontrolörlerin kullanımı tercih edilmiştir. Kontrolör parametreleri, kapalı çevrim sisteminin geçici hal cevabını istenilen şekilde biçimlendirmek amacıyla hedeflenen aşma miktarı ve yerleşme süresi göz önüne alınarak hesaplanmaktadır. Yapılan tasarım ve benzetim çalışmaları, önerilen yöntemin durum gecikmeli sistemlerinin kontrolünde oldukça başarılı sonuçlar verdiğini göstermektedir. Literatürde bu tür sistemlerin kontrolü üzerine az sayıda çalışma olması, yöntemin önemini ortaya koymaktadır.

1. Giriş

Birçok dilde anlam ve ses bakımından benzer kullanımı olan sistem kelimesinin literatürde ulaşılabilen ilk kaynağı, Yunanca'daki *sustēma* kelimesidir ve bu kelime "birleşik bir bütün" anlamına gelmektedir [1]. Kelimenin genel kullanım alanlarına bakıldığında sosyoloji, ekonomi, tıp ve mühendislik gibi bir çok alanda belirli bir amaç için bir arada bulunan, canlı veya cansız olguları anlatmak için kullanıldığı görülmektedir. Bu perspektiften bakıldığında özellikle mühendislik alanında bir sistem belirli bir amaç için oluşturulur ve sistemin bu amaca yönelik belirli kriterlere göre çalışması istenir. Eğer sistem bu kriterleri sağlamıyorsa bir kontrol probleminin varlığından söz edilir. Bu durumda belirlenen şartların sağlanması için sisteme "kontrolör" olarak adlandırılan bir ilavenin yapılması gerekir [2].

Endüstride kullanılan ve matematiksel olarak modellenebilen sistemler doğrusal, doğrusal olmayan, tek giriş-tek çıkışlı, çok giriş-çok çıkışlı, zaman gecikmeli vb. gibi değişik özelliklere sahiptir. Sistem dinamikleri doğrusallıktan uzaklaştıkça, buna bağlı olarak kontrolör tasarımı da zorlaşmaktadır. Doğrusal olmayan özellikteki zaman gecikmesi bir sisteme dahil olduğunda sistemin iyi bilinen basit yöntemlerle kontrolü artık mümkün olmamaktadır. Bu nedenle zaman gecikmeli sistemlerin kontrolü için farklı tasarım metotlarının geliştirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

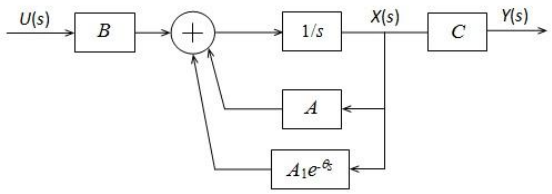
Zaman gecikmeli sistemlerin bir alt kolu olan ve sistemin iç dinamiğinde zaman gecikmesi içeren durum gecikmeli sistemler için literatürde rapor edilen kontrol yöntemleri yalnızca birkaç tanedir. Kubo [3] tarafından kullanılan LQR metodu, Xia vd. [4]'nin kayan kipli kontrol metodu ve Michiels vd. [5] tarafından kullanılan kutup yerleştirme metodu bu yöntemlerden bazılarıdır. Bu çalışmalar genellikle uzun matematik işlemleri gerektiren, anlaşılması ve uygulanabilirliği zor olan, çoğunlukla yüksek mertebeli kontrolörlerin tasarlandığı metotlardır. Ayrıca bu metotlarla tasarlanan kontrol sistemlerinin sistem parametreleri üzerindeki değişikliklere karşı oldukça hassas oldukları bilinmekte ve bu durumda kontrolörlerin yeniden ayarlanması gerekmektedir.

Bu çalışmada, durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için daha basit, performansı daha iyi ve daha dayanıklı kontrolörlerin kolaylıkla tasarlanabileceği bir yöntem önerilmektedir. Bunun için doğrusal-zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için önerilen ve KDM [6] olarak bilinen Katsayı Diyagram Metodu'nun temel mantığından faydalanılmaktadır. Sistematik bir tasarım prosedürüne sahip olan KDM ile basit yapılı ve dayanıklı kontrolörlerin oldukça kolay bir şekilde tasarlanabilmesi, metodun zaman içinde değişik özellikteki sistemlerin kontrolünde başarı ile kullanılmasını sağlamıştır [7, 8]. Bu başarı durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için de araştırma yapılmasının önünü açmıştır.

Önerilen yöntem ile daha çok endüstride sıkça karşılaşılan birinci ve ikinci dereceden durum gecikmeli sistemlerin kontrolü göz önüne alınmaktadır. Kontrolör tasarımı için taşmasız ve tasarım öncesi belirlenen yerleşme süresini sağlayan bir tasarım prosedürü sunulmaktadır. Yapılan benzetim çalışmaları önerilen yöntemin durum gecikmeli sistemlerin kontrolünde başarılı sonuçlar verdiğini göstermektedir.

2. Durum Gecikmeli Sistemler

Zaman gecikmeli sistemler (time delay systems), dinamiğinde bulunan gecikme etkisi göz önüne alınarak iki şekilde sınıflandırılırlar [2, 9]: 1. Yalnızca girişi ile çıkışı arasında bir gecikme etkisi bulunan "giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemler (input-output time delay systems)". 2. Sistemin kendi iç yapısından kaynaklanan gecikme etkisine sahip olan "durum zaman gecikmeli sistemler (state time delay systems)". Durum zaman gecikmeli sistemler de kendi aralarında "nötral sistemler (neutral systems)" ve "durum gecikmeli sistemler (retarded systems)" olarak ikiye ayrılırlar. Bununla birlikte, üçüncü bir sınıf olarak göz önüne alınabilen daha genel bazı sistemlerde ise hem giriş-çıkış gecikmesi hem de durum gecikmesi aynı anda bulunabilir.



Şekil 1. Durum gecikmeli bir sistemin genel blok diyagramı.

Yapısındaki zaman gecikmesi kendi iç dinamiğinden kaynaklanan durum zaman gecikmeli sistemlerin en basit şekli durum gecikmeli sistemlerdir. Gecikmenin doğrudan durum değişkenleri arasında meydana geldiği bu sistemler

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_1x(t-\theta) + Bu(t)$$
$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \qquad (1)$$

şeklinde ifade edilirler. Burada A sistem matrisi, A_1 gecikme etkisine maruz kalan durum değişkenlerine ait katsayıların bulunduğu ikinci sistem matrisi, B giriş matrisi, C çıkış matrisi, D iletim matrisi olarak adlandırılırken, $x(t)$ durum değişkenlerini, $u(t)$ sistemin girişini, $y(t)$ ise çıkışını ifade etmektedir.

Kabul 2.1: Endüstride sıkça kullanılan sistemlerde iletim matrisi genellikle sıfır olduğundan, tanım ve analiz işlemlerini kolaylaştırmak için bundan sonraki kısımlarda D matrisi göz önüne alınmayacaktır. □

Denklem (1)'de verilen sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{\mathrm{Y(s)}}{\mathrm{U(s)}} = C\left(sI - A - A_1e^{-\theta s}\right)^{-1}B \qquad (2)$$

şeklinde verilir. Denklem (1) ve (2) ile modellenen sistemlerin transfer fonksiyonlarının hem pay hem de payda kısmına $e^{-\theta s}$ gecikmesi gelmektedir. Bu gecikme, sistemin sonsuz sayıda sıfır ve kutup sahibi olmasına neden olur. Kontrol sistem tasarımında sistem sıfır ve kutuplarını istenilen yerlere taşımak amaçlandığından sonsuz sayıdaki sıfır ve kutbu taşımanın zorluğu ortadadır. Bu özellik durum gecikmeli sistemleri giriş-çıkış gecikmeli sistemlere göre daha da karmaşık bir hale getirmektedir. Genel blok şeması Şekil 1'de verilen durum gecikmeli sistemler özellikle turbojet motor sistemleri, mikrodalga osilatörler, haddeleme sistemleri, bazı kimyasal reaktörler, öğütme makineleri (infeed grinding), kan akışındaki albumin miktarının yayılımı v.b. bir çok sistemin modellenmesinde kullanılmaktadır [10, 11].

3. Durum Gecikmeli Sistemler İçin Kontrolör Tasarımı

Kontrol sistem tasarımında ilk adım kontrol edilecek olan sistemin gerçeğe en yakın bir şekilde modellenmesidir. Bu durumda doğrusal olmayan sistem modelleri en doğru sonucu vermektedir. Yapıları oldukça karmaşık olan ve bu nedenle kontrolör tasarımının çok zor olduğu bu modeller yerine çoğu zaman kararlı bir çalışma noktası civarında elde edilen doğrusal eşdeğer modeller kullanılır. Aynı şekilde yapısında gecikme bulunan sistemler için de (1) ve (2)'de verilen doğrusallaştırılmış modeller yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun yanı sıra bu modellerde sisteme sonsuz sayıda sıfır ve/veya kutup ekleyen gecikme etkisi yerine ayrıca doğrusal yaklaşıklığının kullanılması da literatürde sıkça rastlanan bir uygulamadır [12, 13]. Bunun en önemli sebebi zaman gecikmesinin sistem dinamiği üzerinde göz ardı edilemeyecek etkilere sahip olmasıdır. Zaman gecikmesi sistemi kararsızlığa götürebileceği gibi sistemin kararlılığı üzerinde olumlu etkileri de olabilmektedir. Ayrıca sistemin geçici ve kalıcı hal performanslarında gecikmenin negatif yönde etkileri görülebilmektedir [14, 15].

Zaman gecikmesi için literatürde çok sayıda yaklaşıklık metodu önerilmiştir. Bunlardan en çok kullanılanı, sistemi modellemede gerçeğe daha yakın sonuç vermesine rağmen sistemin derecesini bir arttıran Pade yaklaşımıdır. Bu çalışmada, Pade yaklaşımı yerine sistem derecesini değiştirmeden yaklaşım sağlayabilen Taylor Pay yaklaşımı (Taylor numerator expansion) tercih edilmiştir. Çünkü önerilen kontrol yönteminde kullanılan polinomsal kontrolörün derecesi sistemin derecesine bağlı olduğundan, doğrusallaştırılmış sistemin derecesi ne kadar düşük olursa tasarlanan kontrolörün derecesi de o kadar düşük olacaktır. Zaman gecikmesi yerine onun yaklaşıklığının kullanılması her ne kadar modelin doğruluğundan fedakarlık etmek manasına gelse bile, daha basit bir model seçerek literatürde doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için geliştirilmiş etkin kontrol metotlarının kullanımına imkan sağlanmaktadır.

Bu çalışmada, Denklem (2)'de verilen genel sistemi kullanmak yerine endüstride sıkça kullanılan birinci ve ikinci dereceden durum gecikmeli sistemler göz önüne alınacaktır. Buna göre, birinci dereceden durum gecikmeli bir sistemin katsayıları skaler olduğundan yalnızca bir durum denklemi ve bir çıkış denklemi vardır:

$$\dot{x}(t) = ax(t) + a_1x(t-\theta) + bu(t)$$
$$y(t) = cx(t) \qquad (3)$$

Bu sistemin transfer fonksiyonu en genel biçimde

$$G(s) = \frac{n_0}{s+n_1+n_2e^{-\theta s}} \qquad (4)$$

ile elde edilir. Burada $n_0 = c.b$, $n_1 = -a$ ve $n_2 = -a_1$ olarak tanımlanır.

İki durum denklemi ve bir çıkış denklemine sahip olan ikinci dereceden durum gecikmeli bir sistemin

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix},\ A_1 = \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}, C = [c_1 \quad c_2]$$

ile verilen katsayı matrisleri için transfer fonksiyonu ise

$$G(s) = \frac{d_0s+d_1+d_2e^{-\theta s}}{s^2+d_3s+d_4+(d_5s+d_6)e^{-\theta s}+d_7e^{-2\theta s}} \qquad (5)$$

olarak elde edilir. Burada $d_0 = c_1b_1 + c_2b_2$,
$d_1 = -c_1b_1a_{22} + c_1b_2a_{12} - c_2b_2a_{11} + c_2b_1a_{21}$,
$d_2 = -c_1b_1a'_{22} + c_1b_2a'_{12} - c_2b_2a'_{11} + c_2b_1a'_{21}$,
$d_3 = -a_{11} - a_{22}$, $\quad d_4 = a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12}$,
$d_5 = -a'_{11} - a'_{22}$, $\quad d_7 = a'_{11}a'_{22} - a'_{21}a'_{12}$ ve
$d_6 = a_{11}a'_{22} + a_{22}a'_{11} - a_{21}a'_{12} - a_{12}a'_{21}$
olarak tanımlanır.

Denklem (4) ile verilen birinci dereceden sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri, zaman gecikmesinin Taylor pay yaklaşıklığı için

$$G_{dzd}(s) = \frac{n_0}{(1-n_2\theta)s+(n_1+n_2)} = \frac{b_0}{a_1s+a_0} \qquad (6)$$

olarak bulunur. Benzer şekilde, (5)'te verilen ikinci dereceden sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri

$$G_{dzd}(s) = \frac{(d_0-d_2\theta)s+(d_1+d_2)}{(1-d_5\theta)s^2+(d_3+d_5-d_6\theta-2d_7\theta)s+(d_4+d_6+d_7)}$$
$$= \frac{\mathrm{b_1s+b_0}}{\mathrm{a_2s^2+a_1s+a_0}} \qquad (7)$$

şeklinde elde edilir. Durum gecikmeli sistemlerin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilirken sistemin derecesini artırmamak için zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı eşdeğeri kullanılmalıdır.

Denklem (6) ve (7)' de verilen doğrusal zamanla değişmeyen modeller elde edildikten sonra, sistem gösterimi için −kutup-sıfır iptallemeleri gibi istenmeyen durumların ortaya çıkabildiği transfer fonksiyonu gösterimi ve matris hesapları nedeniyle kullanımı kolay olmayan durum-uzay gösterimi yerine− sistemin sıfır ve kutuplarının iki ayrı polinom şeklinde ifade edilmesinden dolayı kutup-sıfır iptallemelerine izin vermeyen "polinomsal gösterim" tercih edilmiştir. Buna göre

$$G(s)=\frac{N(s)}{D(s)}=\frac{b_m s^m+b_{m-1}s^{m-1}+\cdots+b_1 s+b_0}{a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s+a_0} \quad (8)$$

şeklindeki genel bir transfer fonksiyonu için, (6) ile modellenen birinci dereceden durum gecikmeli sistem

$$N(s)=b_0$$
$$D(s)=a_1 s+a_0 \quad (9)$$

şeklinde, (7) ile modellenen ikinci dereceden durum gecikmeli sistem ise

$$N(s)=b_1 s+b_0$$
$$D(s)=a_2 s^2+a_1 s+a_0 \quad (10)$$

şeklinde ifade edilir.

Durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için, Şekil 2'de görülen iki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı (two-degree of freedom (2DOF) control system structure [18]) tercih edilmiştir. Bozucu etkinin bulunduğu sistemler için ($d\neq0$) tek bir kontrolör çoğu zaman hem referans girişin takibi (reference tracking) hem de bozucu işaretin bastırılması (disturbance rejection) işlemlerini aynı anda başarılı bir şekilde gerçekleştirememektedir. Bu nedenle Şekil 2'de verilen ve yapısında $C_1(s)$ çevrimiçi ana kontrolör ile $C_2(s)$ çevrimdışı ön kontrolör olmak üzere iki kontrolör bulunan 2DOF kontrol sistem yapısının referans girişin takibi ve bozucu işaretin bastırılmasında daha iyi sonuçlar verdiği rapor edilmiştir [17, 18].

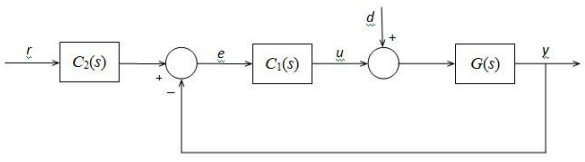
Şekil 2'de görülen $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolörleri

$$u=\frac{F(s)}{A(s)}r-\frac{B(s)}{A(s)}y=C_1(s)[C_2(s)r-y] \quad (11)$$

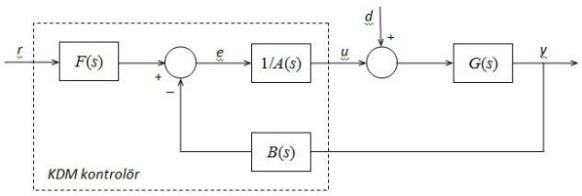
şeklinde tanımlanabilir. Burada, $A(s)$ kontrolöre ait payda polinomu, $B(s)$ geri besleme pay polinomu ve $F(s)$ ise referans pay polinomu olarak adlandırılır. $A(s)$ ve $B(s)$ kontrol sisteminin arzu edilen zaman cevabı performansı ve kararlılığını sağlamak için kullanılırken, $F(s)$ ise kontrol sisteminde oluşabilecek olan kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmak için tasarlanır. Uygunluk özelliği gereğince $der\{F(s)\}\leq der\{A(s)\}$ ve $der\{B(s)\}\leq der\{A(s)\}$ olmalıdır. Şekil 3'te 2DOF kontrol sisteminin polinomsal eşdeğeri görülmektedir. Bu yapı, aynı zamanda KDM kontrol sistemi [7, 19] ile eşdeğer yapıdadır.

Şekil 3'te verilen 2DOF kontrol sisteminin çıkışı

$$y=\frac{N(s)F(s)}{P(s)}r+\frac{N(s)A(s)}{P(s)}d \quad (12)$$



Şekil 2. 2DOF kontrol sistem yapısı



Şekil 3. 2DOF kontrol sistem yapısı.

ile verilir. Burada $P(s)$ kontrol sisteminin karakteristik polinomu olup,

$$P(s)=A(s)D(s)+N(s)B(s)=\sum_{i=0}^{n}a_i s^i \quad (13)$$

şeklinde ifade edilir. Kontrolör tarafından üretilen kontrol ve hata işaretleri

$$u=\frac{F(s)D(s)}{P(s)}r-\frac{N(s)B(s)}{P(s)}d \quad (14)$$

$$e=\frac{A(s)F(s)D(s)}{P(s)}r-\frac{A(s)N(s)B(s)}{P(s)}d \quad (15)$$

şeklinde bulunur.

Durum gecikmeli sistemler için kontrolör tasarımında KDM'in temel tasarım parametreleri [7, 19] olan "kararlılık indeksi (γ_i), kararlılık sınır indeksi (γ_i^*) ve eşdeğer zaman sabiti (τ)'nden faydalanılacaktır. Genel bir karakteristik polinom

$$P(s)=a_n s^n+a_{n-1}s^{n-1}+\cdots+a_1 s+a_0 \quad (16)$$

için bu parametreler sırası ile

$$\gamma_i=\frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}}\ i=1\sim(n-1),\ \ \gamma_0=\gamma_n=\infty \quad (17)$$

$$\gamma_i^*=\frac{1}{\gamma_{i-1}}+\frac{1}{\gamma_{i+1}}\ i=1\sim(n-1) \quad (18)$$

$$\tau=\frac{a_1}{a_0} \quad (19)$$

şeklinde tanımlanır [20]. Bu parametrelerden kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi kontrol sisteminin kararlılığı ve zaman cevabındaki taşma miktarını belirlerken, eşdeğer zaman sabiti ise kapalı çevrim sisteminin zaman cevabının hızını belirler [19, 21].

Denklem (17)-(19)'daki ifadeler, (16)'da yerine konulursa

$$P(s)=a_0\left[\left\{\sum_{i=2}^{n}\left(\prod_{j=1}^{i-1}\frac{1}{\gamma_{i-j}^{j}}\right)(\tau s)^i\right\}+\tau s+1\right] \quad (20)$$

şeklinde bir hedef karakteristik polinom γ_i ve τ parametreleri cinsinden elde edilmiş olur. Eğer bu parametreler uygun bir şekilde seçilebilirse, (20)'deki denklem, tasarlanacak kontrol sistemi için de bir hedef karakteristik polinom olarak kullanılabilir.

γ_i ve τ'nun seçimi için literatürde önerilmiş olan Standart Manabe Formu [7] kullanılabilir. Buna göre:

- Kararlılık indeksi: $\gamma_i=\{2.5,2,2,2,\ldots.\}$ i=1~(n-1)
- Eşdeğer zaman sabiti: $\tau=t_s/3$ (t_s: tasarım öncesi arzu edilen yerleşme süresi)

Böylece tüm katsayıları bilinen hedef karakteristik polinom $P_{hedef}(s)$ elde edilmiş olur.

Eşdeğer zaman sabiti seçilirken kontrolörün üreteceği kontrol işaretinin genliği önemli bir sınırlamadır. Eğer τ çok küçük seçilirse kontrol sisteminin cevabı çok hızlı olur, ancak bu durumda kontrol işaretinin genliği aşırı derecede büyük olabilir. Kontrol işaretinin genliği aşırı küçültülürse, bu sefer de kontrol sisteminin zaman cevabı çok yavaş olabilir. Bu nedenle tasarımcı önce kontrol edeceği sistemin

zaman cevabını gözlemeli, daha sonra bu zaman cevabından daha iyi bir sonuç elde edecek şekilde dengeli bir kararla τ değerini belirlemelidir [19].

Kontrol sisteminin kararlılığını ve zaman cevabının hızını belirleyen $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları

$$A(s) = \sum_{i=1}^{p} l_i s^i \quad (21)$$

$$B(s) = \sum_{i=1}^{q} k_i s^i \quad (22)$$

şeklinde seçilir. Burada p ve q derecelerinin seçimi oldukça önemlidir. Kontrol sistem tasarımında minimum dereceli kontrolör seçimi gerektiğinden, bu derecelerin rastgele seçilmesi düşünülemez. KDM'de p ve q'nun seçiminde belirleyici unsur sisteme etkiyen bozucunun varlığı ve türüdür. Eğer bozucu etkinin türü basamak fonksiyonu şeklinde ise kontrolör polinomlarının derecesi sistemin derecesi ile aynı seçilmelidir. Ayrıca bozucu etkinin tam olarak söndürülebilmesi için $A(s)$ polinomunun integratör içermesi zorunludur ve bu nedenle l_0=0 seçilmelidir. Sıkça karşılaşılan diğer bir bozucu türü rampa fonksiyonu şeklindeki bozucu etkidir. Bu durumda kontrolör polinomlarının derecesi sistemin derecesinden bir fazla olarak seçilmelidir. Ayrıca yine bozucu etkinin tam olarak ortadan kaldırılabilmesi için $A(s)$ polinomunda l_0=l_1=0 seçilmelidir. Eğer bozucu etki aynı anda hem basamak tipi hem de rampa tipi işaretler içeriyorsa, kontrolör polinomlarının seçiminde rampa tipi bozucu durumu göz önüne alınmalıdır [2].

$A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının derecesi belirlendikten sonra, kontrol sisteminin karakteristik polinomu aşağıdaki gibi elde edilir:

- Sistem polinomları:

$$N(s) = \sum_{i=1}^{m} b_i s^i \ , \ D(s) = \sum_{i=1}^{n} a_i s^i \quad (23)$$

- Kontrolör polinomları:

$$A(s) = \sum_{i=1}^{p} l_i s^i \ , \ B(s) = \sum_{i=1}^{q} k_i s^i \quad (24)$$

- Kontrol sisteminin karakteristik polinomu:

$$P(s) = A(s)D(s) + N(s)B(s) \quad (25)$$

Denklem (25)'de verilen karakteristik polinomun katsayıları, değeri bilinen a_i ve b_i değerleri ile değeri bilinmeyen k_i ve l_i değerlerinden oluşur.

Denklem (25) ile elde edilen karakteristik polinom ile (20)'deki hedef karakteristik polinom

$$P(s) = P_{hedef}(s) \quad (26)$$

şeklinde birbirine eşitlenerek Diophantine denklemi elde edilir. Bu denklemin sol tarafında bilinmeyen k_i ve l_i değişkenleri bulunurken, sağ tarafındaki tüm değerler bilinmektedir. Aynı üs derecesine sahip katsayılar birbirine eşitlenerek, $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolörlerinin bilinmeyen katsayıları hesaplanır.

Kapalı çevrim dışındaki $C_2(s)$ kontrolörünün payında bulunan $F(s)$ polinomu yalnızca kalıcı hal hatasını sıfırlamak için kullanılır. Bu nedenle sıfırıncı dereceden seçilen bu kontrolör

$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)}\right)\Big|_{s=0} \quad (27)$$

şeklinde elde edilir.

4. Benzetim Örneği

Durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için verilen tasarım prosedürünün başarısını göstermek amacıyla ikinci dereceden kararsız bir sistem göz önüne alınmıştır:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 - 3s + 2 - e^{-0.5s}} \quad (28)$$

Sisteme Şekil 4'te görüldüğü gibi t=15s ile 30s arasında rampa ve basamak tipi bozucu işaretler beraberce etkimektedir. Sistemin birim basamak fonksiyonu cevabı Şekil 5'te görülmektedir.

Sistemin paydasında bulunan zaman gecikmesi için

$$e^{-0.5s} = (1 - 0.5s) \quad (29)$$

şeklindeki birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı, Denklem (28)'de yerine konulursa

$$G_{dzd}(s) = \frac{1}{s^2 - 2.5s + 1} \quad (30)$$

şeklinde sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilir. Buna göre kontrolör tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları, Denklem (23) ve (24)'ten

$$N(s) = 1 \quad (31)$$

$$D(s) = s^2 - 2.5s + 1 \quad (32)$$

$$A(s) = l_3 s^3 + l_2 s^2 \quad (33)$$

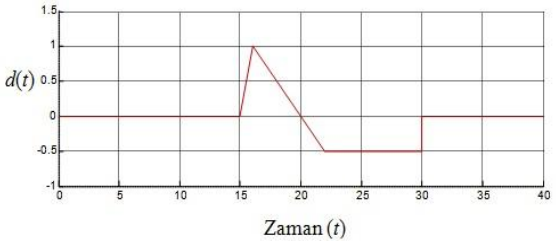
$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (34)$$

ile ifade edilir. Şekil 4'te görülen bozucu etki aynı anda hem basamak tipi hem de rampa tipi işaretler içerdiğinden, (33) ve (34)'teki kontrolör polinomlarının seçiminde rampa tipi bozucu durumu göz önüne alınmıştır. Ayrıca basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu etkiyi tam olarak söndürebilmek için $A(s)$ kontrolöründe l_0=0 olarak alınması yeterli iken, rampa tipi bozucu nedeniyle ayrıca l_1=0 olarak alınmıştır.

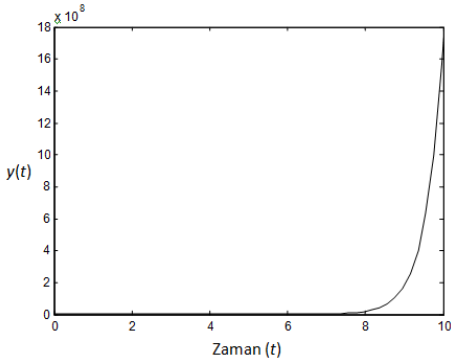
Kapalı çevrim sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabı için yaklaşık 6s civarında bir yerleşme süresi belirleyelim. Bunun için τ=2s ve γ_1=2.5, γ_2=2, γ_3=2, γ_4=2 seçildiğinde kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0128s^3 + 0.16s^2 \quad (35)$$

$$B(s) = 1.0272s^3 + 1.44s^2 + 2s + 1 \quad (36)$$



Şekil 4 : Sisteme etkiyen bozucu işaret.

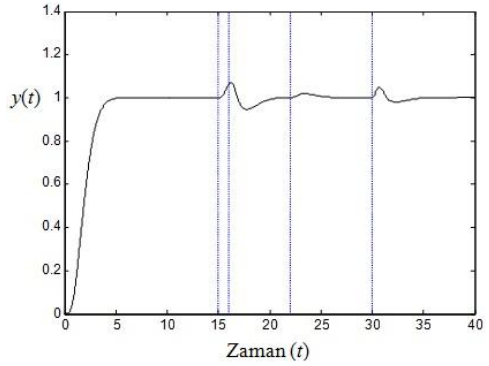


Şekil 5: Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı.

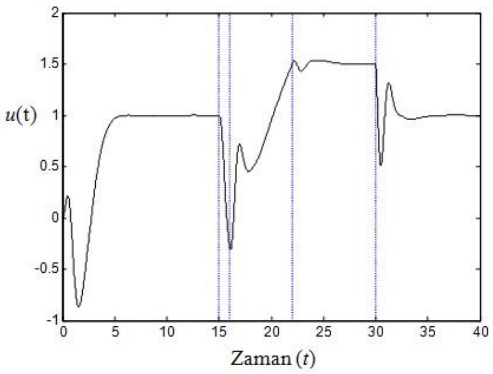
$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)}\right)|_{s=0} = 1 \quad (37)$$

olarak hesaplanır.

Kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabı Şekil 6'da görülmektedir. Şekilden sistemin başarılı bir şekilde kontrol edildiği açıkça görülmektedir. Basamak cevabında yaklaşık 6s'lik yerleşme süresi elde edilmiş ve ayrıca değişik özelliklerdeki bozucu etki ortadan kaldırılmıştır. Kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti ise Şekil 7'de görülmektedir. Şekilden sistemi doyuma götürmeyecek genlikte bir kontrol işareti üretildiği görülmektedir. Elde edilen bu sonuçlar, önerilen yöntemin yapısında kararsızlık bulunan ve değişik türden bozucu işaretler etkiyen durum gecikmeli bir sistemin kontrolündeki başarısını göstermektedir.



Şekil 6: Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.



Şekil 7: Kontrolörün ürettiği kontrol işareti.

5. Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışmada durum gecikmeli sistemler için sistematik ve basit bir kontrol yöntemi sunulmuştur. Yöntemin en önemli özelliği kontrol sisteminin zaman cevabının aşımsız ve yerleşme süresinin ise tasarım öncesi belirlenebiliyor olmasıdır. Kontrolör tasarımı için önce Taylor pay yaklaşımı kullanılarak sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilmekte, ardından bir hedef karakteristik polinom seçilerek kontrolör katsayıları hesaplanmaktadır. Benzetim çalışmasında verilen karmaşık yapıdaki bozucu işaret etkisi altındaki kararsız sistemin kontrolünde elde edilen başarı önerilen yöntemin gücünü ispatlamaktadır. Çalışmanın bundan sonraki yönü, nötral sistemlerin kontrolü üzerine ilerleyecektir.

Kaynakça

[1] http://www.collinsdictionary.com/dictionary/english/system

[2] H. Kayan, *Durum Zaman Gecikmeli Sistemler için Kontrol Sistem Tasarımı*, Yüksek Lisans Tezi, İnönü Üniversitesi, Malatya, 2014.

[3] T. Kubo, "Insensitivity of a class of LQ regulators of neutral systems," *Electrical Eng. in Japan*, Cilt: 150, No: 2, s:28-34, 2005.

[4] Y. Xia, M. Fu ve P. Shi, *Analysis and Synthesis of Dynamical Systems with Time Delays*, Springer-Verlag, Berlin, 2009.

[5] W. Michiels, T. Vyhlídal ve P. Zítek, "Control design for time-delay systems based on quasi-direct pole placement," *Journal of Process Control*, Cilt: 20, s:337–343, 2010.

[6] S. Manabe, "The coefficient diagram method," Proc. of the 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Seoul, Korea, s:199-210, 1998.

[7] S. Manabe, "Application of coefficient diagram method to MIMO design in aerospace," Proc. of the 15th IFAC World Congress, Barcelona, Spain, 2002.

[8] S.E. Hamamci, P.K. Bhaba, S. Somasundaram ve T. Karunanithi, "Two-Degree of Freedom Transient Response Control For Unstable Processes," Proc. of the 5th Int. Conf. on Trends in Industrial Measurements and Automation, NIT, Tiruchirapalli, India, s:145-150, 2007.

[9] W. Michiels ve S.-I. Niculescu, *Stability and Stabilization of Time-Delay Systems*, Society for Industrial & Applied Mathematics (SIAM), 2007.

[10] Z. Wang, J. Lam ve K.J. Burnham, "Stability analysis and observer design for neutral delay systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 47, No: 3, s:478-483, 2002.

[11] W. Michiels ve T. Vyhlídal, "An eigenvalue based approach for the stabilization of linear time-delay systems of neutral type," *Automatica*, Cilt: 41, s:991-998, 2005.

[12] C. Glader, G. Hgnas, P.M. Makila ve H.T. Toivonen, "Approximation of delay systems - A case study," *Int. J. of Control*, Cilt: 53, No: 2, s:369-390, 1991.

[13] K.J. Astrom ve T. Hagglund, *Advanced PID control*, ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society,Research Triangle Park, NC: 2006.

[14] V.B. Kolmanovskii ve V.R. Nosov, *Stability of Functional Differential Equations*, Academic Press, London, 1986.

[15] S.-I. Niculescu, *Delay Effects on Stability: A Robust Control Approach*, Springer-Verlag, London, 2001.

[16] S. Manabe "Coefficient diagram method as applied to the attitude control of controlled-bias-momentum satellite," Proc. of the 13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Palo Alto, CA, s:322-327, 1994.

[17] C.T. Chen, *Analog and Digital Control System Design: Transfer Function, State-Space and Algebraic Methods*, Saunders College Pub., NY, 1992.

[18] M. Araki ve H. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers," *Int. J. of Control, Automation, and Systems*, Cilt: 1, s:401-411, 2003.

[19] S.E. Hamamcı, *Katsayı Diyagram Metodu'nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması*, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, 2002.

[20] P. Naslin, *Essentials of Optimal Control*, Boston Technical Publishers, Massachusetts, 1969.

[21] Y.C. Kim, L.H. Keel ve S.P. Bhattacharyya, "Transient response control via characteristic ratio assignment," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 48, s:2238-2244, 2003.

Zaman Gecikmeli Sistemler için Merkezi Olmayan Denetleyici Tasarımı

S. Mert Özer, H. Ersin Erol, Altuğ İftar

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Anadolu Üniversitesi, Eskişehir
{smozer,heerol,aiftar}@anadolu.edu.tr

Özetçe

Son zamanlarda farklı çalışmalarda doğrusal zamandan bağımsız geri-tipli (retarded) zaman gecikmeli sistemlerin merkezi olmayan denetleyici yapılarıyla kararlılaştırılması üzerinde durulmuştur. Bu çalışmada, bu tarz sistemler için merkezi olmayan denetleyici tasarımını gerçekleyecek MATLAB tabanlı geliştirilmekte olan bir yazılım paketi tanıtılacak ve bir örnek verilecektir.

1. Giriş

Gerek doğal, gerekse insan yapısı bazı sistemlerde tüm bilgiyi merkezi bir noktada toplamak, işlemek ve denetim komutlarını bu merkezi noktadan dağıtmak oldukça masraflı, hatta olanaksız olabilmektedir. Bu nedenle, bu tarz sistemlerin merkezi bir denetleyici yerine, birlikte bir merkezi olmayan denetleyiciyi oluşturan birden çok bağımsız yerel denetleyiciler ile denetlenmesi gerekmekte veya tercih edilmektedir [1]. Teknolojik gelismeler, büyük ölçekli sistemler olarak adlandırılan bu tür sistemlerin sayısını ve önemini arttırmaktadır. Bu paralelde bu konuda yapılan çalışmalar da artmaktadır ([2] ve içindeki referanslar).

Birçok dinamik sistemde, sistemler bünyesinde bulunan uygulayıcılar, algılayıcılar, haberleşme ağları, veri işleme ve hesaplama süreçleri, sistemlerin kararlılığını ve performansını önemli ölçüde bozabilecek gecikmeler ortaya çıkarabilmektedir [3]. Bu bağlamda, son zamanlarda, zaman gecikmeli büyük ölçekli sistemlerin merkezi olmayan denetleyicilerle kararlaştırılması ve denetlenmesi problemleri üzerine birçok çalışma yapılmıştır [4]–[10]. Bu bağlamda, bu calışmada, geri-tipli (retarded) zaman gecikmeli büyük ölçekli sistemlerin bağıl kararlılığını sağlayan merkezi olmayan denetleyicilerin tasarımını yapacak, MATLAB tabanlı bir yazılım paketi geliştirilmesi amaçlanmıştır. Geliştirilmekte olan yazılım paketi, geri-tipli zaman gecikmeli sistemlerin merkezi denetlenmesi icin geliştirilen, MATLAB tabanlı, TDS_STABIL yazılım paketinin [11] merkezi olmayan denetleyici tasarımı problemine uyarlamasıdır. Bu yazılım paketinin beş ana parçadan oluşması planlanmaktadır. Bu parçalar dahilinde geliştirilmekte olan ana fonksiyonlar Bölüm 3'de tanıtılacaktır.

Bu çalışma, 112E153 sayılı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından desteklenmiştir.

Bildiri boyunca, $\mathbb{R}$ gerçel sayıları, $\mathbb{C}$ karmaşık sayıları ve $\mathbb{N}$ negatif olmayan tamsayıları göstermektedir. $s \in \mathbb{C}$ için s'in gerçel kısmı $\mathrm{Re}(s)$, s'in sanal kısmı $\mathrm{Im}(s)$ ile gösterilecektir. $k, l \in \mathbb{N}$ için $\mathbb{R}^l$, l boyutlu gerçel vektörlerin uzayını ve $\mathbb{R}^{l\times k}$ ise, $l \times k$ boyutlu gerçel matrislerin uzayını göstermektedir. Herhangi bir $\nu \in \mathbb{N}$ için $\bar{\nu} = \{1, \ldots, \nu\}$ şeklindedir. $\dot{x}$, x vektör fonksiyonunun zamana göre türevini göstermektedir. Matris işlemlerinde ise I birim matrisi, $(\cdot)^T$ ve $\det(\cdot)$ ise sırasıyla transpoz ve determinant işlemlerini göstermektedir.

2. Problem Tanımı

Doğrusal zamandan bağımsız (DZB) merkezi olmayan ν adet denetlemeciye (control agent) sahip geri-tipli zaman gecikmeli bir Σ sistemi aşağıdaki şekilde tanımlansın:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) =& \sum_{i=1}^{m^a} \left(A_i x(t-h_i^a)\right) + \\ & \sum_{j=1}^{\nu}\sum_{i=1}^{m_j^b} \left(B_{(j,i)} u_j(t-h_{(j,i)}^b)\right) \\ y_j(t) =& \sum_{i=1}^{m_j^c} \left(C_{(j,i)} x(t-h_{(j,i)}^c)\right) + \\ & \sum_{k=1}^{\nu}\sum_{i=1}^{m_{(j,k)}^d} \left(D_{(j,k,i)} u_k(t-h_{(j,k,i)}^d)\right), \quad j \in \bar{\nu}\,.\end{aligned}$$

Burada t zaman değişkeni, $x(t) \in \mathbb{R}^n$, t zamanındaki durum vektörü, sırasıyla $u_j(t) \in \mathbb{R}^{p_j}$ ve $y_j(t) \in \mathbb{R}^{q_j}$ ise j'ninci denetlemecinin ($j \in \bar{\nu}$) erişimindeki t zamanındaki girdi ve çıktı vektörleridir. A_i, $B_{(j,i)}$, $C_{j,i}$ ve $D_{(j,k,i)}$ matrisleri sabit değerli gerçel sistem matrisleridir. m^a, m_j^b, m_j^c ve $m_{(j,k)}^d$ ($j,k \in \bar{\nu}$) ise sistemin durum vektöründe, girdilerinde, çıktılarında ve girdilerden çıktılara olan direkt bağlantılarında bulunan ayrık zaman gecikmelerinin sayısını belirten, negatif olmayan tamsayılardır. Zaman gecikmeleri ise, $h^{\max} \geq 0$ sistemdeki en büyük zaman gecikmesi olmak üzere, h_i^a, $h_{(j,i)}^b$, $h_{(j,i)}^c$,

$h^d_{(j,k,i)} \in [0, h^{\max}]$ şeklindedir. Dikkat edilmelidir ki orantılı veya orantısız zaman gecikmeleri arasında ayrım yapılmamıştır. Sistemde bulunan h^a_i, $h^b_{(j,i)}$, $h^c_{(j,i)}$, $h^d_{(j,k,i)}$ zaman gecikmelerinden bazıları orantılı olabilirken kalan gecikmeler orantısız olarak sisteme dahil olabilmektedirler.

Tanım 1: Verilen bir $\mu \in \mathbb{R}$ için Σ sisteminin *μ-modları*; $\Omega_\mu(\Sigma) := \{s \in \mathbb{C} \mid \mathrm{Re}(s) \geq \mu \text{ ve } \phi_\Sigma(s) = 0\}$ olarak tanımlanır. Burada $\phi_\Sigma(s)$, Σ sisteminin karakteristik denklemidir ve, $\bar{A}(s) := \sum_{i=1}^{m^a} A_i e^{-sh^a_i}$ olacak şekilde, $\phi_\Sigma(s) := \det\left(sI - \bar{A}(s)\right)$ olarak tanımlanmaktadır.

Σ sistemi ele alındığında, verilen herhangi bir gerçel sonlu μ için, $\Omega_\mu(\Sigma)$ sonlu bir kümedir [3].

Tanım 2: Verilen bir $\mu \in \mathbb{R}$ için, eğer $\Omega_\mu(\Sigma) = \emptyset$ ise Σ sistemi için *μ-kararlı* denir. Ayrıca, eğer Σ sistemine K denetleyicisinin uygulanması ile elde edilen kapalı çevirim sistem μ-kararlı ise K denetleyicisine Σ sistemini *μ-kararlaştırır* denilmektedir.

Tanım 3: Σ sistemine K denetleyicisinin uygulanması ile elde edilen kapalı çevirim sistemin *spektral absis fonksiyonu* (spectral abscissa function)

$$\alpha(k) := \max\{\mathrm{Re}(s) \mid \phi_{\Sigma,K^k}(s) = 0\} \tag{1}$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada k, K denetleyicisinin serbest parametrelerini içeren vektör, K^k, k vektörüne karşılık gelen denetleyici, $\phi_{\Sigma,K^k}(\cdot)$ ise, K^k denetleyicisinin Σ sistemine uygulanmasıyla elde edilen kapalı çevirim sistemin karakteristik denklemidir.

Σ sistemini μ-kararlı kılan bir K denetleyicisinin tasarlanması, $\alpha(k) < \mu$ koşulunu sağlayacak bir k serbest parametre vektörünün bulunmasına bağlıdır. Merkezi olmayan denetleyici tasarımında ana amaçlardan biri kapalı döngü sistemin spektral absis fonksiyonunu, verilen bir $\mu \in \mathbb{R}$ için (kararlılık için $\mu \leq 0$), μ değerinden kesin küçük yapabilecek, ν adet denetlemeciye sahip, merkezi olmayan denetleyicinin tasarlanmasıdır. Bu calışmada,

$$\begin{aligned} \dot{z}_j(t) &= F_j z_j(t) + G_j y_j(t) \\ u_j(t) &= H_j z_j(t) + K_j y_j(t) \end{aligned}, \; j \in \bar{\nu}\,, \tag{2}$$

denklemiyle tanımlanan merkezi olmayan denetleyiciler kullanılacaktır. Burada, $l_j \in \mathbb{N}$, j'ninci denetleyicinin boyutu olmak üzere, $z_j(t) \in \mathbf{R}^{l_j}$, j'ninci denetleyicinin t zamanındaki durum vektörü, F_j, G_j, H_j ve K_j ise uygun boyutlu sabit matrislerdir (l_j = 0 olması durumunda yalnızca K_j matrisi kullanılacaktır).

Tanım 4: Verilen herhangi bir $\mu \in \mathbb{R}$ için, Σ sisteminin $\mathbf{K}$ denetleyici sınıfına göre μ-sabit modlarının (μ-sm) kümesi

$$\begin{aligned} \Lambda_\mu(\Sigma, \mathbf{K}) := \{s \in \mathbb{C} \mid \mathrm{Re}(s) \geq \mu \text{ ve} \\ \phi_{\Sigma,K}(s) = 0,\ \forall K \in \mathbf{K}\} \end{aligned}$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Bu modlar, $\mathbf{K}$ denetleyici sınıfı, DZB merkezi denetleyicileri gösterdiği durumda (bildirinin devamında bu sınıf $\mathbf{K_c}$ olarak gösterilecektir) *μ-merkezi sabit mod* (μ-msm), (2) ile tanımlanan DZB merkezi olmayan denetleyicileri gösterdiği durumda (bildirinin devamında bu sınıf $\mathbf{K_f}$ olarak gösterilecektir) ise *μ-merkezi olmayan sabit mod* (μ-mosm) olarak adlandırılacaktır.

Geri-tipli zaman gecikmeli bir sistem için, [12]'de yapılan spektral denetlenebilirlik ve gözlemlenebilirlik tanımlamaları temel alındığında, sistemin bir μ-modunun hem spektral denetlenebiliyor hem de spektral gözlemlenebiliyor olması durumunda μ-msm olmadığı [9]'da belirtilmiştir. Diğer bir yandan, $\Lambda_\mu(\Sigma, \mathbf{K_f})$ setinin hesaplanmasında ise, öncelikle [13]'de sonlu boyutlu sistemler için verilen ve tüm D matrisleri sıfır olan geri-tipli zaman gecikmeli sistemlere [9]'da genişletilen *rank testi* kullanılabilmektedir. Bu test, sıfırdan farklı D matrislerine sahip geri-tipli zaman gecikmeli sistemler için henüz ortaya konmasa da, [13]'de öne sürülenlere benzer şekilde, [9]'da yapılan ispatın bu kapsama genişletilmesi mümkündür. $\Lambda_\mu(\Sigma, \mathbf{K_f})$ setinin bulunmasında, *sayısal yöntem* olarak adlandırılabilecek diğer bir yöntem sonlu boyutlu sistemler için [13]'de önerilmiştir. Geliştirilen yazılımda, bu yöntem ve rank testi geri-tipli zaman gecikmeli sistemlere uyarlanmış ve $\Lambda_\mu(\Sigma, \mathbf{K_f})$ setinin bulunmasında her iki yöntem alternatif olarak sunulmuştur.

Bu çalışmadaki ana amaç, verilen DZB merkezi olmayan geri-tipli zaman gecikmeli bir sistemi, verilen bir $\mu \in \mathbb{R}$ için μ-kararlı kılacak, $\mathbf{K_f}$ denetleyici sınıfında bir merkezi olmayan denetleyici tasarlayacak yazılım paketinin geliştirilmesidir. Bu özelliklerde bir Σ sisteminin $\mathbf{K_f}$ sınıfından bir denetleyici ile μ-kararlılaştırılabilmesi için gerek ve yeter şartın $\Lambda_\mu(\Sigma, \mathbf{K_f}) = \emptyset$ olduğu [14]'de verilmiştir. Bu çalışmada, $\mathbf{K_f}$ sınıfından bir denetleyiciyle μ-kararlılaştırılabilir bir sistem için merkezi olmayan denetleyici tasarımında, [13]'de sonlu boyutlu sistemler için verilen, merkezi olmayan kutup yerleştirme algoritması temel alınmıştır. Bu algoritmada, sırasıyla her bir denetlemeci için, bir merkezi denetleyici tasarım algoritması kullanılarak, genel sistem üzerinden denetlemecinin gördüğü girdi-çıktı kanalına karşılık gelen sistemde mümkün olduğunca çok μ-modu yerleştirebilecek bir denetleyici tasarlanması amaçlanmaktadır. Tasarlandıktan sonra herbir denetleyici kapatılarak, karşılık gelen kapalı çevirim sistem yapıları elde edilmektedir. Bir sonraki adımda ise bu kapalı çevirim sistem üzerinde bir sonraki denetlemeci icin denetleyici tasarımına geçilmektedir. Bu prosedürün ν kez tekrarlanmasıyla elde edilen denetleyicilerle merkezi olmayan denetleyici yapısı elde edilmektedir. Görülmektedir ki, bu algortmanın kullanımı için öncelikle geritipli zaman gecikmeli sistemler için bir merkezi denetleyici tasarım algoritmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu nedenle, bu çalışmada, [11]'de verilen spektrum tabanlı kararlılaştırma yaklaşımı ve bu yaklaşımın MATLAB ortamına uyarlanması ile oluşturulan TDS_STABIL yazılı-

mı kullanılmıştır.

Spektrum tabanlı kararlılaştırma yaklaşımı düzgün olmayan en iyileştirmeye dayalıdır. Bu yaklaşımda öncelikle, ele alınan merkezi geri-tipli zaman gecikmeli sisteme göre oluşturulan denetleyici, $\tilde{l}$ sayıda $k_1, \ldots, k_{\tilde{l}}$ serbest parametrelerine dayalı oluşturulmaktadır. Burada $\tilde{l}$, denetleyicinin tüm parametrelerinin sayısı olabileceği gibi, denetleyicide temel alınacak bir kanonik forma bağlı olarak daha az sayıda serbest parametreyi de belirtebilir. Buna göre, denetleyicideki serbest parametre vektörünü $k = \left(k_1, \ldots, k_{\tilde{l}}\right)^T \in \mathbb{R}^{\tilde{l}}$ olarak tanımlayalım. Böylece, merkezi denetleyicinin tasarımında serbest parametrelerin bulunması, $\min_{k \in \mathbb{R}^{\tilde{l}}} \alpha(k)$ en iyileştirme probleminin çözülmesine indirgenmektedir. Kararlılık açısından, bu problemin bir minimumunun hesaplanmasındansa $\alpha(k) < \mu$ olacak şekilde bir k parametre vektörünün bulunması yeterlidir. Öte yandan, (1)'de bulunan $\max$ operatörü, spektral absis fonksiyonunu düzgün olmayan bir fonksiyon kılmaktadır. Bu nedenle, TDS_STABIL yazılımında, bu problemin çözümünde, düzgün ve dışbükey olmayan amaç fonksiyonlarının yerel minimumlarını bulabilen gradyant örnekleme algoritması (gradient sampling algorithm) [15], zayıf Wolfe çizgi arama ve Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS) [16] yöntemiyle birlikte kullanılmıştır. Bu algoritma HANSO [17] adıyla MATLAB ortamına da uyarlanmıştır.

Dikkat edilmesi gereken bir nokta, spektral absis fonksiyonunun düzgün olmayan bir fonksiyon olmasına karşın hemen hemen her yerde türevlenebilir olduğudur [18]. Bu nedenle, rastgele seçilen bir k vektörü için, $\alpha(k)$ spektral absis fonksiyonunun gradyantı $\nabla\alpha(k)$, olasılık 1 ile vardır. Gradyant örnekleme algoritmasının temel adımları aşağıdaki şekildedir:

Algoritma 1:

1) $i = 0$ için $\nabla\alpha(k_0)$ var olacak şekilde, rastgele bir k_0 başlangıç parametre vektörü seçilir.

2) k_i'ye karşılık gelen, düzgün olmayan en dik düşüş yönü (steepest descent direction), d_i, gradyant örnekleme tekniği kullanılarak hesaplanır. Eğer bulunan d_i'nin normu çok küçükse algoritma sonlandırılır: k_i parametre vektörüne karşılık gelen spektral absis değeri, $\alpha(k)$ spektral absis fonksiyonunun bir yerel minimumuna yakındır. Aksi halde 3. adım ile devam edilir.

3) 2. adımda bulunan d_i yönünde çizgi tarama yapılarak β_i adım boyutu, $\alpha(k_i + \beta_i d_i) < \alpha(k_i)$ olacak şekilde bulunur. Eğer bu koşulu sağlayacak bir β_i değeri bulunamıyorsa, ele alınan k_0 başlangıç parametre vektöründen bir yerel minimuma erişilememektedir. Bu durumda ilk adıma geri gidilerek algoritmaya yeni bir k_0 başlangıç parametre vektöründen başlanır. Aksi halde 4. adım ile devam edilir.

4) $k_{i+1} = k_i + \beta_i d_i$ olarak atanır, ve $i = i+1$ şeklinde güncellenir ve 2. adıma geri dönülür.

Yukarıdaki algoritmada d_i ile belirtilen, k_i vektörüne karşılık gelen düzgün olmayan en dik düşüş yönü, k_i vektörüne karşılık gelen Clarke subdiferansiyel $\partial_c\alpha(k_i)$ ile gösterilmek üzere, $\partial_c\alpha(k_i)$ içindeki en küçük norma sahip vektörün negatifi olarak; $d_i := -\arg\min_{z \in \partial_c\alpha(k_i)} \|z\|$ şeklinde tanımlanabilir. N, k_i vektörü etrafındaki türevlenebilir noktaların komşuluğunun herhangi bir tam ölçülü (full measure) alt kümesi olmak üzere, k_i vektörüne karşılık gelen Clarke subdiferansiyel;

$$\partial_c\alpha(k_i) := \text{convexhull}\left\{\lim_{k \to k_i} \nabla\alpha(k) \ : \ k \in N\right\}$$

şeklinde tanımlanmaktadır.

Yukarıdaki algoritmada ayrıca, verilen bir $k \in \mathbb{R}^{\tilde{l}}$ parametre vektörü için $\alpha(k)$ spektral absis fonksiyonunun ve gradyantı $\nabla\alpha(k)$ fonksiyonunun hesaplanması gerekmektedir. Spektral absis fonksiyonunun bir $k \in \mathbb{R}^{\tilde{l}}$ vektörü için değeri, kısaca spektral absis, ilgili kapalı çevirim sistemin μ-modlarının hesaplanması ve en sağdaki modların gerçel kısımlarının alınması ile kolayca bulunabilmektedir. Spektral absisin türevlenebilirliği için yeter şart olarak, en sağ modun veya modların yalın (simple) olması gerektiği [18]'da belirtilmiştir. Bu koşul, rastgele seçilen bir serbest parametre vektörü için olasılık 1 ile geçerlidir. $\nabla\alpha(k)$ gradyantının hesaplanma yöntemi de [18]'de gösterilmiştir.

Yukarida belirtildiği gibi, bu calışmada merkezi olmayan denetleyicilerin tasarımı sırayla yapılmaktadır. Bu amaçla, asağıda verilen Algortima 2 uygulanmaktadır. Bu algoritmada, Σ_j, Σ sisteminde ilk j denetlemeci için tasarlanan denetleyiciler kapatıldıktan sonra elde edilen sistemde $(j+1)$'inci denetlemecinin gördüğü sistemi, yani girdisi u_{j+1} ve çıktısı y_{j+1} olan sistemi göstermektedir.[1]

Algoritmaya geçmeden önce değinilmesi gereken bir nokta da, merkezi olmayan denetleyicilerin tasarım sürecindeki spektral absis fonksiyonunun tanımıdır. Merkezi denetlemede, sistemin μ-msm'a sahip olması sistemi μ-kararlılaştırılamaz kılmaktadır. Merkezi olmayan denetlemede ise Σ sistemi bir μ-mosm'a sahip olmasa bile, yukarıda tanımlanan, $(j+1)$'inci denetlemecinin gördüğü, Σ_j sistemi μ-msm'lara sahip olabilmektedir. Diğer yandan, μ-msm'a sahip sistemlerde, (1) ile verilen spektral absis tanımı kullanıldığında en iyileştirme prosedürü μ-msm'larda takılmaktadır. Bu nedenle, aşağıda verilen Algoritma 2'de, $(j+1)$'inci denetlemeci için yapılan denetleyici tasarımında temel alınan spektral absis fonksiyonu;

$$\alpha_j(k) := \max\{\text{Re}(s) \mid \phi_{\Sigma_j, K_{j+1}^k}(s) = 0 \ \text{ ve } \ s \notin \Lambda_\mu(\Sigma_j, \mathbf{K_c})\} \tag{3}$$

[1]Bu durumda Σ_0, girdisi u_1 ve çıktısı y_1 olan açık çevirim sistemi, Σ_ν ise tüm denetleyicilerin kapatıldığı kapalı çevirim sistemi göstermektedir.

olarak tanımlanmıştır. Burada K_{j+1}^k, $(j+1)$'inci denetlemeci için tasarlanan ve $k \in \mathbb{R}^{\bar{l}}$ serbest parametre vektörüne karşılık gelen denetleyicidir.

Algoritma 2:

1) Denetleyicilerin boyutları üzerindeki üst limitler $\bar{l}_1, \ldots, \bar{l}_\nu$ olarak belirlensin.
2) $j = 0$ olsun.
3) Eğer Σ_j sistemi μ-kararlı ise, $l_{j+1} = 0$ olmak üzere, $u_{j+1} = K_{j+1} y_{j+1}$ statik çıktı geri beslemeli denetleme kuramının Σ_j sistemine uygulanmasıyla elde edilen kapalı çevirim sistemin μ-kararlılığını sağlayacak sıfırdan farklı bir $K_{j+1} \in \mathbb{R}^{p_{j+1} \times q_{j+1}}$ matrisi seçilir. Bu denetleyici, K_{j+1}^* olarak atanıp 8. adıma gidilir. Aksi takdirde 4. adım ile devam edilir.
4) $l_{j+1} = 0$ olarak atanır.
5) Algoritma 1 kullanılarak, Σ_j için, (3) ile tanımlanan $\alpha_j(k)$ fonksiyonunu minimize eden k^* parametre vektörü bulunur.
6) Eğer $\alpha_j(k^*) < \mu$ ise k^* parametre vektörüne karşılık gelen denetleyici, $K_{j+1}^{k^*}$, K_{j+1}^* olarak atanır ve 8. adıma gidilir. Aksi halde 7. adıma devam edilir.
7) Eğer $l_{j+1} < \bar{l}_{j+1}$ ise $l_{j+1} = l_{j+1} + 1$ olarak güncellenir ve 5. adıma dönülür. Aksi halde bir önceki adımda elde edilen son denetleyici, $K_{j+1}^{k^*}$, K_{j+1}^* olarak atanır ve 8. adıma devam edilir.
8) Tasarlanan K_{j+1}^* denetleyicisi Σ_j sistemine uygulanır. Eğer $j = \nu - 1$ ise 9. adıma devam edilir. Aksi halde, $j = j + 1$ güncellemesi ile 3. adıma dönülür.
9) Σ_ν sistemi μ-kararlı ise algoritma sonlandırılır: tasarlanmak istenen merkezi olmayan denetleyiciler $K_1^*, \ldots, K_\nu^*$ şeklinde elde edilmiştir. Aksi takdirde $\bar{l}_1, \ldots, \bar{l}_\nu$ üst limitleri arttırılarak 2. adıma dönülür.

Algoritmanın ilk adımında, merkezi olmayan denetleyicilerin boyutları üzerindeki üst limitler, düşük dizinli denetlemeciler için gereğinden büyük boyutlu denetleyicilerin tasarlanmasının önüne geçmek için tanımlanmıştır. Algoritmanın üçüncü adımında, ele alınan Σ_j sistemi μ-kararlı olsa dahi sisteme statik çıktı geribeslemeli bir denetleyicinin uygulanmasının nedeni ise Σ sisteminin herhangi bir μ-modunun, algoritmanın ileriki adımlarında ele alınacak, $s > j$ olacak şekilde, bazı Σ_s sistemlerinin de bir μ-modu olmasını sağlamaktır. Aksi halde, [13]'de belirtildiği üzere bazı μ-modlar, μ-mosm olmamalarına rağmen, herhangi bir s için algoritmanın ileriki adımlarında ele alınan Σ_s sistemlerinin sabit olmayan bir modu olarak karşımıza çıkmayabilmektedir.

3. Yazılım Geliştirme

Giriş bölümünde bahsedildiği üzere, geliştirilmekte olan yazılım 5 ana parçadan oluşmaktadır. Burada, bu parçalardan her birisi için geliştirilen MATLAB tabanlı fonksiyonlar açıklanacaktır.

3.1. Sistem Tanımı

Σ sistemini tanımlamak için, merkezi geri-tipli zaman gecikmeli sistemler için geliştirilen TDS_STABIL yazılımındaki "tds_create" fonksiyonunun merkezi olmayan sistem yapısına uyarlaması yapılmıştır. Bu fonksiyon;

$$\begin{aligned} \gg tds = & tds_create(\nu, A, hA, B_1, hB_1, \ldots, \\ & B_\nu, hB_\nu, C_1, hC_1, \ldots, C_\nu, hC_\nu, \\ & D_{1,1}, hD_{1,1}, \ldots, D_{1,\nu}, hD_{1,\nu}, \ldots, \\ & D_{\nu,1}, hD_{\nu,1}, \ldots, D_{\nu,\nu}, hD_{\nu,\nu}); \end{aligned}$$

olacak şekilde çağırılmaktadır. Burada, fonksiyonun çıktısı olan tds, oluşturulan sistem objesini belirtmektedir. Fonksiyonun diğer girdileri olan sistem matrislerinin hücre dizileri ve sistemdeki zaman gecikmelerinin vektörleri ise şu şekilde tanımlanmıştır:

$$\begin{aligned} A &= \{A_1, \ \ldots \ , A_{m^a}\} \\ hA &= [h_1^a, \ \ldots \ , h_{m^a}^a] \end{aligned} \quad ,$$

$$\begin{aligned} Bj &= \{B_{(j,1)}, \ \ldots \ , B_{(j,m_j^b)}\} \\ hBj &= [h_{(j,1)}^b, \ \ldots \ , h_{(j,m_j^b)}^b] \end{aligned} \quad , \ j \in \bar{\nu}$$

$$\begin{aligned} Cj &= \{C_{(j,1)}, \ \ldots \ , C_{(j,m_j^c)}\} \\ hCj &= [h_{(j,1)}^c, \ \ldots \ , h_{(j,m_j^c)}^c] \end{aligned} \quad , \ j \in \bar{\nu}$$

$$\begin{aligned} Dij &= \{D_{(i,j,1)}, \ \ldots \ , D_{(i,j,m_{(i,j)}^d)}\} \\ hDij &= [h_{(i,j,1)}^d, \ \ldots \ , h_{(i,j,m_{(i,j)}^d)}^d] \end{aligned} \quad , \ i,j \in \bar{\nu} \ .$$

3.2. Denetleyici ve Kapalı Döngü Sistem Tanımı

Bu çalışmada, denetleyici tasarımında temel alınan merkezi olmayan kutup yerleştirme yöntemi gereği, tasarlanan denetleyicilere karşılık gelen döngüleri kapatarak, kapalı çevirim sistem modelini elde edebilecek bir fonksiyona ihtiyaç vardır. Ayrıca bazı durumlarda, tasarımı yazılım dışında gerçekleştirilen bir denetleyicinin tanımlanması ve bu denetleyici kullanılarak bir kapalı çevirim sistem yapısı elde edilmesi de istenilebilir. Bu amaçla, tasarlanan statik veya dinamik bir denetleyiciyi bir sistem objesi olarak tanımlamak için, $controller$ fonksiyonu;

$$\gg control_agent = controller(K);$$
$$\gg control_agent = controller(F, G, H, K);$$

şekillerinde çağırılabilmektedir. Burada, $control_agent$ tanımlanan denetleyici objesini, F, G, H ve K matrisleri ise sırasıyla, denetleyicinin dinamik, girdi, çıktı ve statik kazanç matrislerini belirtmektedirler.

Varsayalım ki, ν sayıda denetlemeciye sahip bir merkezi olmayan sistem için r ($r \leq \nu$) adet $control_agent_1$, $\ldots$, $control_agent_r$ denetleyicileri tasarlanmıştır. Denetleyici tasarım algoritması, $(r+1)$'inci denetleyicinin tasarımında, genel sistem objesinde ilk r sayıda döngünün kapatılmasından sonra elde edilen $\nu - r$ sayıda denetlemeciye sahip merkezi olmayan sistem objesini kullanmaktadır. Bu işlem için $loop_close$ fonksiyonu;

$$\gg resulting_system = loop_close(tds, control_agent_1, \ldots, control_agent_r);$$

şeklinde kullanılmaktadır. Burada, $resulting_system$ oluşturulan sistem objesini ve tds, tds_create fonksiyonu ile tanımlanan genel sistem objesini göstermektedir.

Bazı durumlarda, tasarlanan ν adet, $control_agent_1$, $\ldots$, $control_agent_\nu$ denetleyicilerini kapsayacak merkezi olmayan bir denetleyici objesi oluşturulması gerekmektedir. Bunun için $cont_sort$ fonksiyonu,

$$\gg dcont = cont_sort(control_agent_1, \ldots, control_agent_\nu)$$

şeklinde kullanılmaktadır. Burada $dcont$, oluşturulan merkezi olmayan denetleyici objesidir.

Tanımlanan özgün merkezi olmayan sistem objesi tds ve ν adet denetlemeciyi içeren merkezi olmayan denetleyici objesi $dcont$ kullanılarak kapalı döngü sistem objesi cl_tds, *closedloop* fonksiyonu kullanılarak,

$$\gg \quad cl_tds = closedloop(tds, dcont)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir. Aynı kapalı döngü sistem objesi cl_tds, genel merkezi olmayan denetleyici objesi tanımlanmadan da, $control_agent_1, \ldots, control_agent_\nu$ denetleyicileri ile $loop_close$ fonksiyonu kullanılarak,

$$\gg cl_tds = loop_close(tds, control_agent_1, \ldots, control_agent_\nu)$$

şeklinde tanımlanabilir.

3.3. μ-Modların Hesaplanması

Verilen bir $\mu \in \mathbb{R}$ için, geri-tipli zaman gecikmeli merkezi bir sisteminin μ-modlarını bulan fonksiyon TDS_STABIL paketinde $tds_characteristic_roots$ adıyla verilmiştir. Bu çalışmada, bu fonksiyon üzerinde çok az değişiklikler yapılarak mevcut duruma uyarlanması sağlanmıştır. Bu fonksiyonun dayandığı yaklaşım, [19]'da verilen spektral ayrıklaştırma yaklaşımıdır (spectral discretization approach). Bu yaklaşımda, gerçel kısmı μ'den büyük veya eşit tahmini modlar, ele alınan özdeğer problemi ayrıklaştırılarak kestirilmektedir. Daha sonra bu tahmini modlar başlangıç noktaları olarak kullanılarak, ele alınan özdeğer problemine Newton yönteminin uygulanmasıyla μ-modlar hesaplanmaktadır. Geliştirilen yazılım paketinde de $tds_characteristic_roots$ olarak adlandırılan fonksiyon;

$$\gg modes = tds_characteristic_roots(tds, options)$$

olacak şekilde çağırılmaktadır. Fonksiyonun girdisi olan tds, Bölüm 3.1'de tanımlanan tds sistem yapısıdır. Fonksiyonun çıktısı olan $modes$, $modes.l0$ ve $modes.l1$ olarak iki değer kümesi barındırmaktadır. Bu değer kümelerinden $modes.l0$, spektral ayrıklaştırma sonucunda elde edilen tahmini μ-modları, $modes.l1$ ise Newton yöntemi ile doğrulanan μ-modları barındırmaktadır. Fonksiyonun diğer girdisi olan $options$ ise fonksiyonun gerektirdiği bazı değişkenleri içermektedir. Bu değişkenlerden biri olan $minimal_real_part$, μ değerine karşılık gelmektedir ve ön tanımlı olarak -1'dir. Diğer değişkenlere, genellikle varsayılan değerleriyle kullanıldıklarından dolayı, burada yer verilmeyecektir, ancak bu değişkenler fonksiyon içerisinde detaylı bir şekilde tanımlanmaktadırlar.

3.4. μ-Sabit Modların Hesaplanması

Geliştirilen yazılım paketinde, verilen bir Σ sisteminin, bir $\mu \in \mathbb{R}$ için, μ-msm'ları veya μ-mosm'ları

$$\gg fms = tds_fm(tds, options)$$

fonksiyonu ile bulunmaktadır. Fonksiyonun girdisi olan tds, Bölüm 3.1'de tanımlanan tds sistem yapısıdır. Fonksiyonun çıktısı olan fms ise, tds sistem yapısının denetlemeci sayısına göre μ-msm'ları ($\nu = 1$) veya μ-mosm'ları ($\nu > 1$) barındırmaktadır. Burada $options$ girdisi, Bölüm 3.3'de verilen $tds_characteristic_roots$ fonksiyonun gerek duyduğu $options$ girdisini içinde barındırmakla birlikte, onlara ek bazı değişkenler de içermektedir. Bunlardan biri sm'leri hesaplamak için kullanılcak yöntemin belirtildiği $method$ değişkenidir. Bölüm 2'de bahsedilen rank testi ve sayısal yöntem, bu değişken, sırasıyla, $'rt'$ veya $'np'$ olarak belirtilerek seçilebilmektedir. Fonksiyonun $options$ girdisinden gereksinim duyduğu diğer ek değişken ise $root_accuracy_fm$ değişkenidir. Bu değişken, sabit modların bulunmasında sayısal yöntem kullanılırken her bir adımda uygulanan farklı denetleyiciler için hesaplanan modlarda, bir sabit modun hesaplamadan kaynaklı gösterebileceği küçük değişimlere karşı fonksiyonun hassasiyetini belirtmektedir. Buna göre her adımda hesaplanan modlar arasında bu değişken ile belirtilen değerden daha az değişim gösteren mod, sabit mod olarak kabul edilmektedir. $root_accuracy_fm$ değişkeni 10^{-5} olarak ön tanımlanmıştır.

3.5. Denetleyici Tasarımı

Geliştirilen yazılım paketinde kullanılan merkezi olmayan μ-kararlaştırıcı denetleyici tasarımı yöntemi Bölüm 2'de açıklamıştır. Bunun için geliştirilen yazılım fonksiyonu,

$$\gg [dcont, f] = d_stabilization(tds, options)$$

olacak şekilde çağırılmaktadır. Burada $dcont$ çıktısı tasarlanan merkezi olmayan denetleyici objesini; f çıktısı ise her bir tasarım adımında ve genel kapalı çevirim sistem için elde edilen, (3) ile tanımlanan, spectral absis değerlerini barındırmaktadır. Burada $options$ girdisi, önceki bölümlerde tanıtılan tüm fonksiyonların gerektirdiği değişkenleri barındırdığı gibi ek bazı değişkenler de içermektedir. Bunlardan $upper_limits$ değişkeni, Algoritma 2'de belirtilen, merkezi olmayan denetleyicilerin boyutları üzerindeki üst limitleri belirtmektedir. Bu değişken boş olarak girildiğinde denetleyicilerin boyutları üzerinde herhangi bir sınırlama söz konusu değildir. Diğer bir ek değişken olan $relative_bound$ ise, kapalı çevirim sistemin bağıl kararlılığı olarak tanımlanan μ-kararlılık için belirtilen μ değeridir. Bu değişkenin ön tanımlı değeri 0'dır.

4. Örnek

Örnek: Σ ile tanımlanan DZB geri-tipli zaman gecikmeli sistem yapısını ele alalım. $\nu = 3$ adet denetlemeciye sahip, $m^a = m_1^b = m_2^b = m_3^b = 2$, $m_1^c = m_2^c = m_3^c = 1$, $h_1^a = h_{1,1}^b = h_{2,1}^b = h_{3,1}^b = 0$, $h_2^a = 1$, $h_{1,2}^b = 1.5$, $h_{2,2}^b = 2$, $h_{3,2}^b = 1.75$, $h_{1,1}^c = 2$, $h_{2,1}^c = 1$, $h_{3,1}^c = 3$ ile

$$A_1 = \begin{bmatrix} -2.75 & 2.25 & -2.25 \\ -3 & 7 & -9 \\ -5.25 & 9.75 & -11.75 \end{bmatrix},$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 6 & -3 & 3 \\ -8 & -4 & 12 \\ -5 & -10 & 18 \end{bmatrix},$$

$$B_{1,1} = \begin{bmatrix} 0 \\ -4 \\ -4 \end{bmatrix},\ B_{1,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix},\ B_{2,1} = \begin{bmatrix} -0.5 \\ -2 \\ -1.5 \end{bmatrix},$$

$$B_{2,2} = \begin{bmatrix} 0.25 \\ 1 \\ 0.75 \end{bmatrix},\ B_{3,1} = \begin{bmatrix} 1.5 \\ 6 \\ 7.5 \end{bmatrix},\ B_{3,2} = \begin{bmatrix} 0.5 \\ 2 \\ 2.5 \end{bmatrix},$$

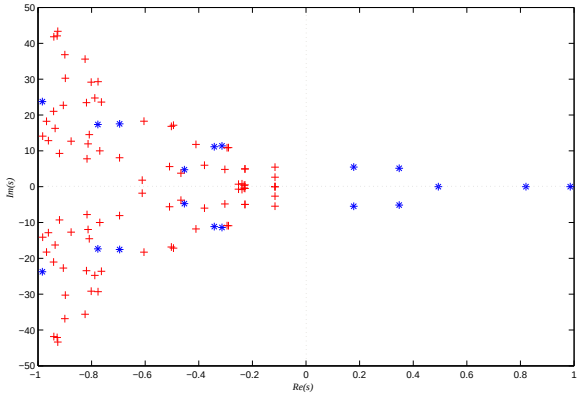
$$C_{1,1} = \begin{bmatrix} -4 & 1 & 0 \end{bmatrix},\ C_{2,1} = \begin{bmatrix} 3 & 3 & -3 \end{bmatrix},$$

$$C_{3,1} = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & 0.5 \end{bmatrix}$$

ve diğer matrisler sıfır olacak şekilde bir Σ sistemi tanımlayalım. Σ sisteminin, $\epsilon = -1$ için, ϵ-modları, $tds_characteristic_roots$ fonksiyonu ile;

$$\begin{aligned} \Omega_{\epsilon=}(\Sigma) = \{&0.98563,\ 0.82056,\ 0.49363, \\ &0.3475 \pm 5.1408i,\ 0.17802 \pm 5.4703i, \\ &-0.31342 \pm 11.386i,\ -0.34234 \pm 11.143i, \\ &-0.45371 \pm 4.7222i,\ -0.69541 \pm 17.52i, \\ &-0.77658 \pm 17.349i,\ -0.98362 \pm 23.73i\} \end{aligned}$$

olarak elde edilmektedir. 0-kararlılığı göz önüne alındığında, $\Omega_0(\Sigma) \neq \emptyset$ olduğundan sistemin kararsız olduğu görülmektedir. Birinci denetlemeci için 0.82056, 0.49363 ve $0.17802 \pm 5.4703i$, ikinci denetlemeci için 0.98563, 0.49363, $0.3475 \pm 5.1408i$ ve $0.17802 \pm 5.4703i$, üçüncü denetlemeci içinse 0.98563, 0.82056 ve $0.3475 \pm 5.1408i$,



Şekil 1: Açık çevirim ('$*$') ve kapalı çevirim ('+') sistemlerin $\epsilon = -1$ için ϵ-modları

0-msm olduğundan sistemin tek bir denetlemeci ile kararlılaştırılması mümkün değildir.

$d_stabilization$ fonksiyonunun çıktısında, birinci denetlemeci

$$\dot{z}_1(t) = \begin{bmatrix} -0.828 & 0.347 \\ -9.989 & 1.105 \end{bmatrix} z_1(t) + \begin{bmatrix} 0.232 \\ 3.47 \end{bmatrix} y_1(t)$$
$$u_1(t) = \begin{bmatrix} 1.5076 & 0.59569 \end{bmatrix} z_1(t) + 0.52048\ y_1(t)$$

şeklinde, ikinci denetlemeci

$$\dot{z}_2(t) = -0.197\ z_2(t) - 0.398\ y_2(t)$$
$$u_2(t) = -1.293\ z_2(t) + 0.606\ y_2(t)$$

şeklinde, üçüncü denetlemeci ise

$$\dot{z}_3(t) = \begin{bmatrix} -1.29 & 2.403 \\ -1.681 & 0.268 \end{bmatrix} z_3(t) + \begin{bmatrix} 3.495 \\ -0.447 \end{bmatrix} y_3(t)$$
$$u_3(t) = \begin{bmatrix} -2.689 & 2.256 \end{bmatrix} z_3(t) + 0.469\ y_3(t)$$

şeklinde elde edilmiştir. Buna göre genel kapalı çevirim sistemin spektral absisi -0.11575 olarak bulunmaktadır. Açık çevirim ve kapalı çevirim sistemlerin modları Şekil 1'de gösterilmiştir.

5. Sonuç

Bu bildiride, DZB geri-tipli zaman gecikmeli sistemlerin merkezi olmayan denetleyici yapıları ile kararlılaştırılması üzerinde durulmuş, bu amaçla geliştirilmekte olan yazılım paketi ve bu paketin içerisindeki fonksiyonlar tanıtılmıştır. Bu aşamada yazılım paketi DZB geri-tipli zaman gecikmeli sistemler için merkezi olmayan sonlu boyutlu DZB denetleyiciler tasarlanmasında kullanılabilmektedir. Her ne kadar, merkezi olmayan sonlu boyutlu DZB denetleyiciler kullanılarak kararlı kılınamayan bir sistemin merkezi olmayan zaman gecikmeli DZB denetleyiciler kullanılarak kararlı kılınamayacağı [10]'da gösterilmişse de,

bazı durumlarda zaman gecikmeli denetleyicilerin kullanımı avantajlı olabilmektedir. Bu nedenle, bu çalışmanın bir sonraki aşamasında, geliştirilen yazılım paketi zaman gecikmeli denetleyicilerin tasarımına da olanak verecek şekle getirilecektir. Daha ileriki aşamalarda ise, geri-tipli zaman gecikmeli sistemler yanında tarafsız (neutral) zaman gecikmeli sistemler için de denetleyici tasarımına olanak verecek genelleştirmeler yapılacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma kapsamında geliştirilen yazılım paketine, bu bildirinin yazarları yanında, Büşra Şeker, Anıl Çamsarı ve Mert Yılmaz'ın katkıları olmuştur.

Kaynakça

[1] D. D. Šiljak. *Decentralized Control of Complex Systems*. Academic Press, San Diego, 1991.

[2] L. Bakule. Decentralized control: An overview. *Annual Reviews in Control*, 32:87–98, 2008.

[3] S.-I. Niculescu. *Delay Effects on Stability: A Robust Control Approach,* Lecture Notes in Control and Information Sciences, No. 269. Springer-Verlag, Londra, 2001.

[4] B. Xu ve J. Lam. Decentralized stabilization of large-scale interconnected time-delay systems. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 103:231–240, 1999.

[5] L. Bakule, J. Rodellar, ve J. M. Rossell. Overlapping guaranteed cost control for uncertain continuous-time delayed systems. In *Proceedings of the 16th IFAC World Congress*, Prag, Çek Cumhuriyeti, Temmuz 2005.

[6] L. Bakule, J. Rodellar, ve J. M. Rossell. Overlapping resilient H_∞ control for uncertain time-delayed systems. In *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, pages 2290–2295, Seville, İspanya, Aralık 2005.

[7] M. S. Mahmoud ve N. B. Almutairi. Decentralized stabilization of interconnected systems with time-varying delays. *European Journal of Control*, 6:624–633, 2009.

[8] A. Momeni ve A.G. Aghdam. A necessary and sufficient condition for stabilization of decentralized time-delay systems with commensurate delays. In *Proceedings of the 47th IEEE Conference on Decision and Control*, sayfa: 5022–5029, Cancun, Meksika, 2008.

[9] A. Momeni, A. G. Aghdam, ve E. J. Davison. Decentralized fixed modes for LTI time-delay systems. In *Proceedings of the American Control Conference*, sayfa: 6593–6599, Baltimore, MD, A.B.D., 2010.

[10] H. E. Erol ve A. İftar. A necessary and sufficient condition for the stabilization of decentralized time-delay systems by time-delay controllers. In *Preprints of the 13th IFAC Symposium on Large Scale Complex Systems*, pages 62–67, Şangay, Çin, Temmuz 2013.

[11] W. Michiels. Spectrum-based stability analysis and stabilisation of systems described by delay differential algebraic equations. *IET Control Theory and Applications*, 2011.

[12] J.-P. Richard. Time-delay systems: an overview of some recent advances and open problems. *Automatica*, 39:1667–1694, 2003.

[13] E. J. Davison ve T. N. Chang. Decentralized stabilization and pole assignment for general proper systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, (35):6:652–664, 1990.

[14] A. Momeni ve A. G. Aghdam. On the stabilization of decentralized time-delay systems. Technical report, Conordia University, Montréal, Kanada, 2008.

[15] J. V. Burke, A. S. Lewis, ve M. L. Overton. A robust gradient sampling algorithm for nonsmooth, nonconvex optimization. *SIAM Journal on Optimization*, 15:751–779, 2005.

[16] A. Lewis ve M.L. Overton. Nonsmooth optimization via BFGS. http://cs.nyu.edu/overton/papers.html, 2009.

[17] M.L. Overton. HANSO: A hybrid algoirthm for nonsmooth optimization. http://cs.nyu.edu/overton/software/hanso, 2009.

[18] J. Vanbiervliet, K. Verheyden, W. Michiels, ve S. Vandewalle. A nonsmooth optimisation approach for the stabilisation of time-delay systems. *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 14(3):478–493, 2008.

[19] Z. Wu ve W. Michiels. Reliably computing all characteristic roots of delay differential equations in a given right half plane using a spectral method. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 236:2499–2514, 2012.

Nöronal Ağlarda Kısmi Senkronizasyon Düzenlerinin Kestirimi

Hakkı Ulaş Ünal[1], Wim Michiels[2], Şükrü Torun[3]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Anadolu Üniversitesi, 26555, Eskişehir, Türkiye
{huunal}@anadolu.edu.tr
[2] Bilgisayar Bilimi Bölümü, KU Leuven,
3001 Heverlee, Belçika
{wim.michiels}@cs.kuleuven.be
[3] Dil ve Konuşma Terapisi Bölümü,
Anadolu Üniversitesi, 26470, Eskişehir, Türkiye
{storun}@anadolu.edu.tr

Özetçe

Belli nörolojik rahatsızlıklarda, beynin bazı bölgelerindeki nöronal ağlarda (kısmi) senkronizasyon bozuklukları gözlenmektedir. Bu gözlem, ağlardaki (kısmi) senkronizasyon mekanızmasını üzerine çalışmaları artırmıştır. Bu çalışmada, aralarındaki iletim, aralıklı birleşme kanalları (gap junction) ile sağlanan nöronlardan oluşan nöronal ağda, hangi tip kısmi senkronizasyon düzen(ler)inin gerçekleşebileceğinin kestirimini ele alacağız. Bunun için, birbirine zaman gecikmeli bağlantı fonksiyonu ile bağlı doğrusal olmayan sistemlerin, senkronize dengesinin kararlılık analizinden ve değişmez çokkatmanlıların özelliklerinden faydalanacağız.

1. Giriş

Beynin yapısal olarak en çarpıcı özelliklerinden birisi, nöronlar arası iletimdir. Memeli beyninin belli bölgelerindeki nöronlar arası iletim, elektriksel sinapsislerin en genel türü olan aralıklı birleşme kanalları (gap junction) aracılığı ile yapılmaktadır ve bu kanallar nöronal aktivitede önemli rol oynamaktadır [1]. Nöronal aktivite nöronal salınım ile nöronlar arası iletişim mekanizması ise bu salınımlarım senkronizasyonu ile ifade edilir. Doğada oldukça sık karşılaşılan senkronize davranış[2], bir ağ üzerindeki sistemlerin herbirinin birbiri ile aynı davranışı sergilemesidir ve *tam senkronizasyon* olarak adlandırılır. Eğer, ağ üzerinde bir tam senkronizasyon olmaz, fakat, ağı belli kümelere ayırdığımızda, sadece aynı kümedeki sistemler arasında tam senkronizasyon var ise, bu tür senkronizasyona da *kısmi (partial or cluster) senkronizasyon* denir. Kısmi senkronizasyon, memelilerin beynindeki olfaktor bulbus (olfactory bulb) ve görsel korteks (visual cortex)'te bulunan nöronal ağlarda gözlenmiştir [3]. Nörolojik rahatsızlıkların bir çoğunun, nöronlar arasındaki (kısmi) senkronizasyon bozukluklarından dan kaynaklanabileceği düşünülmektedir [4]. Bu sebepten, senkronize davranış mekanizmasının açıklanabilmesi nöroliji bilimi açısından önemlidir.

Literatürde, birbirine bağlı doğrusal olmayan sistemler (coupled non-linear systems) ağında, sistemler arasındaki iletişimden kaynaklanan zaman gecikmesi ihmal edilerek kısmi senkronizasyon üzerine bir çok çalışma yapılmıştır ([5], [6], [7], [8] ve içindeki kaynaklar). Bu çalışmalarda, ağdaki sistemlerin pasif olduğu ve ağın düğümünde bulunan sistemlerin çıktılarının belli ağırlıklar ile doğrusal bileşimi olarak tanımlanan yaygın bağlantı (diffusive coupling) fonksiyonu ile bağlandığı kabul edilmektedir. [9]'da, [5] ve [6]'dan farklı olarak, ağdaki zaman gecikmelerini hesaba katarak, yaygın zaman gecikmeli bağlantı ile birbirine bağlı doğrusal olmayan sistemler ağındaki kısmı senkronizasyon düzenin gözlenebilmesi için yeterli koşullar sunulmuştur. [10, 11]'de, aynı bağlantı fonksiyonu kullanarak, ağlardaki kısmi senkronizasyon düzenlerinin gerçekleşmesi için farklı yeterli koşullar sunulmuştur. Bu çalışmalarda sunulan yeterli koşullar bağlantı fonksiyonundaki parametrelerinin belli sınır koşullarını sağlamasına bağlıdır. Fakat, bu sınır koşulları seçilen Lyapunov fonksiyonlarına bağlı olması koşulları tutucu yaptığı gibi, bazı durumlarda bu koşulları belirlemek mümkün olmayabilmektedir. Bu yaklaşımlardan farklı olarak, [12]'de, ilk olarak kısmi senkronizasyonu karakterize eden değişmez çokkatmanlıların (invariant manifolds) varlığı için gerek ve yeter şartlar verilmiştir. Ardından da, senkronizasyon dengesinin yaygın zaman gecikmeli bağlantı fonksiyonunun (kazanç, zaman gecikmesi) parametreleri uzayındaki kararlılık özelliklerinden, değişmez çokkatmanlıların varlığından, ağın Laplasyan matrisinin özvektörlerinden faydalanılarak, ağlardaki kısmi senkronizasyon düzenlerinin kestirimi verilmiştir. Yaklaşım lokal analize bağlı olsada, farklı ağlar ele alınarak yapılan benzetim çalışmalarının tümünde kısmi senkronizasyon düzenleri doğru biçimde kestirilmiştir. Bu çalışmada, [12]'de sunulan yaklaşımdan faydalanılarak nöronal ağlaraki kısmi senkronizasyon düzenlerini kestirmeye çalışacağız.

2. Problem Tanımı

Ele alacağımız problemi açık bir şekilde tanımlamak adına, ilk olarak birtakım notasyon ve tanımlar verilecektir. Bildiri boyunca, $\mathcal{C}^r(X, Y)$, r defa türevlenebilen $f : X \to Y$ sürekli fonksiyonlar uzayını göstermektedir. $V : X \to \mathbb{R}_{\geq 0}$ fonksiy-

onu $\|x\| \to \infty$ için $V(x) \to \infty$ ise radyal sınırsız (radially unbounded) denir. Yönlü graf (directed graph) $\mathcal{G} = \{\mathcal{V}, \mathcal{E}, \mathcal{G}\}$ ile gösterilmektedir, öyleki $\mathcal{V} = \{1, \ldots, p\}$ boş olmayan düğüm kümesini, $\mathcal{E} \subset \mathcal{V} \times \mathcal{V}$ kenarlar kümesini, $G = [a_{ij}]_{i,j=1,\ldots,p}$ ise elemanları negatif olmayan, ağırlıklı komşuluk ilişkilerini veren matris, öyleki, $a_{ij} > 0$ eğer ve ancak $(i,j) \in \mathcal{E}$. $\mathcal{G}$ grafının ağırlıklı Laplasyan matrisi, $w_i := \sum_{(i,j)\in\mathcal{E}} a_{ij}$ olmak üzere $L := diag\{w_1, \ldots, w_p\} - G$ olarak gösterilir.

Tanım 1 [13] Zamandan bağımsız doğrusal olmayan

$$\begin{array}{rl} \dot{x}(t) = & f(x(t)) + g(x(t))u(t) \\ y(t) = & h(x(t)) \end{array}, \tag{1}$$

dinamik denkleminde, $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathcal{C}(\mathbb{R}, \mathbb{R}^m) \cap \mathcal{L}^\infty$, $h(\cdot)$, $g(\cdot)$, ve $f(\cdot)$ ise çözümün varlığını ve tekliğini garanti eden fonksiyonlar olsun. Çözümün varlığını ve tekliğini garanti eden uygun girdiler için tüm $x(t_0)$ başlangıç koşullarında

$$\|x(t)\| < D, \forall t \geq t_0 + T,$$

sağlayan $D, T > 0$ var ise, çözüme *sonunda sınırlı* (ultimately bounded) denir.

Tanım 2 [14] $\mathcal{C}^1(\mathbb{R}^n, \mathbb{R})$ uzayında pozitif bir saklama (storage) fonksiyonu V, (1)'de tanımlı sistem için,

$$\dot{V}(x(t)) \leq y(t)^T u(t) - H(x(t)), \tag{2}$$

eşitsizliğini, merkezi orijinde olan R yarıcaplı $\mathcal{B} \in \mathbb{R}^n$ topunun dışında pozitif olan bir $H \in \mathcal{C}(\mathbb{R}^n, \mathbb{R})$ için sağlıyor ise, (1) kesin yarı-pasif (strictly semi-passive) bir sistemdir.

2.1. Nöronal ağ modeli

Bu çalışmada, aralarındaki iletim aralıklı birleşme (gap junction) kanalları ile sağlanan p özdeş nörondan oluşan nöronal ağı ele alacağız. Ağdaki, nöronlardan her birinin dinamik modeli

$$\dot{x}_i(t) = f(x_i(t)) + Bu_i(t),\ y_i(t) = Cx_i(t), \tag{3}$$

$x_i \in \mathbb{R}^n$, $i = 1, \ldots, p$, $B, C^T \in \mathbb{R}^{n\times 1}$ olarak tanımlansın. Nöronların dinamik modelinin tek kararsız denge noktası, x^*, ve nöronal ağın p düğüme sahip güçlü bağlı bir $\mathcal{G}$ grafi ile tanımlanmakta olduğunu kabul ediyoruz. Ayrıca, nöronların, kesin yarı-pasif olduğunu kabul etmekteyiz. Bu kabullenmeler tutucu kabullenmeler değildir, çünkü memelilerin beynindeki nöronların her biri bir diğeri ile iletişim halindedir. Ayrıca, biyofiziksel açıdan anlamlı nöronal modellerin bir çoğu, örneğin iletkenlik-tabanlı (conductance based) ile tanımlanan nöronlar, (kesin) yarı-pasif özelliğine sahiptir [15]. Nöronlar arası iletim aralıklı birleşme kanalları ile yapıldığı için, bağlantı fonksiyonunu

$$u_i(t) = k \sum_{(i,j)\in\mathcal{E}} a_{ij}(y_j(t-\tau) - y_i(t-\tau)), \tag{4}$$

olarak tanımlayabiliriz, burada, $y_i(\cdot)$, i. nörondaki membran potansiyeli, $k > 0$ aralıklı birleşme kanalı iletkenlik kuvveti, τ ise sinyalin iletiminden kaynaklanan zaman gecikmesine karşılık gelmektedir [1].

Sav 1 (Teorem 3.6 [9]) (3)'de verilen p sistemin (4)'de verilen bağlantı fonksiyonu ile birbirlerine bağlanması sonucu oluşan ağ güçlü bağlı $\mathcal{G}$ graf ile tanımlansın. Ayrıca, herbir sistem, (2)'yi sağlayan radyal sınırsız saklama fonksiyonu V_i ve $H_i(x_i)$'ler $i = 1, \ldots, p$ ile $\mathcal{C}^1$ - kesin yarı-pasif olsun. Ayrıca, $d_i = \sum_{(i,j)\in\mathcal{E}} a_{ij}$ için pozitif bir R_i olsun ki, $\|x_i\| > R_i$ için $H_i(x_i) - 2kd_i\|y_i\| > 0$ sağlansın. Bu durumda, oluşan ağın dinamik dekleminin, (3)-(4) kapalı döngü sistemi, çözümü sonuçta sınırlı olur.

2.2. Kısmi senkronizasyon ve ileri değişmez kümeler

Tanım 3 [12] Güçlü bağlı bir $\mathcal{G}$ grafı ile gösterilebilen bir ağ üzerinde tanımlı, aralarındaki bağlantı fonksiyonu (4)'de verilen (3)'deki sistemlerin başlangıç koşulları $(\phi_1, \ldots, \phi_p)$ olsun. Eğer, tüm (i,j) çiftleri için değil fakat en az bir (i,j) çifti için bir $\delta > 0$ olsun öyleki $\sup_{\theta\in[-\tau,0]} \|\phi_i(\theta) - \phi_j(\theta)\|_2 < \delta$ için

$$\lim_{t\to\infty} \|x_i(\phi_i)(t) - x_j(\phi_j)(t)\| = 0,$$

sağlansın. Bu durumda, ağ üzerindeki sistemler (lokal) kısmi senkronizedir denir.

Tanım 4 (3)-(4) sistemi için

$$M = \{x \in \mathbb{R}^n \mid x_i = x_j,\ \text{bazı}\ (i,j) \subset \{1, \ldots, p\}\} \tag{5}$$

olarak tanımlsın. M doğrusal uzayı (3)-(4) için ileri değişmez küme (forward invariant set) ise, M'e *kısmi senkronizasyon değişmezi* denir.

Bir ağ üzerinde senkronize davranış var ise, bu davranış ağ üzerinde bir simetrinin varlığını ifade eder. Bu tür bir simetri ileri değişmez kümeler ile karakterize edilebilir. Bu karakterizasyonu daha açık yazmak adına, (3)-(4) sisteminin, örneğin, $p = 4$ için çözümü

$$x_1 \equiv x_3,\ \ x_2 \equiv x_4, \tag{6}$$

olsun. Bu durumda, (6)

$$x(t) = (\Phi \otimes I_n)x(t),\ \forall t \geq t_0, \tag{7}$$

olarak ifade edilebilinir, $x(t) := [x_1(t)^T\ \cdots\ x_p(t)^T]^T$, Φ ise aşağıda verilen permütasyon matrisidir,

$$\Phi = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \tag{8}$$

Ayrıca, (7) ifadesi

$$x(t) \in \ker\left(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n)\right),\ \forall t \geq 0,$$

yazılabileceğinden, kısmi senkronizasyonda ilk amaç $\ker\left(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n)\right)$ uzayının ileri değişmez olmasını sağlayacak Φ permütasyon matrislerinin bulunmasıdır. Yani,

$$(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n))\phi(s) = 0 \Rightarrow (I_{pn} - (\Phi \otimes I_n))x(\phi)(t) = 0,$$

$\forall t \geq 0$, öyleki $x(\phi)(t)$, başlangıç koşulu $x(s) = \phi(s)$, $s \in [-\tau, 0]$ olmak üzere, t anındaki çözümü göstermektedir.

Sav 2 [12] (3)-(4) sistemi için $\ker(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n))$ ileri değişmez kümedir eğer ve ancak $\ker(I_p - \Phi)$ uzayı L-değişmez alt uzay ise.

Sav 3 [12] (3) -(4) sistemi için $\ker(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n))$ ileri değişmez kümedir eğer ve ancak

$$(I_p - \Phi)\, L = X\, (I_p - \Phi) \tag{9}$$

denkleminin çözümü var ise.

Not 1 $\ker\,(I_{pn} - (\Phi \otimes I_n))$ kümesinin (3) -(4) kapalı döngü sistemi için ileri değişmez küme olması kısmi senkronizasyonun varlığını tek başına garanti etmez. Kısmi senkronizasyon, eğer ileri değişmez küme çözümün belli komşuluğunda kararlılık özelliğine sahip ise gerçekleşebilir.

3. Senkronizasyon Denge Kararlılığı

Ele alınan ağ, kararsız denge noktası x^* olan p özdeş sistemden oluşmaktadır. Bu durumda, (3)-(4) sistemini $((x^*)^T, \ldots, (x^*)^T)^T$, *senkronizasyon dengesi* olarak adlandıracağız, etrafında doğrusallaştırılması ile

$$\dot{\xi}(t) = (I \otimes A)\xi(t) - k(L \otimes BC)\xi(t-\tau), \tag{10}$$

doğrusal sistemi, öyleki $\xi(t) = [\xi_1(t)^T \cdots \xi_p(t)^T]^T$ ve $A = \frac{\partial f(x)}{\partial x}_{|x=x^*}$, elde edilir. Doğrusal sistemin karakteristik fonksiyonu

$$f(\lambda; k, \tau) = \det(F(\lambda; k, \tau)), \tag{11}$$

olarak yazabiliriz, öyleki

$$F(\lambda; k, \tau) := I_p \otimes (\lambda I_n - A) + kL \otimes BCe^{-\lambda\tau}. \tag{12}$$

$\Lambda := \mathrm{diag}\{\lambda_1(L), \ldots, \lambda_p(L)\}$ olmak üzere, $L = T\Lambda T^{-1}$ sağlayan bir T benzerlik dönüşüm matrisi vardır. Bu dönüşüm matrisi ile, (10)'de verilen doğrusal sisteminin karakteristik fonksiyonu

$$\begin{aligned} f(\lambda; k, \tau) &= \det\left(I \otimes (\lambda I - A) + \Lambda \otimes kBCe^{-\lambda\tau}\right) \\ &= \prod_{i=1}^{p} f_i(\lambda; k, \tau), \end{aligned}$$

olarak ayrıştırılabilir, öyleki

$$\begin{aligned} f_i(\lambda; k, \tau) &= \det(\lambda I_n - A + k\lambda_i(L)BCe^{-\lambda\tau}) \quad (13) \\ &=: \det(F_i(\lambda; k, \tau)),\ i = 1, \ldots, p, \quad (14) \end{aligned}$$

Ağın tanımlandığı G grafının güçlü bağlantılı olması kabul edilmesinden dolayı, L'nin özdeğerleri

$$0 = \lambda_1(L) < |\lambda_2(L)| \leq \ldots \leq |\lambda_p(L)|,$$

olarak sıralanmıştır [16].

Sav 4 L'nin özdeğerlerinin katları 1, E_l, $\lambda_l(L)$'e karşılık gelen özvektör, $\lambda = \hat{\lambda}$ ise pozitif k ve τ için $f_l(\lambda; k, \tau)$ fonksiyonunun sağ yarı düzlem sıfırı olsun, $l \in \{1, \ldots, p\}$. Bu durumda, (10)'daki doğrusal sistemin (k, τ) için kararsız çokkatmanlıdaki (unstable manifold) üssel çözümü

$$\begin{bmatrix} \xi_1(t) \\ \vdots \\ \xi_p(t) \end{bmatrix} = c(E_l \otimes V)e^{\hat{\lambda}t}, \tag{15}$$

olarak yazılabilir, burada $c \in \mathbb{C}$ başlangıç koşuluna bağlı bir katsayı, $V \in \mathbb{C}^n$ ise $F_l(\hat{\lambda}; k, \tau)V = 0$ sağlayan vektör.

İspat Bknz .[12].

4. bölümde göstereceğimiz nöronal ağdaki kısmi senkronizasyon düzenlerinin kestirimi, ağın senkronizasyon dengesinin kararsız çokkatmanlıdaki çözümünden faydalanılarak yapılacaktır. Kestirimdeki temel fikri açıklamak adına, 4 nörondan oluşan bir ağı ele alalım. Ağın dinamik denklemini, (3-4), kararsız denge noktası etrafında doğrusallaştırılması sonucu elde edilen sistemin karakteristik fonksiyonunun, (11), pozitif k ve τ değerleri için sağ yarı düzlem sıfırları f_1 ve f_j, $j \in \{2, 3, 4\}$, fonksiyonlarının sağ yarı düzlemdeki sıfırlarından oluşsun. Ayrıca, $E_j = [1\ -1\ 1\ -1]^T$, ve $M = \left\{x \in \mathbb{C}^{4n} : x_1 = x_3;\ x_2 = x_4\right\}$ çokkatmanlısı ağın kısmi senkronizasyon çokkatmanlısı olsun ((8)'de verilen Φ için Sav 2 sağlanır). Bu durumda, k ve τ değerleri için çözüm, senkronize denge noktasına yaklaştığında, (15)'den, 1. ve 3. nöron çifti ile 2. ve 4. nöron çifti birbirlerini iterek uzaklaşacak ama kendi aralarındaki senkronizasyon koruyacaktır. Sistemin senkronize denge etrafındaki çözümün yapısı, ve M 'in ileri değişmez küme olmasından faydalanarak, kısmi senkronizasyonun gerçekleşip gerçekleşmeyeceğini ve tipini kestirebiliriz. Kestirim lokal çözüme bağlı olsada, farklı ağ topolojileri ele alınarak yapılan benzetim çalışmalarında kısmi kestirim doğru bir şekilde elde edilmiştir [17].

Yukarıda özetlenen kısmi senkronizasyon düzenlerinin kestirimi için, ilk olarak (k, τ)-parametre uzayını, $f_i(\lambda, k, \tau)$, $i = 1, \ldots, p$, fonksiyonlarının sağ yarı düzlemde sıfır içermeyen (kararlı)-sabit sayıda sıfırı içeren (kararsız) bölgelere ayırmak gerekmektedir. Bunun için, (k, τ)-parametre uzayını, $f_i(\lambda, k, \tau)$ fonksiyonun sabit sayıda sağ yarı düzlem sıfırının olduğu bölgelere bölen kararlılık geçiş (stability curves) eğrileri kullanılabilinir. Sabit bir k için, [12]'deki Teorem 5 ve Algoritma 1 ile, $f_i(\lambda, k, \tau)$ fonksiyonunun τ uzayını kararlı-kararsız bölgelere ayırmak mümkündür. Ardından da, (k, τ) parametre uzayında, tüm kararlılık-kararsızlık bölgeleri seçilecek N tane k değeri için Algoritma 1 tekrarlanarak bulunabilir. Nümerik açıdan sistemin kararlılık eğrilerini bulmak için en etkili yol ise, Hopf çatallanma (bifurcation) eğrilerini, başlangıç noktası olarak [12]'deki Teorem 5 kullanılarak bulmaktır (bknz. [18]). Kararlılık geçiş eğrilerini belirlemek için yapılacak hesaplama sayısını azaltmak için aşağıda verilenlerden faydalanacağız.

Sav 5 [12] Pozitif bir ω_0 için $f_i(j\omega_0; k, \tau) = 0$ sağlayan (k, τ) için $f_i\left(j\omega_0; k, \tau + \frac{2\pi l}{\omega_0}\right) = 0, l = 1, 2, \ldots$.

Sav 6 [12] L Laplasyan matrisinin, $\lambda_i(L)$ ve $\lambda_m(L)$, $i, m \in \{2, \ldots, p\}$, sıfırdan farklı en az 2 gerçel özdeğerleri olsun. Bu durumda, $\omega > 0$ için, $f_i(j\omega; k, \tau) = f_m(j\omega; \hat{k}, \tau)$, öyleki $\hat{k} = k\frac{\lambda_i(L)}{\lambda_m(L)}$.

4. Hindmarsh-Rose nöron ağı

Bu bölümde, kaotik davranış gösterebilen özdeş nöronlardan oluşan bir nöronal ağ ele alıp, ağdaki nöronların aksiyon potansiyelleri arasıdaki kısmi senkronizasyon düzenlerini kestireceğiz. Nöronların oluşturduğu ağ, beynin farklı iki bölgesinde bulunan nöronal ağlardan oluşan ağı ifade etmesi için Şekil 1'de gösterildiği gibidir. Aynı bölgedeki nöronlar, kendi aralarındaki bağlantının ağırlığı 1 birim iken, farklı bölgedeki nöronlar arasındaki bağlantının aıgırlığı 2 birim alınmıştır. Yapılacak nümerik hesaplamalar için DDE-

BIFTOOL [19], benzetim çalışmaları için de MATLAB-SIMULINK paket programları kullanılacaktır.

Şekil 1'daki nöronlardan her birinin, dinamik modeli [20]'de verildiği üzere,

$$\begin{aligned}
\dot{z}_{i,1}(t) &= 1-5(y_i)^2(t)-z_{i,1}(t) && (16)\\
\dot{z}_{i,2}(t) &= 0.02y_i(t)+0.0324-0.005z_{i,2}(t) && (17)\\
\dot{y}_i(t) &= -y_i(t)^3+3y_i(t)^2+z_{i,1}(t)-z_{i,2}(t)+3.25 \\
&\quad +u_i(t), && (18)
\end{aligned}$$

biçimindedir, öyleki $z_{i,1}(\cdot)$ ve $z_{i,2}(\cdot)$ sırasıyla iyileşme (recovery) ve uyum (adaptation) değişkenleri, $y_i(\cdot)$ ve $u_i(\cdot)$ ise sırası ile membran potansiyeli ve i. nörana uygulanan akımdır, $i = 1,\ldots,10$. [9]'da gösterildiği üzere, (16)-(18) ile dinamik modeli verilen nöronların (4) bağlantı fonksiyonu ile bağlanmaları sonucu oluşan sistemin çözümleri sonunda sınırlıdır. (16)-(18) verilen nöronal modeli, tek kararsız denge noktası etrafında doğrusallaştırırsak, (10) 'daki , A, B, ve C

$$A=\begin{bmatrix} -1 & 0 & -10y_s \\ 0 & -0.005 & 0.02 \\ 1 & -1 & -3y_s^2+6y_s \end{bmatrix}, C^T=B=\begin{bmatrix} 0\\0\\1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

öyleki, $y_s=-0.722075$, olarak elde edilir. Şekil 1'de verilen ağ'ın Laplasyan matrisi,

$$L=\begin{bmatrix}
2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 2 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 4 & -1 & -1 & 0 & 0 & -2 & 0 & 0\\
0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
-1 & -1 & -1 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\
-2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 4 & -1 & 0 & 0 & -1\\
-2 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 3 & 0 & 0 & 0\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 3 & -1 & -1\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 2 & -1\\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1
\end{bmatrix},$$

özdeğerleri, $\lambda_1(L)=0$, $\lambda_2(L)=1$, , $\lambda_3(L)=1562/985$, $\lambda_4(L)=\lambda_5(L)=\lambda_6(L)=2$, $\lambda_7(L)=3$, $\lambda_8(L)=4$, $\lambda_9(L)=1801/408$, $\lambda_{10}(L)=5$, ve karşılık gelen özvektörler ise, E_i, (20)'de verilen E matrisinin i. satırındadır.

$$E=\begin{bmatrix}
1 & -1 & \frac{1771}{7635} & -1 & 1 & -1 & -1 & -1 & 1 & -1\\
1 & -1 & \frac{1771}{7635} & 3 & 1 & \frac{5}{2} & -1 & -1 & 1 & -1\\
1 & 0 & -\frac{89}{655} & -1 & -1 & -\frac{7}{4} & 2 & \frac{3}{2} & -\frac{1393}{408} & 4\\
1 & -5 & \frac{1771}{7635} & 1 & 1 & \frac{3}{4} & -1 & -\frac{1}{2} & 1 & -1\\
1 & -1 & \frac{1771}{7635} & 1 & 1 & \frac{3}{4} & -1 & \frac{1}{2} & 1 & -1\\
1 & 0 & \frac{1771}{7635} & -2 & 2 & 2 & 2 & 0 & 3 & 4\\
1 & -1 & \frac{130}{2644} & -4 & 4 & 4 & 5 & 2 & -\frac{2955}{1393} & -1\\
1 & 3 & -\frac{630}{1591} & -2 & -2 & -2 & 2 & 0 & -\frac{577}{1970} & -1\\
1 & 3 & -\frac{630}{1591} & -2 & -2 & -2 & -1 & 0 & -\frac{577}{1970} & -1\\
1 & 3 & -\frac{630}{1591} & 2 & -2 & 0 & -1 & 0 & -\frac{577}{1970} & -1
\end{bmatrix}. \quad (20)$$

Kısmi senkronizasyonların varlığını incelemek adına, permütasyon matrisi olarak,

$$\Phi_1=\begin{bmatrix}
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0
\end{bmatrix},\Phi_2=\begin{bmatrix}
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0
\end{bmatrix},$$

$$\Phi_3=\begin{bmatrix}
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0
\end{bmatrix},\Phi_4=\begin{bmatrix}
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0
\end{bmatrix},$$

$$\Phi_5=\begin{bmatrix}
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&0&1&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0
\end{bmatrix},\Phi_6=\begin{bmatrix}
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0\\
1&0&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&1&0&0&0&0\\
0&0&0&1&0&0&0&0&0&0\\
0&1&0&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&1&0&0&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&1&0&0&0&0&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&1&0\\
0&0&0&0&0&0&0&0&0&1\\
0&0&0&0&0&0&1&0&0&0
\end{bmatrix},$$

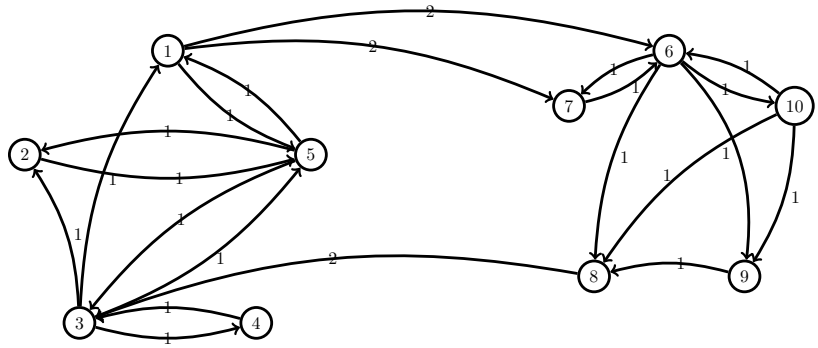
seçilsin. Permütasyon matrisleri, örneğin Φ_1, $\{y_1,y_2,y_4,y_5,\quad y_7,\ldots,y_{10}\}$ ve $\{y_3,y_6\}$ arasındaki senkronizasyonu incelemek amacıyla tanımlanmıştır.

$\ker(I-\Phi_1)=\text{span}\{E_1,E_{10}\}$,
$\ker(I-\Phi_2)=\text{span}\{E_1,E_3,E_5,E_9,E_{10}\}$,
$\ker(I-\Phi_3)=\text{span}\{E_1,E_2,E_3,E_5,E_8,E_9,E_{10}\}$,
$\ker(I-\Phi_4)=\text{span}\{E_1,E_2,E_3,E_5,E_7,E_8,E_9,E_{10}\}$,
$\ker(I-\Phi_5)=\text{span}\{E_1,E_2,E_3,E_9,E_{10}\}$,

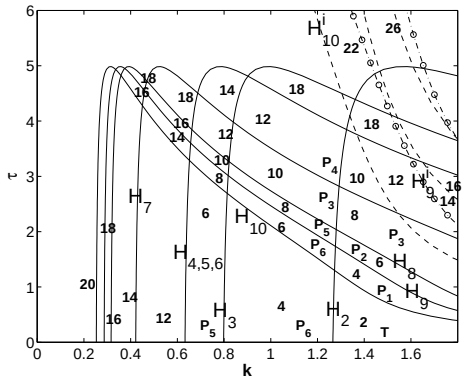
ve $\ker(I-\Phi_6)=\text{span}\{E_1,E_2,E_{10}\}$ uzayları L için değişmez altuzay olduğundan, Sav 2 ve Tanım 4 'den

$M_1:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2=x_4=x_5=x_7=...=x_{10};\ x_3=x_6\}$,
$M_2:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2=x_4=x_5;\ x_8=x_9=x_{10}\}$,
$M_3:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2;\ x_8=x_9=x_{10}\}$,
$M_4:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2;\ x_9=x_{10}\}$,
$M_5:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2=x_5;\ x_8=x_9=x_{10}\}$,
$M_6:=\{x\in\mathbb{C}^{30}: x_1=x_2=x_5=x_7;\ x_3=x_6;\ x_8=x_9=x_{10}\}$,

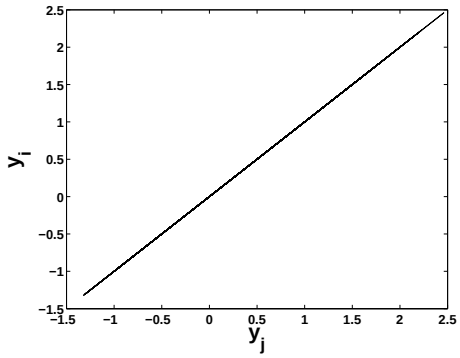
uzayları, nöronal ağ için kısmi senkronizasyon çokkatmanlılarıdır. Doğrusal sistemin (k,τ)-parametre uzayındaki kararlılık geçiş eğrileri Şekil 2' de verildiği gibidir. Şekil 2'deki Hopf eğrileri, H_i, $i=1,2,3,7,\ldots10$, $f_i(\lambda;k,\tau)$ 'nın kararlılık geçiş eğrisine, $H_{4,5,6}$, ise, $\lambda_4(L)=\lambda_5(L)=\lambda_6(L)$ olduğundan $f_i(\lambda;k,\tau)$, $i\in\{4,5,6\}$, fonksiyonunun kararlılık geçiş eğrisine karşılık gelmektedir. H_{10}^i, H_9^i eğrileri ise, Sav 5 kullanılarak H_{10} ve H_9 eğrilerinden elde edilmiştir.



Şekil 1: Nöronal Ağ



Şekil 2: Kararlılık Geçiş Eğrileri



$(i, j = 1, \ldots, 10, i \neq j)$

Şekil 3: $k = 1.6$, $\tau = 0.1$

Şekil 2'deki koyu renkli rakamlar, karakteristik fonksiyonun o bölgedeki sağ yarı düzlem sıfırlarının sayısını vermektedir. H_i eğrisinin altında kalan tüm (k, τ) çiftleri için, $f_i(\lambda; k, \tau)$ fonksiyonunun sağ yarı düzlemde sıfırı yoktur. (19)'da verilen A matrisinin 2 kararsız özdeğerleri olduğundan ve $\lambda_1(L) = 0$ olduğu için, (11) ve (13)'den, tüm (k, τ) çiftleri için karakteristik fonksiyonun en az 2 sağ yarı düzlem sıfırı vardır. Bu durumda, tüm eğrilerin altında kalan alandaki (k, τ) için, doğrusal sistemin kararsız çokkatmanlıdaki üssel çözümünü (15)'den

$$E_1 \otimes V_1(t),\ V_1(t) \in \mathbb{R}^n,$$

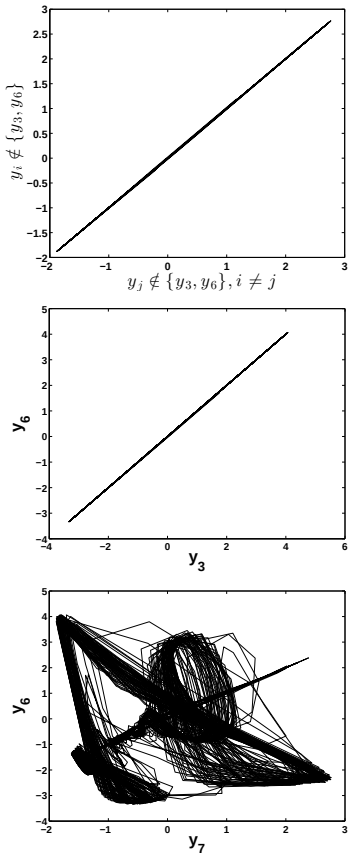
olarak yazabiliriz. E_1'in tüm elemanlarının sıfırdan farklı ve birbirine eşit olmasından (bknz. (20)) ve tüm ileri değişmez kümelerin kesişiminin tam senkronize davranışa karşılık gelen ileri değişmez çokkatmanlı olmasından, Şekil 2'de verilen **T** bölgesinde tam senkronizasyon davranışı öngörebiliriz. Şekil 3'de görüldüğü üzere, **T**'de seçilen (k, τ) değeri için ağdaki tüm nöronların aksiyon potansiyelleri birbirleri ile senkronizedir. Tüm eğrilerin kesişiminde olup, H_{10} eğrisinin dışında kalan ve Şekil 2'de $\mathbf{P}_1$ ile gösterilen bölgede, karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları $\lambda_1(L)$ ve $\lambda_{10}(L)$ 'dan kaynaklanmaktadır. Bu durumda, (10)'daki sistemin $\mathbf{P}_1$'den seçilen (k, τ) değerleri için kararsız çokkatmanlıdaki çözümü,

$$E_1 \otimes R_1(t) + E_{10} R_2(t),\ R_1(t), R_2(t) \in \mathbb{R}^n \qquad (21)$$

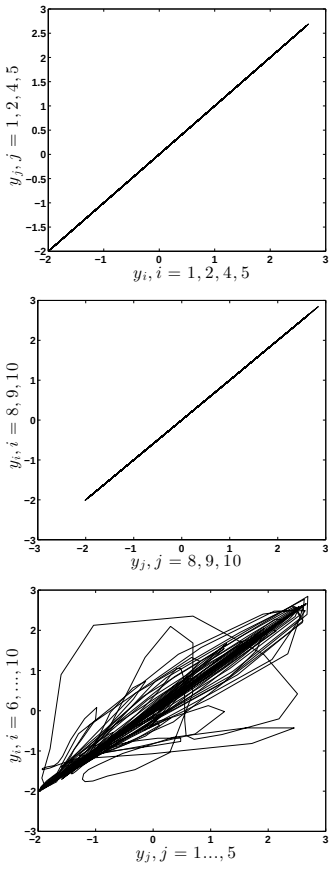
olarak yazılabilinir. E_{10}'nun $\{1., 2., 4., 5., 7., ..., 10.\}$. elemanları ile 3. ve 6., elemanları birbirine eşittir (20). Ayrıca, M_1 ileri değişmez küme olduğundan, sistemin çözümü denge noktasına yaklaştığında, ağdaki $\{1., 2., 4., 5., 7., 8., 9., 10.\}$ nöronlar ile ayrıca $\{3., 6.\}$ nöronların senkronize davranması öngörülmektedir. Şekil 4'de görüldüğü üzere, $\mathbf{P}_1$'den seçilen (k, τ) değeri için, beklenen kısmi senkronizasyon gözlenmektedir. Benzer şekilde, Şekil 2'deki H_{10} ve H_9 eğrileri dışında kalan tüm eğrilerin kesişiminin olduğu $\mathbf{P}_2$'de, karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları, $\lambda_{10}(L)$, $\lambda_9(L)$, ve $\lambda_1(L)$'den kaynaklanmaktadır. $\mathbf{P}_2$'deki (k, τ) için, (10)'daki sistemin kararsız çokkatmanlıdaki çözümünü

$$E_1 \otimes \hat{R}_1(t) + E_{10} \hat{R}_2(t) + E_9 \hat{R}_3(t),\ \ \hat{R}_i(t) \in R^n, i = 1, 2, 3,$$

olarak yazabiliriz. (20)'den, E_1, E_{10}, ve E_9'un $\{1., 2., 4., 5.\}$ elemanları ile $\{8., 9., 10\}$ elemanlarının aynı ayrıca M_2'nin ileri değişmez çokkatmanlı olmasından, bu bölgede seçilecek (k, τ) için, $1., 2., 4., 5.$, nöronlar ile $8., 9., 10.$, nöronların senkronize davranması beklenmektedir. Şekil 5'de görüldüğü



Şekil 4: $k = 1.8\ \tau = 0.5$



Şekil 5: $k = 1.6\ \tau = 1.2$

üzere, bu bölgede seçilen (k, τ) değeri için beklenen kısmi senkronizasyon gerçekleşmektedir. Şekil 2'deki $\mathbf{P}_3$ bölgesini ele alırsak, karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları, $f_i(\lambda; k, \tau)$, $i = 1, 8, 9, 10$, fonksiyonlarının sıfırlarıdır. Benzer şekilde, senkronize denge noktasının bu bölgedeki (k, τ) parametreleri için kararsız çokkatmanlıdaki çözümü

$$E_1 \otimes \hat{V}_1(t) + E_{10}\hat{V}_2(t) + E_9\hat{V}_3(t) + E_8\hat{V}_4(t),$$

$\hat{V}_i \in \mathbb{R}^n, i = 1, 2, 3, 4$, olarak yazılabilinir. E_1, E_{10}, E_9, ve E_8'un $\{1., 2.\}$ elemanları ve $\{8., 9., 10\}$ elemanlarının birbirlerini eşittir. Ayrıca, M_3'ün ileri değişmez çok katmanlı olmasından dolayı, $\mathbf{P}_3$'deki (k, τ) için 1. ve 2. nöronun, ayrıca 8., 9., ve 10. nöronların senkronize davranmaları beklenmektedir (Şekil 6). Şekil 2'de $\mathbf{P}_4$'de karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları, $\lambda_i(L)$, $i = 1, 2, 7, 8, 9, 10$, dan kaynaklandığı için, (15)'den doğrusal sistemin bu bölgedeki çözümü,

$$\sum_{i=1, i\neq 3,4,5,6}^{10} E_i \otimes \widehat{V}_i(t),\ \ \widehat{V}_i \in \mathbb{R}^n$$

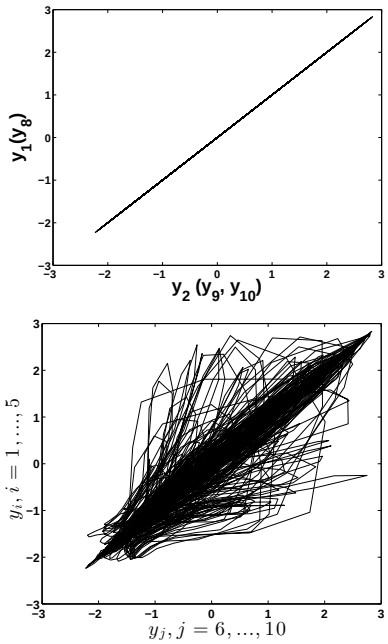
olarak yazılabilinir. $\{E_l\}_{l=1,2,7,8,9,10}$ kümesindeki vektörlerin, (20)'den, 1. ve 2. elemanları, ayrıca 9. ve 10. elemanları ortaktır. Dolayısıyla, çözüm M_4 çokkatmanlısının alt uzayındadır. M_4'ünde ileri değişmez küme olmasından, 1. ve 2. nöronlar ayrıca 9. ve 10. nöronları senkronize davranıcaktır. Şekil 7'de, $\mathbf{P}_4$'de seçilen (k, τ) için yukarıda bahsedilen kısmi senkronizasyon gözükmektedir. H_2 hariç tüm eğrilerin kesiştiği bölgede, Şekil 2'deki $\mathbf{P}_6$'da karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları $\lambda_2(L)$ ve $\lambda_1(L)$ den kaynaklanmaktadır. $\mathbf{P}_6$'daki (k, τ) için doğrusal sistemin çözümü;

$$E_1 \otimes Q_1(t) + E_2Q_2(t),\ Q_i(t) \in \mathbb{R}^n,\ i = 1, 2 \qquad (22)$$

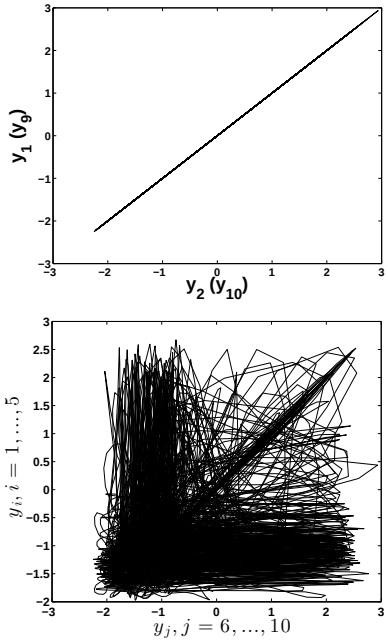
olarak yazılabilinir. (20)'den, E_2'nin 1., 2., 5. ve 7. terimleri, ayrıca 3. ve 6. terimleri, ve 8., 9., ve 10. terimleri aynıdır. Ayrıca, M_5 'inde ileri değişmez küme olmasından dolayı, $\mathbf{P}_6$'daki (k, τ) için, Şekil 1'de R_1'de bulunan 1., 2., 5., nöronlar ile R_2'de bulunan 6. nöron, ayrıca R_1'de bulunan 3. nöron ile R_2'de bulunan 6. nöron, ve R_2'de bulunan 8., 9., 10. nöronlarının senkronize davranması beklenmektedir (Şekil 8). Şekil 2'deki $\mathbf{P}_5$'de, karakteristik fonksiyonun sağ yarı düzlem sıfırları, $\lambda_1(L), \lambda_2(L)$ ve $\lambda_3(L)$'den kaynaklanmaktadır ve doğrusal sistemin üssel çözümü,

$$\sum_{i=1}^{3} E_i \otimes \hat{Q}_i(t),\ \hat{Q}_i(t) \in \mathbb{R}^n,\ \ i = 1, 2, 3 \qquad (23)$$

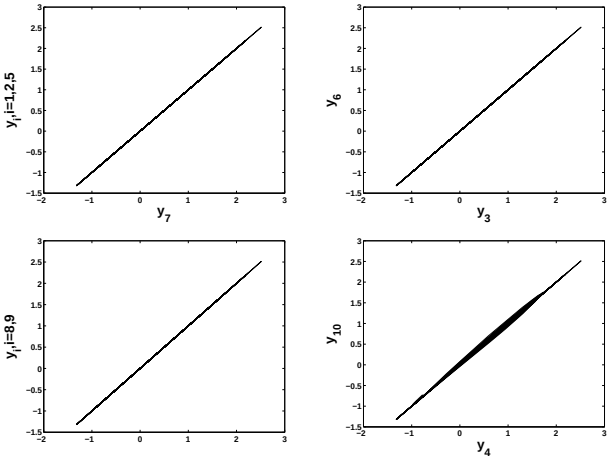
olarak yazılabilinir. (20)'den, E_2 ve E_3 vektörlerinin 1., 2., 5., , terimler, ayrıca 8., 9., 10. terimler birbiri ile aynıdır. Bunlara ilaveten, M_5 'inde ileri değişmez küme olmasından dolayı, bu bölgede M_5'e karşılık gelen bir kısmı senkronizasyon olması beklenir (Şekil 9). Bu kısmi senkronizasyonu, Şekil 2'de



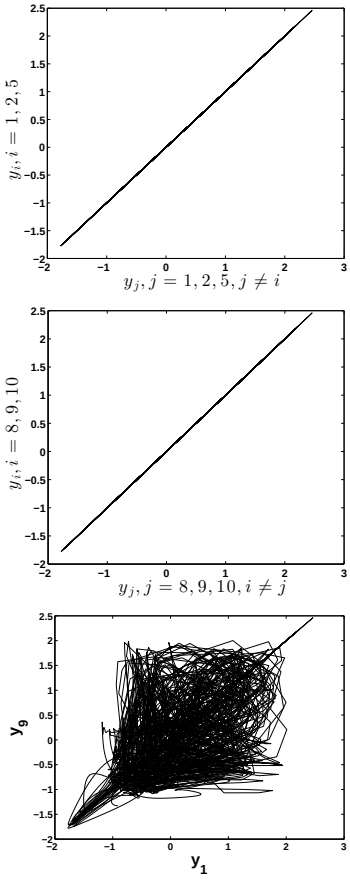
Şekil 6: $k = 1.6\ \tau = 2$



Şekil 7: $k = 1\ \tau = 4.2$



Şekil 8: $k = 0.875\ \tau = 0.08$



Şekil 9: $k = 0.7\ \tau = 0.3$

verildiği üzere, H_2, H_9, H_{10} eğrilerinin dışında olup diğer eğrilerin kesiştiği yerde de gözlemlemek mümkündür. Her iki bölgedeki sağ yarı düzlem sıfır sayısı ve çözüm farklı olsa da, her iki bölgedeki çözümleri Laplasyan matrisinin özdeğerleri ile karakterize ettiğimizde, (20)'den çözümlerdeki özvektörler benzer yapısal özelliği sahiptir. Benzer özellik, $\mathbf{P}_6$ ve $\mathbf{P}_3$ için de geçerlidir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, beynin iki farkı bölgesinde bulunan nöronal ağlardan oluşan ağdaki kısmi senkronizasyon düzenlerinin kestirimini ele aldık. Bu düzenlerin kestirimi için kullandığımız yaklaşım sayesinde, nöronal ağdaki birleşme yeri iletkenlik kuvveti ve iletim gecikmelerinin hangi değerlerinde nöronların kısmi senkronizasyon göstereceğini kestirebiliyoruz. Ayrıca, ağ topolojisinden faydalanarak da, bu kısmi senkronizasyon düzenlerinin tipini de kestirebiliyoruz. Bunun ötesinde, farklı senkronizasyon düzenleri arasında geçiş yapabilmek için, iletkenlik kuvvetini ve zaman gecikmesini nasıl değiştirmemiz gerekeceğinide doğru bir biçimde kestirebiliyoruz. Kestirim yaklaşımı lokal analize bağlı olsada, farklı ağ topolojileri ele alınarak yapılan çalışmalara, kısmi senkronizasyon düzenleri ve tipleri doğru bir biçimde tespit edilmiştir [12, 17].

6. Teşekkür

Bu çalışma, Anadolu Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Komisyonunca kabul edilen 1306F147 nolu "Doğrusal olmayan bağlı kaotik sistemlerin kısmi senkronizasyonu" başlıklı proje kapsamında desteklenmiştir.

7. Kaynakça

[1] M. V. L Bennett ve R. S. Zukin. Electrical coupling and neuronal synchronization in the mammalian brain. *Neuron*, 41(4):495 – 511, 2004.

[2] P. Arkady, R. Michael, ve K. Jürgen. *Synchronization: A Universal Concept in Nonlinear Sciences*. Cambridge Universty Press, New York, USA, 2001.

[3] K. Kaneko. Relevance of dynamic clustering to biological networks. *Physica D: Nonlinear Phenomena*, 75:55–73, 1994.

[4] Alfons Schnitzler ve Joachim Gross. Normal and pathological oscillatory communication in the brain. *Nature Reviews: Neuroscience*, 6(4):285–296, 04 2005.

[5] A. Pogromsky, G. Santoboni, ve H. Nijmeijer. Partial synchronization: from symmetry towards stability. *Physica D: Nonlinear Phenomena*, 172:65–87, 2002.

[6] A. Pogromsky. A partial synchronization theorem. *Chaos*, 18:037107, 2008.

[7] W. Wu ve T. Chen. Partial synchronization in linearly and symmetrically coupled ordinary differential systems. *Physica D: Nonlinear Phenomena*, 238(4):355 – 364, 2009.

[8] Q.-C. Pham ve J.-J. Slotine. Stable concurrent synchronization in dynamic system networks. *Neural Networks*, 20(1):62–77, 2007.

[9] E. Steur. *Synchronous Behavior in Networks of Coupled Systems with applications to neuronal dynamics*. PhD Dissertation, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, Hollanda., 2011.

[10] J. Cao ve L. Li. Cluster synchronization in an array of hybrid coupled neural networks with delay. *Neural Networks*, 22(4):335–342, 2009.

[11] T. Dahms, J. Lehnert, ve E. Schöll. Cluster and group synchronization in delay-coupled networks. *Physical Review E*, 86:016202, 2012.

[12] H. U. Ünal ve W. Michiels. Prediction of partial synchronization in delay-coupled nonlinear oscillators, with application to hindmarsh-rose neurons. *Nonlinearity*, 26:3101–3126, 2013.

[13] I. G. Polushin, D. J. Hill, ve A. L. Fradkov. Strict quasi-passivity and ultimate boundedness for nonlinear control systems. In *4th IFAC Symp. Nonlinear Control Systems, NOLCOS'98*, pages 527–532, Enschede, Hollanda, 1998.

[14] A. Pogromsky, T. Glad, ve H. Nijmeijer. On diffusion driven oscillations in coupled dynamical systems. *International Journal of Bifurcation and Chaos*, 9(4):629–644, 1999.

[15] E. Steur, I. Tyukin, ve H. Nijmeijer. Semi-passivity and synchronization of diffusively coupled neuronal oscillators. *Physica D*, 238(21):2119–2128, 2009.

[16] R. Olfati-Saber ve R. M. Murray. Consensus problems in network of agents with switching topology and time-delays. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 49:1520–1533, 2004.

[17] H. U. Ünal ve W. Michiels. Prediction of partially synchronous regimes of delay-coupled nonlinear oscillators. In *Proceedings of the 9th IFAC Symposium on Nonlinear Control Systems,*, Toulouse, Fransa, Eylül 2013.

[18] R. Seydel. *Practical bifurcations ve stability analysis*, volume 5 of *Interdisciplinary Applied Mathematics*. Springer Verlag, 3 edition, 2010.

[19] K. Engelborghs, T. Luzyanina, ve G. Samaey. DDE-BIFTOOL v.2.00: a Matlab package for bifurcation analysis of delay differential equations. TW Report No.330, Department of Computer Science, Katholieke Universiteit Leuven, 2001.

[20] J. L. Hindmarsh ve R. M. Rose. A model of neuronal bursting using three coupled first order differental equations. *Proceedings of the Royal Society of London*, 221:87–102, 1984.

Bozucu Model Yöntemi ile Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemlerin Kontrolü

Serdar Ethem Hamamcı[1], *Muhammet Köksal*[2], *Veysel Göğebakan*[1], *İbrahim Işık*[1]

[1] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya
serdar.hamamci@inonu.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Haliç Üniversitesi, İstanbul
muhammetkoksal@halic.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, çok-girişli ve çok-çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemlerin kontrolü için daha iyi performans elde etmek amacıyla bir kontrol yöntemi önerilmektedir. Buna göre, her bir çıkış için sistemin çapraz transfer fonksiyonlarından gelen işaretler bozucu şeklinde düşünülmüş ve bu bozucu etkisini söndürecek şekilde Katsayı Diyagram Metodu ile her bir karşı giriş-çıkış çifti için kontrolör tasarımı yapılmıştır. Yöntemin verimliliğini göstermek için biri iki-girişli iki-çıkışlı (2G2Ç) ve diğeri üç-girişli üç-çıkışlı (3G3Ç) olmak üzere iki farklı ÇGÇÇ sistem göz önüne alınarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen metodun başarısını ortaya koymaktadır.

1. Giriş

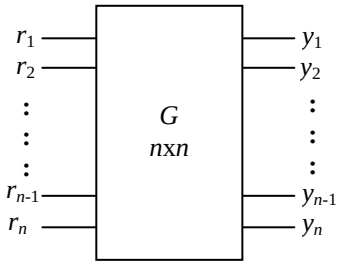
Motor ve uçak yapımının öğrenilmeye başlandığı yirminci yüzyılın başlarında "Uçuş kontrol sistemlerinde denge ve yönlendirme şimdilik bir sorun olarak görünse de uçuş çağına vardığımızda bütün bu zorluklar önemsiz hale gelecektir' diyen Wilbur Wright, ilk uçak tasarım aşamalarında çok-girişli çok-çıkışlı sistemlerin kontrolündeki zorlukların zamanla aşılacağından ve yeni kontrol metotlarının geliştirileceğinden bahseder [1]. Yaptıkları çalışmalar sonucunda Wright kardeşler hareketi üç eksende kontrol edilen bir planörü 1902 yılında uçurmayı başardılar [2]. Uçak sistemleri gibi çelik haddeleme sistemleri, güç üretme istasyonları vb. birçok büyük ölçekli sistem (large-scale systems) çok sayıda giriş ve çıkışa sahiptir. Giriş ve çıkışların sayısı birden fazla olduğu için bu tür sistemler aynı zamanda *çok değişkenli sistemler* (multivariable systems) olarak da adlandırılırlar [3].

ÇGÇÇ sistemlerin kontrolünde çoğunlukla klasik frekans bölgesi tasarım teknikleri kullanılmaktadır. Özellikle endüstride halen Nyquist Sıra tekniğinin (Nyquist Array Technique [4]) oldukça sık olarak kullanıldığı görülmektedir [5]. Ancak bu tür teknikler, tek-girişli tek-çıkışlı (TGÇÇ) sistemlerin klasik metotlarla kontrolünde olduğu gibi benzer dezavantajlara sahiptirler ve ayrıca kontrol edilmesi istenen bir sistem için arzu edilen zaman bölgesi ihtiyaçlarını karşılamakta yetersiz kalabilmektedirler [6]. Bu dezavantajlara karşı ÇGÇÇ sistemler için, matematiksel teorisi çok iyi tanımlanmış H_∞, LQR ve özyapı yerleştirme (eigenstructure assignment) metotları gibi çoğunluğu durum-uzay metoduna dayalı modern kontrol teknikleri geliştirilmiştir [7-9]. Bu metotlar ise çok değişkenli sistemlerin kontrol ve analizinde teorik olarak daha uygun olmalarına rağmen [10], Kim ve diğ. [11] bu metotların endüstriyel uygulamalarda tam olarak tatmin edici sonuçlar vermediğini ifade etmektedirler. Şimdiye kadar yapılan çalışmaların temel bir özeti için [12] ve [13] nolu referanslar incelenebilir.

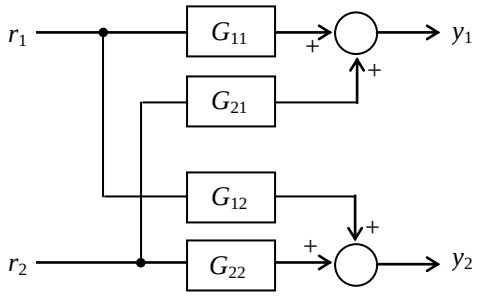
Bu çalışmada, ÇGÇÇ sistemlerin kontrolü için bozucu model yöntemi (BMY) ile Katsayı Diyagram Metodu (KDM)'in temel prensipleri göz önüne alınarak bir kontrol yöntemi önerilmektedir. Daha önce [14]'te doğrusal ve doğrusal olmayan kısımları ayrıştırılabilir tipteki doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde başarılı bir şekilde uygulanan BMY'de amaç, sistemin doğrusal olmayan kısmında üretilen işaretin bozucu işaret olarak göz önüne alınması ve buna göre sistemin doğrusal kısmı için kontrolör tasarımının yapılmasıdır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta yöntemin yalnızca sınırlı bozucu işaretleri için başarılı olabileceğidir. BMY'nin temel mantığı ÇGÇÇ sistemler için de kullanılabilir [15]. Buna göre, her bir çıkış için çapraz girişler ve bu girişlere ait transfer fonksiyonları bozucu şeklinde göz önüne alınmaktadır. McAvoy [16] tarafından önerilen etkileşim (interaction) tanımı göz önüne alınarak çapraz girişlerden gelen ve bozucu olarak tanımlanan işaretin sınırlı olup olmadığı kontrol edilebilir. Böylece ele alınan ÇGÇÇ sistemin bu yöntemle kontrol edilip edilemeyeceği belirlenir. Bu şekilde *n*x*n* boyutlu ÇGÇÇ sistem, *n* tane TGÇÇ sisteme dönüştürülmüş olur. Daha sonra bu bozucu etkisini söndürecek şekilde KDM [17] ile her bir TGÇÇ sistemi için kontrolör tasarımı yapılabilir. Literatürde, BMY ile benzer mantığa sahip ancak çapraz girişleri yapısal belirsizlik (structured uncertainty) şeklinde tanımlayan ve tasarım prosedürü karmaşık olan bir çalışma Szita ve Sanathanan [18] tarafından yayınlanmıştır. Metodolojik olarak karşılaştırma yapıldığında burada önerilen metodun literatürdekine göre daha basit ve anlaşılır olduğu görülmektedir. Önerilen metodun uygulanabilirliği için dördüncü bölümde iki tane benzetim çalışması sunulmuştur.

2. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (ÇGÇÇ) Sistemler

ÇGÇÇ bir sistemi ifade eden en genel blok şema Şekil 1'de görülmektedir. Burada her bir girişe ait çıkışa (yani r_i' e karşı y_i çıkışı; $i=1\sim n$) "karşı çıkış", o girişe ait olmayan diğer



Şekil 1: Genel bir ÇGÇÇ sistemin blok şeması.



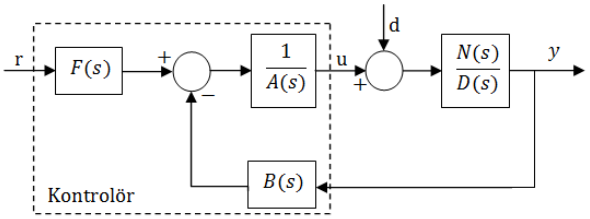
Şekil 2: İki-girişli iki-çıkışlı (2G2Ç) bir sistemin iç yapısına ait blok şema.

çıkışlara ise (yani r_i' e karşı y_j çıkışı; i=1~n, j=1~n ve $j \neq i$) "çapraz çıkış" adı verilir. Şekil 2'de ise ÇGÇÇ sistemler içinde en sık karşılaşılan türü olan 2G2Ç sistemlerinin iç yapısına ait blok şema verilmiştir. Şekil 1 ve 2'den görülebileceği gibi yapının özelliği nedeniyle herhangi bir girişte meydana gelecek olan değişim tüm çıkışları etkileyecektir. Etkileşim (interaction) adı verilen bu durum nedeniyle, bu tür sistemlerin kontrolü sonucunda en azından kalıcı hale ulaşıldıktan sonra bir girişte meydana gelecek olan değişimin yalnızca o girişe karşılık gelen çıkışı etkilemesi istenir [16]. Bu nedenle ÇGÇÇ sistemlerin kontrolü TGTÇ sistemlerin kontrolüne göre daha zordur.

3. Katsayı Diyagram Metodu (KDM)

KDM doğrusal-zamanla değişmeyen ve tek-girişli tek-çıkışlı sistemlerin kontrolü için önerilmiş bir kontrol yöntemidir [17]. Temel mantığı kutup yerleştirme yöntemine benzemekle birlikte, kontrolör tasarımı için "katsayı diyagramı" adında görsel bir tasarım aracı kullanması, kapalı çevrim sisteminin kararlılığı için Lipatov-Sokolov kriterlerini tasarıma dahil etmesi, kontrol sisteminin hedef karakteristik polinomunu belirlemek için Standart Manabe Formu'nu kullanması, sistem gösterimi için transfer fonksiyonu yerine polinomsal gösterimden faydalanılması ve bozucu işaretin daha iyi bir şekilde söndürülmesi için iki serbestlik dereceli (*two degrees of freedom*) kontrol sistem yapısının kullanılması gibi farklılıkları bulunmaktadır [15]. KDM'in temel amacı, ele alınan bir sistem için tasarımcının başlangıçta belirlediği bir yerleşme süresini sağlayan ve taşmasız bir zaman cevabına sahip bir kontrol sistemi tasarlamaktır. Bu özelliği KDM'i diğer metodlara göre daha avantajlı kılmaktadır.

KDM kontrol sistemine ait temel blok diyagram Şekil 3'te görüldüğü gibidir. Şekilde görülen $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ polinomsal yapıdaki KDM kontrolörleri ifade etmektedir. Kontrol sisteminin kararlılığını ve zaman cevabının hızını belirleyen $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları



Şekil 3: KDM standart blok diyagramı.

Tablo 1: Değişik bozucu türleri için p ve q'nun seçimi.

Bozucu:	Yok	Basamak tipi	Rampa tipi
p	n-1	n	n+1
q	n-1	n	n+1
Şart	-	$l_0 = 0$	$l_0 = l_1 = 0$

$$A(s) = \sum_{i=1}^{p} l_i s^i \quad (1)$$

$$B(s) = \sum_{i=1}^{q} k_i s^i \quad (2)$$

şeklinde seçilirken, $F(s)$ ise oransal bir kontrolör olarak tanımlanır. Burada p ve q derecelerinin seçimine ait bilgiler Tablo 1'de görülmektedir.

Şekil 3'teki sistemin karakteristik polinomu

$$P(s) = A(s)D(s) + N(s)B(s) \quad (3)$$

şeklinde elde edilir. Bu polinom Denklem (1) ve (2)'deki bilinmeyen kontrolör katsayılarını içermektedir. Bu katsayıları belirlemek için Standart Manabe Formu kullanılarak

$$P_{hedef}(s) = a_0 \left[\left\{\sum_{i=2}^{n}\left(\prod_{j=1}^{i-1}\frac{1}{\gamma_{i-j}^{j}}\right)(\tau s)^i\right\} + \tau s + 1\right] \quad (4)$$

şeklinde bir hedef karakteristik polinom oluşturulur. Bu polinomda bulunan ve KDM'in iki temel tasarım parametresi olan "kararlılık indeksi (γ_i) ile eşdeğer zaman sabiti (τ)'nun seçimi oldukça önemlidir. Çünkü kararlılık indeksi kontrol sisteminin kararlılığı ve zaman cevabındaki taşma miktarını belirlerken, eşdeğer zaman sabiti ise kapalı çevrim sisteminin zaman cevabının hızını belirler. γ_i ve τ'nun seçimi için:

- Kararlılık indeksi: $\gamma_i = \{2.5, 2, 2, 2, \ldots.\}$ i=1~(n-1)
- Eşdeğer zaman sabiti: $\tau = t_s/3$ (t_s: tasarım öncesi arzu edilen yerleşme süresi)

seçimi yapılır [17]. Böylece tüm katsayıları bilinen hedef karakteristik polinom $P_{hedef}(s)$ elde edilmiş olur.

Denklem (3) ile (4)'teki polinomlar

$$P(s) = P_{hedef}(s) \quad (5)$$

şeklinde birbirine eşitlenerek kontrolör polinomlarına ait k_i ve l_i katsayıları kolayca hesaplanır.

Kapalı çevrim dışında bulunan ve yalnızca kalıcı hal hatasını sıfırlamak için kullanılan $F(s)$ oransal kontrolörü ise

$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)}\right)\Big|_{s=0} \quad (6)$$

şeklinde hesaplanır.

Metoda ait teorik ayrıntılar ile polinomsal kontrolörlerin pratikte nasıl gerçekleştirileceğine dair bilgiler için [15] ve [17] nolu referanslara başvurulabilir.

4. Bozucu Model Yöntemi (BMY) ile KDM Kontrolör Tasarımı

Literatürde çok değişkenli sistemleri kontrol etmek için sıkça başvurulan yöntemlerin başında, sisteme bir ön kontrolör ekleyerek sistemin çapraz girişlerine ait etkiyi ortadan kaldırıp ÇGÇÇ sistemin TGTÇ sistem setine dönüştürülmesi ve daha sonra bu TGTÇ sistemlerin her birine ayrı ayrı bağımsız kontrolörlerin tasarlanması gelmektedir [19]. Bu yöntemin en önemli dezavantajı fazladan bir ön kontrolör tasarımı yapmaktır. Bu dezavantajı ortadan kaldırmak için bozucu model yönteminden faydalanılabilir. Bu yöntemde çapraz girişler ve bunlara ait transfer fonksiyonlarının karşı çıkışlara etkiyen bozucular olduğu düşünülür. Bu durumda *nxn* boyutlu sistem, önkontrolör kullanılmadan doğrudan çıkışlarında bozucu etki bulunan *n* tane TGTÇ sistem gibi düşünülür. Şekil 4'de örnek olması bakımından 2G2Ç bir sistem için, çapraz girişleri bozucu olarak modellenmiş yapıya ait blok şema verilmiştir. Bu modelin Şekil 3'te verilen KDM kontrol sistemi ile birleştirilmiş hali ise Şekil 5'te görülmektedir. Şekildeki u_1 ve u_2 noktalarındaki işaretler, yukarıda anlatıldığı gibi aynı zamanda d_1 ve d_2 bozucu işaretlerini ifade etmektedirler. Şekil 5'teki KDM kontrol sistemi için d_1 ve d_2 işaretlerinin girişlere bağlı ifadesi

$$d_1 = \frac{F_1(s)A_2(s)+F_1(s)B_2(s)G_{22}(s)}{P_d(s)} r_1 + \frac{-F_2(s)B_1(s)G_{21}(s)}{P_d(s)} r_2 \quad (7)$$

$$d_2 = \frac{-F_1(s)B_2(s)G_{12}(s)}{P_d(s)} r_1 + \frac{F_2(s)A_1(s)+F_2(s)B_1(s)G_{11}(s)}{P_d(s)} r_2 \quad (8)$$

şeklinde verilir. Burada

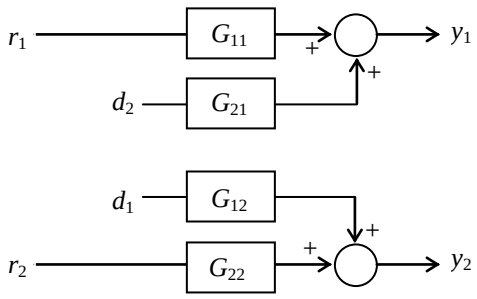
$$P_d(s) = A_1A_2 + A_1B_2G_{22} + A_2B_1G_{11} + B_1B_2(G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}) \quad (9)$$

olarak tanımlanır.

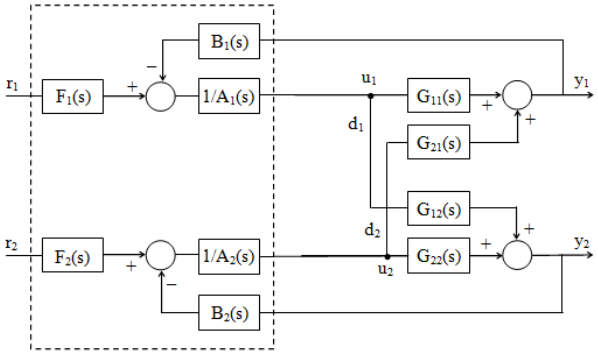
Denklem (7)-(9) kontrol işlemi ve sistem kararlılığı açısından bazı önemli ip uçları içermektedir. Örneğin y_1 çıkışına u_2 noktasından gelen d_2 bozucusuna dikkat edelim. u_2 noktasındaki d_2 işareti -yukarıda verildiği gibi- hem r_1 ve hem de r_2 girişlerine bağlıdır. Bozucu modeline uygun kontrolörü tasarlamak için u_2 noktasındaki d_2 işaretinin şekli ile $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonunun tipi önem kazanmaktadır. Girişlerden u_2 noktasına gelen işaretler kendi kanallarındaki kapalı çevrimlerden gelmektedirler. KDM'in özelliğinden kapalı çevrimden gelen işaret integratör içermemektedir ve doğrudan aşağıdaki sistem formundadır:

$$T(s) = \frac{a_0}{a_n s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} = \frac{a_0}{P(s)} \quad (10)$$

Bu nedenle d_2 işareti -eğer $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonu da integrator içermiyorsa- bu durumda yine basamak



Şekil 4: Bozucu model metodu kullanılarak yeniden modellenen bir 2G2Ç sisteme ait blok şema. (d_1 ve d_2: r_1 ve r_2 girişlerine bağımlı bozucu işaretler).



Şekil 5: Bozucu model metodu ve KDM'in bir arada kullanıldığı kontrol sistem yapısı.

fonksiyonuna benzer bir işaret olacaktır. Bu durumda kontrolör, Tablo 1'de verilen basamak fonksiyonu türündeki bozucu işaret için tanımlanan şekilde seçilmelidir. Eğer $G_{21}(s)$ integrator içeriyorsa, $G_{21}(s)$'den sonraki işaret rampa türünde bir bozucu işaret olacaktır. Bu durumda ise kontrolör, Tablo 1'deki rampa fonksiyonu türündeki bozucu işaret için tanımlanan şekilde seçilmelidir. Aynı şekilde y_2 çıkışına u_1 noktasından gelen d_1 bozucu işareti için de $G_{12}(s)$ transfer fonksiyonunun şekline dikkat edilmelidir.

Sonuç olarak çok değişkenli sistemlerin bozucu model metodu ve KDM kullanılarak kontrolü için verilen prosedür şu şekilde özetlenebilir:

1. Çok değişkenli sistemdeki çapraz girişlerden gelen işaretler bozucu olarak düşünülür. Bu durumda ÇGÇÇ sistemin birbirinden bağımsız TGTÇ alt-sistemlerden ibaret olduğu kabul edilir.
2. Kanallar arasındaki etkileşim özelliği bozucu olarak göz önüne alındığından, elde edilen her bir TGTÇ alt sistem için KDM tekniği uygulanarak KDM kontrolör polinomları tasarlanır. Kontrolör polinomlarının tipi belirlenirken $G_{12}(s)$ ve $G_{21}(s)$ çapraz transfer fonksiyonlarının yapısı göz önüne alınmalıdır.
3. Tasarlanan kontrolörler yardımıyla ÇGÇÇ sistem için kontrol sistemi oluşturulur ve test edilir. Kanal çıkışlarında elde edilen işaretlerden biri (yada tümü) için arzu edilmeyen bir durum varsa ikinci adıma dönülür.

4. Benzetim Örnekleri

4.1. Benzetim Örneği 1

Bu kısımda, iki-girişli iki-çıkışlı

$$G(s) = \frac{1}{(0.1s+1)(0.2s+1)^2} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-2.4}{(0.5s+1)} \\ \frac{0.5}{(0.1s+1)} & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

sistemi göz önüne alınacaktır. Sistem, çalışma esnasında birim basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu etkiye maruz kalmaktadır.

Bu sistem daha önce Niederlinski [20] tarafından "genelleştirilmiş Ziegler-Nichols (Z-N) kuralı" ile PI ve PID kontrolörler ve ayrıca Zhuang ve Atherton [21] tarafından karakteristik-yer (K-Y) metodu ile PID ve ISTE optimizasyon metodu ile PI ve PID kontrolörler ile kontrol edilmiştir. Kontrolörlere ait parametreler bu bildirinin sonundaki EK-

1'de verilmiştir. Bu kontrolörlerin performansları, bozucu model yöntemine göre KDM tekniği ile elde edilen kontrolörün performansıyla karşılaştırılacaktır.

Birinci ve ikinci kanal için $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ transfer fonksiyonları aynı olduğundan, her iki kanala ait alt-sistemler

$$N(s) = 1 \tag{12}$$

$$D(s) = 0.004s^3 + 0.08s^2 + 0.5s + 1 \tag{13}$$

şeklinde tanımlanır. Bu alt-sistemler için tasarlanacak olan kontrolörler, çapraz girişlerdeki $G_{12}(s)$ ve $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonları integrator içermediğinden Tablo 1'e göre

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s \tag{14}$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \tag{15}$$

biçiminde seçilirler.

Tasarım için τ=0.45 ve γ_i=[2.5, 2.4, 2, 2, 2] seçilerek

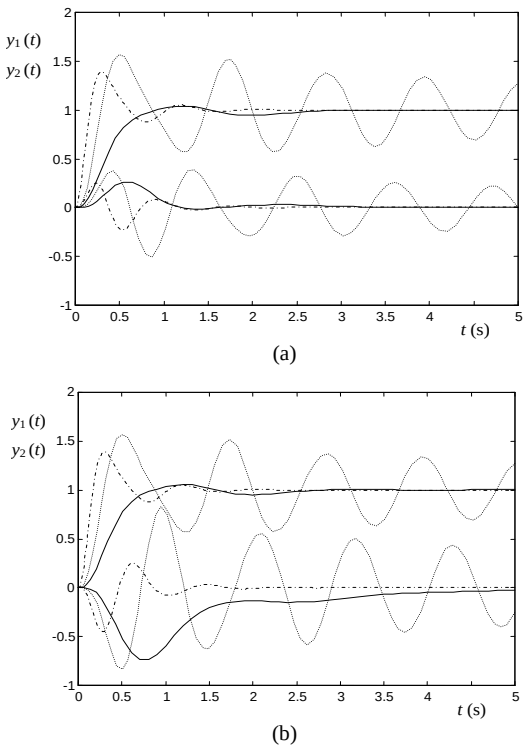
$$A(s) = 0.00001s^3 + 0.0009s^2 + 0.0383s \tag{16}$$

$$B(s) = 0.0026s^3 + 0.061s^2 + 0.412s + 1 \tag{17}$$

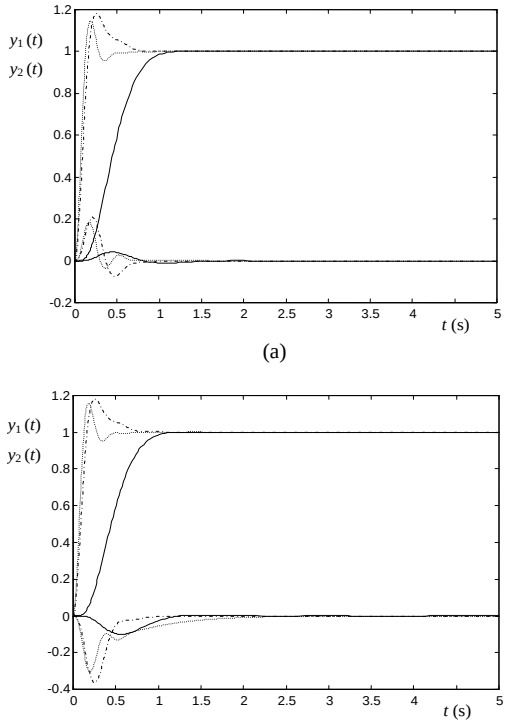
$$F(s) = 1 \tag{18}$$

şeklinde KDM kontrolörleri elde edilir. Daha iyi zaman cvabı performansı elde etmek için γ_2=2.4 olarak değiştirilmiştir.

Şekil 6'da Z-N metoduna göre parametreleri belirlenen PI ve PID kontrolör ile ISTE optimizasyon metoduna göre parametreleri belirlenen PI kontrolör yardımıyla elde edilen kapalı çevrimli sistemin birim basamak cevapları verilmiştir. Şekil 6'daki eğrilere göre daha iyi zaman cevabına sahip olan ISTE optimizasyon ve K-Y metodu kullanılan PID kontrol ve



Şekil 6: Birim basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif [r_1=1.$u(t)$ ve r_2=0.$u(t)$], b) İkinci giriş aktif [r_1=*0.u(t)* ve r_2=1.$u(t)$]. ····· Z-N PI, —— ISTE PI - · - · Z-N PID.



Şekil 7: Birim basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif [r_1=1.$u(t)$ ve r_2=0.$u(t)$], b) İkinci giriş aktif [r_1=*0.u(t)* ve r_2=1.$u(t)$]. ····· ISTE PID, - · - · K-Y PID, —— KDM.

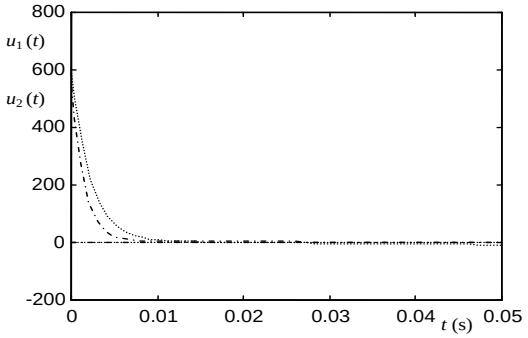
KDM için birim basamak cevapları ise Şekil 7'de verilmiştir. Şekil 6'da Z-N PI kontrolör kullanıldığında, kontrol sisteminin birim basamak cevabının istenmeyen şekilde oldukça dalgalı bir biçimde olduğu görülmektedir. Diğer iki kontrolör yerleşme süresi bakımından birbirine yakın olmasına rağmen taşma özelliği göz önüne alındığında ISTE optimizasyon metoduna göre tasarlanan PI kontrolörün daha iyi performansa sahip olduğu görülmektedir. Yukarıda anlatılan üç kontrolöre göre daha iyi zaman cevabı özelliklerine sahip olan diğer üç kontrolörün Şekil 7'deki birim basamak cevaplarına bakıldığında KDM ile tasarlanan kontrolörün, ISTE optimizasyon ve karakteristik-yer metotlarına göre tasarlanan PID kontrolörlere göre daha kötü cevap özelliklerine sahip olduğu düşünülebilir. Ancak Zhuang ve Atherton, PID kontrolörü tasarlarken

$$C(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_is} + \frac{T_ds}{\alpha T_ds+1}) \tag{19}$$

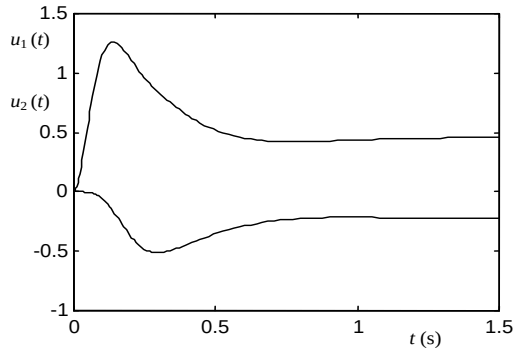
şeklinde α türev filtresi kullanmıştır (α=0.01). Bu durumda Şekil 8'deki kontrol işaretlerine dikkat edilirse çok yüksek genlikli eğriler elde edilir. Bu ise pratikte sistemi doyuma götürebilecek olan kabul edilemez bir durumdur. Oysa görünüşte daha kötü zaman cevabına sahip olan KDM'in kontrol işareti ise tamamen kabul edilebilir sınırlar içinde bulunmaktadır. Eğer Zhuang ve Atherton'un eğrileri referans alınsa dahi, aynı kontrol işareti genliği (≈600) için KDM ile τ=0.05 için gerçekleştirilen kontrol sistemi Şekil 9'da görüldüğü gibi oldukça iyi bir zaman cevabı eğrisine sahip olacaktır. Bu nedenle bu karşılaştırmada PID kontrolörler için türev filtresi kullanılmayacak ve sonuçlar buna göre karşılaştırılacaktır. Buna göre KDM ile Zhuang ve Atherton'un önerdiği türev filtresiz iki PID yapısına ait zaman

cevapları Şekil 10'da görülmektedir. Sonuç eğriler KDM'in diğer beş PI ve PID yapısına göre çok üstün bir performansa sahip olduğunu göstermektedir. Tablo 4'te altı kontrol metoduna ait zaman cevabı performans değerleri verilmiştir.

Bozucu etkiyi söndürme özelliğinin karşılaştırılması için kontrol metotları arasında Tablo 4'ten zaman cevabı özelliği en iyi kontrolörler olan KDM, ISTE PID ve K-Y PID kontrolörleri seçilmiştir. Sistemin referans girişlerinde herhangi bir işaret yokken, her iki kanala *t=0s.* anında *1.u(t)* değerinde basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etki uygulanmıştır. Buna göre Şekil 11'de her üç metoda ait zaman cevabı eğrileri elde edilmiştir. Bulunan sonuçlar göz önüne alındığında, KDM tekniğinin ÇGÇÇ'lı sistemlerde bozucu etkiyi söndürmede oldukça başarılı olduğu görülmektedir.

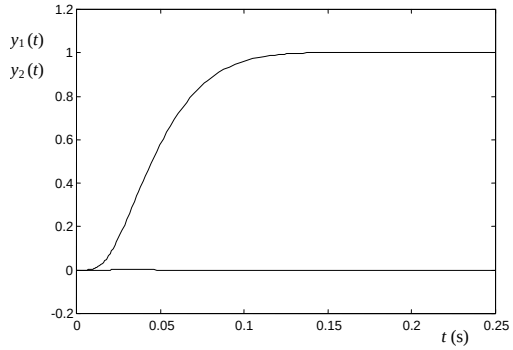


(a)

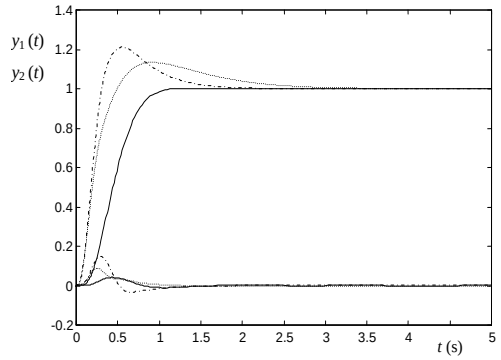


(b)

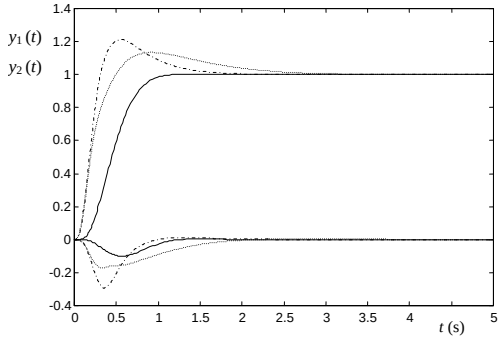
Şekil 8: Kontrol işaretleri: a) ISTE PID, K-Y PID, b) KDM.



Şekil 9: PID kontrolde α parametresi kullanıldığında elde edilen kontrol işaretinin genliği ile aynı genlikte işaret üreten bir KDM kontrolör kullanıldığında elde edilen çıkış zaman cevabı eğrisi.



(a)

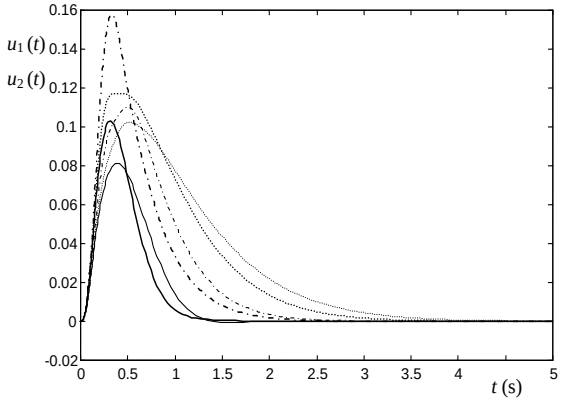


(b)

Şekil 10: $\alpha=0$ için birim basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif, b) İkinci giriş aktif. ISTE PID, K-Y PID, KDM.

Tablo 2: Kontrol metodlarının performans değerleri.

	t_s (saniye)		M_p		$\|u(t)\|$	
	1.giriş aktif	2.giriş aktif	1.giriş aktif	2.giriş aktif	1.giriş aktif	2.giriş aktif
Z-N PI	27.91	27.92	1.577	1.577	4	4
ISTE PI	2.55	2.465	1.041	1.057	1.47	1.44
Z-N PID	1.75	1.75	1.468	1.468	6.6	6.6
ISTE PID	2.37	2.365	1.133	1.133	6.15	6.35
K-Y PID	1.515	1.515	1.212	1.211	5.9	5.9
KDM	0.968	0.968	-	-	1.226	1.226



Şekil 11: Birim basamak bozucu işaret cevapları: [r_1=0.$u(t)$ ve r_2=0.$u(t)$; d_1=1.$u(t)$ ve d_2=1.$u(t)$]. ISTE PID, K-Y PID, KDM.

4.2. Benzetim Örneği 2

3G3Ç bir sistem matrisi

$$G(s)=\begin{bmatrix} \frac{2}{s+1.5} & \frac{1}{s+2} & \frac{0.5}{s+4} \\ \frac{1}{s+5.7} & \frac{3}{s+1} & \frac{0.1}{s+2} \\ \frac{0.8}{s+2.5} & \frac{1}{s+3} & \frac{1}{s+2.5} \end{bmatrix} \quad (20)$$

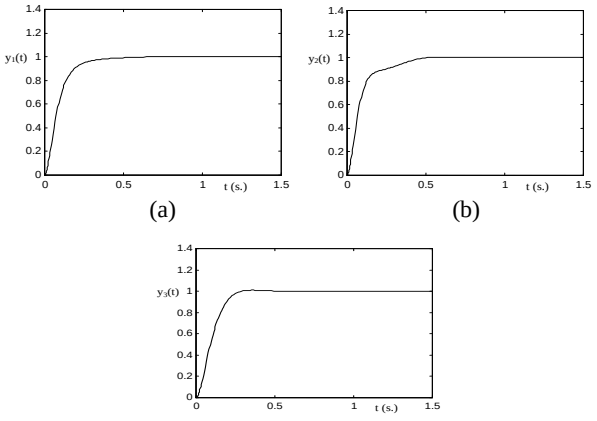
şeklinde tanımlansın. Tasarlanacak olan kontrolör ile her bir kanalın çıkışındaki yerleşme süresinin 0.5s.'den küçük olması arzu edilmektedir. Kanal 1, 2 ve 3 için eşdeğer zaman sabitleri τ=0.1 ve kararlılık indeksleri γ_1=[2.7] seçildiğinde kontrolör ve karakteristik polinomları

$$A_1(s)=0.0037s,\ B_1(s)=0.0472s+0.5,\ F_1(s)=0.5 \quad (21)$$

$$A_2(s)=0.0037s,\ B_2(s)=0.032s+0.33,\ F_2(s)=0.333 \quad (22)$$

$$A_3(s)=0.0037s,\ B_3(s)=0.0907s+1,\ F_3(s)=1 \quad (23)$$

şeklinde hesaplanır. Şekil 12'de her bir kanala aynı anda uygulanan birim basamak girişleri için sistem çıkışlarına ait zaman cevapları görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi arzu edilen yerleşme süreleri istenildiği şekilde elde edilmiştir.



Şekil 12: Her üç girişe birim basamak fonksiyonu uygulandığında KDM ile kontrol edilen sisteme ait cevap eğrileri: a) 1 nolu çıkış, b) 2 nolu çıkış, c) 3 nolu çıkış.

5. Sonuçlar

Çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolünde, bozucu model yöntemi kullanılmıştır. Bu metot mantık olarak *n*-girişli ve *n*-çıkışlı sistemin, bozucu etkiye maruz *n* tane TGTÇ alt-sistem gibi düşünülmesi ve buna göre KDM kontrolörünün yapısının belirlenmesine ait kuralları içerir. Bu bakımdan ÇGÇÇ sistemleri kontrol etmede kullanılan diğer yöntemlere göre daha kolay ve basit bir metottur. Çalışmanın bundan sonraki yönü, kanallar arasındaki etkileşimin incelenerek formülize edilmesi şeklinde olacaktır.

Kaynakça

[1] J. Braslavsky, "Lecture 1: Introduction and course outline", *ELEC4410 Control Systems Design Ders Notları*, The University of Newcastle, 2008.

[2] P.W. Merlin, "A New Twist in Flight Research: The F-18 Active Aeroelastic Wing Project", *NASA Aeronautics Book Series*, 2013.

[3] Ogata, K., *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1970.

[4] Rosenbrock, H. H., *Computer-aided Control System Design*. Academic Press, London, 1974.

[5] Van de Vegte, J., *Feedback Control Systems*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ., 1994.

[6] Dorf, R.C., *Modern Control Systems Addison-Wesley*, Reading, Mass, 1989.

[7] Morari M. ve E. Zafiriou, *Robust Process Control*, Prentice Hall, 1989.

[8] White, B.A., "Robust polynomial eigenstructure assignment using dynamic feedback controllers", ImechE Proc. Instn. Mech. Engrs., Cilt: 211-1, s: 35-51, 1997.

[9] Friedland B., *Control System Design: An Introduction to State-Space Methods*, Dover Publications, 2005.

[10] Skogestad, S., and Postlethwaite, I., *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, (2. baskı), Wiley-Interscience, 2005.

[11] Kim, Y.C., Jung, D.K. ve Hur, M.J., "Application of CDM to MIMO systems: Control of Hot rolling mill", *ASSC2000 3rd Asian Control Conference*, Shangai, 2000b.

[12] M.D. Mesarovic ve J.A. Stratton, *The Control of Multivariable Systems, Litarary Licensing*, LLC, 2013.

[13] S.G. Tzafestas, Multivariable Control: New Concepts and Tools, Springer, 2013 (soft edition).

[14] Hamamci, S.E., M. Koksal ve S. Manabe, "On the Control of Some Nonlinear Systems with the Coefficient Diagram Method," *Proc. ASCC'02 The 4th Asian Control Conference*, Singapore, s: 1791-1796, 2002.

[15] S.E. Hamamcı, *Katsayı Diyagram Metodu'nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması*, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, 2002.

[16] McAvoy, T.J., *Interaction Analysis Principles and Applications*, Instrument Society on America, NY, 1983.

[17] S. Manabe. "Coefficient Diagram Method", *14th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace*, Seoul, 1998.

[18] G. Szita ve C.K. Sanathanan, "A model matching approach for designing decentralized MIMO controllers", *Journal of the Franklin Institute*, Cilt: 337,s: 641-660, 2000.

[19] Hamamci, S.E. ve M. Koksal, "Robust Controller Design for TITO Systems with Coefficient Diagram Method," *Proc. CCA 2003 IEEE Conf. on Control Applications*, Istanbul, Turkey, Cilt: II, s: 1431-1436, 2003.

[20] Niederlinski, A., 1971, "A heuristic approach to the design of linear multivariable integrating control system", *Automatica*, Cilt:7, s: 691-701.

[21] Zhuang, M. and Atherton, D.P., "PID controller design for a TITO system", *IEE Proc.-Contr Theory Appl.*, Cilt:141, s:111-120, 1994.

EK-1: (Benzetim Örneği 1 için)

- PI Kontrolör Parametreleri:

Genelleştirilmiş Z-N: (Alt-sistem 1) K_p=3.71, T_i=0.584
(Alt-sistem 2) K_p=3.71, T_i=0.584
ISTE Optimizasyon: (Alt-sistem 1) K_p=1.41, T_i=1.243
(Alt-sistem 2) K_p=1.37, T_i=1.112

- PID Kontrolör Parametreleri:

Genelleştirilmiş Z-N: (Alt-sistem 1) K_p=6.4, T_i=0.364, T_d=0.091
(Alt-sistem 2) K_p=6.4, T_i=0.364, T_d=0.091
Karakteristik Yer: (Alt-sistem 1) K_p=5.83, T_i=0.561, T_d=0.14
(Alt-sistem 2) K_p=5.83, T_i=0.561, T_d=0.14
ISTE Optimizasyon: (Alt-sistem 1) K_p=6.12, T_i=0.841, T_d=0.213
(Alt-sistem 2) K_p=6.33, T_i=0.841, T_d=0.213

B19 – Elektrik Motorlarının Tasarımı ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 3. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Murat BARUT (Niğde Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Metin AYDIN (Kocaeli Üniversitesi)

Uyarma Akımı Kontrollü Girdap Akımı Freni Kullanılan Bir Yük Simülatörü Tasarımı ve Kontrolü (Bildiri No : 154)

Mehmet Onur GÜLBAHÇE (İTÜ)
Handan NAK (İTÜ)
Derya Ahmet KOCABAŞ (İTÜ)

Piezo LEGS Motorun Hassas Konumlama Uygulamaları için Modellenmesi ve Denetlemesi (Bildiri No : 158)

Edin GOLUBOVİC (Sabancı Üniversitesi)
Tarık UZUNOVIC (Sabancı Üniversitesi)
Zhenishbek ZHAKYPOV (Sabancı Üniversitesi)
Doğancan KEBUDE (Sabancı Üniversitesi)
Asif SABANOVIC (Sabancı Üniversitesi)

Fırçasız DC Motorun Optimal Durum-Uzayı Kontrolü (Bildiri No : 199)

Burak KÜRKÇÜ (Aselsan A.Ş.)
Coşku KASNAKOĞLU (TOBB ETU)
Sabri ÇETİN (Aselsan A.Ş.)

DC Motor Hız Kontrolünün Görüntü İşleme ve OPC Kullanarak S7-1200' de Gerçeklenmesi (Bildiri No : 215)

Aykut ÇUBUKÇU (Kocaeli Üniversitesi)
Sıtkı ÖZTÜRK (Kocaeli Üniversitesi)
Melih KUNCAN (Kocaeli Üniversitesi)

Laminasyon İşleme Yöntemlerinin Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Performansına Etkileri (Bildiri No : 238)

Oğuzhan OCAK (Akım Metal)
Zuhal PAYZA (Akım Metal)
Yücel DEMİR (MDS Motor)
Metin AYDIN (Kocaeli Üniversitesi)

Uyarma Akımı Kontrollü Girdap Akımı Freni Kullanılan Bir Yük Simülatörü Tasarımı ve Kontrolü

Mehmet Onur Gülbahçe[1], *Handan Nak*[2], *Derya Ahmet Kocabaş*[3]

[1,3]Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ogulbahce@itu.edu.tr
kocabasde@itu.edu.tr

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
nak@itu.edu.tr

Özetçe

Endüstride kullanılan tahrik sistemlerinin testlerinin yapılması gerek standartlara, gerekse tasarım esnasında öngörülen işletme koşullarına uygun olup olmadığının belirlenmesi açısından önem taşımaktadır. Tahrik sistemlerinde kullanılan elektrik motorları sürekli sabit moment ya da sabit güçte çalıştırılmazlar ve sistem tarafından talep edilen farklı yüklenme koşullarını sağlamakla yükümlüdürler. Buna ek olarak tahrik sistemi için doğru motor seçimi zamanla değişen yük karakteristiğine, etkin yük ve momente bağlıdır. Bir elektrik motorunun sistem gereksinimlerini karşılayıp karşılayamayacağının testinin önceden yapılması gerekir. Dolayısı ile elektrik motorlarının istenilen hızda ve istenilen momentte yükleyebilecek düzeneklere ihtiyaç vardır. Bu çalışmada uyarma akımı kontrollü bir girdap akımı freni kullanarak endüstriyel yükleri fiziksel olarak gerçekleyecek ve istenen yük senaryolarını karşılayabilecek bir mekanik yük simülatörünün tasarımı ve kontrolü yapılmıştır. Farklı yük karakteristiklerinde istenen moment ve hız değerlerini sağlamak için geleneksel bir PI kontrolör ile girdap akımı freninin uyarma akımı ve dolayısıyla momenti kontrol edilmektedir.

1. Giriş

Enerjinin korunumu ilkesinin gereği olarak endüstriyel yüklerin gücü ve momenti sürekli işletmede elektrik motoru tarafından karşılanmaktadır. Her motor endüstriyel yükü önce işin yapıldığı hıza kadar ivmelendirmek ve sonra çalışma hızlarında gerekli güç gereksinimlerini karşılamak ve ayrıca kısa süreli aşırı yüklenmelere dayanmak zorundadır. Buna ek olarak istenen çalışma koşullarında motorun geçici hal davranışı da önemlidir. Geçici hal davranışı motorun yol alması, frenlenmesi ve muhtemel yük momentindeki değişmeler için gereklidir [1].

Endüstriyel uygulamalarda birkaç çeşit yük tipi vardır ve elektrik motorları yüke ait işletme koşulları altında çalışır. Yük momenti başta açısal hız olmak üzere dönüş açısı, yol ve zaman gibi büyüklüklere bağlı olabilir. En önemlisi açısal hıza olan bağımlılıktır. Yük momenti ile açısal hız arasındaki ilişki yükün tipini belirler. Yük momenti açısal hızın üstel kuvvetleri ile ilişkilendirilebilir.

- Yük momenti açısal hızla ters orantılı olabilir ($T_L \sim \omega^{-1}$)
- Yük momenti açısal hıza bağımlı olmayabilir ($T_L \sim \omega^{-0}$)
- Yük momenti açısal hızla doğru orantılı olabilir ($T_L \sim \omega^{1}$)
- Yük momenti açısal hızın karesi ile doğru orantılı olabilir ($T_L \sim \omega^{2}$)

Ayrıca çalışma şekilleri tahrik sisteminde doğru motorun seçimi için önemlidir. Çalışma şekilleri S1, S2, …. S8 olarak standartlarda sınıflandırılmıştır [2].

Elektrik motorunun çalışma tepkisinin analizi için tahrik sistemi ve endüstriyel yük kurulmadan önce tüm sistemin benzetimi yapılmalıdır. Bu amaçla bir yük simülatörünün tasarımına ihtiyaç vardır. Bir girdap akımı freni yük talebini oluşturan bir yük simülatörü olarak kullanılabilir.

Girdap akımı frenleri mekanik enerjiyi ısı enerjisine çeviren elektromekanik enerji dönüşüm sistemleridir [3]. İletken bir disk zamanla değişen bir manyetik akı yoğunluğuna maruz kaldığında iletkenin içinde akımlar akar. Bu akımlar kendi üzerinde kapanıp iletken malzemenin içinde doğru çukurlaşacak şekilde olduğu için girdap akımları adı verilir. Sistemde var olan enerji, girdap akımlarının karesi ve malzemenin iç direncinin çarpımı ile harcanır. Girdap akımları akmaya başladığı zaman kendisini oluşturan manyetik alana karşı bir manyetik alan oluşturur. Bu iki alan şiddeti arasındaki ilişkiden frenleme kuvveti ortaya çıkar. Girdap akımı frenleri üzerine ilk akademik çalışmalar 1971 yılında Davis ve Reitz tarafından yapılmıştır [4]. 1975 yılında ise Schieber tarafından iletken bir diskin üzerindeki frenleme kuvvetinin analitik ifadesini elde etmeye yönelik önemli çalışmalar yapılmıştır [4]. Günümüzde girdap akımı frenleri dönen makinaların yük testlerinde ve temassız fren uygulamalarında yaygınca kullanılmaktadır [4-6]

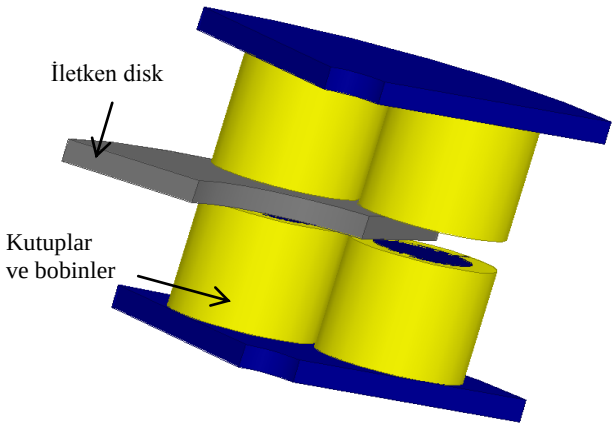
Bu çalışmada daha önce tasarlanmış bir girdap akımı freni kullanılarak farklı işletme büyüklüklerinin kontrol edilebildiği bir mekanik yük simülatörü tasarlanmıştır. Frenleme

momentinin kontrolü geleneksel bir PI kontrolör yardımı ile uyarma akımının değişimi ile yapılmıştır. Benzetim modeli endüstrideki tahrik sistemlerinde kullanılan elektrik motorları için sıkça karşılaşılan yük senaryolarını içermektedir. Ayrıca bu simülatörün kullanılabileceği örnek bir uygulama olarak "asenkron motorun ısınma testi"nin benzetimi yapılmıştır.

İkinci bölümde girdap akımı freni çalışma prensibi ile kullanılan girdap akımı freni karakteristiği verilmiştir. Üçüncü bölümde yük simülatörü tasarımı ve çalışması anlatılmıştır. Dördüncü bölümde yapılan benzetimlerin sonuçları verilmiştir. Son bölümde ise özetlenen çalışmanın sonuçlarının değerlendirilmesi yapılmıştır.

2. Girdap Akımı Freni

Şekil 1'de geometrisi verilen girdap akımı freni (GAF) mekanik enerjiyi ısı enerjisine dönüştüren bir elektrik makinesidir. BU çalışmada kullanılan GAF iki statik elektromagnet ile bunların arasına yerleştirilen iletken bir diskten oluşur. İletken bir malzeme zamanla değişen bir manyetik alanın içinden geçirildiğinde, Faraday yasasına göre endüklenen gerilimler sonucunda oluşan akımlar çevrimlerini tamamlamaya çalışır ve böylece manyetik olmayan iletken malzeme kısa devre edilmiş bir sargı gibi davranır [4]. Kendi içinde çukurlaşarak akan girdap akımları kendisini oluşturan manyetik alana karşı bir manyetik alan oluşturur ve birbirine zıt yönde olan bu iki manyetik alan birbirini zayıflatmaya çalışır ve sistemde frenleyici bir kuvvetin oluşmasına neden olur [4-6].



Şekil 1: Girdap akımı freni ¼ geometrisi.

Girdap akımı frenleri mekanik, elektriksel ve manyetik olayları içeren karmaşık sistemler olmaları sebebi ile zaman bölgesinde analizi kolay değildir. İletken diskin geometrik, manyetik ve elektriksel özellikleri ile akıyı oluşturan kutuplar, bunların sayısı ve akıyı taşıyan hava aralığının boyu, akının iletken diski kesme hızı gibi birçok değişken frenleme kuvveti üzerinde etkiye sahiptir. Dolayısıyla fren modeli için karmaşık dinamik denklemler yerine sonlu elemanlar yöntemi sonuçlarının ya da deneysel sonuçların kullanıldığı modelleme yöntemleri yaygındır.

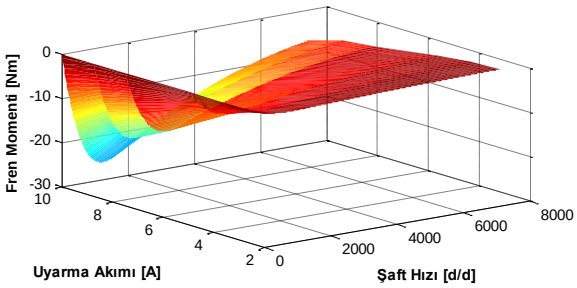
Genel olarak bir girdap akımı freninde hava aralığı dahil diğer tasarım parametreleri sabit tutulduğunda fren momenti dönme hızıyla doğrusal olarak, manyetik akı veya uyarma akımıyla karesel olarak değişir [3]. Buna göre bir GAF, girişi uyarma akımı ve şaft hızı, çıkışı frenleme momenti olan iki girişli tek çıkışlı bir sistem olarak düşünülebilir.

Bu çalışmada daha önce tasarımı yapılmış 6 kW'lık bir GAF [4, 7] kullanılmıştır. Kullanılan GAF'nin tasarım değişkenleri Tablo 1'de verilmiştir.

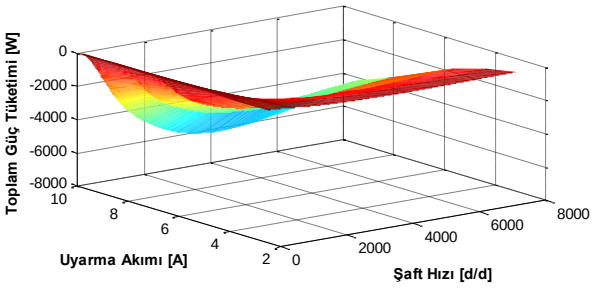
Sonlu elemanlar yöntemi ile elde edilen; uyarma akımı 0-10 A arasında, şaft hızı 0-7500 d/d arasında değişirken GAF'nin ürettiği frenleme momentinin değişimi Şekil 2'de, toplam güç tüketiminin değişimi ise Şekil 3'te verilmiştir.

Tablo 1: GAF'nin tasarım değişkenleri

Nicelik	**Değer**
Uyarma akımı (I)	*10 A*
Her bir kutup için sarım sayısı (N)	*300*
Kutup çifti sayısı (p)	*8*
Kutup adımı (τ)	*90^o*
İletken disk kalınlığı (d)	*10 mm*
Hava aralığı genişliği (g)	*2 mm*
Elektromagnet yarıçapı (r_{mag})	*20 mm*
İletken disk yarıçapı (R)	*190 mm*
İletken diskin bağıl manyetik geçirgenliği (μ_r)	*1*
İletken diskin iletkenliği (σ)	*58000000 Ω^{-1}*



Şekil 2: Girdap akımı freni 3 boyutlu fren momenti, uyarma akımı ve şaft hızı karakteristiği.



Şekil 3: Girdap akımı freni 3 boyutlu toplam güç tüketimi, uyarma akımı ve şaft hızı karakteristiği.

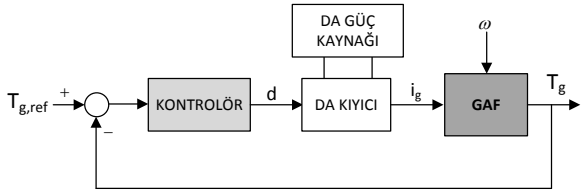
Benzetimlerde karmaşık dinamik denklemler yerine fren momenti ile uyarma akımı ve devir sayısı arasındaki sonlu

elemanlar yöntemi ile elde edilen Şekil 2'deki ilişki doğrusal interpolasyon yöntemi ile modellenmiştir.

3. Yük Simülatörü Tasarımı

GAF'de frenleme etkisi disk üzerinde oluşan girdap akımlarının kendisini oluşturan nedene zıt yönde manyetik alan oluşturmasından kaynaklanır. Bu etki frenleme için kullanılabileceği gibi bir sistemi mekanik olarak yüklemek için de kullanılabilir.

İletken disk üzerinde girdap akımlarının oluşması için diskin zamanla değişen bir manyetik alan içinde bırakılması gerekir. GAF'nin doğru gerilimle beslendiği durumda, iletken disk dönen bir mile bağlanırsa disk üzerindeki manyetik akı zamanla değişeceğinden frenleme kuvveti oluşacaktır. Böyle bir düzenek kullanıldığı durumda uyarma akımı değiştirilerek GAF'nin frenleme momenti kontrol edilebilir. Dolayısıyla akım kontrollü bir girdap akımı freni kullanarak istenilen momenti sağlayan bir mekanik yük simülatörü gerçeklemek mümkün olmaktadır. Şekil 4'te GAF'nin momentini kontrol edecek bir sistemin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4: Girdap akımı freni moment kontrolü blok diyagramı.

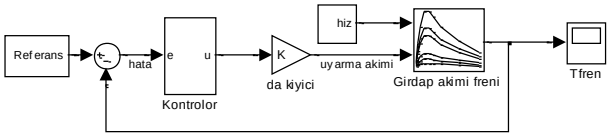
Burada T_g GAF frenleme momentini, $T_{g,ref}$ referans frenleme momentini ve i_g GAF uyarma akımını göstermektedir. GAF girişleri uyarma akımı ve şaft hızı çıkışı ise fren momenti olan iki girişli, tek çıkışlı bir sistem olarak modellenmiştir. GAF uyarma akımı frene uygulanan doğru gerilime bağlı olduğundan, DA kıyıcının çalışma oranının (duty cycle – d) ayar edilmesi ile GAF bobinlerinin besleme gerilimi dolayısıyla da uyarma akımı kontrol edilmektedir. Buna göre sistemdeki kontrol işareti DA kıyıcının çalışma oranı olmaktadır. Kontrolör olarak ise geleneksel bir PI kontrolör kullanılmıştır. Kontrolör katsayıları olan K_p ve K_i ise zaman ağırlıklı hatanın karesinin integralini (ITSE) en küçük yapacak şekilde genetik algoritma (GA) ile sırasıyla 8.5 ve 15 olarak belirlenmiştir.

Şekil 4'te verilen akım kontrollü girdap akımı freni kullanılarak değişken ya da sabit hız için istenilen yük momenti profili elde edilebilir. Oldukça basit bir yapıya sahip olan bu mekanik yük simülatörünü birçok amaç için kullanmak mümkündür. Bir sonraki bölümde öncelikle farklı senaryolar için kontrolörün performansı incelenmiş ve mekanik yük simülatörünün kullanıldığı örnek bir uygulama ele alınmıştır.

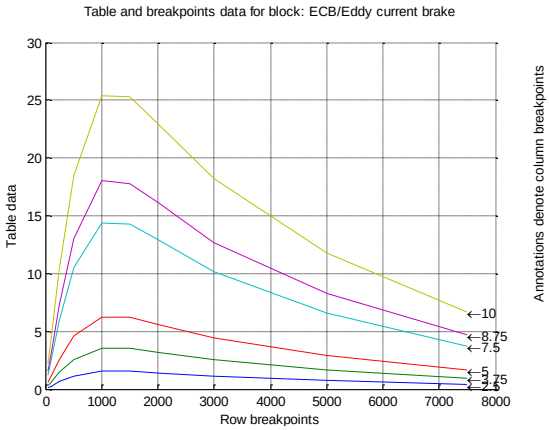
4. Benzetim Çalışmaları

4.1. Akım Kontrollü GAF Moment Kontrolü

Bu bölümde akım kontrollü GAF için önerilen fren momenti kontrolü sisteminin MATLAB Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Benzetim için kullanılan blok diyagram Şekil 5'te verilmiştir. Girdap akımı freni modeli için daha önce de belirtildiği gibi dinamik denklemler yerine yapılan analizler sonucu elde edilen veriler kullanılmıştır. Bu amaçla veriler Simulink içerisinde 2 boyutlu bir arama tablosuna (lookup table) yazılmış benzetim esnasında o anki disk hızına ve uyarma akımına karşı düşen fren momenti değeri bu tablodan çekilmiş, arada kalan değerler ise interpolasyon ile hesaplanmıştır. Şekil 6'da kullanılan tabloya karşı düşen akım eğriler verilmiştir.



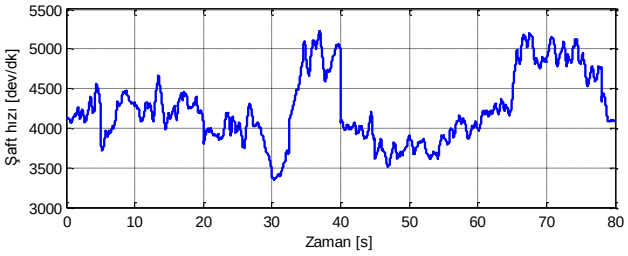
Şekil 5: Girdap akımı freni kullanılan mekanik yük simülatörü blok diyagramı.



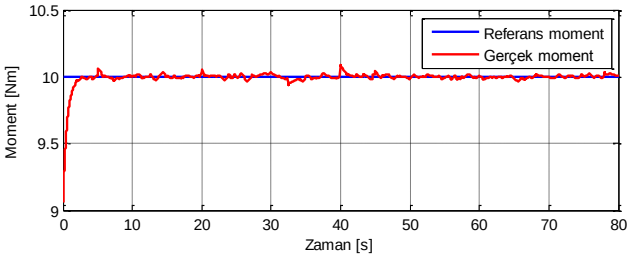
Şekil 6: Girdap akımı freni modeli için kullanılan arama tablosu akıma bağlı moment - hız eğrileri.

Benzetimler sabit ve değişken hız durumlarında üç farklı senaryo için yapılmıştır.

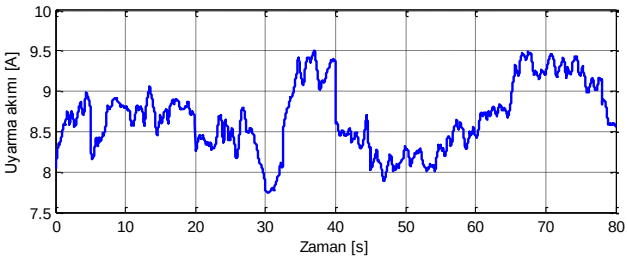
İlk olarak, dönme hızı Şekil 7'deki gibi değişirken fren momentinin 10 Nm'de sabit kalmasının istendiği değişken hız, sabit moment çalışma durumu incelenmiştir. Şekil 8'de bu durum için elde edilen moment değişimi, Şekil 9'da ise istenilen momenti sağlayan uyarma akımı değişimi verilmiştir.



Şekil 7: Değişken hız sabit moment çalışması için şaft hızı.

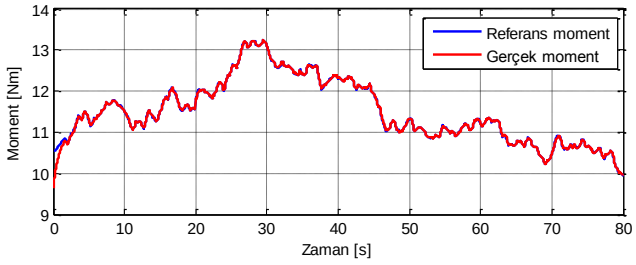


Şekil 8: Değişken hız sabit moment çalışması için girdap akımı freni gerçek ve referans momenti.

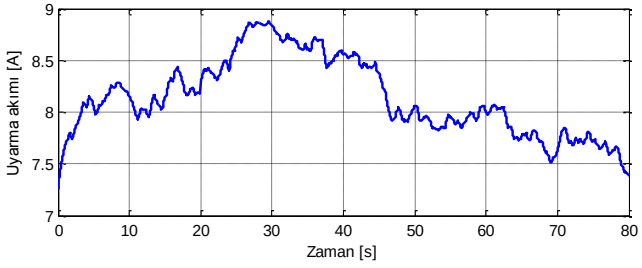


Şekil 9: Değişken hız sabit moment çalışması için uyarma akımı.

İkinci senaryo olarak, sabit hızda değişken momentte çalışma durumu ele alınmıştır. Şekil 10'da fren diski sabit 3000 d/d'da dönerken fren momentinin istenen ve gerçek moment değerleri, Şekil 11'de ise uyarma akımının değişimi verilmiştir.

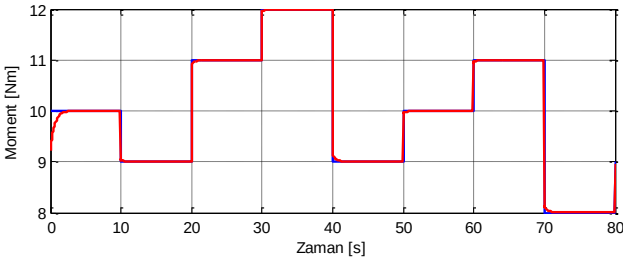


Şekil 10: Sabit hız değişken moment çalışması için girdap akımı freni gerçek ve referans momenti.



Şekil 11: Sabit hız değişken moment çalışması için uyarma akımı.

Son olarak endüstride sıkça rastlanan kesintili çalışma durumu incelenmiştir. Şekil 12'de disk devri 2500 d/d iken bu senaryo kapsamında istenen ve gerçek girdap akımı freni momenti verilmiştir.



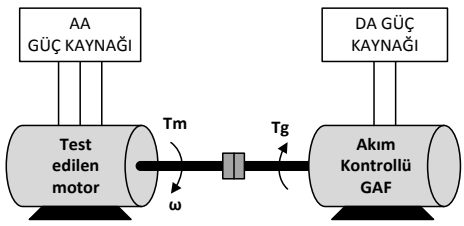
Şekil 12: Kesintili çalışma için girdap akımı freni gerçek ve referans momenti.

Benzetim sonuçlarından da görüldüğü üzere önerilen akım kontrollü girdap akımı freni istenen farklı moment değerlerini sağlamaktadır. Dolayısıyla böylesi bir yapı ile birçok farklı endüstriyel mekanik yükü modellemek mümkündür.

4.2. Örnek Bir Yük Simulatörü Uygulaması

Akım kontrollü GAF'nin mekanik yük olarak kullanıldığı bir uygulamaya örnek olarak üç fazlı bir asenkron motorun sıcaklık testi verilebilir.

En yaygın kullanılan sıcaklık testi yöntemi doğrudan yükleme yöntemidir (direct load method). Bu yöntemde testi yapılacak olan asenkron motorun miline mekanik bir yük doğrudan bağlanır ve motor tam yükte çalıştırılır. Çalışma sırasında sargılardan akan akımın etkisiyle motor sargıları ısınır. Artan sıcaklıkla beraber motor parametreleri değiştiğinden motor momenti ve dönme hızı da değişecektir. Dolayısıyla bu noktada sargı sıcaklığı sürekli haldeki değerine oturuncaya kadar motor yük momentini sabit tutmak önem kazanmaktadır. Akım kontrollü bir girdap akımı freni ile değişken hıza karşı sabit moment elde etmek mümkün olduğundan asenkron makineyi yüklemek için Şekil 13'teki gibi bir yapı tercih edilebilir.



Şekil 13: Önerilen asenkron motor sıcaklık testi fiziksel şematiği.

Standart d-q eksen takımında modellenen asenkron motorda [8] artan sıcaklıkla beraber değişen sargı direnci, R_T T sıcaklığındaki direnç, R_0 T_0 sıcaklığındaki direnç ve α sıcaklık katsayısı olmak üzere (1) denklemindeki gibi ifade edilmektedir. Hem stator hem de rotor sargı dirençleri (1) denklemindeki gibi modellenmiştir.

$$R_T = R_0\left[1+\alpha\left(T-T_0\right)\right] \quad (1)$$

Tüm sistemin mekanik eşitliği ise (2) denkleminde verilmiştir.

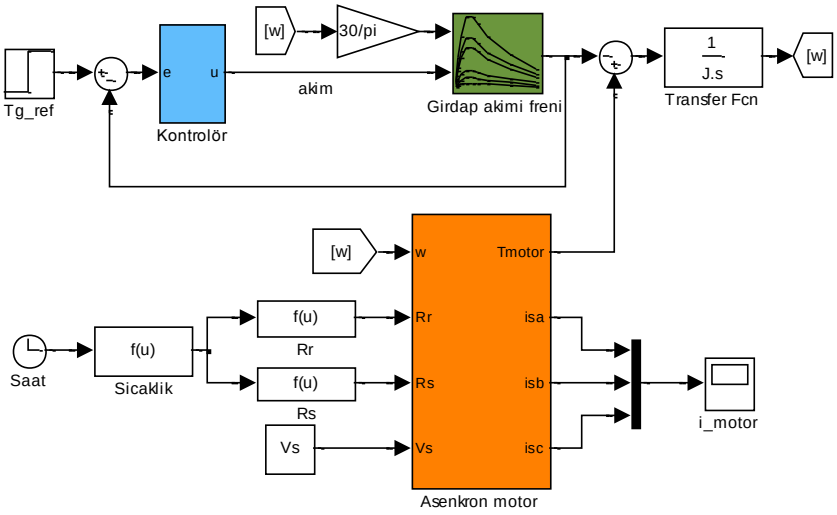
$$T_m - T_g = J\frac{d\omega}{dt} \quad (2)$$

Burada T_m motor momentini, T_g fren momentini, ω milin açısal hızını, J ise toplam eylemsizliğini göstermektedir.

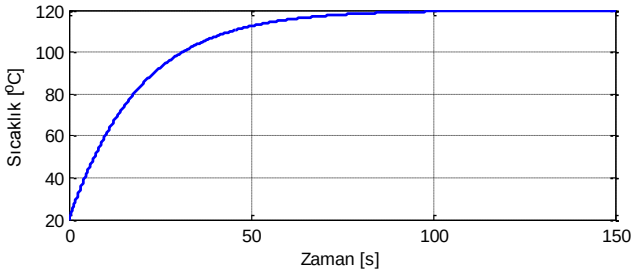
Şekil 14'te önerilen test sisteminin performansı inceelemek için MATLAB Simulink ortamında oluşturulan benzetim yer almaktadır. Görüldüğü gibi test sistemi GAF, GAF moment kontrolörü ve asenkron motor olmak üzere 3 alt sistemden oluşmaktadır. Sıcaklığın etkisini gözlemlemek için standart bir sıcaklık profili tanımlanmış; stator ve rotor direnci (1) numaralı denkleme göre değiştirilmiştir. Şekil 15'te öngörülen sıcaklık değişimi, Şekil 16'da bu değişime bağlı olarak oluşan direnç artışı verilmiştir. Sistem parametreleri ise Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Asenkron motor sıcaklık testi mekanizması sistem parametreleri.

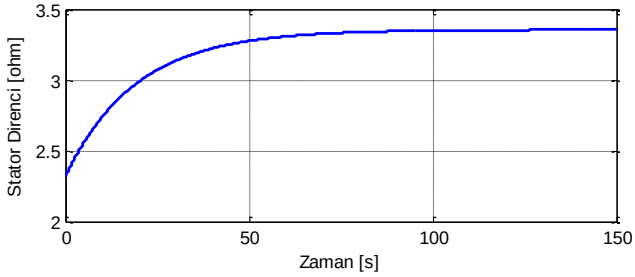
Nicelik	**Değer**
Sistem eylemsizliği (J)	0.061 kgm^2
Girdap akımı freni anma gücü (P_e)	6 kW
Asenkron motor stator direnci (R_s)	2.5275 Ω
Asenkron motor rotor direnci (R_r)	3.0018 Ω
Asenkron motor stator endüktansı (L_s)	7.02255 mH
Asenkron motor rotor endüktansı (L_r)	6.3283 mH
Asenkron motor ortak endüktansı (L_s)	0.21486 H
Asenkron motor anma gücü (P_m)	2.2 kW
Asenkron motor kutup çifti sayısı (p)	2



Şekil 14: Akım kontrollü girdap akımı freni kullanılan asenkron motor sıcaklık testi blok diyagramı.



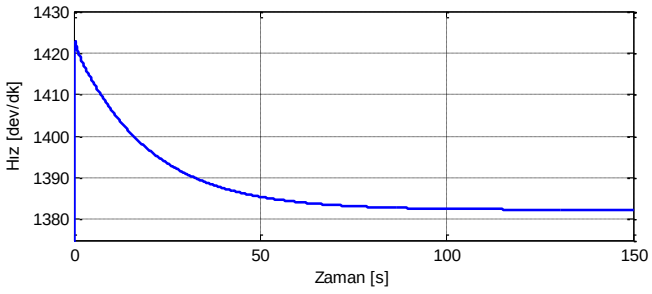
Şekil 15: Öngörülen sıcaklık değişimi.



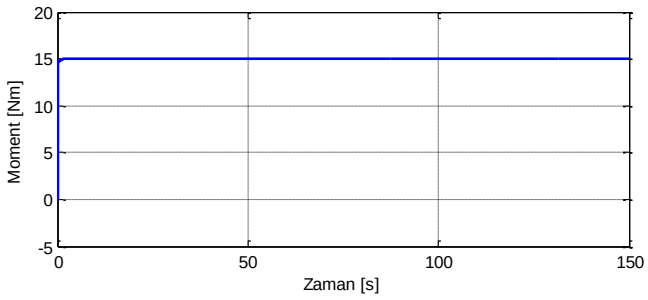
Şekil 16: Stator sargı direnci değişimi.

Asenkron motor test süresince 15 Nm ile yüklenmek istenmektedir. Ancak motor ısındıkça hızı düşeceğinden GAF'nin akımının momenti sabit tutacak şekilde ayarlanması gerekmektedir. Şekil 17 ve 18 sırasıyla motor hızı ve GAF momentini göstermektedir. Şekil 19'da ise GAF uyarma akımının değişimi verilmiştir.

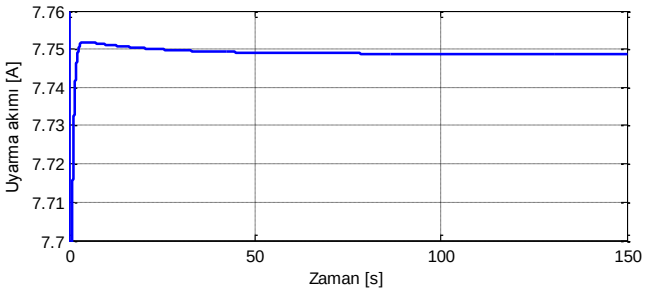
Şekil 17 ve 18'den görüldüğü gibi sıcaklık testi esnasında düşen motor hızına rağmen, girdap akımı freni uyarma akımı değiştirilerek momentinin 15 Nm olması sağlanmış ve istendiği gibi asenkron motor sabit 15 Nm ile yüklenebilmiştir.



Şekil 17: Motor hızı değişimi.



Şekil 18: Motor momenti değişimi.



Şekil 19: Girdap akımı freni uyarma akımı değişimi.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada daha önce tasarımı yapılmış bir girdap akımı freni ile mekanik yük simülatörü tasarlanmıştır. İstenen yük momentini veya hız değişimini elde etmek için girdap akımı freninin frenleme momenti bir PI kontrolör yardımı ile kontrol edilmiştir. Kontrolör, girdap akımı fren sisteminin uyarma akımını istenen moment değerine veya devir sayısına göre ayar etmektedir. Çalışmada endüstrideki tahrik sistemlerinde çok sık rastlanan üç farklı yük senaryosu için benzetimler yapılmıştır. Buna ek olarak yük simülatörünün kullanılabileceği örnek bir uygulama olan "asenkron motorun ısınma testi" nin de benzetim sonuçları verilmiştir. Yapılan benzetimler sonucunda tasarlanan yük simülatörünün başarımının oldukça yüksek ve pratikte kullanılmaya uygun olduğu görülmüştür. Tasarımı yapılan GAF halihazırda imal edilmiş olup deneysel çalışmalar için alt yapı hazırlığı tamamlanmıştır.

Kaynakça

[1] W. Schuisky, İlhami Çetin, Elektrik Motörleri, İstanbul: Fatih Yayınevi

[2] International Standards of Rotating Electrical Machines IEC 60034-1

[3] Wiederick, H. D., Gauthier, N., Campbell, D. A., and Rochon, P., "Magnetic Braking: Simple Theory and Experiment," *American Journal of Physics*, vol. 55, no. 6, pp. 500–503, 1987

[4] M. O. Gulbahce, "Orta Guclu Bir Girdap Akimi Freni Tasarimi ve Sonlu Elemanlar Yöntemi ile Analizi (Design and Finite Element Analysis of a Medium PowerEddy Current Brake)," Yüksek Lisans Tezi, Istanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2012.

[5] Gulbahce, M. O., Kocabas, D. A., Habir I. Finite Element Analysis of a Small Power Eddy Current Brake, Mechatronica, 2012, IEEE Conference, 5-7 December, 2012.

[6] Gulbahce, M. O., Kocabas, D. A, Atalay A. K., A Study to Determine the Act of Excitation Current on Braking Torque for a Low Power Eddy Current Brake, IEMDC-13, IEEE Conference, 12-15 May 2013 Chicago-Illinois.

[7] Gulbahce, M. O., Kocabas, D. A, Atalay A. K., Determination of the Effect of Conductive Disk Thickness on Braking Torque for a Low Power Eddy Current Brake, POWERENG-13, IEEE Conference, 13 – 17 May 2013, Istanbul, Turkey.

[8] Krause, P. C., Wasynczuk, O. and Sudhoff, S.D. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press, New York.

Piezo LEGS Motorun Hassas Konumlama Uygulamaları için Modellenmesi ve Denetlemesi

Edin Golubovic[1], *Tarik Uzunovic*[2], Zhenishbek Zhakypov[3], Doğancan Kebude[4], Asif Sabanovic[5]

[12345] Mekatronik Programı, Mühendislik ve Doğa Bilimler Fakültesi
Sabancı Üniversitesi, İstanbul

{edin[1],tuzunovic[2], zhakypov[3],dkebude[4],asif[5]}@sabanciuniv.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, piezo LEGS motorun yüksek hassasiyetli konumlama uygulamalarının modellenmesi ve kontrolü üzerinde yoğunlaşmaktadır. Motor; frekansı, genliği ve fazlar arası faz kaymaları bilinmekte olan sinüs biçimli periyodik voltaj setleri aracılığıyla sürülmektedir. Genlikler ile fazlar arası faz kaymaları ve eyleyici adım büyükleri arasında açık ilişkiler kurulmuştur. Bu ilişkiler doğrultusunda uyarlanabilir bir denetleyici tasarlanmıştır. Denetleyici; bir enkoderden aldığı konum geri beslemesini kullanan doğrusal, basamaklı tipte bir geri besleme denetleyicisidir. Denetleyici, mutlak hata bilgisi doğrultusunda sürücü voltajının genliğini ya da faz kaymasını değiştirerek uyarlanabilir adım büyüklüğü modülasyonunu gerçekleştirmektedir. Sunulan algoritma deneysel olarak doğrulanmıştır. Deney sonuçları performansta tatmin edici seviyede olmakla beraber; denetleyici, hızlı yatışma süresi elde etmiş, cevapta aşırı salınım göstermemiş ve kararlı durumda düşük hata ile yüksek hassasiyetli konumlama gerçekleştirmiştir.

1. Giriş

Küçültülmüş aygıt ve parçaların kullanımı pek çok çağdaş endüstride görülmektedir. Küçültülmüş aygıtların üretiminde kullanılan donanımların pek çok ortak özelliği arasında yüksek hassasiyetli konumlama en önemlilerinden biridir. Bilindiği üzere, hassas konumlama ihtiyacını karşılamak için geleneksel olarak elektromanyetik eyleyiciler kullanılmıştır. Ancak, son zamanlarda elektromanyetik eyleyicilerin yerini piezoelektrik (PZT) eyleyiciler almaya başlamıştır. PZT eyleyiciler, özellikle düşük enerji kullanımı, düşük fiyat ve yüksek hassasiyetli konumlama şeklinde sıralanabilecek avantajlı özellikleri ile iyi bir alternatif olduklarını kanıtlamıştır. Bu eyleyiciler nanometre-altı seviyelere kadar hızlı ve düzgün konum değişikliği sağlayabilmenin yanı sıra diğer tip eyleyiciler ile kıyaslandıklarında nispeten daha yüksek sertlik ve güç hacim oranı göstermektedirler. Piezoelektrik malzemeler, ters piezoelektrik etkinin sonucu olarak istenilen yönde yer değişimi gerçekleştirecek şekilde üretilebilirler. Buna dayanarak, piezoelektrik eyleyiciler pek çok farklı kurulumda olabilirler. Son dönemde ilgi çeken eyleyicilerden biri olan yarı-statik (bimorf) yığın eyleyici, doğrusal piezo LEGS eyleyici adıyla ticari olarak mevcuttur.

Literatürde piezo LEGS eyleyicinin çalışma prensibini, kurulum yöntemlerini ve sürüş metodlarını açıklayan birçok patent bulunmaktadır [1-3]. Bu patentler çalışma prensibinin ardında yatan fiziğe dair çok önemli bilgiler içermektedir. [4-8]'de yazarlar, minyatür piezoelektrik bimorf eyleyicinin kurulumu ve çalışması hakkında detaylar sunmaktadır. Bu çalışmalarda eyleyicinin dönel kurulumu göz önünde bulundurulmuştur. Sürücü voltaj genliği, sürüş frekansı, sinyaller arası faz kayması arası ilişkiler tartışılmış ve eyleyicinin çalışması deneysel olarak doğrulanmıştır. [9]'da doğrusal karma dönüştürücü tipi bir piezoelektrik motor modelinin geliştirilmesi tartışılmıştır. Bir piezoelektrik eyleyicinin geliştirilmesine dair (malzeme seçimlerini, piezoelektrik malzeme üzerindeki kesme yüklerini ve temas alanı etkileşimini de içeren) önemli tasarım etmenleri incelenmiştir

Son birkaç on yılda piezoelektrik eyleyicilerin modellenmesi kapsamlı olarak incelenmiştir. Geliştirilen modeller, piezoelectric malzemelerin mekanik ve elektriksel davranışlarını [10] ve eyleyicinin özgül geometrisini göz önünde bulundurarak açıklayan denklemlere dayanarak oluşturulmuştur. [11]'de piezoelektrik sistemlerin analizi için bir Hamilton-Lagrange formülasyonunu takip eden sistematik ve birleşik bir yol önerilmiştir. Bu çalışmada göz önünde bulundurulan piezoelektrik eyleyici yarı-statik bacaklı eyleyicidir ve literatürde oldukça az dinamik ve statik modeli bulunmaktadır. [12]'de yürüyen piezo motorun ve konumlama aygıtının, sürülen bacakların geçişli davranışını da kapsayan bir modelini geliştirmişlerdir. [13]'te yürüyen bir piezo eyleyicinin elektromekanik dinamik modeli elde edilmiştir. Bu modeli optimizasyon ve dinamik analiz amaçlı kullanmak mümkündür. [14]'te doğrusal bir piezoelektrik eyleyici için bir başka dinamik model sunulmuştur. Model, pek çok piezoelektrik bacak ve bir seramik çubuk arasındaki sürtünme etkileşimini açıklamaktadır ve önyükleme ve sürtünme kuvvetleri ile birbirine bağlı iki dikey dinamikten oluşmaktadır. [15]'te doğrusal piezoelektrik eyleyicinin sonlu öge methodu tabanlı yaklaşımla modellenmesi verilmiştir.

Piezo LEGS eyleyicilerin kullanıldığı yüksek hassasiyetli konumlama, üzerinde çok fazla çalışılmış bir alan değildir. [16]'da, tek serbestlik dereceli konumlama aygıtını sürmek için piezo eyleyici kullanılmıştır. Piezo eyleyicinin ve aygıtın modeli geliştirilmiş ve konum geri besleme taktiği kullanılarak denetlenmiştir. Sürüş sinyallerinin genlik ve faz değerleri hız referansı temel alınarak değiştirilmiş ve ileri besleme denetlemesi olarak göz önünde bulundurulmuştur. [17]'de yürüyen bir piezo eyleyici tarafından sürülen bir nano-hareket aygıtın konum denetlemesi için gecikme değişimli tekrarlayan denetleme kullanılmıştır. [18]'de değişken uyarlamalı Nano-Robotik Hücrenin konum denetlemesi sunulmuştur. Kontrol şematiği, aşırı salınımsız hassas konumlama için adım boyu modülasyonlu basit bang-bang kontrolü kullanmaktadır. [19]'da uyarlanabilir konumlama için polinom kontrol tekniğini sunmaktadır. Polinom kontrol tekniği hız ve motor

adım uzunluklarını değiştirerek aşırı salınımı azaltmak ve istenilen konumlamayı elde etmek üzerine kurulmuştur. Bunların yanında piezo LEGS eyleyici [20, 21]'de kuvvet denetlemesi için kullanılmıştır.

Bu çalışma, piezo LEGS eyleyicisinin modellenmesi ve yüksek hassasiyetli konumlama amaçlı uyarlanabilir denetleyicinin tasarımı üzerinde yoğunlaşmaktadır. Makale, sürüş voltajı niteliklerinin adım boyuna ve bacak yer değişimlerine etkisinin deneysel/teorik değerlendirmelerini içermektedir.

Makalenin geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: Bir sonraki kısımda eyleyicinin statik modeli, sürüş prensibi, sürüş voltajı niteliklerine göre adım boyunun teorik ve deneysel değerlendirmesi ile birlikte sistem tanıtılmıştır; Kısım 3'te denetleyici tasarımı açıklanmıştır; Kısım 4 hassas konumlama deneylerini sunmaktadır ve son kısım varılan sonuçları içermektedir.

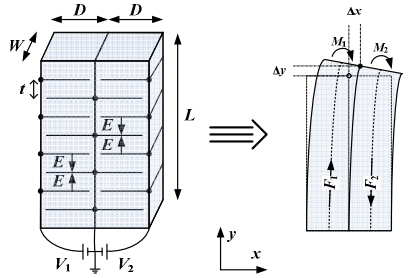
2. Sistem Tanıtımı

Piezo malzemeye elektrik alan uygulandığında, kristallerin genişlemesine veya daralmasına yol açar. Kristallerin oryantasyonuna ve eyleyicilerin fiziksel yapısına bağlı olarak istenilen yönde hareket elde edilebilmektedir. Genişleme yüzdesi veya daralma uygulanan elektrik alanın boyutuyla doğru orantılıdır. Piezo-bacaklar genellikle piezo tabakalar kullanılarak imal edilmektedirler. Piezo tabakalar, birçok ince piezo seramik katmanın elektriksel olarak birbirlerine bağlanmasıyla oluşturulmuş monolitik seramik yapılardır. Piezo tabakaların temel karakteristikleri; yüksek enerji dönüşüm verimliliği, düşük voltaj işleyişi, yüksek kuvvet değerleri, hassas hareket, hızlı tepki verebilmeleri ve elektromanyetik karışımın olmayışıdır.

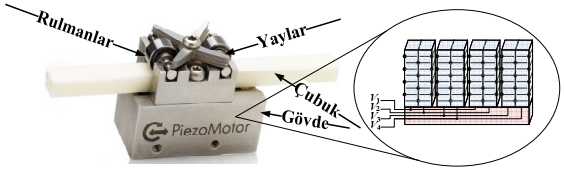
2.1. Motorun Çalişma Prensibi

Bu çalışmada ele alınan piezoelektrik eyleyiciler ticari olarak mevcut eyleyicilerdir [22]. Bu eyleyici özel bir çeşit doğrusal piezoelektrik eyleyicidir ve rezonans frekanslarının altında sürülen yarı-statik (bimorf) bacaklardan oluşmaktadır. Her bir eleman elektriksel olarak birbirinden ayrılmış iki yarıdır ve çok katmanlı "d33 bimorfu" meydana getirirler. Tek bir bacak Şekil 1'de gösterilmiştir. Bacak mekanik olarak birleşmiş iki piezo tabakadan elde edilmiştir. Her bir piezo-tabaka ayrı bir voltaj kaynağından beslenir (V_1 ve V_2). Piezo-tabakanın yapısı sebebiyle kutuplanma sadece y yönünde oluşmaktadır. Bu da uygulanan voltajın bu yönde uzamayı sağlar. Yarı-statik bacakların (bimorf) artı ve eksi yönde esnemesi uygulanan voltajlar arasında farkın oradan kaldırılmasıyla sağlanır. Statik kuvvet ve moment analizleri hakkındaki daha fazla ayrıntı da sağlanacaktır. Dikkatlice seçilmiş voltaj sinyal setleri bacakların *x-y* düzleminde periyodik hareketler yapmasını sağlayabilir.

Ele alınan piezoelektrik bacaklar 4 adet bimorf piezoelektrik tabakadan oluşmaktadır. Bu da kontağı sağlayan statörü oluşturur ve serbest olarak hareket edebilen sürtünme prensibine dayalı çubuğun sürülmesini sağlar. Sürücü çubuk önyüklemeli yay sayesinde bacaklara baskı yapar. Bacakların tek yönde hareket edebilmelerini sağlayan dönel, silindirik rulmanlar vardır. Eyleyici montajı Şekil 2'de gösterilmiştir. Eyleyici adım eyleyicisi olarak da düşünülebilir. Yürüyüş adımı sırasında, birbirinden bağımsız iki bacak grubu hareket edebilen çubukla sürekli bir şekilde sürtünür ve kontak



Şekil 1: Bimorf geometrisi (solda), saptırılmış platformdaki basitleştirilmiş geometri (sağda)



Şekil 2: Montajı yapılmış piezo-bacak eyleyicisi.

halindedir. Şekil 2'deki piezo LEGS'ın boyutları 22x10x10 mm'dir. Bu bacakların ağırlığı ise 15 g'dır. Maksimum besleme voltajı 46 V'tur ve geliştirilen maksimum sürücü kuvveti 6 N'tur. Bacağın kinematik denkleminin çıkarılmasında devam eden kısımda bahsedilen varsayımlar yapılmıştır; kesme etkisi göz ardı edilebilir, iletilen artık gerilim bükülmesi görmezden gelinebilir, elektriksel büzülmeye bağlı ikincil etkenler göz ardı edilebilir, kiriş tekbiçimli dikdörtgen kesit ile homojen bir yapıya sahiptir ve küçük sapmalara sahip olup sadece bükülmeye maruz kalmaktadır. Sadece ters piezoelektrik etkiye dayalı kuvvetler hesaba katılmıştır. Kirişler esneme durumuna ulaştığı zaman, kirişin herhangi bir kesit alanındaki her iki eksenel kuvvet ve moment toplamı sıfırdır (dengede)

$$F_1 + F_2 = 0 \tag{1}$$

$$M_1 + M_2 = F_1\left(\frac{D}{2}\right) - F_2\left(\frac{D}{2}\right). \tag{2}$$

Tek bir morfun yüzeyindeki tüm gerinim (i=1,2) piezo elektrik etkiye bağlı gerilme üst dönüşümüyle, eksenel yöndeki kuvvetle ve esnemeyle verilmiştir. Buna ek olarak arayüz yüzeyindeki bimorflar arasındaki gerilme eşit olmalıdır.

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{ipe} + \varepsilon_{ia} + \varepsilon_{ib} \tag{3}$$

$$\varepsilon_1 - \varepsilon_2 = 0. \tag{4}$$

Piezoelekterik etkiden kaynaklanan gerilimlere [26] ek olarak eksenel ve bükülme gerilimleri [25] diğer kısımda tanımlanmıştır. Kuvvetler ve momentler $F_1=-F_2=F$, $M_1=M_2=M$ olacak şekilde alınmış ve nötr eksen iki tabakanın arasındaki ara yüzdedir ve şu şekilde yazılabilir

$$\varepsilon_{1a} = F\left(\frac{1}{E\ WD}\right) \quad \varepsilon_{2a} = F\left(-\frac{1}{E\ WD}\right) \tag{5}$$

$$\varepsilon_{1b} = M\left(-\frac{D}{2EI}\right) \quad \varepsilon_{2b} = M\left(\frac{D}{2EI}\right) \tag{6}$$

$$\varepsilon_{1pe} = d_{33}\frac{V_1}{t} \qquad \varepsilon_{2pe} = d_{33}\frac{V_2}{t}. \tag{7}$$

Bu denklemlerde d_{33} piezoelektrik yük sabiti ve I ise

alanın ikinci momentidir ve şu şekilde tanımlanmıştır

$$I = \frac{WD^3}{12}. \quad (8)$$

Yukarıdaki denklemler kullanılarak moment M için şu denklem yazılabilir

$$M = \frac{d_{33}EWD^2}{8t}(V_1 - V_2). \quad (9)$$

Euler-Bernoulli esneme momentinin denklemi ise şu şekildedir

$$\frac{d^2x}{dy^2} = \frac{M}{EI}. \quad (10)$$

Denklem (9) denklem (10) içine yazılarak ve denklemin L üzerinden çift integarali alınarak x yönündeki esneme bulunmuştur

$$\Delta x = \frac{3}{4}\frac{d_{33}L^2}{tD}(V_1 - V_2) = k_1(V_1 - V_2). \quad (11)$$

Devam eden denklem bacakların uç noktalarının tüm uzamasını göstermektedir

$$\Delta y = \frac{1}{2}\left(\Delta y_1 + \Delta y_2\right) = \frac{(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)L}{2}. \quad (12)$$

Son olarak uzama voltajların ve bazı sabitlerin toplamları cinsinden yazılabilir

$$\Delta y = L\frac{d_{33}}{2t}(V_1 + V_2) = k_2(V_1 + V_2). \quad (13)$$

(11) ve (13) arasındaki denklemler, sürüş voltajları ile bacağın ucu arasındaki ilişkiyi kurarak, bacak ucunun çizdiği eğriyi tanımlamaktadır. Ancak motorun sürüş prensibinin, bacaklar ve çubuk arasındaki etkileşimden kaynaklanmasından ötürü, aslen daha karmaşık olduğu unutulmamalıdır. Normal kuvvetler ve sürtünme kuvvetleri hesaplanmalı ve piezoelektrik malzeme gecikmesi modele dâhil edilmelidir. Böylesine bir eyleyicinin dinamik modellemesi bu çalışmanın kapsamı dışındadır.

2.3. Deneysel Nitelendirme

Üretici tarafından sağlanan teknik el kitabı ve daha önceden motorla yapılmış ölçümler kullanılarak adım boyu ve sürücü voltajının genliği/fazı/frekansı arasındaki açık ilişki belirlenmiştir. Benzer bir şekilde sürücü voltajı ve çubuk hızı arasındaki ilişki de değerlendirilmiştir.

Adım boyunun sürücü voltajınının genliğine ve aynı bacağın farklı tabakalarına uygulnan voltajlar arasındaki faz farkına olan bağlılığını çıkarmak için bir önceki kısımdaki kinematik denklemler kullanılmıştır.

O tartışmadan kolayca anlaşılabileceği üzere, piezo LEGS eyleyiciler kapalı periyodik yörüngede hareket etmelidir ki çubuğun hareketi sağlanabilsin. Bu yörünge, tek bir bacağı denetleyen V_1 ve V_2 voltajları faz kayması ϕ olan sinüs sinyali olursa oluşturulabilir. Bu durumda bacağın yörüngesi eliptik olmaktadır. Elipsin x-y düzlemindeki boyutları doğrudan motorun sahip olacağı adım boyuna bağlıdır. Elipsin boyutlarıyla, V_1 ve V_2 voltaj sinyalleri, bunların genlikleri, frekansları ve faz kaymaları arasındaki bağlılığı analiz etmek için gereken karar verilmiş olup netice şu şekildedir

$$V_1(t) = 0.5A\left(1 + \sin\left(\omega t\right)\right) \quad (14)$$

$$V_2(t) = 0.5A\left(1 + \sin\left(\omega t + \phi\right)\right). \quad (15)$$

Yukarıdaki (14) ve (15) denklemleri düşünülerek şu sonuca varılmıştır; motor bacağının uç noktası parametrik biçimi aşağıda verilen eliptik bir yörüngeye sahip olacaktır.

$$\Delta x(t) = k_1(V_1(t) - V_2(t)) \quad (16)$$

$$\Delta y(t) = k_2(V_1(t) + V_2(t)). \quad (17)$$

(16) ve (17) eşitliklerinde k_1 ve k_2 m/V birimindeki sabitlerdir. Adım boyu (σ) minimum ve maksimum x-boyutları arasındaki (Δx_{max} ve Δx_{min}) farka bağlıdır. Bacağın uç noktası eliptik yörünge oluşturarak periyodik bir şekilde hareket ettiğinde eyleyici çubuğunu iter. Yörüngenin bir döngüsü bir adıma karşılık gelir. Uç noktasının x-yönündeki sapması adım boyunu tanımlar. Adı geçen ekstremum değerleri, fonksiyon $\Delta x(t)$'nin ekstrem değerleri olarak bulunabilir. Tek değişkenli (zaman) bu fonksiyon ve onun ekstrem değerleri ve farkları şu şekilde verilmiştir

$$\Delta x_{max} = k_1 A \sin\frac{\phi}{2} \quad (18)$$

$$\Delta x_{min} = -k_1 A \sin\frac{\phi}{2} \quad (19)$$

$$\Delta x_{max} - \Delta x_{min} = \sigma = 2k_1 A \sin\frac{\phi}{2}. \quad (20)$$

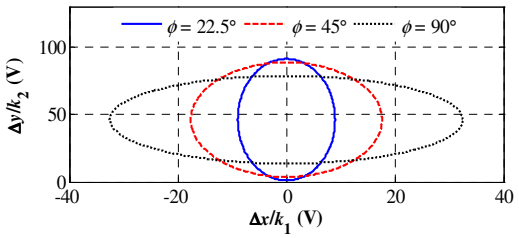
Fark; genlik ve faza bağlı, frekansa ise bağlı değildir. Sürülen voltajın frekansı çubuğun hızını tanımlar. Bunun nedeni de voltajın, bacak uç noktasının bir devirlik zaman diliminde yaptığı eliptik yörünge sayısını tanımlamasıdır (örneğim adım sayısı). Adım boyu sadece sürücü voltajının genliği ve fazına bağlıdır. Yazının ilerleyen bölümlerinde bunu doğrulayan ölçüm sonuçları gösterilecektir.

y yönünde bacak uç noktasının maksimum sapması uç noktanın oluşturacağı kuvveti tanımlar. Eğer bu kuvvet çok düşükse motor çubuğu bacaklar hareket etse bile hareket etmeyecektir. Maksimum sapma $\Delta y(t)$ fonksiyonun maksimum değeri olarak bulunabilir. Eğer $\Delta y(t)$'ye tek değişkenli bir fonksiyon olarak bakılırsa ekstrim değeri kolaylıkla şu şekilde bulunur

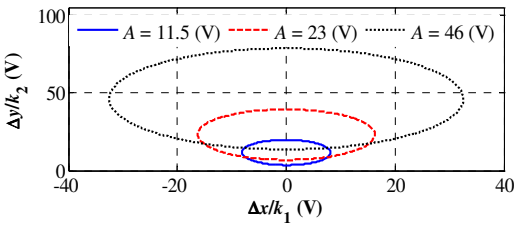
$$\Delta y_{max} = k_2 A\left(1 + \cos\frac{\phi}{2}\right) \quad (21)$$

$$\Delta y_{min} = k_2 A\left(1 - \cos\frac{\phi}{2}\right). \quad (22)$$

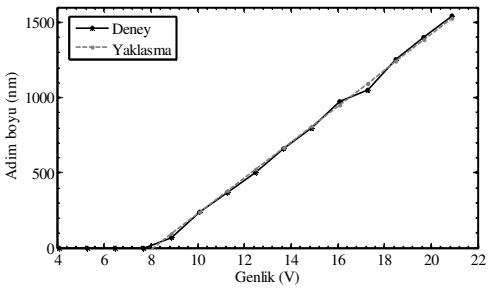
(16) ve (17) kullanılarak V_1 ve V_2 voltajları ile sürülen bir bacağın eğrisi bulunabilir. x doğrultusunda $1/k_1$ ile ölçeklendirilen yer değiştirme ve y doğrultusunda $1/k_2$ ile ölçeklendirilen yer değiştirme, sırasıyla voltajların farklarına ve toplamlarına eşittir. Şekil 3 ve 4, bacak eğrisinin faz ve genlik değişimine göre değişimini göstermektedir. Sürüş voltajları (14) ve (15)'de verilmiştir. Şekil 3'te, voltaj genlikleri A = 46 V olarak sabit tutulmuş, faz değiştirilmiştir. Faz değişimi bacak eğrisine yansımaktadır. x ve y doğrultularındaki bacak yer değişimleri görülebilmektedir, bu da göstermektedir ki her ikisi de faz kaymasına bağlıdır. Şekil 4'te, faz kayması ϕ = 90° olarak sabit tutulmuş, genlik değiştirilmiştir. Önceki durumda da olduğu gibi, genlik değişimi bacak eğrisinde değişime yol açmıştır. x ve y doğrultularındaki bacak eğrileri yine değişmiştir. Böylece görülmektedir ki, sürüş voltajındaki faz kayması ve genlik



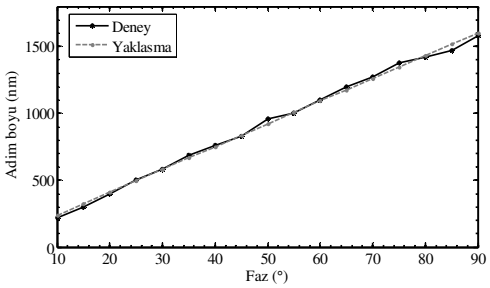
Şekil 3: Bacak düzlemi eğrisi – Faz değişimi bağlılığı..



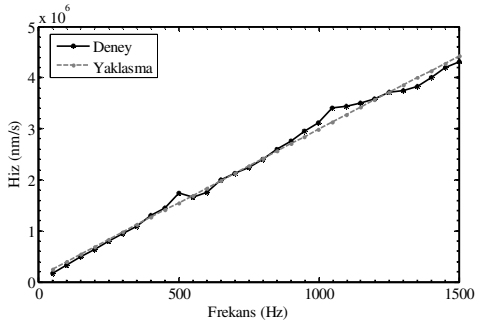
Şekil 4: Bacak düzlemi eğrisi – Genlik bağlılığı.



Şekil 5: Adım büyüklüğü ve voltaj ilişkisi.



Şekil 6: Adım büyüklüğü ve faz açısı arasındaki ilişki.



Şekil 7: Hız ve frekans ilişkisi.

değişimi bir bacak için adım boyutunu ve o bacağın y ekseninde oluşturduğu kuvveti değiştirmektedir. Dolayısıyla, sinüs dalgaları x ve y yönündeki bacak hareketleri arasında bağlılık oluşturmaktadır. Bu dalgalarla adım boyutunu ve bacaklar tarafından çubuğa y yönünde uygulanan kuvveti ayrı ayrı tanımlamak mümkün değildir.

Sürücü voltajının değişen genlik ve faz farklılıklı adım boyunu ölçmek için bir takım deneyler gerçekleştirilmiştir. Analitik ilişkileri elde etmek için temel eğri oturtma tekniği uygulanmıştır. Sonuçlar aşağıda verilmiştir. Frekans ve çubuk hız arasındaki bağımlılık da analiz edilmiştir.

Adım boyu ve genlik arasındaki ilk bağlantı kurulmuştur. Bu deneylerde frekans ve faz kayması sabittir (200 Hz ve 90 derece). Sonuç Şekil 5'te gösterilmiştir. Sonuçlar düşük voltaj genliklerinin çubuğu hareket ettirmeyeceğini doğrular. Adım boyu ve genliği (A) arasındaki, voltaj bölgesi içerisinde çubuğun hareket ettiği, ilişkinin doğrusal yaklaşımı bu denklemle verilmiştir $\sigma = 119.26A - 965.53$. Genlik volt cinsiden ve adım boyu nanometre cinsinden verilmiştir.

Faz kayması ve adım boyu arasındaki bağlılık gösteren sonuçlar Şekil 6'da verilmiştir. Adım boyu ve faz kaymasının arasındaki ilişkinin doğrusal yaklaşımı bu denklemde verilmiştir $\sigma = 17.02\phi + 69.95$. Faz kayması derece ve adım boyu ise nanometre nm cinsiden verilmiştir.

Bu kısmın son bölümünde sürücü voltaj frekansı ve çubuk hızı arasındaki bağlantıyı veren ölçüm sonuçları sağlanacaktır. Bu deneylerde genlik sabit olup 20.88 V'tur ve faz kayması 90 derecedir. Ölçüm sonuçları Şekil 7'de gösterilmiştir. Ortalama adım boyu 1546 nm'dir. Hız ve frekansın arasındaki ilişkinin doğrusal yaklaşımı $v = 2880f - 113690$ ile belirtilmiştir.

3. Denetleme Tasarımı

Bacaklardan birine uygulanan voltaj ve voltaj genliği arasındaki faz üzerindeki adım boyu bağlılığı formüle edilmiş ve deneylerle bir önceki bölümde gösterilmişti. Elde edilen bilgiler kullanılarak motora efektif olarak iki farlı işleyiş biçimini empoze eden bir denetleyici tasarlanmıştır ve bu iki biçim makro ve mikro adım boyları olarak isimlendirilir.

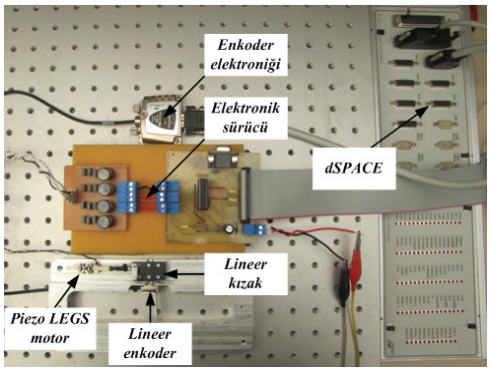
Makro adım modunda motor, hedef noktasına mümkün olan en büyük adımla ilerlerken denetlenir. Motorun konumu kaskat P-PI denetlemesine dayalı konum ve hız geri beslemesi kullanılarak denetlenir. Adım boyu-genlik ve adım boyu-sürücü voltajının fazı arasındaki doğrusal ilişki kullanılarak mümkün olan en büyük adım elde edilmiştir ve bu sırada genlik ve sürücü voltajının fazı maksimum değerlerde tutulmuştur. Sürücü voltajı dalga biçimi sinüzoidaldir. Ve denetleyicinin çıkışı frekansın zamana bağlı integralidir. Denetleyici devam eden denklem setleriyle tanımlanır

$$e_p = x^{ref} - x^{meas} \tag{23}$$

$$e_v = K_{pp} e_p - \dot{x}^{meas} \tag{24}$$

$$f = K_{vp} e_v + K_{vi} \int e_v dt, \quad \omega(t) = 2\pi \int f dt. \tag{25}$$

Piezoelektrik eyleyici sinüzoidal dalga biçimleriyle sürülmektedir. Mikro adım modu, konumdaki mutlak hatanın genliği olarak tanımlanır. Mikro adım modunun işleyişi temel olarak şöyledir; doğrusal geri besleme denetleyicisi mutlka hatayı azaltır ve bu değer daha önceden tanımlanmış limit değerlerine ulaştığında, $|e_p| < e_{lim}$, sürücü voltajının genlik ve



Şekil 8: Deney donanımı.

fazı denklem (27) ve (28)'e göre modüle edilmiştir. Faz değişimleri çok küçük mutlak hata değerleri için maksimum değerinden yavaşça 0'a düşer. Genlik, fazın daha önceden belirlenmiş değerlere ulaşmasından sonra modüle edilir. Mutlak hata 0 civarlarına yaklaştığında zaman azalarak 0'a yerleşir. Bu durumda eyleyici adım boyu azalır.

$$\phi = \phi_{\max}\sqrt{\frac{|e|}{e_{lim}}} \tag{26}$$

$$A = \text{sat}\left(\frac{A_{max}}{\phi_{lim}}\phi\right). \tag{27}$$

4. Deneysel Sonuçlar

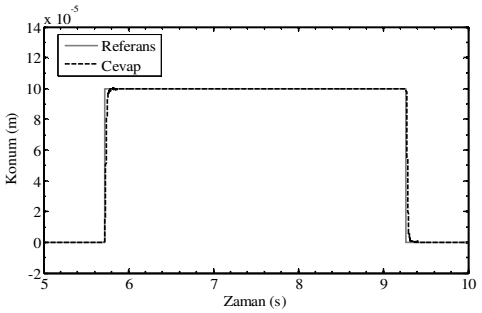
Bu bölümde sunulan deneyler önerilen denetleyicinin düzgün çalıştığını doğrulamak amacıyla gerçekleştirilmiştir.

Deneylerde kullanılan donanımı (Şekil 8), piezo LEGS motorun çubuğuna bağlı kafes silindirli Schneeberger ND doğrusal sürgüsünden oluşmaktadır. Doğrusal sürgü mekanik yapıdaki konum ölçümlemesini de kapsamaktadır.

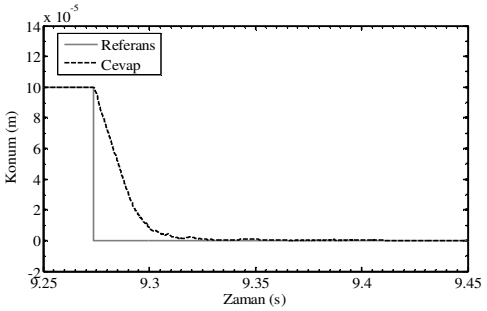
Konum geri beslemesi, 5 nm konumlama çözünürlüğünde verimli bir ara değer hesaplayıcısına (interpolatör) sahip yüksek nitelikli bir optik enkoder olan MicroEMercuryTM 3500 ile elde edilmiştir. Piezo LEGS motor, darbe genişlik modülasyonu (DGM) temelli, özel tasarlanmış bir anahtarlama sürücüsü tarafından sürülmüştür [28]. Denetleme ve sürüş algoritmaları C programlama dilinde yazılmış ve dSPACE1103 denetleme platformu ile koşturulmuştur. Denetleme döngüsünün frekansı 16 kHz olarak ayarlanmıştır.

İlk deney 100 µm basamak referansı ile gerçekleştirilmiştir. Denetleyici 0,1 saniyenin altındaki hızlı yatışma zamanı ve 75 nm'lik artık kararlı durum hatası ile mükemmel performans göstermiştir. Basamak cevabı Şekil 9'da gösterilmiştir. Önerilen denetleyicinin geçici durum cevabının daha iyi bir görüntüsü Şekil 9'un bir kısmından yakınlaştırılarak Şekil 10'da gösterilmiştir.

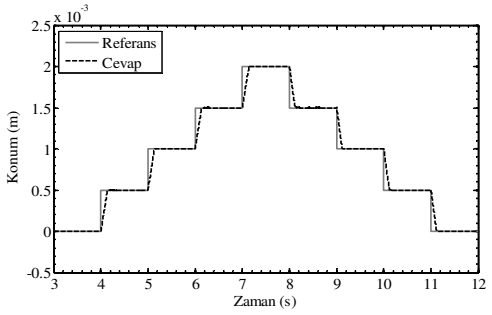
Makro ve mikro adımlama modları arasındaki mutlak hata limit değişimi 10 µm olarak ayarlanmıştır. Genlik ve faz modülasyonunun etkisi kararlı durum değeri yakınındaki bölgede (9,3 - 9,35 saniyeler arası) gözlemlenebilir. Makro-adımlama modu bölgesinde eyleyici önceden belirlenmiş en yüksek hız değerinde sürülürken, mikro-adımlamada hız küçük adım boyutları nedeniyle düşmüş ve bu modda yatışma daha uzun süre gerektirmiştir. Yükselme/düşme eğimi doğrudan sınır frekansı tarafından belirlenmiştir. Bütün deneylerde kullanılan sınır frekansı 1.5 kHz'tir.



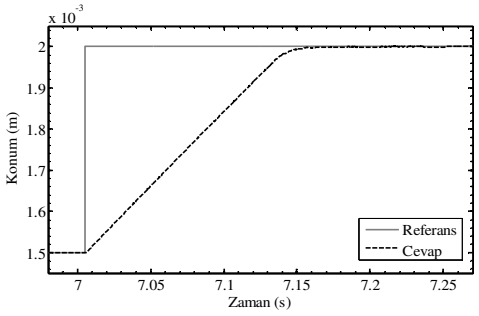
Şekil 9: 100 µm birim basamak konumu cevabı



Şekil 10: Büyütülmüş 100 µm birim basamak konumu cevabı



Şekil 11: 500 µm merdiven konum cevabı.



Şekil 12: Büyütülmüş 500 µm merdiven konum cevabı

İkinci deney merdiven konum referansı ile gerçekleştirilmiştir. Merdivenin yüksekliği 500µm'dir. Bu deneyin amacı denetleyicinin çift yönlü tekrarlanabilirliğini analiz etmek ve aygıt hattının çoğu boyunca denetleyicinin davranışını gözlemlemektir. Merdiven cevabı Şekil 11'de

gösterilmektedir. Alınan sonuçlara göre denetleyici cevabının hem tekrarlanabilirliği hem de kesinliği 75 nm'nin altındadır. Şekil 11'in bir kısmına yakınlaştırılarak Şekil 12 oluşturulmuştur. Faz ve genlik modülasyonunun etkisi 7,14 s ve 7,19 s arasında görülebilmektedir.

5. Sonuç

Bu makale özel tip bir piezoelektrik yığın eyleyici için uyarlanabilir bir denetleyici tasarımını açıklamaktadır. Motor dört bacaklı olup, her bacak elektriksel olarak ayrı, mekanik olarak bağlı iki yarımdan oluşmaktadır. Bacakların yarısı voltaj vasıtasıyla sürülmüştür. Bacak ucunun hareketi bu makalede sürüş voltajının nitelikleri ile bağdaştırılmış ve hem teorik hem deneysel çalışma gösterilmiştir. Sonuç temel alınarak uyarlanabilir denetleyici tasarlanmıştır. Denetleyici; enkoderden aldığı konum geri beslemesini kullanan, doğrusal, basamaklı tipte bir geri besleme denetleyicisidir. Mutlak hata bilgisini temel alan denetleyici, genlik ve fazlar arası faz kaymasını değiştirerek uyarlanabilir basamak boyu modülasyonu gerçekleştirmektedir. Önerilen algoritma deneysel olarak doğrulanmıştır. Deney sonuçları performansta tatmin edici seviyede olmakla beraber; denetleyici, hızlı yatışma süresi elde etmiş, cevapta aşırı salınım göstermemiş ve kararlı durumda düşük hata ile yüksek hassasiyetli konumlama gerçekleştirmiştir.

Teşekkür

Yazarlar Yousef Jameel Burs Fonu'na, BİDEB 2215'e, TÜBİTAK proje numarası 111M359'a ve 110M425'e finansal yardımlarından dolayı ve "KONČAR – Electrical Engineering Institute, Inc." şirketine projenin test ve doğrulama kısımlarında kullanılan yazılım araçları GRAP, ZZT ve RTOS'u sağladığı için teşekkür eder.

Kaynakça

[1] Johannson et al., Fine walking actuator, US6337532 patent, USA, Jan.8,2002.

[2] Johannson et al., Fine control of electromechanical motors, US6459190 patent, USA, Jul.10,2002

[3] Johannson et al., Switched actuator control, US6459190 patent, USA, Aug.11,2000

[4] M Bexell, S Johansson, Characteristics of a piezoelectric miniature motor, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 75, Issue 2, 25 May 1999, Pages 118-130,.

[5] Urban Simu and Stefan Johansson, Fabrication of monolithic piezoelectric drive units for a miniature robot, 2002 J. Micromech. Microeng. 12 582

[6] Urban Simu and Stefan Johansson, Evaluation of a monolithic piezoelectric drive unit for a miniature robot, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 101, Issues 1-2, 30 September 2002, Pages 175-184

[7] M Bexell, S Johansson, Fabrication and evaluation of a piezoelectric miniature motor, Sensors and Actuators A: Physical, Volume 75, Issue 1, 4 May 1999, Pages 8-16,

[8] Mats Bexell and Stefan Johansson, Microassembly of a Piezoelectric Miniature Motor, Journal Of Electroceramics Vol. 3, No 1 (1999), 73-83

[9] David Newton et al, A linear piezoelectric motor, 1998 Smart Mater. Struct. 7 295

[10] Standards on Piezoelectric Crystals, 1949, Proceedings of the IRE, vol.37, no.12, pp. 1378- 1395, Dec. 1949

[11] A. Preumont, Mechatronics: Dynamics of Electromechanical and Piezoelectric Systems, NewYork, Springer, 2006,

[12] Merry, R.J.E. Maassen, M.G.J.M. van de Molengraft, M.J.G. van de Wouw, N. Steinbuch, M., Modeling and Waveform Optimization of a Nano-motion Piezo Stage, Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, vol.16, no.4, pp.615-626, Aug. 2011

[13] Merry, R., van de Molengraft, R., Steinbuch, M., Modeling of a walking piezo actuator, Control and Automation, 2009. ICCA 2009. IEEE International Conference on , vol., no., pp.842-847, 9-11 Dec. 2009

[14] Filip Szufnarowski and Axel Schneider Two-dimensional dynamics of a quasi-static legged piezoelectric actuator, 2012 Smart Mater. Struct. 21

[15] Arafa, M.H., Aldraihem, O.J., Baz, A.M., Modeling and characterization of a linear piezomotor, Mechatronics and Its Applications, 2008. ISMA 2008. 5th International Symposium on , vol., no., pp.1-5, 27-29 May 2008

[16] Merry, R., de Kleijn, N., van de Molengraft, R., Steinbuch, M., Control of a high precision stage using a walking piezo actuator, Control Applications,2007. CCA 2007. IEEE International Conference on, pp.1285- 1290, 1-3 Oct. 2007

[17] R.J.E. Merry, D.J. Kessels, W.P.M.H. Heemels, M.J.G. van de Molengraft, M. Steinbuch, Delay-varying repetitive control with application to a walking piezo actuator, Automatica, Volume 47, Issue 8, August 2011, Pages 1737-1743

[18] Gregor Skorc, Jure Cas, Simon Brezovnik, Riko Safaric, Position Control with Parameter Adaptation for a Nano-Robotic Cell, Strojniski vestnik - Journal of Mechanical Engineering, Vol 57, No 4 (2011)

[19] Skorc, G., Safaric, R., Rojko, A., Polynomial control technique for adaptive positioning within sub-micrometer scale, Robotics in Alpe-Adria-Danube Region (RAAD), 2010 IEEE 19th International Workshop on, pp.131-136, 24-26 June 2010

[20] Filip Szufnarowski, A. Schneider, Force control of a piezoelectric actuator based on a statistical system model and dynamic compensation, Mechanism and Machine Theory, Vol. 46, Iss. 10, Oct. 2011, Pages 1507-1521

[21] Szufnarowski, F., Schneider, A., Compliant piezo-flexdrives for musclelike, antagonistic actuation of robot joints, Biomedical Robotics and Biomechatronics (BioRob), 3rd IEEE RAS and EMBS International Conference on , vol., no., pp.381-388, 26-29 Sept. 2010

[22] PiezoMotor,www:piezomotor:se=documents=150010LL 1011.pdf, accessed in July 2012

[23] DeVoe, D.L., Pisano, A.P., Modeling and optimal design of piezoelectric cantilever microactuators, Microelectro-mechanical Sys Journal, vol.6-3, pp.266-270, Sep 1997

[24] S. Timoshenko, Analysis of Bi-Metal thermostats, JOSA, Vol. 11, Issue 3, pp. 233-255 (1925)

[25] Norton,R.L., Machine Design (4th Edition) , Norton's Book on Mechanics, USA, Prentice Hall, 2010.

[26] Standards on Piezoelectric Crystals, 1949, Proceedings of the IRE , vol.37, no.12, pp. 1378- 1395, Dec. 1949.

Fırçasız DC Motorun Optimal Durum-Uzayı Kontrolü

Burak Kürkçü[1], *Coşku Kasnakoğlu*[2], *Sabri Çetin*[3]

[1]Aselsan A.Ş
bkurkcu@aselsan.com.tr

[2]Tobb ETU
kasnakoglu@etu.edu.tr

[3]Aselsan A.Ş
scetin@aselsan.com.tr

Özet

Fırçasız DC Motorlar yüksek verimlilik, yüksek güç faktörü, yüksek tork, temel kontrol ve düşük bakım maliyetleri nedeniyle askeri uygulamalarda tercih sebebi olmaktadır. Bu makalede, fırçasız bir DC Motor pozisyonunun, optimal olarak (LQR) kontrol edilmesi çalışılmıştır. Bunlara ek olarak, tasarlanan pozisyon kontrolör yapısı, hazırlanan test düzeneğinde, xpc target ile gerçek zamanlı çalıştırılmıştır. Bu çalışmada, tasarlanan optimal denetleyicinin gerçek sistem ve şartlar altında performansı incelenmektedir. Geliştirilmiş olan bu kontrolörün bozucu etkiler ve değişken pozisyon girdileri için çeşitli deney sonuçları sunulmuş ve irdelenmiştir. Bu sonuçlardan denetleyici performansının tatmin edici olduğu anlaşılmaktadır.

1. Giriş

Fırçasız DC motorlar, fırçalı DC motorlara göre daha iyi hız-tork karakteristiğine, yüksek dinamik performansa, yüksek verimliliğe, uzun operasyon ömrüne, gürültüsüz operasyona ve yüksek hız limitlerine sahiptir. Bunlara ek olarak Fırçasız DC Motorlar daha güvenli, temel kontrole sahip ve daha ucuzdurlar [1]. Bu sebeplerden ötürü, kalıcı mıknatıslı fırçasız DC motorlar artan bir şekilde uzay/havacılık, askeri, otomotiv ve endüstriyel ürünlerde kullanılmaya başlanmıştır [2-4]. Özellikle askeri uygulamalar için kırılma toleransı en önemli özelliklerden birisidir. Birden fazla fazlı motorlarda ise, kırılma toleransı, diğer tek fazlı motorlara göre daha yüksektir [5].

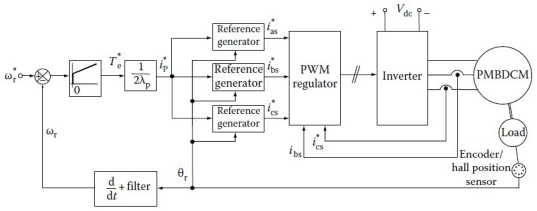
Geçtiğimiz seneler içerisinde, Fırçasız DC Motor kontrolü için birçok farklı yöntem önerilmiştir. Kaskad yapıya sahip olan bu kontrolörler, hız ve pozisyon için, PID, PSO PID, Genetik algoritması vb, akım için ise histerisis, sliding mode kontrol gibi metodlar bu önerilerden birkaçıdır. Literatürde, Fırçasız DC Motoru kontrol altında tutacak denetleyici yaklaşımları geliştirilmiştir [6].

Bunun yanında bozucu etkiler, gürültü ve doyum gibi etkiler de göz önüne alındığında sistem davranışının kontrol altında tutulması kolay olmamaktadır [7]. Bu sebeple, optimal denetleyici tasarımı ile konum kontrolü sayesinde istenilen performans değerleri elde edilebilmektedir.

Bu makalede, 3 fazlı fırçasız bir DC motor, LQR pozisyon kontrolörü ile kontrol edilmiştir. LQR pozisyon kontrolörünün düzgün bir şekilde tasarlanabilmesi için belirli bir çalışma bölgesi etrafında sistem tanımlama yapılmıştır. Elde edilen bu sistem modeli kullanılarak pozisyon kontrol döngüsü tasarlanmıştır. Oluşturulan kontrolör ise değişken pozisyon profilleri altında denenmiş ve gerçek durumla karşılaştırılmıştır.

2. Sistem Tanımlama ve Modelleme

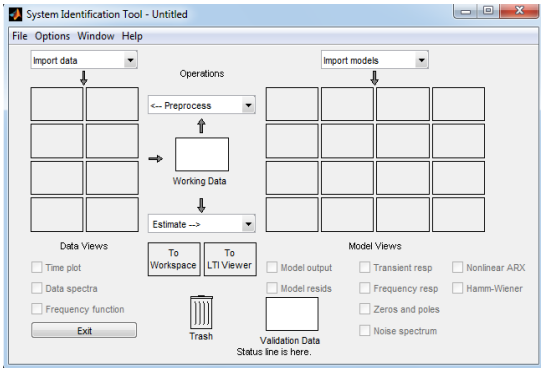
Fırçasız DC motor (Şekil 1) 3 fazlı ve doğrusal olmayan etkileri mevcut olan bir yapıdır. Ancak sistemde matematiksel modelleme ile elde edilemeyecek dinamikler mevcuttur. Bunların içerisinde sürtünmeler, motorun iç dinamikleri, gerçek parametrelerin tam olarak bilinememesi gibi etkiler mevcuttur. Fırçasız DC Motorun istenilen düzeyde kontrol edilebilmesi için, yapının belirli bir veya birçok çalışma rejimi için doğrusal sistemlere indirgenmesi ve bu işlemin sistem tanımlama ile gerçekleştirilmesi yeterli olmaktadır.



Şekil 1: Fırçasız Bir DC Motorun Sürücü Şeması[6].

Fırçasız DC motorlarda, motorun akım denetleyicisi ile bütünlenmiş bir siyah kutu olarak düşünülmesi, yapılacak sistem tanımlama ve modelleme işlemini basite indirgeyecektir. Bu yüzden sistem tanımlama işleminde, tanımlanan sisteme, giriş olarak referans tork (Şekil 1: Te*) uygulanmış, çıkış olarak ise sistemin pozisyonu kullanılmıştır.

Sistem tanımlamasında, sistemin modelini elde edebilmek için Şekil 2 de arayüzü gösterilen Matlab Sistem Tanımlama Aracı kullanılmıştır.



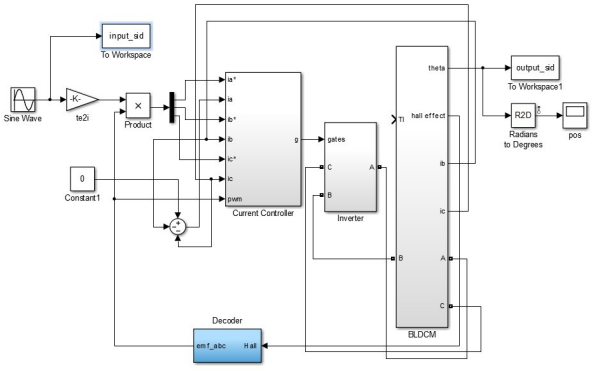
Şekil 2: Matlab Sistem Tanımlama Arayüzü

Sistemin doğrusal davrandığı bir aralık öncelikle çeşitli giriş denemeleri ile tespit edilmeye çalışılmıştır. Buna göre siyah kutu şeklinde tanımlanan sisteme uygulanacak referans tork değeri;

-1 < referans tork değeri < 1 (1)

aralığında olduğu durumlarda sistem davranışı doğrusala yakındır.

Sistem davranışının belirlenmesi için ise genlikleri (1) denklemi ile sınırlandırılmış farklı frekanslarda sinüs girişler Şekil 3'te gösterilen fırçasız DC motor simulink sistemine 20 sn boyunca uygulanmıştır.



Şekil 3: Fırçasız DC Motor Modeli

Sistemin çalışması kesintisiz olarak tamamlandığında ,matlab workspace'e sisteme ait giriş sinyal verilerini, açı verilerini, pozisyon verilerini ve zaman verilerini vektörel olarak kayıt eder. Bu verileri input_sid/output_sid içinden aşağıdaki komutlar ile giriş ve çıkış vektörleri olarak ayrı ayrı parametrelere atamamız gerekmektedir.

u=input_sid(:,3);

x=output_sid(:,3); (2)

(2)'de gösterilen komutlarla elde etmiş olduğumuz *u* ve *x* giriş çıkış verilerinden yararlanarak en uygun modeli belirleme çalışmasına geçmek için Şekil 2'deki sistem model belirleme aracı arayüzüne giriş çıkış verilerini çekmemiz gerekmektedir. Burada sistemin hangi örnekleme süresinde çalıştığı bilgisinin doğru olarak girilmesi unutulmamalıdır. Sistem tanımlamadan elde edilen durum uzayı gösterimi;

$$A=\begin{bmatrix} -22.05 & -112.4 & -2.956\text{e-}10 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

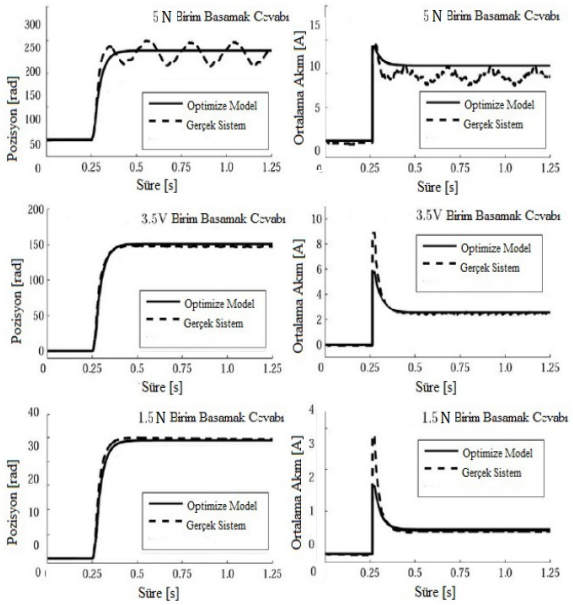
$$B=\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$C=\begin{bmatrix} 0 & 1.079\text{e}4 & 1.472\text{e}5 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$D=0 \quad (6)$$

şeklindedir.

Sistem tanımlamadan elde edilen model ile gerçek sistemin, tanımlanan doğrusal bölge içerisinde, çeşitli birim basamak girdilere verdikleri cevaplar Şekil 4 de gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre, sistem tanımlama ile elde edilen model doğru ve yeterli bir şekilde gerçek sistem cevaplarını yakalamaktadır. Bu incelenen durumlar neticesinde (3),(4),(5) ve (6) denklemleri ile verilen modelin denetleyici tasarımı için kullanılmak üzere yeterli olduğu anlaşılmıştır.



Şekil 4: Gerçek Sistem ve Optimize Edilmiş Model Birim Basamak Cevapları Karşılaştırması

3. Optimal Kontrolör Tasarımı

Durum geri beslemeli kontrol hem kök yerleştirme ile hem de optimal kontrol (LQR) ile gerçekleştirilebilmektedir (bknz. Anderson ve Moore 2007). Kök yerleştirme metodunda, tasarımcının kapalı çevrim sistemin özdeğerlerinin yerine karar vermesi gerekmektedir. LQR ise ağırlıklı durum hatalarının karelerini ve kontrol eforunu minimize etmek üzerine kurulmuştur[10]. Optimal durum geri besleme regülasyonu, oluşturulan maliyet fonksiyonunu **J**'yi;

$$J=\int \left(x^T(t)Qx(t)+u^T Ru(t)\right) \tag{7}$$

minimize eder. (7) denkleminde **Q** ve **R** simetrik, pozitif yarı kesin tanımlı ağırlık matrisleridir. Optimal geri besleme kazancı ise;

$$K=R^{-1}B^T P \tag{8}$$

şeklinde tanımlanmıştır. (8) deki kazançlar ise cebirsel Ricatti denkleminin **P** matrisinin çözümünden elde edilmektedir.

$$A^T P+PA-PBR^{-1}B^T P+Q=0 \tag{9}$$

Denklem (9) daki ağırlık matrislerinin, kapalı çevrim sistemin bir referans sinyali, kontrol sisteminin ürettiği sinyal vasıtası ile takip edebilmesi üzerine seçilmesi gerekmektedir. Sabitlenmiş bir **Q** ağırlık matrisi için, kontrol sisteminin amacı, minimum durum hatasının elde edilebileceği bir **R** matrisinin seçilmesidir. Bu durumda geri besleme kontrol sinyali;

$$u=-Kx+V\theta_r \tag{10}$$

Kontrol sinyalinin belirlenme aşaması eyleyici sınırlarına uygun olarak yapılmalıdır.

Ayrıca kalıcı hal hatasının giderilmesi ve sistemdeki gecikmelerin önüne geçilmesi amacıyla bu kontrol sinyaline ek olarak bir ileri-besleme terimi, kontrolör yapısına eklenmelidir;

$$V=-\left(C^T\left(A-BK\right)^{-1}B\right)^{-1} \tag{11}$$

Sisteme etkiyecek bozucu etkiler ve çeşitli sebeplerden kaynaklanan belirsizliklerin giderilmesi için referans ve gerçek pozisyonların farkının integrali kontrolör modeline ilave bir durum olarak eklenmektedir.

$$\varepsilon=\int \left(\theta_r-\theta_a\right)dt \tag{12}$$

denklem (12) de belirtilen θr ve θa referans ve gerçek pozisyon bilgilerini göstermektedir. Bütünleşik sistem için durum uzayı gösterimi;

$$\begin{bmatrix}\dot{x}\\ \dot{\varepsilon}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}A & 0\\ -C^T & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ \varepsilon\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}B\\ 0\end{bmatrix}u+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}\theta_r \tag{13}$$

Genişletilmiş **Q** ağırlık matrisi ise;

$$Q=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 40 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 80 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 10\end{bmatrix},\ R=0.75 \tag{14}$$

şeklinde belirlenmiştir.

3.1. Sürtünme için İleri-Besleme

Kapalı çevrim sistem performansı sisteme etkiyen Coloumb sürtünmelerin giderilmesi için eklenecek bir ileri-beslemeli kontrolör ile gerçekleştirilmiştir. Genel bir yaklaşım olarak sürtünme kuvvetini sabit ve harekete ters bir doğrultuda etkidiği varsayımı birçok durum için yeterli olmaktadır. İleri-Besleme kontrolör kazancı;

$$K_f=\frac{R_m F_e}{K_m}$$

şeklindedir.

Tablo 2 kontrolör kazançları

Sürtünme Kazancı Kf	1,06
İleri Besleme Kazancı V	0.3166
Geri Besleme Kazancı K1	0,006
Geri Besleme Kazancı K2	0.3154
Geri Besleme Kazancı K3	01/03/18
İntegral Kazancı Ki	-0.0004
Motor Direnci Rm	0.35
Tork Sabiti Km	0.0296
Coloumb Sürtünmesi Fc	0.02

3.2. Kontrol Yasası

İleri-Beslemenin eklenmiş olduğu tüm kontrol sistemi;

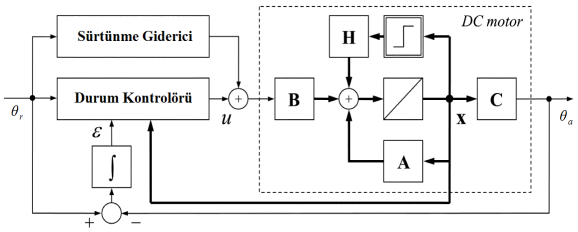
$$\Gamma = \begin{cases} K_f \operatorname{sgn}(\theta_r), & \text{Eğer } |\theta_r| > \sigma \\ K_f \dfrac{\theta_r}{\sigma}, & \text{Değilse} \end{cases} \tag{14}$$

şeklindedir. Böylece;

$$u = -[\mathbf{K}_{i,\theta}\ K_\varepsilon] \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ \varepsilon \end{bmatrix} + [\Gamma\ V] \begin{bmatrix} 1 \\ \theta_r \end{bmatrix} \tag{15}$$

Tablo 2 deki değerler kullanılarak, şeklini almaktadır.

Sistemde kullanılan bütün kontrol yapısı ise Şekil 5 de gösterilen haldedir.

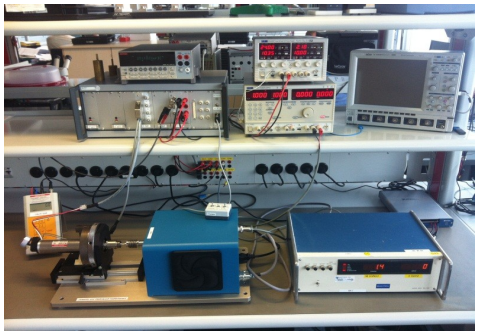


Şekil 5: Durum Geri Beslemeli Fırçasız DC Motorun Genel Kontrol Şeması

4. Deneysel Çalışmalar

4.1. Deneysel Düzenek

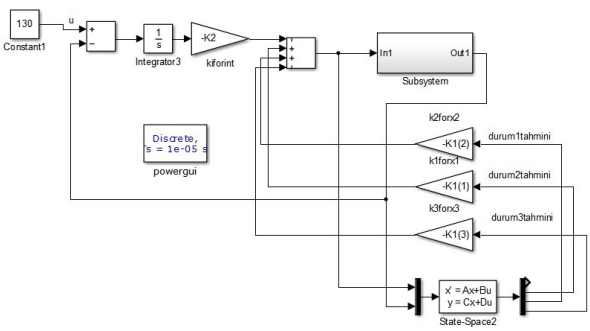
Fırçasız DC Motorun, tanımlama ve kontrol için kullanılan test platformu Şekil 6 ile gösterilmiştir. Sistemin kontrolü ve tanımlamasında kullanılmak üzere veri aktarımını ve gerçek zamanlı kontrol uygulamasını sağlayan sistem SpeedGoat adlı firmanın bir xpc Target ürünüdür. Bu ürün sayesinde 40 Khz frekansa sahip PWM sinyalleri üretilebilmekte olup, kontrol algoritmaları 25 Khz frekansa çıkabilmektedir. Çalışmalarda kullanılan motor ise Maxon firmasının EC-40 serisine ait bir üründür. 171 Watt güce sahip ve 28 Volt gerilim beslemeli olan bu motor, düşük indüktans, düşük direnç, düşük mekanik hacim ve yüksek tork değerlerine sahiptir. Motora ait pozisyon, hız ve akım bilgileri yine xpc target aracılığı ile gerçek zamanlı olarak alınıp işlenmektedir. Yukarıda anlatılan kontrol yapısı ise Şekil 7 ile gösterilen Matlab simulink ortamında kurulmuş olup, yine gerçek zamanlı olarak xpc targetin PWM kanallarını kontrol etmektedir.



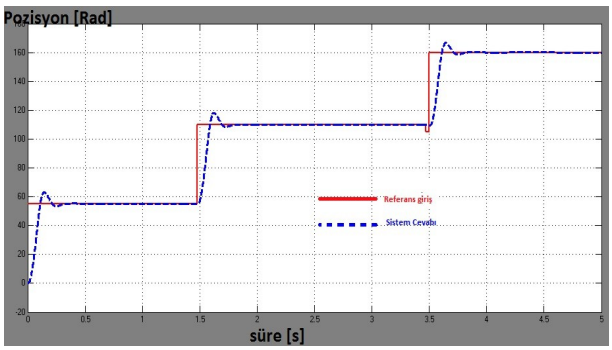
Şekil 6: Test Ortamı

4.2. Gerçek Zamanlı Pozisyon Kontrolü

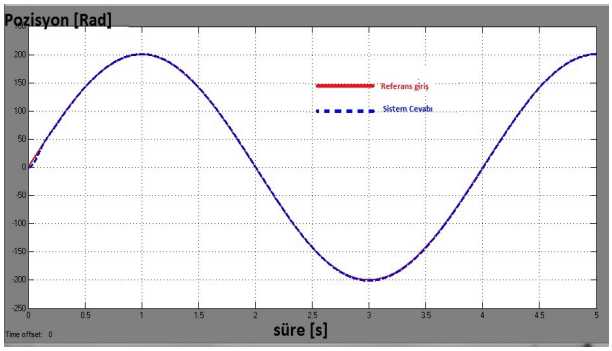
Kontrolcünün ve sistemin takip performansının denenebilmesi için sisteme, çeşitli ve farklı şekillerde pozisyon referans girişi uygulanmaktadır. Merdiven şeklinde uygulanan bu basamak giriş için 50 rad 100 rad ve 150 rad lık pozisyon girdileri sürekli bir şekilde uygulanmıştır. Kapalı çevrim sistem için referans olarak verilen ve ölçülen pozisyon çıktıları Şekil 8 a) ve b) de gösterilmiştir. Kontrolör, referans sinyali düzenli bir şekilde takip edebilmiştir. Ayrıca düzenli hal hatası ise gözlemlenmiştir. Sistemde meydana gelen aşımlar ise, ilk durumdaki referans girdi ve gerçek çıktı arasındaki büyük farktan kaynaklanan, yüksek tork isteri sebebi ile oluşur. Sistem tanımlama ve doğrusallaştırma sırasında bu etkiler gözardı edilmiştir. Modellenmemiş bu doğrusal olmayan etkiler sistemin aşım yapmasına sebep olmuştur. Sonuç bölümünde bu tür sorunlar ile ilgili çözüm önerileri sunulacaktır. Şekil 8 b) de aşım olmaması ve takip işleminin daha düzgün bir şekilde yapılabilmesinin sebebi ise, referans pozisyon girişi ile gerçek pozisyon arasında anlık bile olsa büyük bir fark oluşmamasıdır. Burada kontrolör, sistem tanımlamanın ve doğrusallaştırmanın yapıldığı, kendi tasarlandığı çalışma bölgesinde kalmaktadır. Ayrıca tasarlanan optimal denetleyicinin, Kürkçü'nun önceki çalışmasında [9] meydana gelen tork dalgalanmasını azalttığı ve sistem cevabını daha kararlı hale getirdiği gözlenmiştir. Şekil 9 da verilen yakınlaştırılmış akım ve hız çıktıları incelendiğinde tasarlanan optimal kontrolcünün, 3-fazlı ve doğrusal olmayan etkilerinin çok olduğu bir sistem için, takip ve regülasyon işlemlerini başarılı bir şekilde yaptığı anlaşılacaktır.



Şekil 7: Gerçek Zamanlı Optimal Fırçasız DC Motor Kontrol Algoritması



(a)

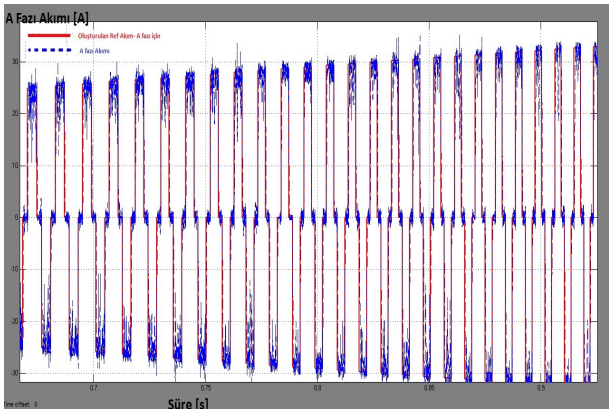


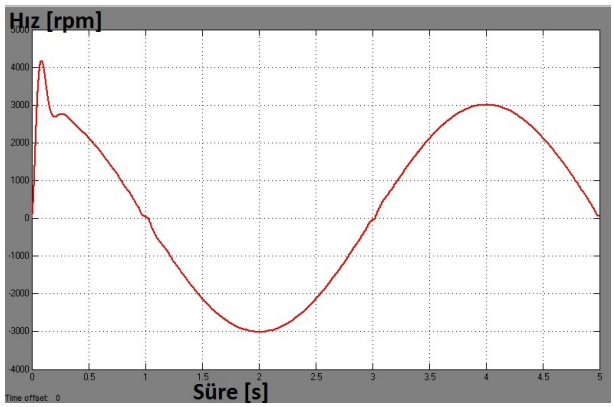
(b)

Şekil 8: Deneysel Sonuçlar-Pozisyon a) Merdiven Basamak Girişi, b) Sinüs sinyal Girişi

Şekil 9 da gösterilen fırçasız DC motorun A fazına ait akım grafiğinde hala bir dalgalanma mevcuttur. Bu dalgalanma tasarlanan optimal kontrolcünün ve sistemin ataleti sayesinde pozisyon çıktısında gözlenmemektedir. Ancak akımda meydana gelen bu dalgalanmalar sisteme doğrusal olmayan etkiler kattığından mümkün olduğu kadar giderilmesi gerekmektedir. Fırçasız DC motorun doğası gereği bu dalgalanmalar sıfıra indirgenememektedir[9]. Bu makalede ele alınan problemde akım kontrolcüsü, sistemle birleşik bir siyah kutu şeklinde ele alındığı için tasarlanacak pozisyon veya hız kontrolcüleri, bu problemin giderilmesinde kritik bir katkı sağlamayacaktır. Sonuç bölümünde bu problemin çözümü ile ilgili öneriler verilecektir.

(a)





(b)

Şekil 9: Deneysel Sonuçlar a)Akım, b)Hız

5. Sonuç ve Değerlendirme

Bu çalışma, fırçasız DC motor için, sistem tanımlama ve optimal pozisyon kontrol (LQR) metodu ile yapılan bir kontrolör tasarımı yaklaşımı sunmaktadır. Bir geri beslemeli kontrolör, ileri beslemeli bir sürtünme giderme kontrolörü ile genişletilmiştir. LQR tasarımı kontrol eforunu azaltıcı ve optimal geri besleme kazançlarına sahip bir kontrolör olarak karşımıza çıkmıştır. Çalışmada ele alınan kontrol sisteminin kararlı çalıştığı, dinamik ve statik cevaplarının iyi bir karakteristiğe sahip olduğu ortaya konulmuştur. Sistem tanımlama ve doğrusallaştırma aşamasında sistemin çalışma aralığı daraltılmıştır. Gelecek çalışmalarda, bu çalışmada yapılan sistem tanımlama ve doğrusallaştırma işlemi, birçok bölge için sırası ile yapılacak ve sistemin çalışacağı bütün uzay için optimal geri besleme kazançları elde edilecektir. Bu şekilde sistem üzerinde ki doğrusal olmayan etkiler azaltılacak ve sistemin cevabı daha gürbüz bir hale gelecektir.

Kapalı kutu halinde olan fırçasız DC motor ve akım kontrolcüsü üzerinde oynama yaparak sistem performansında artış elde etmek mümkündür. Hali hazırdaki akım kontrolcüsü histerisis akım kontrolörüdür. Gelecek çalışmalarda, fazlardaki akımların salınımını azaltacak şekilde daha gelişmiş ve gürbüz etkileri olan kontrolörler tasarlanacaktır. Bu sayede siyah kutu şekline indirgenmiş sistemin doğrusal olmayan etkileri azaltılmış olacaktır.

Kaynakça

[1] P.Yedamale, *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamental.* Chandler, AZ: Microchip Technology, Inc., March 15 2009.

[2] B.K. Lee and M. Ehsani, Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives, *Electric Power Components and Systems* 31, 841-868, 2003.

[3] W.Hong, W. Lee, and B.K. Lee, Dynamic Simulation of Brushless DC Motor Drives Considering Phase Commutation for Automotive Applications, *Electric Machines & Drives Conference, IEMDC'07, 2007.*

[4] R. Akkaya, A.A. Kulaksız, and O. Aydogdu, DSP implementation of a PV system with GA-MLP-NN based MPPT controller supplying BLDC motor Drive, *Energy Conv. And Management* **48,** 210-218,2007.

[5] T.Y. Kim, B.K. Lee, and C.Y. Won, Modelling and Simulation of Multiphase BLDC Motor Drives Systems for Autonomous Underwater Vehicles, *IEEE'07,* 1366-1371,2007

[6] R.Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives,* Taylor and Francis Group, 2010

[7] J. Shao, D. Nolan, and T. Hopkins, "A novel direct back emf detection for sensorless brushless dc (bldc) motor drives," in *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC)*, 2002.

[8] J. Xiu, S. Wang, and Y. Xiu, "Fuzzy adaptive single neuron nn control of brushless dc motor," *Neural Computing and Applications*, vol. 22, no. 3-4, pp. 607–613, 2013.

[9] B.Kurkcu, M.Celik, S. Cetin, I.Ozsoy, "Güdümlü bir Sistem için Fırçasız DC Motorun Modellemesi, Simulasyonu ve Uygulaması" *TOK'13, 699-705, 2013*

[10] B.D.O Anderson & J.B Moore, *Optimal Control: Linear Quadratic Methods,* Prentice Hall International Inc.,1991

DC MOTOR HIZ KONTROLÜNÜN GÖRÜNTÜ İŞLEME ve OPC KULLANARAK S7-1200' DE GERÇEKLENMESİ

Aykut Çubukçu[1], Sıtkı Öztürk[2], Melih Kuncan[3]

[1,2] Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit
cubukcuaykut@gmail.com, sozturk@kocaeli.edu.tr

[3]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit
melih.kuncan@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, DC (Doğru Akım) motorun hızını referans alarak AC (Alternatif Akım) motorun hız kontrolü veya senkronlanması, amaçlanmıştır. Endüstride hız kontrolü gerektiren çalışmalarda genellikle encoder veya takogeneratör kullanılmaktadır. Bu çalışmada encoder yerine kamera kullanılarak hız kontrolü yapılmaktadır. DC motorun hızını okumak için motor milinde bir düzenek kullanılmıştır. DC motorun hızı USB kamera ile düzenekten okumaktadır. Okunan hız, Programlanabilir Lojik Kontrolörlere (PLC) gönderilerek AC motorun DC motora senkron bir şekilde dönmesi sağlanmıştır. Kamera yardımıyla alınan görüntüler MATLAB ortamında görüntü işleme metotlarıyla işlenerek hız bilgisine dönüştürülmektedir. Hız bilgisi MATLAB'den PLC'ye OPC (OLE forProcess Control) kullanılarak gönderilmektedir. PLC'de AC motor sürücüsü MICROMASTER VECTOR kontrol edilmektedir. Sürücüde 380 Volt sabit olmak üzere PLC'den gelen 0-10Volt hız bilgisine göre 380 voltun frekansı değiştirerek AC motorun hız kontrolü yapılmaktadır.

1. Giriş

Görüntü işleme, gerçek yaşamdaki görüntülerin resim haline getirildikten sonra özelliklerinin ve niteliklerinin değiştirilmesi işlemidir [1]. Görüntü işlemeyi tam olarak açıklayabilmek için insandaki görme sisteminin temel mantığının bilinmesi oldukça önemlidir. İnsandaki görme sisteminin temel mantığı kısaca, gözün bir fotoğraf makinesi gibi düşünülmesi ve beynin görme bölümleri de karmaşık bir görüntü işleme sistemi olarak düşünülmesiyle açıklanabilir [2]. Görüntü işleme teknolojisi günümüzde endüstriyel birçok uygulamada vazgeçilmez olarak uygulanmaktadır. Bu teknoloji, otoyoldan geçen araç sayısını saymak, aracın plakasını okumak, farklı şekle sahip cisimleri ayırmak, farklı renklerdeki cisimleri algılamak veya bir tomografi görüntüsünün netleştirilmesi gibi birçok alanda kullanılmaktadır.

Programlanabilir Lojik Kontrolörler (PLC) otomasyon devrelerinde yardımcı röleler, zaman röleleri, sayıcılar gibi kumanda elemanlarının yerine kullanılan mikroişlemci temelli cihazlardır. Bu cihazlarda zamanlama, sayma, sıralama ve her türlü kombinasyonel ve ardışık lojik işlemler yazılımla gerçekleştirilir. Bu nedenle karmaşık otomasyon problemlerini hızlı ve güvenli bir şekilde çözmek mümkündür [3-7].

PLC'ler çok giriş ve çok çıkışa sahip karmaşık sistemlerin kontrolü için düşük maliyetli çözüm sunmakla birlikte, çabuk ve kolayca diğer sistemlere uygulanabilirlik, elektriksel gürültülere, titreşim ve darbelere karşı dayanıklılık gibi avantajlar sağlamaktadır [8].

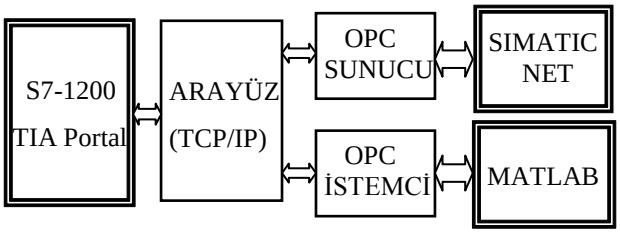
PLC kullanımının yaygınlaşması ile birlikte, PLC'lerden istenen iş yükü tek bir PLC modülü tarafından yerine getirilemeyecek kadar ağırlaşmıştır. Bu da birden fazla PLC kullanımını ve/veya farklı sistemlerin birlikte çalışmasını zorunlu kılmaktadır.

Endüstriyel otomasyonda farklı markalara sahip cihazlardan tek bir ortama veri aktarılması ya da cihazların birbiriyle haberleşmesi çoğu zaman sorun oluşturmaktadır. Cihazların birbiriyle haberleşmesi, genel olarak üretici firma tarafından geliştirilen özel bir haberleşme ağı ile sağlanmaktadır. Her üretici kendi geliştirdiği özel protokoller ve bu protokolleri anlayabilecek özel donanımlar geliştirerek kendi ürünleri arasında veri alış verişini sağlamaktadır [9].

Endüstriyel otomasyonda kullanılan haberleşme sistemlerinin markadan markaya farklılık göstermesi, bu alanda bir standartlaşmaya gitme ihtiyacı doğurmuştur. Farklı üreticiler tarafından geliştirilen donanım ve yazılımların sorunsuz bir şekilde bir arada çalışmasını sağlamak için, sunucu-istemci mimarisi temel alınarak Süreç Yönetiminde Nesnelerin Bağdaştırılması ve İlişkilendirilmesi (OPC=OLE forProcess Control) teknolojisi geliştirilmiştir [10].

OPC, endüstriyel otomasyon alanında birlikte çalışabilirlik (interoperability) sorununu çözmek amacıyla oluşturulmuş bir haberleşme standardıdır. OPC ile farklı markalarda ve farklı haberleşme protokolleri ile haberleşen kontrol sistemlerinin her bir markanın anlaşılırlığı gerçekleştirmektedir [11].

Gerçekleştirilen sistemin yazılımında Şekil 1'de verildiği gibi, haberleşme ve OPC sunucu için SIMATIC NET yazılımı, OPC istemci olarak MATLAB yazılımı ve PLC'yi programlamak için de TIA Portal V11 yazılımı kullanılmıştır.



Şekil 1: Veri alış-verişinde OPC'nin konumu

2. Deney Düzeneği

Şekil 2'de görülen düzenek kullanılarak hız kontrolü yapılmaktadır. Düzenekte görüldüğü gibi USB kamera sabit ve uygun pozisyonda konumlandırılarak DC motora bakmaktadır. DC motor ucunda üzerinde yarım çizgi bulunan çark bulunmaktadır. Bilgisayarda görüntü işleme metotlarıyla çarktan örnekler alarak taranan açı belirlenip buradan hız bilgisine geçilmektedir.



*Şekil 2:*Deney Düzeneği

Bilgisayar ortamında belirlenen hız bilgisi Şekil 2'deki düzenekten görüleceği gibi PLC'ye gönderilmektedir. Hız bilgisinin PLC' ye gönderilmesinde OPC kullanılmaktadır.. Sürücüdeki gerekli parametre ayarları yapıldıktan sonra gelen hız bilgisi göre AC motor sürülmektedir.

Görüntü işleme ile hız kontrolünü yapılabilmesi için sistemde bulanan DC motorun ve kameranın gerekli donanımsal yeterlilikleri sağlaması gerekmektedir. USB kameranın görüntü alma hızı 11-12 ms olarak ölçülmüştür. Kamera kullanılarak hız bilgisine ulaşabilmek için motorun tam tur atma süresinin kameranın görüntü alma süresinin üzerinde olması gerekmektedir. Bu bilgiler göz önünde bulundurularak hız bilgisinin sağlıklı bir şekilde elde edebilmesi için bir tam tur süresi 400 ms olan 24V 150 rpm DC motor kullanmıştır. AC motor olarak 1680 rpm asenkron motor kullanılmaktadır. Sistemde bulunan AC motorun kontrolü S7-1200 PLC ve MicromasterVector sürücü kullanılarak yapılmaktadır.

3. Görüntü İşleme

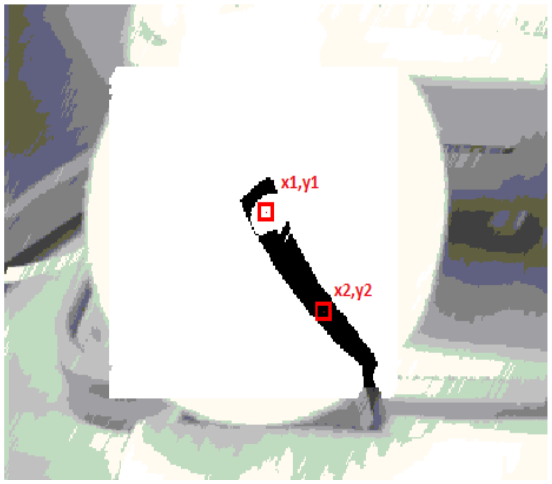
Görüntü işleme, kaydedilmiş olan dijital resim verilerinin bilgisayar yardımı ile değiştirilmesi ve düzeltilmesi işlemidir. Görüntü işleme, daha çok mevcut görüntüleri işlemek, diğer bir ifadeyle mevcut resim ve grafikleri, değiştirmek, düzenlemek ya da iyileştirmek için kullanılır [12].

Deney düzeneğinde görüntü işleme uygulamalarını gerçekleştirmek için, USB kamera kullanılmaktadır. USB kamerayı sabit konumladırarak, DC motor ucuna takılı çarka bakmaktadır. Çarktan alınan örnekler DC motor hızının belirlenmesi bölümünde anlatılan algoritmalara sokularak ayrı ayrı açı hesabı yapılmaktadır. Bir tam süresi içinde en az iki örnek alınmaktadır. Alınan bu iki örneğin açı farkı hesaplanarak çarkın taradığı açı belirlenmektedir. Aynı zamanda alınan iki örnek arasında geçen süre de hesaplanmaktadır. Taranan açının geçen zamana oranından açısal hız belirlenmektedir.

3.1. DC Motor Hızının Belirlenmesi

Motor hızını belirleyebilmek için DC motor ucuna 12 cm çapında çark takılmıştır. Çark kullanılarak hız bilgisine ulaşabilmek için çarkın üzerine merkez noktasından dışa doğru yaklaşık 2 cm kalınlığında siyah çizgi çizilmiştir. Çizginin siyah olmasının nedeni görüntü işleme metotlarının daha rahat kullanılabilmesidir. 400 ms içerisinde kamera yardımıyla çarktan iki örnek alınmıştır. Alınan örneklerdeki siyah çizginin x eksenin pozitif tarafı göre açısı hesaplanmaktadır.Bir tam tur süresi(400 ms) içinde iki farklı zamanda iki farklı açı hesaplanmıştır. Alınan 2. Örnek açısından 1. Örneğin açısı çıkartılarak siyah çizginin taradığı açı belirlenmiştir.Aynı zamanda MATLAB' da "tic-toc" komutuyla alınan iki örnek arasındaki süre hesaplanmıştır. Taranan açı, geçen zamana bölünerek DC motorun açısal hız bilgisi elde edilmiştir. Taranan açının hesaplanabilmesi için 400 ms içinde en az iki örnek alınması gerekmektedir. Alınan görüntü sayısı ikiden az olursa tur kaçırılmış olunur. Bu durum da hız bilgisinin elde edilmesini engellemektedir.

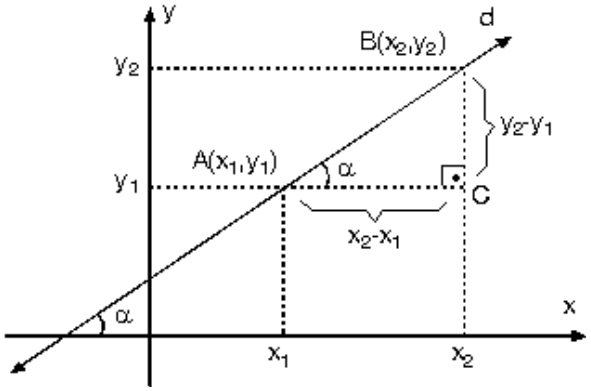
Motor hızı, çark üzerindeki çizginin taradığı açıya bakılarak belirlenmiştir. Daha kolay ve hızlı açı hesabı yapabilmek için çark üzerinde siyah çizginin olabileceği aday bölge belirlenmiştir.Aday bölge belirlenirken çarkın merkezi X_1,Y_1 olarak kabul edilmiştir. Aday bölge, X_1,Y_1 merkez olacak şekilde çark büyüklüğüne uygun bir kare olarak belirlenmiştir. MATLAB ortamında belirlenmiş olan aday bölgenin piksel değerleri incelenerek siyah çizginin daha net ortaya çıkması için uygun eşik ve renk kanalı belirlenmiştir. Uygun renk kanalı boş bir bölgeye alınıp artık işlemler bu görüntü üzerinden yapılmıştır.Tüm görüntü bu eşikten geçirilmemektedir. Çünkü çalışılan alan belirlenen karesel bölgedir. Belirlenmiş olan eşiğe göre ilgili alan için eşikleme işlemi yapılmıştır. Eşik üstünde kalan pikseller '255' (beyaz), eşik altında kalan piksel '0' (siyah) olsun yorumu yapılarak, siyah çizginin net olarak ortaya çıkarılmıştır. Şekil 3'te eşikleme sonucu elde edilen çark örneği gösterilmektedir.



Şekil 3: Alınan çark örneği

MATLAB, işlenmek üzere aktarılmış bir görüntüyü matris olarak algılamaktadır. Görüntünün piksel değerleri satır ve sütunlara yazılmaktadır. MATLAB'da Görüntü işleme metotları uygulanırken satır ve sütun numarası kullanılarak istenilen piksel değerine ulaşılmaktadır. Yine uygulanacak algoritmalar oluşturulurken görüntünün satır ve sütunlardan oluştuğu göz önüne bulundurulmaktadır.

Çarkın taradığı açının belirlenmesinde de satır ve sütun koordinatları kullanılmıştır. Açı belirlemede geometride sıkça kullanılan "iki noktası bilinen doğrunun eğimi" yöntemi kullanılmıştır. Satır ve sütun koordinatları yönteme göre yorumlanarak açı hesabı yapan algoritma oluşturulmuştur.



Şekil 4: İki noktası bilinen doğrunun koordinat düzlemi gösterimi

Şekil 4'teki koordinat sisteminde A ve B noktaları arasındaki eğim α olarak gösterilmektedir. Bu iki nokta arasındaki eğim, α'nın tanjantına eşittir.

$$\tan\alpha = \frac{Y2 - Y1}{X2 - X1} \qquad (3.1)$$

3.1' deki denklemden α, eşitliğin arctan alınarak belirlenir.

$$\alpha = \arctan\frac{Y2 - Y1}{X2 - X1} \qquad (3.2)$$

Şekil 4'te görülen koordinat sistemi görüntüye uyarlanmıştır. MATLAB' da görüntüler koordinat sistemine göre ters algılanmaktadır. Satırlar y koordinatını, sütunlar x koordinatını ifade etmektedir. Denklem 3.2'den yararlanabilmek için deneysel olarak bir merkez nokta belirlenmiştir. Siyah çizginin belirlenmesinde kullanılan çark merkez noktası X_1,Y_1 açı hesabında da merkez nokta olarak kullanılmıştır. Merkez nokta seçiminde kayma olmadığı için sağlıklı bir açı hesabı yapılabilmektedir. X_1,Y_1 noktası değişmeyerek sabit kalmaktadır. Denklem 3.2'nin uygulanabilmesi için X_2,Y_2 noktası belirlenmesi gerekmektedir. Çark sürekli dönmesinden dolayı X_2,Y_2 noktasının sürekli değişmektedir. Değişken X_2,Y_2 noktasını belirleyebilmek için alınan görüntü üzerinde X_1,Y_1 merkez noktası etrafında kare bir çerçeve oluşturulmuştur. Çerçeve koordinatları, temsili X_2,Y_2 noktaları olarak kabul edilmiştir. Şekil 5'te oluşturulan çerçeve kırmızı renkle gösterilmektedir. Alınan görüntüdeki çizginin siyah pikselleri kırmızı çizgiyi kesiyorsa, kesişme noktası koordinatı X_2,Y_2 olarak hafızaya alınmaktadır. X_2 değerleri x koordinatı, Y_2 değerleri y koordinatı olarak hafızaya alınmaktadır. Aynı zamanda kesişmenin kaç noktada olduğu da sayılmaktadır. Sonuçta kesişme adedi kadar x koordinat değeri ve y koordinat değeri oluşmaktadır. X koordinatları kesişme adedine bölünerek X_2, y koordinatları kesişme adedine bölünerek Y_2 noktası belirlenmiştir. Denklem 3.2' de elde edilen açı x ekseni ile yapılan açıyı vermektedir. Noktalar nerede olursa olsun iki nokta arasındaki açı en fazla 180^0 olmaktadır. Yani iki nokta arası açı 180^0 fazla olamamaktadır. Çark çizgisi merkez noktasını x ekseninin pozitif tarafı 0^0 olarak kabul edilerek bir tam turu için 360^0 tarama yapmaktadır. Denklem 3.2 kullanarak 360^0 açı taramasının hesap edilebilmesi için X_2,Y_2 koordinatının X_1,Y_1 merkez noktasına göre hangi bölgede olduğu belirlenmiştir. MATLAB ortamındaki Görüntülerde satır ve sütun başlangıcı sol üst köşedir. Aşağıya ve sola gidildikçe indis değerleri artmaktadır. 360^0 lik açı hesabı yapabilmek için bölge belirlemesi yapılmıştır. X_2,Y_2 koordinatının bölge ayrımı Tablo 3.1' deki koşullara göre yapılmıştır.

Tablo 3.1: X_2,Y_2koordinatının bölge ayrımı

Koşul	Bölge
$X_1 < X_2$ ve $Y_1 > Y_2$	1. Bölge
$X_1 > X_2$ ve $Y_1 > Y_2$	2. Bölge
$X_1 > X_2$ ve $Y_1 < Y_2$	3. Bölge
$X_1 < X_2$ ve $Y_1 < Y_2$	4. Bölge

Denklem 3.2' nin x ekseni ile yapılan açıyı verdiği göz önünde bulundurularak bölgelere göre gerekli açı ekleme ve çıkarmaları yapılmıştır. Örneğin; Şekil 5'te gösterilen çark örneği dördüncü bölgededir. Denklem 3.2' ye göre çıkan açı x ekseni ile yapılan açıdır. Aslında çark 4. Bölgede ve 270^0' den fazla açı taramıştır. Açı hesabının doğru yapılabilmesi için

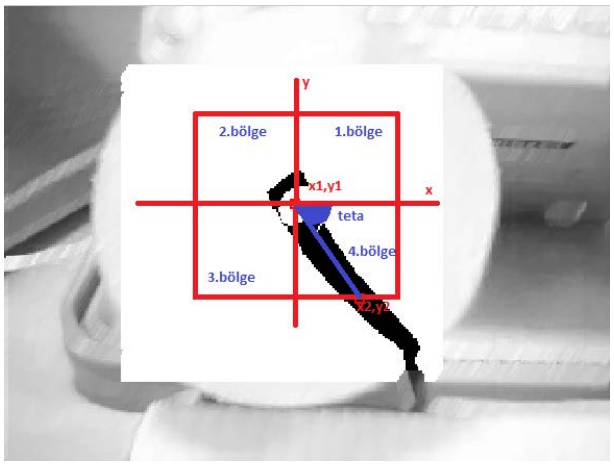
çarkın bulunduğu bölgenin ve çarkın x ekseni ile yaptığı açı beraber değerlendirilmiştir. X ekseni ile açını pozitif değeri 360^0' den çıkartılarak 4. Bölge için doğru açı hesabı yapılmıştır. Bölgelere göre açı ekleme ve çıkarmaları Tablo 3.2' de gösterilmektedir.

Tablo 3.2: Bölgelere göre açı hesabı

Bölge	Açı
1. Bölge	X ekseni ile yapılan açı
2. Bölge	180- X ekseni ile yapılan açı
3. Bölge	180+ X ekseni ile yapılan açı
4. Bölge	360- X ekseni ile yapılan açı

Not: X ekseni ile yapılan açı, Denklem 3.2 sonucunda elde edilen açın değerinin mutlak değerine eşittir.

Şekil 5'te θ'nın belirlenmesinin alınan örnek üzerinden nasıl yapıldığı gösterilmektedir.



Şekil 5: Alınan örnek görüntü ve açı farkının hesaplanması

Açı hesabının doğru yapılabilmesi için ilk olarak örnek bir görüntü alıp X_1,Y_1 merkez noktaları belirlenmiştir. Yapılan bu işlem sistemin doğru çalışmasında oldukça önemlidir. Çünkü kameranın rastgele konumlandırması merkez noktanın kaymasına dolayısıyla yanlış açı hesabının yapılmasına sebep olmaktadır. Bu da yanlış hız bilgisi elde edilmesi demektir.Hız bilgisi elde edildikten sonra DC motorun ve AC motorun nominal hız bilgilerini göz önünde bulundurarak PLC' ye gönderilecek veri için gerekli oranlamalar yapılmaktadır. 150 rpm motor 360^0'lik tam turunu, 0.4 saniyede tamamlamaktadır. DC motorun açısal hızı taradığı açının geçen zamana oranıdır.

$$w = \frac{360°}{0.4} = 900 \qquad (3.3)$$

Aynı zamanda 150rpm motorun saniye cinsinden hızı 2.5 d/sn olarak hesaplanmıştır. Tam tarama açısının, tam tur süresine oranından DC motor için w=900 açısal hız değeri elde edilmiştir. Açısal hız değeri aynı zamanda 2.5 d/sn olarak gösterilmektedir. Hesaplanan açı değerini geçen süreye oranlayarak hızının yaklaşık olarak w hızına geldiği görülmektedir. Tablo 3.3'de açı değerleri görülmüştür.

*Tablo 3.3:*Hız bilgisini elde edilmesi

Hesaplanan açı	Geçen süre	Açısal hız
55.76^0	0.07sn	796,5
61.78^0	0.069sn	895.36

Tablo 3.3' de iki örnek arasında hesaplanan açı değerleri, geçen süreler ve hız bilgisi mevcuttur. Hem PLC hem de MATLAB ortamında kullanılacak ortak değişkenler OPC SCOUT programında tanımlanır. Değişkenler tanımlanırken aynı zamanda değişkenlere erişim yolları oluşmaktadır. Bu erişim yolları kullanılarak hız bilgisi PLC'ye gönderilmektedir. Hız bilgisinin MATLAB ortamından PLC'ye gönderilmesi aşağıdaki gibi yapılmaktadır.

```
da=opcda('192.168.0.1','OPC.SimaticNET');
connect(da);
grp=addgroup(da,'PCstation');
cikisgerilimi=additem(grp,'S7:[S7_Connect
ion_1]MREAL4');
write(cikisgerilimi,hiz);
```

Bilgisayarın IP adresi kullanılarak PLC ile bilgisayar bağlantısı kurulmuştur. OPC SCOUT' ta tanımlanan değişkenler için değişkenlere erişim yolları oluşmaktadır. Bu erişim yolları kullanılarak her 400 ms' de elde edilen hız bilgisi PLC'de ilgili belleğe yazılmaktadır. Gelen hız bilgisi doğrultusunda AC motorun hızı kontrol edilmiştir.

4. PLC ve MICROMASTER VECTOR

Hesaplanan hız bilgisi OPC üzerinden PLC'ye gönderilmektedir. AC motorun sürülebilmesinde kullanılan micromastervector için gerekli ayarlamalar SIEMENS tarafından hazırlanmış kullanım kılavuzu yardımıyla yapılmıştır [13]. İlk parametre ayarları yapıldıktan sonra motor öncelikle manuel olarak mikromastervector üzerindeki butonlar yardımıyla sürülmüştür. Daha sonra gerekli bağlatılar ve gerekli parametre ayarlarları yapılarak motor PLC ile analog kontrol edilebilir duruma getirilmiştir. Elde edilen hız bilgisi PLC'ye gönderilirken gerilim cinsinden gönderilmiştir. Hız bilgisinin gerilim cinsine çevrimi şu şekildedir.

AC motorun nominal hızda dönme frekansı 60 Hz'dir. Bu çalışmada maksimum dönme frekansı 10 Hz olarak ayarlanmıştır. 10 Hz'de motor dönüş hızı;

$60\ Hz \quad 28\ d/sn$

$10\ Hz \quad x$

$$x = \frac{28 * 10}{60} = \frac{14}{3}\ d/sn \qquad (4.1)$$

PLC analog çıkışı 0-10V arasında çıkış vermektedir. 10V çıkışta motor $\frac{14}{3}\ d/sn$ hız ile dönmektedir. O halde MATLAB'tan gelen hız bilgisini PLC'de gerilim cinsinden ifade edilişi Denklem 4.2'deki gibidir.

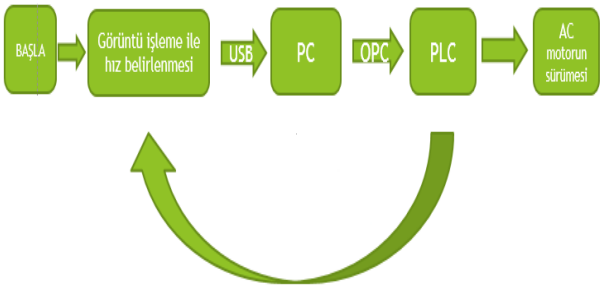
$10\ V \qquad \frac{14}{3} d/sn$

$x \qquad w\ (matlabdan\ gelen\ hız\ bilgisi)$

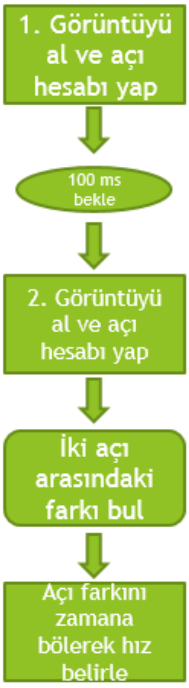
$$x = \frac{w * 10}{\frac{14}{3}} = \frac{15}{7} w \qquad (4.2)$$

PLC'ye gelen hız bilgisi 0-10V arasında gerilim cinsindendir. Bu değerin 0-27648 arasına denk gelen sayı değeri PLC'den çıkış olarak sürücüye gönderilmiştir. Gerekli oranlama işlemleri PLC'de yapılmaktadır.

Sisteme başla komutu geldikten sonra belirli zaman aralıklarında örnekler alınmaktadır. Alınan bu örnekleri açısı hesaplanarak hız bilgisine geçilmektedir. Şekil 6'da görüntü işleme aşamaları gösterilmektedir. Elde edilen hız bilgisi PLC'ye gönderilerek motor belirlenen hızda döndürülmektedir. Bu işlem belirli zaman aralıklarında sürekli yapılmaktadır. Sistemin çalışması Şekil 7'de gösterilmektedir.



Şekil 6: Hız kontrol algoritması



Şekil 7: Görüntü işleme algoritması

5. Sonuçlar

Bu uygulamada sabit konumlandırılmış kamera kullanılarak görüntü işleme metotlarıyla motor hızı belirlenmiştir. Farklı türde cihazlar kullanıldığı için OPC server kurularak PLC-Bilgisayar haberleşmesi yapılmıştır. Bilgisayar ortamında elde edilen hız bilgisi belirli periyotlarda OPC üzerinden PLC' ye gönderilerek sürücü yardımıyla diğer bir motorun belirlenen hızda dönmesi kontrol edilmiştir. Bu uygulamada kamera hız belirlemede oldukça sık kullanılan encoder olarak kullanılmaya çalışılmıştır. Birçok görüntü işleme uygulamasında karşılaşılan ışık şiddetinin değişmesinden kaynaklanan problem bu çalışmada da eksiklik olarak belirlenmiştir. Işık şiddetinin yetersiz olması çark üzerindeki çizginin net olarak belirlenmemesine veya yanlış belirlenmesine sebebiyet vermektedir. Bu durumda yanlış açı farkı hesabının yapılmasına otomatik olarak yanlış hız bilgisinin hesaplanmasına sebep olmaktadır. Bu durumu çözmek için sabit ışık şiddeti altında çalışmak gerekmektedir. Aynı zamanda kamera ilk etapta konumlandırma işlemi yaparken, kalibrasyon yaparak konumlandırılmalıdır. Kalibrasyonun yapılmaması hız bilgisinin doğru hesaplanmamasına sebebiyet vermektedir. Stabil ışık şiddetinin altında çalışmanın ve iyi kalibrasyon yapılarak hız kontrolünün sağlıklı bir şekilde gerçekleşeceği öngörülmektedir.

6. Kaynakça

[1] Görüntü işleme teknikleri ile şeftali ve elma sınıflandırma, Eser SERT, Deniz TAŞKIN, Nurşen SUÇSUZ, Akademik Bilişim'11 - XIII. Akademik Bilişim Konferansı Bildirileri 2 - 4 Şubat 2011 İnönü Üniversitesi, Malatya.

[2] Kılınç İ., "Çelik malzemelerde korozyon oyuklarının görüntü işleme yöntemiyle incelenmesi", Yüksek Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Makina Mühendisliği Bölümü Mak. Tas. ve İmalat Anabilim Dalı, 57, Sakarya, 2009.

[3] Kurtulan Salman, "PLC ile Endüstriyel Otomasyon SIMATIC S7-200 ve S7-300/400 Uygulamaları", Birsen yayınevi Ltd. Şti., (2010).

[4] Morriss, S. Brian, "Programmable Logic controllers", Prentice-Hall,Inc., 2000, ISBN-10: 0130955655 • ISBN-13: 9780130955654©2000 • Prentice Hall • Paper, 735 pp Published 07/19/1999 • Instock.

[5] Eminoğlu,Yavuz, "PLC Programlama ve S7-300/400 - 1",Birsen yayınevi Ltd. Şti.

[6] Eminoğlu, Yavuz, "PLC Programlama ve S7-300/400 - 2",Birsen yayınevi Ltd. Şti.

[7] Eminoğlu, Yavuz, "PLC Programlama ve S71200", Birsen yayınevi Ltd. Şti.

[8] M. Mrosko, E. Miklovičová, "Real-time implementation of predictive control using programmable logic controllers", 2012, INTERNATIONAL JOURNAL OF SYSTEMS APPLICATIONS, ENGINEERING & DEVELOPMENT Issue 1, Volume 6, 2012.

[9] Y. Ünlü, "Süreç Kontrolunda Nesnelerin Bağlaşması Ve İlişkilendirilmesi (Opc) Standardı Ve Uygulaması", İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 2007.

[10] Lieping Z., Aiqun Z., Yunsheng Z., On Remote Real-time Communication between MATLAB and PLC Based on OPC Technology, Proceedings of the 26th Chinese Control Conference, 26-31, 2007.

[11] http://seyfettinvadi.blogcu.com/opc-server nedir/10649-

[12] Ahmet Bakır, Ömer F. Güney, Melih Kuncan, H.Metin Ertunç, 3 Eksenli Robot Mekanizmasına Monte Edilmiş Bir Kamera Vasıtasıyla Farklı Rotasyon ve Boyutlardaki Geometrik Cisimlerin Tanımlanarak Vakum Tutucu ile Ayrılması, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK-2012, 11-13 Ekim 2012, Niğde.

[13] MICROMASTER Vector MIDIMASTER Vector Operating Instructions, Siemens Data Sheet.

LAMİNASYON İŞLEME YÖNTEMLERİNİN SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR PERFORMANSINA ETKİLERİ

Oğuzhan Ocak[1], *Zuhal Payza*[1], *Yücel Demir*[2], *Metin Aydın*[3]

[1]AR-GE Bölümü
Akım Metal Sanayi ve Ticaret A.Ş., İstanbul
oocak@akimmetal.com.tr
arge28@akimmetal.com.tr

[2]AR-GE Bölümü
MDS Motor Tasarım ve Yazılım Çözümleri Ltd., Kocaeli
yucel@mdsmotor.com

[3]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
metin.aydin@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada laminasyon üretim yöntemlerinin sürekli mıknatıslı (SM) senkron motor performansına etkisi incelenmiştir. Kesme kalıbı, tel erezyon ve lazer kesim yöntemleri ile kesimler yapılmış ve üç farklı SM motor prototip üretimi gerçekleştirilmiştir. Farklı kesim yöntemleri ile elde edilen stator laminasyonları kullanılarak prototipler üretilmiş ve aynı rotor yapıları ile testleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar bir birleri ile karşılaştırılarak hangi kesim yönteminin Sonlu Elemanlar Yöntemine (SEY) göre ne ölçüde yakın sonuç verdiği irdelenmiştir.

1. Giriş

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, endüstri alanındaki çeşitli sektörlerde sağladığı avantajlar nedeniyle artan bir ilgi görmektedirler. Sürekli mıknatıslı motorların prototip ve seri üretiminde üç temel üretim yöntemi mevcuttur. Bunlar: kesme kalıbı kesimi, tel erezyon kesimi ve lazer kesim yöntemleridir. Sıkça kullanılan bu yöntemler, endüstride kesme yönteminin malzeme ve SM motor performansı üzerinde etkisi göz önünde bulundurulmadan tercih edilmektedir. Ayrıca literatürde de silisli çelik malzemenin manyetik özelliklerinin etkilerine ilişkin sınırlı sayıda çalışma mevcuttur[1-6]. Bazı çalışmalar kesim yöntemlerinden kaynaklanan laminasyon saclarındaki bakır kayıplarının etkisini incelerken, özellikle kesme kalıbı ile kesim yöntemi, bazı çalışmalarda silikon demir malzemenin manyetik özelliklere etkisini direkt olarak araştırmaktadır. Ek olarak bazı makalelerde de laminasyon paketinin elektrik motoruna, motorun maliyetine ve kayıplarına etkisinden bahsetmektedir[10]. Literatürdeki çoğu çalışmada kesme kalıbı ile kesimin laminasyona ve onun malzeme bakır kayıpları ile manyetik geçirgenliğe etkisine bakıldığı görülmüştür [5],[7],[8],[9],[11]. Ancak, sınırlı sayıda AC indüksiyon motorları ile ilgili makaleler dışında, kesim yöntemlerinin ve özelliklerinin SM motor performansına etkileri hakkında çalışma bulunmamaktadır.

Bu makalede, kesme kalıbı ile kesim, tel erezyon ile kesim ve lazer kesime odaklanarak, üretim yöntemlerinin veya laminasyon pres yöntemlerinin SM senkron motorların performansına etkisi incelenmiştir. Bu incelemenin gerçekleştirilebilmesi için, aynı rotor yapısına sahip üç farklı üretim tekniğiyle 750W endüstriyel SM motor prototipi üretilmiştir. SM motor performans testleri tamamlanmış, SEA yöntemiyle karşılaştırılmış ve yöntemlerin artıları ve eksileri üzerine tespitler yapılmıştır.

2. Laminasyon Üretim Teknikleri

Üretim prosesinde motor laminasyonlarını kesmek için farklı teknikler bulunmaktadır. Kesim aşaması elektriksel çeliklerde mekanik strese sebep olabilir. Bu nedenle, laminasyon aşaması silisli çeliğin manyetik ve elektriksel özelliklerini ve dolayısıyla da elektrik motorunun özelliklerini etkileyebilir. Motor performansı da direkt olarak BH eğrisi ve malzeme kayıpları gibi özelliklerden etkilenir.

2.1. Kesme Kalıbı

Bu yöntemde, verilen farklı stator/rotor geometrisine göre kalıplar ile laminasyonlar şekillendirilir ve pres ile kesme işlemi gerçekleştirilir. Hem tek hem de çoklu laminasyonlar uygun pres kalıp setleri ile kesilir. Bu yöntemde ana sorun seri üretim için üretim maliyetleri

düşükken başlangıç yatırım maliyetlerinin yüksek olmasıdır. Kesme kalıbı ile üretim yöntemindeki başka sorunlar da üretiminin belli bir sayıda yapılmasından sonra kalıplarda bakım ve onarım maliyetlerinin oluşması ve tasarımda bir değişiklik yapıldığında da kalıplarda kolayca bir değişiklik yapılamamasıdır.
Diğer taraftan, laminasyon parçalarında düşük adetli baskılar için yüksek doğruluk elde edilebilirken, baskı sayısı arttıkça kalıp üzerinde oluşacak deformasyonlar sonucu bu doğruluk git gide bozulacak ve tadilat yapılmaz ise motor performansını ciddi ölçüde azaltacaktır. Buna ek olarak, parçaların kenarlarının baskı işlemi sırasında gerilmelere maruz kalması dolayısıyla malzemenin manyetik özellikleri önemli ölçüde etkilenecektir.

2.2. Tel Erezyon

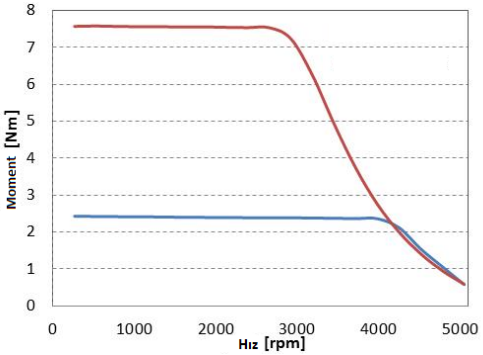
Tel erezyon yöntemi prototip motorların üretiminde yaygın olarak kullanılır. Bu yöntemde, çalışma alanındaki konturları kesmek için elektrot veya metalik kablo tel kullanılır. Malzeme işleme alanında, boşaltılacak kısımlarda bir delik açılarak ve malzeme çıkartılır. Kesme işlemi sırasında özellikle paket boyunun fazla olması durumunda telin farklı noktalarda farklı toleranslarla kesmesi mümkün olabilir. Bu da tasarım ölçüleri ile elde edilen ölçülerin farklı olmasına neden olacaktır. Kesim sırasında buna dikkat edilmeli ve gerekli önlemler alınmalıdır. Ayrıca tel erezyon ile ilgili dikkat edilmesi gereken diğer bir husus da kesim işlemi sırasında malzeme üzerinde görülecek olan lokal yüksek sıcaklıklardır. Bu sıcaklıklar laminasyonlar üzerindeki kaplamanın yanmasına ve sacların kısa devre olmasına neden olabilir. Bunun için de tel erezyon kesimi sırasında su altında kesme gibi özel teknikler uygulanmalıdır.

2.3. Lazer Kesim

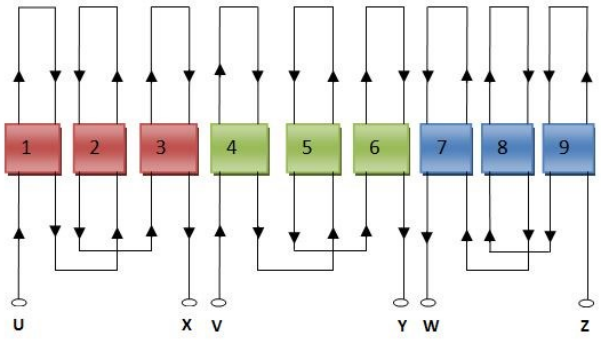
Lazer kesim yöntemi hem motor prototip üretimi hem de motor laminasyonlarının düşük adetli seri üretimi için kullanılır. Lazer ile kesme yönteminde, tasarım boyutları kolaylıkla bilgisayardan değiştirilebilir ve kontrol edilebilir olduğu için en etkili yöntemlerden biridir. Lazer kesim ile stator ve rotor sacları kesilirken, lazer ışınının güç seviyesi dikkatlice ayarlanarak malzemenin manyetik özelliğine zarar vermeden kesilmesi sağlanmalıdır. Uygulanan kesim yöntemine ve hammadde beslemesine göre çok yüksek boyutsal doğruluk elde edilebilir. Düşük hızlı kesim işlemi kesim doğruluğunu arttırır fakat yavaş olması kaynaklı kesim yapılan bölgelerin aşırı ısınması ve kesim süresinin uzaması anlamına gelir. Bu nedenle hem yüksek ölçü hassasiyeti hem de minimum ısınmayı sağlayan optimum çalışma noktasında kesim işlemi gerçekleştirilmelidir.
Genellikle lazer kesim yöntemi prototip imalatı, özel motorların imalatı ve düşük adetli motor üretimlerinde kullanılır. Ancak, kesim esnasında gerekli ayarlar doğru yapılmaz ise oluşabilecek yüksek sıcaklıklar malzeme özelliğini bozarak sac malzemede kalıcı hasara yol açabilir.

3. SM Senkron Motor Tasarımı

Bu çalışmada kullanılan 750W SM motor Şekil 1'de verilen moment-hız eğrisi için tasarlanmış ve üretilmiştir. SM motorun nominal momenti 2.4Nm seviyelerindeyken ve maksimum momenti ise 7.5 Nm seviyelerindedir. Ayrıca anma hızı 3.000rpm, maksimum hızı ise 5.000rpm olacak şekilde tasarlanmıştır.
Yapılan ön tasarımda oluk/kutup sayısı kombinasyonu olarak 9 oluk / 10 kutuplu bir yapı tercih edilmiştir. Mıknatıs malzeme olarak servo motorlarda sıkça gördüğümüz NdFeB türü mıknatıslar kullanılmıştır. Ayrıca laminasyon sacı olarak kayıp değerleri düşük olan M330-35A türü sac malzeme tercih edilmiştir. Stator sargıları Şekil 2' de verilen sargı yapısına göre sarılmıştır. Yüksek güç yoğunluğunda ve verimliliğinde tasarlanmış olan SM motora ait tasarım özellikleri Tablo 1'de detaylı olarak belirtilmiştir.



Şekil 1. SM motor moment-hız grafiği



Şekil 2. Motor sargı yapısı

Tablo 1. SM motor tasarım özellikleri

Motor Özellikleri	Değer
Güç	750W
Anma Momenti	2.4Nm
Anma Hızı	3000rpm
Anma Akımı	5Arms
Oluklar/Kutup/Faz	0.3
Laminasyon Tipi	M330-35A
Mıknatıs Tipi	Nd-Fe-B
Maks. Flanş Boyu	80mm

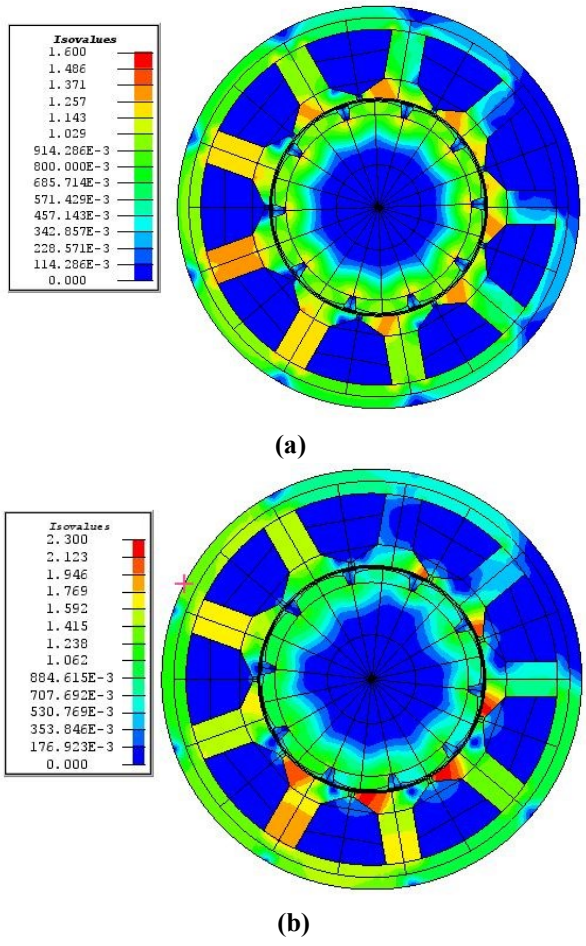
4. SM Motor Sonlu Elemanlar Analizi

Günümüzde kullanılan SEA yazılımları doğru kullanıldığı takdirde çok yüksek doğrulukla gerçek motorlara yakın sonuçlar vermektedirler. Motora ait bir çok parametre bu tür yazılımlar sayesinde prototipler üretilmeden hızlı bir şekilde elde edilip, gerekli revizyonlar yapılarak hem zaman hem de maddi kayıpları önlemektedirler. Bu çalışmada Flux 2D SEA yazılımı kullanılarak motora ait farklı özellikle simülasyon ortamında elde edilmiştir.

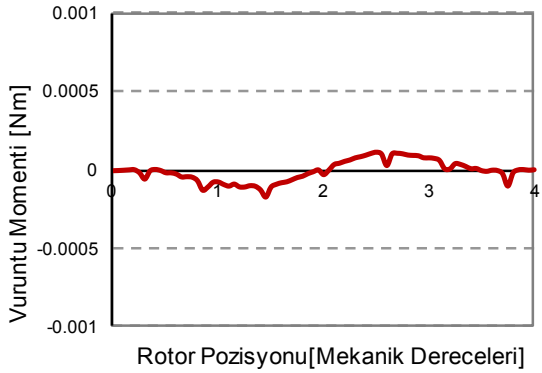
SM motor için önce yüksüz durum analizleri gerçekleştirilmiştir. Yüksüz durum için motor akı yoğunlukları incelenmiş ve farklı noktalarda elde edilen akı yoğunluklarının kritik değerlere ulaşıp ulaşmadığı gözlenmiştir. Şekil 3'de motor yüksüz ve yüklü durumdaki akı yoğunlukları gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere yüksüz durumda maksimum akı yoğunluğunun en fazla olduğu stator dişlerinde akı yoğunluğu seviyeleri 1.38[T] mertebelerindedir.

Yüksüz durum için yapılan ikinci analiz ise vuruntu momenti incelemesidir. Elde edilen vuruntu momenti Şekil 4'ten görüldüğü üzere oldukça düşük bir değerdir. Bu durum kullanılan oluk/kutup sayısı ile doğrudan ilgili olduğu söylenebilir. Ayrıca boyutlarda yapılan optimizasyon çalışmaları da çok düşük vuruntu momenti elde edilmesinde oldukça kritik bir öneme sahiptir.

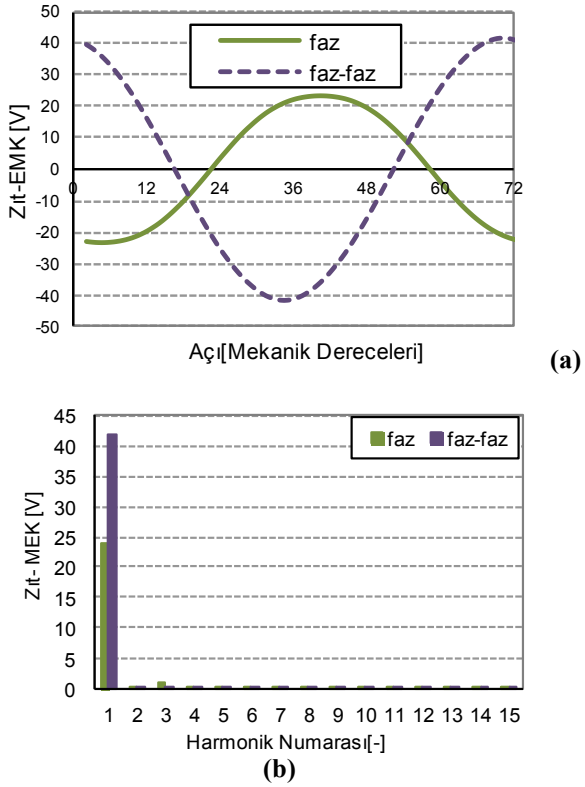
Yüksüz durum için yapılan üçüncü ve son analiz ise zıt EMK incelemesidir. 1000 rpm hız için motorun faz (faz-yıldız) ve hat (faz-faz) zıt EMK dalga şekilleri ve bu şekillere ait FFT analizleri Şekil 5'te verilmiştir. Grafikten görüldüğü üzere faz tepe değeri 46.4V iken hat tepe değeri ise 83.7V seviyelerindedir. Buna ek olarak hat gerilimi için toplam harmonik bozulmasının (THD) %0.19 seviyelerinde olduğu görülmüştür. THD değerinin %1' in altında olması dalga şeklinin sinüzoidale oldukça yakın olduğunu göstermektedir.



Şekil 3. Yüksüz (a) ve yüklü (b) durumdaki akı yoğunlukları

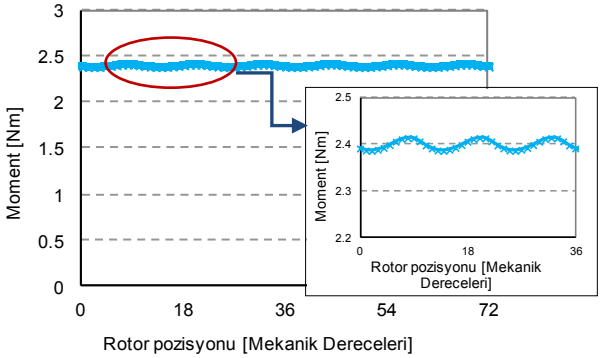


Şekil 4. Vuruntu momenti grafiği



Şekil 5. 1000 rpm'de faz ve hat zıt-emk gerilim grafiği (a) zıt-emk gerilim değeri harmonikleri (b)

Yüklü durum analizi için motorun maksimum moment verdiği noktayı tespit etmek gerekir. Bu işlem için de fazlara sabit bir akım uygulanarak maksimum momentin elde edildiği rotor pozisyonu ile döner alan kilitlenir ve birlikte hareket etmeleri sağlanır. Bu işlem sonrası 5Arms için yapılan çıkış momenti analizinde elde edilen çıkış momenti dalga şekli Şekil 6'da gösterilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere momentinin ortalama değeri 2.4Nm seviyelerinde ve dalgalanması ise ortalama momentin %1.2 seviyelerindedir. Buradan elde edilen yüklü ve yüksüz durum analiz sonuçları bir sonraki aşamada üretilen prototiplerin testlerinin karşılaştırılmasında referans olarak alınacaktır.



Şekil 6. SM motor çıkış moment grafiği

5. SM Motor Prototip Üretimi

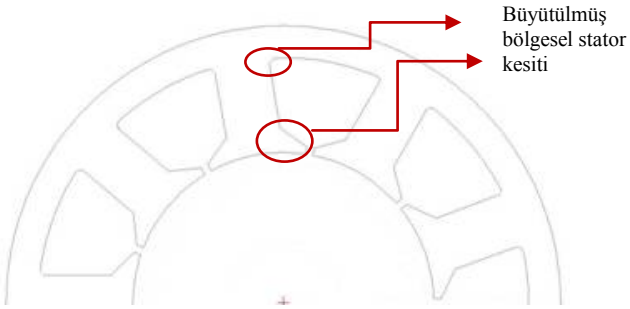
Sac kesim yönteminin motor performansına etkisini görebilmek adına, bir önceki bölümde detayları verilen üç farklı yöntemle kesilmiş statorlar üretilmiştir. Adil karşılaştırma olması için her üç statorda da kullanılmak üzere bir adet rotor imal edilmiştir. Rotor yapısı, montajı tamamlanmış motor ve farklı kesim yöntemleri ile kesimi gerçekleştirilmiş stator yapılarına ait fotograflar sırasıyla Şekil 7, Şekil 8 ve Şekil 9'da verilmiştir. Lazer kesim ve tel erezyon sac kesim cihazlarının modelleri seri fiber lazer ve Sodick AG-6000L Wire EDM şeklindedir. Kesilmiş sacların kesim bölgeleri incelenmek üzere yüksek çözünürlüklü özel Görüntü Ölçme Sistemi (VMS) kullanılmıştır (Ölçüm sistemi Mitutoyo marka, 2.5µm hassasiyetli bir görüntü ölçme sistemidir. Boyutlar 200 kata kadar büyütülerek özellikle kesim bölgelerindeki yanma ve ezilme miktarları incelenmiştir. İnceleme yapılan yerlerin laminasyon üzerindeki bölgeleri Şekil 10'da gösterilmiştir. Ayrıca ölçme cihazından elde edilen görüntüler Şekil 11' de verilmiştir.



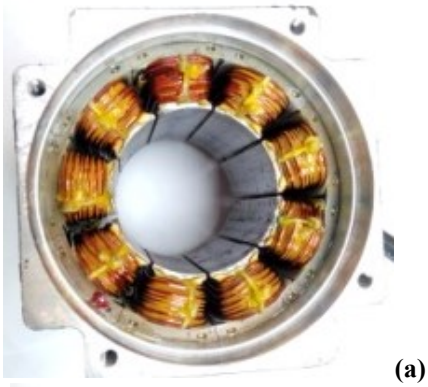
Şekil 7. 80 Gövde 750W rotor prototipi



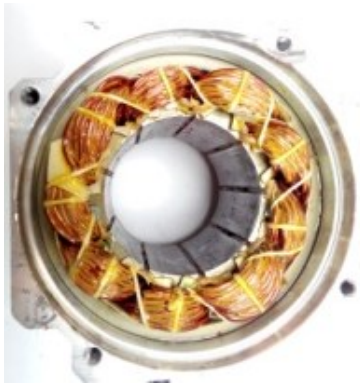
Şekil 8. 80 Gövde 750W motor prototipi



Şekil 10. Yüksek çözünürlüklü manuel Görüntü Ölçme Sistemi ile görüntülenen Stator kesit ve yerleşimi



(a)



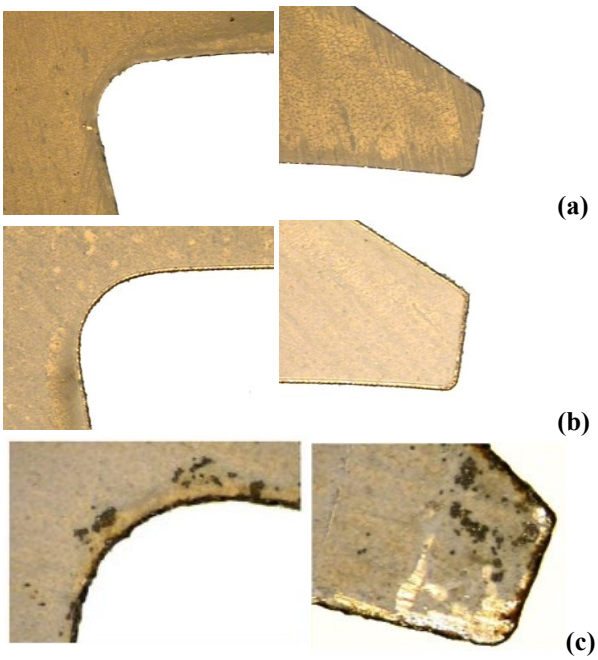
(b)



(c)

Şekil 9. Kesme kalıbı(a),tel erezyon(b) ,lazer stator (c) prototipi

Laminasyon kenarları kesim yöntemlerinin etkisini görmek üzere 200 kata kadar büyütülmüş ve incelenmiştir. Her bir laminasyon için iki farklı büyütülmüş görüntü alınmıştır. Biri oluk alt yüzey kenarıyken, diğeri ise diş oluk açıklığı kenarından görüntülerdir. Şekil 11' den görüldüğü üzere kesme kalıbı ile kesilen laminasyonlarda diş ucundaki deformasyon rotor malzeme kayıplarının artmasına ve geçirgenliğinin azalmasına neden olacağını göstermektedir. Lazer kesim ve tel erezyon kesim ile ilgili görüntülerde ise yüzey kaplamasının kesim bölgesine yakın yerlerde kalktığı ve laser kesimde tel erezyona göre bir miktar daha fazla çapak olduğu görülmektedir.



(a)

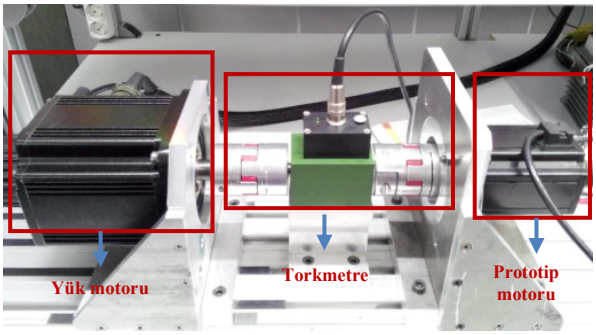
(b)

(c)

Şekil 11. Kesme kalıbı ile kesim sac laminasyon (a) Lazer kesim sac laminasyon (b) Tel Erezyon Sac Laminasyon (c)

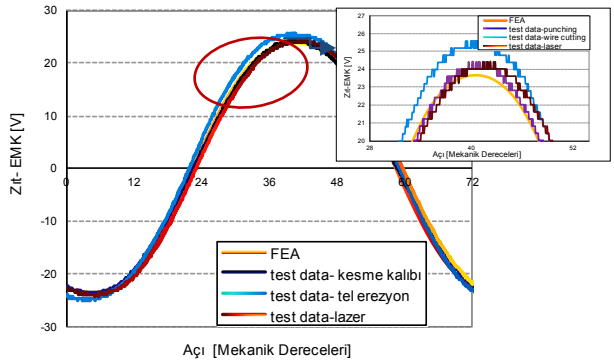
6. Sonlu Elemanlar Analizleri ile Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

Bu çalışmada motorların testlerini yapmak üzere Şekil 12'de gösterildiği gibi bir test düzeneği kullanılmıştır. Test sistemi, tahrik motoru, torkmetre, sürücü ve prototip motordan oluşmaktadır. Dişli kutusu boşluk içermesi ve hatalı ölçüm almasına sebep olması dolayısı ile vuruntu momenti bileşeni ölçümünde kullanılmamaktadır. Ayrıca mekanik sistemin ayarlanması da sağlıklı sonuç almak ve cihazların zarar görmesini önlemek için oldukça önemli bir unsurdur. Sistemde kullanılan torkmetre düşük vuruntu momenti seviyelerini algılayabilecek yüksek çözünürlük yeteneğinde ve yüksek doğrulukta olmalıdır. Bu çalışmada kullanılan torkmetre Burster marka, 8661 model ve %0,09° hassasiyetine sahip bir torkmetredir.

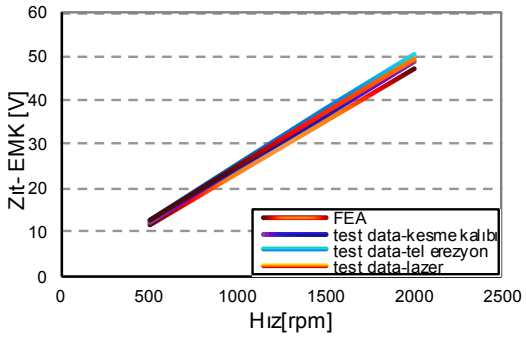


Şekil 12. Motor test düzeneği

Testlerde elde edilen faz zıt EMK dalga değişimlerinin SEA sonuçları ile karşılaştırıldığı grafik Şekil 13'te verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi, tel erezyon kesim yöntemi ile üretilen statordan elde edilen faz temel gerilim tepe değeri 25.1V'tur. Buna ek olarak, farklı hızlar için faz tepe gerilimlerinin karşılaştırıldığı grafik Şekil 14' te gösterilmiştir. Grafiklerden görüldüğü üzere tel erezyon kesim yönteminin sonuçları en yüksek zıt EMK gerilim tepe değerini sağlamaktadır.



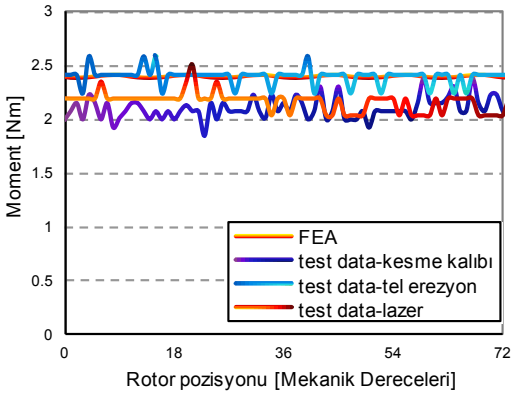
Şekil 13. 1000 rpm'de faz zıt-emk gerilim değerlerinin FEA sonuçları ile test sonuçlarının karşılaştırması



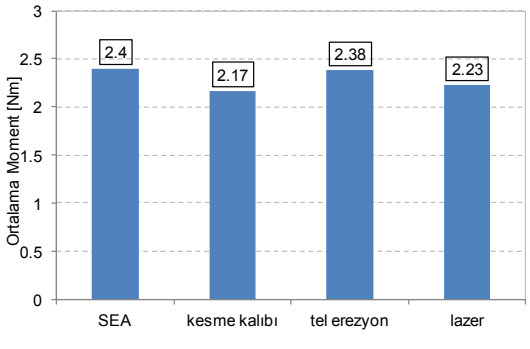
Şekil 14. Motorun hız değişimine göre faz zıt-emk gerilimleri

Elde edilen gürültülü değerler anma momentinin %4' ü seviyelerindedir ve bu değerlerin de üretim kaynaklı olduğu düşünülmektedir.

Son olarak yapılan yükleme testlerinin SEA analiz sonucu ile karşılaştırması Şekil 15'de gösterilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, kesim yöntemleri arasında ortalama çıkış momentinin SEA analiz sonuçları ile en yakın olduğu yöntem tel erezyon kesim yöntemidir. Tel erezyon ile kesilmiş stator sac laminasyonlarında, kesme kalıbı ve lazer kesim yöntemlerindeki malzeme deformasyonları ve oluklardaki çapak oluşumları gibi sorunlar olmadığından SEA analiz sonuçlarına en yakın değerler olduğu söylenebilir. Bu nedenle, tel erezyon kesim yönteminde malzeme ve böylelikle de motor performans kayıplarının diğer yöntemlere göre daha az olduğu söylenebilir.



(a)



(b)

Şekil 15. 5Arms'te çıkış momenti dalga şeklilerinin FEA analiz sonucu ile karşılaştırılması (a), Çıkış momenti ortalama değerleri (b)

7. Sonuç

Bu çalışmada sac laminasyon kesim yöntemlerinin SM motor performansına etkisi incelenmiştir. Aynı rotorun kullanıldığı ve statorun kesme kalıbı ile kesim, tel erezyon kesim ve lazer kesim olmak üzere üç farklı yöntem ile kesildiği SM motorlar üretilmiş ve testleri yapılmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar ile tasarlanmış motorun SEA analiz sonuçları karşılaştırılmış ve tel erezyon ile kesimin en başarılı sonuç verdiği görülmüştür. Tel erezyon kesiminin düşük adetler için cevap veriyor olması, yüksek adetlere geçildiğinde çözüm olmaması nedeniyle uygulamaya bağlı olarak seçim yapılmalı ve doğru üretim yöntemi seçilmelidir.

Teşekkür

Yazarlar bu makalenin hazırlanmasında verdikleri desteklerden dolayı Akım Metal A.Ş. ve MDS Motor firmalarına teşekkür eder.

Kaynakça

[1] A. Kedous-Lebouc, B. Cornut, J.C. Perrier, Ph. Manfe and Th. Chevalier, "Punching influence on magnetic properties of the stator teeth of an induction motor", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 254-255, pp. 124-126, Jan. 2003.

[2] N. Takahashi and D. Miyagi, "Effect of stress on iron loss of motor core", IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. (IEMDC'11), pp. 469-474, 15-28 May, 2011.

[3] G. P. Gogue and J. J. Stupak, "Theory & practice of electromagnetic design of DC motors & actuators", Jr. G2 Consulting, Beaverton, OR 97007.

[4] M. Emura, F. J. G. Landgraf, W. Ross, J.R. Barreta, "The influence of cutting technique on the magnetic properties of electrical steels", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 254-255, pp. 358-360, Jan. 2003.

[5] R. Rygal, A. J. Moses, N. Derebasi, J. Schneider and A. Schoppa, "Influence of cutting stress on magnetic field and flux density distribution in non-oriented electrical steels", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 215-216, pp. 687-689, June, 2000.

[6] N. Takahashi, H. Morimoto, Y. Yunoki and D. Miyagi, "Effect of shrink fitting and cutting on iron loss of permanent magnet motor", Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 320, pp. 925-928, May, 2008.

[7] A. C. Smith and K. Edey,"Influence of manufacturing processes on iron losses", 7th International Conference on Electrical Machines and Drives, pp. 77-81, 11-13 Sept., 1995.

[8] F. Ossart, E. Hug, O. Hubert, C. Buvat and R. Billardon, "Effect of punching on electrical steels: experimental and numerical coupled analysis", IEEE Trans. on Magn., vol. 36, no. 5, Sept. 2000.

[9] W. M. Arshad, T. Ryckebusch, F. Magnussen, H. Lendenmann, B. Eriksson, J. Soulard and B. Malmros, "Incorporating lamination processing and component manufacturing in electrical machine design tools", IEEE Industry Applications Conference (IAS Annual Meeting), pp.94-102, 23-27 Sept., 2007.

[10] G. Lanza, J. Stoll and A. Krämer, "Assessment of lamination stack production", 3rd International Electric Drives Production Conference (EDPC), pp.1-8, 29-30 Oct., 2013.

[11] Z. Gmyrek, A. Cavagnino and L. Ferraris, "Estimation of magnetic properties and damaged area width due to punching process: modeling and experimental research", XXth International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp.1301-1308, 2-5 Sept., 2012.

Kayan Kipli Kontrole Optimal Yanıtlı Kayan Yüzey Tasarımı

Günyaz Ablay

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Abdullah Gül Üniversitesi, Kayseri
gunyaz.ablay@agu.edu.tr

Özetçe

Kayan kipli kontrol sistemlerinin istenilen performansı göstermesi tamamen kayan yüzey tasarımına bağlıdır. Bu çalışmada, cebirsel yaklaşımlar kullanılarak optimal zaman yanıtlı bir kayan yüzey algoritması çok-girişli sistemler için tasarlanmıştır. Kapalı çevrimli sistemin karakteristik denkleminin katsayı oranları uygun bir şekilde belirlenmek suretiyle, kararlı, aşımsız ve dayanıklı bir kayan yüzey elde edilmektedir. Kayan yüzeyler sistematik bir yaklaşımla, sadece sistemin arzulanan yerleşme zamanı bilgisi kullanılarak tasarlanmaktadır. Önerilen yaklaşım esnek-eklemli robot koluna uygulanmış ve algoritmanın etkinliği literatürdeki diğer yöntemlerle benzetimler yoluyla karşılaştırılarak verilmiştir.

1. Giriş

Dayanıklılık, doğrusallaştırma ve sistem dinamiğinde indirgeme gibi özellikleri barındıran kayan kipli kontrol (KKK) metodu, kayan yüzeylerin tasarımına gereksinim duymaktadır. Kayan yüzey, kapalı çevrimli sistem dinamiğini belirlediğinden KKK tasarımında çok önemli bir role sahiptir. Dolayısıyla, uygun bir kayan yüzey, kararlılık, geçici-rejim yanıtı ve referans takibi gibi kontrol tasarım amaçlarını sağlayabilmelidir. Çoğu endüstriyel sistem, aşımsız ve hızlı bir sistem yanıtı gerektirmektedir. Tüm bu gereksinimler, KKK'de uygun kayan yüzeyler ile başarılabilir.

Son otuz yılda, pek çok kayan yüzey tasarım yaklaşımı ortaya çıkmıştır. Bu yaklaşımlardan bazıları şöyle sıralanabilir: LQR-temelli tasarım [1], [2], özdeğer atama [3], LMI-temelli tasarım [4], H_2-temelli kayan yüzey [5], geometrik tasarım [6], bulanık-mantık temelli kayan yüzey [7], Lyapunov yaklaşımı [8], sıfır-yerleştirme yaklaşımı [9], zamanla-değişen kayan yüzeyler [10]–[12], Ackerman formülü-temelli yaklaşım [13], yüzen kayan yüzeyler [14], [15] ve nonlineer kayan yüzeyler [16], [17]. Bu metotlardan özdeğer atama ve LQR-temelli kayan yüzey tasarımları yaygın ve başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Diğer taraftan, yukarıdaki metotların çoğu arzulanan yerleşme zamanını sağlayamamakta ve karmaşık prosedür gerektirmektedir. Yine, bazı metotlar sadece tek-girişli sistemlere uygulanabilmekte ve nonlineer kayan yüzey tasarımı sisteme özgüdür.

Yukarıdaki nedenlerden dolayı, bu çalışmada optimal zaman yanıtlı, dayanıklı, sistematik bir kayan yüzey algoritması, yüksek kontrol performansı elde etmek için tasarlanacaktır. Bu amaçla, kontrol sisteminin yerleşme zamanı kullanılarak, kayan yüzeylerin katsayıları hızlı bir şekilde belirlenecektir. Kayan yüzey katsayılarını belirlemede, deneysel ve pratik uygulamalar sonucunda ortaya çıkmış olan standart [18], Butterworth [19], [20], Kessler [21] ve Bessel [22] formaları kullanılabilir. Bu çalışmada, pratiklilik, optimallık ve dayanıklılık özelliklerine sahip standart form tercih edilmiştir.

Bu çalışma aşağıdaki gibi organize edildi. Polinomlarda katsayı tanımlama Bölüm 2'de, kayan yüzey tasarımı Bölüm 3'te, uygulama sonuçları Bölüm 4'te ve bu çalışmanın sonuçları da Bölüm 5'te verilmiştir.

2. Polinomlarda Katsayı Tanımlama

Çoğu pratik uygulamada sistem karalılığı, Hurwitz polinomlarının kararlılık şartları kullanılarak herhangi bir hesaplama yapmaksızın oldukça hızlı bir şekilde belirlenebilir. Aşağıdaki karakteristik polinomu ele alalım,

$$P(\lambda)=\sum_{i=0}^{r}a_i\lambda^i=a_r\lambda^r+\ldots+a_1\lambda+a_0 \qquad (1)$$

Denklemdeki tüm reel katsayılar ya pozitiftir $a_i>0$ ya da negatiftir $a_i<0$ ($i=0,1,...,r$). Burada, $P(\lambda)$ 'nın bir Hurwitz polinomu olabilmesi için denklemin bütün kökleri kompleks düzlemin sol tarafında yer almalıdır. Bu şart, yani Hurwitz polinomlarının karalılık şartları, Lipatov-Sokolov şartları [23] ile verilir,

$$a_{i-1}a_{i+2}\le 0.4655a_ia_{i+1}\ ,\ \ i=1,\ldots,r-2 \qquad (2)$$

ve kararsızlık şartları da bazı i, $1\le i\le r-2$, değerleri için

$$a_{i-1}a_{i+2}\ge a_ia_{i+1} \qquad (3)$$

olarak ifade edilir. Denklem (2)'de verilen Hurwitz polinomlarının kararlılık şartları, aslında (1)'deki katsayıların oranıdır. Yani, eğer katsayı oranı γ_i aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$\gamma_i=a_i^2/(a_{i-1}a_{i+1})\ ,\ \ i=1,\ldots,r-1 \qquad (4)$$

denklem (1)'in kararlılığı için $\gamma_i>1.5$ olmalıdır. Katsayı oranları, literatürdeki formlar örneğin Butterworth [20], Kessler [21], Bessel [22], standart form [18], ve k-polinomu [19], [20], ile hızlı bir şekilde belirlenebilir. Bu çalışmada, denklem (1)'in katsayılarını belirlemek için aşımsız yanıt veren standart form kullanılacaktır:

$$\gamma_1=2.5\ ,\ \gamma_i=2\ ,\ \ i=2,\ldots,r-1 \qquad (5)$$

Standart form (5)'in, eşdeğer zaman sabitesi τ için, 3τ civarında yerleşme zamanı verdiği referans [20]'de gösterilmiştir. Dolayısıyla, eşdeğer zaman sabitesi, geribeslemeli sistemin arzulanan yerleşme zamanından elde edilebilir.

3. Kayan Yüzey Tasarımı

KKK, kontrol tasarım gereksinimlerini uygun bir kayan yüzey tasarımı ile gerçekleştirir. Belirsizlik içeren bir dinamik sistemi ele alalım

$$\dot{z} = Az + Bu + Bf(z,u) \tag{6}$$

Denklem (6)'da $z \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A \in \mathbb{R}^{nxn}$, $B \in \mathbb{R}^{nxm}$, $1 \le m \le n$, ve sistem belirsizlikleri de sınırlı değerler alabilen $f(z,u)$ ile tanımlanmıştır. Kontrol matrisi *B*'nin tam ranklı olduğu varsayılmaktadır. Kayan yüzey $s : \mathbb{R}^n \to \mathbb{R}^m$ 'i aşağıdaki lineer fonksiyonla tanımlayabiliriz

$$s(z) = Cz \tag{7}$$

burada $C \in \mathbb{R}^{mxn}$ tam ranklıdır. Eğer KKK sinyali *u*, sistemin durum değişkenlerini sonlu bir t_s zamanında (7)'deki kayan yüzeye sürer ve sonraki tüm zamanlarda o yüzey üzerinde tutar ise, o zaman sistem (6)'da ideal kayan kip oluşur, yani tüm $t > t_s$ zamanı için $s(z) = \dot{s}(z) = 0$ 'dır. Sistemin durum değişkenlerini kayan yüzeyde tutmak için gerekli olan eşdeğer kontrol, $\dot{s}(z) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$u_{eq} = -(CB)^{-1}\left[CAz - f(z,u)\right] \tag{8}$$

Eşdeğer kontrol (8)'i sistem (6)'da yerine koyarsak, tüm $t > t_s$ ve $Cz(t_s) = 0$ için, sistem dinamiği

$$\dot{z} = (I_n - B(CB)^{-1}C)Az \tag{9}$$

olarak elde edilir. Denklem (9) gösteriyor ki, kayan kipler kontrol sinyalinden tamamen bağımsız fakat tamamen kayan yüzeye bağlıdır. Burada, özellikli bir amacı sağlayabilecek uygun bir kayan yüzey matrisi *C*'nin nasıl tasarlanacağı açık olmamasına rağmen, sistem dinamikleri düzenli forma dönüştürülerek uygun bir kayan yüzey tasarlanabilir.

Sistem (6)'nın matris çifti (*A*,*B*)'nin kontroledilebilir olduğunu varsayarsak, uygun bir $T_r \in \mathbb{R}^{nxn}$ matrisi kullanılarak koordinat transformasyonu $x = T_r z$ mümkün olur. Böylece, sistem (6) aşağıdaki düzenli forma dönüştürülebilir:

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \tag{10}$$

$$\dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + f_2(x) + B_2u \tag{11}$$

burada $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A_{11} \in \mathbb{R}^{(n-m)x(n-m)}$, $A_{12} \in \mathbb{R}^{(n-m)xm}$, $A_{21} \in \mathbb{R}^{mx(n-m)}$, $A_{22} \in \mathbb{R}^{mxm}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{mxm}$ ve $f_2 \in \mathbb{R}^m$ de sistem belirsizliklerini içerir. Düzenli form için sistem matrislerinin tam ranklı olduğu varsayılmıştır, yani $\text{rank}(A_{12}) = m$, $\text{rank}(B_2) = m$ ve $m \le (n-m)$ olmalıdır. Transformasyon matrisi T_r , lineer cebirden bilinen QR faktörizasyonu ile $T_r B = \begin{bmatrix} 0 & B_2 \end{bmatrix}^T$ 'yi sağlayacak şekilde elde edilebilir [24].

Düzenli formdaki sistem (10) ve (11) için, kayan yüzey şu şekilde tanımlanabilir

$$s(x) = C_1x_1 + x_2 = [C_1 \quad I_m]\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{12}$$

burada $C_1 \in \mathbb{R}^{mx(n-m)}$ ve $I_m \in \mathbb{R}^{mxm}$ birim matristir. Uygun bir KKK ile kayan kip oluşturulduğu anda ve sonrasında, kayan yüzey $s(x) = 0$ eşitliğini sağlayacaktır. Bundan dolayı, Denklem (12)'deki x_2 yi x_1 cinsinden $x_2 = -C_1x_1$ olarak elde ederiz ve (10)'da yerine koyarak, $n-m$ indirgenmiş mertebeli sistem dinamiklerini elde ederiz

$$\dot{x}_1 = \left(A_{11} - A_{12}C_1\right)x_1 \tag{13}$$

Orijinal sistemin matris çifti (*A*,*B*) kontroledilebilir olduğundan, matris çifti (A_{11}, A_{12}) de kontroledilebilirdir [25]. Dolayısıyla, $C_1 \in \mathbb{R}^{mx(n-m)}$ matrisi indirgenmiş mertebeli sistemi kararlı edecek şekilde tasarlanabilir. Ayrıca, uygun bir kayan yüzey matrisi ile geribeslemeli sistemin arzulanan sistem yanıtını vermesi sağlanabilir.

3.1. Katsayı Oranı ile Dayanıklı Özdeğer Atama

Geribesleme kazanç matrisi C_1'i elde etmek için katsayı oranını kullanmadaki amaç mümkün olduğunca optimal ve bozuculara karşı dayanıklı bir yapı oluşturmaktır. Kapalı çevrimli sistemin arzulanan zaman sabitesi, kazanç (kayan yüzey) matrisi C_1'i bulmada kullanılabilir. Bölüm 2'de açıklandığı gibi, verilen bir yerleşme zamanı t_{ss} için, eğer katsayı oranının standart formu

$$\gamma_1 = 2.5,\ \gamma_i = 2\ ,\ (i = 2,\ldots,n-m-1) \tag{14}$$

kullanılırsa, eşdeğer zaman sabitesi $\tau = t_{ss} / 3$ olarak bulunur. Standart formu kayan yüzey tasarımında kullanabilmek amacıyla, kapalı-çevrimli sistem (13)'ün karakteristik denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir

$$\left|\lambda I - \left(A_{11} - A_{12}C_1\right)\right| = \sum_{i=0}^{n-m} \beta_i \lambda^i \tag{15}$$

Denklem (15)'teki katsayılar şu şekilde hesaplanır

$$\begin{aligned} &\beta_0 = 1, \quad \beta_1 = \beta_0\tau, \\ &\beta_i = \beta_0\tau^i / (\gamma_{i-1}^1 \ldots \gamma_1^{i-1})\ , \quad i = 2,\ldots,n-m \end{aligned} \tag{16}$$

burada τ sistemin zaman sabitesidir. Şimdi, kapalı-çevrimli sistemin karakteristik denklemi arzulanan optimal özdeğerlere, $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_{n-m}\}$, sahiptir. Bu özdeğerler, Kautsky ve arkadaşları [26] tarafından geliştirilen dayanıklı özdeğer atama algoritması yardımıyla kayan yüzeyi tanımlamada kullanılabilir. Özdeğer atama işlemi pek çok yazılım paketinde tek bir komutla yapılabilmektedir.

Özetlemek gerekirse, bu çalışmada önerilen kayan yüzey tasarım algoritması aşağıdaki prosedürle verilebilir:

Algoritma (Kayan yüzey tasarımı).

1. Zaman sabitesi τ , arzulanan yerleşme zamanı t_{ss} kullanılarak $\tau = t_{ss} / 3$ olarak bulunur.
2. Transformasyon matrisi T_r, QR faktörizasyonu ile hesaplanır ve sistem (6) düzenli form (10)-(11)'e dönüştürülür.
3. $A_{11} - A_{12}C_1$ 'in arzulanan karakteristik denklemi (15)'in katsayıları β_i , denklem (14) ve (16) kullanılarak bulunur. Daha sonra arzulanan optimal özdeğerler $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_{n-m}\}$ hesaplanır.

4. Son olarak, geribesleme kazanç matrisi C_1 , dayanıklı özdeğer atama yöntemiyle bulunur ve sistemin kayan yüzeyi $C = \begin{bmatrix} C_1 & I_m \end{bmatrix} T_r$ olarak elde edilir.

Yukarıdaki algoritma kısa bir MATLAB programıyla kolay bir şekilde uygulanabilir.

3.2. Kayan Kipli Kontrol Tasarımı

Kayan yüzey tasarlandıktan sonra, bu yüzey üzerinde kayan kipi, $s(z) = \dot{s}(z) = 0$, oluşturmak için ihtiyaç duyulan KKK literatürdeki farklı metotlarla tasarlanabilir: eşdeğer kontrol [27] ve kayan-sektör kontrol [28] gibi. Kapalı çevrimli sistemin kararlılığını garanti etmek için KKK, ulaşma koşulunu $s^T \dot{s} < 0$ sağlanmalıdır. Eşdeğer kontrol yaklaşımı kullanılması durumunda, sistem (6) için kontrol kuralı $\dot{s}(z) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilebilir

$$u = -(CB)^{-1}\left[CAx + k\,\mathrm{sign}(s)\right] \tag{17}$$

burada k sabit değerli kontrol kazancıdır. Kontrolün $\mathrm{sign}(\cdot)$ fonksiyonu $\mathrm{sign}(s) = \left[\mathrm{sign}(s_1) \ldots \mathrm{sign}(s_m)\right]^T$ formunda olup, bütün i=1,2,…,m için $\mathrm{sign}(s_i) = s_i / |s_i|$ olarak tanımlanır. Denklem (17)'deki KKK'nin, kayan yüzeyi $s(z) = 0$ 'da tuttuğu ulaşma koşulunun sağlanmasıyla verilir. Uygun bir k değeri ile sistem (6) için kontrol (17)'nin ulaşma koşulunu sağladığı açıktır. Pratik uygulamalarda süreksizliğe sahip $\mathrm{sign}(\cdot)$ fonksiyonu, çatırdamayı önlemek amacıyla ε>0 gibi küçük bir sınır değerli sınır-değer yaklaşımı (doyum fonksiyonu gibi) ile yer değiştirebilmektedir.

4. Benzetim Sonuçları

Tek-eklemli esnek robot kolunu ele alalım [29]

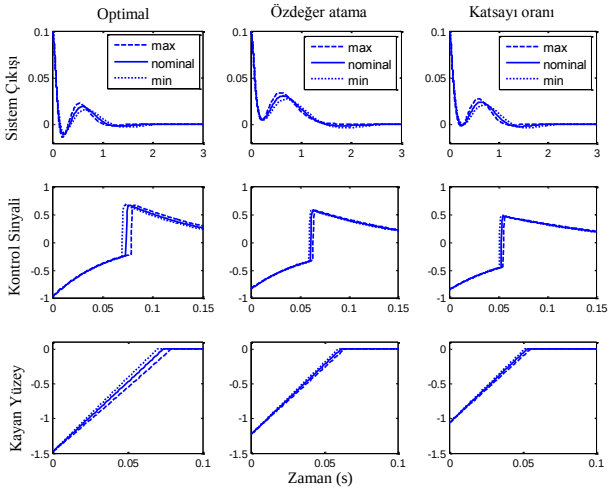
$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ J\dot{z}_2 &= \mu(z_3 - z_1) - bz_2 + u \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ I\dot{z}_4 &= \mu(z_1 - z_3) - \Omega \sin z_3 \end{aligned} \tag{18}$$

burada sistemin durum değişkenleri, z_1 motor pozisyonunu, z_2 motorun hızını, z_3 eklem pozisyonunu, z_4 eklem hızını ve $y = z_1$ 'de sistem çıkışını ifade etmektedir. Kontrol u ise motorun tork kaynağıdır. Uygun birimlerle tanımlanmış sistem parametreleri şu değerlere sahiptir: yay sertlik katsayısı $\mu = 2.25$, motor ataleti $J = 0.0463$, viskoz sürtünme katsayısı $b = 0.058$, yerçekimi torku $\Omega = 0.4$, ve eklem ataleti $I = 0.1154$. Denklem (18)'de görüldüğü gibi, sistemin yerçekimsel torkundan kaynaklanan nonlineer terim kontrol kanalında olmayan bir bozucu olarak düşünülebilir.

Kayan yüzey matrisi C'yi tasarlamak için, sistemin yerleşme zamanı talebinin $t_{ss} = 1.5$ s olduğunu varsayalım, bu durumda eşdeğer zaman sabitesi τ=0.5 s olur. Bir MATLAB programı yardımıyla kayan yüzey matrisi

$$C = \begin{bmatrix} -10 & -1 & -4.87 & -1.56 \end{bmatrix} \tag{19}$$

ve indirgenmiş-mertebeli sistemin özdeğerleri de $\lambda = (-3.11 \pm 4.1i, -3.77)$ olarak bulunur. Nümerik sonuçlar MATLAB/Simulink programları ile elde edilmiştir. KKK tasarım parametreleri k=20 ve ε=0.01 olarak seçilmiştir ve sistemin başlangıç şartları da $z(0)$=(0.1,0,0,0) olarak alınmıştır. KKK sisteminin performansı optimal (LQR), özdeğer atama ve katsayı oranı-temelli kayan yüzeyler için karşılaştırmalı olarak Şekil 1'de gösterilmiştir. Önerilen yaklaşımın bozucu reddetme ve dayanıklılık kapasitesini değerlendirmek için robot kolunun eklem ataleti ve yerçekimsel torkunda %25 oranında belirsizlik olduğu varsayılmıştır ve kontrol kanalında olmayan nonlineer terim de zaten sistem dinamiğinin bir parçası olarak bozucu etkiye sahiptir. Benzetim sonuçları belirsiz parametrelerin maksimum, nominal ve minimum değerleri için verilmiştir. Kayan yüzey tasarım parametreleri şu şekilde seçilebilir: katsayı oranı-temelli yaklaşım için $\tau = 0.5$, LQR metodu için $Q = \mathrm{diag}(10, 0.1, 1, 1)$ ve özdeğer atama yaklaşımı için $\lambda_i = \{-3.33, -4, -5\}$. Bu parametreler seçilirken bu çalışmada önerilen katsayı-oranı temelli yaklaşıma yakın sonuçlar vermesi için büyük bir özen gösterilmiştir. Şekil 1'de görüldüğü gibi katsayı-oranı temelli kayan yüzey en iyi sonucu vermektedir. LQR ve özdeğer atama yaklaşımlarında tasarım parametrelerinin seçimi deneme-yanılma yaklaşımı gerektirmektedir. Diğer taraftan, katsayı oranı algoritması sadece sistemin arzulanan zaman sabitesini kullanarak optimal zaman yanıtlı kayan yüzeyi vermektedir.



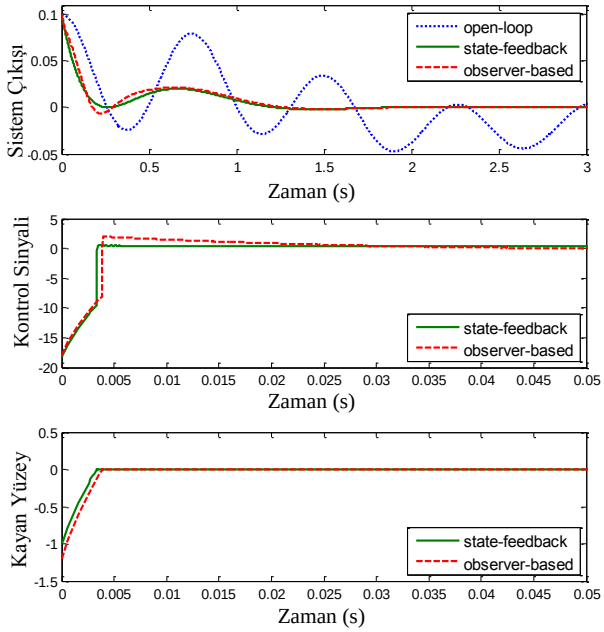
Şekil 1: Robot sisteminin belirsizliklerin varlığında LQR, özdeğer atama ve katsayı-oranı temelli kayan yüzey tasarımlarına verdiği zaman yanıtı.

Normalde durum geribeslemeli kontrol sisteminin pratik uygulaması, ya tüm durum değişkenlerinin ölçülmesi yada gözleyici yardımıyla olabilmektedir. Pek çok sistem için tüm durum değişkenlerinin ölçümü pratik ve ekonomik nedenlerden dolayı mümkün olmadığından, aşağıdaki gibi bir gözleyici tasarlanarak bu sorun çözülebilmektedir:

$$\dot{\hat{z}} = A\hat{z} + Bu + f(\hat{z}) + \psi(y - H\hat{z}) \tag{20}$$

burada ψ gözleyici kazancını ifade etmektedir. Şekil 2'de durum geribeslemeli ve gözleyici-temelli KKK sisteminin performansı karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Şekil 2'den görüldüğü gibi, açık-çevrimli sistemin arzulanan performansı göstermesi mümkün değildir. Durum geribeslemeli ve gözleyici temelli kontrol, sistemdeki bozuculara rağmen arzulandığı gibi aşımsız bir performans göstermektedir. Gözleyici-temelli KKK'nin geçici rejim yanıtı biraz daha yüksek değerlere sahiptir. Bunun temel nedeni, sistemin ve gözleyicinin farklı başlangıç değerlerine sahip olmasıdır.

Buradaki benzetimlerde sistem çıkışının gürültü seviyesinin ihmal edilebilir olduğu varsayılmıştır. Kayan yüzeyin ulaşma zamanı yaklaşık olarak 0.04 s olup, KKK görevini yerine getirerek kayan yüzeyi bu zamandan sonra sıfırda tutmaktadır. Kontrol sinyali de sınır-değer yaklaşımı kullanıldığından süreklidir.



Şekil 2: Robot sisteminin zaman yanıtı.

Benzetimlerle elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir. Katsayı oranı-temelli yaklaşım, LQR ve özdeğer atama metotlarının avantajlarını barındırmaktadır. Bu üç kayan yüzey tasarım metodunun genel özelliği karşılaştırılmalı olarak Tablo 1'de verilmiştir. LQR-temelli kayan yüzey tasarımlarında, ağırlık matrisinin değeri deneme-yanılma yoluyla bulunmakta ve Riccati denklemi çözülerek indirgenmiş mertebeli sistem için uygun özdeğerler elde edilmektedir. Özdeğer atama yaklaşımında, indirgenmiş-mertebeli sistemin özdeğerleri keyfi bir şekilde atanmakta ve optimal-olmayan kayan yüzeyler elde edilmektedir. Diğer taraftan, katsayı oranı yaklaşımı sadece sistemin arzulanan zaman sabitesine gereksinim duymakta ve optimale yakın yanıt veren kayan yüzeyi üretmektedir.

Tablo 1: Katsayı oranı-temelli kayan yüzeyin temel özellikleri.

	LQR	Özdeğer Atama	Katsayı Oranı
Tasarım:	1- Arzulanan özdeğerleri bulmak zordur 2- Deneme-yanılma ile ağırlık matrisi *Q* bulunur	1- Özdeğerler keyfi bir şekilde seçilir	1- Otomatik özdeğer atama 2- Sadece sistemin arzulanan zaman sabitesi kullanılır
Optimallık:	Optimal	Optimal değil	Optimale-yakın
Dayanıklılık:	Dayanıklı değil	Dayanıklı	Dayanıklı

5. Sonuç

Bu çalışmada kayan kipli kontrol sistemlerinin performansını artırmak için optimal yanıtlı, dayanıklı ve sistematik bir kayan yüzey algoritması önerildi. Kayan yüzey tasarım problemi kapalı-çevrimli sistemin arzulanan yerleşme zamanı bilgisine indirgendi. Esnek-eklemli robot uygulaması ile önerilen yaklaşımın dayanıklı, aşımsız ve kısa yerleşme zamanı performansına sahip olduğu görülmektedir. Önerilen algoritma, kayan kipli kontrolün tek veya çok girişli sistemlere kolaylıkla uygulanmasına ve yüksek performans vermesine yardımcı olacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 113E329 kodlu proje ile desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] V. I. Utkin and K. Young, "Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems," *Autom. Remote Control*, vol. 39, pp. 1466–1470, 1978.

[2] Y. Pan and K. Furuta, "VSS controller design for discrete-time systems," *Control Theory Adv. Technol.*, vol. 10, no. 4, pp. 669–687, 1994.

[3] C. M. Dorling and A. S. I. Zinober, "Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure control systems," *IntJournal Control*, vol. 44, no. 1, pp. 65–82, 1986.

[4] H. H. Choi, "LMI-based sliding surface design for integral sliding mode control of mismatched uncertain systems," *IEEE TransAutomatic Control*, vol. 52, no. 4, pp. 736–741, 2007.

[5] R. Takahashi and P. Peres, "H2 Guaranteed cost-switching surface design for sliding modes with nonmatching disturbances," *IEEE TransAutomatic Control*, vol. 44, no. 11, pp. 2214–2218, 1999.

[6] O. Elghezawi, A. S. I. Zinober, and S. A. Billings, "Analysis and design of Variable Structure Systems Using a Geometric Approach," *IntJournal Control*, vol. 38, pp. 657–671, 1983.

[7] H. Lee, E. Kim, H. Kang, and M. Park, "Design of a sliding mode controller with fuzzy sliding surfaces," *IET Control Theory Appl.*, vol. 32, no. 6, pp. 411–418, 1998.

[8] W. C. Su, S. Drakunov, and U. Ozguner, "Constructing discontinuity surfaces for variable structure systems - a Lyapunov approach," *Automatica*, vol. 32, no. 6, pp. 925–928, 1996.

[9] M. E. Meza and A. Bhaya, "Zero-placement approach to the design of sliding surfaces for linear multivariable systems," *IET Control Theory Appl.*, vol. 148, no. 5, pp. 333–339, 2001.

[10] A. Bartoszewicz, "Time-varying sliding modes for second-order systems," *Control Theory Appl. IEE Proc. -*, vol. 143, no. 5, pp. 455–462, 1996.

[11] S.-B. Choi, D.-W. Park, and S. Jayasuriya, "A time-varying sliding surface for fast and robust tracking control of second-order uncertain systems," *Automatica*, vol. 30, no. 5, pp. 899–904, May 1994.

[12] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, 1991.

[13] J. Ackermann and V. I. Utkin, "Sliding mode control design based on Ackermann's formula," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 43, pp. 234–237, 1998.

[14] D.-W. Park and S.-B. Choi, "Moving sliding surfaces for high-order variable structure systems," *Int. J. Control*, vol. 72, no. 11, pp. 960–970, 1999.

[15] R. G. Roy and N. Olgac, "Robust nonlinear control via moving sliding surfaces-n-th order case," in *IEEE Conference on Decision and Control*, 1997, vol. 2, pp. 943–948.

[16] D. Fulwani, B. Bandyopadhyay, and L. Fridman, “Non-linear sliding surface: towards high performance robust control,” *IET Control Theory Appl.*, vol. 6, no. 2, pp. 235 –242, 2012.
[17] M. López-Martínez, J. A. Acosta, and J. M. Cano, “Non-linear sliding mode surfaces for a class of underactuated mechanical systems [Brief Paper],” *IET Control Theory Appl.*, vol. 4, no. 10, pp. 2195–2204, 2010.
[18] S. Manabe, “Unified interpretation of classical, optimal, and Hinf control,” *J. SICE*, vol. 30, no. 10, pp. 941–946, 1991.
[19] M. Ben Hariz, F. Bouani, and M. Ksouri, “Robust controller for uncertain parameters systems,” *ISA Trans.*, vol. 51, no. 5, pp. 632–640, Sep. 2012.
[20] Y. C. Kim, L. H. Keel, and S. P. Bhattachayya, “Transient response control via characteristic ratio assignment,” *IEEE Trans Autom. Control*, vol. 48, no. 12, pp. 2238–2244, 2003.
[21] C. Kessler, “Ein beitrag zur theorie mehrschleifiger regelungen,” *Regelungstechnik*, vol. 8, no. 8, pp. 261–266, 1960.
[22] S. Manabe and Y. C. Kim, “Recent development of coefficient diagram method,” in *Asian Control Conference*, Shanghai, China, 2000.
[23] A. V. Lipatov and N. I. Sokolov, “Some sufficient conditions for stability and instability of continuous linear stationary systems,” *Autom. Contr*, vol. 39, pp. 1285–1291, 1979.
[24] C. Edwards, Y. Shtessel, L. Fridman, and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*. Birkhauser Verlag GmbH, 2013.
[25] C. Edwards and S. K. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory And Applications*. CRC Press, 1998.
[26] J. Kautsky, N. K. Nichols, and P. Van Dooren, “Robust pole assignment in linear state feedback,” *Int. J. Control*, vol. 41, no. 5, pp. 1129–1155, 1985.
[27] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 2nd ed. CRC Press, 2009.
[28] K. Furuta and Y. Pan, “Variable structure control with sliding sector,” *Automatica*, vol. 36, no. 2, pp. 211–228, Feb. 2000.
[29] M. Spong, “Modeling and Control of Elastic Joint Robots,” *ASME Jour Dyn. Syst. Meas. Control*, vol. 109, pp. 310–319, 1987.

Dayanıklı Referans Takibi için İntegral Kayan Kipli Kontrol Tasarımı

Günyaz Ablay

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Abdullah Gül Üniversitesi, Kayseri
gunyaz.ablay@agu.edu.tr

Özetçe

Bozucuların varlığında arzulanan referans takip performansı elde edebilmek için kayan kipli kontrol sisteminin yapısının integral kontrol ile güçlendirilmesi gerekmektedir. Literatürde mevcut olan çalışmalar, kayan yüzey tasarımına integral terimi ekleyerek referans takibi problemini dayanıklı bir şekilde çözmeye çalışmaktadır. Ancak, bu durum kayan kipli kontrol tasarımında standartlığı bozmakta ve tasarım karmaşıklığına neden olmaktadır. Bu çalışmada, klasik kayan kipli kontrol tasarımıyla aynı şekilde tasarlanabilen ve dayanıklı referans takibi sağlayarak çok farklı alanlarda uygulama alanı bulabilecek bir integral kayan kipli kontrol yaklaşımı üzerine çalışılmaktadır. Tasarlanan integral kayan kipli kontrolün etkinliği endüstriyel gaz-ateşlemeli fırın uygulaması ile gösterilmektedir.

1. Giriş

Geribeslemeli kontrol sistemleri, arzulanan kararlılık, sistem yanıtı ve dayanıklılık gibi gereksinimlerin geribeslemeye bağlı olduğu dinamik sistemler için tasarlanır. Özellikle yüksek performans ve dayanıklılık gerektiren dinamik sistemlerin kontrolü için günümüzde var olan en önemli nonlineer kontrol metotlarından birinin kayan kipli kontrol (KKK) olduğu söylenebilir. Dayanıklılık, doğrusallaştırma ve sistem dinamiğinde indirgeme gibi özellikleri barındıran KKK metodu, kayan yüzey tasarımına ihtiyaç duymaktadır. Sistemin durum değişkenlerini kayan yüzeylere süren ve orada tutarak kayan kiplerin oluşmasını sağlayan kontrol yapısı nonlineer bir özelliğe sahiptir. Kayan yüzeyler ise, kapalı-çevrimli sistem dinamiğini belirlemektedir. Uygun bir kayan yüzey ve kontrol birlikteliği, kararlılık, geçici-rejim yanıtı ve referans takibi gibi kontrol tasarım amaçlarını sağlayabilmelidir.

Referans takip problemi kontrol sistemlerinin en önemli amaçlarından birisidir. Bilindiği gibi, integral kontrol referans sinyallerinin dayanıklı bir şekilde takibine olanak sağlamaktadır. KKK sistemlerinde integral kontrol yapısının düşünülmesi sonucunda ortaya çıkan integral kayan kipli kontrol (İKKK) yaklaşımları son yıllarda bazı literatür çalışmalarında [1]–[7] görülmektedir. Bu çalışmalarda kayan yüzeylere integral terimi ilave edilmekte ve böylece ulaşma zamanı iyileştirilerek kontrol sisteminin dayanıklılığı artırılmaktadır. Diğer taraftan, literatürde görülen İKKK yaklaşımlarının tasarım prosedürleri oldukça karmaşıktır ve belirli bir standart bulunmamaktadır. Bu duruma çözüm olarak, bu çalışmada sistemin durum değişkenlerinin integral kontrolün durum değişkenleri ile birleştirilmesi ve böylece elde edilen artırılmış sistemin durum değişkenleri kullanılarak klasik KKK yaklaşımının sunduğu prosedür ile sistematik ve oldukça etkin bir İKKK sisteminin tasarlanması amaçlanmaktadır.

Bu çalışmanın organizasyonu şu şekildedir. İKKK tasarımı Bölüm 2'de, endüstriyel gaz-ateşlemeli fırın uygulaması Bölüm 3'te ve bu çalışmanın sonucu da Bölüm 4'te sunulacaktır.

2. İntegral Kayan Kipli Kontrol Tasarımı

Belirsizlik içeren bir dinamik sistemi ele alalım

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + Bf(x,u) \\ y &= Hx \end{aligned} \tag{1}$$

Denklem (1)'de $x \in \mathbb{R}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A \in \mathbb{R}^{nxn}$, $B \in \mathbb{R}^{nxm}$, $H \in \mathbb{R}^{pxn}$, $1 \le m \le n$ ve sistem belirsizlikleri de sınırlı değere sahip $f(x,u)$ ile tanımlanmıştır. Kontrol matrisi B'nin tam ranklı olduğu varsayılmaktadır. Eğer integral kontrol değişkenleri $\sigma \in \mathbb{R}^p$ ve referans sinyalleri de $r \in \mathbb{R}^p$ ile tanımlanırsa ve bu değişkenler sistem dinamiği (1) ile birleştirilirse, artırılmış sistem dinamikleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\dot{x}_a = A_a x_a + B_a u + B_a f(x_a,u) - B_r r \tag{2}$$

Buradaki vektör ve matrisler şu şekilde tanımlanmıştır

$$x_a = \begin{bmatrix} \sigma \\ x \end{bmatrix},\ A_a = \begin{bmatrix} 0 & H \\ 0 & A \end{bmatrix},\ B_a = \begin{bmatrix} 0 \\ B \end{bmatrix},\ B_r = \begin{bmatrix} I_p \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

burada H sistem çıkış matrisini ve I_p 'de birim matrisi belirtmektedir. Eğer matris çifti (A,B) kontroledilebilir ise ve

$$\operatorname{rank}\begin{bmatrix} A & B \\ H & 0 \end{bmatrix} = n + p \tag{4}$$

şartı sağlanır ise, artırılmış sistemin kontroledilebilir olduğu söylenir [8]. Böylece uygun bir durum geribeslemeli kontrol ile sistem (2)'nin kararlılığı sağlanabilir.

Artırılmış sistem (2) için İKKK tasarım prosedürü aşağıdaki gibi açıklanabilir. İlk iş olarak, kayan yüzey $s : \mathbb{R}^{n+p} \to \mathbb{R}^m$ 'i

$$s(x_a) = Cx_a \tag{5}$$

olarak tanımlayalım. Denklem (5)'teki $C \in \mathbb{R}^{mx(n+p)}$ tam ranklıdır. Şimdi, İKKK tasarım problemi, literatürdeki klasik KKK tasarım prosedürüne indirgenmiş oldu, yani kayan yüzey matrisi C ve kontrol sinyali u uygun bir şekilde elde edilmelidir. Eğer KKK sinyali u, sistemin durum değişkenlerini sonlu bir t_s zamanında (5)'teki kayan yüzeye

sürer ve sonraki tüm zamanlarda o yüzey üzerinde tutar ise, o zaman sistem (2)'de ideal kayan kip oluşur, yani tüm $t > t_s$ zamanı için $s(x_a) = \dot{s}(x_a) = 0$ olur. Durum değişkenlerini kayan yüzeyde tutmak için gerekli olan eşdeğer kontrol $\dot{s}(x_a) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilir:

$$u_{eq} = -(CB_a)^{-1}\left[CA_a x_a - f(x_a, u)\right] \tag{6}$$

Eşdeğer kontrol (6)'yı sistem (2)'de yerine koyarsak, tüm $t > t_s$ ve $Cx_a(t_s) = 0$ için, sistem dinamiği

$$\dot{x}_a = (I_{n+p} - B_a(CB_a)^{-1}C)A_a x_a \tag{7}$$

olarak elde edilir. Denklem (7) gösteriyor ki, kayan kipler kontrol sinyalinden bağımsızdır, fakat tamamen kayan yüzeye bağlıdır. Özel bir amacı sağlayabilecek uygun bir kayan yüzey matrisi C'nin nasıl tasarlanacağı açık olmamasına rağmen, sistem dinamikleri düzenli forma dönüştürülerek uygun bir kayan yüzey tasarlanabilir.

Sistem (2)'nin matris çifti (A_a, B_a) 'nin kontroledilebilir olduğunu varsayarsak, uygun bir $T_r \in \mathbb{R}^{(n+p)x(n+p)}$ matrisi kullanılarak koordinat transformasyonu $T_r x_a$ mümkün olur. Böylece, sistem (2) aşağıdaki düzenli forma dönüştürülebilir:

$$\dot{x}_1 = A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \tag{8}$$

$$\dot{x}_2 = A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2 u + f_2(x_1, x_2) \tag{9}$$

burada $x_1 \in \mathbb{R}^{\lambda}$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $u \in \mathbb{R}^m$, $A_{11} \in \mathbb{R}^{\lambda x \lambda}$, $A_{12} \in \mathbb{R}^{\lambda x m}$, $A_{21} \in \mathbb{R}^{m x \lambda}$, $A_{22} \in \mathbb{R}^{m x m}$, $B_2 \in \mathbb{R}^{m x m}$, $\lambda = n + p - m$, ve $f_2 \in \mathbb{R}^m$ de sistem belirsizliklerini içerir. Normal form için sistem matrislerinin tam ranklı olduğu varsayılmıştır, yani $\text{rank}(A_{12}) = m$, $\text{rank}(B_2) = m$ ve $m \le (n - m)$ olmalıdır. Transformasyon matrisi T_r, bilinen QR faktörizasyonu ile $T_r B_a = \begin{bmatrix} 0 & B_2 \end{bmatrix}^T$ 'yi sağlayacak şekilde elde edilebilir [9]. Normal formdaki sistem (8) ve (9) için, kayan yüzey şu şekilde tanımlanabilir

$$s(x_1, x_2) = C_1 x_1 + x_2 \equiv [C_1 \quad I_m]\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{10}$$

burada $C_1 \in \mathbb{R}^{m x \lambda}$ ve birim matris $I_m \in \mathbb{R}^{m x m}$. Uygun bir KKK ile kayan kip oluşturulduğu anda ve sonrasında, kayan yüzey $s(x_1, x_2) = 0$ eşitliğini sağlayacaktır. Bundan dolayı, Denklem (10)'daki x_2 yi x_1 cinsinden $x_2 = -C_1 x_1$ olarak yazarsak ve (8)'de yerine koyarak, aşağıdaki sistem dinamiklerini elde ederiz

$$\dot{x}_1 = (A_{11} - A_{12}C_1)x_1 \tag{11}$$

Burada orijinal sistemin matris çifti (A,B) kontroledilebilir olduğundan, matris çifti (A_{11}, A_{12}) kontroledilebilirdir [10]. Dolayısıyla, $C_1 \in \mathbb{R}^{m x \lambda}$ matrisi denklem (11)'deki sistemi kararlı edecek ve geribeslemeli sistemin arzulanan sistem yanıtını vermesini sağlayacak şekilde tasarlanabilir. C_1 matrisi literatürde yaygın olarak kullanılan LQR-temelli tasarım [11], [12] ve özdeğer atama [13], veya yüksek performanslı katsayı oranı [14] yaklaşımlarıyla tasarlanabilir. Son bir işlemle, orijinal sistem için tersine transformasyonla, kayan yüzey matrisi aşağıdaki gibi bulunur

$$C = \begin{bmatrix} C_1 & I_m \end{bmatrix} T_r \tag{12}$$

Kayan yüzey tasarlandıktan sonra, bu yüzey üzerinde kayan kipi, $s(z) = \dot{s}(z) = 0$, oluşturmak için ihtiyaç duyulan KKK literatürdeki farklı metotlarla tasarlanabilir: eşdeğer kontrol [15] ve kayan-sektör kontrol [16] gibi. Kapalı çevrimli sistemin kararlılığını garanti etmek için KKK ulaşma koşulunu $s^T \dot{s} < 0$ sağlanmalıdır. Eşdeğer kontrol yaklaşımı kullanılması durumunda, sistem (2) için kontrol kuralı $\dot{s}(z) = 0$ 'ın çözümünden aşağıdaki gibi elde edilebilir

$$u = -(CB_a)^{-1}\left[CA_a x_a - CB_r r + k\,\text{sign}(s)\right] \tag{13}$$

burada k sabit değerli kontrol kazancıdır. Kontrolün $\text{sign}(\cdot)$ fonksiyonu $\text{sign}(s) = \left[\text{sign}(s_1) \ldots \text{sign}(s_m)\right]^T$ formunda olup, bütün i=1,2,…,m için $\text{sign}(s_i) = s_i / |s_i|$ olarak tanımlanır. Denklem (13)'teki kontrolör, kayan yüzeyi $s(x_a) = 0$ 'da tutmak zorundadır. Kapalı çevrimli sistemin kararlılığı veya KKK ulaşma koşulu, artırılmış sistem (2), kayma yüzeyi (5), ve kontrol (13) kullanılarak şu şekilde gösterilebilir:

$$\begin{aligned} s^T \dot{s} &= s^T\left(CA_a x_a + CB_a u + CB_a f - CB_r r\right) \\ &= s^T\left(CA_a x_a - CA_a x_a + CB_r r - k_1\,\text{sign}(s) + CB_a f - CB_r r\right) \\ &= s^T\left(-k\,\text{sign}(s) + CB_a f\right) \\ &\le -\left(k - \|CB_a f\|\right)\|s\| \end{aligned} \tag{14}$$

Burada sınırlı değerler alabilen $f \equiv f(x_a, u)$ vektörü göz önüne alındığında, eğer $k > \|CB_a f\|$ şartı sağlanır ise ulaşma koşulu da negatif değerler alır, yani $s^T \dot{s} < 0$ olur. Dolayısıyla, kayan kipler oluşur ve kayan yüzey geribeslemeli sistemin dinamik davranışını kontrol kanalındaki belirsizliklere karşı dayanıklı bir şekilde belirler [14]. İlaveten, referans sinyali de dayanıklı bir şekilde takip edilmiş olur.

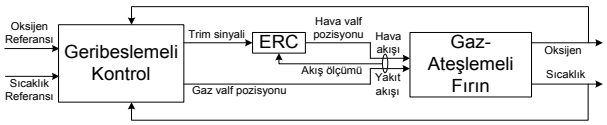
3. Yüksek-Sıcaklıklı Gaz-Ateşlemeli Fırın Uygulaması

Yüksek-sıcaklı gaz-ateşlemeli fırınlar yaygın olarak seramik üretiminde kullanılmaktadır. Sistem, akış oranları motorlu valfler ile kontrol edilen yakıt ve hava ile beslenmektedir. Sıcaklık kontrolü öncelikli amaç olmakla beraber, hem sıcaklık hem de oksijen oranı bağımsız bir şekilde kontrol edilerek fırının etkinliği artırılabilir. Kontrol sistemi tasarımda gerekli olan model, periyodik uyarma sinyallerinin kullanılmasıyla elde edilen giriş-çıkış ilişkisinin sistem tanımlamaya uygulanması ile etkin bir şekilde elde edilebilir. Sonuç olarak, endüstriyel fırın modeli aşağıdaki denklemlerle verilebilmektedir [10]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -.0186 & -.0065 & .019 & .013 \\ .0026 & -.1354 & .031 & .004 \\ -.0972 & .0695 & -.127 & .053 \\ -.0193 & -.0155 & -.112 & -.49 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -.096 \\ .5 & .0453 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} .6707 & -.1085 & -.0286 & .0086 \\ -.275 & -.1933 & -.2175 & .006 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \quad (16)$$

burada u_1 yakıt valf pozisyonunu, u_2 oksijen ayar sinyalini, y_1 fırının termokapl (bimetal) ile sıcaklık ölçümünü ve y_2 de zirkonyum-oksit uçlarla ölçülen oksijen yüzdesini ifade etmektedir. Gaz-ateşlemeli fırın için önerilen kontrol sistemi mekanizması Şekil 1'de gösterilmiştir. Sıcaklık ve oksijen kontrolünün doğruluğu, yakıt tüketiminin etkinliği, güvenliğin artırılması ve atık miktarının azaltılması açısından oldukça önemlidir. Şekilde görülen ERC (elektronik oran kontrolörü) güvenlik amacıyla kullanılmaktadır.



Şekil 1: Yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırının geribeslemeli kontrol sistemi şeması.

İKKK yaklaşımı ve klasik durum geribeslemeli integral kontrolü, yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın sistemi için tasarlanacak ve sonuçlar karşılaştırılacaktır. Benzetim sonuçları MATLAB/Simulink programları ile elde edilecektir. Gaz-ateşlemeli fırının yerleşme zamanının yaklaşık olarak $t_{ss} = 30$ s olduğu düşünülmektedir. Bu yerleşme zamanını sağlayan durum geribeslemeli integral kontrolün kazanç matrisi

$$K = \begin{bmatrix} 184.36 & 35.86 & 282.24 & 166.38 & -2.7 & 6.43 \\ -446.85 & -52.92 & -683.50 & -363.82 & -7.7 & -15.7 \end{bmatrix} \quad (17)$$

olarak hesaplanabilir. İKKK tasarımı için elde edilen kayan yüzey matrisi ise aşağıdaki gibidir:

$$C = \begin{bmatrix} -41.7 & 7.87 & -30.1 & 13.8 & 0 & -1 \\ 0.71 & -2.59 & 1.53 & 0.89 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

KKK uygulamalarında çatırdamayı gidermek için yaygın bir şekilde sınır-değer yaklaşımları kullanılmaktadır, yani küçük bir $\varepsilon > 0$ için, sign(·) fonksiyonu aşağıdaki denklemle tanımlanan doyum fonksiyonuna eşitlenmektedir [17], [18],

$$\text{sign}(s_i) \approx \begin{cases} s_i / |s_i|, & \text{eğer } |s_i| > \varepsilon \\ s_i / \varepsilon, & \text{eğer } |s_i| \le \varepsilon \end{cases} \quad (19)$$

İKKK tasarımını, denklem (13)'teki forma sahip kontrolörün nonlineer kısmının kazancını k=5 ve sınır değerini de ε=0.1 seçerek tamamlayabiliriz.

Normalde durum geri beslemeli kontrol sisteminin pratik uygulaması, ya tüm durum değişkenlerinin ölçümü yada gözleyici yardımıyla olabilmektedir. Pek çok sistem için tüm durum değişkenlerinin ölçümü pratik ve ekonomik nedenlerden dolayı mümkün olmadığından, aşağıdaki gibi bir gözleyici tasarlanarak bu sorun çözülebilir:

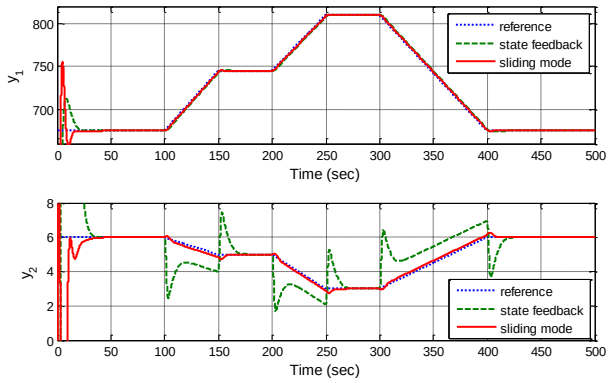
$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(y - H\hat{x}) \quad (20)$$

burada L gözleyici kazanç matrisidir ve MATLAB yardımıyla

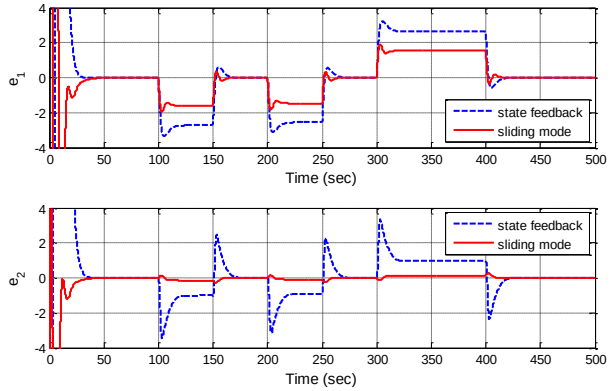
$$L^T = \begin{bmatrix} -32.71 & -305.23 & 316.42 & 36.24 \\ -38.61 & -350.76 & 357.25 & 11.50 \end{bmatrix} \quad (21)$$

olarak bulunmuştur.

Benzetim sonuçları, tipik endüstriyel sıcaklık ve oksijen talep profilleri için Şekil 2 ve 3'te verilmiştir. Rampa şeklindeki referans fonksiyonları güvenlik amacıyla kullanılmaktadır. Şekil 2'de kontrol İKKK ve durum geribeslemeli integral kontrolün referans takip yanıtı görülmektedir. Kontrol sistemleri, sıcaklık ve oksijen ölçümlerinin tanımlanan referans profillerini iyi bir şekilde takip etmesini sağlamıştır. Şekilden görüldüğü gibi, arzulanan yerleşme zamanı, t_{ss}=30 s, her iki ölçüm için de sağlanmıştır. Her iki kontrol yaklaşımı da sıcaklık profilini arzulanır şekilde takip etmesine rağmen, İKKK oksijen profilini çok daha iyi bir şekilde takip etmektedir. İlgili referans takip hataları Şekil 3'te verilmiştir. Görüldüğü gibi İKKK, sıcaklık ve oksijen referanslarını rampa değişimlerinde %1'den daha küçük bir hata ile ve kararlı-halde sıfır hata ile takip etmektedir.



Şekil 2: İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol sistemlerinin performansı.



Şekil 3: İKKK ve durum-geribeslemeli integral kontrol metotlarının referans takip hataları e_1=y_1-r_1 ve e_2=y_2-r_2'nin zaman yanıtı.

4. Sonuç

Sistematik ve etkin bir integral kayan kipli kontrol yaklaşımı bu çalışmada önerilmiştir. İntegral kayan kipli kontrol, klasik kayan kiplerin tasarım yapısını korumakla beraber, dayanıklı referans takibine olanak sağlamaktadır. Önerilen yaklaşımın yüksek performans gösterdiği yüksek-sıcaklıklı gaz-ateşlemeli fırın uygulamasıyla ispatlanmıştır. Zamanla-değişen referans profillerinde ulaşma zamanı kavramının oluşmaması, önerilen

integral kayan kiplerin bozuculara karşı dayanıklılığını artırmaktadır. Ayrıca, kayan kipli kontrolün standart tasarım yapısı korunduğundan tasarım kolaylığı sağlanmakta ve kayan kiplerin uygulama alanlarının genişlemesine katkı sağlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK tarafından 113E329 kodlu proje ile desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] K. Abidi, J.-X. Xu, and Y. Xinghuo, "On the Discrete-Time Integral Sliding-Mode Control," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 52, no. 4, pp. 709–715, Apr. 2007.

[2] F. J. Bejarano, L. M. Fridman, and A. S. Poznyak, "Output Integral Sliding Mode for Min-Max Optimization of Multi-Plant Linear Uncertain Systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 11, pp. 2611 –2620, Nov. 2009.

[3] M. Comanescu, "An Induction-Motor Speed Estimator Based on Integral Sliding-Mode Current Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 9, pp. 3414–3423, Sep. 2009.

[4] J.-X. Xu, Z.-Q. Guo, and T. H. Lee, "Design and Implementation of Integral Sliding-Mode Control on an Underactuated Two-Wheeled Mobile Robot," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3671–3681, Jul. 2014.

[5] F. Zhao, Y. Liu, X. Yao, and B. Su, "Integral sliding mode control of time-delay systems with mismatching uncertainties," *J. Syst. Eng. Electron.*, vol. 21, no. 2, pp. 273–280, Apr. 2010.

[6] V. Utkin and J. Shi, "Integral sliding mode in systems operating under uncertainty conditions," in , *Proceedings of the 35th IEEE Conference on Decision and Control, 1996*, 1996, vol. 4, pp. 4591–4596 vol.4.

[7] S. Laghrouche, F. Plestan, and A. Glumineau, "Higher order sliding mode control based on integral sliding mode," *Automatica*, vol. 43, no. 3, pp. 531–537, Mar. 2007.

[8] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Prentice Hall, 2002.

[9] C. Edwards, Y. Shtessel, L. Fridman, and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*. Birkhauser Verlag GmbH, 2013.

[10] C. Edwards and S. K. Spurgeon, *Sliding Mode Control: Theory And Applications*. CRC Press, 1998.

[11] V. I. Utkin and K. Young, "Methods for constructing discontinuity planes in multidimensional variable structure systems," *Autom. Remote Control*, vol. 39, pp. 1466–1470, 1978.

[12] Y. Pan and K. Furuta, "VSS controller design for discrete-time systems," *Control Theory Adv. Technol.*, vol. 10, no. 4, pp. 669–687, 1994.

[13] C. M. Dorling and A. S. I. Zinober, "Two approaches to hyperplane design in multivariable variable structure control systems," *IntJournal Control*, vol. 44, no. 1, pp. 65–82, 1986.

[14] G. Ablay, "Kayan kipli kontrol sistemleri için optimal yanıtlı kayan yüzey tasarımı," presented at the bu konferansta, 2014.

[15] V. I. Utkin, J. Guldner, and J. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, 2nd ed. CRC Press, 2009.

[16] K. Furuta and Y. Pan, "Variable structure control with sliding sector," *Automatica*, vol. 36, no. 2, pp. 211–228, Feb. 2000.

[17] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*. Prentice Hall, 1991.

[18] W. Perruquetti and J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*. Marcel Dekker, 2002.

Manyetik Kaldırma Sistemi için Gürbüz Denetleyici Tasarımı ve Gerçeklemesi

Erman Selim[1], *Eyüp Gürcan*[1], *Enver Tatlıcıoğlu*[2], *Musa Alcı*[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, Bornova/İzmir
[erman.selim, eyup.gurcan, musa.alci]@ege.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Urla/İzmir
enver@iyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada tek serbestlik derecesine sahip manyetik kaldırma sistemi için gürbüz denetleyici tasarımı yapılmıştır. Topu havada tutmak için kullanılan manyetik kuvvetin üstel ifadeler içermesi sistemin doğrusal denetimini zorlaştırmaktadır. Bunun yanı sıra bobinde oluşan ısınmanın endüktans değerini değiştirmesi beklenen fakat ölçülemeyen bir durumdur. Bu problemlerle başa çıkabilmek için gürbüz denetleme yöntemlerinden olan kayan kipli denetleyici ve yüksek kazançlı denetleyici uygulanmıştır. Denetleyicilerin Lyapunov analiziyle kararlı oldukları gösterilmiş ve Matlab/Simulink ortamında benzetimleri yapılmıştır. Son aşamada bu iki denetleyici deneysel düzeneğe uygulanıp gerçek zamanlı olarak topun belirli bir rotayı takip etmesi sağlanmıştır.

1. Giriş

Manyetik kaldırma işlemi, en basit şekliyle metal cisimlerin manyetik kuvvet ile hareket ettirilmesidir. Bu hareketin avantajı temassız yapılması ve dolayısıyla sürtünmesiz olmasıdır [1]. Sürtünmesiz yapılan hareket, enerji kaybını önlemekte ve kuvvete göre konum belirlenmesinde bozucu etkiyi ortadan kaldırmaktadır. Bu avantajları sayesinde sürtünmesiz rulmanlar, yüksek hızlı yolcu trenleri ve kesin doğrulukta konumlandırma sistemlerinde tercih edilmektedirler [2].

Fakat manyetik kaldırma sistemleri doğrusal olmayan ve hızlı değişen dinamik davranış göstermektedir. Sistemin denetlenmesi için geçmişte durum uzayı temelli denetim [3], uyarlamalı denetleme [4], yapay sinir ağı yöntemleri [5] uygulanmıştır. Uygulanan denetleyiciler farklı davranışlar gösterebilmektedirler. Doğrusallaştırma temelli yöntemler geçmişte de denenmiş olup özellikle istenilen pozisyon takibi sırasında doğrusallaştırma varsayımları bozulabildiği için pek tercih edilmemektedirler. İlaveten hemen her sistemde bulunan belirsizlikler de doğrusal denetleyicilerin başarısını düşürmektedir. Çözüm olarak gürbüz denetleme yöntemlerinden yararlanılmaktadır [6]. Sistemi bozucu etkilere karşı dayanıklı yapmanın bir başka yöntemi de bozucu etkilerin kestirilmesidir. Bu sayede ölçülemeyen veya belirlenemeyen etkiler tasarlanan gözlemci yardımıyla denetlenebilmektedir [7].

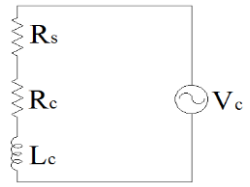
Bu çalışmada tek serbestlik derecesine sahip manyetik kaldırma sistemi için gürbüz denetleyici tasarımı hedeflenmektedir. Bu doğrultuda ilk olarak manyetik kaldırma sistemi için matematiksel model türetilmiş ve bu model için kayan kipli denetleyici ile yüksek kazançlı denetleyici tasarlanmıştır. Matematiksel modelin kullanacağımız deneysel düzeneğe denk olabilmesi için model parametreleri Quanser firmasının manyetik kaldırma sistemi kullanıcı kılavuzundan alınmıştır [8]. Tasarlanan denetleyicilerin sistemin matematiksel modelinin bilinmediği durumda takip hatasını sıfıra yakın ve sınırlı aralığa götürdüğü Lyapunov tarzı kararlılık analiz yöntemleri ile gösterilmiştir. Ardından, Matlab/Simulink üzerinde matematiksel model ile sistemin benzetimi yapılarak her iki denetleyici için de topun hedeflenen pozisyonda tutulabildiği gösterilmiştir. Son olarak matematiksel model yerine deneysel düzenek kullanılarak gerçek zamanlı çalışmada topun belirli bir rotayı takip etmesi sağlanmıştır.

2. Manyetik Kaldırma Sistemi Modeli

Tasarlanacak olan gürbüz denetleyiciler sistemin modelinin bilinmesi ihtiyacını ortadan kaldıracaktır. Fakat, çalışmanın tamlığı için sistemin matematiksel modeli derlenmiştir. Sistemin modeli iki alt kısımdan oluşmaktadır. Bu alt kısımlar, elektriksel ve elektromekanik sistemlerdir.

2.1. Elektriksel Sistem Modeli

Manyetik kaldırma sisteminin elektrik devresi Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Manyetik kaldırma sisteminin elektrik devresi

Bobine $V_c(t)$ gerilimin uygulanması ile oluşan akım $I_c(t)$, elektromıknatıs bobininin endüktansı L_c, direnci $R_c$ve ölçüm aletinin direnci R_s ile gösterilmiştir. Kirchhoff'un gerilimler kanununu kullanarak aşağıdaki ifade elde edilir

$$\frac{d}{dt}\left(L_c I_c(t)\right) + (R_c + R_s) I_c(t) = V_c(t). \quad (1)$$

Şekil 1'de her ne kadar L_c ile gösterilse de aslında bobinin endüktansı topun konumuna bağlı olarak değişen ve alttaki şekilde gösterilen doğrusal olmayan bir fonksiyon ile ifade edilir

$$L = L_c + \frac{2K_m}{x_b}. \quad (2)$$

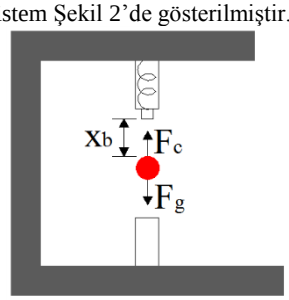
Eşitlik (2)'de, K_m elektromıknatıs kuvvet sabitini, $x_b(t)$ ise topun pozisyonunu göstermektedir. Eşdeğer direnç değerini $R \triangleq (R_c + R_s)$ ve uygulanan gerilimi $u(t) \triangleq V_c(t)$ olarak tanımlayabiliriz. Eşitlikler (1) ve (2)'yi kullanarak manyetik kaldırma sisteminin diferansiyel denklemi alttaki gibi olur

$$\frac{d}{dt} I_c(t) = -\frac{R}{L_c} I_c(t) + \frac{2K_m}{L_c} \frac{v(t) I_c(t)}{{x_b}^2} + \frac{u(t)}{L_c}. \quad (3)$$

Eşitlik (3)'te $v(t) \triangleq \dot{x}_b(t)$ olup topun hızını temsil etmektedir.

2.2. Elektromekanik Sistem Modeli

Elektromekanik sistem Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: Manyetik kaldırma sisteminin mekanik modeli

Yerçekimi nedeniyle topa uygulanan kuvvet olan $F_g(t)$ altta tanımlanmıştır

$$F_g = M_b g. \quad (4)$$

Eşitlik (4)'te, M_b çelik topun kütlesini, g ise yerçekimi sabitini göstermektedir. Elektromıknatısın çekim kuvveti olan $F_c(t)$ ise aşağıda belirtilmiştir

$$F_c = \frac{K_m I_c^2}{x_b^2}. \quad (5)$$

Eşitlik (4) ve (5) kullanılarak topa etkiyen toplam kuvvet alttaki şekilde elde edilir

$$F = F_g - F_c = M_b g - \frac{K_m I_c^2}{x_b^2}. \quad (6)$$

Bu durumda topun hareket denklemleri alttaki şekilde ifade edilebilir

$$\frac{d^2}{dt^2} x_b = g - \frac{K_m}{M_b} \left(\frac{I_c}{x_b}\right)^2. \quad (7)$$

3. Denetleyici Tasarımı

Denetleyici tasarımının ve denetleme sistemlerinin temel amacı, eğer mümkünse tanımlanacak bir takip hatasını sıfıra götürmek veya sıfırın komşuluğunda sınırlı tutmaktır. Bu bildiride manyetik kaldırma sistemi için gürbüz denetim yöntemlerinden kayan kipli denetleyici ve yüksek kazançlı denetleyici tasarlanacaktır.

Takip hatası $e_1(t)$ ile gösterilmektedir ve alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$e_1 \triangleq x_d - x_b. \quad (8)$$

Üstte, $x_d(t)$ yeterince yumuşak olan istenilen pozisyondur. Eşitlikler (3) ve (7) göz önünde bulundurulduğunda, elimizdeki manyetik kaldırma sisteminin modelinin üçüncü dereceden olduğu gözlemlenebilir. Denetleyici tasarımının sunum kolaylığı ve kullanılacak kararlılık analizinde sadece birinci dereceden türev ifadelerinin olması için altta, $e_2(t)$ ve $e_3(t)$ ile gösterilen, süzgeçlenmiş hata işaretleri tanımlanmıştır

$$e_2 \triangleq \dot{e}_1 + \alpha_1 e_1 \quad (9)$$

$$e_3 \triangleq \dot{e}_2 + \alpha_2 e_2. \quad (10)$$

Üstteki tanımlarda α_1 ve α_2 artı işaretli, sabit denetleyici kazançlarıdır.

Süzgeçlenmiş hata işareti $e_3(t)$'nin dinamiklerine ulaşmak için Eşitlik (3) ve (7)'den faydalanırsak, alttaki ifadeyi elde edebiliriz

$$\ddot{x}_b = \frac{2K_m}{M_b} \left(\frac{R}{L_c} \frac{{I_c}^2}{{x_b}^2} - \frac{2K_m v {I_c}^2}{L_c {x_b}^4} + \frac{v {I_c}^2}{{x_b}^2} + \frac{u}{L_c} \frac{I_c}{{x_b}^2} \right). \quad (11)$$

Eşitlik (11)'deki sistem dinamiği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\ddot{x}_b = f(x_b, v, I_c) + h(x_b, I_c) u. \quad (12)$$

Eşitlik (12)'de $f(.)$ ve $h(.)$ sistem durumlarına bağlı doğrusal olmayan fonksiyonları göstermektedir ve alttaki şekilde tanımlanmışlardır

$$f(x_b, v, I_c) \triangleq \frac{2K_m}{M_b} \left(\frac{R}{L_c} \frac{{I_c}^2}{{x_b}^2} - \frac{2K_m v {I_c}^2}{L_c {x_b}^4} + \frac{v {I_c}^2}{{x_b}^2} \right) \quad (13)$$

$$h(x_b, I_c) \triangleq \frac{2K_m}{M_b L_c} \frac{I_c}{{x_b}^2} \quad (14)$$

Akım ve pozisyon değerlerinin artı işaretli ve sınırlı oldukları göz önünde bulundurulduğunda $h(.)$'nin de artı işaretli ve sınırlı olduğu tespit edilebilir. Bu çalışmada model parametrelerinin belirsiz oldukları varsayıldığından, $f(.)$ ve $h(.)$ belirsizdir ve denetleyici tasarımında kullanılmayacaklardır.

Sunum kolaylığı için $m(x_b, I_c)$ ifadesi alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$m \triangleq \frac{1}{h}. \quad (15)$$

Benzer şekilde $m(x_b, I_c)$ de artı işaretli ve sınırlıdır. Süzgeçlenmiş hata işareti $e_3(t)$'ün türevi alınıp $m(.)$ ile çarpıldığında alttaki ifade elde edilir

$$m\dot{e}_3 = m\dddot{x}_d - mf - u + m\alpha_1 \ddot{e}_1 + m\alpha_2 \dot{e}_2. \quad (16)$$

Kararlılık analizinde çapraz terimleri ortadan kaldırmak amacıyla Eşitlik (16)'ya $\frac{1}{2}\dot{m}e_3 + e_2$ ifadesi eklenip çıkartıldığında

$$m\dot{e}_3 = -\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 + N - u \quad (17)$$

ifadesi elde edilir ki burada $N(x_b, v, I_c, t)$ ile gösterilen terim alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$N \triangleq m\dddot{x}_d - mf - u + m\alpha_1 \ddot{e}_1 + m\alpha_2 \dot{e}_2 + \frac{1}{2}\dot{m}e_3 + e_2. \quad (18)$$

Üstte tanımı verilen N terimi belirsizdir ve alttaki eşitsizlikteki şekilde üstten sınırlandırılabilir

$$|N| \leq \rho \quad (19)$$

ki burada $\rho(.)$ bilinen bir sınırlayıcı fonksiyondur.

Eşitlik (18)'deki tanımı eşitlik (17)'de yerine yazarsak aşağıdaki ifadeyi elde edebiliriz

$$m\dot{e}_3 = -\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 - u + N. \quad (20)$$

3.1. Kayan Kipli Denetleyici

Kayan kipli denetim doğrusal olmayan bir denetleme yöntemidir. Hatanın işaretine bağlı olarak süreksiz bir

denetleme sinyali göndererek sistemi kararlı hale getirmeye çalışır.

Kayan kipli denetleyici alttaki şekilde tasarlanmıştır

$$u = ke_3 + \rho\, sgn(e_3). \quad (21)$$

Üstte, k artı işaretli denetleyici kazancıdır. Önerilen denetleyiciyi Eşitlik (20)'de yerine yazdığımızda

$$m\dot{e}_3 = -\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 + N - ke_3 - \rho\, sgn(e_3) \quad (22)$$

ifadesini elde ederiz.

Teorem 1: Denklem (21)'de tasarlanan denetleyici alttaki şartlar sağlandığında

$$\alpha_1 > \frac{1}{2} \quad (23)$$

$$\alpha_2 > \frac{1}{2} \quad (24)$$

takip hatası $e_1(t)$'nin üstel hızla sıfıra götürülmesini garanti eder.

İspat: Alttaki Lyapunov fonksiyonu önerilmektedir

$$V \triangleq \frac{1}{2}{e_1}^2 + \frac{1}{2}{e_2}^2 + \frac{1}{2}m{e_3}^2. \quad (25)$$

Bu Lyapunov fonksiyonunun sadece $e_1(t)$, $e_2(t)$ ve $e_3(t)$ sıfıra eşit olduğunda sıfır olduğu ve bunun dışında artı işaretli olduğu kolayca görülebilir. İlaveten bu Lyapunov fonksiyonu alttan ve üstten sınırlandırılabilir.

Lyapunov fonksiyonunun türevini aldığımızda

$$\dot{V} = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + me_3\dot{e}_3 + \frac{1}{2}\dot{m}{e_3}^2 \quad (26)$$

ifadesini elde ederiz. Eşitlik (26) ile birlikte eşitlikler (9), (10) ve (22) kullanıldığında alttaki ifade elde edilebilir

$$\dot{V} = e_1(e_2 - \alpha_1 e_1) + e_2(e_3 - \alpha_2 e_2) + \frac{1}{2}\dot{m}{e_3}^2 + e_3\left[-\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 + N - ke_3 - \rho\, sgn(e_3)\right]. \quad (27)$$

Ters işaretli terimlerin sadeleştirilmesinden sonra

$$\dot{V} = e_1e_2 - \alpha_1{e_1}^2 - \alpha_2{e_2}^2 + e_3N - k{e_3}^2 - \rho|e_3| \quad (28)$$

ifadesine ulaşılabilir. Eşitlik (28)'i incelediğimizde $-\alpha_1{e_1}^2$, $-\alpha_2{e_2}^2$, $-k{e_3}^2$, $-\rho|e_3|$ terimleri eksi işaretlidir, ancak $e_1e_2$ve e_3N terimlerinin işaretleri belirsizdir ve incelenmeleri gerekmektedir. Eşitsizlik (19) kullanılarak

$$e_3N \leq \rho|e_3| \quad (29)$$

ifadesi elde edilebilir ve yine alttaki eşitsizlik kolayca gösterilebilinir

$$e_1e_2 \leq \frac{1}{2}{e_1}^2 + \frac{1}{2}{e_2}^2. \quad (30)$$

Eşitsizlikler (29) ve (30), eşitlik (28) ile beraber kullanıldığında

$$\dot{V} \leq -\left(\alpha_1 - \frac{1}{2}\right){e_1}^2 - \left(\alpha_2 - \frac{1}{2}\right){e_2}^2 - k{e_3}^2 \quad (31)$$

ifadesi elde edilir. Üstteki $\left(\alpha_1 - \frac{1}{2}\right)$ ve $\left(\alpha_2 - \frac{1}{2}\right)$ katsayıları α_1 ve α_2 denklemler (23) ve (24)'teki şartları sağladığında artı işaretli sabit sayılar oldukları için Lyapunov fonksiyonunun türevi eksi tanımlıdır. Buradan $e_1(t)$, $e_2(t)$ ve $e_3(t)$ hatalarının üstel olarak sıfıra gittiği açıkça görülmektedir.

3.2. Yüksek Kazançlı Denetleyici

Yüksek kazançlı denetleyici alttaki şekilde tasarlanmaktadır

$$u = ke_3 + \frac{1}{\varepsilon}\rho^{\,2}e_3 \quad (32)$$

ki burada ε yeterince küçük artı işaretli bir sabittir. Tasarlanan denetleyiciyi Eşitlik (20)'deki açık döngü hata sisteminde yerine konmasıyla alttaki kapalı döngü hata sistemi elde edilir

$$m\dot{e}_3 = -\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 + N - ke_3 - \frac{1}{\varepsilon}\rho^{\,2}e_3. \quad (33)$$

Teorem 2: Denklem (32)'de tasarlanan denetleyici, denklemler (23) ve (24)'teki şartlar sağlandığında takip hatası $e_1(t)$'nin sıfırın komşuluğuna götürülmesini garanti eder.

İspat: Bu teoremin ispatında da bir önceki teoremin ispatında kullanılan Lyapunov fonksiyonu kullanılacaktır ve analiz eşitlik (26)'ya kadar aynı olup ardından ayrışmaktadır.

Eşitlik (26)'da, eşitlikler (9), (10) ve (33) kullanıldığında alttaki ifade elde edilir

$$\dot{V} = e_1(e_2 - \alpha_1 e_1) + e_2(e_3 - \alpha_2 e_2) + \frac{1}{2}\dot{m}{e_3}^2 + e_3\left[-\frac{1}{2}\dot{m}e_3 - e_2 + N - ke_3 - \frac{1}{\varepsilon}\rho^{\,2}e_3\right]. \quad (34)$$

Sadeleştirmelerden sonra alttaki ifadeye ulaşabiliriz

$$\dot{V} = e_1e_2 - \alpha_1{e_1}^2 + e_2e_3 - \alpha_2{e_2}^2 + e_3N - k{e_3}^2 - \frac{1}{\varepsilon}\rho^{\,2}{e_3}^2. \quad (35)$$

Eşitsizlik (19) ile doğrusal olmayan sönümleme yöntemi kullanıldığında alttaki üst sınır elde edilebilir

$$e_3N - \frac{1}{\varepsilon}\rho^{\,2}{e_3}^2 \leq \frac{\varepsilon}{4}. \quad (36)$$

Eşitsizlikler (30) ile (36), denklem (35) ile beraber kullanıldığında alttaki üst sınır elde edilebilir

$$\dot{V} \leq -\left(\alpha_1 - \frac{1}{2}\right){e_1}^2 - \left(\alpha_2 - \frac{1}{2}\right){e_2}^2 - k{e_3}^2 + \frac{\varepsilon}{4}. \quad (37)$$

Denetleyici kazançları denklemler (23) ve (24)'te verilen şartları sağladığında alttaki ifade elde edilebilir

$$\dot{V} \leq -\beta V + \frac{\varepsilon}{4}. \quad (38)$$

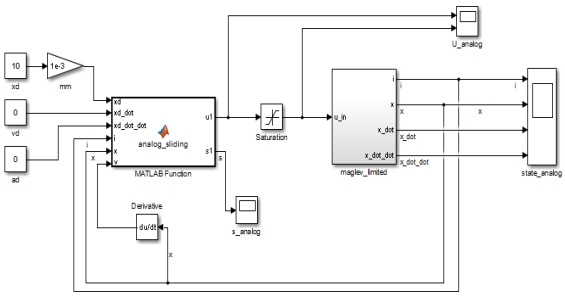
Denklem (38)'i incelediğimizde $V(t)$'nin büyük değerleri için türev eksi işaretlidir ve $V(t)$ üstel olarak azalır, $V(t)$'nin küçük değerlerinde türev artı işaretlidir ve $V(t)$ artmaktadır. Dolayısıyla, takip hatası $e_1(t)$ sıfıra gitmemekte fakat sıfırın komşuluğunda salınım yapmaktadır.

4. Benzetim Sonuçları

Deneysel düzenek için türetilen matematiksel denklemler, Matlab/Simulink ortamında yazılarak manyetik kaldırma sisteminin benzetimi yapılmıştır. Benzetim modelinin gerçek modele daha uygun olması için fiziksel kısıtlar da göz önünde bulundurulmuştur. Topun bobine olan uzaklığının üst limiti 14 mm'dir. Alt limiti ise topun bobine yapışması durumunda olan 0 mm'dir. Fakat topun bobine yapışması halinde tekrar düşürmek için fiziksel dürtü gerekmektedir. Benzetim sırasında böyle bir etki olamayacağı için mesafenin sıfır veya sıfıra çok yakın, örneğin, x_b'nin 10^{-5} mm'den küçük olması durumunda benzetim sonlandırılmaktadır.

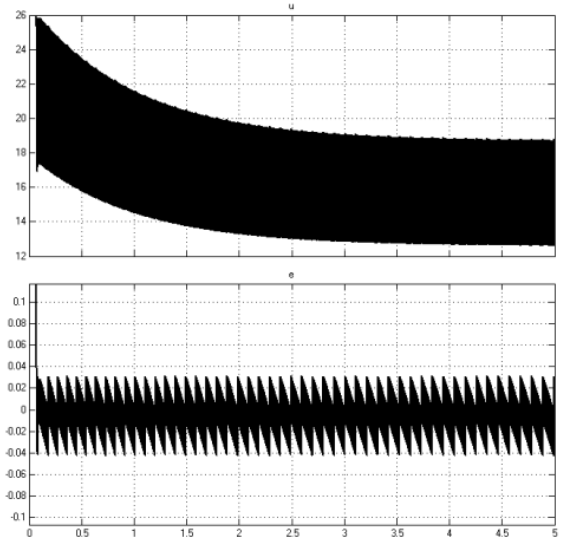
4.1 Kayan Kipli Denetleyici Benzetimi

Benzetimde tasarlanan denetleyici deneysel düzenekten bağımsız olarak çalıştırılabilmektedir ve Matlab/Simulink benzetim modeli Şekil 3'te gösterilmiştir.



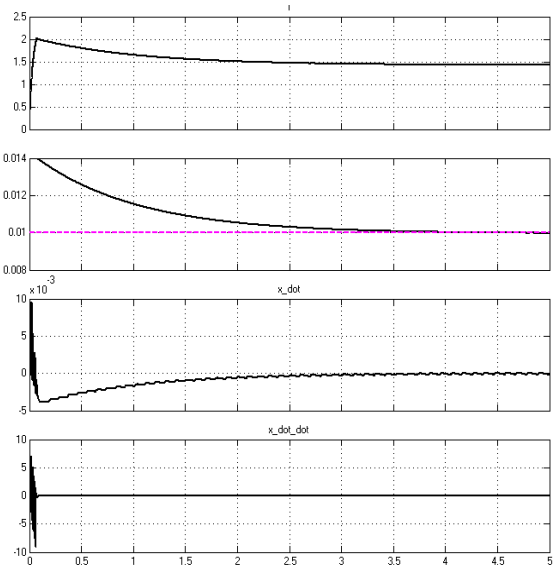
*Şekil 3:*Matlab/Simulink benzetim modeli

Denetleyici kazançları $\alpha_1 = \alpha_2 = \rho = k = 100$ olarak seçilmiştir. Denetleyici girişi $u(t)$ ve takip hatası $e_1(t)$ Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: Kayan kipli denetleyici için denetleyici girişi $u(t)$ ve takip hatası $e_1(t)$

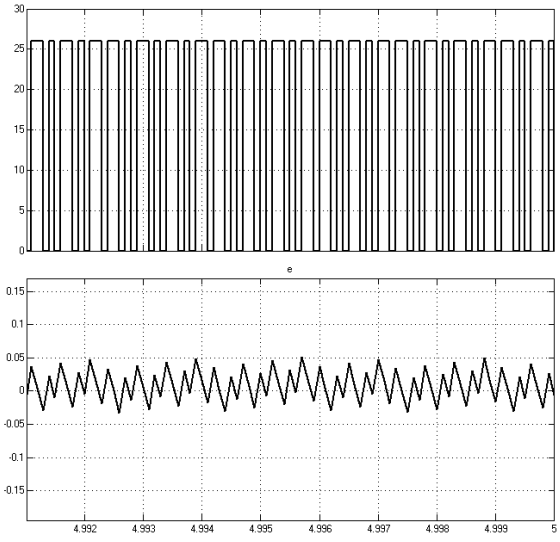
Benzetimde topun bobine olan uzaklığının 10 mm'de sabit kalması istenmiştir. Topun pozisyon, hız, ivme, istenilen pozisyon ve bobinin akım değerleri Şekil 5'de gösterilmiştir. Şekil 5'de ilk grafikte bobin akımı gösterilmiştir. Bobin akımı, bobinden uygulanan kuvvet ile orantılı olduğundan ilk anda topa ivme kazandırmak için yüksek akım verilmekte sonrasında ise top istenilen noktaya yaklaştıkça sabit değere yakınsamaktadır. İkinci eğride ise topun bobine olan uzaklığı (düz çizgi), istenen pozisyon değeri (kesikli çizgi) gösterilmiştir. Topun ivme ve hız grafikleri, anlık kalkışı ve yavaşlayan hızla yükselişini göstermektedir.



*Şekil 5: (*a) bobin akımı $I_c(t)$, (b) istenilen pozisyon $x_d(t)$ ve gerçek pozisyon $x_b(t)$, (c) topun hızı $\dot{x}_b(t)$, (d) topun ivmesi $\ddot{x}_b(t)$

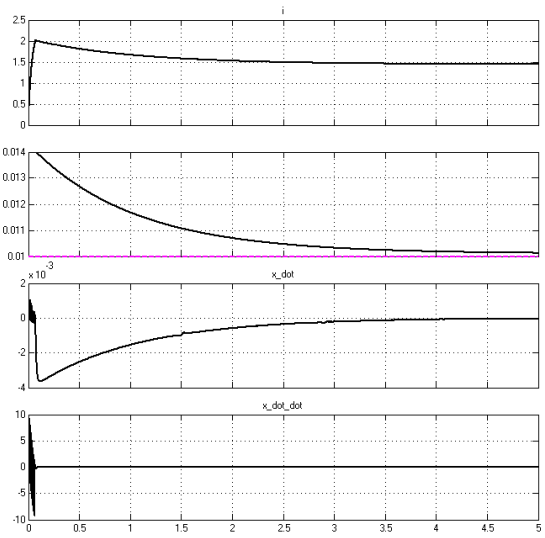
4.2 Yüksek Kazançlı Denetleyici Benzetimi

Benzetimde denetleyici kazançları $\alpha_1 = \alpha_2 = k = 100$, $\varepsilon = 0.1$ ve ρ=150 olarak seçilmiştir. Denetleyici girişi $u(t)$ ve takip hatası $e_1(t)$ Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6: Yüksek kazançlı denetleyici için denetleyici girişi $u(t)$ ve takip hatası $e_1(t)$

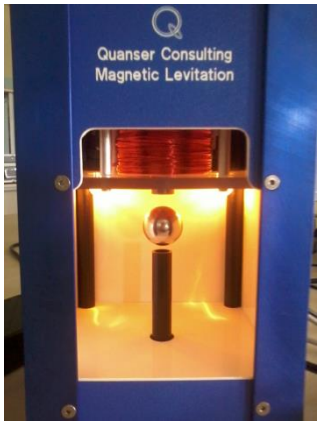
Yüksek kazançlı denetleyici ile 10 mm sabit uzaklıkta tutulan topun pozisyon, hız, ivme ve bobinin akım grafikleri Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: (a) bobin akımı $I_c(t)$, (b) istenilen pozisyon $x_d(t)$ ve gerçek pozisyon $x_b(t)$, (c) topun hızı $\dot{x}_b(t)$, (d) topun ivmesi $\ddot{x}_b(t)$

5. Deney Sonuçları

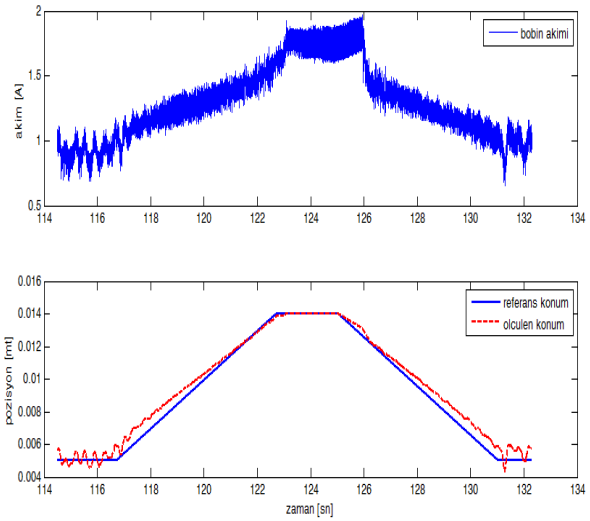
Tasarlanan denetleyiciler Quanser firmasının Magnetic Levitation sistemi ile test edilmiştir [8]. Manyetik kaldırma sistemi Şekil 8'de görülmektedir. Bu modelin akım ve pozisyon geri beslemesi vardır. Pozisyon geri beslemesi topun oturduğu platformun altında bulunan foto direnç ile yapılmaktadır. Top, üzerine kuvvet uygulanmayınca platform üzerinde durmakta ve gelen bütün ışığı kırmaktadır. Manyetik kuvvet uygulanınca top yükselmekte ve foto dirençten okunan gerilim değeri artmaktadır, bu sayede topun pozisyonu ölçülmektedir. Pratik bir yöntem olsa da dış ortamdan gelen ışığa göre sensörün kalibrasyonu gerekmektedir. Yapılan deneylerde bu problemi önlemek için dış ortam ışığı engellenmiş ve sistem bu şartlara göre ayarlanmıştır.



Şekil 8: Quanser Manyetik Kaldırma Sistemi

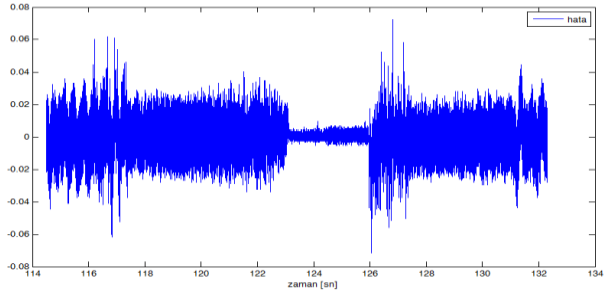
Benzetimde kullanılan matematiksel modelin gerilim girişi yerine analog çıkış, modelin çıkışı yerine ise analog okuma modülleri kullanılmıştır. Bu sayede matematiksel model ile deneysel düzenek değiştirilmiş oldu.

Benzetim aşamasında istenilen pozisyon olarak sabit pozisyon bilgisi kullanmıştır. Sistemin tek bir nokta dışında belirli bir rotayı da takip edebileceğini göstermek için kare dalga uygulanmıştır. Belirlenen kare dalga ile topun iki nokta arasında hareket etmesi sağlanmıştır. Topun hareketinin belirli hız ve ivme limitlerini aşmaması için istenilen pozisyon sigmoid fonksiyonuna uygulanmıştır. Bobinin akımı, topun pozisyonu ile istenilen pozisyon Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 9: (a) Bobin akımı, (b) Topun pozisyonu ve istenen pozisyon.

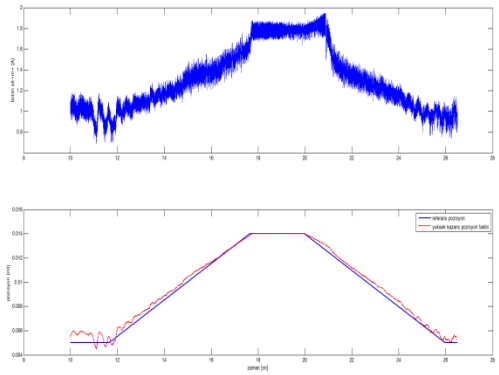
Kayan kipli denetleme için hata grafiği Şekil 10'da gösterilmiştir.



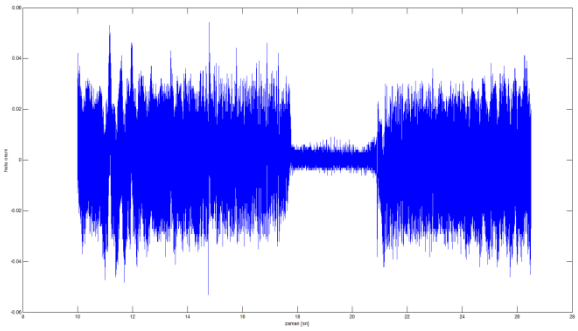
Şekil 10: Kayan kipli denetleyici için takip hatası $e_1(t)$

Aynı istenilen pozisyon yüksek kazançlı denetleyici için de uygulandığında sonuç grafikleri Şekiller 11 ve 12'deki gibi olmaktadır.

Hem kayan kipli denetleme hem de yüksek kazançlı denetleme için hata grafiklerinin olduğu Şekiller 10 ve 12'den görüleceği üzere, 122 ile 126 saniye aralığında top platforma oturduğundan, sadece ölçüm hatası bulunmaktadır.



Şekil 11: Yüksek kazanç denetleyici için (a) bobin akımı, (b) istenilen pozisyon ve gerçek pozisyon



Şekil 12: Yüksek kazanç denetleyici için takip hatası $e_1(t)$

6. Sonuçlar

Bu çalışmada öncelikle Quanser marka manyetik kaldırma sisteminin matematiksel modeli çıkarılmıştır. Elde edilen modelin yapısı göz önünde bulundurularak gürbüz denetleme yöntemlerinden olan kayan kipli denetleyici ve yüksek kazançlı denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicilerin kararlılık analizleri Lyapunov tarzı yöntemler ile ispatlanmıştır. Her iki denetleyici için hem benzetim çalışmaları yapılmış hem de deneysel sonuçlar elde edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar göstermiştir ki, doğası gereği kararsız olan manyetik kaldırma sistemine uygulanan gürbüz denetleyiciler, bozucu etkilere ve tam olarak bilinmeyen sistem dinamiklerine rağmen belirlenen eşik değerleri dâhilinde bütün sinyalleri sınırlı tutulabilmiştir. Uygulanan gürbüz yöntemler sayesinde sistem doğrusallaştırılmadan bütün hareket alanını kapsayacak denetleyici tasarlanmıştır. Hem kayan kipli hem de yüksek kazançlı denetleyici için elde edilen sonuçlar manyetik kaldırıma sistemin başarıyla denetlendiğini göstermiştir.

Kaynakça

[1] P. Šuster, A. Jadlovská, "*Modeling and Control Design of Magnetic Levitation System,"* IEEE International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics, 2012, Slovakia.

[2] I. Ahmad, M. A. Javaid, "*Nonlinear Model & Controller Design for Magnetic Levitation System,"* Recent Advances in Signal Processing, Robotics and Automation, ISBN:978-960-474-157-1.

[3] W. Barie, J. Chiasson, "*Linear and Nonlinear State-Space Controllers for Magnetic Levitation"*, International Journal of Systems Science, vol. 27, no. 11, pp. 1153-1163, 1996.

[4] S. Başaran, S. Sivrioğlu, "*Adaptive Control of a Novel Hybrid Magnetic Bearing Flywheel System for Use in Momentum Exchange Devices"*, Recent Advances in Space Technologies, 2013.

[5] A. Rawat, M. J. Nigam, "*Comparison between Adaptive Linear Controller and Radial Basis Function Neurocontroller with Real Time Implementation on Magnetic Levitation System,"* Computational Intelligence and Computing Research, 2013.

[6] R. Uswarman, A. I. Cahyadi, O. Wahyunggoro, "*Modified Sliding Mode Control with Uncertainties Behavior of a Magnetic Levitation System"*, IEEE International Conference on Robotics, Biomimetics, and Intelligent Computational Systems, 2013.

[7] J. Yang, S. Hara, S. Kanae, K.Wad, "*Robust Output Feedback Control of a Magnetic Levitation System via High-Gain Observer"*, IEEE Conference on Decision and Control, 2009.

[8] Quanser Magnetic Levitation (2014), "Product Information Sheet," http://www.quanser.com/products/maglev (Erişim Tarihi: 13.06.2014).

Yapısal Belirsizlik İçeren Üçlü Ters Sarkaç Sisteminin Dayanıklı Kontrolü

Şinasi Arslan[1]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü,
Sakarya Üniversitesi, Esentepe-Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, üçlü ters sarkaç sistemindeki üç kolun dengelenmesi için H_∞ en uygun kontrol metodu tabanlı dayanıklı kontrolör önerilmiştir. Daha sonra bu kontrolörün kararlılığını ve performansını iyileştirmek amacıyla μ-sentez metodu tabanlı dayanıklı kontrolör kullanılmıştır. Sistemin kontrolü yatay doğrultuda hareket eden bir araba ile sağlanmıştır. Önce sistemin matematiksel modeli elde edilmiş, sonra bu model doğrusallaştırılmış ve belirsizliklerle genişletilerek sisteme etki eden dış kaynaklı ve model kaynaklı bozuculara cevap verebilecek bir şekile getirilip H_∞ dayanıklı kontrolör için kullanılmıştır. μ-sentez yöntemiyle sistem duyarlılığı ve performansı iyileştirilmeye çalışılmıştır. Her iki kontrolörün etkinliği, uygulanan bozucularla denenerek elde edilen sonuçlar irdelenmiştir.

1. Giriş

Ters sarkaç sistemi ile ilgili araştırmalar uzun yıllardır yapılmaktadır [1, 2]. Bu sistem yapısal olarak düzensiz hareket gösteren kararsız, doğrusal olmayan dinamik sistemdir. Bu sistemin gerçek zamanlı dengeleme çalışmaları, modern kontrol kuramı için oldukça uğraştırıcı ve önemli olmuştur [3].

Sistemin kontrolüne yönelik birçok çalışmada en uygununu bulma kontrol yöntemleri, ters sarkacın doğrusal modeline uygulanmıştır [3]. Bu uygulamalarda, kullanılan doğrusal modelin, sistemin gerçek dinamik davranışını yansıtmakta yetersiz kaldığı görülmüştür.

Sisteme etki eden rüzgâr, darbe, sürtünme gibi dış etkenlerin doğrusal olmayan etkilerinin doğrusallaştırılması sistemin performansını olumsuz yönde etkilemiş ve kontrol etkinliğini azaltmıştır. Bunun üzerine, sarkaç kontrolünde, kayan kipli kontrol [4-7], bulanık mantık kontrol [7], uyarlamalı kontrol [8] gibi birçok kontrol yöntemlerine başvurulmuştur. Fiziksel sistem modelinin kesin olarak bilindiği kabulüyle başvurulan bu yöntemler oldukça etkili yöntemlerdir. Buna karşın sistemin kesin bir modelini oluşturmak mümkün değildir. Kontrol edilemeyen ve sistemin çalışmasını olumsuz yönde etkileyen iç ve dış bozucuların varlığı ile dinamik model belirsizlikleri, bu yöntemlerin sistemde kararlılığı ve performansı sağlamasına engeldir.

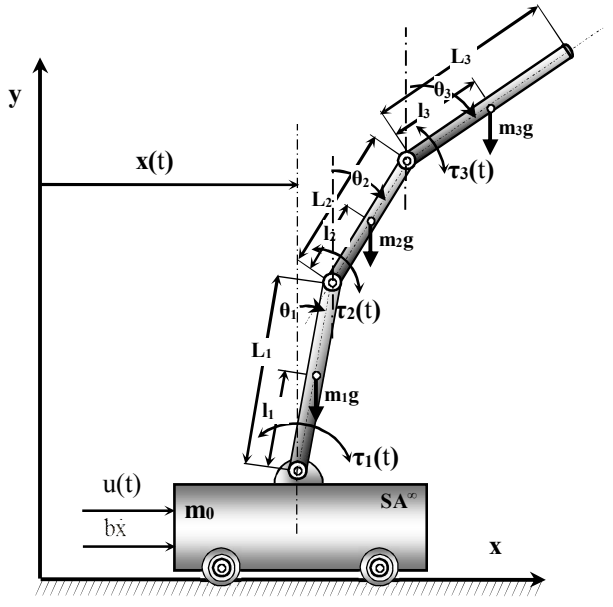
Özellikle sisteme etki eden sürtünme ve doğrusal olmayan dinamiklerin etkisini ortadan kaldırmak için gözlemcili kontrol yöntemleri kullanılmıştır [8]. Bu yöntemlerde sisteme etki eden doğrusal olmayan dinamikler sisteme etki eden bozucu sinyal gibi değerlendirilmiş, tasarlanan gözlemci ve doğrusal karesel (LQ) kontrol yöntemi ile sistem bu etkilere karşı dayanıklı kılınmaya çalışılmıştır. Bu çalışmalarda, bozucuların sisteme etkisi azaltılabilse bile yüksek frekanslı harmoniklerin oluşmasına sebep olduğu görülmüştür.

Bu konuda yapılan son çalışmalar; H_∞ tabanlı dayanıklı kontrolör (RC), parametre değişimlerine ve ihmal edilen doğrusal olmayan dinamiklerden kaynaklanan model belirsizliklerine dayanıklı, çevreden gelen bozucu etkilere karşı duyarsız yapacak kontrol yöntemi üzerinde yoğunlaşmıştır [8]. Ancak RC metotların kullanıldığı çalışmalarda dayanıklılık analizi ve μ-sentez tabanlı kontrol metoduna gerekli önem verilmemiştir.

Buradan yola çıkılarak, bu çalışmada "üçlü ters sarkaç" (TIP) adı verilen bir dinamik sistemi dengelemek için H_∞ en uygun kontrol metodu tabanlı dayanıklı kontrol simülasyon çalışması yapılmış, μ-sentez tabanlı kontrol metodu ile garanti altına alınmıştır.

2. Fiziksel Sistemin Tanımı

TIP sistemi Şekil 1'de gösterildiği gibi x arabanın pozisyonu, sırasıyla birinci ikinci ve üçüncü sarkaç kollarının dikey doğrultu ile θ_1, θ_2 ve θ_3 ölçülebilir salınım açıları olarak verilmiştir. Oluşturulan u tahrik kuvveti ile sistemin kontrolünde arabanın referans takibi, sarkaç kollarının dik pozisyonda durması ve kontrol etkinliğinin artırılması hedeflenmiştir. Fiziksel sistem ve model ile ilgili parametreler Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 1: Üçlü ters sarkaç sistemi.

Tablo 1: Modelde kullanılan parametreler.

sembol	Açıklaması	Nominal değeri
$\mathbf{m_o}$	Arabanın kütlesi	2.4 [kg]
$\mathbf{m_1}$	Birinci sarkaç kolu kütlesi	1.0 [kg]
$\mathbf{m_2}$	İkinci sarkaç kolu kütlesi	1.0 [kg]
$\mathbf{m_3}$	Üçüncü sarkaç kolu kütlesi	0.4[kg]
$\mathbf{I_1}$	Birinci kolun atalet momenti	$1.187\text{x}10^{-2}$ [kgm^2]
$\mathbf{I_2}$	İkinci kolun atalet momenti	$0.704\text{x}10^{-2}$ [kgm^2]
$\mathbf{I_3}$	Üçüncü kolun atalet momenti	$0.903\text{x}10^{-2}$ [kgm^2]
$\mathbf{L_1}$	Birinci sarkaç kolu boyu	0.4 [m]
$\mathbf{L_2}$	İkinci sarkaç kolu boyu	0.3 [m]
$\mathbf{L_3}$	Üçüncü sarkaç kolu boyu	0.4 [m]
ℓ_1	Birinci sarkaç kolu yarı boyu	0.2 [m]
ℓ_2	İkinci sarkaç kolu yarı boyu	0.15 [m]
ℓ_3	Üçüncü sarkaç kolu yarı boyu	0.2 [m]
b	Araba yol sürtünme katsayısı	13.6 [Ns/m]
$\mathbf{c_1}$	1. kolun dönme sürtünme katsayısı	$4.5\text{x}10^{-3}$ [Nms/rad]
$\mathbf{c_2}$	2. kolun dönme sürtünme katsayısı	$4.5\text{x}10^{-3}$ [Nms/rad]
$\mathbf{c_3}$	3. kolun dönme sürtünme katsayısı	$4.5\text{x}10^{-3}$ [Nms/rad]
$\boldsymbol{\theta_1}$	1. kolun dikeyle yaptığı salınım açısı	[rad]
$\boldsymbol{\theta_2}$	2. kolun dikeyle yaptığı salınım açısı	[rad]
$\boldsymbol{\theta_3}$	3. kolun dikeyle yaptığı salınım açısı	[rad]
$\boldsymbol{\theta_4}$	$\boldsymbol{\theta_2-\theta_1}$	[rad]
$\boldsymbol{\theta_5}$	$\boldsymbol{\theta_3-\theta_2}$	[rad]
u	Arabaya uygulanan tahrik kuvveti	[N]
$\boldsymbol{\tau_1}$	1. kola etkileyen bozucu tork	[Nm]
$\boldsymbol{\tau_2}$	2. kola etkileyen bozucu tork	[Nm]
$\boldsymbol{\tau_3}$	3.kola etkileyen bozucu tork	[Nm]
$\mathbf{K_{d1}}$	1.kol bozucu tork ölçek faktörü	$4\text{x}10^{-4}$ [N]
$\mathbf{K_{d2}}$	2. kol bozucu tork ölçek faktörü	$4\text{x}10^{-4}$ [N]
$\mathbf{K_{d2}}$	3.kol bozucu tork ölçek faktörü	$4\text{x}10^{-4}$ [N]
$\mathbf{K_{nx}}$	Araba pozisyonundaki gürültü ölçeklendirme faktörü	$5\text{x}10^{-5}$ [N]
$\mathbf{K_{n1}}$	1. kolun salınım açısındaki gürültü ölçeklendirme faktörü	$1.6\text{x}10^{-3}$ [N]
$\mathbf{K_{n2}}$	2. kolun salınım açısındaki gürültü ölçeklendirme faktörü	$1.6\text{x}10^{-3}$ [N]
$\mathbf{K_{n3}}$	3. kolu salınım açısındaki gürültü ölçeklendirme faktörü	$1.6\text{x}10^{-3}$ [N]
g	Yer çekimi ivmesi	9.8 [m/s^2]

3. Sistemin Dinamik Modeli

TIP sistemi dört serbestlik derecesine sahip olup sistemin hareketi yalnız bir kontrol girişi olan arabaya uygulanan kuvvettir. Sistemin hareket denklemleri Lagrange denklemi kullanarak

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right)-\frac{\partial L}{\partial q_i}+\frac{\partial R}{\partial \dot{q}_i}=Q_i \tag{1}$$

elde edilir. Burada L toplam kinetik enerji ile toplam potansiyel enerji farkı olan L Lagrange fonksiyonu, q_i genelleştirilmiş koordinatı, R Rayleigh fonksiyonu ve Q_i genelleştirilmiş dış kuvvetleri göstermektedir. Önce doğrusal olmayan hareket denklemleri elde edilir. Sonra bunlar doğrusallaştırılarak kontrolör tasarımında kullanılır.

3.1. Doğrusal Modeli

Dört serbest dereceli TIP sisteminde q_i genelleştirilmiş koordinat ve kuvvetler

$$\begin{aligned}\boldsymbol{q}_i &= [\,x \quad \theta_1 \quad \theta_2 \quad \theta_3\,]^T \\ \boldsymbol{Q}_i &= [\,u \quad \tau_1 \quad \tau_2 \quad \tau_3\,]^T\end{aligned} \tag{2}$$

ile ifade edilir. Lagrange ve Rayleigh fonksiyonlar her bir koordinat için Denklem 1 kullanarak TIP'nin modeli bulunur. Sistem kontrol amacına uygun olarak belli çalışma noktaları etrafında doğrusal davranır. Küçük salınımlarda $\sin\theta_1 \cong \theta_1, \sin\theta_2 \cong \theta_2, \sin\theta_3 \cong \theta_3,\ \cos\theta_1 \cong 1, \cos\theta_2 \cong 1, \cos\theta_3 \cong 1$, $\dot{\theta}_1^2=0$, $\dot{\theta}_2^2=0$, $\dot{\theta}_3^2=0$ olup, sistemin doğrusal modeli

$$\begin{aligned}&M\ddot{\boldsymbol{x}}+N\dot{\boldsymbol{x}}+P\boldsymbol{x}+T\tilde{\boldsymbol{\tau}}=F\mathrm{u} \\ &\ddot{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}\ddot{x} & \ddot{\theta}_1 & \ddot{\theta}_2 & \ddot{\theta}_3\end{bmatrix}^T;\ \dot{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}\dot{x} & \dot{\theta}_1 & \dot{\theta}_2 & \dot{\theta}_3\end{bmatrix}^T; \\ &\boldsymbol{x}=\begin{bmatrix}x & \theta_1 & \theta_2 & \theta_3\end{bmatrix}^T;\tilde{\boldsymbol{\tau}}=\begin{bmatrix}\tilde{\tau}_1 & \tilde{\tau}_2 & \tilde{\tau}_3\end{bmatrix}^T\end{aligned} \tag{3}$$

elde edilir. Burada, $\ddot{\boldsymbol{x}} \in R^{4x1}, \dot{\boldsymbol{x}} \in R^{4x1}, \boldsymbol{x} \in R^{4x1}\ \tilde{\boldsymbol{\tau}} \in R^{3x1}, u \in R$ vektör ve skalar değerler olmak üzere diğer parametreler

$$M=\begin{bmatrix} (m_0+m_1+m_2+m_3) & (m_1\ell_1+m_2L_1+m_3L_1) & (m_2\ell_2+m_3L_2) & m_3\ell_3 \\ (m_1\ell_1+m_2L_1+m_3L_1) & (m_1\ell_1^2+m_2L_1^2+m_3L_1^2+I_1) & (m_2L_1\ell_2+m_3L_1L_2) & m_3L_1\ell_3 \\ (m_2\ell_2+m_3L_2) & (m_2L_1\ell_2+m_3L_1L_2) & (m_2\ell_2^2+m_3L_2^2+I_2) & m_3L_2\ell_3 \\ m_3\ell_3 & m_3L_1\ell_3 & m_3L_2\ell_3 & m_3\ell_3^2+I_3 \end{bmatrix} \tag{4}$$

$$N=\begin{bmatrix} b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_1+c_2 & -c_2 & 0 \\ 0 & -c_2 & c_2+c_3 & -c_3 \\ 0 & 0 & -c_3 & c_3 \end{bmatrix};\ P=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(m_1\ell_1+m_2L_1+m_3L_1)g & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(m_2\ell_2+m_3L_2)g & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -m_3\ell_3 g \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$T=\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ K_{d1} & -K_{d2} & 0 \\ 0 & K_{d2} & -K_{d3} \\ 0 & 0 & K_{d3} \end{bmatrix};\ F=[1\ \ 0\ \ 0\ \ 0]^T \tag{6}$$

ile ifade edilir.

3.2. Nominal Modeli

Sistemin doğrusal dinamik modelini dayanıklı kontrolde kullanmak için nominal modeli

$$\begin{bmatrix}\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} \\ \bar{\boldsymbol{y}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} A & B_{\tilde{\tau}} & B_u \\ C_{\bar{y}} & D_{\bar{y}\tilde{\tau}} & D_{\bar{y}u}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\bar{\boldsymbol{x}} \\ \tilde{\boldsymbol{\tau}} \\ u\end{bmatrix};\quad G_n=\begin{bmatrix} A & B_{\tilde{\tau}} & B_u \\ C_{\bar{y}} & D_{\bar{y}\tilde{\tau}} & D_{\bar{y}u}\end{bmatrix} \tag{7}$$

oluşturulur. Burada sistemin $\bar{\boldsymbol{x}} \in R^{8x1}$, $\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} \in R^{8x1}$ durum değişkenleri ve $\bar{\boldsymbol{y}} \in R^{4x1}$ ölçüm sinyalleri ile nominal sistemin durum uzay modeli

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} &= A\bar{\boldsymbol{x}}+B_{\tilde{\tau}}\tilde{\boldsymbol{\tau}}+B_u u \\ \bar{\boldsymbol{y}} &= C_{\bar{y}}\bar{\boldsymbol{x}}+D_{\bar{y}\tilde{\tau}}\tilde{\boldsymbol{\tau}}+D_{\bar{y}u}u\end{aligned} \tag{8}$$

ile ifade edilir. Buradaki parametreler

$$\begin{aligned}&\bar{\boldsymbol{x}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{x} & \dot{\boldsymbol{x}}\end{bmatrix}^T;\ \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}=\begin{bmatrix}\dot{\boldsymbol{x}} & \ddot{\boldsymbol{x}}\end{bmatrix}^T;\ \bar{\boldsymbol{y}}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{x}\end{bmatrix}^T \\ &A=\begin{bmatrix} 0_{(4x4)} & I_4 \\ -M^{-1}P & -M^{-1}N\end{bmatrix};\ B_{\tilde{\tau}}=\begin{bmatrix} 0_{(4x3)} \\ -M^{-1}T\end{bmatrix};\ B_u=\begin{bmatrix} 0_{(4x1)} \\ M^{-1}F\end{bmatrix} \\ &C_{\bar{y}}=\begin{bmatrix} I_4 & 0_{(4x4)}\end{bmatrix};\ D_{\bar{y}\tilde{\tau}}=\begin{bmatrix} 0_{(4x3)}\end{bmatrix};\ D_{\bar{y}r}=\begin{bmatrix} 0_{(4x1)}\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{9}$$

ile ifade edilir.

4. Dayanıklı Kontrol

İhmal edilen ve modellenemeyen dinamikler, parametre değişimleri ve çevresel dış bozucular, sistem modelinde belirsizliklere neden olur. RC yöntemleri ile bu belirsiz etkilere rağmen sistemin kararlılığının sürdürülmesi ve performansının iyileştirilmesi hedeflenir. Bu hedeflerin ışığında ilk adım sistemin performans çıkış sinyallerinin belirlenmesi ve hedeflenen performans doğrultusunda ağırlık filtrelerinin seçimini yapmaktır.

4.1. Ağırlık Filtreleri

Kapalı çevrimli kontrol sistemlerinde, S duyarlık, T tamamlayıcı duyarlılık ve R kontrol duyarlılığı gibi frekansa bağlı değişen sistem gereksinimleri H_∞ en uygun kontrol probleminde, ağırlık fonksiyonlarıyla gösterilir. Kontrol problemine geçmeden önce sistemin nominal transfer fonksiyonu ve seçilen ağırlık filtreleri ile sistemin genişletilmiş modeli oluşturulur. Giriş ve çıkışı şekillendirmekte kullanılan ağırlık filtrelerin bant genişlikleri ve kazançları kapalı çevrim frekans cevapları üzerinden denemeler yapılarak seçilmiştir.

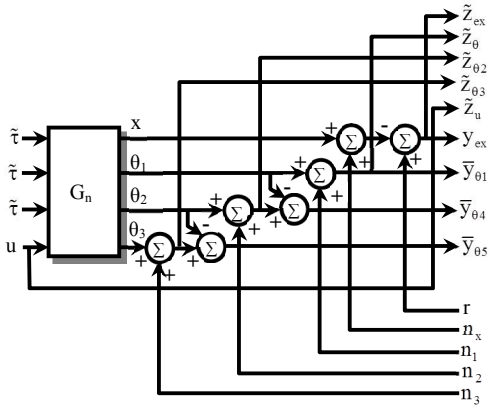
$\bar{\boldsymbol{y}}$ ölçülebilir büyüklüklerdeki ölçüm hataları sistemi olumsuz yönde etkileyen $\boldsymbol{n}=[n_x, n_1, n_2, n_3]^T$ ölçeklendirilmiş gürültü sinyalleri ile $\tilde{\boldsymbol{z}}=[\tilde{z}_{ex}\ \tilde{z}_{\theta 1}\ \tilde{z}_{\theta 2}\ \tilde{z}_{\theta 3}\ u]^T$ performans çıkış sinyalleri

$$\begin{aligned} &n_x = K_{nx}\tilde{n}_x;\ n_1 = K_{n1}\tilde{n}_1;\ n_2 = K_{n2}\tilde{n}_2;\ n_3 = K_{n3}\tilde{n}_3 \\ &\tilde{z}_{ex} = e_x - n_x;\ \tilde{z}_{\theta 1} = \theta_1 + n_1 \\ &\tilde{z}_{\theta 2} = \theta_2 + n_2;\ \tilde{z}_{\theta 3} = \theta_3 + n_3 \end{aligned} \tag{10}$$

ile ifade edilir. Burada, $e_x = r - x$ araba referans izleme hatasıdır. Aynı şekilde sistemde $\boldsymbol{y_n} \in R^{4x1}$ geri besleme ölçüm sinyali

$$\begin{aligned} &\bar{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{n}} = [y_{ex}\ \ \bar{y}_{\theta 1}\ \ \bar{y}_{\theta 4}\ \ \bar{y}_{\theta 5}];\ y_{ex} = e_x - n_x; \\ &\bar{y}_{\theta 1} = \theta_1 + n_1;\ \bar{y}_{\theta 4} = \theta_4 + n_2;\ \bar{y}_{\theta 5} = \theta_5 + n_3 \end{aligned} \tag{11}$$

ile ifade edilir. Burada, $\theta_4 = \theta_2 - \theta_1$ ikinci kolun birinci kola göre salınım açısını ve $\theta_5 = \theta_3 - \theta_2$ üçüncü kolun ikinci kola göre salınım açısını gösterir. Sisteme etki eden dış kaynaklı ölçülebilen ve bozucu giriş sinyaller ile performans ve geri besleme çıkış sinyallerinden oluşan sistemin genişletilmiş nominal açık çevrim modeli Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2: Sistemin genişletilmiş nominal açık çevrim modeli.

Sistemin $\tilde{z}$ performans çıkış sinyalleri ve $\tilde{w}$ dış kaynaklı bozucu sinyaller ile sistemin durum uzay modeli

$$\begin{aligned} &\dot{\bar{\boldsymbol{x}}} = A\bar{\boldsymbol{x}} + B_{\tilde{w}}\tilde{\boldsymbol{w}} + B_u u \\ &\tilde{\boldsymbol{z}} = C_{\tilde{z}}\bar{\boldsymbol{x}} + D_{\tilde{z}\tilde{w}}\tilde{\boldsymbol{w}} + D_{\tilde{z}u}u \\ &\bar{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{n}} = C_{\bar{y}n}\bar{\boldsymbol{x}} + D_{\bar{y}n\tilde{w}}\tilde{\boldsymbol{w}} + D_{\bar{y}nu}u \end{aligned} \tag{12}$$

ile ifade edilir. Buradaki parametreler

$$\begin{aligned} &A = \begin{bmatrix} 0_{(4x4)} & I_4 \\ -M^{-1}P & -M^{-1}N \end{bmatrix};\quad B_{\tilde{w}} = \begin{bmatrix} 0_{(4x1)} & 0_{(4x3)} & 0_{(4x4)} \\ 0_{(4x1)} & -M^{-1}T & 0_{(4x4)} \end{bmatrix}; \\ &B_u = \begin{bmatrix} 0_{(4x1)} \\ M^{-1}F \end{bmatrix};\ C_{\tilde{z}} = \begin{bmatrix} Z & 0_{(4x4)} \\ 0_{(1x4)} & 0_{(1x4)} \end{bmatrix}; \\ &D_{\tilde{z}\tilde{w}} = \begin{bmatrix} R & 0_{(4x3)} & G \\ 0_{(1x4)} & 0_{(1x3)} & 0_{(1x4)} \end{bmatrix};\ D_{\tilde{z}u} = \begin{bmatrix} 0_{(4x1)} \\ 1 \end{bmatrix} \\ &C_{\bar{y}n} = \begin{bmatrix} J & 0_{(4x4)} \end{bmatrix};\ D_{\bar{y}n\tilde{w}} = \begin{bmatrix} R & 0_{(4x3)} & G \end{bmatrix};\ D_{\bar{y}nu} = \begin{bmatrix} 0_{(4x1)} \end{bmatrix} \\ &Z = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix};\ G = \begin{bmatrix} -K_{nx} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & K_{n1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & K_{n2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & K_{n3} \end{bmatrix}; \\ &J = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix};\ R = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{13}$$

ile ifade edilir. Düşük frekanslarda etkinliği artan bozucu sinyallerin sisteme etkisinin azaltılması, $\tilde{\boldsymbol{\tau}}$ bozucu giriş sinyallerinden $[\tilde{z}_{ex}\ \tilde{z}_{\theta_1}\ \tilde{z}_{\theta_2}\ \tilde{z}_{\theta_3}]^T$ çıkış sinyallerine $\bar{\sigma}(S)$ duyarlılık fonksiyonun maksimum tekil değerinin en aza indirilmesiyle mümkündür. Sistemin frekansa bağlı performans ağırlık filtreleri

$$W_p = \{W_{pex}, W_{p\theta_1}, W_{p\theta_2}, W_{p\theta_3}\} \tag{14}$$

ile gösterilip tasarlanacak kontrolörün $\|W_p S\|_\infty$'nı en aza indirgeyerek bozucuların sisteme etkisin azaltması beklenir.

$\tilde{z}_{ex}$ arabanın pozisyon performansı için seçilen W_{pex} ağırlık fonksiyonu, arabanın dengeleme hızının düşük olduğu kabul edilerek, kesim frekansı 1/70 rad/s olarak seçilmiştir. W_{pex} performans ağırlık filtresi

$$W_{pex} = \frac{15}{70s + 1} \tag{15}$$

alçak geçirgen frekans filtre olarak seçilir.

Performans gereksinimlerinin düşük frekanslarda seçilmesi ile sarkaç kollarındaki Coulomb sürtünmesinin olumsuz etkileri azaltılmaya çalışılır. Bu dikkate alındığında $\tilde{z}_{\theta_1}, \tilde{z}_{\theta_2}, \tilde{z}_{\theta_3}$ sarkaçların açı performans çıkışları için seçilen $W_{p\theta_1}, W_{p\theta_2}, W_{p\theta_3}$ ağırlık fonksiyonları düşük frekans geçirgen filtre ve kesim frekansları 10 rad/s olacak şekilde

$$W_{p\theta 1} = \frac{50}{s + 10};\ W_{p\theta 2} = \frac{45}{s + 10};\ W_{p\theta 3} = \frac{40}{s + 10} \tag{16}$$

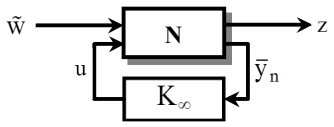
seçilmiştir. W_u kontrol ağırlık fonksiyonu yüksek geçirgen filtre olarak

$$W_u = 0.08\frac{s+100}{0.01s+100} \tag{17}$$

seçilmiştir.

4.2. H_∞ Kontrol Metodu

Sistemi kararlı yapacak ve ağırlık fonksiyonları ile belirlenen performans hedeflerine ulaştıracak kontrolörün tasarımı H_∞ en uygun kontrol problemi olarak ele alınmıştır. TIP siteminin $\|H\|_\infty$ en uygun kontrol metodu genel blok diyagramı Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3: H_∞ genel blok diyagramı.

Sistemin $\tilde{w}$ dış kaynaklı bozucu giriş sinyallerinden z performans çıkış sinyallerine $\|T_{z\tilde{w}}\|_\infty$ kapalı çevrimli sistemin H_∞ normunu minimize ederek sistemi kararlı yapan aynı zamanda hedeflenen performansa ulaştıran kontrolör tasarımı

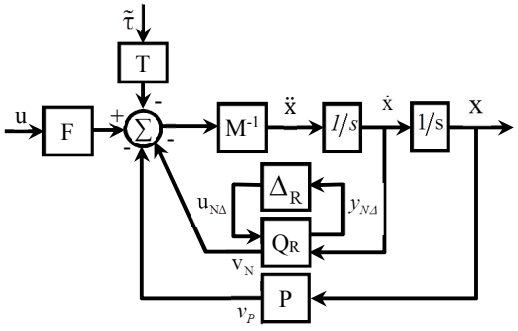
$$\begin{aligned} &T_{z\tilde{w}} = F_\ell(N, K_\infty) \\ &\min_{K_\infty} \| T_{z\tilde{w}} \|_\infty \le \gamma \\ &\min_{K_\infty} \max_{\omega} \bar{\sigma}(T_{z\tilde{w}}) \le \gamma \end{aligned} \tag{18}$$

ile yapılır. Bu problem LMI doğrusal matris eşitsizliğinden yararlanılarak çözülmüştür. Buradan on üçüncü dereceden K_∞ kontrolörü ile $\|T_{z\tilde{w}}\|_\infty$ kapalı çevrimli sistemin normu $\gamma = 0.66629$ olarak bulunmuştur.

4.3. H_∞ kontrolörün Dayanıklılık Analizi

Dayanıklılık analizine, sistemdeki parametre ve yapısal olmayan belirsizliklerin bağlantıları ile ağırlık fonksiyonlardan oluşan P belirsizlik içeren iç bağlantılı modelini oluşturmakla başlanır.

TIP sisteminde b arabadaki sürtünme katsayısındaki ±%15, c_1, c_2 ve c_3 sarkaç kollarının bağlantı mafsallarındaki sürtünme katsayılarındaki ±%15 bağıl sapma sınırları içerisindeki değişimin sistemde belirsizliğe yol açtığı kabul edilerek, LFT doğrusal kesirli dönüşüm kullanılarak parametre belirsizliği içeren sistem modeli Şekil 4'deki gibi oluşturulur.



Şekil 4: Parametrik belirsizlik içeren sistem blok diyagramı.

Sistem modelinde, $\bar{b}, \bar{c}_1, \bar{c}_2, \bar{c}_3$ nominal parametre değerleri, $p_b, p_{c1}, p_{c2}, p_{c3}$ parametrelerdeki bağıl sapma sınırları ve $-1 \le \delta_b, \delta_{c1}, \delta_{c2}, \delta_{c3} \le 1$ olası parametre belirsizlikleri olmak üzere belirsiz parametreler

$$\begin{aligned} &b = \bar{b}(1 + p_b\delta_b); \quad c_1 = \bar{c}_1(1 + p_{c1}\delta_{c1}); \\ &c_2 = \bar{c}_2(1 + p_{c2}\delta_{c2}); \quad c_3 = \bar{c}_3(1 + p_{c3}\delta_{c3}) \end{aligned} \tag{19}$$

ile ifade edilir. b, c_1, c_2, c_3 parametreleri ile sistemin $N \in R^{4x4}$ belirsiz parametreleri içeren matrisi

$$N = \bar{N} + N_1 \Delta_R N_2 \tag{20}$$

ile ifade edilir. N belirsiz parametreleri içeren matrisinin LFT gösterimi

$$\begin{aligned} &N = F_u(Q_R, \Delta_R) \\ &Q_R = \begin{bmatrix} Q_{R11} & Q_{R12} \\ Q_{R21} & Q_{R22} \end{bmatrix} \\ &N = Q_{R22} + Q_{R21}\Delta_R(I_{(4x4)} - Q_{R11}\Delta_R)^{-1}Q_{R12} \\ &Q_{R11} = 0_{(4x4)}; \quad Q_{R12} = N_2; \quad Q_{R21} = N_1; \quad Q_{R22} = \bar{N}; \\ &Q_R = \begin{bmatrix} 0_{(4x4)} & N_2 \\ N_1 & \bar{N} \end{bmatrix} \\ &N = \bar{N} + N_1\Delta_R(I_{(4x4)} - 0_{(4x4)}\Delta_R)^{-1}N_2 \end{aligned} \tag{21}$$

ile ifade edilir. Parametrik belirsizliklerle G_p genişletilmiş gerçel belirsizlik içeren iç bağlantı modeli

$$\begin{aligned} &\begin{bmatrix} \dot{\bar{x}} \\ y_{N\Delta} \\ \tilde{z} \\ \bar{y}_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_{N\Delta} & B_{\tilde{w}} & B_u \\ C_{yN\Delta} & D_{yN\Delta uN\Delta} & D_{yN\Delta\tilde{w}} & D_{yN\Delta u} \\ C_{\tilde{z}} & D_{\tilde{z}uN\Delta} & D_{\tilde{z}\tilde{w}} & D_{\tilde{z}u} \\ C_{\bar{y}n} & D_{\bar{y}nN\Delta} & D_{\bar{y}n\tilde{w}} & D_{\bar{y}nu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x} \\ u_{N\Delta} \\ \tilde{w} \\ u \end{bmatrix} \\ &G_p = \begin{bmatrix} A & B_{N\Delta} & B_{\tilde{w}} & B_u \\ C_{yN\Delta} & D_{yN\Delta uN\Delta} & D_{yN\Delta\tilde{w}} & D_{yN\Delta u} \\ C_{\tilde{z}} & D_{\tilde{z}uN\Delta} & D_{\tilde{z}\tilde{w}} & D_{\tilde{z}u} \\ C_{\bar{y}n} & D_{\bar{y}nN\Delta} & D_{\bar{y}n\tilde{w}} & D_{\bar{y}nu} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{22}$$

ile gösterilir. G_p genişletilmiş gerçel belirsizlik içeren iç bağlantı modeli ile Δ_R gerçel belirsizlik matrisinden oluşan $F_u(G_P, \Delta_R)$ gerçel belirsizlik içeren sistem modeli bulunur.

Sistemin doğrusal modeli oluşturulurken, doğrusal olmayan dinamiklerin ihmal edilmesi sistemde belirsizliğe yol açar. Bu yığılmış belirsizlikler, W_o belirsizlik ağırlık fonksiyonları ve Δ_C yapısal olmayan belirsizlik bloğu ile birlikte $[\bar{y}_{\theta 1}, \bar{y}_{\theta 4}, \bar{y}_{\theta 5}]$ sarkaç kollarının birbirlerine göre bağıl salınım ölçüm sinyallerine çarpım olarak etki eder. Burada Δ_C yapısal olmayan belirsizlik bloğu

$$\Delta_C = \{ diag(\Delta_{\theta 1}, \Delta_{\theta 4}, \Delta_{\theta 5}) \mid \Delta_{\theta 1}, \Delta_{\theta 4}, \Delta_{\theta 5} \in C \} \tag{23}$$

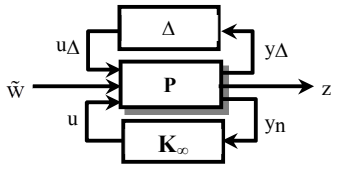
ile ifade edilir. Sistemdeki belirsizlikler $\|\Delta_{\theta 1}\|_\infty, \|\Delta_{\theta 4}\|_\infty, \|\Delta_{\theta 5}\|_\infty \le 1$ şartını sağlar. Belirsizlik ağırlık fonksiyonları

$$W_o = \{W_{o1}, W_{o4}, W_{o5}\}; W_{o1} = W_{o4} = W_{o5} = 0.05 \tag{24}$$

olarak seçilmiştir. Δ_C yapısal olmayan belirsizliğinin $y_{O\Delta} = [y_{o1\Delta}, y_{o4\Delta}, y_{o5\Delta}]^T$ giriş sinyalleri ve $u_{O\Delta} = [u_{o1\Delta}, u_{o4\Delta}, u_{o5\Delta}]^T$ da çıkış sinyallerini gösterir. Sistemdeki Δ_R ve Δ_C belirsizliklerinin tek bir Δ belirsizlik bloğunda köşegen olarak tanımlanmasıyla sistemin Δ genel belirsizlik bloğu

$$\Delta=\{\ diag(\delta_b,\delta_{c1},\delta_{c2},\delta_{c3},\Delta_{\theta 1},\Delta_{\theta 4},\Delta_{\theta 5})\,|\,\delta_b,\delta_{c1},\delta_{c2},\delta_{c3}|\in R,\Delta_{\theta 1},\Delta_{\theta 4},\Delta_{\theta 5}\in C\ \} \quad (25)$$

oluşturulur. Sistemde W_p , W_u , W_o ağırlık fonksiyonları ve G_p genişletilmiş gerçel belirsizlik içeren iç bağlantı modeli ile P belirsizlik içeren iç bağlantılı modeli oluşturulur. Δ belirsizlik bloğu, P belirsizlik içeren iç bağlantılı modeli ve K_∞ kontrolörü ile sistemin RC genel yapısı Şekil 5'deki gibi gösterilmiştir.



Şekil 5: Dayanıklı kontrol genel yapısı.

Şekil 11'de $u_\Delta=[u_{N\Delta},u_{O\Delta}]^T$ belirsizlik giriş sinyalleri ve $y_\Delta=[y_{N\Delta},y_{O\Delta}]^T$ belirsizlik çıkış sinyalleri $y_n=[y_{ex},y_{\theta 1},y_{\theta 4},y_{\theta 5}]^T$ geri besleme ölçüm sinyalinden oluşan RC genel yapısının dayanıklılık analizinde Δ belirsizlik bloğu RS analizi için kullanılırken, RP analizinde $\tilde{w}$ dış kaynaklı giriş sinyallerinden *z* performans çıkış sinyallerine Δ_F sanal belirsizlik bloğun dahil edilmesiyle oluşan Δ_P performans belirsizlik bloğu

$$\Delta_p=\{\ diag(\delta_b,\delta_{c1},\delta_{c2},\delta_{c3},\Delta_{\theta 1},\Delta_{\theta 4},\Delta_{\theta 5},\Delta_F)\,|\,\delta_b,\delta_{c1},\delta_{c2},\delta_{c3}\in R,\Delta_{\theta 1},\Delta_{\theta 4},\Delta_{\theta 5}\in C,\Delta_F\in C^{8x5}\ \} \quad (26)$$

kullanılır. $M=F_\ell(P,K_\infty)$ transfer fonksiyonu $\tilde{w}$ dış kaynaklı bozucu sinyallerden z performans çıkış sinyalleri arasında oluşturulur. *M* transfer fonksiyonu ile Δ belirsizlik bloğu arasındaki nominal sistem kararlı olduğundan; kararsızlık $(I-M_{11}\Delta)$ teriminden kaynaklanmaktadır. Belirsizlik içeren sistemin RS'ın sağlandığı $\mu_\Delta(M_{11})$ üst sınırı

$$\mu_\Delta(M_{11})=\frac{1}{min\{\bar{\sigma}(\Delta)\,|\,det(I-M_{11}\Delta)\neq 0,\Delta\ yapısal\ belirsizlik\ bloku\}} \quad (27)$$

ile ifade edilir. $\mu_\Delta(M_{11})$ değerine $\max_{Q\in Q_s}\rho(QM_{11})\le\mu_\Delta(M_{11})\le\inf_{D\in D_s}\bar{\sigma}(DM_{11}D^{-1})$ alt ve üst sınırı ile yaklaşılır. Sistemin dayanıklı kararlılık analizinde $\mu_\Delta(M_{11})\le\inf_{D\in D_\Delta}\bar{\sigma}(DM_{11}D^{-1})$ en uygun D ölçeklendirme matrisi ile belirlenen üst sınır kullanılmıştır. $\max_\omega\mu_\Delta(M_{11})\le 1/\beta_s$ olması durumunda, küçük kazanç teoreminden, sistemin kararlılık şartının sağlandığı $\|\Delta\|_\infty\le\beta_s$ belirsizlik üst sınır değeri bulunur.

4.4. μ-Sentezi

H_∞ en uygun kontrol metodu ve μ-analizi birleşiminden oluşan μ-sentezi metodu, belirsizlik içeren sistemin dayanıklı kararlılık ve performansı açısından bakıldığında iyi sonuçlar verir. Bu kontrol yönteminde, D-K tekrarlaması olarak bilinen yordam ile sistemin RS ve RP'ı sağlayan kontrolörü bulunur. D-K tekrarlaması, $\hat{D}_{\ell 0}=I_{9x9}$ ve $\hat{D}_{r0}=I_{6x6}$ başlangıç sol ve sağ üst sınır ölçeklendirme matrisleri ile başlatılarak sistemin RS'i ve RP'i sağlayan K_{mu} kontrolörü

$$M=F_\ell(P,K_{mu});\ \min_{K_{mu}}\left\|\hat{D}_\ell F_\ell M\hat{D}_r^{-1}\right\|_\infty\le\gamma;\ \min_{K_{mu}}\max_\omega\bar{\sigma}(\hat{D}_\ell F_\ell M\hat{D}_r^{-1})\le\gamma \quad (28)$$

ile bulunur. Problemin çözümünde Riccati eşitliğinden yararlanılarak, γ en uygun değerine, $[\gamma_l\ \gamma_u]$ üst ve alt limitler arasında tekrarlama yapılarak ulaşılır.

RP üst sınırının dördüncü tekrarlamadan sonra daha fazla indirgenemediği görülmüş, tekrarlama bu aşamada bitirilmiştir. μ-sentezine dayalı RC tasarımı için yapılan D-K tekrarlamalarının özeti Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: D-K tekrarlama özeti.

Açıklama	Tekrarlama sayısı (i)			
	1	2	3	4
Kontrolör derecesi	13	23	37	41
Toplam 'D' derecesi	0	10	24	28
γ_{mui}	314.174	1.998	0.970	0.938
$\max_\omega\mu_\Delta(M_i)$	9.854	1.247	0.969	0.940

Tasarlanan kırkıncı dereceden K_{mu4} kontrolörü ile dayanıklı kararlılık analizi üst sınırı $\max_\omega\mu_\Delta(M_{11})\le 0.5745$, dayanıklı performans analizi üst sınır eşitsizliği $\max_\omega\mu_{\Delta_p}(M)\le 0.9328$ bulunması ile birinci tekrarlama bitirilmiştir. Buna göre kararlılığın $\|\Delta\|_\infty\le 1.7405$ ve performansın $\|\Delta_p\|_\infty\le 1.072$ belirsizlik üst sınır değerlerinde sağlandığı bulunur.

5. Simülasyon Çalışmaları

H_∞ tabanlı nominal K_∞ nominal kontrolör ve μ-sentez tabanlı K_{mu4} dayanıklı kontrolörlerin RS ve RP analizleri sonucunda sistemin dayanıklılığının sağlandığı belirsizlik üst sınır değerleri Tablo 3 'de verilmiştir.

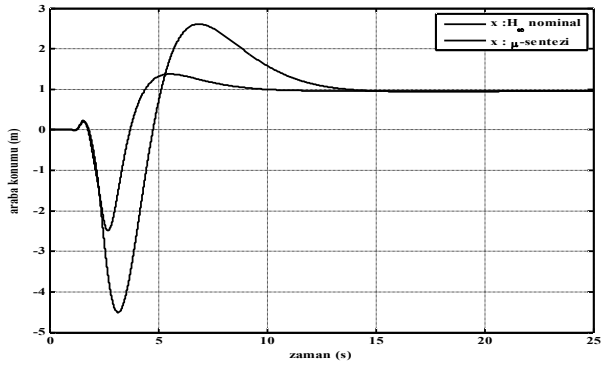
Tablo 3: Dayanıklılık analizi sonuçları.

Analiz Sonuçları	Dayanıklılık üst sınırı		Belirsizlik üst sınırı	
	RS	RP	RS	RP
	$\max_\omega\mu_\Delta(M_{11})$	$\max_\omega\mu_{\Delta p}(M)$	$\|\Delta\|_\infty$	$\|\Delta_p\|_\infty$
K_∞ kontrolör	1.165	1.7876	0.8578	0.559
K_{mu4} kontrolör	0.5745	0.9328	1.74	1.072

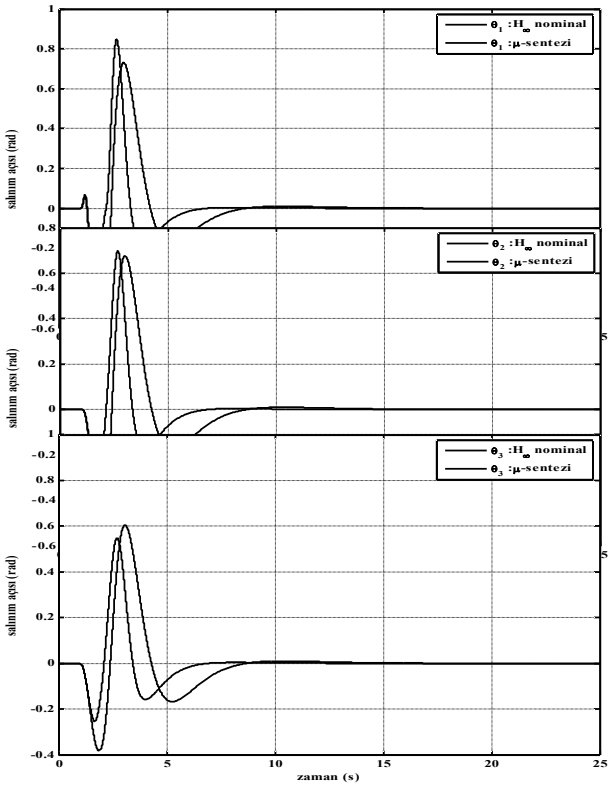
Tasarlanan K_∞ nominal ve K_{mu4} μ-sentez tabanlı iki dayanıklı kontrolörün tasarım amaçları doğrultusundaki başarımını göstermek için zaman tanım alanında simülasyon çalışması yapılmıştır.

Tüm sarkaç kolları dik konumda dengede iken 3-4 saniye aralığında 100 [N]'luk bozucu tork aynı anda üç kola etki ettirilerek sarkaç kolları tekrar dik konuma getirilmeye çalışılmıştır. Aynı zamanda verilen r=1 [m]'lik referans değerine gitmesi hedeflenmiştir.

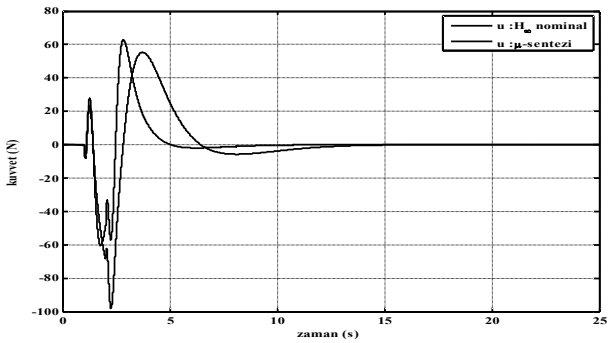
Her iki dayanıklı kontrolörün kullanımı ile sistemin tüm kollarına etkiyen bozucu torklara karşı araba konumu ve sarkaç salınımlarının gerçek zaman cevapları ve kontrolörlerin çıkış sinyalleri Şekil 6-8'de verilmiştir. Bu durumdaki simülasyon çalışmaları 25 saniye içinde gözlenmiştir. Burada esas hedef sarkaç kollarının tümünün herhangi bir anda dış bozucuların etkisinde iken ve verilen referans noktasına giderken dik konumda kalmasının sağlanmasıdır.



Şekil 6: Araba referans konum takibi.



*Şekil 7:*1,2,3. *sarkaç koll*arının bozucu torklara karşı cevapları.



Şekil 8: Kontrolörlerin bozucu torklara cevabı.

6. Sonuçlar

Birinci durumda, sarkaç kollarına etki eden bozucu büyüklüğe rağmen kolların dik konuma getirilmesi ve arabanın istenen referans noktasına ulaşması hedeflenmiştir. Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, H_∞ en uygun kontrol metoduna tabanlı nominal ve μ-sentez tabanlı dayanıklı kontrolörlerin sarkaç açılarını dengelemede birbirlerine yakın cevaplar verdiği, ancak H_∞ nominal kontrolörü ile az aşım ve kısa oturma zamanı açısından daha iyi sonuçlar elde edildiği görülmüştür.

Simülasyon ortamında, üç kollu ters bir sarkaç için dış bozucu sinyallere karşı μ-sentez tabanlı dayanıklı kontrolün (RC) kararlılığı ve performansının H_∞ tabanlı nominal kontrolöre göre daha üstün olduğu, dış bozucuların etkisine karşı sistemin performansını iyileştirdiği, dayanıklı kararlılığının ve dayanıklı performans sınırlarının büyük olduğu bulunmuştur.

Parametre değişimlerine göre μ-sentez tabanlı kontrolörün; daha geniş aralıktaki belirsizliklere karşı daha güvenli olduğu görülmüştür. Her iki kontrolörün zaman tanım alanındaki cevaplardan yaklaşık olarak aynı oturma zamanında kolların denge durumuna getirdiği gözlenmiştir. Frekans cevaplarından her iki dayanıklı kontrolör yaklaşık olarak aynı cevabı vermiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları her iki kontrolörün üçlü ters sarkacın dengelenmesinde başarılı olduğunu göstermiş ve gerçek zaman uygulamasında da başarılı olabileceğini düşündürmüştür.

Kaynakça

[1] K. J. Kim, "A Freely Movable Cart Type inverted Pendulum Controller design using PID, LQ, H_∞", 10th. CISL Winter Workshop, pp. 290-301. 1997

[2] Y. Liu, and S. Zhou, "Static H_∞ Loop Shaping Real-time Control of a Double Inverted Pendulum System", *ICAL*, pp. 670- 674, 2009.

[3] C. L. Phillips, "Control of a Dual Inverted Pendulum System Using Linear Quadratic and H_∞ Methods", *MIT, Master Thesis*, 1994.

[4] A. Bogdanov, "Optimal Control of a Double Inverted Pendulum on a Cart", *Department of Computer Science and Electrical Engineering, Technical Report* CSE-04-006, 2004.

[5] H. Niemann, and J. K. Poulsen, "Design and Analysis of Controllers for a Double Inverted Pendulum", *ISA Transactions,* Vol. 44 pp. 145-163, 2005.

[6] G. A. Medrano, and V. A. Tsachouridis, "Discrete Time H_∞, Control of a Triple Inverted Pendulum with Single Control Input", *IEEE, Control Theory and Application,* Vol. 146, No.6, pp. 567-577, 1999.

[7] Ş. Arslan, "İkili Sarkaç Sisteminin Bulanık Mantık Tabanlı Kayan Kipli Kontrolü", *13. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu,* pp. 297-307, Sivas Cumhuriyet Üniversitesi, 07-09 Haziran, 2007.

[8] Zhou, K., Doyle, J. C., Glover, K., "Robust and Optimal Control", New Jersey, Prentice Hall, 1996

Durum Geri Beslemeli Doğrusal Parametreleri Değişen H_∞ Kontrolör ile Doğrusal Olmayan bir Süspansiyon Sisteminin Aktif Kontrolü

Mert Sever[1], *Hakan Yazıcı*[2], *İ. Beklan Küçükdemiral*[3]

[1,2]Makine Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Beşiktaş
mert.sever@std.yildiz.edu.tr
hyazici@yildiz.edu.tr

[3]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Esenler
beklan@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, doğrusal olmayan bir süspansiyon sisteminin titreşimlerinin azaltılması için durum geri-beslemeli Doğrusal Parametreleri Değişen (DPD) H_∞ kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarımın en önemli aracı dış bükey optimizasyon temelindeki Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (DME) olmuştur. Süspansiyon sistemlerinde yol tutuşu ile sürüş konforu arasında bir ödünleşme söz konusudur. Aktif Süspansiyon Sistemleri (ASS) bu ödünleşmeyi ortadan kaldırır. Süspansiyon sistemleri doğrusal olmayan yay ve sönüm elemanlarına sahip olduğu için, hareket denklemleri zamanla değişen parametreler içeren bir sistem olarak modellenmiştir. Çalışmada, DPD sistemler için daha az tutucu bir kontrolör sentez metodu sunabilmek amacıyla çoklu dış bükey argümanı yaklaşımı kullanılmıştır. Elde edilen DPD yapısındaki H_∞ kontrolörün etkinliği çalışmanın sonundaki zaman ve frekans alanında yapılan benzetim çalışmalarıyla gösterilmiştir. Bozucu olarak gerçek yol pürüzlülüğü ve tümseğe ait yer değiştirme ve hız verileri kullanılmıştır. Tasarlanan kontrolörün yüksek sönüm performansına sahip olduğu ve kararlılığının garanti altında olduğu gerçekleştirilen benzetim çalışmalarıyla ortaya konulmuştur.

1. Giriş

Süspansiyon sistemlerinden beklentiler temel olarak konfor ve yol tutuşu kriterleriyle özetlenebilir. Bunlardan konfor, yoldaki pürüzlülükler, tümsekler ve çukurlar gibi bozuculardan kaynaklanan titreşimlerin yolculara en az miktarda iletilmesi olarak açıklanabilir. Konforun değerlendirilmesindeki en belirleyici parametre yolculara iletilen ivme değerleridir. Yol tutuşu ise lastikler üzerindeki dinamik yüklerin az dalgalanması ve belli bir miktarın altına inmemesi sayesinde düzenli olarak bir yol tutuşunun sağlanabilmesi olarak açıklanabilir [1]. Bir süspansiyon sisteminde sönüm oranı kritik bir öneme sahiptir. Sönüm oranının yüksek olması yol tutuşunu iyileştirir ama konfor açısından da performansın kötüleşmesine neden olur. Sönüm oranının düşük olması da benzer şekilde konforu iyileştirirken, yol tutuşundan ödün verilmesine sebep olur [2].

Literatürde ASS' nin bu ödünleşmeyi aşabileceğinin gösterilmiş olması araştırmacıların aktif kontrollü süspansiyonlara duyduğu ilgiyi arttırmaktadır [3]. Temel olarak bir yay ve sönüm elemanından oluşan süspansiyon sistemlerinin aktif olarak kontrol edilebilmesi için ek olarak elektronik kontrollü bir eyleyicinin yerleştirilmesi gerekir [4]. ASS' nin doğrusal olarak modellenmesi ve kontrolü üzerine sayısız çalışma mevcut olmasına rağmen, yüksek performanslı bir kontrol sistemi istendiğinde doğrusal olmayan dinamiklerin de dikkate alınması gerekmektedir. Bu çalışmada, dikkate alınan doğrusal olmayan dinamikler doğrusal olmayan yay ve sönüm elemanı davranışlarıdır. Yay ve sönüm elemanlarının doğrusal olmayan davranışlarıyla ilgili denklemler Ando' nun çalışmasının incelenmesiyle elde edilmiştir [5].

ASS' nin doğrusal olmayan kontrolüne dair çok farklı kontrol metodlarıyla yapılmış çalışmalar mevcuttur. Tahboub çalışmasında bozucuların frekanslarını hesaplayan bir kestirimci ile kazanç ayarlamalı bir kontrolcü tasarlamıştır [6]. Yim, Seok ve Lee çalışmalarında, doğrusal olmayan ASS' nin durumlarının, genişletilmiş kalman filtresi ile kestirimi üzerinden durum ve çıkış geri beslemeli kontrolcü tasarlanmıştır [7]. Gao, Lam ve Wang, taşıttaki yolcu sayısının değişimine göre kendini ayarlayabilen durum geri beslemeli kontrolcü tasarlamışlarıdır [8]. Yağız ve Hacıoğlu çalışmalarında geri adımlamalı kontrol tekniğini kullanmışlardır [9]. Du ve Zhang ise eyleyici elektro-hidrolik dinamiklerinin de içine katıldığı bir modelin Takagi-Sugeno tabanlı modelleme ve sınırlı kuvvetle kontrolü üzerine çalışmıştır [10]. Sun, Gao ve Kaynak çalışmalarında, genişleme ve sıkışma davranışı farklı olan bir sönüm elemanı

ile doğrusal olmayan davranışlı bir yay dinamiğini ele alıp ek olarak lastik dinamik yükü, süspansiyon sıkışması ve eyleyici kuvveti gibi parametreleri de istenen sınırlarda tutmak üzere uyarlamalı bir geri adımlamalı kontrolcü tasarlamışlardır [11].

Bu çalışmada, doğrusal olmayan yay ve sönüm elemanı davranışlarına sahip bir süspansiyon sistemi öncelikle zamanla değişen parametreler içeren bir sistem olarak modellenmiştir. Planlama Parametreleri (PP) olarak kullanılan bu zamanla değişen parametreler sayesinde kazanç planlamalı bir kontrolör yapısı olan durum geri-beslemeli DPD H_∞ kontrolör tasarlanmıştır. Literatürde, DPD kontrolör yapısının süspansiyon sistemleri üzerindeki çeşitli uygulamaları mevcuttur. Fergani, Menhour, Sename, Dugard ve D' Andrea Novel MR Damper kullanılan ve yol pürüzlülüğünün çevrim içi sınıflandırılmasıyla kendini uyarlayabilen bir yarı aktif süspansiyon sisteminin kontrolünde DPD H_∞ kontrolör tasarlamışlardır [12]. Onat, Küçükdemiral, Sivrioğlu ve Yüksek ise çalışmalarında bir tam taşıt için süspansiyonun sıkışması kritik bir sınıra uzakken gövdenin ivmesini minimize eden, süspansiyon sıkışması kritik bir sınıra yaklaştığında ise süspansiyon sıkışmasını minimize eden bir kontrolör tasarlamışlardır [13].

Durum geri-beslemeli DPD H_∞ kontrolörün hiçbir ayar parametresi içermemesi ise en önemli üstünlüklerinden biridir. Kontrolörün aktif titreşim kontrolü performansı benzetim çalışmalarıyla test edilmiştir. Benzetim çalışmalarında bozucu olarak gerçek yol pürüzlülüğünü ve ani bir tümsek geçişi senaryolarına ait yer değiştirme ve hız kayıtları kullanılmıştır. Gerek zaman, gerekse frekans alanındaki sonuçlar tasarlanan kontrolörün ASS uygulamaları için son derece uygun olduğunu göstermektedir.

2. Modelleme

Doğrusal olmayan ASS modeli Şekil 1' de görülmektedir. Sistemin doğrusal olmayan karakteristikleri, yay ve sönüm elemanlarına aittir ve Ando' nun çalışmasında ele alınmıştır [5]. Taşıt gövdesinin çeyrek kütlesi m_s, ön veya arka aks ve tekerlek toplam kütlesi m_u, süspansiyon yay elemanının oluşturduğu kuvvet F_s, süspansiyon sönüm elemanının oluşturduğu kuvvet F_d, tekerleğin elastikiyetinden kaynaklanan yay kuvveti F_t, tekerleğin sönüm özelliğinden kaynaklanan kuvvet F_b, aktif kontrol için yerleştirilen elektronik kontrollü eyleyici tarafından sağlanan kuvvet ise u olarak gösterilmektedir.

Doğrusal olmayan yay ve sönüm kuvvetleri,

$$F_S = [k_S + 0.1k_S(z_S - z_u)^2](z_S - z_u) \quad (1)$$

$$F_d = [b_S + 0.1b_S|\dot{z}_S - \dot{z}_u|](\dot{z}_S - \dot{z}_u) \quad (2)$$

şeklinde tanımlanabilir. Tekerleğin sıkışma miktarının sınırlı olduğu göz önünde bulundurularak tekerleğe ait olan yay ve sönüm kuvvetleri ilgili yer değiştirme ve hızların doğrusal fonksiyonları olarak alınmıştır. ASS' ne ait hareketin diferansiyel denklemleri,

$$m_s\ddot{z}_s + F_d(\dot{z}_s,\dot{z}_u,t) + F_s(z_s,z_u,t) = u(t) \quad (3)$$

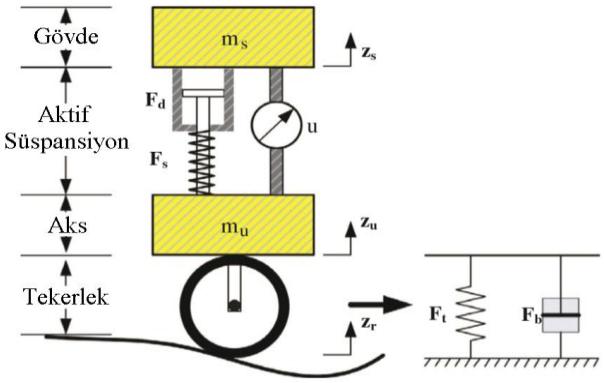
$$m_u\ddot{z}_u - F_d(\dot{z}_s,\dot{z}_u,t) - F_s(z_s,z_u,t) + F_b(\dot{z}_r,\dot{z}_u,t) + F_t(z_r,z_u,t) = -u(t) \quad (4)$$

şeklinde yazılmıştır. DPD H_∞ durum geri-beslemeli kontrolör tasarlanabilmesi için sistem durum denklemlerinin IPB formuna getirilmesi gerekmektedir. IPB formundaki durum denklemleri,

$$\dot{x} = A(\theta)x + B_u(\theta)u + B_w(\theta)w \quad (5)$$

$$z = C(\theta)x + D_u(\theta)u + D_w(\theta)w \quad (6)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 1: Aktif süspansiyon fiziksel modeli.

IPB matrislerin genel gösterimi,

$$X(\theta) = X_0 + \theta_1 X_1 + ... + \theta_i X_i \quad (7)$$

şeklindedir. Burada, $i = 1,....,k$ ve k zamanla değişen parametre sayısıdır. Doğrusal olmayan ASS için PP vektörü,

$$\theta = [0.1k_S(z_S - z_u)^2 \quad 0.1b_S|\dot{z}_S - \dot{z}_u|] \quad (8)$$

şeklinde tanımlanabilir. Buradan sistemin durum uzay matrisleri,

$$A(\theta) = A_0 + \theta_1 A_1 + \theta_2 A_2$$

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{-k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & \frac{-b_s}{m_s} & \frac{b_s}{m_s} \\ \frac{k_s}{m_u} & \frac{-k_s-k_f}{m_u} & \frac{b_s}{m_u} & \frac{-b_s-b_f}{m_u} \end{bmatrix}$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-1}{m_s} & \frac{1}{m_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{m_u} & \frac{-1}{m_u} & 0 & 0 \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{m_s} & \frac{1}{m_s} \\ 0 & 0 & \frac{1}{m_u} & \frac{-1}{m_u} \end{bmatrix}$$

$$B_u(\theta) = B_{u0} + \theta_1 B_{u1} + \theta_2 B_{u2}, \; B_{u1} = B_{u2} = 0$$

$$B_w(\theta) = B_{w0} + \theta_1 B_{w1} + \theta_2 B_{w2}, \; B_{w1} = B_{w2} = 0$$

$$B_{u0} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{m_s} \\ \frac{-1}{m_u} \end{bmatrix}, \; B_{w0} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{k_f}{m_u} & \frac{b_f}{m_u} \end{bmatrix}$$

şeklinde yazılabilir. (6) denkleminde görülmekte olan z kontrolör tarafından minimize etmek üzere seçilen performans vektörüdür. Bu çalışmada performans kriteri olarak, konforun en önemli ölçütü olan taşıt gövde ivmelenmesini minimize edecek kontrolör tasarlanması amaçlanmıştır. Buradan sistemin performans kriterini ifade eden matrisleri,

$$C(\theta) = C_0 + \theta_1 C_1 + \theta_2 C_2$$

$$D_w(\theta) = D_{w0} + \theta_1 D_{w1} + \theta_2 D_{w2}\,,\; D_{w0} = D_{w1} = D_{w2} = 0$$

$$D_u(\theta) = D_{u0} + \theta_1 D_{u1} + \theta_2 D_{u2}\,,\; D_{u1} = D_{u2} = 0$$

$$C_0 = \begin{bmatrix} -\frac{k_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & -\frac{b_s}{m_s} & \frac{b_s}{m_s} \end{bmatrix},\; C_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{m_s} & \frac{1}{m_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{m_s} & \frac{1}{m_s} \end{bmatrix},\; D_{u0} = \begin{bmatrix} \frac{1}{m_s} \end{bmatrix}$$

şeklindedir. Sistemin durum, kontrol girişi ve bozucu vektörleri,

$$x = [z_s \quad z_u \quad \dot{z}_s \quad \dot{z}_u]$$

$$u = [u]$$

$$w = [z_r \quad \dot{z}_r]$$

şeklindedir. Sistem parametrelerinin değerleri ise Tablo 1' de verilmiştir.

Tablo 1: ASS parametreleri.

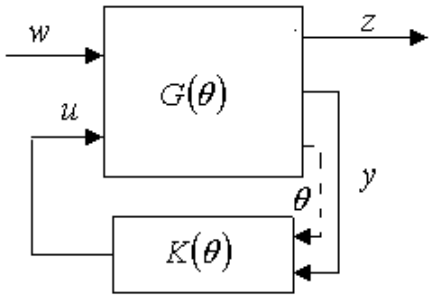
Parametre	Değeri	Parametre	Değeri
m_s	600 [kg]	k_f	200000 [N/m]
m_u	60 [kg]	b_s	2350 [Ns/m]
k_s	18000 [N/m]	b_f	1000 [Ns/m]

3. Durum-Geri Beslemeli DPD H_∞ Kontrolör Tasarımı

DME tabanlı kontrolör tasarım problemi bir dış bükey optimizasyon problemidir. Daha önce belirtildiği üzere dış bükey optimizasyon problemlerinin yarı tanımlı programlama teknikleriyle çözülebilmesi için güçlü araçlar mevcuttur [14,15]. Bir optimizasyon probleminde olası çözüm kümesini ifade eden kısıtlar dışbükeylik adı verilen bir özelliğe sahip olduğunda problemin dışbükey bir problem olduğu söylenir. DME ilk defa olarak Alexandır Mikhailovich Lyapunov' un kararlılık analizinde ortaya çıkmıştır [16]. Daha sonra ise Lure ve Postkinov doğrusal olmayan eyleyicilerin kararlılığı için ortaya koydukları çözüm önerisinde DME' nden yararlanmışlardır [17]. DME' nin bugün yaygınlaşmasına en büyük katkıda bulunan sayısal çözüm yöntemi ise Nesterov ve Nemirovski tarafından geliştirilmiştir [18-19]. Çalışmalarında H_∞ optimizasyon probleminin DME tabanlı çözümünün elde edilmesine yönelik yeni bir sayısal yöntem önermişlerdir. Makalelerinde, iç nokta algoritmasını, DME kısıtları üzerinden dış bükey optimizasyon problemine genişletmişlerdir. Daha sonra yapılan çalışmalar ise H_∞ optimal kontrolörü, H_2 optimal kontrolörü, kutup yerleştirme kontrolörü, dayanıklı kutup yerleştirme vb. kontrolör problemlerinin DME kısıtları ile çözülebileceğini göstermiştir [20-22].

Belirtildiği üzere Doğrusal ve Zamanla Değişmeyen (DZD) sistemlerin H_∞ normunu DME ile hesaplayan çalışmalar literatürde mevcuttur [21]. DZD sistemlerin H_∞ normlarının hesabı için kullanılan yöntemleri DPD sistemlerin analizi için de uygulamamızı mümkün kılan Ilgın Karesel Kararlılık (IKK) testleri literatüre Gahinet, Apkarian ve Chilali tarafından kazandırılmıştır [23]. IKK testleri DPD sistemler için kontrolör sentezlerken sabit değerli karesel lyapunov fonksiyonları kullanmak yerine PP' ne bağlı olan IPB lyapunov fonksiyonları kullanılmaktadır.

Kazanç planlamalı kontrolör yapılarından biri olan DPD kontrolörler sistemin zamanla değişen parametrelerini PP olarak kullanırlar. DPD kontrolörler, PP' nin yörüngesi boyunca alabileceği sınır değerleri ve PP' nin yörüngesi boyunca görülebilecek değişim hızının sınır değerleri için istenen kapalı çevrim performansının gerçekleştirilmesi esasına göre çalışmaktadır. Sistemden alınan gerçek zamanlı ölçümlerle elde edilen PP Şekil 2' de şematik olarak gösterildiği gibi kontrolör katsayılarının güncellenmesinde kullanılırlar.



Şekil 2: DPD durum geri-besleme yapısı.

Çalışmada ele alınan DPD sistemin açık çevrim gösterimi (5) ve (6) denklemlerinde görülmektedir. Burada $x \in \Re^n$ durum vektörünü, $z \in \Re^p$ kontrol çıkış vektörlerini, $w \in \Re^r$ bozucu giriş vektörünü, $u \in \Re^m$ denetim giriş vektörünü göstermektedir. Kontrol girişinin PP' ne bağlı olarak kazançları güncellenen durum geri-beslemeli kontrolör kuralının $u = K(\theta)x$, $K(\theta) \in \Re^{mxn}$ yapısında olduğu göz önünde bulundurularak kapalı çevrim sistem,

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [A(\theta) + B_u(\theta)K(\theta)]x + B_w(\theta)w \\ z &= [C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta)]x + D_w(\theta)w \end{aligned} \qquad (9)$$

şeklinde yazılabilir. H_∞ performans problemi , kapalı çevrim sistemini kararlı kılacak ve sistemin girişlerinden çıkışlarına olan transfer fonksiyonları matrisinin sonsuz normunu $\|T_{zw}\|_\infty$, γ gibi bulunabilecek en küçük skaler pozitif reel bir değerden küçük kılacak bir kontrolör bulmaktır. Bilindiği gibi, H_∞ normu ile DME arasındaki bağlantı sınırlı gerçek yardımcı teoremi kullanılarak yapılır [23].

$$V(x,\theta) = x^T P(\theta)x > 0, P(\theta) = P(\theta)^T > 0 \qquad (10)$$

$$P(\theta) = P_0 + \theta_1 P_1 + ... + \theta_K P_K \tag{11}$$

şartıyla IPB karesel lyapunov fonksiyonudur. γ >0 şartıyla sistemin performans ve kararlılık kısıtları için tanımlanan aşağıdaki (12) eşitsizliği, tüm x ve w ' lar için negatif tanımlı olmalıdır.

$$\frac{d}{dt}V(x,\theta) + z^T z - \gamma^2 w^T w < 0 \tag{12}$$

IPB karesel lyapunov fonksiyonu' nun türevi,

$$\frac{d}{dt}V(x,\theta) = \dot{x}^T P(\theta)x + x^T P(\theta)\dot{x} + x^T \dot{P}(\theta)x \tag{13}$$

$$\dot{P}(\theta) = \dot{\theta}_1 P_1 + ... + \dot{\theta}_K P_K = P(\dot{\theta}) - P_0 \tag{14}$$

şeklindedir. Eğer sistem (12) ve (13) ile verilen ifadeleri sağlıyor ve (14) denkleminde görülen P_0,....., P_K gibi K+1 adet simetrik matris bulunabiliyor ise sistem IKK koşulunu sağlamaktadır [23].

Eşitsizlik (12)' nin kapalı çevrim sistem (9) ile birleştirilmesiyle ve $D_w = 0$ kabulüyle;

$$\begin{aligned}&[(A(\theta) + B_u(\theta)K(\theta))x + B_w(\theta)w]^T P(\theta)x + \\ &x^T P(\theta)[(A(\theta) + B_u(\theta)K(\theta))x + B_w(\theta)w] + x^T \dot{P}(\theta)x \\ &+ x^T (C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))^T (C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))x \\ &- \gamma^2 w^T w < 0\end{aligned} \tag{15}$$

eşitsizliği elde edilir. Burada (15) eşitsizliğinin düzenlenmesiyle

$$\begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \Omega(\theta,\dot{\theta}) & P(\theta)B_w(\theta) \\ B_w(\theta)^T P(\theta) & -\gamma^2 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} < 0 \tag{16}$$

eşitsizliği elde edilir. (16) eşitsizliğindeki $\Omega(\theta,\dot{\theta})$ terimi ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned}\Omega(\theta,\dot{\theta}) &= (A(\theta) + B_u(\theta)K(\theta))^T P(\theta) + \\ &P(\theta)(A(\theta) + B_u(\theta)K(\theta)) + \dot{P}(\theta) \\ &+ (C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))^T (C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))\end{aligned} \tag{17}$$

$S(\theta) = P^{-1}(\theta)$ olmak üzere (17) eşitsizliğini solundan ve sağından (18) matrisi ile çarpıp ardından da Schur tümleyeninin [24] kullanılmasıyla (19) eşitsizliği elde edilir.

$$\begin{bmatrix} S(\theta) & 0 \\ 0 & I \end{bmatrix} \tag{18}$$

$$\begin{bmatrix} F(\theta,\dot{\theta}) & B_w(\theta) \\ B_w(\theta)^T & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \tag{19}$$

$$S(\theta)(C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))^T (C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))S(\theta) < 0$$

(19) eşitsizliğindeki $F(\theta,\dot{\theta})$ ' nın açık hali ise $L(\theta) = K(\theta)S(\theta)$ değişken dönüşümü ile (20)' deki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}F(\theta,\dot{\theta}) &= S(\theta)A(\theta)^T + L(\theta)^T B_u(\theta)^T + A(\theta)S(\theta) \\ &+ B_u(\theta)L(\theta) - \dot{S}(\dot{\theta})\end{aligned} \tag{20}$$

(19) eşitsizliği yine Schur tümleyeni kullanılarak,

$$\begin{bmatrix} F(\theta,\dot{\theta}) & B_w(\theta) & \psi \\ B_w(\theta)^T & -\gamma^2 I & 0 \\ \psi^T & 0 & -I \end{bmatrix} < 0 \tag{21}$$

şeklinde yazılabilir. Burada dış bükeyliği korumak için $\eta := \gamma^2$ şeklinde bir atama yapılmalıdır. (21) eşitsizliğinde görülmekte olan ψ terimi,

$$\psi = S(\theta)(C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))^T \tag{22}$$

şeklinde ifade edilmektedir. (21) eşitsizliği IPB matrislerin birbiriyle çarpımını içermektedir. Dış bükeyliğin sağlanması için PP' nin (23) ile gösterilen değer aralıklarındaki sonsuz ihtimal için (21) eşitsizliği sağlanmalıdır.

$$\theta_i \in \begin{bmatrix} \theta_i, \bar{\theta}_i \\ - \end{bmatrix}, \quad \dot{\theta}_i \in \begin{bmatrix} \nu_i, \bar{\nu}_i \\ - \end{bmatrix} \tag{23}$$

Bu sonsuz sayıdaki kısıtı sonlu sayıda kısıta düşürmek için IPB karesel lyapunov fonksiyonunun seçimini sınırlamalıyız. Bunun yöntemlerinden birisi ise çoklu dışbükey argümanıdır [12].

Yardımcı Teorem (Çoklu Dışbükey Argümanı): $f(\theta_1,...., \theta_k)$, $\theta \in \Re^q$ değişkenleri ne bağlı karesel bir fonksiyon olsun

$$f(\cdot) = \alpha_0 + \sum_i \alpha_i \theta_i + \sum_{i<j} \beta_{ij}\theta_i\theta_j + \sum_i \gamma_i{}^2 \theta_i^2 \tag{24}$$

şeklinde tanımlansın. Ayrıca $f(\cdot)$

$$2\gamma_i = \frac{\partial^2 f}{\partial \theta_i^2}(\theta) \geq 0 \quad \forall i = 1,..., q \tag{25}$$

koşulu sağlansın. Bu özelliklere sahip $f(\cdot)$, çoklu dışbükey fonksiyonu olarak adlandırılır. IKK koşulunun sağlanabilmesi için (21) eşitsizliğinin tüm $(\theta,\dot{\theta}) \in \nu x \Re$ için sağlanması ve (28) eşitsizliğinin de $i = 1,...., K$ için sağlanması gerekmektedir.

$$\nu := \left\{ (\theta_1,..., \theta_k) : \theta_i \in \left\{ \begin{bmatrix} \theta_i, \bar{\theta}_i \\ - \end{bmatrix} \right\} \right\} \tag{26}$$

$$\Re := \left\{ (\dot{\theta}_1,..., \dot{\theta}_k) : \dot{\theta}_i \in \left\{ \begin{bmatrix} \dot{\theta}_i, \bar{\dot{\theta}}_i \\ - \end{bmatrix} \right\} \right\} \tag{27}$$

$$\begin{bmatrix} A_i S_i + S_i A_i^T + B_{ui} L_i + L_i^T B_{ui}^T & S_i C_i^T + L_i^T D_{ui}^T \\ C_i S_i + D_{ui}^T & 0 \end{bmatrix} \geq 0 \tag{28}$$

Çoklu dışbükey argümanı kullanılarak (21) eşitsizliğindeki (20) ifadesi

$$\begin{aligned}&A(\theta)S(\theta) + S(\theta)A^T(\theta) = S_0 A_0^T + A_0 S_0 \\ &- \sum_i \dot{\theta}_i S_i \\ &+ \sum_i \theta_i \left(A_0 S_i + S_i A_0^T + A_i S_0 + S_0 A_i^T\right) \\ &+ \sum_{i<j} \theta_i\theta_j \left(A_j S_i + S_i A_j^T + A_i S_j + S_j A_i^T\right) \\ &+ \sum_i \theta_i^2 \left(S_i A_i^T + A_i S_i\right) < 0\end{aligned} \tag{29}$$

şeklinde dışbükeyliği sağlayarak yazılabilir. Genellikle IPB formunda yazılan matrislerin çok az sayıda elemanı PP' nin fonksiyonu olduğu için rank düşmesi problemleriyle karşılaşılmaktadır [23]. (28) ifadesindeki sıfır gelen yere ve (29) ifadesindeki θ_i^2 parantezindeki yere $\mu_i I$ ifadesi eklenmesiyle bu problem aşılabilmektedir.

Teorem:

$$\dot{x} = A(\theta)x + B_u(\theta)u + B_w(\theta)w$$

$$z = C(\theta)x + D_u(\theta)u$$

Sistemine $\|T_{zw}\|_\infty$ normunu en küçük η skaleri kılacak aşağıdaki optimizasyon probleminin çözümünden kontrol kanunu

$$u(t) = L(\theta)S(\theta)^{-1}x(t)$$

şeklinde belirlenir.

$$\text{Min } \eta \text{ s.t. } \begin{bmatrix} F(\theta,\dot{\theta}) & B_w(\theta) & \psi \\ B_w(\theta)^T & -\eta I & 0 \\ \psi^T & 0 & -I \end{bmatrix} \le 0$$

$$\begin{bmatrix} A_i S_i + S_i A_i^T + B_{ui} L_i + L_i^T B_{ui}^T & S_i C_i^T + L_i^T D_{ui}^T \\ C_i S_i + D_{ui}^T & 0 \end{bmatrix} \ge 0 \quad \forall i = 1,\ldots,k$$

$$\left(S_0 + \sum_{i=1}^{k} \theta_k S_k \right) \succ 0 \qquad \theta \in \nu_{vex} \text{ ve } \dot{\theta} \in \Re_{vex}$$

Burada:

$$F(\theta,\dot{\theta}) := S(\theta)A(\theta)^T + L(\theta)^T B_u(\theta)^T + A(\theta)S(\theta) + B_u(\theta)L(\theta) - \dot{S}(\dot{\theta})$$

$$\psi = S(\theta)(C(\theta) + D_u(\theta)K(\theta))^T$$

olmak üzere sistemin L_2 kazancı $\sqrt{\eta}$ ' dür.

4. Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde, çalışmada önerilen kontrolörün performansının test edilmesi için benzetim çalışmaları yapılmıştır. Burada, tasarımı gerçekleştirilen kontrolörün sisteme etki eden bozucuları bastırması ve kararlılık kriterini sağlayacak şekilde çalışması beklenmektedir.

Kontrolör matrisinin sistemin çalışması esnasında hesaplanması için,

$$L(\theta) = L_0 + \theta_1 L_1 + \theta_2 L_2$$

$$S(\theta) = S_0 + \theta_1 S_1 + \theta_2 S_2$$

IPB matrislerinin,

$$u(t) = L(\theta)S(\theta)^{-1}x(t)$$

bağıntısı ile kullanması gerekmektedir. Matlab paket programı altında YALMIP ara yüzü üzerinde kodlanarak SeDuMi çözücüsü ile gerçekleştirilen kontrolör tasarımı sonucunda sistemin bozucudan, performans çıkışına olan L_2 kazancı,

$$\sqrt{\eta} = 0.8146$$

olarak hesaplanmış ve kontrolör matrisinin hesaplanmasında kullanılan $L(\theta)$ ve $S(\theta)$ matrisleri,

$$L_0 = \begin{bmatrix} 8.19\,x10^{9} & -1537807 & -9.03\,x10^{7} & -1.8\,x10^{9} \end{bmatrix}$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} 432027.7 & -23844.8 & -29378.3 & -21872.8 \end{bmatrix}$$

$$L_2 = \begin{bmatrix} -8313.3 & 1215.5 & -38226.8 & -710763 \end{bmatrix}$$

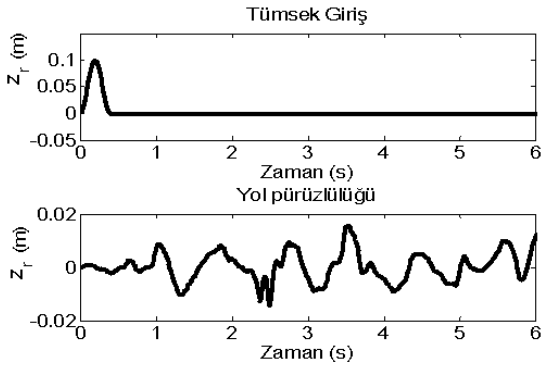
$$S_0 = \begin{bmatrix} 455814 & 5.67 & -5158.95 & -612.017 \\ 5.67 & 233.345 & -0.049 & -1089.46 \\ -5158.95 & -0.049 & 76.623 & 5.114 \\ -612.017 & -1089.46 & 5.114 & 749992.2 \end{bmatrix}$$

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0.111 & 0.08 & 0.003 & 0.053 \\ 0.08 & 0.047 & -0.0002 & -0.016 \\ 0.003 & -0.0002 & -4.5\,x10^{-5} & 0.018 \\ 0.053 & -0.016 & 0.018 & 0.02 \end{bmatrix}$$

$$S_2 = \begin{bmatrix} -0.051 & 0.151 & 0.001 & -15.96 \\ 0.151 & 0.137 & 0.002 & -15.96 \\ 0.001 & 0.002 & -2.56\,x10^{-5} & 0.171 \\ -15.96 & -15.96 & 0.171 & -31.93 \end{bmatrix}$$

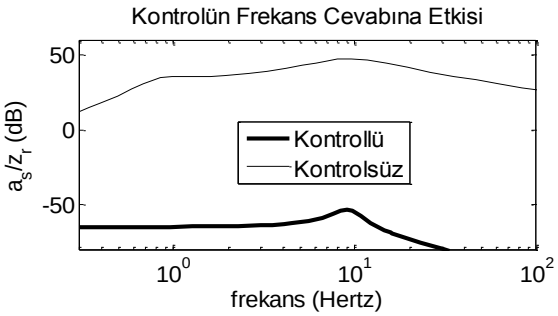
şeklinde hesaplanmıştır.

Tasarlanan kontrolörün performansı iki farklı bozucu senaryosuyla sınanmıştır. Şekil 3' te tümsek ve yol pürüzlülüğü senaryolarına ait zamana bağlı yer değiştirme verileri görülmektedir.



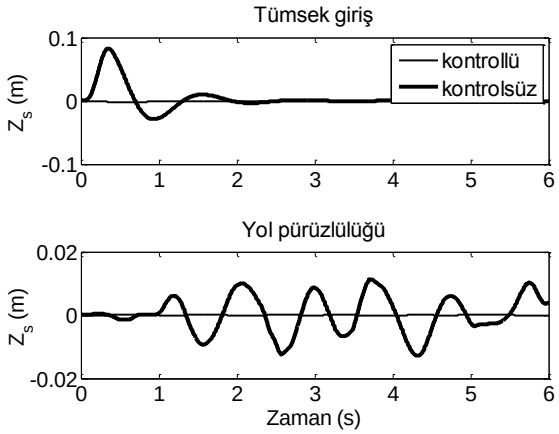
Şekil 3: Bozucular.

Kontrollü ve kontrolsüz sistemin frekans cevapları Şekil 4' te çizdirilmiştir. Açıkça görüldüğü üzere hem alçak, hem de yüksek frekans bölgelerindeki iyileştirme süspansiyon sistemlerindeki yol tutuşu ve konfor ödünleşmesinin aşıldığını ortaya koymaktadır.



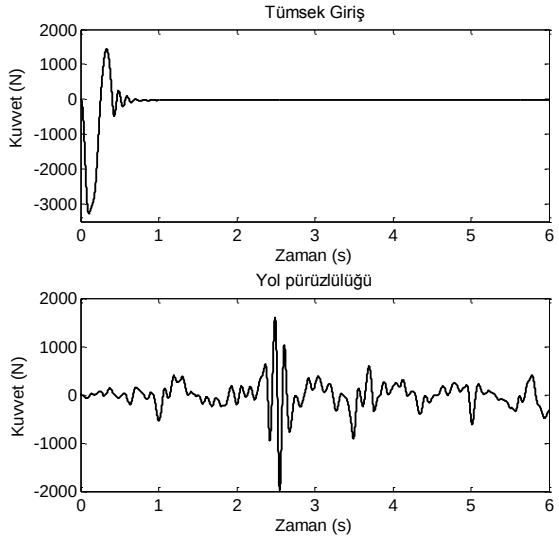
Şekil 4: Kontrolör frekans cevabı.

Tasarlanan kontrolörün sistemin yer değiştirme cevaplarını oldukça iyi sönüm performansı göstererek başarılı bir şekilde azalttığı Şekil 5' te görülmektedir.



Şekil 5: Gövde yer değiştirme cevapları.

Eyleyicinin bozucular karşısında ürettiği kontrol kuvvetleri Şekil 6 ile verilmektedir. Kontrol kuvvetlerinin hidrolik veya elektro-mekanik bir eyleyiciyle kolaylıkla gerçeklenebilecek değerlerde olması tasarlanan kontrolörün ASS uygulaması için son derece uygun olduğunu göstermektedir.



Şekil 6: Kontrol kuvvetleri.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, gerçek yol pürüzlüğü ve tümsek bozucuları etkisindeki doğrusal olmayan bir süspansiyon sisteminin titreşimlerinin aktif kontrolü için durum geri-beslemeli DPD H_∞ kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Dış bükey optimizasyon temelindeki DME, en önemli tasarım aracı olarak kullanılmıştır. ASS, hareket denklemleri zamanla değişen parametreleri PP olacak şekilde modellenmiştir. DPD sistemler için daha az tutucu bir kontrolör sentezleyebilmek için çoklu dış bükey argümanı yaklaşımı kullanılmıştır. ASS için kontrolör tasarlanırken hedef kontrolsüz süspansiyonda olan konfor/yol tutuşu ödünleşmesini ortadan kaldırmaktır. Bu ödünleşme pasif süspansiyonda sönümün artmasıyla alçak frekansları bastırsa dahi yüksek frekanslardaki geçirgenliğin artmasıyla frekans cevabı üzerinden görülebilir. Yol tutuş kabiliyetini yükselten bu durum konfordan ödün vermektedir. Bu çalışmada ise, bozucudan taşıt gövdesinin ivmesine incelenen frekans cevaplarının hem alçak hem de yüksek frekans bölgesinde görülen iyileşme, ASS' nin söz konusu ödünleşme problemini ortadan kaldırdığını göstermektedir. Bozucu olarak gerçek yol pürüzlülüğü ve tümseğe ait yer değiştirme ve hız verileri kullanılmasıyla elde edilen zaman cevapları da incelendiğinde tasarlanan kontrolörün yüksek sönüm performansına sahip olduğu ve kararlılığının garanti altında olduğu ortaya konmuştur. Hiçbir ayar parametresi kullanılmadan ortaya konan performans durum geri-beslemeli DPD H_∞ kontrolör yapısının en büyük üstünlüklerinden biri olmuştur. Gelecekteki çalışmalarda daha düşük kuvvetlerle sistemin kontrolüne olanak sağlayacak şekilde eyleyici doyumu problemi sentez denklemlerine katılabilir ve uygulama esnasında eyleyici de görülebilecek olan gecikme kaynaklı problemlerinin de önüne geçmek için sentez denklemlerinde gecikmenin de ele alınmasıyla tasarlanan kontrolör geliştirilebilir.

Teşekkür

Çalışmada kullanılan gerçek yol pürüzlülüğü kaydını sağlayan BİAS Test Sistemleri' ne teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] R. Ramajani, *Vehicle Dynamics and Control*, Springer, 2005.

[2] S.M. Savarevsi, C. Poussot-Vassal, C. Spelta, O. Sename ve L. Dugard, *Semi-Active Suspension Control Design for Vehicles*, Butterworth-Heinemann Elsevier, 2010.

[3] D. Hrovat, "Survey of Advanced Suspension Developments and Related Optimal Control Applications," Automatica, Cilt: 33, No: 10, s: 1781-1817, 1997

[4] W. Sun, H. Pan, Y. Zhang, H. Gao, "Multi-Objective Control for Uncertain Nonlinear Active Suspension Systems," Mechatronics, Cilt: 24 , No: 4 , s: 318-327, 2014

[5] Y. Ando ve M. Suzuki, "Control of Active Suspension Systems Using the Singular Perturbation Method," Control Engineering Practice, Cilt: 4, No: 3, s: 287-293, 1996

[6] K.A. Tahboub, "Active Nonlinear Vehicle-Suspension Variable Gain Control", Proc. of the 13th Mediterranean Conference on Control and Automation, Limassol, Cyprus, 2005

[7] S.S. Yim, J.H. Seok, J.J. Lee, "State Estimation of the Nonlinear Suspension System based on Nonlinear Kalman Filter," 12th Int. Conf. on Control, Automation and Systems, Jeju Island, Korea, s:720-725, 2012

[8] H. Gao, J. Lam, C. Wang, "Multi-Objective Control of Vehicle Active Suspension Systems via Load Dependent Controllers," Journal of Sound and Vibration, No: 290, s: 645-670, 2006

[9] N. Yağız ve Y. Hacığolu, "Backstepping Control of a Vehicle with Active Suspensions," Control Engineering Practice, Cilt: 16, s: 1445-1457, 2008

[10] H. Du, N. Zhang, "Fuzzy Control for Nonlinear Uncertain Electrohydraulic Active Suspensions with

Input Constraint," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Cilt: 17, No: 2, s: 342-356, 2009

[11] W. Sun, H. Gao, O. Kaynak, "Adaptive Backstepping Control for Active Suspension Systems with Hard Constraints", IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Cilt: 18, No: 3, s: 1072-1079, 2013

[12] S. Fergani, L. Menhour, O. Sename, L. Dugard, B. D' Andrea Novel, "A new LPV/ H_∞ Semi-active Suspension Control Strategy with Performance Adaptation to Roll Profile Estimation," 52nd IEEE Conf. on Decison and Control, Florence, Italy, 2013

[13] C. Onat, İ. B. Kucukdemiral, S. Sivrioglu, İ. Yüksek, "LPV Model Based Gain-scheduling Controller dor a Full Vehicle Active Suspension System," Journal of Vibration and Control, Cilt:13, No:11 , s:1629-1666, 2007

[14] J. Löfberg, "Yalmip: A Toolbox for Modelling and Optimization in MATLAB," Proceedings of the CACSD Conference, Taipei, Taiwan, 2004

[15] J. F. Strum, "Using SeDuMi 1.02 a Matlab for Optimization Over Symmetric Cones," Optimization Methods and Software, Cilt: 11, No:2, s:625-653, 1999

[16] A. Lyapunov, "Problema General de Stabilite du Mouvement, Annals of Mathematical Studies," Princeton University Press, Princeton, 1945

[17] A. Lur, "Some Nonlinear Problems in the Theory of Automatic Control," H. Stationary Office, London, 1957

[18] Y. Nesterov, A. Nemirovski, "A General Approach to Polynomial Time Algorithms Design for Convex Programming," Technical Report Cent. Econ. And Math. Inst. USSR Acad. Sci., Moscow, USSR, 1988

[19] Y. Nesterov, A. Nemirovski, "Interior Point Polynomial Algorithms in Convex Programming, Theory and Applications, Philadelphia, 1994

[20] P. Apkarian, H. D. Tuan, "Parametrized LMI' s in Control Theory," Proc. on the 37th IEEE Conf. on Decision and Control, s:152-157, 1998

[21] M. Chilali, P. Gahinet, " H_∞ Design with the Pole Placement Constraints: an LMI Approach," IEEE Transactions on Automatic Control, Cilt: 40, No: 3, s: 358-367, 1996

[22] C. Scherer, P. Gahinet, M. Chilali, "Multi-Objective Output Feedback Control via LMI Optimization," IEEE Transactions on Automatic Control, Cilt: 41, No: 7, s: 895-911, 1997

[23] P. Gahinet, P. Apkarian, M. Chilali, "Affine Parameter Dependent Lyapunov Funcitons for Real Parametric Uncertainty," 33rd IEEE Conf. on Decision and Control, s: 2037-2040, 1994

[24] S. Boyd, L.E. Ghaoi, E. Feron, V. Balakrishan, "Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory," Society of Industrial Applied Mathematics, Philadelphia, 1994

B2 – Uyarlamalı Kontrol Sistemleri

12 Eylül 2014 Cuma – 1. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Enver TATLICIOĞLU (İYTE)
Y. Doç. Dr. Selçuk KİZİR (Kocaeli Üniversitesi)

Tekrarlamalı Eğim Algoritması ile Doğrudan Referans Modelli Uyarlamalı Kontrol (Bildiri No : 15)

Metin HATUN (Uludağ Üniversitesi)

Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemlerinin Adaptif Kontrolü (Bildiri No : 19)

Cengiz ÖZBEK (Beykent Üniversitesi)
Recep BURKAN (İTÜ)
Ömür Can ÖZGÜNEY (İstanbul Üniversitesi)

Parametre Kestirim Temelli Uyarlamalı Servo Kontrol (Bildiri No : 27)

Meriç ÇETİN (Pamukkale Üniversitesi)
Serdar İPLİKÇİ (Pamukkale Üniversitesi)

Antropomorfik Robotların Dinamiği ve Uyarlamalı Kontrol Uygulamaları (Bildiri No : 76)

Muhammet ÖZTÜRK (İTÜ)
Elbrus CAFEROV (İTÜ)

DC Motor Hız Kontrolü için Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici Tasarımı (Bildiri No : 178)

Yasin YENİAYDIN (Kocaeli Üniversitesi)
Burak SAKACI (Kocaeli Üniversitesi)
Tuğçe YAREN (Kocaeli Üniversitesi)
Volkan SÜEL (Kocaeli Üniversitesi)
Selçuk KİZİR (Kocaeli Üniversitesi)

Tekrarlamalı Eğim Algoritması ile Doğrudan Referans Modelli Uyarlamalı Kontrol

Metin Hatun[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Uludağ Üniversitesi, Bursa
metinh@uludag.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, referans modelli uyarlamalı denetleyici parametrelerini doğrudan ayarlamak için, eğim (gradient) iterasyonları üzerine kurulu olan tekrarlamalı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen algoritma Tekrarlamalı Eğim (TE) algoritması olarak adlandırılmıştır. Algoritmanın adaptasyon hızını belirleyen iki farklı değişken adım parametresi kullanılmıştır. TE algoritmasının minimum fazlı ayrık-zaman sistemlerin referans modelli uyarlamalı kontrolünde kullanımı verilmiş ve Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak kapalı-çevrim sistemin kararlılık analizi yapılmıştır. TE algoritmasının performansı yaygın olarak kullanılan RLS ve NLMS algoritmalarıyla birlikte karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

1. Giriş

Referans modelli uyarlamalı kontrol yöntemlerinde, kapalı-çevrim sistemin dinamik cevabı önceden tanımlanan bir matematiksel modelin çıkış işaretini takip eder [1-11]. Bu amaçla parametreleri ayarlanabilen bir denetleyici kullanılmaktadır. Referans modelli uyarlamalı kontrol yöntemlerinde yaygın olarak kullanılan parametre ayarlama algoritmaları eğim tabanlı algoritmalar ve en küçük kareler tabanlı algoritmalar olmak üzere kabaca iki gruba ayrılabilir.

Bilinen en temel eğim algoritması LMS (Least Mean Squares) algoritması veya stokastik eğim algoritması olarak bilinir ve uyarlamalı sinyal işleme literatüründe yaygın olarak kullanılmaktadır [12,13]. Fakat kontrol uygulamaları için yakınsama hızı düşüktür [6]. Uyarlamalı kontrol literatüründe kullanılan bir diğer eğim tabanlı algoritma ise normalize edilmiş eğim (normalized gradient) [9] algoritması olarak bilinir ve yapı olarak uyarlamalı sinyal işleme literatüründe de yaygın olarak kullanılan NLMS (Normalized LMS) algoritmasına benzemektedir. NLMS algoritması kontrol literatüründe izdüşüm (projection) algoritması olarak da bilinmektedir [2].

Genel olarak eğim tabanlı olan algoritmalar düşük matematiksel işlem yüküne bağlı olarak kolay ve hızlı gerçekleme avantajına sahiptir. Bu nedenle yüksek örnekleme frekanslarının kullanıldığı uyarlamalı işaret işleme uygulamalarında daha çok tercih edilmektedir [12,13]. Fakat, eğim tabanlı algoritmaların parametre yakınsama hızları en küçük kareler tabanlı algoritmalara oranla daha düşük olduğu için uyarlamalı kontrol uygulamalarında daha az tercih edilmektedir.

En küçük kareler tabanlı algoritmaların yakınsama özellikleri eğim tabanlı algoritmalara göre daha iyi olduğu için sistem tanıma ve uyarlamalı kontrol uygulamalarında eğim tabanlı algoritmalara göre daha çok tercih edilmektedir. Fakat en küçük kareler tabanlı algoritmalarda, parametre tahmin iterasyonlarına ilave olarak matris tersi iterasyonları da kullanıldığından dolayı matematiksel işlem yükü eğim tabanlı algoritmalara oranla daha fazladır [1-11]. Çevrim-içi sistem tanıma ve uyarlamalı kontrol uygulamalarında en çok kullanılan tekrarlamalı algoritmalar RLS (Recursive Least Squares) algoritması ve RLS algoritmasına benzer iterasyonlar kullanan RLS algoritmasının türevleridir [11,14-17]. Bu algoritmaların geçici durum ve kalıcı durum yakınsama özellikleri RLS algoritmasından daha iyi olmasına rağmen işlem yoğunluğu RLS algoritmasından daha fazladır.

Eğim tabanlı algoritmalar ile en küçük kareler tabanlı algoritmaların işlem yükü ve parametre yakınsama hızları göz önüne alındığında aralarında belirgin bir fark vardır [12-15]. Diğer taraftan, sistem tanıma ve uyarlamalı kontrol literatüründe yakınsama özellikleri eğim tabanlı algoritmalara göre daha iyi olan ve RLS algoritmasına yakın olup işlem yükü RLS algoritmasından daha az olan çeşitli ara yöntemler de önerilmiştir [17-20].

Bu çalışmada, eğim iterasyonu üzerine kurulu olan tekrarlamalı bir algoritma önerilmiştir. Önerilen yöntemde her örnekleme aralığında bir eğim iterasyonu kullanılarak işlem yükünün eğim tabanlı algoritmalarda olduğu gibi düşük olması sağlanmıştır, ayrıca sisteme ait giriş-çıkış verilerinin birikimli değerleri kullanılarak en küçük kareler tabanlı algoritmalarda olduğu gibi yakınsama özelliklerinin iyileştirilmesi amaçlanmıştır. Böylece, işlem yükü RLS algoritmasından daha az olan ve yakınsama hızı eğim tabanlı algoritmalardan daha iyi olan bir ara yöntem elde edilmektedir. Azalan-adım iterasyonu üzerine kurulu olan bu algoritma daha önce uyarlamalı sinyal işleme literatüründe "Recursive Inverse Adaptive Filter" adıyla önerilmiştir [21]. Daha sonra, en dik iniş (steepest-descent) iterasyonu üzerine kurulu olan "Iterative Wiener Filter" adıyla da önerilmiştir [22]. Burada değişken adım boyutu parametresinin değerinin her adımda hesaplanması algoritmanın işlem yükünü bir miktar arttırmaktadır.

Bu bildirinin amacı, daha önce uyarlamalı filtre katsayılarını güncellemek için önerilen eğim tabanlı bu algoritmayı bir alternatif yöntem olarak uyarlamalı kontrol uygulamalarına aktarmaktır. Bu çalışmada eğim algoritmasının her bir örnekleme aralığında tekrarlamalı biçimde kullanımı verilmiş ve referans modelli uyarlamalı denetleyici

katsayılarını ayarlamak için kullanılmıştır. Parametre adaptasyon hızını kontrol edebilmek amacıyla iki farklı değişken adım parametresi kullanılmıştır. Ayrıca, önerilen TE algoritması ile birlikte elde edilen kapalı-çevrim sistemin kararlılık analizi Lyapunov kararlılık teorisi kullanılarak yapılmıştır. Yapılan bilgisayar benzetim çalışmalarıyla, önerilen TE algoritmasının performansı yaygın olarak kullanılan RLS ve NLMS algoritmalarıyla birlikte karşılaştırmalı olarak incelenmiştir.

2. Referans Modelli Uyarlamalı Kontrol

Bu çalışmada, ayrık-zaman deterministik sistemleri kontrol etmek için polinomal kutup-sıfır yerleştirme yöntemiyle tasarlanan bir referans modelli uyarlamalı denetleyici kullanılmıştır.

2.1. Kutup-Sıfır Yerleştirme Yöntemiyle Referans Modelli Kontrol Tasarımı

Tek-girişli tek-çıkışlı ayrık-zamanlı bir sistemin denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A(z)y(k) = B(z)u(k) \tag{1}$$

Sistemin transfer fonksiyonunun payda polinomu $A(z)$ ile pay polinomu $B(z)$ aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$A(z) = z^n + a_1 z^{n-1} + \cdots + a_n \tag{2}$$

$$B(z) = b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \cdots + b_m \tag{3}$$

Burada m ve n sırasıyla pay ve payda polinomlarının derecesi olup aralarındaki fark $d = n - m$ sistem gecikmesi olarak tanımlanır [6,23]. Denetleyici tasarımında aşağıdaki varsayımlar yapılmıştır:

1) $m < n$ olmak üzere n ve m, böylece $d = n - m$ biliniyor.
2) $A(z)$ ile $B(z)$ polinomlarının ortak çarpanı yoktur.
3) $B(z)$ polinomunun bütün kökleri z-düzleminde birim daire içindedir, yani sistem minimum fazlıdır.

Genel bir denetleyicinin denklemi

$$R(z)u(k) = T(z)r(k) - S(z)y(k) \tag{4}$$

olarak yazılabilir [6,23]. Burada $R(z)$, $T(z)$, $S(z)$ denetleyici polinomlarıdır. Sistemin ölçülen çıkış işareti $y(k)$ ile referans giriş $r(k)$ denetleyiciye giriş olarak uygulanır ve denetleyicinin çıkış işareti $u(k)$ sistemin kontrol girişidir. Bu durumda kapalı-çevrim sistemin transfer fonksiyonu

$$y(k) = \frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} r(k) \tag{5}$$

olarak yazılabilir. Referans modelli kontrol sisteminde kapalı-çevrim sistemin çıkış işaretinin, kullanıcı tarafından belirlenen aşağıdaki kararlı referans modelin çıkışını takip etmesi istenir.

$$y_r(k) = \frac{B_r(z)}{A_r(z)} r(k) \tag{6}$$

Burada referans modelin pay ve payda polinomları sistem ile aynı yapıya sahiptir ve referans modelin zaman gecikmesinin kontrol edilen sistem ile aynı olduğu varsayılmıştır. Bu durumda (5) ve (6) arasında aşağıdaki eşitlik sağlanırsa, aynı referans giriş $r(k)$ için kapalı-çevrim sistem (5) ile referans model (6) aynı cevabı verir [6].

$$\frac{B(z)T(z)}{A(z)R(z) + B(z)S(z)} = \frac{B_r(z)O(z)}{A_r(z)O(z)} \tag{7}$$

Burada referans modelin derecesi kapalı-çevrim sistemin derecesinden küçük olduğunda, referans modelin pay ve paydası kararlı bir $O(z)$ polinomu ile çarpılır [23]. Ayrıca, referans model takibinin yapılabilmesi için, kapalı-çevrim sistemin transfer fonksiyonundaki $B(z)$ polinomu, denetleyici polinomu $R(z)$ yardımıyla silinmektedir. Bu amaçla $R(z) = R_1(z)B(z)$ şeklinde sistem sıfırlarını içerecek şekilde çarpanlarına ayrıldığında, (7) eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{T(z)}{A(z)R_1(z) + S(z)} = \frac{B_r(z)O(z)}{A_r(z)O(z)} \tag{8}$$

Böylece denetleyici polinomlarını elde edebilmek için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$T(z) = B_r(z)O(z) \tag{9}$$

$$A(z)R_1(z) + S(z) = A_r(z)O(z) \tag{10}$$

Burada (10) eşitliği Diophantine denklemi olarak bilinir ve katsayıları bilinen sistemler için $R_1(z)$ ve $S(z)$ denetleyici polinomlarını hesaplamak amacıyla kullanılır. $R(z)$ ve $S(z)$ kapalı-çevrim sistemin kutuplarını yerleştirmek için, (9) ile hesaplanan $T(z)$ ise sıfır yerleştirmek için kullanılır [6,23]. Burada minimum dereceli kutup yerleştirme yöntemi kullanıldığında, referans model polinomları ve denetleyici polinomlarının dereceleri aşağıdaki gibi belirlenir [6].

$$\deg A_r = \deg A = n \ , \ \deg B_r = \deg B = m \tag{11}$$

$$\deg O = \deg A - \deg B - 1 = n - m - 1 = d - 1 \tag{12}$$

$$\deg A_r O = \deg A_r + \deg O = n + d - 1 \tag{13}$$

$$\deg R_1 = \deg A_r O - \deg A = d - 1 \tag{14}$$

$$\deg R = \deg R_1 + \deg B = d - 1 + m = n - 1 \tag{15}$$

$$\deg S = \deg A_r O - d = n - 1 \tag{16}$$

$$\deg T = \deg B_r + \deg O = m + d - 1 = n - 1 \tag{17}$$

Sonra (9) ve (10) denkleminin çözümünden elde edilen denetleyici polinomları,

$$R(z^{-1})u(k) = T(z^{-1})r(k) - S(z^{-1})y(k) \tag{18}$$

şeklinde yazılabilen denetleyicinin fark denkleminde kullanılarak sistemin kontrol girişi $u(k)$ hesaplanır [6].

2.2. Doğrudan Referans Modelli Uyarlamalı Kontrol

Doğrudan referans modelli uyarlamalı kontrol tasarımı için (10) ile verilen Diophantine denkleminin her iki tarafı $y(k)$ ile çarpılarak

$$A(z)R_1(z)y(k) + S(z)y(k) = A_r(z)O(z)y(k) \tag{19}$$

eşitliği yazılır. Burada (1) ile verilen fark denklemini ve $R(z) = R_1(z)B(z)$ tanımını kullandığımızda aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$A_r(z)O(z)y(k) = R(z)u(k) + S(z)y(k) \tag{20}$$

Bu denklem nedensel biçimde birim gecikme operatörü z^{-1} cinsinden

$$A_r(z^{-1})O(z^{-1})y(k) = z^{-d}[R(z^{-1})u(k) + S(z^{-1})y(k)] \tag{21}$$

şeklinde yazılabilir [6]. Bu denklem, denetleyici parametrelerini çevrim-içi yoldan hesaplamak amacıyla

doğrusal bağlaşımlı biçimde (linear regression form) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$y_f(k) = \varphi^T(k-d)\theta \quad (22)$$

Burada filtrelenmiş çıkış işareti $y_f(k)$, veri vektörü $\varphi(k)$ ve denetleyici parametre vektörü θ sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$y_f(k) = A_r(z^{-1})O(z^{-1})y(k) \quad (23)$$

$$\varphi(k) = [\,u(k) \;\; \cdots \;\; u(k-n+1) \;\; y(k) \;\; \cdots \;\; y(k-n+1)\,]^T_{(2n\times 1)} \quad (24)$$

$$\theta = [\,r_0 \;\; \cdots \;\; r_{n-1} \;\; s_0 \;\; \cdots \;\; s_{n-1}\,]^T_{(2n\times 1)} \quad (25)$$

Denetleyici parametre vektörü yerine

$$\hat{\theta}(k) = [\,\hat{r}_0(k) \;\; \cdots \;\; \hat{r}_{n-1}(k) \;\; \hat{s}_0(k) \;\; \cdots \;\; \hat{s}_{n-1}(k)\,]^T_{(2n\times 1)} \quad (26)$$

olarak tanımlanan *k*. örnekleme anındaki tahmin edilmiş değeri kullanıldığında, referans modelli uyarlamalı kontrol yöntemi elde edilir. Bu durumda en son hesaplanan parametre tahmin vektörü kullanılarak bir tahmin hatası tanımlanır.

$$\varepsilon(k) = y_f(k) - \varphi^T(k-d)\hat{\theta}(k) \quad (27)$$

Bu hata bilgisi, aşağıdaki kısımda verilen en küçük kareler hata kriterini tanımlamak için kullanılır. Böylece uyarlamalı modelin çıkış işareti $y_f(k)$ işaretini takip eder [6].

2.3. Tekrarlamalı Eğim Algoritması ile Doğrudan Referans Modelli Uyarlamalı Kontrol

Bir çevrim-içi sistem tanıma algoritmasıyla hesaplanan parametre tahminleri,

$$J(k,\hat{\theta}(k)) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i}\varepsilon^2(i) = \sum_{i=1}^{k} \lambda^{k-i}[y_f(i) - \varphi^T(i-d)\hat{\theta}(i)]^2 \quad (28)$$

ile tanımlanan en küçük kareler hata kriterini minimum yapan optimum parametre değerlerine zamanla yakınsar. Bu değer *k* adım veri grubu için $\hat{\theta}(k) = R^{-1}(k)p(k)$ olarak yazılabilir. Bu amaçla, azalan adım iterasyonları üzerine kurulu olan TE algoritması aşağıdaki gibi verilmektedir [21].

$$\hat{\theta}(k+1) = [I - \mu(k)R(k)]\hat{\theta}(k) + \mu(k)p(k) \quad (29)$$

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \mu(k)[R(k)\hat{\theta}(k) - p(k)] \quad (30)$$

Burada $\mu(k)$ algoritmanın adım parametresidir. Ayrıca *k* iterasyon indisi ayrık-zaman indisi olarak kullanılmıştır. Böylece örnekleme aralığında parametre vektörü bir defa güncellenerek işlem yükünün azaltılması amaçlanmıştır. Burada $R(k)$ ve $p(k)$ sırasıyla korelasyon matrisinin ve korelasyon vektörünün *k* adım veri grubu kullanılarak tahmin edilmiş değerlerini göstermektedir ve çevrim-içi uygulamalarda iteratif olarak aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$R(k) = \lambda R(k-1) + \varphi(k-d)\varphi^T(k-d) \quad (31)$$

$$p(k) = \lambda p(k-1) + \varphi(k-d)y_f(k) \quad (32)$$

Burada $0 < \lambda \le 1$ parametresi unutma faktörüdür ve parametre değişimlerini daha hızlı takip edebilmek için kullanılır. Burada (31) ve (32) iterasyonlarından sonra parametre tahminleri (29) veya (30) algoritması ile güncellenir [21]. Bu üç iterasyon her örnekleme aralığında tekrarlanmaktadır. Bu nedenle elde edilen algoritma "Tekrarlamalı Eğim Algoritması" olarak adlandırılmıştır. Bu algoritmanın bir avantajı korelasyon matrisinin tersine ihtiyaç duymamasıdır [21].

TE algoritmasıyla güncellenen parametre tahminleri (18) ile verilen denetleyicinin fark denkleminde

$$\hat{R}(z^{-1})u(k) = T(z^{-1})r(k) - \hat{S}(z^{-1})y(k) \quad (33)$$

şeklinde yerine yazılarak sistemin kontrol girişi hesaplanabilir.

2.4. Adım Parametresinin Seçimi

TE algoritmasının kararlı olabilmesi için μ adım parametresinin $0 < \mu < 2/\lambda_{\max}$ şartını sağlaması gerekir [12,13,21]. Burada $\lambda_{\max}$, $R(k)$ matrisinin en büyük özdeğeridir. Adım parametresi sabit bir değer seçilebileceği gibi değişken de seçilebilir. Adım parametresinin sabit seçilmesi işlem yükünün az olmasını sağlar. Değişken adım parametresi kullanılması durumunda her örnekleme aralığında adım parametresi tekrar hesaplandığı için işlem yükünde bir miktar artışa neden olur.

Uyarlamalı işaret işleme literatüründe "Recursive Inverse Adaptive Filter" adıyla önerilen algoritmada değişken adım parametresi $\mu(k)$ aşağıdaki gibi seçilmiştir [21].

$$\mu(k) = \mu_0/(1-\lambda^k) \quad , \quad \mu_0 < \mu_{\max} \quad (34)$$

Burada adım parametresi, kararlılık şartına uygun olmakla şartıyla, başlangıçta daha büyük olan $\mu(1) = \mu_0/(1-\lambda)$ değerinden daha küçük olan $\mu(k) \to \mu_0$ değerine zamanla azalarak yaklaşmaktadır.

Uyarlamalı işaret işleme literatüründe "Iterative Wiener Filter" adıyla önerilen algoritmada ise değişken adım parametresinin en uygun değeri her adımda hesaplanmaktadır [22]. Burada, (28) ile verilen en küçük kareler hata kriteri yerine, aşağıdaki karesel form kullanılmıştır.

$$J(k,\hat{\theta}(k)) = \frac{1}{2}\hat{\theta}^T(k)R(k)\hat{\theta}(k) - \hat{\theta}^T(k)p(k) \quad (35)$$

Bu fonksiyonun θ'ya göre türevi

$$\nabla J(k,\hat{\theta}(k)) = R(k)\hat{\theta}(k) - p(k) = \varepsilon(k) \quad (36)$$

şeklinde tanımlanan bir hata vektörüdür [22]. Sonra (30) ile verilen algoritma aşağıdaki biçimde yazılarak

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k) \quad (37)$$

(35) ile verilen karesel hata fonksiyonunda yerine yazılırsa

$$J(k,\hat{\theta}(k+1)) = \frac{1}{2}[\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)]^T R(k)[\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)] - [\hat{\theta}(k) - \mu(k)\varepsilon(k)]^T p(k) \quad (38)$$

elde edilir. Bu fonksiyonu $\mu(k)$'ya göre minimum yapan $\mu_o(k)$ optimum değişken adım parametresinin değeri

$$\mu_o(k) = \frac{\varepsilon^T(k)\varepsilon(k)}{\varepsilon^T(k)R(k)\varepsilon(k)} \quad (39)$$

olarak elde edilir [22,24]. Değişken adım parametresi olarak (39) ile hesaplanan $\mu_o(k)$ adım parametresi kullanıldığında işlem yükü, (34) ile hesaplanan duruma göre daha fazla olacaktır. TE algoritmasının işlem yükü Tablo 1'de karşılaştırmalı olarak verilmiştir. TE algoritması kullanılan adım parametresine bağlı olarak TE-1 (μ: sabit), TE-2 ($\mu(k)$: azalan), TE-3 ($\mu_o(k)$: değişken) olarak belirtilmiştir. Tabloda *M* ile tahmin edilen parametre sayısı gösterilmiştir

ve örnek olarak $M=6$ parametre için matematiksel işlem sayıları parantez içinde verilmiştir.

Tablo 1: $M=6$ için algoritmaların işlem yükü karşılaştırması

Algoritma	**Çarpma ve Bölme Sayısı**	**Toplama ve Çıkarma Sayısı**
NLMS [13]	$3M+2$ (20)	$3M$ (18)
VSS-NLMS [25, 26]	$3M+5$ (23)	$3M+1$ (19)
MIFG [19]	$(3M+2)P$ ($P=8$ için 160)	$2MP+P$ ($P=8$ için 104)
TE-1	$3M^2+3M$ (126)	$2M^2+2M$ (84)
TE-2	$3M^2+3M+2$ (128)	$2M^2+2M+1$ (85)
TE-3	$4M^2+5M+1$ (175)	$3M^2+3M-2$ (124)
RLS [21]	$3M^2+11M+9$ (183)	$3M^2+7M+4$ (154)

3. Lyapunov Kararlılık Analizi

Parametre hata vektörünü

$$\tilde{\theta}(k)=\hat{\theta}(k)-\theta \quad , \quad \tilde{\theta}(k+1)=\hat{\theta}(k+1)-\theta \tag{40}$$

olarak tanımlayalım. Sonra (30) ile verilen algoritma denkleminin her iki tarafından θ doğru parametre vektörünü çıkardığımızda ve gerekli düzenlemeleri yaptığımızda aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\tilde{\theta}(k+1)=[I-\mu(k)R(k)]\tilde{\theta}(k)-\mu(k)[R(k)\theta-p(k)] \tag{41}$$

Burada (41) ile tanımlanan hata vektörü iterasyonunda ikinci terimde doğru parametre vektörünün kullanıldığı için köşeli parantezin içi sıfır vektör olacaktır. Böylece yukarıdaki parametre hata vektörü iterasyonu indirgenerek

$$\tilde{\theta}(k+1)=[I-\mu(k)R(k)]\tilde{\theta}(k) \tag{42}$$

olarak yazılabilir. Elde edilen bu denklem TE algoritmasının hata dinamiğini gösteren bir homojen fark denklemidir. Algoritmanın sistem matrisini

$$G(k)=I-\mu(k)R(k) \tag{43}$$

olarak tanımladığımızda, (42) eşitliğindeki iterasyonlar sistem matrisi zamanla değişen bir ayrık-zaman sistem olarak düşünülebilir [27]. Burada korelasyon matrisi $R(k)$ simetrik ve pozitif tanımlı olduğunda, ve adım parametresi $\mu(k)$ uygun seçildiğinde, (43) ile verilen sistem matrisinin en büyük özdeğeri 1'den küçük olacak ve (42) ile verilen parametre hata vektörü zamanla sıfır vektöre yakınsayacaktır [12,13].

TE algoritmasının (42) ile verilen hata dinamiği göz önüne alındığında, d adım zaman gecikmeli sistemler için aşağıdaki denklemler yazılabilir [28,29].

$$\begin{aligned}\tilde{\theta}(k+1)&=G(k)\tilde{\theta}(k)\\ &\vdots\\ \tilde{\theta}(k+d)&=G(k+d-1)\tilde{\theta}(k+d-1)\end{aligned} \tag{44}$$

Bu denklem sisteminin Lyapunov kararlılık analizi aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu kullanılarak yapılabilir.

$$V_{\tilde{\theta}}(k)=\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i) \tag{45}$$

Bu fonksiyonun zaman farkı $\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)=V_{\tilde{\theta}}(k+1)-V_{\tilde{\theta}}(k)$ aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)&=V_{\tilde{\theta}}(k+1)-V_{\tilde{\theta}}(k)\\ &=\sum_{i=k+1}^{k+d}\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)-\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\\ &=\sum_{i=k}^{k+d-1}\left[\tilde{\theta}^T(i+1)R(i+1)\tilde{\theta}(i+1)-\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\right]\\ &=\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)\left[G^T(i)R(i+1)G(i)-R(i)\right]\tilde{\theta}(i)\end{aligned} \tag{46}$$

Burada $R(i)$ korelasyon matrisleri $i=k,\ldots,k+d-1$ için simetrik ve pozitif tanımlı olduğunda, ve adım parametresi $\mu(k)$ uygun seçildiğinde, köşeli parantez içindeki ifadeler

$$G^T(i)R(i+1)G(i)-R(i)=-Q(i) \tag{47}$$

şeklinde negatif tanımlı olacaktır [6,10,20]. Böylece Lyapunov fonksiyonunun zaman farkı aşağıdaki gibi negatif tanımlı olacaktır.

$$\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)=-\sum_{i=k+1}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)Q(i)\,\tilde{\theta}(i)\le 0 \tag{48}$$

Böylece (44) ile verilen denklem sistemi kararlı olacaktır.

TE algoritmasını kullanan referans modelli uyarlamalı denetleyici kullanıldığında elde edilen kapalı-çevrim sistemin Lyapunov kararlılık analizi aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu kullanılarak yapılabilir.

$$V_{\tilde{\theta}}(k)=\sum_{i=k}^{k+d-1}\left[\varepsilon^2(i)+\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\right] \tag{49}$$

Bu fonksiyonun zaman farkı aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned}\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)&=V_{\tilde{\theta}}(k+1)-V_{\tilde{\theta}}(k)\\ &=\sum_{i=k+1}^{k+d}\left[\varepsilon^2(i)+\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\right]\\ &\quad-\sum_{i=k}^{k+d-1}\left[\varepsilon^2(i)+\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\right]\\ &=\sum_{i=k}^{k+d-1}\left[\varepsilon^2(i+1)+\tilde{\theta}^T(i+1)R(i+1)\tilde{\theta}(i+1)\right.\\ &\quad\left.-\varepsilon^2(i)+\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i)\right]\end{aligned} \tag{50}$$

Burada (22) ve (40) denklemleri kullanıldığında, (27) ile verilen tahmin hatası aşağıdaki gibi yazılabilir [29].

$$\varepsilon(k)=-\varphi^T(k-d)\tilde{\theta}(k) \tag{51}$$

Böylece, d adım zaman gecikmeli sistem için kapalı-çevrim sistem için aşağıdaki hata denklemleri yazılabilir.

$$\begin{aligned}\varepsilon(k)&=-\varphi^T(k-d)\tilde{\theta}(k)\\ &\vdots\\ \varepsilon(k+d-1)&=-\varphi^T(k-1)\tilde{\theta}(k+d-1)\end{aligned} \tag{52}$$

Burada (44) ve (52) denklemleri göz önüne alındığında, ve (31) ile verilen korelasyon matrisi iterasyonu kullanıldığında, (50) denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)=\sum_{i=k}^{k+d-1}\Big\{\tilde{\theta}^T(i)G^T(i)\big[R(i+1)-\lambda R(i)\big]G(i)\tilde{\theta}(i) + \tilde{\theta}^T(i)G^T(i)R(i+1)G(i)\tilde{\theta}(i)-\tilde{\theta}^T(i)R(i)\tilde{\theta}(i) -\tilde{\theta}^T(i)\big[R(i)-\lambda R(i-1)\big]\tilde{\theta}(i)\Big\} \quad (53)$$

Bu eşitlik gerekli düzenlemeler yapıldıktan sonra

$$\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)=2\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)\Big[G^T(i)R(i+1)G(i)-R(i)\Big]\tilde{\theta}(i) -\lambda\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)\Big[G^T(i)R(i)G(i)-R(i-1)\Big]\tilde{\theta}(i) \quad (54)$$

Burada korelasyon matrisi $R(k)$ simetrik ve pozitif tanımlı olduğu için ve adım parametresi $\mu(k)$ uygun seçildiğinde (43) ile verilen sistem matrisinin en büyük özdeğeri 1'den küçük olacak ve (54) eşitliğindeki köşeli parantezlerin içindeki ifadeler $i=k,\ldots,k+d-1$ için

$$G^T(i)R(i+1)G(i)-R(i)=-Q_1(i) \quad (55)$$

$$G^T(i)R(i)G(i)-R(i-1)=-Q_2(i) \quad (56)$$

şeklinde negatif tanımlı olacaktır [6,10,20]. Bu son eşitlikler (54) eşitliğinde yerine yazıldığında aşağıdaki sonuç elde edilir.

$$\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)=-2\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)Q_1(i)\tilde{\theta}(i)+\lambda\sum_{i=k}^{k+d-1}\tilde{\theta}^T(i)Q_2(i)\tilde{\theta}(i) \quad (57)$$

Bu eşitlikte $R(i+1)$, $R(i)$ ve $R(i-1)$ matrislerinin en büyük özdeğerleri birbirine yakın olduğu göz önüne alındığında [2], negatif olan birinci terim pozitif olan ikinci terime göre daha baskın olacağından dolayı $k>0$ için $\Delta V_{\tilde{\theta}}(k)\le 0$ şeklinde negatif olacaktır. Böylece TE algoritmasını kullanan referans modelli uyarlamalı denetleyicili kapalı-çevrim sistem yerel asimptotik kararlı olur.

4. Benzetim Sonuçları

Benzetim çalışmasında aşağıdaki kararsız minimum fazlı ayrık-zaman sistem kullanılmıştır [29].

$$\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{z+0.5}{z^3+z^2+z+1.5} \quad (58)$$

Minimum dereceli kutup yerleştirme yöntemine göre denetleyici polinomlarının dereceleri aşağıdaki gibi olur.

$n=3$, $m=1$, $d=n-m=2$, $\deg O=d-1=1$

$\deg A_m O=n+d-1=4$, $\deg R=\deg S=\deg T=n-1=2$

Denetleyici tasarımı minimum dereceli kutup yerleştirme yöntemine göre yapılmıştır. Kapalı-çevrim sistem cevabının aşağıdaki referans modelin çıkışını izlemesi istenmektedir.

$$\frac{B_r(z)}{A_r(z)}=\frac{z}{z^3} \quad (59)$$

$O(z)=z$ olarak seçilirse $A_r(z)O(z)=z^4$ ve denetleyicinin sabit katsayılı filtre polinomu $T(z)=B_r(z)O(z)=z^2$ olur. Katsayıları tahmin edilen diğer denetleyici polinomları ise aşağıdaki biçimde olur.

$$\hat{R}(z)=r_0(k)z^2+\hat{r}_1(k)z+\hat{r}_2(k) \quad (60)$$

$$\hat{S}(z)=\hat{s}_0(k)z^2+\hat{s}_1(k)z+\hat{s}_2(k) \quad (61)$$

Böylece veri vektörü ve parametre tahmin vektörü sırasıyla

$$\varphi(k)=[\,u(k)\quad u(k-1)\quad u(k-2)\quad y(k)\quad y(k-1)\quad y(k-2)\,]^T_{(6\times1)} \quad (62)$$

$$\hat{\theta}(k)=[\,\hat{r}_0(k)\quad \hat{r}_1(k)\quad \hat{r}_2(k)\quad \hat{s}_0(k)\quad \hat{s}_1(k)\quad \hat{s}_2(k)\,]^T_{(6\times1)} \quad (63)$$

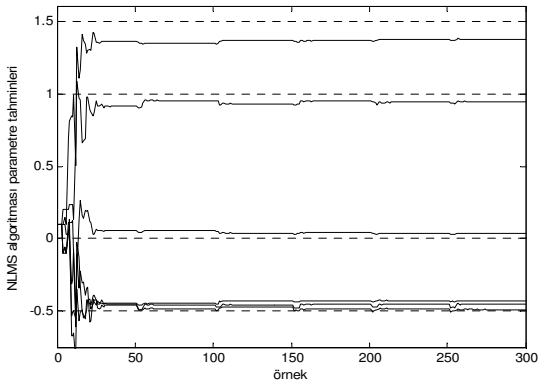
olarak yazılabilir. Denetleyici parametrelerinin doğru değerleri (10) denklemi çözülerek aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\theta=[1.0\quad -0.5\quad -0.5\quad 0.0\quad -0.5\quad 1.5]^T_{(6\times1)} \quad (64)$$

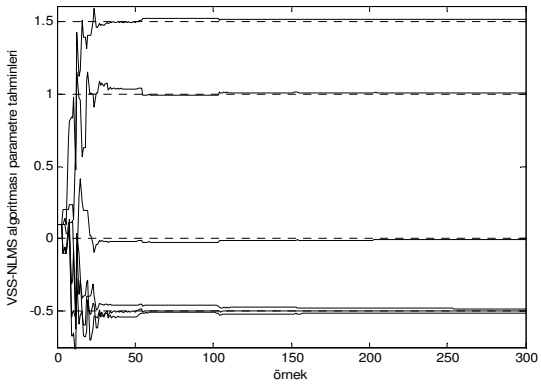
Sisteme $r(k)$ referans giriş sinyali olarak periyodu 100 örnek olan ve genliği ±1 birim olan bir kare dalga uygulanmıştır. Aşağıda Şekil 1'den Şekil 7'e kadar sırasıyla NLMS, VSS-NLMS, MIFG, TE-1, TE-2, TE-3 ve RLS algoritmalarıyla hesaplanan denetleyici parametre tahminleri görülmektedir. VSS-NLMS algoritmasında değişken adım parametresi aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [25,26].

$$\mu(k+1)=\alpha\mu(k)+\gamma\varepsilon^2(k) \quad (65)$$

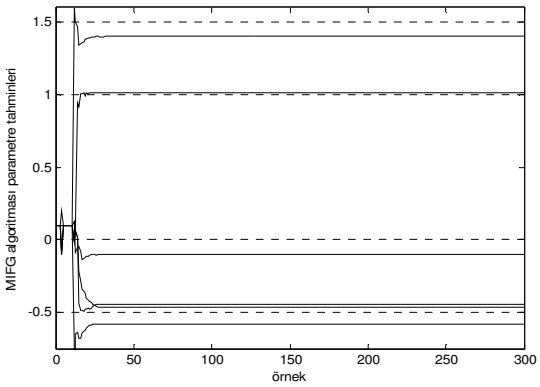
Burada $0<\alpha<1$ ve $\gamma>0$ skaler sayılardır ve benzetim çalışmasında $\alpha=0.995$, $\gamma=0.0001$ olarak seçilmiştir. Bütün algoritmalarda parametre tahminlerinin başlangıç değerleri 0.1 ve unutma faktörü $\lambda=0.992$ seçilmiştir.



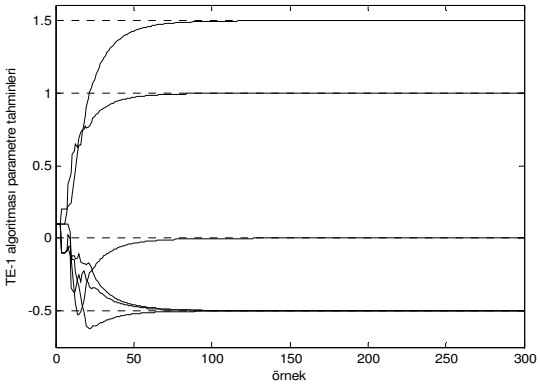
Şekil 1: NLMS algoritması tahminleri, ($\mu=1.3$).



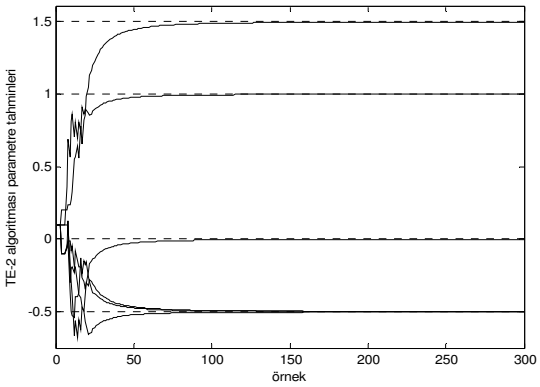
Şekil 2: VSS-NLMS algoritması tahminleri, ($\alpha=0.995$, $\gamma=0.0001$, $\mu(0)=1.3$).



Şekil 3: MIFG algoritması tahminleri, ($P = 8$).

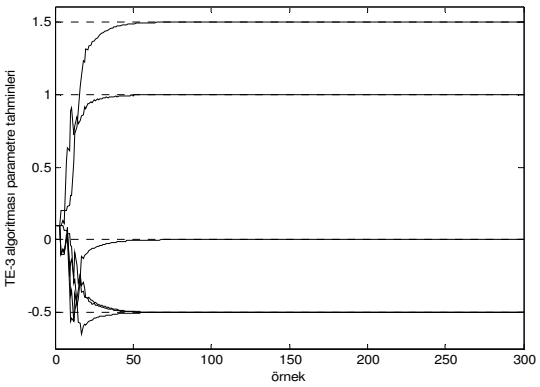


Şekil 4: TE-1 algoritması tahminleri, ($\mu = 0.0003$).

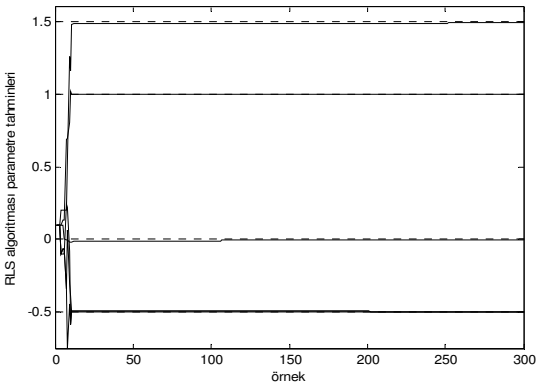


Şekil 5: TE-2 algoritması tahminleri, ($\mu_0 = 0.00005$).

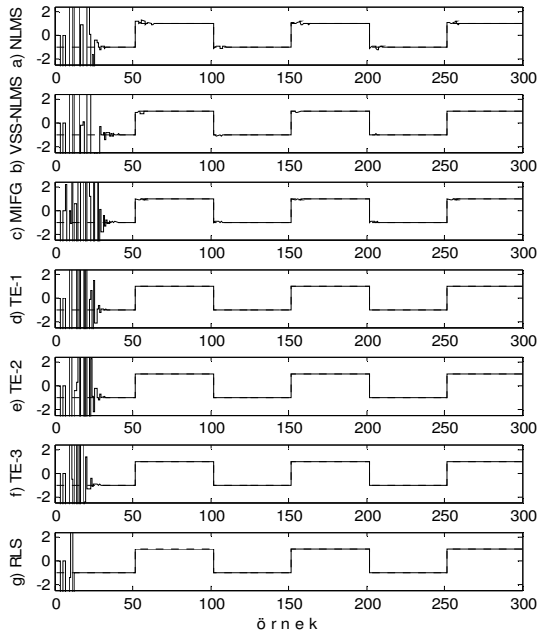
Şekil 8' de ise yapılan benzetim çalışmasında elde edilen kapalı-çevrim sistem cevapları verilmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında, parametre tahminlerinin doğru değerine tam olarak yakınsamadığı NLMS, VSS-NLMS ve MIFG algoritmaları ile elde edilen kapalı-çevrim sistem cevaplarında küçük titreşimler olduğu görülmektedir. Bu çalışmada önerilen TE-1, TE-2, TE-3 ve RLS algoritmalarıyla hesaplanan parametre tahminleri doğru değerine tam olarak yakınsamaktadır ve elde edilen kapalı-çevrim sistem cevaplarında titreşim görülmemektedir. TE algoritması diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında diğer eğim tabanlı yöntemlere göre RLS algoritmasına daha yakın sonuçlar elde edilmiştir.



Şekil 6: TE-3 algoritması tahminleri, ($\mu_o(k)$: değişken).



Şekil 7: RLS algoritması tahminleri, ($R^{-1}(0) = 10 I_{6\times 6}$).



Şekil 8: a) NLMS, b) VSS-NLMS, c) MIFG, d) TE-1, e) TE-2, f) TE-3, g) RLS algoritmalarıyla elde edilen kapalı-çevrim sistem cevapları, (- - - : $y_r(k)$, —— : $y(k)$).

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, eğim iterasyonları üzerine kurulu olan TE algoritması önerilmiştir. Önerilen TE algoritmasının yakınsama özellikleri yaygın olarak kullanılan NLMS ve RLS algoritmalarıyla karşılaştırmalı olarak incelenmiş ve Lyapunov kararlılık teorisine göre kapalı-çevrim sistemin asimptotik kararlı olduğu gösterilmiştir. TE algoritması için biri sabit, ikisi değişken olmak üzere üç farklı adım parametresi kullanılmış ve elde edilen sonuçlar verilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, NLMS algoritmasıyla elde edilen parametre tahminlerinin benzetim süresince doğru değerine yakınsamadığı görülmüştür. Bir ara yöntem olarak önerilen TE algoritmasıyla elde edilen parametre tahminleri ise doğru değerine yakınsamaktadır. İşlem yükü RLS algoritmasına göre daha az olan TE algoritması, yakınsama hızının RLS algoritmasına göre daha düşük olmasına rağmen, alternatif bir yöntem olarak kullanılabilir.

Kaynakça

[1] I.D. Landau, *Adaptive Control - The Model Reference Approach*, Marcel Dekker, 1979.

[2] G.C. Goodwin ve K.S. Sin, *Adaptive Filtering, Prediction and Control*, Prentice Hall, 1984.

[3] S. Sastry ve M. Bodson, *Adaptive Control - Stability, Convergence, and Robustness*, Prentice Hall, 1989.

[4] H. Butler, *Model Reference Adaptive Control - From Theory to Practice*, Prentice Hall, 1992.

[5] R. Isermann, K.H. Lachmann ve D. Matko, *Adaptive Control Systems*, Prentice Hall, 1992.

[6] K.J. Åström ve B. Wittenmark, *Adaptive Control, 2nd ed.*, Addison-Wesley, 1995.

[7] P.A. Ioannou ve J. Sun, *Robust Adaptive Control*, Prentice Hall, 1996.

[8] I. Mareels ve J.W. Polderman, *Adaptive Systems - An Introduction*, Birkhäuser, 1996.

[9] G. Tao, *Adaptive Control Design and Analysis*, Wiley-Interscience, 2003.

[10] P. Ioannou ve B. Fidan, *Adaptive Control Tutorial*, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2006.

[11] I.D. Landau, R. Lozano, M. M'Saad ve A. Karimi, *Adaptive Control: Algorithms, Analysis and Applications, 2nd ed.*, Springer-Verlag, 2011.

[12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory, 4th ed*., Prentice Hall, 2002.

[13] A.H. Sayed, *Adaptive Filters*, Wiley-IEEE Press, 2008.

[14] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User, 2nd ed.*, Prentice Hall, 1999.

[15] R. Isermann ve M. Münchhof, *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*, Springer-Verlag, 2011.

[16] F. Ding, P.X. Liu ve G. Liu, "Multiinnovation least-squares identification for system modeling," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B: Cybernetics*, Cilt: 40, No: 3, s:767-778, 2010.

[17] F. Ding, "Several Multi-Innovation Identification Methods," *Signal Processing*, Cilt: 20, No: 4, s:1027-1039, 2010.

[18] F. Ding ve T. Chen, "Performance Analysis of Multi-Innovation Gradient Type Identification Methods," *Automatica*, Cilt: 43, No: 1, s:1-14, 2007.

[19] J. Zhang, F. Ding ve Y.Shi, "Self-Tuning Control based on Multi-Innovation Stochastic Gradient Parameter Estimation," *Systems & Control Letters*, Cilt: 58, No: 1, s:69-75, 2009.

[20] M. Hatun ve O.H. Koçal, "Recursive Gauss-Seidel Algorithm for Direct Self-Tuning Control," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Cilt: 26, No: 5, s:795-810, 2012.

[21] M.S. Ahmad, O Kukrer ve A. Hocanin, "Recursive Inverse Adaptive Filtering Algorithm," *Digital Signal Processing*, Cilt: 21, No: 4, s:491-496, 2011.

[22] B. Xi ve Y. Liu, "Iterative Wiener Filter," *Electronics Letters*, Cilt: 49, No: 5, s:343-344, 2013.

[23] K.J. Åström ve B. Wittenmark, *Computer Controlled Systems - Theory and Design, 3rd ed.*, Prentice Hall, 1997.

[24] J. Nocedal ve S.J. Wright, *Numerical Optimization*, Springer-Verlag, 1999.

[25] R.H. Kwong ve E.W. Johnston, "A Variable Step Size LMS Algorithm," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Cilt: 40, No: 7, s:1633-1642, 1992.

[26] H.C. Huang ve J. Lee, "A New Variable Step-Size NLMS Algorithm and Its Performance Analysis," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Cilt: 60, No: 4, s:2055-2060, 2012.

[27] C.A. Desoer, "Slowly Varying Discrete System $x_{i+1} = A_i x_i$," *Electronics Letters,* Cilt: 6, No: 11, s:339-340, 1970.

[28] R. Johansson, "Global Lyapunov Stability and Exponential Convergence of Direct Adaptive Control," *International Journal of Control*, Cilt: 50, No: 3, s:859-869, 1989.

[29] S. Akhtar ve D.S. Bernstein, "Lyapunov-Stable Discrete-Time Model Reference Adaptive Control," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Cilt: 19, No: 10, s:745-767, 2005.

Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemlerinin Adaptif Kontrolü

Cengiz Özbek[1], *Recep Burkan*[2], *Ömür Can Özgüney*[3]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Beykent Üniversitesi, Ayazağa
{mcengizozbek}@yahoo.com

[2]Makine Mühendisliği Bölümü
İstanbul Üniversitesi, Avcılar
burkanr@istanbul.edu.tr

[3]Makine Mühendisliği Bölümü
İstanbul Üniversitesi, Avcılar
omur.ozguney@istanbul.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmanın amacı; aktif titreşim sönümleme sistemleri için yeni bir adaptif yaklaşım olan 'Model Erişimli Adaptif Kontrol' yasasının, taşıt aktif süspansiyon sistemlerine uygulanabilirliğini göstermektir. Burada, Lyapunov Metodu kullanılarak sistemin kararlılığı kanıtlanmıştır. Bilgisayar benzetimleriyle elde edilen bulgular, sinüzoidal bir yol girişine maruz kalan taşıtta, ana gövdenin hedeflenen ideal skyhook dinamiğine ulaştığını ve taşıt seyir konforunun iyileştiğini göstermiştir. Ayrıca taşıt, rampa yol düzgünsüzlüğüne maruz bırakılarak adaptif kontrolcünün süspansiyon daralması problemine neden olmadığı gösterilmiştir.

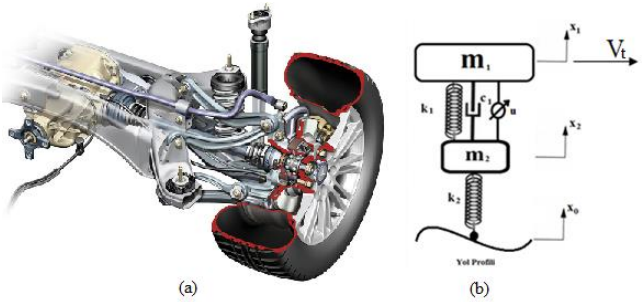
1. Giriş

Sinüzoidal yol düzgünsüzlüklerine karayollarında sıklıkla karşılaşılmaktadır [1]. Taşıtlarda, bu yol düzgünsüzlüğünden kaynaklanan, insanı rahatsız edici titreşimler meydana gelmekte ve bu titreşimler taşıt parçalarının mekanik ömrünün azalmasına sebebiyet vermektedir. Bu nedenle bu titreşimlerin minimize edilmeleri gerekmektedir. Bu amaçla mümkün olduğunca en iyi yay ve sönümleme katsayılarına sahip pasif süspansiyonlar taşıtlarda uygulanmıştır. Ancak her ne kadar uygun katsayı seçimi yapılsa da, taşıtın maruz kaldığı titreşimlerin en kısa zamanda sönümlenmesine olanak sağlanamamaktadır [2]. Oluşan mekanik titreşimler ancak uygulanacak olan kontrolcü kuvvetleri ile sönümlenebilir. Böylelikle de taşıtta güvenli bir seyir ile birlikte seyir konforu da sağlanmış olur [3]. Aktif süspansiyon sistemleri ilk olarak endüstride yaygın bir kullanım alanı olan PID kontrolcüler ile kontrol edilmeye çalışılmıştır [4,5]. Sistemin değişen koşullarında (söz konusu çalışmada taşıt ana kütlesi ve hızının değişmesi durumunda) lineer bir kontrol metodu olan sabit katsayılı geleneksel PID kontrolcüler ile kontrolünün gürbüz olmadığı ve kalıcı durum hatasının da arttığı ifade edilmiştir [6]. Diğer farklı çalışmada da [2], PID kontrolcünün, endüstriyel kontrolcü olup kullanımının kolay ve maliyetinin düşük olduğu, ancak robustluk (gürbüzlük; dış etkenlerin (parametrelerin) değişmesinden etkilenmeme) özelliğine sahip olmadığı belirtilmiştir. Taşıt kütlesindeki artış veya azalmaların PID kontrolcü başarısını etkilediği açıklanmıştır. Bu parametreler değiştiğinde PID kontrolcülü sistemde katsayıların yeniden belirlenmesi gerekliliğinden, ilerleyen yıllarda geliştirilecek olan kontrol stratejilerinde robustluk üzerinde durulması vurgulanmıştır.

Bu mühendislik problemini çözmek için; taşıt veya tekerlek-aks kütlesinin artması, taşıt ağırlık merkezinin değişmesi, yol girişinin değişmesi gibi sistemin değişen koşullarına göre parametrelerin değişiminden etkilenmeyen ve aktif titreşim sönümleme sistemleri için geliştirilen 'Model Erişimli Adaptif Kontrolcü', sisteme uygulanmıştır [7]. Bu kontrol çeşidini uygulamak için sistemin hedeflenen bir skyhook dinamiğini yakalamasını sağlayan, taşıt ana gövdesinin düşey hızı ve süspansiyon açıklığının ölçülmesi gerekir.

İkinci bölümde, 2 serbestlik dereceli çeyrek taşıt modeli tanımı yapılarak bir şekil üzerinde taşıt elemanları gösterilmiştir. Bu modele ait hareket denklemleri belirtilmiş ve taşıtın adaptif kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu kontrolcünün kararlılığı Lyapunov Metodu ile kanıtlanmıştır. Üçüncü bölümde, bir bilgisayar benzetim programı yardımıyla kontrolcünün taşıt titreşimi üzerindeki etkileri grafiklerle verilmiştir. Son bölümde ise elde edilen bulgular yorumlanmış ve uygulanan adaptif kontrolcünün başarısına vurgu yapılmıştır.

2. İki Serbestlik Dereceli Çeyrek Taşıt Modeli



Şekil 1: Çeyrek taşıt modeli ve elemanları; (a) Tekerlek-aks kütlesi [8], (b) Çeyrek taşıt modeli.

Çeyrek taşıt modeli, taşıtın ¼ kütlesi ile bir süspansiyondan oluşmaktadır (Şekil 1). Bu model, süspansiyon, yay ve amortisörden oluşmaktadır. Burada; m_2, tekerlek-aks toplam kütlesi; m_1, taşıt ana gövdesinin ¼ kütlesi; c_1, süspansiyon sistemi sönüm katsayısı; k_2, tekerlek yay katsayısı; k_1, süspansiyon yay katsayısı; u, aktüatör (kontrol) kuvveti; x_1, taşıt gövdesinin salınımı; x_2, tekerlek-aks toplam kütlesinin salınımı; x_0, yol girişi (yol profili)'dir.

2.1. Sistemin matematiksel modellenmesi

Taşıtta meydana gelen titreşimlerin analizinin yapılabilmesi ve uygun kontrolcü tasarımının gerçekleştirilebilmesi için taşıtın salınımını simgeleyen hareket denklemlerinin çıkarılması gerekir. Bu denklemler aşağıdaki gibidir [2];

$$m_1\ddot{x}_1 + k_1(x_1 - x_2) + c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) = u \quad (1)$$

$$m_2\ddot{x}_2 + k_1(x_2 - x_1) + k_2(x_2 - x_0) + c_1(\dot{x}_2 - \dot{x}_1) = -u \quad (2)$$

2.2. Model erişimli adaptif kontrolcünün çeyrek taşıt modeline uygulanması

Burada, 'Aktif Titreşim Sönümleme Sistemleri İçin Model Erişimli Adaptif Kontrolcü'nün, taşıt aktif süspansiyon sistemlerine uygulanabilirliği üzerinde durulmuştur.

Bu doğrultuda, yol girişine maruz kalan 2 serbestlik dereceli çeyrek taşıt modeli ele alınmıştır. Taşıt ana gövdesinin düşey hareketini tanımlayan denklem aşağıdaki gibi olmaktadır:

$$m_1\ddot{x}_1 + c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + k_1(x_1 - x_2) = Bu \quad (3)$$

Sisteme ait m_1, c_1 ve k_1 parametreleri bilinmemektedir. B; aktüator yerleşiminden elde edilen nxr (r>=n) tam satır dereceli matristir (aktuatörün yerinin etkisini hesaba katan matris). Bu çalışmada $B = 1$ olarak alınmıştır. Burada bilinen çalışmadaki [7] gibi 'ideal skyhook' dinamiği hedef olarak seçilmiştir. Bu sebeple hedef hareket denklemi şu şekildedir:

$$\bar{M}\ddot{x}_1 + \bar{C}\dot{x}_1 + \bar{K}(x_1 - x_2) = 0 \quad (4)$$

$\bar{M}$, $\bar{C}$, $\bar{K}$, hedeflenen sistemin sırasıyla kütle, sönüm ve yay karakteristiği değerleridir. $\bar{M}$, bilinen çalışmadaki [7] gibi birim kütle alınarak ideal skyhook modeli aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\ddot{x}_1 + \bar{C}\dot{x}_1 + \bar{K}(x_1 - x_2) = 0 \quad (5)$$

'Model Erişimli Adaptif Kontrol' için dinamik manifold ve $L(s) = (sI + \bar{C})^{-1}\bar{K}$ şeklinde ideal skyhook dinamiği bilinen çalışmadaki gibi alınmıştır [7]:

$$\sigma = \dot{x}_1 + L(s)(x_1 - x_2) \quad (6)$$

Burada *L(s)* dinamik lineer operatörü ve *s* Laplace operatörüdür. Bu hareket, non-lineer, lineer veya başka herhangi bir hareket olabilir. $L(s)$ dinamik manifold içerisinde aşağıdaki gibi yerine yazılır:

$$\sigma = \dot{x}_1 + (sI + \bar{C})^{-1}\bar{K}(x_1 - x_2) \quad (7)$$

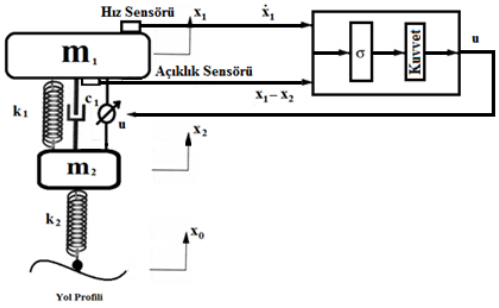
Daha sonra manifold üzerinde ($\sigma=0$), denklem şu hale gelir:

$$\dot{x}_1 + (sI + \bar{C})^{-1}\bar{K}(x_1 - x_2) = 0 \quad (8)$$

Bu denklem aşağıda da görüldüğü gibi tamamen hedeflenen skyhook sönüm denklemidir:

$$\ddot{x}_1 + \bar{C}\dot{x}_1 + \bar{K}(x_1 - x_2) = 0 \quad (9)$$

Burada $\bar{C}$ ve $\bar{K}$ matrisleri, her bir *xi*, *i*=1,2,…,n değişkenleri için skyhook hedef modeline ulaştığımızı öneren, genelde blok köşegen matrisleridir. Tek veya çok serbestlik dereceli bütün hareketlerde ω_s skyhook frekanslı ve ζ_s skyhook sönümlemeli hedef dinamikler için, $\bar{K} = k\ddot{o}\ddot{s}([{\omega_s}^2, {\omega_s}^2, \dots, {\omega_s}^2])$ ve $\bar{C} = k\ddot{o}\ddot{s}([2\zeta_s\omega_s, 2\zeta_s\omega_s, \dots, 2\zeta_s\omega_s])$ şeklindedir [7].



Şekil 2: Adaptif kontrolcünün çeyrek taşıt modeline uygulanması.

Şekil 2'de bilinen adaptif kontrolcünün çeyrek taşıt modeline uygulanması şematik olarak gösterilmiştir. Teorik olarak, ana gövde üzerine yerleştirilen bir adet hız sensörü ile ana gövdenin düşey hızı ölçülür. Yine ana gövde üzerinde bulunan bir adet açıklık sensörü ile süspansiyon açıklığı ölçülür. Sistemin ölçülen bu durumları σ denkleminde hesaplanır. σ'nın değerine göre aktüatörler kuvvet üretirler. $\sigma=0$ değerine ulaştığında hedeflenen ideal skyhook hareketi tamamlanmış olur.

Denklem (7)'deki manifolda ulaşmak için, sistemin hedef skyhook dinamiğini yakalamasını sağlayan $\dot{x}_1$ ve $x_1 - x_2$ durumları kullanılır.

m_1, c_1 ve k_1 bilinmeyen parametrelerini π sütun matrisi olarak yeniden düzenleyelim:

$$k_1(x_1 - x_2) + c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) - m_1(sI + \bar{C})^{-1}\bar{K}s(x_1 - x_2) = Y\pi \quad (10)$$

Burada Y, aşağıdaki gibi bir matristir:

$$Y = [x_1 - x_2, \dot{x}_1 - \dot{x}_2, (sI + \bar{C})^{-1}\bar{K}s(x_1 - x_2)] \quad (11)$$

Aynı şekilde π sütun matrisi aşağıdaki gibidir:

$$\pi = [k_1, c_1, m_1]^T \quad (12)$$

Bu parametreler dikkate alınarak aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu tanımlanmıştır:

$$V(\sigma, \tilde{\pi}) = \frac{1}{2}\sigma(t)^T m_1\sigma(t) + \frac{1}{2}\tilde{\pi}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (13)$$

Burada *σ(t)* dinamik manifold, m_1 sistemin pozitif tanımlı kütle matrisi, *P* önseçimli sabit simetrik pozitif tanımlı matris ve $\tilde{\pi}(t)$ vektörü ise π parametrelerine ait çevrimiçi tahminlerinin hata vektörüdür.

$V(\sigma, \tilde{\pi})$'nın zamana göre türevi aşağıdaki gibidir:

$$\dot{V}(\sigma, \tilde{\pi}) = \sigma(t)^T m_1\dot{\sigma}(t) + \dot{\tilde{\pi}}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (14)$$

Denklem (3) ve denklem (7)'den faydalanılarak aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = \sigma(t)^T[m_1\ddot{x}_1 + m_1(sI+\bar{C})^{-1}\bar{K}(\dot{x}_1 - \dot{x}_2)] + \dot{\tilde{\pi}}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (15)$$

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = \sigma(t)^T[Bu - k_1(x_1 - x_2) - c_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_2) + m_1(sI+\bar{C})^{-1}\bar{K}s(x_1 - x_2)] + \dot{\tilde{\pi}}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (16)$$

Denklem (10)'u denklem (16)'da yerine yazarsak aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = \sigma(t)^T(Bu - Y\pi) + \dot{\tilde{\pi}}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (17)$$

Kontrol kuvveti aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$u = B^{-1}[Y\hat{\pi}(t) - k_D\sigma(t)] \quad (18)$$

Burada $k_D\sigma$ hata üzerinde PD etkisi gösterir. $\hat{\pi}$ vektörü, bilinmeyen π parametrelerine ait tahmin vektörüdür ve tahmin hatası $\tilde{\pi} = \hat{\pi} - \pi$ şeklindedir. Denklem (18)'i denklem (17)'de yerine yazarsak şu denklemi elde ederiz:

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = -\sigma(t)^T k_D\sigma(t) + \sigma(t)^T Y(\hat{\pi} - \pi) + \dot{\tilde{\pi}}(t)^T P^{-1}\tilde{\pi}(t) \quad (19)$$

Denklem (19) aşağıdaki gibi düzenlenir:

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = -\sigma(t)^T k_D\sigma(t) + \tilde{\pi}^T\left(Y^T\sigma + \dot{\hat{\pi}}(t)^T P^{-1}\right) \quad (20)$$

Burada parametre adaptasyon kanunu şu şekilde seçilir [7]:

$$\dot{\hat{\pi}} = \dot{\tilde{\pi}}(t) = -PY^T\sigma(t) \quad (21)$$

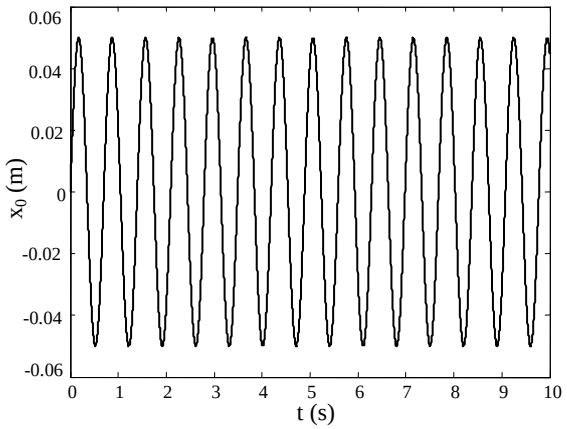
Burada P değerleri, birinci benzetimde $P = köş[2e6 \quad 5e4 \quad 1e3]$ ve ikinci benzetimde de $P = köş[50 \quad 10 \quad 60]$ olarak alınmıştır. Denklem (21), (20)'de yerine yazılırsa Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) = -\sigma(t)^T k_D\sigma(t) \le 0 \quad (22)$$

Burada k_D pozitif tanımlı köşegen matris olduğundan $\dot{V}(\sigma,\tilde{\pi}) \le 0$ olacaktır ve sistem kararlıdır. Böylece, Lyapunov teoremine göre $t \to \infty$, $\sigma(t) \to 0$ sonucuna varılır.

3. Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada, taşıt 79 km/h hız ile $x_0 = A.\sin(w.t)$ ve A=0.05 m, w=9 rad/s şeklinde sinüzoidal bir yol girişine maruz bırakılmıştır ve yol girişi Şekil 3'de verilmiştir [10].



Şekil 3: Simülasyonda kullanılan yol girişi [10].

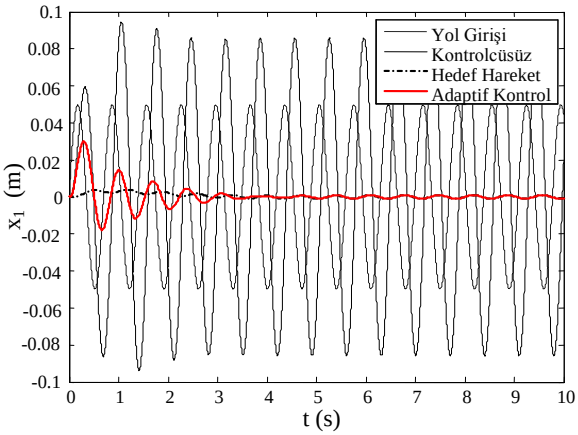
Taşıt parametreleri Tablo 1'de tanımlanmıştır.

Tablo 1: Taşıta ait parametreler [11].

Büyüklük	Değer
m_1	250 kg
m_2	75 kg
k_1	15000 N/m
k_2	150000 N/m
c_1	980 Ns/m

Bu yol girişine göre yapılan benzetimde kontrol parametreleri $B = 1, k_D = 3000, \bar{C} = 1.68, \bar{K} = 1.44, P = köş[2e6 \quad 5e4 \quad 1e3]$ şeklinde alınmıştır ve elde edilen sonuçlar Şekil 4-13'te verilmiştir.

Şekil 4'te taşıt ana gövdesi düşey hareketinin zamana göre değişimi verilmiştir.



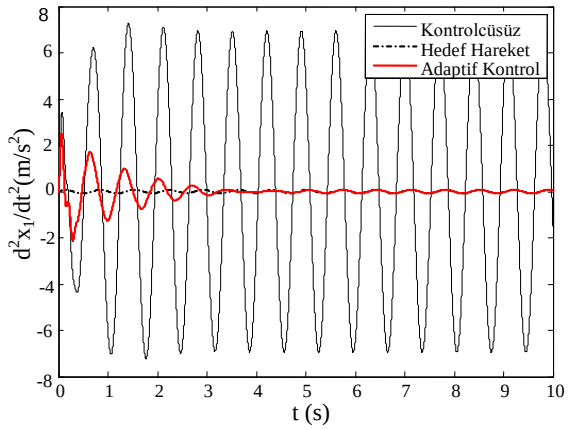
Şekil 4: Taşıt ana gövdesi düşey hareketinin zaman cevabı.

Mekanik sistemlerin kullanım ömürleri bakımından ve taşıt seyir konforu açısından titreşim sönümlenme süresinin azaltılması büyük önem taşımaktadır [3]. Burada, 1 kg kütleli, sönümleme katsayısı $\bar{C} = 1.68$ ve yay katsayısı $\bar{K} = 1.44$ olan bir skyhook dinamiği hedeflenmiştir [7].

Pasif sistemin maksimum genliği yaklaşık olarak 0.09 m civarındadır. Adaptif kontrolcü ile bu genlik değeri yaklaşık olarak 0.03 m civarına çekildiği grafikten görülmektedir. Burada adaptif kontrolcü, ana gövde titreşimini çok başarılı bir şekilde sönümleyebilmiştir. Ayrıca taşıt ana gövdesinin düşey hareketi, hedeflenen harekete ulaşmıştır.

Kontrol parametrelerinin değerleri arttırılarak taşıt yol girişine maruz kaldığı andan (t=0 sn.) itibaren hedeflenen harekete ulaşması sağlanabilir. Ancak bu durumda taşıtın sürekli sarsıntıya uğradığı gözlemlenmiştir [7].

Taşıt süspansiyon sistemlerinde sadece konum-zaman cevabına bakmak bir kontrolcünün başarısını tek başına belirleyemeyeceğinden ana gövdenin ivme-zaman cevabına da bakmak gerekir [3]. Seyir konforu açısından ana gövde ivmesinin artması istenen bir durum değildir. Şekil 5'te taşıt ana gövde ivmesinin zamana göre değişimi verilmiştir.

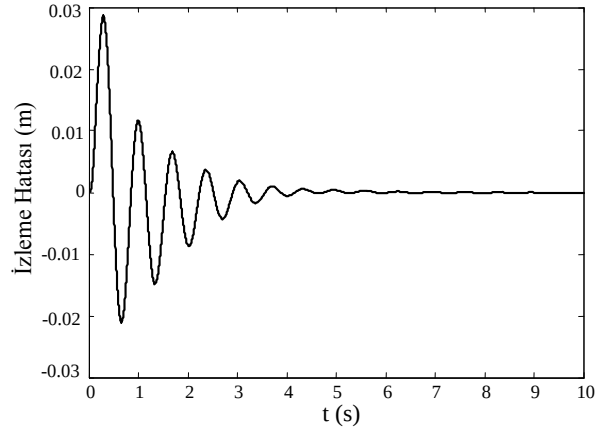


Şekil 5: Taşıt ana gövde ivmesinin zaman cevabı.

Kontrolcüsüz sistemin maksimum ivme genliği 7 m/s^2 civarında iken, bu değer uygulanan kontrolcü ile 3 m/s^2 civarına indirgenmiştir. Ayrıca hedeflenen hareketin 0 m/s^2 civarında olan ivme değerlerine ulaşılarak başarılı bir şekilde sönümlenmiştir. Bu durum, taşıt seyir konforunu arttırmada önemli bir kriterdir. Çünkü Newton'un ikinci kanunu gereği ivme kuvvet doğurur. Oluşan bu kuvvet de yolcuların seyir konforunu olumsuz etkiler ve rahatsızlığa da neden olur [3].

Burada, adaptif kontrolcünün ana gövde ivmesini azaltma ve taşıt seyir konforunu arttırma yönündeki başarısı açıkça görülmektedir.

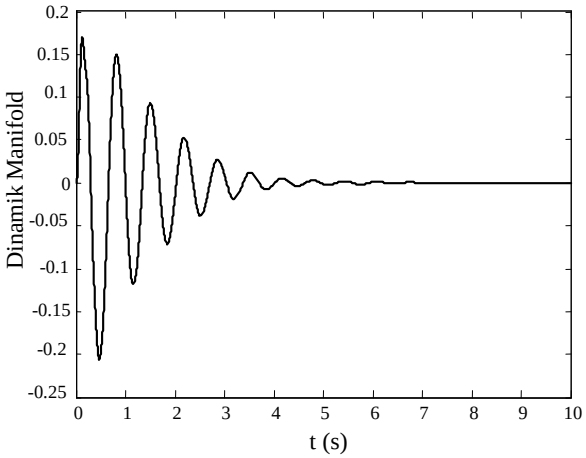
Şekil 6'da uygulanan adaptif kontrolcünün hedeflenen skyhook hareketini ($\overline{C} = 1.68$, $\overline{K} = 1.44$) zamana göre izleme hatası verilmiştir.



Şekil 6: İzleme hatasının zamana göre değişimi.

Grafikten görüldüğü gibi adaptif kontrolcünün uygulanmasıyla izleme hatası yaklaşık olarak 4 saniye civarında sıfıra çekilmiştir. Bu grafik Şekil 4'ü doğrulamaktadır. Kontrol parametrelerinin değerleri uygun bir şekilde değiştirilerek izleme hatası daha kısa sürede sıfıra çekilebilir.

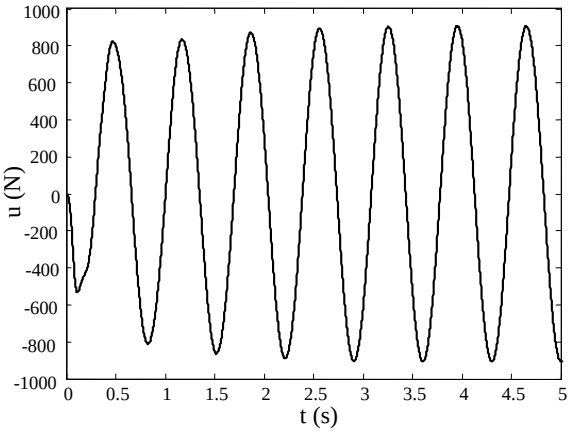
Şekil 7'de dinamik manifoldun zamana göre değişim grafiği verilmiştir.



Şekil 7: Dinamik manifoldun zamana göre değişimi.

Bu çalışmanın en önemli noktalarından birisi de burasıdır. Çünkü dinamik manifoldun sıfır olduğu durumda ($\sigma=0$) hedeflenen harekete artık ulaşılmıştır [7]. Bu grafik Şekil 5'i doğrulamaktadır.

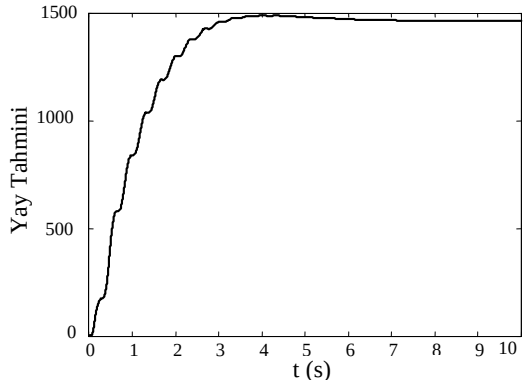
Kontrolcü kuvvetinin zamana göre değişimi Şekil 8'de verilmiştir.



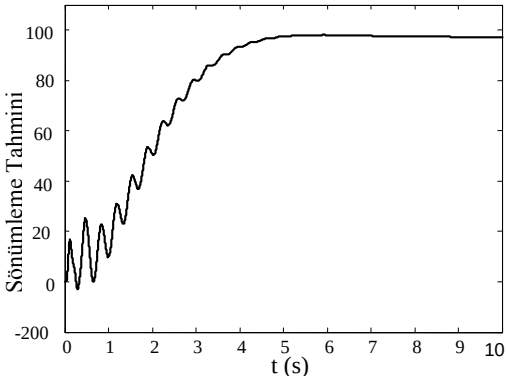
Şekil 8: Kontrolcü kuvvetinin zamana göre değişimi.

Çeyrek taşıt modelinin hedeflenen harekete ulaştığı durumda kontrolcünün gereksinim duyduğu kontrol kuvveti yaklaşık olarak 900 N civarındadır. Ayrıca, daha iyi bir kontrol için sistemden daha fazla enerji çekileceği unutulmamalıdır. Bu durumda taşıt verimi düşeceğinden taşıt titreşim kontrolü hususunda bu kriterin de göz önünde bulundurulması gerekmektedir.

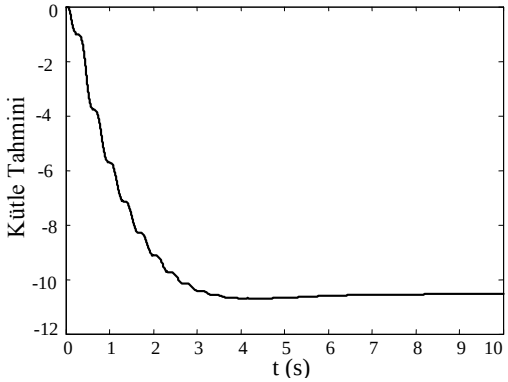
Şekil 9, Şekil 10 ve Şekil 11'de sırasıyla yay ve sönüm katsayısı ile kütle tahmininin zamana göre değişimi verilmiştir. Bu tahmini parametreler, değişen koşullara göre güncellenen dinamik kompansatörlerdir.



Şekil 9: Yay katsayısı tahmini.



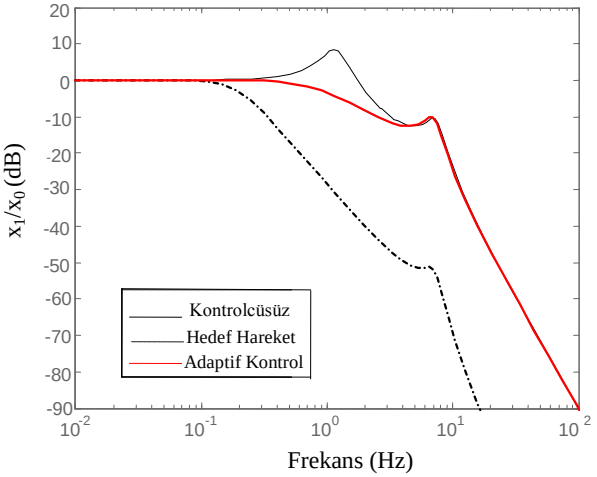
Şekil 10: Sönüm katsayısı tahmini.



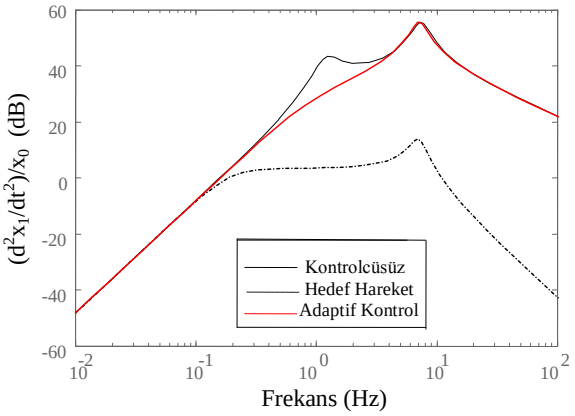
Şekil 11: Kütle değeri tahmini.

Şekil 9 ve 10'daki yay ile sönüm katsayısının tahmini grafiklerine bakılırsa, Tablo 1'de verilen taşıta ait parametrelerin gerçek değerlerine ulaştığı görülmektedir ($k_1 = 15000\ \mathrm{N/m}$ ve $c_1 = 980\ \mathrm{Ns/m}$). [7]'deki gibi, bu parametreler gerçek değerlerine ulaşmıştır. Şekil 11'deki kütle tahmini grafiğinde ise kütle, gerçek değeri olan $m_1 = 250\ \mathrm{kg}$'dan oldukça uzak, hatta negatif değerdedir. [7]'deki gibi, kütle tahmini negatiftir. Bu dinamik kompansatörler gerçek değerini almayabilir, farklı değerlerde olabilirler [9]. Bu çalışmada amaç gerçek $\bar{M}$ değerini bulmak değildir. Burada $\bar{M}, \bar{C}, \bar{K}$ dinamik kompansatörler olup zamanla güncellenmektedir. Burada amaç, hatayı minimum yapan $\bar{M}, \bar{C}, \bar{K}$ parametrelerini bulmaktır.

Uygulanan kontrolcünün başarısını görebilmek için frekans cevaplarına da bakılması gerekmektedir. Şekil 12 ve 13'te, sırasıyla ana gövdenin düşey yer değişimi ve ivmesinin frekans cevabı verilmiştir.



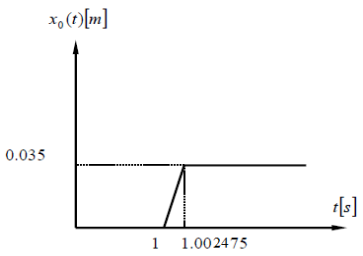
Şekil 12: Ana gövde titreşiminin frekans cevabı.



Şekil 13: Ana gövde düşey ivmesinin frekans cevabı.

Şekil 12'den görüldüğü gibi pasif sistemde ana kütlenin düşey hareketinin frekans cevabı 1 Hz'de 8 dB civarında ve Şekil 13'ten de görüldüğü gibi ana gövdenin ivmesine ait rezonans frekans ve genlik değerleri 1 Hz'de 45 dB civarında iken, uygulanan kontrolcü ile istenmeyen bu değerler çok başarılı bir şekilde bastırılmıştır.

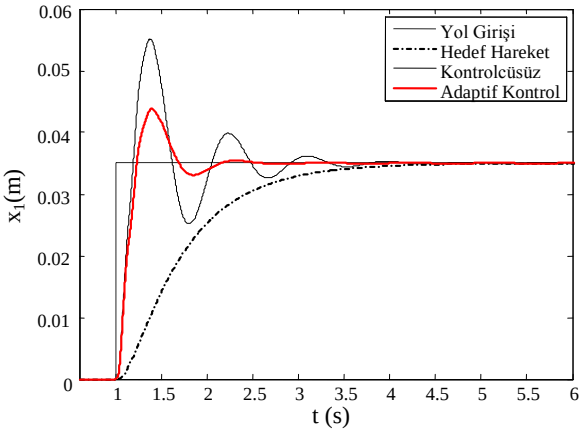
Her iki frekans cevabında da hedeflenen harekete ait frekans ve genlik değerlerine ulaşılamamış, lastik-aks kütlesine ait olan ikinci tepenin rezonans frekans ve genliğinde ise herhangi bir değişiklik olmamıştır.



Şekil 14: Rampa yol girişi [2, 11].

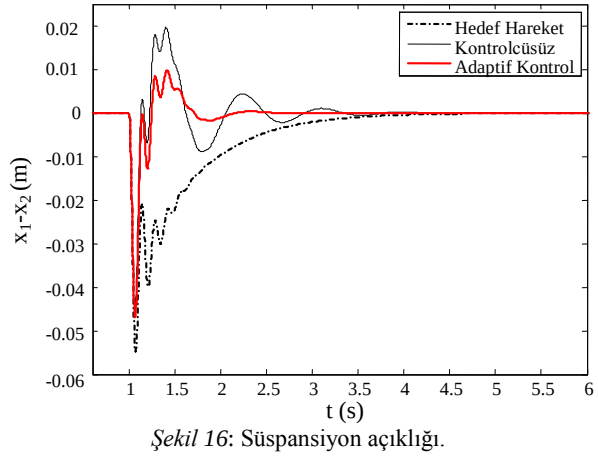
Aktif süspansiyon sistemlerinde karşılaşılan problemlerden biri de 'süspansiyon açıklığının daralması' problemidir [3]. Bu kontrolcünün süspansiyon açıklığını korumadaki başarısını görmek için taşıt, Şekil 14'de gösterilen rampa yol girişine maruz bırakılmıştır. Taşıt, 0.035 m yüksekliğe sahip bu rampadan 72 km/h hızla geçmektedir.

Bu benzetim, uygulanan kontrolcünün sadece süspansiyon daralmasına etkisini göstermek için yapılmıştır. Bu yüzden, burada sadece ana gövde düşey titreşimi ve süspansiyon açıklığının zaman cevapları verilmiştir. Süspansiyon daralması problemini görmek için Şekil 15 ve 16'da sırasıyla verilen ana gövde düşey yer değişimi ve süspansiyon açıklığının zamanla değişimi grafiğine bakmak gerekir. Kontrol parametreleri $B = 1, k_D = 1000, \overline{C} = 8, \overline{K} = 10, P = kö ş[50 \quad 10 \quad 60]$ alınmıştır.



Şekil 15: Ana gövdenin düşey hareketi.

Görüldüğü gibi ana gövde hedeflenen harekete ulaşmaya çalışırken, uygulanan kontrolcü ile titreşim süresi ve genliği pasif sisteme göre oldukça azalmıştır. Taşıt seyir konforu açısından bu, hedeflenen durumdur.



Şekil 16: Süspansiyon açıklığı.

Görüldüğü gibi pasif sistemdeki süspansiyon açıklığı 4.sn'de sıfıra yani ilk konumuna gelmiştir. Uygulanan kontrolcü ile bu süre 2.5 sn.'dir. Bu sürenin kısalması süspansiyon mekanik ömrü açısından önemlidir. Süspansiyon açıklığı sıfıra çekildiğinden süspansiyon daralması meydana gelmemektedir. Her iki grafikten de kalıcı durum hatasının olmadığı yani süspansiyonun daralmadığı açıkça görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, aktif titreşim sönümleme sistemleri için geliştirilen 'Model Erişimli Adaptif Kontrol' yasası çeyrek taşıt aktif süspansiyon sistemine uygulanmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır. Bilgisayar benzetimlerinden elde edilen bulguların, [7]'deki bulgularla birebir örtüştüğü grafiklerden anlaşılmaktadır. Böylelikle, [7] çalışmasının aktif süspansiyon sistemlerine uygulanabilirliği hedefine ulaşılmıştır. Sinüzoidal yol girişinde hedeflenen sistemi izleme ve taşıt seyir konforu üzerindeki başarısı net bir şekilde gözlemlenmiştir. Uygulanan bu kontrolcüyle süspansiyon performansının iyileştiği, hedeflenen harekete başarıyla ulaşıldığı gözlemlenmiştir. Rampa yol girişiyle yapılan benzetim, bu kontrolcünün süspansiyon daralmasına sebebiyet vermediğini kanıtlamıştır. Sonuç olarak, gerçek yol girişine maruz kalacak bir taşıtta bu yöntemin uygulanmasının sağlıklı sonuçlar vereceği aşikârdır. İleride yapılacak çalışmalarda, sabit olan P adaptasyon katsayısı bulanık mantıkla uyarlamalı hale getirilerek daha karmaşık olan yarım ve tam taşıt modellerine uygulanması önerilir.

Kaynakça

[1] Ü. Er, S. Orak ve B. Par, "Taşıt Titreşimlerinin Teorik Analizi ve Bir Bilgisayar Modellemesi," *Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, Cilt: 19, No: 2, s: 131-144, 2006.

[2] B. Bilgiç, "Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin MR Sönümleyici Kullanarak Kontrolü," Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2007.

[3] K. Çelikel, "Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin Bulanık Mantık Ayarlı PID Kontrolü," Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2006.

[4] R.K. Pekgökgöz, M.A. Gürel, M. Bilgehan ve M. Kısa, "Active Suspension of Cars Using Fuzzy Logic Controller Optimized by Genetic Algorithm," *International Journal of Engineering and Applied Sciences (IJEAS)*, Cilt: 2, No: 4, s: 27-37, 2010.

[5] G.V. Ateş, "Taşıt Titreşimleri ve Kontrolü," Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2002.

[6] H.S. Abd Al Amir ve A.T. Abd Al Zahra, "Design a Robust PID Controller of an Active Suspension System," *International Journal of Mechanical & Mechatronics Engineering*, Cilt: 14, No: 2, s: 122-127, 2014.

[7] L. Zou, J.J.E. Slotine ve A.N. Samir, "Model Reaching Adaptif Control for Vibration Isolation," *IEEE Transactions on Control Systems Technolgy*, Cilt: 13, No: 4, s: 611-617, 2005.

[8] T. Raiciu, "How Multi-Link Suspension Works," Internet:http://s1.aecdn.com/images/news/how-multi-link-suspension-works-7804_2.jpg [Mart 03, 2013].

[9] R. Burkan ve İ. Uzmay,''A Model of Parameter Adaptive Law With Time Varying Function for Robot Control,'' *Applied Mathematical Modelling*, Cilt: 29, No: 4, s: 361-371, 2005.

[10] S. Ikenaga, F. L. Lewis, J. Campos, ve L. Davis, "Active Suspension Control of Ground Vehicle Based on A Full-Vehicle Model," In Proceedings of the American Control Conference, Chicago, USA, s: 4019 – 4024, 2000.

[11] F.N. Bodur, "Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin Bulanık Mantıklı Kayan Kipli Kontrolü," Doktora Tezi, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.

PARAMETRE KESTİRİM TEMELLİ UYARLAMALI SERVO KONTROL

Meriç ÇETİN[1], *Serdar İPLİKÇİ*[2]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{mcetin}@pau.edu.tr
[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{iplikci}@pau.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada doğrusal olmayan bir servo sistemin kontrolü için parametre kestirim temelli, Runge-Kutta (RK) model-tabanlı model-öngörülü uyarlamalı bir denetleyici tasarlanmıştır. Tasarlanan bu denetleyici, sürekli-zamanlı bir sistemin RK ayrıklaştırılmış modeli ile hem sabit yük için hem de değişken ve bilinmeyen yük ve parametreler olduğunda performans kriterini azaltacak biçimde kontrol işaretini üretmektedir. Elde edilen sonuçlarına göre, tasarlanan uyarlamalı denetleyicinin bilinmeyen parametrelerin kestirilmesinde ve model-öngörülü kontrol özelliklerini kullanarak referans sinyalini doğru bir şekilde takip etmesini sağlayacak kontrol işaretinin üretilmesinde oldukça başarılı olduğu gösterilmiştir.

1. Giriş

Doğrusal ve doğrusal-olmayan sistemlerin kontrolünde model-öngörülü denetleyicilerin (Model-Predictive Controller-MPC) önerilmesiyle [1], pek çok endüstriyel sistemin denetlenmesinde bu ve benzeri yöntemler tercih edilmeye başlanmıştır [2, 3, 4]. MPC denetleyiciler giriş-çıkış kestirim ufukları sayesinde ileriye yönelik tahmin hatalarını en küçükleyerek sistem performansını artırırlar. MPC yöntemlerinin hızlılık, doğruluk, zaman domeninde formüle edilebiliyor olması, ilerleyen-ufuk özelliği ve durum ve kontrol kısıtlarını kolayca dikkate alabilme gibi üstün özellikleri mevcuttur.

MPC teknikleri ilk olarak doğrusal sistemlerin kontrolü için önerilmiştir. Doğrusal-olmayan sistem dinamiklerinin çalışma bölgelerinde doğrusallaştırıldığı uygulamalarda ise fazla etkin olamamıştır. Bu yüzden, dinamikleri doğrusala yakın ancak tüm çalışma bölgesinde çalışan sistemler, doğrusal olmama derecesi yüksek sistemler, harici bozucuların ve dış etkenlerin olduğu sistemler, sistem yükünün değişken olduğu ve bilinmediği sistemler ya da referans sinyalinin tüm çalışma bölgesinde sürekli değiştiği ayrık-zamanlı sistemler için doğrusal-olmayan model-öngörülü kontrol (Nonlinear Model-Predictive Control-NMPC) yaklaşımları geliştirilmiştir [5, 6]. NMPC yaklaşımları aynı zamanda parametre kestirimi işleminde de kullanılmaktadır. Literatürde model-tabanlı olarak mekatronik sistemlerdeki bilinmeyen parametre/yük kestirimlerinin yapıldığı pek çok yöntem geliştirilmiştir. Tahmin edilen yük ile manipulatörün kontrol performansının iyileştirildiği, çevrim dışı olarak eğitilen bulanık sistemlerin [7] ya da sinir ağlarının [8] kullanıldığı uygulamalar mevcuttur. Tahmin hatasının en küçük yapılmasına dayanan ya da değişken yük/parametreli mekanik sistemlerin kontrolü için önerilen uyarlamalı denetleyiciler de mevcuttur [9, 10].

Bu çalışmada, dinamikleri bilinen doğrusal-olmayan sistemler için parametre kestirim temelli uyarlamalı kontrol problemi ele alınmıştır. Uygulamalarda sabit ve/veya değişken ve aynı zamanda bilinmeyen yük ve sistem parametreleri tahmin edilirken aynı zamanda sistemin uyarlamalı olarak kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Bunun için öncelikle sürekli-zamanlı sistemin ayrıklaştırma işleminin yapılması gerekmektedir. Çalışmada doğruluğu ve kararlı davranışları nedeniyle tercih edilen 4. mertebeden RK ayrıklaştırma metodu kullanılarak öncelikle sürekli-zamanlı doğrusal-olmayan bir sistemin ayrık modeli elde edilmiştir. Sistemin RK modeli olarak bilinen bu yapı [11], uyarlamalı doğrusal olmayan model-öngörülü denetleme, tahminleme, jakobyen hesabı, durum ve parametre kestirimi gibi pek çok uygulamada kullanılmıştır [11, 12, 13, 14]. Bu çalışmada ise doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı servo bir sistemin parametre kestirim temelli, model-öngörülü uyarlamalı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Model-öngörülü kontrol sinyali üretilirken aynı zamanda uyarlamalı olarak bilinmeyen ve değişken parametre kestirimi de yapılmıştır.

Çalışmanın devamında problem tanımına yer verilmiştir. Tasarlanan RK model-tabanlı çevrimiçi parametre kestirimi ve uyarlamalı kontrol yapısı Bölüm 3'de, bu uyarlamalı yapının servo sisteme uygulanması ile elde edilen sonuçlar ise Bölüm 4'de gösterilmiştir. Bölüm 5'de ise çalışmanın sonuçları anlatılmıştır.

2. Problem Tanımı

N-boyutlu doğrusal-olmayan sürekli zamanlı çok-girişli çok çıkışlı (MIMO) bir sistemi,

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \boldsymbol{\theta}), \\ \mathbf{y} &= \mathbf{g}(\mathbf{x}, \mathbf{u}), \\ \mathbf{u} &\in \mathbf{U}, \mathbf{x} \in \boldsymbol{X}, \forall t \geq 0. \end{aligned} \tag{1}$$

olarak tanımlayabiliriz. Burada, $\mathbf{x}(t) \in \Re^N$ durum vektörü, $\mathbf{u}(t) \in \Re^R$ kontrol işareti vektörü, $\mathbf{y}(t) \in \Re^Q$ ölçüm çıkış işareti vektörü ve $\boldsymbol{\theta}$ ise bu sisteme ait parametre vektörüdür. Sisteme ait durum ve giriş kısıtları ise

$$\begin{aligned} \mathrm{X}_i &= \{x_i \in \Re \mid x_{i_{min}} \leq x_i \leq x_{i_{max}}, i = 1, \ldots, N\} \\ \mathrm{U}_j &= \{u_j \in \Re \mid u_{j_{min}} \leq u_j \leq u_{j_{max}}, j = 1, \ldots, R\}. \end{aligned} \tag{2}$$

şeklindedir. Bu çalışmada doğrusal-olmayan $\mathbf{f}_i(.)$ ve $\mathbf{g}_i(.)(i = 1,\ldots,N)$ fonksiyonlarının bilindiği ve sürekli olarak durumlara, giriş işaretlerine ve parametrelere göre türetilebildiği varsayılmaktadır. Buradaki gibi sadece giriş ve çıkış sinyallerinin ölçüldüğü varsayılan durumlarda uyarlamalı kontrol yapısı içinde çevrimiçi parametre kestirimini gerçekleştirmek için, öncelikle (1) denklemindeki $\boldsymbol{\theta}$ vektörünün bilinmeyen parametreleri kestirilir daha sonra doğrusal-olmayan sistem uyarlamalı olarak kontrol edilir. Bu tür problemlerin üstesinden gelmek için, 4. dereceden RK algoritması ile elde edilen ve RK modeli olarak adlandırılan [11] doğrusal-olmayan sistemin ayrıklaştırılmış modeli kullanılabilir. Literatürde bu tür diferansiyel denklemler için kullanılan pek çok sayısal yöntem olmasına rağmen [15], bu çalışmada, diğer yöntemlerle karşılaştırıldığında doğruluk ve kararlılık özelliklerinin üstünlüğünden dolayı [16, 17] sistemin ayrık modelinin elde edilmesinde RK ayrıklaştırma metodu kullanılmıştır.

Runge-Kutta Ayrıklaştırma Metodu:

(1) denklemi ile verilen MIMO bir sistem yapısı için, n zaman indisinde ($t = nT_s$ olmak üzere), şu anki durumlar $x_1[n],\cdots,x_N[n]$ ve şu anki girişler $u_1[n],\cdots,u_R[n]$ olarak yazılır. Bir sonraki örnekleme zamanı için tahmin edilen durum ve çıkış vektörleri 4. dereceden RK algoritması ile vektörel formda aşağıdaki gibi yazılır (Başlangıçta $\hat{x}_1[n] = x_1(n),\cdots,\hat{x}_N[n] = x_N[n]$ olarak ayarlanır):

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[n+1] &= \hat{\mathbf{f}}(\hat{\mathbf{x}}[n],\mathbf{u}[n],\boldsymbol{\theta}),\\ &= \hat{\mathbf{x}}[n+1] + \mathbf{K}[n],\\ \hat{\mathbf{y}}[n+1] &= \mathbf{g}(\hat{\mathbf{x}}[n],\mathbf{u}[n]).\end{aligned} \tag{3}$$

burada

$$\mathbf{K}[n] = \frac{1}{6}\begin{bmatrix} \mathrm{K}_{11} + 2\mathrm{K}_{12} + 2\mathrm{K}_{13} + \mathrm{K}_{14} \\ \mathrm{K}_{21} + 2\mathrm{K}_{22} + 2\mathrm{K}_{23} + \mathrm{K}_{24} \\ \vdots \\ \mathrm{K}_{N1} + 2\mathrm{K}_{N2} + 2\mathrm{K}_{N3} + \mathrm{K}_{N4} \end{bmatrix} \tag{4}$$

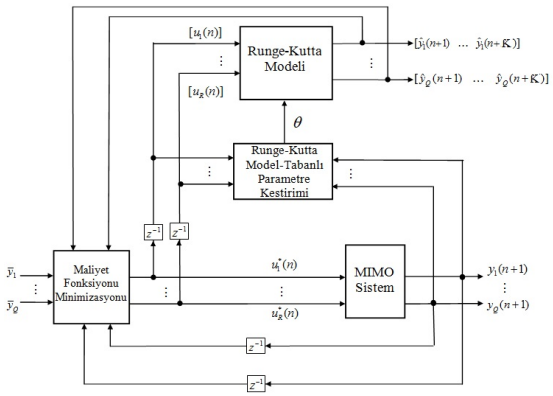
ve

$$\begin{aligned}
\mathrm{K}_{11} &= T_s f_1(\hat{x}_1,\cdots,\hat{x}_N,u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
&\vdots\\
\mathrm{K}_{N1} &= T_s f_N(\hat{x}_1,\cdots,\hat{x}_N,u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
\mathrm{K}_{12} &= T_s f_1(\hat{x}_1+0.5\mathrm{K}_{11},\cdots,\hat{x}_N+0.5\mathrm{K}_{N1},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
&\vdots\\
\mathrm{K}_{N2} &= T_s f_N(\hat{x}_1+0.5\mathrm{K}_{11},\cdots,\hat{x}_N+0.5\mathrm{K}_{N1},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
\mathrm{K}_{13} &= T_s f_1(\hat{x}_1+0.5\mathrm{K}_{12},\cdots,\hat{x}_N+0.5\mathrm{K}_{N2},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
&\vdots\\
\mathrm{K}_{N3} &= T_s f_N(\hat{x}_1+0.5\mathrm{K}_{12},\cdots,\hat{x}_N+0.5\mathrm{K}_{N2},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
\mathrm{K}_{14} &= T_s f_1(\hat{x}_1+\mathrm{K}_{13},\cdots,\hat{x}_N+\mathrm{K}_{N3},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}),\\
&\vdots\\
\mathrm{K}_{N4} &= T_s f_N(\hat{x}_1+\mathrm{K}_{13},\cdots,\hat{x}_N+\mathrm{K}_{N3},u_1,\cdots,u_R,\boldsymbol{\theta}).
\end{aligned} \tag{5}$$

Artık sistemin $n.$ anındaki durumları ve girişleri kullanılarak bir sonraki örnekleme zamanına ait çıkışı (3) eşitliğindeki doğrusal-olmayan sistemin RK modeli ile bulunabilir. Bu model ile , doğrusal-olmayan model-öngörülü kontrol özelliği kullanılarak uyarlamalı kontrol içinde çevrimiçi parametre kestirimleri gerçekleştirilir.

3. Runge-Kutta Model-Tabanlı Çevrimiçi Parametre Kestirimi ve Uyarlamalı Kontrol

Şekil 1'de görüldüğü gibi, RK model-tabanlı çevrimiçi parametre kestirimi ve uyarlamalı kontrol mekanizması, [11]'de önerilen sistemin RK modelini, RK model-tabanlı parametre kestirim bloğunu ve maliyet fonksiyonu minimizsayon (Cost Function Minimization - CFM) bloğunu içerir. Yukarıdaki ya-



Şekil 1: Runge-Kutta model-tabanlı çevrimiçi parametre kestirimi ve uyarlamalı kontrol yapısı

pıda sistemin RK modeli, aday kontrol vektörüne karşı üretilen κ adım sonraki sistemin gelecek tahminlerini üretmekten ve her örnekleme periyodu boyunca parametre kestirim işleminden sorumludur. Bu denetleyici için temel sorun, $\boldsymbol{\theta}$ vektöründeki bilinmeyen parametrelerin en uygun değerlerini bulmak ve MPC tabanlı üretilen kontrol işareti ve bu parametre değerlerini kullanarak doğrusal-olmayan sistemi uyarlamalı olarak kontrol etmektir. Şekil 1'de, κ kestirim ufkunu tanımlar. $[\hat{y}_1[n+1],\ldots,\hat{y}_q[n+\kappa]]$ vektörü, sistemin RK modelinin $q.$ çıkışı için κ-adım sonraki kestirim vektörünü, $\bar{\mathbf{y}}$, referans sinyali vektörünü ve $\mathbf{y}$, n zaman indisindeki ölçüm çıkış vektörünü gösterir. $\hat{\mathbf{e}}$, istenen ve ölçülen çıkış arasındaki tahmin hatası:

$$\hat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \bar{y_1}[n+1] - \hat{y}_1[n+1] \\ \vdots \\ \bar{y_1}[n+\kappa] - \hat{y}_1[n+\kappa] \\ \vdots \\ \bar{y_Q}[n+\kappa] - \hat{y}_Q[n+\kappa] \\ \sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n] \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda}_{\mathrm{R}}\Delta\mathbf{u}[n] \end{bmatrix}_{(Q\kappa+R)\times 1} \tag{6}$$

şeklinde yazılır. Burada $\Delta\mathbf{u}[n] = (\mathbf{u}[n] - \mathbf{u}[n-1])$ olarak tanımlanmıştır. $\mathbf{u}[n]$, aday kontrol vektörü ve $\mathbf{u}^*[n]$, doğrusal-olmayan sisteme uygulanacak en uygun kontrol sinyalidir. Aday

kontrol işareti vektörü $\mathbf{u}[n] = [u_1[n], \ldots, u_R[n]]^{\mathrm{T}})$ κ kere sisteme uygulandığında, sistemin RK modeli çıkışın κ adım sonraki gelecek tahminlerini üretir. Aynı aday kontrol vektörü RK model-tabanlı parametre kestirim bloğu içinde kullanıldığında eş zamanlı olarak bilinmeyen parametrelerin en uygun değerleri elde edilir. $\mathbf{u}[n]$ vektörü, kestirilen değerleri içeren amaç fonksiyonu F'nin en küçük yapılmasıyla güncellenir. Amaç fonksiyonu F aşağıdaki şekilde yazılır:

$$\begin{aligned} F(\mathbf{u}[n]) =& \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\kappa}\sum_{i=1}^{Q}(\bar{y}_i[n+k] - \hat{y}_i[n+k])^2 \\ &+ \sum_{r=1}^{R}\frac{1}{2}\lambda_r(u_r[n] - u_r[n-1])^2. \end{aligned} \tag{7}$$

Burada λ_r, r. giriş işareti ile ilgili cezalandırma terimidir. $\delta\mathbf{u}[n]$, düzeltme terimi olarak tanımlanırsa doğrusal-olmayan sisteme uygulanacak en uygun kontrol hareketi $\mathbf{u}^*[n] = \mathbf{u}[n] + \delta\mathbf{u}[n]$ olur. $F(\mathbf{u}[n] + \delta\mathbf{u}[n]) < F(\mathbf{u}[n])$ şartı sağlandığında $\delta\mathbf{u}[n]$ terimi, $F(\mathbf{u}[n] + \delta\mathbf{u}[n])$ amaç fonksiyonunu en küçük yapacak şekilde hesaplanmış olur. F fonksiyonunu $\delta\mathbf{u}[n]$ terimine göre en küçük yapmak için aşağıdaki gibi ikinci dereceden Taylor yaklaşımı kullanılır.

$$\begin{aligned} F(\mathbf{u}[n] + \delta\mathbf{u}[n]) \cong\ & F(\mathbf{u}[n]) \\ &+ \frac{\partial F(\mathbf{u}[n])}{\partial(\mathbf{u}[n])}\delta\mathbf{u}[n] + \frac{1}{2}\frac{\partial^2 F(\mathbf{u}[n])}{\partial\mathbf{u}^2[n]}(\delta\mathbf{u}[n])^2 \end{aligned} \tag{8}$$

Yaklaşık amaç fonksiyonu F, $\delta\mathbf{u}[n]$ terimine göre türetilerek sıfıra eşitlenirse,

$$\delta\mathbf{u}[n] = -\frac{\frac{\partial F}{\partial\mathbf{u}[n]}}{\frac{\partial^2 F}{\partial\mathbf{u}^2[n]}} \tag{9}$$

elde edilir. Hesaplama karmaşıklıkları nedeniyle (9) eşitliğindeki 1. ve 2. dereceden türevleri bulmak yerine onların jakobyen yaklaşımları kullanılabilir. Böylece $\delta\mathbf{u}[n]$ ifadesindeki türev ifadeleri yerine $\frac{\partial F}{\partial\mathbf{u}[n]} = 2\mathbf{J}_u^T\hat{\mathbf{e}}$ ve $\frac{\partial^2 F}{\partial\mathbf{u}^2[n]} \cong 2\mathbf{J}_u^T\mathbf{J}_u$ yazılabilir. Burada (8) ifadesindeki amaç fonksiyonu için gereken $(Q\kappa + R) \times R$ boyutlu $\mathbf{J}_u$ matrisi aşağıdaki gibi yazılır:

$$\mathbf{J}_u = \begin{bmatrix} \frac{\partial\hat{e}_1[n+1]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{e}_1[n+1]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{e}_1[n+1]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\hat{e}_1[n+\kappa]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{e}_1[n+\kappa]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{e}_1[n+\kappa]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\hat{e}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{e}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{e}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_R[n]} \\ \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_R[n]} \end{bmatrix} \tag{10}$$

ve

$$\mathbf{J}_u = -\begin{bmatrix} \frac{\partial\hat{y}_1[n+1]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{y}_1[n+1]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{y}_1[n+1]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\hat{y}_1[n+\kappa]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{y}_1[n+\kappa]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{y}_1[n+\kappa]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\hat{y}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\hat{y}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\hat{y}_Q[n+\kappa Q]}{\partial u_R[n]} \\ \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_1\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_R[n]} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_1[n]} & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_2[n]} & \cdots & \frac{\partial\sqrt{\lambda}_R\Delta\mathbf{u}[n]}{\partial u_R[n]} \end{bmatrix} \tag{11}$$

$\mathbf{J}_u$ matrisi ile $\delta\mathbf{u}[n] = -\frac{\mathbf{J}_u^T\hat{\mathbf{e}}}{\mathbf{J}_u^T\mathbf{J}_u}$ terimi yeniden düzenlenir. Daha sonra kontrol hareketi için gerekli olan güncelleme kuralı:

$$\mathbf{u}[n] \Longleftarrow \mathbf{u}[n] + \delta\mathbf{u}[n] \tag{12}$$

$$\delta\mathbf{u}[n] = -(\mathbf{J}_u^T\mathbf{J}_u + \mu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{J}_u^T\hat{\mathbf{e}}. \tag{13}$$

olarak yazılır. Burada $\mathbf{I}_{R\times R}$ birim matris olup μ ise Steepest Descent ve Gauss Newton metotları arasında anahtarlama sağlayan bir terimdir. Uygun bir $\delta\mathbf{u}[n]$ elde edildiğinde, doğrusal-olmayan sistemin RK modeli ile hesaplanan $\mathbf{J}_u$ matrisi amaç fonksiyonunu yinelemeli bir şekilde en küçük yapar. Bu denklemlerde tahmin aralığı ($[t + T_s \quad t + \kappa T_s]$) boyunca aday kontrol vektörü $\mathbf{u}[n]$'nin değişmediği varsayılır. Kontrol vektörüne karşı sistem κ adım tahmin vektörünü ($[\hat{y}_1[n+1], \ldots, \hat{y}_q[n+\kappa]]$) üretir. Bu aşamadan sonra $\mathbf{J}_u$ matrisindeki $\frac{\partial\hat{y}_1[n+1]}{\partial\mathbf{u}[n]}, \ldots, \frac{\partial\hat{y}_q[n+\kappa]}{\partial\mathbf{u}[n]}$ terimleri zincir kuralından faydalanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır ($k = 1, \ldots, \kappa$).

$$\frac{\partial\hat{y}_q[n+\kappa]}{\partial\mathbf{u}[n]} = \frac{\partial^T\mathbf{g}}{\partial\mathbf{x}}\Big|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k]}\frac{\partial\hat{\mathbf{x}}[n+k]}{\partial\mathbf{u}[n]}. \tag{14}$$

(14) denklemine göre, $\frac{\partial\hat{\mathbf{x}}[n+k]}{\partial\mathbf{u}[n]}$ terimi sistemin RK modelini kullanılarak hesaplanır. Buradaki parçalı türevler

$$\frac{\partial\hat{\mathbf{x}}[n+k]}{\partial\mathbf{u}[n]} = \left[\frac{\partial\hat{\mathbf{f}}}{\partial\mathbf{x}}\frac{\partial\hat{\mathbf{x}}[n+k-1]}{\partial\mathbf{u}[n]} + \frac{\partial\hat{\mathbf{f}}}{\partial\mathbf{u}[n]}\right]\Big|_{\substack{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}[n+k-1]\\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}} \tag{15}$$

şeklindedir. Burada

$$\begin{aligned} \frac{\partial\hat{\mathbf{f}}}{\partial\mathbf{x}[n]} &= \frac{\partial(\mathbf{x}+\mathbf{K})}{\partial\mathbf{x}[n]}, \\ &= \frac{\partial\mathbf{x}_i[n]}{\partial\mathbf{x}[n]} + \frac{1}{6}(\frac{\partial\mathbf{K}_1}{\partial\mathbf{x}[n]} + 2\frac{\partial\mathbf{K}_2}{\partial\mathbf{x}[n]} + 2\frac{\partial\mathbf{K}_3}{\partial\mathbf{x}[n]} + \frac{\partial\mathbf{K}_4}{\partial\mathbf{x}[n]}), \end{aligned} \tag{16}$$

ve

$$\begin{aligned} \frac{\partial\hat{\mathbf{f}}}{\partial\mathbf{u}[n]} = \frac{\partial(\mathbf{x}+\mathbf{K})}{\partial\mathbf{u}[n]} &= \frac{\partial\mathbf{K}}{\partial\mathbf{u}[n]}, \\ &= \frac{1}{6}(\frac{\partial\mathbf{K}_1}{\partial\mathbf{u}[n]} + 2\frac{\partial\mathbf{K}_2}{\partial\mathbf{u}[n]} + 2\frac{\partial\mathbf{K}_3}{\partial\mathbf{u}[n]} + \frac{\partial\mathbf{K}_4}{\partial\mathbf{u}[n]}). \end{aligned} \tag{17}$$

(15) ve(16) denklemlerindeki sistem durumlarına göre RK tabanlı parçalı türevler aşağıdaki gibi yazılır.

$$\frac{\partial\mathbf{K}_1}{\partial\mathbf{x}[n]} = T_s\frac{\partial\mathbf{f}}{\partial\mathbf{x}[n]}\Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]\\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \tag{18}$$

$$\frac{\partial\mathbf{K}_2}{\partial\mathbf{x}[n]} = T_s\left[\frac{\partial\mathbf{f}}{\partial\mathbf{x}[n]}(\mathbf{I} + 0.5\frac{\partial\mathbf{K}_1}{\partial\mathbf{x}[n]})\right]\Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_1\\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \tag{19}$$

$$\frac{\partial\mathbf{K}_3}{\partial\mathbf{x}[n]} = T_s\left[\frac{\partial\mathbf{f}}{\partial\mathbf{x}[n]}(\mathbf{I} + 0.5\frac{\partial\mathbf{K}_2}{\partial\mathbf{x}[n]})\right]\Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_2\\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \tag{20}$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_4}{\partial \mathbf{x}[n]} = T_s \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}[n]} (\mathbf{I} + \frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \mathbf{x}[n]}) \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+\mathbf{K}_3 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}. \quad (21)$$

(15) ve(17) denklemlerindeki kontrol işaretine göre RK tabanlı parçalı türevler ise.

$$\frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial \mathbf{u}[n]} = T_s \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}[n]} \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n] \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (22)$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial \mathbf{u}[n]} = T_s \left[0.5 \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}[n]} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_1 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (23)$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \mathbf{u}[n]} = T_s \left[0.5 \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}[n]} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_2 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (24)$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_4}{\partial \mathbf{u}[n]} = T_s \left[0.5 \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \mathbf{u}[n]} + \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{u}[n]} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+\mathbf{K}_3 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}. \quad (25)$$

şeklindedir. Sonuç olarak uyarlamalı kestirim ve kontrol mekanizması için, doğru kontrol hareketini sağlayan eşitlikler sistemin RK modelini kullanarak hesaplanmış olur.

3.1. Runge-Kutta model-tabanlı çevrimiçi parametre kestirimi

Şekil 1'de gösterildiği gibi doğrusal-olmayan bir sistemin MPC temelli RK modeli sadece κ adımlık tahmin vektörü üretmek amacıyla kullanılmaz, aynı zamanda sistemdeki parametre değişimlerine uyum sağlamak için RK model-tabanlı parametre kestirim bloğunda da kullanılır. Bu çalışmada, sistemi kontrol edecek uygun kontrol işaretini bulmanın yanısıra, n zaman indisinde giriş/çıkış sinyallerinin bilindiği varsayılarak (3) eşitliğindeki bilinmeyen parametre değerlerinin RK modeli ile bulunması amaçlanmıştır. Bu parametrelerin bulunması için öncelikle sistemin daha sonraki zaman indisine ait $\hat{\mathbf{x}}[n+1]$ değerleri tahmin edilir daha sonra parametrelerle ilişkili olan tahmin hataları vektörü aşağıdaki gibi güncellenir:

$$\mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1[n+1] - \hat{x}_1[n+1] \\ x_2[n+1] - \hat{x}_2[n+1] \\ \vdots \\ x_N[n+1] - \hat{x}_N[n+1] \end{bmatrix}_{N \times 1}. \quad (26)$$

Burada N sistemin durumlarının sayısını gösterir. $\mathbf{e}$ tahmin hataları vektörü, parametre kestirimi için gerekli olan $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}}$ jakobyen vektörünün hesabında kullanılır. $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}}$ vektörü doğrusal-olmayan bir sistemin bilinmeyen parametrelerine göre parçalı türevlerinden oluşmaktadır:

$$\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial e_1}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \frac{\partial e_2}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \vdots \\ \frac{\partial e_N}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{x}_1[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \frac{\partial \hat{x}_2[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ \vdots \\ \frac{\partial \hat{x}_N[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} \end{bmatrix}_{N \times P} \quad (27)$$

P bilinmeyen parametre sayısını ve $\mathbf{I}_{P \times P}$ birim matrisi göstermek üzere, parametre kestirimi için güncelleme kuralı:

$$\boldsymbol{\theta}[n+1] \Longleftarrow \boldsymbol{\theta}[n] + \Delta\boldsymbol{\theta}[n] \quad (28)$$

$$\Delta\boldsymbol{\theta}[n] = -(\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}}^T \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}} + \mu \mathbf{I})^{-1} \mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}}^T \mathbf{e}. \quad (29)$$

şeklindedir. Bu aşamadan sonra, $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\theta}}$ tanımındaki $\frac{\partial \hat{x}_1[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}}, \ldots, \frac{\partial \hat{x}_N[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}}$ parçalı türevler:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{x}_i[n+1]}{\partial \boldsymbol{\theta}} &= \frac{\partial (\hat{x}_i[n] + \mathbf{K})}{\partial \boldsymbol{\theta}} \\ &= \frac{1}{6} \left(\frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial \boldsymbol{\theta}} + 2 \frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial \boldsymbol{\theta}} + 2 \frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \boldsymbol{\theta}} + \frac{\partial \mathbf{K}_4}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right). \end{aligned} \quad (30)$$

şeklinde olur. Burada

$$\frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial \boldsymbol{\theta}} = T_s \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\theta}} \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n] \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (31)$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial \boldsymbol{\theta}} = T_s \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\theta}} + \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_1}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_1 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (32)$$

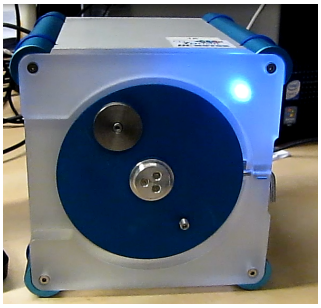
$$\frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \boldsymbol{\theta}} = T_s \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\theta}} + \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_2}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+0.5\mathbf{K}_2 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}, \quad (33)$$

$$\frac{\partial \mathbf{K}_4}{\partial \boldsymbol{\theta}} = T_s \left[\frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \boldsymbol{\theta}} + \frac{1}{2} \frac{\partial \mathbf{f}}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{K}_3}{\partial \boldsymbol{\theta}} \right] \Big|_{\substack{\mathbf{x}[n]=\mathbf{x}[n]+\mathbf{K}_3 \\ \mathbf{u}[n]=\mathbf{u}[n]}}. \quad (34)$$

Sonuç olarak, sistemin RK modeli kullanılarak uyarlamalı kontrol mekanizması içinde çevrimiçiparametre kestirimi yapılabilir.

4. Benzetim Sonuçları

Bu çalışmada, tasarlanan RK model-tabanlı uyarlamalı kestirim ve kontrol mekanizması MATLAB benzetim ortamında doğrusal-olmayan, sürekli-zamanlı ve matematiksel dinamikleri bilinen bir servo sisteme [18] uygulanmıştır. Şekil 2'de gö-



Şekil 2: Doğrusal-olmayan servo sistemi

rülen bu sistemin dinamikleri:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= \frac{-K_m^2 - bR_m}{R_m J} x_2 - \frac{gL_m}{J} \sin(x_1) m_L + \frac{K_m}{R_m J} u, \end{aligned} \quad (35)$$

şeklindedir. Burada u, kontrol işaretini, x_1, radyan olarak ölçülen yükün pozisyon açısını, x_2 ise, rad/sec biriminden yükün açısal hızını göstermektedir. Sistem çıkışı yükün pozisyonu ($y = x_1$) olup sisteme ait parametler Tablo 1'de verilmiştir. Kontrol işaretinin tepe değerleri $u_{min} = -10$ ve $u_{max} = 10$, örnekleme süresi ise $\tau_{min} = \tau_{max} = 0.01s$ aralığında tutulmuştur. Servo sistemin dinamikleri tek bağlantılı sabit robot koluna benzediği için robotik uygulamalarında da kullanılabilir. m_L yükün değeri olup bu yük yerçekiminin etkisiyle her zaman aşağıya düşmektedir. Dolayısıyla ağır yükler için hassas bir kontrol mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu çalışmadaki testler iki aşamada değerlendirilmiştir. İlk olarak, m_L değeri sabit tutularak dinamiklerdeki R_m ve L_m parametrelerinin bilinmediği varsayılmıştır. Doğrusal-olmayan sistemin tasarlanan RK modeli ile, R_m ve L_m'nin aynı anda kestirilmesi

Tablo 1: Servo Sistemin Parametreleri

K_m	Elektromotor sabiti	0.0536 N m/A
b	Sönümleme katsayısı	3×10^{-6} kg/s
R_m	Elektriksel Direnç	9.5
J	Atalet momenti	1.91×10^{-4} kg m^2
g	Yerçekimi ivmesi	9.81 m/s^2
L_m	Disk merkezinden yüke uzaklık	0.042 m
m_L	Yük	$0 - 150$ gr

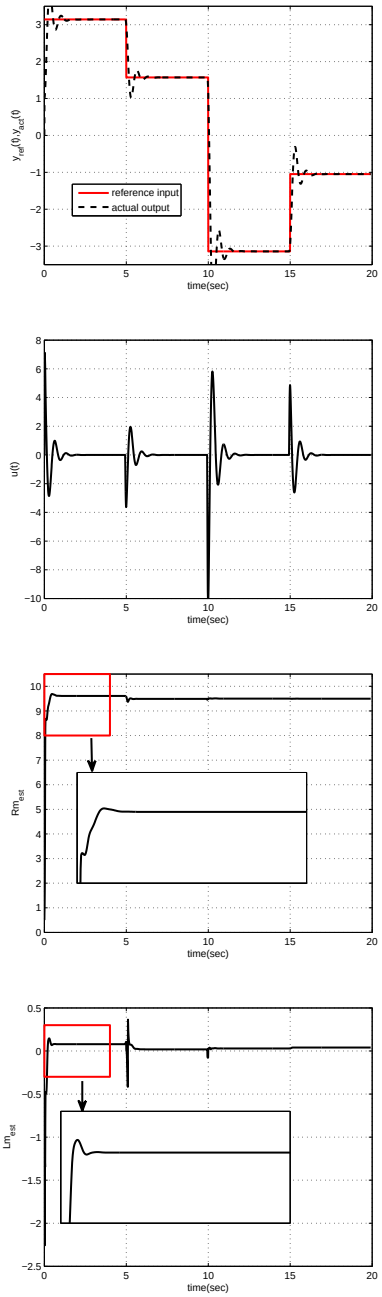
ve model-öngörülü kontrol özellikleri kullanılarak referans sinyalini doğru bir şekilde takip etmesini sağlayacak kontrol işaretinin üretilmesi amaçlanmıştır. İkinci uygulamada ise, sistem yük parametresi olan m_L'nin değişken ve bilinmeyen bir değer olduğu, m_L dışındaki diğer parametrelerin ise bilindiği kabul edilmiştir. Benzetim çalışmalarında grid arama metodu kullanılarak kestirim ufku κ, cezalandırma katsayısı λ_r ve anahtarlama terimi μ tasarım parametrelerinin en uygun değerleri bulunmuş ve testlerde bu değerler kullanılmıştır.

Şekil 3'de sistem yükünün sabit tutulduğu, elektriksel direnç (R_m) ve yüke olan uzaklık (L_m) parametrelerinin tahmin edildiği uygulamaya ait sonuçlar görülmektedir. Burada servo sistemin RK modeli ile, bilinmeyen parametrelerle birlikte basamak işaretini takip ettirecek uygun kontrol işareti de üretilmiştir. Şekil 3(b)'den görüldüğü üzere referans değişimlerinde anlık olarak sistemi istenen pozisyonda ($[-\pi, \pi]$) tutacak kontrol işareti sınırları dahilinde kalmıştır. Sisteme yüklenen gerçek metal yük 30gr iken, Şekil 3(c) ve Şekil 3(d)'de başlangıçta sıfır olarak ayarlanan ve bilinmeyen R_m ve L_m parametrelerinin değişken referans takibi ile birlikte zaman içinde Tablo 1'deki değerlerine yakınsadığı gözlenmektedir. Bu benzetim sonuçları $\kappa = 10$, $\lambda_r = 0.001$ ve $\mu = 5 \times 10^{-6}$ tasarım parametreleri ile elde edilmiştir.

Diğer bir uygulama olarak Şekil 4'te sistem yükü m_L'nin değişken ve bilinmediği aynı zamanda da değişken bir referans işaretini (basamak ve sinüzoidal) takip ettirecek uygun kontrol işaretinin bulunması ile ilgili sonuçlar görülmektedir. Bu uygulamadaki belirsizlik, sadece yük değişimden değil aynı zamanda referans sinyalindeki değişimden de kaynaklanmaktadır. Buradaki belirsizliklerin birleşimi çıkış üzerinde daha büyük değişkenliklere yol açabilmektedir. Belirsizliklerin neden olabileceği değişkenlikleri sınırlandırmak için grid arama metodu ile tasarım değişkenleri $\kappa = 8$, $\lambda_r = 0.1$ ve $\mu = 3 \times 10^{-3}$ olarak hesaplanmıştır. Şekil 4(c)'da sisteme uygulanan yükün 30gr ile 150gr arasında (sırasıyla $[30, 80, 150, 90]$gr) değişken olabileceği düşünülmüştür. Şekil 4(d)'e ise değişken parametre tahminine ait kestirim hatası ile ilgili sonuçlar verilmiştir. Sonuç olarak yapılan her iki benzetim çalışması ile, sabit/değişken ve bilinmeyen parametrelerin kestirimleri kullanılarak aynı zamanda RK model-tabanlı uyarlamalı kontrol sürecinin sorunsuz olarak devam ettiği söylenebilir.

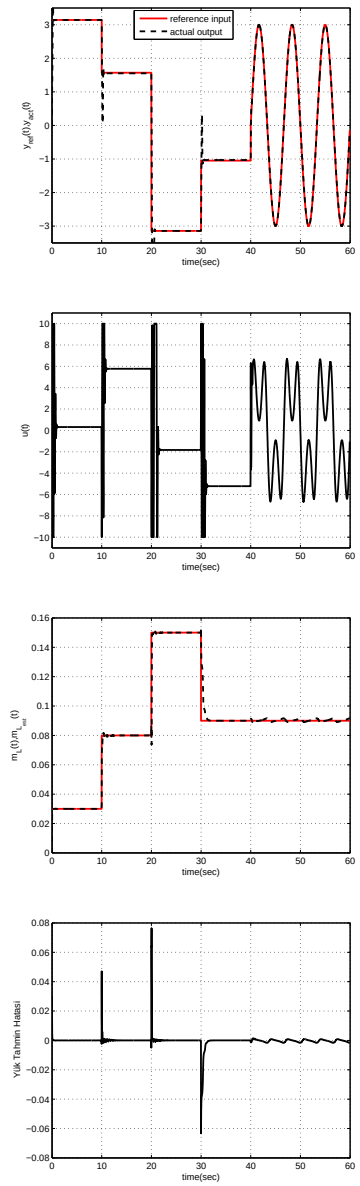
5. Sonuçlar

Bu çalışmada, doğrusal-olmayan sürekli-zamanlı sistemlerin ayrık zamanlı RK modeli kullanılarak parametre kestirim temelli, model-öngörülü uyarlamalı kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu süreçte kontrol sinyali üretilirken aynı zamanda uyarlamalı olarak yük tahmini de yapılmıştır. Böylece servo sistem istenen



Şekil 3: Sabit yük altında RK model-tabanlı parametre kestirimi ve kontrol sonuçları

çıkış değerlerini çok küçük izleme hataları ile takip edebilmektedir. Sabit sistem yükü altında bilinmeyen sistem parametreleri RK model-tabanlı tahmin edilebilmiştir. Ayrıca değişken ve bilinmeyen sistem yükü altında da sistemi doğru pozisyonlara götürecek en uygun kontrol işareti yine RK model-tabanlı üretilebilmiştir. Sonuç olarak hem sabit yük için hem de değişken ve bilinmeyen yük için sistemin RK modeli ile elde edilen parametre kestirim temelli uyarlamalı kontrol işlemi başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Planlanan çalışmada, tasarlanan bu denetleyici gerçek-zamanlı MIMO sistemlere uygulanacaktır.



Şekil 4: Değişken yük altında RK model-tabanlı parametre kestirimi ve kontrol sonuçları

6. Kaynakça

[1] J. Richalet, A. Rault, J.L. Testud, and J. Papon, "Model predictive heuristic control: Applications to industrial processes," *Automatica*, vol. 14, no. 5, pp. 413 – 428, 1978.

[2] D.W. Clarke and C. Mohtadi, "Properties of generalized predictive control," *Automatica*, vol. 25, no. 6, pp. 859 – 875, 1989.

[3] J. Richalet, "Industrial applications of model based predictive control," *Automatica*, vol. 29, no. 5, pp. 1251 – 1274, 1993.

[4] S.Joe Qin and Thomas A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 7, pp. 733 – 764, 2003.

[5] Michael A. Henson, "Nonlinear model predictive control: current status and future directions," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, no. 2, pp. 187 – 202, 1998.

[6] EduardoF. Camacho and Carlos Bordons, "Nonlinear model predictive control: An introductory review," in *Assessment and Future Directions of Nonlinear Model Predictive Control*, vol. 358 of *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, pp. 1–16. Springer Berlin Heidelberg, 2007.

[7] H.C. Nho and P. Meckl, "Intelligent feedforward control and payload estimation for a two-link robotic manipulator," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 8, no. 2, pp. 277–282, 2003.

[8] M. Leahy, M.A. Johnson, and S.K. Rogers, "Neural network payload estimation for adaptive robot control," *Neural Networks, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 1, pp. 93–100, 1991.

[9] S. Abiko and Kazuya Yoshida, "On-line parameter identification of a payload handled by flexible based manipulator," in *Intelligent Robots and Systems, 2004. (IROS 2004). Proceedings. 2004 IEEE/RSJ International Conference on*, 2004, vol. 3, pp. 2930–2935.

[10] P.R. Pagilla, Biao Yu, and K.L. Pau, "Adaptive control of time-varying mechanical systems: analysis and experiments," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 5, no. 4, pp. 410–418, 2000.

[11] S. Iplikci, "Runge-Kutta model-based adaptive predictive control mechanism for non-linear processes," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 35, no. 2, pp. 166–180, 2013.

[12] S. Iplikci, "Dogrusal-olmayan sistemler icin Runge-Kutta model-tabanli uyarlamali ongorulu kontrol," in *Otomatik Kontrol Turk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantisi, TOK12*, 2012.

[13] M. Cetin ve S. Beyhan ve S. Iplikci, "Runge-Kutta model-tabanli dogrusal olmayan gozetleyici ile durum kestirimi," in *Otomatik Kontrol Turk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantisi, TOK12*, 2012.

[14] S. Beyhan, "Runge-Kutta model-based nonlinear observer for synchronization and control of chaotic systems," *ISA Transactions*, vol. 52, no. 4, pp. 501–509, 2013.

[15] William H Press, Saul A Teukolsky, William T Vetterling, and Brian P Flannery, "Numerical recipes: the art of scientific computing. 2007," 2007.

[16] Kevin Burrage and J.C. Butcher, "Non-linear stability of a general class of differential equation methods," *BIT Numerical Mathematics*, vol. 20, no. 2, pp. 185–203, 1980.

[17] G. J. Cooper, "Stability of runge-kutta methods for trajectory problems," *IMA Journal of Numerical Analysis*, vol. 7, no. 1, pp. 1–13, 1987.

[18] S. Beyhan, Zsofia Lendek, R. Babuska, Martijn Wisse, and Musa Alci, "Adaptive fuzzy and sliding-mode control of a robot manipulator with varying payload," in *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), 2011 50th IEEE Conference on*, 2011, pp. 8291–8296.

Antropomorfik Robotların Dinamiği ve Uyarlamalı Kontrol Uygulamaları

Muhammet Öztürk[1], *Elbrus Caferov*[2]

[1]Uçak ve Uzay Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İTÜ
ozturkmuh@itu.edu.tr

[2]Uçak Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İTÜ
cafer@itu.edu.tr

Özetçe

İlk olarak uçaklarda karşılaşılan doğrusal sistemlerin yetersizliği problemi doğrusal olmayan yöntemlerin kullanılmasıyla çözüme kavuşmaya başlamıştır. Ancak şu da belirtilmelidir ki doğrusal olmayan kontrol sistem tasarımları doğrusal sistemlere göre daha zordur. Doğrusal olmayan kontrol sistemleri ile alakalı bir çok yönteme ulaşmak mümkündür. Ancak hem uçaklarda hem de robotlarda kullanılan genel yöntemler olarak gürbüz kontrol, kayma kipli kontrol, uyarlamalı kontrol gibi sistemler kabul görmüşlerdir.

Robotun eklemlerinde verilerin kesin bir şekilde bilindiği durumlarda hesaplanmış tork yöntemi ile sistemi tasarlamak ve iyi sonuçlara ulaşmak mümkündür. Ancak sistemin bütün parametrelerini hatasız olarak belirtmek mümkün olmayabilir. Bunun için bu çalışmada kullanılan yöntemlerden uyarlamalı kontrol üzerinde durulmuştur. Uyarlamalı kontrol yönteminde sistemin parametrik hataları giderilmiştir.

1. Giriş

Bu çalışmada hesaplanmış tork kontrolü ile uyarlamalı kontrol karşılaştırılmış ve sonuçlar incelenmiştir.

Eğer sistemin parametrik değerleri doğru bir şekilde biliniyorsa Hesaplanmış Tork kontrolü çok iyi performans verir [1, 2]. Bu modelin seri robotlarda yüksek dinamik işlemlerini desteklediği literatürde genişçe yer almıştır [3]. Özellikle paralel robotlarda kinematik problemler karmaşık olmasına karşın dinamik model yüksek dereceden doğrusal olmayan terimler içermektedir ve bu sebeple Oransal Türevsel kontrolcü kullanmak işe yaramamaktadır. Bu durumda uygun kontrolcü tasarlamak zordur ve bunun için Hesaplanmış Tork yöntemi geliştirilmiştir. Hesaplanmış Tork yöntemi PD kontrol terimleri ile geri beslemeli dinamik model terimlerini kapsamaktadır ve doğrusal olmayan terimler barındırmaktadır [2, 4, 5]. Hesaplanmış Tork yönteminde sisteme konum hız ve ivme değerleri girilerek aynı birimlerde ve aynı sayıda çıkış alınmaktadır [6]. Hesaplanmış Tork Kontrolcüleri belirsizlik içeren doğrusal olmayan sistemlerde kullanılan yaygın olan sağlam kontrolcülerdir [1, 5].

İleri dinamik ve ters dinamik denklemlerinin birleşimini içeren hesaplanmış tork yöntemi bu şekilde kapalı bir sistem oluşturmakta ve tamamıyla veya dinamik modelin kesinliğine bağlı olarak kısmi doğrusal yapı oluşturmaktadır ve bu şekilde robot manipulatorlere PD ve PID kontrolcüleri uygulanabilmektedir [5]. Bu durumda bizim için asıl problem dinamik modelin tam olarak elde edilmesidir ve bu problem ile alakalı bir çok çalışma yapılmıştır [5].

Dinamik modellemenin kusursuz bir şekilde yapıldığı öngörülürdüğü halde mekanik ve biyolojik sistemlerde kesin bilgiye sahip olmak mümkün olmamaktadır ve parametrik hatalar gibi bazı hatalar sebebiyle de kontrol sistemleri üzerinde bozuntular meydana gelebilmektedir. Eklem kütleleri, eklemlerin eylemsizlik momentleri, sürtünme katsayıları gibi fiziksel parametreleri kesin olarak bilmek mümkün olamamaktadır [5, 7]. Belirsizlikler ve değişen sürtünme katsayıları sistemleri belirsizliğe götürmektedir. Bütün bu belirsizlikler bizleri uyarlamalı kontrol kullanımına yönlendirmektedir [7]. Uyarlama kontrol sistemini tasarlarken öncelikle güncelleme kuralını bulmak gerekir [8].

Uyarlamalı Kontrol yönteminde kontrol kuralını bulmak için yapılan bir çok yöntem olmakla birlikte bu çalışmada Lyapunov testi yapılmıştır [9, 10]. Bu test Uyarlamalı kontrol kısmında incelenmiştir. Bütün çalışmalar ABB firmasının IRB 140 nolu robotu üzerinde denenmiş ve ABB şirketi ile iletişime geçilerek gerçek veriler kullanılmıştır [11, 12].

2. Dinamik Modelleme

Dinamik modellemede kullanılan bir çok yöntem olmakla beraber genel olarak Newton-Euler ve Lagrange-Euler metodları literatürde incelenmektedir.

Newton-Euler yöntemi basit işlemler gerektiren bir yapıya sahip olmasına, Euler-Lagrange metodunun dinamik modellemede çok hesap yüküne sahip olmasına ve Newton-Euler yöntemine göre daha etkisiz olmasına rağmen genel olarak Lagrange-Euler yöntemi tercih edilmektedir. Bunu sebebi günümüzdeki teknolojik gelişmeye bağlı olarak yapılacak hesapların artık hızlı olması ve Lagrange-Euler metodunun kontrolcü tasarımındaki olumlu etkisidir [13]. Bu çalışmada da Lagrange-Euler metodu kullanılmıştır ancak işlem yükünün fazla olması sebebiyle ilk 3 eklem için işlem yapılmış bilek kısmı tek bir parça olarak ele alınmıştır.

2.1. Lagrange-Euler Metodu

Lagrange-Euler yöntemi potansiyel enerji ve kinetik enerjinin farkı üzerinden sonuca ulaşılan bir metottur.

$$L = K - P \tag{1}$$

Burada K kinetik enerjiyi P ise potansiyel enerjiyi temsil etmektedir. Kinetik enerji hız ifadesinden gelmektedir. Potansiyel enerji ise tamamıyla konuma ve yerçekimine bağlıdır.

$$K = \frac{1}{2}mv^2 \tag{2}$$

$$L = \frac{1}{2}mv^2 - mgh \tag{3}$$

Bu denklemlerin robot için düzenlenmesinin ardından aşağıdaki denkleme ulaşılacaktır.

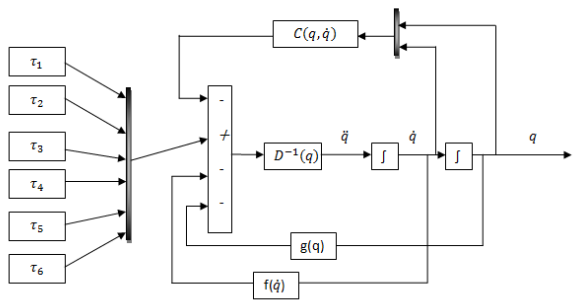
$$D(q) * \ddot{q} + C(q,\dot{q}) * \dot{q} + g(q) + f(\dot{q}) = \tau \tag{4}$$

D kütle matrisi C christofel sembollerini g yerçekimini ve f sürtünme kuvvetlerini ifade etmektedir. Sürtünme kuvveti incelenirken viscous ve coulomb sürtünmeler dikkate alınmıştır:

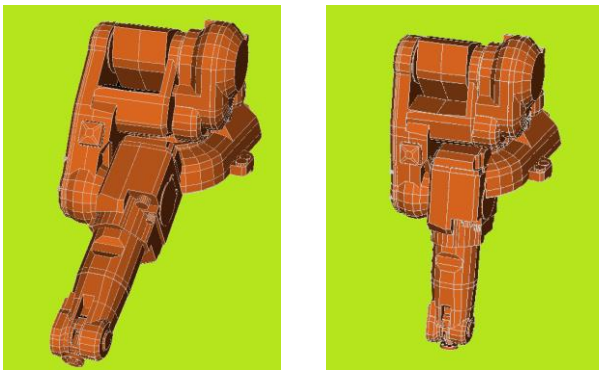
$$F(\dot{q}) = F_v\dot{q} + F_c * sgn(\dot{q}) \tag{5}$$

2.2. Model Sonuçları

İleri dinamik model de giriş her bir eklemin uygulaması gereken tork değerlerini ve çıkış ise eklemlerin ivmesel değerlerini ifade etmektedir.



Şekil 1: Dinamik model.



Şekil 2: Soldan sağa 2. saniye ve 5. saniyede IRB 140 robotununun durumları.

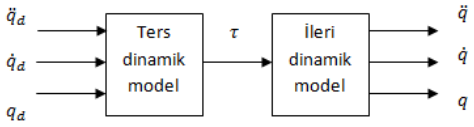
Tork sistemi oluşturulduktan sonra tork giriş değerleri sıfır verilerek sistemin cevabı incelenmiştir. Robotun çalışmaya başlamasıyla birlikte hazırol konumundan zemine düşüşe geçtiği görülmüş ve sistemin düzgün çalıştığı sonucuna varılmıştır (Şekil 2). Zira eklemlere güç verilmediği takdirde yerçekimine bağlı olarak robotun uç işlevcisinin zemine yönelmesi beklenmektedir.

Bu işlem modellemeye devam etmeden önce tasarımı yapılan dinamik modellemenin düzgün çalışıp çalışmadığını kontrol etmek açısından önemlidir.

3. Hesaplanmış Tork Kontrolü

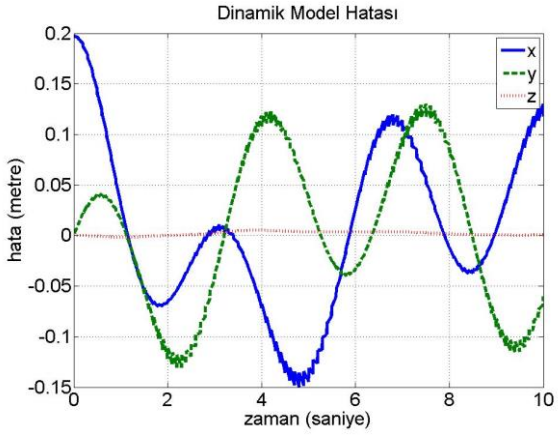
3.1. Doğrusallaştırma

Robot üzerine yapılan çalışmalarda ve kullanımlarda robota anlık tork girdisi girmek yerine belli bir rotayı girmek ve robotun o rotayı kendisinin takip edip gerekli tork miktarını anlık olarak hesaplaması beklenir. Ayrıca bu şekilde robot konum girdisi ve konum çıktısı ile sistemi doğrusallaştırılmış olacaktır. Bu amaçla model şeması Şekil 3'te olduğu gibi oluşturulacaktır.



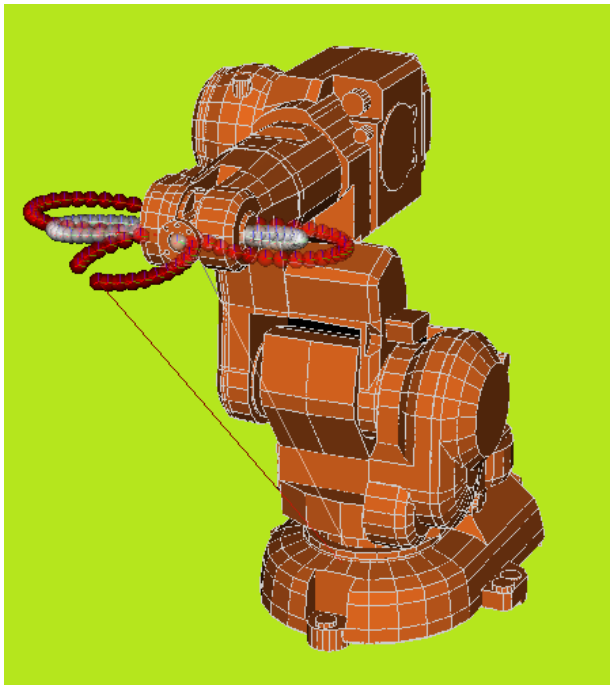
Şekil 3: Hesaplanmış tork modeli.

Bu modelde q_d yörüngeyi takip etmek için eklemlerin takip etmesi gereken konum verilerini q ise eklemlerin gerçek durumlarını ifade etmektedir. Geri besleme kullanılarak yapılan çalışmada kabul edilebilir düzeyin üzerinde hata ile karşılaşılmaktadır (Şekil 4).



Şekil 4: Geri beslemeli dinamik model hatası.

Şekil 5'te kırmızı noktalar istenen yörüngeyi beyaz noktalar ise IRB 140 robotunun takip ettiği noktayı ifade etmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi özellikle x, y ekseninde ciddi hatalar görülmektedir. Bu hatalar sistemin içinde bulunan ve tam olarak modellenemeyen kuvvetlerden kaynaklanmaktadır.



Şekil 5: Geri beslemeli dinamik model simulasyonu.

3.2. Kontrol Yaklaşımı

Kontrol çalışması yapılırken öncelikle hataları modellemek gerekir.

$$e(t) = q_d(t) - q(t) \quad (6)$$
$$\dot{e}(t) = \dot{q}_d(t) - \dot{q}(t) \quad (7)$$
$$\ddot{e}(t) = \ddot{q}_d(t) - \ddot{q}(t) \quad (8)$$

Bu hata tanımlarını genel tork denklemine yerleştirmek için 4 nolu denklemi kullanabiliriz. 4 nolu denklemde ivmesel terim yalnız kalacak şekilde düzenleme yaparsak aşağıdaki sonuçlara ulaşılacaktır (yerçekimi ve sürtünme ihmal edilmiş olarak gösterim yapılmıştır ancak modelleme çalışmasında ihmal edilmemiştir) [10].

$$\ddot{q} = D^{-1}(q)(\tau - C(q,\dot{q}) - \tau_d) \quad (9)$$
$$\ddot{e} = \ddot{q}_d + D^{-1}(q)(\tau_d - C(q,\dot{q}) - \tau) \quad (10)$$

Yukarıdaki denklemlerde τ_d bozuntuyu ifade etmektedir. Bozuntular veya yanlış hesap sebebiyle hesapladığımız tork değeri bizim gerçekte ihtiyacımız olan tork değerinden farklı olacaktır. Bu sebeple gerçek tork değeri olarak $(\tau - \tau_d)$ ifadesi kullanılmıştır. 10 nolu denklemde kontrolcü uygulanabilmesi için bozuntunun denklemden ayrılması öngörülmüştür.

$$\ddot{e}(t) = u(t) + w(t) \quad (11)$$
$$u(t) = \ddot{q}_d(t) + D^{-1}(q)(C(q,\dot{q}) - \tau) \quad (12)$$
$$w(t) = D^{-1}(q)\tau_d \quad (13)$$

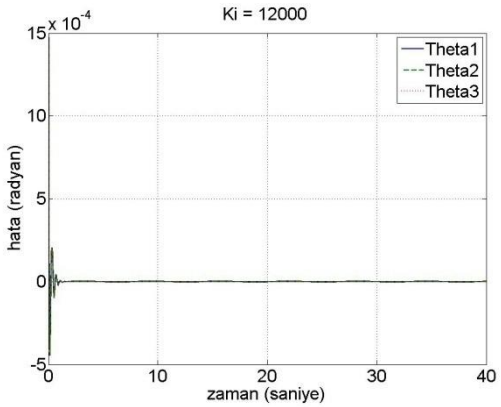
Burada u kontrol fonksiyonunu w bozuntu fonksiyonunu ifade etmektedir. Kontrol fonksiyonunu tork denkleminin içine sokarsak aşağıdaki eşitliğe ulaşırız.

$$\ddot{e}(t) = -K_p e - K_d \dot{e} + w(t) \quad (14)$$
$$w(t) = \ddot{e}(t) + K_d \dot{e} + K_p e \quad (15)$$

Bu denklemlerden hareketle doğal frekans ve oransal katsayısı 625 ve türevsel katsayı 50 bulunmuştur. Ardından da Routh-hurwitz kriteri kullanılarak integral katsayısı $31250 > K_i > 0$ olarak hesaplanmıştır [16].

$$\dot{\varepsilon} = e \quad (16)$$
$$w(t) = \ddot{e}(t) + K_d \dot{e} + K_p e + K_i \varepsilon \quad (17)$$

İntegrator değerinin çok yüksek olması sistem üzerinde negatif etkilere sebep olmaktadır. Bu sebeple yapılan bir kaç denemeden sonra integrator zaman sabiti için 12000 değerinin en uygun olduğuna karar verilmiştir.



Şekil 6: İntegratör zaman sabitine bağlı tork kontrolü model hatası.

Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi hata neredeyse sıfırdır ve istenen yörüngeyi takip edebilmektedir.

3. Uyarlamalı Kontrol

Hesaplanmış tork kontrolü belirsiz olmayan ortam olarak tarif edebileceğimiz bir ortamda olduğumuz varsayılarak yapılmıştır. Yani robotumuza dış hiç bir etkenin etkimediği ve iç dinamiklerini kesin bildiğimiz öngörülmüştür. Ancak laboratuar şartlarında bile yapılması mümkün olmayan bu durumları gerçek çalışma ortamlarında yapmak mümkün olamamaktadır. Bütün bu belirsizliklerle beraber kontrol sistemini de geliştirmek ve gerek dış gerekse iç belirsizlikleri hesaba katmak zorundayız.

Uyarlamalı Kontrol; sistemin iç dinamiğinde hata olduğu varsayımı üzerine yapılan bir çalışmadır. Sistemimizde varsayacağımız gibi herhangi bir eklemin üzerindeki ağırlık değerinin yanlış olduğu veya üzerine fazladan yük bindiği varsayılabilir. Uyarlamalı kontrol sistemi bu hatayı farkedip çözmeli ve sistemi istenen duruma getirmelidir.

Robot üzerine yapılan uyarlamalı kontrol çalışmalarının genellikle belirsizlik etkilerinden kaynaklanan yörünge hataları üzerine yapılan yaklaşımlar içerisinde iyi olduğu görülmüştür. Ancak şu belirtilmelidir ki uyarlamalı kontrol sisteminin uygulamasında yerel doğrusallaştırma teknikleri, zamanla değişen öngörüler gibi değişik yöntemleri kullanmak zordur [14].

3.1. Uyarlamalı Kontrol Yöntemi

Eklem ağırlıkları ve sürtünme kuvvetleri tam manasıyla modelleyemeyeceğimiz belirsizliklerden ikisidir. Sürtünmeden kaynaklanan belirsizlikler geri besleme ve hesaplanmış tork kontrolü ile tolere edilebiliyorken eklem ağırlıklarını tolere etmek mümkün olmamaktadır.

Bu problem sebebiyle uyarlamalı kontrol yöntemi uygulaması yapılmıştır. Uyarlamalı kontrol uygulamasında öncelikli hedef güncelleme kuralını oluşturmaktır. Güncelleme kuralı; anlık olarak takip etmek durumunda bulunduğumuz hatalara bağlı olarak nasıl bir tepki verileceğini belirten bir formül yapısıdır. Uyarlamalı hesaplamalı tork kontrolcüsü üzerine çalışmak için ilk olarak hata sistemi için bir formül üretilmelidir [14].

$$\tau = W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi \tag{18}$$

$$W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi = D(q)\ddot{q} + C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) + F(\dot{q}_d)$$

Bu hata formülünde $W(q,\dot{q},\ddot{q})$ zamana bağlı bir fonksiyondur ve φ bilinmeyen parametreleri ifade etmektedir ki eklem ağırlıkları ve sürtünme kuvvetleri bunlardan ikisidir. Denklemlerin içine hata ifadelerini de eklersek:

$$\begin{aligned} W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi = D(q)(&\ddot{q}_d + K_d\dot{e} + K_p e) \\ &+ C(q,\dot{q})\dot{q} + G(q) \\ &+ F(\dot{q}_d) \end{aligned} \tag{19}$$

Uyarlamalı kontrol tasarlarken eklemlerin ağırlıkları konusunda yanlış bilgilere sahip olacağımızdan sisteme tahminsel değerler eklemek zorundayız ve bu değerleri "^" ile göstereceğiz.

$$\begin{aligned} W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi = \hat{D}(q)(&\ddot{q}_d + K_d\dot{e} + K_p e) \\ &+ \hat{C}(q,\dot{q})\dot{q} + \hat{G}(q) \\ &+ \hat{F}(\dot{q}_d) \end{aligned} \tag{20}$$

İstenen konum ile elde edilen konum arasındaki farkı hata olarak kabul edip işlemleri aşağıdaki gibi yaparsak tahminsel ifadelere bağlı tork denklemi oluşacaktır.

$$\ddot{q}_d = \ddot{e} + \ddot{q} \tag{21}$$

$$\begin{aligned} \tau = \hat{D}(q)\left(\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e\right) &+ \hat{D}(q)\ddot{q} \\ &+ \hat{C}(q,\dot{q})\dot{q} + \hat{G}(q) \\ &+ \hat{F}(\dot{q}_d) \end{aligned}$$

$$\tau = \hat{D}(q)\left(\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e\right) + W(q,\dot{q},\ddot{q})\hat{\varphi}$$

Parametrik değerler üzerindeki hatayı $\tilde{\varphi} = \varphi - \hat{\varphi}$ şeklinde gerçek durum ile tahmini durum arasındaki fark olarak ifade edebiliriz. Bu durumda aşağıdaki işlemler yapılabilecektir.

$$\begin{aligned} \hat{D}(q)\left(\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e\right) + W(q,\dot{q},\ddot{q})\hat{\varphi} \\ = W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi \end{aligned} \tag{22}$$

$$\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e = \hat{D}^{-1}(q)W(q,\dot{q},\ddot{q})(\varphi - \hat{\varphi})$$

$$\ddot{e} + K_d\dot{e} + K_p e = \hat{D}^{-1}(q)W(q,\dot{q},\ddot{q})\tilde{\varphi}$$

Yukarıdaki işlemler sonucunda parametre hatasına ve tahmine bağlı olarak hata durumu modellenmiştir. Bu işlemlerin ardından Lyapunov analizi yapıldığında güncelleme kuralı aşağıdaki gibi oluşacaktır [9].

$$\dot{\hat{\varphi}} = \Gamma W^T(.)\hat{D}^{-1}(q)B^T Pe \tag{23}$$

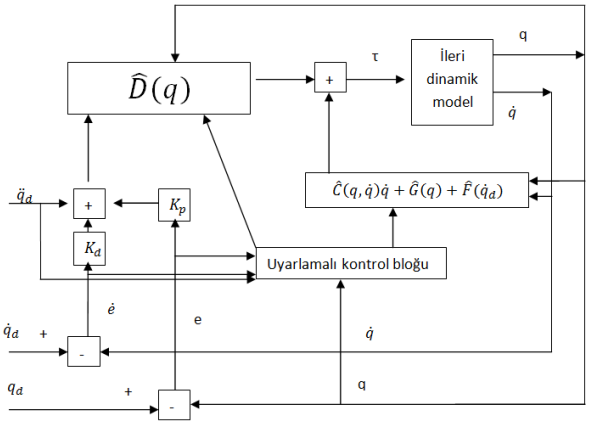
Uyarlamalı kontrol sisteminde regresyon matrisinin doğru belirlenmesi önemlidir. Bu işlemi elde yapmak mümkün olabildiği gibi tork denkleminin karmaşıklığı ve boyutu arttığı taktirde zor olmaktadır. Bizim işlemlerimizde kullandığımız gibi aşağıdaki gibi yapılması mümkündür.

$$\tau\varphi^{-1} = W(q,\dot{q},\ddot{q})\varphi\varphi^{-1} = W(q,\dot{q},\ddot{q}) \tag{24}$$

Her iki tarafı parametre matrisinin tersiyle çarptığımızda regresyon matrisi yalnız kalmakta ve böylece bulunmuş olmaktadır.

Parametre matrisi bir örnek vermek gerekirse 3 bilinmeyenli bir yapıda 3x1 lik bir sutün matristir ve direkt olarak tersini almak mümkün değildir. Bu sebeple sözde ters matrisi alınarak yapılabilmektedir.

Bu yöntemin haricinde ikinci bir yöntem olarak eğer tek bir parametreyi inceleyeceksek tork matrisinin o parametreye göre türevi alınarakta işlem yapılabilir. Uyarlamalı tork kontrol şeması Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: Uyarlamalı tork kontrol şeması.

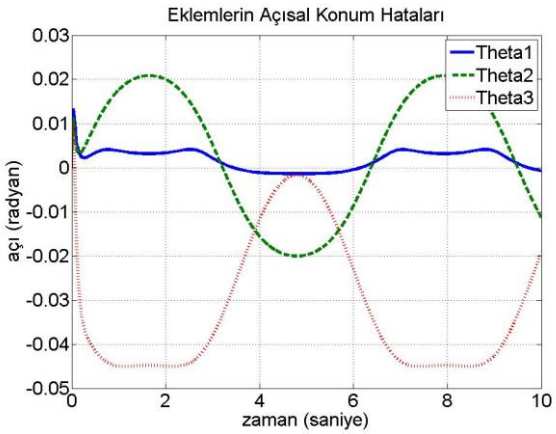
3.2. Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırması

Hesaplanmış tork kontrolünün ve uyarlamalı kontrolün karşılaştırmasını yaparak uyarlamalı kontrolün sistem üzerindeki etkisini anlamak daha kolay olacaktır.

Her iki kontrol sisteminde de her bir eklemin kütlelerini 0.5 1.5 ve 2 katsayıları ile çarpıldı ve sonuçlar incelendi.

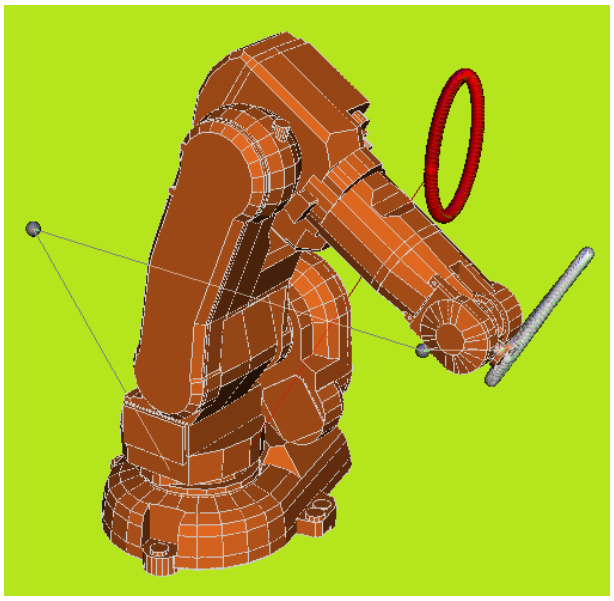
3.2.1. Hesaplanmış Tork Yöntemi

Hesaplanmış tork kontrolünde her bir eklemin ağırlığını iki katına çıkartarak işlem yaparsak hesaplanmış tork yönteminin eklemlerin kütleleri üzerinde hiç bir şekilde bir etkisi olmadığı görülmüştür (Şekil 8).



Şekil 8: Eklem kütleleri 2 ile çarpıldığında eklemlerin açısal konum hataları.

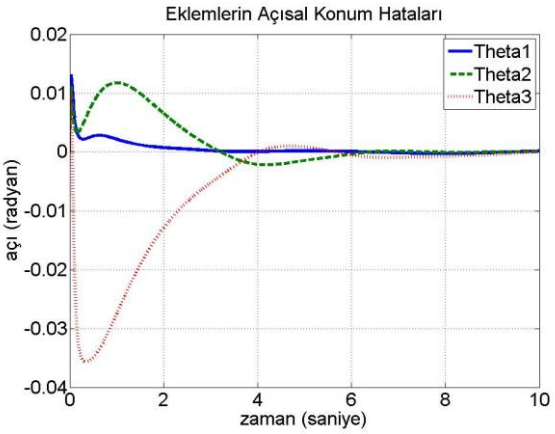
Yukarıdaki şekilde görüldüğü gibi hatanın sürekli oluşu aşağıdaki şekilde verilen durumu ortaya çıkarmaktadır. Aşağıdaki şekilde robotun uç organının sürekli olarak belli bir hatada olduğu görülmektedir (Şekil 9).



Şekil 9: Hesaplanmış tork kontrolü 2 kat eklem kütlesi hatası.

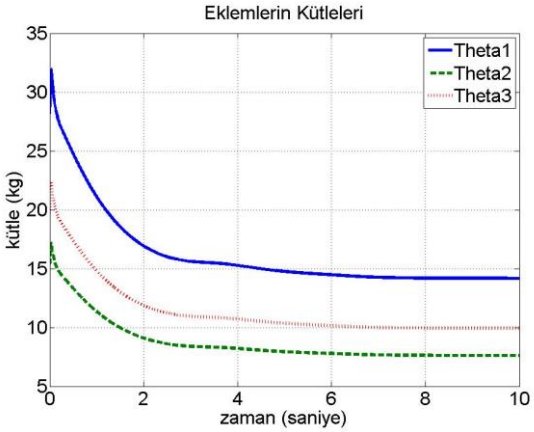
3.2.1. Uyarlamalı Kontrol Yöntemi

Uyarlamalı kontrol yönteminde oluşturmuş olduğumuz güncelleme kuralıyla sistem sürekli olarak kendini güncellemekte ve hataları ortadan kaldırmaktadır (Şekil 10).

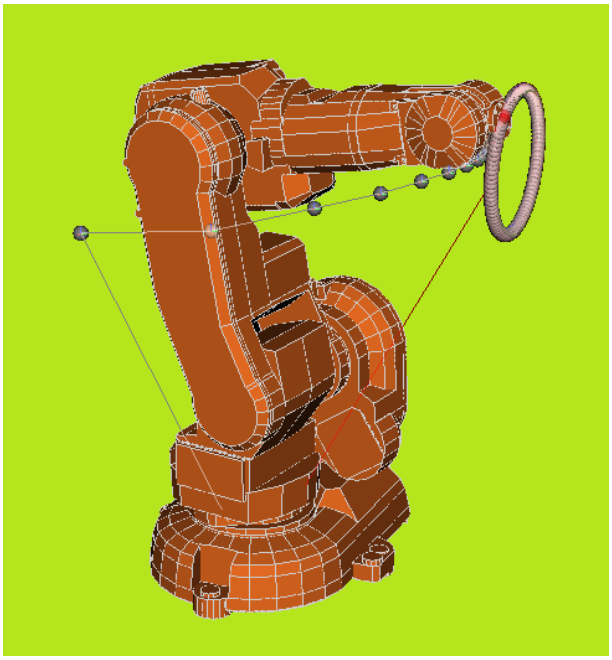


Şekil 10: Eklem kütleleri 2 ile çarpıldığında eklemlerin açısal konum hataları.

Şekil 11'de görüldüğü gibi eklemlerin kütlesi zamana bağlı olarak olması gereken değerlere ulaşmaktadır. Bu durumda zamanla eklemlerin konum hatalarının azalmasına ve Şekil 12'de görüldüğü gibi yörüngeyi hatasız takip etmeye gitmektedir.



Şekil 11: Eklem kütleleri 2 ile çarpıldığında eklemlerin kütleleri.



Şekil 12*: Uyarlamalı kontrol 2 kat eklem kütlesi hatası*

4. Sonuçlar

Çalışma ortamında bir çok belirsizlikler olmakla beraber sistemin üzerine yüklenecek yük miktarı gibi bir çok konuda da kesin bilgiye sahip olunamamaktadır. Ayrıca sistemin iç dinamiğinde de bir çok belirsizlik bulunabilmektedir. Uyarlamalı kontrol ile bütün bu belirsizlikleri ortadan kaldırmak mümkündür.

Tablo 1'de görüldüğü gibi hesaplanmış tork kontrolünde sürekli hal hatası yüksektir ancak uyarlamalı kontrolde $5.65 * 10^{-4}$ seviyesindedir ki bu değer kabul edilebilir değer düzeyindedir. Bu şekilde parametrik hataların uyarlamalı kontrol tarafından ortadan kaldırıldığı görülmektedir. Bu yöntem sadece robot çalışmalarında kullanılan bir yöntem olmayıp uçak gibi farklı makina ve sistemlerde de yaygın olarak kullanılmaktadır [15].

Sonuç olarak bu kontrol çalışmaları ve simulasyonları sayesinde sistemlerin üretimi olmaksızın elektronik ortamda

kontrolleri yapılabilmekte ve ciddi yüklerden kurtulunabilmektedir. Bu sebeple gerek robot gerekse uçak kontrolü çalışmalarında kontrolün önemi büyüktür.

Tablo 1: Hesaplanmış tork ve uyarlamalı tork kontrolün karşılaştırması

	Hesaplanmış Tork			**Uyarlamalı Kontrol**		
Parametrik Hata durumu	Aşım (radyan)	Yerleşme Zamanı (sn)	Sürekli Hal Hatası (radyan)	Aşım (radyan)	Yerleşme Zamanı (sn)	Sürekli Hal Hatası (radyan)
0.5m	0.05	Yok	0.05	$1.942 * 10^{-3}$	3	$5.65 * 10^{-4}$
1.5m	0.027	Yok	0.027	0.02	3	$5.65 * 10^{-4}$
2m	0.045	Yok	0.045	0.035	3	$5.65 * 10^{-4}$

Kaynakça

[1] Piltan F., Soltani S. (2011, September). *Design Artificial Nonlinear Controller Based on Computed Torque like Controller with Tunable Gain*, World Applied Sciences Journal, 14, 1306-1312.

[2] Piltan F., Mirzaei M., Shahriari F., Nazari I., Emamzadeh S. (2012). *Design Baseline Computed Torque Controller*, International Journal of Engineering, 6, 129-141.

[3] Zubizarreta A., Marcos M., Cabanes I., Pinto C. (2011, May). *A procedure to evaluate Extended Computed Torque Control configurations in the Stewart-Gough platform*, Robotics and Autonomous Systems, 59, 770-781.

[4] Le T.D., Kang H.J., Suh Y.S., Ro Y.S. (2013, September). *A online self-gain tuning method using neural networks for nonlinear PD computed torque controller of a 2-dof parallel manipulator*, Neurocomputing, 116, 53-61.

[5] Piltan F., Keshavarz M., Badri A., Zargari A. (2012). *Design novel Nonlinear Controller Applied to Robot Manipulator: Design New Feedback Linarization Fuzzy Controller With Minimum Rule Base Tuning Method*, International Journal of Robotics and Automation, vol.3, issue. 1.

[6] Zelei A., Kovacs L.L., Stepan G. (2011, May). *Computed torque of an under-actuated service robot platform modeled by natural coordinates*, Commun Nonlinear Sci Numer Simulat, 16, 2205-2217.

[7] Behn C., Zimmermann K. (2010, June). *Straight Worms under Adaptive Control and Friction: Adaptive Control*, IUTAM Symposium on Dynamics Modeling and Interaction Control in Virtual and Real Environments, 30, 65-72.

[8] Özçelik S., Yeşiloğlu S.M., Temeltaş H. (2006, June). *Direct Adaptive Control of Flexible Manipulators*, American Control Conference, Mineapolis, MN, USA.

[9] Yıldız G. (2013). *Nonlınear Control Methods Of Industrıal Serıal Robots.* Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi/Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı, İstanbul.

[10] Spong M. W., Hutchinson S., Vidyasagar M. (2006). *Robot Modeling and Control*. John Wiley & Sons,Inc.

[11] ABB Robotics (2010). *IRB 140.* ABB Flexible Automation

[12] ABB Robotics (2012). *Product Manual IRB 140.* ABB Flexible Automation

[13] Bingül Z., Küçük S., (2008). *Robot Dinamiği ve Kontrolü*. Birsen Yayınevi.

[14] L.Lewis F., M.Dawson D., T. Abdallah C (2004). *Robot Manipulator Control Theory and Practice.* Marcel Dekker Inc.

[15] Yüksek B. (2013). *Modelling and Control of a Fixed Wing Unmanned Aerial Vehicle.* Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi/Mekatronik Mühendisliği Anabilim Dalı Mekatronik Mühendisliği Programı, İstanbul.

[16] Öztürk M. (2014). *Antropomorfik Robotların Dinamiği ve Uyarlamalı Kontrol Uygulamaları.* Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi/Uçak ve Uzay Mühendisliği Anabilim Dalı Uçak ve Uzay Mühendisliği Programı, İstanbul.

[17] Parlakci M.N.A., Jafarov E.M. and Istefanopulos Y. (2013,October). *Robust Position and Tracking Variable Structure PD-Controllers Design Methods for Robot Manipulators with Parameter Perturbation*, WSEAS Transactions on Systems, Issue 4, vol. 2, 771-779.

[18] Parlakci M.N.A. and Jafarov E.M. (2014). *PD-sliding mode controller for robot manipulators: A comparison analysis,* Systems Science 29 (2), pp. 145-155.

DC Motor Hız Kontrolü için Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyici Tasarımı

Yasin Yeniaydın, Burak Sakacı, Tuğçe Yaren, Volkan Süel, Selçuk Kizir

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/KOCAELİ

{ysnynydn, buraksakaci, tuceyaren, v.suel.mekatronik}@gmail.com,
selcuk.kizir@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada STM32F4 uygulama geliştirme kiti ve Matlab destekli Waijung blok seti kullanılarak, uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biri olan Model Referans Uyarlamalı PID Denetleyicisi (MRUPIDD) tasarımı, tasarlanan bu denetleyicinin DC motor üzerinde hız kontrolü uygulaması ve sonuçlarının karşılaştırılması sunulmaktadır. Hatayı minimize edecek şekilde kontrol parametrelerini ayarlayan ayarlama mekanizması için MIT kuralı kullanılmıştır. Sistemin takip etmesi istenen referans modeli için 2. dereceden bir sistem, doğal frekans ve sönümleme oranı dikkate alınarak oluşturulmuştur.

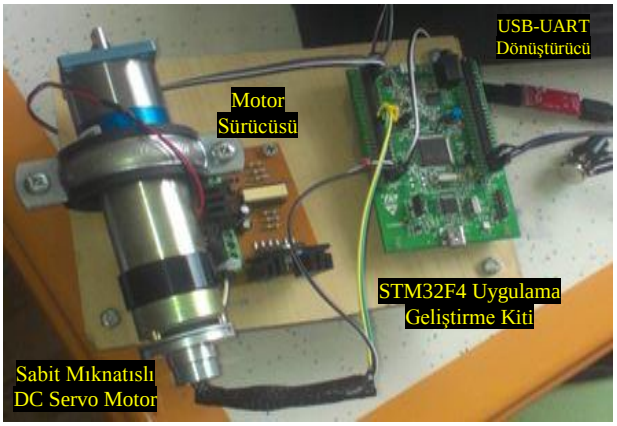
1. Giriş

Sistemin dinamik yapısının değişmesi, çevresel durumlar ve bozucu etkiler sistem kontrolünü zorlaştırmaktadır ve geleneksel geri beslemeli kontrol yöntemleri, bu gibi durumlarda istenilen kontrol için yetersiz performans sergilemektedir [1]. Uyarlamalı kontrol, parametreleri değişen veya başlangıçta belli olmayan sistemleri kontrol etmek için kullanılan bir kontrol yöntemidir. Örneğin, bir hava aracı uçtukça yakıt tüketimine bağlı olarak kütlesi yavaşça azalacaktır. Bu durumda, bu tür değişen durumlara karşı adapte olabilecek bir kontrol yöntemi gereklidir [2]. Bu kontrol yönteminin sahip olacağı özellikleri uyarlamalı kontrol yöntemi karşılamaktadır. Uyarlamalı kontrol yöntemi trafik ışıklarından, hava araçlarına ve otomobillere kadar birçok kullanım yerine sahiptir.

Çok fazla sayıda uyarlamalı kontrol tekniği vardır. Bunlardan biri Model Referans Uyarlamalı Kontrol (MRUK) tekniğidir. MRUK ilk olarak, oto pilot kontrol problemini çözmek için önerilmiştir [3]. Bu kontrol tekniğinde bulunan elemanlardan biri referans modelidir. İstenilen çıkış referans modeli olarak adlandırılan transfer fonksiyonu tarafından üretilir. Kontrolün sağlanması için gerekli olan kontrol parametreleri ayarlama mekanizmasında oluşturulur.

Yukarıda ele alınan durumlarda uyarlamalı kontrol yönteminin iyi sonuç vermesinden dolayı, bu kontrol yöntemine olan ilgi son yıllarda artmıştır. Sar ve Dewan [3], yaptıkları çalışmada DC motor hız kontrolü için model referans uyarlamalı PI denetleyicisi tasarlamışlar ve LabVIEW programında simülasyon yaparak sonuçları elde etmişlerdir. Ali ve arkadaşları [4], DC Motor hız kontrolü için MRUPIDD tasarlamışlar ve sonuçları MATLAB-SIMULINK ortamında elde etmişlerdir.

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı bir DC motorun hız kontrolüne yönelik MRUK tabanlı PID denetleyicisi tasarlanarak uygulanmıştır. MRUPIDD, Matlab destekli Waijung blok seti ve STM32F4 uygulama geliştirme kiti yardımı ile tasarlanıp, uygulanmıştır. STM32F4 uygulama geliştirme kitinin seçilmesinin nedenleri arasında, kitin kolay öğrenilebilmesi, düşük maliyetli oluşu ve 32 bitlik işlemciye sahip olmasından dolayı 8 bitlik işlemcilere göre daha hızlı olması gibi özellikleri başta gelmektedir. Kitin içerisinde bulunan ARM işlemci, Waijung blok setinde bulunan bloklar ve Matlab yardımı ile programlanmaktadır. Uyarlamalı ve



Şekil 1: Deney düzeneği

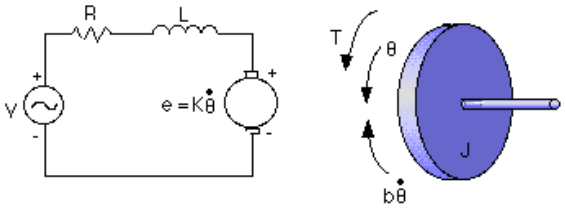
sabit katsayılı PID denetleyici tasarımı dışında Waijung blok seti kullanılarak, bulanık mantık, faz ilerlemeli, faz gerilemeli, kayma kipli kontrol, kesir dereceli kontrol, durum geri beslemeli kontrol yöntemleri vb. ile denetleyici tasarımı rahatlıkla yapılabilir.

Bu çalışmada hız kontrol uygulaması için DC motor tercih edilmiştir. DC motorlar robotik uygulamalarında ve endüstriyel alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Ucuz ve küçüktürler. Herhangi bir sistemde direk ya da dişli kutularıyla birlikte (redüktörlü ya da redüktörsüz) kullanılabilirler. Ayrıca boyut, şekil ve güç bakımından çok çeşitli olmaları da sık kullanılmalarının bir diğer sebebidir.

DC motor hız kontrolü, Şekil 1'de görülen deney düzeneği ile test edilmiş ve sonuçları sunulmuştur. Deney düzeneğinde 1/43 redüktör oranına sahip enkoderli ve sabit mıknatıslı Faulhaber DC motor, LMD18200 motor sürücüsü, STM32F4 uygulama geliştirme kiti ve seri haberleşme için USB-UART dönüştürücü kartı bulunmaktadır. Bu makalede, ilk olarak DC motor modeli açıklanacak ve sonrasında MRUK yönteminden bahsedilecektir. Ardından, MRUPIDD yönteminde ayarlama mekanizmasının temel yapısını oluşturacak olan MIT kuralı açıklanıp, hız kontrolü için MRUPIDD tasarımı yapılacaktır. Son olarak, tasarlanan denetleyici motor üzerinde test edilerek, sonuçlar grafikler halinde oluşturulacaktır.

2. DC Motor Modeli

DC motorun matematiksel modellemesinde motorun elektriksel ve mekaniksel yapısından yararlanılır.



Şekil 2: DC motorun elektriksel ve mekaniksel yapısı [5]

Şekil 2'de DC motor modeli görülmektedir. Bu modelde kullanılan değişkenlerin ve sabitlerin birimleri e (*V*), R (*ohm*), L (*Henry*), i (*Amper*), J (kge^2), b (*Nms*), K_t (*NmA*), K_e (V/rad/sn), ω (rad/sn) ve T (*Nm*)'dir. DC motor hız kontrolü yapabilmek için sistem çıkışını hız olarak verecek bir transfer fonksiyonu oluşturmak gerekir. Aşağıda gösterildiği gibi elde edilen denklemler sonucunda sistem girişi Volt, çıkışı rad/sn olan transfer fonksiyonu oluşturulmuştur.

$$T = K_t i \tag{1}$$

$$e = K_e w \tag{2}$$

K_t ve K_e birbirine eşit olduğundan dolayı, bunların yerine K parametresi kullanılmıştır.

$$V = Ri + L\frac{di}{dt} + e \tag{3}$$

$$j\frac{d^2\theta}{dt^2} + b\frac{d\theta}{dt} = T \tag{4}$$

Gerilim, zıt emk, moment denklemlerinden sistem transfer fonksiyonu elde edilir. Motorun hızı ile gerilim arası ilişki bulunarak transfer fonksiyonu elde edilmiş olur. Elde edilen transfer fonksiyonu:

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{K}{(Js+b)(Ls+R)+K^2} \tag{5}$$

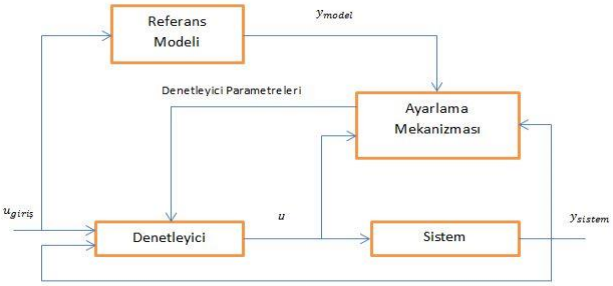
Tablo 1'de hız kontrolünü gerçekleştirdiğimiz DC motorun parametreleri görülmektedir.

Tablo 1: Kullanılan DC motorun parametreleri

Sembol	Tanım	Değer
J	Rotor Atalet Momenti	47e-7
B	Viskoz Sönümleme	35e-5
K	Elektriksel ve Tork Sabiti	34.2e-3
R	Rotor Direnci	4
L	Rotor Endüktansı	630e-6

3. Model Referans Uyarlamalı Kontrol

MRUK, uyarlamalı kontrol yöntemlerinden biridir. Sistem parametreleri ve bozucu etkiler, sistemin dinamik davranışından daha yavaş değişirse MRUK, sistem kontrolü için kullanılabilir [4]. Bu denetleyicide amaç arzu edilen çıkışı, sistemin takip etmesidir. Oluşturulan referans modeline uygulanan giriş sinyali ile arzu edilen çıkış üretilir. Sistemin istenilen çıkışa oturması için ayarlama mekanizması tasarlanır. Sistem parametreleri değişirse veya bozucu etkiler gelse bile ayarlama mekanizması sistem çıkışının, istenilen çıkışı mükemmel bir şekilde takip etmesini garanti etmelidir [6]. Şekil 4'te MRUK sisteminin blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 3: MRUK'nın genel yapısı

Şekil 3'te gösterilen sistem iki farklı geri besleme döngüsüne sahiptir. Bunlardan birincisi, denetleyici ve sistemden oluşur, aynı zamanda iç döngü olarak bilinir. İkincisi, denetleyici parametrelerini kontrolü sağlayacak şekilde değiştiren ayarlama mekanizması, istenilen çıkışı üreten referans modelinden oluşur ve aynı zamanda dış döngü olarak bilinir.

MRUK yöntemi temel olarak sistem girişi ($u_{giriş}$), denetleyici çıkışı (u), sistem çıkışı (y_{sistem}) ve referans modeli çıkışı (y_{model}) bilgilerine dayanır. MRUK tabanlı denetleyici tasarımında en önemli sorun ayarlama mekanizmasını

oluşturmaktır. MIT kuralı, Lyapunov teorisi, pasiflik teorisi, vb. birbirinden farklı ayarlama mekanizmaları vardır. Burada, denetleyici parametrelerini ayarlamak için MIT kuralı kullanılmıştır [3].

3.1. MIT Kuralı

MIT Kuralı ilk olarak Massachusetts Teknoloji Enstitüsü (MIT)'nün araştırmacıları tarafından 1960 yılında geliştirilmiş ve hava araçlarında oto pilot sistemi tasarlamak için kullanılmıştır. MRUK tabanlı herhangi bir sistemde denetleyici tasarlamak için MIT kuralı kullanılabilir [1].

MRUK tabanlı sistemlerde takip etme hatası (e), y_{sistem} ile arzu edilen çıkış olan y_{model} arasındaki fark olarak adlandırılır.

$$e = y_{sistem} - y_{model} \tag{6}$$

Takip etme hatasından sonra denetleyici parametre vektörünün (Θ) bir fonksiyonu olan maliyet fonksiyonu tanımlanabilir. Maliyet fonksiyonunun seçimi, kontrol parametrelerinin nasıl güncelleneceğini belirlemektedir [7]. Aşağıda seçilen maliyet fonksiyonu gösterilmektedir.

$$J(\Theta) = \frac{1}{2} e^2(\Theta) \tag{7}$$

Θ parametresine bağlı olan maliyet fonksiyonunu en aza indirecek bir denklem gereklidir. Maliyet fonksiyonu değerinin azalması takip etme hatasının azalarak sistem çıkışının istenilen çıkışa yaklaşması anlamına gelmektedir. Bunu sağlayan denklem MIT kuralı olarak adlandırılmakta ve aşağıda gösterilmektedir. Denklem 8'de bulunan γ sabiti uyarlama kazancı olarak adlandırılmaktadır.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \tag{8}$$

MIT kuralı Θ'nın zamana göre değişiminin, maliyet fonksiyonun Θ'ya göre değişimine negatif yönde orantısal olduğunu göstermektedir. MIT kuralı ile birlikte Θ zamanla maliyet fonksiyonunu negatif yönde etkilemekte böylece maliyet fonksiyonu değeri azalmaktadır. Maliyet fonksiyonu değerinin azalması takip etme hatasını azaltmaktadır. Takip etme hatası azaldığında ise sistem çıkışı, arzu edilen çıkışı mükemmel bir şekilde takip etmektedir.

3.2. MRUPIDD Tasarımı

Denklem 9'da PID denetleyicisi transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$U(s) = [K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s]e(s) \tag{9}$$

Tablo 1' de görüldüğü gibi J, B ve L motor parametre değerlerinin çok küçük olması nedeniyle motor modeli birinci dereceden varsayılıp, transfer fonksiyonu Denklem 10'da verilmiştir.

$$\frac{b}{s+a}, \quad b = \frac{K_M}{\tau}, a = \frac{1}{\tau} \tag{10}$$

Sistemin ileri yol transfer fonksiyonu Denklem 11, kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem 12' deki gibidir.

$$(\frac{b}{s+a})[K_p + \frac{K_i}{s} + K_D s] \tag{11}$$

$$\frac{Y(s)}{U_c(s)} = \frac{b(K_D s^2 + K_p s + K_i)}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i} \tag{12}$$

Denklem 8'de verilen MIT kuralının K_P kontrol parametresine uygulanması ile aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{dK_p}{dt} = -\gamma_p \frac{\partial J}{\partial K_p} = -\gamma_p \frac{\partial J}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial y}\frac{\partial y}{\partial K_p}$$

$$\frac{\partial J}{\partial e} = e \tag{13}$$

$$\frac{\partial e}{\partial y} = \frac{\partial (y - y_m)}{\partial y} = 1$$

$\frac{\partial y}{\partial K_p}$ 'nin bulunması ile K_P kontrol parametresinin zamana göre değişimi rahatlıkla bulunabilir. Bunun için Denklem 14, Denklem 12'nin içler dışlar çarpımı sonucu elde edilir.

$$Y(s)[(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i] = U_C(s)[b(K_D s^2 + K_p s + K_i)] \tag{14}$$

Denklem 14'ün K_P'ye göre türevinin uygulanması sonucu Denklem 15 elde edilir.

$$\frac{\partial Y(s)}{\partial K_p} = \frac{bs(U_C(s) - Y(s))}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i} \tag{15}$$

Denklem 15'i MIT kuralı ile birleştirdiğimizde K_P'nin zamana göre değişimini ifade eden denklem aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{\partial K_p}{\partial t} = -\gamma_p e \frac{bs}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i}(U_C(s) - Y(s)) \tag{16}$$

Denklem 14'ün K_I'ye göre türevinin uygulanması sonucu Denklem 17 elde edilir.

$$\frac{\partial Y(s)}{\partial K_i} = \frac{b(U_C(s) - Y(s))}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i} \tag{17}$$

Denklem 17'yi MIT kuralı ile birleştirdiğimizde K_I'nin zamana göre değişimini ifade eden denklem aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{\partial K_i}{\partial t} = -\gamma_i e \frac{b}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i}(U_C(s) - Y(s)) \tag{18}$$

Denklem 14'ün K_D'ye göre türevinin uygulanması sonucu Denklem 19 elde edilir.

$$\frac{\partial Y(s)}{\partial K_D} = \frac{bs^2(U_C(s) - Y(s))}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i} \quad (19)$$

Denklem 19'u MIT kuralı ile birleştirdiğimizde K_D'nin zamana göre değişimini ifade eden denklem aşağıdaki gibi bulunur.

$$\frac{\partial K_D}{\partial t} = -\gamma_D e \frac{bs^2}{(bK_D + 1)s^2 + (a + bK_p)s + bK_i}(U_C(s) - Y(s)) \quad (20)$$

4. Gerçek Zamanlı Uygulama

Sistemlerin karakteristik özelliklerinden bazıları, oturma zamanı, yükselme zamanı ve aşım bilgisidir. İstenilen karakteristiğe sahip olan ikinci dereceden bir sistemin matematiksel modelinin transfer fonksiyonu ζ (sönüm oranı) ve ω_n (doğal frekans) bilgileri kullanılarak oluşturulabilir. Denklem 21'de ikinci dereceden bir sistemin ζ ve ω_n değerlerine bağlı parametrik denklemi verilmiştir. Referans modeli ikinci dereceden seçilip ζ ve ω_n değerleri dikkate alınarak referans modelinin transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Aşım ve salınım güvenlik gerektiren bazı uygulamalarda istenmez ve aşım ve salınımın olmadığı sistemler aşırı sönümlü sistemler olarak adlandırılır. Bu çalışmada güvenlik gerekçesi nedeni ile sistemin aşırı sönümlü olması istenmiş ve bunun için ζ değeri 1.2 seçilmiştir. ω_n değeri arttıkça sistemin yükselme ve oturma zamanı azalır buna bağlı olarak doğal frekans 5 rad/s seçilmiştir ve seçilen bu değer istenilen yükselme ve oturma zamanını sağlamaktadır.

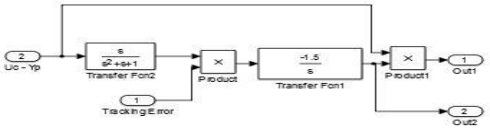
Referans Modeli transfer fonksiyonu [8]:

$$G_M(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n + \omega_n^2} \quad (21)$$

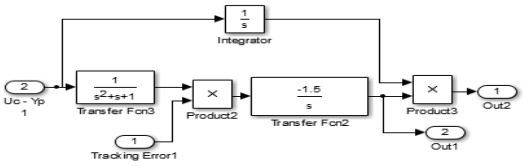
Seçilen referans modelinde yükselme zamanı 2.0156 sn ve oturma zamanı 3.6295 sn'dir.

4.1. Sistemin Waijung Blok Setleri Kullanılarak Oluşturulan Simulink Modeli

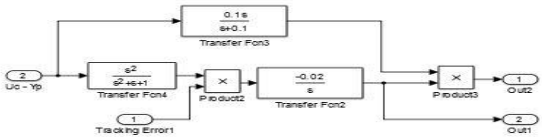
Waijung blok setleri ile oluşturulan ve STM32F4 uygulama geliştirme kitine yüklenen Simulink modeli Şekil 4'te görülmektedir. Ayrıca Simulink modeli kontrol parametrelerine ait 3 alt modele sahiptir ve bu alt modeller Şekil 5-6-7'de verilmiştir.



Şekil 5: K_P ayarlama mekanizması Simulink alt modeli



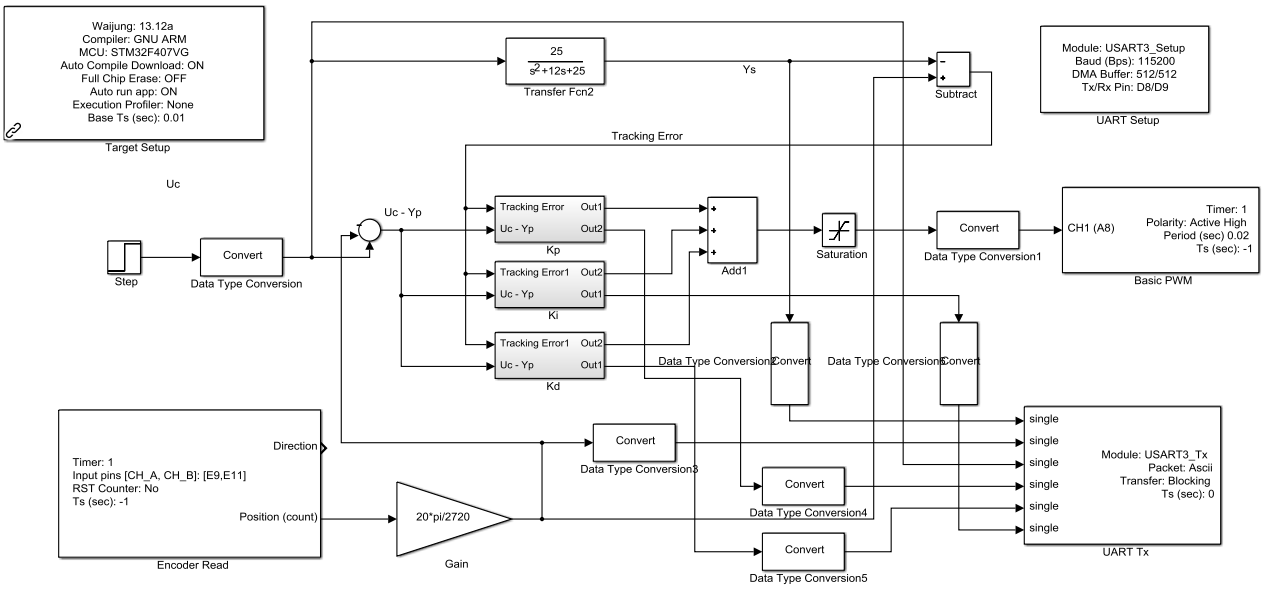
Şekil 6: K_I ayarlama mekanizması Simulink alt modeli



Şekil 7: K_D ayarlama ekanizması Simulink alt modeli

4.2. Gerçek Zamanlı Uygulama Sonuçları

Sistemin farklı referanslara karşı gerçek zamanlı yanıtları



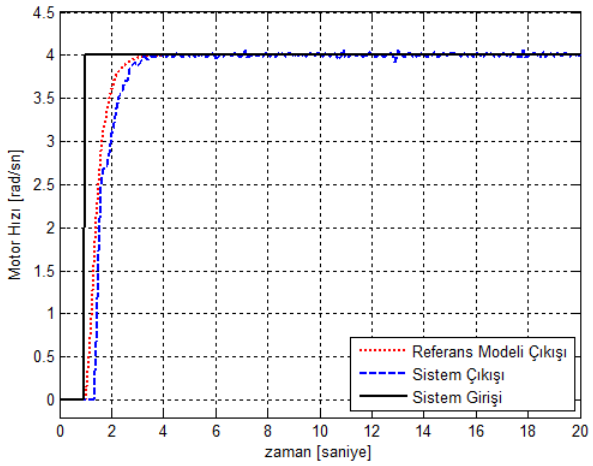
Şekil 4: MRUPIDD sisteminin STM32F4 Simulink modeli

incelenmiş ve grafikler elde edilmiştir. Farklı referans girişlerinin maksimum değeri olarak 4 rad/sn seçilmiştir. 4 rad/sn seçilmesinin nedeni deneylerde kullanılan DC motorun maksimum hız değerinin 6.5 rad/sn civarında olmasıdır.

Deneylerde, sistemin karakteristik özellikleri açısından en uygun K_P K_I ve K_D ayarlama kazançları sırasıyla 6, 6 ve 2 olarak elde edilmiş ve bu çalışmada 4 rad/sn'lik basamak fonksiyonunun giriş olarak kullanıldığı sistem yanıtı haricinde elde edilen tüm sistem yanıtlarında bu kazanç değerleri kullanılmıştır. 4 rad/sn'lik basamak fonksiyonun giriş olarak uygulandığı durumda K_P K_I ve K_D ayarlama kazançları sırasıyla 12, 12 ve 5 olarak girilmiştir. Farklı girişlere karşı alınan yanıtlar Şekil 9 ve Şekil 14 arasında gösterilmiştir.

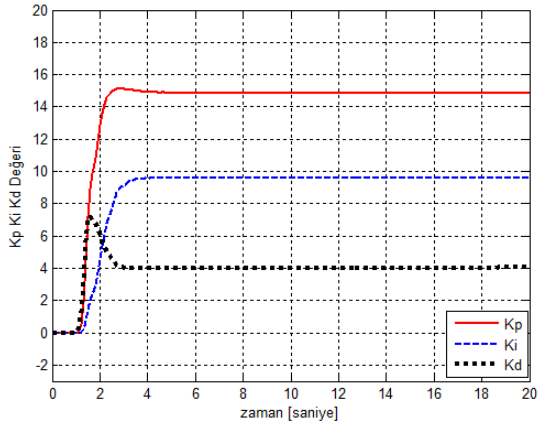
4.2.1. 4 rad/sn'lik Basamak Fonksiyonun Giriş Olarak Uygulanması

Şekil 8'de, giriş olarak verilen 4 rad/sn'lik basamak fonksiyonu ile DC motor sisteminin ve referans modelinin bu girişe verdikleri yanıtlar gösterilmektedir.



Şekil 8: Referans modelinin ve sistemin girişe verdiği yanıt

Şekil 9'da, tasarlanan denetleyiciye ait kontrol parametrelerinin zamana göre aldığı değerler verilmektedir. Kontrol parametreleri yaklaşık olarak 4 saniye sonra değişmemektedir.



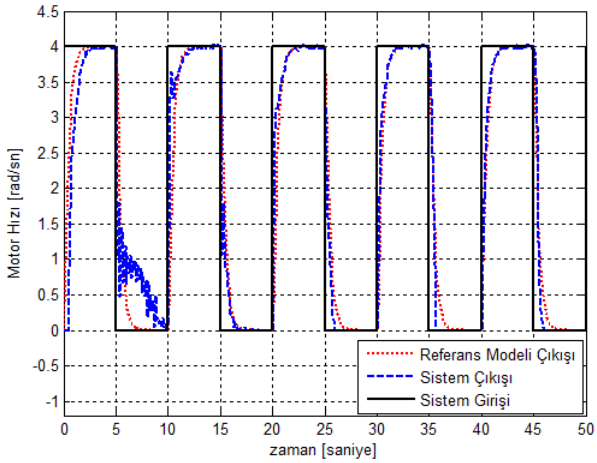
Şekil 9: K_P K_I ve K_D değerlerinin değişimi

4.2.2. Darbe Fonksiyonunun Giriş Olarak Uygulanması

Şekil 10'da, sisteme giriş olarak verilen darbe fonksiyonu ile geçici rejimde DC motor sisteminin ve referans modelinin bu girişe verdikleri yanıtlar gösterilmektedir.

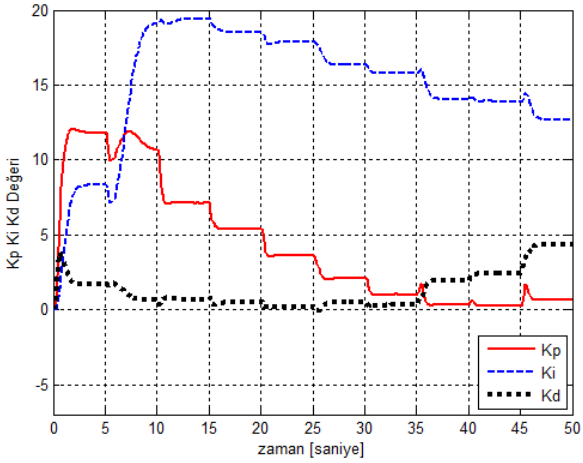
Sisteme uygulanan darbe fonksiyonunun özellikleri:

- Darbe fonksiyonu genliği: 4
- Darbe fonksiyonu periyodu: 10
- Darbe fonksiyonu genişliği: %50



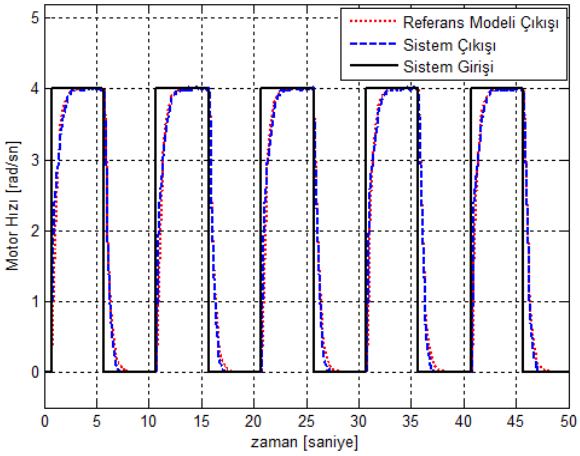
Şekil 10: Referans modelinin ve sistemin geçici rejimde girişe verdiği yanıt

Şekil 11'de, tasarlanan denetleyiciye ait kontrol parametrelerinin geçici rejimde zamana göre aldığı değerler görülmektedir.



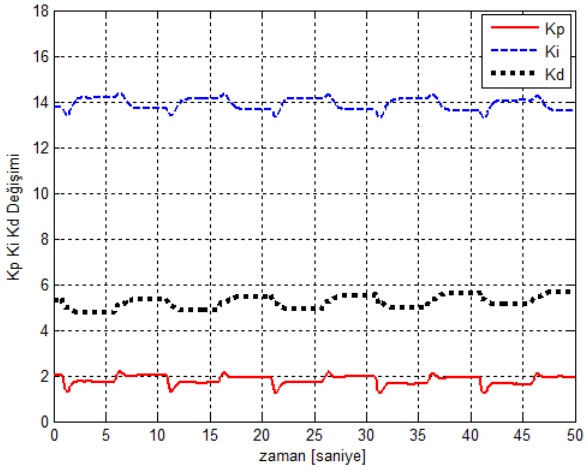
Şekil 11: Geçici rejimde K_P K_I ve K_D değerlerinin değişimi

Şekil 12'de, sisteme giriş olarak verilen darbe fonksiyonu ile geçici rejimden sonra DC motor sisteminin ve referans modelinin bu girişe verdikleri yanıtlar gösterilmektedir. Geçici rejimden sonra sistemin, arzu edilen çıkışı takip ettiği görülmektedir.



Şekil12: Referans modelinin ve sistemin geçici rejimden sonra girişe verdiği yanıt

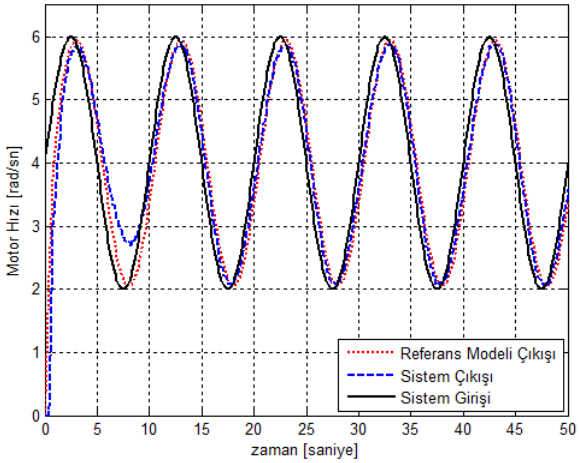
Şekil 13'te, tasarlanan denetleyiciye ait kontrol parametrelerinin geçici rejimden sonra zamana göre aldığı değerler verilmiştir.



Şekil 13: Geçici rejimden sonra K_P K_I *ve* K_D değerlerinin değişimi

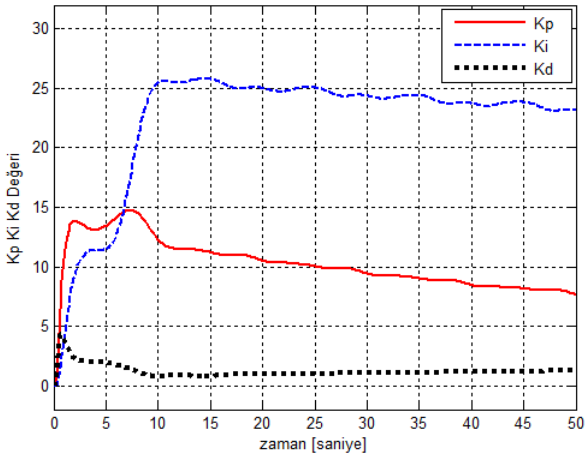
4.2.3. Sinüs Fonksiyonunun Giriş Olarak Uygulanması

Şekil 14'te, sisteme giriş olarak verilen sinüs fonksiyonu ile DC motor sisteminin ve referans modelinin bu girişe verdikleri yanıtlar gösterilmektedir.



Şekil 14: Referans modelinin ve sistemin girişe verdiği yanıt

Şekil 15'te, tasarlanan denetleyiciye ait kontrol parametrelerinin zamana göre aldığı değerler görülmektedir.



Şekil 15: K_P K_I ve K_D değerlerinin değişimi

Not : MRUPIDD, farklı parametre değerlerine sahip DC motorlar için de benzer performans sağlayacaktır.

5. Sonuçlar

Sistem parametrelerinin değişmesi, çevresel durumlar, bozucu etkiler sistem kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu gibi durumların etkili olduğu sistemlerde en uygun kontrol yöntemlerinden biri uyarlamalı kontrol tekniğidir. Bu çalışmada farklı girişlere karşı MRUPIDD tasarımı yapılarak DC motor hız denetimini incelenmiştir. İlk olarak 4 rad/sn'lik basamak fonksiyon girişi uygulanmıştır. Yapılan testlerde γ_p, γ_i, γ_D değerlerinin sırasıyla 1, 1, 0.02'den 12, 12, 5'e artması ile geçici rejim boyunca sistem çıkışı ile referans modeli arasındaki fark olan takip etme hatasının azaldığı gözlemlenmiştir. Daha sonra giriş olarak darbe fonksiyonu uygulanmış ve geçici rejim boyunca sistem yanıtında

salınımların ve aşımın olduğu, geçici rejimden sonra sistemin arzu edilen çıkışı takip ettiği gözlemlenmiştir. Son olarak genliği 2 ile 6 rad/sn arasında değişen 0.1 Hz'lik sinüs fonksiyonu giriş olarak uygulanmış ve sistemin hızlı bir şekilde geçici rejimden çıkıp arzu edilen çıkışı takip ettiği gözlemlenmiştir.

Kaynakça

[1] Jain P., Nigam M., J., "Design of a Model Reference Adaptive Controller Using Modified MIT Rule for a Second Order System", Research India Publications, ISSN 2231-1297, Volume 3, Number 4 (2013).

[2] http://en.wikipedia.org/wiki/Adaptive_control

[3] Sar S., K., Dewan L., "MRAC Based PI Controller for Speed Control od D.C. Motor Using Lab View", Department of Electrical Engineering National Institute of Technology Kurukshetra India.

[4] Ali A., Tayeb E., Mohd O., "Adaptive PID Controller for Dc Motor Speed Control", International Journal of Engineering Inventions, ISSN: 2278-7461, Volume 1, Issue 5 (September2012) PP: 26-30.

[5] http://www.ee.usyd.edu.au/tutorials_online/matlab/examples/motor/motor.html

[6] Astrom K., J., Wittenmark B., "Adaptive Control", 2nd Ed. Pearson Education Asia, 2001, pp. 185-225.

[7] http://www.pages.drexel.edu/~kws23/tutorials/MRAC/theory/theory.html

[8] Kuo B.C., "Automatic Control Systems", Prentice Hall, Inc. 1975.

B3 – Otomotiv Sistemleri ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 1. Oturum (Yıldırım Elektronik Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. İbrahim YÜKSEL (Uludağ Üniversitesi)
Y. Doç. Dr. Serkan ZEREN (Kocaeli Üniversitesi)

İçten Yanmalı Motorlarda Ardışık Çevrimlerde Oluşan Çevrimsel Farkların Azaltılması İçin Ateşleme Avansı Kontrol Sistemi Tasarımı (Bildiri No : 55)

Alirıza KALELİ (Atatürk Üniversitesi)
M.Akif CEVİZ (Atatürk Üniversitesi)
Köksal ERENTÜRK (Atatürk Üniversitesi)

8x8 Ağır Ticari Taşıtın Hidro-Pnömatik Süspansiyon Sisteminin Optimizasyonu (Bildiri No : 66)

Kahraman KÜÇÜK (Hidrokom Konya Hidrolik Mak. San. Tic. Ltd.)
Kutlu Bilge ARIKAN (Atılım Üniversitesi)
Hüseyin İMREK (Selçuk Üniversitesi)

Aşırı Doldurmalı Dizel Motorda Emme Manifoldu Basıncı Modellenmesi ve KontrolüKontrol (Bildiri No : 104)

Muharrem Uğur YAVAŞ (AVL Araştırma ve Mühendislik)
Metin GÖKAŞAN (İTÜ)

Merkezi Diferansiyel için Hız Dayanımlı, Doğrusal Matris Eşitsizlikleri Tabanlı ve Çoklu Model Geçişli Kontrolcü Tasarımı (Bildiri No : 127)

E. Teoman ÖNDER (Erzurum Teknik Üniversitesi)
S. Çağlar BAŞLAMIŞLI (Hacettepe Üniversitesi)

Tek Silindirli Buji Ateşlemeli Bir İçten Yanmalı Motorda Elektromekanik Supap Mekanizması ile Emme Supabı Açılma Zamanının Denetlenmesi (Bildiri No : 227)

Volkan AYGÜL (Kocaeli Üniversitesi)
Ahmet Necati ÖZSEZEN (Kocaeli Üniversitesi)
Ali TÜRKCAN (Kocaeli Üniversitesi)

LPG Kullanan Buji Ateşlemeli Motorlarda LPG Yakıt Sıcaklığının Kontrolü (Bildiri No:143)

Erdoğan GÜNER (Atatürk Üniversitesi)
M. Akif CEVİZ (Atatürk Üniversitesi)
Alirıza KALELİ (Atatürk Üniversitesi)
Volkan ÖNER (Atatürk Üniversitesi)
Köksal ERENTÜRK (Atatürk Üniversitesi)

İÇTEN YANMALI MOTORLARDA ARDIŞIK ÇEVRİMLERDE OLUŞAN ÇEVRİMSEL FARKLARIN AZALTILMASI İÇİN ATEŞLEME AVANSI KONTROL SİSTEMİ TASARIMI

Alirıza KALELİ[1], *M.Akif CEVİZ*[2], *Köksal ERENTÜRK*[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
arizakaleli@atauni.edu.tr

[2]Makine Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
aceviz@atauni.edu.tr

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
keren@atauni.edu.tr

Özetçe

Buji ateşlemeli içten yanmalı motorların özellikle fakir yanma koşullarında veya düşük devirlerde çalıştırılması durumunda meydana gelen çevrimsel farklar, ardışık çevrimlerden her birinde maksimum basınç değerlerinin birbirlerinden farklı olmasına neden olmaktadır. Ardışık çevrimlerde görülen bu farklılıkların sonucunda yanma meydana gelmemekte ve hidrokarbon emisyonları oldukça artmaktadır. Bunun yanı sıra bu farklılıkların rassal bir yapıya sahip olması silindir basınç verisini kullanarak kontrol uygulamalarının yapılmasını zorlaştırmaktadır. Bu çalışmanın amacı, içten yanmalı motorlarda meydana gelen çevrimsel farkları azaltmak için ardışık çevrimlerde ateşleme avansını kontrol etmektir. Bu çalışmada, sistem tanımlama teknikleri kullanılarak ateşleme avansı ile maksimum basınç noktası arasında stokastik bir model oluşturulmuştur. Bu modelle bir sonraki çevrimin maksimum basıncının tahmini gerçekleştirilmiştir. Ayrıca PI ve minimum varyans kontrolcüler tasarlanarak silindir içi maksimum basıncının, motorun o anki çalışma koşulları göz önüne alınarak izlenen referans değer etrafında basınç salınımlarını düzeltmek amacıyla test motorunun birinci silindiri üzerine uygulanmıştır. Tasarlanan kontrolcü algoritmaları LabView yazılımı ile oluşturulmuş ve alan programlanabilir kapı dizileri (FPGA) şasisi üzerinden gerçek zamanlı olarak koşturulmuştur. Ayrıca deneysel olarak elde edilen sonuçlar karşılaştırılarak analiz edilmiştir.

1. Giriş

Günümüzde taşımacılık sektörünün neredeyse tamamında içten yanmalı motorlar kullanılmaktadır. Bu enerji dönüşüm sistemlerinde, yaklaşık olarak %98 oranında enerji kaynağı olarak fosil kökenli yakıtlar kullanılmakta ve bu yakıtların tüketim hızı giderek artmaktadır. Bu durum, kaynakları sınırlı olan fosil kökenli yakıtların etkin olarak kullanılmasını gerektirmektedir. Ayrıca, içten yanmalı motorlar günümüz çevresel sorunlarının yaşanmasında büyük pay sahibidirler. Dolayısıyla, bu enerji dönüşüm sistemlerinde tüketilen yakıtın ve yayılan zararlı egzoz gazlarının çok az miktarda dahi olsa azaltılması çok önemli sonuçlar doğurmaktadır.

Sözü edilen bu zorunluluklar otomotiv üreticilerini ileri motor kontrol sistemleri geliştirmesi yönünde zorlamıştır. Geleneksel motor denetim sistemlerinde motorun çalışma durumunu gösteren birçok sensör yer almaktadır. Bu sensörlerden gelen verilere ve laboratuvar koşullarında yapılan haritalandırma yöntemine göre kullanılan denetim mekanizması motor parametrelerini en iyi olacak şekilde ayarlamaktadır. Fakat kullanılan bu denetim mekanizması açık döngü bir sistem olduğundan motorda belirli bir zaman sonra meydana gelen eskime ve çevresel koşullardan dolayı egzoz emisyonlarındaki bozulmaların ve motor performansında görülen azalmanın üstesinden gelememektedir. Bu nedenle, motor denetim mekanizmasının sürekli değişim gösteren çevresel faktörlere adaptasyonunu sağlamak için silindir içi yanma bilgisine ihtiyaç duyulmakta ve motor parametreleri için kapalı döngü kontrol sistemleri daha avantajlı görülmektedir.

Bilindiği gibi dört zamanlı bir içten yanmalı motorda emme, sıkıştırma, yanma ve egzoz zamanları bir çevrimi oluşturmaktadır. Motor çalıştığı sürece bu zamanlar birbirini takip eder, fakat motor çalışma şartlarına bağlı olarak her bir çevrim özellikle yanma zamanında bir sonraki çevrimle aynı olmayıp farklılıklar gösterir. Piezo-elektrik basınç çeviricileri adı verilen sensörler yardımıyla elde edilen silindir içi basınç eğrilerinin krank mili açı değerine karşılık değişimleri incelendiğinde ardışık çevrimlerden her birinin diğerinden, aynı motor çalışma koşullarında olsa dahi farklı olduğu gözlemlenmektedir. Çevrimsel farklar adı verilen bu olay, buji ateşlemeli içten yanmalı motorların tasarımında en büyük problemlerinden biridir. Bu konu üzerine yapılan araştırmalar çevrimsel farkların yok edilmesiyle, aynı yakıt tüketimi ile

motorda %10 daha fazla çıkış gücü elde edilebileceğini göstermiştir [1].

Özellikle motorun fakir yanma koşullarında veya düşük devir sayılarında çalıştırıldığı durumlarda ortaya çıkan çevrimsel farklar, motor performansı, yakıt verimliliği ve hidrokarbon emisyonları üzerinde olumsuz bir etkiye sahiptir. Her bir çevrimin diğerinden bağımsız, rastgele olaylar olduğundan ve birbirini izleyen çevrimler arasında bir ilişki bulunmamasından dolayı çevrimsel farklar, stokastik bir yapı olarak incelenmiştir [2, 3].

Çevrimsel farkların belirsiz bir yapıya sahip olmasının nedenlerinden birisi de önceki çevrimlerden kalan ve ölçülemeyen artık gazlardır. [4, 5].

Matekunas ve Heywood'a göre çevrimsel farklar, maksimum silindir basıncı, maksimum silindir basıncının oluştuğu krank açısı, maksimum basınç artış hızı, maksimum basınç artış hızının görüldüğü krank mili açısı parametreleri kullanılarak izlenebilmektedir [6, 7].

Çevrimsel farklar bir başka açıdan incelendiğinde, bu farklılıkların artması sistem üzerinde doğrusal olmayan durumların oluşmasına neden olmaktadır. Bu durum kontrol sistemlerinin tasarlanmasını zorlaştırmakta ve performanslarını azaltmaktadır. Genellikle motor uygulamalarında kontrol yönteminin seçilmesinde sistemdeki doğrusal olmayan etkilere adapte olması önemli bir faktör olmaktadır.

Günümüzde araçlar üzerinde kullanılan elektronik sistemlerin geliştirilmesi, araç üreticileri için önemli bir nokta oluşturmaktadır. Özellikle özgün elektronik kontrol sisteminin konfigürasyonu için yapılması düşünülen test ve doğrulama çalışmaları oldukça maliyetli olabilmektedir. Bu amaçla, araç kontrol sistemlerinde model tabanlı tasarım gittikçe önemini artırmaktadır.

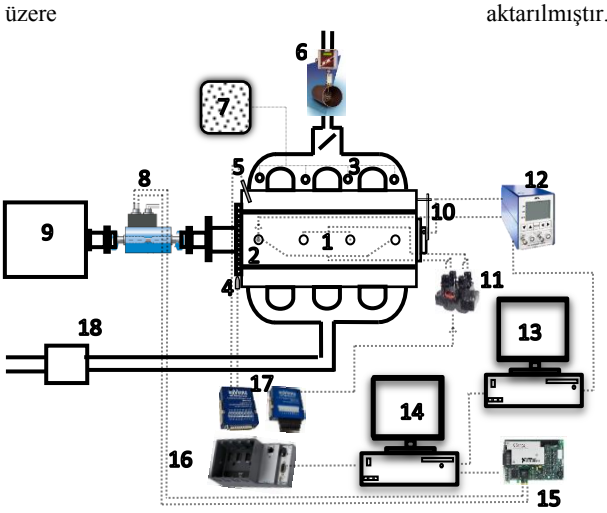
Bu amaçla, çalışmada sistem tanımlama teknikleri kullanılarak ateşleme zamanı ile maksimum basınç noktası parametreleri arasında stokastik bir model oluşturulmuştur. Oluşturulan bu model, son yıllarda gerçek zamanlı uygulamaların gerçekleştirilmesinde kullanımı artan ve paralel işlem yapabilme kapasitesine sahip olmaları nedeniyle FPGA (Alan Programlanabilir Kapı dizileri) tümleşik devresinin içinde bulunduğu modül üzerinden gerçek zamanlı olarak koşturulmuş ve ateşleme zamanı oransal integral (PI) , minimum varyans kontrolcüleri tasarlanarak çevrimden çevrime ayarlanmıştır. Bu sayede, çevrimsel farklar azaltılmaya çalışılmıştır.

2. Deney Test Düzeneği

Bu çalışma kapsamında yapılan deneylerde fren (dinamometre) tezgâhına yerleştirilen, 4-stroklu, su soğutmalı, yakıt püskürtmeli, buji ateşlemeli Ford MVH418 tipi motor kullanılmıştır. Deney düzeneğinin genel görünümü ve ilgili ekipmanlar şekil 2.1'de gösterilmiştir.

Deneylerde, motorun basınç-hacim değişiminin ve ateşleme zamanının gözlenmesi için AVL GH13Z-31 model basınç sensörü ve silindir içi basınç ölçümlerinin krank mili açısı ve silindir hacmi parametrelerine göre konumlandırılması amacıyla AVL 365C Encoder Set kullanılmıştır.

Motor test düzeneği üzerinde bulunan sensör ve cihazlar ile bağlantı National Instrument firması tarafından üretilen PCIe-6363 modeli veri toplama (Data Acquisition) kartı kullanılarak bilgisayar ortamına istenildiğinde kaydedilmek üzere aktarılmıştır.



Şekil 1.1: Deney test düzeneğinin şematik görüntüsü

1.	Motor	10.	Krank enkoder seti
2.	Bujiler	11.	Ateşleme Bobini
3.	Yakıt Enjektörleri	12.	Basınç Amplifikatörü
		13.	Bilgisayar I
4.	Krank Mili Sensörü	14.	Bilgisayar II
5.	Kam Mili Sensörü	15.	Veri toplama kartı
6.	Hava Debi Sensörü	16.	Compact Rio FPGA Şasi
7.	Yakıt Deposu	17.	Ateşleme Sürücü ve Analog Giriş Modülü
8.	Tork Sensörü		
9.	Hidrolik Dinamometre	18.	Susturucu

2.1. Ateşleme Avansı ve Maksimum Silindir Basıncı

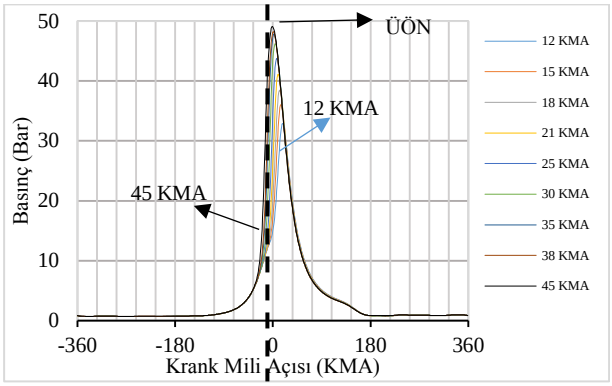
İçten yanmalı motorlarda, yanma olayı maksimum gücün elde edilebilmesi için pistonun üst ölü noktaya gelmeden önce gerçekleşmelidir. Yanma motor çalışma prensibi gereğince sıkıştırma zamanının sonunda başlar ve genişleme zamanına kadar devam eden bir süreçtir. Bu iki süreç arasında ise maksimum silindir basıncı meydana gelmektedir [6].

Ateşleme zamanının krank mili açı değerine göre yeri çok önemlidir. Eğer ateşleme zamanı çok geciktirilirse (Ateşleme noktası üst ölü noktaya yaklaştıkça) sıkıştırma zamanı boyunca piston tarafından yapılan işin düşmesine rağmen çevrim boyunca tüm basınç değerleri azalacağından genişleme zamanı süresince piston üzerine yapılan işte de azalma meydana gelecektir. Bundan başka genişleme zamanının sonunda egzoz supabı açılmadan önce yanmanın tamamlanmama riski olacaktır. Buna karşılık, ateşleme avansının krank mili açı değerine göre çok erkene alınması durumunda ise (Ateşleme noktası üst ölü noktadan uzaklaştıkça) sıkıştırma zamanından önce silindir içi basıncı çok artacak ve bu durum gücün düşmesine neden olacaktır. Böylece, sıkıştırma zamanı boyunca yapılan işteki artış genişleme zamanında piston üzerine yapılan işteki artıştan daha fazla olacaktır. Aynı zamanda, erken ateşleme maksimum basınç ve sıcaklık değerinin artışına neden olarak vuruntu riskini ortaya çıkaracaktır [8].

Optimum ateşleme zamanı fren torkunun maksimum olduğu noktadır. Bu nokta, literatürde maksimum fren torku veya zamanlaması olarak isimlendirilmektedir. Bundan dolayı, optimum ateşleme zamanı alev gelişimine ve alevin ilerleme hızıyla bağlantılıdır. Bu bağlantı, aynı zamanda motor tasarımı, çalışma koşulları, yakıtın özelliği ve yanmış gaz

karışım oranıyla da ilişkilidir. Ayrıca maksimum fren tork zamanlaması motor hızıyla da ilişkili olup hızda meydana gelen artış yanmanın oluşması için geçen süreyi tamamlaması için optimum ateşleme zamanı, krank mili açısına göre daha erkene alınmalıdır. Bu durum avansın artacağı anlamına gelmektedir. Motor yükü ise optimum ateşleme noktasını belirlemede diğer etkin faktördür. Yükün artması durumunda emme manifold basıncı düşecektir. Bu durumda ise ateşleme noktasının optimum değeri motor performansını artırmak için üst ölü noktasına doğru yaklaşacaktır [6].

Şekil 2.2'de ateşleme zamanı ile maksimum silindir basıncı arasındaki ilişkiyi göstermek üzere krank mili açı derecesine göre sırasıyla ÜÖN'dan 12 dereceden başlanarak, 45 dereceye kadar ateşleme avans değeri artırılmış ve her bir avans değeri için 1000 adet basınç çevrimi kaydedilip ortalaması alınmıştır.



Şekil 2.2: Farklı ateşleme avanslarının maksimum basınç üzerine etkisi

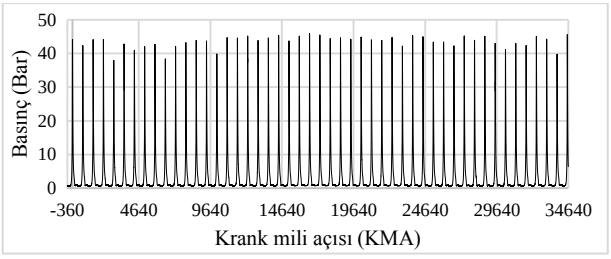
Şekil 2.2 incelendiğinde ateşleme avansı arttıkça maksimum basınç değeri de artmakta ve üst ölü noktasına yaklaşmaktadır. Bunun tersine avans azaldıkça maksimum basınç değeri düşmekte ve bu basıncın oluştuğu krank mili açı değeri ise üst ölü noktadan uzaklaşmaktadır.

3. Modelleme ve Kontrol

Bu bölümde deney motoru üzerinden alınan verilere dayalı modelin oluşturulma süreci sunulmuştur. Model tabanlı kontrol yönteminin ilk aşaması denetlenmesi istenen sistemin matematiksel modelinin elde edilmesidir.

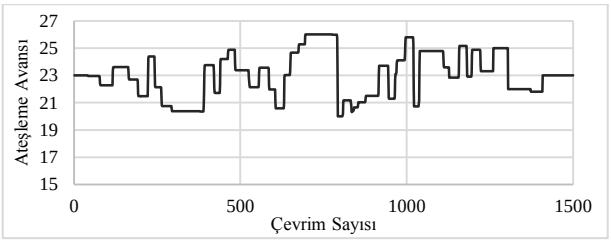
Çevrimsel farkların motorun düşük devir sayılarında veya fakir çalışma koşullarında artmasından dolayı deneylerde kullanılan motor ortalama 1640 (+/-40) devir/dakika hızda ve 75 (+/-3) Nm tork ile çalıştırılmıştır. Sistemin modelleme aşamasına geçmeden önce gaz kelebek açıklık oranı, yağ ve motor suyu sıcaklığı gibi diğer motor parametreleri izlenerek motor kararlı hale gelinceye kadar beklenmiştir. Deneylerin mümkün olduğunca aynı şartlarda gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Ayrıca, deneyler dört silindirli motor üzerinde gerçekleştirilmesine rağmen sadece birinci silindir üzerinden veri alınmıştır ve tasarlanan kontrol sistemi bu silindir üzerine uygulanmıştır. Diğer silindirlerin ateşleme zamanı kontrolü motorun kontrol ünitesi tarafından gerçekleştirilmiştir.

Bu durumda silindir içinde meydana gelen 50 çevrim için basınç eğrilerinin krank mili açısına karşılık grafiği şekil 3.1'de gösterilmiştir.

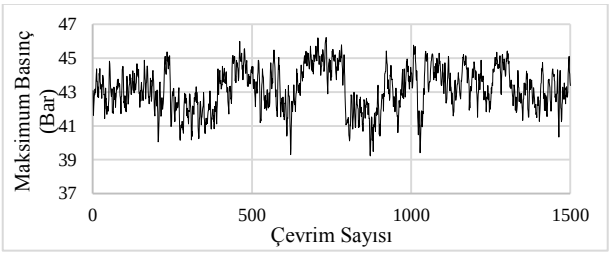


Şekil 3.1. Silindir içi P-α grafiği

Sistem tanımlama tekniklerinin kullanıldığı modelleme aşamasına ilk olarak kontrol edilecek sistemin giriş ve çıkış verileri toplanmaktadır. Bu çalışmada, sisteme uyarıcı sinyal olarak rasgele genlik ve genişliğe sahip ateşleme avansı verilmiş ve motor üzerinden silindir içi maksimum basınç verileri çıkış olarak alınmıştır. Şekil 3.2'de motor üzerinden alınan 1500 çevrime ait ateşleme ve şekil 3.3'de ise maksimum silindir basınç grafikleri gösterilmiştir.

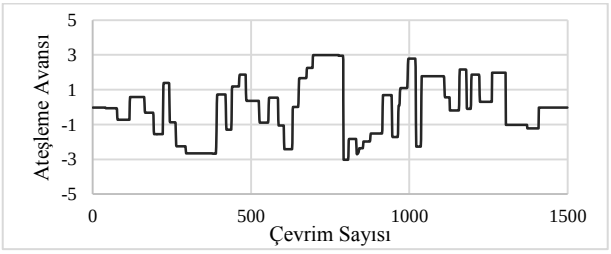


Şekil 3.2: 1500 motor çevrimi için ateşleme avansı

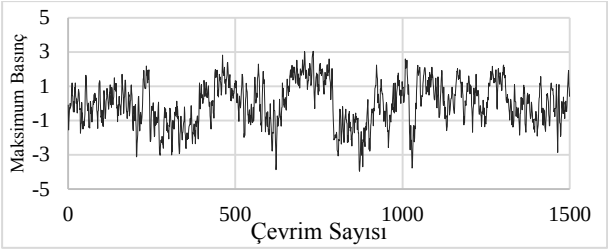


Şekil 3.3: 1500 motor çevrimi için silindir içi maksimum basıncı

Bu aşamadan sonra sistem giriş ve çıkış verilerinin ortalama bileşenlerinden temizlenmesi gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.2 ve şekil 3.3 ile verilen sistemin giriş çıkış verilerinin ortalama bileşenlerinden temizlenmesi ile şekil 4.5 ve şekil 4.6 ile gösterilen grafikler elde edilmiştir.



Şekil 3.4: Ortalama bileşenlerinden temizlenmiş ateşleme zamanı verileri



Şekil 3.5: Ortalama bileşenlerinden temizlenmiş maksimum basınç verileri

Modelleme aşamasına geçmeden önce sisteme ait giriş ve çıkış verileri modelleme ve doğrulama verileri olarak iki kısma ayrılmıştır. Model oluşturma için ilk 600 veri göz önüne alınmıştır. Bu, verilerin %40'na karşılık gelmektedir. Doğrulama için ise verilerin %60'ı, yani 900 veri kullanılmıştır.

Kestirilen model mertebesi seçilirken dikkatli olunması gerekmektedir. Sistem modeli oluşturulurken bir sonraki çevrimde meydana gelecek olan maksimum basınç değerinin tahmin edilmesi dikkate alındığından eşitlik (1a) içerisinde yer alan gecikmesi $n_k = 1$ olarak alınmıştır. Bundan başka hem süreci daha iyi tanımlama hem de model mertebesini daha fazla artırmamak için yine eşitlik (1)'deki ifadede $A(z^{-1})$'in derecesi 2 olarak seçilmiştir. Ayrıca model parametreleri hesaplanırken en küçük kareler yöntemi kullanılmıştır. Böylece hesaplamaların sonunda eşitlik (1b) ile ifade edilen ARMAX modeli elde edilmiştir.

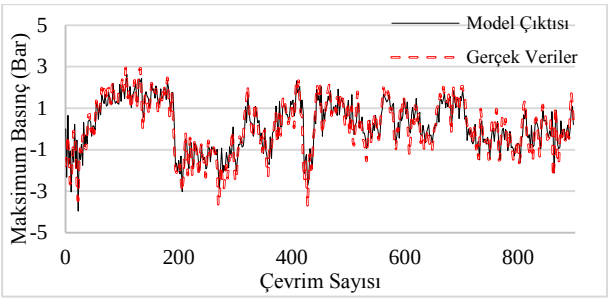
$$A(z^{-1})y(t) = q^{-n_k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) = B(z^{-1})\,u(n-k) + C(z^{-1})e(t) \quad (1a)$$

$$(1 - 0{,}479161z^{-1} + 0{,}11213z^{-2})P_{max}(k) = 0{,}363534\,AA(k-1) + (1 + 0{,}59883z^{-1} - 0{,}312403z^{-2})e(k) \quad (1b)$$

Bu ifadede P_{max}, maksimum basıncı; AA ise ateşleme avansını göstermektedir. Ayrıca, bu eşitlik içerisinde yer alan polinomlar eşitlik (2)'de ifade edilmiştir.

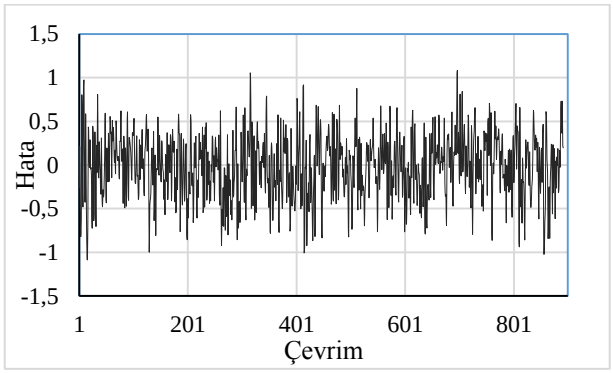
$$A(z^{-1}) = (1 - 0{,}479161z^{-1} + 0{,}11213z^{-2})$$
$$B(z^{-1}) = 0{,}363534$$
$$C(z^{-1}) = (1 + 0{,}59883z^{-1} - 0{,}312403z^{-2}) \quad (2)$$

Bundan başka kestirilen modelin çıktısı ile gerçek verilerin doğrulama testi yapabilmek için ayrılan ikinci %60'lık veri karşılaştırılmaktadır. Şekil 3.6'da gerçek veriler ile modelden alınan verileri karşılaştıran grafik sunulmuştur.



Şekil 3.6: Gerçek veriler ile model çıktısının karşılaştırılması

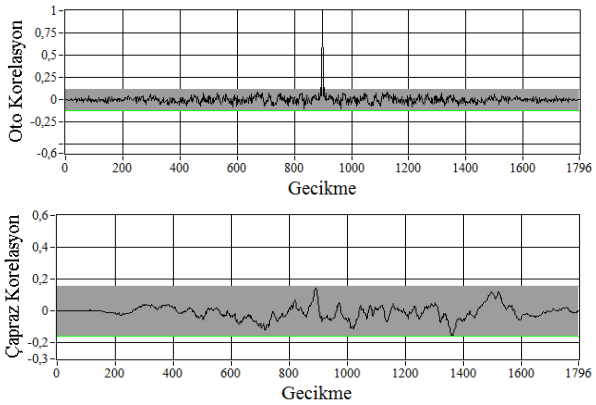
Ayrıca, model ile gerçek veriler arasındaki hata grafiği şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7: Model ile gerçek veriler arasındaki hata grafiği

Şekil 3.6 ve şekil 3.7'den görüleceği üzere elde edilen ARMAX modelinin gerçek verileri tahmin etmede başarılı olduğu söylenebilir.

Doğrulama testinin ikinci kısmında ise artık analizi gerçekleştirilmiştir. Artık analiz testi tahmin hatasının uyarıcı giriş sinyali ile ilişki olup olmadığını test etmektedir. Bunun için oto korelasyon ve çapraz korelasyon testi uygulanmaktadır. Şekil 4.10'da oto korelasyon ve çapraz korelasyon grafikleri verilmiştir.

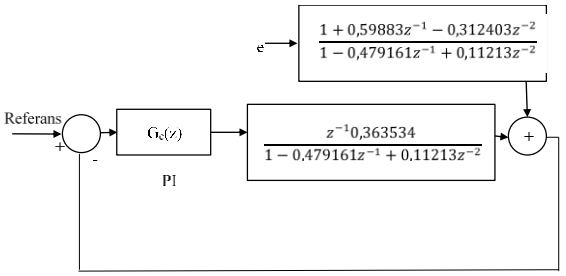


Şekil 3.8: Oto korelasyon ve çapraz korelasyon grafikleri

Şekil 3.8'den görüleceği üzere hem oto korelasyon ve hem de çapraz korelasyon değerlerinin güven aralığı içerisinde oldukları görülmektedir. Bu grafiklerden modelin sistemi hassas bir şekilde tanımladığı sonucuna varılmaktadır [9].

3.1. Kontrolcü Tasarımları

Bu çalışma için iki farklı kontrolcü tasarımı yapılarak sonuçlar analiz edilmiştir. Silindir içi maksimum basıncın kontrolü için tasarlanan PI kontrolcüye ait blok diyagram şekil 3.9'da gösterilmiştir.

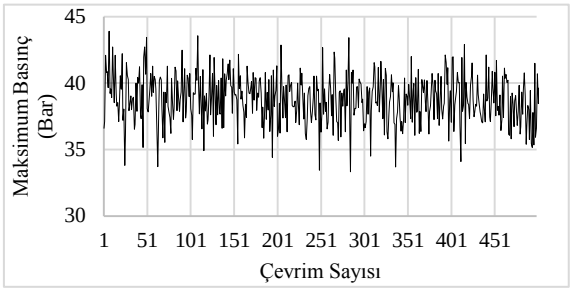


Şekil 3.9: PI kontrolcü blok diyagramı

Kontrolcü sisteminin benzetim çalışmaları Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. PI kontrolcüsüne ait parametreler, Ziegler-Nichols deneysel parametre ayarlama yöntemiyle ayarlanarak transfer fonksiyonu elde edilmiş ve tasarlanan kontrolcü deney test düzeneğinde gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır. Eşitlik (3)'de PI kontrolcüsüne ait transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$G_c(z) = \frac{0{,}3959z+0{,}3038}{z-1} \quad (3)$$

Eşitlik (3) ile ifade edilen kontrolcüye ait transfer fonksiyonu sistem üzerine uygulandığında 500 adet çevrimin maksimum basınç değişimi şekil 3.10 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.10: PI kontrolcü uygulandığı durumda maksimum basınç değerlerinin değişimi

Çalışma kapsamında tasarlanan ikinci kontrol yöntemi olarak sistem çıkışındaki varyans oranını azaltması üzere minimum varyans kontrolcü seçilmiştir. Öncelikle, eşitlik (4) ile ifade edilen fonksiyonun minimize edilmesi gerekmektedir. Bunun için sistemi tanımlayan denklemin stokastik kısmının diophantine eşitliği kullanılarak ayrıştırılması eşitlik (5) kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

$$J = E\{y^2(t+k)\} = E\left\{\left(\frac{FBu(t)+Gy(t)}{C}\right)^2\right\} + E\{Fe(t+k)^2\} \quad (4)$$

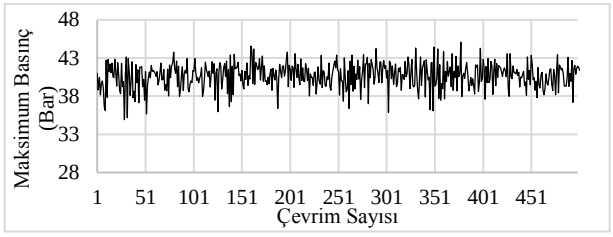
$$\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} = F(z^{-1}) + q^{-d}G(z^{-1})$$
$$(1+0{,}59883z^{-1}-0{,}312403z^{-2}) = (1-0{,}479161z^{-1}+0{,}11213z^{-2})*1 + z^{-1}(g_0+z^{-1}g_1) \quad (5)$$

Eşitlik (5) ile ifade edilen denklemde "*G*" ve "*F*" polinomlarının derecelerini belirlenirken $n_g = (n_a - 1)$ ve $n_f = (d-1)$ bağıntıları kullanılmıştır. Eşitlik (5) ile ifade edilen denklemin çözümü yapıldığında ise; $g_0 = 1{,}077$ ve $g_1 = -0{,}433$ değerleri bulunacaktır.

"G" polinomunun terimlerinin bulunmasının ardından eşitlik (6) ile minimum varyans kontrolcüye ait transfer fonksiyonu elde edilmektedir.

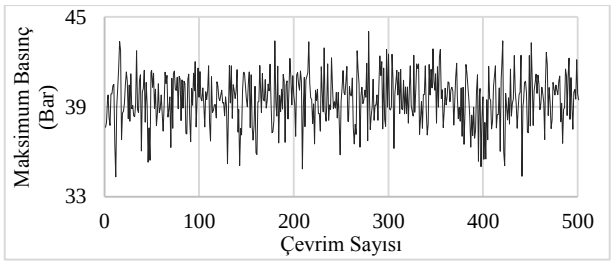
$$u(t) = -{}^{G}/_{FB}\, y(t)$$
$$u(t) = -\frac{1{,}077-0{,}433z^{-1}}{0{,}363} y(t) \quad (6)$$

Buna göre minimum varyans kontrolcü uygulandığı durumda maksimum basınç değişim grafiği şekil 3.11'te gösterilmiştir.

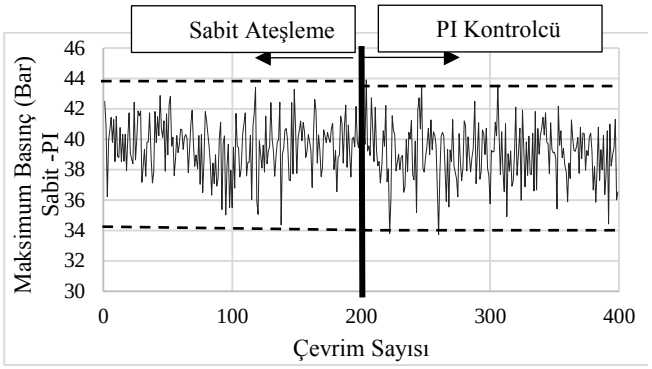


*Şekil 3.11:*MV kontrolcü uygulandığı durumda maksimum basınç değerlerinin değişimi

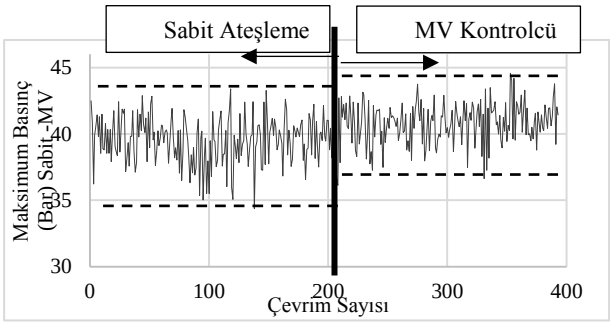
Bundan başka 22° (KMA) krank mili açısında sabit ateşleme noktasına karşılık gelen silindir içi maksimum basınç değişim grafiği şekil 3.12'de verilmiştir. Çalışma kapsamında tasarlanan kontrolcülerin uygulandığı durumdaki maksimum silindir basıncının referans değer etrafındaki salınımları ile sabit ateşleme ile elde edilen maksimum basınç değerlerinin salınımlarının birlikte izlenmesi amacıyla sırasıyla PI ve MV kontrolcüler ayrı ayrı şekil 3.13 ve şekil 3.14'te sabit ateşlemeyle elde edilen veriler ile karşılaştırılmıştır.



Şekil 3.12: Sabit ateşleme avansına karşılık maksimum basınç değişimi



Şekil 3.13: Sabit ateşleme avansına karşılık maksimum basınç değişimi



Şekil 3.14: Sabit ateşleme avansına karşılık maksimum basınç değişimi

Şekil 3.14'de uygulanan kontrolcülerden MV kontrolcüsü sistemin çıkışı olan maksimum silindir içi basıncının referans değer etrafındaki salınımları oldukça azalttığı görülmektedir. PI kontrolcüsünde ise istenilen referans değerin izlenmesi sağlanmış hatta sabit ateşleme durumunda meydana gelen eğilimsel bileşenleri gidermesi bakımından iyi sonuç göstermiştir (Şekil 3.13). Fakat maksimum basınçtaki salınımları azaltma konusunda performansı MV kontrolcüsüne göre az olmaktadır.

Sabit ateşleme, MV ve PI kontrolcüleri uygulandığı durumlarda elde edilen maksimum silindir basınç verilerinin kovaryans değerleri sırasıyla 3.18 (Sabit) -3.100 (PI) – 2.42 (MV) olarak belirlenmiştir. MV ve PI kontrolcülerinin sabit ateşleme yapıldığı durumdaki maksimum basıncın kovaryansına göre iyileşme oranları yüzdelik olarak sırasıyla %2,78 - %23,88 olacak şekilde hesaplanmıştır. Bu oranlar, çevrimden çevrime oluşan farklılıkların azaldığının göstergelerinden biridir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada içten yanmalı motorların tasarımında ve performanslarında büyük problem teşkil eden çevrimsel farklar ve bu farklılıkların azaltılması konusu araştırılmıştır. Yapılan literatür araştırmalarında özellikle benzinli motorlarda fakir veya düşük devir sayılarında çalıştırılması durumunda ortaya çıkan çevrimsel farklılıkları azaltma konusunda farklı tekniklerle karşılaşılmıştır. Bu teknikleri sınıflandırmak gerekirse, birincisi yakıt içerisine hidrojen, alkol gibi farklı özelliklere sahip kimyasal maddelerin karıştırılması ve ikinci olarak ise motora ait çalışma parametrelerinin değiştirilmesiyle çevrimsel farkları azaltma yöntemi olarak sayılabilmektedir.

Bu amaçla, sistem tanımlama teknikleri kullanılarak ateşleme avansı ile maksimum basınç noktası parametreleri arasında stokastik bir model oluşturulmuştur. Oluşturulan bu model, Alan Programlanabilir Kapı Dizileri (FPGA) şasisi üzerinden gerçek zamanlı olarak koşturulmuş ve ateşleme zamanı çevrimden çevrime oransal integral (PI) , minimum varyans kontrolcüleri kullanılarak ayarlanmış ve silimdir içi maksimum verileri kaydedilerek analizi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre ateşleme zamanın bu rassal değişimlerin üzerinde oldukça fazla etkisinin olduğu ve bu sayede çevrimsel farkların azaldığı deneysel olarak kanıtlanmıştır.

Kaynakça

[1] N. Ozdor, D. M. ve E. Sher, "Cyclic Variability in Spark Ignition Engines a Literature Survey," *SAE Technical Paper*, no. 940987, 1994.

[2] C. Daw, C. Finney ve J. K. M. Green, "A Simple Model for Cyclic Variations in a Spark-Ignition Engine," *SAE Technical Paper*, no. 962086, 1996.

[3] K. Ishii, T. Sasaki, Y. Urata, K. Yoshida ve T. Ohno, "Investigation of Cyclic Variation of IMEP Under Lean Burn Operation in Spark Ignition Engine," *SAE Technical Paper*, no. 972830, 1997.

[4] H. Cho, K. Lee, J. Lee, Y. Jaisuk ve K. Min, "Measurements and Modeling of Residual Gas Fraction in SI Engines," *SAE Technical Paper*, no. 2001-01-1910, 2001.

[5] P. Giansetti, C. Perrier, P. Higelin, Y. Chamaillard ve S. Couet, "A Model for Residual Gas Fraction Prediction in Spark Ignition Engines," *SAE Technical Paper*, no. 2002-01-1735, 2002.

[6] J. Heywood, *Internal Combustion Engine Fundamentals*, MCGraw-Hill Book Co., 1988.

[7] F. Matekunas, "Modes and Measures of Cyclic Combustion Variability," *SAE Technical Paper*, no. 830337, 1983.

[8] C. Stone, A. Brown ve P. Beckwith, "Cycle-to-cycle Variations in Spark Ignition Engine Combustion–Part II: Modeling of Flame Displacement as a Cause of Cycle-to-cycle Variations," *SAE Technical Paper*, no. 960613, 1996.

[9] L. Ljung, *System Identification Theory for User*, New Jersey: Prentice Hall Inc, 1999.

8x8 AĞIR TİCARİ TAŞITIN HİDRO-PNÖMATİK SÜSPANSİYON SİSTEMİNİN OPTİMİZASYONU

Kahraman Küçük[1], *Kutluk Bilge Arıkan*[2], *Hüseyin İmrek*[3]

[1]Hidrokon Konya Hidrolik Mak. San. Tic. Ltd. Şti. Konya
kahraman@hidrokon.com

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi, Ankara
kbarikan@ atilim.edu.tr

[3]Makine Mühendisliği Bölümü
Selçuk Üniversitesi, Konya
himrek@selcuk.edu.tr

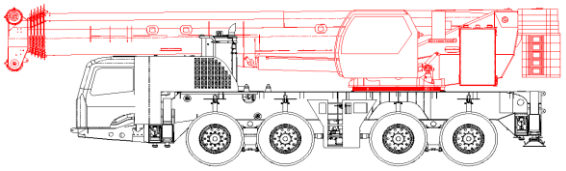
Özetçe

Bu çalışmada, 8x8 sürüş yeteneği olan, teleskobik vinç taşıyıcısı ağır ticari vasıtanın sürüş konforunun artırılması için gerçekleştirilen optimizasyon çalışması aktarılmıştır. Çoğunlukla arazi koşullarında çalışan araçlarda, ağır ticari vasıtalarda ve askeri araçlarda kullanılan hidro-pnömatik (HP) süspansiyonun yay ve sönümleyici etkileri ayrı ayrı modellenmiş, taşıt üzerindeki etkileri 1/8 taşıt modeli ve çoklu gövde dinamiği esaslarına göre MSC ADAMS/Car modeli üzerinde incelenmiştir. Süspansiyon sisteminin, 1/8 taşıt modeli kullanılarak, farklı hedef fonksiyonlarına göre, optimizasyonu gerçekleştirilmiştir ve MSC ADAMS/Car modeli üzerinde sınanmış, mevcut tasarıma göre iyileştirmeler olduğu gözlenmiştir.

1. Giriş

Bu bildiriye konu olan sistem, Türkiye'de ilk kez üretilen 8x8 çekişli, özel dümenleme sistemine ve HP süspansiyonlara sahip 48 ton ağırlığında mobil bir vinçtir. Bu bildiride, TÜBİTAK tarafından desteklenen 3110764No.'lu proje kapsamında üretilen bu taşıtın süspansiyon sisteminin optimizasyonu üzerine yapılan çalışmalar aktarılmıştır.

HP süspansiyon (HPS) sistemi, hidrolik silindirler, akümülatörler ve hidrolik valflerden oluşmaktadır [1-6]. Klasik süspansiyon sitemlerindeki damper ve yay etkileri, HP süspansiyon sisteminde, sırasıyla hidrolik silindir ve akümülatör tarafından sağlanmaktadır. HPS sistemi, geleneksel yay ve damperden oluşan süspansiyonlarla karşılaştırıldığında farklı yüklerde yüksek konfor sağlaması ve platform denetimi gibi önemli avantajlara sahiptir. Ancak yüksek maliyeti dezavantaj olarak görülmektedir [1].



Şekil 1: 8x8 Ağır ticari taşıtın genel görünümü

Şekil 1'de sunulduğu üzere, bu bildiriye konu olan taşıt sekiz adet HPS sistemine sahiptir. 1/8 taşıt modeli ve MSC ADAMS/Car yazılımı ile tüm taşıt çoklu gövde modeli üzerinde HPS dinamiği uygulanmıştır. Çeyrek taşıt modellerinde olduğu üzere [10-12], kurulan 1/8 taşıt modelinde de tek bir HPS sistemi modellenmiş olup optimizasyon çalışması bu taşıt modeli üzerinden gerçekleştirilmiştir. Yoldan gelen bozucu girdi olarak modellerin verdiği tepkiler incelenmiştir. Literatürde kullanılan farklı hedef fonksiyonları irdelenmiştir. 1/8 taşıt modeli, üzerinde optimizasyon uygulamalarının ve denetim sistemi tasarımlarının kolaylıkla yapıldığı bir matematiksel modeldir. Bu yapı üzerinde tasarlanan denetimciler veya optimizasyon algoritmaları sonucu tasarlanan süspansiyon bileşenleri, çoklu gövde dinamiği esaslarına göre kurulan ve daha detaylı ve karmaşık modeller üzerinde sınanmaktadır. Bu modeller üzerinde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları, gerçek araç üzerindeki uygulamalar öncesinde sistemi ve performansını sınama ve doğrulama imkanı vermektedir. Proje kapsamında gerçekleştirilen optimizasyon çalışmalarında da bu yaklaşım uygulanmıştır. Bu sebeple proje konusu taşıtın Adams/Car modeli de kurulmuştur.

HPS modelinde, literatür taraması ışığında, sistemin fiziğini daha iyi yorumlayabilmek adına enerji depolama

ve enerji sönümleme (yay ve damper etkileri) sebebiyle oluşan kuvvetler ayrı ayrı modellenmiş ve toplam etkileri elde edilmiştir [2].

Literatürde HPS sistemlerine dair farklı optimizasyon çalışmaları mevcuttur [3-5]. Süspansiyon sistemlerini konu alan optimizasyon çalışmalarında genellikle sürüş konforu ve aracın yol tutuşu göz önünde bulundurulmuştur [3]. Hedef fonksiyonu genellikle ISO 2631'e [13] uygun olarak tanımlanmıştır. Fakat farklı hedef fonksiyonlarının da kullanıldığı çalışmalar mevcuttur [4-6]. Bu çalışmada optimizasyon algoritması olarak genetik algoritma kullanılmıştır. Literatürde farklı algoritmaların kullanıldığı süspansiyon optimizasyonları mevcuttur [7-8].

Bildirinin devamında sırasıyla şu başlıklara yer verilmiştir: İkinci bölümde 1/8 taşıt modeline uygulanan HPS sisteminin matematiksel modeli aktarılmıştır, üçüncü bölüm MSC ADAMS/Car modelini, dördüncü bölüm HPS'nun optimizasyonunu içermektedir. Beşinci ve son bölümde sonuçlar değerlendirilmiş ve sürmekte olan çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir.

2. HPS sistemi ve 1/8 Taşıt Modeli

Bu bölümde, HPS sisteminin oluşturduğu kuvvetlere ait matematiksel ifadeler ve 1/8 taşıt modeline HPS sisteminin uygulanışı aktarılmıştır.

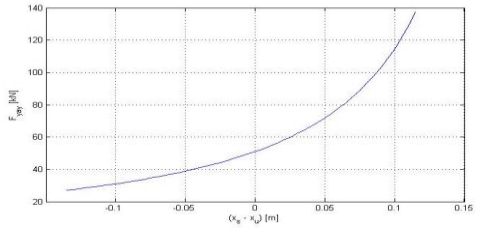
HPS'de piston pozisyonuna bağlı değişen kuvvet yay etkisi olarak belirtilmiş ve aşağıdaki ifade ile tanımlanmıştır.

$$F_{yay} = P_3 A_p \tag{1}$$

$$F_{yay} = \frac{\left[m_s g + P_{atm} A_p \right] V_{3_0}^n}{\left[V_{3_0} + A_p \left(x_s - x_u \right) \right]^n} \tag{2}$$

Burada F_{yay} HPS pozisyona bağlı değişen yay kuvvetini, P_3 akümülatördeki havanın basınç değişimini, A_p piston alanını, m_s yaylanan kütleyi, g yerçekimi ivmesini, P_{atm} atmosfer basıncını, V_{30} statik denge konumunda akümülatördeki havanın hacmini, x_s yaylanan kütlenin düşey yöndeki deplasmanını, , x_u yaylanmayan kütlenin düşey yöndeki deplasmanını, n politropik üssü ifade etmektedir.

Piston deplasmanına göre F_{yay} kuvvetinin değişimi Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: F_{yay} kuvvetinin değişimi

Damper etkisi ile oluşan kuvvet ifadesi, F_{damper}, elde edilmiştir.

$$F_{damper} = \frac{1}{2}\rho \left(\frac{A_p \dot{z}}{C_d A_{orifis}} \right)^2 A_p \operatorname{sign}(\dot{z}) + \rho\lambda \frac{l_p}{2D_p} \left(\frac{A_p \dot{z}}{A_{bka}} \right)^2 A_p \operatorname{sign}(\dot{z}) + \frac{1}{2}\rho\zeta \left(\frac{A_p \dot{z}}{A_{aka}} \right)^2 A_p \operatorname{sign}(\dot{z}) \tag{3}$$

Burada F_{damper} damper etkisi ile oluşan kuvveti, ρ hidrolik akışkanın yoğunluğunu, Q hidrolik akışkanın debisini, C_d boşaltma katsayısını, A_{orifis} silindir üzerindeki orifis alanını, λ hidrolik boru hattındaki sürtünmeyi, l_p hidrolik borunun boyunu, D_p hidrolik borunun çapını, A_{bka} hidrolik borunun kesit alanını, ζ yerel direnç katsayısını, A_{aka} akümülatördeki dar kısmın kesit alanını ifade etmektedir.

Yukarıda kısaca aktarılan kuvvet bileşenlerinin toplamı ile HPS'nin ürettiği kuvvet ortaya çıkmaktadır.

$$F_s = F_{yay} + F_{damper} \tag{4}$$

$$F_s = \frac{P_{3_0} V_{3_0}^n A_p}{\left[V_{3_0} + A_p \left(x_s - x_u \right) \right]^n} + \frac{1}{2}\rho \left[\left(\frac{A_p \dot{z}}{C_d A_{orifis}} \right)^2 + \lambda \frac{l_p}{2D_p} \left(\frac{A_p \dot{z}}{A_{bka}} \right)^2 + \zeta \left(\frac{A_p \dot{z}}{A_{aka}} \right)^2 \right] A_p \operatorname{sign}(\dot{z}) \tag{5}$$

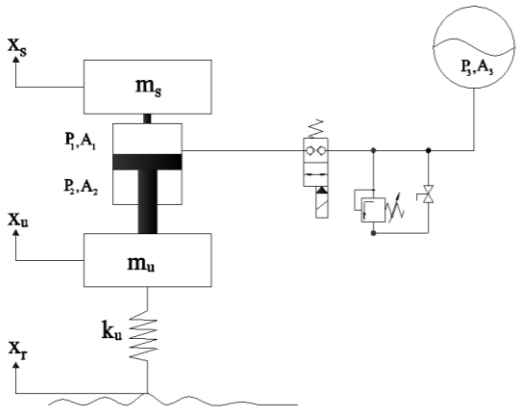
$$\operatorname{sign}(\dot{z}) = \begin{cases} 1 & \dot{z} > 1 \\ 0 & \dot{z} = 0 \\ -1 & \dot{z} < 1 \end{cases} \tag{6}$$

$$\dot{z} = \dot{x}_s - \dot{x}_u \tag{7}$$

ile ifade edilir.

Burada F_s HPS'un oluşturduğu toplam kuvveti, $\dot{z}$ modelde pistonun yönelmesine bağımlı olarak işaret fonksiyonu ifade etmektedir.

Literatürde çeyrek taşıt modeli olarak yer alan yapılar incelendiğinde, taşıt dinamiğinin hedeflenen frekans aralığına bağlı olarak farklı detaylarda matematiksel modellerin yer aldığı görülmektedir [10-12]. Bu bildiride sunulan çalışmada Şekil 3'te yer alan taşıt modeli kullanılmıştır.

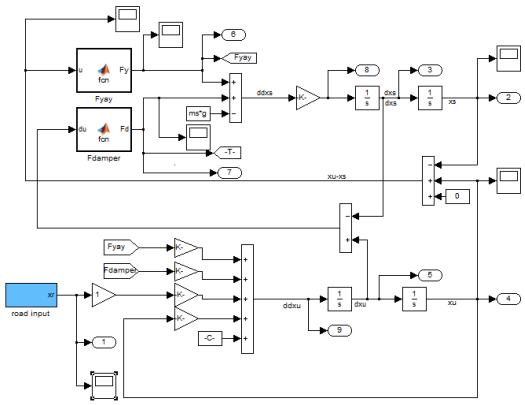


Şekil 3: 1/8 Taşıt modeli ve HPS sistemi

$$m_s \ddot{x}_s = F_s \quad (8)$$

$$m_u \ddot{x}_u = -F_s + k_t (x_r - x_u) \quad (9)$$

Burada k_t lastik düşey sertliğini, x_r yoldan gelen bozucu girdileri ifade etmektedir. Doğrusal olmayan HPS kuvvetleri, F_s, ve 1/8 taşıt dinamiği modeli Simulink'te kurulmuştur, Şekil 4.

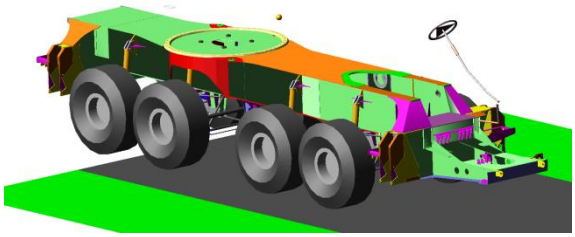


Şekil 4: MatLab/Simulink ortamında 1/8 taşıt modeli

3. MSC ADAMS/Car Modeli

1/8 taşıt modeli, üzerinde optimizasyon uygulamalarının ve denetim sistemi tasarımlarının kolaylıkla yapıldığı bir matematiksel modeldir. Bu yapı üzerinde tasarlanan denetimciler veya optimizasyon algoritmaları sonucu tasarlanan süspansiyon bileşenleri, çoklu gövde dinamiği esaslarına göre kurulan ve daha detaylı ve karmaşık modeller üzerinde sınanmaktadır. Bu modeller üzerinde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları, gerçek araç üzerindeki uygulamalar öncesinde sistemi ve performansını sınama ve doğrulama imkanı vermektedir. Proje kapsamında gerçekleştirilen optimizasyon çalışmalarında da bu yaklaşım uygulanmıştır. Bu sebeple proje konusu taşıtın Adams/Car modeli de kurulmuştur.

Aracın katı model verisi kullanılarak, MSC Adams Car ortamında modeli kurulmuştur. Hareketli uzuvlar, MSC ADAMS Car ortamında ilgili konumlar arasında parametrik tanımlamalar ile oluşturularak, optimizasyon çalışmalarına uygun bir yapıda hazırlanmıştır. Oluşturulan parametrik uzuvlar üzerine, katı modelden alınan kütle ve atalet bilgileri tanımlanmıştır. Lastikler, uygun boyutlarda, Pacejka (PAC2002) lastik modeli ile modellenmiştir. Lastik üreticisinden alınabilinen bilgiler, lastik modelinin içerisinde tanımlanmıştır. Yukarıda detaylı olarak açıklamaları verilen HPS Sistemi, MSC Adams Car kütüphanesinde mevcut olarak bulunmayan, özel bir süspansiyon tipidir. Bu sebeple süspansiyon sisteminin oluşturduğu kuvvetlerin MSC ADAMS Car modeline entegrasyonu gerçekleştirilmiştir. Şekil 5'te taşıtın MSC ADAMS Car Modeli sunulmuştur.



Şekil 5: MSC ADAMS Car modeli

4. Optimizasyon

Tasarlanan aracın geliştirilmesi için, araca ait kurulan 1/8 taşıt modeli üzerinde optimizasyon işlemi gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon, sürüş konforunun iyileştirilmesi amacı ile yapılmıştır. Taşıtlarda sürüş konforunun artırılmasına ilişkin yapılan optimizasyon uygulamaları yaylanan kütlenin ivmesini azaltmaya yöneliktir. Farklı hedef fonksiyonlarının en küçük değerlerinin genetik algoritma ile elde edilmesi üzerine çalışma gerçekleştirilmiştir. Literatürdeki uygulamalara bakıldığında farklı hedef fonksiyonlarının kullanıldığı görülmüştür. Sunduğumuz bu çalışmada, seçilen farklı hedef fonksiyonları, fiziksel sınırlamalar ile kısıtlanmış bir tasarım vektörünün optimal değerlerini bulmak amacıyla genetik algoritma ile minimize edilmiştir. Kullanılan hedef fonksiyonları:

Hedef fonksiyonları sırasıyla;

$$J_1 = \max\left(|a_s|\right) \quad (10)$$

$$J_2 = \int_0^{t_f} |a_s| dt \quad (11)$$

$$J_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{t_1}^{t_2} [a_w(t)]^2 \, dt} \qquad (12)$$

şeklindedir. Burada a_s yaylanan kütlenin ivmesini, a_w frekansça ağırlıklandırılmış ivmeyi ifade etmektedir.

Tasarım vektörü aşağıda sunulmuştur.

$$\theta = \left[A_{rod}, A_{piston}, A_{orifis}, A_{bka}, A_{aka} \right] \qquad (13)$$

Burada A_{rod} rotun alanını, A_{piston} pistonun alanını, ifade etmektedir.

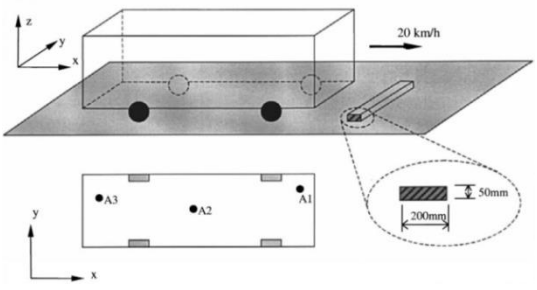
Bu vektöre ilave olarak, lastik seçimini de tasarım sürecine katmak amacıyla lastik düşey sertliğinin de optimizasyon algoritması ile belirlendiği tasarımlar üzerinde çalışılmıştır. Bu durumda tasarım vektörüne k_t de katılmıştır. Aksi durumda, prototip araçta tercih edilen lastiklerin sertlik değeri kullanılmıştır.

Tasarım vektöründeki her parametre için alt ve üst sınırlar tanımlanmıştır. Bunun yanında, taşıtın genel tasarımı düşünülerek süspansiyon silindirinin toplam hareketine de aşağıdaki gibi kısıt getirilmiştir.

$$\left| x_u - x_s \right| - 0.25 < 0 \qquad (14)$$

Aracın fiziksel özelliklerinden yola çıkarak eklenen bir diğer kısıt, silindir alanı ile rot alanı arasındaki ifadedir. Üretici firmadan alınan bilgiler neticesinde belirli bir alan farkı limit olarak kullanılmıştır. Yukarıda belirtilen tüm kısıtlar uygulanan optimizasyon çalışmalarında ortak olarak kullanılmıştır. Yol girdisi olarak tüm optimizasyon çalışmalarında ISO 2631:1997 standardına uygun bir girdi kullanılmıştır.

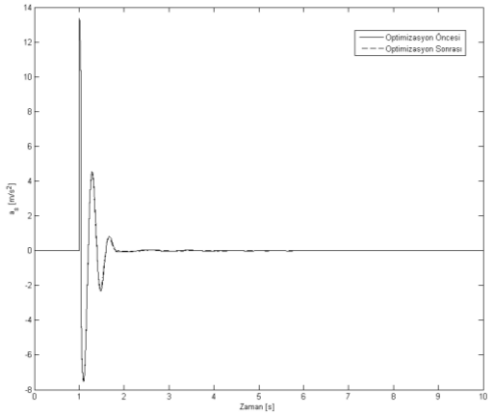
Yol girdisi olarak Şekil 6'da verilen profil uygulanmıştır. Aracın doğrusal ilerleme hızı 20 km/h olarak alınmıştır.



Şekil 6: Yol girdisi ve ivme ölçüm konumları [7]

Optimizasyon işlemlerinde kullanılan farklı hedef fonksiyonları için lastiğin düşey yöndeki sönüm karakteristiği içeren durum ve içermeyen durumlar ayrı ayrı optimize edilmiştir. "*Optimizasyon öncesi*" ifadesi, prototip araç parametrelerinin kullanıldığına işaret etmektedir.

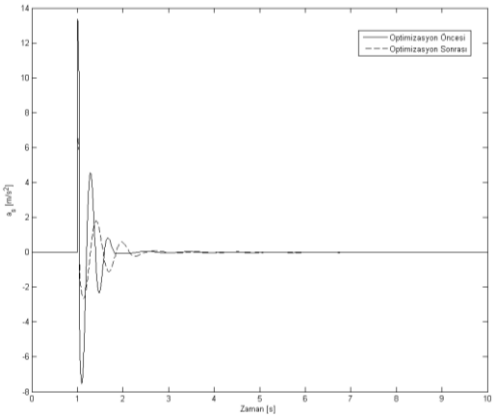
Lastiğin düşey yöndeki sönüm karakteristiğini içermeyen durum için J_2 hedef fonksiyonu kullanılarak, yaylanan kütleye ait düşey yöndeki ivme değişiminin optimizasyon işleminden önceki ve sonraki hali Şekil 7'da verilmiştir. Bu hedef fonksiyonu ile elde edilen sonuçların, üretimi yapılan prototip araç ile oldukça yakın sonuçlar verdiği görülmüştür.



Şekil 7: J_2 Optimizasyonu öncesi ve sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişimi

Aşağıda sunulan sonuçlarda, tasarım vektörü lastiğin düşey yöndeki sertliğini de içermektedir.

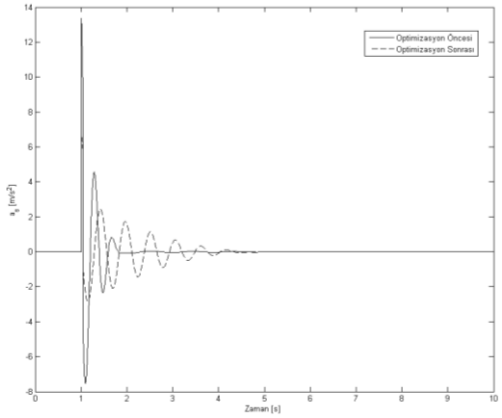
J_1 hedef fonksiyonu kullanılarak elde edilen ve yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişiminin optimizasyon işleminden önceki ve sonraki hali Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 8: J_1 Optimizasyonu öncesi ve sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişimi

Optimizasyon işlemi 47 saat sürmüştür. Verilen kısıtların hepsi sağlanmış ve optimizasyon işlemi tamamlanmıştır. Optimizasyon işlemi sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değeri %51 oranında azaltılmıştır.

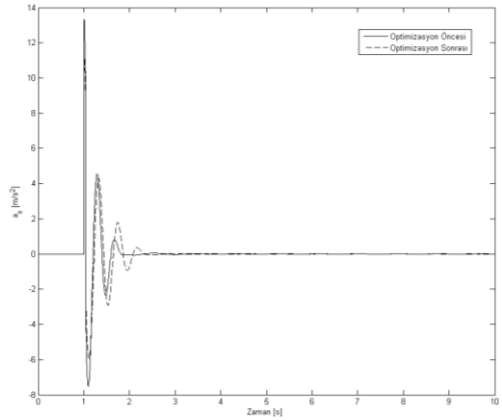
J_2 hedef fonksiyonu ile elde edilen ve yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişiminin optimizasyon işleminden önceki ve sonraki hali Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9: Optimizasyon öncesi ve sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişimi

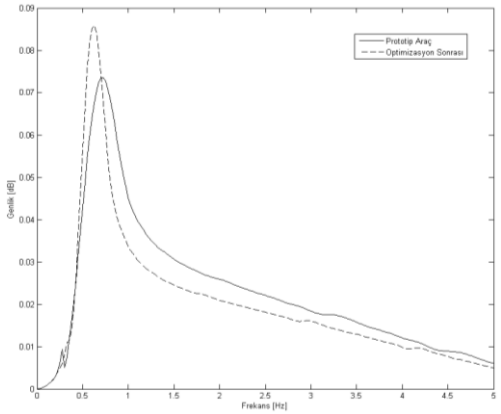
Optimizasyon işlemi 67 saat sürmüştür. Verilen kısıtların doğrultusunda optimizasyon işlemi gerçekleştirilmiş ve tüm kısıtlar sağlanmıştır. Optimizasyon işlemi sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değeri %50 oranında azaltılmıştır.

J_{rms} hedef fonksiyonu ile elde edilen ve yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişiminin optimizasyon işleminden önceki ve sonraki hali Şekil 10'da verilmiştir.



Şekil 10: Optimizasyon öncesi ve sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değişimi

Optimizasyon işlemi 92 saat sürmüştür. Verilen tüm kısıtlar sağlanmıştır. Optimizasyon işlemi sonrasında yaylanan kütlenin düşey yöndeki ivme değeri %15,91 oranında azaltılmıştır. Prototip araç ve optimizasyon sonrası elde edilen ivme değerlerini kullanarak, hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ile aracın frekans cevabı da incelenmiştir, şekil 11.

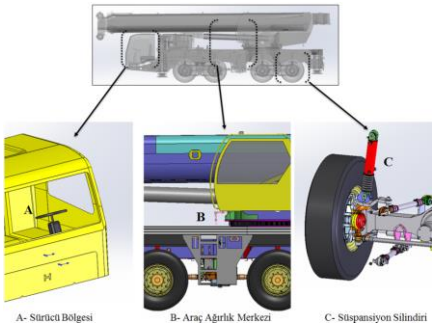


Şekil 11: Prototip araç ve optimizasyon sonrası elde edilen ivme frekans cevapları

Literatürde sürüş konforunu artırmak için düşey yöndeki doğal frekansların 15 – 20 Hz'den yüksek tutulması ya da 4 Hz'den düşük değerlerde tutulduğu görülmektedir [10]. Yukarıdaki grafikte görüldüğü üzere optimizasyon sonrası elde edilen sonuçlara göre doğal frekans az da olsa sola kaydırılmıştır.

1/8 taşıt modeli üzerinde yapılan optimizasyon çalışması ile elde edilen parametre değerleri ADAMS/Car modeline uygulanmış sonuçlar prototip araç modeli ile benzetimler yoluyla karşılaştırılmıştır.

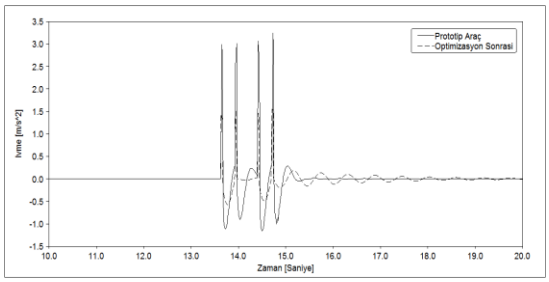
Bölüm 3'te detaylıca anlatılan MSC ADAMS/Car modeli üzerinde sadece optimizasyon sonrasında elde edilen tasarım parametreleri eklenmiş olup diğer parametreler değiştirilmemiştir. Benzetimler ISO standardına uygun 20 km/h hız ile bahsedilen yol girdisi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Şekil 12'de belirtilen noktaların düşey eksenindeki çizgisel ivmeleri incelenmiştir.



Şekil 12: MSC Adams/Car ölçüm bölgeleri

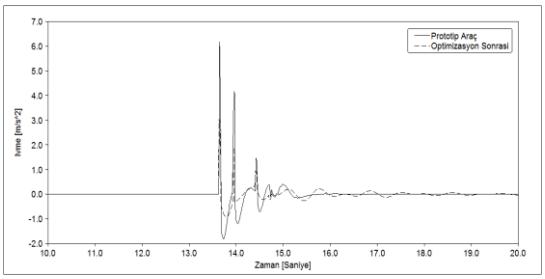
Benzetimler sonrasında elde edilen sonuçlardan da anlaşılacağı üzere süspansiyon biraz daha yumuşamış olup araç gövdesinin ivme değerleri azaltılmıştır. Optimizasyondaki ana hedef olan araç konforu, artırılmıştır.

Her iki durum için aracın ağırlık merkezinin "z" eksenindeki ivme eğrileri Şekil 13'te verilmiştir. İvme değeri %52 oranında azaltılmıştır.



Şekil 13: Araç ağırlık merkezinin z eksenindeki ivmesi

Aracın sürücü bölgesinin "z" ekseninde ölçülen ivme değerleri Şekil 14'te verilmiştir. Optimizasyon sonrasında elde edilen parametrelerle sürüş bölgesinde oluşan ivme değeri %51 oranında azaltılmıştır.



Şekil 14: Kabin bölgesinin z eksenindeki ivmesi

5. Değerlendirme

Tasarlanıp üretilen 8x8 ağır taşıtın matematiksel modelleri kurulmuş, benzetimleri yapılmıştır. Aracı ilerleyen dönemlerde geliştirmek amacıyla mevcut süspansiyon sisteminin genetik algoritma ile farklı hedef fonksiyonları kullanılarak optimizasyonu modeller üzerinde gerçekleştirilmiştir. Matlab/Simulink ortamında kurulan 1/8 taşıt modeli üzerinden süspansiyon sisteminin optimizasyon işlemi yine Matlab ortamında bulanan genetik algoritma yeteneğiyle gerçekleştirilmiştir. Farklı hedef fonksiyonları ve farklı kısıtlar ile süspansiyon sisteminin optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Özellikle sürüş konforunun iyileştirilmesi üzerinde durulmuştur. Literatürde yer alan farklı hedef fonksiyonları kullanılarak yaylanan kütlenin ivme değerinin bir miktar daha azaltılabileceği görülmüştür. Burada aktarılan optimizasyon çalışmalarının, hedef fonksiyonlarının *global* olarak en küçük değerini bulduğunun ispatına gidilmemiş; yeni tasarımların mevcut tasarım ile karşılaştırılması ve buna göre iyileştirmelerin vurgulanması şeklinde bir yaklaşım tercih edilmiştir.

Optimizasyon sonucu elde edilen parametre değerleri ile kurulan model ve mevcut prototip aracın modeli benzetimler ile karşılaştırıldığında, prototip aracın ikinci hedef fonksiyonunun lastik sönüm katsayısını içermeyen durumuna göre optimal davranışa yakın bir cevap verdiği görülmektedir.

1/8 araç modeli kullanılarak gerçekleştirilen optimizasyon çalışmalarından elde edilen süspansiyon parametreleri, MSC ADAMS/Car ortamında kurulan araç modeline uygulanmış ve benzetimler yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar prototip araca ait model benzetimleri ile karşılaştırılmış olup, optimal parametreler ile modellenmiş aracın konfor bakımından daha iyi sonuçlar verdiği gözlenmiştir. Optimizasyon sonrası elde edilen parametreler prototip aracı geliştirme aşamalarında uygulanacaktır.

Bu bildiri ile aktarılan modelleme ve optimizasyon çalışmaları ve gerçekleştirilen proje, firmanın ArGe altyapısının geliştirilmesi ve bilgi birikiminin artması yolunda önemli katkılar sağlamıştır. Sonraki projelerde, farklı taşıtlar için benzer süspansiyon sistemlerinin tasarımı ve aktif süspansiyon sisteminin tasarımı konuları için gerekli alt yapı oluşturulmuştur. Denetim sistemi olarak, bozucu girdi kestiren ve bertaraf eden yapılar üzerinde çalışmalar sürdürülmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, 1501 Sanayi Arge Projeleri Destekleme Programı çerçevesinde TÜBİTAK tarafından desteklenen 3110764 No.'lu proje kapsamında gerçekleştirilmiştir. Desteklerinden dolayı TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

1. W. Bauer, *Hydropneumatic Suspension Systems*, Springer, Heidelberg, 2011.
2. J-W. Shi, X-W. Li, J-W. Zhang, "Feedback Linearization and Sliding Mode Control for Active Hydropneumatic Suspensionof a Special Purpose Vehicle", *Proc. IMechE*, Vol. 224, Part D: J. Automobile Engineering, pp. 41-53, 2009.
3. K. Deprez, K. Maertens, H. Ramon, "Comfort Improvement by Hydropneumatic Suspension Passive and Semi-Active Using Global Optimization Technique", Proceedings of the American Control Conference, Anchorage-Alaska, 1497-1501, 2002.
4. Li, Z., Junling, T., "Study on the Optimization Design of Hydro-pneumatic Spring Based on Genetic Algorithm", Third International Conference on Measuring *Technology and Mechatronics Automation- IEEE Xplore*, Shangshai-China, 568-571, 2011.

5. Sağlam, F., Ünlüsoy, Y.S., "Optimization of Hydropneumatic Suspension System Parameters for Ride Comfort", 2nd International Scientific Conference on Engineering "Manufacturing and Advanced Technologies", MAT-2012, Antalya-Turkey, 2012.
6. Segla, S., Reich, S., "Optimization and Comparison of Passive, Active, and Semi-Active Vehicle Suspension Systems", 12th IFToMM World Congress, Besançon-France, 2007.
7. Ramë Likaj, Ahmet Shala, Mirlind Bruqi, Mehmet Qelaj, "Optimal Design Of Quarter Car Vehicle Suspension System", Trends in the Development of Machinery and Associated Technology 14th International Research/Expert Conference TMT, Mediterranean Cruise, 417-420, 2010.
8. S.M. Khot, Aqleem Siddiqui, Darshan V. Dorugade M.R. Saraf and Prashant R. Pawar, "Suspension Optimization of SUV Using Genetic Algorithm and Pattern Search", International Conference on Advanced Research in Mechanical Engineering, ICARME-2012, Uttarakhand-INDIA, 2012.
9. O. Friberg, P. Eriksson, "Optimization of Ride Comfort", Multi-Body Dynamics Monitoring and Simulation Techniques – II, Proffesional Enginerring Publishing Limited, Edited by H. Rahnejat, M. Ebrahimi, R. Whalley, pp.107-114, 2000.
10. İ. Karen, N. Kaya, F. Öztürk, "Sürüş Konfor Optimizasyon Probleminin Yeni Geliştirilen En İyi Fark Vektörlerini Kullanan Diferansiyel Gelişim Algoritması (debvs) ile Çözümü", 6. Otomotiv Teknolojileri Kongresi, Bursa, 2012.
11. İ. Karen, N. Kaya, F. Öztürk, M. Yıldızhan, A. Yurttaş, İ. Korkmaz, "Araç Konfor Özelliklerinin Analizi: Model Tanımı ve Analizler ile Konfor Değerlendirmesi", 5. Otomotiv Teknolojileri Kongresi, Bursa, 2010.
12. R. N. Jazar, *Vehicle Dynamics, Theory and Application*, Springer, 2008.
13. ISO Standard 2631–1, *Mechanical Vibration and Shock – Evaluation of Human Exposure to Whole Body Vibration – Part 1: General Requirements*, 1997.

Aşırı Doldurmalı Dizel Motorda Emme Manifoldu Basıncı Modellenmesi ve Kontrolü

Muharrem Ugur Yavas[1], Prof. Dr. *Metin Gokasan*[2]

[1]AVL Arastirma ve Muhendislik Turkiye, Istanbul
Ugur.yavas@avl.com

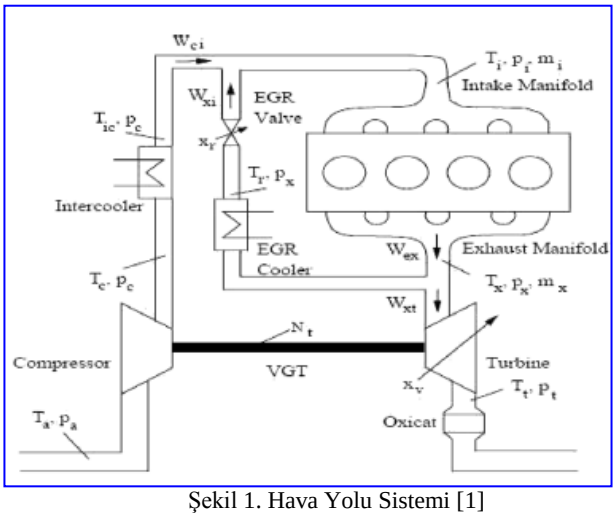
[2]Kontrol Mühendisliği Bölümü
Istanbul Teknik Üniversitesi, Istanbul
gokasanm@itu.edu.tr

Özet

Giderek sıkılaşan motor egzost emisyonları, küçük hacimli motor tasarlama hedefleri ve gelişmiş motor control üniteleri ile EGR (egzost gaz resirkülasyonu) ve aşırı doldurma sistemleri günümüz içten yanmalı dizel motorlarda standart parçalar haline gelmiştir. Bunun sonucunda, büyük oranda iç içe geçmiş doğrusal olmayan hava yolu control problem bir çok araştırma ve farklı control algoritmalarının testleri için odak noktası olmuştur. Bu çalışmada, öncelikli hedef bir ortalama değer motor modelinin aşırı dolurma sisteminin ve EGR'ın sürdüğü emme manifoldu basıncını ve emme manifoldu hava akışını doğru şekilde hesaplamasıdır. Ardından, SISO (tek giriş tek çıkış) yaklaşımı ile MAP (emme manifold basıncı) kontrolünün, klasik PID ve PID + ileri besleme sisteminin Ziegler Nichols ve genetic algoritma ile kalibre edilerek, testi gerçekleştirilmiştir. Motor modeli AVL firmasına ait, modelleme süresini kısaltan ve çabuk ve tutarlı modeller tasarlanmasını sağlayan Boost RT ile yapıldı. Elde edilen model Matlab Simulink platformunda çalıştıralarak, değişik kontrol algoritmalarının karşılaştırılması yapıdı. Çalışmanın sonucunda elde edilen en büyük katkı, araç geliştirme fazında motorda ve araç üzerinde yapılacak çalışmaları kısaltacak bir çevrimdışı benzetim ortamı kurulması olmuştur. Böylelikle, genetik algoritmalar gibi yüksek hesaplama gücü ve süre gerektiren algoritmalar kullanılarak optimizasyon yapılması mümkün hale gelmiştir.

1. Giriş

Aşırı dolurmalı dizel motorlar EGR ile Nox emisyonun düşürülmesi ve turbo teknolojisi ile elde edilen düşük yakıt tüketimi ve düşük motor devirlerindeki yüksek tork sayesinde tekrar popülerleşti. Aşırı doldurma sistemi birbirine şaftla bağlı bir kompressor ve türbin sisteminden oluşur. Egzoz manifoldunda dışarı akacak egzoz gazının akış enerjisi ile döndürülen türbindeki güç ile emme manifoldundan önce bulunan kompresör çalıştırılır. Aşırı doldurma sistemi ile silindlerin içerisine sıkıştırılmış hava gönderilir. Böylece motorun volumetrik verimi ve güç/hacim oranı artar. Öte yandan, EGR valfi egzoz gazlarının bir kısmını emme manifoldu vasıtası ile silindirlere göndererek, maksimum yanma sıcaklığını düşürür, böylelikle Nox emisyonları düşürülür. Endüstirde çoğunlukla, üzerindeki kanatçıklarla türbin gücünü kontrol edebilen VGT (variable geometry turbocharger). Bu nedenle, istenen MAP değerinin tutturulması için türbin kanatçıkları üzerindeki pozisyon kontrolü kullanılır. Diğer yandan, silindir içerisine girecek egzoz gazının miktarı EGR valfinin pozisyon kontrolü ile belirlenir. Özetle, hava yolunda iki tane kontrol çevrimi bulunur: Türbin kanatçıkları ile MAP ve EGR ile MAF (mass air flow) kontrolü.



Şekil 1. Hava Yolu Sistemi [1]

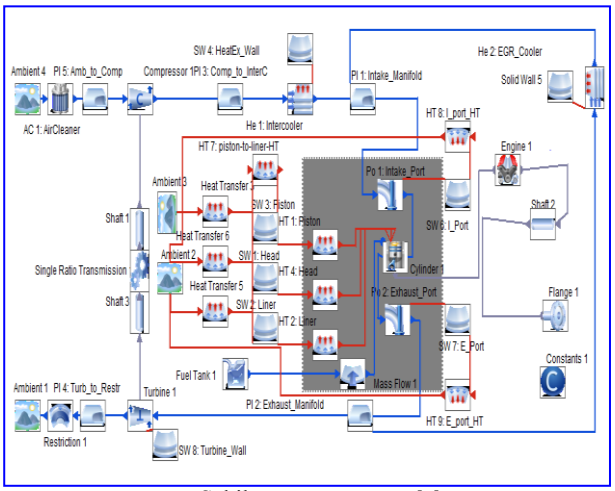
Şekil 1'de temiz havanın kompressor vasıtası ile silindirlere ardından da egzoz hattına çıkış gözükmektedir. Sıcak havanın yoğunluğunun az olması dolayısıyla hem kompressor çıkışı hem de EGR valfi sonrası soğutulur. MAP değeri kompressorün arındaki soğutucu çıkışından, MAF ise kompresör öncesinden ölçülür. Sistem dinamiği göz önünde bulundurulduğunda, hem EGR hem de VGT egzost gazları tarafından sürüldüğü için birbirlerini oldukça etkilerler. Buna rağmen, günümüz motor kontrol ünitelerinde, hava yolu problemi, sistemler arasındaki ilişkiyi gözardı ederek iki ayrı SISO çevrimi şeklinde tasarlanmıştır. Doğrusal olmayan EGR ve VGT problemine ilişkin farklı yaklaşımlar bulunmaktadır [2]-[3], ancak bu kontrol algoritmalarının hiçbiri henüz hayata geçmemiştir, aksine SISO yaklaşımı daha verimli sonuçlar vermesi için açık çevrim ileri besleme, gradyan limitleme ve

kazanç ayarlama gibi teknikler kullanılmıştır. Bu sistemler belli oranda başarı elde etse de, kalibrasyonu yapılması gereken parametre sayısının artışı ile artan geliştirme süreci; endüstride daha düşük bedel ile en kısa sürede ürün geliştirmeyi planlayan şirketleri zor sokmuştur.

Özetle bu çalışmada, EGR ve aşırı doldurmalı dizel motorun Boost RT ile modeli geliştirilmişitr. Elde edilen model, motorun gerçteki test verileri ile karşılaştırıalarak doğrulanmıştır. Bu model MAP kontrolü için kalibre edilmiş ve farklı kontrol yaklaşımları çalışılmıştır. Sonuç olarak, klasik PID ve Klasik PID + ileri geri besleme yapısı Ziegler Nichols ve genetik algoritma ile kalibre edilmiş ve kontrolcü performansları karşılaştırılmıştır.

2. Dizel Motor Modeli

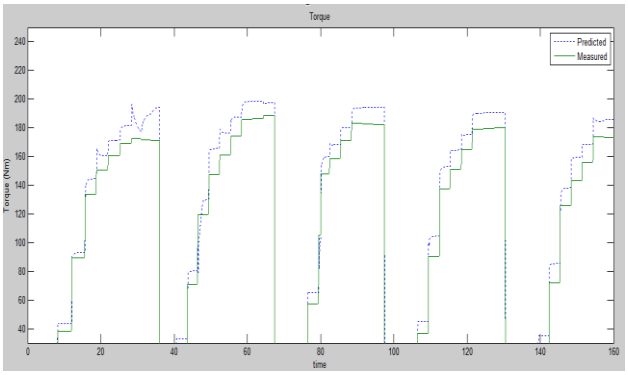
Bir önceki bölümde anlatıldığı gibi hava yolu hattında doğrusal olmayan, ölü zamanlı, histerezis ve gecikme etkili soğutucu, kompressor ve valf gibi elemanlar bulunmaktadır[4]. Literatürde, genellikle ortalama değer modelleri tercih edilmiştir. Ortalama değer modeli gerçekçi sonuçlar verecek şekilde tasarlandığında, üzerinde farklı kontrol algoritmaları denenebilir. Ancak, bu modellerde parametrize edilmesi gereken değişken sayısı, difereransiyel denklem çözümleri modelleme fazını karmaşıklaştırır. AVL Boost RT programı ise gerçek zamanlı simülasyonlara izin veren, farlı motor konseptlerine hızlıca adapte olan bir modelleme programıdır [5]. Temel olarak, dizel motor üzerindeki her komponentin ilgili parametreleri ile modeli gerçeklenir. Otomotiv terminolojisinde, havanın ve yakıtın silindirlerde buluşması, hava yolu ve yakıt yolu şeklinde incelenirken bu yapı Boost RT'de de kurulabilir. Ayrıca, programda, her eleman birbiri ile arasındaki transfere göre üç şekilde bağlanır: Isı transferi, hava akışı veya mekanik bağlantı. Şekil 2'de bu bağlamda tasarlanan yapı görülmektedir.



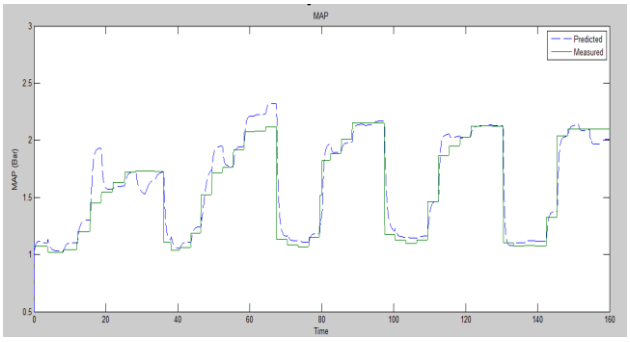
Şekil 2. Boost RT Modeli

Boost RT modelini doğrulamak için modele gerekli girişler beslenmiş ve model çıkışları gerçek verilerle kıyaslanmıştır. Modelin beş girdisi vardır: Motor devri, yakıt miktarı, enjeksiyon zamanı, VGT ve EGR pozisyonu. Emilen hava öncelikle filtereden ve ardından kompresorden geçerek sıkıştırılır. Sıkıştıramdan dolayı artan sıcaklık nedeni ile soğutucu ile hava soğutulur. Ardından da giriş portu ile silindirlere aktarılır. EGR valf pozisyonuna göre egzosdan gelen gazlar burada temiz hava ile karışır.

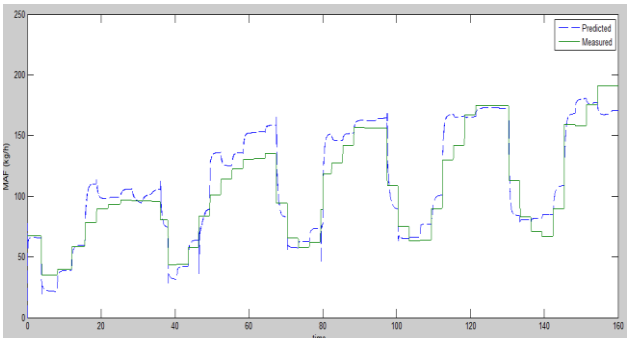
.



Şekil 3. Tork Karşılaştırması

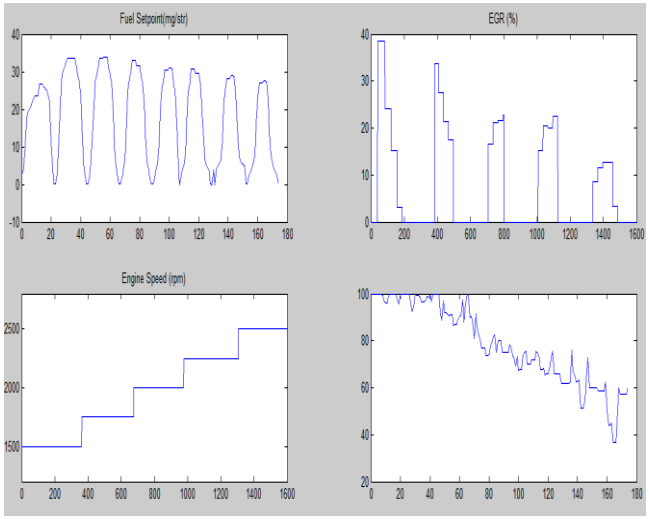


Şekil 4. MAP karşılaştırması



Şekil 5. MAF karşılaştırması

Şekil 3, 4, 5, elde edilen modeling gerçek verilerle karşılaştırılmasını gösterir. Bu sonuçlar şekil 6'daki inputlar ile elde edilmiştir. İçten yanmalı motorlarda, operasyon penceresi tork (veya yakıt) ile motor devrinden oluşur. Buna bağlı olarak değişen sistem dinamiklerinden, modelleme hatsının sabit olmadığı farklı devirlerde farklı olduğu görülür. Yine de motor modelinin gerçek veriyi küçük bir hata ile takip ettiği ve sistemin dinamiklarini yakaladığı açıktır. Bu noktada model kurulurken yapılan bazı varsayımlar belirtilmelidir. Modellenen motorda çoklu enjeksiyon yapılırken, modelde sadece ana enjeksiyon yapılır, motorun sürtünme karakteristiği motor devri ile değişirken modelde sabit bir sürtünme katsayısı kullanılmıştır ve aşırı doldurma sisteminin bazı parametreleri kestirim yolu ile elde edilmiştir.



Şekil 6. Sistem Girişleri

3. Kontrolcü Benzetimi

Motor kontrol sistemlerinde, operason penceresine göre önceden tasarlanmış referans değerlerini içeren interpolasyon haritaları emisyonları optimize edecek şekilde tasarlanır. Bunun için bütün çalışma bölgesinde veri toplanır. Eldeki verilere göre eksenleri motor devri ve motor yükü olacak şekilde "look up table" hazırlanır. Bu çalışmada, anlatılan durumu içeren bir benzetim ortamı oluşturulmuştur. Elde edilen motor modelinin beş girişe ihtiyacı olmasına karşın, sadece motor devri ve motor yükü ile ve oluşturulan referans noktası haritaları ile model sürülür. Operasyon penceresi motor yükü ve yakıt cinsinden belirlendiğinde buna bağlı olarak MAP, MAF ve enjeksiyon zamanı referansları hesaplanır.

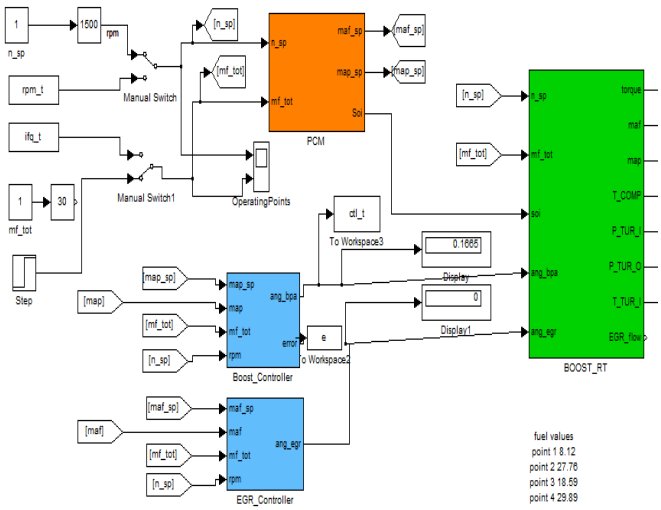
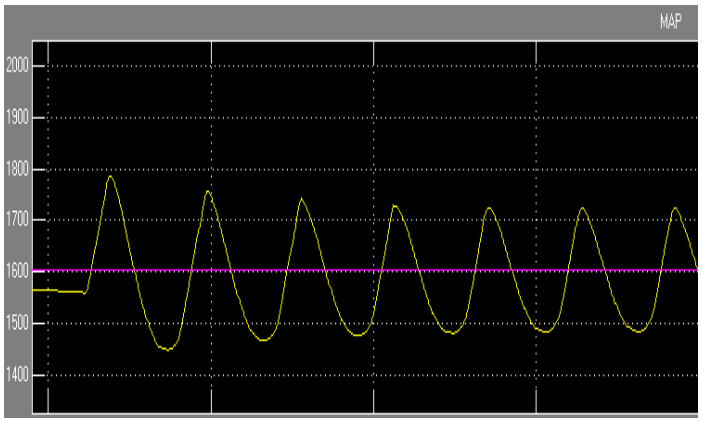


Figure 7. Simulation Environment

3.1. Ziegler Nichols Metodu ile PID Kalibrasyonu

Başlangıç olarak tasarlanan PID kontrolürü Ziegler Nichols kiritk osilasyon metodu ile kalibre edildi. Buna göre integral ve türev ifadeleri sıfırlanıp, kritik osilasyon görülene kadar ,şekil 8'de görüldüğü gibi oransal kazanç artırıldı.

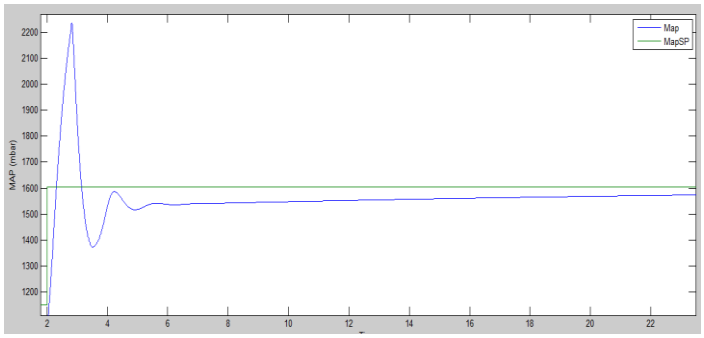


Şekil 8. MAP üzerinde kritik osilasyon

Tablo 1 aracılığıyla, şekil 8'den elde edilen kritik osilasyon periyodu ve kritik osilasyon kazancı ile PID parametreleri hesaplandı. Şekil 9'da kontrolcü ile elde edilen sistem yanıtı görülmektedir.

Table 1. PID gains based on Ziegler Nichols

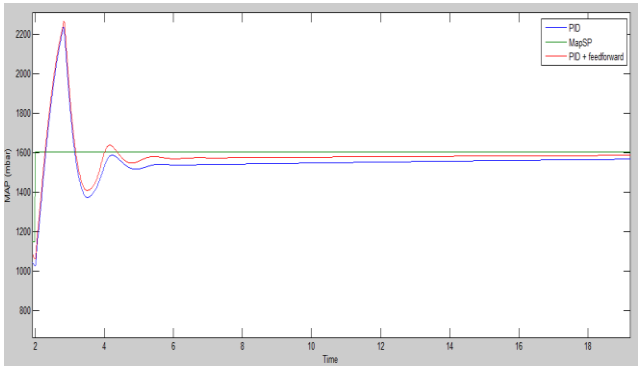
Ziegler Nichols Method			
Control Type	Kp	Ki	Kd
PID	0.6 * Ku	2Kp / Tu	KpTu / 8
values	600	30	7.5



Şekil 9. PID kontrolör ile sistem yanıtı

3.2. PID + Open Loop Feedforward Control

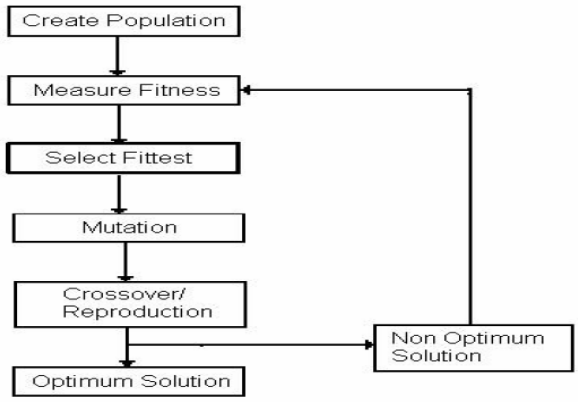
Otomotiv kontrol sistemlerinde, doğrusal olmayan sistemler ve hızlı değişen sistem dinamikleri ile başa çıkabilmek için açık çevrim ileri besleme kontrol yapısı önemli bir rol oynar. Açık çevrim ileri besleme metodu sistemin kararlı haldeki kontrolcü çıkış pozisyonunu kaydederek bunu PID kontrolcüsünün çıkışana ekler . Metodun avantajı ise PID kazançları çok artırılmadan, açık çevrim kazancı ile sistem referans noktasına hızlıca taşınır. Toplanan verilere göre 2D interpolasyon haritaları, ileri besleme kontrolünün kazancını hesaplayacak şekilde tasarlanmıştır. Buna bağlı olarak elden edilen kontrolcü performansı ile bir önceki bölümdeki kontrolcü performansının karşılaştırılması şekil 10'da görülebilir.



Şekil 10. PID vs PID + Açıkçevrim

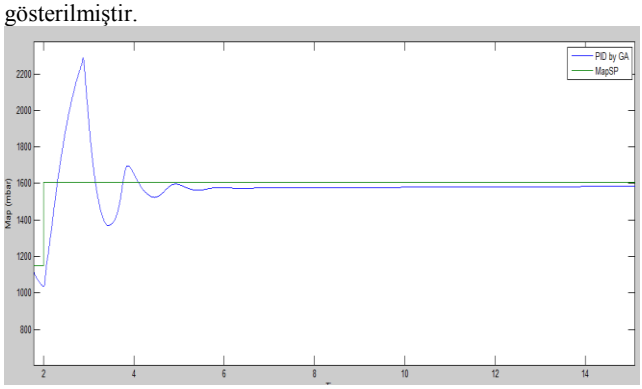
3.3. PID Tuned by Genetic Algorithm

Literatürde, PID kalibrasyonu için genetik algoritmaların kullanılmasına sıklıkla rastlanır. Şekil 11genetik algortima akış diyagramını gösterir. Bu çalışmada, genetik algortima için Matlab kullanılmış, iteratif hesaplamalar ile PID popülasyonları yaratılmış ve fitness durumu integral mutlak hata kriteryasına göre hesaplamnıştır.



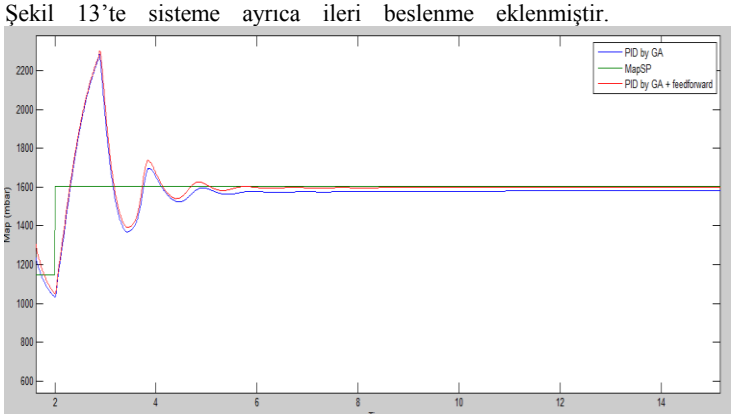
Şekil 11. Genetik algortima akış diyagramı [6]

Ziegler Nichols ile kalibre edilen PID kontrolü başlangıç noktası olarak seçildi. Elli iterasyon ve her iterasyonda yirmi popülasyon ile elde edilen kontrolör yanıtı şekil 12'de gösterilmiştir.



Şekil 12. GA ile kalibre edilen PID sistem cevabı

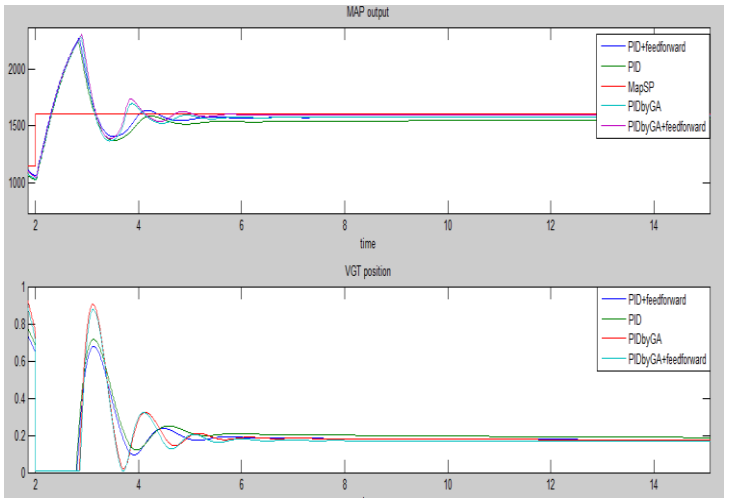
Şekil 13'te sisteme ayrıca ileri beslenme eklenmiştir.



Şekil 13. İleri Beslemenin etkisi

4. Sonuçlar ve Tartışma

Şekil 14'te bütün kontrolcülerin ve kontrolcü çıkışlarının, bu örnekte VGT pozisyonu, kıyaslaması bulunmaktadır.



Şekil 14. Kontrolor kıyaslaması

Tablo 2. Kontrolör performansı ve sistem cevabı kriterleri

Controller	Over-shoot(%)	Rise Time(s)	Settling Time(sec) %2 band	Steady State Error
PID by ZN	42	2.31	44	0
PID by ZN + FF	43	2.3	7	0
PID by GA	39	2.3	20	0
PID by GA + FF	41	2.28	6	0

Şekil 14 ve tablo 2'ye göre, en başarılı kontrolor cevabı genetik algoritma ile kalibre edilen ileri beslemeli PID'den gelmiştir. Yine, bütün kontrolorler arasında çok büyük bir performans farkı görülmemektedir.Burada, açık çevrim ileri besleme kontrolünün etkisi mevcuttur. Performansın daha da iyileştirilmesi için daha geniş iterasyon içeren bir genetik algoritma optimizasyonu yapılabilir. Bununla birilikte, Ziegler Nichols metodu kullanılarak kalibre edilen PID kontrolcüsü deneme yanılma metodu ile daha fazla geliştirebilirdi.

5. Sonuç

Bu çalışmada, özetle, Boost RT ile modellenen ve Simulink üzerinde koşturabilen, değişik kontrol algoritmalarının test edildiği bir platfrom oluşturulmuştur. Çok giriş çok çıkış özelliği taşıyan hava yolu sistemi, tek giriş tek çıkışa indirgenerek, MAP kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Gelecek adımlarda, tek giriş tek çıkış yerine, çok giriş çok çıkış ve doğrusal olmayan sistemlere karşı başarılı olduğu bilinen MPC (Model Predictive Control) uygulaması ile çalışma geliştirilecektir.

References

[1] P. Ortner, and L. Del Re, "*Predictive Control of a Diesel Engine Air Path"*, IEEE TRANSACTIONS ON CONTROL SYSTEMS TECHNOLOGY, VOL. 15, NO. 3, MAY 2007.

[2] A. Plianos and R. Stobart, *"Real-time Adaptive Predictive Control of the Diesel Engine Air-path Based on Fuzzy Parameter Estimation,"* SAE Electronic Engine Controls SP-2087, 2007.

[3] M. Jankovic and I. Kolmanovsky, *"Robust Nonlinear Controller for Turbocharged Diesel Engines"* Proc. Of the American Control Conference, Philadelphia, 1998

[4] L. Guzzella, A. Amstutz, "*Control of Diesel Engines*", IEEE ControlSystems Magazine, Vol. 18, No. 5, pp. 53-71, 1998

[5] AVL Boost RT – User Guide

[6] D.E. Goldberg, *"Genetic Algorithms in Search, Optimization, and Machine Learning*", Addison Wesley Publishing Co., Inc., 1989

Merkezi Diferansiyel için Hız Dayanımlı, Doğrusal Matris Eşitsizlikleri Tabanlı ve Çoklu Model Geçişli Kontrolcü Tasarımı

E.Teoman Önder[1], *S.Çağlar Başlamışlı*[2]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, 06800 Beytepe, Ankara
Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum
etonder@hacettepe.edu.tr

[2]Makine Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, 06800 Beytepe, Ankara
scaglarb@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Karayolu taşıtlarında, merkezi diferansiyelin aktif kontrolü için bir algoritma oluşturulmuştur. Aracın yol tutuşunda ve dolayısıyla aktif güvenlikte etkin rol alan parametrelerin en kısa tepki süresinde, tasarlanmış kontrolcü kazancı sayesinde, beklenen, makul değerlerine yakınsaması istenmektedir. Farklı sürtünme katsayılarına sahip yol yüzeyleri baz alınarak doğrusallaştırma yapılmış ve farklı işletim noktaları için sistem modelleri oluşturulmuştur. Bu modellerin her biri için, hıza karşı dayanımlı olacak durum geri beslemeli kontrolcü kazancı değerleri doğrusal matris eşitsizlikleri (linear matrix inequalities, LMI) kullanılarak elde edilmiştir. Modeller arasında algoritmanın yapacağı geçişlerin kararlılığı koruduğu yine LMI teoremleri ile gösterilmiştir. Sözü geçen, etkin parametrelerin tümünün en hassas ölçüde olması gerekliliği düşünülerek belirlenmiş aracın dinamik modeli ve lastik modeliyle, kontrolcünün kullanıldığı-kullanılmadığı iki farklı durum için, Matlab/Simulink ortamında kurulmuş benzetimlerden alınan veriler karşılaştırılmıştır. İlgili tüm değerlerin sağlam bir yol tutuşu için uygun olan değerlere, kontrolcü sayesinde, hızla yakınsadığı görülmüştür.

1. Giriş

Araçların yalpa dinamiği, dönemeçlerde, eğimli yollarda iniş-çıkışta ve boylamasına ya da yanal yönde değişen sürtünmenin olduğu durumlarda, güvenli sürüşü olumsuz etkileyecek tepkiler üretebilir. Sürücü ve yolcuyu huzursuz kılan, sürücü davranışı ve araç tepkisini uyumsuzlaştırarak manevra kabiliyetini düşüren kararsızlık durumu [1], büyük maddi kayıplara, daha da önemlisi ciddi yaralanmalara ve hatta ölümlere sebep olabilecek savrulma durumunu doğurabilir. Bu nedenledir ki, otomotiv endüstrisinde "araç kararlılığı kontrol sistemleri" nin kullanımı giderek artmakta, dahası, pek çok araçta standart bir ekipman olarak yer almaktadır.

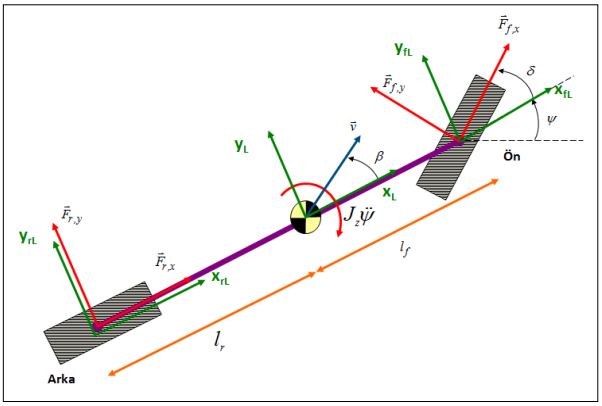
Pazarda yaygın olan ABS, ESP, VDC gibi sistemlerin tümü araç kararlılığını frenleme ile sağlamaktadır [1]. Özellikle, sürücünün hızlanmayı dilediği durumlarda, bu sistemler, aracın boylamasına başarımını düşürmektedir. Bunu aşmak için, dört-çeker araçlarda, yalpa dinamiklerini kontrol ederek, kararlılığın aktif tork dağılımıyla sağlanması üzerine bir çok çalışma yapılmaktadır [2]. Nissan V-TCS [3], Haldex LSC [4], BMW xDrive [5], Bosch CCC [6]; GKN TMD [7], Dana Dynamic Trak [8], Ricardo [9]; Honda SH-AWD [10], Mitsubishi AYC [11][12][13] ve Toyota Estima [14] ve yine merkezi diferansiyelin aktif kontrolüne yönelik [15] örnek gösterilebilir.

Bu çalışmayla; merkezi bir diferansiyel üzerinden yapılacak tork aktarımının kontrolünü, belirli bir aralıkta değişen hıza karşı dayanımlı kalarak başarıyla gerçekleştiren, sözü geçen, frenlemeyle kontrol yapan sistemlere karşı güçlü bir alternatif teşkil edecek, daha düşük maliyetli, ileri sürüş ihtiyaçlarıyla örtüşen ve kullanışlı bir algoritma geliştirilerek, araç yalpa dinamiğinin kararlı çalışması, yol tutuşundaki iyileşme ve dolayısıyla yüksek aktif güvenlik gereksinmelerinin sağlandığı gösterilecektir.

Aracın dinamik modeli belirlenmiş ve oluşturulacak kontrol algoritmasının gerisindeki teoriler verilmiştir (Bölüm 2). Merkezi diferansiyelden ön ve arka akslara tork aktarımı modeli, modelin işletim noktaları ve bu noktalarda hıza karşı dayanıklılık sağlamak üzere doğrusallaştırılmış sistemin çalışması açıklanmıştır (Bölüm 3-4). Kontrolcü tasarımında LMI ile kutup yerleştirme yöntemi kullanılmış; integratör ile araç yalpa oranı için referans değer takibi sağlanmış; farklı işletim noktalarında çalıştırılan sistemler arasında her durumda kararlı kalmak koşuluyla yapılacak çoklu model geçişleri için kontrol mimarisi oluşturulmuştur (Bölüm 5). Son olarak, Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuş benzetimlerden alınan sonuçlar (Bölüm 6) ve genel olarak (Bölüm 7) çalışma değerlendirilmiştir.

2. Aracın Dinamik Modeli

Aracın dinamik modellenmesinde sıkça kullanılan 'bisiklet modeli', bu çalışmada formülasyonlara kaynaklık edecek model olarak belirlenmiştir. Aracın hız vektörü, Şekil 1'de gösterildiği gibi, aracın β kadar bir açıyla kaydığı dikkate alınarak ifade edildiğinden model β-bisiklet modeli olarak anılmaktadır.



Şekil 1: β-bisiklet modeli.

Doğrusal hareket denklemeleri x ve y eksenleri doğrultusunda elde edilir, $\dot{\beta}$ ve $\dot{v}$ terimleri için düzenleme yapılırsa

$$f_1(v, \beta, \dot{\psi}, \omega_f, \omega_r, \delta) =$$
$$\dot{v} = \frac{1}{M}\left(F_{f,x}\cos(\delta - \beta) - F_{f,y}\sin(\delta - \beta) + F_{r,x}\cos\beta + F_{r,y}\sin\beta\right) \quad (1)$$

$$f_2(v, \beta, \dot{\psi}, \omega_f, \omega_r, \delta) =$$
$$\dot{\beta} = \frac{1}{Mv}\left(F_{f,x}\sin(\delta - \beta) + F_{f,y}\cos(\delta - \beta) - F_{r,x}\sin\beta + F_{r,y}\cos\beta\right) - \dot{\psi} \quad (2)$$

Aracın ağırlık merkezine göre moment alınarak dönel hareket denklemeleri de aşağıdaki gibi yazıldığında, β-bisiklet modeli'nin dinamik formulasyonu tamamlanmış olur.

$$f_3(v, \beta, \dot{\psi}, \omega_f, \delta) =$$
$$\ddot{\psi} = (F_{f,x} l_f \sin\delta + F_{f,y} l_f \cos\delta - F_{r,y} l_r) / J_z \quad (3)$$

$$f_4(v, \beta, \dot{\psi}, \omega_f, \delta, T_{tot}, k) = \dot{\omega}_f = (T_f - F_{f,x} r) / J_f \quad (4)$$

$$f_5(v, \beta, \dot{\psi}, \omega_r, \delta, k) = \dot{\omega}_r = (T_r - F_{r,x} r) / J_r \quad (5)$$

Yukarıdaki (1)-(5) arası denklemlerde M aracın kütlesini; v, aracın hızını; δ, direksiyon açısını; $F_{f,x}$, $F_{r,x}$, öndeki ve arkadaki boylamasına lastik kuvvetlerini; $F_{f,y}$, $F_{r,y}$, öndeki ve arkadaki yanal lastik kuvvetlerini; $F_{f,z}$, $F_{r,z}$, ön ve arka tekerleklerdeki dik yükleri; ψ, yalpa açısını; J_z, düzleme dik eksen (z ekseni) etrafındaki atalet momentini; J_f, J_r, ön ve arka tekerleklerin atalet momentlerini; ω_f, ω_r ön ve arka tekerleklerin açısal hızlarını; l_f, l_r, ön ve arka aks ile aracın ağırlık merkezi arasındaki mesafeyi (L=$l_f + l_r$); T_f, T_r, ön ve arka aksa aktarılan motor torkunu göstermektedir.

λ_f ve λ_r ön ve arka tekerleklerin boylamasına kayması, α_f ve α_r ön ve arka tekerleklerin yanal kayması, $C_{f,x}$ ve $C_{r,x}$ ön ve arka lastiklerin boylamasına katılığı, $C_{f,y}$ ve $C_{r,y}$ ön ve arka lastiklerin yanal katılığı olmak üzere:

$$v_{f,xL} = v\cos\beta \qquad v_{f,yL} = v\sin\beta + l_f\dot{\psi}$$
$$v_{r,xL} = v\cos\beta \qquad v_{r,yL} = v\sin\beta - l_r\dot{\psi} \quad (6)$$

$$\lambda_f = \frac{\omega_f r - (v_{f,xL}\cos\delta + v_{f,yL}\sin\delta)}{v_{f,xL}\cos\delta + v_{f,yL}\sin\delta}, \quad \lambda_r = \frac{\omega_r r - v_{r,xL}}{v_{r,xL}} \quad (7)$$

$$\alpha_f = \arctan\left(v_{f,yL}/v_{f,xL}\right) - \delta, \quad \alpha_r = \arctan\left(v_{r,yL}/v_{r,xL}\right) \quad (8)$$

$$F_{f,x} = 2C_{f,x}(F_{f,z})\lambda_f \qquad F_{r,x} = 2C_{r,x}(F_{r,z})\lambda_r$$
$$F_{f,y} = 2C_{f,y}(F_{f,z})\alpha_f \qquad F_{r,y} = 2C_{r,y}(F_{r,z})\alpha_r \quad (9)$$

şeklinde ifade edilebilir.

2.1. Lastik Modeli

2.1.1. Magic Formula ve Lastik Bileşik Kayma Modeli

Magic formula [16] olarak bilinen lastik modeli, kayma-kuvvet grafiklerinde (Şekil 3) görülen doğrusal bölgenin de ötesinde başka bir deyişle büyük kayma açılarında daha geniş işletim şartlarına olanak tanıyan bir modeldir.

Çalışmanın temeli olan tork aktarımı konusunun teorisini teşkil eden, Bölüm 2.2'de bahsedilen sürtünme çemberi kavramı dikkate alındığında, Magic Formula'nın, boylamasına ve yanal kuvvetlerin her ikisini de üretmesi gerekir. Bileşik kayma modeli olarak anılan bu modelle birlikte Magic formula denklemleri aşağıdaki gibi yazılır

Yanal kuvvet

$$F_y = G_{y\alpha} F_{yo} \quad (10)$$

Referans fonksiyon

$$F_{yo} = D_y \sin(C_y \arctan(B_y\alpha_y - E_y(B_y\alpha_y - \arctan(B_y\alpha_y)))) + S_{vy} \quad (11)$$

Şekil fonksiyonları

$$G_{y\lambda} = \cos(C_{y\lambda}\arctan(B_{y\lambda}\lambda_S - E_{y\lambda}(B_{y\lambda}\lambda_S - \arctan(B_{y\lambda}\lambda_S)))) / G_{y\lambda o} \quad (12)$$

$$G_{y\lambda o} = \cos(C_{y\lambda}\arctan(B_{y\lambda}S_{Hy\lambda} - E_{y\lambda}(B_{y\lambda}S_{Hy\lambda} - \arctan(B_{y\lambda}S_{Hy\lambda})))) \quad (13)$$

Boylamasına kuvvet

$$F_x = G_{x\alpha} F_{xo} \quad (14)$$

Referans fonksiyon

$$F_{xo} = D_x \sin(C_x \arctan(B_x\kappa_x - E_x(B_x\kappa_x - \arctan(B_x\kappa_x)))) + S_{vx} \quad (15)$$

Şekil fonksiyonları

$$G_{x\alpha} = \cos(C_{x\alpha}\arctan(B_{x\alpha}\alpha_S - E_{x\alpha}(B_{x\alpha}\alpha_S - \arctan(B_{x\alpha}\alpha_S)))) / G_{x\alpha o} \quad (16)$$

$$G_{x\alpha o} = \cos(C_{x\alpha}\arctan(B_{x\alpha}S_{Hx\alpha} - E_{x\alpha}(B_{x\alpha}S_{Hx\alpha} - \arctan(B_{x\alpha}S_{Hx\alpha})))) \quad (17)$$

2.2. Sürtünme Çemberi Kavramı

Bir lastikteki boylamasına $F_x$ve yanal F_y kuvvet vektörlerinin bileşkesinin değeri, sürtünme katsayısı ile tekerleğe binen dik yükün (F_z) çarpımından büyük olamaz. [17] Bu basit eşitsizlik sürtünme çemberiyle ifade edilir.

$$\sqrt{F_x^2 + F_y^2} \le \mu F_z \quad (18)$$

Bu kavramın işlevi Bölüm 3'de açıklanan Tork Aktarımı bahsinde ayrıntılandırılmıştır.

3. Tork Aktarımı

Sürtünme çemberi dikkate alındığında anlaşılmaktadır ki; bir tekerlek üzerindeki boylamasına kuvvet arttığında, yanal kuvvet veya yanal kuvvet arttığında boylamasına kuvvet düşecektir. Örneğin, ön aksa yapılan tork transferi, ön

tekerlekteki boylamasına kaymayı ve boylamasına kuvveti arttıracak ve dolayısıyla yanal kuvveti düşürecektir. Eğer ön aksa aktarılan bu tork, arka aksa aktarılandan daha fazla ise arka tekerlekteki boylamasına kuvvet düşüşü, ön tekerlektekinden daha az olacak ve yine bu nedenle ön tekerlekte üretilecek yanal kuvvet, arka tekerlektekinden daha fazla düşecektir (Şekil 2). Bu şartlarda önden kopma hadisesi meydana gelirken, torkun arka aksa daha fazla aktarılması durumunda ise arkadan kopma meydana gelecektir.

Öyleyse, bu çalışmanın yöneldiği üzere, merkezi diferansiyelle sağlanacak, tork transferini kontrol edecek bir algoritma geliştirildiğinde, önden ve arkadan kopma durumlarına aktif frenlemeyle çözüm getirmeye çalışan; ABS, VDC, ESP gibi sistemlere karşılık önemli bir alternatif sunulmuş olacaktır [21], [22].

Motorun sağladığı toplam tork T_{tot} olmak üzere

$$T_{tot} = T_f + T_r \tag{19}$$

Tork aktarımını düzenleyecek kontrol girdisi olarak bir u değişkeni belirlenmiştir ve çalışma aralığı aşağıdaki gibi tanımlanmıştır

$$-0.5 < u < 0.5 \tag{20}$$

Buna göre, ön ve arka aksa aktarılacak tork miktarını aşağıdaki eşitliklerle kontrol etmek mümkündür.

$$T_f = T_{tot}\ 0.5 + T_{tot}\ u \tag{21}$$

$$T_r = T_{tot}\ 0.5 - T_{tot}\ u \tag{22}$$

4. Sistemin Durum Uzayı Gösterimi ve Doğrusallaştırılması

4.1. Durum Uzayı Gösterimi

Aşağıdaki gösterimde; **x** durum vektörünü, **u** kontrol girdisini; w_1 direksiyon açısını ve w_2 toplam torku temsil etmektedir.

Durum uzayı bağlı olduğu değişkenlerin birer fonksiyonu olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x},\mathbf{u}) \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \\ \dot{x}_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5,w_1) \\ f_2(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5,w_1) \\ f_3(x_1,x_2,x_3,x_4,w_1) \\ f_4(x_1,x_2,x_3,x_4,w_1,w_2,u) \\ f_5(x_1,x_2,x_3,x_5,w_1,u) \end{bmatrix} \tag{23}$$

Burada, sistemin sabit toplam torkla çalıştığı varsayılmaktadır ve dolayısıyla sistem, kontrol girdisi, u ve direksiyon açısı, δ'nın etkisindedir.

4.2. Sistemin Doğrusallaştırması

Sistemin, kayma-kuvvet grafiklerinde görülen, doğrusal davranışın olmadığı bölgelerde kontrol edilebilmesi için, söz konusu bölgeler, ayrı kontrolcü kazancına sahip, farklı modeller olarak ele alınmıştır; işletim noktaları Şekil 3'te görülmektedir. Kontrolcü tasarımı ile sistemin hıza karşı dayanım sağlayacağı göz önüne alınarak hız terimi parametrik bırakılacaktır. Böylece hız parametresine bağlı olan sistem durumları cinsinden durum vektörü (23), eşitlik (24)'teki gibi ifade edilecektir. Durum vektörü **x** ve **w**, bozucu büyüklük vektörü:

$$\boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} \beta & \dot{\psi} & \omega_f & \omega_r \end{bmatrix}^T \tag{24}$$

$$\boldsymbol{w} = \begin{bmatrix} \delta & T_{tot} \end{bmatrix}^T \tag{25}$$

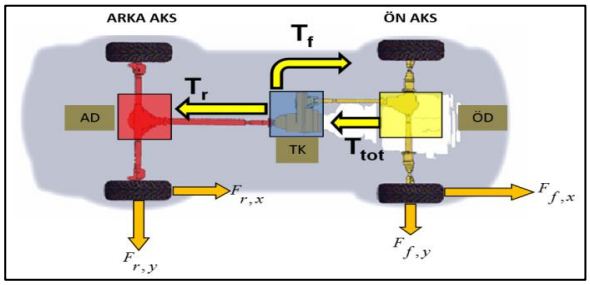
Tekerleklere düşen dik yük aynı kalmak koşuluyla; iki farklı sürtünme katsayısı için, aracın doğrusal hızı v parametrik olarak bırakılırken; direksiyon açısı değiştirilerek kayma-kuvvet grafiğinde görülen (Şekil 3) işletim noktaları için kayma değerleri ve yalpa oranları belirlenerek bu noktalar etrafında doğrusallaştırma yapılır.

Tüm işletim noktaları için elde edilecek sistemler hıza bağlıdır. Bu nedenle hız bağımlı sistem matrisi elemanlarına ikinci dereceden polinom eğriler uydurulmuştur. Sistem; polinomun hızın karesi ve hız terimi ($Y_{i,2}$, $Y_{i,1}$) ile sabit sayıyı (Y_i) içeren üç kısma ayrılmasıyla ifade edilirken; girdi matrisi hıza bağlı değildir, dolayısıyla tüm sistemler için sabit, B_u, olarak gösterilmektedir. Burada, A sistem, B girdi matrislerini ve i indisi N adet sistemi ifade etmektedir. N adet sistem direksiyon açısındaki değişimlerle belirlenmektedir.

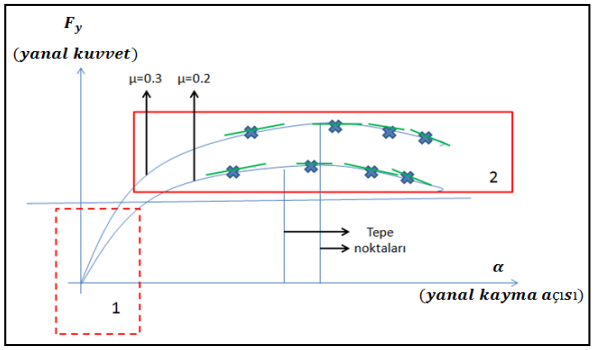
$$A_i = Y_{i,2}\ v^2 + Y_{i,1}\ v + Y_i \quad , \quad B_i = B_u \tag{26}$$

A ve B matrisleri $\theta_1 = v$ ve $\theta_2 = v^2$ zaman değişkeni parametrelerini içeren ilgin (afin) fonksiyonu olarak ifade edilerek belirsizlik giderilir. $\theta_1$ve θ_2 parametreleri şu aralıkta sınırlıdır:

$$v_{min} < \theta_1 < v_{maks} \ , v^2_{min} < \theta_2 < v^2_{maks} \tag{27}$$



Şekil 2:Tork aktarımı ve sürtünme çemberine göre tekerleklerdeki kuvvet dağılımı.(arka ve ön diferansiyel AD, ÖD; transfer kutusu TK)



Şekil 3: Yanal Kayma-Kuvvet grafiği (1) doğrusal bölge,(2) doğrusal olmayan bölge

Buna göre sistem v_{min} ve v_{maks} aralığında hıza karşı dayanımlı olacaktır. Değişen hızlar dikkate alındığında belirsizlik şöyle ifade edilir.

$$A_{i,1}=Y_{i,2}v_{maks}^{2}+Y_{i,1}v_{maks}+Y_i,\ A_{i,2}=Y_{i,2}v_{maks}^{2}+Y_{i,1}v_{min}+Y_i$$
$$A_{i,3}=Y_{i,2}v_{min}^{2}+Y_{i,1}v_{maks}+Y_i,\ A_{i,4}=Y_{i,2}v_{min}^{2}+Y_{i,1}v_{min}+Y_i \quad (28)$$

5. Sistemin Kontrolü

5.1. Doğrusal Matris Eşitsizlikleri (LMI) ile Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde, öncelikle, eşitlik (28)'de verildiği gibi dayanımlı kalınması istenilen hız aralıklarının kombinasyonlarından oluşan dört alt sistem arasında, izahı aşağıda verilen, ortak P Lyapunov matrisi aranacaktır. P matrisinin bulunması ile bu dört alt sistemi içeren bir A_i sistemine ait bir K_i kontrolcü kazancı elde edilecektir.

Şekil 3'te gösterilen işletim noktarındayken kullanılacak herbir kontrolcünün başarımlarının en yüksek ve Bölüm 5.2'de bahsedilen kontrolcüler arası geçişlerde sistemin kararlı olmasını sağlamak amacıyla, doğrusal matris eşitsizlikleri (linear matrix inequalities, LMI) ile kazanç değerleri belirlenecektir (Şekil 5'te N adet K_i). Geçici tepkinin istenildiği gibi olması için [20]'de geçen kutup yerleştirme teoremi kullanılacaktır. Buna göre sistemin kapalı çevrim kutupları karmaşık s-düzleminde $S(a,r,\theta)$ şeklinde tanımlanan ve Şekil 4'te gösterilen bölgeye sıkıştırılacaktır. Burada a en küçük sönüm hızını, r en büyük sönümsüz doğal frekansı, θ ise en küçük sönüm oranını tayin eder.

S(a, r, θ) bölgesi için LMI'lar şöyle ifade edilir [19], [20]:

$$PA+A^{T}P+2aP<0 \quad (29)$$

$$\begin{pmatrix} -rP & PA \\ A^{T}P & -rP \end{pmatrix}<0 \quad (30)$$

$$\begin{pmatrix} \sin\theta(PA+A^{T}P) & \cos\theta(PA-A^{T}P) \\ \cos\theta(A^{T}P-PA) & \sin\theta(PA+A^{T}P) \end{pmatrix}<0 \quad (31)$$

Burada A sistem matrisi, P ise pozitif tanımlı simetrik ortak Lyapunov matrisidir. Eğer $P>0$ şartını (29), (30), (31) eşitsizlikleri ile birlikte sağlayan bir P matrisi elde edilebiliyorsa LMI'lar fizibildir, başka bir deyişle gerçekleştirilebilirdir denir. K kontrolcü kazancı ve kontrolcü girdisi

$$u=Kx \quad (32)$$

olmak üzere sistem matrisi, A , çoklu modeller için aşağıdaki gibi yazılır:
i= 1, 2, … N; n=1, 2, 3, 4;

$$A=A_{i,n}+B_uK_i \quad (33)$$

$$L_i=P_i^{-1} \quad , \quad M_i=K_iL_i \quad (34)$$

olmak üzere; çoklu model için (29), (30), (31) eşitsizlikleri:

$$L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}+A_{i,n}L_i+B_uM_i+M_i^{T}B_u^{T}<0 \quad (35)$$

$$\begin{pmatrix} -rL_i & A_{i,n}L_i+B_uM_i \\ L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}+M_i^{T}B_u^{T} & -rL_i \end{pmatrix}<0 \quad (36)$$

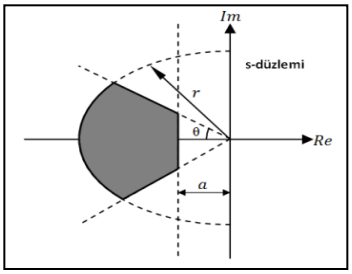
$$\begin{pmatrix} \sin\theta\left(L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}+A_{i,n}L_i+B_uM_i+M_i^{T}B_u^{T}\right) & \cos\theta\left(-L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}+A_{i,n}L_i+B_uM_i-M_i^{T}B_u^{T}\right) \\ \cos\theta\left(L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}-A_{i,n}L_i-B_uM_i+M_i^{T}B_u^{T}\right) & \sin\theta\left(L_i\left(A_{i,n}\right)^{T}+A_{i,n}L_i+B_uM_i+M_i^{T}B_u^{T}\right) \end{pmatrix}<0 \quad (37)$$

Dayanımlı olması beklenen hız aralığı v_{min} ve v_{maks} değerleri girilip $A_{i,n}$ sistem matrisleri elde edilir. Buradan L_i ve M_i için fizibilite sağlandığında (eşitsizliklerin çözümünden L_i ve M_i matrisleri elde edildiğinde) N sistem için N adet kontrolcü kazancı elde edilir. Kontrolcü kazancı değeri şöyle ifade edilir:

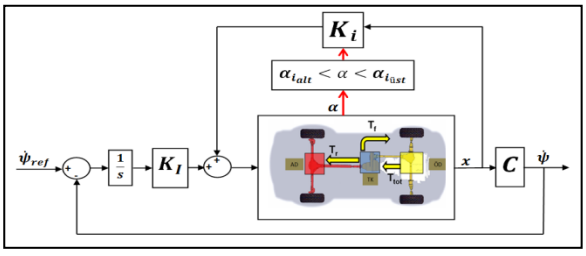
$$K_i=M_iL_i^{-1} \quad (38)$$

5.2. Çoklu Model Geçişi

Araç sürücüsü, direksiyonu farklı büyüklük ve yöndeki açılarla çevirdikçe, kayma açısı dolayısıyla ilgili işletim noktaları etrafında doğrusallaştırılmış sistemler değişecektir. Ayrıca araç seyir halindeyken sürtünme katsayısının da değişebileceği göz önünde bulundurulduğunda yeni işletim noktaları etrafında doğrusallaştırılmış yeni sistemler eklenecektir. Öyleyse, tasarlanan kontrol algoritması bu sistemler arasında geçiş yapmalıdır. Dahası, geçişler sırasında sistemin hep kararlı davranış göstermesi beklenmektedir. Bölüm 5.2.1'de açıklanan ortak Lyapunov fonksiyonun varlığının belirlenmesi ile geçişin kararlılığı koruduğu gösterilmiştir.



Şekil 4: $S(a,r,\theta)$ *bölgesi*



Şekil 5: Kontrol diyagramı

Kontrol diagramı Şekil 5'te verilmiştir. Referans takibinin sağlanması için tasarlanan integratör kazancı K_I ile ifade edilmiştir.

5.2.1. Geçiş Kararlılığı

Artık tüm A_i sistemleri için bir K_i kontrolcü kazancı elde edilmiştir. Dolayısıyla sistemin geri beslemeli ifadesi:

$$A_{i,n}^{yeni} = A_{i,n} + B_u K_i \tag{39}$$

Bölüm 5.1'de dört alt sistem için aranan ortak Lyapunov fonsiyonu; bu kez, bu bölümde, geçiş kararlılığının sağlandığını göstermek için $A_{i,n}^{yeni}$ sistemleri arasında aranacaktır.

Denklem (40) ve (41)'de, [18]'deki teoremlere göre, durum geri beslemeli kontrol formülasyonu uyarınca verilen doğrusal matris eşitsizlikleri (linear matrix inequalities, LMI); X simetrik pozitif tanımlı bir matris olmak üzere, fizibilite sağlıyor, başka bir deyişle, gerçekleştirilebiliyorsa; birden fazla sistem için elde edilen tek bir X çözümü ile ikilenik Lyapunov fonksiyonu yazılabilir. Böylece, yapılacak geçişlerde sistemlerin kararlı davrandığı söylenir.

$$(A_{i,n} + B_u K_i)^T X + X (A_{i,n} + B_u K_i) \prec 0 \tag{40}$$

$$X \succ 0 \tag{41}$$

Çalışmada, Şekil 3'teki işletim noktalarının oluşturduğu sistemler $A_{i,n}$ ve bunlar için eşitlik (38) ile elde edilen kontrolcü kazançları kullanılarak, (40) ve (41)'deki eşitsizlikler gerçekleştirilmiştir. Geçişlerin makul ölçüde salınım yaratması dışında kararlılığı bozmadığı Şekil 6 ve 7'de görülmektedir.

6. Benzetim Sonuçları

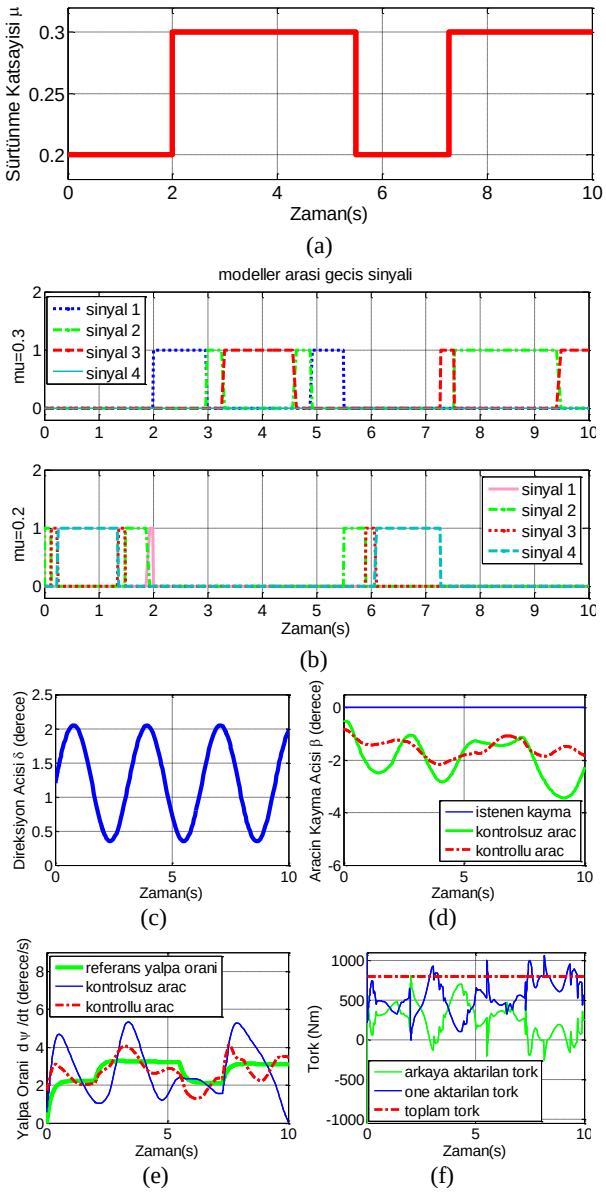
Benzetimlerde; araç kütlesi 1988 kg, ağırlık merkezinin ön-arka aksa uzaklığı 1.15 ve 1.43 m, yalpa atalet momenti 4510 kgm^2, tekerleklerin yarıçapı ve atalet momentleri 0.313 m ve 2 kgm^2 model parametre değerleridir. Sürtünme katsayısının 0.2 ve 0.3 olarak değiştiği varsayılan bir yolda, direksiyon açısı Şekil 6 (c)'de gösterildiği gibi verilmektedir. 50 m/s sabit hız ve 48 ile 52 m/s arasında değişen hız değerleri için benzetimler yapılmıştır. (Şekil 6 ve Şekil 7).

0.3 ve 0.2 olarak rastgele değişebilecek sürtünme katsayısı Şekil 6 (a)'da gösterilen profille ifade edilmiş, benzetim sonuçları alınmıştır. Yine, aynı sürtünme katsayısında farklı işletim noktaları için oluşturulmuş modeller arasındaki geçişler de Şekil 6 (b)'deki sinyal değişimlerinden gözlenebilmektedir.

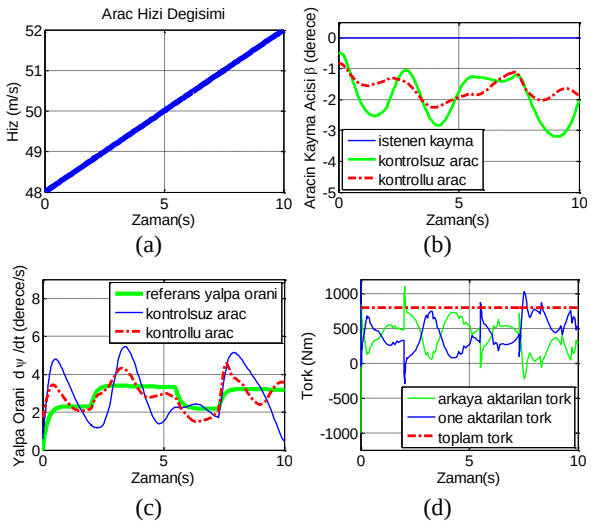
Sürtünme katsayısı değişim profili ve direksiyon açısı değişimi aynı kalmak üzere tasarlanan kontrolcülerin sistem davranışını hıza karşı dayanımlı kıldığı Şekil 7'deki sonuçlardan gözlenebilmektdir. Şekil 7 (a)'da da görüldüğü gibi çalışmada, algoritma $v_{min} = 48$ ve $v_{maks} = 52$ için oluşturulmuş ve benzetim sonuçları alınmıştır.

Bu çalışmayla gösterilmiştir ki; hem 50 m/s sabit hız benzetimlerinden hem de 48 ile 52 m/s arasında değişen hız benzetimlerinden alınan yukarıdaki grafikler değerlendirildiğinde, kontrollü aracın tepkisindeki salınımlar, kontrolsüz aracınkinden kayda değer ölçüde düşüktür. Şekil 6 (d) ve Şekil 7 (b)'de araç kayması gözlense de kontrolsüz araca göre oturma zamanı kısalmıştır. Şekil 6 (e) ve Şekil 7 (c)'de Yalpa Oranı-Zaman grafiklerinde referans değeri oldukça iyi takip edilebilmiştir. Gözlenen makul karşılanacak salınımlar, çok kısa süreli de olsa kontrolcü geçişlerindeki gecikme nedeniyledir. Tork Zaman grafiklerinde (Şekil 6 (f) ve Şekil 7 (d)) sürtünme katsayısı değişiminin hemen ardından gözlenen negatife düşüş ve toplam torku aşma, verilen direksiyon açısının, sistemin doğrusallaştırıldığı işletim noktalarına gelme süresindeki tepki gecikmesi kaynaklıdır.

50 m/s sabit hız benzetimleri ile 48 ile 52 m/s arasındaki hız değişimi benzetimlerinin benzer sistem tepkileri üretmesi, hıza karşı dayanımlı kontrolcü tasarımı algoritmasının başarımını açıkça göstermektedir.



Şekil 6: 50 m/s sabit hız için benzetim sonuçları (a) sürtünme katsayısı profili, (b) kontrolcü geçiş sinyali (c) Direksiyon açısı (δ)-Zaman, (d) Aracın kayma açısı (β)-Zaman, (e) Yalpa oranı ($\dot{\psi}$)-Zaman, (f) Tork-Zaman, grafikleri



Şekil 7: 48 ile 52 m/s arası değişen hızlar için alınan benzetim sonuçları (a) hız değişimi, (b) Aracın kayma açısı (β)-Zaman, (c) Yalpa oranı ($\dot{\psi}$)-Zaman, (d) Tork-Zaman grafikleri

7. Tartışma ve Sonuç

Sonuç olarak, çalışmada önerilen yöntemlerin etkin olduğu merkezi diferansiyelin aktif kontrolünün, değişen yol şartlarında (farklı sürtünme katsayılarında) araca dinamik kararlık sağlayacağı, bu yönüyle günümüzde yaygınlıkla kullanılan, frenlemeyle kontrol yapan aktif güvenlik sistemlerine önemli bir alternatif [21], [22] olabileceği gösterilmiştir. Farklı işletim noktaları için çoklu modellerin, bunlar için belirlenen kontrolcülerin ve aralarındaki başarılı geçişlerin; lastiklerin doğrusal olmayan davranış gösterdiği bölgelerde sistem denetimi sağlamış olması; dahası, elde edilen kontrolcülerin hıza karşı dayanım sağlaması önemlidir. Çalışma, dümenlemenin zıt yönde de verilmesiyle daha kapsamlı hale getirilerek zenginleştirilmeye açıktır.

Teşekkür

Katkılarından ötürü Politecnico di Milano Elektronik Mühendisliği bölümünden Dr Sergio Savaresi ve Dr Mara Tanelli'ye teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] M.Canale, L.Fagiano, M.Milanese, P.Borodani, *Robust vehicle yaw control using an active differential and IMC techniques*, Control Engineering Practice 15 (2007) 923–941

[2] D.Piyabongkarn, J.Grogg, Q.Yuan, J.LewAdaptive R.Rajamani, *Dynamic Modeling of Torque-Biasing Devices for Vehicle Yaw Control*, SAE International, 2006.

[3] S. Torii, E. Yaguchi, K. Ozaki, T. Jindoh, M. Owada ve G. Naitoh, *"Electronically Controlled Torque Split System for 4WD Vehicles," SAE Passenger Car Meeting & Exposition*, Dearborn, Michigan, September 1986.

[4] E.F. Drenth, "*Verification of the Haldex LSC System Performance*," *15th ADAMS European Users', Conference*, Rome, 2000.

[5] G. Fischer, W. Pfau, H.S. Braun and C. Billig, "*xDrive: The New Four-Wheel Drive Concept in the BMW X3 and BMW X5*", ATZ Worldwide, Vol. 106, February 2004.

[6] E.K. Liebemann, K. Meder, J. Schuh and G. Nenninger, "*Safety and Performance Enhancement: The Bosch Electronic Stability Control (ESP)*", SAE Paper No. 2004-21-0060.

[7] H. Huchtkoetter and T. Gassmann, "*Vehicle Dynamics and Torque Management Devices*," SAE Paper No. 2004-01-1058.

[8] J. Park and W.J. Kroppe, "*Dana Torque Vectoring Differential Dynamic Trak*," SAE Paper No. 2004-01-2053.

[9] J.C. Wheals et al., "*Torque Vectoring Driveline: SUV-based Demonstrator and Practical Actuation Technologies*," SAE Paper No. 2005-01-0553.

[10] Y. Atsumi, "*Development of SH-AWD (Super Handling-All Wheel Drive) System*," Presentation, Vehicle Dynamics EXPO 2005, Stuttgart, Germany, June 2005.

[11] Y. Ushiroda, K. Sawase, N. Takahashi, K. Suzuki and K. Manabe, "*Development of Super AYC*," Technical Review, No. 15. 2003.

[12] K. Sawase and Y. Sano, "*Application of Active Yaw Control to Vehicle Dynamics by Utilizing Driving/Braking Force,"* JSAE Review 20, Paper No. 9930801, pp. 289-295, 1999.

[13] Y. Ikushima and K. Sawase, "*A Study on the Effects of the Active Yaw Moment Control,"* SAE International Congress and Exposition, Detroit, Michigan, February 1995.

[14] M.Nievelstein, *"Vehicle Stabilization with Torque Distribution,"* DCT 2004.107 Eindhoven, September 2004.

[15] G.Panzani, M.Corno, M.Tanelli, A.Zappavigna, S.M.Savaresi, A.Fortina, and S.Campo, *"Designing on-demand four-wheel-drive vehicles via active control of the central transfer case,"* IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 11, no. 4, December 2010.

[16] H.B.Pacejka, "*Tire and Vehicle Dynamics*"(2nd ed.), Oxford Elsevier, 2006.

[17] R.Rajamani, "*Vehicle Dynamics and Control*", New York Springer, 2006.

[18] C.W.Scherer, S.Weiland, "*Linear Matrix Inequalities in Control,"* Stuttgart Research Centre for Simulation Technology (SRC SimTech) Issue No. 2010-56.

[19] M.Chilali, P.Gahinet, "*H1 design with pole placement constraints: An LMI approach*" 1996, IEEE Transactions on Automatic Control, 41, 358- 367.

[20] J.Wang, D.A.Wilson, "*Mixed GL2/H2/GH2 control with pole placement and its application to vehicle suspension systems*",International Journal of Control, November, 2010.

[21] W. Hoffmann, M. Höck, "*AWD Vehicle Dynamics Improvement using Active Limiting Slip Devices systems*", Hauptstrasse 150 - D-53797 Lohmar.

[22] M. Bozdemir, D. Todevski, *"Yaw moment control using an active differential and Electronic Stability Control system (ESC)",* Master's Thesis, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden 2013.

LPG KULLANAN BUJİ ATEŞLEMELİ MOTORLARDA LPG YAKIT SICAKLIĞININ KONTROLÜ

Erdoğan GÜNER[1], M.Akif CEVİZ[1], Alirıza KALELİ[2], İ. Volkan ÖNER[1], Köksal ERENTÜRK[2]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
{erdoganguner, aceviz, voner}@atauni.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
{arizakaleli, keren}@atauni.edu.tr

Özetçe

LPG, tüm dünyada buji ateşlemeli motorlarda benzinden sonra en yaygın olarak kullanılan yakıttır. Benzine göre daha geniş çalışma aralıklarına sahiptir ve daha az zararlı egzoz emisyonu üretmektedir. Ancak, LPG yakıtlı motorların çıkış güçleri benzin motorlarından yaklaşık %5-10 aralığında daha düşüktür. Çünkü LPG emme manifoldu içerisinde (benzine göre) %15-20 oranında daha fazla hacim kaplamaktadır. Bu durum, yakıt-hava karışımının enerji yoğunluğunu düşürmektedir ve silindire her bir çevrimde alınan enerji miktarı azaldığı için motor çıkış gücü de azalmaktadır. İçten yanmalı motorlarda motor performansı ve egzoz emisyonları üzerinde etkili olan parametrelerin en önemlilerinden birisi ise volumetrik verimdir. Volumetrik verimi azaltan herhangi bir etki motor performansını da azaltacaktır. Kullanılan yakıtın emme manifoldunda gaz halinde olması volumetrik verimi azaltmaktadır. Volumetrik verimi düşüren bir diğer parametre ise yakıt-hava karışımının sıcaklığıdır. Karışımın sıcaklığının artması, emme manifoldunda karışımın enerji yoğunluğunun azalmasına ve dolayısıyla motor performansının azalmasına sebep olmaktadır. Bu çalışmada, LPG yakıt sıcaklığının motor performans karakteristiklerine olan etkilerini araştırmak için bir deney düzeneği kurulmuştur. Deneysel çalışma sonuçları LPG yakıt sıcaklığının artışı ile motor çıkış gücünde yaklaşık olarak % 1,85'lik bir azalma, NO emisyonlarının miktarında ise yaklaşık %7'lik bir artma meydana geldiğini göstermiştir. Dolayısıyla, bu çalışmada LPG yakıt sıcaklığının 35-45 °C bandında kalmasını sağlamak üzere, LPG regülatörünü bir kontrol vanası ile kumanda etmeye çalışılmıştır.

1. Giriş

LPG basınç altında sıvılaştırılır ve 1,03'den 1,24 MPa'a kadar değişen basınçlar altında çelik tanklarda depolanır. Isınmada, yemek pişirmede ve motor yakıtı olarak kullanılabilir. LPG, doğal gazın hafif bileşenlerinden ve ham petrolün rafinesi sırasında hafif hidrokarbon bileşenlerinin ayrıştırılmasından ve ayrıca, doğal gaz veya benzinin üretiminden de elde edilir. [1,2]

LPG buji ateşlemeli motorlar için çevre dostu bir yakıttır, benzine göre potansiyel emisyon avantajlarına sahiptir. Çalışmalar, LPG'nin benzine göre bazı avantajları olduğunu göstermiştir. Bunlar; (1) LPG benzinden daha az egzoz emisyonları üretir, (2) Motor bakım maliyetlerini azaltır, (3) Soğuk çalışma şartlarına daha hızlı uyum sağlar, (4) Tüm işletme maliyetlerini düşürür. Bu avantajlarının yanı sıra, benzine göre % 15-20 daha fazla hacim kapladığından dolayı motor çıkış gücünde % 5-10 azalma meydana gelir. [2,3]

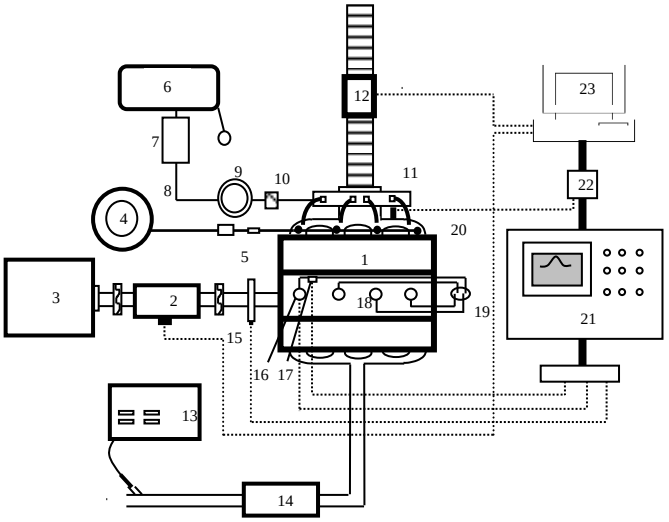
LPG enjeksiyon sistemlerinde yakıt, emme manifolduna gaz fazında püskürtülmektedir. Bu sistemlerde, yakıt tanktan çıktıktan sonra basınç regülatörüne gelmektedir. Regülatör, LPG'nin sıvı fazından gaz fazına geçmesini sağlar. Bu sırada, aşırı düşük sıcaklıklara inilmemesi için ihtiyaç duyulan buharlaşma gizli ısısı ise regülatörde motor soğutma suyundan karşılanır. İlk çalıştırmanın ardından, soğutma suyunun sıcaklığı artar ve regülatörde ısı enerjisi soğutma suyundan LPG'ye transfer edilir. Ancak, soğutma suyu sıcaklığı belirli seviyeyi aştıktan sonra LPG sıcaklığı aşırı artmaktadır. Bu durum, motora giren karışımın sıcaklığının artmasını sağlar ve motorun volumetrik verimi düşer. LPG kullanan buji ateşlemeli motorlarda, motor çıkış gücünün düşük olmasının sebeplerinden birisi de budur.

Bu olumsuz etki, LPG sıcaklığının aşırı yükselmesini engelleyerek azaltılabilir. Bu çalışmada, LPG yakıt sıcaklığının motor performansı ve egzoz emisyonları üzerine etkilerini araştırmak için deney düzeneği kuruldu. Regülatör girişindeki LPG yakıt sıcaklığının hangi sıcaklık bandında kalması gerektiği araştırıldı. Sonrasında TÜBİTAK projesi kapsamında, LPG yakıt sıcaklığının belli bir bant değerinde kalmasını sağlamak maksadıyla, LPG regülatörüne giriş vanasının kontrolü gerçekleştirilecektir.

2. Deneysel Çalışma

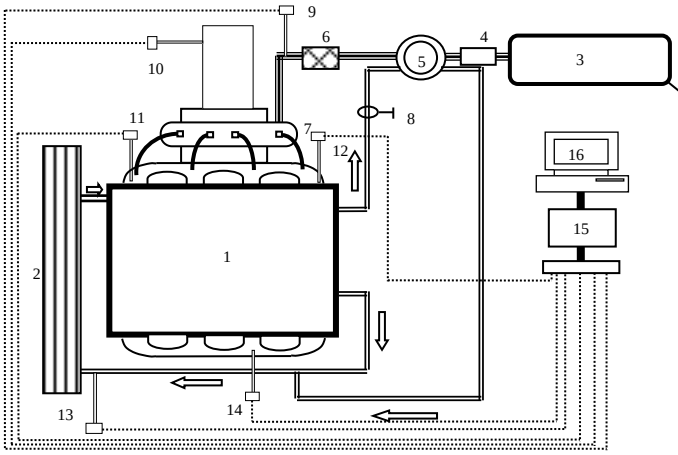
Deneylerimizde, hidrolik fren (dinamometre) tezgâhına monte edilen, 4-stroklu, su soğutmalı, yakıt püskürtmeli, buji ateşlemeli Ford MVH418 tipi motor kullanılmıştır. Bu motora ATİKER marka sıralı LPG sistemi monte edilmiştir.

Kullanılan motorun teknik özellikleri Çizelge 1'de, deney düzeneğinin genel görünümü ve ilgili ekipmanlar Şekil 1'de LPG bağlantı şeması ise Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 1. Deney düzeneğinin şematik görünüşü

1- Motor	13- Egzoz emisyon ölçüm cihazı
2- Tork Sensörü	14- Susturucu
3- Hidrolik dinamometre	15- Enkoder
4- Benzin deposu	16- Bujiye monte edilmiş piezo elektrik sensör
5- Benzin yakıt hattı	17- Ateşleme zamanı vericisi
6- LPG tankı	18- Bujiler
7- Yakıt debisi ölçüm düzeneği	19- Distribütör
8- LPG yakıt hattı	20- Emme havası basınç sensörü
9- Regülatör	21- Amplifikatör ve osiloskop
10- LPG filtresi	22- Veri toplama kartı
11- LPG enjektörleri	23- Bilgisayar
12- Emme havası debi sensörü	



Şekil 2. LPG akış devresi ve motor soğutma suyunun detaylı şematik yapısı

1- Motor

2- Soğutma suyu eşanjörü

3- LPG Tankı

4- Yakıt debisi ölçüm düzeneği

5- Regülatör

6- LPG Filtresi

7- LPG Enjektörleri

8- Regülatör-motor soğutma suyu hattı vanası

9- Regülatör çıkışı-kollektöre girişteki LPG sıcaklığı ($T_{LPG\text{-}Regülatör}$)

10- Emme manifolduna girişteki hava sıcaklığı (T_{hava})

11- Manifold çıkışındaki yakıt-hava karışım sıcaklığı ($T_{Şarj\text{-}Manifold}$)

12- Subap girişindeki yakıt-hava karışım sıcaklığı ($T_{Şarj\text{-}Subap}$)

13- Soğutma suyu sıcaklığı ($T_{Soğutma\ Suyu}$)

14- Egzoz gaz sıcaklığı (T_{Egzoz})

15- Veri toplama kartı

16- Bilgisayar

Çizelge 1. Motor özellikleri

Motor tipi	Ford MVH418, 4-Stroklu, Su Soğutmalı, Yakıt Püskürtmeli, Buji Ateşlemeli
Silindir sayısı	4
Sıkıştırma oranı	10:1
Çap (mm)	80.6
Strok (mm)	88
Kapasite (mm^3)	1796×10^3
Maksimum güç	6250 d/dak.'da 93 kW
Maksimum tork	4500 d/dak.'da 157 Nm
Soğutma sistemi	Su soğutmalı

Tüketilen LPG yakıt miktarı 30 kg kapasiteli 0.01 gr hassasiyetli elektronik tartı ile ölçülebilmektedir. Regülatörden çıkıştaki LPG'nin, enjektörlerden emme manifolduna püskürtüldüğü noktadaki LPG-hava şarjın ve emme subabı girişindeki LPG-hava şarjının sıcaklıkları K tipi termokpullarla ölçülmüştür. Deneylerde motor tarafından tüketilen hava miktarının ölçümü Sierra Marka 628S-BW2-EN2-V1-DD tipi cihaz kullanılmıştır. Bu cihazlardan alınan veriler National Instrument firması üretimi olan PCIe-6363 modeli veri toplama (Data Acquisition) kartı vasıtasıyla bilgisayara kaydedilmiştir.

Motorun çalışması hakkında bilgi edinme yollarından biri de egzoz gazlarının analizidir. Bu amaçla egzoz emisyon değerlerinin belirlenmesi için Bosch marka BEA 270 tip egzoz emisyon cihazı kullanılmıştır. Bu cihaz CO, CO_2 ve O_2'nin değerlerini yüzde olarak HC ve NO'nun değerlerini ise ppm olarak vermektedir. Ayrıca bu cihazdan hava fazlalık katsayısını da görülebilmektedir.

Deneylerde, motorun basınç-hacim değişiminin ve ateşleme zamanının gözlenmesi için AVL GH13Z-31 model basınç sensörü ve silindir içi basınç ölçümlerinin krank mili açısı ve silindir hacmi parametrelerine göre konumlandırılması amacıyla AVL 365C Encoder Set kullanılmıştır.

Deneylerde, Kistler 4503A model tork sensörü kullanılmıştır. Motor bloğu soğutma suyu ve hidrolik fren için 25 ton kapasiteli bir su tankı kullanılmıştır.

3. Sonuçlar ve Tartışma

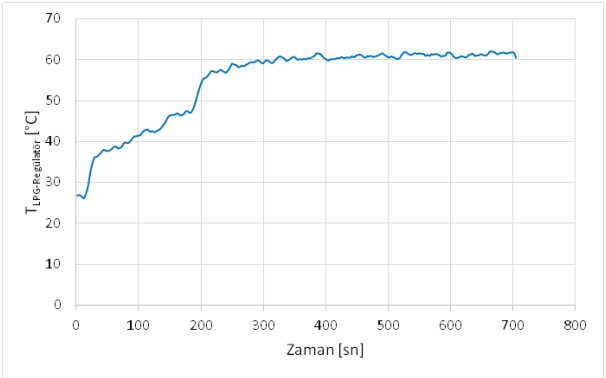
Deneylerimizde, farklı LPG sıcaklıklarında motor performansının gözlenmesi amaçlanmaktadır. LPG sıcaklığını değiştirebilmek amacıyla Şekil 2'de gösterilen 8 nolu parça olan soğutma suyunun regülatöre gidiş hattına yerleştirdiğimiz vana kullanılmıştır. Vana kısıldıkça regülatörden geçen soğutma suyunun debisi azalmakta, dolayısıyla LPG'nin regülatörden çıkış sıcaklığı azalmaktadır. Tam tersi durumda ise LPG sıcaklığı artmaktadır. Farklı devir sayısı ve motor yüklerinde hem soğutma suyunun debisi hem de regülatörden geçen LPG'nin debisi değişmektedir. Farklı motor çalışma şartlarında motorun cevaplarını gözleyebilmek amacıyla Çizelge 2 ile verilen daimi hal şartlarında ve farklı LPG sıcaklıklarında deneyler yapılmıştır;

Çizelge 2. Daimi hal deney şartları

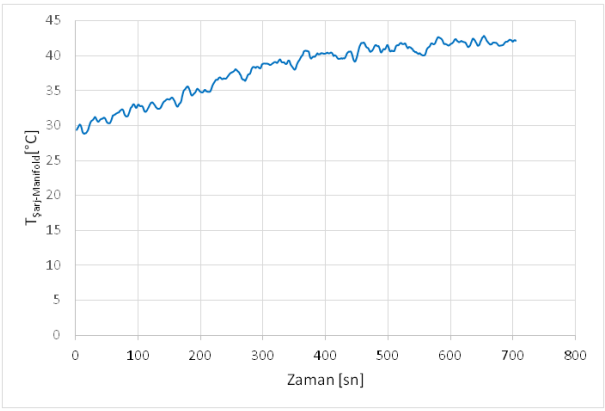
Deney adı	Devir sayısı (d/dak)	Motor torku (Nm)
1.Grup deneyler	2550	33
2.Grup deneyler	2520	72
3.Grup deneyler	4050	50
4.Grup deneyler	3860	80

Düşük devir sayısı düşük motor yükünden yüksek devir sayısı yüksek motor yüküne farklı şartlarda yapılan deneyler sayesinde LPG sıcaklığının motor performansına etkilerinin gözlemlenmiştir. Test motorumuzun daha yüksek devir sayısı ve torku (motor yükü) şartlarında çalıştırılması durumunda test sisteminin emniyet şartları azalmaktadır. Çok yüksek motor yüklerinde yapılan testlerimizde, test standında sorunlarla karşılaşılmıştır. Özellikle motorun sabit olması dolayısıyla egzoz hattında aşırı yüksek sıcaklıklara ulaşılması, deney elemanlarının ve tüm sistemin çalışma sınırlarının aşıldığını göstermiştir.

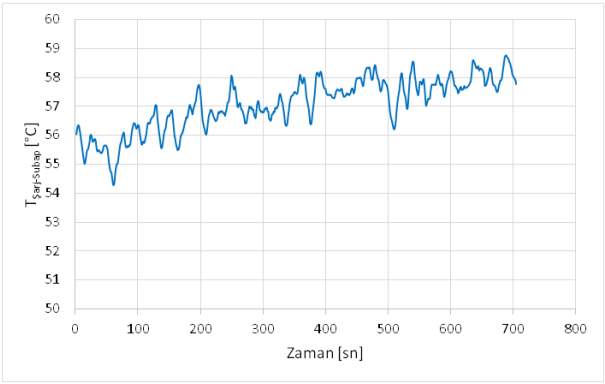
Bu çalışmada, yüksek devir sayısı ve yüksek tork'ta yapılan deneylere ait veriler irdelenecektir. 4. grup deney sonuçlarına göre; şekil 3, 4 ve 5'de sırasıyla, LPG'nin regülatörden çıkış sıcaklığı, Manifold çıkışında yakıt-hava karışımı sıcaklığı ve Subap girişinde yakıt-hava sıcaklığı verilmiştir.



Şekil 3. LPG'nin regülatörden çıkış sıcaklığı



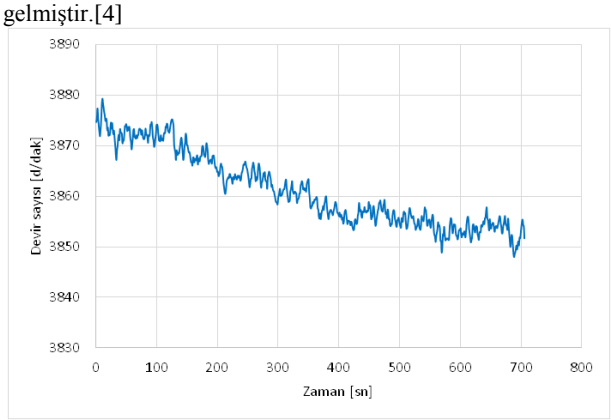
Şekil 4. Manifold çıkışında yakıt-hava karışımı sıcaklığı



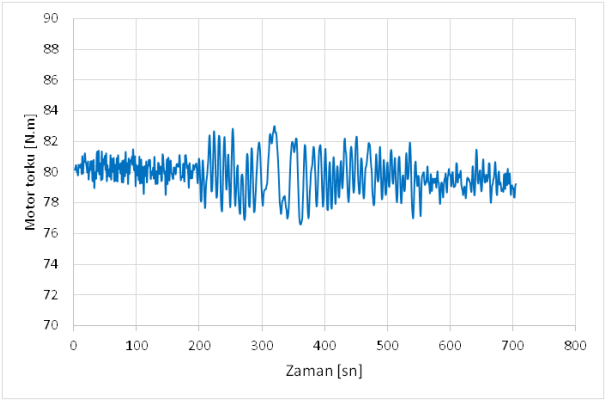
Şekil 5. Subap girişinde yakıt-hava sıcaklığı

LPG regülatörden çıkış sıcaklığının artışı ile motor devir sayısı ve motor torkunun değişimi şekil 6 ve 7'de, bu değerlere bağlı olarak hesaplanan motor efektif gücünün değişimi ise şekil 8'de gösterilmiştir.

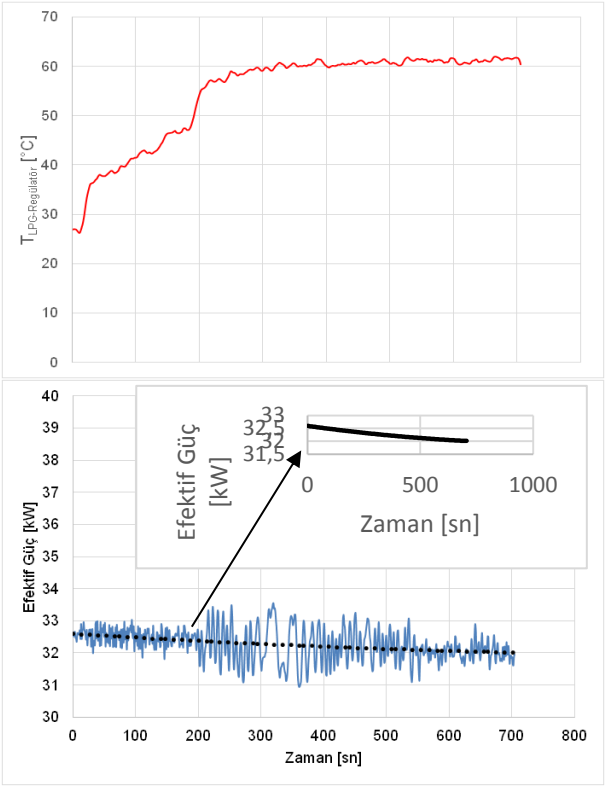
Şekil 6. incelendiğinde devir sayısında yaklaşık 25 d/dak'lık bir azalma, Şekil 7'de ise deney süresi boyunca, motor torkunda yaklaşık 1 Nm azalma meydana gelmiştir. Tüm deney periyodu boyunca Şekil 8 incelendiğinde ise, LPG sıcaklığının yaklaşık 25°C'den 62°C'ye artışı ile motor efektif gücünde yaklaşık %1.85 seviyesinde bir azalma meydana gelmiştir.[4]



Şekil 6. Motor devir sayısının zamanla değişimi

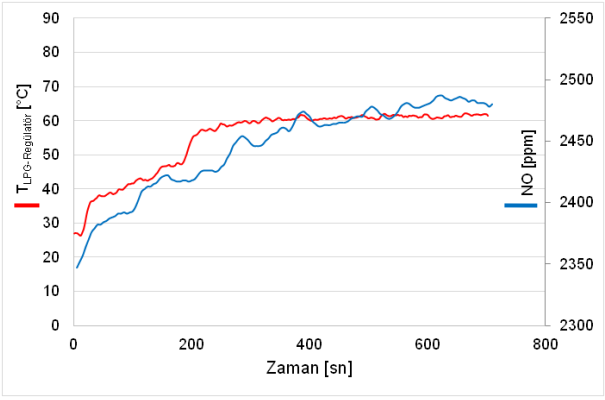


Şekil 7. Motor torkunun zamanla değişimi



Şekil 8. LPG Regülatör çıkış sıcaklığı ile efektif gücün değişimi

Deneyler sırasında egzoz emisyonlarından NO üretiminin LPG yakıt sıcaklığı ile değişimi şekil 9'da verilmiştir.

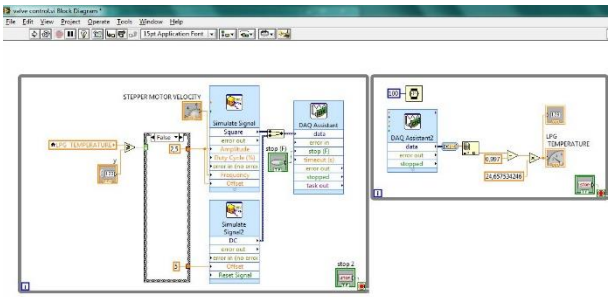


Şekil 9. LPG regülatör çıkış sıcaklığı ile NO emisyonlarının değişimi.

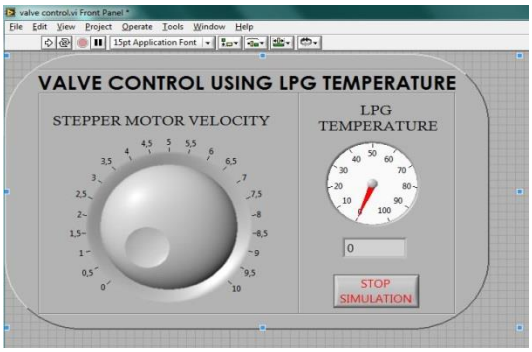
NO emisyonunun artan LPG sıcaklığı ile önemli seviyede arttığı, bu artışın yaklaşık %7 oranında olduğu görülmektedir. Tüm deney sonuçları irdelendiğinde; LPG'nin regülatör çıkışındaki sıcaklığının kontrolünün motor performansı ve egzoz emisyonları açısından büyük önem arz ettiği, LPG'nin regülatör çıkışındaki sıcaklığının ise 35-45 °C bandında olması gerektiği sonucuna varılmıştır.[4]

Bu amaçla, regülatör girişindeki vananın açıklığını, dolayısıyla soğutma suyunun debisinin kontrol edilmesi için TÜBİTAK projesi kapsamında bir dizi çalışmalar gerçekleştirilecektir. Bu çalışmaların ön hazırlık çalışmaları ise aşağıda sunulmuştur.

4. Regülatör girişindeki Vananın Kontrolü



Şekil 10. Kontrol sisteminin LabVIEW blok diyagramı



Şekil 11. Kontrol sisteminin LabVIEW ön panel görünümü

Bu çalışmalardan sonra, LPG yakıt sıcaklığının belirli bir sıcaklık bandında kalmasını sağlamak için bir kontrol sistemi dizaynına başlanmıştır. LabVIEW tarafından kontrol edilen bir

vana sayesinde, regülatöre giren motor soğutma suyunun debisi kontrol edilelebilmiştir. Şekil 2'de 8 numaralı eleman olan kontrol vanası şekil 10 ve 11'deki LabVIEW blok diyagramı ve LabVIEW ön panel ile kontrol edilmektedir. LPG regülatör giriş sıcaklığı sisteme giriş parametresidir. LPG sıcaklığının artması için step motor kontrol vanasını açar böylelikle motor soğutma suyundan LPG'ye transfer edilen enerji miktarı artar, tersi durumda ise step motor kontrol vanasını kapatır. Bu kontrol sistemi sayesinde LPG sıcaklığının istenen sıcaklık bandı aralığında kalmasının sağlanması amaçlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma, 112 M 720 numaralı proje ile TÜBİTAK tarafından desteklenmektedir. Bu çalışmada yer alan kontrol sisteminin tasarlanması ile ilgili bilgiler ön hazırlık çalışmaları olup, TÜBİTAK proje çalışmaları devam etmektedir. Bu kapsamda, TÜBİTAK'a desteklerinden dolayı teşekkürü bir borç biliriz.

Kaynakça

[1] Lutz, B.R., Stanglmaier, R.H., Matthews, R.D., Cohen, J., Wicker. R., 1998, *The effects of fuel composition, system design, and operating conditions on in-system vaporization and hot start of a liquid-phase LPG injection system, SAE paper no: 981388,* Presentation at the Society of Automotive Engineers, International spring fuels and lubricants meeting and exposition Dearborn, Michigan, May 4–6, 1998.

[2] Baljit, D., David, C., 2000, *Tailpipe emissions comparison between propane and natural gas forklifts, SAE Paper No: 2000-01-1865,* Presentation at the Society of Automotive Engineers, International spring fuels and lubricants meeting and exposition, Paris, France, June 19–22, 2000.

[3] Homeyer, C., Choi, G.H., and Kim, J.H., 2002, *Effects of different LPG fuel systems on performances of variable compression ratio single cylinder engine*, *ASME Internal Combustion Engine Division*, 39: 369–375.

[4] Öner İ.V., LPG kullanan motorlarda yakıt sıcaklığının motor performansı ve çevrimsel farklara etkileri, Doktora Tezi, Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum, 2014.

Tek Silindirli Buji Ateşlemeli Bir İçten Yanmalı Motorda Elektromekanik Supap Mekanizması ile Emme Supabı Açılma Zamanının Denetlenmesi

Volkan AYGÜL[1], *Ahmet Necati ÖZSEZEN*[2], *Ali TÜRKCAN*[3]

Otomotiv Mühendisliği Bölümü
[1]Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
volkan.aygul@kocaeli.edu.tr

Otomotiv Mühendisliği Bölümü
[2]Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
nozsezen@kocaeli.edu.tr

Otomotiv Mühendisliği Bölümü
[3]Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
aturkcan@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Elektromekanik supap mekanizmaları (ESM) kam milini devre dışı bırakarak supapların tamamen elektronik olarak açılıp kapanmasını sağlayan mekanizmalardır. Bu mekanizmalarda supaplar mıknatıs devreleri sayesinde açılıp kapanmakta ve bu sayede emme ve egzoz supaplarının açılma ve kapanma zamanları tüm motor devirlerinde kam milinden bağısız olarak kontrol edilebilmektedir. Bu çalışmada buji ateşlemeli içten yanmalı bir motorun geleneksel kam mekanizması çıkarılarak yerine tasarlanan elektromekanik supap mekanizması montajı yapılmıştır. İçten yanmalı motor bir elektrik motoru ile tahrik edilerek 800, 1000, 1200 d/d'larda ve farklı emme supabı açılma zamanlarında testler gerçekleştirilmiştir. Bu testlerde emme ve egzoz supabının açık kalma süreleri ölçülmüştür Ayrıca, emme bobininde harcanan güç miktarları da hesaplanmıştır.

1. Giriş

Günümüz motor fabrikaları tarafından seri üretimi yapılan değişken supap zamanlı motorlar, supap kalkış miktarını ve zamanlamasını kam milini kontrol ederek gerçekleştirmektedir. Bu sistemlerdeki kam mekanizmaları ekstra kam loplarına sahip olduğundan, motor geçiş devirlerine yeterince hızlı cevap verilememekte ve sürtünme kayıpları artmaktadır. Aynı zamanda, bu sistemlerin üretim ve bakım maliyetlerinin yüksek olması, uygulamada sınırlamalara yol açmaktadır. Bu ve benzeri dezavantajlar doğrultusunda otomotiv Ar-Ge çalışmalarında kamsız motor teknolojisi üzerinde çalışmalar sürdürülmektedir. Bilindiği gibi, motor devri değişimi ile piston hızı, piston hızına bağlı olarak da içeri alınan dolgunun hızı ve kinetik enerjisi değişmekte, bu yüzden de supap zamanlamasının her bir motor devri için farklı olması gerekmektedir. Bunu sağlayabilmek için motor devrine göre emme supabının açılma-kapanma zamanını ve açılma miktarını değiştiren mekanizmaya sahip sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu sistemler ile motor çalışma koşullarına olabildiğince mükemmel uyum sağlanarak, her devirde silindire alınan optimum dolgu miktarı ile yüksek performans ve düşük yakıt tüketimi elde edilebilecektir.

ESM'ler üzerine yapılan çalışmalar genellikle sistemin tasarımı, tasarım parametrelerinin incelenmesi, statik ve dinamik karakteristiklerinin araştırılmasına yöneliktir [1].

Elektromekanik supap mekanizmaları ile supap hareketleri tüm çalışma şartlarında motor devrinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Bunun sonucunda da yakıt tüketimi ve kirletici gaz emisyonları azaltılmış olur [2-5]. Ayrıca, bazı çalışmalarda ESM'lerin kullanılması ile yüksek tork ve güç elde edildiği, geçici durum ve rölanti çalışması için optimum yakıt tüketimi sağlandığı ve pompalama kayıplarının azaltıldığı öne sürülmektedir [6-7].

ESM'lerde farklı tasarımlarlar kullanılsa da bu tasarımlar genellikle birbirine benzemektedir. ESM'ler genel olarak 2 adet yay 2 adet bobin devresi (açma ve kapatma bobini) ve 1 adet nüveden oluşmaktadır. Bu tasarımlarda genellikle E tipi mıknatıs devreleri kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte silindirik ve elips kesit alanına sahip çalışmalar mevcuttur [8].

Bu avantajlarının yanında ESM'lerin bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bu tip supap mekanizmalarında, supabın hızlı bir şekilde kapanabilmesi için sert yaylar tercih edilmektedir. Bu tip mekanizmalarda, yay kuvveti ile supabın geri gelme hızı kritik bir problemdir. Geleneksel sistemde supap hareketi

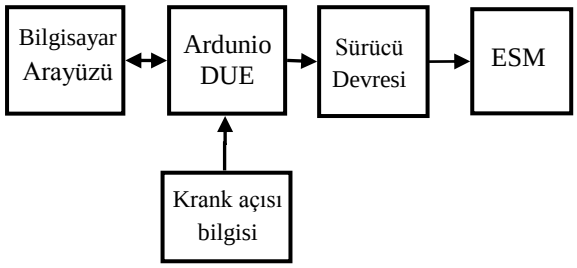
kam profili tarafından kontrol edildiğinden, supap geri getirme yayının hızı kam profili açılarını takip etmektedir. Bununla birlikte, kamsız elektromekanik sistemlerde supap oturma hızını belirli bir seviyede tutmak zor olmaktadır. Supap geri çekme hızının yüksek olduğu durumlarda aşıntı ve gürültü problemleri meydana gelmektedir. Bu problemi çözmek için yapılan çalışmalarda kapsamlı bir kontrol analizi yapılmasına rağmen ve çevrimden çevrime supap kontrolünde zorluklar yaşanmaktadır [9].

Bu çalışmada tek silindirli buji ateşlemeli bir içten yanmalı motorda klasik kam mekanizması yerine elektromekanik denetimli bir supap mekanizmasının uygulanabilirliği araştırılmıştır.

2. Materyal ve Metot

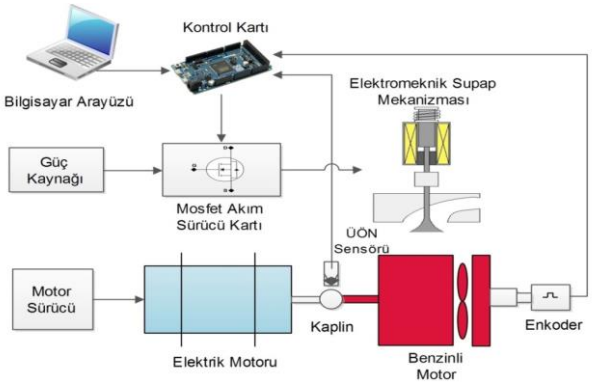
Bu çalışma kapsamında klasik kam miline sahip benzinli motor elektronik supap kontrollü bir motora çevrilerek kamsız bir motor sistemi elde edilmiştir. Çalışmada kullanılan deney sistemi temel olarak; dört zamanlı tek silindirli benzinli motor, elektrik motoru, elektrik motoru sürücüsü, ESM, elektronik kontrol kartı (Ardunio DUE), bobin sürücü kartı, güç kaynağı, enkoder, ve üst ölü nokta (ÜÖN) sensöründen oluşmaktadır.

Sistemde kullanılan tek silindirli benzinli motor, elektrik motoru yardımıyla 800, 1000, 1200 d/d'larda çalıştırılarak farklı emme supabı açılma zamanlarında testler gerçekleştirilmiştir. Kontrol kartı ÜÖN sensörü ve enkoderden aldığı verilere göre akım sürücü kartına sinyal göndermekte ve mosfet iletime geçmektedir. Böylece, bobinlere akım sağlanmakta ve bobinlerde elektromanyetik bir kuvvet oluşmaktadır. Oluşan bu kuvvet sayesinde supaplar açılmaktadır. Kontrol kartından akım sürücü devresine kapatma sinyali gittiğinde ise sürücü akımı kesmekte bu durumda oluşan elektromanyetik kuvvet sıfırlanmaktadır. Bu durumda yay kuvveti supabı geri çekmekte ve supap kapanmaktadır. Şekil 1'de deney sisteminin açık çevrim kontrol diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 1: Deney sisteminin açık çevrim kontrol diyagramı

Şekil 2'de ise deney düzeneği gösterilmiştir.



Şekil 2: Deney düzeneği

2.1 Deney Motoru

Deneysel çalışmada Honda GX 390 marka dört zamanlı tek silindirli benzinli motor kullanılmıştır. Bu motora ait silindir kapağı çıkarılarak ESM'nin silindir kapağına montajı yapılmıştır. İçten yanmalı motorun krank mili, elektrik motorunun mili ile kaplin yardımıyla birleştirilmiştir. Ayrıca, test sisteminde piston ÜÖN'sının belirlenmesi için ÜÖN sensörü ve krank açısı bilgisi içinse enkoder kullanılmıştır. Tablo1'de motora ait teknik özellikler verilmiştir.

Tablo 1: Deney motoru teknik özellikleri

Motor tipi	4 zamanlı-üstten valfli-tek silindirli-
Çap x strok	88x64 mm
Silindir hacmi	389 cm³
Sıkıştırma oranı	8.2:1
Max. çıkış gücü	13BG / 3600 d/d
Net çıkış gücü	11.1 BG
Max. tork	2.7 kg-m @ 2500 d/d
Ateşleme sistemi	Elektronik ateşlemeli
Çalıştırma sistemi	Otomatik mekanizmalı/Elektrik marşlı
Yakıt kapasitesi	6.5 litre
Yakıt cinsi	Kurşunsuz Benzin
Özgül yakıt tüketimi	230 gr/BG-h
Yağ kapasitesi	1.1 litre
Soğutma sistemi	Hava soğutmalı
Boş ağırlık	31 kg

2.2 Bobin Tasarımı

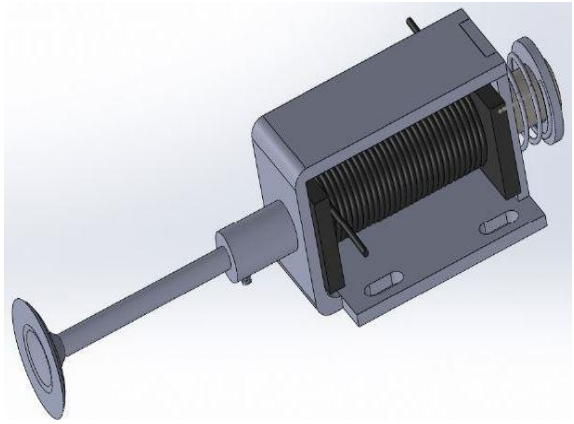
ESM tasarımında yay kuvveti ve diğer karşı kuvvetleri yenebilecek bir mıknatıs devresinin kullanılması gereklidir. Bu sistemde supap elektromanyetik kuvvet ile harekete başladığından elektromanyetik kuvvetin büyüklüğü sistemde kullanılan yay kuvveti ve silindir içi basıncı yenecek büyüklükte olmalı, mıknatıs devresi boyutları da bu kuvvete göre belirlenmelidir. Bu durumda mıknatıs kuvveti, yay kuvveti ve egzoz/emme manifoldu ve silindir arasındaki basınç farkının oluşturduğu değişken gaz kuvvetlerini yenebilecek büyüklükte olmalıdır.

Selenoid bobinin verimli bir şekilde çalışabilmesi için hareketli diskin hareket edebileceği mesafe, göbeğin yarıçapını aşmamalıdır.[10] Tasarlanan elektromanyetik supap mekanizmasında nüvenin hareket edebileceği mesafe 6,5 mm ve nüvenin yarıçapı 8 mm'dir.

ESM, yay kuvveti ve silindir içi basıncını yenecek şekilde ve supap kapağına en uygun boyutlarda tasarlanmıştır. Şekil 3'de tasarlanan elektromanyetik supabın 3 boyutlu modeli gösterilmiştir. Tablo 2'de bobin özellikleri verilmiştir.

Tablo 2: Bobin özellikleri

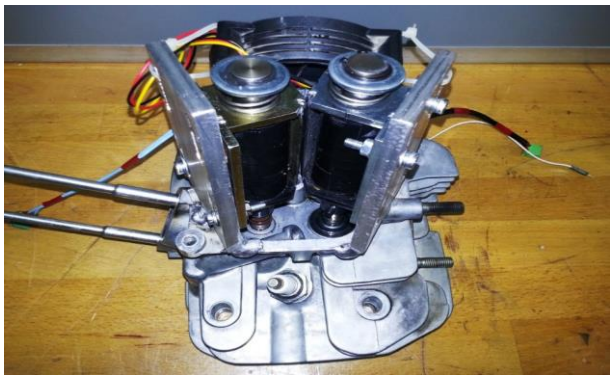
Sarım Sayısı	650 sarım
Nüve Çapı	16 mm
Tel Çapı	0,65 mm
Bobin Uzunluğu	64 mm
Bobin direnci	3.2 Ohm



Şekil 3: Tasarlanan elektromanyetik supabın 3 boyutlu modeli

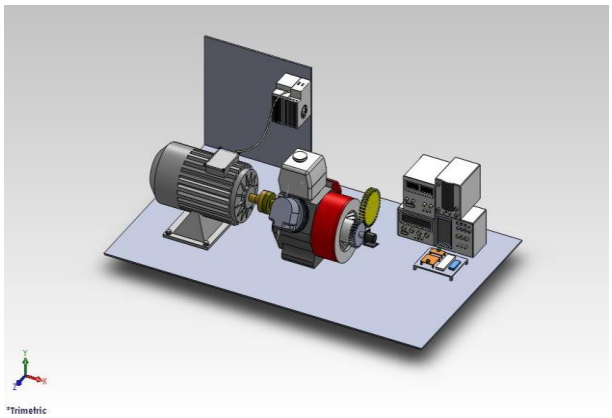
Sarım sayısı 650 olan bobinin endüktansı L-C-R metre ile ölçülmüştür. Ölçüm iki konumda yapılmıstır: Sıfır konumu, supaplar kapalı iken endüktans, 7,12 mH bir konumu, disk 6,5 mm bobin dışında iken 8,29 mH olarak ölçülmüştür

Tasarlanan elektromekanik supap mekanizmasının silindir kapağına montajı ise Şekil 4'de gösterilmiştir.



Şekil 4: Elektromekanik supap mekanizması

Deney düzeneğinin 3 boyutlu modeli ise Şekil 5'de gösterilmiştir.



Şekil 5: Deney düzeneğinin 3 boyutlu modeli

3.Deneysel Çalışma

Yapılan deneysel çalışmada bobinlere 30 V gerilim uygulanarak içten yanmalı motor 800, 1000 ve 1200 d/d da çalıştırılmıştır. Emme supabı açılma zamanları değiştirilerek (Emme supabı açılma zamanları ÜÖN'dan 5^o, 10^o ve 15^o KMA önce, emme supabı kapanma zamanı ise alt ölü nokta (AÖN)'dan 45^o KMA sonra) supapların açılma ve kapanma zamanları ölçülmüştür. Ayrıca egzoz supabı da AÖN'dan 35^o KMA önce açılmış ve ÜÖN'dan 10^o KMA sonra kapatılmıştır. Böylece supapların açık kalma süreleri de hesaplanabilmiştir. Ayrıca bobinlerin çektiği akım, bobinlere uygulanan gerilim ve bobinlerde harcanan güç değerleri de grafik ve tablolarda gösterilmiştir.

Her bir devir ve açılma zamanı için emme supabının açık kalma süresi denklem (1)'deki gibi ifade edilebilir.

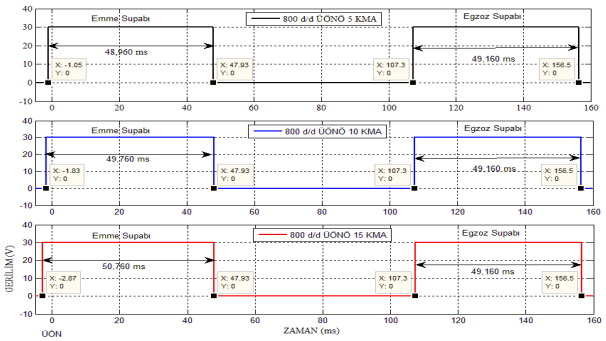
$$t = \frac{2.60.\theta}{n.720} \quad (s) \qquad (1)$$

Yukarıdaki (1) denkleminde t emme supabının açık kalma süresini, θ emme supabının açık kaldığı krank açısını, n ise motor devrini göstermektedir. Bu denklemden yararlanılarak elde edilen supap açık kalma süreleri ms cinsinden Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3: Supap açık kalma süreleri

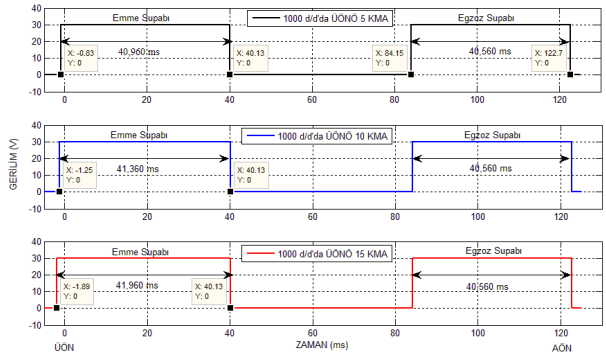
Devir / θ ^{o}	5^o	10^o	15^o
800	47,91	48,95	50
1000	38,33	39,16	40
1200	31,94	32,63	33,33

Yapılan testlerde 800 d/d'daki ölçüm sonuçları Şekil 6'da 1000 d/d'daki ölçüm sonuçları Şekil 7'de 1200 d/d'daki ölçüm sonuçları ise Şekil 8'de gösterilmiştir.



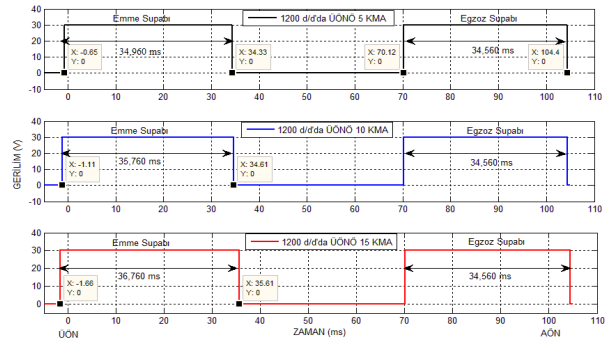
Şekil 6: 800 d/d'daki emme supabı açık kalma süreleri

800 d/d'da ve ÜÖN'dan 5^o KMA önce supap zamanlamasında emme supabının açık kalma süresi 48,96, ÜÖN'dan 10^o KMA önce supap zamanlamasında 49,76, ÜÖN'dan 15^o KMA önce supap zamanlamasında ise 50,76 ms olarak ölçülmüştür. Egzoz supabı da 49,16 ms açık kalmıştır.



Şekil 7: 1000 d/d'daki emme supabı açık kalma süreleri

1000 d/d'da ve ÜÖN'dan 5^o KMA önce supap zamanlamasında emme supabının açık kalma süresi 40,96, ÜÖN'dan 10^o KMA önce supap zamanlamasında 41,36, ÜÖN'dan 15^o KMA önce supap zamanlamasında ise 41,96 ms olarak ölçülmüştür. Egzoz supabı da 40,56 ms açık kalmıştır.



Şekil 8: 1200 d/d'daki emme supabı açık kalma süreleri

1200 d/d'da ve ÜÖN'dan 5^o KMA önce supap zamanlamasında ise emme supabının açık kalma süresi 34,96, ÜÖN'dan 10^o KMA önce supap zamanlamasında 35,76, ÜÖN'dan 15^o KMA önce supap zamanlamasında ise 36,76 ms olarak ölçülmüştür. Egzoz supabı da 34,56 ms açık kalmıştır.

Teorik hesaplamalarla deneysel çalışmadaki ölçülen değerler arasındaki farklar, ölçüm aralığı ve bobin açılmasında oluşan gecikmelerden kaynaklanmaktadır. Ayrıca, bobinlerde farklı çevrimlerde kararlılık problemleri de meydana gelmektedir.

Bobinlerin bir kere açılmasında harcanan güç miktarları ise Tablo 4'de verilmiştir.

Tablo 4: Bobinlerde harcanan güç miktarları (W)

Devir / θ ^{o}	5^o	10^o	15^o
800	69,75	71,48	73,44
1000	68,48	71,20	73,38
1200	67,33	70,02	71,71

4.Sonuçlar

Yapılan deneysel çalışmalar sonucunda emme supabı açık kalma süreleri ölçülmüş ve bu sonuçlar teorik hesaplamalarla karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalar sonucunda farklı devir ve çevrimlerde emme supabı açılması ve kapanmasında yaklaşık olarak %1 ile %9 arasında gecikmeler olduğu tespit edilmiş ve bobinlerde harcanan güç miktarları tek bir çevrim için hesaplanmştır. Ayrıca, bu çalışmada tamamen kam milinden bağımsız bir supap zamanlamsı elde edilmiştir. Çalışmada farklı devirlerde ve emme supabı açılma zamanlarında çevrimden çevrime bazı kararlılık problemleri de meydana gelmiştir.

Kaynakça

[1] Nitu C., Gramescu B. ve Nitu S., "Application Of Electromagnetic Actuators to a Variable Distribution System for Automobile Engines", *Journal of Materials Processing Technology*, 161, 253-257, 2005.

[2] Pischinger M., Salber W., Staay D., Baumgarten H. ve Kemper H., "Benefits of the Electromechanical Valve Train in Vehicle Operation",. *SAE*. 2000-01-1223. p. 43-5, 2000.

[3] Park S.H., Lee J., Yoo J., Kim D., Park K. ve Cho Y., "A Developing Process of Newly Developed Electromagnetic Valve Actuator Effect of Design and Operating Parameters", *SAE*, 02FFL-93, 2001.

[4] Park S.H., Lee, J., Yoo J. ve Kim D., "A Study on the Design of Electromagnetic Valve Actuator for VVT Engine", *KSME International Journal*, 17, 357-369, 2003a.

[5] Park S.H., Lee J., Yoo J., Kim D. ve Park, K., "Effects Of Design And Operating Parameters on the Static And Dynamic Performance of an Electromagnetic Valve Actuator", *Journal of Automobile Engineering*, 217, 193-201, 2003b.

[6] Giglio V., Iorio B., Police G. and Gaeta A., "Analysis of Advantages and of Problems of Electromechanical Valve Actuators", *SAE* 2002-01-1105, 2002.

[7] Wang Y., Megli T. ve Haghgooie M., "Modeling and Control of Electromechanical Valve Actuator, Variable Valve Actuation", *SAE*. 2002-01-1106. 2002.

[8] Kamış Z., "*Supaplar İçin Elektromekanik Eyleyici Tasarımı ve Denetiminin Araştırılması*", Doktora Tez, Uludağ Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Bursa, 2006.

[9] Yang Y.P., Liu J.J., Ye D. H., Chen Y. R., ve Lu P.H., "Multiobjective Optimal Design and Soft Landing Control of an Electromagnetic Valve Actuator for a Camless Engine", *IEEE/ Asma Transaction on Mechatronics*, Vol.18 No. 3, 2013.

[10] Sağıroğlu S., "*Buji ile Ateşlemeli Bir Motorda Elektromanyetik Kumandalı Supap Mekanizmasının Tasarımı, İmalatı ve Uygulanabilirliğinin Araştırılması*", Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006.

B4– Mekatronik Sistemler ve Kontrolü II

12 Eylül 2014 Cuma – 1. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Yrd. Doç. Dr. Koray ŞAFAK (Yeditepe Üniversitesi)

Çevrim Oranının Geri Sürülebilirlik Üzerindeki Etkisi (Bildiri No : 58)

Osman Nuri ŞAHİN (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Barış BAĞDADİOĞLU (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Gökay YALDIZ (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
M. İ. Can DEDE (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Haptik Cihazlarda Yerçekimi Telafisinin Kullanıcı Performansı Üzerindeki EtkileriOptimizasyonu (Bildiri No : 75)

Sercan Boztaş (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Barış TANER (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Mehmet Görkem Karabulut (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Mehmet İsmet Can DEDE (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Bond Graph Metodu ile Öngörülen Bir Hidrolik Sisteminin Dinamik Analizi (Bildiri No : 79)

Şinasi ARSLAN (Sakarya Üniversitesi)

Sabit-Blok Demiryolu Sinyalizasyon Sistemlerinde Karar Verme Yöntemleri: Ayrık Olay Sistem Yaklaşımı (Bildiri No : 91)

Mustafa Seçkin DURMUŞ (Pamukkale Üniversitesi)
Shigemasa Takai (Osaka Üniversitesi)
Mehmet Turan SÖYLEMEZ (İTÜ)

Teleoperasyon Uygulaması İçin Durum Makinesi Tabanlı Kontrol Ortamının Geliştirilmesi ve Puma 500 Robotunun Haptik Arayüzle Kontrolü (Bildiri No : 115)

Egemen Cumhur KALELİ (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Erkan ZERGEOĞLU (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

Çevrim Oranının Geri Sürülebilirlik Üzerindeki Etkisi

Osman Nuri Şahin, Barış Bağdadioğlu, Gökay Yaldız, M. İ. Can Dede

Makine Mühendisliği Bölümü
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Urla İzmir
osmansahin@iyte.edu.tr, barisbagdadioglu@iyte.edu.tr
gokayyaldiz@iyte.edu.tr, candede@iyte.edu.tr

Özetçe

Kısaca bir eyleyicinin çıkış şaftından kuvvet uygulayarak sürmek anlamına gelen geri sürülebilirlik, insanlarla aynı çalışma ortamında çalışan robotlar, insanlar tarafından kullanılan robotlar (haptik cihazlar, rehabilitasyon cihazları) ve robotların programlanması için kullanılan geriye sürülerek öğrenme yöntemleri için kilit önem taşımaktadır. Eyleyici türü, redüksiyon türü ve çevrim oranı gibi faktörler eyleyicinin geri sürülebilirliğini etkileyen temel faktörlerdir. Bu çalışmanın amacı redüksiyon oranının geri sürülebilirlik üzerindeki etkisini görmektir. Bu nedenle çalışmada redüksiyon oranı değiştirilebilir bir düz dişli mekanizmasına sahip deney düzeneği hazırlanmış ve çevrim oranının geri sürülebilirlik üzerine etkisi gözlemlenmiştir. Test sonuçları bildiride sunulmuş ve sonuçlar tartışılmıştır.

1. Giriş

Teknolojinin gelişimiyle robotların kullanım alanları genişlemekte, insan robot etkileşimi de buna bağlı olarak artmaktadır. Geri sürülebilirliğin istendiği temel robotik uygulamaları insanların direk olarak kullandıkları haptik cihazlar ve rehabilitasyon cihazlarıdır [1]. Ayrıca, günümüzde endüstriyel robotlar ile insanlar aynı çalışma ortamında birlikte çalışmaktadır ve bu tip durumda robotun geri sürülebilir olması güvenlik açısından önemli bir fayda sağlamaktadır [2]. Endüstriyel robotların yörüngelerinin programlanmasında kullanılan, geriye sürülerek öğrenme yönteminin uygulanması için de robotun geri sürülebilir olması gerekmektedir. Bu tip robotlara örnek olarak UR5/10 verilebilir [3].

Bütün eyleyiciler uygulanacak kuvvetin sınırsız olduğu düşünüldüğünde, teknik olarak geri sürülebilirdir. Fakat gerçekte, bir robotun geri sürülebilir olarak ifade edilebilmesi için gerekli kuvvetin insanın uygulayabileceği kuvvetlere göre belirlenmesi gerekmektedir. Bir eyleyicinin veya sistemin geri sürülebilirliğinin en iyi olduğu durum, geri sürüş için gerekli olan kuvvetin sıfıra en yakın olduğu durumdur.

Robotun amacı ve çalışma şartları doğrultusunda robot tasarımı yapılırken eyleyici seçimi, geri sürülebilirlik özelliği göz önüne alınarak yapılmalıdır. Geri sürülebilirliği etkileyen faktörler şu şeklide sıralanabilir:

- Eyleyici türü
- Eyleyici boyutu
- Redüktör tipi
- Çevrim oranı

En iyi geri sürülebilirlik eyleyicinin yalın (Direct-drive) olarak kullanıldığı durumda sağlanır. Fakat birçok uygulamada bu tip kullanım ihtiyaç duyulan tork değerlerlerini sağlayamadığından, redüktör kullanımı kaçınılmaz hale gelmektedir. Robotik uygulamalarında en çok kullanılan redüksiyon mekanizmaları: dişli kutuları, kayış kasnak mekanizmaları, harmonik sürücüler ve kapstan tipi sürücülerdir. Literatürde aktif olarak geri sürülebilirliğin sağlanması üzerine çalışmalar mevcuttur fakat yukarıda sıralanan faktörlerin geri sürülebilirlik üzerine etkisini gösteren bir çalışma mevcut değildir. Bu nedenle, geri sürülebilirlik gerektiren durumlarda motor ve redüktör seçimi genellikle tasarımcının veya araştırmacının önceki deneyimlerinden edindikleri tecrübelere göre yapılmaktadır. 2007 yılında yapılan bir çalışmada, kollardaki sensorimotor fonksiyonunu geliştirmek için tasarlanan rehabilitasyon cihazında geri sürülebilirliğin sağlanması için nispeten küçük 1/2 çevrim oranına sahip bir redüktör seçilmiştir [4]. Bir diğer çalışmada, seçilen 1/8 çevrim oranına sahip redüktörlerin geri sürülebilirlik açısından uygun olduğu, ayrıca mekanizmaya eklenecek kuvvet algılayıcısından alınacak bilgiye göre oluşturalacak geri sürülebilirlik telafi algoritmasına ihtiyaç duyulmadığı belirtilmiştir [5]. Özellikle yüksek tork gerektiren ve mekanizmanın küçük olması istenen giyilebilir mekanizmalarda, yüksek çevrim oranına sahip redüktörler kullanılmakta bundan kaynaklanan geri sürülebilme problemini gidermek için çeşitli geri sürülebilirlik telafi algoritmaları geliştirilmiştir [6,7,8].

Bu çalışmanın amacı çevrim oranının geri sürülebilirlik üzerindeki etkisini görmektir. Çevrim oranının etkisini görebilmek için test düzeneği tasarlanmış ve geliştirilen test düzeneğiyle farklı çevrim oranları için geri sürülebilirlik deneyleri yapılmıştır. Bildirinin ikinci bölümünde geliştirilen test düzeneğinde kullanılan cihazlar ve yöntemler anlatılmıştır. Üçüncü bölümde deneylerde kullanılan kuvvet/tork sensörünün ölçüm doğruluğunun sınanması için uygulanan yöntem ve hassas tutuşta bir insanın uygulayabileceği en büyük kuvvet değerinin bulunması anlatılmıştır. Çalışmada on farklı çevrim oranı için geri sürülebilirlik testleri yapılmış ve bildirinin dördüncü bölümünde bu testlerin sonuçlarına yer verilmiştir. Son bölümde, test sonuçları değerlendirilmiş ve gelecekte yapılacak çalışmalar anlatılmıştır.

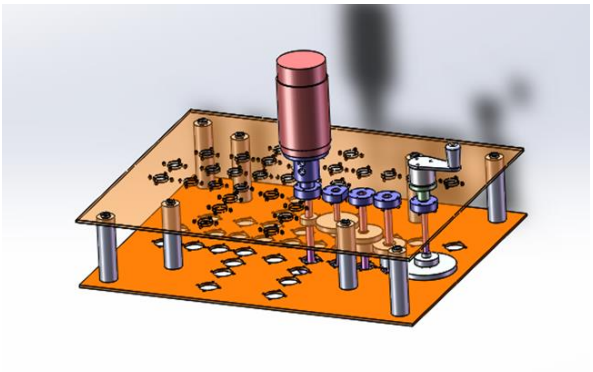
2. Geri Sürülebilirlik Deney Düzeneği

Geri sürülebilirliği etkileyen en önemli iki faktör redüktör türü ve çevrim oranıdır. Robotik sistemlerde kullanılan redüktörler geniş bir yelpazeye sahiptir. Her redüktör türü kendi içinde değerlendirilip geri sürülebilirlik üzerindeki etkisi gösterilmelidir. Fakat böyle bir çalışmanın genişliği göz önüne alındığında, başlangıç olarak düz dişli mekanizmasına sahip dişli kutusu redüktör türü olarak seçilmiştir. Daha öncede bahsedildiği gibi geri sürülebilirlik insanların uygulayabileceği kuvvetlere göre belirlenmelidir. Bir insanın farklı uzuvlarıyla uygulayacağı kuvvetler birbirinden farklı olduğundan, geri sürülebilirlik de farklı insan hareketlerine göre sınıflandırılmalıdır. Bu çalışmada seçilen hareket haptik cihazlardaki hassas tutuş (Şekil 1) için uygun olan sadece bilekten yapılan harekettir. Bu nedenle test düzeneğinin boyutları bu harekete uygun olarak seçilmiştir.



Şekil 1: Hassas tutuş [9]

Şekil 2'de tasarlanan test düzeneğinin mekanik aksamı ve CAD modeli görülebilmektedir. Test düzeneğinin mekanik aksamı, 2 adet Cr-Ni sac plaka, rulman yatakları ve düz dişlilerden oluşmaktadır. Sac plakalar üzerinde 10 farklı çevrim oranına uygun olarak açılmış delikler mevcuttur. Rulman yataklarının ve dişlilerin yerleri plakalar üzerinde değiştirilerek farklı çevrim oranları elde edilebilmektedir. Testlerde kullanılan dişlilerin diş sayıları ve oluşturulan çevrim oranları Tablo 1 ve 2'de verilmiştir. Tablo 1'de görüldüğü üzere bazı dişliler iki kademelidir. Mekanizmada kullanılan plastik dişliler Şekil 3'de gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil2: (a) CAD model, (b) Test düzeneğinin mekanik aksamı



Şekil 3: Mekanizmada kullanılan plastik dişliler

Test düzeneğinde geri sürüş için uygulanan kuvvetleri ölçmek için mekanizmanın çıkış şaftına ATI Industrial Automation tarafından üretilen Nano25 model kuvvet/tork sensörü yerleştirilmiş ve bu sensörden analog sinyal olarak alınan kuvvet/force bilgileri National Instruments'e ait NI PXIe - 1071 model veri toplama sistemi kullanılarak bilgisayar ortamına aktarılmıştır. Verilerin işlenmesi ve grafiksel olarak gösterilmesi Matlab kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Tablo1: Test düzeneğinde kullanılan dişliler

Dişli Numarası	Diş Sayısı
1	33
2	66
3	22
4	43/24
5	48/19
6	20
7	41/17
8	41
9	35/23
10	41/19
11	37/22
12	37/25

Tablo 2: Elde edilen çevrim oranları

Çevrim Oranı	Dişli Numaraları
1/2	1-2
1/3	3-2
1/4	3-4-5
1/8	6-5-2
1/10	6-7-4-5
1/15	9-10-7-2
1/20	6-5-7-2
1/25	6-5-4-11-2
1/30	6-5-7-12-2
1/35	6-5-7-4-2

3. Hassas Tutuşta Uygulanabilecek En Büyük Kuvvetin Bulunması

Deneylerin doğruluğu açısından öncelikle kuvvet/tork sensörünün ölçüm doğruluğu test edilmiştir. Öncelikle sensör yere parelel olarak sabitlenmiş ve sabit ağırlıklar yüklenerek ölçülen değer ile gerçek değer arasında karşılaştırma yapılmıştır (Şekil 4). Yapılan testler sonucunda sensörün gerçek değere çok yakın sonuçlar verdiği ve diğer testlerde kullanıma uygun olduğu görülmüştür. Test sırasında sensöre yüklenen ağırlıklar ve ölçüm değerleri Tablo 3'de gösterilmektedir.

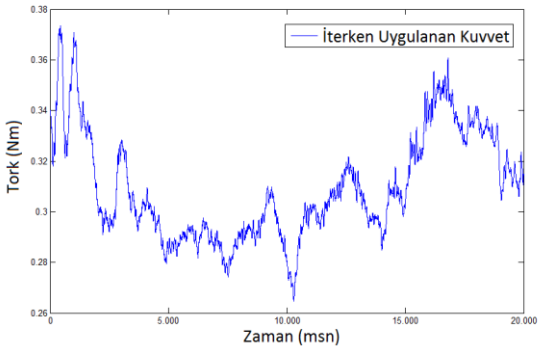


Şekil 4: Kuvvet/tork sensörü ölçüm hassasiyeti testi

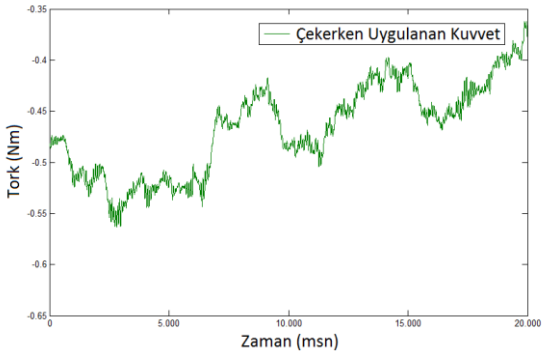
Tablo 3: Kuvvet/tork sensörü ölçüm değerleri

Gerçek Değer (gr)	Ölçülen Değer (gr)	Hata(%)
500	502,038	0,408
200	201,325	0,662
100	101,936	1,937
50	50.968	1,937
20	20.387	1,937

Geri sürülebilirliğin sayısal olarak bulunabilmesi için, ilk olarak bir insanın hassas tutuşta uygulayabileceği en büyük kuvvetin bilinmesi gerekmektedir. Bunun için kuvvet sensörü sabitlenmiş ve 4 gönüllünün, tutacağı, uygulayabildikleri en büyük kuvvetle itmeleri ve çekmeleri istenmiştir. Maksimum kuvvet 4 gönüllünün sonuçlarının ortalaması alınarak bulunmuştur. Birinci gönüllü için kuvvet/tork algılayıcısından okunan tork bilgisi Şekil 5'de gösterilmektedir. Kuvvet kolu sabit ve 40 mm dir. Deneylerde dört gönüllünün uyguladıkları en büyük kuvvetin oluşturduğu torkun ortalama değeri 0,3976 Nm olarak bulunmuştur. Buna göre kuvvet değeri maksimum ortalama tork ve kuvvet koluna göre hesaplanmıştır. Deney sonucunda hassas tutuş için maksimum kuvvet Fa_{max}=9.940 N olarak bulunmuştur.



(a)



(b)

Şekil 5: (a) Birinci gönüllünün iterken uyguladığı en büyük kuvvetin oluşturduğu tork, (b) Birinci gönüllünün çekerken uyguladığı en büyük kuvvetin oluşturduğu tork

Gönüllülerin deney sırasında uyguladıkları kuvvetlerin ortalamaları, maksimum ve minimum değerleri Tablo 4'de gösterilmektedir.

Tablo 4: Hassas tutuşta uygulanabilecek en büyük kuvvetin bulunması deneyinde ölçülen tork değerleri

	Çekerken Ölçülen Tork (Nm)		
	Ortalama	Max.	Min.
Gönüllü 1	0,46708	0,56334	0,36221
Gönüllü 2	0,40353	0,48446	0,28226
Gönüllü 3	0,35446	0,45139	0,27146
Gönüllü 4	0,50447	0,60477	0,45673
	İterken Ölçülen Tork (Nm)		
	Ortalama	Max.	Min.
Gönüllü 1	0,309543	0.373562	0,264632
Gönüllü 2	0,38172	0,4335	0,31085
Gönüllü 3	0,313552	0,367338	0,236134
Gönüllü 4	0,446446	0,554076	0,39192

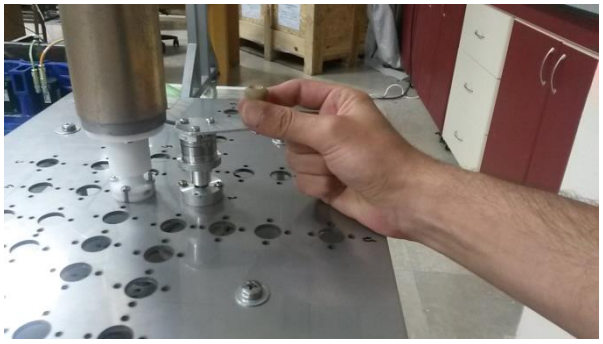
Geri sürülebilirlik testlerinde, her çevrim oranında mekanizmayı hareket ettirmek için uygulanacak kuvvet (Fa), kuvvet/tork sensörü ile ölçülmüş ve geri sürülebilirlikliğin hesapsal değeri yüzde olarak aşağıdaki denkleme göre bulunmuştur:

$$Geri\ Sürülebilirlik = \frac{(Fa_{max} - Fa)}{Fa_{max}} x100 \qquad (1)$$

Deneylerde uygulanan kuvvet (Fa), hassas tutuş için deneysel olarak bulunan maksimum kuvvetten (Famax) büyük veya eşit olursa o çevrim oranı hassas tutuş için geri sürülemez kabul edilmiştir (%0 geri sürülebilir).

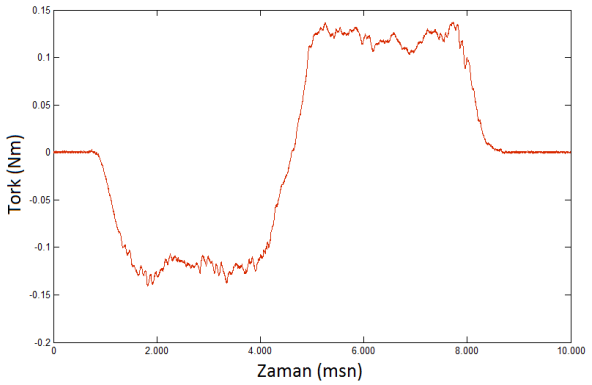
4. Geri Sürülebilirlik Testleri

Geri sürülebilirlik testi, her bir çevrim oranı için 4 ayrı gönüllünün mekanizmayı önce saat yönünde 180° sonra saat yönünün tersi yönünde yine 180° hareket ettirerek başlangıç noktasına getirmesi olarak tanımlanmıştır. Gönüllülerin istenen hareketi 10 saniye içerisinde tamamlaması istenmiştir. (Şekil 6).



Şekil 6: Geri Sürülebilirlik Testi

Mekanizmanın çevrim oranı rulman yataklarının plakalar üzerinde uygun yerlere getirilmesiyle değiştirilmiş ve elde edilen yeni çevrim oranı için test tekrarlanmıştır. Örnek olarak Şekil 7'de üç numaralı gönüllünün 1/15 çevrim oranında ayarlanmış mekanizma ile belirlenen hareketi yaparken sensörden okunan tork bilgisi gösterilmiştir. Şekil 7'de görüldüğü üzere uygulanan kuvvetin oluşturduğu torkun en büyük olduğu değer, mekanizmaya ilk hareketin verildiği anındaki değerdir. Yapılan geri sürülebilirlik hesaplamaları ölçülen bu en büyük değere göre yapılmıştır.

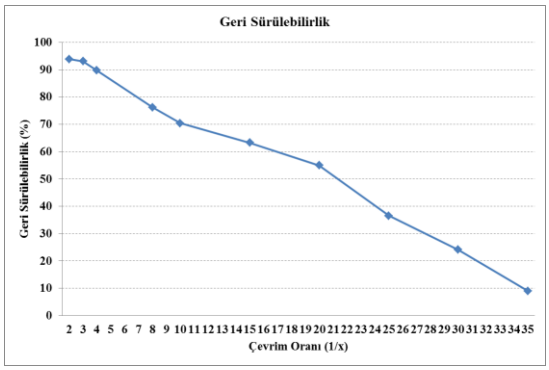


Şekil 7: Üçüncü gönüllünün 1/15 çevrim oranına ayarlı mekanizmayı hareket ettirmek için uyguladığı kuvvetin oluşturduğu torkun zamana göre değişimi

Deneyler sırasında bulunan tüm değerler Tablo 5'de listelenmiştir. Tablo 5'in son sütunu, ölçümlerden elde edilen tork değerlerinin sabit kuvvet koluna bölünmesi ile bulunan, her çevrim oranında uygulanan ortalama kuvvet değerlerini (Fa) içermektedir. Her çevrim oranı için geri sürülebilirliğin yüzde cinsinden değeri, uygulanan ortalama kuvvet değerleri Denklem (1) de yerine konularak hesaplanmıştır. Bulunan değerler Şekil 8 ve Tablo 6'da görülebilmektedir.

Tablo5: Geri sürülebilirlik test verileri

Çevrim Oranı	Ölçülen Tork Değerleri (Nm)				Ortalama	Uygulanan Kuvvet (Fa) (N)
	G1	G2	G3	G4		
1/2	0,023	0,0245	0,0233	0,027	0,02445	0,61125
1/3	0,0272	0,0248	0,0299	0,0284	0,027575	0,689375
1/4	0,037	0,0413	0,0416	0,0432	0,040775	1,019375
1/8	0,0863	0,102	0,0973	0,0936	0,0948	2,37
1/10	0,1097	0,1181	0,1195	0,1236	0,117725	2,943125
1/15	0,145	0,1464	0,1386	0,1538	0,14595	3,64875
1/20	0,174	0,1819	0,1872	0,1724	0,178875	4,471875
1/25	0,2541	0,2582	0,2496	0,2473	0,2523	6,3075
1/30	0,2955	0,3122	0,2925	0,3074	0,3019	7,5475
1/35	0,3775	0,349	0,3785	0,3428	0,36195	9,04875



Şekil 8: Çevrim oranlarına göre geri sürülebilirlik değerleri

Tablo 6: Çevrim oranlarına göre hassas tutuş için geri sürülebilirlik değerleri

Çevrim Oranı	Geri Sürülebilirlik (%)
1/2	93,9
1/3	93,1
1/4	89,7
1/8	76,2
1/10	70,4
1/15	63,3
1/20	55,0
1/25	36,5
1/30	24,1
1/35	9,0

5. Tartışma ve Sonuç

Bu çalışmada geri sürülebilirliği etkileyen temel faktörlerden çevrim oranının, geri sürülebilirlik üzerindeki etkisi gözlemlenmiştir. Bu etkiyi ölçmek için öncelikle haptik cihaz tutuşlarından biri olan hassas tutuşa uygun, çevrim oranı değiştirilebilir düz dişli mekanizmasına sahip bir test düzeneği hazırlanmıştır. Testler sırasında uygulanan kuvvetler mekanizmanın çıkış şaftına yerleştirilen kuvvet/tork sensöründen okunmuştur. 4 gönüllü ile on farklı çevrim oranı test edilmiş ve test sonuçlarına göre her çevrim oranının geri sürülebilirlik değerleri hesaplanmıştır. Deneyler sonucunda elde edilen geri sürülebilirlik-çevrim oranı grafiğinde (Şekil 8) görüldüğü üzere çevrim oranı arttıkça geri sürülebilirlik de belirgin bir şekilde azalmaktadır. Genel olarak bu azalış doğrusala yakındır. Fakat özellikle kademenin arttığı yerlerde (1/3-1/4, 1/8-1/10, 1/20-1/25 arasında) azalışın bir önceki değerlere göre daha dikey yönde olduğu görülmektedir. Bunun temel nedeni, dişli sayısındaki artışa bağlı olarak mekanizma içindeki genel sürtünme miktarı da arttığından mekanizmanın verimliliğinin düşmesidir.

Ayrıca testler sırasında gönüllülerin mekanizmanın geri sürülebilirliğini değerlendirmeleri istenmiştir. Gönüllülerin verdiği cevaplara göre, çevrim oranı 1/20 den büyük olan durumlarda gönüllülerin mekanizmayı hareket ettirmekte zorlandıkları ve rahat bir geri sürüş sağlanamadığı anlaşılmıştır.

Önceden de bahsedildiği gibi geri sürülebilirlik, eyleyici türü, redüktör tip, çevrim oranı ve mekanizmanın insanın hangi uzvuyla kullanılacağına göre değişiklik göstermektedir. Bu çalışmada hassas tutuş şekline ve düz dişli mekanizmasının çevrim oranlarına göre bir geri sürülebilirlik analizi yapılmıştır. Bu çalışma için tasarlanan mekanizma kolaylıkla diğer tutuş pozisyonlarından kontak tutuş ve güçlü tutuş içinde uygun hale getirilebilir. İlerleyen çalışmalarda öncelikli olarak bu iki tutuş şekli için düz dişli mekanizmasının çevrim oranının geri sürülebilirlik üzerindeki etkisi araştırılacaktır. İlerleyen safhalarda bu üç tutuş şekli için, diğer redüksiyon tiplerinin de test edilmesi ve robot tasarımcılarına ve araştırmacılara yol gösterebilecek genel bir geri sürülebilirlik şablonu oluşturulması hedeflenmektedir. Bunların dışında, elde edilen veriler, dişli kullanımından dolayı oluşan sürtünmenin aktif bir şekilde telafisi için bir kontrol algoritması geliştirilmesinde kullanılabilir.

6. Kaynakça

[1] C. Carignan, M. Liszka, ‘‘Design of an Arm Exoskeleton with Scapula Motion for Shoulder Rehabilitation’’, 12th International Conference on Advanced Robotics, ICAR '05. Proceedings , s:524-531, 2005

[2] J. Lew, Y. T. Jou, H. Pasic, ‘‘Interactive Control of Hunan/Robot Sharing Same Workspace’’, Proceedings of the 2000 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, s:535-540, 2000

[3] http://www.universal-robots.com/GB/Products.aspx

[4] C.T. Freeman, A.M. Hughes, J.H. Burridge, P.H. Chappell, P.L. Lewin, E. Rogers, ‘‘A robotic workstation for stroke rehabilitation of the upper extremity using FES’’, Medical Engineering & Physics, Cilt:31, s:364–373, 2009

[5] S.J. Ball, I. E. Brown, S.H. Scott, ‘‘MEDARM: a rehabilitation robot with 5DOF at the shoulder complex’’, IEEE/ASME international conference on Advanced intelligent mechatronics, s:1-6, 2007

[6] T. Nef, P. Lum, ‘‘Improving backdrivability in geared rehabilitation robots’’, Medical & Biological Engineering & Computing, Cilt: 47, Sayı:4, s: 441-447, 2009

[7] M. Grossard, G. Felippe, G. Hamon, J. Martin, ‘‘Force Sensing Strategy for the Backdrivable and Dexterous CEA Hand’’, 16th International Conference on Advanced Robotics (ICAR), s:1-7, 2013

[8] B. Na, J. Bae, K. Kong, ‘‘Backdrivability Recovery of a Full Lower Extremity Assistive Robot’’, 12th International Conference On Control, Automation and Systems, s:1030-1034, 2012

[9] T. A. Kern, Engineering Haptic Devices, A Beginner's Guide for Engineers, ISBN: 978-3-540-88248-0, s: 65, 2009

Haptik Cihazlarda Yer Çekimi Telafisinin Kullanıcı Performansı Üzerindeki Etkileri

Sercan Boztaş, Barış Taner, Mehmet Görkem Karabulut, Mehmet İsmet Can Dede

İzmir Yüksek Teknoloji Üniversitesi
Makine Mühendisliği Bölümü, Gülbahçe, 35340 İzmir, Türkiye

sercanboztas@iyte.edu.tr
baristaner@iyte.edu.tr
mehmetkarabulut@iyte.edu.tr
candede@iyte.edu.tr

1. Özetçe

Bu çalışma kapsamında, iki farklı sanal gerçeklik testi, yer çekimi etkisinin ortadan kaldırılması sonucu haptik cihazlardaki görevlerin kolaylaşıp kolaylaşmadığını incelemek amacıyla oluşturulmuştur. Sonuçlar iki farklı deneysel test için 2 farklı seviyede yer çekimi telafisi yapılarak elde edilmiştir. Birbirinden farklı özelliklere sahip bu iki testin parametreleri kullanıcı konforu, görevdeki hassasiyet ve görevin tamamlanma süresi olarak belirlenmiştir. Yapılan testlerin sonuçlarına göre yer çekimi telafisi kullanıcı konforunu ve görevin tamamlanma süresini arttırmaktadır ancak görevleri kolaylaştırıp kolaylaştırmadığı görevlerin özelliklerine göre değişiklik göstermektedir.

2. Giriş

Teleoperasyon kelime kökeni olarak yunanca mesafe anlamına gelen "tele" kelimesinden türetilmiştir ve insanların bir cihazı uzak mesafelerden manipüle edebilmesini ifade eder[1]. İnsanların çalışmasının zor veya tehlikeli olduğu afet bölgeleri, nükleer santraller, uzay çalışmaları ve ağır makineli çalışma ortamlarında görevlerin yerine getirilmesi için etkili bir yoldur[1]. Ancak teleoperasyon kullanıcıya çalışma ortamı ile ilgili bir geri bildirim sağlamadığı için görevlerin yerine getirilmesinde yetersiz kalmaktadır[2]. Bu sebeple operatör ile uzak cihaz arasında, kullanıcıyı ortama daha çok dahil edebilmek adına görsel geri bildirimin yanında kuvvet geri bildirimi de verilmektedir. Bu da haptik teknolojisi ile sağlanmaktadır[3]. Haptik cihazlarda geri bildirim uzak çalışma ortamındaki bağımlı sistem üzerinden sensörler ile alınıp, operatörün kullandığı ana sisteme iletilmesidir ve gelen geri bildirimler ile insan duyularını harekete geçirir. Bu gerçeklik teleoperasyon sırasında kullanıcının, sanal veya gerçek, uzak çalışma ortamında bir cismi tutma ya da bir cismi itme sırasında daha hassas çalımalar yapabilmesini sağlar [2, 4].

Haptik cihazlar yönetici cihazın ağırlığı gibi bozucu etkilerle gerçek dışı ya da operatörü yorucu bir kuvvette yaratabilir[5] ve bu da operasyonun zamanla yanlış ya da yetersiz gerçekleştirilmesine neden olabilir. Bu sebeple, yer çekimi telafi yöntemleri yer çekimi etkisinin ortadan kaldırılması amacıyla kullanılmaktadır.[6]

Bu çalışmada yer çekimi telafi yöntemlerinin haptik cihazlarda görevlerin tamamlanmasını kolaylaştırıp kolaylaştırmadığını tesbit etmek için tutarlı sonuçlar elde edebileceğimiz deneysel çalışmalar tasarlandı.

3. Haptik Arayüzü, Yönetici Sistem ve Özellikleri

Testler sırasında, Matlab Simulink arayüzü ve Novint Technologies firmasının ürünü olan ve 3 serbestlik derecesine sahip Novint Falcon haptik cihazı kullanılmıştır. Novint Falcon aslında bilgisayar oyunları için bir oyun aksesuarı olarak tasarlanmıştır. Cihaz Şekil 1 de gösterilmiştir.

Kullanıcılar küresel tutamağı üç boyutlu uzayda doğrusal olarak hareket ettirebilirler ve cihazdan bilgisayara konumu ile ilgili veri girişi sağlarlar. Aynı zamanda, kuvvetler sanal ortamda yapılan modeller ile hesaplanır ve cihaz sayesinde kullanıcıya iletilir. Bu yolla Falcon, duvarı itmek ya da yükü kaldırmak gibi, sanal kuvvetler üretebilir. Falcon basit geometrileri simüle etmek için 400 DPI pozisyon çözünürliüğüne sahiptir ve herhangi bir yönden 8 Newton kuvvet uygulayabilmektedir. Falcon bir çeşit kuvvet geri bildirimli bilgisayar oyun kontrolörü olarak amaçlanmışsa da, diğer robotik uygulamalarda da kullabilmektedir. Novint Falcon'un nispeten düşük maliyetli olması onu fonlanmamış akademik çalışmlar için uygun bir platform olmasını sağlamaktadır. Falcon'un Windows da çalışmasını sağlamak için sadece Windows derleyicisi olan SDK gerekmektedir, bu da Quarc 2.1 içerisindeki Novint Falcon bloğu ile arayüz sağlanmakta ve donanımın çevrimiçi çalışması için, Matlab Simulink de kontrol algoritmalarının geliştirilmesine izin vermektedir.



Şekil 1: Novint Falcon Haptic Cihazı [7]

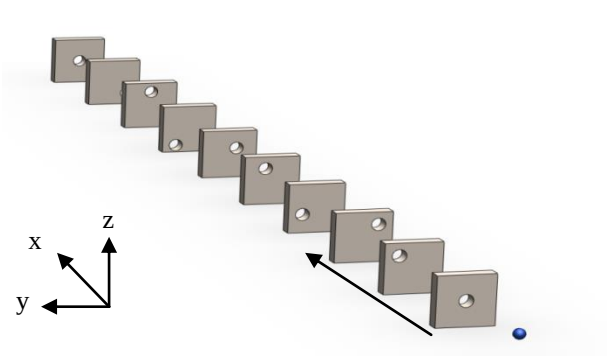
Novint Falcon'un teknik özellikleri Tablo 1 de gösterilmiştir.

Tablo 1: Novint Falcon Teknik Özellikler [8]

Novint Falcon	
Çalışma Uzayı	101x 101 x 101 (mm)
Kuvvet Değerleri (x,y,z)	>8.5 N
Pozisyon Çözünürlüğü	>400DPİ
İletişim Arayüzü	USB 2.0
Büyüklük	228 x 228 x 228 (mm)
Ağırlık	26.689 N
Güç	30 W, 100V-240V,50Hz-60Hz
Cihaz Girdisi	30 VDC, 1.0 A

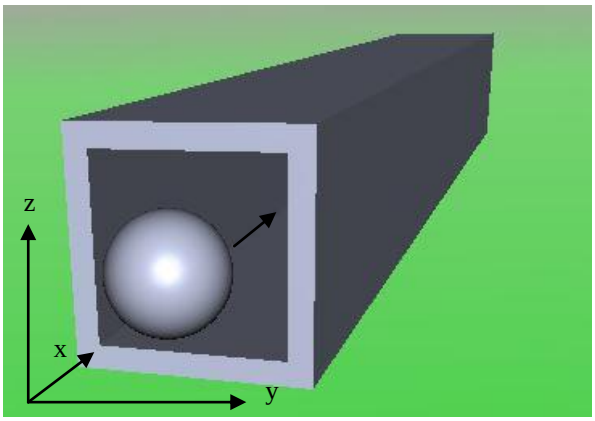
4. Test Düzeneği

Bu çalışma kapsamında iki farklı test düzeneği tasarlanmıştır. Belirlenen testerden Top Engel Testi (TET) operatörün daha çevik olmasını beklerken, Tünel Testi (TT) süreklilik gerektiren hareketler istemektedir. TET 'de kullanıcı bir topu kontrol ederek en kısa süre içinde engellerin içerisinden geçerek parkuru tamamlamaya çalışır. TT 'de ise kullanıcı yönettiği topun duvarlar ile temas etmeden kısa sürede parkuru bitirmeyi amaçlar. Yapılan her iki testte zamana bağlı kullanıcı hataları kaydedilmiştir. Testler için tasarlanan sanal gerçeklik ortamı Şekil 2 ve 3 de gösterilmiştir.

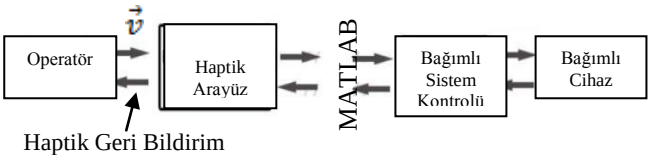


Şekil 2: Top Engel Testi

Buna uygun olarak SolidWorks ortamında bağımlı sistem ve sanal gerçeklik ortamı tasarlanmıştır. Bu tasarımlar için Simulink ortamında, haptik çevre matematiksel olarak modellenmiştir. Ana sistemden alınan sinyal bağımlı sisteme hız sinyali olarak Matlab arayüzü üzerinden Şekil 4 de gösterildiği gibi gönderilmiştir ve kuvvet geri bildirimi de bu arayüzden ana sisteme beslenmiştir.



Şekil 3: Tünel Testi



Şekil 4: Hareketin Oluşturulması [9]

Kuvvet aşağıda gösterildiği gibi modellenmiştir. Bu modelde X, Y ve Z topun koordinatlara göre konumunu vermektedir. Böylelikle tüm duvarlardan kuvvet geri bildirimi alınmaktadır. Denklem (1) Z eksenindeki kuvet modelini vermektedir. Diğer eksenler içinde aynı kuvvet modeli kullanılmaktadır.

$$\begin{Bmatrix} z_{limit-} < Z < z_{limit+} \\ y_{limit-} < Y < y_{limit+} \\ z_{köle} > Z_{duvar} \\ aksi\ halde \end{Bmatrix} \begin{matrix} ; \\ ; \end{matrix} \begin{matrix} Fz = b\dot{z} + kz \\ Fz = 0 \end{matrix} \quad (1)$$

Her denek, her iki test ortamı için, önce tam yer çekimi etkisi kaldırılmış sistemde, daha sonra kısmi yer çekimi kaldırılmış sistemde, son olarak da yer çekimi etkisinin kaldırılmadığı sistemde, her biri için 3 kez teste sokulmuştur. Bu testlerde hata fonksiyonu e(t) şu şekilde tasarlanmıştır:

$$e(t) = \begin{cases} F(t) > G; & e(t) = |F(t)| * t \\ F(t) < G; & e(t) = 0 \end{cases} \quad (2)$$

G temaslar için eşik değeridir aynı zamanda operatör hataları olarak da alınabilir.

Deneklerin görev süreleri ile görev sırasında gerçekleşen duvar ile topun belirli eşik değer üzerindeki hata değerlerine sahip temaslarının süreleri Matlab aracılığı ile toplandı. 5 denek için bu verilerin ortalamaları hesaplandı. Hesaplanan veriler bir sonraki bölümde verilmiştir.

5. Test Sonuçları

Test sonuçları Tablo 2, 3 ve Tablo 4, 5 de belirtilmiştir. Tablo 2, 3 ve Tablo 4 de 5 test seti için görev süreleri ve yapılan hata miktarları toplanmıştır. Hata ve geçirilen zaman değerleri ortalamalarıyla %95 güvenilirlik derecesi üst ve alt limitleri ile verilmiştir. Tablolarda verilen "O" değerleri her denek için aynı yer çekimi telafisi seviyesinde yapılan 3'er testin ortalamasını temsil etmektedir. Hatalar farklı telafi seviyelerinde toplanmıştır ve "0N", "-3N" ve "-8N" bu yer çekimi telafi seviyelerini ifade etmektedir.

Tablo 2: Top Engel Testi Hata Verileri e(t)

	Hata, e(t)		
	0N	-3N	-8N
O1	9.33	62.33	0
O2	28	37.66	52
O3	261.66	254.66	201
O4	97.66	44.66	115.66
O5	25.33	17.33	40.66
Genel Ortalama	84.396	83.328	81.864
σ	104.765	97.124	78.465
Alt Limit	-45.6867	-37.2671	-15.5629
Üst Limit	214.4787	203.9231	179.2909

Tablo 3: Top Engel Testi Geçirilen Zaman Verileri

	Geçirilen Zaman		
	0 N	-3N	-8N
O1	27.67	32.45	29.5
O2	27.88	26.46	26.09
O3	24.13	20.47	26.71
O4	21.89	19.79	19.65
O5	29.5	32.24	29.31
Genel Ortalama	26.214	26.282	26.252
σ	3.1118	6.1135	3.9913
Alt Limit	22.3502	18.6911	21.2961
Üst Limit	30.0778	33.8729	31.2079

Tablo 3 deki ortalama değer verilerine bakacak olursak, yer çekimi telafisinin haptik cihazlarda görev tamamlama sürelerini kısalttığı görülecektir. Yer çekimi telafisi görev tamamlama sürelerini kısaltmaktadır ancak görevlerde yapılan hatalarda tam tersi artmaktadır. Bu nedenle deneklerin yer çekimi etkisi ortadan kaldırılmadan önce görevlerini daha başarılı bir şekilde tamamladıkları Tablo 2 ye bakılarak söylenebilir.

Tablo 4 de verilen veriler duvar top testinde toplanan verilerden farklı sonuç vermektedir. Daha çok dayanıklılık gerektiren TT 'de veriler göstermektedir ki, denekler yer çekimi etkisi ortadan kaldırıldığında daha az hata yaparak görevlerini tamamlamışlardır. Görevi tamamlamak için harcadıkları zaman her ne kadar yapılan hatalardaki değişim ile aynı eğilimi göstermesede, harcanan zamanda da artış olmamıştır.

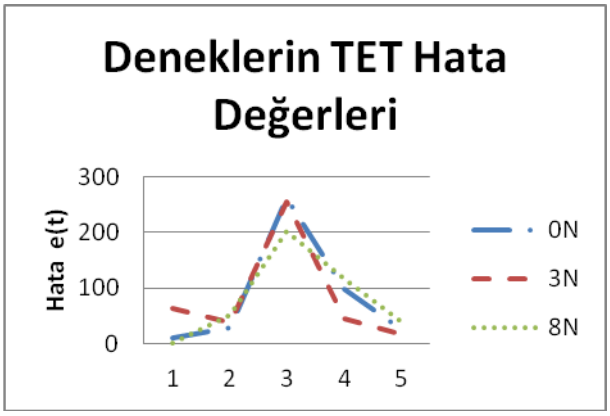
Tablo 4: Tünel Testi Hata Verileri e(t)

	Hata, e(t)		
	0N	-3N	-8N
O1	115.66	164	243.66
O2	54.66	207.33	249
O3	92	140.66	272.33
O4	33.33	82	197
O5	0	5.66	59.33
Genel Ortalama	59.13	119.93	204.264
σ	45.98389	78.2735	85.5057
Alt Limit	2.03352	22.74059	98.0945
Üst Limit	116.2265	217.1194	310.4335

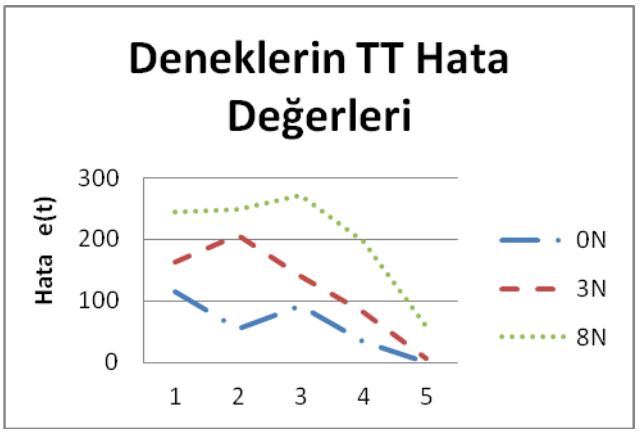
Tablo 5: Tünel Testi Geçirilen Zaman Verileri

	Geçirilen Zaman		
	0 N	-3N	-8N
O1	58.51	56.33	61.32
O2	56.28	54.02	60.58
O3	41.79	50.38	52.78
O4	53.54	55.7	52.28
O5	57.46	61.77	61.37
Genel Ortalama	53.516	55.64	57.666
σ	6.8124	4.1337	4.7023
Alt Limit	45.0573	50.5074	51.8274
Üst Limit	61.97469	60.7726	63.5046

Şekil 1 ve 2 de her bir denek tarafından yapılan hatalar yer çekimi kuvveti miktarına göre grafik olarak gösterilmektedir. Yatay eksenler denek numaralarını, dikey eksenler ise hata miktarlarını göstermektedir



Şekil 5: Top Engel Testinde Deneklerin Yaptığı hata değerleri (0 N-Tam Yer çekimi Telafisi, 3N-Kısmi Yer çekimi Telafisi, 8 N-Yer çekimi Telafisi Yok İken)



Şekil 6: Tünel Testinde Deneklerin Yaptığı hata değerleri (0 N-Tam Yer çekimi Telafisi, 3N-Kısmi Yer çekimi Telafisi, 8 N-Yer çekimi Telafisi Yok İken)

Şekil 5 ve 6 tüm yer çekimi kuvvetleri için deneklerin hata miktarlarını vermektedir. Şekiller göstermektedir ki TET 'de denekler yer çekimi telafisi yapılmış önceki sonuçlarına göre yer çekimi etkisi altında biraz daha iyi sonuçlara sahipler. Ancak şekil 6 da gösterilen tünel testi değerleri yer çekimi etkisi altında deneklerin daha fazla hata yaptıklarını göstermektedir.

Tablo 6 ve 7 tüm testler bittiğinde deneklerden elde edilen geri bildirimlerdir. Bu sonuçlara göre TET 'de, yer çekimi etkisinin kaldırılması, deneklerin büyük oranda konforunu artırmıştır. Kullanım kolaylığının ve görev başarısının da kısmen arttığı söylenmiştir. TT 'de denekler, konfor artışının, kullanım kolaylığının ve görev başarısının artışını daha kesin bir şekilde söylemişlerdir.

Tablo 6: Top Engel Testi İçin Anket Sonuçları

Top Engel Testi								
Yorgunluğu Azaltıyor	X	X						Kesinlikle
	O	O	O	O	O			Büyük Oranla
	V							Kısmen
								Hiç
Kullanım kolaylığını artırıyor								Kesinlikle
	O	O	O					Büyük Oranla
	V	V	V					Kısmen
	+	+						Hiç
Görev Başarısını Artırıyor								Kesinlikle
	O	O						Büyük Oranla
	V	V	V	V	V			Kısmen
	+							Hiç

Tablo 7: Tünel Testi İçin Anket Sonuçları

Tünel Testi								
Yorgunluğu Azaltıyor	X	X	X					Kesinlikle
	O							Büyük Oranla
								Kısmen
								Hiç
Kullanım kolaylığını artırıyor	X	X						Kesinlikle
	O							Büyük Oranla
	V							Kısmen
								Hiç
Görev Başarısını Artırıyor	X							Kesinlikle
	O	O						Büyük Oranla
	V							Kısmen
								Hiç

Sonuçlar

Bu çalışmada yer çekimi kuvvetinin haptik cihazlarda bir görevi gerçekleştirirken etkisi incelenmiştir. Bunun için iki ayrı sanal gerçeklik testi tasarlanmıştır. Bunlardan ilki TET ve diğeri TT. Bu testler için denekler üniversite öğrencileri arasından seçilmiştir. Test sırasında kullanıcı hataları ve testi tamamlama zamanları ölçülerek değerlendirme yapılmıştır. Ayrıca koldaki yorgunluk, yer çekimi telafi metodunun etkisi ve komfor gibi değerlendirmeler yapabilmek için kullanıcılarla anket yapılmıştır. Bu değerlendirmelere göre yer çekimi telafi metodu kullanıcının komforunu arttırdığı ve koldaki yorgunluğu azalttığı açıkça görülmektedir. Fakat yapılan iki ayrı test ile elde edilen sonuçlar göstermektedir ki, TET yer çekimi telafi metodunun test sırasında yapılan hata oranının biraz artmıştır ancak ikinci testte açıkça hata oranında düşüş olmuştur. Sonuç olarak yer çekimi etkisinin ortadan kaldırılması yorgunluğu azaltmaktadır ve kullanıcı konforunu arttırmaktadır ancak test sırasında kullanıcının hatasına etkisi testin içeriğine bağlıdır. Yani yer çekimi etkisinin ortadan kaldırılması kullanıcıya hareket hassasiyeti sağlamıştır fakat bu engeller içinden geçilen bir test için kullanıcıya avantaj sağlamazken, düz bir hattı takip etmeyi gerektiren TT hata oranını oldukça düşürmüştür.

Bu çalışmadan elde edilen sonuçlar göstermektedir ki, haptik cihazlarda yer çekimi etkisinin telafisi, görevin karakterine bağlı olarak, operatörlerin başarısını artırmış ve azaltmıştır. Dolayısı ile yer çekimi etkisinin ortadan kaldırılması, görevin başarı ile tamamlanmasında her zaman olumlu bir etki göstermemektedir.

Anketlerden görüldüğü gibi TET denekler görev başarısının yer çekimi etkisinin kaldırılmasıyla kısmen de olsa arttığını belirtmişlerdir ancak test sırasında toplanan verilere göre deneklerin hataları artmıştır. Bu da bize deneklerin yer çekimi olmaksızın sanal gerçeklik ortamına dahil olamadıklarını ve yaptıkları hataları bile kestiremediklerini göstermemtedir.

Kaynakça

[1]. Hokayem, P.F. and M. Spong, *Bilateral teleoperation:An historical survey.* Automatica, Cilt:**42,** No:12, s. 2035-2057, 2006.

[2]. Boessenkool, H., et al., *A Task-Specific Analysis of the Benefit of Haptic Shared Control During Telemanipulation.* IEEE TRANSACTIONS ON HAPTICS, Cilt: **6**, 2013.

[3]. Şahin, O.N., *Unlimited-Workspace Teleoperation.* (A Thesis Submitted to the Graduate School of Engineering and Science of İzmir Institute of Technology in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of MASTER OF SCIENCE in Mechanical Engineering), 2012.

[4]. Wildenbeest, J.G.W., et al., *The Impact of Haptic Feedback Quality on the Performance of Teleoperated Assembly Tasks.* Haptics, IEEE Transactions on, Cilt: **6,** No: 2, s. 242-252, 2013.

[5]. Nishimura, K. and K. Ohnishi, *Gravity estimation and compensation of grasped object for bilateral teleoperation*, in *9th IEEE International Workshop*, IEEE. s. 72-77, 2006

[6]. Eckenstein, N. and M. Yim, *Modular Advantage and Kinematic Decoupling in Gravity Compensated Robotic Systems.* Journal of Mechanisms and Robotics-Transactions of the Asme, Cilt: **5**, No: 4, 2013.

[7]. *Novint Falcon Haptic Device*. 2012 20.05.2014; Bulunduğu site: http://www.novint.com/index.php/products/novintfalcon.

[8]. *Novint Falcon Specifications*. 2012 20.05.2014 22.05.2014]; Bulunduğu site: http://www.novint.com/index.php/novintxio/41.

[9]. Uzunoğlu, E., *Position/Force Control Of Systems Subjected To Communicaton Delays And Interruptions In Bilateral Teleoperation,* s. 30,31,32, 2012

Bond Graph Metodu ile Öngörülen Bir Hidrolik Sisteminin Dinamik Analizi

Şinasi Arslan

Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Bir yük kaldırma sisteminin bond graph (bağ çizgesi) metoduyla modellemesi yapılmıştır. Burada, sistemin davranışlarını kavramsal hale dönüştürebilmek için eleman seçimlerinin yapılıp gerekli parametrelerin atanmasıyla güç akışı oluşturulmuştur. Atanan parametrelerin fiziksel sistemde yapılan hesaplamaları ile bağ çizgesi metoduna dayalı sistemin dinamik modeli oluşturulmuştur. Bağ çizgesinde valf sürgüsünün yer değiştirmesinin sıfırdan büyük veya küçük olmasına göre sistem çalışması yapılandırılmıştır. Modeli oluşturulan sistemin denklemleri elde edilerek simülasyon çalışmaları sonucunda sistemin kararlı davranışı gösterdiği izlenmiştir.

1. Giriş

Hidrolik sistem elektrik motorunun tahrik ettiği hidrolik pompa ile akışkan belli bir basınçta ve debide basılır ve bu enerji doğrusal, dairesel ve açısal hareketlerle mekanik enerjiye çevrilir [1,2]. Bu hidrolik sistemler; pompalar, valfler ve silindirler gibi yardımcı elemanlar ile mühendisler tarafından mükemmel uygulamalarda kullanılmıştır.

Hidrolik kontrol sisteminin öngörülen modeli, tasarım sürecinin bir parçası olarak elverişli dinamik performans için gereklidir ve sistemin dinamik cevabı elle veya otomatik kontrolün kullanıldığı yerlerde yaygın olarak kullanılır. Ancak, önerilen sistemin matematiksel modelini oluşturma zorluluğu nedeniyle, tasarımcının bu dinamik sistem analiz sorumluluğu alma isteksizliği söz konusudur. Oysa, bu analiz, sistemin dinamik başarımı için güvenli bir şekilde önerilmektedir [3].

Hidrolik kontrol sistemleri için transfer fonksiyonları, blok diyagramları, yapısal ve yapısal olmayan denklem setleri gibi geleneksel olarak kullanılan modelleme işlemlerindeki temel elverişsizlik sistemi oluşturan elemanların doğal yapısını göstermek için de büyük bir zorluk oluşturur. Hidrolik sistemlerle ilgili önemli özellikler [4]:

- Hidrolik kontrol sistemleri, nispeten az sayıda elemanlar ve alt sistemlerden oluşmasıyla genellikle küçük ölçektedirler,
- İstenen cevaplar genellikle büyük ölçekli olup, tipik olarak yük aşırı bir pozisyondan diğer bir aşırı pozisyona tahrik edilebilir
- Sistemlerin doğrusal olmayan özellikleri doğasında vardır,
- Hidrolik sistemler yaklaşık olarak standart elemanların birleştirilmesi suretiyle oluşturulan bir blok şeklindedir,
- Elemanların modelleri, öngörülen cevap için harcanan çabayı azaltmak amacıyla yeniden kullanılabilir özelliktedir,
- Hidrolik sistemler güç aktarma sistemleri olup, elemanlar arasında belirli yollar boyunca güç değişimi ve dönüşümü yoluyla çalışırlar,
- Sistem tasarımcısının düzenli bir işlem sırasına ihtiyacı vardır, böylece önerilen sistemin matematiksel modeli oluşturulabilir,
- Tasarımcı performans özelliklerini kolayca karşılamak amacıyla önerdiği sistemin düzeninde simülasyon değişikliklerini işleyebilir.

Çeşitli dinamik sistemlerinin modellenmesi bu yukarıdaki faktörlerin tanınmasını sağlar. Modeller bir araya getirilmiş elemanlar üzerinde tanımlanabilen fonksiyonel bağlar arasındaki güç değişimi temeline dayanan bağ çizgesi metodu ile kolayca oluşturulur [5].

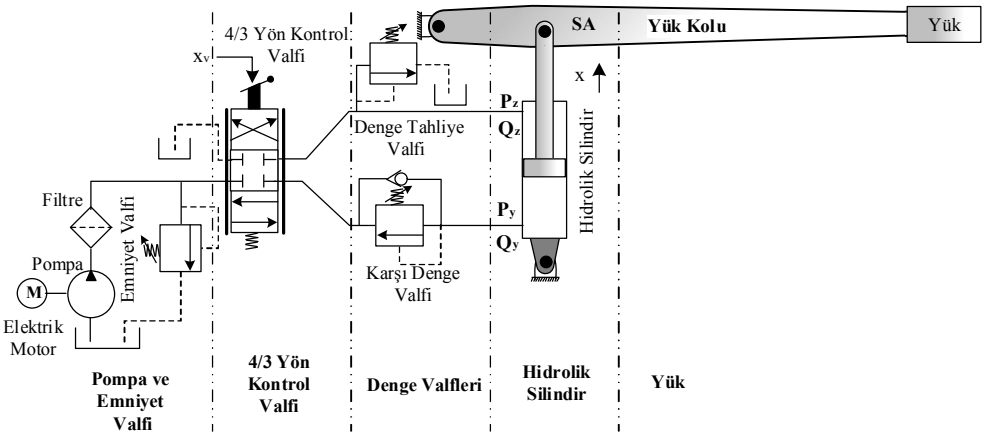
Bu çalışmada, bir hidrolik sistemin tasarımında Bond Graph (Bağ Çizgesi) metodu ile öngörülen modelin oluşturulması anlatılmıştır. Önerilen modelin çeşitli değişikler ve müdahalelere verdiği cevap, gerçek sistem cevabı ile karşılaştırmak amacıyla tasarlanmıştır.

2. Fiziksel Sistem

Bir çok mobil ekipman uygulamalarında benzer bir şekilde bir yükü dikey olarak konumlandırmak için kullanılan mafsallı bir yük kolunu harekete geçirmek için, bir hidrolik yük kaldırma sisteminin Şekil 1'de gösterildiği gibi tasarımı önerilmiştir. Sistemin özellikleri:

- Dikey olarak hareket ettirilebilen ve konumlandırılan maksimum yük: 140 kg,
- Yük kolu ile piston kuvvet kolu arasındaki L_r oranı: 5,
- Toplam yükün dikey olarak hareket ettirildiği maksimum mesafe: 0.5 m,
- Hareket ettirilen yükün 0.5 m mesafe için geçen süre: 1.0 s,
- Kontrol açık çevrim olup elle yapılacak,
- Standart hidrolik elemanlar kullanılmıştır.

Maksimum sistem basıncı 14.0 MPa olacak şekilde tasarlanmıştır.



Şekil 1: Hidrolik yük kaldırma sistemi.

Klasik mekanik ve hidrolik bilgileri kullanılarak tasarımı yapılmış ve sistemin verileri kataloglardan [6,7,8] seçilen hidrolik elemanlarla ilgili ayrıntılar Tablo 1 ve 2'de verilmiştir.

Tablo 1: Hidrolik sistem parametreleri.

Parametre tanımı	Değer	Birim
Pompa: PGF2-X/011		
Maksimum işletme basıncı (P_{max})	160x10^6	N/m^2
Maksimum devir sayısı (N_{max})	3600	dev/dak
Minimum devir sayısı (N_{min})	600	dev/dak
Maksimum debi (Q_{max})	39.6	l/dak
Yer değiştirme hacımı (V_p)	11	cm^3/dev
İşletme debisi (Q_s)	15.8	l/dak
4/3 Yön Kontrol Valfi:4WRA6E30-2X/G24		
Maksimum debi (Q_{max})	22	l/dak
Maksimum çalışma basıncı (Q_s)	315x10^6	N/m^2
Boşaltma katsayısı (C_d)	0.6	-
Hidrolik Akışkan		
Akışkan yoğunluğu (ρ)	850	kg/m^3
Hacimsel Esneklik Katsayısı (β)	535x10^6	N/m^2
Dinamik viskozite (μ)	7.9x10^{-4}	Ns/m^2

Tablo 2: Hidrolik silindir parametreleri.

Parametre tanımı	Değer	Birim
Silindir-Piston: CGH2MF3/4/25/220		
Silindir boyu (L_c)	300	mm
Piston boyu (L_p)	40	mm
Piston çapı (D_p)	39.6	mm
Boşluk (silindir ile piston arası) (c)	10^{-6}	m
Piston kolu çapı (D_r)	25	mm
Kurs boyu (L_s)	250	mm

Verilere göre $v = 0.1\ m/s$ piston hızı ile maksimum yük için gerekli olan P_s pompa basıncı ve Q_s besleme debisi sırasıyla 14.5 MPa ve 15.8 l/dak olarak bulunmuştur. Buradan, pompa için yaklaşık olarak 4 kW'lık ve 1400 dev/dak'lık güç kaynağı gerekmektedir.

Maksimum çalışma basıncını ayarlayan emniyet valfi, filtre, pompa, elektrik motoru, 4/3 merkez açık yön kontrol valfi, hidrolik silindirin yanı sıra yerçekimine karşı yükü tutmak için 6.9 MPa basıncına ayarlı denge valfi ve yükün aşağıya doğru hareketi esnasında yükün ivmesini sınırlandırmak için 7 MPa basıncına ayarlı tahliye denge valfi hidrolik sistemine dâhil edilmiştir.

Önerilen hidrolik sistem Şekil 1'de görüldüğü gibi beş alt sistemden oluşmuştur. Alt sistemler için önerilen modeller birincil ilgi olarak alt sistemin dinamik performansından ziyade yük kaldırmak için geliştirildiğinden, denge ve emniyet valfler sistemin dinamik modeline dahil edilmemiştir. Bu da model yapısını oldukça sadeleştirmiştir.

2.1. Pompa ve Emniyet Valfi Alt Sistemi:

Elektrik motoru, pompa, emniyet valfi ve hidrolik borular içerir. Bu alt sistemde depo, filtre ve emiş boruları sistemin elemanları olmasına rağmen yükü hareket ettirmek için sistemin dinamiğini etkilememektedir. Doğru olarak kabul edilen varsayımlar:

- Pompa hızı sabit olup, n_p elektrik motorunun hızıdır.
- Pompadan kontrol valfine kadar uzanan kısa boru hattının direnci ihmal edilebilir düzeydedir.
- Pompadan kontrol valfine kadar uzanan kısa boru hattının yığılmış C_p kapasitansı [m^3/Pa] olarak kabul edilmiştir.

Elektrik motorunun dönme hızı n_p [r/dak] (r: devir) pompanın dönme hızına eşit olup, V_p [m^3/r] pompanın hacimsel yer değiştirme hızından pompanın Q_p [m^3/s] pompa akış debisi

$$Q_p = V_p n_p \tag{1}$$

ile ifade edilir. R_{lp} [Pa/(m^3/s)] pompa iç kaçak direnci ve R_r[Pa/(m^3/s)] emniyet valfi akış direnci ve ΔQ_p pompa içinde sıkıştırılıp kalan akışkan ihmal edilecek kadar küçük olup yön kontrol valfine giren Q_s besleme debisi ve P_s pompa veya ayarlanan çalışma basınç olarak kabul edilmiştir.

Pompa ve elektrik motoru atalet momentini, sürtünme ve şaft esneklik katsayısını kapsayan bir model kolayca önerilebilir olmasına rağmen, buradaki amaç yön kontrol

valfine verilen P_s *ve* Q_s kontrol girdilerine karşı yük cevabını incelemektir.

2.2. 4/3 Yön Kontrol Valfi

Açık merkez yön kontrol valfi fonksiyonel olarak Şekil 2'de görüldüğü gibi S valf akış giriş yolu (beslenme) ve T tanka giriş yolu ile Y ve Z valf akış çıkış yolları arasında R_{sy}, R_{sz}, R_{ye} *ve* R_{ze} direnç katsayıları vardır. Valf sürgü kolunun merkezden x_v sağa doğru ($x_v \geq 0$) kontrol hareketi ile hidrolik piston yukarı doğru, x_v sola doğru ($x_v < 0$) kontrol hareketi ile hidrolik piston aşağı doğru hareket ettirilerek, yük kaldırılır ve indirilir. Valf sürgü kolunun merkez konumunda sızıntı debileri çok az güç kaybı olup ihmal edilecek seviyede olduğu, sürgü kolu üzerinde hidrolik akış kuvvetleri ve hidrolik kilitlenme ve diğer etkiler yükün hareketi sırasında dinamik performansını etkilemeyecek şekilde tasarlanıp operatör tarafından en aza indirilebilecektir. Valf sürgü kolunun merkezden x_v sağa doğru ($x_v \geq 0$) kontrol hareketi durumunda, Q_{sy} besleme debisi ve Q_{ze} boşalma debisi sırasıyla

$$Q_{sy} = k_{sy} x_v \sqrt{(P_s - P_y)} \tag{2}$$

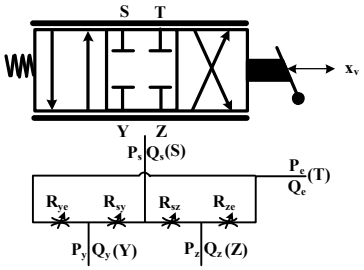
$$Q_{ze} = k_{ze} x_v \sqrt{(P_z - P_e)} \tag{3}$$

ile ifade edilir. Burada, k_{sy}ve k_{ze} valf besleme ve boşalma kazanç katsayılarıdır [m^2 /$Pa^{1/2}$s]. Aynı şekilde, valf sürgü kolunun merkezden x_v sola doğru ($x_v < 0$) kontrol hareketi ile Q_{sz} besleme debisi ve Q_{ye} boşalma debisi sırasıyla

$$Q_{sz} = k_{sz} x_v \sqrt{(P_s - P_z)} \tag{4}$$

$$Q_{ye} = k_{ye} x_v \sqrt{(P_y - P_e)} \tag{5}$$

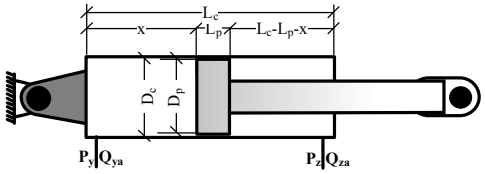
ile ifade edilir. Burada, k_{sz}ve k_{ze} valf besleme ve boşalma kazanç katsayılarıdır [m^2 /$Pa^{1/2}$s].



Şekil 2: 4/3 Yön Kontrol Valfi.

2.3. Hidrolik Silindir

Bu çalışmada çift etkili asimetrik hidrolik silindir kullanılmıştır. Şekil 3'den görüldüğü gibi A_y piston alanı, A_z piston kolu tarafındaki piston alanı, L_z piston boyu, L_c silindir boyu, x piston kolu konumu olarak verilmektedir.



Şekil 3: Hidrolik silindir.

Asimetrik yapısından dolayı aynı kaynak debisi ve besleme basıncı her iki yönde farklı itme kuvvetleri oluşturmaktadır. Hidrolik silindire genelleştirilmiş sürekli akım denklemi akışkanın β hacimsel esneklik katsayısı göz önüne alınarak, silindirin giriş ve çıkışındaki sıkıştırılan akışkan debileri

$$\Delta Q_{ya} = \frac{V_y}{\beta}\frac{dP_y}{dt} \; ; \; V_y = A_y x \tag{6}$$

$$\Delta Q_{za} = \frac{V_z}{\beta}\frac{dP_z}{dt} \; ; \; V_z = A_z(L_c - L_P - x) \tag{7}$$

ile ifade edilir [3]. Burada, , Q_y, Q_z, V_y *ve* V_z sırasıyla pistonun y ve z tarafındaki debi ve hacimlerdir. R_{la} piston ile silindir arasında sızıntı direnci olup Hagen-Poisseille denklemi yardımıyla [3] Q_{la} kaçak debi

$$Q_{la} = R_{la}(P_y - P_z); c = 1/2\,(D_c - D_p);$$
$$R_{la} = \frac{\pi D_p c^3}{12 \mu L_P} \tag{8}$$

ile elde edilir. Burada, c piston ile silindir arsındaki boşluğu, μ dinamik viskoziteyi göstermektedir. Silindire kaldırma kolu ile bağlı m kütleli yükün hareketlendirilmesini sağlayan F_a pistona etkiyen kuvvet

$$F_a = P_y A_y - P_z A_z - R_f \dot{x} \; ; R_f = \frac{\mu \pi D_p L_P}{c} \tag{9}$$

ile elde edilir. Burada, R_f piston viskoz direnç kuvvetidir.

2.4. Yük kolu

Piston kolundaki kuvvet yükün bağlı olduğu yere L_r transfer oranı ile yapıldığında, m kütleli yükün hareketini sağlayan F_m yüke etkiyen kuvvet

$$F_m = F_{m1} + S_g; \;\; F_m = mL_r\ddot{x} \; ; \; F_{m1} = F_a/L_r \tag{10}$$

olarak ifade edilir. Burada, F_{m1} transfer edilen kuvvet ve S_g yerçekimi kuvvetidir.

3. Sistemin Bağ Çizgesi ile Modellenmesi

Sistemlerin komple dinamik analizi için uygun bir matematiksel modele ve bu modelin elde edilebilmesi için de iyi bir metoda ihtiyaç vardır. Bu çercevede mühendislik sisteminin farklı alt sistemlerinde kullanılan, enerji ve bilgi akışına müsaade eden Bond Graph (Bağ Çizgesi) (BG) metodu önerilmiştir. BG metodu Ezekial ve Paynter [9] tarafından yapılan ilk çalışmalar ile kullanılmaya başlanmış, Karnopp ve Rosenberg [10] tarafından geliştirilmiş ve çalışan kontrol sistemlerinin modellenmesinde bir yaklaşım olarak kullanılmıştır. BG´nin önemli bir avantajı modelde bir elemanın elverişsizliği durumunda modelin geri kalan kısmına sıfır veya en az etki yapacak bir şekilde genişletilebilir veya basitleştirilebilir olmasıdır [11] .

3.1. Bağ Çizgesi Metodu

BG basit semboller ile çizgi ve yarı oklardan ibarettir ve modelleri oluşturan bölümler arasındaki etkileşim, grafiksel biçimde yapılır. BG genel amaçlarından biri, fiziksel sistemlerin büyük orandaki değişimleri için kararlı bir yöntem ortaya koymaktır.

BG metodunda, dört temel değişken kabul edilmiştir. Bunlar, güç değişkenleri olarak adladırılan *e(t)* kuvvet ve *f(t)*

akış ile, enerji değişkenleri olarak adlandırılan p(t) momentum ve *q(t)* yer değişimidir. Genel anlamda kuvvet ve akış adı verilen değişkenlerin çarpımı

$$\mathbb{P}(t) = e(t).f(t) \quad (11)$$

dinamik sistem için o anda ve o yerdeki $\mathbb{P}(t)$ gücünü verir. Gerçek analizde, her zaman bir çarpım olarak güç ifadesine ihtiyaç duyulmamakla birlikte, BG gösteriminde gereklidir. Kuvvetin akışa oranı direnci vermektedir. Bu bakımdan her bağ, yalnızca enerji akışı tarafından değil, aynı zamanda direnç tarafından da karakterize edilmiş olur [3,12].

Değişkenlerin davranışları, bağlantıda bulundukları diğer elemanlar tarafından sınırlandırılmıştır. Güç değişkenleri olarak görülen F kuvvet–v hız, M moment-ω açısal hız, P basınç-Q debi, V gerilim-i akım ve T sıcaklık-$\dot{q}$ ısı akışı vb mühendislik sistemin diğer alt sistemlere bağlanabileceği noktalarda bulunur. Alt sistemler arasında güç akışının olduğu bu noktalara bağ noktaları denir. Başka bir deyişle, sistemdeki enerji değişimleri bir bağlantı aracılığıyla yapılmaktadır.

Bir bağlı elemanlar; enerjiyi harcayan (R) direnç elemanı, potansiyel enerji depolayan (C) kapasitans elemanı ve kinetik enerji depolayan (I) atalet veya indüktans elemanı, enerji sağlayan S_e kuvvet kaynağı ve S_f akış kaynağı olarak üç grupta incelenebilir. Sistem elemanları, birbirlerine giriş-çıkışlar yoluyla bağlanır.

Giriş neden (etki), çıkış ise girişin neden olduğu sonuç (tepki) olarak söylenebilir. Bu nedenle giriş çıkış bağlantısı, sebep sonuç davranışı olarak ifade edilir. BG metodunda her bir bağ için, giriş çıkışların tayini, nedensellik tayini olarak adlandırılır ve kısa dik bir doğru ile gösterilir ve yarı bağ okun başlangıç ve bitiş uçlarından birine yerleştirilir .

Güçün bir fiziksel alandan diğer bir fiziksel alana geçişi TF aktarıcı (aynı fiziksel alana) ve GY dönüştürücü (farklı fiziksel alana) olmak üzere iki bağlı eleman ile yapılır. Aktarıcı ve dönüştürücü elemanlarla kullanılan sabit veya değişken oranları ile gücün korunması sağlanır.

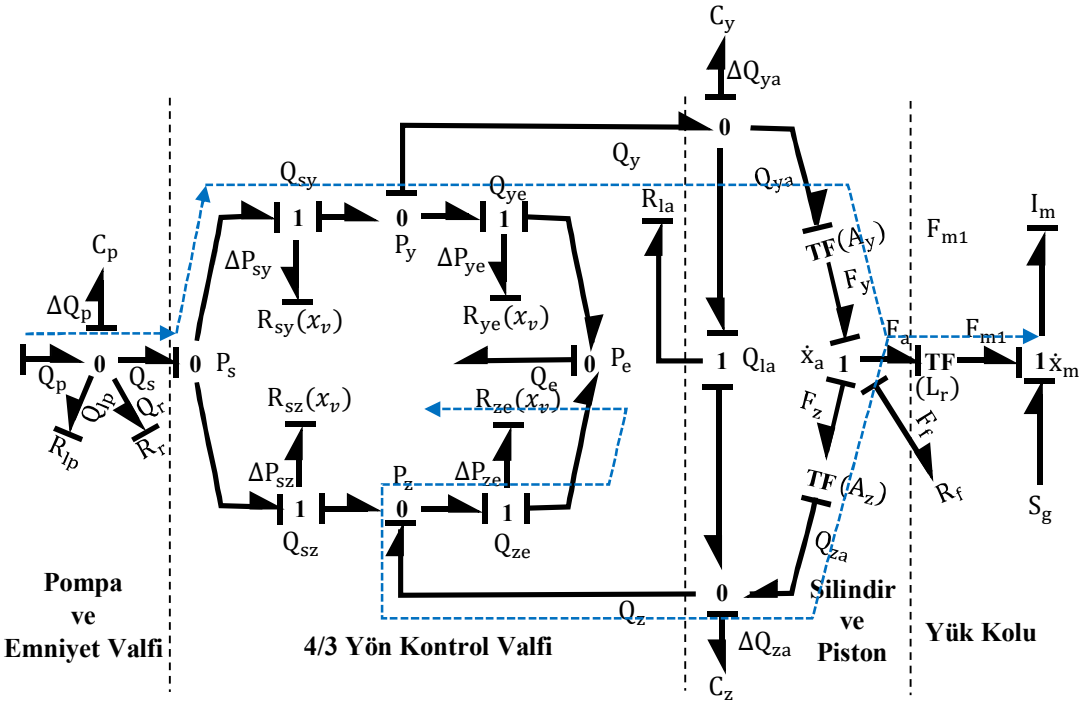
Bir ve iki bağlı eleman kullanarak modeller yapmak mümkündür. Ancak üç veya daha fazla bağlı eleman ile uzun zincirler oluşturarak daha kompleks sistem modelleri tasarlanabilir. Böylece, 0 (ortak kuvvet) ve 1 (ortak akış) düğümleri ile dinamik sistem yapısını ve standart elemanlar arasındaki bağlantıları gerçekleştirmek mümkün olur ve bağlar arasında geçiş sağlanabilir.

BG metodu kuvvet ile akışın yer aldığı ve güç bağını temsil eden nedensellik, *e* ve *f* sinyal yönlerinin gösterilmesi, hesaplamaların ve denklemlerin çıkarılması işlemlerinin kolaylaştırılması, kısaca modellerin gerçek sistemlere yaklaştırılması için geliştirilmiştir [13].

3.2 Sistemin Bağ Çizgesi Modeli

Yük kaldırma sisteminin bağ çizgesine geçişi, güç akış yönünde, aynı kuvvet için tespit edilmiş 0 düğümleri ve aynı akış için 1 düğümleri ile dört alt sistemin bir araya getirilmesiyle yapılmıştır.

Modelin amacı, 4/3 yön kontrol valfinden girilen kontrol girdilerini izleyen zaman tanım alanında sistem cevabının tahmini sağlamaktır. Hidrolik sistemin temel kursu yükün kaldırıldığı yüksekliğin $1:L_r$ oranıdır. Yukarıda verilen bilgilerin ışığı altında tüm sistemin BG modeli Şekil 4'de gösterilmiştir.



Şekil 4: Hidrolik yük kaldırma sisteminin Bağ Çizgesi modeli.

Sistemin dinamik yapısına ve yapılan kabullere göre pompa tarafından sistem P_s basıncı ve Q_s debisi ile beslenir. $x_v$valf sürgü kolu hareketiyle kontrolü sağlanan sistemin bir kısım enerjisi 4/3 yön kontrol valfinin R_{sy}, R_{sz}, R_{ye} ve R_{ze} direnç elemalarında kayıp olurken bir kısmı $C_y$ve C_z elemanlarında depolanır. Geri kalan enerji R_{la} ve R_f elemanlarında bir kısmı kayıp olurken son kalan enerji yükü kaldırmak veya indirmek için kullanılır.

4. Sistemin Matematik Modeli

Sistemin BG modelinde güç akışı ile her bir elemanın sistemdeki bağ noktalarında kuvvet veya akış değişken tepkilerinden hangisini verdiği ilk aşamada bulunur. Kaynak elamanları olarak pompa ve yük sisteme

$$S_p = e_1 = P_s; S_f = e_{11} = mg \quad (12)$$

kuvvetlerini verir. Sırasıyla, R_{sy} ve R_{ze} direnç elemanları

$$f_2 = Q_s = k_{sy}x_v\sqrt{P_s - P_y}; \quad (13)$$
$$f_{19} = Q_z = k_{ze}x_v\sqrt{P_z - P_e}$$

debilerini verir. C_y ve C_z enerji depolayıcı elemanlar sisteme

$$e_4 = 1/C_y \int f_4 dt,\ f_4 = \Delta Q_{ya}; \quad (14)$$
$$e_{17} = 1/C_y \int f_{17} dt,\ f_{17} = \Delta Q_{za}$$

kuvvetlerini verir. Debiler Denklem 6 ve 7'den elde edilir. R_{la} ve R_f elemanları sisteme

$$f_{15} = Q_{la}\ ;\ e_7 = F_f = R_f f_7;\ f_7 = \dot{x}_a \quad (15)$$

debi ve F_f sürtünme kuvvetini verir. I_m depolayıcı eleman ise sisteme akış olarak

$$f_{10} = 1/m \int e_9 dt, e_9 = m\dot{f}_9,\ f_9 = L_r\dot{x}, \dot{f}_9 = L_r\ddot{x}, \quad (16)$$
$$e_{10} = F_m = mL_r\ddot{x}$$

hızını verir. $TF\left(A_y\right), TF\left(A_z\right)$ ve $TF\left(L_r\right)$ aktarıcılarıyla kuvvet ve akış değişkenleri

$$TF(A_y)\text{: } e_6 = F_y = e_5A_y = P_yA_y,\ f_5 = A_y\dot{x}; \quad (17)$$
$$TF(A_z)\text{: } e_{13} = P_z = e_{12}/A_z = F_z/A_z,\ f_{13} = A_z\dot{x}; \quad (18)$$
$$TF(L_r)\text{: } e_9 = P_z = e_8/L_r = F_{m1} = F_a/L_r; \quad (19)$$
$$f_9 = f_8L_r = L_r\dot{x}$$

ile ifade edilir. Yön kontrol valfin Q_s besleme debisi, Q_z boşalma debisi ve Q_{la} piston kaçak debisi altında basınç dağılımı

$$Q_s\text{: } f_1 = f_2 = f_3;\ e_1 = e_2 + e_3 \quad (20)$$
$$Q_z\text{: } f_{18} = f_{19} = f_{20};\ e_{18} = e_{19} + e_{20} \quad (21)$$
$$Q_{la}\text{: } f_{14} = f_{15} = f_{16};\ e_{14} = e_{15} + e_{16} \quad (22)$$

ifade edilir. Hidrolik silindirin P_y ve P_z basınç altında debileri ile P_y ortak piston hızı ve yük kolu ucundaki kuvvet dağılımı BG modelinden

$$P_y\text{: } f_3 = f_4 + f_5 + f_{14};\ e_3 = e_4 = e_5 = e_{14} \quad (23)$$
$$P_z\text{: } f_{13} + f_{16} = f_{17} + f_{18};\ e_{13} = e_{16} = e_{17} = e_{18}; \quad (24)$$
$$\dot{x}\text{: } e_6 = e_7 + e_8 + e_{12};\ f_6 = f_7 = f_8 = f_{12}; \quad (25)$$
$$L_r\dot{x}\text{: } e_{10} = e_9 + e_{11};\ f_9 = f_{10} = f_{11} \quad (26)$$

elde edilir. Denklem 23, 24, 25 ve 26'dan, hidrolik kısmı için süreklilik ve mekanik kısmı için Newton kanunu kullanarak

$$A_y\dot{x} + C_y\, dP_y/dt + (P_y - P_z)/R_{la} = k_{sy}x_v\sqrt{P_s - P_y}\ ;\ C_y = \frac{V_y}{\beta} \quad (27)$$

$$A_z\dot{x} - C_z\, dP_z/dt + \left(P_y - P_z\right)/R_{la} = k_{ze}x_v\sqrt{P_z - P_e}\ ;\ C_z = \frac{V_z}{\beta} \quad (28)$$

$$\ddot{x} = 1/mL_r{}^2\left(A_yP_y - A_zP_z - R_f\dot{x} + L_rS_g\right) \quad (29)$$

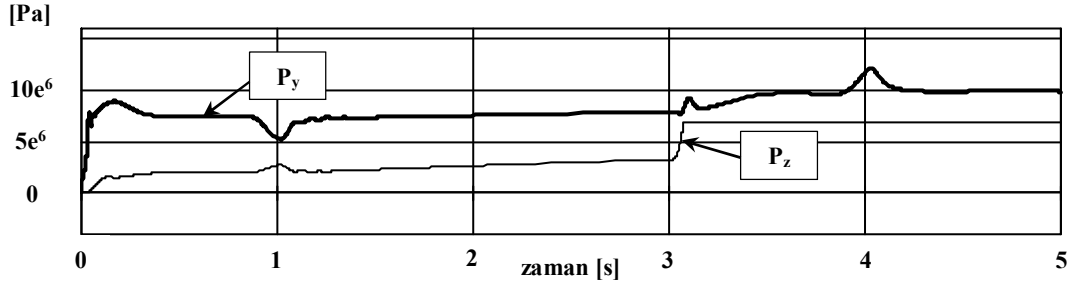
öngörülen dinamik sistemin denklem seti bulunur. Bu denklem seti durum uzay biçimine sokulursa

$$\dot{z}_1 = \dot{x} = z_2 \quad (27)$$
$$\dot{z}_2 = 1/mL_r{}^2\left(A_yz_3 - A_zz_4 - R_fz_2 + L_rS_g\right) \quad (28)$$
$$\dot{z}_3 = (\beta/A_yz_1)[k_{sy}x_v\sqrt{P_s - z_3} - A_yz_2 - R_{la}(z_3 - z_4)] \quad (29)$$
$$\dot{z}_4 = (\beta/A_z(L_c - L_p - z_1))[-k_{ze}x_v\sqrt{z_4 - P_e} + A_zz_2 + R_{la}(z_3 - z_4)] \quad (30)$$

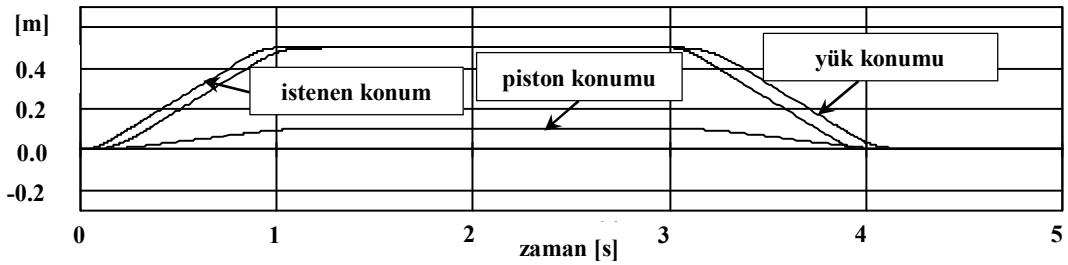
denklemleri elde edilir. Burada, $z = [z_1\ z_2\ z_3\ z_4\ ]^T$durum vektörü olup; $z_1 =$ x piston hareketini, $z_2 = \dot{x}$ piston hızını, $z_3 = P_y$ silindirin (y) tarafındaki basıncını ve $z_3 = P_y$ silindirin (z) tarafındaki basıncını gösterir. Sistemin dinamik denklemleri, pistonun ileri hareketi diğer bir deyişle yük kaldırmak için elde edilmiştir. Aynı şekilde pistonun geri hareketi için dinamik denklemler ters yönde elde edilir.

5. Simülasyon Çalışmaları

Denklem 27'den 30'a kadar olan durum denklemlerindeki basınç ifadeleri karekök içerisinde bulunduğundan doğrusal olmayan adi diferansiyel denklemlerin sayısal çözümü için Runge Kutta sayısal ardışık yöntemi kullanılmıştır. Söz konusu denklemler, başlangıç değerleri olarak konum için $x(0) = 0.01\ [m]$, hız için $\dot{x}(0) = 0.0\ [m/s]$, basınç değişimleri için $P_y(0) = P_z(0) = 0$ [Pa] kabul edilmiş, Tablo 1 ve 2'de belirtilen parametreler ile önceki denklemlerden elde edilen nümerik değerler kullanılarak çözümlenmiştir. Buna göre, Şekil 5 ve 6'de gösterilen zamana göre pistonun her iki tarafındaki P_y ve P_z basınç değişimleri ve 0.1 m/s piston hızı ile 0.5 m yük konumu için piston ve yük konumları izlenmiştir.



Şekil 5: P_y ve P_z piston basınçları değişimi.



Şekil 6: Konum değişimi.

6. Sonuç

Bu çalışmadaki hidrolik sistemin dinamik modeli, BG metoduyla sistemdeki her bir elemanın bağ noktalarındaki güç akışı kuvvet-akış veya akış-kuvvet nedensellik şeklinde ilişkilendirilerek elde edilmiştir.

Tasarımı yapılan bir hidrolik sistemin performansını ve kararlılığını görmek için deney seti üzerinde deney yapmak pahalı ve zaman alıcıdır. Bu nedenle bu çalışmada olduğu gibi deney seti yerine tasarımı yapılan sisteminin öngörülen BG modelini kurarak sistem davranışlarının ve sistemdeki değişikliklerin gerçek sistem gibi gözlemlenmesi hedeflenmiştir.

Sistemin 0-5 saniye zaman aralığında; 0-1 saniye aralığında (0-0.5) [m] yük kaldırma, 3-4 saniye aralığında (0.5-0) [m] yük indirme simülasyon çalışmalarında basınç değişimi 0-12 [MPa] piston konumu (0-0.1-0) [m] izlenmiştir.

Tasarlanan sistemin model denklemlerinin yapısal olarak gerçeğe yakın olduğu ve yapılan simülasyon çalışmaları sonunda açık çevrim dinamik sistemin cevabının kararlı olduğu görülmektedir. Böylece simülasyon çalışmaları için ön hazırlıklar tamamlanmıştır. Bundan sonraki aşamada gerçek sistemin yapılanması düşünülebilir.

Kaynakça

[1] H.B. Ulaş, E. Çınar ve M. Bilgin, "Puls Genişliği Modülasyonu ile Hidrolik Oransal Bir Sistemin Sürülmesi", *Electronic Journal of Vocational Colleges,* pp. 85-93, December 2012.

[2] MEGEP, *"Pnömatik ve Hidrolik Sistemler",* Mesleki Eğitim ve Öğretim Sisteminin Güçlendirilmesi Projesi, Ankara, Ocak 2005.

[3] W. Durfee, and Z. Sun, *"Fluid Power System Dynamics"* National Science Research Center, University of Minnesota, 2009.

[4] B.W. Bernard, *"The Dynamic Response of a Hydraulic System",* M. Eng. Sc. Thesis, Monash University, Australia, 1973.

[5] P. Huynh, *"Bond Graph: A Multi-disciplinary Modeling Language of Physical Systems"*, Lecture Notes, Ngee Ann Polytechnic, 1999.

[6] PGF: RE 10213/04.05, *Rextroth Pompa Kataloğu,* "Internal Gear Pomp", Rextroth Bosch Group, 2014.

[7] CGH: RE 17335/07.13, *Rextroth Silindir Kataloğu,* "Hydraulic Cylinder Mill Type", Rextroth Bosch Group, 2014.

[8] 4WRA: RE 29055-XE-B2/09.13, *Rextroth Valf Kataloğu,* "4/3 Proportional Directional Valves", Rextroth Bosch Group, 2014.

[9] F. D. Ezekial, and H. Paynter, "Computer Representations of Engineering Systems Involving Fluid Transients", *Transactions of ASME,* Vol. 79, pp. 1840-1846, 1957.D.

[10] C. Karnopp, D. L. Margolis, and R.C. Rosenberg, *"System Dynamics: Modelling and Simulation of Mechatronic Systems",* John Wiley and Sons Publishers, Newyork, 2000.

[11] P. Dransfield, and M.K. Teo, "Using Bond graphs in Simulating an Elecro-mechanical System", *Journal of Franklin Institute,* Vol. 308, No. 3, pp. 173–184, 1984.

[12] D.C. Karnopp, D.L. Margolis, and R.C. Rosenberg, *"System Dynamics; A Unified Approach"*, John Wiley and Sons Publishers, Newyork, 1990.

[13] R. Liu, *"Nonlinear Control of Electrohydraulic Servo-systems Theory and Experiment",* M. Eng. Sc. Thesis, University of Illinois, Urbana, USA, 1998.

Sabit-Blok Demiryolu Sinyalizasyon Sistemlerinde Karar Verme Yöntemleri: Ayrık Olay Sistem Yaklaşımı

Mustafa Seçkin Durmuş[1], *Shigemasa Takai*[2], *Mehmet Turan Söylemez*[3]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, Denizli, Türkiye
msdurmus@pau.edu.tr

[2]Elektrik, Elektronik ve Bilişim Mühendisliği
Osaka Üniversitesi, Osaka, Japonya
takai@eei.eng.osaka-u.ac.jp

[3]Kontrol Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
soylemezm@itu.edu.tr

Özetçe

Küçük arızaların çok sayıda can ve mal kaybına sebep olabildiği demiryolu sistemlerinde en önemli husus güvenliğin her zaman ön planda tutulmasıdır. Demiryolu ile ilgili güvenlik standartlarında çeşitli tasarım yöntemleri, tavsiyeler ve güvenlik önlemleri bulunmasına rağmen, bazı durumlarda kazaların oluşması engellenememektedir. Bu çalışmada, demiryolu ile ilgili güvenlik standartlarının tavsiyeleri de göz önünde bulundurularak, sabit-blok demiryolu sinyalizasyon sistemleri için iki kontrolör ve bir oylayıcıdan oluşan anklaşman sistemi mimarisi anlatılmıştır. Demiryolu saha donanımlarının Petri ağı modelleri temel alınarak arıza teşhisi de dahil olmak üzere karar verme yöntemi açıklanmıştır.

1. Giriş

Güvenlik standartları açısından bakıldığında, arıza teşhisi bir sistemin bozuk durumda olup olmadığının kontrolü olarak kabul edilmektedir. Bu tarz hatalı sonuçların etkilerini önlemek amacıyla, arıza teşhisi en küçük alt sistem seviyesinde gerçekleştirilmelidir [1]. Özellikle büyük ve karmaşık sistemlerde arızanın teşhis edilmesi hayati ve kritik bir görevdir. Bu nedenle, IEC 61508 gibi güvenlik standartları bu sistemlerin geliştirilmesine rehberlik etmektedir. IEC 61508, her türlü elektrik, elektronik ve programlanabilir elektronik sistemlerin geliştirilmesine rehberlik eden fonksiyonel güvenlik standardıdır. Demiryolları özelinde ise IEC 61508 standardına ek olarak, EN 50126, EN 50128, EN 50129 ve EN 50238 standartları kullanılmaktadır [2]. Sabit-blok demiryolu sistemleri için sinyalizasyon sistem yazılımı (anklaşman sistemi yazılımı) geliştirme sürecinde bu standartların tavsiyeleri ve önermiş olduğu yöntemler göz önünde bulundurulmalıdır [3]. Sabit-blok demiryolu sistemleri 1800'lü yılların ortalarından bu yana tüm dünyada yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [3, 4]. Sabit-blok demiryolu sistemlerinde güvenli taşıma ve yolculuk yukarıda belirtilen standartlar ışığında tasarımı ve testleri gerçekleştirilmiş anklaşman sistemleri ile sağlanabilmektedir.

Ayrık Olay Sistem (AOS) [5] modelleme yöntemleri, IEC 61508-3 standardında [6] bulunan tablo A.1, tablo A.2, tablo A.3 ve EN 50128 standardında bulunan [7] tablo A.2'de yarı-biçimsel modelleme yöntemleri olarak tanımlandığından dolayı, sabit-blok sinyalizasyon sistemleri AOS yaklaşımı ile incelenebilmektedir. Bu yarı-biçimsel modelleme yöntemleri SIL3 ve SIL4 güvenlik seviyesinde bir yazılıma sahip olunabilmesi için güvenlik standartlarınca şiddetle tavsiye edilmektedir.

Sampath ve diğerlerinin AOS'de arıza teşhisi üzerine otomat tabanlı yapmış olduğu çalışmaya ek olarak [8, 9], Ushio ve diğerleri bu çalışmayı sınırlandırılmamış Petri ağları kullanarak geliştirmişlerdir [10]. Kuramsal çalışmaların yanı sıra, endüstriyel sistemler için AOS yaklaşımı ile arıza teşhisi uygulamaları da gerçekleştirilmiştir [11-13]. Demiryolu sistemleri için zamanlı Petri ağları yöntemi ile çevrimiçi gözlem çalışmaları gerçekleştirilmiştir [14]. Buna ek olarak, [15]'de sabit-blok demiryolu saha ekipmanları Petri ağları ile modellenmiş ve sistemin teşhis edilebilirliği gösterilmiştir. Demiryoluna ilişkin güvenlik standartlarında hata, arıza ve bozulma tanımları farklı anlamlara geliyor olsa da, bu çalışmada hepsi sistemin istenildiği gibi çalışmadığını ifade etmek amacıyla kullanılmıştır.

V-model'de [6] tanımlanmış olan yazılım tasarım adımlarına göre, demiryolu uygulamaları için en az SIL3 seviyesinde yazılıma sahip olabilmek amacıyla tasarımcılar EN 50128 standardı tablo A.3'de bulunan yazılım mimarilerinden uygun kombinasyonları seçmelidir [16]. Bu çalışmada, SIL3 seviyesinde bir yazılıma sahip olabilmek amacıyla modelleme yöntemi olarak Petri ağları, yazılım mimarisi olarak da savunma programlama (defensive prog.), farklı programlama (diverse prog.) ve arıza beyan programlama (failure assertion prog.) mimarileri bir arada kullanılmıştır. Savunma programlama mimarisinin amacı sistemin tüm girişleri göz önünde bulundurularak en kötü durumla karşılaşılması halinde önceden tanımlanmış makul bir çıkış üretilmesidir. Giriş değişkenleri ve bunların çıkış değişkenlerine olan etkisi kontrol edilmeli, kodlama standartları kullanılmalı ve kod olabildiğince basit yazılmalıdır [17]. Arıza beyan programlama mimarisinin temel amacı ise geliştirilen yazılım koşturulurken ortaya çıkan tasarım hatalarının belirlenmesi ve yüksek güvenilirlik için işlemlerin devam ettirilmesidir [1]. Farklı programlama mimarisinde ise amaç aynı giriş-çıkış özelliklerine ve görevlerine sahip N farklı sürümün geliştirilmesidir. Bu N farklı sürüm aynı anda aynı sebepten nedeniyle hataya düşmemesi için birbiri ile irtibatı olmayan N farklı grup

tarafından geliştirilmelidir. Sonrasında geliştirilen bu sürümler bir oylayıcı altında birleştirilerek ürettikleri çıkışlar oylanarak sisteme uygulanmaktadır. Bu yöntemler ile ilgili daha fazla bilgi [18-22]'den ulaşılabilmektedir. Genellikle, sistemin hatada-güvenli (fail-safe) olmadığı durumlarda N sayısı 3 olarak seçilmektedir [23]. Eğer sistem hatada-güvenli ise yani olası bir hata durumunda sistemin geçeceği güvenli durum önceden belirlenmiş ise N sayısı 2 olarak seçilmektedir [7, 22].

[22]'de demiryoluna ilişkin standartların tavsiyelerine uygun olarak 2 kontrolör ve bir koordinatörden (oylayıcı) oluşan bir anklaşman sistem mimarisi önerilmiştir. Sabit-blok sinyalizasyon sistemleri için önerilen bu mimaride kontrolörler arasında oluşması muhtemel senkronizasyon problemlerine çözümler önerilmiştir. Bu çalışmada ise [22]'de önerilen mimari için Petri ağı modelleri temel alınarak hata teşhisini de içeren karar verme yöntemleri açıklanmıştır.

2. Tanımlar

2.1. Petri ağları

Literatürde Petri ağı aşağıdaki beşli ile tanımlanmaktadır [13]:

$$PN = (P, T, F, W, M_0) \tag{1}$$

- $P = \{p_1, p_2, \ldots, p_k\}$ sonlu sayıda yerler kümesi,
- $T = \{t_1, t_2, \ldots, t_z\}$ sonlu sayıda geçişler kümesi,
- $F \subseteq (P \times T) \cup (T \times P)$ oklar kümesi,
- $W: F \rightarrow \{1, 2, 3, \ldots\}$ ağırlık fonksiyonu,
- $M_0: P \rightarrow \{0, 1, 2, 3, \ldots\}$ başlangıç işaretlemesi,
- $P \cap T = \varnothing$ ve $P \cup T \neq \varnothing$.

Bu tanıma ek olarak, herhangi bir t_j geçişi için $I(t_j)$ ve $O(t_j)$ şeklinde iki küme ile geçişe ait giriş ve çıkış yerler kümelerinin ifade edilmesi faydalı olacaktır:

$$I(t_j) = \{p_i \in P : (p_i, t_j) \in F\} \tag{2}$$

$$O(t_j) = \{p_i \in P : (t_j, p_i) \in F\} \tag{3}$$

Herhangi bir M işaretlemesi k elemanlı bir vektör ile ifade edilebilmektedir (k toplam yer sayısını ifade etmektedir). $M(p_i) = n$ gösterimi ile i. yerin n jetona sahip olduğu ifade edilmektedir.

Tanım 1 [5]: Herhangi bir t_j geçişi kendisine ait her bir giriş yerinde (p_i) $W(p_i, t_j)$ kadar jeton bulunması durumunda *aktif* hale gelmektedir. $W(p_i, t_j)$, tüm $p_i \in I(t_j)$ için $M(p_i) \geq W(p_i, t_j)$, p_i yerinden t_j geçişine yönlenmiş okun ağırlığını ifade etmektedir. Aktif hale gelen bir geçiş, ilişkilendirildiği olaya bağlı olarak ateşlenmekte veya ateşlenmemektedir. Ateşlenme sonucunda t_j geçişi, $W(p_i, t_j)$ kadar jetonu $p_i \in I(t_j)$ yerinden siler ve $W(t_j, p_i)$ kadar jetonu $p_i \in I(t_j)$ yerlerine ekler. Geçiş ateşlenmesi sonrasında yeni işaretleme olan $M'(p_i)$ (4)'de tanımlanan kurala göre belirlenmektedir.

$$M'(p_i) = M(p_i) - W(p_i, t_j) + W(t_j, p_i) \tag{4}$$

$M[t_j >$ ifadesi, t_j geçişinin M gibi bir işaretlemede aktif olduğunu belirtmek için kullanılmaktadır. Buna ek olarak $M[t_j > M'$ ifadesi de t_j geçişinin ateşlenmesinden sonra elde edilen yeni işaretlemenin M' olduğunu belirtmektedir. Bu gösterimler geçişler dizisi olarak da genişletilebilmektedir.

Tanım 2 [24]: Bir Petri ağı öz döngüye sahip değilse *saf*, tüm okların ağırlığı 1 ise *sıradan* olarak adlandırılmaktadır.

Tanım 3 [24]: Herhangi bir M_y işaretlemesine M_0 başlangıç işaretlemesinden, $t_1 t_2 \ldots t_y$ şeklinde sıralı bir ateşleme ile $M_0[t_1 > M_1[t_2 > \ldots M_{y-1}[t_y > M_y$ şeklinde erişilebiliyorsa, M_y M_0'den *erişilebilirdir* denir. M_0 işaretlemesinden erişilebilir tüm işaretlemeler kümesi $R(M_0)$ ile ifade edilmektedir.

Tanım 4 [24]: Bir Petri ağında bulunan yerlerin içerdiği jeton sayısı m gibi bir sayı ile sınırlandırılmış ise Petri ağı *m-sınırlı* olarak tanımlanmaktadır.

Yani, $\forall M_k \in R(M_0), \forall p_i \in P : M_k(p_i) \leq m$. Eğer bir Petri ağı 1-sınırlı ise *güvenli* olarak tanımlanmaktadır.

Tanım 5 [24]: Bir Petri ağında her $M_k \in R(M_0)$ erişilebilir işaretlemede, en az bir geçiş aktif ise *kilitlenmesiz* olarak adlandırılmaktadır.

Bir Petri ağında bulunan yerler kümesi P ve geçişler kümesi T *gözlenebilir* (o) ve *gözlenemez* (uo) olarak iki ayrı kümeye ayrılabilmektedir.

$$P = P_o \cup P_{uo} \text{ ve } P_o \cap P_{uo} = \varnothing \tag{5}$$

$$T = T_o \cup T_{uo} \text{ ve } T_o \cap T_{uo} = \varnothing \tag{6}$$

Gözlenemeyen yerlerden dolayı, bazı işaretlemeler ayırt edilememektedir. Herhangi bir $p_i \in P_o$ için eğer M_1 ve M_2 gibi iki farklı işaretleme $M_1(p_i) = M_2(p_i)$ gibi aynı gözleme sahip ise, $M_1 \equiv M_2$ şeklinde ifade edilmektedir.

Gözlenemeyen geçişlerin T_{uo} bir alt kümesi olan T_F, arızalı geçişleri ifade etmek için kullanılmaktadır. n farklı arıza tipi için bu küme $\Delta_F = \{F_1, F_2, \ldots, F_n\}$ ile ifade edilmektedir.

$$T_F = T_{F_1} \cup T_{F_2} \cup \cdots \cup T_{F_n} \tag{7}$$

(7) denkleminde eğer $i \neq j$ ise $T_{F_i} \cap T_{F_j} = \varnothing$. Burada arıza tiplerini ifade eden etiketlere ait küme $\Delta = \{N\} \bigcup 2^{\Delta_F}$ ile tanımlanmaktadır. Bu kümede N, herhangi bir arızanın meydana gelmediğini ve sistemin normal çalıştığını ifade ederken, 2^{Δ_F} arızalı geçişleri içeren işleyişi ifade etmektedir.

2.2. Arıza teşhisi

AOS yaklaşımına göre arıza teşhisi, sistemin gözlenebilir davranışının incelenerek gözlenemez arızalı geçişlerin T_F gerçekleşip gerçekleşmediğinin ortaya çıkarılmasıdır. Bu tanım ışığında şu varsayımlar yapılmaktadır:

Varsayım 1 [8], [10]: (1) denklemi ile tanımlanan Petri ağı kilitlenmesizdir.

Varsayım 2 [8], [10]: Gözlenemeyen geçişlere ait işaretlemelerin sonucunda elde edile işaretlemelerin birbirleri ile aynı olduğu bir iç çevrim bulunmamaktadır. Yani $M_i \in R(M_0)$ ve $t_i \in T_{uo}$, $(i = 1, 2, ..., n)$ için, $M_1[t_1 > M_2[t_2 > \ldots M_n[t_n > M_1 \Rightarrow \exists i, j \in \{1,2,\ldots,n\}, M_i \equiv M_j$

Petri ağı için teşhis edici otomat (8)'de verilmiştir.

$$G_d = (Q_d, \Sigma_o, \delta_d, q_0) \tag{8}$$

Burada, $Q_d \subseteq Q$ durumlar kümesini, $\Sigma_o = \hat{R}(M_0) \cup T_o$ olaylar kümesini, $\delta_d : Q_d \times \Sigma_o \to Q_d$ durum geçiş fonksiyonunu ve $q_0 = \{(M_0, N)\}$ başlangıç durumunu ifade etmektedir. Her bir gözlenebilen olay $\sigma_o \in \Sigma_o$, $\hat{R}(M_0)$ kümesinden bir gözlenebilen işaretleme veya T_o kümesinden gözlenebilen bir geçişi ifade etmektedir. Teşhis edici hakkında daha detaylı bilgi [8] ve [10]'dan elde edilebilir.

Teşhis edicinin durumları $q_d = \{(M_1, l_1), (M_2, l_2), \ldots, (M_n, l_n)\}$ şeklindedir ve $M_i \in R(M_0)$ işaretlemeleri ile $l_i \in \Delta$ etiketlerini içermektedir. Her bir M_i daha önce gözlenen olası işaretlemeler ile ilişkilidir. Eğer $l_i = N$ ise, M_i işaretlemesine herhangi bir arızalı geçiş olmadan ulaşılmış demektir. Benzer şekilde, $F_i \in l_i$ ise M_i işaretlemesine ulaşırken F_i tipinde bir arızanın gerçekleştiği ifade edilmektedir.

Petri ağı ile modellenmiş bir sistem için eğer arıza tipi arızanın gerçekleşmesinden sonra sonlu sayıda gözlenebilir geçişin ateşlenmesiyle her zaman tespit edilebiliyorsa sistem teşhis edilebilirdir denir [10]. Q 'da bulunun durumları aşağıdaki gibi sınıflandırmak mümkündür:

1. Herhangi bir $(M, l) \in q$ için eğer $F_i \in l$ ise, $q \in Q_d$ durumu F_i-*kesin*'dir denir.

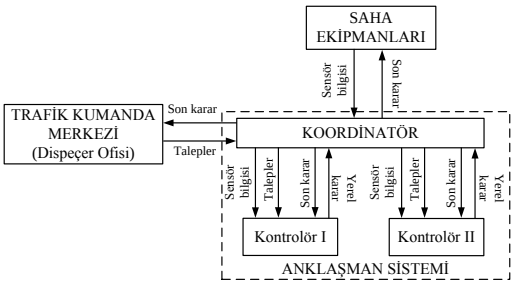
2. Eğer $F_i \in l$ ve $F_i \notin l'$ şartlarını sağlayan (M, l) ve $(M', l') \in q$ gibi durumlar var ise $q \in Q_d$ durumu F_i-*kesin değil*'dir denir (gösterimi biraz değiştirerek $F_i \notin N$ olarak da yazılabilir).

Eğer sistem teşhis edilebilir ise, $t \in T_{F_i}$ gibi arızalı bir geçişin ateşlenmesinden sonra teşhis edici durumları sonlu sayıda geçiş ile F_i-*kesin* durumuna ulaşmaktadır [10].

Kuram 1 [8], [10]: (8) denkleminde verilen teşhis edici eğer F_i-*belirsiz* döngüler içermiyorsa Petri ağı ile modellenmiş sistem teşhis edilebilirdir denir. F_i-*belirsiz* döngü hakkında daha fazla bilgi ve bu kuramın ispatı [8]'de verilmiştir.

3. Kontrolör Mimarisi

Bu çalışmada, sabit-blok demiryolu sistemleri için önerilen kontrolör mimarisi Şekil 1'de verilmiştir. Sabit-blok demiryolu sistemleri, güvenlik-kritik sistemler sınıfına dahil edildiklerinden dolayı geliştirilecek olan sinyalizasyon sistemi hatada-güvenli olmalıdır. Bu nedenle farklı programlama tekniğinde oluşturulacak sürüm sayısı (N) 2 olarak belirlenmiştir. Bu çalışma da olası haberleşme kesintileri göz ardı edilmiş, sadece karar verme ve hata teşhisi analizi ile ilgilenilmiştir.



Şekil 1: Önerilen kontrolör mimarisi.

Şekil 1'de verilen kontrolör mimarisinde saha ekipmanları bloğu, sinyaller, makaslar, ray devreleri (veya aks sayıcılar) gibi sabit-blok demiryolu sistemine ait saha elemanlarını içermektedir. Bu saha ekipmanlarının kontrolü, paralel koşan iki farklı grup tarafından tasarımı gerçekleştirilmiş olan kontrolörler yardımı ile gerçekleştirilmektedir. Kontrolör I ve Kontrolör II, farklı programlama tekniğine göre tasarlanmış olup birbirleri ile direk olarak haberleşmemektedir. Saha ekipmanlarına ait detaylı bilgi [3], [15] ve [16]'dan elde edilebilir.

Kontrolör içyapısında ilgili saha ekipmanlarına ve demiryolu topolojisinde bulunan rotalara ait yazılım blokları bulunmaktadır. Her bir saha ekipmanı için bir Petri ağı modeli geliştirilmiş ve ilgili yazılım bloğu altında kodlanmıştır. Bu yazılım blokları aynı zamanda arıza teşhisi ve arızadan sonra toparlanma bileşenlerini de içermektedir (bir makas bloğu, makasa ait Petri ağı modeli, teşhis edici ve arıza sonrası toparlanma bloklarını içermektedir). Giriş bölümünde de belirtildiği gibi, savunma ve arıza beyan programlama yöntemleri Petri ağı modelleri oluşturulduktan sonra elde edilen yazılım bloklarının içerisinde kullanılmalıdır. Örneğin, ray bloğu meşgul olan bir makas her ne şekilde olursa olsun bulunduğu konumu değiştirmemelidir ilkesi yazılım bloklarının oluşturulması sırasında savunma programı kapsamında dikkate alınmalıdır. Arıza beyan programlama yöntemi için makas konumları veya sinyal renk bildirimleri gelen taleplerin öncesinde ve sonrasında tutarlılık açısından kontrol edilmelidir.

Arıza teşhisinin yapılabilmesi amacıyla, bu çalışmada geliştirilen Petri ağı modellerinin bölüm 2.2.'de tanımlanan varsayımları sağladığı kabul edilmiştir. Karmaşıklığa yol açmamak ve konu bütünlüğünü fazla dağıtmamak amacıyla arızadan sonra toparlanma kısmı bu çalışmada anlatılmamaktadır.

Şekil 1'de verilen kontrolör mimarisinde bulunan koordinatör kumanda merkezinden gelen talepler ve sahadan gelen sensör bilgilerini alarak kontrolörlere iletir. Sahadan gelen sensör bilgileri kontrolörlere periyodik olarak iletilirken, kumanda merkezi talepleri koordinatöre gelir gelmez iletilmektedir. Her bir kontrolör koordinatörden gelen talepleri tasarımda da kullanılan ortak bilgiye göre (saha çalışma isterleri ve anklaşman tablosu) değerlendirerek karar verir ve koordinatöre iletir. Son kararı koordinatör kontrolörlerden gelen kararlara göre vermektedir. Burada önemli olan bir diğer nokta farklı gruplar tarafından tasarımı gerçekleştirilmiş olan kontrolörlerin farklı karar verme yöntemleri ve çevrim süreleri olmasıdır [23]. Bu asenkron yapıdan dolayı kontrolörler, koordinatörün iletmiş olduğu talep ve saha sensör bilgilerini de aynı anda alamamaktadırlar. Kontrolörlerden herhangi

birisi saha ekipmanlarında bir arıza teşhis ettiklerinde bu durumu anında koordinatöre bildirmektedir. Sonrasında koordinatör arıza bilgisini her iki kontrolöre tekrar göndermekte, böylece her iki kontrolöründe arızadan haberdar olmasını ve senkron çalışmalarını sağlamaktadır.

4. Koordinatör ve Kontrolörlerin Tasarımı

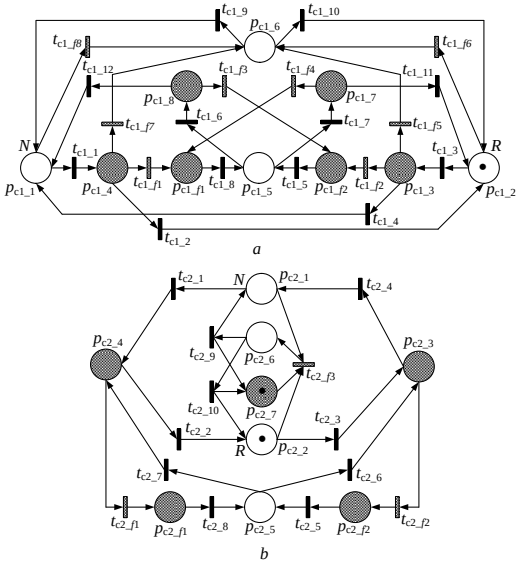
Demiryolu sinyalizasyon sistemleri yüksek risk grubuna dahil edildiklerinden dolayı oldukça katı kurallara sahiptir. Teşhis edilen arızaya bağlı olarak tüm sistem güvenli duruma çekilmekte (tüm trafiğinin durdurulması ve tüm sinyallerin kırmızıya çekilmesi) veya kumanda merkezi durumdan haberdar edilerek işletmeye devam edilmektedir. Sahada bulunan bir makasın rota rezervasyonu esnasında sıkışması durumunda, anklaşman sistemi tüm sistemi güvenli duruma almak yerine, kumanda merkezine durumu bildirmekte ve rota talebini reddetmektedir.

Sahada bulunan her bir ekipman için iki farklı grup tarafından Petri ağı modelleri oluşturulmuştur. Kontrolörler sahadan aynı sensör bilgilerini alacağından dolayı, tasarımı gerçekleştirilen kontrolörlerin (Petri ağı modellerinin) aynı gözlenebilir geçişlere ve gözlenebilir yerlere sahip oldukları kabul edilmiştir. İki farklı grup tarafından oluşturulan makas Petri ağı modelleri Şekil 2a ve Şekil 2b'de verilmiştir. Şekil 2a ve Şekil 2b'de verilen Petri ağı modellerine ait yerler ve geçişler kümesi şu şekildedir (işaretlemelerde bulunan altı çizili bileşenler, gözlenemeyen yerleri ifade etmektedir, yerler ve geçişlere ait açıklamalar Tablo 1'de verilmiştir).

$$P_{c1_o} = \{p_{c1_1}, p_{c1_2}, p_{c1_5}, p_{c1_6}\},$$
$$P_{c1_uo} = \{p_{c1_3}, p_{c1_4}, p_{c1_7}, p_{c1_8}, p_{c1_f1}, p_{c1_f2}\},$$
$$T_{c1_o} = \{t_{c1_1}, t_{c1_2}, t_{c1_3}, t_{c1_4}, t_{c1_5}, t_{c1_6}, t_{c1_7}, t_{c1_8}, t_{c1_9}, t_{c1_10}, t_{c1_11}, t_{c1_12}\},$$
$$T_{c1_uo} = \{t_{c1_f1}, t_{c1_f2}, t_{c1_f3}, t_{c1_f4}, t_{c1_f5}, t_{c1_f6}, t_{c1_f7}, t_{c1_f8}\},$$
$$M_{c1_0} = (M_{c1_0}(p_{c1_1}), M_{c1_0}(p_{c1_2}), M_{c1_0}(p_{c1_3}), M_{c1_0}(p_{c1_4}), M_{c1_0}(p_{c1_5}), M_{c1_0}(p_{c1_6}), M_{c1_0}(p_{c1_7}), M_{c1_0}(p_{c1_8}), M_{c1_0}(p_{c1_f1}), M_{c1_0}(p_{c1_f2})) = (0,1,\underline{0},\underline{0},0,0,\underline{0},\underline{0},\underline{0},\underline{0}).$$

$$P_{c2_o} = \{p_{c2_1}, p_{c2_2}, p_{c2_5}, p_{c2_6}\},$$
$$P_{c2_uo} = \{p_{c2_3}, p_{c2_4}, p_{c2_7}, p_{c2_f1}, p_{c2_f2}\},$$
$$T_{c2_o} = \{t_{c2_1}, t_{c2_2}, t_{c2_3}, t_{c2_4}, t_{c2_5}, t_{c2_6}, t_{c2_7}, t_{c2_8}, t_{c2_9}, t_{c2_10}\},$$
$$T_{c2_uo} = \{t_{c2_f1}, t_{c2_f2}, t_{c2_f3}\},$$
$$M_{c2_0} = (M_{c2_0}(p_{c2_1}), M_{c2_0}(p_{c2_2}), M_{c2_0}(p_{c2_3}), M_{c2_0}(p_{c2_4}), M_{c2_0}(p_{c2_5}), M_{c2_0}(p_{c2_6}), M_{c2_0}(p_{c2_7}), M_{c2_0}(p_{c2_f1}), M_{c2_0}(p_{c2_f2})) = (0,1,\underline{0},\underline{0},0,0,\underline{1},\underline{0},\underline{0}).$$

Oluşturulan Petri ağı modelleri 3 farklı arıza tipini içermektedir; $\Delta_F = \{F_1, F_2, F_3\}$. Şekil 2a'da bulunan model için $T_{F_1} = \{t_{c1_f1}, t_{c1_f4}\}$, $T_{F_2} = \{t_{c1_f2}, t_{c1_f3}\}$ ve $T_{F_3} = \{t_{c1_f5}, t_{c1_f6}, t_{c1_f7}, t_{c1_f8}\}$ iken, Şekil 2b'deki model için $T_{F_1} = \{t_{c2_f1}\}$, $T_{F_2} = \{t_{c2_f2}\}$, ve $T_{F_3} = \{t_{c2_f3}\}$ şeklindedir. F_1 ve F_2 arızası makasın istenilen konuma 7 s içerisinde ulaşmadığını ifade etmektedir. F_3 arızası ise makasın bulunduğu konumda sıkışıp kalması durumunu ifade etmektedir.



Şekil 2: İki farklı grup tarafından oluşturulmuş makas modeli.

Tablo 1: Petri ağı modellerinin açıklamaları

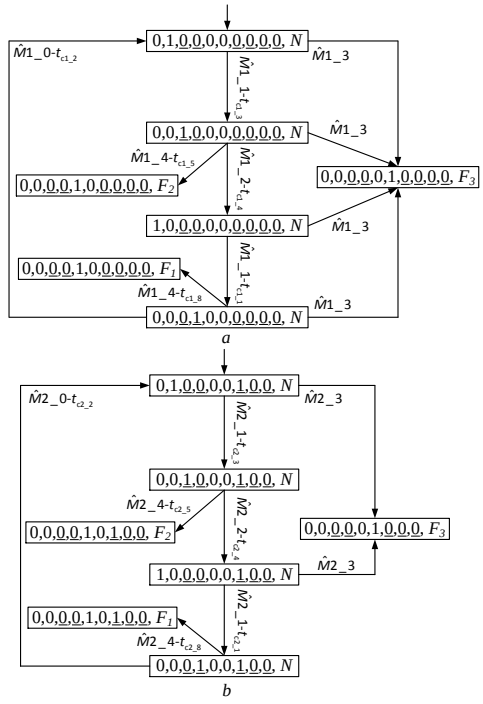
Yerler	Anlamı	Geçişler	Anlamı
p_{c1_1} (p_{c2_1})	Makas normal konumda	t_{c1_1} (t_{c2_1})	Makas normal konumdan ayrıldı
p_{c1_2} (p_{c2_2})	Makas ters konumda	t_{c1_2}, t_{c1_11}, (t_{c2_2})	Makas ters konuma ulaştı
p_{c1_3} (p_{c2_3})	Makas ters konumdan normal konuma hareket ediyor	t_{c1_3} (t_{c2_3})	Makas ters konumdan ayrıldı
p_{c1_4} (p_{c2_4})	Makas normal konumdan ters konuma hareket ediyor	t_{c1_4}, t_{c1_12}, (t_{c2_4})	Makas normal konuma ulaştı
p_{c1_5} (p_{c2_5})	Makas istenilen konuma ulaşmadı	t_{c1_5}, t_{c1_8} (t_{c2_5}, t_{c2_8})	7 s geçti
p_{c1_6} (p_{c2_6})	Makas sıkıştı	t_{c1_6} (t_{c2_6})	Makası normal konuma hareket ettir
p_{c1_7}	Makas arızadan sonra ters konuma hareket ediyor	t_{c1_7} (t_{c2_7})	Makası ters konuma hareket ettir
p_{c1_8}	Makas arızadan sonra normal konuma hareket ediyor	t_{c1_9} (t_{c2_9})	Makas sıkışma arızasından sonra normal konuma yönlendirildi
(p_{c2_7})	Makasın sıkışma arızası kısıtlaması	t_{c1_10} (t_{c2_10})	Makas sıkışma arızasından sonra ters konuma yönlendirildi
p_{c1_f1} (p_{c2_f1})	Makas ters konuma hareket ederken indikasyon arızası oluştu	t_{c1_f1}, t_{c1_f4} (t_{c2_f1})	Makas ters konuma hareket ederken arıza oluştu
p_{c1_f2} (p_{c2_f2})	Makas normal konuma hareket ederken indikasyon arızası oluştu	t_{c1_f2}, t_{c1_f3} (t_{c2_f2})	Makas normal konuma hareket ederken arıza oluştu
		t_{c1_f5}, t_{c1_f6}, t_{c1_f7}, t_{c1_f8} (t_{c2_f3})	Makas sıkışması tespit edildi

Başlangıçta makasın ters konumda olduğu kabul edilmiş ve koordinatörden gelen talep ile p_{c1_2} ve p_{c2_2} konumlarında olan jetonlar, t_{c1_3} ve t_{c2_3} geçişlerinin ateşlenmesiyle sırasıyla

p_{c1_3} ve p_{c2_3} yerlerine geçmektedir. Şekil 3a'da verilen modelde p_{c1_3} yerinde bulunan jeton arızalı geçiş (gözlenemeyen) t_{c1_f2}'nin ateşlenmesiyle p_{c1_f2} yerine, gözlenebilir t_{c1_4} geçişinin ateşlenmesiyle p_{c1_1} yerine veya arızalı geçiş t_{c1_f5}'nin ateşlenmesiyle p_{c1_6} yerine geçmektedir. Dikkat edilecek olursa bu son durum diğer grup tarafından oluşturulan modelde dikkate alınmamıştır. Eğer makas hareket ederken böyle bir arıza oluşursa (t_{c1_f5}) bu durumu sadece birinci kontrolör yakalayacaktır.

Şekil 2'de verilen modellere ait hata teşhis edici yapıları Şekil 3'te gösterilmektedir. Teşhis edicinin her bir durumu sistemin o andaki işaretlemesini ve arıza etiketini (normal veya F_i $(i \in \{1,2,3\})$) içermektedir. Böylelikle gözlenebilen bir olay sonrasında elde edilen işaretleme kesin olarak belirlenebilmektedir. Ayrıca, teşhis edicilerde çoklu hata durumları göz ardı edilmiştir. Teşhis edicinin geçişleri (durum geçişleri) elde edilen bir sonraki işaretleme veya elde edilen işaretlemeyle beraber gözlenebilir bir geçişten oluşmaktadır.

Şekil 3a'da verilen teşhis edici $\hat{M}1_3$ işaretlemesinin gözlenmesi ve gözlenemeyen t_{c1_f6}. geçişinin ateşlenmesi ile başlangıç durumu {((0,1,0,0,0,0,0,0,0,0),*N*)}'ndan, {((0,0,0,0,0,1,0,0,0,0),F_3)} durumuna geçmektedir. Benzer şekilde, Şekil 3b'de verilen teşhis edici $\hat{M}2_2$ işaretlemesinin gözlenmesi ve t_{c2_4} gözlenebilir geçişinin ateşlenmesi ile {((0,0,1,0,0,0,1,0,0,),*N*)} durumundan {((1,0,0,0,0,0,1,0,0,),*N*)} durumuna geçmektedir.



Şekil 3: Şekil 2'de verilen modellere ait teşhis ediciler.

Bölüm 2'de anlatılan Kuram 1'e göre, teşhis edicilerde F_i-*belirsiz* döngüler bulunmamaktadır; yani, her iki modelde teşhis edilebilirdir. Teşhis edilebilirlik kavramı demiryolu anklaşman sistemleri için bir zorunluluk teşkil etmekte, oluşturulan modellerin teşhis edilebilirliklerinin incelenmesi ise test aşamasına geçmeden önce modellerin doğruluğunun incelenmesine olanak sağlamaktadır [15].

4.1. Kontrolörler ve koordinatörün karar verme yöntemleri

Bu bölümde, kumanda merkezinden aşağıda tanımlanmış olan dört farklı talebin alındığı varsayılmıştır.

r_1: Rotayı rezerve et,
r_2: Rotayı iptal et,
r_3: Makası normale çevir,
r_4: Makası terse çevir.

Bu taleplere ait kümenin R talep kümesi olduğu kabul edilmiştir. Koordinatör, kumanda merkezinden bir talep aldığında $r_j \in R$, bu r_j talebi anında kontrolörlere iletilmektedir. Talebi alan kontrolörler değerlendirme sonucundan kendi yerel kararlarını $C_{di}(r_j) \in \{1,0\},\ (i=1,\ 2,\ j=1,\ 2,\ 3,\ 4)$ üretmektedir. Bu kararlardan $C_{di}(r_j)$=1 (veya sıfır), *i.* kontrolörün r_j talebini kabul ettiğini (reddettiğini) göstermektedir. Mesela, koordinatörden makas konumuna ilişkin bir talep geldiğinde (r_3 veya r_4), kontrolörler ilk olarak makasa ait ray bloğunun meşgul olup olmadığını, makasın talebin alındığı anda hareket halinde olup olmadığını veya makas hareketine engel başka bir arızalı durum olup olmadığını kontrol ederler. Bu ön kontrollerden bir tanesi bile sağlanmaz ise makasa ait gelen talep reddedilmektedir. Bu ön kontroller, kontrolör yapısında bulunan Petri ağı modellerinde gerçekleştirilmektedir. Buna göre kontrolörlere ait yerel kararlar şu şekilde özetlenebilmektedir:

$$C_{di}(r_j)=\begin{cases}1, & \text{talebe ilişkin tüm güvenlik kriterleri sağlanmış ise}\\ 0, & \text{aksi halde.}\end{cases} \quad (9)$$

Koordinatör ise kontrolörlerden gelen yerel kararları alarak sistemi tehlikeli duruma düşürmeyecek şekilde son kararı üretmektedir [22]. Koordinatörün üretmiş olduğu bu son karar kumanda merkezine, kontrolörlere ve saha ekipmanlarına (eğer talep kabul edilmiş ise) gönderilmektedir. Gelen taleplerin değerlendirilmesinde koordinatör, talebe bağlı olarak, tüm kontrolörlerin ortak kararını beklemekte veya tek bir kontrolörün kararına göre hareket etmektedir. Örneğin, kumanda merkezinden rezerve edilmemiş herhangi bir rota için rezervasyon talebi yapıldığında (r_1), rota rezervasyonunun gerçekleştirilebilmesi için her iki kontrolöründe ortak kararı (kabul) gerekmektedir. Buna göre r_1 talebi için koordinatöre ait son karar şu şekilde özetlenebilmektedir:

$$C_d(r_1)=\begin{cases}1, & \text{eğer } C_{d1}(r_1)=1 \wedge C_{d2}(r_1)=1 \text{ ise,}\\ 0, & \text{aksi halde.}\end{cases} \quad (10)$$

Buna ek olarak, rezerve edilmiş herhangi bir rota (rota giriş sinyali uygun renk bildirimini vermiş, rotaya ait saha ekipmanları elektronik olarak kilitlenmiş fakat henüz trenin girmediği rota) için iptal talebi yapıldığında (r_2), rota iptalinin gerçekleştirilebilmesi için tek bir kontrolörün iptal kabul kararı yeterli görülmektedir. Çünkü bir sinyalin kırmızı renk bildirimi vermesi her zaman için daha güvenli durum olarak kabul edilmektedir. Saha ekipmanları üzerinde bulunan elektronik kilitler rota iptal prosedürü sonrasında kaldırılmaktadır. Buna göre r_2 talebi için koordinatöre ait son karar şu şekilde özetlenebilmektedir:

$$C_d(r_2)=\begin{cases}1, & \text{eğer } C_{d1}(r_2)=1 \vee C_{d2}(r_2)=1 \text{ ise,}\\ 0, & \text{aksi halde.}\end{cases} \quad (11)$$

Eğer rota iptal talebi (r_2), rota henüz rezerve edilmeden (rota giriş sinyali halen kırmızı, rotaya ait saha ekipmanları elektronik olarak kilitlenmemiş) yapılırsa koordinatör (10)'da verilen kararı uygulayacaktır.

Koordinatör, makas konum değiştirme taleplerinde ise (r_3 veya r_4), kontrolör kararlarına ek olarak makasa ait ray bloğunun meşgul olup olmadığını da kontrol etmektedir. Makasın bulunduğu ray bloğunun meşgul olması durumunda, her iki kontrolör makasın hareketine yönelik talebi kabul ederek ortak karar verse dahi koordinatör makas hareketine izin vermemektedir. Ray bloğu meşguliyetinin $Oc_{\mathrm{RB}} \in \{1,0\}$ kontrol edilmesi ek bir güvenlik önlemi olarak düşünülmektedir. Buna göre r_3 (veya r_4) talebi için koordinatöre ait son karar şu şekilde özetlenebilmektedir:

$$C_d(r_j) = \begin{cases} 1, & \text{eğer } C_{d1}(r_j)=1 \wedge C_{d2}(r_j)=1 \wedge Oc_{\mathrm{RB}}=1, \\ 0, & \text{aksi halde} \end{cases} (j=3,4). \quad (12)$$

Makasa yönelik bir konum değiştirme talebi yapıldığında, koordinatör bu talebi her iki kontrolör kabul etmesi ve makasa ait ray bloğunun serbest olması durumunda kabul etmektedir.

Genellikle koordinatörler olası tasarım hataların azaltmak amacıyla olabildiğince basit tasarlanmaktadırlar. Fakat bu şekilde eklenen ve basit mantıksal VE, VEYA işlemlerinden oluşan güvenlik önlemleri ile makas hareketinin yanlış yapılmasından ötürü ortaya çıkabilecek kazaların önüne geçilmektedir. Kontrolörler gelen taleplere karar verme işleminin yanı sıra hata teşhisi de gerçekleştirmektedir. Herhangi bir kontrolörden arıza teşhis edildiğine yönelik bir çıkış alınması durumunda, kontrolörlerin ortak kararına bakmaksızın koordinatör sahanın güvenliğini sağlamakta (gelen talebin reddedilmesi, sinyallerin kırmızı yakılması) ve bu durumu kumanda merkezine bildirmektedir.

Her bir kontrolöre ait yerel teşhis kuralı C_{fi} (i=1, 2), her bir teşhis edici durumu $q_{di} \in Q_{di}$ için, $C_{fi}: Q_{di} \rightarrow \{N,U\} \bigcup 2^{\Delta_F}$ ile tanımlanmaktadır. Burada;

$$C_{fi}(q_{di}) = \begin{cases} \{F_j \in \Delta_F \mid q_{di} \ F_j\text{-kesin ise}\}, & \text{bazı } F_j \in \Delta_F \text{ için } q_{di} \ F_j\text{-kesin ise} \\ N, & \text{herhangi bir } (M^{ci}, l^{ci}) \in q_{di} \text{ için } l^{ci} = N \text{ ise} \\ U, & \text{aksi halde.} \end{cases} \quad (13)$$

şeklindedir. U ifadesi, kontrolörlerin arızanın olup olmadığı bilgisini teşhis edilemediklerini belirtmektedir. Her bir kontrolör kendi yerel teşhis kararını $C_{fi}(q_{di})$ kendi teşhis edicisinin durumuna q_{di} göre çıkışa göndermektedir.

Koordinatöre ait arıza teşhis kuralı C_f ise $C_f: (\{N,U\} \bigcup 2^{\Delta_F}) \times (\{N,U\} \bigcup 2^{\Delta_F}) \rightarrow \{N,U\} \bigcup 2^{\Delta_F}$ ile tanımlanmaktadır. Burada;

$$C_f(D_{f1}, D_{f2}) = \begin{cases} D_{f1} \cup D_{f2}, & \text{eğer } D_{f1} \in 2^{\Delta_F} \text{ ve } D_{f2} \in 2^{\Delta_F} \text{ ise} \\ D_{f1}, & \text{eğer } D_{f1} \in 2^{\Delta_F} \text{ ve } D_{f2} \in \{N,U\} \text{ ise} \\ D_{f2}, & \text{eğer } D_{f1} \in \{N,U\} \text{ ve } D_{f2} \in 2^{\Delta_F} \text{ ise} \\ N, & \text{eğer } D_{f1} = D_{f2} = N \text{ ise} \\ U, & \text{aksi halde.} \end{cases} \quad (14)$$

şeklindedir. D_{f1} ve $D_{f2} \in \{N,U\} \bigcup 2^{\Delta_F}$ yerel teşhis kararlarını ifade etmektedir.

Şekil 3'te verilen teşhis ediciler için F_1 ve F_2 arızalar her iki kontrolör tarafından tespit edilebilmekte, F_3 arızası ise bazı durumlarda sadece Şekil 3a'daki teşhis edici tarafından tespit edilebilmektedir. Mesela, Şekil 3a'da verilen teşhis edici, başlangıç durumu olan $\{((0,1,\underline{0},\underline{0},0,0,\underline{0},\underline{0},\underline{0},\underline{0}),N)\}$ durumundan $\{((0,0,\underline{1},\underline{0},0,0,\underline{0},\underline{0},\underline{0},\underline{0}),N)\}$ durumuna gözlenebilen t_{c1_3} geçişinin ateşlenerek $\hat{M}1_1$ işaretlemesinin gözlenmesi ile geçmektedir. Benzer şekilde, Şekil 3b'de verilen teşhis edici, başlangıç durumu olan $\{((0,1,\underline{0},\underline{0},0,0,1,\underline{0},\underline{0}),N)\}$ durumundan $\{((0,0,\underline{1},\underline{0},0,0,1,\underline{0},\underline{0}),N)\}$ durumuna gözlenebilen t_{c2_3} geçişinin ateşlenerek $\hat{M}2_1$ işaretlemesinin gözlenmesi ile geçmektedir. Teşhis ediciler bu durumlarındayken, Şekil 4a'da verilen teşhis edici $\hat{M}1_3$ işaretlemesini gözler ise $\{((0,0,\underline{0},\underline{0},0,1,\underline{0},\underline{0},\underline{0},\underline{0}),\{F_3\})\}$ durumuna geçmekte, Şekil 3b'de verilen teşhis edici ise $\{((0,0,\underline{1},\underline{0},0,0,\underline{1},\underline{0},\underline{0}),N)\}$ durumunda kalmaktadır.

Kontrolörlere ait yerel arıza teşhisi kararları (13) kullanılarak şu şekilde edilmektedir:

$$C_{f1}(\{((0,0,\underline{0},\underline{0},0,1,\underline{0},\underline{0},\underline{0},\underline{0}),\{F_3\})\}) = \{F_3\}$$

$$C_{f2}(\{((0,0,\underline{1},\underline{0},0,0,\underline{1},\underline{0},\underline{0}),N)\}) = N$$

Sonrasında, koordinatöre ait arıza teşhis kararı (14) yardımı ile şu şekilde edilmektedir:

$$C_f(\{F_3\},N) = \{F_3\}$$

Sonuç olarak, koordinatör F_3 tipinde bir arızanın olduğunu tespit etmektedir. Bu çalışmada önerilen arıza teşhis yöntemi [29]'da verilen 3 nolu karar verme yöntemi (protokol) benzer olmakla beraber, kontrolörlerin farklı gruplar tarafından tasarlanmış olmaları ve koordinatörden aynı bilgileri almaları yönünden farklılıklar göstermektedir. [29]'da önerilen yapıda ise teşhis ediciler aynı sistem modellerinden elde edilmiştir. Son olarak, koordinatör gelen talepler ile ilgili olarak talebin yapıldığı zaman, her bir kontrolörün yapılan talebe cevabı ve saha ekipmanlarının durumları gibi bilgileri kayıt altına almaktadır. Bu şekilde bir kontrolör mimarisinin demiryolu anklaşman sisteminde kullanılmasının en büyük avantajı sistem güvenilirliğini arttırması ve olası tasarım hatalarına karşı sistem güvenliğini sağlamasıdır. Bununla beraber olası senkronizasyon hatalarından [22] dolayı sistemin kullanılabilirliğinin azalması başlıca dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır.

5. Sonuçlar

Demiryolu anklaşman sistemi tasarımında, ilgili güvenlik standartlarınca önerilen gereksinimlerin sağlanması gerekmektedir. AOS modelleme yöntemlerinden bazıları demiryolu ile ilgili güvenlik standartlarınca önerildiğinden dolayı bu çalışmada anklaşman sistemi tasarımı ve arıza teşhisi yöntemleri AOS yaklaşımı ile incelenmiştir. Başlangıçta saha ekipman modellerinin ve teşhis edicilerin geliştirilmesi zor gibi görünse de, anklaşman sistem testlerine geçilmeden olası arıza ve modelleme eksikliklerinin tespit edilmesine olanak sağlamaktadır. Bu çalışmada, demiryolu anklaşman sistemleri için bir koordinatör ve iki kontrolörden oluşan bir karar verme mimarisi önerilmiş, arıza teşhisi ve karar verme yöntemleri incelenmiştir.

Teşekkür

Bu çalışma Japan Society for the Promotion of Science RONPAKU doktora burs programı tarafından desteklenmektedir.

Kaynakça

[1] IEC 61508-7, *Functional Safety of Electrical/Electronic/Programmable electronic safety-related systems, Part 7: Overview of techniques and measures*, 2010.

[2] ___, *List of Mandatory EN Standards*, Çevrimiçi olarak erişilebilir: http://www.era.europa.eu/Core-Activities/ERTMS/Pages/Mandatory-EN-std.aspx. (18.06.2014).

[3] S. Hall, *Modern Signalling Handbook*, Ian Allan Publishing, England, 2001.

[4] S. Clark, "A history of railway signaling," Proceedings of the IET Professional Development Course on Railway Signalling and Control Systems, s: 6- 25, 2012.

[5] C. G. Cassandras ve S. Lafortune, *Introduction to Discrete Event Systems*, Kluwer Academic Publishers, 1999.

[6] IEC 61508-3, *Functional Safety of Electrical/Electronic/Programmable electronic safety-related systems, Part 3: Software requirements*, 2010.

[7] EN 50128, *Railway Applications, Communications, signalling and processing systems, Software for railway control and protection systems*, 2001.

[8] M. Sampath, R. Sengupta, S. Lafortune, K. Sinnamohideen ve D. Teneketzis, "Diagnosability of Discrete Event Systems," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 40, No: 9, s:1555-1575, 1995.

[9] M. Sampath, R. Sengupta, S. Lafortune, K. Sinnamohideen ve D. Teneketzis, "Failure Diagnosis using Discrete-Event Models", IEEE Trans. on Control Systems Technology, Cilt: 4, No: 2, s: 105-124, 1996.

[10] T. Ushio, I. Onishi ve K. Okuda, "Fault Detection Based on Petri Net models with Faulty Behaviours," Proc. of 1998 IEEE Int. Conf. on System, Man and Cybernetics, s: 113-118, 1998.

[11] M. Sampath, "A hybrid approach to failure diagnosis of industrial systems," Proceedings of the 2001 American Control Conference, Arlington, Virginia, U.S.A., s: 2077-2082, 2001.

[12] R. Sengupta, "A discrete event approach for vehicle failure diagnostics," Proceedings of the 2001 American Control Conference, Arlington, Virginia, U.S.A., s: 2083-2086, 2001.

[13] K. Sinnamohideen, "Discrete-event diagnostics of heating, ventilation, and air-conditioning systems," Proceedings of the 2001 American Control Conference, Arlington, Virginia, U.S.A., s: 2072-2076, 2001.

[14] M. Ghazel, "Monitoring and diagnosis of discrete event systems using time Petri nets: A railway case study," *Fault Detection: Theory, Methods and Systems*, s: 69-95, 2010.

[15] M.S. Durmuş, S. Takai S ve M.T. Söylemez, "Fault diagnosis in fixed-block railway signaling systems: A discrete event systems approach," *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, Cilt: 9, No: 5, 2014 (basımda).

[16] M.S. Durmuş, U. Yıldırım ve M.T. Söylemez, "The application of automation theory to railway signaling systems: The Turkish National Railway Signaling Project," *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences*, Cilt: 19, No: 5, s: 216-223, 2013.

[17] A. Denault, *Introduction to Software Systems Lecture 18*, Çevrimiçi olarak erişilebilir: http://www.cs.mcgill.ca/~adenau/teaching/cs206/lecture18.pdf. (18.06.2014).

[18] B. Parhami, "Voting algorithms," *IEEE Transactions on Reliability*, Cilt: 43, No: 4, s: 617-629, 1994.

[19] G. Latif-Shabgahi, S. Bennett ve J.M. Bass, "Smoothing voter: A novel voting algorithm for handling multiple errors in fault-tolerant control systems," *Microprocessors and Microsystems*, Cilt: 27, No: 7, s: 303-313, 2003.

[20] G. Latif-Shabgahi, "A novel algorithm for weighted average voting used in fault tolerant computing systems," *Microprocessors and Microsystems*, Cilt: 28, No: 7, s: 357-361, 2004.

[21] P.K. Singamsetty, S.R. Panchumarthy, "A novel history based weighted voting algorithm for safety critical systems," *Journal of Advances in Information Technology*, Cilt: 2, No: 3, s: 139-145, 2011.

[22] M.S. Durmuş, O. Eriş, U. Yıldırım ve M.T. Söylemez, "A new bitwise voting strategy for safety-critical systems with binary decisions," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, (basımda) Çevrimiçi olarak erişilebilir: http://online.journals.tubitak.gov.tr/openAcceptedDocument.htm?fileID=338940&no=72903. (18.06.2014).

[23] R.E. Lyons, W. Vanderkulk, "The use of triple-modular redundancy to improve computer reliability," *IBM Journal of Research and Development*, Cilt: 6, No: 2, s: 200-209, 1962.

[24] T. Murata, "Petri Nets: Properties, Analysis and Applications," *Proc. of IEEE*, Cilt: 77, No: 4, s: 541-580, 1989.

[25] S.L. Chung, "Diagnosing PN-based models with partial observable transitions," *International Journal of Computer Integrated Manufacturing*, Cilt: 18, No: 2-3, s: 158-169, 2005.

[26] C. White, "Interlocking principles," *Proceedings of the IET Professional Development Course on Railway Signalling and Control Systems*, s: 65-78, 2010.

[27] J.W. Palmer, "The need for train detection," *Proceedings of the IET Professional Development Course on Railway Signalling and Control Systems*, s: 52-64, 2010.

[28] Y.L. Wen, M.D. Jeng, "Diagnosability of Petri nets," *Proceedings of the 2004 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics*, The Hague, Netherlands, s: 4891-4896, 2004.

[29] R. Debouk, S. Lafortune ve D. Tenektzis, "Coordinated decentralized protocols for failure diagnosis of discrete event systems," *Discrete Event Dynamic Systems: Theory and Applications*, Cilt: 10, No: 1-2, s: 33-86, 2000.

Teleoperasyon Uygulaması İçin Durum Makinesi Tabanlı Kontrol Ortamının Geliştirilmesi ve Puma 500 Robotunun Haptik Arayüzle Kontrolü

Egemen Cumhur Kaleli, Erkan Zergeroğlu

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
{ekaleli,ezerger}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir teleoperasyon sisteminin çalışması için gerekli robotik kontrol ortamının geliştirilmesi ve bir haptik arayüzle robot kontrolünün yapılması amaçlanmıştır. Bu kapsamda beş serbestlik dereceli bir haptik arayüzün altı serbestlik dereceli PUMA 500 robotunun kontrol bilgisayarıyla entegrasyonu sağlanmıştır. Robotun kartezyen uzayda manipülasyonunun haptik arayüz ile yapılabildiği robotun dinamik modelinin kullanıldığı benzetim çalışmaları vasıtasıyla gösterilmiştir. Benzetim çalışmalarının sonuçlarında robotun kartezyen uzayındaki istenen yörüngeyi milimetre cinsinden hatayla takip ettiği sunulmaktadır.

1. Giriş

Teleoperasyon sistemleri, bir insan operatörden aldığı hareket ve komut bilgilerini uzak ortamdaki bir robota iletip, bu ortamdan operatöre görsel, dokunsal ve sesli geribesleme yaparak operatörün bulunduğu ortamı terketmeden istenilen fiziksel işlemleri yapmasını sağlamaktadır. Teleoperasyon sistemleri genellikle bir operatör için tehlikeli, maliyeti yüksek ya da pratik olmayan durumlarda büyük avantajlar sunmaktadır. Dolayısıyla bu tür sistemler, askeri, güvenlik, tıbbi ve endüstriyel uygulamalar ile uzay araştırmalarında uzun yıllardır kullanılmaktadırlar**.** Operatörün bulunduğu ortamda efendi olarak görev alan bir oyunçubuğu benzeri cihazın doğrudan kullanılmasıyla elde edilen hareket komutları, uzak ortamdaki köle olarak görev alan robota ulaştırılarak yapılacak işlemin robot tarafından tamamlanması istenir. Genel olarak operatörün oyun çubuğu üzerinde uyguladığı kuvvete bağlı olarak elde edilen hareketin köle robot tarafından taklit edilmesi beklenir. Köle robot tarafından yapılan bu taklit hareket sırasında karşılaşılabilecek tepki kuvvetleri tekrar operatöre yansıtıldığında, operatörün dokunma hissini devreye sokarak daha doğal bir çalışma ortamı üretilmeye çalışılır. Operatör, yapılan işlemler sırasında ayrıca uzak ortamın görsel verisini de denetlemektedir. Görsel veri, iki boyutlu video akışı şeklinde olabileceği gibi, üç boyut ya da derinlik hissi uyandırabilecek birden fazla açıdan alınmış görüntülerden de oluşabilir.

Teleoperasyon sistemlerinin istenilen en önemli özelliklerinin başında saydamlık gelmektedir. Saydamlık kavramı, operatörün yapılan çalışma sırasında aradaki teleoperasyon sistemi yokmuş gibi davranabilmesi olarak açıklanabilir. Saydamlık sayesinde operatör yapılan işe yoğunlaşabilecek ve teleoperasyon sisteminin getirebileceği fazladan iş yüküyle meşgul olmayacaktır. Teleoperasyon sisteminin sahip olması gereken diğer bir önemli özellik efendi ile köle robotun çalışma uzaylarının birbirine eşlenmiş olmasıdır. Bu eşlenme, operatörün efendi robot vasıtasıyla köle robota kölenin kinematik tekilliklerinden etkilenmeyecek şekilde yörünge izletmesine olanak sağlamalıdır. [1,2]'de köle robot ucunun yörüngesinde değişiklikler yaparak tekilliklerden uzak bir yörünge oluşturulmasına yönelik çalışmalar yapılmıştır. Efendi olarak kullanılan haptik aracın köle robotun fiziksel boyutlarına yakın büyüklükte olması eşleme sorununun çözümünü kolaylaştırsa da mali açıdan külfet getirmektedir [3]. Genelde köle ve efendi farklı boyut ve kinematik yapıya sahiptir ve farklı kinematik yapı ve serbestlik derecelerine sahip köle ve efendi robotların çalışma uzaylarının eşlenmesinde en etkili yöntem kartezyen uzayda eşleme yapmaktır [4]. Literatürde en çok karşılaşılan eşleme tipleri; indekslemeli pozisyon kontrolü [5], değişken hızlı eşleme (ing:ballistic control) [6] ve orantısal kontroldür (ing:rate control). Pozisyon kontrolü, efendi oyun çubuğunun kendi çalışma uzayındaki pozisyonunun sabit parametrelerle çarpılıp köle robot ucu pozisyonuna çevrilmesiyle yapılır. Pozisyon kontrolünde kullanılan indeksleme kavram olarak efendi ile köleyi birbirinden izole ederek efendiyi kendi çalışma uzayında yeniden konumlandırmaktır. Değişken hızlı eşleme yönteminde ise kölenin hızı, efendi hızı ya da köle hızına bağlı bir fonksiyonla efendinin hızının çarpımına eşittir. Orantısal kontrolde ise kölenin hızı efendi oyun çubuğunun başlangıç pozisyonuna uzaklığıyla orantılı olarak değişir [7]. Yukarda bahsedilen bu üç eşleme yöntemi ölçekleme kontrolü (ing:scaling control) başlığı altında incelenir [8].

Bu çalışmada beş serbestlik dereceli haptik bir arayüzün altı serbestlik dereceli PUMA 500 robotunun kontrol bilgisayarıyla entegrasyonu sağlanmış, efendi olarak kullanılan haptik arayüz ile köle olarak kullanılan robot manipülatörünün çalışma uzayları indekslemeli pozisyon kontrolü tabanlı ölçekleme metoduyla eşlenmiş, robotun kartezyen uzayda manipülasyonunun haptik aygıt ile yapılabildiği PUMA robot manipülatörünün dinamik modelinin kullanıldığı simülasyonlar vasıtasıyla gösterilmiştir.

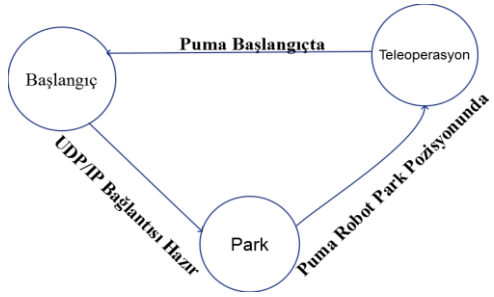
Bildirinin geri kalan kısmı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci kısım hazırlanan robotik alt yapı ve teleoperasyon sistem mimarisini içermektedir. Üçüncü kısımda çalışma uzayı eşlenmesi anlatılmıştır. Dördüncü kısım kontrolör ayrıntılarını

tanıtmaktadır. Beşinci kısımda benzetim çalışmaları ve sonuçları gösterilmiştir. Altıncı kısımda ise sonuçlar tartışılmıştır.

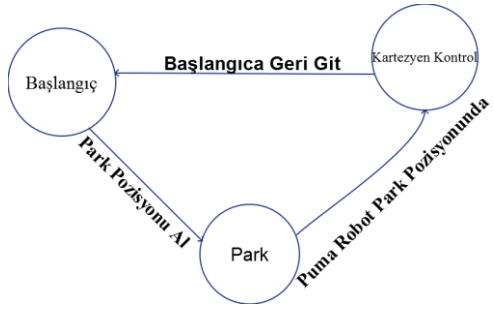
2. Teleoperasyon Genel Sistem Mimarisi

Çalışmada entegrasyonu sağlanan uzakbulunum robot ortamı (köle) ve uzaktan kullanım ortamında (efendi) geliştirilen durum makinesi yapısındaki Simulink kontrol blokları mimarinin temelini oluşturmaktadır.

Köle ve efendi ortamlarında geliştirilen uygulamalar istemci-sunucu mimarisi yapısındadır. Uzakkullanım ortamındaki istemci bilgisayarı uzakbulunum ortamındaki bilgisayara insan operatörün verdiği komutları ve haptik arayüzün eklem ve uç kısmının hız bilgilerini iletir. Bu komutlar robotun bir çalışma modundan diğer çalışma durumuna geçmesini isteyen, iki ortamın senkronize çalışmasını sağlayan komutlardır. Robot bu komutlara göre başlangıç pozisyonundan park pozisyonuna gelir ve park pozisyonundayken teleoperasyon durumuna geçerek efendi aygıtın hareketlerini takip eder. Köle ve efendi bilgisayarlarındaki bu şekilde çalışma durumu değiştirme işlemleri Şekil 1 ve Şekil 2'de gösterilen basit bir durum makinesi prensibiyle gerçekleştirilmiştir. Robot manipulatörünün kartezyen uzayı ve eklem uzayı kontrolörleri ise durum makinesinin ilgili kısımları içerisine yerleştirilmiştir.



Şekil 1: Haptik Arayüz Bilgisayarında Çalışan Durum Makinesi



Şekil 2: Puma Robot Kumanda Bilgisayarında Çalışan Durum Makinesi

Alt bölümlerde PUMA robot manipülatörünün haptik arayüz ile kumanda edilebilmesi için gerçeklenen efendi ve köle bilgisayarlarındaki Simulink modelleri ayrıntılı şekilde tanıtılmıştır.

2.1. Efendi Bilgisayarında Kullanılan Simulink Modeli

Haptik arayüzün kumandası için kullanılan bilgisayarda hazırlanan durum makinesi temelli model Şekil 4'de sunulmuştur. Model üç çalışma durumunu içermektedir. Bunlar sırası ile:

1) ***Başlangıç Durumu*****:** Bu durumda Simulink modeli PUMA robot bilgisayarıyla sağlıklı bir yerel ağ iletişimi kurmaya çalışır. PUMA robot bilgisayarından belirli bir tokalaşma sinyali bekler ve beklediği sinyali aldığında "Park" durumuna geçilir.

2) ***Park Durumu*****:** Kullanıcı tarafından PUMA robotun teleoperasyonun başlatılacağı park pozisyonuna gitmesi istendiğini belirten bir sinyal robot bilgisayarına gönderilir ve robotun park pozisyonuna geçip teleoperasyona hazır olduğu bilgisi içeren bir sinyal beklenir.

3) ***Teleoperasyon Durumu*****:** Haptik cihazın x,y,z eksenlerinin hız bilgisi ile yatış (ing: roll) ve yunuslama (ing: pitch) eksenlerinin hareket bilgisi; PUMA robotun çalışma uzayını temsil edebileceği ölçekleme katsayıları ile çarpılarak yerel ağ üzerinden gerçek zamanlı olarak robot bilgisayarına gönderilir. Bu proses esnasında teleoperasyonu bitirme komutu kullanıcı tarafından verilebilir.

2.2. Köle Bilgisayarında Kullanılan Simulink Modeli

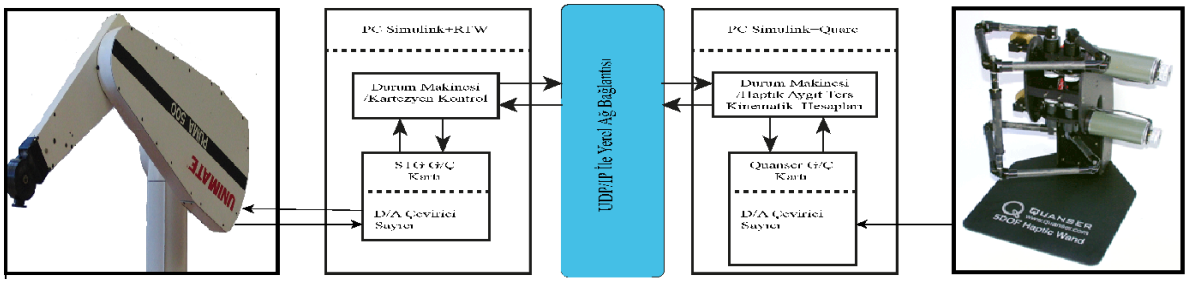
Uzak kullanım robotunu kumanda için kullanılan bilgisayarda ise Şekil 5'de verilen genel modelden yararlanılmıştır. Bu model, haptik cihaz ile dış çevrenin etkileşimini sağlayan Şekil 4'te sunulan HaptikR1 isimli model diagram ile PUMA robot arasında arayüz görevini görmektedir. Model, üç adet çalışma durumundan oluşmaktadır. Bunlar kısaca:

1) ***Başlangıç Durumu*****:** Model çalışmaya başladığında haptik cihaz tarafına bir tokalaşma sinyali gönderir. Bu sinyalin haptik cihaz bilgisayarı tarafından alındığına dair cevap geldiğinde robot hareketini planlayıp kontrol edecek ve HaptikR1 modeliyle senkronizasyonu yönetecek *Park* durumuna geçilir.

2) ***Park Durumu*****:** Haptik arayüz bilgisayarından *Park pozisyonu al* izni geldiğinde bu duruma geçilir ve park denetleyicisi aktif edilir.

Park durumunda robot eklem açıları uzayında çalıştırılır. PD hareket denetleyici, yörünge üreticisi, robot aktuatör ve enkoderlerini manipule ve kontrol etmeye yarayan ServoToGo ISA kartı sürücü blokları ile park pozisyonuna ulaşıldığını tespit eden bloklardan oluşur. Robot *hazır* konumundan *park* konumuna doğru hareket eder. Park konumuna ulaşıldığında durum sonlanarak *Kartezyen Denetleyici* durumu aktif hale geçer. Park pozisyonu; robotun kinematik tekilliklerinden uzak, robota sorunsuz bir başlangıç çalışma noktası oluşturan kinematik bir konfigürasyondur.

3) ***Kartezyen Denetleyici:*** Robot pozisyonunu x, y, z koordinat ekseninde, robot yönelimini yatış ve yunuslama olarak adlandırılan dönel eksenlerde kontrol eder. Durum başlangıcında efendi bilgisayarının teleoperasyon durumuna geçmesi emrini taşıyan bir tokalaşma sinyali gönderilir. Robotun izleyeceği yörünge bilgisi bu andan itibaren haptik arayüz bilgisayarından alınır. Haptik eksenlerin hız bilgilerinin integrali başlangıç konumu olan park konumu koordinatına



Şekil 3: Uygulama Düzeneği

eklenerek robotun bir sonraki zaman diliminde gitmesi istendiği yer bilgisi ani olarak belirlenmiş olur.

Bu bilgi, bu durumda kullanılan iki hareket denetleyicisinden biri tarafından kullanılarak robotun 1, 2 ve 3 numaralı eklem motorlarına uygulanacak ani tork bilgisine dönüştürülür. Tork bilgisi ise sürücü blok tarafından elektriksel voltaj olarak robotun donanımsal denetleyicisine uygulanır. Diğer, ikinci bir hareket denetleyicisi ise yatış ve yunuslama pozisyon bilgilerine göre robotun uç elemanının yönelimini kontrol eder. Bu durum içerisinde kullanılan 'pozisyon koruma' bloğu *Park Durumu'ndan Kartezyen Denetleyici* durumuna geçişte PUMA robotun poziyon kaybetmemesini sağlayacak gerekli torku sisteme verir. Teleoperasyon çalışması esnasında haptik cihaz bilgisayarından gelecek *başlangıca geri git* komutuyla birlikte *Kartezyen Denetleyici* durumundan çıkılır.

3. Çalışma Uzayı Eşlemesi

Şekil 3'deki uygulama düzeneğinde gösterilen robot ve haptik arayüzün kinematik modelleri ile çalışma uzaylarının boyutu ve şekili farklıdır. Robotun, efendi haptik arayüzü takip etmesi için bu farklılıkların bastırılması gerekir. Bunun için [9]'da gösterilen benzer bir yöntemle robot uç yönelimini ihmal ederek haptik oyun çubuğuyla robot ucunun ölçeklemeli pozisyon eşlemesi yapılmıştır. Aşağıda gösterilen denklemler aracılığıyla önce ölçeklemeli haptik uç hızı elde edilmiş daha sonra daha önceki bölümde bahsedildiği gibi bu hızın integrali alınarak robotun izlemesi istenen yörünge sinyali oluşturulmuştur.

$$\begin{bmatrix} X_p \\ Y_p \\ Z_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\alpha & \sin\alpha & 0 \\ -\sin\alpha & \cos\alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X \left(\begin{bmatrix} S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_x \\ l_y \\ l_z \end{bmatrix} \right) \quad (1)$$

α=0 için yukardaki denklemin türevini alırsak

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_p \\ Y_p \\ Z_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} X \left(\begin{bmatrix} S_x & 0 & 0 \\ 0 & S_y & 0 \\ 0 & 0 & S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{X} \\ Y \\ Z \end{bmatrix} \right) \quad (2)$$

Yukardaki denklemlerde $[X_p \quad Y_p \quad Z_p]^T$ köle robot ucunun pozisyonu, $[X \quad Y \quad Z]^T$ efendi haptik arayüz ucunun pozisyonudur. S_x ,S_y ve S_z ; haptik arayüz çalışma uzayının sırasıyla x, y ve z eksenleri boyunca kullanılan ölçekleme katsayılarıdır. l_x, l_y *ve* l_z parametreleri ise ilgili eksenler boyunca varolan sabit öteleme miktarıdır. α açısı robot çalışma uzayındaki z ekseni etrafında dönülen açısal değerdir. Çalışmamızda α açısı yaklaşık olarak sıfırdır. Bu nedenle çalışma uzayı eşleme denklemi (2), sadece ölçekleme katsayılarına bağlı hale gelir.

Haptik arayüzün operatör çubuğundaki düğmesi sayesinde indeksleme yapılarak arayüzün çalışma uzayındaki kısıtlamaları en aza indirilmiştir.

4. Kartezyen ve Eklem Açıları Uzayında Gerçeklenen Kontrolör Yapısı

4.1. Kartezyen Uzayında Kontrol

Haptik cihaz tarafından oluşturulup, uzak bulunum robutuna gönderilen kartezyen uzayı konum bilgileri genel bir alt geçirgen filtreden geçirildikden sonra robot uç uzayı için takip edilmesi gerekli yörünge sinyali yerine kullanılmıştır. Denetim algoritması sonucu oluşturulan robot ucuna kartezyen uzayında uygulanması gerekli kuvvet vektörü de robot jakopyan matrisi ile çarpılarak uygulanması gerekli eklem tork vektörüne çevrilmiştir. Kontrol motivasyonu aşağıdaki denklemde ifade edilmiştir.

$$e_x = p_d - p \quad (3)$$

Yukardaki denklemde p_d ve p sırasıyla, robot ucunun kartezyen koordinatlarda ifade edilmiş istenilen pozisyon profili ve anlık pozisyon bilgisidir. Bu bilgilerden faydalanılarak robot ucuna uygulanması gereken kuvvet vektörü aşağıdaki şekilde PD kontrolör kullanılarak hesaplanmıştır.

$$f(p) = K_p e_x + K_d \frac{d}{dt} e_x \quad (4)$$

Denklem (4) ile elde edilen eklem ucu uç vektöründen faydalanılarak robotun eklemlerine uygulanacak tork vektörü $G(q)$ robotun kendi ağırlığını taşıyabilmesi için gereken kuvvet olmak üzere

$$\tau = J^T f + G(q) \quad (5)$$

formülasyonu kullanarak hesaplanmıştır. Bu hesaplamanın diğer alternatifi kartezyen uzayındaki yörünge bilgisinin ters kinematik denklemiyle eklem açı uzayına çevrilmesi ile eklemlere uygulanacak torkun eklem açı uzayında

hesaplanmasıdır. Ancak denklem (5)'te tercih ettiğimiz formülasyon daha az işlem gücü gerektirmektedir.

4.2. Eklem Açıları Uzayında Kontrol

Eklem uzayında kontrol, robotun başlangıç pozisyonundan park pozisyonuna getirilmesi ve bulunduğu konumdan *Hazır* konumuna getirilmesi için kullanılır. *Hazır* konumu, robotun motor enkoderlerinin sıfır değerinde olduğu konumdur. Robot sistemi ilk açıldığında robot bu konumda bulunur.

Robot uç birimi dönel eksenleri eklem uzayında kontrol edilir. Denklem (6) 'da q_i ve q_s sırasıyla, robot eklemlerinin başlangıç pozisyon vektörünü ve eklemlerin ulaşması gereken açıları temsil eder.

$$\Delta_s = q_s - q_i \tag{6}$$

Uygulamanın yumuşak (çokça türevlenebilir) olması için yörünge oluşturucuda oluşturulan eklem açıları profili aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$q_s = \Delta_s(6\bar{t}^5 - 15\bar{t}^4 + 10\bar{t}^3) + q_i \tag{7}$$

Takip edilmesi istenilen yörünge sinyali oluşturulduktan sonra denetim performansını belirleyen hata sinyali

$$e = q_d - q \tag{8}$$

şeklinde tanımlanırken eklem eksenlerine verilecek tork vektörü aşağıdaki PD kontrolör + $G(q)$ şeklindeki denetleyiciyle hesaplanmıştır.

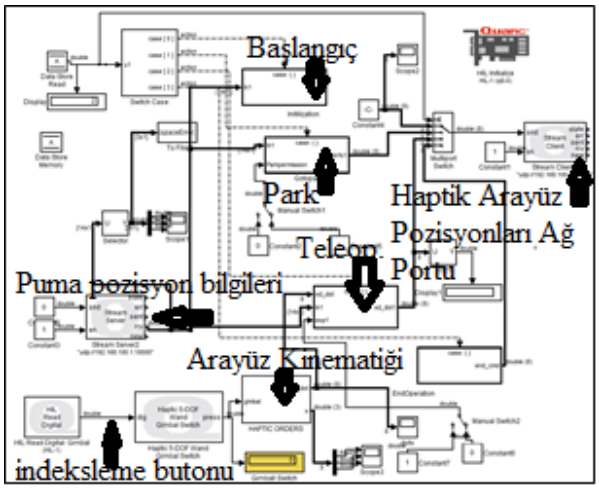
$$\tau = \ddot{q}_d + k_p e + k_d \frac{d}{dt}(e) + G(q) \tag{9}$$

5. Benzetim Sonuçları

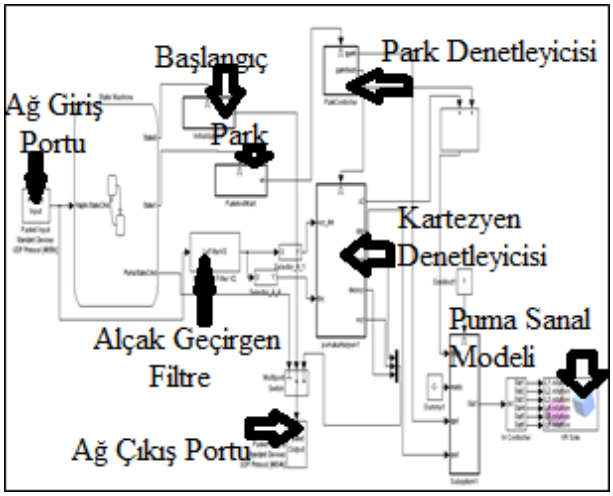
Efendi bilgisayarıyla köle bilgisayarı arasındaki bağlantı yerel ağ üzerinden UDP/IP protokolüyle sağlanmıştır. Her iki bilgisayarda da MATLAB/Simulink paket programı kontrol sistemlerinin gerçeklenmesi için kullanılmıştır. Haptik aygıt bilgisayarında Simulink ile tümleşik Quarc 2.2 [10] yazılımı sayesinde gerçek zamanlı olarak 500 Hz. kontrol frekansında haptik aygıt kontrolü sağlanabilmektedir. PUMA robot bilgisayarında ise gerçek zamanlı kontrol için Real-Time WorkShop (RTW) [11] kullanılmışır. Robot tarafındaki kontrol frekansı 1000 Hz. olarak ayarlanmş, benzetim çalışmalarında Şekil 3.'de gösterilen uygulama düzeneği kullanılmıştır.

Haptik arayüz çalışma uzayı ile robot çalışma uzayının eşlenmesi indekslemeli pozisyon köntrolü yöntemi ile sağlanmıştır. Çalışma uzayı eşlenmesi ve haptik arayüz/istemci uygulamasının gerçeklendiği durum makinesi Şekil 4'de gösterilen Simulink modeli vasıtasıyla oluşturulmuştur. Quanser Q8 veri edinim ve kontrol kartı üzerinden haptik arayüzün eklem pozisyonları eklemlere bağlı enkoderler vasıtasıyla okunmaktadır. Okunan bu veriler ters kinematik denklemleri vasıtasıyla kartezyen uzayı koordinatlarına ve yatış ekseni ile yunuslama ekseni açılarına çevrilmektedir. Elde edilen kartezyen uzaydaki pozisyon verisinin türevi alınıp ölçekleme katsayılarıyla çarpılarak UDP/IP bağlantısı üzerinden robot tarafına aktarılmıştır.

PD denetleyicinin ve robot/sunucu tarafının gerçeklendiği durum makinesi ise Şekil 5'de gösterilen Simulink modeli ile oluşturulmuştur. Model, yerel ağdan aldığı haptik arayüzün uç biriminin X, Y, Z koordinatlarında ölçeklenmiş hız verilerini alçak geçirgen bir filtre ile işledikten sonra integralini alır. Daha sonra bu integral değeri istenen koordinat olarak çalışma uzayı



Şekil 4: Haptik Arayüz Bilgisayarında Gerçeklenen Simulink Modeli (HaptikR1)



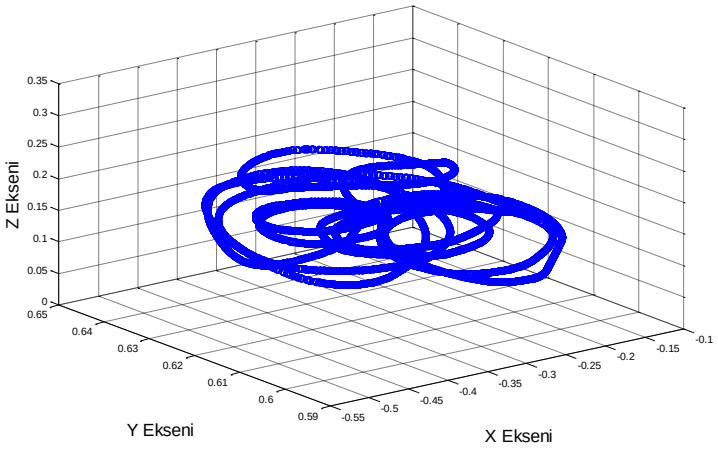
Şekil 5: Robot Bilgisayarında Gerçeklenen Simulink Modeli

denetleyicisine verilir. Yatış ve yunuslama ekseni verileri ise filtre aşamasından sonra direkt olarak eklem denetleyicisine istenen pozisyon açı değerleri olarak sunulur.

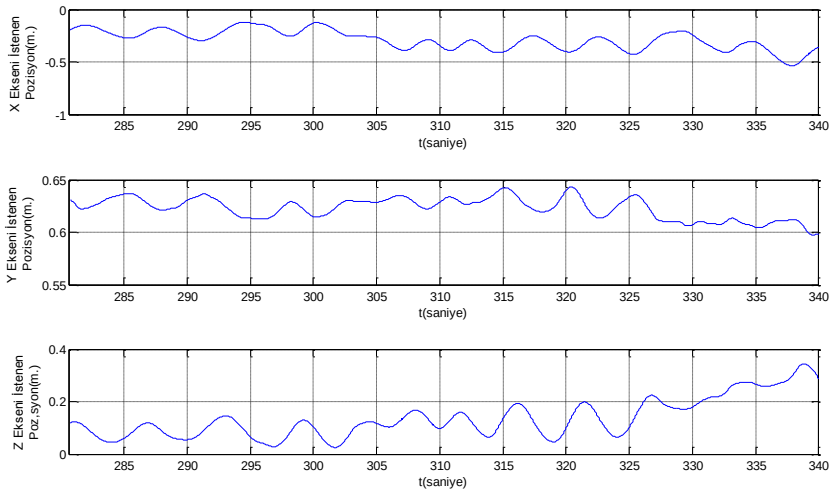
Sunucu program yani PUMA robot kumanda bilgisayarında koşan Simulink modeli benzetim çalışmaları boyunca robot dinamik modeline uyguladığı kontrol sinyallerini (tork değerlerini) ve pozisyon hata değerlerini istemci bilgisayara gönderir. Tüm grafiksel sinyal izleme görevi istemciye yani haptik arayüz bilgisayarında koşan Simulink modeline verilmiştir.

Benzetimde, robot park konumuna getirildikten sonra operatör tarafından haptik uç aletine izlettirilen üç boyutlu yörünge Şekil 6'da gösterilmiştir. Yörüngelerin zamana göre değişimi ise Şekil 7'de sunulmuştur. Çok boyutlu yörüngeye dikkatli bakılırsa bir birinden ayrık iki dairesel alt yörünge fark edilir. Bu şekilde bir yörünge takibi haptik arayüz tarafında yapılan indeksleme sayesinde mümkün olmuştur.

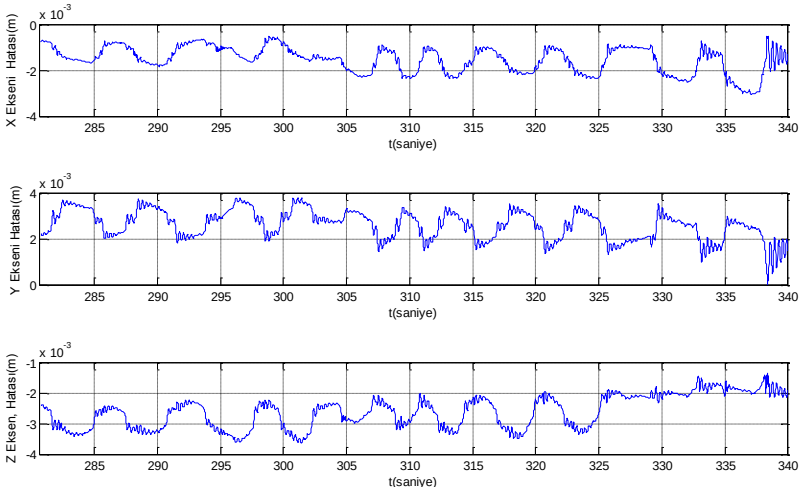
Şekil 8'de X, Y, Z eksenlerinde oluşan yörünge takip hataları sunulmuştur. Tüm eksenlerdeki hatalar milimetre düzeyindedir. Robot dinamiğine uygulanan tork sinyalleri ise Şekil 9'da gösterildiği gibidir.



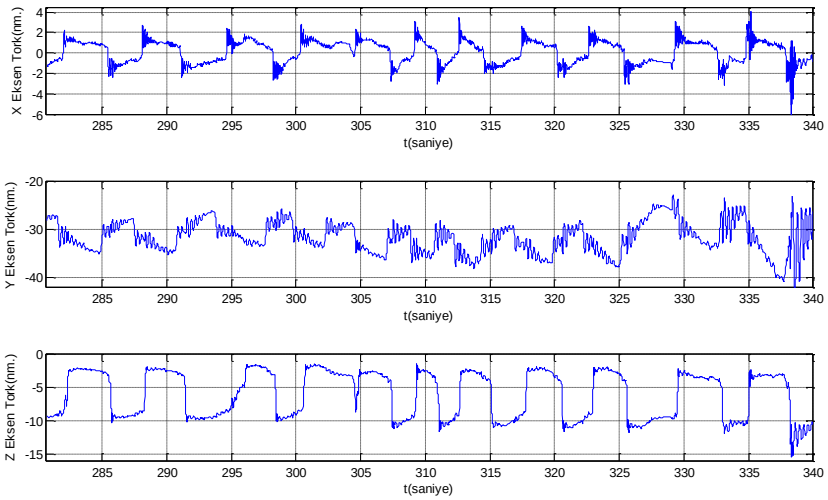
Şekil 6: İzlenmesi İstenen Üç Boyutlu Yörünge



Şekil 7: İzlenmesi İstenen Yörüngenin Zamana Bağlı Değişimi



Şekil 8: Yörünge Takip Hataları



Şekil 9: Robot Dinamiğine Uygulanan Tork Sinyalleri

6. Sonuçlar

Uygulaması gösterilen indekslemeli pozisyon kontrolü yöntemi ile haptik arayüzün çalışma uzayı kısıtlamalarının ortadan kalktığı gözlemlenmiş, oluşturulan teleoperasyon uygulama düzeneğinin operatör tarafından oluşturulan üç boyutlu yörüngeyi milimetre mertebesindeki hatayla izleyebilidiği benzetim çalışmalarıyla ortaya konmuştur.

Teşekkür

Bu çalışma 112E127 numaralı Tübitak projesi kapsamında gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

[1] Chiaverini, S., & Egeland, O. (1990, May). A solution to the singularity problem for six-joint manipulators. In *Robotics and Automation, 1990. Proceedings., 1990 IEEE International Conference on* (pp. 644-649). IEEE.

[2] Wampler, C. W. (1986). Manipulator inverse kinematic solutions based on vector formulations and damped least-squares methods. *Systems, Man and Cybernetics, IEEE Transactions on*, *16*(1), 93-101.

[3] Zinn, M., Khatib, O., Roth, B., & Salisbury, J. K. (2008, March). Large workspace haptic devices-A new actuation approach. In *Haptic interfaces for virtual environment and .teleoperator systems, 2008. haptics 2008. symposium on* (pp. 185-192). IEEE.

[4] Fischer, M., van der Smagt, P., & Hirzinger, G. (1998, May). Learning techniques in a dataglove based telemanipulation system for the DLR hand. In *Robotics and Automation, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Conference on* (Vol. 2, pp. 1603-1608). IEEE.

[5] Engelbart, D. C. (1970). *U.S. Patent No. 3,541,541*. Washington, DC: U.S. Patent and Trademark Office.

[6] Dubey, R. V., Everett, S. E., Pernalete, N., & Manocha, K. A. (2001). Teleoperation assistance through variable velocity mapping. *Robotics and Automation, IEEE Transactions on*, *17*(5), 761-766.

[7] Conti, F., & Khatib, O. (2005, March). Spanning large workspaces using small haptic devices. In *Eurohaptics Conference, 2005 and Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems, 2005. World Haptics 2005. First Joint* (pp. 183-188). IEEE.

[8] Chotiprayanakul, P., & Liu, D. K. (2009, June). Workspace mapping and force control for small haptic device based robot teleoperation. In*Information and Automation, 2009. ICIA'09. International Conference on*(pp. 1613-1618). IEEE.

[9] Chen, Y., Zhang, J., Yang, C., & Niu, B. (2007). The workspace mapping with deficient-DOF space for the PUMA 560 robot and its exoskeleton arm by using orthogonal experiment design method. *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, *23*(4), 478-487.

[10] Quanser Inc. QUARC 2.2 overview. [online], http://www.quanser.com/english/html/quarc/fs_overview.htm.

[11] Mathworks Inc., Massacuhetts, USA, internet adresi: http://www.mathworks.com/products/rtwt.

B5– Optimal ve Model Öngörülü Kontrol

12 Eylül 2014 Cuma – 1. Oturum (Aselsan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Serdar İPLİKÇİ (Pamukkale Üniversitesi)

Doğrusal Olmayan Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrolün FPGA ile Gerçeklenmesi (Bildiri No : 10)

Bahri BAHTİYAR (Pamukkaele Üniversitesi)
Serdar İPLİKÇİ (Pamukkaele Üniversitesi)

Araç Devrilme Dinamiği için Model Öngörülü Kontrol(Bildiri No : 59)

Zafer ÖCAL (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Emre SERT (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Zafer BİNGÜL (Kocaeli Üniversitesi)

Veri Tabanı Sanal Sunucu Makinesi Kaynaklarının Optimal Kontrolü (Bildiri No : 200)

Özgür ARMAĞAN (ING BANK)
Leyla Gören SÜMER (İTÜ)

Kalıcı Mıknatıslar Senkron Motorlar (KMSM) İçin Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrol Yaklaşımı (Bildiri No : 211)

Adile AKPUNAR (Pamukkale Üniversitesi)
Serdar İPLİKÇİ (Pamukkale Üniversitesi)

Dereceyle oransal durağan dağılıma sahip en hızlı karışan tersinir Markov zincirleri (Bildiri No : 225)

Onur CİHAN (Boğaziçi Üniversitesi)
Mehmet AKAR (Boğaziçi Üniversitesi)

Doğrusal Olmayan Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrolün FPGA ile Gerçeklenmesi

Bedri BAHTİYAR[1]*, Serdar İPLİKÇİ*[2]

[1]Denizli Teknik Bilimler MYO
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{bedribahtiyar}@pau.edu.tr
[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
{iplikci}@pau.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, çok küçük zaman sabitine sahip hızlı bir doğrusal olmayan sürekli zamanlı sistem olan gerçek zamanlı bir deneysel Elektro-Manyetik Askı Sistemin (EMLS) kontrolü için Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrol (RKMPC) mekanizmasının bir FPGA gerçeklemesi sunulmaktadır. Kontrol mekanizmasında, önerilmiş olan [1] Runge-Kutta (RK) doğrusal olmayan sistem modeli hem sistemin bir yaklaşık ayrık zamanlı modeli olarak, hem de kestirimler için Model Öngörülü Kontrol(MPC) döngüsünde ve türev hesaplamalarında kullanılmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen mekanizmanın çeşitli kontrol şartlarındaki etkinliğini göstermiştir.

1. Giriş

Model Öngörülü Kontrol(MPC) teknikleri, 1978'deki [2] ilk önergelerinden bu yana, sadece endüstriyel sistemlerin değil, aynı zamanda doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin, nonminimum fazlı sistemlerin, açık-çevrim kararsız sistemlerin ve değişken dead-time ve/veya parametreli sistemlerin [3, 4] kontrolünde kullanılmıştır. Bu tekniklerin çok çeşitli uygulamalarda ve geniş bir alanda kullanılmasındaki asıl büyük etken, sahip olduğu güçlü özelliklerdir. En önemli üstünlüğü durum değişkenleri ve giriş üzerindeki kısıtları yerine getirirken sağladığı mükemmel kontrol performansıdır. Kısıtları ele alabilmesinin yanında zaman domeninde formüle edilebilme ve ilerleyen ufuk gibi arzu edilen diğer özelliklere de sahiptir. Literatürde çok çeşitli MPC algoritmaları önerilmiş [5, 6, 7] olmasına rağmen, hepsi benzer şekilde, referans rotası ve gelecek tahminleri arasındaki hatalarının karelerinin toplamını içeren hedef işlevini minimize etmek için, sistem modeli üzerinden MPC'nin en uygun kontrol eylemini bulması yoluyla çalışırlar. Dolayısıyla, kontrol edilecek sistemin modeli, MPC yöntemlerinde çok belirleyici bir yere sahiptir. MPC teknikleri, analitik olarak çözülebilen bir optimizasyon problemi olan doğrusal sistemlerin kontrolü için önerilmiş olmasına rağmen, doğrusal olmayan sürekli-zamanlı bir sistemin kontrolü probleminde de kullanılabilmektedir. Böyle bir problemin doğrusal MPC yöntemleri ile çözülebilmesi için önce sistem dinamiklerinin çalışma bölgesi etrafında doğrusallaştırılması gerekir. Ancak, doğrusal olmama derecesi yüksek sistemlerde, doğrusala yakın fakat tüm çalışma bölgesinde çalışan sistemlerde ve referans işaretinin tüm çalışma bölgesinde sürekli değiştiği sistemlerde doğrusallaştırma yöntemi etkinliğini kaybetmektedir. Başka bir çözüm yöntemi ise Doğrusal-olmayan Model Öngörülü Kontrol (Nonlinear Model Predictive Control -NMPC) yaklaşımıdır [8, 9, 10] ve burada, dinamikleri diferansiyel denklemler şeklinde verilen doğrusal olmayan bir sistemin kontrolü problemi ele alınmıştır. Çoğu NMPC yöntemi doğal olarak ayrık zamanlı sistemler için geliştirilmiş olduğundan, doğrusal olmayan optimal kontrol probleminin (NOPC), ayrıklaştırma veya yaklaşık yöntemlerle doğrusal olmayan programlama (NLP) problemine dönüştürülmesi ve ardından da bir NLP çözücüsü ile çözümün bulunması gerekir. Bu amaçla, sonlu elemanlar kollokasyonu [11], çoklu çekim [12] ve bunların kombinasyonları [13] gibi pek çok yöntem önerilmiştir. Bunun yanı sıra, sürekli-zamanlı sistemlerin temel modellerindeki diferansiyel denklemlerin ayrıklaştırılması ile elde edilen ayrık modellerin kullanıldığı farklı yaklaşımlar da bulunmaktadır ve bu amaçla yapılan bir çalışmada, dolaylı Euler yöntemleri kullanılmıştır [14]. Bu çalışmada ise, önceden önerilmiş [1] Runge-Kutta sayısal entegrasyon yöntemine dayanan yaklaşım kullanılmıştır. Bu yaklaşımda, diferansiyel denklemlerin çözümü için oldukça doğru ve kararlı bir yöntem olması nedeniyle 4. dereceden Runge-Kutta algoritması tercih edilmiştir.

2. Runge-Kutta Tabanlı Kontrol Yapısı

2.1. SISO Sistemler ve RK Modeli

N-boyutlu sürekli-zamanlı SISO bir sistem düşünelim. Bu sistemin durum denklemleri şu şekildedir:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, u), \tag{1}$$

$$y = g(\mathbf{x}, u), \tag{2}$$

$$\mathbf{x} \in \mathcal{X} \quad u \in \mathcal{U} \tag{3}$$

ve sistemin durum ve giriş kısıtları

$$x_1(t) \in \mathcal{X}_1, \ldots, x_N(t) \in \mathcal{X}_N, \forall t \geqslant 0, \tag{4}$$

$$u(t) \in \mathcal{U}, \forall t \geqslant 0, \tag{5}$$

şeklinde olup, $\mathcal{X}_i$'ler ve $\mathcal{U}$ aşağıdaki gibidir:

$$\mathcal{X}_i = \{x_i \in \mathbb{R} \quad | \quad x_{i_{\min}} \leq x_i \leq x_{i_{\max}}\}, i = 1, \ldots, N, \tag{6}$$

$$\mathcal{U} = \{u \in \mathbb{R} \quad | \quad u_{\min} \leq u \leq u_{\max}\}. \tag{7}$$

f ve g'nin bilindiği, giriş ve durum değişkenlerine göre ikinci-dereceye kadar kısmi türevlerinin var olduğu ve ayrıca giriş kısıtı kümesi $\mathcal{U}$ ve durum değişkenleri kümesi $\mathcal{X}$'in kapalı olduğu varsayılmaktadır. $t = nT_s$ örnekleme anındaki zaman indexi n olmak üzere, sistemin şu anki durumu $\mathbf{x}(n)$ ve şu anki giriş işareti $u(n)$ verilmiş olsun. Sistemin bir sonraki örnekleme adımındaki durumları $\mathbf{x}(n+1)$'ler ve çıkışı $y(n+1)$ şu şekilde belirlenebilir: Önce $\widehat{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{x}(n)$ şeklinde eşitleme yapıldıktan sonra

$$\widehat{x}_1(n+1) = \widehat{x}_1(n) + \frac{K_1X_1}{6} + \frac{K_2X_1}{3} + \frac{K_3X_1}{3} + \frac{K_4X_1}{6} \tag{8}$$

$$\vdots$$

$$\widehat{x}_N(n+1) = \widehat{x}_N(n) + \frac{K_1X_N}{6} + \frac{K_2X_N}{3} + \frac{K_3X_N}{3} + \frac{K_4X_N}{6} \tag{9}$$

ve

$$\widehat{y}(n+1) = g(\widehat{x}_1(n+1), \ldots, \widehat{x}_N(n+1), u(n)) \tag{10}$$

elde edilmiş olur. Burada

$$K_1X_1 = T_s f_1(\widehat{x}_1(n), \ldots, \widehat{x}_N(n), u(n)) \tag{11}$$

$$\vdots$$

$$K_1X_N = T_s f_N(\widehat{x}_1(n), \ldots, \widehat{x}_N(n), u(n)) \tag{12}$$

$$K_2X_1 = T_s f_1(\widehat{x}_1(n) + \frac{K_1X_1}{2}, \ldots, \widehat{x}_N(n) + \frac{K_1X_N}{2}, u(n)) \tag{13}$$

$$\vdots$$

$$K_2X_N = T_s f_N(\widehat{x}_1(n) + \frac{K_1X_1}{2}, \ldots, \widehat{x}_N(n) + \frac{K_1X_N}{2}, u(n)) \tag{14}$$

$$K_3X_1 = T_s f_1(\widehat{x}_1(n) + \frac{K_2X_1}{2}, \ldots, \widehat{x}_N(n) + \frac{K_2X_N}{2}, u(n)) \tag{15}$$

$$\vdots$$

$$K_3X_N = T_s f_N(\widehat{x}_1(n) + \frac{K_2X_1}{2}, \ldots, \widehat{x}_N(n) + \frac{K_2X_N}{2}, u(n)) \tag{16}$$

$$K_4X_1 = T_s f_1(\widehat{x}_1(n) + K_3X_1, \ldots, \widehat{x}_N(n) + K_3X_N, u(n)) \tag{17}$$

$$\vdots$$

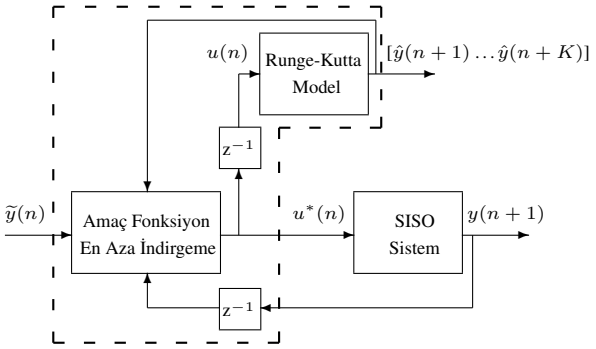
$$K_4X_N = T_s f_N(\widehat{x}_1(n) + K_3X_1, \ldots, \widehat{x}_N(n) + K_3X_N, u(n)) \tag{18}$$

şeklindedir. 8, 9 ve 10 denklemleri daha kısa biçimde aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$\widehat{\mathbf{x}}(n+1) = \widehat{\mathbf{f}}(\widehat{\mathbf{x}}(n), u(n)) \tag{19}$$

$$\widehat{y}(n) = g(\widehat{\mathbf{x}}(n), u(n)), \tag{20}$$

Bu noktadan sonra 19 ve 20 denklemleri kullanılarak, sistemin $t = nT_s$ örnekleme anındaki durum değişkenleri $x_1(n), \ldots, x_N(n)$ ve giriş işareti $u(n)$ verildiğinde, bir sonraki örnekleme anındaki($t + T_s = (n+1)T_s$) çıkışı bulunabilir. Öngörülü kontrol açısından düşünülürse, 19 ve 20 denklemleri, MPC döngüsü içinde sürekli-zamanlı sistemin ayrık-zamanlı Runge-Kutta modeli olarak kullanılabilir.



Şekil 1: RK tabanlı kontrol yapısı

2.2. Runge-Kutta Model Tabanlı MPC Yapısı

Şekil 1'de görülen Runge-Kutta Model Tabanlı MPC Yapısı, sistemin RK modeli ve Amaç Fonksiyon En Aza İndirgeme bloklarından oluşur. Burada sistemin RK modeli olarak kullanılan 19 ve 20 çok önemli bir rol oynar ve hem sisteme uygulanacak aday kontrol işaretine sistemin cevaplarını tahmin etmek, hem de amaç fonksiyon en aza indirgeme bloğunda ihtiyaç duyulan gradyan bilgilerini elde etmek için kullanılır. Her örnekleme adımında uygun kontrol eylemi

$$u(n) = [u(n-1)]^T \tag{21}$$

şeklinde bir aday kontrol işareti seçilmesiyle başlar. Daha sonra bu kontrol işaretinin ardı ardına *K* defa sisteme uygulandığı varsayılarak sistemin bu kontrol işaretine vereceği cevapları içeren *K*-adım ileriye kadar gelecek tahminleri hesaplanır. Bu hesaplama, aday kontrol işareti ile birlikte sistemin mevcut durumlarını da hesaba katan, sistemin RK modeli tarafından gerçekleştirilir. İleri yönelik kestirimlere dayalı olarak, *K*-adım kestirim hatalarının karelerinin toplamını en az kontrol işareti değişimi ile en aza indirecek şekilde $u(n)$ aday kontrol vektörü güncellenir. Böylece, $u^*(n) = u(n) + \delta u(n)$ şeklinde sisteme uygulanabilecek bir optimum kontrol işareti üretilmiş olur. Başka bir deyişle, 22 denkleminde verilen amaç fonksiyonu her adımda en aza indirilmeye çalışılır:

$$F(u(n)) = \sum_{k=1}^{K} (\bar{y}(n+k) - \widehat{y}(n+k))^2 + \lambda(u(n) - u(n-1))^2. \tag{22}$$

Burada K kestirim ufku, $\delta(n) = u(n) - u(n-1)$ giriş işaretindeki değişimi ve λ da giriş işaretindeki değişimi cezalandıran bir parametredir. $u^*(n)$ gibi bir optimal kontrol işareti için, $F(u(n) + \delta u(n))$ şeklindeki amaç fonksiyonu azalırken $F(u(n) + \delta u(n)) < F(u(n))$ şeklindeki iniş yönü şartını sağlayacak şekilde bir $\delta u(n)$ ilave terimi bulunmalıdır. Bu işlem, amaç fonksiyonu en aza indirgeme bloğunda gerçekleştirilir ve ilave terimi $\delta u(n)$ şu şekilde elde edilir:

$$\delta u(n) = -\left[\frac{\partial^2 F(u(n))}{\partial u^2(n)}\right]^{-1} \frac{\partial F(u(n))}{\partial u(n)}. \tag{23}$$

Bu denklemde bulunan Hessian teriminin (ikinci dereceden terim) pozitif tanımlı olması ve yüksek dereceden terimlerin ihmal edilebilir olması durumunda amaç fonksiyonunu en aza indirgemede yerel minimuma karesel yakınsama sağlanır [15, 16]. Böyle ikinci dereceden terimlerin hasabı oldukça zaman alıcı bir iş olduğundan, literatürde oldukça iyi bilinen Ja-

cobian yaklaşıklığı kullanılabilir. Buna göre

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \widehat{e}(n+1)}{\partial u(n)} \\ \frac{\partial \widehat{e}(n+2)}{\partial u(n)} \\ \vdots \\ \frac{\partial \widehat{e}(n+K)}{\partial u(n)} \\ \frac{\sqrt{\lambda}\partial(u(n)-u(n-1))}{\partial u(n)} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\partial \widehat{y}(n+1)}{\partial u(n)} \\ \frac{\partial \widehat{y}(n+2)}{\partial u(n)} \\ \vdots \\ \frac{\partial \widehat{y}(n+K)}{\partial u(n)} \\ \sqrt{\lambda} \end{bmatrix}, \tag{24}$$

şeklinde verilen $(K+1)\times 1$ boyutlu Jacobian matrisi $\mathbf{J}$ kullanılarak, gradyant vektörü tam, Hessian matrisi de yaklaşık olarak şu şekilde hesaplanabilir:

$$\frac{\partial F(u(n))}{\partial u(n)} = 2\mathbf{J}^T\widehat{\mathbf{e}} \quad \text{ve} \quad \frac{\partial^2 F(u(n))}{\partial u^2(n)} \cong 2\mathbf{J}^T\mathbf{J}. \tag{25}$$

Burada $\widehat{\mathbf{e}}$ vektörü aşağıdaki gibidir[1]:

$$\widehat{\mathbf{e}} = \begin{bmatrix} \widehat{e}(n+1) \\ \widehat{e}(n+2) \\ \vdots \\ \widehat{e}(n+K) \\ \sqrt{\lambda}\Delta u(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{y}(n+1) - \widehat{y}(n+1) \\ \tilde{y}(n+2) - \widehat{y}(n+2) \\ \vdots \\ \tilde{y}(n+K) - \widehat{y}(n+K) \\ \sqrt{\lambda}(u(n) - u(n-1)) \end{bmatrix}. \tag{26}$$

Böylece, düzeltme terimi

$$\delta u(n) = -(\mathbf{J}^T\mathbf{J} + \mu\mathbf{I})^{-1}\mathbf{J}^T\widehat{\mathbf{e}}, \tag{27}$$

şeklinde elde edilir.

2.3. İleri Yönelik Kestirimler ve Jacobian Hesabı

K-adım ileriye yönelik olarak çıkışlarının kestirimini yapmak için 8, 9 ve 10 denklemleri iteratif bir şekilde kullanımı [1] aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$\widehat{\mathbf{x}}(n+k) = \widehat{\mathbf{f}}(\widehat{\mathbf{x}}(n+k-1), u(n)) \tag{28}$$

$$\widehat{y}(n+k) = g(\widehat{\mathbf{x}}(n+k), u(n)), \quad k = 1, \ldots, K. \tag{29}$$

Burada $([t+T_s \quad t+KT_s])$ aralığında, $u(n)$ aday kontrol vektörünün değişmediği varsayılır ve böylece bir dizi kestirim şu şekilde elde edilir:

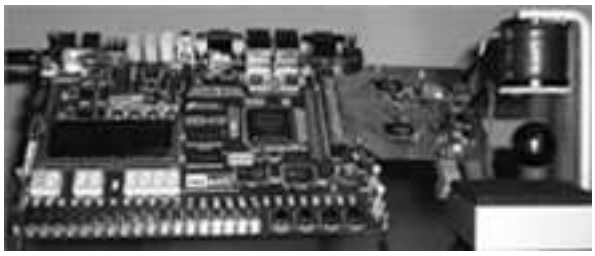
$$[\widehat{y}(n+1), \ldots, \widehat{y}(n+K)]. \tag{30}$$

Buna göre 8, 9 ve 10 denklemleri tekrar düzenlenirse [1] Jacobian hesabı için gerekli türevlerin elde edilmesi problemi $\frac{\partial \widehat{y}(n+k)}{\partial u(n)}$ terimlerinin bulunması problemine dönüşmüştür ve bu problemin çözümü şu şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned} \frac{\partial \widehat{y}(n+k)}{\partial u(n)} &= \frac{\partial g(\widehat{x}_1(n+k), \ldots, \widehat{x}_N(n+k), u(n))}{\partial u(n)} \\ &= \left[\frac{\partial g}{\partial u} + \sum_{i=1}^{N} \frac{\partial g}{\partial x_i}\frac{\partial \widehat{x}_i(n+k)}{\partial u(n)}\right]_{\mathbf{x}=\widehat{\mathbf{x}}(n+k)}. \end{aligned} \tag{31}$$

Burada,

$$\begin{aligned} \frac{\partial \widehat{x}_i(n+k)}{\partial u(n)} =& \frac{\partial \widehat{x}_i(n+k-1)}{\partial u(n)} \\ &+ \frac{1}{6}\frac{\partial K_1 X_i(n+k-1)}{\partial u(n)} \\ &+ \frac{1}{3}\frac{\partial K_2 X_i(n+k-1)}{\partial u(n)} \\ &+ \frac{1}{3}\frac{\partial K_3 X_i(n+k-1)}{\partial u(n)} \\ &+ \frac{1}{6}\frac{\partial K_4 X_i(n+k-1)}{\partial u(n)} \end{aligned} \tag{32}$$

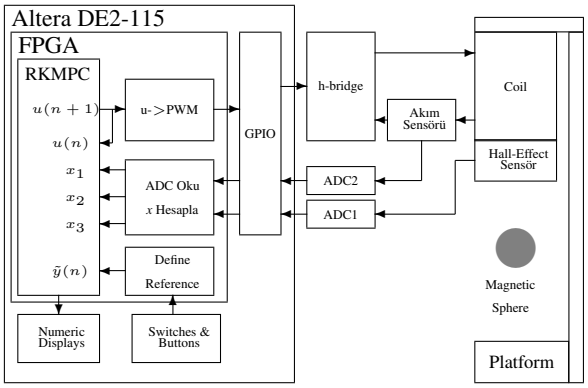


Şekil 2: RKMPC Gerçeklemesi

şeklindedir ve $q = 1, \ldots, 4$ için $\frac{\partial K_q X_i(n+k-1)}{\partial u(n)}$ şeklindeki kısmi türevler [1]'de verilen (29)-(32) denklemleri ile bunulabilir.

3. RKMPC Yapısının FPGA Üzerinde Gerçeklenmesi

Bu çalışmada, içerisinde RKMPC algoritması gömülü bir FPGA ile bir gerçek zamanlı EMLS'nin kontrolü gerçekleştirilmiştir. Şekil 3 ile gösterilen geri beslemeli sistem; EMLS, Altera DE2-115 FPGA Geliştirme ve Eğitim Seti ve üzerinde veri toplama ve h-bridge MOSFET devresi bulunan bir ek karttan oluşmaktadır.



Şekil 3: Kontrol sistemi bileşenleri

3.1. FPGA Geliştirme ve Eğitim Seti

RKMPC algoritmasını gerçeklemek amacıyla donanım olarak Cyclone IV E:EP4CE115F29C7 tip FPGA içeren DE2-115 Geliştirme ve Eğitim Seti kullanılmıştır. Bu FPGA algoritmanın gerçeklenmesi için yeterli miktarda mantıksal eleman(LEs), gömülü bellek(EMs) ve gömülü 9×9 çarpma elemanına sahiptir ve kaynak kullanım oranları Tablo 1'de verilmiştir. Bu çalışmada FPGA'ya uygulanan çalışma osilatörü frekansı 50 MHz'dir. RKMPC algoritmasının FPGA üzerinde gerçeklenmesi için gereken yazılım, VHDL kodlama tekniği ile Quartus II yazılım geliştirme aracı kullanılarak oluşturulmuştur. Bu araç *mega function*(MF) olarak adlandırılan çok çeşitli akıllı özellikler (Intellectual Properties-IP) çekirdekleri sunmaktadır ve gerekli hesaplamaları yapmak üzere, her birisi 32bit kayan nokta

Tablo 1: FPGA kaynak kullanım oranları

LEs	EMs	9x9 Mult.s
101.336/114.489	41.494/3.981.312	96/532

yapısına sahip aritmetik MF'ler kullanılmıştır. RKMPC algoritmasının sıralı yapısından dolayı algoritmanın tüm adımları sonlu durum makinesi (Finite State Machines-FSM) ve sıralı düzensel(pipelined) yapılar kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

3.2. Uygulama

DE2-115 uygun fiyatlı bir FPGA geliştirme seti olmasına rağmen ve bir uygulama geliştirebilmek için pek çok kullanışlı özelliğe sahiptir. Bu çalışmada DE2-115 üzerinde bulunan bazı anahtar ve butonlar, kontrol eylemi sırasında rakam göstergeleri üzerinde görüntülenen referans işaretinin tip ve değerini değiştirebilmek amacıyla kullanılmıştır. Ek karttan ölçüm verilerini almak ve hesaplanan kontrol işaretini PWM işareti olarak bobin sürücü devresine göndermek amacıyla 40-pin genel amaçlı giriş/çıkış soketi kullanılmıştır. Ek kart üzerinde iki adet ADC kanalı bulunmaktadır. Birinci kanal mesafe sensörünün çıkış gerilimini, ikinci kanal da akım sensörünün çıkış gerilimini okumak amacıyla kullanılmıştır. Okunan bu değerler ham veriler olduğundan gerçekteki değerlerine dönüştürülmüş ve dolayısıyla x_1 ve x_3 durumlarının ölçülmesi sağlanmıştır. Bununla birlikte x_2 Euler yaklaşıklığı kullanılarak 33 denklemi üzerinden türetilmiştir. Böylece her örnekleme adımında RKMPC algoritmasının ihtiyacı olan anlık durum değişkenlerine ait bilgiler elde edilmiştir.

RKMPC algoritmasını içeren VHDL kodları öncelikle ModelSim Altera benzetim programı ile işletilmiş ve kestirim ufku K=5 için önerilen algoritmanın ortalama cevap süresinin 0.3 ms olduğu tespit edilmiştir. Bundan dolayı örnekleme zaman aralığı T_s=0.5 ms olacak şekilde seçilmiştir. Her örnekleme aralığında, hesaplanan kontrol işareti PWM işaretine dönüştürüldükten sonra DE2-115'e bağlanmış olan ek kart üzerindeki bobin sürücü devresi üzerinden bobine uygulanır.

DE2-115 ile bilgisayar arasındaki bağlantı Joint Test Action Group (JTAG) üzerinden sağlanmış ve gerekli bilgilerin bilgisayara gönderilebilmesi için, DE2-115 üzerinde bulunan sistem içi kaynak ve ölçüm ucu (in-system source and probes) MF araçları kullanılmıştır. Bilgisayar tarafında, DE2-115'ten gönderilen referans işareti $\tilde{y}$, çıkış işareti y, durum değişkenleri vektörü $\mathbf{x}$ ve kontrol işareti u değerlerini almak ve kullanmak için Tool Command Language(TCL) kullanılmıştır.

3.3. Deneysel EMLS

RKMPC'nin gömülü olduğu FPGA ile kontrol edilmek üzere doğrusal olmayan sistem olarak Zeltom LLC. tarafından üretilmişbir EMLS kullanılmıştır. Bu sistem bir manyetik küre, bir bobin, bir platform ve bir Hall-effect sensöründen oluşmaktadır. Bu sisteme ait durum ve çıkış denklemleri aşağıdaki gibidir[17]:

$$\dot{x}_1 = x_2 \tag{33}$$

$$\dot{x}_2 = g - \frac{k}{m}\frac{x_3}{x_1^3} \tag{34}$$

Tablo 2: EMLS parametreleri

Parametre	Değer
R	$1.7[\Omega]$
L	0.0151[H]
g	$9.81[\mathrm{m/s^2}]$
m	0.0413[kg]
k	$3.1 * 10^{-3}[\mathrm{A^2 \times kg \times m^5/s^2}]$
β	$4.25 * 10^{-4}[\mathrm{V*m^2}]$
γ	0.31[V/A]
α	2.48[V]

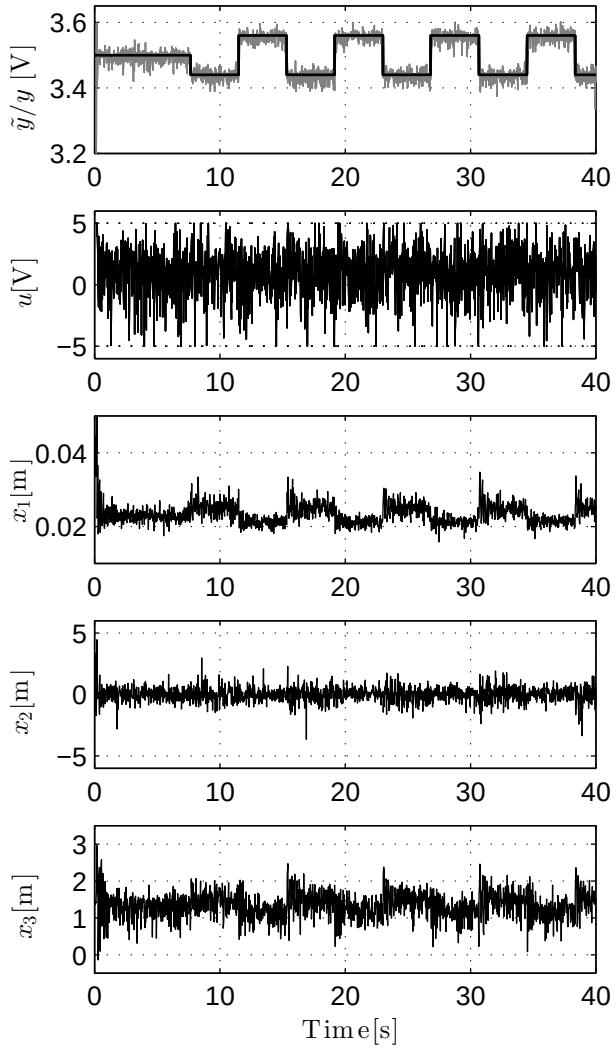
$$\dot{x}_3 = -\frac{R}{L}x_3 + \frac{1}{L}u \tag{35}$$

$$y = \frac{\beta}{x_1^2} + \gamma x_3 + \alpha \tag{36}$$

Burada x_1 bobinin altı ile manyetik kürenin üstü arasındaki uzaklığı, x_2 manyetik kürenin konumundaki değişimi, x_3 bobin akımını, u sistemin girişini ve y bobinin altına yerleştirilmiş olan hall-effect sensörünün çıkış gerilimini ifade etmektedir. Denklemde R bobin direncini, L bobin endüktansını, g yerçekimi kuvvetini, m kürenin kütlesini, k bobin tarafından küreye uygulanan güç katsayısını ifade etmektedir. α, β, γ sistem parametreleri olup [17] içinde detaylı bir şekilde açıklanmıştır. Sistemin tüm parametrelerine ait değerler Tablo 2'de görülmektedir.

4. Deneysel Sonuçlar ve Tartışma

Gözlemlerimiz doğrultusunda düzeltme terimi λ değerinin olabildiğince küçük olması gerektiği sonucuna varılmış ve bu nedenle 0.001 olacak şekilde seçilmiştir. Gerçekleştirilen kontrol sistemi sabit ve kare dalga şeklindeki referans işaretleri için denenmiş ve Şekil 4'de deneysel sonuçları verilmiştir. Üstten birinci alt grafikte sabit ve kare dalga referans işeretleri ile sistem çıkış işareti değişimleri, ikinci alt grafikte kontrol işareti ve diğerlerinde sırasıyla durum değişkenlerinin değerleri görülmektedir. Grafikler incelendiğinde kontrol sisteminin hem geçici-hal hem de sürekli-hal bölgelerinde oldukça kabul edilebilir bir performans sergilediği anlaşılmaktadır. Karışan gürültüler nedeniyle sistemin ölçülen çıkışlarındaki dalgalanmalara rağmen, kürenin havada hareketsiz olarak asılı kaldığı gözlemlenmiştir. Önerilen algoritma, üstten ikinci alt grafikte görüldüğü şekilde kontrol işaretinde uygun değişimler oluşturarak ölçümlerin olumsuz etkilerini gidermektedir. Şuna dikkat edilmelidir ki, sürekli-hal bölgesinde kürenin referans noktasında tutulması bir lineer kontrol problemi olmasının yanında, geçici-hal bölgesinde kürenin zeminden kaldırılarak referans noktasında tutulması oldukça ciddi bir doğrusal olmayan kontrol problemidir. Şekil 4'te üstten birinci alt grafiğin ilk birkaç saniyelik bölümüne dikkat edilirse, önerilen algoritmanın her iki kontrol probleminin de üstesinden geldiği açıkça görülür. Bu bölümde, kontrol eylemi başlatıldıktan çok kısa bir zaman dilimi içinde sistem çıkışı, sabit referans işareti olarak ayarlanan 3.5 V seviyesine ulaşmış ve bu seviyesini korumuştur. Bu sırada zeminde bulunan manyetik küre, sistem çıkışının 3.5 V olduğu noktaya kadar havaya kaldırılmış ve bu noktada asılı kalmıştır. Referans işareti üzerinde kare dalga değişimi başladıktan sonra oluşan



Şekil 4: Sabit ve kare dalga referans işareti için sonuçlar

keskin değişimler karşısında, kontrol performansının aynı kabul edilebilir seviyede devam ettiği görülmeltedir. Bunlara ek olarak, tüm bu kontrol işlemleri sırasında kontrol işareti izin verilen sınırlar ve durum değişkenleri de kabul edilebilir sınırlar arasında kalmaktadır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada yeni bir model öngörülü kontrol yöntemi bir gömülü sistem ile gerçeklenmiş ve doğrusal olmayan deneysel bir EMLS üzerinde uygulanmıştır. Bu yöntemde, sistemin RK modeli MPC yapısı altında, hem gelecek tahminlemesi hem de türev hesaplamaları için kullanılmıştır. Gömülü sistem olarak üzerinde Cyclone IV-E tip FPGA bulunan DE2-115 geliştirme ve eğitim setinden yararlanılmıştır. Önerilen mekanizmanın yeterliliği, bir bobin, bir manyetik küre, bir hall-effect sensör ve bir platformdan oluşan bir doğrusal olmayan EMLS üzerinde denenmiştir. Sabit ve kare dalga referanslar için elde edilen deneysel sonuçlar, RKMPC kontrol mekanizmasının, hem geçici-hal hem de sürekli-hal bölgelerinde oldukça kabul edilebilir bir kontrol performansı sergilediğini göstermiştir. Ölçümlerdeki gürültünün bozucu etkilerine rağmen, önerilen mekanizma, kontrol ve durum işaretleri izin verilen sınırlar arasındayken referans işareti keskin değişimlere uğrasa bile sistem çıkışının referansı takip etmesini sağlayabilmektedir. Sonuç olarak bir FPGA ile gerçeklenen RKMPC mekanizması, bir çok hızlı deneysel doğrusal olmayan sistem üzerinde mükemmel bir kontrol performansı sergilemiştir. Bu performans, ilerideki çalışmalarda adaptif olabilme ve durum tahminleme özellikleri eklenmesi ile daha da iyileştirilebilir.

Teşekkür

Bu çalışma, 2013FBE006 Proje numarası ile Pamukkale Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir.

Kaynakca

[1] S. Iplikci, "Runge-kutta model-based adaptive predictive control mechanism for non-linear processes," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 35, pp. 166–180, 2013.

[2] J. A. Richalet, A. Rault, J. L. Testud, and J. Papon, "Model predictive heuristic control: applications to an industrial process," *Automatica*, vol. 14, pp. 413–428, 1978.

[3] D. W. Clarke and C. Mohtadi, "Properties of generalized predictive control," *Automatica*, vol. 25, pp. 859–875, 1989.

[4] E. F. Camacho, "Constrained generalized predictive control," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 38, pp. 327–332, 1993.

[5] C. R. Cutler and B. L. Ramaker, "Dynamic matrix control: a computer control algorithm," in *Proceedings of the Joint Automatic Control Conference*, San Francisco, CA, U.S.A, 1980.

[6] R. M. C. De Keyser and A. R. Van Cauwenberghe, "Extended prediction self-adaptive control," in *Proceedings of the 7th IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation*, York, U.K., 1985.

[7] R. Soeterboek, *Predictive Control: A Unified Approach*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NY, 1992.

[8] M. A. Henson, "Nonlinear model predictive control: current status and future directions," *Computers and Chemical Engineering*, vol. 23, pp. 187–202, 1998.

[9] E. F. Camacho and C. Bordons, "Nonlinear model predictive control: An introductory review," *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, vol. 358, pp. 1–16, 2007.

[10] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer-Verlag, London, 2003.

[11] R. Kawathekar and J. B.Riggs, "Nonlinear model predictive control of a reactive distillation column," *Control Engineering Practice*, vol. 15, pp. 231–239, 2007.

[12] A. Schafer, P. Kuhl, M. Diehl, J. Schloder, and H. G. Bock, "Fast reduced multiple shooting methods for nonlinear model predictive control," *Chemical Engineering and Processing*, vol. 46, pp. 1200–1214, 2007.

[13] J. Tamimi and P. Li, "A combined approach to nonlinear model predictive control of fast systems," *Journal of Process Control*, vol. 20, pp. 1092–1102, 2010.

[14] P.B. Sistu and B.W. Bequette, "Nonlinear model predictive control: closed-loop stability analysis," *AIChE Journal*, vol. 42, pp. 3388–3402, 1996.

[15] J. Nocedal and S. J. Wright, *Numerical Optimization*, Springer, New York, 1999.

[16] P. Venkataraman, *Applied Optimization with MATLAB Programming*, Wiley-Interscience, New York, 2002.

[17] Manual, *Electromagnetic Levitation System*, Zeltom LLC, Belleville, USA, 2011.

Araç Devrilme Dinamiğinin için Model Öngörülü Kontrol

Zafer ÖCAL[1], Emre SERT[1], Zafer BİNGÜL[2]

[1]Anadolu Isuzu Otomotiv
San.Tic. A.Ş. Kocaeli
emre.sert@isuzu.com.tr
zafer.ocal@isuzu.com.tr

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
zaferb@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada öncelikle doğrusal olmayan dört izli taşıt modeli ve devrilme dinamiği modelleri oluşturulmuştur. Sistemin devrilme kontrolü için Model Öngörülü Kontrol (MÖK) (Model Predictive Control) tasarlanmıştır. Bu çalışmada, direksiyon yönlendirme açısı kontrol girişi olarak ve dinamik yük transfer oranı da sistem çıkışı olarak seçilmiştir. Tasarlanan kontrolcü farklı başlangıç senaryoları için test edilmiş ve başarımı incelenmiştir. MÖK'ün araç devrilme dinamiğini başarılı bir şekilde kontrol ettiği gözlenmiştir.

1. Giriş

Aracın devrilme karakteristiği aracın dinamik davranışı içerisindeki en önemli parametrelerden biridir. Özellikle ağırlık merkezinin daha yukarıda olduğu otobüs, kamyon, tır ve ticari araçlarda kazaların ve yaralanmaların çoğu devrilme sonucu oluşmaktadır [1]. Meydana gelen kaza oranlarına bakıldığında Almanya'da araç kazalarının %5'i devrilme ile sonuçlanmıştır [2]. İngiltere'de yapılan araştırmalarda ise kazaların %13'ü devrilme ile sonuçlandığı belirlenmiştir [3]. ABD'de yapılan araştırmalara göre 2001 yılında meydana gelen ve devrilmeyle sonuçlanan kazalarda toplam kazaların %21 ini oluşturmaktadır ve 8842 kişi hayatını kaybetmiştir [4]. Aracın devrilmesine etki eden hareketler ve etmenlerin başında şerit değiştirme, viraj dönme ve bozuk geometrik engeller gelmektedir. Bahsedilen durumlarda özellikle yanal ivme ve kuvvetler oluşturarak aracın devrilme eşiğini geçip geçmediğini belirlemektedir. Devrilmeyi önleme esnasında sürücünün tek başına müdahalesi yeterli olmamaktadır. Bu nedenle yardımcı sistemler oluşturulmuştur. Yardımcı sistemlerden bazıları devrilmeyi doğrudan etkilerken bazıları da dolaylı yoldan etkilemekte ve devrilmeye engel olmaktadır. Yapılan çalışmalar incelendiğinde; en fazla kabul edilen ve uygulanan kriter " Devrilme Zamanıdır". Bu tanıma göre tekerleklerin yerden kesildiği zaman devrilme anı olarak kabul edilmektedir [5,6]. Diferansiyel frenleme ile aracın ön tekerleklerine uygulanarak lastiklere gelen yanal kuvvetleri azaltır. Bu konuda yapılan çalışmada diferansiyel frenlemenin aracın yalpa kararlılığını geliştirdiği sonucuna varılmıştır [7]. Diğer yandan aktif süspansiyon sistemlerinde devrilme momentini azaltacak dikey kuvvetler elektro hidrolik damperler ile oluşturularak devrilme açısını hep belli oranda tutmayı amaçlamaktadır [8,9].

Bu çalışmada, 7305 mm uzunluğunda ve 2282 mm genişliğindeki yedi metrelik Isuzu marka otobüsün matematik denklemlerinden yola çıkarak dört izli taşıt alt modelinden referans ile araç yalpa modeli çıkartılmıştır. Yalpa modelinden elde edilen yalpa değişim oranı ve yanal hız parametreleri kullanılarak araç devrilme dinamiği modeli elde edilerek Simulink ortamında oluşturulmuştur. Araç giriş parametreleri araç hızı ve direksiyon açısıdır. Aracın devrilmesine neden olacak şekilde araç hızı ve direksiyon açısı belirlenerek J-Turn testi uygulanmıştır [4]. Bu şekilde modelin fiziksel sınırları devrilme durumunu öne çıkarmak suretiyle incelenmiştir. Literatürde anlatılan Dinamik Yük Transfer Oranı (DYTO) [10] sistemin cevabı olarak seçilerek aracın devrilmesini sağlayacak ölçüde araç hızı ve direksiyon açısı ile J-Turn testi doğrulanan Simulink modeline uygulanmış ve (DYTO>1) koşulunun gerçekleşmesi sağlanmıştır. DYTO birin altına çekmek ve böylelikle aracın devrilmesini engellemek için MÖK tasarlanarak direksiyon açısı kontrol edilmiştir.

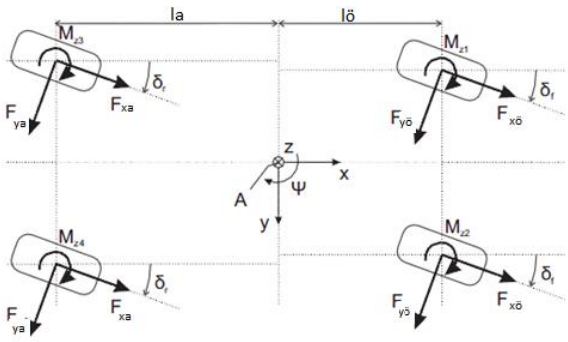
2. Araç Yalpa Modeli

Yalpa dinamiği devrilme dinamiğine geçmeden önce çıkartılması gereken bir alt sistemdir. Dört izli taşıt modelinden elde edilen yanal kuvvet (*Fy*) ve yalpa eksenindeki moment (*Mz*) değerleri araç yalpa modelinde kullanılarak yanal hız ve yalpa değişim oranı sistem çıktısı olarak elde edilecektir. Böylece hem yanal kayma açıları hem de devrilme açısı hesaplanacaktır. Şekil 1'de dört izli taşıt modelinin üstten görünüşü şeklinde yalpa modeli yer almaktadır. Tekerleklerin hem önden hem de arkadan yönlendirilebilir olduğu varsayımı ile tekerleklere yanal ve uzlamsal yönde etki eden kuvvetler gösterilmektedir. Ayrıca araç koordinat ekseni ile yalpa değişim oranı ağırlık merkezinde gösterilmiştir.

Ağırlık merkezinin ön ve arka tekerleklere uzaklıkları ile tekerlek açıları da modelde yer almaktadır. Denklemlerde kullanılan araç parametrelerinin açıklaması Tablo 1'de paylaşılmaktadır.

Tablo 1: Araç Parametreleri

Parametreler	Açıklamalar	Değerler
m	Araç Ağırlığı	11540 kg
l_a	Ağırlık Merkezinin Arka Aksa Uzaklığı	1.0366 m
$l_{ö}$	Ağırlık Merkezinin Ön Aksa Uzaklığı	2.8484 m
v_y	Araç Yanal Hızı	-
v_x	Araç Doğrusal Hızı	85 km/s
J_{xx}	Süspansiyon Dönme Atalet Momenti	4100 kgm^2
r	Araç Yalpa Oranı	-
k	Yay Sertliği	25e6 kgm^2/s^2
c	Süspansiyon Sönümleme Katsayısı	12e6 N/rad
$\dot{\phi}$	Devrilme Açısı	-
$\ddot{\phi}$	Devrilme Oranı	-
$\delta_{ö}$	Ön Aks Yönlendirme Açısı	-
δ_a	Arka Aks Yönlendirme Açısı	0 rad
$C_{ö}$	Ön Tekerlek Sertlik Katsayısı	8000 kgm^2/s
C_a	Arka Tekerlek Sertlik Katsayısı	10000 kgm^2/s
$\alpha_{ö}$	Ön Tekerlek Yanal Kayma Açısı	-
α_a	Arka Tekerlek Yanal Kayma Açısı	-
m_s	Araç Gövde Ağırlığı	9000 kg
h_s	Süspansiyon Dönme Merkezinin Araç Ağırlık Merkezine Mesafesi	05509 m



Şekil 1: Dört İzli Taşıt Modeli [11]

Newton-Euler denklemlerine göre boylamsal ve yanal kuvvetler ile yalpa eksenindeki moment denklem (1) ve denklem (2) 'de verilmiştir.

Yanal Kuvvetler,

$$\sum F_y = ma_y = \left(F_{xö,sol}+F_{xö,sag}\right)\sin(\delta_ö)+\left(F_{yö,sol}+F_{yö,sag}\right)\cos(\delta_ö)+\left(F_{xa,sol}+F_{xa,sag}\right)\sin(\delta_a)+\left(F_{ya,sol}+F_{ya,sag}\right)\cos(\delta_a) \quad (1)$$

Yalpa Eksenindeki Denklemler,

$$\sum M_z = l_ö\left(F_{xö,sol}+F_{xö,sag}\right)sin(\delta_ö)+l_ö\left(F_{yö,sol}+F_{yö,sag}\right)cos(\delta_ö) - l_a\left(F_{xa,sol}+F_{xa,sag}\right)sin(\delta_a) - l_a\left(F_{ya,sol}+F_{ya,sag}\right)cos(\delta_a) \quad (2)$$

Ele alınan otobüste arka tekerlekte yönlendirme olmadığından dolayı $\delta_a = 0$, $\cos(\delta_a) = 1$ ve $\sin(\delta_a) = 0$ olacaktır. Newtonun ikinci kuralına göre düzenleme yapılırsa denklem (3) ve (4) elde edilir.

$$\sum F_y = ma_y = m[\dot{v}_y + v_x r] \quad (3)$$

$$\sum M_z = \dot{r}J_{zz} \quad (4)$$

Aracın tekerlek açılarının küçük olduğu varsayımı ile, $\cos(\delta_ö) = 1$ ve $\sin(\delta_ö) = \delta_ö$ kabul edilebilir. Buna göre denklem (5) ve (6) elde edilir.

$$m\left[\dot{v}_y + v_x r\right] = \left(F_{xö,sol}+F_{xö,sag}\right)\delta_ö + \left(F_{yö,sol}+F_{yö,sag}\right) + \left(F_{ya,sol}+F_{ya,sag}\right) \quad (5)$$

$$\dot{r}J_{zz} = l_ö\left(F_{xö,sol}+F_{xö,sag}\right)\delta_ö + l_ö\left(F_{yö,sol}+F_{yö,sag}\right) - l_a\left(F_{ya,sol}+F_{ya,sag}\right) \quad (6)$$

2.1 Doğrusal Kayma Oranı

İvmelenme anındaki kayma oranı denklem (7) 'de ki gibi ifade edilebilir. Burada R_g geometrik yarıçap, w_w lastik açısal hızı ve v_x doğrusal araç hızını ifade eder. Uzlamsal kuvvetler tekerlek uzlamsal kayma oranlarıyla doğru orantılı değişecek şekilde modellenmiştir. Ön lastiklere etki eden sağ ve sol uzlamsal kuvvetler denklem (8) ile ifade edilmektedir. Burada $C_{xö}$ ön tekerlekteki nominal yuvarlanma sertliği ve C_{xa} arka tekerlekteki nominal yuvarlanma sertliğidir.

$$s_i = \frac{v_x - R_g w_w}{v_x} \quad (7)$$

$$F_{xö,sol} = C_{xö,sol} s_i \qquad F_{xö,sag} = C_{xö,sağ} s_i \quad (8)$$

2.2 Yanal Kayma Açısı

Tekerlek modeline göre ön tekerlek yanal kayma açısı denklem (9)'da ve arka tekerlek yanal kayma açısı ise denklem (10)'daki gibidir.

$$\alpha_ö = \delta_ö - \tan^{-1}\left(\frac{v_{öy}}{v_{öx}}\right) = \delta_ö - \frac{v_y + r l_ö}{v_x} \quad (9)$$

$$\alpha_a = \delta_a - \tan^{-1}\left(\frac{v_{ya}}{v_{xa}}\right) = \delta_a - \frac{v_y - r l_a}{v_x} \quad (10)$$

Burada; $C_{ö}$ ön tekerlekteki nominal dönüş sertliği ve C_a arka tekerlekteki nominal dönüş sertliği olarak ifade edilir.Yanal kuvvetler tekerlek yana kayma açılarıyla doğru orantılı değişecek şekilde modellenmiştir. Buna göre ön ve arka tekerlekteki yanal kuvvetlerin değeri denklem (11) ve (12) ile ifade edilir.

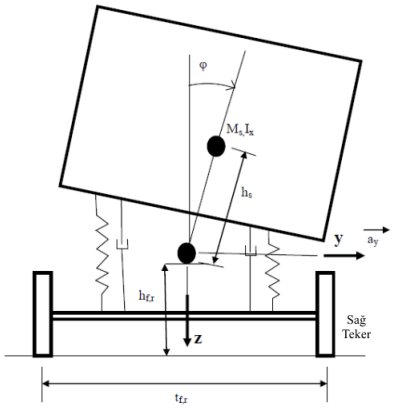
$$F_{yö,sol} = F_{yö,sag} = F_{yö} = C_ö\,\alpha_ö \quad (11)$$

$$F_{ya,sol} = F_{ya,sag} = F_{ya} = C_a \alpha_a \quad (12)$$

3. Araç Devrilme Dinamiği Modeli

Şekil 2'de gösterilen aracın iz genişliği ve etkiyen yanal ivmenin hesaba katılması ile bu modelde araç yaylanan kütle ve yaylanmayan kütle olarak iki kısımdan olustugu kabul

edilmekte ve bu iki kütle birbirlerine amartisör ve yay ile bağlanmaktadır. Araç eksenleri SAE standartlarında belirtilen eksen takımı seçilmiştir.



Şekil 2: Araç Devrilme Dinamiği Modeli [13]

Aracın devrilme modeli çıkartılırken yalpa modelinden elde edilen yanal hız ve yalpa oranı devrilme modeline giriş parametresi olarak alınmıştır ve araç yaylanan kütle ve yaylanmayan kütle olarak iki bölüme ayrılarak devrilme modeli çıkartılmıştır [12].

Ağırlık merkezinin atalet momenti denklem (13), yaylanmayan kütle tarafından üretilen yalpa momenti denklem (14) ve denklem (13) ve (14) denklemleri düzenlenir ise denklem (15) elde edilir.

$$\sum M_x = \ddot{\varnothing} J_{xx}$$
(13)

$$\sum M_x = gm_s h_s \sin(\varnothing) - c\dot{\varnothing} - k\varnothing - m_s h_s (\dot{v}_y + r v_x)\cos(\varnothing)$$
(14)

$$\ddot{\varnothing} J_{xx} = gm_s h_s \sin(\varnothing) - c\dot{\varnothing} - k\varnothing - m_s h_s (\dot{v}_y + r v_x)\cos(\varnothing)$$
(15)

Aracın yuvarlanma açılarının çok küçük olduğu varsayımı ile $\cos(\varnothing) = 1$ ve $\sin(\varnothing) = \varnothing$ kabul edilebilir ve denklem (16) elde edilir.

$$\ddot{\varnothing} J_{xx} = gm_s h_s \varnothing - c\dot{\varnothing} - k\varnothing - m_s h_s (\dot{v}_y + r v_x)$$
(16)

3.1 Dinamik Yük Transfer Oranı

Devrilme dinamiği ve aracın ağırlık merkezinin yüksekliği arasındaki ilişkiyi belirtebilmek için araç modelindeki devrilme eksenine dayanan Yük Transfer Oranı parametresi tanımlanır [10]. Araca etki eden kuvvetlere düzenlenerek DYTO denklem (18) elde edilir.

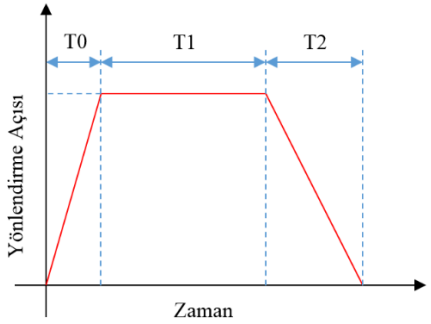
$$DYTO = \frac{\text{Sağ Tekerlekteki Yük-Sol Tekerlekteki Yük}}{\text{Bütün Tekerleklerdeki Toplam Yük}}$$
(17)

$$DYTO = \frac{2}{mgT}(k\varnothing + c\dot{\varnothing})$$ (18)

DYTO değeri [1,-1] arasında değişmektedir. Eğer bir taraftaki tekerleğin yoldan teması kesildiğinde bu parametre değeri -1 yâda 1 olmaktadır ve parametre değeri "0" ise aracın kararlı durumda olduğunu gösterir. DYTO'nun devrilme uyarısı yada devrilme kontrolünde kullanılması için ölçülmesi ya da tahmin edilmesi gerekmektedir.

3.2 Sistem Giriş Parametresi

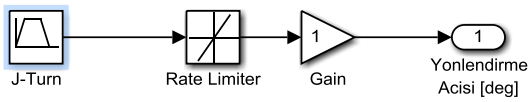
J-Turn testi; aracın devrilmeye karşı eğiliminin belirlenmesi amacıyla yapılan ve ilk olarak Nissan ve Honda tarafından önerilen ve NHTSA tarafından 1997 yılından beri uluslararası değerlendirme testlerinde uygulanan bir testtir [4]. Yapılan çalışmalarda aracı devrilmeye zorlayacak şekilde J-Turn testindeki direksiyon çevrim süreleri belirlenerek aracın test sonuna kadar istikrarlı kalması sağlanmıştır [13]. Sisteme giriş parametresi olarak Şekil 3 ve 4'de direksiyon açısı paylaşılan J-Turn testi uygulanmıştır.



Şekil 3: J-Turn Testi Araç Manevrası

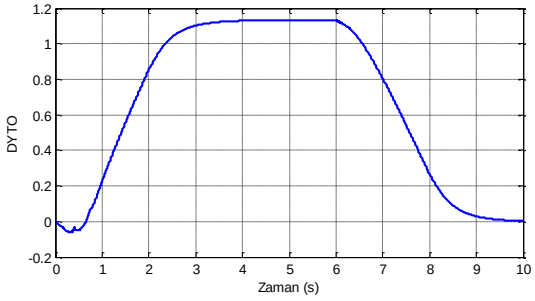
T0 : 2 sn.
T1 : 4 sn.
T2 : 2 sn.
A : 248 derece

Detayları belirtilen J-Turn testi ön tekerleklere sistem giriş parametresi olarak uygulanmaktadır. Arka tekerleklerde yönlendirme olmadığından dolayı arka tekerlek yönlendirme açısı "0" olmaktadır. Direksiyon açısı Simulink modeli Şekil 4'te gösterildiği gibi modellenmiştir.



Şekil 4: Sistem Direksiyon Açısı Gösterimi

Araç yalpa ve devrilme modelinden oluşturulan tam araç modelinde J-Turn testini içeren direksiyon açısı ile araç hızı 85 (km/saat) olacak şekilde giriş parametresi olarak uygulanmaktadır. Buna göre sistem çıkışı olarak ifade edilen DYTO Şekil 6'da gösterildiği gibi 1,132 elde edilmektedir. Aracın çıkış parametresine göre devrileceği söylenebilir bu nedenle geri beslemeli kontrolör tasarımı yapılarak çıkış parametresi eşik değerin altına çekilerek " DYTO<1 " şartı sağlanacaktır.



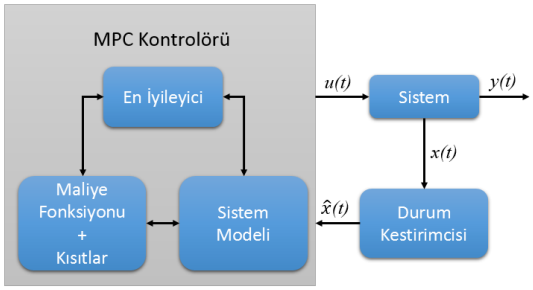
Şekil 6: Açık Çevrim DYTO Cevabı

4. Model Öngörülü Kontrol

4.1 MÖK Teori

Genelleştirilmiş MÖK çalışma yapısı Şekil 7'de verilmiştir. MÖK kontrolörü 3 temel fonksiyon bloğundan oluşmaktadır bunlar: *en iyileyici, kısıtlar ve maliyet fonksiyonu ve durum kestiricisi*dir. *En iyileyici*, sisteme en küçük maliyeti *J* verecek şekilde en uygun giriş sinyalini *u(t)* uygular. Tabi ki bu en iyileştirme *kısıtlamalar ve maliyet fonksiyonu* uyarınca gerçekleşir. *Durum kestirimcisi* ise sistemden henüz ölçülememiş durumları $\hat{x}(t)$ öngörmek için kullanılır.

MÖK; çıkışı sonlu bir ufuk boyunca yinelemeli bir şekilde optimize eder (Şekil 8). Adım süresini T kabul edilirse. Zaman adımın *k*'da mevcut sistem durumu örneklenir ve en iyileyici sınırlı bir gelecek zaman için en küçük maliyete göre bir giriş sinyali hesaplar $k=t+0T, t+1T, \ldots, t+pT$ burada *p* öngörü ufku boyunca kaç adım ileri bakıldığını ifade eder. Kusurlu sistem modeli ve çevresel gürültüler sebebiyle pratikte optimal kontrol adımlarının tamamı uygulanamaz bu da tahmin edilen ve gerçekleşen çıkış arasında hatalara sebep olur. Öngörü ve durum hesabı için sadece matematiksel model kullanılmış olsaydı kontrolde hata birikimi ortaya çıkardı. Ancak her adımda sistemin çıkış sinyali ölçülerek denklemlere başlangıç koşulu olarak girilir böylelikle hata birikiminin önüne geçilmiş olur. Ayrıca bu geri besleme ölçümü kontrol sistemine gürbüzlük katar. Sistem durumu her adımda tekrar ölçülerek öngörü penceresi her adımda kayar. Bu durum kayan ufuk olarak tanımlanır.



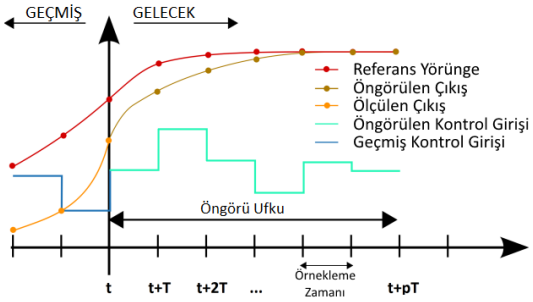
Şekil 7: Model öngörülü kontrol blok diyagramı [11]

$$\hat{y}(t+k|t) = C\hat{x}(t+k|t) = C\left[A^k x(t) + \sum_{i=1}^{k} A^{i-1}Bu(t+k-i|t)\right] \quad (19)$$

Sistemin genel öngörü modeli denklem (19)'daki gibidir. Denklemde *x(t)* durum vektörünü, *u(t)* giriş vektörünü, *y(t)* ölçülen çıkış vektörünü, $\hat{x}(t+k \mid t)$ ise *t* anında *t+k* anı için öngörülen çıkış değerlerini göstermektedir. Bu gösterimin en önemli avantajı, çok giriş çok çıkışlı sistemlere kolayca adapte edilebilmesidir.

$$J = \sum_{i=1}^{N} \omega_{x_i}(r_i - x_i)^2 + \sum_{i=1}^{N} \omega_{u_i}\Delta u_i^2 \quad (20)$$

Maliyet fonksiyonları denklem (20)'deki gibi verilmiştir. Denklemde *x* kontrol edilen değişken, *r* referans değeri, *u* değiştirilmiş giriş değeri, ω_{x_i} çıkıştaki değişimin bağıl ağırlık katsayısı ve ω_{u_i} ise giriş sinyalindeki değişikliklerin bağıl ağırlık yükünü ifade eder.



Şekil 8: Model öngörülü kontrol blok diyagramı [11]

4.2 Durum-Uzay Matrisi

Denklem (5), (6) ve (16) düzenlenir ise denklem (22) ve (23)'te verilen durum uzayı denklemleri elde edilir.

$$\begin{bmatrix}\dot{v}_y\\ \dot{r}\\ \ddot{\phi}\\ \dot{\phi}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{2C_\alpha+2C_{\ddot{\alpha}}}{v_x m}\right) & \left(\frac{2l_aC_a-2l_{\ddot{\alpha}}C_{\ddot{\alpha}}}{v_x m}-v_x\right) & 0 & 0\\ \left(\frac{2l_aC_a-2l_{\ddot{\alpha}}C_{\ddot{\alpha}}}{v_x J_{zz}}\right) & -\left(\frac{2*l_a{}^2*C_a+2*l_{\ddot{\alpha}}{}^2*C_{\ddot{\alpha}}}{v_x J_{zz}}\right) & 0 & 0\\ \left(\frac{2h_sm_sC_a+2*h_sm_sC_{\ddot{\alpha}}}{v_xJ_{xx}m}\right) & \left(\frac{2h_sm_sl_aC_a+2*h_sl_{\ddot{\alpha}}m_sC_{\ddot{\alpha}}}{v_xJ_{xx}m}+\frac{2h_sv_xm_s}{J_{xx}}\right) & -\frac{c}{J_{xx}} & \frac{m_sgh_s-k}{J_{xx}}\\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_y\\ r\\ \dot{\phi}\\ \phi\end{bmatrix}$$

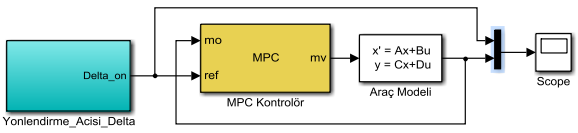
$$+\begin{bmatrix} \frac{2C_{\ddot{\alpha}}}{m}+C_{x\ddot{\alpha},sol}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{m*v_x}\right)+C_{x\ddot{\alpha},sağ}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{mv_x}\right)\\ \frac{2l_{\ddot{\alpha}}C_{\ddot{\alpha}}}{m*J_{zz}}+C_{x\ddot{\alpha},sol}l_{\ddot{\alpha}}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{v_xJ_{zz}}\right)+C_{x\ddot{\alpha},sağ}l_{\ddot{\alpha}}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{v_xJ_{zz}}\right)\\ -\frac{m_sh_s}{mJ_{xx}}\left(2C_{\ddot{\alpha}}+\left(C_{x\ddot{\alpha},sağ}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{v_x}\right)+C_{x\ddot{\alpha},sol}\left(\frac{v_x-R_gw_w}{v_x}\right)\right)\right)\\ 0\end{bmatrix}[\delta_{\ddot{\alpha}}] \quad (22)$$

Çıkış denklemi olarak ise DYTO alınır ise,

$$y = \begin{bmatrix}0 & 0 & \frac{2c}{mgT} & \frac{2k}{mgT}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}v_y\\ r\\ \dot{\phi}\\ \phi\end{bmatrix} \quad (23)$$

4.3 Sistemin Model Öngörülü Kontrolü

Bir önceki bölümde elde edilen durum uzayı denklemleri Simulink MÖK araç kutusuna girdi olarak verilir. Örnekleme zamanı 0.01sn, öngörü ufku 10 birim ve kontrol ufku ise 2 birim olarak seçilir. Bu değişkenlere göre tasarlanan kontrol sisteminin Simulink modeli Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9: Model öngörülü kontrol blok diyagramı

Sisteme sırasıyla Şekil 10, Şekil 12 ve Şekil 14'teki referans girişleri uygulanır.

4.3.1 Kontrolörün J-turn cevabı

85 km hızda araca uygulan J-turn girişinin açık döngü cevabı Şekil 6'da verilmiştir. Şekilden aracın DYTO'nun birin üzerine çıktığı kolaylıkla görülebilir. Ancak MÖK kontrolünden sonra araç DYTO bir değerine yaklaşmak bir yana çok küçük hata oranı ile referans sinyalini izler.

4.3.2 Kontrolörün pozitif negatif basamak cevabı

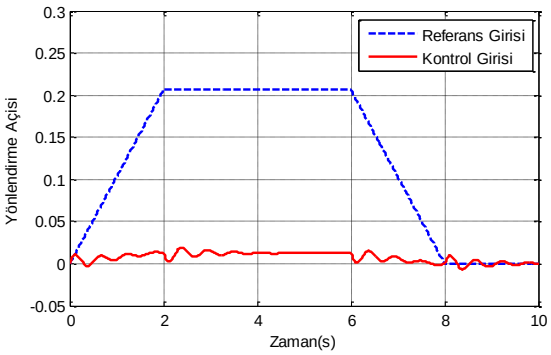
Pozitiften negatife ani değer değişiminin incelendiği $\delta_{\delta} = \pm 4.3282\, rad$ ve $v_x = 85\, km/s$ olacak şekilde uygulanan referans sinyali Şekil 12'de verilmiştir. Aracın bu girişe verdiği açık döngü cevabı ise Şekil 13'te verilmiştir. Sinyal incelendiğinde aracın bir kritik değerini aştığı görülmektedir. MÖK cevabı ise Şekil 14'teki gibidir. Cevap incelenecek olursa referans sinyalini çok küçük hatalar ile takip etmekte ve araç devrilme durumuna yaklaşmamaktadır.

4.3.2 Kontrolörün sinüzoidal cevabı

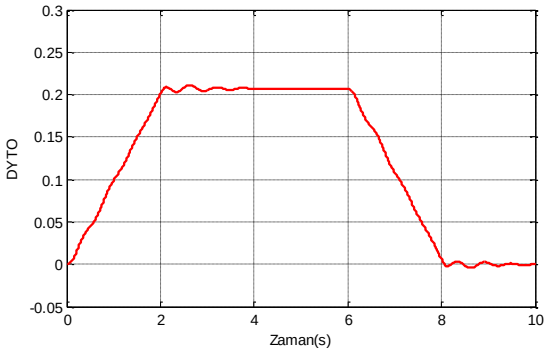
Araca uygulanan Sinüzoidal referans giriş $\delta_{\delta} = \pm 4.3282\, rad$ ve $v_x = 85\, km/s$ Şekil 15'te verilmiştir. Aracın bu girişe verdiği açık döngü cevabı ise Şekil 16'da ki gibidir. Açık döngü cevap incelendiğinde DYTO'nun daha önceki referans değerlerine nazaran kritik bir değerini daha az geçtiği gözlenebilir. Bunun en büyük sebebi diğer referanslardan farkı olarak direksiyon yönlendirme açısının diğer referanslara göre daha yavaş değişmesidir. Yine de araç devrilme sınırını aşmıştır. Ancak MÖK cevabının yer aldığı Şekil 17 incelenecek olursa sistemin ilk iki saniyede referanstan biraz farklı, ilerleyen saniyelerde birebir referans sinyalini izlediği görülebilir.

5.Sonuçlar

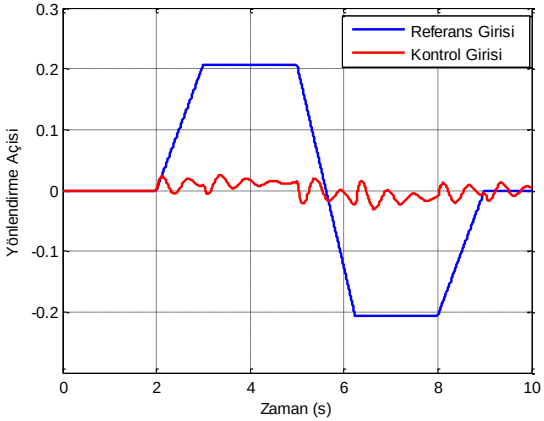
Bu çalışma kapsamında Isuzu marka Novo aracının yalpa ve devrilme dinamiğinin doğrusal olmayan modelleri oluşturulmuştur. Bu modeller durum uzayı formuna dönüştürülmüştür. Elde edilen durum uzayı denklemleri kullanılarak ise sisteme model öngörülü kontrol uygulanmıştır. Açık döngü cevaplarında DYTO'nun 1'in üzerinde olduğu gözlemlenmiştir. Devrilme ile sonuçlanacak j-Turn manevrasında kontrolör kullanılarak DYTO cevabının sistem giriş parametresi olan direksiyon giriş değerlerini çok düşük hata oranları ile izlediği ve devrilme durumunun engellendiği sonucuna ulaşılmıştır.



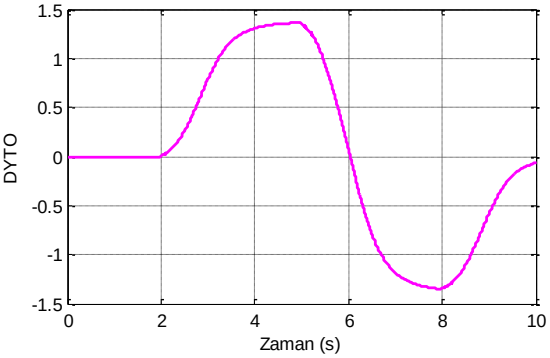
Şekil 10: MÖK J-turn girişi ve kontrol sinyali



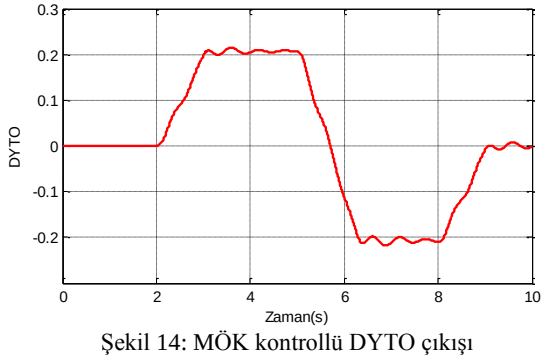
Şekil 11: J-turn girişe MÖK kontrollü DYTO çıkışı



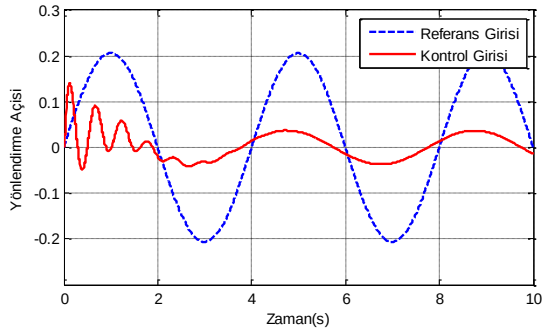
Şekil 12: MÖK referans girişi ve kontrol sinyali



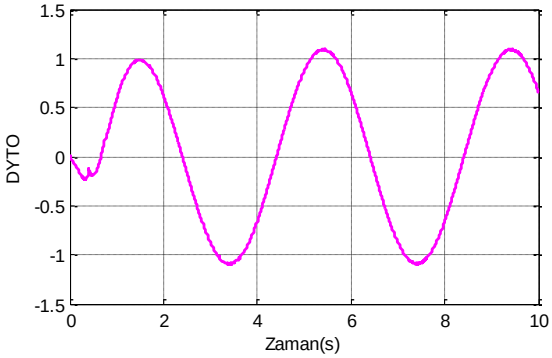
Şekil 13: Aracın açık döngü cevabı



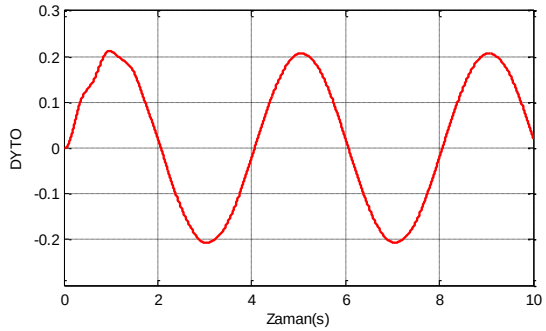
Şekil 14: MÖK kontrollü DYTO çıkışı



Şekil 15: Sinüzoidal MÖK referans girişi ve kontrol sinyali



Şekil 16: Aracın sinüzoidal girişe ve açık döngü cevabı



Şekil 17: Sinüzoidal girişe MÖK kontrollü DYTO çıkışı

Kaynakça

[1] Trafik Kaza İstatistikleri 2011, *Emniyet Müdürlüğü*, 2011.

[2] Friedewald, K. "Insassenschutz bei Fahrzeug Überschlägen " ATZ, Vol. 96, Germany, 1994.

[3] Parenteau, C. Thomas, P. Lenard, J. "US and UK Field Rollover Characteristics," SAE 2001-01-0167, 2001.

[4] NHTSA: "Traffic Safety Facts 2001 - Overview," DOT HS 809 476, 2002.

[5] Chen, B.C. and Peng, Huei, "Rollover Warning for Articulated Heavy Vehicles Based on a Time-to-Rollover Metric", Transactions of the ASME, Vol. 127, September 2005, pp.406-414.

[6] Chen, B. C. and Peng, Huei, "A Real-time Rollover Threat Index for Sports Utility Vehicle", Proceedings of the American Control Conference, San Diego, California, June 1999, pp. 1233-1237.

[7] Van Zanten, Anton T., Evolution of electronic control systems for improving the vehicle dynamic behavior, *Symposium on Advanced Vehicle Control*, 2002, pp.1-9.

[8] Hanlong Y. and Louis Y. L. A Robust Active Suspension Controller with Rollover Prevention, *Society of Automotive Engineer International*, Paper No. 2003-01-0959, 2003.

[9] Roebuck, R. L. Cebon D. and Dale S. G. "Optimal Control of Semi-active Tri-axle lorry suspension", Vehicle System Dynamics, Vol. 44, Supplement, 2006, pp. 892-903.

[10] Solmaz S., Topics in Automotive Rollover Prevention: Robust and Adaptive Switching Strategies for Estimation and Control, Thesis (PhD), Hamilton Institute, Maynooth, 2007, 893.

[11] Beal C., Applications of Model Predictive Control to Vehicle Dynamics for Active Safety and Stability, Thesis (PhD), Stanford University, California, 2011.

[12] Sert E., " Hafif Ticari Kamyonetin Devrilme Kontrolünde Farklı Kontrol sistemi Uygulamaları ", ISITES 2014, Haziran 18-20 2014, Karabük.

[13] Sert E., Ağır Taşıtlarda Devrilme Dinamiğinin Eniyilemesi ve Kontrol Sistemi Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ, İstanbul, 2014.

[14] M. Awais Abbas, "Non-Linear Model Predıctıve Control For Autonomous Vehıcles", Thesis (MSc), University of Ontario Institute Of Technology, Ontario, 2011.

VERİ TABANI SANAL SUNUCU MAKİNESİ KAYNAKLARININ OPTİMAL KONTROLÜ

Özgür Armağan[1], *Leyla Gören Sümer*[2]

[1]ING BANK İstanbul
ozgurarm@yahoo.com

[2]İstanbul Teknik Üniversitesi,
Kontrol ve Otomasyon Müh. Böl.
leyla.goren@itu.edu.tr

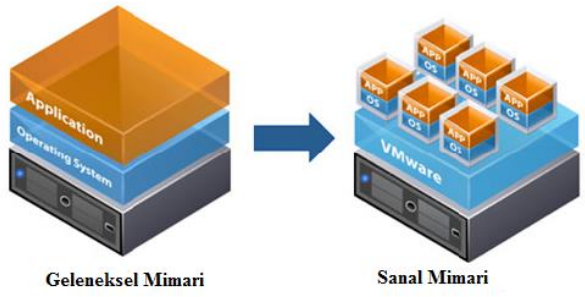
Özetçe

Bu çalışmada sanal sunucu sistemlerinin modellenmesinde kullanılabilecek bir yöntem önerilmiş ve kaynak kontrolüne ilişkin optimal bir kontrol kuralı sunulmuştur. Geliştirilen yöntem gerçek bir veri tabanı sanal sunucusun modellenmesi ve kontrolüne uygulanmıştır. Gerçek sistem üzerinde yapılan çeşitli deneyler sonucunda çoklu SISO modelin bir çok bakımdan kontrol modeli olarak kullanılmaya elverişli olduğu sonucuna varılmıştır. Bu çalışmada sistemin kontrolü integral etkili Lineer Karesel Gaussian (LQG+I) yöntemi ile yapılmıştır. Elde edilen kontrol kuralının sisteme uygulanmasını mümkün kılan sürücü sistemi ve geribeslenmesi gereken büyüklüklerin algılanmasını sağlayan ölçme sistemi tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolörlerin gerçek zamanlı testleri için için VMware sanal makinalarının kullanıldığı gerçek bir veri merkezini emüle eden bir test ortamı oluşturulmuştur. Test ortamında veri tabanı sunucusu üzerinde SQL Server veri tabanı kurulmuş, zamanla değişen yoğun iş yükü etkisi yaratılmıştır. Bu koşullar altında veri tabanı sunucusunun CPU kullanımı ve bellek tüketimini istenen değerlerde tutmak üzere kontrolör gerçek zamanlı bir geri besleme çevrimi kullanılarak test edilmiştir. Deneysel sonuçlar, özellikle yoğun iş yükü altındaki veri tabanı sunucusunun CPU ve bellek kaynak tüketimini istenilen seviyede tutma problemine etkin bir çözüm oluşturduğunu göstermiştir.

1. Giriş

Geribeslemeli kontrol kuramı ve tasarım teknikleri son yıllarda bilgisayar ve bilişim sistemlerini ilgilendiren konularda da kullanılmaya ve bu sistemlerde ortaya çıkan bazı problemlerinin çözümünde de kullanılmaya başlamıştır. Bununla birlikte, kontrol kuramının bilgisayar sistemlerinin kaynak yönetiminde kullanımına çok seyrek rastlanmaktadır. Bu çalışmanın amacı; bilgisayar sistemlerindeki dinamik kaynak yönetimi probleminin çözümünde kontrol teorisi ve tekniklerini uygulamak olarak özetlenebilir. Yapılan literatür araştırmasının sonucunda bu problemin tanımlandığı ancak dinamik bir çözümün var olmadığı ve kontrol tekniklerinin de kullanılmadığı görülmüştür, [1].

Sanalaştırma ve bulut bilişim son zamanlarda çok ilgi çekmekte olan güncel konulardandır. Veri merkezleri, sanallaştırma ve bulut bilişimin en önemli uygulama alanlarından biridir. Veri merkezi; bilgisayar sistemleri, ağ elemenları ve depolama sistemleri gibi bilgisayar parçalarını bünyesinde bulunduran bir servistir. Sanal sunucu, aynı fiziksel makinenin birden fazla farklı sunucu varmış gibi davranmasını sağlayan yazılımlar kullanır. Sanal ortamda kaynaklar sunucu ve sanal makinalar arasında paylaşılır. Veri merkezinde pek çok sunucu bulunabilir ve her bir sunucu Şekil 1.1'de gösterildiği gibi üzerinde birden fazla sanal makina bulundurabilir. Sanallaştırmada en önemli kısım, 'sanal makina'dır (VM).



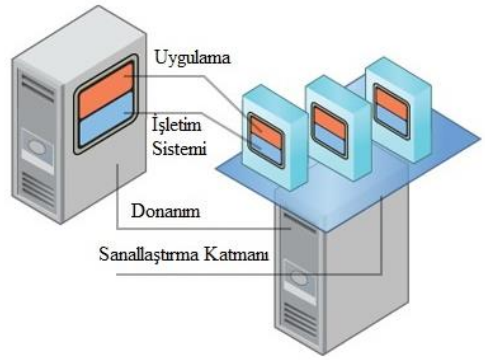
Şekil 1.1 Geleneksel sunucu ile sanallaştırılmış sunucu arasındaki fark. Sanal ortamda bir sunucu birden fazla VM üzerinde bulunudurabilir.

Her bir VM Şekil 1.2' de gösterildiği gibi üzerinde işletim sistemi ve uygulama bulundurur ve izole edilmiş yazılım kabı gibi davranır. Herbir VM ayrı ve bağımsız olduğundan, birden fazla sanal makina tek bir sunucu üzerinde çalışabilir. Sanal makinalar üzerinde bir yada daha fazla uygulama bulunabilir. Pek çok uygulama ve işletim sistemi bir sunucu üzerinde aynı anda çalışabilir. Bir VM, üzerinde veri tabanı/veri tabanı yönetim sistemi tutabilir. Bu durumda VM veri tabanı sunucusu olarak hizmet görür.

Veri tabanı sunucular yaygın olarak kullanılır ve veri tabanı sunucuların veri merkezinde önemli işlevleri vardır. Bu sunucular üzerinde değişen iş yükü olabilir. İstenen, değişken iş yüküne rağmen, işlemlerin zamanında tamamlanmasıdır. Bu sebeple veri tabanı sunucular için servis kalitesi (QoS) önemli bir konudur. Ayrıca, veri tabanı sunucusu merkezi işlem birimi (CPU) kullanımı ve bellek tüketimi de kontrol altında olmalı, yani CPU ve bellek kaynakları gereginden az, ya da çok tüketilmemelidir, [2,3].

Sanallaştırılmış veri merkezinde, sanal makinalar arasında ortak kaynakların kullanımının kontrolü ve kaynakların sanal

makinalar için optimal olarak tahsis edilmesi problemi çözüm bekleyen açık bir konudur [4, 5].



Şekil 1.2 : Sanal makina içinde işletim sistemi ve uygulama (APP) bulundurur.

Bu çalışmada VM üzerinde yer alan veri tabanı sunucusunun, CPU kullanımının ve bellek tüketiminin, dinamik olarak kontrol edilmesi üzerine bir doktora çalışması [6]'de geliştirilen yöntemlerden LQG+I yönetmine yer verilmiştir. Bu doktora çalışmasında geliştirilen diğer bir yöntem PI kontrolör tasarımı [7]'de bulunabilir. Bu çalışmada geliştirilen yöntemler kullanılarak, bir veri merkezindeki tüm uygulamalar için yeterli kaynak tüketimi sağlanabilir ve ihtiyacı olan diğer uygulamalar için daha fazla CPU ve bellek kaynakları ayrılabilir.

2. Sanal Veritabanı Sunucusu ve Matematik Modeli

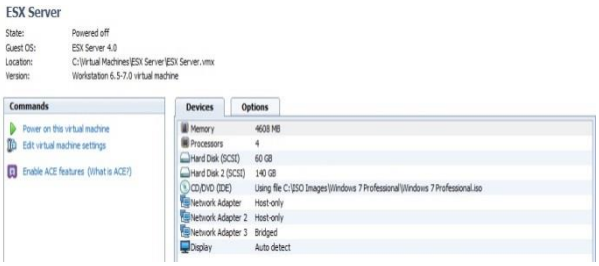
2.1. Sanal Veritabanı Sunucusu Deney Ortamı

Bu çalışmada üzerinde gerçek zamanlı deneyleri yapabilmek için, VMware sanallaştırma teknolojisini kullanan ve test ortamı olarak işlev görecek bir veri merkezi hazırlanmıştır. Veri merkezinde pek çok fiziksel makine (host) bulunabileceği gibi her host makinesinin üzerinde bir ya da daha fazla sanal makinalar bulunabilir. Her bir sanal makinanın kendine özgü işletim sistemi, bellek, CPU, hard disk, cd-rom, ağ adaptörü gibi kaynakları bulunur. Emülatör olarak da isimlendirdiğimiz test ortamında, 192.168.10.10 internet protokol adres (IP) 'li bir host makinası oluşturuldu. 192.168.10.10 host makinası üzerinde 192.168.10.12 IP 'li Win7 isimli veri tabanı sanal makinası ve 192.168.10.11 IP 'li WinXP isimli Web sanal makinası oluşturuldu. Kurulan sanal makinalar Şekil 2.1 ile gösterilmiştir.

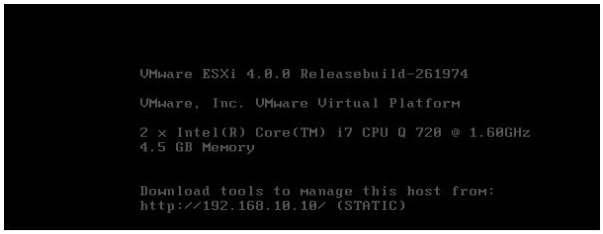


Şekil 2.1 192.68.10.10 IP' li ESX sunucu üzerinde yaratılan sanal makinalar.

Tüm sanal platformun üzerinde bulunduğu ESX host sunucu makinası için 4608 Megabyte (MB) bellek, 4 adet işlemci, 60 Gigabyte (GB) hard disk ve 140 GB ikinci bir hard disk ayrılmıştır. ESX sunucu konfigürasyonu aşağıda Şekil 2.2 'de ve Şekil 2.3'de gösterilmiştir. Sanal makinalar host sunucusunun kaynaklarını kullanır. Her bir sanal makinaya birbirinden bağımsız olarak CPU, bellek ve disk kaynakları ayrılabilir. Şekil 2.4 ile veri tabanı sanal makinasına ilişkin kaynaklar gösterilmektedir.

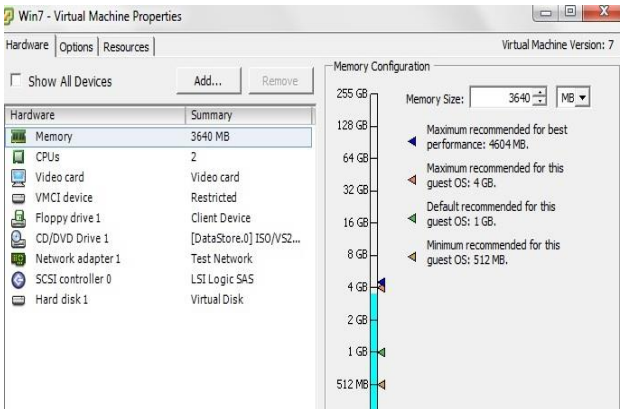


Şekil 2.2 ESX sunucu konfigürasyonu gösterilmektedir.



Şekil 2.3 ESX sunucu makinası Red Hat işletim sistemi üzerinde kurulmuş bir makinadır. Tüm sanal platform, bu sistem üzerinde yer alır.

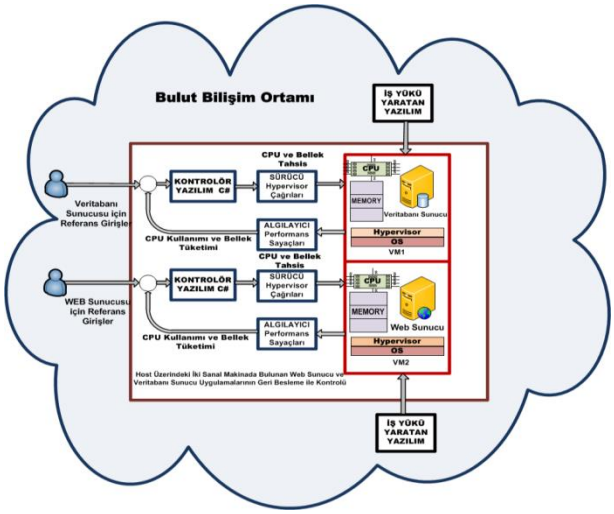
Veri tabanı sanal makinası ve Web sanal makinası host üzerinde yer alır ve bu sanal makinalar için maksimum 3.5 GB bellek, iki i7 CPU Q720 1.6 Gigahertz (GHz) mantıksal işlemci tahsis edilmiştir. Host sunucu ve sanal makinalar ağa 100 Megabit per second (Mbps) yerel ağ adaptörü ile bağlıdırlar. Veri tabanı sanal makinası üzerinde Windows 7 işletim sistemi ve SQL Server 2008 R2 kurulmuştur . SQL Server üzerinde '*DS'* isimli veri tabanı oluşturulmuştur. *DS* veri tabanını kullanacak uygulama için *DS* veri tabanı üzerinde tablo, fonksiyon ve prosedür objeleri oluşturulmuştur.



Şekil 2.4 Win7 sanal makinesine ilişkin kaynaklar gösterilmektedir

Host ve sanal makinalardan oluşan test sistemi ayrıca bu sistemi kontrol eden sisteme ilişkin genel şema Şekil 2.5 ile gösterilmiştir. Bu çalışma kapsamında, veri merkezindeki veri tabanı sanal sunucu makinasının kontrolü için geri besleme

çevrimi oluşturmak üzere algılayıcılar, sürücüler ve kontrolörler gerçeklenmiştir.



Şekil 2.5 Sanal makinalar ve bu makinaların kaynak kontrolüne ilişkin genel şema.

Algılayıcılar, CPU kullanımı ve bellek tüketimi ile ilgili istatistiksel bilgiye erişmek için VMware performans yöneticisine uygulama program arayüz (API) çagrıları yapan C# programlama diliyle yazılmış yazılım parçalarıdır. Algılayıcılar, bellek için bellek tüketim (*Memory Consumed*) performans sayacına ilişkin veriyi mutlak değer olarak, kilobyte birimi cinsinden ve örnekleme zamanı olan 20 saniye içindeki ortalama değer olarak geri döndürür. CPU için ise CPU kullanım performans sayacını ilişkin veriyi (*CPU usagemhz*) mutlak değer olarak megahertz birimi cinsinden ve örnekleme zamanı olan 20 saniye içindeki ortalama değer olarak geri döndürür. Deney ortamında, veri tabanı sanal sunucu makinasının CPU ve bellek tahsisi, CPU ve bellek kaynakları ile ilgili limit parametresini ayarlayan VMware API çağrıları ile yapılır. İş yükü yaratmak için, SQLstress iş yükü yaratıcısı ile veri tabanı sanal makinası üzerinde yapay iş yükü yaratılmış ve iş yükünün büyüklüğü bu araç sayesinde ayarlanabilmiştir.

2.2. Sanal Veritabanı Sunucusu Matematik Modeli

Veri tabanı sisteminin fiziksel bir yapı olarak ele alınması mümkün olmadığı için matematik modelinin elde edilmesinde sistemin sadece giriş-çıkış verilerini kullanan kara-kutu yaklaşımı ile sistem tanıma teknikleri kullanılmıştır, [8]. Uygun bir sistem tanıma deneyinde kullanılacak, giriş işareti seçimi için pek çok giriş işareti ile deney yapılmış ve sinizoidal işaretin model elde etmek için yeterli olduğu sonucuna varılmıştır. Verideki ortama değerler, sapmalar ve bozukluklar temizlenmiş ve var olan giriş çıkış verileri; model tahmini ve doğrulama yapmak için iki kısma ayrılmıştır. Farklı model yapıları ve çeşitli sistem tanıma teknikleri en uygun modeli elde etmek için denenmiş ve elde edilen modeller doğrulama verisi ile sınanmıştır. Tüm deneylerde sistem örnekleme periyodu 20 saniye olarak seçilmiştir. Bu örnekleme periyodu sistem girişlerine karşılık sistemin çıkış zamanı düşünülecek olursa yeterli görülmüştür. Hypervisor, örnekleme periyodu süresince sistem çıkışının aldığı değerlerin ortalamasını alarak örnekleme zamanı sonunda bu ortalama değeri sistem çıkışı olarak atamıştır.

2.3 Giriş-çıkış değişkenleri ve sistem tanıma deneyi için giriş işareti seçimi

Modellemesi yapılacak dinamiklere ilişkin giriş ve çıkış değişkenleri şu şekilde tanımlanabilir: Sanal veritabanı makinası üç giriş ve iki çıkışa sahiptir. CPU tahsis ve bellek tahsis sırasıyla C_a , M_a , olarak isimlendirilmiştir. İş yükü bozucu giriş olarak tanımlanmış ve W olarak isimlendirilmiştir. Sanal sunucu makinasının çıkışları C_u , CPU kullanımı ve M_c, ise bellek tüketimidir. Sistem üzerinde yapılan deneyler sonucu, sistemin C_a, girişinin 500 Megahertz (MHz) and 2800 MHz arasında, M_a girişinin ise 300 Mb ile 2000 Mb değerleri arasında değerler alabileceği görülmüştür. Sistem girişlerinin aldığı değerlerin minimum değerlerden daha küçük olması durumunda sistem çalışmadığından tanıma deneyleri esnasında girişler bu minimum değerlerden daha büyük seçilmiştir. Sistem modelinin elde edilebilmesine olanak veren bir çok giriş işareti tanıma deneyinde kullanılmış ve sinüzoidal girişin sistemle ilgili verdiği bilginin -gerek dinamik açısından gerekse yapısal olarak- yeterli olduğu gözlenmiştir. Süreç sinüzoidal bir giriş işaretine karşılık sinüzoidal sistem çıkışı verdiği için matematik modelinin lineer olduğunun varsayılması uygun bulunmuştur.

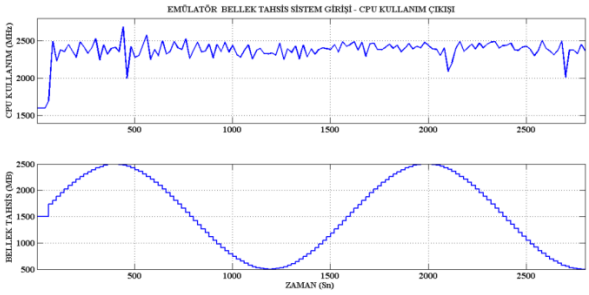
2.4 Sistem tanıma deneyleri, model yapısı ve model yapılarının karşılaştırılması

Veritabanı sanal sunucu makinasının giriş-çıkış ilişkisini ortaya koymak için bir dizi deney yapılmıştır. Bu deneylerde girişlerden biri ayrık sinüzoidal bir işareti ile sürülürken diğer giriş işareti sabit tutulmuş ve sistem çıkışları gözlemlenmiştir. Bu deneylerde sisteme,

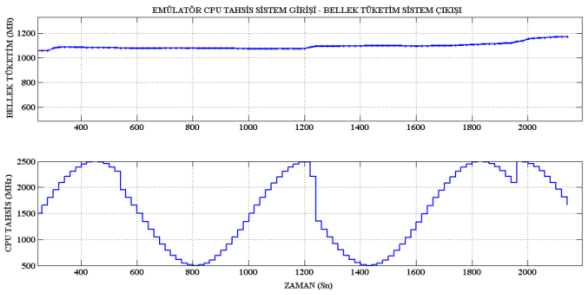
$$C_a = 2500\ MHz,\ \ M_a = 1500 + 1000 \sin 2\pi/1600\ MB \quad (1)$$

$$C_a = 1500 + 1000\ sin\ 2\pi/800 \quad MHz,\ \ M_a = 2500\ MB \quad (2)$$

işaretleri uygulanması sonucunda M_a sistem girişinin C_u sistem çıkışı üzerinde ve C_a sistem girişinin M_c sistem çıkışı üzerinde neredeyse hiç etkisinin olmadığı tespit edilmiştir, Şekil 2.6 ve Şekil 2.7. Bu deneyler ışığında sanal veritabanı sunucu sistemi iki SISO sistem olarak modellenebilir olduğu sonucuna varılmıştır.



Şekil 2.6 Bellek tahsis M_a– CPU kullanım- C_u

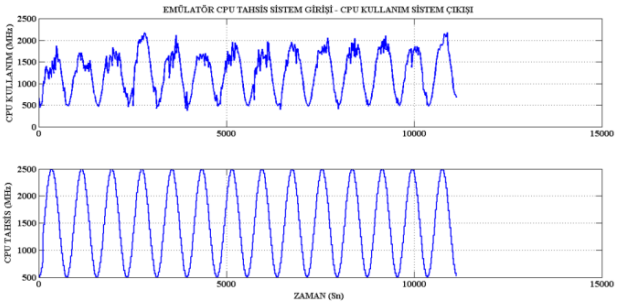


Şekil 2.7 CPU tahsis C_a– Bellek kullanım- M_c

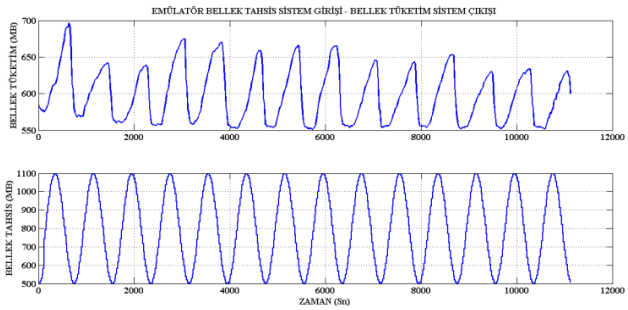
İki SISO sistemden biri için C_a ve W sırasıyla sistem girişi ve bozucu girişi, C_u sistem çıkışıdır. Diğer SISO sistem için M_a ve W sırasıyla sistem girişi ve bozucu girişi, M_c sistem çıkışıdır.

Sistemin matematiksel modelini elde etmek için sanal sunucu makinasına CPU ve bellek tahsisi girişlerine (3) de verilen gibi sinüzoidal işaretler, bozucu giriş olarak da iş yükü rastgele değerler alacak şekilde W= 100 kullanıcı, ortalama 100 kayıt/saniye rastgele iş yükü ve her bir işlem için 10000 byte ek bilgi yazma/okuma biçiminde uygulanmıştır. Bu şekilde oluşturulan iş yükü, yoğun bir iş yüküne karşılık gelir. Elde edilen sonuçlar Şekil 2.8 - 2.13 de verilen grafiklerle gösterilmiştir.

$$C_a = 1500 + 1000\,sin\,2\pi/800 \quad MHz$$
$$M_a = 800 + 300\,\,sin\,2\pi/800 \quad MB \qquad (3)$$

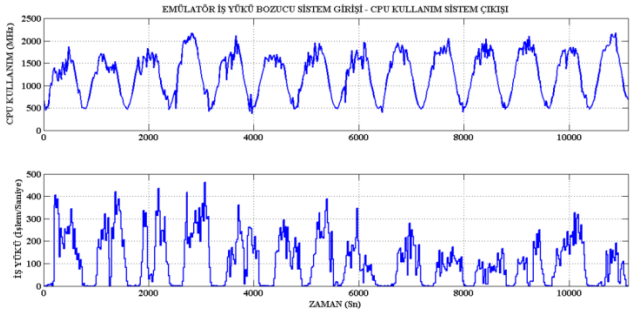


Şekil 2.8 C_a sistem girişi ve C_u sistem çıkışı.

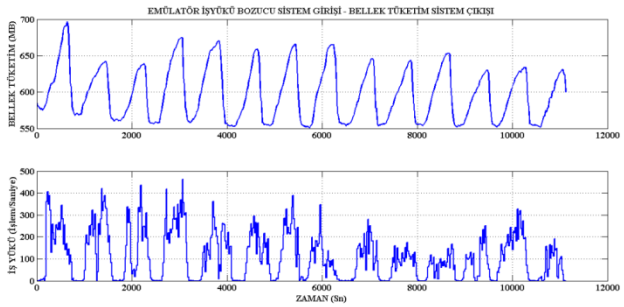


Şekil 2.9 M_a sistem girişi ve M_c sistem çıkışı.

Modelin elde edilmesi için emülatör sistemde sürdürülen deneyler sonucu elde edilen veri, MATLAB ortamına da aktarılmış ve sistem giriş ve çıkış verileri olarak MATLAB SIT üzerinde tanımlanmıştır.

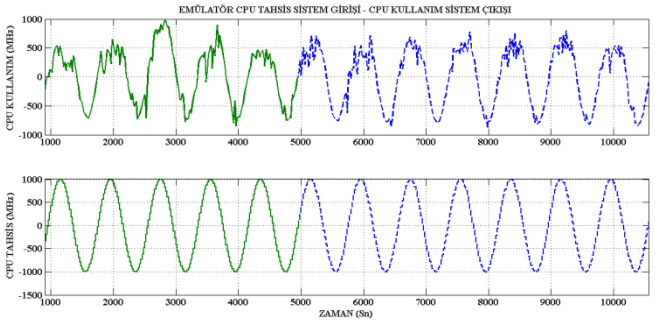


Şekil 2.10 W iş yükü ve C_u sistem çıkışı

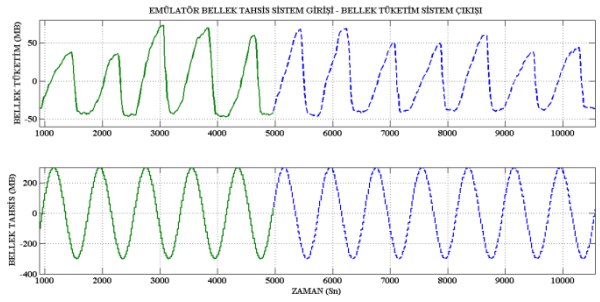


Şekil 2.11 W iş yükü ve M_c sistem çıkışı

.



Şekil 2.12 C_a sistem girişi ve C_u sistem çıkışı verileri, ortalama değer çıkartıldıktan sonra tahmin (yeşil) ve doğrulama (mavi) verileri



Şekil 2.13 M_a sistem girişi ve M_c sistem çıkışı verileri, ortalama değer çıkartıldıktan sonra tahmin (yeşil) ve doğrulama (mavi) verileri

Verideki bozukluk ve sapmalar SIT vasıtasıyla veriden temizlenmiştir ve farklı modeller elde edilmiştir. Elde edilen modeller doğrulama verisi ile test edilmiş ve en fazla başarım

gösteren model için durum uzayı modeli yani (***A, B, C, D***) elde edilmiştir. CPU ve bellek çıkışında iki örnekleme zamanı gecikme görülmüştür. CPU ve bellek sistem çıkışlarında görülen iki örnekleme zamanı gecikme hesaba katıldığında sistem parametreleri aşağıdaki gibi gösterilebilir. $A_{2\,x\,2}$, $B_{2\,x\,2}$, $C_{1\,x\,2}$, $D_{1\,x\,2}$ boyutunda matrislerdir.

$$A_{\text{siso_CPU}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0{,}4286 \end{bmatrix} ,$$

$$B_{\text{siso_CPU}} = \begin{bmatrix} 0{,}5657 & -0{,}1453 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ,$$

$$C_{\text{siso_CPU}} = [0 \quad 1] \quad , \; D_{\text{siso_CPU}} = [0 \quad 0]$$

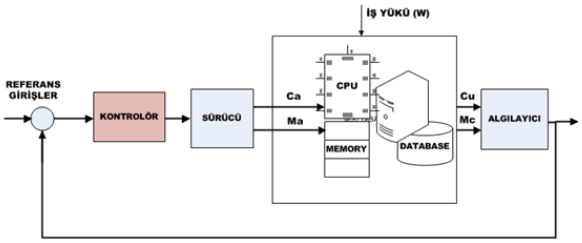
$$A_{\text{siso_mem}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0{,}9722 \end{bmatrix} , \; B_{\text{siso_mem}} = \begin{bmatrix} 0{,}1656 & 0{,}004 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} ,$$

$$C_{\text{siso_mem}} = [0 \quad 0{,}125] \quad , \; D_{\text{siso_mem}} = [0 \quad 0].$$

Bu model parametreleri kullanılarak sistemin simulasyonu SIMULINK üzerinde yapılmış ve çeşitli doğrulama deneyleri ile modelin kontrol tasarımı yapmaya uygun olduğu belirlenmiştir.

3. Sanal Veritabanı Sunucusunun Kontrolü

Sanal veritabanı sunucunun kaynak kontrolü için [6]'da önerilen kontrol yapısı, Şekil 3.1 de verilmiştir. Aynı çalışmada sistem için ayrık zamanlı aşımsız cevap verecek bir PI kontrolörü tasarlanmış, deney sonuçları elde edilmiş ve sistemin başarılı sonuçlar verdiği gözlenmiştir, [6, 7].



Şekil 2.1 Sanal ortamdaki veri tabanı sunucu sistemi için geri besleme kontrol sistemi

Özellikle bozucu etkilerin ve ölçüm gürültülerinin olduğu sistemlerde sürekli hal hatasını mümkün olduğunca azaltmak için ve sistem performansını, diğer bir deyişle sistem çıkışının referansı takip etmedeki başarımını yüksek tutarken bunu münkün olan en küçük enerji ile diğer bir deyişle büyüklüğü sınırlı kontrol işareti ile başarabilmek için uygun yöntemlerden biri integral etklili Linear-Quadratic Gaussian (LQG) servo kontrolör ile sistemi kontrol etmektir.

3.1. İntegral Etkili LQG Servo Kontrolör

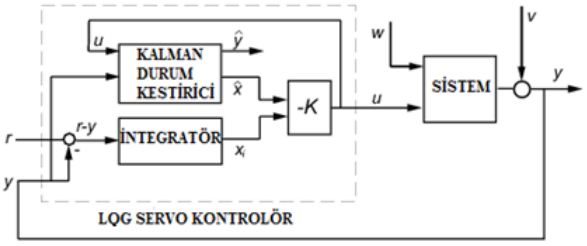
Bu çalışmada veri tabanı sunucusunun CPU kullanımı ve bellek tüketimini iş yükü altında istenen değerlerde tutmak üzere integral etkili LQG servo kontrolör tasarlanmıştır, [5]. İntegral etkili LQG servo kontrolör ile yönetilen geri beslemeli bir kontrol sistemi Şekil 3.1 ile gösterilmiştir.

3.1.1. CPU tahsis – CPU kullanım ve Bellek tahsis – bellek kullanım SISO sisteminlerine ilişkin Kalman filtresi tasarımı

İki örnekleme zamanı gecikmeli, ayrık zamanlı, zamanla değişmeyen CPU tahsis-CPU kullanım SISO sisteminin *bozucu etki altında*, durum uzayı modeli,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0.4286 \end{bmatrix}, \; B = \begin{bmatrix} 0.5657 \\ 0 \end{bmatrix} , \; G = \begin{bmatrix} -0.1453 \\ 0 \end{bmatrix},$$
$$C = [0\ 1], \; D = [0] \; , H = [0]$$

şeklindedir.



Şekil 3.1 İntegral etkili LQG kontrolör ile yönetilen geri beslemeli sistem.

Veritabanı sanal sunucu sistemi için CPU tahsis - CPU kullanım sistemine ilişkin Kalman filtresi tasarım parametreleri, simülasyon modeli üzerinde yapılan deneyler sonucu;

$$Q_n = 0.25, \; R_n = 2.5, \; N_n = 0$$

olarak seçilmiştir. Tasarlanan Kalman Filtresinin kazancı,

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.0011 \end{bmatrix}$$

olarak hesaplanmıştır. Yine iki örnekleme zamanı gecikmeli, ayrık zamanlı, bellek tahsis-bellek kullanım SISO sisteminin *bozucu etki altında*, durum uzayı modeli,

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0.9722 \end{bmatrix} , B = \begin{bmatrix} 0.1656 \\ 0 \end{bmatrix}, \; G = \begin{bmatrix} 0.004 \\ 0 \end{bmatrix} ,$$
$$C = [0\ 0.125], \; D = [0] \; , \; H = [0]$$

şeklindedir. Bu sisteme ilişkin Kalman filtresi tasarım parametreleri, simülasyon modeli üzerinde yapılan deneyler sonucu;

$$Q_n = 0.25, \; R_n = 0.25, \; N_n = 0$$

olarak seçilmiştir. Tasarlanan Kalman Filtresinin kazancı,

$$L_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.00004 \end{bmatrix}$$

olarak elde edilmiştir.

3.1.1. CPU tahsis – CPU kullanım ve Bellek tahsis – bellek kullanım SISO sisteminlerine ilişkin LQR+I kontrolör tasarımı

CPU tahsis- CPU kullanım SISO sistemine ilişkin olarak *LQR+I* için tasarım parameterleri :

$$Q = \begin{bmatrix} 0.0001 & 0 & 0 \\ 01 & 0.0001 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}, R = [0.99], N = [0]$$

olarak seçilmiştir. Örnekleme zamanı $T_s = 20\ s$ dir ve *LQR+I* kazancı,

$$K = [0.1752 \quad 0.1038 \quad -0.0092] ,$$

olarak elde edilmiştir.

Bellek tahsis- Bellek kullanım SISO sistemine ilişkin olarak *LQR+I* için tasarım parameterleri :

$$Q = \begin{bmatrix} 0.000001 & 0 & 0 \\ 0 & 0.000001 & 0 \\ 0 & 0 & 0.000001 \end{bmatrix}$$

$$R = [0.5],\ N = [0]$$

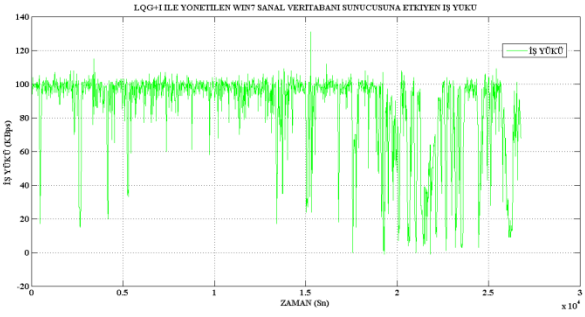
olarak seçilmiştir. Örnekleme zamanı $T_s = 20\ s$ dir ve *LQR+I* kazancı,

$$K = [0.98 \quad 0.099 \quad -0.0014]$$

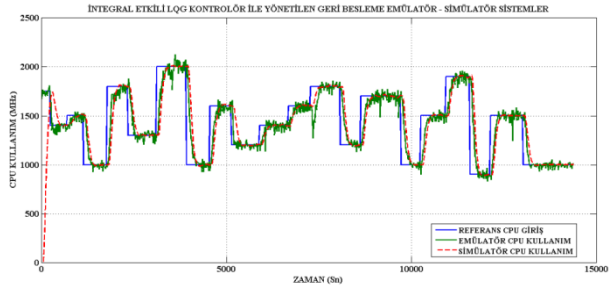
olarak hesaplanmıştır.

4. Deney Sonuçları

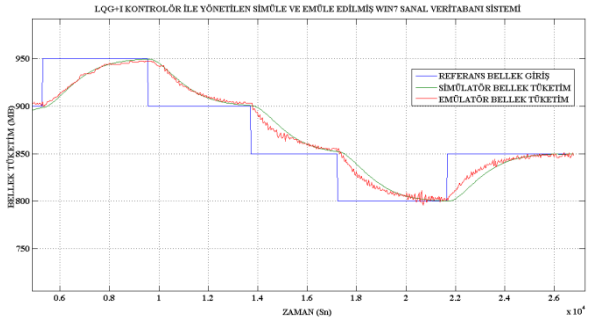
Tasarlanan kontrol sisteminin başarımı sınamak için bir çok deney yapılmıştır. Burada verilen deney sonuçları Şekil 4.1 de verilen iş yükü altında, CPU ve Bellek kullanımının kontroluna ilişkindir.



Şekil 4.1 Veri tabanı sunucusuna etkiyen iş yükü dağılımı.



Şekil 4.2 : CPU sistemi için referans değer ve CPU kullanımı.



Şekil 4.3 Bellek sistemi için referans değer ve bellek kullanımı.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada günümüz bilişim teknolojilerinde gittikçe önem kazanan sanal sunucu sistemlerinin modellenmesinde kullanılabilecek bir yöntem önerilmiş ve kaynak kontrolüne ilişkin optimal bir kontrol kuralı sunulmuştur. Deney sonuçları üzerinden, önerilen kontrolörün başarımı sınanmış ve oldukça iyi sonuçlar elde edildiği görülmüştür. İki ayrı tür sanal işletim sistemi üzerinde yapılan deneyler sonucu elde edilen karesel hata ortalama değerleri karşılaştırma amacıyla kontrol edilmeyen (geribeslemesiz) sisteme ilişkin karesel hata ortalamasıyla beraber Tablo 1 de görülmektedir. Tablo 1 geribeslemeli kontrol işleminin, kaynak kullanımını ne kadar büyük ölçekte optimize ettiğini göstermektedir.

Tablo 1: Karşılaştırma

	LQG+I KONTROLÖR RMSE	PI KONTROLÖR RMSE	GERİ BESLEMESİZ RMSE
WIN XP BELLEK	21.7717	25.5955	63.5860
WIN 7 BELLEK	24.9136	25.6602	85.5568
WIN XP CPU	31.3935	35.5580	55.6538
WIN 7 CPU	35.5313	38.5679	61.2387

Kaynakça

[1] **Hellerstein J.L., Diao Y., Parekh S. ve Tilbury D. M.** (2004). *Feedback Control of Computing Systems.* Wiley-Interscience, 2004.

[2] **Chandra A., Gong W. ve Shenoy P.** (2003). Dynamic resource allocation for shared data centers using online measurements. Newsletter ACM SIGMETRICS Performance Evaluation Review, Haziran 2003; 31(1):300.

[3] **Padala P., Hou K.-Y., Shin K. G., Zhu X., Uysal M., Wang Z., Singhal S. ve Merchant A.** (2009). Automated control of multiple virtualized resources. In: Proceedings of the 4th ACM European conference on Computer systems, EuroSys'09. New York, NY, USA: ACM; p.13–26.

[4] **Chen Y., Das A., Qin W., Sivasubramaniam A., Wang Q. ve Gautam N.** (2005). Managing server energy and operational costs in hosting centers, Proceedings of the 2005 ACM SIGMETRICS international conference on Measurement and modeling of computer systems, Haziran 06-10, 2005, Banff, Alberta, Canada

[5] **Crovella M. E. ve Bestavros A.** (1997). Self-similarity in World Wide Web Traffic,IEEE/ACM Transactions on Networking (TON) archive Volume 5, Issue 6, Pages: 835 - 846 .

[6] **Armağan Özgür,** *"Veri tabanı Sanal Sunucu makinesi Çoklu kaynaklarının Geribesleme ile kontrolü"* Dr. Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, 2014

[7] **Armağan Ö. ve Gören-Sümer L.** (2014). Feedback Control for Resources of Virtualized Database Server, Computers and Electrical Engineering, 40 (2014) 1683–1702, Elsevier.

[8] L. **Ljung L. (1999).** *System Identification: Theory for the User* (2nd Edition), Prentice Hall.

KALICI MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR (KMSM) İÇİN RUNGE-KUTTA MODEL ÖNGÖRÜLÜ KONTROL YAKLAŞIMI

Adile AKPUNAR[1],Serdar İPLİKÇİ[2]

[1]Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
aakpunar@pau.edu.tr

[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Pamukkale Üniversitesi, 20070, Denizli-Türkiye
iplikci@pau.edu.tr

Özetçe

Model Öngörülü Kontrol (MPC), birçok farklı uygulamalarda kullanılmakta olan modern bir metottur. Bu uygulamalardan biri de elektrik makinalarıdır. Bu çalışmada, doğrusal olmayan Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorun (KMSM) hızını denetlemek ve ardışık doğrusal denetleyicilerin sınırlılıklarının üstesinden gelmek için Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrol yaklaşımı amaçlanmıştır. Hız ve akımın denetlenmesi kaskat yapıda değil, sistemin tüm durum değişkenleri içinde birleştirilmiştir. Böylelikle amaçlanan denetleyici hem akım hem de gerilim sınırlamalarını yerine getirir. KMSM için Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrol yaklaşımı Matlab ortamında gerçekleştirilmiştir ve bu denetleyicinin ani yük değişimlerinde bile KMSM'yi kararlı ve başarılı bir şekilde kontrol edebildiği benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

1- Giriş

Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorlar (KMSM), darbe genişlik modülasyonu (PWM) invertörlerle beslenirler ve endüstriyel uygulamalarda, özellikle sabit torklu çalışmanın istenildiği servo sürücü uygulamalarında kullanılırlar [1]. Ayrıca, robotik eyleyiciler, sabit disk sürücüler, ev uygulamaları, otomotiv ve yenilenebilir enerji dönüşüm sistemleri gibi geniş aralıklı sürücü uygulamalarında da her geçen gün Doğru Akım (DA) motorları ve Asenkron motorların yerini almaktadırlar [2]. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motorların avantajları, hafif, küçük boyutlu, basit mekaniksel yapılı, bakımı kolay, güvenirliliği iyi ve yüksek verimli olmasıdır. Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (KMSM) sürücü sistem uygulamaları için genelde söylenen iki durum: ayarlanabilir-hız sürücü sistemi ve pozisyon kontrol sistemidir. Ayarlanabilir-hız sürücü sistemi iki kontrol döngüsüne sahiptir: akım kontrolü ve hız kontrolü [1].

KMSM sürücü sistemin performansını iyileştirmek için birçok araştırmalar yapılmıştır. Bu araştırmalar da genellikle akım döngüsü, hız döngüsü ve/veya pozisyon döngüsüne ilişkin performans iyileştirmesi üzerine ağırlık verilmiştir [1]. KMSM sürücü sistemi, basit oluşundan dolayı PI denetleyici kullanılarak kontrol edilir. Ancak PI denetleyici, KMSM servo sistemin doğrusal olmayışından dolayı, yük bozulumlarında yeteri derecede iyi performans sağlayamaz. Son yıllarda, KMSM sistemi için pek çok doğrusal olmayan kontrol metotları geliştirilmiştir [3]. Bunlardan bazıları Doğrusallaştırılmış kontrol [4], uyarlanabilir kontrol [5], dayanıklı kontrol [6], kayan kip kontrol [7], bozulum gözleyici-tabanlı kontrol [8], bulanık kontrol [9], sinir ağı kontrol [10], ve benzeri kontrol yöntemleridir.

Elektriksel sürücüler için bir diğer önemli kontrol adayı, optimizasyon tabanlı bir yaklaşım olan Model Öngörülü Kontroldür (MPC). MPC'nin pek çok araştırmacı tarafından en gürbüz kontrol tekniklerinden biri olduğu gösterilmiştir. Uzun yıllardır bu yöntem sadece doğrusal olmayan yavaş sistemlere uygulanmasıyla sınırlı kalmıştır. Günümüzde sayısal sinyal işleme (DSPs) ve alanda programlanabilir kapı dizilerindeki (FPGAs) gelişmelerle, güç elektroniği dönüştürücüleri ve ayarlanabilir hız sürücüleri gibi hızlı sistemlerin kontrolü için gerçek zamanda MPC uygulamak mümkündür [2].

4.mertebeden Runge-Kutta (RK) algoritması, doğruluğu ve kararlı davranışları nedeniyle doğrusal olmayan sürekli zamanlı sistemlerin ayrıklaştırılmasında kullanılır. Runge-Kutta (RK) modeli olarak bilinen bu yapı, uyarlamalı doğrusal olmayan model-öngörülü denetleme, tahminleme, Jacobian hesabı, durum ve parametre kestirimi gibi pek çok uygulamada kullanılmıştır [11,12]. Bu çalışmada sürekli zamanlı ve doğrusal olmayan KMSM'ye 4.mertebeden Runge-Kutta model öngörülü kontrol yaklaşımı uygulanmıştır ve KMSM'nin hız kontrolü sağlanmıştır.

Çalışmanın devamında: bölüm 2'de KMSM'nin matematiksel modeli, bölüm 3'de Runge-Kutta Model Öngörülü Kontrol yaklaşımı ve sisteme uygulanması ile elde edilen sonuçlar, bölüm 4'de ise çalışmanın sonuçları verilecektir.

2- KMSM'nin matematiksel modeli

KMSM'nin (d-q) rotor referans çerçevede matematiksel modeli aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d$$
$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{\emptyset_v p\omega_r}{L_q} + \frac{1}{L_q} u_q$$
$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J}\left(\emptyset_v i_q + \left(L_d - L_q\right) i_q i_d\right) - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{T_L}{J} \quad (1)$$

Burada

i_d, i_q d ve q eksen stator akımları
u_d, u_q d ve q eksen stator gerilimleri

ω_r rotor hızı
T_L Yük torku
R stator direnci
L_d, L_q d ve q eksen stator endüktansları
$\emptyset_v$ sabit mıknatıs akı bağlantısı
p motor kutup sayısı
J atalet momenti
B viskoz sürtünme katsayısı
parametrelerini ifade etmektedir.

Kontrol edilen değişkenler rotor hızı ω_r ve d eksen stator akımı i_d dir.

3- Önerilen Runge-Kutta tabanlı kontrol yapısı ve benzetim sonuçları

$$\begin{aligned} &\dot{x} = f(x,u),\\ &y = g(x,u),\\ &u \in U, x \in X, \forall t \geq 0 \end{aligned} \qquad (2)$$

şeklinde kapalı formda verilen sistemin kontrol edilebilmesi için en uygun kontrol işaretinin bulunması amaçlanmaktadır. Buradaki durum denklemleri;

$$X_i = \{x_i \in \Re \mid x_{i_{min}} \leq x_i \leq x_{i_{max}}, i = 1, \ldots, N\}$$

$$U = \{u \in \Re \mid u_{min} \leq u \leq u_{max}\} \qquad (3)$$

şeklinde kısıtlara bağlıdır.

Sürekli zamanlı doğrusal-olmayan N-boyutlu bir sistemin durum denklemleri vektörel formda (2) şeklinde verilmiştir. Burada x vektörü sistemin durumudur (stator akımının d ve q eksen bileşenleri ve rotor hızı), u vektörü kontrol işaretidir (stator gerilimin d ve q eksen bileşenleri) ve y vektörü çıkış sinyalini (stator akımının d eksen bileşeni ve rotor hızı) göstermektedir. f_i ve g fonksiyonları, kontrol işareti ve durum vektörü değerlerine göre türevi alınabilen fonksiyonlardır. $x_{1_n}, \ldots, x_{N_n}$ anlık durumları ve u_n anlık girişi göstermek üzere sistemin n. anındaki değerleridir. $n, t = nT_s$ zamanındaki örnekleme anını gösterir. Bir sonraki örnekleme anındaki sisteme ait $x_{i_{n+1}}$ ve $y_{i_{n+1}}$ şeklinde verilen durum ve çıkış değerleri aşağıdaki eşitliklerde verilen 4.mertebeden RK algoritması ile öngörülebilir.

$$\begin{aligned} &\hat{x}_{1_{n+1}} = \hat{x}_{1_n} + k_{11_n}/6 + k_{12_n}/3 + k_{13_n}/3 + k_{14_n}/6,\\ &\quad\vdots\\ &\hat{x}_{N_{n+1}} = \hat{x}_{N_n} + k_{N1_n}/6 + k_{N2_n}/3 + k_{N3_n}/3 + k_{N4_n}/6,\\ &\hat{y}_{n+1} = g(\hat{x}_{1_{n+1}}, \cdots, \hat{x}_{N_{n+1}}, u_n) \end{aligned} \qquad (4)$$

Burada

$$\begin{aligned} &k_{11_n} = T_s f_1(\hat{x}_{1_n}, \cdots \hat{x}_{N_n}, u_n),\\ &\quad\vdots\\ &k_{N1_n} = T_s f_N(\hat{x}_{1_n}, \cdots \hat{x}_{N_n}, u_n),\\ &k_{12_n} = T_s f_1(\hat{x}_{1_n} + 0.5\,k_{11_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + 0.5\,k_{N1_n}, u_n),\\ &\quad\vdots\\ &k_{N2_n} = T_s f_N(\hat{x}_{1_n} + 0.5\,k_{11_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + 0.5\,k_{N1_n}, u_n),\\ &k_{13_n} = T_s f_1(\hat{x}_{1_n} + 0.5\,k_{12_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + 0.5\,k_{N2_n}, u_n),\\ &\quad\vdots\\ &k_{N3_n} = T_s f_N(\hat{x}_{1_n} + 0.5\,k_{12_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + 0.5\,k_{N2_n}, u_n),\\ &k_{14_n} = T_s f_1(\hat{x}_{1_n} + k_{13_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + k_{N3_n}, u_n),\\ &\quad\vdots\\ &k_{N4_n} = T_s f_N(\hat{x}_{1_n} + k_{13_n}, \cdots \hat{x}_{N_n} + k_{N3_n}, u_n), \end{aligned} \qquad (5)$$

şeklindedir. (4) denklemi aşağıdaki gibi vektörel formda yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{x}_{n+1} &= \hat{f}(\hat{x}_n, u_n)\\ &= \hat{x}_{n+1} + k_n\\ \hat{y}_{n+1} &= g(\hat{x}_n, u_n) \end{aligned} \qquad (6)$$

burada

$$\begin{aligned} k_n &= \frac{1}{6}\begin{bmatrix} k_{11} + 2k_{12} + 2k_{13} + k_{14}\\ k_{21} + 2k_{22} + 2k_{23} + k_{24}\\ \vdots\\ k_{N1} + 2k_{N2} + 2k_{N3} + k_{N4} \end{bmatrix}\\ &= \frac{1}{6}(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4) \end{aligned} \qquad (7)$$

şeklindedir.

Bu aşamadan sonra $t = nT_s$ örnekleme anındaki durum değişkenleri $x_{1_n}, \ldots, x_{N_n}$ ve giriş büyüklüğü u_n verildiğinde bir sonraki örnekleme anındaki $(t + T_s = (n+1)T_s)$ çıkışı (6) kullanılarak bulunabilir.

Burada Runge-Kutta tabanlı MPC'nin amacı, gelecek sistem çıkışının gelecek referans yörüngesini izleyebilmesi için en iyi girişini bulmaktır. Bu aşağıdaki eşitlikte tanımlanmış olan amaç fonksiyonun F en küçük yapılmasıyla elde edilir.

$$F(u_{n+1}) = \sum_{k=1}^{K} (\tilde{y}_{n+k} - \hat{y}_{n+k})^2 + \lambda (u_{n+1} - u_n)^2 \quad (8)$$

Burada K kestirim ufku ve λ cezalandırma terimidir. Doğrusal olmayan optimizasyon problemi çözmek için amaç fonksiyonu F'yi 2. dereceden Taylor yaklaşımına dayanarak δu_{n+1} terimine göre en küçük yapmaya çalışır.

$$\begin{aligned} F(u_{n+1} + \delta u_{n+1}) \cong F(u_{n+1}) &+ \frac{\partial F(u_{n+1})}{\partial (u_{n+1})} \delta u_{n+1}\\ &+ \frac{1}{2} \frac{\partial^2 F(u_{n+1})}{\partial u_{n+1}^2} (\delta u_{n+1})^2 \end{aligned} \qquad (9)$$

Amaç fonksiyonunu en küçük yapan δu_{n+1} terimi arandığı için F'nin δu_{n+1}'e göre türevi alınıp sıfıra eşitlenirse;

$$\delta u_{n+1} = -\frac{\frac{\partial F}{\partial u_{n+1}}}{\frac{\partial^2 F}{\partial u_{n+1}^2}} \quad (10)$$

elde edilir. (10) denklemine göre amaç fonksiyonunun $\delta u_{n+1}{}'$e göre 1. ve 2. türevlerinin hesaplanması gerekmektedir. Ancak 2. dereceden türevlerin hesaplama karmaşıklığı nedeniyle bu türevler yerine Jacobian yaklaşıkları kullanılabilir.

$$J = -\begin{bmatrix} \frac{\partial \hat{y}_1(n+1)}{\partial u_1(n)} & \frac{\partial \hat{y}_1(n+1)}{\partial u_2(n)} & \cdots & \frac{\partial \hat{y}_1(n+1)}{\partial u_R(n)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_1(n+K)}{\partial u_1(n)} & \frac{\partial \hat{y}_1(n+K)}{\partial u_2(n)} & \cdots & \frac{\partial \hat{y}_1(n+K)}{\partial u_1(n)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \frac{\partial \hat{y}_Q(n+K)}{\partial u_1(n)} & \frac{\partial \hat{y}_Q(n+K)}{\partial u_2(n)} & \cdots & \frac{\partial \hat{y}_Q(n+K)}{\partial u_R(n)} \\ \sqrt{\lambda_1} & \sqrt{\lambda_1} & \cdots & \sqrt{\lambda_1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \sqrt{\lambda_R} & \sqrt{\lambda_R} & \cdots & \sqrt{\lambda_R} \end{bmatrix} \quad (11)$$

1.ve 2. dereceden türevler J vektörü kullanılarak aşağıdaki şekilde tanımlanırlar.

$$\frac{\partial F(u_{n+1})}{\partial u_{n+1}} = 2J^T\hat{e} \text{ ve } \frac{\partial^2 F(u_{n+1})}{\partial u_{n+1}^2} \cong 2J^T J \quad (12)$$

Burada $\hat{e}$ tahmin hataları vektörü olmak üzere:

$$e = \begin{bmatrix} \hat{e}(n+1) \\ \vdots \\ \hat{e}(n+K) \\ \vdots \\ \hat{e}(n+KQ) \\ \sqrt{\lambda_1}\Delta u_1(n) \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_R}\Delta u_R(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{y}_1(n+1) - \hat{y}_1(n+1) \\ \vdots \\ \bar{y}_1(n+K) - \hat{y}_1(n+K) \\ \vdots \\ \bar{y}_Q(n+K) - \hat{y}_Q(n+K) \\ \sqrt{\lambda_1}u_1(n) - u_1(n-1) \\ \vdots \\ \sqrt{\lambda_R}u_R(n) - u_R(n-1) \end{bmatrix} \quad (13)$$

Bu aşamadan sonra düzeltme terimi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\delta u_{n+1} = -\frac{J^T\hat{e}}{J^T J} \quad (14)$$

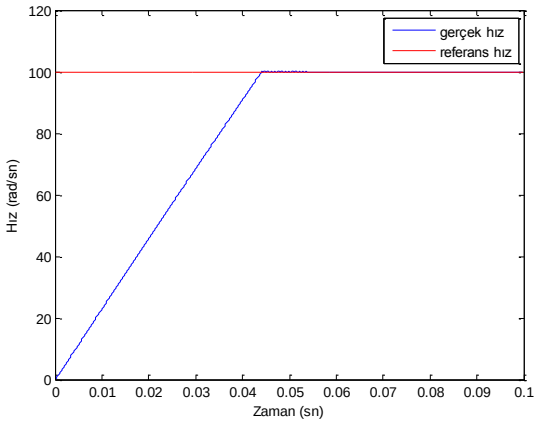
(14) ifadesinden de görüldüğü gibi artık 1.dereceden türevlere ihtiyaç duyulur.

RK-tabanlı MPC, Matlab ortamında KMSM'nin hız kontrolünü gerçekleştirmek için uygulanmıştır. KMSM'nin parametreleri Tablo.I'de verilmiştir. Benzetim sonuçları da gösterilmiştir.

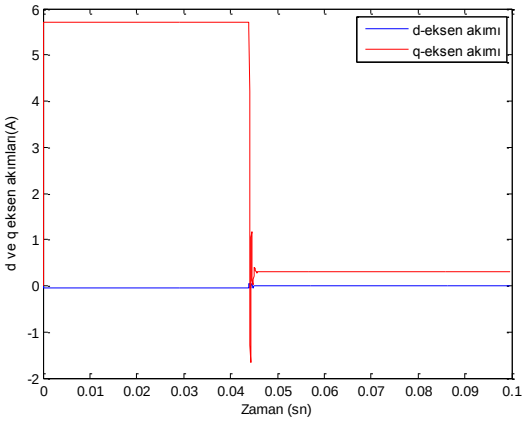
Tablo I: KMSM Parametreleri [2]

PARAMETRE	DEĞER	BİRİM
Stator Direnci *R*	0,1811	Ω
Stator Endüktansları L_q, L_d	0,25	mH
Manyetik Akı φ_v	15,921e^{-3}	Wb
Atalet Momenti *J*	2,9127e^{-4}	kg.m^2
Kutup sayısı *p*	5	-
Maksimum Stator Voltajı *Umax*	42	V
Maksimum Stator Akımı *Imax*	5,7	A
Viskoz Sürtünme Katsayısı *B*	3,6345 e^{-4}	Nm.s/rad

İlk benzetimde, istenilen stator d eksen akımı 0A'de iken istenilen hız 100rad/sn'dir ve yük sıfırda tutulmuştur. Şekil 1 KMSM'nin yüksüz hız izleme sürecini göstermektedir. Burada gerçek hızın yüksüz durumda referans hıza çok hızlı ve herhangi bir salınım olmaksızın ulaştığı görülmektedir. Şekil 2 KMSM'nin yüksüz durumda d ve q eksen akımlarını göstermektedir. Başlangıçta q eksen akımı artarken d eksen akımı sıfırda kalmaktadır. KMSM'nin hızı istenilen hıza ulaştığında q eksen akımı yaklaşık 0.5A'de kalmaktadır.



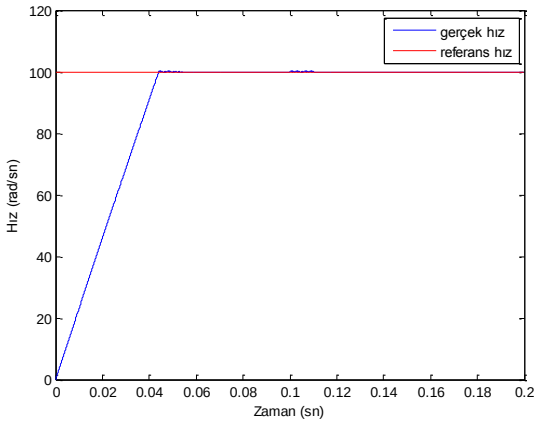
Şekil 1: KMSM'nin yüksüz hız izleme süreci



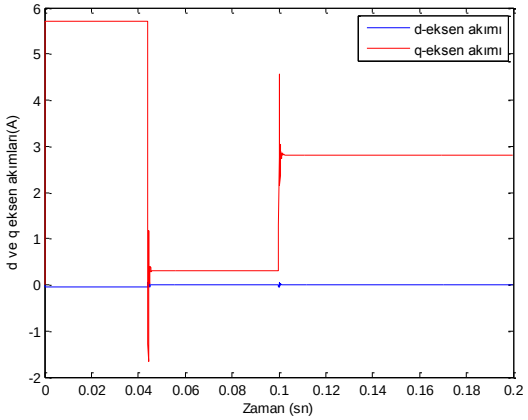
Şekil 2: KMSM'nin yüksüz d ve q eksen akımları

İkinci benzetimde, istenilen stator d eksen akımı 0A'de iken istenilen hız 100rad/sn'dir ve 0.1sn'de 0.30Nm yük uygulanmıştır. Şekil 3'te KMSM'nin yük altında hız izlemesi ve Şekil 4'de KMSM'nin yük altında d ve q eksen akımları gösterilmektedir. Yük motora 0.1sn'de uygulandığında, hız bir an için azalmış ve hemen istenilen hıza ulaşmıştır. Ayrıca q eksen akımı da artmış ve daha sonra birkaç saniyede eşdeğer akımına geri dönmüştür.

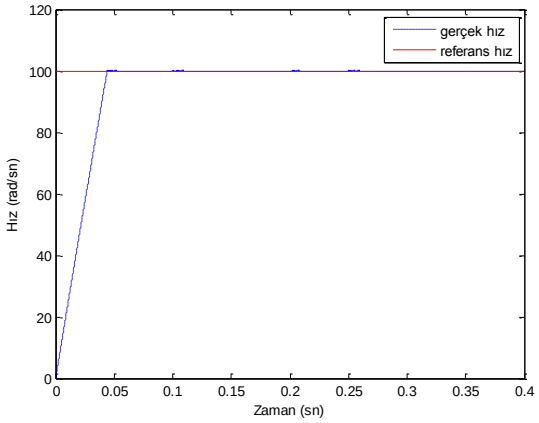
Üçüncü benzetimde, istenilen stator d eksen akımı 0A'de iken istenilen hız 100rad/sn'dir. Yük, 0.1sn'de 0Nm'den 0.2Nm'ye, sonra 0.2sn'de 0.2Nm'den 0.3Nm'ye arttırılmış ve en son olarak da 0.25sn'de yük sistemden çıkarılmıştır. Şekil 5'de KMSM'nin değişik yüklerdeki hız izlemesi gösterilmektedir. Yük arttığında hız biraz azalmış ve yük azaldığında da hız biraz artmıştır. Fakat hemen referans hıza ulaşmıştır. Şekil 6'da da KMSM'nin değişik yüklerdeki d ve q eksen akımları gösterilmektedir. d eksen akımı sürekli 0A'de kaldığı ve q eksen akımının yükün değişmesiyle değiştiği görülmektedir.



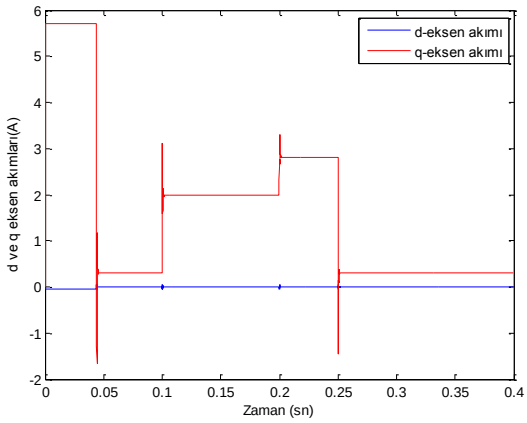
Şekil 3: KMSM'nin yük altında hız izleme süreci



Şekil 4: KMSM'nin yük altında d ve q-eksen akımları



Şekil 5: KMSM'nin değişik yüklerdeki hız izlemesi



Şekil 6: KMSM'nin değişik yüklerdeki d ve q-eksen akımları

4- Sonuçlar

Bu çalışmada, çok değişkenli, doğrusal olmayan ve çok girişli çok çıkışlı (MIMO) bir sistem olan KMSM için Runge-Kutta model öngörülü kontrol yaklaşımı uygulanmıştır. Kontrol stratejisinin amacı, stator akımının d eksen bileşenini sıfırda tutarken referans hız profilini izlemesidir. Sonuçlardan da görüldüğü gibi ani yük değişimlerinde de motorun istenilen referans hıza ulaştığı görülmektedir. Ayrıca hız ve akım denetleyicileri kaskat yapıda değil sistemin tüm durum değişkenleri içinde birleştirilmiştir. Böylelikle amaçlanan denetleyici hem akım hem de gerilim sınırlamalarını yerine getirmiştir. İleriki çalışmalarda motorun parametre değişimleri incelenecektir.

Kaynakça

[1] A.M.Kassem ve A.A.Hassan, "Performance improvements of a permanent magnet synchronous machine via functional model predictive control", *Hindawi Publishing Corporation Journal of Control Science Engineering* vol.2012, Article ID 319708, s:1-8.

[2] R. Errouissi, M. Ouhrouche ve W.Chen, "Robust cascaded nonlinear predictive control of a permanent magnet synchronous motor with an antiwindup compensator", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.8, s:3078-3088, 2012.

[3] H. Liu ve S. Li, "Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.59, no.2, s:1171-1183, 2012.

[4] H.A. Zarchi, G. R.A. Markadeh, ve J.Soltani, "Direct torque and flux regulation of synchronous reluctance motor drives based on Input-Output feedback linearization", *Energy Con. Manag.*,vol.51, no.1, s:71-80, Jan.2010.

[5] R. L. A. Ribeiro, A.D. Araujo, A.C. Oliveria ve C.B. Jacobina, "A high performance permanent magnet synchronous motor drive by using a robust adaptive control strategy", *in Proc. Power Electronic. Spec. Conf. Orlando*, FL, s:2260-2266, Jun2007.

[6] F.F.M. El-Sousy, "Hybrid H-infinity-based wavelet-neural-network tracking control for permanent-magnet

synchronous motor servo drives", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.57, no.2 s:3157-3166, sep2010.

[7] C.K. Lai, ve K.K. Shyu, "A novel motor drive design for incremental motion system via sliding-mode control method", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.52, no.2, s:499-507, Apr.2005.

[8] K.H. Kim ve M.J.Youn, "A nonlinear speed control for a PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.49, no.3, s:524-535, Jun.2002.

[9] A.V. Sant ve K.R. Rajagopal, "PM synchronous motor speed control using hybrid fuzzy PI", *IEEE Trans. Magn.*, vol.45, no.10, s:4672-4675, Oct.2009.

[10] G.J.Wang, C.T. Fong ve K.J. Chang, "Neural network based self tuning PI controller for precise motion control of PMAC motors", *IEEE Trans.Ind.Electron.,* Vol.48, No.2, s:408-415, Apr.2001.

[11] S. İplikci, "Runge-Kutta model-based adaptive predictive control mechanism for non-linear processes", *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol.35, no.2, s:166-180, 2013.

[12] M.Çetin, S.Beyhan ve S.İplikci, "Doğrusal Olmayan Sistemler için Runge-Kutta model-tabanlı uyarlamalı PID denetleyici," *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2013 Ulusal Toplantısı, TOK2013, İnönü Üniversitesi*, 26-28 Eylül,Malatya, 2013.

Dereceyle oransal durağan dağılıma sahip en hızlı karışan tersinir Markov zincirleri

Onur Cihan, Mehmet Akar

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Boğaziçi Üniversitesi
{onur.cihan, mehmet.akar}@boun.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada bir Markov zincirine geçiş olasılıklarını atayarak karışım hızını en iyilemeyi amaçlayan iki Yarı–Tanımlı Programlama (YTP) yöntemi önerilmiştir. İlk YTP formülasyonunda, en iyilenen tek bir geçiş olasılığı parametresi (köşelerde kalma olasılığı) vardır ve bu, köşe dereceleriyle orantılı bir kalıcı dağılıma karşılık gelen daha genel tersinir Markov zinciri formülasyonuna nazaran daha kolay ve hızlı hesaplama sağlar. Kesin çözümler elde edilerek, hem tek parametreli hem de dereceyle oransal en hızlı karışan tersinir Markov zincirlerinin bazı tanınmış kenar geçişli ve yörünge çizgeleri için bakışımlı YTP formülasyonundan daha iyi sonuçlar sağladığı gösterilmiştir.

1. Giriş

Farklı ağ ilingeleri için Markov zincirlerinin karıştırma hızlarının en iyilenmesi son yıllarda ilgi çeken bir araştırma alanı haline gelmiştir [1]-[7]. İstatistik, fizik, kimya, biyoloji ve bilgisayar bilimi gibi birçok alanda uygulama alanı bulan Monte Carlo benzetimi için Markov zincirlerinin karıştırma hızının hesaplanması ve sınırlandırılması önem arz etmektedir [1]. Markov zincirlerinin uygulama alanları arasında, düğümlerin yerel değerlerini bulunduğu ağdaki komşularının değerlerini kullanarak güncellediği ve ortak bir değere ulaşmaya çalıştığı problem *dağıtık onaylaşım problemi* olarak bilinir. Onaylaşım probleminin temelini, elemanları bir Markov zincirinin geçiş olasılıklarına karışık gelen bir satır–olasılıksal ortalama matrisi oluşturur. Verilen bir ağ ilingesi için en hızlı yakınsamaya ulaşabilmek için, en uygun ortalama katsayıları belirlenmelidir. Hızlı karışan Markov zincirlere ihtiyaç duyulan diğer uygulamalara örnek olarak algılayıcı ağlarındaki gossip algoritmaları ve bilgisayar ağlarındaki yük dengeleme problemleri gösterilebilir [2].

En hızlı karışan Markov zinciri (EHKMZ) problemi, [1]'de Markov zincirlerinin bakışımlı olması varsayımı altında dışbükey bir en iyileme problemi olarak ele alınmıştır (j durumundan i durumuna geçiş olasılığının i durumundan j durumuna geçiş olasılığına eşit olduğu durum). Bir yol üzerinde tanımlanan EHKMZ problemi [2]'de incelenmiş olup, en hızlı karışımın tüm kenarların geçiş olasılıklarının 1/2 olması durumunda sağlandığı gösterilmiştir. En iyileme problemindeki değişken sayısını azaltmak amacıyla, [3]'te çizge bakışımları detaylıca araştırılmıştır. EHKMZ probleminin çözümünde kullanılabilen majorizasyon ilişkileri çift–olasılıksal matrisler için [4]'te elde edilmiştir. K–parçalı ilingeye sahip ağlar için EHKMZ probleminin analitik çözümü [5]'te verilmiştir. Çevrimsiz çizgeler üzerinde tanımlanan Markov zincirlerinin karışım hızları konusundaki bazı açık problemler [6]'da listelenmiştir. İki hizipin birleşimi olarak tanımlanan çizgelerdeki EHKMZ problemi [7]'de incelenmiştir.

Yukarıda bahsi geçen çalışmaların çoğunda [1]–[7], EHKMZ problemi matrislerin bakışımlı olduğu varsayımı altında incelenmiştir. Boyd ve ark. [1]'de yalnızca bakışımlı formülasyonu değil, anını zamanda Markov zincirinin bakışımlı olması kısıtını içermeyen tersinir Markov zinciri problemini incelemişlerdir. Bu kapsamda, durağan bir dağılım seçilerek dışbükey en iyileme problemi formulasyonunda kullanılmıştır. Ancak yazarlar herhangi bir analitik sonuç elde etmemişler ve bakışımlı formülasyon sonuçlarıyla bir karşılaştırma yapmamışlardır.

Bu bildiride, [9]'daki makalede yapılan çalışmalar özetlenmiştir. Temel olarak, bir Markov zincirine geçiş olasılıklarını atayarak karışım hızını en iyilemeyi amaçlayan iki Yarı–Tanımlı Programlama (YTP) yöntemi önerilmiştir. İlk YTP formülasyonunda, en iyilenen tek bir geçiş olasılığı parametresi (köşelerde kalma olasılığı) vardır ve bu, köşe dereceleriyle orantılı bir kalıcı dağılıma karşılık gelen daha genel tersinir Markov zinciri formülasyonuna nazaran daha kolay ve hızlı hesaplama sağlar. Kesin çözümler elde edilerek, hem tek parametreli hem de dereceyle oransal durağan dağılıma sahip en hızlı karışan tersinir Markov zincirlerinin bazı tanınmış kenar geçişli ve yörünge çizgeleri için bakışımlı YTP formülasyonundan daha iyi sonuçlar sağladığı gösterilmiştir. Bu durum, ele alınan çizgeler için, analitik sonuçların elde edilerek ispatlanmıştır.

2. En Hızlı Karışan Markov Zincirleri Problemi & YTP Formülasyonu

$\mathcal{V} = \{1, \ldots, n\}$ düğüm kümesi ve $\mathcal{E} \in \mathcal{V} \times \mathcal{V}$ kenar kümesini ifade etmek üzere $G = (\mathcal{V}, \mathcal{E})$ yönsüz bir çizge olsun. Her düğümün kendi döngüsü olduğu varsayılıyor olsun: $(i, i) \in \mathcal{E}$, $i = 1, \ldots, n$.

Bu çalışmanın genişletilmiş sürümü IEEE Transactions on Automatic Control dergisinde yayınlanmak üzere kabul edilmiştir.

k. adımdaki düğüm durumu $X(k)$ ile ifade ediliyor olsun. i durumundan j durumuna geçiş olasılığı

$$P_{ij} = \textbf{Prob}\left(X(k+1) = j \mid X(k) = i\right), \quad i, j = 1, \ldots, n$$

olarak ifade edilebilir. Bu çalışma boyunca, Markov zinciri $P = [P_{ij}]$ geçiş olasılıkları matrisi ile tanımlanacaktır.

$\mathbf{1} = [1, \ldots, 1]^\top$ olmak üzere, geçiş olasılıkları matrisi P $P \geq 0$ ve $P\mathbf{1} = \mathbf{1}$ denklemlerini sağlayacaktır. Bu denklemlerin sağlanması geçiş olasılıklarının negatif olamayacağı ve bir düğümden diğer düğümlere geçiş / aynı düğümde kalma olasılıklarının toplamının 1'e eşit olduğu anlamına gelir. k anındaki olasılık dağılımı $\pi(k) \in \Re^n$ ile ifade ediliyor olsun:

$$\pi_i(k) = \textbf{Prob}(X(k) = i).$$

k ve $k+1$ anlarındaki durum dağılımları arasındaki ilişki

$$\pi(k+1)^\top = \pi(k)^\top P$$

olarak ifade edilebilir. Başlangıç dağılımı ile k anındaki dağılım arasındaki ilişki ise

$$\pi(k)^\top = \pi(0)^\top P^k$$

olacaktır.

2.1. Markov Zincirlerinin Karıştırma Hızı

Bu çalışmada, dağılım vektörünün sonuşurda durağan dağılıma yakınsadığı indirgenemez ve salınımsız Markov zincirleri konu edilmiştir:

$$\lim_{k\to\infty} \pi(k) = c,$$

$\pi(k)$'nin durağan dağılıma yakınsama hızı, P matrisinin özyapısı ile ilgilidir. Bir Markov zincirinin (genlik olarak) en büyük özdeğerinin 1'e eşit olduğu Perron–Frobenius kuramının sonucu olarak bilinmektedir [8]. Gerçek özdeğerlere sahip bir P matrisinin özdeğerleri artmayan sırada ifade ediliyor olsun:

$$1 = \lambda_1(P) \geq \lambda_2(P) \geq \ldots \geq \lambda_n(P) \geq -1.$$

Bir Markov zincirinin durağan dağılıma yakınsama hızı *karıştırma hızı* olarak bilinir ve $1/\log(1/\mu)$ olarak ifade edilir. Bu denklemdeki μ ifadesi ikinci büyük özdeğerin genliğidir (İBÖG) ve

$$\mu(P) = \max_{i=2,\ldots,n} |\lambda_i(P)| = \max\left\{\lambda_2(P), -\lambda_n(P)\right\}$$

olarak hesaplanabilir.

2.2. En Hızlı Karışan Bakışımlı Markov Zinciri

En hızlı karıştırma hızına sahip bakışımlı Markov zincirleri problemi [1]–[7]'de incelenmiş ve Yarı Tanımlı Programlama teknikleriyle çözülebilen bir dışbükey en iyileme problemi olduğu belirtilmiştir. [1]'de, EHKMZ problemi bakışımlı matrisler için

$$\begin{array}{ll} \text{min} & \mu(P) \\ \text{Kısıtlar} & P \geq 0, \quad P\mathbf{1} = \mathbf{1}, P = P^\top, \\ & P_{ij} = 0, (i,j) \notin \mathcal{E}. \end{array} \tag{1}$$

olarak formüle edilmiştir. En hızlı karışan bakışımlı bir Markov zinciri için İBÖG, μ^*, aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mu^* = \inf\left\{\mu(P) | P \geq 0, P\mathbf{1} = \mathbf{1}, P = P^\top, P_{ij} = 0, (i,j) \notin \mathcal{E}\right\}$$

2.3. En Hızlı Karışan Tersinir Markov Zinciri

EHKMZ problemi, tersinir Markov zincirleri için [1]'de yönsüz çizgeler için genelleştirilmiştir. Tersinir Markov zincirleri için EHKMZ probleminde, geçiş olasılıkları matrisi P için bakışımlı olma şartı yoktur, ancak

$$\pi_i P_{ij} = \pi_j P_{ji}, \quad i, j = 1, \ldots, n \tag{2}$$

olarak verilen denge koşulunun sağlanması gerekir. Bu denklemde π_i ifadesi, i numaralı düğümün durağan dağılımına karışık gelmektedir. Markov zincirinin durağan dağılım değerlerini içeren vektör $\pi = [\pi_1, \ldots, \pi_n]$ olarak ifade edilsin. Sabit bir π değeri için, geçiş olasılıkları matrisi P'nin en küçük İBÖG'e sahip olması istenir. Denge koşulu $T = diag\left\{\frac{1}{\sqrt{\pi_1}}, \ldots, \frac{1}{\sqrt{\pi_n}}\right\}$ dönüşüm matrisi tanımlanarak, $T^{-2}P = P^\top T^{-2}$ olarak da yazılabilir. Bu durumda $\hat{P} = T^{-1}PT$ matrisi bakışımlı olacaktır. Sonuç olarak, EHKMZ problemi tersinir matrisler için şu şekilde formüle edilebilir [1]

$$\begin{array}{ll} \text{min} & r \\ \text{Kısıtlar} & -rI_n \preceq T^{-1}PT - v_T v_T^\top \preceq rI_n, \\ & P \geq 0, \;\; P\mathbf{1} = \mathbf{1}, \;\; T^{-2}P = P^\top T^{-2} \\ & P_{ij} = 0, \quad (i,j) \notin \mathcal{E} \end{array} \tag{3}$$

Bu denklemde I_n matrisi $n \times n$ boyutunda bir birim matristir ve

$$v_T = T^{-1}\mathbf{1}/||T^{-1}\mathbf{1}||$$

vektörünün genliği 1'e eşittir. Bu ifadedeki $\leq$ sembolü elemenk eşitsizliğini temsil ederken $\preceq$ sembolü matris eşitsizliğini temsil eder ($A \preceq B$ ifadesi $B - A$ nın pozitif yarı tanımlı olduğunu gösterir). Formülasyonun değişkenleri r ve P_{ij}dir.

2.4. Köşelerde Kalma Olasılıkları Aynı Olan EHKMZ

Bu bildiride aynı zamanda köşelerde kalma olasılıkları aynı olan ve komşulara geçiş olasılıkları eşit olan EHKMZ'leri incelenmiştir. Daha özel olarak, aşağıdaki ifadenin sağlandığı durum incelenmiştir.

Varsayım 1. *i numaralı düğümün komşu sayısı N_i ile ifade edilsin. Seçilen bir $a \in [0,1]$ değeri için, geçiş olasılıklarının aşağıdaki biçimde seçildiği kabul edilsin:*

(i) $P_{ii} = a$, *her* $i = 1, \ldots, n$ *için*

(ii) $P_{ij} = \frac{1-a}{N_i}$ *eğer* $i \neq j$ *ve* $(i,j) \in \mathcal{E}$, $i, j = 1, \ldots, n$ *ise.*

Varsayım 1(i) tüm köşelerin aynı köşede kalma olasılığına sahip olmasını sağlarken (ii) bir düğüm için komşu düğümlere geçiş olasılıklarının eşit olduğunu garantiler. P matrisinin bakışımlı olması gerekmediğinden, YTP formülasyonumuzun dışbükey olduğunu göstermek için aşağıdaki kuram verilmiştir.

Kuram 1. *P matrisi Varsayım 1'i sağlayan yönsüz bir çizgede tanımlanmış bir Markov zinciri olsun. Bu durumda P matrisine benzer bakışımlı bir $\hat{P}$ matrisi bulunabilir ve dolayısıyla P'nin izgesi gerçektir.*

EHKMZ problemi köşelerde kalma olasılıkları aynı olduğu durumda yönsüz çizgeler için

$$\begin{array}{ll} \min\limits_{a} & \mu(P) \\ \text{Kısıtlar} & P_{ij} = \begin{cases} a, & \text{eğer } i = j \text{ ise} \\ \frac{1-a}{N_i}, & \text{eğer } i \neq j \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} \text{ ise} \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \\ & 0 \leq a \leq 1 \end{array} \tag{4}$$

olarak ifade edilir. Kuram 1'e göre, P matrisine benzer olan bakışımlı bir $\hat{P}$ matrisi vardır. Bu yüzden, EHKMZ problemi aşağıdaki gibi yeniden formüle edilebilir:

$$\begin{array}{ll} \min\limits_{a} & \mu(\hat{P}) \\ \text{Kısıtlar} & \hat{P}_{ij} = \begin{cases} a, & \text{eğer } i = j \text{ ise} \\ \frac{1-a}{\sqrt{N_i N_j}}, & \text{eğer } i \neq j \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} \text{ ise} \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \\ & 0 \leq a \leq 1. \end{array} \tag{5}$$

Bu formülasyon, değişkenleri r ve a olan bir YTP modeli olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\begin{array}{ll} \min\limits_{a} & r \\ \text{Kısıtlar} & -rI_n \preceq \hat{P} - v_T v_T^\top \preceq rI_n, \\ & \hat{P}_{ij} = \begin{cases} a, & \text{eğer } i = j \text{ ise} \\ \frac{1-a}{\sqrt{N_i N_j}}, & \text{eğer } i \neq j \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} ise, \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \\ & 0 \leq a \leq 1 \end{array} \tag{6}$$

Bu formülasyonun sonucunda elde edilecek olan Markov zinciri için durağan dağılım

$$\pi = \frac{1}{\sum\limits_{i=1}^{n} N_i}[N_1, N_2, \ldots, N_n] \tag{7}$$

olacaktır.

3. Analitik Sonuçlar

Bu bölümde, kenar–geçişli çizgeler, uzaklık–geçişli çizgeler ve yörünge çizgeleri incelenmiştir. Hem (3), hem de (6) formülasyonları için İBÖG'ün matematiksel formülleri (sırasıyla μ_r ve μ_i) verilmiştir. Yanısıra, elde edilen sonuçlar bakışımlı formülasyon (1)'in İBÖG'ü, μ_s, ile de karşılaştırılmıştır.

3.1. Kenar–Geçişli Çizgelerde EHKMZ

Bir $\mathcal{G}$ çizgesi, eğer tüm kenar çiftleri (i,j) için eşözyapı grubu altında bazı elemanlar için denk ise, kenar–geçişli olarak ifade edilir. Bu bölümde, temsili 3 kenar–geçişli çizge için (yıldız çizge, tam ve iki parçalı çizge ve çevrim çizgesi) en hızlı karıştırmayı sağlayan İBÖG ifadeleri analitik olarak elde edilmiştir. 6) formülasyonu ve (7)'de verilen durağan dağılıma sahip (3) formülasyonu, söz konusu çizgeler için aynı sonucu verirler. Bu nedenle analitik ifadeler kolaylık olması açısından sadece (6) için çıkarılmıştır.

3.1.1. Yıldız

Bir yıldız çizgesi Şekil 1(a)'da verilmiştir. Genelliği kaybetmeden, yıldızın metkezinde bulunan köşe 1 ile numaralandırılmış olsun. Bu durumda n köşeden oluşan bir yönsüz yıldız için ($n \geq 3$), köşelerde kalma olasılıklarının aynı olduğu durumda olasılık geçiş matrisi

$$S_n = \begin{bmatrix} a & \frac{1-a}{n-1} & \cdots & \frac{1-a}{n-1} & \frac{1-a}{n-1} \\ 1-a & a & 0 & \cdots & 0 \\ 1-a & 0 & a & \cdots & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ 1-a & 0 & \cdots & 0 & a \end{bmatrix} \tag{8}$$

olarak ifade edilir. S_n'nin İBÖG'ü ise

$$\mu_i(S_n) = \max\{a, |2a-1|\} \tag{9}$$

olarak bulunur [9]. En hızlı karıştırmayı sağlayan en küçük İBÖG $a^* = 1/3$ için sağlanır ve $\mu_i^*(S_n) = 1/3$'e eşittir.

Yorum 1. *Yıldız çizgesi için karıştırma hızı ve İBÖG, ağın boyutuna bağlı değildir. Ayrıca en hızlı karıştırma sağlayan İBÖG, [3]'de incelenen bakışımlı matrisler için tanımlanan EHKMZ probleminin sonucu olan $\mu_s(S_n) = \frac{n-2}{n-1}$'den her zaman daha küçüktür ve dolayısıyla daha hızlı karıştırma sağlar.*

3.1.2. Tam ve İki Parçalı Çizge

Tam ve iki parçalı bir çizge Şekil 1(b)'de verilmiştir. Çizgenin iki parçasındaki kenar sayısı sırasıyla n_1 ve n_2 olsun ve genelliği kaybetmeden $n_2 \geq n_1$ olduğunu varsayalım. Kenarlarda kalma olasılığı aynı olduğu durumda, Markov zinciri şu formda olacaktır

$$B_{n_1,n_2} = \begin{bmatrix} aI_{n_1} & \frac{1-a}{n_2}\mathbf{1}_{n_1}\mathbf{1}_{n_2}^\top \\ \frac{1-a}{n_1}\mathbf{1}_{n_2}\mathbf{1}_{n_1}^\top & aI_{n_2} \end{bmatrix}. \tag{10}$$

Bu matris için, İBÖG

$$\mu_i(B_{n_1,n_2}) = \max\{a, |2a-1|\} \tag{11}$$

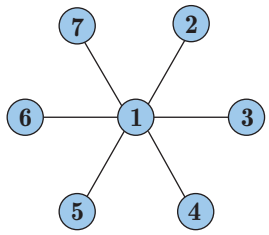
şeklinde hesaplanabilir [9]. En hızlı karıştırmayı sağlayan İBÖG ise $a^* = 1/3$ için sağlanır ve $\mu_i^*(B_{n_1,n_2}) = 1/3$'e eşittir.

Yorum 2. *Tam ve iki parçalı çizgedeki en hızlı karışan ve Varsayım 1'i sağlayan Markov zincirinin İBÖG'ü ağın boyutundan bağımsızdır Ayrıca bu değer, en hızlı karışan bakışımlı Markov zincirinin İBÖG'ünden küçük ya da eşittir: $\mu_s(B_{n_1,n_2}) = max\left\{\frac{n_2-n_1}{n_2}, \quad \frac{n_2}{n_2+2n_1}\right\}$ [3].*

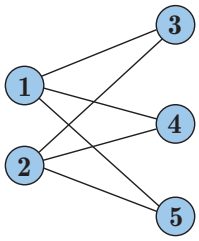
3.1.3. Çevrim

n köşeden oluşan yönsüz bir çizge (Şekil 1.(c)) üzerinde tanımlanan Markov zinciri, köşelerde kalma olasılıklarının aynı olduğu durumda

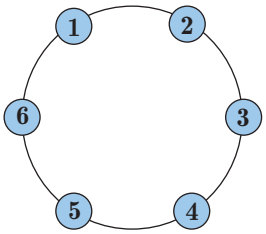
$$C_n = \begin{bmatrix} a & \frac{1-a}{2} & 0 & \cdots & \frac{1-a}{2} \\ \frac{1-a}{2} & a & \frac{1-a}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-a}{2} & a & \frac{1-a}{2} & 0 \\ \vdots & & & \ddots & \\ \frac{1-a}{2} & 0 & \cdots & \frac{1-a}{2} & a \end{bmatrix} \tag{12}$$



(a) $n = 7$ köşeden oluşan bir yıldız çizgesi

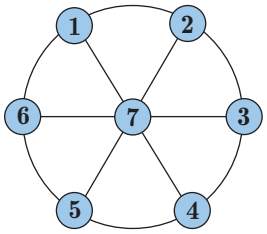


(b) $n_1 = 2$ ve $n_2 = 3$ köşeden oluşan tam ve iki parçalı bir çizge

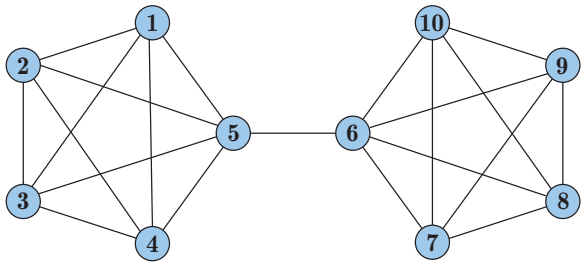


(c) $n = 6$ köşeden oluşan bir çevrim çizgesi

Şekil 1: Bazı kenar–geçişli çizgeler.



(a) 7 köşeden oluşan bir tekerlek çizgesi ($n = 6$)



(b) $n = 5$ için $K_n - K_n$ çizgesi

Şekil 2: Üzerinde çalışılan bazı yörünge çizgeleri.

olarak verilebilir. Tüm kenarların aynı geçiş olasılığa sahip olmasından dolayı, $P_{ij} = \frac{1-a}{2}$, $(i,j) \in \mathcal{E}$, bu problem sadece çalışmada konu edilen tersinir Markov zinciri problemine değil, aynı zamanda [3]'de analiz edilen bakışımlı Markov zinciri problemine eşittir. Bu problemin çözümü [3]'de aşağıdaki gibi verilmiştir

$$\begin{aligned} a^* &= \frac{\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n} - 2} \\ \mu_i^*(C_n) &= \frac{\cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{2 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}. \end{aligned} \tag{13}$$

3.2. Uzaklık–Geçişli Çizgelerde EHKMZ

Uzaklık–geçişli bir çizgedeki tüm köşeler aynı dereceye sahiptir ($N_i = N_j$, $i,j = 1,\dots n$). Bu nedenle Markov zinciri bakışımlıdır ve bakışımlı EHKMZ formülasyonunun çözümü ile köşelerde kalma olasılıklarının aynı olduğu ve dereceyle oransal durağan dağılıma sahip tersinir Markov zinciri formülasyonunun çözümleri aynıdır. Tam çizge, Petersen çizgesi, Hamming çizgesi, Johnson çizgesi, çevrimler uzaklık–geçişli çizgelere örnek olarak verilebilir [3].

3.3. Yörünge Çizgelerinde EHKMZ

Bu bölümde, tekerlek ve $K_n - K_n$ yörünge çizgeleri için elde edilen analitik sonuçlar verilmiştir.

3.3.1. Tekerlek Çizgesi

Şekil 2(a)'da verilen tekerlek çizgesi, merkezi bir göbek ve n köşeden oluşan ve bu göbeğe bağlı bir çevrimden ibarettir. Tekerlek çizgesinin toplam köşe sayısı $n+1$'dir. Genelliği kaybetmeden, merkezi göbeğin 1 ile numaralandırıldığını kabul edelim. Bu durumda (7)'deki durağan dağılıma sahip tersinir bir Markov zinciri aşağıdaki formda olacaktir

$$W = \begin{bmatrix} a_1 & \frac{1-a_1}{n} & \frac{1-a_1}{n} & \cdots & \cdots & \frac{1-a_1}{n} \\ \frac{1-a_1}{3} & a_2 & b & 0 & \cdots & b \\ \frac{1-a_1}{3} & b & a_2 & b & 0 & 0 \\ \frac{1-a_1}{3} & 0 & b & a_2 & b & 0 \\ \frac{1-a_1}{3} & \vdots & & & \ddots & \\ \frac{1-a_1}{3} & b & 0 & \cdots & b & a_2 \end{bmatrix}. \tag{14}$$

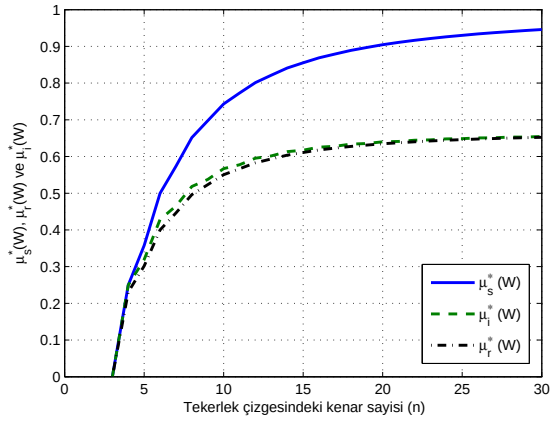
Burada $b = \frac{1-a_2-\frac{1-a_1}{3}}{2}$'dir. Matrisin izgesi analiz edildiğinde, en küçük İBÖG μ^* ve en iyi köşelerde kalma olasılıkları a_1^* ve a_2^*,

$$a_1^* = \begin{cases} \dfrac{2 - 3\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{8 - 3\cos\frac{2\pi}{n} - 5\cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}, & \text{eğer } n \le 5 \text{ ise} \\ 0, & \text{eğer } n > 5 \text{ ise} \end{cases} \tag{15}$$

$$a_2^* = \begin{cases} \dfrac{-3\left(\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}{8 - 3\cos\frac{2\pi}{n} - 5\cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}, & \text{eğer } n \le 5 \text{ ise} \\ \dfrac{-2\left(\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}{3\left(2 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}, & \text{eğer } n > 5 \text{ ise} \end{cases} \tag{16}$$

$$\mu_r^*(W) = \begin{cases} \dfrac{3\left(\cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}{8 - 3\cos\frac{2\pi}{n} - 5\cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}, & \text{eğer } n \le 5 \text{ ise} \\ \dfrac{2\left(\cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}{3\left(2 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}\right)}, & \text{eğer } n > 5 \text{ ise} \end{cases} \tag{17}$$

olarak hesaplanır [9]. Tüm köşelerde kalma olasılıklarının aynı olduğu durumda $a_2^* = a_1^*$'dir. Bu durumda, en hızlı



Şekil 3: $\mu_s^*(W)$, $\mu_r^*(W)$ ve $\mu_i^*(W)$'nin kenar sayısına bağlı değişimi.

karıştırmayı sağlayan köşelerde kalma olasılığı ve İBÖG

$$a_2^* = a_1^* = -\frac{\cos\frac{2\pi}{n} + \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{3 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}$$
$$\mu_i^*(W) = \frac{\cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{3 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}. \quad (18)$$

olarak bulunur [9].

Yorum 3. *Bir tekerler çizgesi üzerindeki en hızlı karışan tersinir Markov zinciri, köşelerde kalma olasılıkları aynı olan en hızlı karışan Markov zincirinden daha hızlı karışır $\mu_i^*(W) > \mu_r^*(W)$. Ayrıca $n \geq 5$ için, köşelerde kalma olasılıkları aynı olan EHKMZ, [3]'de analizi yapılan bakışımlı formülasyonundan daha iyi performans sağlar. [3]'de bakışımlı formülasyonun sonucu*

$$\mu_s^*(W) = \left(1 - \frac{1}{n}\right) \frac{\cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}}{2 - \cos\frac{2\pi}{n} - \cos\frac{2\lfloor n/2\rfloor\pi}{n}} \quad (19)$$

olarak verilmiştir. $n \leq 4$ için iki formülasyon da aynı sonucu verirler. Ayrıca, bu çalışmada ele alınan iki formülasyonun en uygun sonuçları da ($\mu_i^*(W)$ ve $\mu_r^*(W)$) ağ boyutu sonsuza doğru artarken $2/3$'e yakınsar. Bu da [3]'da incelenen bakışımlı formülasyonun İBÖG'ünün 1'e yakınsadığı düşünüldüğünde daha performanslı sonuç vereceği açıktır.

Bakışımlı formülasyona, dereceyle oransal durağan dağılıma sahip tersinir formülasyona ve kenarlarda kalma olasılığı aynı olan formülasyona karşılık gelen EHKMZ'nin İBÖG'lerinin çizgedeki kenar sayısına bağlı olarak değişimi Şekil 3'te karşılaştırılmıştır.

3.3.2. $K_n - K_n$ çizgesi

Şekil 2(b)'de verilen $K_n - K_n$ çizgesi bir köprü üzerinden birbirine bağlanmış iki tam çizgenin birleşimidir. Genelliği kaybetmeden, köprü üzerindeki köşelerin n ve $n+1$ ile numaralandırıldığını varsayalım. Bu durumda (7)'deki durağan dağılıma sahip en hızlı karışan tersinir Markov zinciri $K_{n,n} = [k_{ij}]$ aşağıdaki gibi olacaktır

$$k_{ij} = \begin{cases} a_1, \text{ eğer } i = j \text{ ve } i,j \notin \{n-1, n\} \text{ ise} \\ a_2, \text{ eğer } i = j \text{ ve } i,j \in \{n-1, n\} \text{ ise} \\ b_1, \text{ eğer } i \neq j, i,j \notin \{n, n+1\} \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} \text{ ise} \\ b_2, \text{ eğer } i \neq j, j \in \{n, n+1\} \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} \text{ ise} \\ b_3, \text{ eğer } i \neq j, i \in \{n, n+1\} \text{ ve } (i,j) \in \mathcal{E} \text{ ise} \\ b_4, \text{ eğer } (i,j) \in \{(n, n+1), (n+1, n)\} \text{ ise} \\ 0, \text{ eğer } (i,j) \notin \mathcal{E} \text{ ise} \end{cases} \quad (20)$$

Burada b_4 değeri $b_4 = 1 - a_2 - (n-1)b_3$ formülünü sağlayacaktır. (2)'de verilen denge koşulu ise $b_3 = \frac{n}{n-1}b_2$ olmasını gerektirir. $K_{n,n}$'in İBÖG'ünü en küçük yapan değerler

$$a_2^* = 0, \quad b_2^* = \frac{(2-\sqrt{2})n}{n^2 + (1-2\sqrt{2})n + 1} \quad (21)$$

olarak ve bu durumdaki İBÖG

$$\mu_r^*(K_{n,n}) = \frac{n^2 + (2\sqrt{2}-5)n + 1}{n^2 + (1-2\sqrt{2})n + 1} \quad (22)$$

olarak hesaplanır [9]. $K_{n,n}$'in İBÖG'ü sadece a_2 ve b_2 parametrelerinin seçimine bağlıdır. a_1 ve b_1 parametreleri negatif olmadığı ve $K_{n,n}$'in satır toplamları 1'e eşit olduğu sürece seçimleri İBÖG'ü etkilemez. Bu da İBÖG'ün çözümünde sadece köprüdeki köşelerin geçiş olasılıklarının önemli olduğunu gösterir. Bunun yanısıra $b_1 = a_1 = \frac{1-b_2}{n-1}$ seçimi $a_1 - b_1$'deki $2n-4$ tane özdeğeri sıfıra çekmek için uygun bir seçim olabilir.

Köşelerde kalma olasılığı aynı olan EHKMZ: Varsayım 1'i sağlayan Markov zinciri $a_1 = a_2 = a$, $b_1 = b_2 = \frac{1-a}{n-1}$ ve $b_3 = \frac{1-a}{n}$ olmasını gerektirir. Bu durumda en hızlı karıştırmayı sağlayan İBÖG

$$\mu_i^*(K_{n,n}) = \frac{n^2 - 3n + 1 + \sqrt{n^4 + 2n^3 - 9n^2 + 6n + 1}}{2n(n-1)}, \quad (23)$$

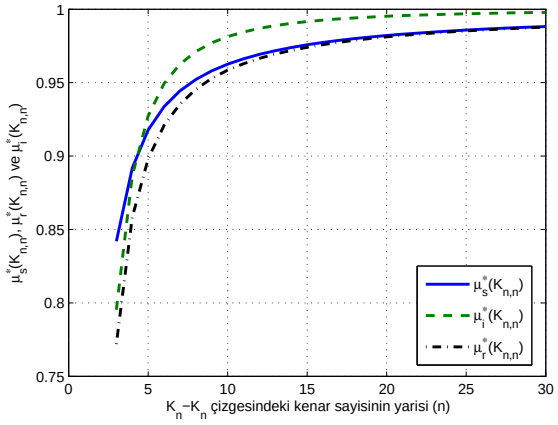
$a^* = 0$ seçimi için sağlanır [9].

Yorum 4. *Bir $K_n - K_n$ çizgesi üzerinde tanımlanan en hızlı karışan bakışımlı Markov zincirinin İBÖG'ü [3]'de $\mu_s^*(K_{n,n}) = \frac{n-4+2\sqrt{2}}{n+2-2\sqrt{2}}$ olarak verilmiştir. Tek bir parametre (a) kullanılmasına rağmen $2 \leq n \leq 4$ için $\mu_i^*(K_{n,n}) < \mu_s^*(K_{n,n})$'dir. Ancak [3]'deki bakışımlı çözüm $n \geq 5$ için daha iyi performans sağlar. Ayrıca $n \geq 2$ için $\mu_r^*(K_{n,n}) < \mu_s^*(K_{n,n})$ olması en hızlı karışan tersinir Markov zincirinin bakışımlı Markov zincirinden daha hızlı karıştırma sağladığını gösterir.*

Bakışımlı formülasyona, dereceyle oransal durağan dağılıma sahip tersinir formülasyona ve kenarlarda kalma olasılığı aynı olan formülasyona karşılık gelen EHKMZ'nin İBÖG'lerinin çizgedeki kenar sayısına bağlı olarak değişimi Şekil 4'te karşılaştırılmıştır.

4. Sonuç ve Tartışmalar

Bu çalışmada, bir Markov zincirine geçiş olasılıkları atayarak en hızlı karıştırmayı sağlamak için iki alternatif yöntem



Şekil 4: $\mu_s^*(K_{n,n})$, $\mu_r^*(K_{n,n})$ ve $\mu_i^*(K_{n,n})$'nin kenar sayısına bağlı değişimi.

önerilmiştir. İlk YTP formülasyonunda, en iyilenen tek bir en iyileme parametresi vardır (köşelerde kalma olasılığı). Bu durum daha genel ve bir durağan dağılıma karşılık gelen tersinir Markov zinciri formülasyonuna nazaran daha hızlı hesaplama sağlar.

Elde edilen sonuçlara göre, önerilen iki formülasyon da yıldız çizgesi, tam ve iki parçalı çizge ve tekerlek çizgesi için, bakışımlı formülasyondan daha hızlı karıştırma sağlar. Uzaklık–geçişli çizgeler için bakışımlı YTP formülasyonu ve önerilen formülasyonlar aynı sonucu vermektedir. Köşelerde kalma olasılıklarının aynı olduğu durum için önerilen YTP formülasyonu doğrudan uygulandığında, $2 \leq n \leq 4$ köşeden oluşan $K_n - K_n$ çizgelerinde daha iyi sonuç verirken $n \geq 5$ için daha yavaş karıştırma sağlar. Bu durumda bile dereceyle oransal durağan dağılıma karşılık gelen tersinir Markov zincirlerinin, en hızlı karıştırma sağlayan bakışımlı Markov zincirlerinden daha hızlı karıştırma sağladığı analitik olarak gösterilmiştir.

Her ne kadar dereceyle oransal durağan dağılıma karşılık gelen tersinir Markov zincirleri, ele aldığımız çizgeler için daha iyi sonuç veriyorsa da, her çizge için daha iyi sonuç vereceği söylenemez. Gelecek çalışmalarımızda ele aldığımız iki formülasyonun bazı çizge sınıfları için daha iyi sonuç vermesinin altında yatan nedenler incelenecektir.

5. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK'ın 110E196 numaralı projesi tarafından desteklenmiştir.

6. Kaynakça

[1] S. Boyd, P. Diaconis, and L. Xiao, *Fastest mixing Markov chain on a graph*, SIAM Rev. 46, pp. 667–689, 2004.

[2] S. Boyd, P. Diaconis, J. Sun, and L. Xiao, *Fastest mixing Markov chain on a path*, Amer. Math. Monthly 113, pp. 70–74, 2006.

[3] S. Boyd, P. Diaconis, P. Parrilo, and L. Xiao, *Fastest mixing Markov chain on graphs with symmetries*, SIAM J. Optim. 20, pp. 792–819, 2009.

[4] R. Pereira and M.A. Vali, *Inequalities for the spectra of symmetric doubly stochastic matrices*, Linear Algebra Appl. 419, pp. 643–647, 2006.

[5] S. Jafarizadeh and A. Jamalipour, *Fastest mixing Markov chain on symmetric K-partite sensor networks*, In: Proceedings of Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC), Istanbul, Turkey, 2011.

[6] C.M. da Fonseca, *Remarks and open problems on the minimum permanent of acyclic doubly stochastic matrices*, Linear and Multilinear Algebra, 61, pp. 281–293, 2013.

[7] M. Allisona and B.L. Shader, *Fastest mixing Markov chain problem for the union of two cliques*, Linear and Multilinear Algebra 59, pp. 801–823, 2011.

[8] R.A. Horn, and C.R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, New York, NY, USA, 1990.

[9] O. Cihan and M. Akar, *Fastest Mixing Reversible Markov Chains on Graphs with Degree Proportional Stationary Distributions*, IEEE Transactions on Automatic Control, yayınlanmak üzere kabul edildi.

12 Eylül 2014 CUMA

2. OTURUM SAAT 10^{30}-12^{15}

B6 – Elektrikli, Hibrit ve Otonom Araçların Kontrol ve Optimizasyonu

12 Eylül 2014 Cuma – 2. Oturum (As Kaynak Salonu)

Oturum Başkanları : Y. Doç. Dr. Orkun KARABAŞOĞLU (Carneige Mellon University-ABD)

ABS fren sistemine yönelik çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanması ve test edilmesi (Bildiri No : 73)

Morteza DOUSTİ (Hacettepe Üniversitesi)
S. Çağlar BAİLAMIŞLI (Hacettepe Üniversitesi)

Hibrit Elektrikli Araçların Modellenmesi ve Optimizasyonu (Bildiri No : 156)

B. Şamil ÖZDEN (ODTÜ)
Y. Samim ÜNLÜSOY (ODTÜ)

Elektronik Direksiyon Sistemine Sahip Araçlar için Sürüş Hissiyatı Modeli Geliştirilmesi ve Uygulanması (Bildiri No : 198)

Olcay KARADENİZ (Yıldız Teknik Üniversitesi)
M. Selçuk ARSLAN (Yıldız Teknik Üniversitesi)

Araç Enerji Kontrolü için Yardımcı Sistem Yüklerinin Ölçümü (Bildiri No : 239)

Sertaç DİLEROĞLU (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Barış AKYÜZ (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Emre SERT (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Güven KAYNAR (Anadolu Isuzu Otomotiv)
Bilal ORHAN (Anadolu Isuzu Otomotiv)

Araç Teknolojisi, Batarya Şarj Durumu ve Trafik Bilgisiyle Akıllı Rota Optimizasyonu (Bildiri No : 241)

Zhinqian QİAO (Carneige Mellon University)
Hamit Hamidettin KUMURKAN (İTÜ)
Orkun KARABAŞOĞLU (Sun Yat-Sen University- Carneige Mellon University)

ABS fren sistemine yönelik çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanması ve test edilmesi

Morteza Dousti, S.Çağlar Başlamışlı

Makina Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, 06800 Beytepe, Ankara
Morteza.dousti@hacettepe.edu.tr
scaglarb@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Çalışmamızda ABS fren sistemine yönelik çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanmış ve bu kontrolcülerin etkinliği Inteco firması tarafından temin edilen deney düzeneği üzerinde test edilmiştir. Deney sisteminin doğrusal olmayan yapısından dolayı doğrusallaştırma işlemi yapılmış ve farklı hızlarda etkinleştirilen çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanmıştır. Deney sisteminin yapısından dolayı tek bir sürtünme katsayısında (μ) deneyler gerçekleştirilebilmektedir. Bu yüzden fren kuvvetini ($F_x = \mu \times F_z$), deney cihazında uygulanan tekerlek dik kuvvetini (F_z) değiştirerek, farklı yol şartlarınının yansıtılmasını sağlayan deneyler de ayrıca gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar tasarlanan kontrolcü yapısının elektromekanik fren sistemine sahip araçlarda uygulanmasının mümkün olduğunu göstermektedir.

1. Giriş

ABS fren sisteminin işlevi panik frenleme esnasında tekerlek kilitlenmesi önlemek ve böylelikle araç direksiyon hâkimiyetini muhafaza etmektir. Günümüzde ABS fren sistemi Hidrolik veya Elektromekanik fren teknolojiler ile uygulanmaktadır. Elektromekanik fren sisteminin bant genişliği hidrolik sisteme göre çok daha yüksek olduğundan hidrolik sistemde uygulunan fren hidrolik basıncını *arttır-azalt* stratejisi yerine sürekli değişken bir basınç kontrolü yapmak mümkündür[1,2]. Elimizdeki Inteco deney düzeneğinde bu işlem DC motor ile kontrol edilebilmektedir. Inteco deney cihazı ayrıca bir çok araştırmacı tarafından deneysel fren testlerinin gerçekleştirilmesi için seçilmiştir. Mitic ve çalışma arkadaşları [3] ABS kontrolü için dijital kayma-kipli kontrolcü algoritmasını uygulamışlardır. Kayacan ve çalışma arkadaşları ise [4] aracın hızına göre tekerlek kayma takibi için gri kayma-kipli kontrolcü (grey sliding-mode controller) tipini tasarlamışlardır.

Bu çalışmada ABS fren sistemine yönelik çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanmış ve bu kontrolcülerin bahsi geçen deney düzeneği üzerinde test edilmiştir.

2. Deney Düzeneğinin Özellikleri

Inteco ABS test platformunun özellikleri aşağıda sıralanmıştır:

- Cihaz taşıt eylemsizlik özelliklerinin benzetiminde kullanılan bir volan ve bu volan üzerinde frenleme işleminde kullanılan bir tekerlek; volanı belli bir hıza kadar hızlandıran elektrikli bir motor ve tekerleğin frenlenmesi sağlayan elektromekanik fren sistemi, volan ve tekerleğin hızlarının ölçülmesini sağlayan enkoderlerden oluşmaktadır.
- Sistemdeki eyleyiciler ve algılayıcılar Matlab ortamıyla etkileşim halindedir. Matlab Simulink ortamındaki Real Time Workshop ile eyleyiciler kontrol edilebilmekte ve veri transfer işlemleri gerçekleştirilmektedir. Bu özelliği sayesinde Inteco test platformu farklı ABS kontrol algoritmalarının test edilmesine olanak sağlamaktadır.

Şekil 1'de gösterilen deney düzeneğinde iki adet tekerlek bulunmaktadır. Alt taraftaki tekerlek göreceli olarak taşıt eylemsizliğini ve üst taraftaki tekerlek frenlenen taşıt tekerleğini temsil etmektedir. Tekerleklere dik kuvvet sonucu oluşan temas sürtünme kuvveti sebebiyle birbirleri arasında tork transferi yapılarak kontrollü hızlandırma/frenleme yapılması mümkün olmaktadır. Denge koluna takılı olan tekerlek teflon malzeme ile kaplanmıştır. Aşağıdaki tekerlek ise pürüzsüz metal bir yüzeye sahiptir.

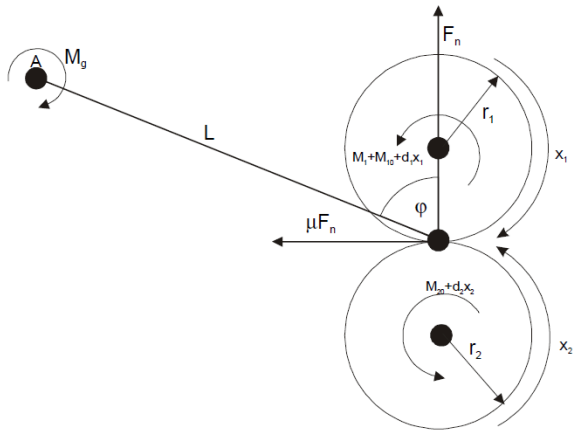
Tekerleklerin açısal hızları enkoderlerden gelen veriler doğrultusunda ölçülmektedir. Üst tekerlek disk fren sistem ile donatılmıştır ve fren koluna hidrolik kavrama ile bağlıdır. Fren sistemi bir DC motor kullanılarak frenleme esnasında telli bir bağlantı ile sıkıştırılmaktadır. Alt taraftaki tekerlek ise büyük bir DC motora bağlıdır ve tekerleğin hızlanmasını sağlamaktadır. Bu motor tekerleğin hızlanmasını sağlamaktadır ve frenleme esnasında devre dışı bırakılmaktadır. Her iki DC motor da PWM (Pulse Width Modulation) sinyalleriyle kontrol edilmektedir.



Şekil 1: Inteco ABS deney cihazı.

2. Deney Düzeneğinin Matematiksel modeli

Test düzeneğinin serbest cisim diyagramı Şekil 2'de verilmiştir:



Şekil 2: ABS deney cihazının serbest cisim diyagramı.

Üst tekerleğe uygulanan üç adet tork bulunmaktadır: fren torku M_1 , Üst yatağın viskoz sürtünme torku d_1x_1 ve tekerlekler arasında sürtünme torku M_{10}. Alt tekerleğe iki adet tork uygulanmaktadır: alt yatağın sürtünme torku d_2x_2 ve tekerlekler arasında sürtünme torku M_{20}. Bunların dışında alt tekerleğe uygulanan iki adet kuvvet var: üst tekerleğin yerçekimi kuvveti ve tekerlekler arası dik kuvvet. Sürtünme kuvvetinin normal kuvvet F_n ile doğru orantılı olduğu varsayılmaktadır. Burada, x_1 üst tekerleğin açısal hızı ve r_1 tekerleğin yarıçapı, x_2 alt tekerleğin açısal hızı ve r_2 tekerleğin yarıçapıdır. Üst tekerleğin hareket denklemi aşağıda verilmiştir:

$$J_1\dot{x}_1 = F_n r_1 \mu(\lambda) - d_1x_1 - M_{10} - M_1 \qquad (1)$$

Alt tekerleğin hareket denklemi ise aşağıda verilmiştir:

$$J_2\dot{x}_2 = -F_n r_2 \mu(\lambda) - d_2x_2 - M_{20} \qquad (2)$$

Burada J_1 ve J_2 sırasıyla üst ve alt tekerleklerin eylemsizlik momentleri, d_1 ve d_2 , üst ve alt tekerleklerin yataklarındaki viskoz sürtünme katsayısılarıdır.Normal kuvveti(F_n) hesaplamak için A noktasına göre tüm torkların toplamı aşağıdaki gibi yazılabilmektedir

$$F_nL(\sin\varphi - s\mu(\lambda)\cos\varphi) = M_g + s_1M_1 + s_1M_{10} + d_1x_1 \qquad (3)$$

Burada M_g denge koluna uygulanan yerçekimine bağlı moment, L tekerleklerin temas noktası ve denge kolunun dönme ekseni arasındaki mesafe, φ dik doğrultu ve L arasındaki temas noktasındaki açısıdır. Denklem sadeleştirdirildikten sonra aşağıdaki ifade elde edilmektedir:

$$F_n = \frac{M_g + s_1M_1 + s_1M_{10} + d_1x_1}{L(sin\varphi - s\mu(\lambda)\cos\varphi)} \qquad (4)$$

F_n için elde edilen ifade sistem denklemlerine yerleştirildikten sonra, hareket denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$J_1\dot{x}_1 = \frac{M_g + s_1M_1 + s_1M_{10} + d_1x_1}{L(\sin\varphi - s\mu(\lambda)\cos\varphi)} r_1 s\mu(\lambda) - s_1M_1 - d_1x_1 - s_1M_{10}$$
$$J_2\dot{x}_2 = -\frac{M_g + s_1M_1 + s_1M_{10} + d_1x_1}{L(\sin\varphi - s\mu(\lambda)\cos\varphi)} r_2 s\mu(\lambda) - d_2x_2 - s_2M_{20} \qquad (5)$$

Her iki denklemde ortak faktör olarak:

$$S(\lambda) = \frac{s\mu(\lambda)}{L(sin\varphi - s\mu(\lambda)\cos\varphi)} \qquad (6)$$

tanımlanabilmtektedir. Dinamik sürtünme katsayısı $\mu(\lambda)$'yı için cihaz kullanım kılavuzunda yer alan aşağıdaki ifade kullanılabilmektedir:

$$\mu(\lambda) = \frac{w_4\lambda^p}{a + \lambda^p} + w_3\lambda^3 + w_2\lambda^2 + w_1\lambda \qquad (7)$$

Üstte verilmiş olan sistem denklemlerini sadeleştirmek için aşağıdaki katsayılar tanımlanmıştır.

Tablo 1: Sistem sadeleştirme katsayıları

$s = sgn(r_2x_2 - r_1x_1)$	$s_1 = sgn(x_1)$	$s_2 = sgn(x_2)$
$c_{11} = \frac{r_1d_1}{J_1}$	$c_{12} = \frac{(s_1M_{10} + M_g)r_1}{J_1}$	$c_{13} = -\frac{d_1}{J_1}$
$c_{14} = -\frac{s_1M_{10}}{J_1}$	$c_{15} = \frac{r_1}{J_1}$	$c_{16} = -\frac{1}{J_1}$
$c_{21} = -\frac{r_2d_1}{J_2}$	$c_{22} = -\frac{(s_1M_{10} + M_g)r_2}{J_2}$	$c_{23} = -\frac{d_2}{J_2}$
$c_{24} = -\frac{s_2M_{20}}{J_2}$	$c_{25} = -\frac{r_2}{J_2}$	

Sonuç olarak, sistem denklemleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir

$$\dot{x}_1 = S(\lambda)(c_{11}x_1 + c_{12}) + c_{13}x_1 + c_{14} + (c_{15}S(\lambda) + c_{16})s_1M_1$$
$$\dot{x}_2 = S(\lambda)(c_{21}x_1 + c_{22}) + c_{23}x_2 + c_{24} + c_{25}S(x_1, x_2)s_1M_1 \qquad (8)$$

Fren eyleyici dinamiği ise aşağıdaki denklem ile ifade edilebilmektedir:

$$\dot{M}_1 = c_{31}(b(u) - M_1) \qquad (9)$$

Burada u fren kontrolü değişkenidir. $b(u)$fonksiyonu ise aşağıdaki denklem ile elde edilmektedir

$$b(u) = \begin{cases} b_1u + b_2, & u \geq u_o \\ 0, & u < u_o \end{cases} \qquad (10)$$

Yukarıda verilen katsayıların ve bazı parametrelerin değerleri Tablo 2'de verilmiştir [7].

Tablo 2: Sistem katsayıları ve parametreleri

$s = +1$	$s_1 = +1$	$s_2 = +1$
$c_{11} = 15.86 \times 10^{-4}$	$c_{21} = -46.401 \times 10^{-5}$	$w_1 = -42.4 \times 10^{-3}$
$c_{12} = 259.33$	$c_{22} = -75.869$	$w_2 = 29.375 \times 10^{-11}$
$c_{13} = -15.94 \times 10^{-3}$	$c_{23} = -87.88 \times 10^{-4}$	$w_3 = 35.08 \times 10^{-3}$
$c_{14} = -0.3985$	$c_{24} = -3.632$	$w_4 = 40.663 \times 10^{-2}$
$c_{15} = 13.217$	$c_{25} = -3.867$	$a = 25.724 \times 10^{-5}$
$c_{16} = -132.836$	$c_{31} = 20.37$	$p = 2.0994$
$r_1 = 0.0995\ m$	$J_1 = 7.53 \times 10^{-3} kgm^2$	$L = 0.37\ m$
$r_2 = 0.099\ m$	$J_2 = 25.6 \times 10^{-3}\ kgm^2$	$\varphi = 65.61°$
$b_1 = 15.24$	$b_2 = -6.21$	$u_o = 0.415$

3. Sistemin doğrusallaştırması

ABS kontrol probleminde referans değer takibinde kullanılan tekerlek boylamasına kayma oranı aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

$$\lambda = \frac{r_2 x_2 - r_1 x_1}{r_2 x_2} \tag{11}$$

Bu denklemin türevi alındığında

$$\dot{\lambda} = \frac{r_1(x_1\dot{x}_2 - \dot{x}_1 x_2)}{r_2 (x_2)^2} = \frac{r_1}{r_2}.\frac{x_1\dot{x}_2 - \dot{x}_1 x_2}{(x_2)^2} \tag{12}$$

elde edilmektedir. Sistem denklemleri uygulanınca

$$\begin{aligned}\dot{\lambda} = \frac{r_1}{r_2}\Bigg[&\frac{x_1}{x_2^2}(S(\lambda)(c_{21}x_1 + c_{22}) + c_{23}x_1 + c_{24} \\ &+ c_{25}S(\lambda)M_1) - \frac{1}{x_2}(S(\lambda)(c_{11}x_1 + c_{12}) \\ &+ c_{13}x_1 + c_{14} + (c_{15}S(\lambda) + c_{16})M_1)\Bigg]\end{aligned} \tag{13}$$

ifadesi elde edilmektedir. Denklemi sadeleştirmek için aşağıdaki tanım yapılmıştır

$$x_1 = \frac{r_2}{r_1}(1 - \lambda)x_2 \tag{14}$$

Sonuç olarak boylamasına kayma dinamiği aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir:

$$\dot{\lambda} = f(\lambda, x_2) + g(\lambda, x_2)M_1 \tag{15}$$

$$\begin{aligned}f(\lambda, x_2) = &-\Big[(S(\lambda)c_{11} + c_{13})(1 - \lambda)\frac{r_1}{r_2 x_2}(S(\lambda)c_{12} + c_{14})\Big] \\ &+ \frac{1 - \lambda}{x_2}\Big[\Big(S(\lambda)c_{21}\frac{r_2}{r_1}(1 - \lambda) + c_{23}\Big)x_2 \\ &+ S(\lambda)c_{22} + c_{24}\Big]\end{aligned} \tag{16}$$

$$g(\lambda, x_2) = \frac{-r_1}{r_2 x_2}\left(c_{15}S(\lambda)c_{16}\frac{r_2}{r_1}c_{25}S(\lambda)(1 - \lambda)\right) \tag{17}$$

Doğrusallaştırma işlemi sonucunda ve alt tekerleğin açısal hızının (x_2) üst tekerleğin açısal hızına göre daha yavaş dinamikleri olduğu göz önünde bulundurarak, sistem matrisleri aşağıdaki elde edilebilmektedir:

$$\begin{bmatrix}\delta\dot{\lambda} \\ \dot{M}_1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{\partial\dot{\lambda}}{\partial\lambda} & \frac{\partial\dot{\lambda}}{\partial M_1} \\ \frac{\partial M_1}{\partial\lambda} & \frac{\partial\dot{M}_1}{\partial M_1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\delta\lambda \\ M_1\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\frac{\partial\dot{\lambda}}{\partial\delta u} \\ \frac{\partial\dot{M}_1}{\partial\delta u}\end{bmatrix}\delta u$$
$$\mathrm{y} = [1 \quad 0]\begin{bmatrix}\delta\lambda \\ M_1\end{bmatrix} \tag{18}$$

Doğrusallaştırma işlemi farklı tekerlek hızlarında yapılarak doğrusal olmayan sistem için k adet doğrusal sistem elde etmek mümkündür. Bu sistemlerin geçişli kararlılığı için bir sonraki kısımda çoklu geçişli kontrolcü yapısı tasarımı tairf edilmiştir.

4. Kontrolcü Tasarımı

4.1. PID Kontrolcü Tasarımı

Bu kısımda referans kayma değerinin takibini sağlayacak PID kontrolcüsü doğrusallaşmış sistem için Matlab/Simulink ortamındaki pidtune komutunu kullanılarak tasarlanmıştır. PID kontrolcüsü çoklu model geçişli kontrolcünün etkinliğinin değerlendirilmesinde kullanılacaktır.

4.2. Çoklu Model Geçişli kontrolcü tasarımı

Bu kısımda çoklu model geçişli kontrolcü tasarımının temelleri sunulmuştur:

4.2.1. Temel Tasarım:

Tasarım hedeflerine ulaşabilmek için; sonlu modlar kümesinin elemanı olan, her sistem modu $k \in \mathcal{I}$ için farklı bir kontolcü bağdaştırılmıştır. Şekil-3'te gösterildiği gibi her bir moda karşılık gelen ve kontrolcüleri doğrusal ve zamandan bağımsız bir sistem olarak tasarlanan belirli bir kontrolcü yapısı seçilmiştir. Her bir kontrolcünün dinamiği aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir:

$$\begin{aligned}\dot{x}_{ck}(t) &= K_k x_k(t) + L_k e(t) \\ u_k(t) &= M_k x_k(t) + N_k e(t)\end{aligned} \tag{19}$$

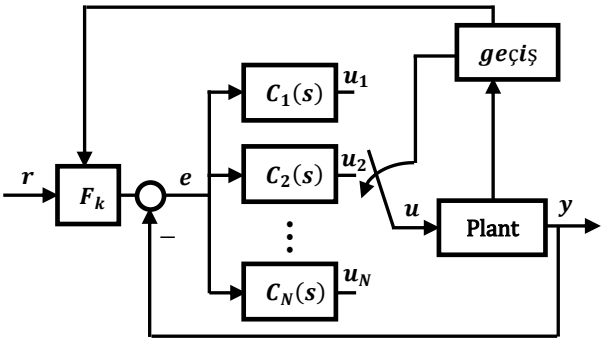
$x_{ck}(t) \in R^{n_c}, k \in \mathcal{I}$ modu ile bağdaştırılan kontrolcünün durum vektörüdür. Bir boyutlu giriş sinyali $e(t) \in \mathbb{R}$ bütün kontrolcülerce paylaşılmaktadır ve her kontrolcü farklı bir kontrol sinyalini ($u_k(t) \in \mathbb{R}$) üretmektedir. Kontrolcüleri tasarlamak için yukarıda belirtilen ve sistem matrisi $K_k \in$

$\mathbb{R}^{n_c \times n_c}$, giriş ve ölçüm matrisleri sırasıyla $L_k, M_k \in \mathbb{R}^{n_c}$ ve doğrudan iletim terimi $N_k \in \mathbb{R}$ olan standart kontrol formu tercih edilmiştir. İlgili transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$C_k(s) = M_k^T (sI - K_k)^{-1} L_k + N_k \tag{20}$$

4.2.2. Yumuşak Geçici Rejim Geçişi

Her bir alt kapalı çevrim kontrol sistemini kararlı hale getirecek özdeğerlerin, $\wedge_t = \left\{\lambda_1, \cdots, \lambda_{n_p+n_c}\right\} \in \mathbb{R}^-$ ortak kümesinde yer almasını sağlayan kontrolcüler, kutup yerleştirme yöntemi ile sentezlenmektedir. Böylece tüm alt kapalı çevrim kontrol sistemleri ortak özdeğerlere ($\Lambda_t$kümesinde yer alan) sahip olacaklardır.



Şekil 3: Kontrol edilen çoklu model geçişli sistem.

Teorem 4.2.1 *(Kutup yerleştirme, Pole-placement) [6]: Her sistem modu $k \in \mathcal{I}$ için; $C_k(s)$ kontrolcüsü kapalı çevrim transfer fonksiyonun polleri açık sol yarı düzlemde ve bütün $k \in \mathcal{I}$ için aynı olacak şekilde tasarlanmıştır.*

$$\frac{C_k(s)P_k(s)}{1 + C_k(s)P_k(s)} \tag{21}$$

Çokluluk göz önüne alınarak bu hedef kutuplar kümesi şu şekilde gösterilebilir: $\Lambda_t = \left\{\lambda_1, \ldots, \lambda_{n_p+n_c}\right\}$ Böylece elde edilen bütün kontrolcüler açık sol yarı düzlem içinde aynı kapal çevrim kutuplarına sahip olacaklardır.

Teorem 4.2.1'de açıklanan kutup yerleştirme stratejisi kontrolcüler arasında yumuşak geçici rejim geçişi için gerekli bir koşuldur.

4.2.3. Geçişli Sistemlerinin Kararlılığı

Geçişli kapalı çevrim sistemin durum vektörü x; sistem x_p ve kontrolcü x_{ck} vektörlerinden oluşmaktadır

$$x = (x_P^T \quad x_{c1}^T \quad \ldots \quad x_{cn}^T)^T \tag{22}$$

Buradaki $x \in \mathbb{R}^n$ ve geçişli kapalı çevrim sistemi için $n = n_p + Nn_c$ olarak tanımlanırsa, otonom doğrusal sistem aşağıdaki gibi elde edilmektedir:

$$\dot{x}(t) = H(t)x(t) \tag{23}$$

$H(\cdot)$ parçalı bir sabit fonksiyondur. $H: \mathbb{R} \to \mathcal{H} = \{H_1, \ldots, H_N\} \subset \mathbb{R}^{n \times n}$. $k \in \mathcal{I}$ olduğu her durumda bileşen sistem matrisleri aşağıdaki hesaplanmaktadır:

$$H_k = \begin{pmatrix} A_k - b_k N_k c_k & b_k M_1^T \delta_{k1} & \cdots & b_k M_N^T \delta_{kN} \\ -L_1 C_1 & K_1 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \\ -L_N C_N & 0 & & K_N \end{pmatrix} \tag{24}$$

δ_{kj} Kronecker delta sembolüdür. Kutup yerleştirme işlemi bütün alt sistemleri kararlı hale getirmekte, fakat buna rağmen tüm alt sistemlerin bileşimi kararlı olmayabilmektedir [8,9]. Bileşik sistemin kararlılığı $: \mathbb{R} \to \mathcal{H} = \{H_1, \ldots, H_N\} \subset \mathbb{R}^{n \times n}$ için yukarıda elde edilen matrisler için genel Lyapunov matrisi P nin aranması yöntemi aşağıdaki teoremde ifade edildiği şekilde uygulanmaktadır.

Teorem 4.2.2 [9]. *Eğer $P = P^T > 0$ matrisi aşağıdaki şartı sağlarsa:*

$$H_k{}^T P + P H_k < 0; \; k \in \mathcal{I} \tag{25}$$

geçişli sistem asimptotik olarak kararlıdır.

4.2.4. Çoklu Model Geçişli Sistem için Lead Lag Kontrolcülerin Tasarımı

Üçüncü bölümde yapılan doğrusallaştırma işlemi sonucu elde edilen k adet sistemin derecesi $n_p = 2$ dir, ve tasarımda her bir alt-sisteme ikinci dereceden birer lead-lag kontrolcünün eklenmesi ile her bir alt kontrol sisteminin derecesi 4 olmuştur. Buna göre ortak özdeğerlerin Λ_t kümesinin dört adet elemanı olacaktır. Dolayısıyla sistem dinamiklerini etkin bir şekilde değiştirebilmesi –karakteristik denklemin her bir parametresini değiştirebilmesi için– tasarlanan lead-lag kontrolcünün beş adet tasarım parametresiyle tasarlanması uygun bulunmuştur. Bu tasarım parametreleri kontrolcü kazancı k, iki adet kontrolcü sıfırı z_{1k} ve z_{2k} ve iki adet kontrolcü kutbu olan p_{1k} ve p_{2k} den ibarettir.

Her bir alt sistemin Lead-Lag kontrolcü yapısı aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} C(s) &= k_k \frac{(s - z_{1k})(s - z_{2k})}{(s - p_{1k})(s - p_{2k})} \\ &= k \frac{s^2 - (z_{1k} + z_{2k})s + z_{1k} z_{2k}}{s^2 - (p_{1k} + p_{2k})s + p_{1k} p_{2k}} \end{aligned} \tag{26}$$

aşağıdaki yeni değişkenler optimizasyon parametresi olarak tanımlanmıştır:

$$\begin{cases} Z_{1k} = z_{1k} + z_{2k} \\ Z_{2k} = z_{1k} z_{2k} \end{cases}; \; \begin{cases} P_{1k} = p_{1k} + p_{2k} \\ P_{2k} = p_{1k} p_{2k} \end{cases} \tag{27}$$

Sonuç olarak kontrolcülerin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$C_k(s) = k_k \frac{s^2 - Z_{1k} s + Z_{2k}}{s^2 - P_{1k} s + P_{2k}} \tag{28}$$

ve durum uzay matrisleri de aşağıdaki gibi ifade edilebilmektedir

$$\begin{cases} \dot{x}_{ck}(t) = K_k x_{ck}(t) + L_k(\lambda_{ref} - \lambda) \\ T_{bk}(t) = M_k x_{ck}(t) + N_k(\lambda_{ref} - \lambda) \end{cases} \quad (29)$$

$$K_k = \begin{pmatrix} P_{1k} & P_{2k} \\ -1 & 0 \end{pmatrix}, L_k = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \\ M_k = k_k(-Z_{1k} + P_{1k} \quad -Z_{2k} + P_{2k}), \\ N_k = k_k. \quad (30)$$

Kontrolcü parametreleri Matlab yazılımında 'fmincon.m' fonksiyonu kullanılarak optimize edilmiştir. Tasarım detayları aşağıda verilmiştir.

Kontrolcü parametreleri olan $k_k, P_{1k}, P_{2k}, Z_{1k}, Z_{2k}$ ve Lyapunov matrisi P nin bağımsız elemanları optimizasyonparametreleri olarak seçilmiştir Her bir alt kapalı çevrim sistemi kararlı kılmak ve geçişleri akıcı yapabilmek adına optimizasyon süreci esnasında her bir alt sistemin kapalı çevrim kutuplarına doğal frekans ve sönümleme değerleri için kısıtlamalar eklenmiştir.

Optimizasyonda kullanılan maliyet fonksiyonu, sistem karakteristik denklemi üzerine kurulmuştur:

$$s^4 + q_{3k}s^3 + q_{2k}s^2 + q_{1k}s + q_{0k} = 0 \quad (31)$$

Üstteki denklemde q katsayıları kontrolcü parametrelerinin ($k_k, P_{1k}, P_{2k}, Z_{1k}, Z_{2k}$) fonksiyonudur. Optimizasyon süreci esnasında her bir alt kapalı çevrim sistemin karakteristik denklemi aşağıdaki ortak karakteristik denkleme yakınsaması sağlanmaktadır:

$$\prod_1^4 (s - \lambda_k) = s^4 + q_3 s^3 + q_2 s^2 + q_1 s + q_0 = 0 \quad (32)$$

Burada her bir λ_k ortak özdeğerler kümesinin Λ_t elemanıdır. Sonuç olarak optimizasyon problemi aşağıdaki gibi kurulmuştur:

$$\begin{aligned} \text{Min.} \quad & F(x) = \sum w_{jk}\left(q_{jk} - q_j\right)^2 \\ & x = \{k_i, P_{1i}, P_{2i}, Z_{1i}, Z_{2i}, \lambda_i, P\} \\ & \omega(\lambda_i) \geq \omega_{min} \\ & \xi(\lambda_i) \geq \xi_{min} \\ & P = P^T > 0 \\ & H_k^T P + P H_k < 0 \end{aligned} \quad (33)$$

Üstteki ifadelerde w_{jk} rastgele seçilmiş ağırlık fonksiyonları, $q_{jk}(j = 1, \dots, 4)$ her bir sistemin karakteristik denklem parametreleri, $\omega(\lambda_k)$ her bir kutba ait doğal frekans değeri, ve $\xi(\lambda_k)$her bir kutba ait sönümlenme değeri, ayrıca ω_{min} ve ξ_{min} bu parametreler için seçilen alt sınırlardır. Üstte bahsi geçen maliyet fonksiyonu tüm altsistemleri kararlı kılmakta, ortak özdeğerler kümesinin elde edilmesini sağlamakta, ayrıca genel Lyapunov fonksiyonunu geçiş karalığını sağlamak için tespit edilmesini sağlamaktadır.

Tablo 3'de verilen üç ayrı işletim bölgesinde (alt tekerleğin açısal hızına göre $1500,1000,500\ rpm$) üç ayrı kontrolcüden oluşan bir dizi kontrolcü tasarlanmıştır. Kontrolcüler arasındaki geçişler test düzeneğinin alt tekerlek hızına göre yapılmaktadır.

Tablo 3: Çoklu geçişli modelde tasarlanan kontrolcüler ve çalışma aralıkları

Açısal Hız (rpm)	Kontrolcü
$\boldsymbol{x_2 > 1250}$	$C_1(s)$
$\boldsymbol{750 < x_2 < 1250}$	$C_2(s)$
$\boldsymbol{x_2 < 750}$	$C_3(s)$

Tasarlanan kontrolcülerin durum-uzay matrisleri aşağıda verilmiştir:

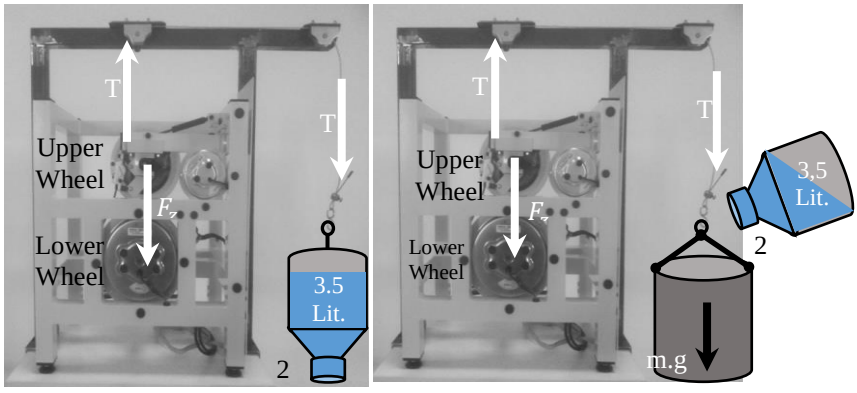
$$K_1 = \begin{pmatrix} -1.0429 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} L_1 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} M_1 = (0.1865 \quad 0) N_1 = 1$$

$$K_2 = \begin{pmatrix} -1.0462 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} L_2 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} M_2 = (0.1865 \quad 0) N_2 = 1$$

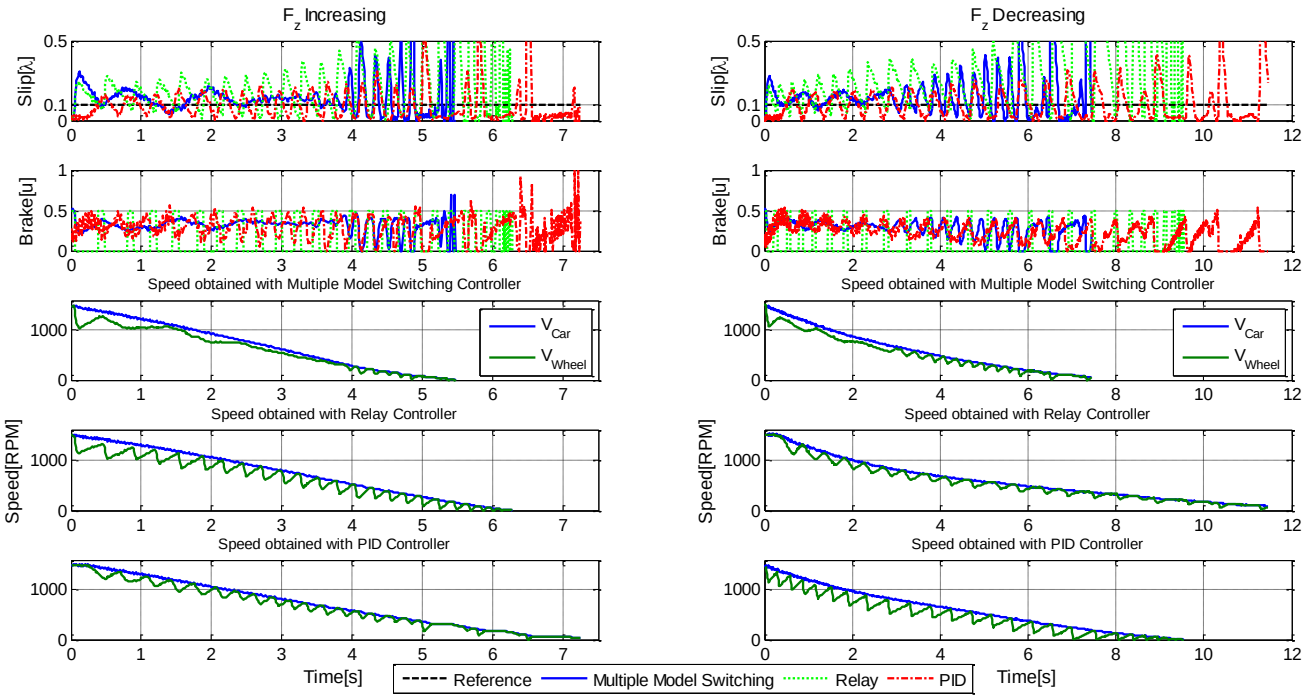
$$K_3 = \begin{pmatrix} -14.5623 & 1 \\ -1 & 0 \end{pmatrix} L_3 = \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} M_3 = (0.1865 \quad 0) N_3 = 1$$

5. Deneysel Sonuçlar

Çoklu model geçişli (MMS) kontrolcünün etkinliğini göstermek için, bir dizi benzetim ve gerçek zamanlı deneyler yapılmıştır. Cihazın koluna eklenen bir düzenek vasıtasıyla tekerlekler arası dik kuvveti arttırılmış ve azaltılmış, kontrolcünün dayanaklılığını test etmek için değişken sürtünme kuvveti testleri yapılmıştır (Şekil 4).



Şekil 4: Değişken dik kuvvet uygulamak için hazırlanan düzenek.



Şekil 5: Değişken dik kuvvet uygulanarak elde edilen sonuçlar

Bu düzenek iki tane makara ve makaralar boyunca hareket edebilen bir kablodan oluşmaktadır. Kablonun bir ucu deney cihazına dik kuvvet uygulayan koluna bağlıdır. Diğer ucuna değişken kuvveti uygulamak için kullanılan bir su bidonu bağlıdır. Su miktarını test esnasında değiştirerek sürekli artan veya azalan sürtünme kuvveti ve bunun sonucu olarak değişken sürtünme katsayısı uygulanabilmektedir. Şekil 5'te verilen sonuçlarda görüldüğü gibi çoklu model geçişli kontrolcü kararlıdır ve kayma değerini kabul edilir şekilde takip etmektedir. Ayrıca bu kontrolcünün durma mesafesi de diğer karşılaştırma amaçlı test edilen PID ve relay tipi kontrolcülere göre çok daha iyidir.

6. Tartışma ve Sonuç

Çalışmamızda ABS fren sistemine yönelik çoklu model geçişli kontrolcüler tasarlanmış ve bu kontrolcülerin etkinliği Inteco firması tarafından temin edilen deney düzeneği üzerinde test edilmiştir. Deneyler esnasında tasarlanan üç farklı kontrolcü arasındaki geçişler yumuşaktır ve ABS kontrol problemi kararlı bir şekilde çözülebilmiştir. Elde edilen sonuçlar tasarlanan kontrolcü yapısının elektromekanik fren sistemine sahip araçlarda uygulanmasının mümkün olduğunu göstermektedir.

Teşekkür

111M601 nolu araştırma projesi kapsamında çalışmaların gerçekleştirilmesini mümkün kılan Tübitak'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

[1] T.A. Johansen, I. Petersen, J. Kalkkuhl, J. Ludemann, "Gain-scheduled wheel slip control in automotive brake systems", IEEE Transactions on Control System Technology, Cilt:11, s:799–811, 2003.

[2] K. Park, S.J. Heo, "A study on the brake-by-wire system using hardware-in the-loop simulation", International Journal of Vehicle Design, Cilt:36, No:1, s:38–49, 2004.

[3] D.B. Mitic, S.L. Peric, D.S. Antic, "Digital Sliding Mode Control of Anti-Lock Braking System", Advances in Electrical and Computer Engineering. Cilt:13 No:1, s:33-40, 2013.

[4] E. Kayacan, Y. Öniz, O. Kaynak, "A Grey System Modeling Approach for Sliding-Mode Control of Antilock Braking System", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Cilt:56, No:8, s:3244-3252, 2009.

[5] Y. Öniz, E. Kayacan, O. Kaynak, "A Dynamic Method to Forecast the Wheel Slip for Antilock Braking System and Its Experimental Evaluation", IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics—PART B: Cybernetics, Cilt:39, No:2, s:551-560, 2009.

[6] K. Wulff, "Quadratic and Non-Quadratic Stability Criteria for Switched Linear Systems", Doktora Tezi, Hamilton Institute, National University of Ireland-Maynooth, Co. Kildare, Irlanda, 2004.

[7] Inteco. "The laboratory Anti-lock Braking System controlled from PC", User's Manual available at www.inteco.com.pl.

[8] Shorten, R.N., Cairbre, F., 2001, A proof of the global attractivity for a class of switching systems using a non-quadratic Lyapunov approach, Institute of Mathematics and its Applications : Journal of Mathematical Control and Information, Vol. 8, pp. 341–353.

[9] Shorten, R.N., Cairbre, F., 2002, A new methodology for the stability analysis of pairwise triangular and related switching systems, Institute of Mathematics and its Applications: Journal of Applied Mathematics, Vol. 67, pp. 441–457.

Hibrit Elektrikli Araçların Modellenmesi ve Optimizasyonu

B. Şamil ÖZDEN, Y. Samim ÜNLÜSOY

Makina Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
{buozden, unlusoy}@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, elektrikli hibrit araçlarda emisyon ve yakıt tüketimi değerlerinin, istenilen performans kısıtlarını da sağlayacak şekilde, iyileştirilmesi için güç bileşenleri ölçülerinin optimizasyonu yapılmıştır. Bu amaçla, kullanıcının araç tipini ve istenen performans kısıtlarını kolayca girebilmesi ve farklı tasarım parametrelerini optimizasyon içinde kullanabilmesi için dört aşamalı bir grafik arayüz MATLAB ortamında hazırlanmıştır. Yine MATLAB platformu kullanılarak içten yanmalı motor, elektrik motoru ve batarya için ön ölçülendirme yapıldıktan sonra, çok amaçlı bir optimizasyon uygulaması ile en iyi değerler araştırılmıştır. Bu doğrultuda paralel tip benzinli ve dizel motorlu hibrit araçlar için on farklı simülasyon gerçekleştirilmiştir. Şehir içi simülasyon sonuçları yakıt sarfiyatından %5'e yakın ödün vererek, benzin motorlu hibrit araçların CO emisyonunda %15'e varan iyileşme elde edilebileceğini, dizel motorlu hibrit araçlarda ise aynı motor tipindeki konvansiyonel araçlara göre %40'a varan yakıt tasarrufu potansiyeli olduğunu göstermektedir.

1. Giriş

İki ya da daha fazla güç kaynağının, bu kaynakların farklı avantajlarından faydalanmak ve tekil sistemlerin dezavantajlarını ortadan kaldırmak için birlikte kullanılması, hibrit teknolojisi arkasında yatan temel düşüncedir. Bu düşünceden yola çıkılırsa, klasik içten yanmalı motor (İYM) ile elektrik motorunu (EM) beraber kullanan Hibrit Elektrikli Araç (HEA), tekil İYM veya EM donatımlı araçların avantajlarına sahip olmakla birlikte, bu iki sistemin dezavantajlarını da önemli ölçüde ortadan kaldırmaktadır.

Aktarma sistemi hibrit yapısının ve yapısal elemanlarının optimizasyonuna odaklanan çalışmalar, özellikle yakıt tüketimi ve emisyon değerleri açılarından önemlidir. İki farklı güç kaynağının birlikte kullanılması, tahrik sistemi bileşenlerinin daha iyi yakıt tüketimi ve emisyon değerleri elde etmeye yönelik olarak tasarlanmasında ek serbestlik dereceleri sağlar. Bu nedenle, bileşen seçimi ve ölçülendirilmesinde optimizasyonun gerçekleştirilmesi, kontrol stratejilerinde kullanılacak optimizasyon prosedürlerinin geliştirilmesi kadar etkin bir süreçtir.

Çalışmanın ana odağı HEA'nın optimizasyonudur. Ancak böyle bir optimizasyonda çok sayıda tasarım değişkeni tanımlanabildiği için, aracın bütünsel optimizasyonunu yapmak oldukça zordur. Bu nedenle çalışmada HEA performansı üzerinde önemli etkisi olan bazı temel parametreler belirlenmiş ve optimizasyon tasarım parametreleri olarak tanımlanmıştır. Belirlenen tasarım parametrelerine ek olarak, motorun etkin çalışma noktasına getirilmesi, bataryanın şarj durumu (SOC), frenleme esnasında şarj parametreleri, vb. için geniş yelpazede kontrol stratejisi seçenekleri mevcuttur. Bunlar da optimizasyon sürecinde ek tasarım değişkenleri olarak kullanılmaktadır.

2. Sistemin Modellenmesi

Araç performansının, yakıt tüketiminin ve emisyon değerlerinin modellenmesi, simülasyonu ve optimizasyonunu içeren bir çalışmada ilk aşama model oluşturma sürecidir.

2.1. Araç Modeli

Araç modelinin oluşturulması, tasarlanacak hibrit aracın yapılandırma tipinin kararlaştırılması ile başlar. Seri ve paralel yapılandırmaların özellikleri ve uygulama alanları farklı olmakla birlikte, [1, 2], bu çalışmada simülasyonlar ve sonuçlar paralel yapılandırma seçeneği için verilmiştir. Hibrit aracın modellenmesi aşamasına, performans gereklerine göre ön ölçülendirme yapılarak başlanmaktadır. Bu aşamada araç ivme ve hıza sahip basit bir kütledir. Bir sonraki adımda ise model, aktarma sistemi bileşenlerinin eylemsizlik etkileri eklenerek genişletilmekte ve sonuçta her bileşenin performansı, iç dinamiği, doğrusal olmayan özellikleri ve kayıplarını da içeren ayrıntılı modele ulaşılmaktadır.

Hibrit elektrikli araç aktarma organları modellenmesinde iki temel yaklaşım, "Geri Bakış" (Backward Facing) ve "İleri Bakış" (Forward Facing), olarak adlandırılmaktadır. "Geri Bakış" yaklaşımında, aracın istenen performansı sağlayabildiği varsayılarak, tüm bileşenlerin çalışma koşulları tekerlekten motora giderek belirlenir. "İleri Bakış" yaklaşımında ise istenen hız talebi tanımlanarak, güç kaynağından tekerleklere doğru gidilir ve aracın verilen koşullardaki hızı bulunur [3]. Çalışma kapsamında, her iki yaklaşımın da değerlendirilmesi için "Geri-İleri Bakış" (Backward-Forward Facing) tabanlı bir yaklaşım kullanılmıştır [4].

2.2. Kontrol Stratejileri

Tahrik sisteminin performansı, performans talebini karşılamak açısından kontrol stratejisine bağlıdır. İYM'nin en verimli konumda çalışmasını sağlamak ve bataryayı tanımlı şarj (SOC) limitleri içinde tutmak gibi genel uygulamalar dışında; seri ve paralel hibrit yapılı araçların kontrol stratejileri teknik ve içerik olarak farklıdır.

Paralel yapılandırma için genellikle, önceden belirlenmiş parametreler ve çalışma alanlarını içeren kural bazlı stratejiler kullanılmaktadır [5]. Kural bazlı stratejilerin arkasındaki ana fikir, güç bileşenleri arasında yük dengelenmesinin gerçekleştirilmesidir [6]. Bu strateji İYM'yi birincil güç

kaynağı, EM'i ise gerektiğinde güç tamamlayıcı olarak kullanır. Bu stratejinin temel kuralları İYM'nin çalışma alanının sınırlandırılarak, tanımlanan hız ve tork değerlerinden daha yüksekte tutulması, altta kalan kısımlarda güç talebinin elektrik motoru kullanılarak karşılanmasıdır.

Seri yapılandırmada sistem yapısı daha basit olduğu için, daha düşük karmaşıklık düzeyinde bir kontrol sistemi ile performans gereksinimleri karşılanabildiği gibi, yakıt ve emisyon değerlerinde de kayda değer bir düşüş sağlanabilmektedir. Paralel yapılandırmada olduğu gibi, seri yapılandırmada da batarya ömrünün SOC değerine göre izlenmesi ve İYM'nin optimal aralıkta çalıştırılması, kontrol algoritmasının temel kriterlerindendir. Kontrol stratejisi, içten yanmalı motorun, elektrik motorunun ve bataryanın koşulları ve durumlarını değerlendirerek İYM'nin çalışması gereken tork ve hız değerlerini belirlemektedir.

3. Güç Bileşenlerinin Ölçülendirilmesi

İYM, EM ve batarya gibi güç bileşenlerinin parametreleri araç performansı ve verimliliğinde en önemli etkenlerdendir. Bu parametreler için baz değerlerin doğrudan kullanılması yerine, uygun bir ön seçim ile daha iyi bir başlangıç noktası sağlayarak, optimizasyon süreci performansının arttırılması doğru bir yaklaşım olarak ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle optimizasyon sürecine başlamadan önce, bu parametre değerleri, kullanıcının performans beklentileri baz alınarak, öngörülmeli ve optimizasyon prosedüründe başlangıç değerler olarak kullanılmalıdır. Seri ve paralel yapılandırmaların enerji kaynağından tekerleklere olan güç akış yönleri ve yaklaşımları farklı olduğu için ölçülendirme stratejileri de ayrı ayrı ele alınacaktır.

Aracın tüm güç gereksinimini belirlemek için 5 temel ölçüt kullanılabilir. Bunlar:

- Aracın Maksimum Hızı
- 0 – 100 km/saat Hızlanma Süresi
- Maksimum İvmelenme Değeri
- Düşük Hızda Maksimum Eğim
- Yüksek Hızda Maksimum Eğim

Bu ölçütler İYM, EM ve batarya özelliklerinin belirlenmesinde kullanılacaktır.

3.1. Paralel Tip HEA

Paralel hibrit yapılandırma, seri yapılandırmadan hem İYM hem de EM'nin tekerleklere güç sağlamasıyla ayrılır. Bu yapılandırmada İYM temel güç gereksinimini sağlarken, anlık yüksek güç gereksinimlerinin EM tarafından sağlanması stratejisi uygulanmaktadır. Araç düz ya da az eğimli bir yolda İYM sabit hızla çalışırken ilerler veya duruş-kalkışlı bir sürüşte ortalama gücü sağlarken, batarya ve EM anlık yük değişimlerini karşılar. Batarya, anlık değişimler pozitif olduğunda boşalırken, negatif yöndeki değişimlerde SOC uygunsa şarj olmaktadır.

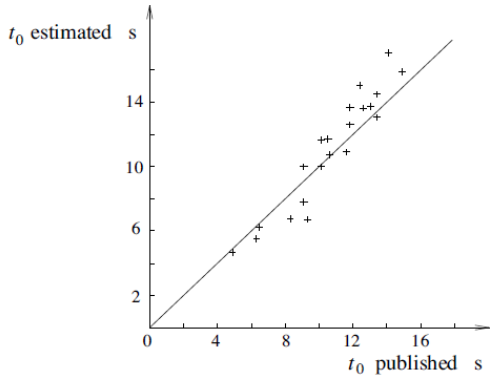
Araç yokuş yukarı yol alırken gereken güç şu şekilde ifade edilebilir:

$$P_e = \frac{V}{\eta_{t,e}}\left(M_v g f_r + \frac{1}{2}\rho_{air} C_d A_f V^2 + M_v g \sin\alpha\right) \qquad (1)$$

Saniye cinsinden gösterilen 0-100 km/saat hızlanma süresi kullanılarak gerekli toplam (İYM ve EM) araç gücü aşağıdaki gibi öngörülebilir [14]

$$P_{veh} = \frac{V^2 * M_v}{t_0} \qquad (2)$$

Öngörülen değerler ve imalatçıların test sonuçlarının karşılaştırılması Şekil 1'de gösterilmektedir.



Şekil 1. V=100 km/sa için imalatçılar tarafından yayınlanan ivmelenme zamanları (çarpılar) ve hesaplanan değerler(düz çizgi) [14]

Tanımlanmış performans hedeflerine göre, toplamda 5 güç ölçütünün değeri hesaplanır. EM ve İYM güç ölçülendirmesini ayrı ayrı hesaplamak ve buradan batarya gücü ve kapasitesini ölçülendirmeye geçmek için bulunan değerlerin karşılaştırılmaları gerekmektedir. İlk karşılaştırma yüksek hızda tırmanma ile maksimum hızdan elde edilen güç değerleri arasında yapılır ve büyük olan değer İYM'nin maksimum gücü olarak alınır. Sonra bu değer 0-100 km/saat hızlanma için gerekli güç değerinden çıkartılarak tespit edilmektedir [7].

Aracın toplam maksimum tork değeri, tanımlanan maksimum ivmelenme ve düşük hızda maksimum eğim ölçütleri kullanılarak belirlenir. İYM maksimum tork değeri ile toplam maksimum tork değeri arasındaki fark EM'nin maksimum tork değeri olarak alınır.

Uygulamada İYM ve EM için hesaplanan güç değerlerinin baz bileşen değerlerinden farklı olmasından dolayı, "Tork Ölçeklendirme Faktörü" olarak isimlendirilen bir ölçeklendirme prosedürü kullanılmaktadır. Bu faktör elektrik motor için "mc_trq_scale", içten yanmalı motor için "fc_trq_scale" olarak gösterilmiştir ve bileşenin üretimden gelen baz maksimum tork değerine çarpan olarak uygulanır. [8].

Aynı tipteki yakın güç değerlerine sahip İYM'ların (benzinli veya dizel) benzer maksimum tork eğri karakteristikleri olduğu için aynı hız aralığında, maksimum güç sadece tork ölçeklendirmesi ile değiştirilebilir [8-9]. Bu nedenle İYM güç değerinin daha kolay uygulanması için optimizasyon sürecinde tork ölçeklendirme faktörü doğrudan kullanılır. Benzer şekilde, EM güç değeri de ölçülendirmeye dahil edilmekte ve optimizasyon sürecinde tork ölçeklendirme faktörü bir tasarım değişkeni olarak kullanılmaktadır [10].

Sonuç olarak, İYM ve EM'nin güç ve tork değerleri baz değerlerle beraber iki ölçeklendirme faktörü cinsinden ifade edilir ve sonuç güç ve tork değerlerinin farklı performans

gereksininmlerine göre karşılaştırmaları yapılabilir. Aynı ölçeklendirme prosedürü seri hibrit stratejisinde de geçerlidir.

Bir sonraki adım batarya gücü ve kapasitesinin belirlenmesidir. Paralel yapılandırmada batarya, herhangi bir zamanda EM'nin güç ihtiyacını karşılayacak yeterlikte olmalıdır. Ayrıca, batarya kritik seviyelere inecek düzeyde boşalmaması için yeterince enerji depolamalıdır. Bu nedenle, ölçülendirme sürecinde karar verilmesi gereken iki parametre batarya gücü ve enerji kapasitesidir.

Bataryanın gücü elektrik motor gücü kullanılarak belirlenebilir:

$$P_{bat} \geq P_{em} \tag{3}$$

Bataryanın enerji kapasitesinin belirlenmesinde, kapasite ölçülendirmesi doğrudan sürüş çevrimlerindeki duruş kalkış sayısına, ivmelenmeye, eğim özelliklerine ve uzunluklarına bağlıdır. Bu nedenle kapasitenin belirlenmesi bir baz değerle başlar. Sonra optimizasyon sürecinde "Batarya Kapasitesi Ölçeklendirme Faktörü" isminde üçüncü bir optimizasyon parametresi kullanılarak EM ve İYM'lerdeki güç ölçeklendirmesine benzer şekilde ifade basitçe şu şekilde ifade edilmektedir:

$$C_{bat} = C_{bat,base} * ess_cap_scale \tag{4}$$

3.2. Seri Tip HEA

Seri yapılandırma kavramı tam elektrikli aracı baz alır. Güç ölçülendirmesi bakımından, çekiş gücü tekerleklere elektrik motoruyla iletildiğinden, tam elektrikli araca çok benzer. İkinci güç kaynağı ise standart batarya paketine ek olarak çıkış miline jeneratör bağlanmış bir İYM'dir.

Seri yapılandırmada, bileşenlerin ölçülendirilmesinde daha önce belirtilen 5 temel ölçüt kullanılmakla beraber, bazı ölçütlerin kullanılması ile ilgili farklılıklar göz önüne alınmalıdır. Güç gereksinimi sadece EM tarafından sağlandığı için, EM'in güç ve tork değerleri tüm performans gereksinimlerini karşılamalıdır. Bu kuraldan yola çıkarak, istenen 0-100 km/saat hızlanma süresi EM'in maksimum gücünü verir. EM'nin maksimum tork değeri de maksimum ivmelenme ve düşük hızdaki maksimum eğim kullanılarak elde edilir.

EM, içten yanmalı motordan farklı tork ve güç karakteristiklerine sahiptir. Genellikle, EM tork-hız karakteristiği, bir baz hız değerine kadar sabitken, bu değerin üstünde güç-hız karakteristiği sabit kalmaktadır. Böylece motor hızını, motorun maksimum hızının baz hıza oranı şeklinde bir "x" faktörü ile tanımlamak mümkündür [11].

0-100 km/saat hızlanmada geçen sürenin saniye cinsinden değeri olan ivmelenme performansı, EM için denklemin iki farklı aralıkta, rüzgar, yuvarlanma direnci ve eylemsizlik değerlerinin integrasyonuyla oluşturulabilir [12].

$$t_a = \int_o^{V_b} \frac{M_v\delta * dV}{F_{max} - M_v g f_r - \frac{1}{2}\rho C_d A_f V^2} + \int_{V_b}^{V_f} \frac{M_v\delta * dV}{\frac{F_{max}V_m}{V} - M_v g f_r - \frac{1}{2}\rho C_d A_f V} \tag{5}$$

Gerekli EM gücünün yaklaşık hesaplanmasında kullanılmak üzere analitik bir ifadenin elde edilmesi için, yuvarlanma ve rüzgar dirençleri ihmal edilerek (5) numaralı eşitlik aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir [13].

$$P_{em} = \frac{M_v\delta}{2\eta_t t_a}\left(V_b^2 + V_f^2\right) \tag{6}$$

Hesaplamalarda, (11) numaralı eşitlikte aracın son hızı 100 km/saat olarak alınır. Motorun x faktörü 4 olarak tanımlanırsa baz hız, son hızın dörtte biri olarak belirlenir.

$$V_b = \frac{V_f}{4} \tag{7}$$

EM'nin maksimum güç öngörüsüne ek olarak, maksimum tork değerine göre ölçülendirilmesi de "maksimum ivmelenme" ve "düşük hızda maksimum eğim" ölçütleri kullanarak yapılabilir.

Seri yapılandırmada, IYM ve EM ayrı ayrı ölçülendirilebilir. Seri tip hibrit ana strateji olarak, bataryayı anlık yüksek güç gereksinimlerini karşılayacak kaynak olarak kullanırken, İYM – jeneratör ikilisini gerekli güç gereksinimi için kullanır. Bu nedenle, İYM-jeneratör ikilisinin güç değeri, aracın maksimum hız ve yüksek hızda tırmanabileceği eğim ölçütlerini kullanılarak hesaplanır. Bu amaçla paralel tip hibrit için kullanılan (1) numaralı eşitlik kullanılabilir.

Güç değerleri hesaplarında EM için 3 farklı değer (2 maksimum tork ve 1 maksimum güç) ve İYM için 2 farklı değer (2 maksimum güç) elde edilmiştir. Paralel tip için yapılana benzer bir karşılaştırma ile seri tip HEA için EM ve İYM güç değerleri kararlaştırılır.

Son aşama batarya gücünün ve kapasitesinin belirlenmesidir. Batarya kapasite ölçeğinin belirlenmesi paralel tip HEA ile aynı olmakla birlikte gerekli gücün hesaplanması farklıdır. Batarya gücü, EM veİYM - jeneratör ikilisinin gücü arasındaki fark olarak alınır.

$$P_{bat} \geq P_{em} - P_{e/g} \tag{8}$$

4. Grafik Arayüzünün Geliştirilmesi

Optimizasyon süreci için 4 aşamalı bir grafik arayüzü tasarlanmıştır. Grafik arayüz MATLAB GUIDE platformu aracılığı ile hazırlanmıştır. Arayüz, kullanıcının HEA'yı, araç tipi, performans kriterleri ve optimizasyon parametreleri aşamaları ile tanımlayabileceği şekilde oluşturulmuştur.

4.1. Araç Tipi Seçim Ekranı

Birinci adım 4 temel özelliğin seçiminden oluşmaktadır: Araç Tipi, Motor Tipi, Aktarma Tipi ve Sürüş Ortamı. Şekil 2'de araç tipi seçim ekranı görseli verilmiştir. Araç tipinin altında "otomobil", "suv", "kamyonet", "kamyon" ve "otobüs" seçenekleri yer almaktadır. Araç tipinin seçiminin ardından yakıt seçimi yer almaktadır. Bu kısımda da "benzinli", "dizel" ve "elektrik" olmak üzere 3 ayrı seçenek bulunmaktadır. "Elektrik" seçeneği elektrikli araçların simülasyonu için kullanılmaktadır. Bir diğer seçim aktarma tipi içindir. Hibrit araçlarda güç aktarma sistemleri için "Seri" ve "Paralel" yapılandırmalar iki seçenek olarak sunulmuştur. Son olarak sürüş ortamı seçeneğinin altında, aracın kullanıldığı ortamın ve buna bağlı zamana hız değişimlerinin belirlenebilmesi için,

"şehir içi", "şehirler arası" ve "karışık" olmak üzere 3 farklı seçenek yer almaktadır.

4.2. Parametre Ekranı

HEA yapılandırılması için ikinci aşamada kullanıcının, tırmanılacak maksimum eğim, maksimum hız gibi aracın performans değerlerini gireceği kutucuklar bulunmaktadır. Ayrıca bir önceki aşamada seçilen araç tipine göre otomatik yüklenen araç ölçüleri, şase ağırlığı vb. veriler değiştirilebilir olarak kullanıcıya sunulmaktadır. Değerlerin hepsi belirlendikten sonra, ön ölçülendirme süreci başlatılıp, optimizasyon için başlangıç değerleri oluşturulacaktır.

4.3. Optimizasyon Ekranı

Çalışmanın odak noktasını oluşturan optimizasyon süreci ile ilgili ayarlamalar bu ekran üzerinden yapılmaktadır. Seri ve parallel yapılandırmalar için iki farklı ekran bulunmakla birlikte, içerikler 3 ana grupta toplanmaktadır. Birinci grup içerisinde İYM, EM ve batarya ön büyüklükleri gibi tasarım parametrelerinin başlangıç değerleri ve bunların alt ve üst sınır değerleri bulunmaktadır. Bu alt ve üst sınırlar ±10% olarak tanımlanmış ve simülasyonlarda bu değerler kullanılmıştır. Ancak bu değerlerin kullanıcı tarafından değiştirilmesi mümkündür. İkinci grup, optimizasyon sürecinde en aza indirgenecek fonksiyonu oluşturan "yakıt tüketimi", "NOx, CO ve HC emisyon değerleri'nin ağırlık çarpanlarını içermektedir. Bu değerlerin sadece bir kısmının veya tümünün seçilmesi mümkündür. Üçüncü grup ise kısıt olarak tanımlanan performans öğelerinin girildiği ve/veya değiştirilebildiği bölümdür.

4.4. Sonuç Ekranı

Sonuç ekranı üzerinde kullanıcının seçimine bağlı olarak, motor gücü gibi tasarım parametrelerinin veya yakıt tüketimi gibi optimizasyon parametrelerinin veya performans indisinin değişimi grafiksel olarak görselleştirilebilmektedir.

5. Optimizasyon

HEA tasarımı çok sayıda tasarım parametresinin, belirlenen kısıtlar içinde, birden fazla tasarım hedefine ulaşmak üzere belirlenmesini içermektedir. Bu açıdan tasarım çok amaçlı, kısıtlı, doğrusal olmayan bir optimizasyon problemi olarak tanımlanabilir.

5.1. Yöntem

Kısıtlı optimizasyon problemi, skalar bir f(x) amaç fonksiyonun belirlenen kısıtlar içerisinde lokal minimum değerini veren bir "x" vektörünün bulunmasıdır. Bu çalışmada skalar f(x) fonksiyonu, yakıt tüketimi ve emisyon değerlerinden ve bunların ağırlık çarpanlarından oluşturulmuştur.

HEA'nın optimum yakıt tüketimi ve emisyon değerlerinin simülasyon ve hesaplama sürecini gerçekleştirebilmek için, orta-büyük ölçekteki veriyi ve doğrusal olmayan kısıtları işleyebilecek bir araca gereksinim vardır. Bu amaçla MATLAB "fmincon" fonksiyonu kullanılmıştır. Bu fonksiyon, belirlenen performans indisinin minimum değerini, sırasıyla başlangıç değeri – x, alt sınır – lb ve üst sınır – ub vektörlerini kullanarak hesaplamaktadır. Fonksiyonun yazımı aşağıda verildiği şekildedir [15].

$$fmincon(@objective_fun, x0, A, b, Aeq, beq, lb, ub, @objective_constraint, options) \quad (9)$$

bu denklemde;

$$\min_x(objective_fun(x)) \; such\; that \begin{cases} c(x) \le 0 \\ ceq(x) \le 0 \\ A.x \le b \\ Aeq.x = beq \\ lb \le x \le ub \end{cases}$$

Optimizasyonu gerçekleştirmek için 3 farklı algoritma mevcuttur [16]. Sistem doğrusal olmayan eşitsizliklik olarak tanımlandığı için "interior point" algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma kullanılarak (10) numaralı denklemde tanımlanan objective_fun(x) en aza indirgenmektedir.

$$C = w_f * fuel + w_{NOx} * NO_x + w_{CO} * CO + w_{HC} * HC \quad (10)$$

Tablo 1'de, fmincon içersinde kullanılan fonksiyonlar ve değişkenler verilmiştir.

Tablo 1: Fmincon Fonksiyon Parametreleri

$objective_fun$	$w_f * fuel + w_{NOx} * NO_x + w_{CO} * CO + w_{HC} * HC$
$objective_constraint$	$Performans\ kısıtları\ (PNGV)$
$x0$	$Birincil\ güç\ ve\ kontrol\ parametre\ değerl$
lb, ub	$Üst\ ve\ alt\ sınır\ değerleri, kullanıcı\ tanım$
A, b, Aeq, beq	$Kullanılmıyor$

Emisyon değerleri ve yakıt tüketim değerleri birim ve değer büyüklüğü anlamında farklılık gösterdikleri için bir normalizasyon işleminin uygulanmasına gerek görülmüştür. Normalizasyon işlemi, çıkan yakıt tüketimi (l/100km) ve emisyon (g/km) değerlerinin EPA [17] ve US Department of Energy [18] kaynaklarından alınan ortalama değerlere bölünmesi şeklinde uygulanmıştır. Farklı araç tipleri için farklı ortalama değerler kullanılmış olup SUV ve otomobiller için kullanılan ortak değerler aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} f_{fuel} &= 7.85\ [l/100\ km] \\ f_{CO} &= 6.52\ [g/km] \\ f_{NOx} &= 0.186\ [g/km] \\ f_{HC} &= 0.186\ [g/km] \end{aligned} \quad (11)$$

Optimizasyon sırasında güç elemanlarının ölçülerinin değişmesiyle birlikte bu öğelerin ağırlıkları da değişmektedir. Bu ağırlık değişimi, aracın performans değerlerini ve yakıt tüketimi-emisyon değerlerini de etkileyeceği için, her bir iterasyonda toplam ağırlığın tekrar hesaplanması gerekmektedir. Bu nedenle, güç elemanlarının ağırlıklarını hesaplarken bir önceki bölümde belirtilen "scale" (ölçek) çarpanları kullanılmıştır. Bir hesaplama örneği (12) numaralı eşitlikte verilmiştir.

$$fc_mass_scale = fc_trq_scale * fc_spd_scale * (fc_base_mass + fc_acc_mass) + fc_fuel_mass \quad (12)$$

Yakıt sarfiyatı ve emisyon değerleri hesaplanırken, simülasyon başlangıcında, araç bataryası üzerinden sağlanan enerjinin hesaba katılması gerekmektedir. Optimizasyonu yapılan HEA şarj edilebilen tip (Plug-in hybrid) olmadığı için toplamda bütün enerjinin yakıt üzerinden elde edilmiş olması gerekmektedir. Bu nedenle bir sürüş çevriminde, bataryanın başlangıç SOC değeri ile bitiş SOC değeri arasında maksimum %0,5 hata olacak şekilde başlangıç SOC değerinin ayarlanması gerekmektedir [19]. Bu nedenle optimizasyon sürecini başlatmadan önce, SOC değerinin ayarlanması için ek bir deneme-yanılma methodu ile istenilen tölerans değerini sağlayacak bir prosedür uygulanmaktadır. Bu sayede daha gerçekçi yakıt tüketim ve emisyon değerleri elde edilmektedir.

5.2. Optimizasyon Değişkenleri ve Kısıtlar

Optimizasyon sürecinde güç bileşenlerinin ölçek değerleri birinci grup değişkenler, kontrol sistemi parametreleri ikinci grup değişkenler olarak tanımlanmıştır.

Yapılan çalışmanın standard veriler ile karşılaştırmalı olmasını sağlamak için aracın performans kriterlerini belirleyen kısıt değerler doğrudan "US Consortium for Automotive Research (USCAR)"dan PNGV (Partnership of New Generation Vehicles) için alınmıştır [2][20].

Hibrit araçların özellikle şehir içi kullanımda avantaj sağladığı göz önüne alınarak UDDS sürüş çevirimi kullanılmıştır. Simülasyon seti olarak, parallel tip hibrit otomobil için 5'i benzinli (SI), 5'i de dizel (CI) motorlu olmak üzere toplamda 10 farklı analiz yapılmıştır. Burada birinci amaç emisyon öncelikli bir optimizasyonun ne kadar iyileşme sağlayacağının gözlemlenmesidir. İkinci amaç ise aynı performans isteklerini karşılayacak biri dizel ve biri benzinli standart iki aracın hangisinde hibrit uygulamasının yakıt tüketimi açısınından daha iyi sonuç vereceğinin araştırılmasıdır.

Optimizasyon sırasında kullanılan değişken ağırlık çarpanları Tablo 3'te "İndis" sütununda görülebilmektedir. Benzinli motorlu araçlar için CO emisyon değeri kritiktir. Bu nedenle optimizasyonlarda farklı CO ve yakıt tüketimi ağırlıkları kullanılmış, NOx ve HC emisyonlarının ağırlıkları sabit tutulmuştur (4. simülasyon dışında). Benzer şekilde, dizel motorlu araçlarda NOx emisyonu kritik olduğu için her simulasyonda farklı yakıt tüketimi ve NOx emisyon ağırlıkları kullanılmış, diğerleri sabit tutulmuştur.

Optimizasyon sonuçları Tablo 3'te verilmiştir. Sonuçlar incelendiğinde, paralel HEA için CO'nun 0.8 katsayısına sahip olduğu 5 numaralı simülasyonda %40'a yakın bir CO emisyon düşüşü elde edildiği gözlenmektedir. Aynı simülasyonda yakıt sarfiyatında ise sadece %4'lük bir artış gözlemlenmiştir. Benzer şekilde dizel motorlar için yapılan 1 ve 5 numaralı simülasyonlarda yüksek NOx katsayıları ile emisyonda %15'e varan iyileştirme elde edilmiştir.

Tablo 3: Simülasyon Sonuçları

Sim. No		***İndis***	***Başlangıç Değerleri***	***Optimum değerler***
SI	#1	0.2Yakıt:+0.6CO+0.1NOx+0.1HC	Yakıt:: 5.93L/100 km CO: 2.611g/km NOx: 0.326g/km HC: 0.346g/km İndis değeri:0.7532	Yakıt:: 6.21L/100 km CO: 1.833g/km NOx: 0.326g/km HC: 0.428g/km Cost Function:0.7320
	#2	0.4Yakıt:+0.4CO+0.1NOx+0.1HC	Yakıt:: 6.00 L/100 km CO: 2.530 g/km NOx: 0.323 g/km HC: 0.353 g/km İndis değeri:0.8311	Yakıt:: 6.02 L/100 km CO: 2.089 g/km NOx: 0.333 g/km HC: 0.403 g/km İndis değeri:0.8307
	#3	0.6Yakıt:+0.2CO+0.1NOx+0.1HC	Yakıt:: 6.08L/100 km CO: 2.530 g/km NOx: 0.328 g/km HC: 0.364 g/km İndis değeri:0.9091	Yakıt:: 6.02 L/100 km CO: 2.750 g/km NOx: 0.329 g/km HC: 0.350 g/km İndis değeri:0.8856
	#4	0.8Yakıt:+0.1CO+0.05NOx+0.05HC	Yakıt:: 6.00 L/100 km CO: 2.530 g/km NOx: 0.323 g/km HC: 0.353 g/km İndis değeri:0.8418	Yakıt:: 5.59 L/100 km CO: 2.365 g/km NOx: 0.325 g/km HC: 0.358 g/km İndis değeri:0.7898
	#5	0.8CO+0.1NOx+0.1HC	Yakıt:: 6.00 L/100 km CO: 2.530 g/km NOx: 0.328 g/km HC: 0.353 g/km İndis değeri:0.4934	Yakıt:: 6.21 L/100 km CO: 1.589 g/km NOx: 0.314 g/km HC: 0.450 g/km İndis değeri:0.4002
CI	#1	0.2Yakıt:+0.1CO+0.6NOx+0.1HC	Yakıt:: 5.66 L/100 km CO: 0.259 g/km NOx: 0.572 g/km HC: 0.104 g/km İndis değeri:2.0490	Yakıt:: 5.95 L/100 km CO: 0.385 g/km NOx: 0.533 g/km HC: 0.161 g/km İndis değeri:1.9627
	#2	0.4Yakıt:+0.1CO+0.4NOx+0.1HC	Yakıt:: 5.36 L/100 km CO: 0.256 g/km NOx: 0.533 g/km HC: 0.102 g/km İndis değeri:1.4795	Yakıt:: 5.24 L/100 km CO: 0.268 g/km NOx: 0.523 g/km HC: 0.107 g/km İndis değeri:1.4392
	#3	0.6Yakıt:+0.1CO+0.2NOx+0.1HC	Yakıt:: 5.61 L/100 km CO: 0.267 g/km NOx: 0.556 g/km HC: 0.107 g/km İndis değeri:1.0878	Yakıt:: 4.68 L/100 km CO: 0.221 g/km NOx: 0.507 g/km HC: 0.086 g/km İndis değeri:0.9531
	#4	0.8Yakıt:+0.05CO+0.1NOx+0.05HC	Yakıt:: 5.66 L/100 km CO: 0.259 g/km NOx: 0.572 g/km HC: 0.104 g/km İndis değeri:2.5198	Yakıt:: 4.43 L/100 km CO: 0.243 g/km NOx: 0.511 g/km HC: 0.097 g/km İndis değeri:2.253
	#5	0.1Yakıt:0.1CO+0.8NOx+0.1HC	Yakıt:: 5.61 L/100 km CO: 0.267 g/km NOx: 0.556 g/km HC: 0.107 g/km İndis değeri:2.4523	Yakıt:: 5.95 L/100 km CO: 0.266 g/km NOx: 0.474 g/km HC: 0.106 g/km İndis değeri:2.0418

5. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmanın amacı, hibrit araçların yakıt tüketimi ve emisyon değerlerinde sağlayabileceği iyileşme potansiyelinin, batarya, elektrik motoru ve içten yanmalı motor büyüklüklerinin optimizasyonu ile ne kadar arttırılabileceğinin gözlemlenmesidir. Ayrıca optimum değerleri elde edilen hibrit

bir aracın aynı toplam güç değerine sahip konvansiyonel, içten yanmalı motora sahip araçla kıyaslaması da yapılmıştır. Benzinli motora sahip paralel tip hibrit bir araçta, UDDS sürüş çevrimi için, optimizasyon önceki değere göre maksimum %21'lik bir iyileşme sağlanırken, konvansiyonel benzinli bir araca göre yakıt tüketiminde %40'a varan bir iyileştirme elde edilmiştir. Ayrıca, emisyon iyileşmesi için yakıt tüketiminden ne kadar ödün verilmesi gerektiği ve bunun optimizasyon sürecine dahil edilmesi de değerlendirilmiştir. Paralel HEA'da, yüksek CO çarpan katsayısına sahip simülasyonda %40'a yakın bir CO emisyon düşüşü elde edildiği gözlenmektedir. Aynı simülasyonda yakıt sarfiyatında %4'lük bir artış olmuştur. Benzer şekilde dizel motorlar için yapılan simülasyonlarda yüksek NOx katsayıları ile emisyonda %15'e varan iyileştirme elde edilmiştir.

Bu çalışmada seri ve paralel tip hibrit araçların tasarım aşamaları sunulmuş olmakla birlikte sadece paralel tip için optimizasyon sonuçları verilmiştir. İleride yapılması planlanan çalışmalar kapsamında, kural tabanlı kontrol stratejisinin parametrelerinin de optimizasyon değişkeni olarak tanımlanması, başka sürüş çevrimleri için testlerin tekrarlanması ve farklı araç tipleri için yeni simülasyonlar yapılarak hibrit uygulamasının ne kadar iyileşme sağlayacağının araştırılması yer almaktadır.

Kaynakça

[1] D. Karbowski, S Pagerit, J Kwon, and A Rousseau, ""Fair" Comparison of Powertrain Configurations for Plug-In Hybrid Operation Using Global Optimization," SAE International, ISSN 0148-7191, 2009.

[2] Matthew R. Cuddy and Keith B. Wipke, "Analysis of the Fuel Economy Benefit of Drivetrain Hybridization," in *Proceedings of SAE International Congress & Exposition*, Detroit, Michigan, 1997.

[3] Jun Hou and Xuexun Guo, "Modeling and Simulation of Hybrid Electric Vehicles Using HEVSIM and ADVISOR," in *Proceedings of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Harbin, China, 2008.

[4] K.B. Wipke, M.R. Cuddy, and S.D. Burch, "ADVISOR 2.1: A User-Friendly Advanced Powertrain Simulation Using a Combined Backward/Forward Approach," *IEEE Transactions on Vehicular Technology: Special Issues on Hybrid and Electric Vehicles*, vol. 48, pp. 1751-1761, November 1999.

[5] L. Guzella, A. Amstutz, and F. Grob, "Optimal operation strategies for hybrid power-trains," in *Proceedings of 1st Int. Fed. Autom. Control Workshop*, 1995.

[6] V. H. Johnson, B. K. Wipke, and D.J. Rausen, "HEV Control Strategy for Real-Time Optimization of Fuel Economy and Emissions," *SAE*, April 2000.

[7] L. Guzella and A. Sciarretta, *Vehicle Propulsion Systems Introduction to Modeling and Optimization*. New York, United States of America: Springer, 2005.

[8] D. Assanis et al., "Optimization Approach to Hybrid Electric Propulsion System Design," *Mechanics of Structures and Machines: An International Journal*, vol. 27, no. 4, pp. 393-421, April 2007.

[9] D Stock and R. Bauder, "The New Audi 5-Cylinder Turbo Diesel Engine: The First Passenger Car Diesel Engine with Second Generation Direct Injection," *SAE*, vol. Paper No. 900648, 1990.

[10] Chan-Chiao Lin, Huei, Grizzle, Jessy W. Peng, and Jun-Mo Kang, "Power Management Strategy for a Parallel Hybrid Electric Truck," *IEEE Transactions on COntrol System Technology*, vol. 11, no. 6, pp. 839-849, November 2003.

[11] M Ehsani, Y Gao, and S Gay, "Characterization of Electric Motor Drives for Traction Applications," in *Proceedings of Industrial Electronics Society, IECON*, 2003, pp. 891-896.

[12] Z Rahman, M Ehsani, and K.L. Butler, "An Investigation of Electric Motor Drive Characteristics for EV and HEV Propulsion Systems," in *Proceedings of SAE Technical Paper Series Future Transportation Technology Conference*, Costa Mesa, 2000.

[13] Mehrdad Ehsani, Yimin Gao, Sebastien E. Gay, and Ali Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design.*: CRC Press, 2004.

[14] L. Guzella and A. Sciarretta, *Vehicle Propulsion Systems Introduction to Modeling and Optimization*. New York, United States of America: Springer, 2005.

[15] Mathworks. Mathworks. Last accessed in January, 2013 [Online]. http://www.mathworks.com/help/optim/ug/fmincon.html

[16] Mathworks, "MATLAB Product Help," Mathworks, User Manual 2010.

[17] EPA. Last accessed in January, 2013 [Online]. http://www.epa.gov/otaq/standards/light-duty/tier2interimstds.htm

[18] Fueleconomy. Last accessed in January, 2013 [Online]. http://www.fueleconomy.gov/feg/calculatorSelectEngine.jsp?year=2007&make=Toyota&model=Prius

[19] K. Morita and K. Shimamura, "Fuel Economy and Exhaust Emissions Test Procedure for Hybrid Electric Vehicles," International Energy Agency , Review Report 2000.

[20] T.C. Moore and A.B. Lovins, "Vehicle design strategies to meet and exceed PNGV goals, Electric and Hybrid Vehicles—Implementation of Technology," *SAE*, pp. 79-121, 1995.

Elektronik Direksiyon Sistemine Sahip Araçlar için Sürüş Hissiyatı Modeli Geliştirilmesi ve Uygulanması

Olcay Karadeniz, M. Selçuk Arslan

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Beşiktaş, İstanbul
karadeniz.olcay26@gmail.com, msarslan@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, gelecek nesil otomobillerde kullanılması düşünülen elektronik direksiyon sistemlerinde yeniden üretilmesine ihtiyaç duyulan sürüş hissiyatı için bir direksiyon sisteminin yapısını, matematiksel modellenmesini, gerçek değerler kullanılarak simülasyonlarla test edilmesini içermektedir. İki farklı sürüş hissiyatı modeli üzerine çalışılmıştır: i) rijitlik ve sönümleme karakteristiklerini temsil eden bir PD kontrolör modeli, ve ii) taşıt dinamiği ile ilgili zengin bilgiler içeren tekerlek reaksiyon torku temelli model. 11 serbestlik dereceli doğrusal olmayan bir araç modeli, geliştirilen sürüş hissiyatı modelleri ile beraber kullanılmış ve simülatörde hazırlanan test parkurunda standartlar dahilinde modeller test edilmiştir. Araç dinamiğine yönelik sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Anahtar kelimeler: Elektronik direksiyon, Sürüş hissiyatı, Taşıt dinamiği.

Abstract

This study presents a steering system, its mathematical model, and its testing through simulations for the purpose of developing a steering feel model, which is needed to reproduce for steer-by-wire systems. Two different steering feel model are studied: i) a PD controller model representing stiffness and damping characteristics, and ii) a self-aligning-torque based controller, which holds rich information about vehicle dynamics. In a driving simulator, the models are tested to apply torque to the driver during some standard maneuvering tests. In those simulations, an 11-DOF full vehicle nonlinear model is used. Two models are compared from vehicle dynamics perspective.

Keywords: Steer-by-wire, Steering feel, Vehicle dynamics.

1. Giriş

Elektronik direksiyon sistemlerinde otomobillerde kullanılan geleneksel direksiyon sistemlerinde bulunan mekanik yapının yerine, ön tekerlek açılarının kontrolünde ve direksiyonda tork üretilmesinde elektrik motorları ile elektronik kontrol birimleri kullanılmaktadır. Sürüş hissiyatının yeniden üretilmesi için elektronik direksiyonlu araçlarda, geleneksel araçlardakine benzer şekilde sürücüye direksiyon tarafından uygulanan kuvvetin üretilmesine ihtiyaç duyulur.

Son yıllarda yapılan çalışmalarla görülmektedir ki; mekanik yollarla iletimin sağlandığı direksiyon sistemi yaklaşımının yerini, elektrik motorları kullanılarak elektronik olarak iletimin sağlandığı direksiyon sistemleri alacaktır. Sürüş hissiyatının sağlanması amacıyla, geleneksel araçlarda manevra esnasında direksiyonda hissedilen reaksiyonun elektronik direksiyonlu (*İng. steer-by-wire*) araçlarda da sürücüye uygulanması zaruridir.

Otomobilin direksiyonu döndürüldüğünde, ön tekerleklerde bu dönmeye karşı bir tork etkisi oluşur. Tekerlek reaksiyon torkunun (*İng. self-aligning-torque*) en önemli etken olduğu bu reaksiyon torku sürüş hissiyatı olarak nitelendirilir. Sürüş hissiyatı sürüş güvenliği ve kalitesi açısından önemli bir etkiye sahip olduğundan, sürücü tarafından önemli bir geri besleme olarak kabul edilir [1]. Elektronik direksiyonlu sistemlerde gerçek bir sürüş hissiyatının sağlanması için gerekli parametreler üzerine dikkat çekici çalışmalar yapılmıştır [2, 3]. Nagal vd. yaptıkları çalışmada, geliştirilen model ile araç yönetimi ve yüksek hızlardaki sürüş hissiyatına dayalı manevra kabiliyetinin artırılmasını hedeflemişlerdir. Başka bir çalışmada [4], sürüş hissiyatının oluşturulmasında direksiyon açısı ile aracın hızına doğrusal bağımlı bir katsayının çarpımı yaklaşımı kullanılmıştır. Cairano vd. yaptıkları çalışmada araç kararlılığını, geliştirdikleri kontrol yaklaşımlarına ek olarak tekerlek reaksiyon torkuna dayalı sürüş hissiyatı modeline kısıtlar uygulayarak sağlamışlardır. Farklı sürücülerin yol üzerindeki sürüş hissiyatı model üzerinden tatbik edilmiştir [5]. Sürüş hissiyatının taşıt yönetimindeki önemi üzerinde durulan bir diğer çalışmada [6], yine tekerlek reaksiyon torku kullanılarak oluşturulan sürüş hissiyatının, sabit tutulan yol-tekerlek sürtünme katsayısı şartlarında, aracın yol takip hatalarını düşürmede etkili olduğu gösterilmiştir. Reich vd. yaptıkları çalışmada sürüş hissiyatına dayalı model geliştirilmesi amacıyla aracın yanal ivmesini kullanmışlardır. Çalışmanın test edilmesi amacıyla simülatörde testler yapılmıştır [7]. Tekerlek reaksiyon torkunun kullanılmasından farklı olarak, başka bir çalışmada [8] yalpa hızı ve yanal ivme kullanılarak sürüş hissiyatı modeli geliştirilmiştir.

Sürüş hissiyatı modeli geliştirilmesinde iki farklı yaklaşım takip edilmiştir bu çalışmada. Bunlardan ilki, geleneksel otomobillerde direksiyonun döndürülmesinde ve belli bir açıda serbest bırakılan direksiyonun sıfır noktasına dönmesinde etkili olduğu düşünülen yay damper davranışını temsil eden yaklaşımdır. Basit bir PD kontrolör ile bu davranış elde edilmiştir. Diğer yaklaşım ise literatürde çoklukla kullanılan bir yöntem olup, seyir halindeki aracın ön tekerleklerinin döndürülmesi ile oluşan yanal kuvvetin tekerleklerde oluşturduğu reaksiyon torkunun kullanılmasıdır. Bu iki model kullanılarak, mevcut direksiyon sisteminde direksiyona bağlı elektrik motorunun kontrolü sağlanmıştır. Bu kontrolörler, grafiksel ortamda hazırlanan üç farklı parkur için ve üç farklı sabit hızda mevcut simülatörde ayrı ayrı test edilmiştir. Testler esnasında yanal araç dinamiklerini en iyi yansıtan yanal ivme

ve sapma oranı kaydedilmiştir. Bu dinamiklerin her iki kontrolörle elde edilen değerlerinin zaman geçmişlerinin birbirlerine göre değerlendirmesi ve sürücünün kullanım rahatlığı, kontrolörlerin performansını ortaya koymaktadır.
Bu çalışmanın 2. Bölümünde test sistemi tanıtılmıştır. 3. Bölümde sürüş hissiyatı oluşturulması için tasarlanan kontrolörler tanıtılmıştır. Her iki modelin sürüş simülatöründe yapılan testlerinden elde edilen sonuçlar 4. Bölümde sunulmuştur.

2.Test Sistemi ve Matematiksel Modeller

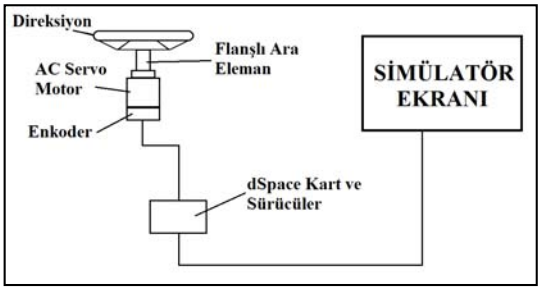
2.1 Test Sistem Simülatörü

Sürüş hissiyatı modellerinin test edilebilmesi için Yıldız Teknik Üniversitesi Taşıt Dinamiği Laboratuvarı'nda bulunan sürüş simülatörü kullanılmıştır. Şekil 1'de mevcut simülatör ve Şekil 2'de ana bileşenleri gösterilmiştir. Simülatörde gaz ve fren pedalları mevcut olup, tasarlanan otomatik hız kontrolörü vasıtasıyla testler sırasında hızın sabit kalması sağlandığı için bu pedallar kullanılmamıştır.



Şekil 1 Sürüş simülatörü

Grafiksel arayüz dSPACE firmasının MotionDesk yazılımı ile oluşturulmuştur. Grafik ortamdaki taşıtın durum değişkenleri gerçek zamanlı olarak, ControlDesk yazılımı vasıtasıyla DS1103 hızlı kontrol prototipleme kartına yüklenmiş olan kontrol ve araç modellerinden alınmaktadır. MATLAB, Simulink ortamında modellenmiş olan taşıt modeli Kısım 2.3'te kısaca tanıtılmış ve kontrolörler ise 3. Bölüm'de verilmiştir.

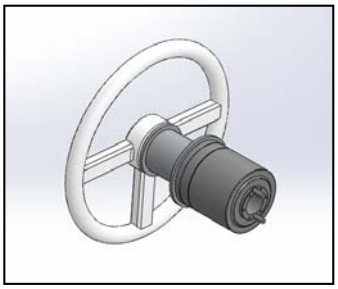


Şekil 2 Sistemin genel yapısı

Simülatörün direksiyon sistemi, literatürde çokça rastlanılan redüktörlü ve direksiyon milinin kayış ile tahrik edildiği sistemlerden farklı olarak tasarlanmıştır. Şekil 1 ve 3'te görülen sistemde, direksiyon simidi flanşlı bir bağlantı parçası ile aktüatöre bağlanmıştır. Aktüatör, NSK firmasına ait Megatorque Motor olarak adlandırılan doğrudan tahrikli, anma torku *4Nm* olan bir AC servo motordur. Tasarlanan kontrolörlerden gerilim olarak alınan çıkışın, DS1103 üzerinden motor sürücüsüne gönderilmesiyle servo motor tork modunda kontrol edilmektedir.

2.2 Direksiyon Modeli

Direksiyon sistemini oluşturan servo motor, flanşlı ve içi boş ara bağlantı elemanı ve direksiyon simidine ait parametreler motor katalog bilgilerinden ve sistemin katı modelinden elde edilmiştir. Direksiyon sisteminin matematiksel modeli denklem (1) ile gösterilmiştir.



Şekil 3: Direksiyon sistemi 3B katı modeli

$$I_{DS}\,\ddot{\theta}_D + B_{DS}\,\dot{\theta}_D + K_{DS}\,\theta_D - T_{SD} - T_{TR} = 0 \qquad (1)$$

Bu dinamik denklemde, I_{DS} direksiyon sistemi toplam atalet momentini, B_{DS} direksiyon sistemi toplam sönüm katsayısını, K_{DS} direksiyon sistemi toplam rijitlik katsayısını, θ_D direksiyonun açısal yer değiştirmesini, T_{SD} sürücünün direksiyona uyguladığı torku ve T_{TR} ise tekerlek reaksiyon torkunu göstermektedir. Bu çalışmadaki kontrolör yaklaşımları nedeniyle sürücünün uyguladığı torka ihtiyaç duyulmayacağı için T_{SD} sıfır olarak kabul edilmiştir.

2.3 Taşıt Modeli

Gerçeğe yakın sonuçlar elde edebilmek için, doğrusal olmayan denklemler içeren detaylı bir matematiksel model simülasyon çalışmalarında taşıt modeli olarak kullanılmıştır. Taşıtın matematiksel modeli *11* serbestlik dereceli, doğrusal olmayan, tam taşıt modeli olup; şase, süspansiyon ve tekerlek dinamiklerini kapsamaktadır. Asılı kütle *6* serbestlik derecesine ve asılı olmayan kütleler olarak her bir tekerlek birer serbestlik derecesine sahiptir. Ön tekerleklerin kontrol edildiği bu taşıt modelinde, tekerlek döndürme açısı da modele *1* serbestlik derecesi eklemektedir.

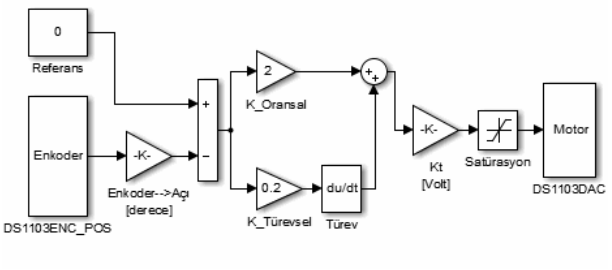
Taşıtın matematiksel modeli, yer darlığı nedeniyle bu çalışmada verilmemiştir ancak okuyucu [9, 10] referanslarına başvurarak bu çalışmada kullanılan matematiksel modeli bulabilir. Lastikler için ise iyi bilinen fırça-lastik (*İng. brush-tire*) modeli kullanılmıştır [11, 12]. Lastiklerde meydana gelen tekerlek reaksiyon torku frenleme ve ivmelenme açısından da

ele alınarak fırça-lastik modelinde yer almıştır. Lastik modelinde yer alan sürtünme katsayısı kuru yol koşulları için yanal kayma hızının bir fonksiyonu olarak hesaplanmıştır.

3. Sürüş Hissiyatı Kontrolörleri

3.1 Basit PD Kontrolör

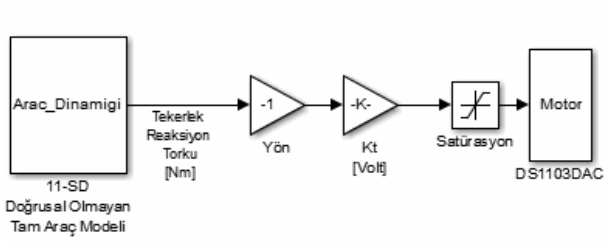
Kontrolör tasarımında ilk olarak basit bir PD kontrolör kullanılmıştır. PD kontrolörün blok diyagramı Şekil 4'te verilmiştir. Basit bir yapıya sahip olması istenen bu kontrolörün seçilmesindeki amaç, direksiyon sisteminin yay ve damper bileşenlerine indirgenmesidir. PD kontrolörde, oransal kazanç sistemdeki rijitliği temsil eder ve düzeltici kuvvetin katkısını doğrudan pozisyon hatası ile orantılı olarak belirler. Türevsel kazanç ise, sönümlemeyi temsil edip pozisyon hatasının değişim oranı ile orantılı olan düzeltici kuvvetin katkısını belirler. Sürüş esnasında sürücülerin tecrübe ettiği bu iki karakteristiğin direksiyon sisteminin davranışında başat etkisi olduğu düşünüldüğü için ilk model PD kontrol modeli olarak seçilmiştir. Oransal ve türevsel katsayıların tayini sürüş deneyleri ile deneysel olarak yapılmıştır. Sürücünün gerçek bir taşıtın direksiyonundan alınan his bakımından ve direksiyonun bırakıldığında sıfır konumuna dönme davranışı bakımından en gerçekçi şekilde tecrübe ettiği model için $K_p=2$, $K_d=0.2$ olarak belirlenmiştir.



Şekil 4 Basit PD Kontrolör

3.2 T_{RT} Temelli Kontrolör

İkinci yaklaşımda ise tekerlek reaksiyon torku kullanılarak bir kontrolör tasarlanmıştır. Giriş kısmında bahsedilen çalışmalarda ve literatürde bulunabilecek diğer çalışmalarda da görüleceği üzere, direksiyon sistemlerinde sürüş hissiyatı modellerinde en çok kullanılan yaklaşım budur. Kontrolörün blok diyagramı Şekil 5'te verilmektedir.



Şekil 5 T_{TR} Temelli Kontrolör

Burada, araç modelini temsil eden bloktan, sürücünün değiştirdiği direksiyon açısına göre araç modeli ile üretilen tekerlek reaksiyon torku elde edilmektedir. PD kontroldeki geri besleme döngüsünün yapısından farklı olarak, direksiyon açısının araç dinamiği üzerindeki etkisine bağlı olarak motor torku üretilmektedir. Şekil 5'te mevcut bulunan T_{TR} etkisi ise denklem (2) ile gösterilen matematiksel bir formül ile ifade edilir. Bu denklem için [13]'e başvurulabilir.

$$T_{TR} = \frac{\mu^2 F_V^2}{4cl\tan(\alpha)} - \frac{\mu^3 F_V^3}{6c^2 l^3 (\tan(\alpha))^2} \quad (2)$$

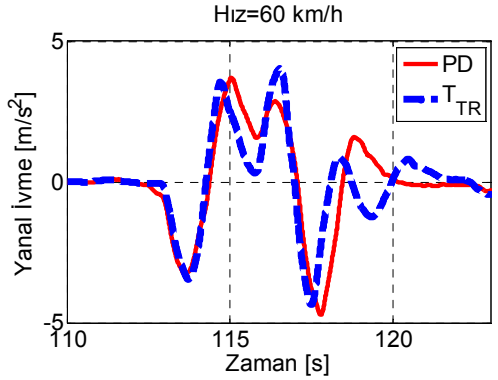
Bu denklemde, μ sürtünme katsayısını, F_V normal kuvveti, c rijitlik katsayısını, l lastik iz uzunluğunu ve α :kayma açısını göstermektedir.

4. Simülasyon ve Uygulama Çalışmaları

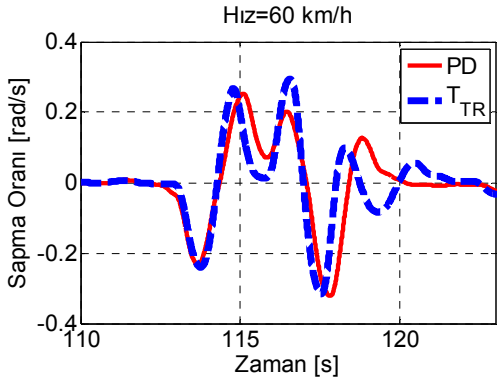
Simülasyon çalışmalarında, tasarımı gerçekleştirilen elektronik direksiyon sistem modelinin ISO standartları dahilinde hazırlanan grafiksel simülasyon parkurlarında sürüş testleri gerçekleştirilmiştir. Modeller *60, 90* ve *120 km/sa* doğrusal hız ile test edilmiştir. Otomatik hız kontrolörü ile test süresince hızlar sabit tutulmuştur. PD ve T_{TR} temelli kontrolör modelleri için ayrı ayrı karşılaştırılmalar yapılmıştır. Simülasyon çalışmaları; ISO şerit geçiş, ISO engelden kaçış ve sabit engeller arası zig-zag geçiş şartları altında tamamlanmıştır. Testler esnasında taşıtın davranışı hakkında bilgi edinmek için, yanal ivme ve sapma oranı verileri toplanmıştır.

4.1 ISO 3888-1 Çift şerit değiştirme testi

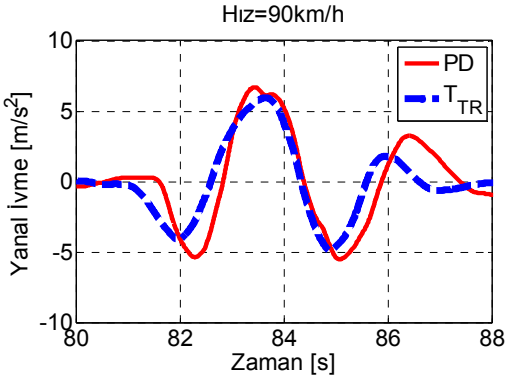
ISO 3888-1[14] kapsamında belirli aralıklarla dizilen engeller arasında çift şerit geçiş testi uygulanmıştır. Bu standartta sürüş halindeyken şerit geçiş esnasındaki olması gereken mesafe ve aralıklar kullanılmaktadır. *120 km/sa* için ISO 3888-1,2 testleri beraber olarak sunulmuştur. Sonuçlar Şekil 6-11'de verilmiştir.



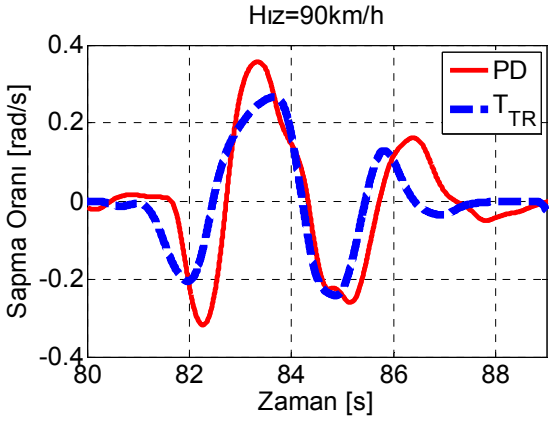
Şekil 6 60km/sa Yanal İvme-Zaman



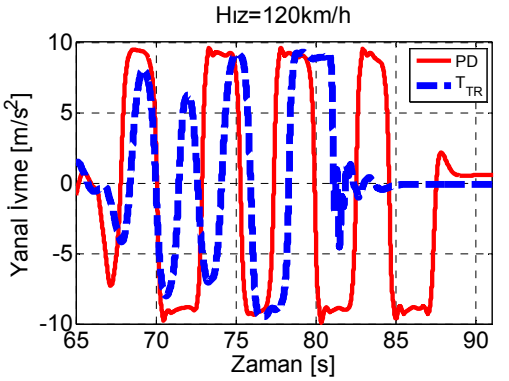
Şekil 7 60km/sa Sapma Oranı-Zaman



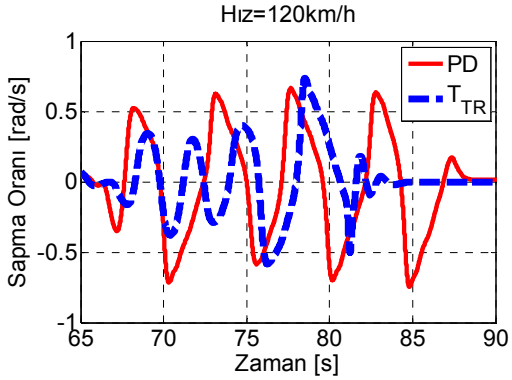
Şekil 8 90km/sa Yanal İvme-Zaman



Şekil 9 90km/sa Sapma Oranı-Zaman



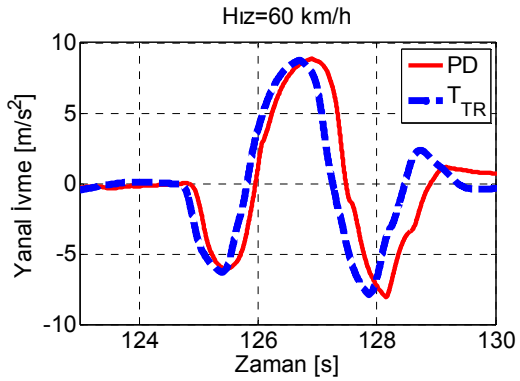
Şekil 10 120km/sa Yanal İvme-Zaman



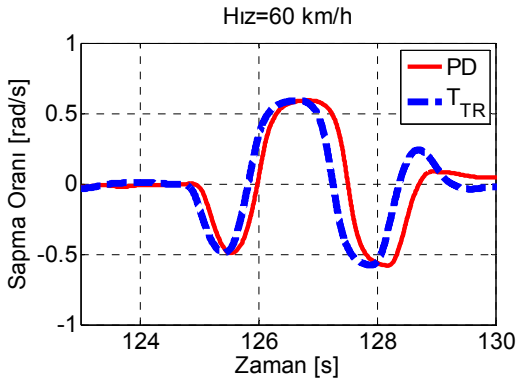
Şekil 11 120 km/sa Sapma Oranı-Zaman

4.2 ISO 3888-2 Ani engelden kaçış testi

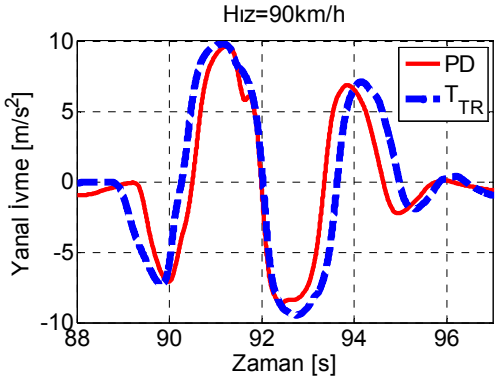
ISO 3888-2 [15] kapsamında belirli olarak dizilen engeller ile test yapılmıştır. Test kapsamında otomobilin sürüş esnasında ani manevra kabiliyeti ve engelden kaçış performansı ölçülür. ISO 3888-1'e nazaran engeller arası daha dar aralıklı olarak belirlenmiştir. Sonuçlar Şekil 12-15'te verilmiştir.



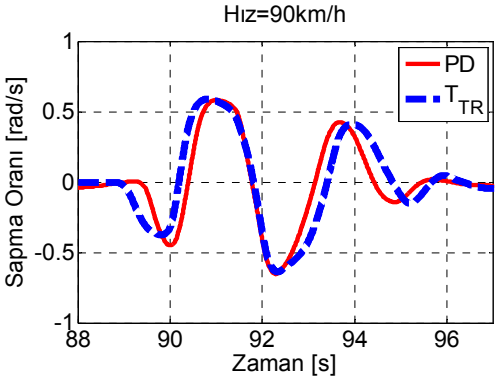
Şekil 12 60km/sa Yanal İvme-Zaman



Şekil 13 60km/sa Sapma Oranı-Zaman



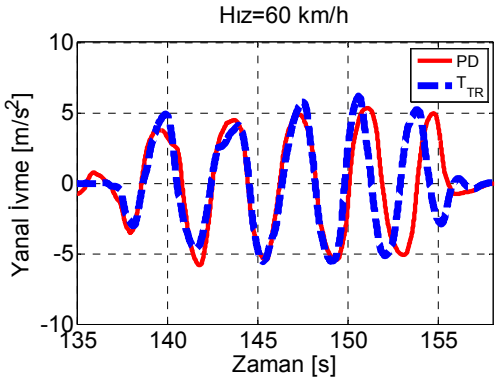
Şekil 14 90km/sa Yanal İvme-Zaman



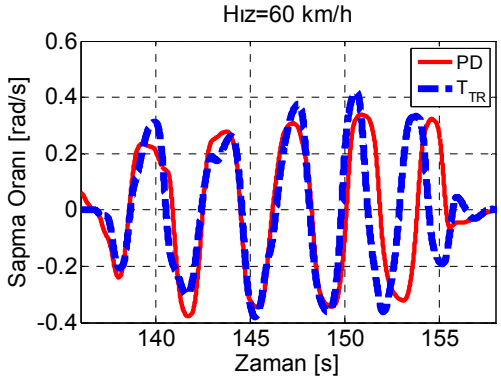
Şekil 15 90km/sa Sapma Oranı-Zaman

4.3 Sabit engeller arası Zig-Zag(Slalom) geçişi

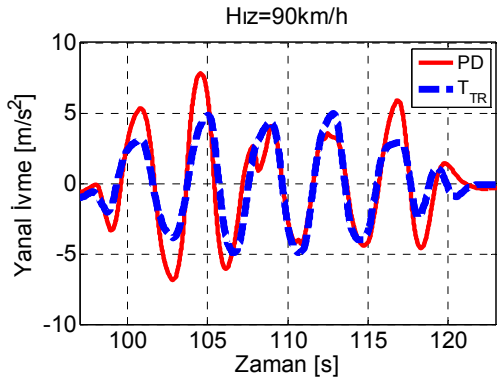
Otomobilin değişken olmayan mesafelerle dizilen engeller arasından geçiş performansı bu test ile ölçülmüştür. Bu test literatürde Zig-Zag veya Slalom testi olarak bilinmektedir. Sonuçlar Şekil 16-21'de verilmiştir.



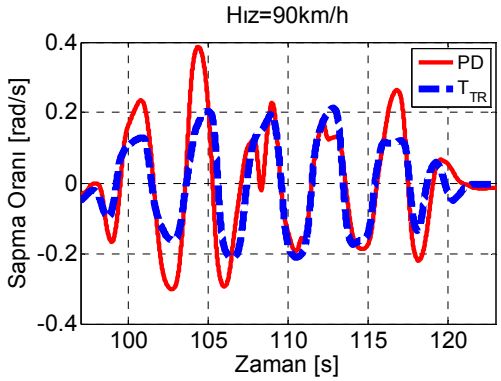
Şekil 16 60km/sa Yanal İvme-Zaman



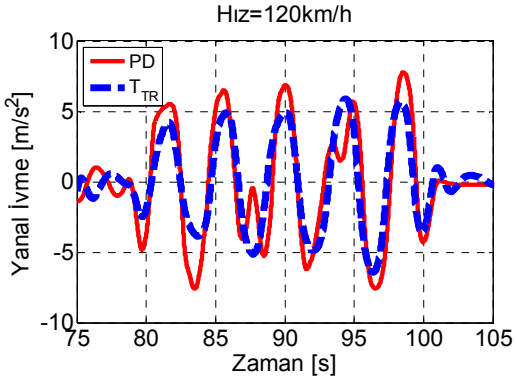
Şekil 17 60km/sa Sapma Oranı-Zaman



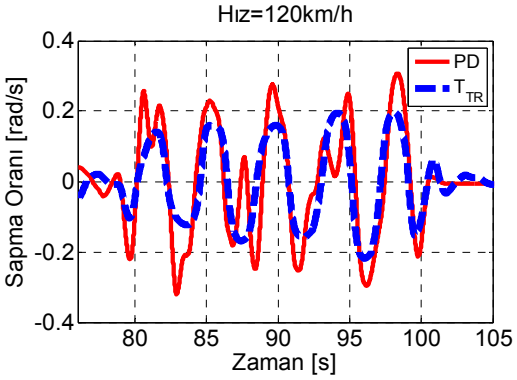
Şekil 18 90km/sa Yanal İvme-Zaman



Şekil 19 90km/sa Sapma Oranı-Zaman



Şekil 20 120km/sa Yanal İvme-Zaman



Şekil 21 120km/sa Sapma Oranı-Zaman

Testlerde yanal ivme ve sapma oranı için verilen zaman geçmişlerine bakıldığında, Şekil 6-21 , özellikle düşük hızlarda her iki kontrolörün taşıt dinamiğine etkisinin birbirine benzediği görülmektedir. Diğer yandan, yüksek hızlarda PD kontrolörün sürücüye olumsuz etki ederek(aşırı tork uygulayarak) taşıtın aşırı davranışlar göstermesine yol açtığı gözlenmiştir. Bu test sonuçlarından, yay damper temelli bir kontrolörün araç dinamiğini yeterince sürücüye yansıtamadığı, yetersiz kaldığı anlaşılmaktadır.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, elektronik direksiyon sistemine sahip araçlar için iki süriş hissiyatı modeli incelenmiş ve bir sürüş simülatöründe gerçek zamanlı olarak test edilerek sonuçlar elde edilmiştir. Sürüş hissiyatı modeli olarak sürücüye yay ve sönümleme etkisi sağlayan bir PD kontrolör ile zengin araç dinamikleri içeren tekerlek reaksiyon torku temelli kontrolör tasarlanmıştır. Sürüş simülatöründe tasarlanan testler icra edilerek, her iki kontrolörün araç dinamiğine etkileri elde edilen yanal ivme ve sapma oranı grafikleriyle verilmiştir. ISO standartları ile yapılan testler iki tip kontrolör arasındaki performans farkını görmek açısından önem arz etmektedir. Sürücünün kullanım rahatlığı ve taşıtın kontrol performansı açılarından tekerlek reaksiyon torku temelli kontrolörün daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Elde edilen grafiklerde; tekerlek reaksiyon torku temelli kontrolörün aracın toparlanma performansı açısından daha faydalı olduğu görülmektedir.

Kaynakça

[1] L. Segel, *Human Factors*, The Journal of the Human Factors and Ergonomics Society, Vol.6, No.4, pp.333-341, Aug 1964.

[2] S. Asai, H. Kuroyanagi, S. Takeuchi, T. Takahashi, and S. Ogawa, *Development of a Steer-By-Wire System With Force Feedback Using a Disturbance Observer*, SAE 2004-01-1100, March 2004.

[3] B. Nguyen and J. Ryu, *Direct Current Measurement Based Steer-By-Wire Systems for Realistic Driving Feeling*, ISlE 2009, Korea, 2009.

[4] M. Segawa, K. Shuuji, T. Kada, and S. Nakano. "A study on the relationship between vehicle behavior and steering wheel torque on steer by wire vehicles." The Dynamics of Vehicles on Roads and on Tracks Supplement to Vehicle System Dynamics: Proceedings Of The 18th Iavsd Symposium Held In Kanagawa, Japan August 24-30, 2003. Vol. 41. CRC Press, 2005.

[5] S.D. Cairano, S. Zafeiropoulos, *Vehicle Yaw Dynamics Control by Torque-based Assist Systems Enforcing Driver's Steering Feel Constraints*, American Control Conferance 2013, Washington, USA.

[6] Kim, N., & Cole, D. J. (2011). A model of driver steering control incorporating the driver's sensing of steering torque. Vehicle System Dynamics, 49(10), 1575-1596.

[7] M.F. Reich, J.H. Bernasch, *Online Steering Dynamics in the BMW Driving Simulator*.

[8] S. Kimura, M. Segawa, T. Kada, *Yaw stability control of a steer-by-wire equipped vehicle via active front wheel steering*, , Koyo Engineering Journal, 2005.

[9] M. Abe, *Vehicle Handling Dynamics, Theory and Application*, Butterworth-Heinemman, 2009.

[10] U. Kiencke, L. Nielsen, *Automotive Control Systems: For Engine, Driveline, and Vehicle*, 2nd ed. New York, Springer-Verlag, 2005.

[11] H.B. Pacejka, E. Bakker, *The magic formula tyre model. Vehicle System Dynamics*, 1993;21, Supplement, Tyre Models for Vehicle Dynamics Analysis:1–18.

[12] O. Mokhiamar, M. Abe, *Active wheel steering and yaw moment control combination to max-imize stability as well as vehicle responsiveness during quick lane change for active vehicle handling safety*, Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal ofAutomobile Engineering. 2002;216(2):115–124.

[13] N.D. Smith, *Understanding Parameters Influencing Tire Modeling*, Colorado State Uni., Formula SAE Platform, 2004.

[14] ISO 3888-1:1999, Passenger cars - Test track for a severe lane-change manoeuvre - Part 1: Double lane-change.

[15] ISO 3888-2:2011, Passenger cars - Test track for a severe lane-change manoeuvre - Part 2: Obstacle avoidance.

Araç Enerji Kontrolü için Yardımcı Sistem Yüklerinin Ölçümü

Sertaç Dileroğlu, Barış Akyüz, Emre Sert, Güven Kaynar, Bilal Orhan

Anadolu Isuzu Otomotiv A.Ş.
sertac.dileroglu@isuzu.com.tr
baris.akyuz@isuzu.com.tr
emre.sert@isuzu.com.tr
guven.kaynar@isuzu.com.tr
bilal.orhan@isuzu.com.tr

Özetçe

Yapılan çalışmada; dizel araçlarda yakıt ekonomisi ve elektrikli araçlarda enerji kontrol sistemi tasarımlarına giriş parametresi oluşturmak için ilave (auxiliary) sistemlerin tüketimini ölçüm metotları incelenmiştir. Enerji kontrolü, dizel ve dizel-hibrit araçlarda yakıt ekonomisine katkı sağlarken, elektrikli ticari araçlarda da batarya gibi yüksek maliyetli sistemin boyutunun düşürülmesine ve daha verimli kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Yakıt ekonomisi özellikle motorun rölanti halinde çalışma zamanının fazla olduğu ve duraklardaki dur-kalk biçimindeki sürüş davranışının baskın olduğu şehir içi taşımacılığında kullanılan otobüslerde incelenmesi gereken etkin dizayn parametrelerinden biridir. Bu nedenle, yapılan çalışmada; şehir içi taşımacılığında kullanılan alçak tabanlı 12 m dizel yakıtlı belediye otobüsünde yakıt tüketimini etkileyen iklimlendirme sistemi, elektrik sistemi, pnömatik sistem ve hidrolik sistem incelenmiştir. Aerodinamik, yuvarlanma direnci gibi tasarım ve ürün kaynaklı yükler enerji kontrol sistemleri tarafından kontrol edilemeyeceği için kapsam dışı bırakılmıştır. Aracın kullanım koşullarına göre yol güzergâhı ve sürüş çevrimi belirlenerek ilave sistemlerin harcadığı enerji miktarları ölçüm metotları ile birlikte açıklanmaktadır. Ayrıca ilave sistemlerin yakıt tüketimine etkileri ve ağırlık oranları belirlenerek aynı aracın hibrit veya elektrikli araca dönüştürülmesi durumunda batarya kapasitesinin belirlenmesinde referans oluşturulması amaçlanmaktadır.

1. Giriş

Yakıt ekonomisi hem üretici bakımından araç dizayn parametresi olarak hem de tüketici bakımından maliyet açısından önemli bir seçim kriteridir. Yakıt ekonomisini artırmak için yakıt tüketimini arttıran faktörlerin iyi analiz edilmesi gerekmektedir. Yakıt Tüketimini etkileyen faktörleri dört ana grupta sıralayabiliriz.

- Taşıta Ait Faktörler
- Yola İlişkin Faktörler
- Çevresel Faktörler
- Kullanıcıya Ait Faktörler

Yapılan çalışmada taşıta ait faktörler başlığı altında bulunan ilave sistemler ele alınmıştır. Araçlarda yakıt ekonomisi özellikle motor teknolojisinin artması ile önem kazanmıştır. Tablo 1'de bazı parametrelerin yakıt tüketimine etkisi gösterilmiştir. Motor verimliliğinin artması ile yakıt verimliliği artmaktadır. Ancak aktarma organları ile motorun dışında, klima gibi ısıtma-soğutma sistemi, elektrik sistemi, motor soğutma fanı ve direksiyon ve fren sistemi gibi ilave sistemlerin harcadıkları enerji, yakıt tüketiminin % 6'sını oluşturmaktadır [1]. Bu nedenle ilave sistemlerin harcadığı güçlerin iyi ölçülmesi ve analiz edilmesi gerekmektedir. Ayrıca geri beslemeli kontrol sistemleri ile veya enerji tüketimini artıran pompa, kondenser, fan gibi araçların verimliliğinin artırılması ile iklimlendirme sistemi tüketimlerinde azalma meydana gelecektir [2].

Tablo 1: Faktörlere göre yakıt tüketimleri [3]

Parametre		Ticari Hız	Tüketim
İvmelenme	↑	↑	↑
Duraklarda Bekleme	↓	↑	↓
Yolcu Sayısı	↓	↑	↓
Durak Sayısı	↓	↑	↓
Ticari Hız	↓	↑	↓

İlave sistemler incelendiğinde en fazla güç tüketen sistemlerin başında iklimlendirme sistemi gelmektedir. Klimanın çalıştığı durumda yakıt tüketimi % 4-% 8 oranında artmaktadır [2]. Benzer şekilde yol koşullarına bağlı olarak direksiyon açısının değişimi ile pompa devreye girecek ve yakıt tüketimi artacaktır. Elektrik sisteminde yer alan radyo, televizyon veya özellikle klimanın aktif olduğu durumlarda aküden çekilen enerji artacak ve bu da yakıt tüketiminin %3 - %4 artmasına neden olacaktır [3]. Yapılan çalışmada ilave yüklerin gerçek zamanlı olarak ölçüm metotları açıklanacak ve belirlenen sürüş çevriminde ilave sistemlerin harcadıkları enerjilerin oranları belirlenecektir. Bu yüklerin oranları elektrikli araç çalışmalarında sistem giriş parametresi oluşturması açısından büyük önem arz etmektedir.

Sürüş çevrimi belirlenirken aracın durma sıklığı aracın kullanım koşuluna uygun şekilde belirlenmelidir. Çünkü aracın duraklama anında motor rölanti durumunda çalışmaktadır ve rölanti durumunda motor fanının tüketim gücü artmakta bu nedenle de yakıt tüketimi artmaktadır [2]. Aracın viraj dönmesi, yokuş çıkması veya eğimli yolda gitmesi gibi araç sürüş dinamiği de yakıt tüketimini etkileyen ana faktörlerden biridir [4]. Bu nedenle yol etkisini olabildiğince azaltmak için eğimi % 2'nin altında olan düz bir yol ve hızın

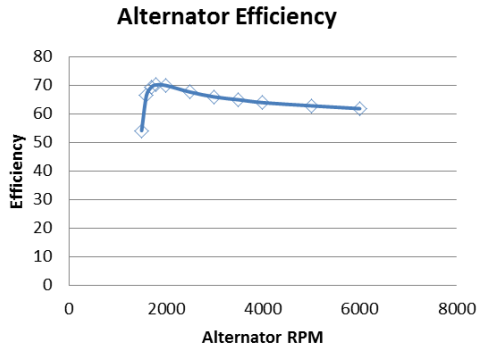
aracın serviste kullanıldığı zamanki hızına uygun kalmasını sağlayacak düşük yoğunluklu trafik, zaman ve yol güzergâhı belirlenmiştir. Özellikle incelenen 12 metre alçak tabanlı belediye otobüsünde yolcu sayılarının fazla olması ilave yük getirmektedir. Bu nedenle yolcular tek başına etkin bir faktör olarak ele alınabilirler.

Araç enstrümantasyonu ile birlikte kullanılan sensörler, akım ve gerilim ölçme cihazları ile birlikte yol güzergâhı ve sürüş çevriminin yanında test hazırlık aşaması da anlatılmaktadır. Toplanan verilerdeki gürültü kaynaklı sinyal bozucu etkilerin ortadan kaldırılması için sinyal işleme prosesi uygulanmaktadır. Sistem bozucu gürültülerden arındırılmış ve filtreden geçirilmiş sinyaller belirli matematiksel fonksiyonlar ile çarpılarak ilave sistemlerin çektikleri enerjiler hesaplanmaktadır.

2. İlave Sistemler

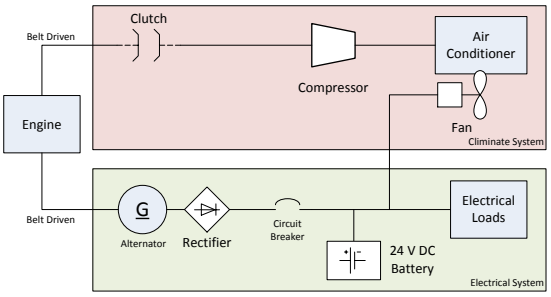
2.1 Elektrik ve İklimlendirme Sistemi

Araç elektrik sistemi; alternatör, doğrultucu, batarya, ana kontaktör ve yüklerden oluşmaktadır. Çalışmada her yükün ayrı ayı incelenmesi yerine doğrudan alternatörün elektriksel çıkışı incelenmiştir. Enerji tüketiminin hesaplanması için üretici tarafından sağlanan verim eğrisi çalışmada kullanılmış ve alternatörlerin mekanik giriş gücüne kadar hesaplanmıştır. Şekil 1'de alternatör verim grafiği gösterilmektedir.



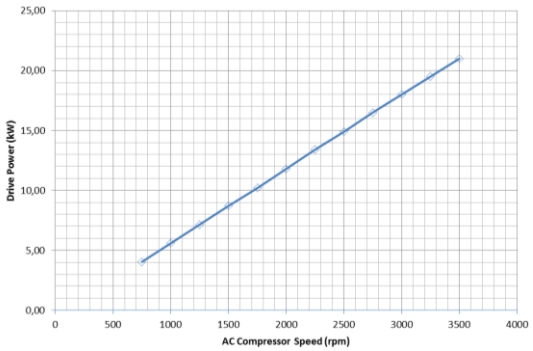
Şekil 1: Alternatör verim eğrisi [8]

Araç iklimlendirme sisteminde 650 cm^3 hacimli 4 silindirli bir kompresör kullanılmaktadır. Kompresör kayış kasnak tertibatı ile doğrudan motor krank milinden tahrik edilmekte ve manyetik bir kavrama ile devreye alınmakta veya devreden çıkartılmaktadır. Elektrik ve iklimlendirme sisteminin ana bileşenleri Şekil 2'deki şemada gösterilmiştir.



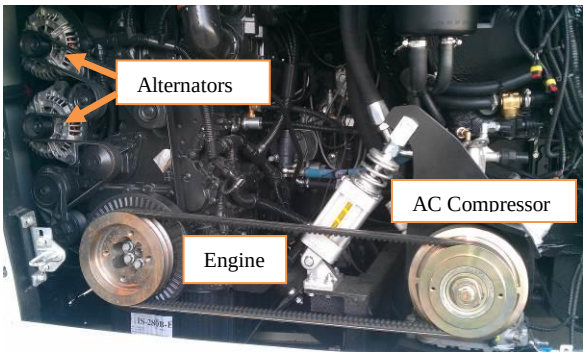
Şekil 2: Elektrik ve iklimlendirme sistemi

İklimlendirme sisteminin fanları 3 kademe olmakla beraber tamamen alternatör tarafından üretilen elektrik enerjisi ile tahrik edilmektedir. Klima sistemi komponenet sıcaklıklarının test esnasında sabit kaldığı kabul edilmiştir ve (evaporaötr sıcaklığı 5°C ve kondansatör sıcaklığı 50°C) motor devrine göre çektiği güç grafiği fabrika verilerine göre Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3: Klima kompresörü güç tüketim eğrisi [7]

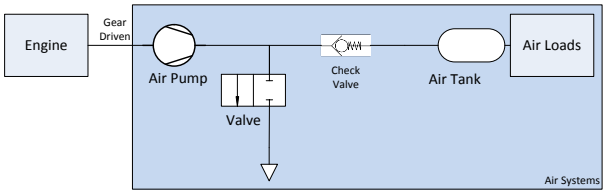
Çalışmada test boyunca motor devrine göre güç değerleri belirlenecektir. Bu ölçümler esnasında manyetik kavramanın devreden çıktığı zamanlarda güç tüketimi "0" olarak hesaba katılacaktır. İki sisteminde ana bileşenleri olan alternatörler ve klima komresörü motor odasında bulunmaktadır Şekil 4'de gösterlmiştir.



Şekil 4: Motor odası gösterimi

2.2 Pnömatik (Hava) Sistemi

Aracın birçok yükünün bağlı olduğu hava sistemi; frenleme sistemlerini (ESC, ABS), kapıları, hava süspansiyonlarını (elektrik kontrolü hava süspansiyonu) beslemektedir. Sistem şematiği Şekil 5'de gösterildiği gibidir.

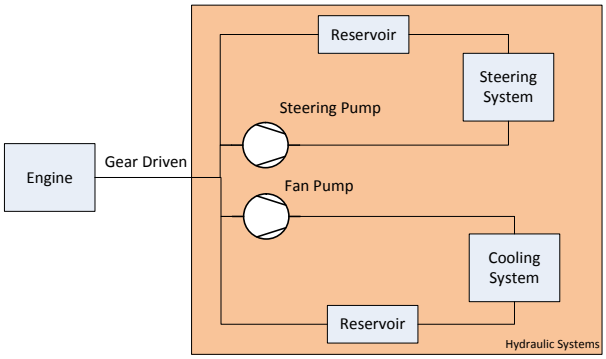


Şekil 5: Pnömatik sistem

2.3 Hidrolik Sistem

Hidrolik pompa ile motor soğutma ve direksiyon sistemini beslenmektedir.

Sistem şematiği Şekil 6'da gösterildiği gibidir.



Şekil 6: Hidrolik sistem

Araç üzerinde bulunan hidrolik tahrikli fan sistemi, motor üzerine dişli ile bağlı bir pompa ve fanı çeviren hidrolik bir motordan oluşmaktadır. Pomapanın çektiği güç, motor devrine ve hidrolik motor üzerindeki oransal valfin açıklığına göre değişiklik göstermektedir. Valf motor sıcaklığı 84°C'de tam açık ve 99°C'de tam kapalı olmaktadır. Test esnasında sıcaklık 68°C'yi aşmadığından fan hızı minimum olmuştur.

3. Araç Enstrümantasyonu

Üzerinde test yapılan araç 12 m alçak tabanlı toplu ulaşım aracıdır. Tablo 2'de araç özellikleri gösterilmiştir. Araç yarım yüklü kapasite ile doldurulmuştur.

Tablo 2: Araç Özellikleri

Araç Ağırlığı	11410 mm
Uzunluk	12030 mm
Genişlik	2550 mm
Yükseklik	3136 mm
Tekerlek Açıklığı	5850 mm
Motor	Cummins ISB6.7E6 280B
Nominal Tork	1100 Nm
Nominal Güç	209 kw
Yüklü Ağırlık	17900 kg

Test hazırlığının ilk aşamalarından olan enstrümantasyon çalışmasında; aşağıda listelenen sensörler ve ara yüzler kullanılarak data toplanmıştır.

- eDAQ data toplama cihazı
- Basınç Sensörleri
- Sıcaklık Sensörleri
- Akım Sensörü
- Devir Sensörleri
- GPS Ünitesi
- CAN Arayüzü

eDAQ veri toplama sistemi ve sensörler araç içine eklenen harici bir kaynaktan beslenmiştir. Data toplama cihazına bağlanan bilgisayara bütün veriler test esnasında kayıt edilmiştir.

Cihazların enerji tüketimleri motor devri üzerinden hesaplanmıştır. Tasarımda motora bağlı olan ek sistemlerin aktarma oranları bilindiği için motor devir hızına göre sistemlere ait olan devirler hesaplanmıştır.

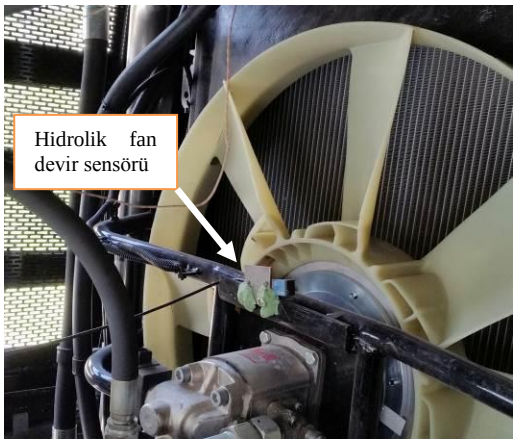
Motor kontrol sistemine (ECU) CAN hattından gelen veri düzenlenerek EEC1(PGN 61444 Electronic Engine Controller 1), LFE (PGN 65266 Fuel Economy) dataları üzerinden motor devri, torku ve yakıt tüketim bilgileri gerçek zamanlı olarak toplanmıştır.

Alternatör çıkışına bağlanan akım sensörü ile anlık olarak çekilen akım ölçülerek, üretici tarafından verilen verim eğrilerine göre mekanik olarak tüketim değerleri hesaplanmıştır.

Klima fanlarının tüketim değerlerini belirlemek için, araç belirlenen güzergâhta koşturulmuştur ve farklı kademelerde elektriksel tüketim değerleri ölçülmüştür.

Klima mekanik tüketim değerlerinin hesaplanması için klima kompresörüne bağlanan devir sensörü ile devir ölçümü yapılmıştır. Hava kompresörü hattına bağlı olan basınç sensörü sayesinde hattın basıncı ölçülmüş ve duty-cycle oranı çıkarılmıştır.

Motor soğutma fanı devir sensörü Şekil 7'de gösterildiği gibi entegre edilmektedir. Ayrıca fan hidrolik hattının basıncı da ölçülmüştür.



Şekil 7: Motor soğutma fanı devir sensörü

4. Yol Güzergâhı ve Sürüş Çevrimi

4.1 Yol Güzergâhının Belirlenmesi

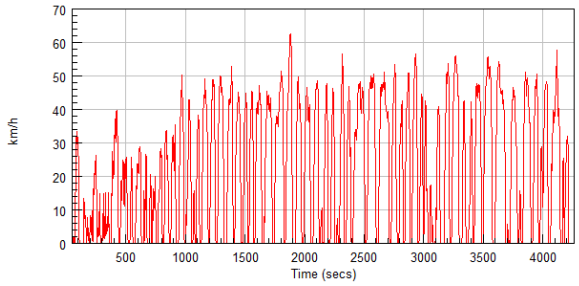
Yol güzergâhı belirlenirken eğimsiz düz bir yol olmasına dikkat edilmiştir. Aracın gerçek kullanım koşullarındaki ortalama enerji tüketimine yakın bir test koşulu elde etmek için uygun trafik koşullarında gerçekleştirilen testin güzergâhına ait bilgiler şu şekildedir:

- 26,2 km
- Eğim < %2
- Hava sıcaklığı: 33°C

4.2. Sürüş Çevrimi

Sürüş çevrimi belirlenmesinde aracın belediye aracı olarak şehir içi taşımacılığında kullanılacak olması göz önüne alınmıştır. Buna göre kapasitesinin yarısı kadar yüklenmiş olan araç, güzergahta bulunan duraklarda durdurulmuş ve yolcu biniş-iniş süreci, test kapsamına dahil edilmiştir.

Yol güzergâhı olarak Fenerbahçe(stad)/Kadıköy ile Kaynarca/Pendik arasındaki güzergâh seçilmiştir. Aracın test edildiği süre boyunca ölçülen doğrusal hız değişimi Şekil 8'de gösterilmektedir.



Şekil 8: Test Çevrimi

Belirlenen yol güzergâhı ve sürüş çevriminde enerji tüketimlerine göre aşağıda listelenen ilave yüklerin enerji tüketimleri ölçülmüştür.

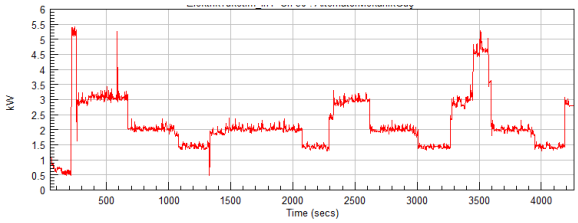
- Alternatör
- Klima Sistemi
- Pnömatik Sistem
- Hidrolik Sistem

Test sırasında klima otomatik modda 24°C'ye ayarlanmıştır. Farlar kapalı durumdadır sadece gündüz farı çalışmaktadır. Her durakta araç durdurulup kapılar açılmıştır ve yaklaşık 10 saniye beklendikten sonra kapılar kapatılmıştır. Her iki durakta bir ECAS (Electronic Control of Air Suspension) kullanılarak araç belli eğim oranında yana yatırılmıştır.

5. İlave Sistemlerin Enerji Tüketim Ölçümleri

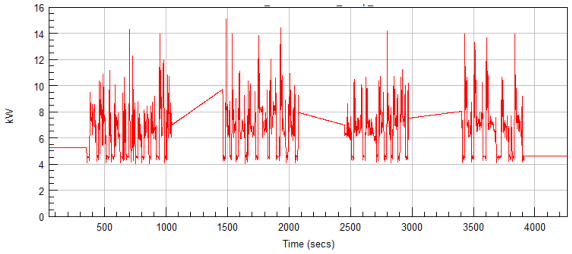
Sensörlerden toplanan veriler *Glyphworks* programında filtreden geçirilerek işlenmiştir ve güç tüketimleri hesaplanmıştır. Fabrika değerleri ve ölçüm yöntemleri doğrultusunda gerekli hesaplamalar yapılmıştır ve sistemlerin enerji tüketim değerleri çıkarılmıştır.

Klimanın otomatik seçimde olmasından dolayı klima belirli sürelerde sistemden çıkışlar yapmıştır. Alternatör enerji tüketimi ölçümünde belirtilen durum göz önüne alınmıştır. Test süresince ortalama güç tüketimi 2.166 kW hesaplanmıştır. Şekil 9'da alternatör güç zaman grafiği gösterilmiştir.



Şekil 9: Alternatör güç tüketimi

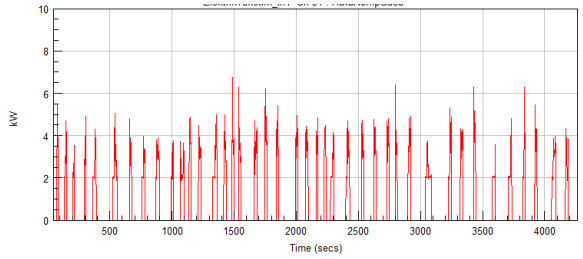
Klima kompresörü enerji tüketim değerleri hava sıcaklık değerleri doğrultusunda ön görüldüğü gibi çıkmıştır. En büyük enerji tüketen yan yük olan iklimlendirme sisteminin ortalama güç tüketimi 6.70 kW hesaplanmıştır. Şekil 10'da iklimlendirme sisteminin mekanik güç zaman grafiği gösterilmiştir.



Şekil 10: Klima kompresörü güç tüketimi

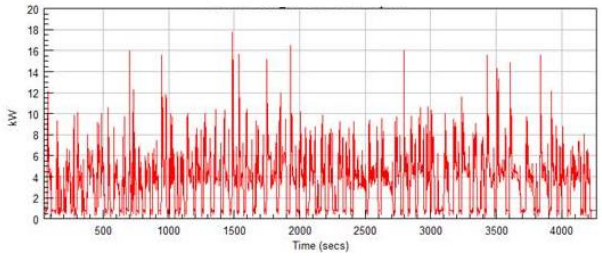
Hava sistemi tüketim değerlerinin hesaplanması sırasında; hava sistemi, süspansiyon sistemi, kapı sistemi ve ECAS sistemine bağlı olduğu için bu sistemler kullanılmıştır. Hava sisteminin ortalama güç tüketimi 0.67 kW hesaplanmıştır.

Şekil 11'de dutycycle ile oranlanmış güç zaman grafiği gösterlmiştir.



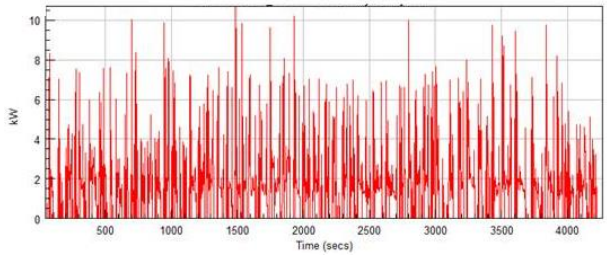
Şekil 11: Hava sistemi güç tüketimi Motor soğutma

fanı için güç tüketim değerleri ortamala olarak 3.58 kW hesaplanmıştır. Tüketim değeri daha zorlu koşullarda yükselmesi muhtemeldir. Şekil 12'de güç zaman grafiği verilmiştir.



Şekil 12: Motor soğutma fanı güç tüketimi

Araç yönlendirme sistemi için kullanılan hidrolik pompanın güç tüketim değerleri ortalama olarak 1.59 kW hesaplanmıştır. Test süresince bütün duraklara giriş çıkış yapılmış ve bu düşük hızlı manevra tüketim değerinin yüksek çıkmasına sebep olmuştur. Şekil 13'de direksiyon pompasının güç zaman grafiği verilmiştir.



Şekil 13: Direksiyon pompası güç tüketimi

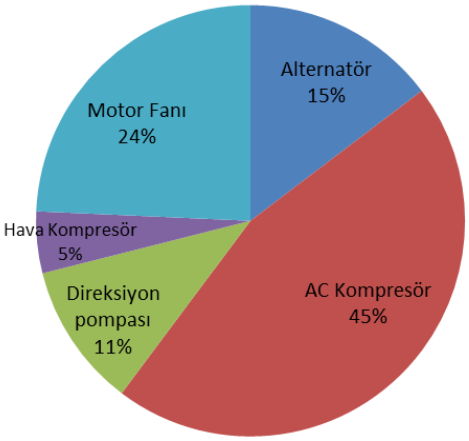
6. Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Yapılan test çalışması doğrultusunda ek sistemlerin yük değerleri incelenmiş ve mevcut dizel araçların yakıt ekonomisine katkı sağlamak için sistemlerin öncelik sıraları belirlenmiştir. Tablo 3'de paylaşıldığı gibi yan sistemlerin toplam ortalama güç tüketim değeri 12.31 kW hesaplanmıştır. Test koşullarını dikkate aldığımız zaman hesaplanan verilerin aracın gerçek hizmetini yaparken bu değerlerin yükselmesi muhtemeldir. Bu sistemlerin elektrifikasyonunun sağlanması ile güç ihtiyacı klima kapalı olması durumunda %34, açık olması durumunda %31 oranın da düşecektir[1].

Tablo 3: Yan sistem ortalama güç tüketimleri

Alternatör	2,1 kW
AC Kompresör	6,7 kW
Hava Kompresör	0,68 kW
Motor Fanı	3,58 kW
Direksiyon Pompası	1,59 kW
Toplam	12.31 kW

Şekil 14'de görüldüğü gibi sistemler arasında en yüksek güç tüketim payı %45 gibi büyük bir oran ile iklimlendirme sisteminin olmuştur. Elektrikli bir araç tasarımında sadece sistemlerin ana mekanik yapıları değil, aynı zamanda enerji tüketimine etki eden pasif komponentler için özel malzemelerin (filtreli camlar, hafif malzemeler vs.) kullanımı üzerine çalışılmalı ve enerji yönetim stratejileri geliştirlmelidir.



Şekil 14: Güç tüketim dağılımı

Kaynakça

[1] C.Jeffrey, W. Winthrop, K. David, "Reduction of Accessory Overdrive and Parasitic Loading on a Parallel Electric Hybrid City Bus Design and Stability Analysis," SAE International, 2012

[2] R. Staphene, J. Robert, "Influance of Passenger Car Auxiliaries on Pollutant Emission Factors within the Artemis Model," French National Institute for Transport Research, 2008

[3] Innovative climate control technologies boost vehicle economy, decrease emissions, Oaat Accomplishments

[4] A. Christian, "On Auxiliary Systems in Commercial Vehicles," Lund University, 2004

[5] S.Erik, Electrical "Vehicle Design and Modeling," Aalborg University, Denmark

[6] P.L.Christopher, "Improving Fuel Economy via Management of Auxiliary Loads in Fuel-Cell Electric Vehicles," University of Waterloo, 2007

[7] http://vap.bock.de

[8] Robert Bosch GmbH, "Project Documentation," Y 124 R10 015, 26.07.2005

[9] Jeffrey Cambell, Winthrop Watts, David Kittelson "Reduction of Accessory Overdrive and Parasitic Loading on a Parallel Hybrid City Bus"

Araç Teknolojisi, Batarya Şarj Durumu ve Trafik Bilgisiyle Akıllı Rota Optimizasyonu

Zhiqian Qiao[1], *Hamit Hamidettin Kumurkan*[2], *Orkun Karabaşoğlu*[3]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
Carnegie Mellon University, Pittsburgh PA, USA
{zhiqianq}@andrew.cmu.edu

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
{kumurkan}@itu.edu.tr

[3]Elektrik ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Sun Yat-sen University-Carnegie Mellon University
(SYSU-CMU) Joint Institute of Engineering, Pittsburgh PA, USA
SYSU-CMU Shunde International Joint Research Institute, Guangdong, China
{karabasoglu}@cmu.edu

Özetçe

Navigasyon sistemleri, uydudan aldıkları verileri kullanarak sürücülere genellikle tercihlerine uygun olarak en kısa mesafe, en kısa süre veya otoyol ağırlıklı rota bilgisini sağlar. Uzaklık ve trafiğe doğrudan bağlı olan seyahat masrafı, araç teknolojisi ve dinamiklerine göre de değişiklik gösterebilir. Böylece, en az maliyetli rota, en kısa mesafeye sahip rotadan farklı olabilir. Bu çalışmada, araç dinamikleri, batarya doluluk oranı ve trafik bilgisi gibi diğer faktörler de kullanılarak, sürücülere en düşük maliyetli rotayı belirleyen Akıllı Rota Optimizasyon Sistemi (AROS) önerilmektedir. Çin'in Şangay şehrinin gerçek zamanlı trafik bilgisinin kullanıldığı ağ modelinde optimal rota tayini farklı araç modelleri için farklı başlangıç şartlarında gerçekleştirilmiştir. Ağ modeli üzerinde herhangi iki nokta arasındaki mümkün olan her yolculuk, maliyet acısından hem geleneksel hem de makalede sunulan stratejinin önerdiği rotalar için değerlendirilir. Optimum rotaların farklı araç tiplerine ve elektrikli araçların batarya doluluk oranlarına (SOC) göre önemli ölçüde değiştiği gözlenmiştir. Başlangıç batarya doluluk oranı %90'dan %60'a ve %90'dan %40'a değiştiğinde, ağ modelindeki olası seyahatlerin sırasıyla %3 ve %10'unun rotası değişmektedir. Benzer şekilde, ağ modelindeki rotalarda en kısa yol algoritmasına nazaran benzinli araçlar için %81'lik, elektrikli araçlar içinse %58'lik rota değişimi söz konusudur.

1. Giriş

Navigasyon sistemleri, bir yerden bir yere ulaşımda sürücülere büyük kolaylık sağladığından, günümüzde kullanımı oldukça yaygındır. Optimal rotanın belirlenmesinde piyasadaki geleneksel navigasyon sistemleri ağırlıklı olarak en kısa mesafe, en hızlı ulaşım veya otoyol tercihli opsiyonlar sunarlar. En kısa rota, trafiksiz durumda geleneksel araçlar için en ekonomik yol olabilir. Fakat trafik olduğunda daha uzun ve daha az trafiğin olduğu bir rota, daha az maliyetli bir tercih olabilir. Ayrıca, hibrid, şarj edilebilir hibrid ve bataryalı elektrikli araçların değişken araç dinamikleri hesaba katıldığında, trafik durumu rota segmentlerinin maliyetininin belirlenmesinde büyük rol oynayabilir. Trafik koşulları, aracın hız-zaman bilgisini içeren sürüş çevrimini farklı şekillerde etkilemektedir. Karabaşoğlu ve Michalek [1], sürüş çevrimlerinin, hibrid ve şarj edilebilir elektrikli araçların yaşam döngüsü maliyetleri ve emisyonlarındaki etkisini çeşitli senaryolar ve sürüş şartlarına göre değerlendirmişler ve sürüş çevrimlerinin yaşam döngüsü maliyetleri ve emisyonları üzerinde oldukça etkili olduğu sonucuna varmışlardır.

Nakamura ve diğerleri [2], literatürdeki farklı rota belirleme metotlarını kullanarak yolculuk süresi, maliyet ve en kısa yol tahminlerinde bulunmuşlardır. Araçların rota ve hız bilgilerine dayanarak davranışları simüle edilmiş ve sonuç olarak çıkan toplam maliyetler bu çalışmada karşılaştırılmıştır. Ericsson ve diğerleri [3], yakıt tüketimini ve emisyonları azaltmak için, en kısa yol tahmini yapan geleneksel navigasyon sistemlerinin yerine en düşük yakıt tüketimine odaklı bir rota belirleme sistemi geliştirmişlerdir. Ahn ve Rakha [4], rota tercihlerinin aracın enerji tüketimine ve emisyon oranlarına etkisini araştırmışlar; otoyol tercihli rotaların her zaman çevreci ve en az yakıt tüketimli olmadığını göstermişlerdir. Boribomskin ve Barth [5] yol eğimlerinin araçların yakıt tüketimine ve emisyonlarına olan etkisini araştırmış; düz yol ile yokuşlu yollarda aracın bu

değerlerini karşılaştırmışlardır. Frey ve diğerleri [6] farklı eğimlerle çeşitli koşullarda benzinli araçların emisyon değişimlerini araştırmış; çeşitli sürüş çevrimlerinde ölçümler yaparak sonuçları karşılaştırmışlardır. Mierlo ve diğerleri [7] farklı trafik şartları altında, araç çeşitleri ve sürüş tarzlarına bağlı olarak emisyon testleri ve araç simülasyonları ile bölgesel emisyon modelleri oluşturmuşlardır. Artmeir ve diğerleri [8] klasik en kısa yol algoritmasını genişleterek minimum enerji tüketimini sağlayacak bir navigasyon modeli önermişlerdir. Bu modelde şarj edilebilir bataryaların enerji verimliliğine etkisinden yola çıkarak geleneksel en kısa yol algoritması üzerinde geliştirmeler yapmışlardır.

Bu çalışmada, elektrikli araç dinamikleriyle birlikte, trafik bilgisini de hesaba katarak minimum maliyetli rotanın belirlendiği Akıllı Rota Optimizasyon Sistemi'ni (AROS) önermekteyiz. Ayrıca, hibrid ve şarj edilebilir elektrikli araçlar için minimum maliyetli rotaların, geleneksel araçlara göre farklılıklar gösterebildiğini ve başlangıç batarya doluluk oranının da optimal rota belirlenmesinde büyük etkisi olabildiğini de sonuçlarımız arasında gösteriyoruz.

2. Yöntem

Bu bölümde, trafik bilgisi ve araç dinamiklerinden yararlanarak yakıt tüketimini en aza indiren yeni bir optimizasyon stratejisi önerilmektedir. Trafik koşullarının, yakıt tüketimini doğrudan etkileyen güç aktarım organlarının verimlerine büyük etkisi vardır. Benzer şekilde, araç tipi, batarya boyutu ve başlangıç batarya doluluk oranları, yolculuğun ne kadarının, maliyeti ucuz olan elektrikle gidileceğini, ne kadarının ise maliyeti yüksek olan benzinle ve hangi verimlilikle gidileceğini belirler. Bu çalışmada yer alan, yukarıda belirtilen tüm faktörleri hesaba katan ve en düşük maliyetli optimal rotayı belirleyen sistem Şekil 1`de gösterilmektedir.

En az maliyetli optimal rotanın belirlenmesinde araç aktarım organlarının trafikteki performans farklılıklarının, büyük etkisi olmaktadır. Örneğin, geleneksel benzinli araçların yoğun trafikteki yakıt tüketimleri fazla olduğundan, daha az trafikli yollar tercih edilir. Verilen iki güzergâhtan biri diğerinden biraz uzun fakat daha az trafikli, diğeri ise daha kısa olmasının yanında daha fazla trafikli olduğunda; geleneksel benzinli bir araç için en az maliyetli rota, daha uzun ama daha az trafikli olan birinci yol olabilmektedir. Ancak, yoğun trafik koşullarında, daha verimli motora sahip olması ve frenleme sırasında bataryasının şarj olabilmesi nedeniyle hibrid araçlar için optimal rota, kısa ve trafikli olan yol olabilir [1]. Sonuç olarak; hibrid elektrikli araç, trafikli olan kısa yolu seçerken, geleneksel benzinli araç uzun ve daha az trafikli yolu tercih edebilmektedir.

Benzer şekilde, elektrikli araçlarda ki başlangıç batarya doluluk oranları, minimum maliyetli rotanın belirlenmesinde etkili olabilir. Başlangıç batarya doluluk oranının, elektrikli kullanım menzili (AER) üzerinde doğrudan etkisi vardır. Elektrikli kullanım menzili, aracın benzin tüketmeye başlamadan önceki elektrik kullanarak gidebileceği mesafedir. Elektrik, benzine göre daha ucuz olduğundan dolayı elektrikli kullanım menzilinin enerji maliyetlerine büyük bir etkisi vardır. Eğer sürücü, yolculuğunu daha yüksek batarya doluluk oranıyla başlatırsa, araç için en düşük maliyetli yol kısa ve trafikli bir yoldan ziyade daha az trafiğe sahip uzun bir yol olabilir.



Şekil 2: Araç Dinamikleri ve Trafiği Hesaba Katan Akıllı Rota Optimizasyon Sistemi (AROS)

Google Haritaları yardımıyla Çin'in Şangay şehrinin ortalama trafik durumu göz önüne alınarak, 352 nokta ve 615 segment ile trafik ağ modeli oluşturulmuştur. Ağ modelinde 61776 farklı rota kombinasyonu ile navigasyon simülasyonları oluşturulabilir. Bu çalışmada optimizasyon problemini çözmek için Dijkstra algoritması kullanılmıştır [9].

Network modelinde, başlangıçta tüm noktalar, V setinde bulunmaktadır. Her başlangıç s noktası için başlangıç mesafesi ve başlangıç maliyeti 0 dır (d[v]=0 ve c[v]=0). s noktası ve v noktası arasında bir yol varsa, d[v], s ve v noktaları arasındaki mesafe, c[v] ise yol maliyetleridir. s noktası ile doğrudan bağlantılı olmayan yolların uzaklık ve masrafları sonsuz kabul edilir (d[v]= ∞, c[v]= ∞). Daha sonra, tüm noktalar S ve Q olmak üzere iki sete ayrılır. Orijinal navigasyon sistemi uygulandığında, S rotası d[v] si bilinen tüm noktaların bilgisini, Q rotası ise geriye kalan noktaların bilgisini tutar. İlk olarak, S rotası boştur ve her adımdan sonra en kısa d[v] si olan nokta Q rotasından S rotasına geçer. Tüm hesaplamalar sonuçlandığında, d[v] s ile v arasında ki en kısa mesafeyi kaydeder ve c[v] ise en düşük maliyeti kaydeder. Eğer hiçbir yol yoksa bu değerler sonsuz olacaktır. Sonuç olarak, her iki nokta arasında seyahat maliyet ve uzaklığını hesaplayabiliriz. Uzaklık denklemi (1) aşağıdaki gibidir:

$$Uzaklık = \frac{1}{1.609344} \times 100 \times \sqrt{\left(s(boy) - m(boy)\right)^2 + \left(s(en) - m(en)\right)^2} \quad (1)$$

Enerji maliyet hesabı sürüş şekli ve araç tipine bağlıdır. Trafik koşullarının aracın yakıt tüketimine etkisi sürüş çevrimleri sayesinde simüle edilebilir. Çünkü trafik akışı aracın hızının zamanla nasıl değiştiğini belirler. Farklı sürüş şekli ve araç tipleri için elektrikli kullanım menzili (AER), sürüş şekillerine göre farklılıklar göstermektedir. Bu çalışmada, sürüş şeklinin sadece trafik koşullarından etkilendiği farz edilmiştir. Otoyol koşulları için HWFET sürüş şekli; normal şehir koşulları için UDDS sürüş şekli; sıkışık trafik koşulları içinse ani duruş kalkış hızları içeren NYC sürüş şekli uygulanmıştır. Maliyet hesapları içinse Tablo 1'deki formüller kullanılabilir. Farklı aktarma organlarına sahip araçların bu sürüş çevrimleri altında ki yakıt ekonomileri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 1: Maliyet Denklemleri

CV	$Maliyet = \frac{Uzaklık}{CS_{vrml}} \times birim_fiyatı_{benzin}$
HEV	$Maliyet = \frac{Uzaklık}{CDvrml} \times birim_fiyatı_{ele}$
PHEV	Uzaklık ≤ AER iken, $Maliyet = \frac{Uzaklık}{CDvrml} \times birim_fiyatı_{ele}$ Uzaklık>AER iken, $Maliyet = \frac{AER}{CD_{vrml}} \times birim_fiyatı_{ele} + \frac{Uzaklık - AER}{CS_vrml} \times birim_fiyatı_{benzin}$
BEV	Uzaklık ≤ AER iken, $Maliyet = \frac{Uzaklık}{CD_vrml} \times birim_fiyatı_{ele}$

Elektrikli kullanım menzili (AER), aracın, benzine göre oldukça ucuz olan elektrikle ne kadar mesafe alabileceğimizi gösterir. Bu durum, AER i minimum maliyetli optimal rotanın belirlenmesinde önemli faktörlerden biri haline getirmektedir. AER; batarya salınımı, bataryanın enerji kapasitesi ve sürüş çevrimlerine bağlı bir fonksiyondur. Batarya salınımı, yolculuk sırasında kullanılabilir pil yüzdesini belirtir ve yolculuk başındaki batarya doluluk oranına bağlıdır. Powertrain Systems Analysis Toolkit (PSAT) kullanılarak, farklı başlangıç batarya doluluk oranlarına (SOC) göre hesaplanan AER değerleri Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 2: Aracın Verimlilik ve Elektrikli kullanım menzili (AER)

Araç Tipi	**Birim**	**UDDS**	**HWFET**	**NYC**
CV CS verimi	mi/gal	32.1	52.8	16.4
HEV CD verimi	mi/gal	69.5	59.7	48.0
PHEV20				
CD verimi	mi/kW h	6.2	5.7	4.2
CS verimi	mi/gal	69.4	58.6	45.7
AER	mi	36.8	34.1	25.1
PHEV40				
CD verimi	mi/kW h	6.0	5.7	4.1
CS verimi	mi/gal	68.0	58.2	43.1
AER	mi	71.2	68.0	48.9
PHEV60				
CD verimi	mi/kW h	5.7	5.6	3.8
CS verimi	mi/gal	65.8	57.8	40.3
AER	mi	103.5	102.3	69.8
BEV100				
CD verimi	mi/kW h	4.8	5.2	3.1
AER	mi	155.9	169.6	99.8

Tablo 3: PHEV 20'nin Çeşitli Batarya Doluluk Oranlarına göre Elektrikli Kullanım Menzili ve Verimliliği

SOC	**Salınım**		**Birim**	**UDDS**	**HWFET**	**NYC**
90%	0.6	AER	mi	36.8	34.1	25.1
60%	0.3	AER	mi	6.1	5.7	4.2
40%	0.1	AER	mi	18.4	17.1	12.6

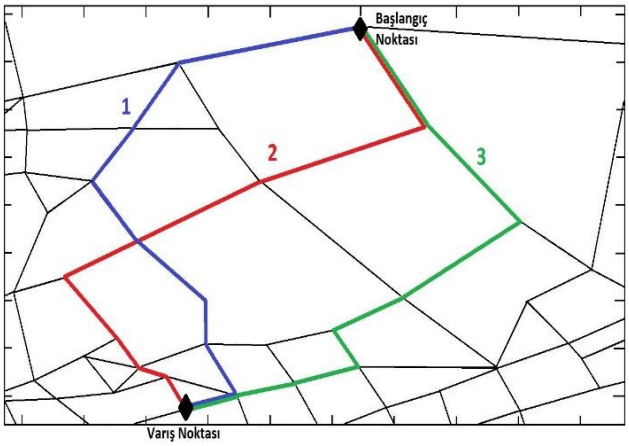
3. Analiz

Bu bölümde, geleneksel en kısa yol rota optimizasyonunun sonuçları ile, makalede sunduğumuz araç dinamiklerinden faydalanan akıllı rota optimizasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Bölüm 3.1'de başlangıç batarya doluluk oranının, Bölüm 3.2'de

ise araç teknolojisinin rota optimizasyonu ve seyahat maliyetine etkisi tartışılmıştır.

3.1 Batarya Doluluk Oranı (SOC) Etkisi

Bu çalışma kapsamında yapılan simülasyonlar; elektrikli araçların başlangıç batarya doluluk oranlarına göre, minimum maliyete sahip optimal rotanın değişebildiğini göstermiştir. Başlangıç batarya doluluk oranı, %90`dan %60'a düştüğünde network modelindeki olası tüm seyahatlerin %3`ünün optimal rotası değişirken, doluluk oranı %40'a düştüğünde ise %10`luk bir değişim olmaktadır. Şekil 3'te, network modeli üzerindeki belli bir başlangıç noktasından bitiş noktasına; mavi çizgi (1), en kısa yolu belirtirken, kırmızı (2) ve yeşil (3) çizgiler, sırasıyla, %90 ve %40 başlangıç batarya doluluk oranlarıyla gidilebilecek, makalede sunulan stratejinin verdiği en az maliyetli optimal rotalardır.

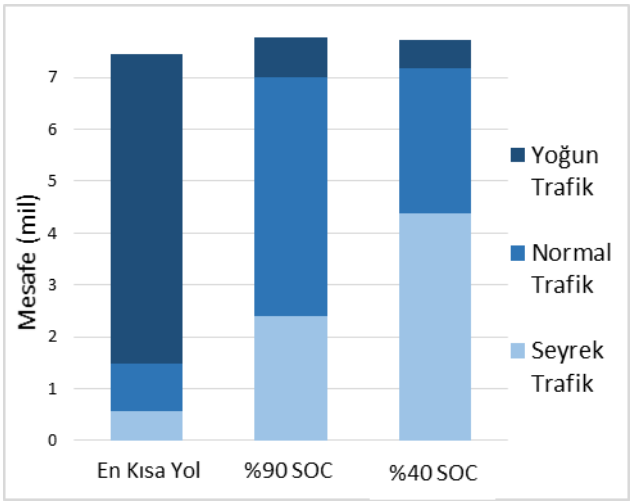


Şekil 3: Farklı Başlangıç Batarya Doluluk Oranları için Farklı Optimal Rotalar

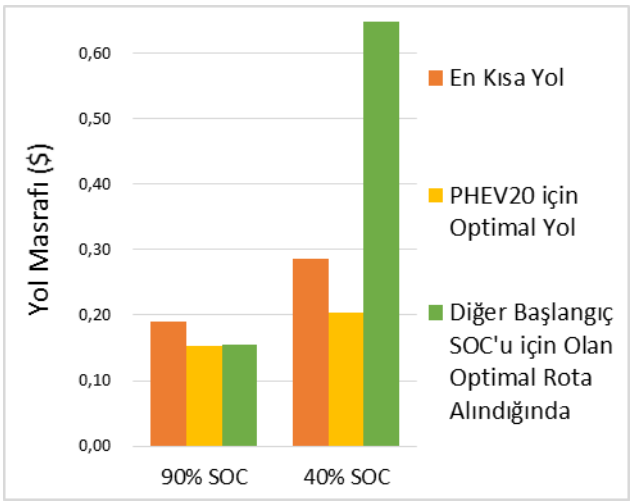
Geleneksel rota optimizasyonu tarafından önerilen en kısa yol, mavi (1) ile gösterilmiştir ve bu yolun %80`inde yoğun trafik vardır. Araç dinamiklerinin de hesaba katıldığı akıllı rota optimizasyonu ise daha az trafiğin olduğu ancak daha uzun bir yolu vermektedir. Şekil 4'te, her yol trafik yoğunluğu bakımından bölünmüş ve uzunlukları karşılaştırılmıştır.

3.2 Araç Tipinin Optimal Rotaya Etkisi

Geleneksel stratejinin yerine bu çalışmada önerilen akıllı rota optimizasyon stratejisi kullanıldığında, geleneksel araçlar ve elektrikli araçlar için, sırasıyla, yaklaşık olarak %81 ve %58'lik rota değişimi ortaya çıkmaktadır. Bu algoritmayla geleneksel araçlarda %60, elektrikli araçlarda ise %30'a varan maliyet düşüşleri sağlanmaktadır. Rotaların değiştiği senaryolardan, maliyetin en fazla değiştiği örneği göz önünde bulunduralım. Grafikte belirlenen başlangıç noktasından hedef noktasına, mavi çizgi (1), orijinal en kısa yolu gösterirken; kırmızı (2) ve yeşil (3) olanlar, sırasıyla, geleneksel ve elektrikli araçlar için en az maliyetli yolu göstermektedir.

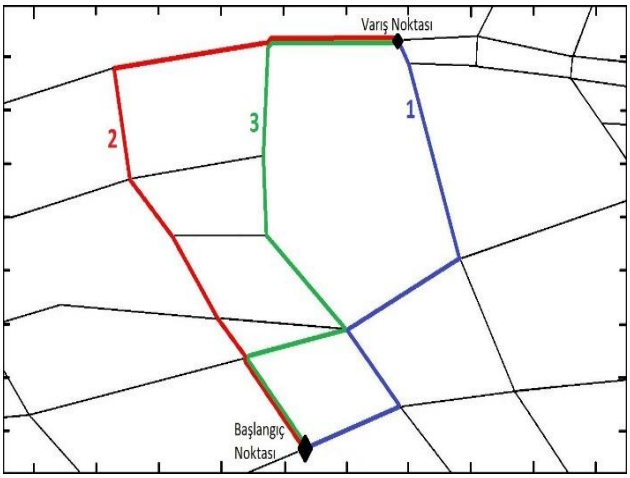


Şekil 4: Farklı Başlangıç Batarya Doluluk Oranlarına göre Mesafe ve trafik etkisi

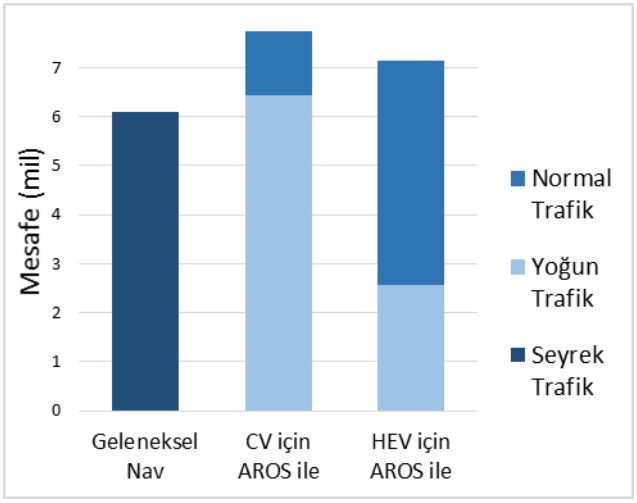


Şekil 5: PHEV20 için farklı batarya doluluk oranlarında en kısa yol ve araç dinamiklerine göre optimal yol maliyet karşılaştırması

Geleneksel rota belirleme algoritmasının verdiği en kısa mesafe ve Akıllı Rota Optimizasyon Sisteminin (AROS) CV ve HEV için verdiği farklı optimal yolların mesafe ve trafik ilişkisi, Şekil 7'de verilmiştir. Görüldüğü gibi; makalede önerilen algoritma HEV için, CV için seçilen yoldan daha kısa ancak daha trafikli yolu seçmektedir. Şekil 8'de ise yöntemin maliyet kazançlarına etkisi verilmektedir. Önerilen sistem (AROS), geleneksel sisteme göre önemli ölçüde masrafları azaltmaktadır. Ayrıca araç tipinin rota belirlerken göz önünde bulundurulması da masrafları düşürmekte önem taşımaktadır.



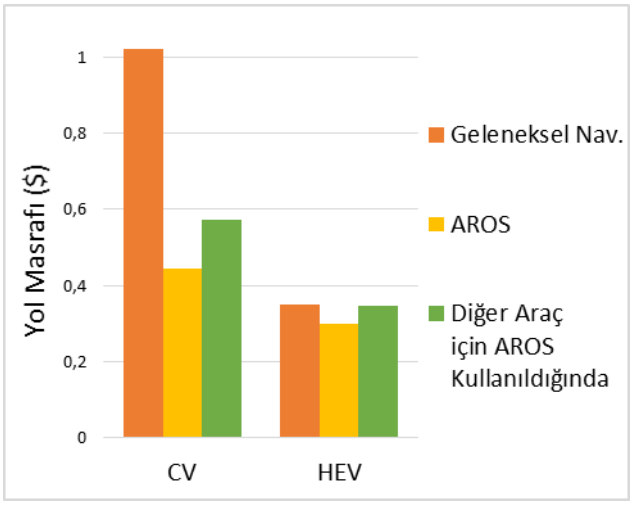
Şekil 6: Farklı araç tipleri için farklı optimum rotalar



Şekil 7: Farklı araç türleri için her iki algoritmanın verdiği optimal rotaların mesafe ve trafik verileri

4. Sonuçlar

Bu çalışmada; araç dinamikleri, trafik ve geleneksel rota belirleme stratejisi birleştirilerek en az maliyetli optimal rota tayini hedeflenmiştir. Farklı araç tipleri için optimal rotaların oldukça farklılık gösterdiği çalışmanın sonucunda gözlemlenmiş ve elektrikli araçlarda batarya doluluk oranının da bu rotaların belirlenmesinde büyük rol oynadığı anlaşılmıştır. Batarya doluluk oranları %90 dan %60`a ve %40`a düştüğünde, sırasıyla, network modelindeki olası seyahatlerin %3 ve %10`unda rota değişimleri söz konusu olmaktadır. Geleneksel (benzinli) araç ve elektrikli araçlar için, önerilen strateji (AROS) kullanıldığında; en kısa yol stratejisiyle karşılaştırıldığında, seyahatlerin, sırasıyla, %81 ve %58`i farklı optimal rotalara sahip olmaktadır. Aynı zamanda, önerilen strateji masrafları geleneksel araçlar için %60, hibrid ve elektrikli araçlar içinse %30 oranında azaltabilir.



Şekil 8: En kısa yol algoritması ve AROS'un CV ve HEV için verdiği optimal rotaların maliyet karşılaştırması

Teşekkür

Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü Lisans öğrecisi Yakup Şahin'e çalışmadaki fikri ve fiili katkılarından ötürü teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

[1] Karabasoglu, Orkun, and Jeremy Michalek. "Influence of driving patterns on life cycle cost and emissions of hybrid and plug-in electric vehicle powertrains." Energy Policy 60 (2013): 445-461.

[2] Nakamura, Yuki, et al. "Selecting a dynamic and stochastic path method for vehicle routing and scheduling problems." Procedia-Social and Behavioral Sciences 2.3 (2010): 6042-6052.

[3] Ericsson, Eva, Hanna Larsson, and Karin Brundell-Freij. "Optimizing route choice for lowest fuel consumption–Potential effects of a new driver support tool." Transportation Research Part C: Emerging Technologies 14.6 (2006): 369-383.

[4] Ahn, Kyoungho, and Hesham Rakha. "The effects of route choice decisions on vehicle energy consumption and emissions." Transportation Research Part D: Transport and Environment 13.3 (2008): 151-167.

[5] Boriboonsomsin, Kanok, and Matthew Barth. "Impacts of road grade on fuel consumption and carbon dioxide emissions evidenced by use of advanced navigation systems." Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board 2139.1 (2009): 21-30.

[6] Frey, H. Christopher, Kaishan Zhang, and Nagui M. Rouphail. "Fuel use and emissions comparisons for alternative routes, time of day, road grade, and vehicles

based on in-use measurements." Environmental science & technology42.7 (2008): 2483-2489.

[7] Van Mierlo, Joeri, et al. "Driving style and traffic measures-influence on vehicle emissions and fuel consumption." Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering 218.1 (2004): 43-50

[8] Artmeier, Andreas, et al. "The shortest path problem revisited: Optimal routing for electric vehicles." KI 2010: Advances in Artificial Intelligence. Springer Berlin Heidelberg, 2010. 309-316.

[9] Dijkstra, Edsger W. "A note on two problems in connexion with graphs." Numerische mathematik 1.1 (1959): 269-271.

B7 – Seri ve Paralel Robotlar ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 2. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Erkan ZERGENOĞLU (GYTE)
Doç. Dr. Serdar KÜÇÜK (Kocaeli Üniversitesi)

RSS Kinematik Zincir Mimarisine Sahip Altı Serbestlik Dereceli Stewart Platformunun Tasarımı ve Kontrolü (Bildiri No : 5)

Ahmet DUMLU (Atatürk Üniversitesi)
Köksal ERENTÜRK (Erzurum Teknik Üniversitesi)

6-SD'li Yeni Bir Simetrik Paralel Robotun Ters Kinematik ve Dinamik Analizi Optimizasyonu (Bildiri No : 62)

Metin TOZ (Düzce Üniversitesi)
Serdar KÜÇÜK (Kocaeli Üniversitesi)

Genel Stewart Platformları (GSP) için Boyutsal Eniyileme Yazılımının ve Yeniden Ayarlanabilir 3 Bacaklı bir GSP Mekanizmasının Geliştirilmesi (Bildiri No : 86)

A. Burak İNNER (Kocaeli Üniversitesi)
Serdar KÜÇÜK (Kocaeli Üniversitesi)

Hesaplanan Tork Tabanlı Bir Robot Kolunun Bulanık Yapay Sinir Ağ Kontrolü (Bildiri No : 99)

Şinasi ARSLAN (Sakarya Üniversitesi)

Robot Kollarının İşbirlikçi Denetimi (Bildiri No : 117)

Elif ÇİÇEK (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Jansen DAŞDEMİR (Yıldız Teknik Üniversitesi)
Erkan ZERGEOĞLU (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)

RSS Kinematik Zincir Mimarisine Sahip Altı Serbestlik Dereceli Stewart Platformunun Tasarımı ve Kontrolü

Ahmet DUMLU[1], Köksal ERENTÜRK[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum
{ahmetdumlu}@erzurum.edu.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
keren@atauni.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada; klasik Stewart platformlarından farklı olan, RSS (Dönel-Küresel-Küresel) bacak mimarisine sahip altı serbestlik dereceli Stewart platformunun analizi, tasarımı ve gerçek zamanlı yörünge takip kontrolü gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan manipülatörün pozisyon analizi için Denavit-Hartenberg metodundan yararlanılmıştır. Manipülatörün hareketli platformunun pozisyon hızları ile manipülatörün eyleyici açı hızları arasında ilişkiyi belirleyen Jacobian matrisinin elde edilmesinin ardından manipülatörün dinamik analizi Newton-Euler eşitliklerinden yararlanılarak yapılmıştır. Manipülatörün gerçek zamanlı yörünge kontrolü ise tasarımda kullanılan adım motorlarının 32 bitlik bir mikro denetleyici üzerinden kontrol edilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Yapılan gerçek zamanlı açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol deneylerinden elde edilen sonuçlara göre manipülatör için yapılan matematiksel analizlerin doğru olduğu kanıtlanmış ve özellikle kapalı çevrim kontrol yönteminin kullanılması ile manipülatörün yörünge takip kontrolü güçlendirmiştir.

1. Giriş

Paralel manipülatörler hareketli bir platforma sahip olup bu platform sabit tabana birçok bacakla bağlanmaktadır. Genelleştirilmiş paralel manipülatörler kapalı çevrim kinematik zincirlere sahip olan mekanizmalardır ve bu mekanizmaların uç işlevcileri birbirinden bağımsız kinematik zincirlerle sabit tabana bağlanmaktadırlar [1]. Paralel manipülatörlerde hareketli platforma yerleştirilen harici yüklerin ağırlıkları manipülatörde kullanılan bacaklar tarafından paylaşılması nedeniyle paralel manipülatörler seri manipülatörlere göre ağır yük taşıma kapasitesine sahiptirler.

Genellikle Stewart platformları altı adet bacağa sahip olup bu bacaklar sabit ve hareketli tabanlara mafsallar yardımı ile bağlanmaktadır. Hareketli platforma hareket kabiliyeti kazandırabilmek için eyleyici (actuator) görevi gören bacakların boyları eş zamanlı olarak kontrollü bir şekilde uzatılıp kısaltılmalıdır.

Paralel manipülatörlerin ağır yük taşıma kapasitesine sahip olmaları, hassas konumlandırılabilme ve ivmelendirilebilme özelliklerinden dolayı birçok endüstriyel ve bilimsel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır [2-7].

Paralel manipülatörlerin bir görevi doğru ve arzulanan sürede gerçekleştirebilmesi için mekanik tasarımlarının hassas hareket kabiliyetine sahip olması ve mekanik sistemi harekete geçiren eyleyicilerin eş zamanlı olarak denetiminin gerçekleştirilmesi büyük önem arz etmektedir [8]. Literatürde birçok araştırmacı tasarladıkları paralel manipülatörlerinin eş zamansızlık probleminin üstesinden gelebilmek için farklı tipte eş zamanlı kontrol algoritmaları geliştirmişler ve manipülatörlerine istenilen hız-ivmelenme profillerini kazandırabilmişlerdir.[9-14].

Bu çalışmasında serbestlik derecesi altı olan kinematik yapısı paralel, sürülüş tekniği elektriksel ve hareket karakteristiği yönünden uzaysal olan bir paralel manipülatörün analizi, tasarımı ve gerçek zamanlı yörünge izleme kontrolü gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan manipülatörün pozisyon analizi için Denavit-Hartenberg metodundan yararlanılmıştır. Yararlanılan bu yöntem sayesinde manipülatörün hareketi esnasında meydana gelen tüm aktif eyleyici açı değişimleri ve küresel mafsal pasif açı değişimleri belirlenebilmiştir. Manipülatörün hareketli platformunun pozisyon hızları ile manipülatörün eyleyici açı hızları arasındaki ilişkiyi belirleyen Jacobian matrisinin elde edilmesinin ardından manipülatörün dinamik analizi Newton-Euler eşitliklerinden yararlanılarak yapılmıştır. Manipülatörün gerçek zamanlı yörünge kontrolü ise tasarımda kullanılan hibrid adım motorlarının mikro adımlama özelliği kullanılarak 32 bitlik bir mikro denetleyici üzerinden gerçekleştirilmiştir. Yapılan gerçek zamanlı açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol deneylerinden elde edilen sonuçlar incelendiğinde, manipülatör için yapılan matematiksel analizlerin doğru olduğu kanıtlanmış ve özellikle kapalı çevrim kontrol yönteminin kullanılması ile manipülatörün yörünge takip kontrolü güçlendirilmiştir.

2. RSS Stewart Platform Sistemi

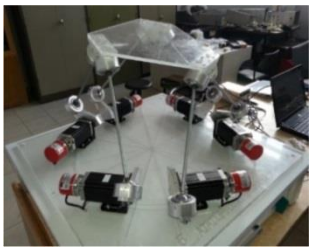
Bu çalışmada geleneksel Stewart platformundan farklı olarak dönel-küresel-küresel (Revolue-Spherical-Spherical, 6-RSS) bacak konfigürasyonuna sahip bir paralel manipülatörün analizi, tasarımı ve gerçek zamanlı yörünge izleme kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Şekil 1'de tasarlanan altı serbestlik dereceli RSS paralel manipülatöre ait fotoğraf gösterilmiştir. Şekil 2 ise bu manipülatöre ait şematik gösterim verilmiştir. Manipülatör, sabit ve hareketli olmak üzere iki adet platforma sahip olup bu platformlar altı adet kinematik çiftle birbirine bağlanmıştır. Her bir kinematik çift birbirlerine küresel mafsallar ile bağlanmış tahrik kolu ve bağlama kolu bulundurmaktadır. Tahrik kolları sabit tabanda bulunan ve simetrik olarak yerleştirilmiş tahrik motorlarına dönel mafsallar yardımıyla bağlanmışken bağlama kolları hareketli platforma küresel mafsallar yardımıyla bağlanmıştır. Motorlara sabitlenen tahrik kolları, motorların dönmesi ile tahrik açısı oluşturarak bağlama kollarının bağlı bulundukları hareketli platforma hareket kabiliyeti kazandırabilmektedir.

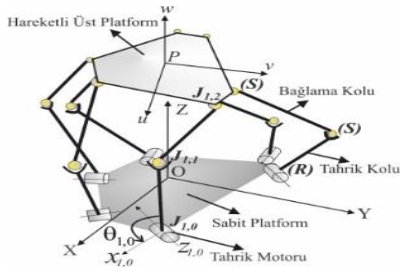
2.1. Manipülatörün Kinematik Analizi

Paralel manipülatörler için ters kinematik analiz hareketli platformun belirli konum ve yönelim değerleri verildiğinde hareketli platformu bu konum ve yönelim değerlerine getirecek olan mafsal değişkenleri belirlemek için yapılan bir analizdir. Analizi gerçekleştirebilmek için ilk olarak Şekil 3'de gösterildiği gibi manipülatörün sabit tabanına (X, Y, Z) ve manipülatörün hareketli platformuna (u, v, w) ile tanımlanan koordinat sistemleri yerleştirilmiştir.

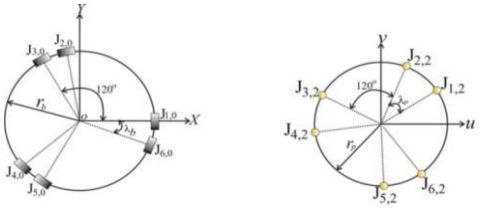
Sabit platform üzerinde bulunan her bir dönel mafsalın ($J_{i,0}$ i=1…6) sabit platforma göre konum ve yönelimi r_b yarıçapı ve λ_b offset açısıyla belirlenmektedir. Hareketli platform üzerinde bulunan her bir küresel mafsalın ($J_{i,2}$ i=1…6) hareketli platforma göre konum ve yönelimi ise r_p yarıçapı ve λ_p offset açısıyla tanımlanmaktadır. Paralel manipülatörde art arda gelen RSS hibrit kinematik zinciri ve bu zincir ile ilgili mafsal açılarının şematik gösterimi Şekil 4'de gösterilmiştir. RSS hibrit kinematik zincirde görülen $\theta_{i,0}$ değişkeni manipülatöre ait tahrik kolu açısını ifade ederken $\theta_{i,1}$, $\beta_{i,1}$ ve $\alpha_{i,1}$ değişkenleri tahrik kolu ile bağlama kolunu birleştiren $J_{i,1}$ küresel mafsalın dönme açılarını temsil etmektedir.



*Şekil 1:*Tasarlanan altı serbestlik dereceli RSS paralel manipülatörün fotoğrafı.



Şekil 2: Altı serbestlik dereceli RSS paralel manipülatörün şematik gösterimi.

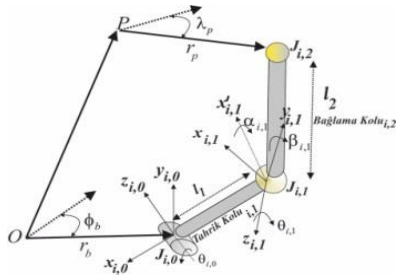


Şekil 3: Manipülatörün sabit (solda) ve hareketli (sağda) platformları.

Altı serbestlik dereceli paralel manipülatörde art arda gelen RSS hibrit kinematik zincirden dolayı kinematik analizi vektör çözümlemesi ile gerçekleştirmek oldukça zor hale gelmektedir. Bu nedenle kinematik analiz için bu çalışmada Denavit-Hartenberg yönteminden yararlanılmıştır.

Manipülatörün hareketli platformunun sabit platforma göre homojen dönüşüm matrisi, $\overrightarrow{OP}$ konum vektörü ve ${}^{O}_{P}R$ rotasyon matrisi kullanılarak tanımlanmaktadır. Hareketli platformunun sabit platforma göre homojen dönüşüm matrisi $\vec{u}$, $\vec{v}$ ve $\vec{w}$ vektörlerinin doğrultma kosinüslerine bağlı olarak denklem 1 ile tanımlanmaktadır.

Manipülatörün dönel mafsallarına yerleştirilmiş olan eksenlerin sabit platforma göre homojen dönüşüm matrisi ve manipülatörün hareketli platformundaki küresel mafsalların eksenlerinin hareketli platforma göre homojen dönüşüm matrisi denklem 2 ile tanımlanmaktadır.



Şekil 4: Manipülatör RSS hibrit kinematik zinciri ve mafsal açıları.

.

$$ {}^{O}_{P}T = \begin{bmatrix} c\phi c\theta c\psi - s\phi s\psi & -c\phi c\theta s\psi - s\phi c\psi & c\phi s\theta & X_p \\ s\phi c\theta c\psi + c\phi s\psi & -s\phi c\theta s\psi + c\phi c\psi & s\phi s\theta & Y_p \\ -s\phi c\psi & s\theta s\psi & c\theta & Z_p \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1) $$

$$ {}^{O}_{i,0}T = \begin{bmatrix} c(\lambda_b) & 0 & s(\lambda_b) & r_b c(\lambda_b) \\ s(\lambda_b) & 0 & -c(\lambda_b) & r_b s(\lambda_b) \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} $$

$$ {}^{p}_{i,2}T = \begin{bmatrix} c(\lambda_p) & -s(\lambda_b) & 0 & r_p c(\lambda_b) \\ s(\lambda_b) & c(\lambda_b) & 0 & r_p s(\lambda_b) \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2) $$

Denklem 1 ve denklem 2 ile tanımlanan homojen dönüşüm matrisleri kullanılarak, manipülatörün hareketli platformundaki küresel mafsalların eksenlerinin manipülatörün dönel mafsallarına yerleştirilmiş olan eksenlere olan homojen dönüşüm matrisi denklem 3 kullanılarak belirlenebilmektedir.

$$ {}^{i,0}_{i,2}T = ({}^{O}_{i,0}T)^{-1} * {}^{O}_{P}T * {}^{P}_{i,2}T \quad (3) $$

Manipülatörün ters kinematik analizinde hareketli platformun konum ve yönelim değerleri bilindiğinden ve aynı zamanda sabit ve hareketli platformların yarıçap ve offset açıları manipülatörün bilinen tasarım parametreleri olduğundan denklem 3 ile tanımlanan homojen dönüşüm matrisinin tüm elemanları hesaplanabilmektedir.

Denklem 3 ile tanımlanan homojen dönüşüm matrisinin farklı dönüşüm matrisleri kullanılarak elde edilmesi istendiğinde denklem 4'den yararlanılabilmektedir.

$$ {}^{i,0}_{i,2}T = {}^{i,0}_{i,1}T * {}^{i,1}_{i,2}T \quad (4) $$

Denklem 4'de ifade edilen ${}^{i,0}_{i,1}T$ matrisi manipülatörün tahrik kolunu ve bağlama kolunu birbirine bağlayan küresel mafsalların dönel mafsallara göre homojen dönüşüm matrisidir. Denklemde yer olan ${}^{i,1}_{i,2}T$ matrisi ise hareketli platformundaki küresel mafsalların manipülatörün tahrik kolunu ve bağlama kolunu birbirine bağlayan küresel mafsallara göre homojen dönüşüm matrisidir. Bu iki dönüşüm matrisini tanımlamak için RSS kinematik zinciri göz önüne alınarak Tablo 1'de gösterilen D-H parametreleri tanımlanabilmektedir [15].

Tablo 1: RSS hibrit kinematik zinciri için D-H parametreleri

Mafsal	***θ***	***d***	***β***	***a***	***α***
1	$\theta_{i,0}$	0	0	l_1	$\frac{\pi}{2}$
2	$\theta_{i,1}$	0	$\beta_{i,1}$	l_2	$\alpha_{i,1}$

Tablo 1'de tanımlanan D-H parametrelerinin denklem 5'de yerine yazılmasıyla, ${}^{i,0}_{i,1}T$ ve ${}^{i,1}_{i,2}T$ homojen dönüşüm matrisleri sırasıyla denklem 6'daki gibi edilebilmektedir.

$$ {}^{i,j-1}_{i,j}T = Rot(\overrightarrow{z_{i,j-1}}, \theta_{i,j-1}).Trans(\overrightarrow{z_{i,j-1}}, d_{i,j-1}). $$
$$ Rot\left(\overrightarrow{y'_{i,j-1}}, \alpha_{i,j-1}\right).Trans(\overrightarrow{x_{i,j-1}}, a_{i,j-1}).Rot(\overrightarrow{x_{i,j-1}}, \beta_{i,j-1}) $$
$$ (i = 1 \dots 6, j = 1,2) \quad (5) $$

$$ {}^{i,0}_{i,1}T = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{i,0}) & 0 & \sin(\theta_{i,0}) & l_1\cos(\theta_{i,0}) \\ \sin(\theta_{i,0}) & 0 & -\cos(\theta_{i,0}) & l_1\sin(\theta_{i,0}) \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} $$
$$ {}^{i,1}_{i,2}T = \begin{bmatrix} \mathrm{c}(\theta_{i,1})\mathrm{c}(\beta_{i,1}) & -\mathrm{s}(\theta_{i,1}) & \mathrm{c}(\theta_{i,1})\mathrm{s}(\beta_{i,1}) & l_2\mathrm{c}(\theta_{i,1})\mathrm{c}(\beta_{i,1}) \\ s(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) & c(\theta_{i,1}) & s(\theta_{i,1})s(\beta_{i,1}) & l_2\mathrm{s}(\theta_{i,1})\mathrm{c}(\beta_{i,1}) \\ -s(\beta_{i,1}) & 0 & c(\beta_{i,1}) & l_2\mathrm{s}(\theta_{i,1}) \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6) $$

Denklem 3 ve denklem 4'de tanımlanan dönüşüm matrislerinin tüm elemanları birbirlerine eşitlenerek manipülatörün bilinen konum ve yönelim değerlerinden bilinmeyen tahrik kollarının açılarını ($\theta_{i,0}$) ve küresel mafsalların açılarını ($\theta_{i,1}, \alpha_{i,1}, \beta_{i,1}$) bulunabilmektedir. Birbirlerine eşit olan her iki homojen dönüşüm matrisinin birinci satır dördüncü sütün elemanları, ikinci satır dördüncü sütün elemanların ve üçüncü satır dördüncü sütün elemanların denklem 7'deki gösterildikleri şekliyle yazılabilmektedirler.

$$ r_{14_1} = u_x r_p c(\lambda_p)c(\lambda_b) + u_y r_p c(\lambda_p)s(\lambda_b) + v_x r_p s(\lambda_p)c(\lambda_b) + v_y r_p s(\lambda_p)s(\lambda_b) + X_p c(\lambda_b) + Y_p s(\lambda) - r_b $$
$$ r_{14_2} = l_2 c(\theta_{i,0})c(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) - l_2 s(\theta_{i,0})s(\beta_{i,1}) + l_1 c(\theta_{i,0}) $$
$$ r_{24_1} = u_z r_p c(\lambda_p) + v_z r_p s(\lambda_p) + Z_p $$
$$ r_{24_2} = l_2 s(\theta_{i,0})c(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) + l_2 c(\theta_{i,0})s(\beta_{i,1}) + l_1 s(\theta_{i,0}) $$
$$ r_{34_1} = u_x r_p c(\lambda_p)s(\lambda_b) - u_y r_p c(\lambda_p)c(\lambda_b) + v_x r_p s(\lambda_p)s(\lambda_b) - v_y r_p s(\lambda_p)c(\lambda_b) + X_p s(\lambda_b) - Y_p c(\lambda_b) $$
$$ r_{34_2} = l_2 s(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) \quad (7) $$

Bilinmeyen küresel mafsalların açılarını ($\theta_{i,1}, \alpha_{i,1}, \beta_{i,1}$) bulabilmek için denklem 8 ile gösterilen matematiksel işlemler uygulanmaktadır.

$$ A = {r_{14_2}}^2 + {r_{24_2}}^2 + {r_{34_2}}^2 = 2l_1 l_2 c(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) + {l_1}^2 + {l_2}^2 $$
$$ B = {r_{14_1}}^2 + {r_{24_1}}^2 + {r_{34_1}}^2 $$
$$ C = c(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) = (B - {l_1}^2 - {l_2}^2)/2l_1 l_2 $$
$$ D = s(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) = r_{34_1}/l_2 \quad (8) $$

Denklem 8 kullanılarak küresel mafsalların açılarını ($\beta_{i,1}$, $\theta_{i,1}$) denklem 9 ile ifade edilen eşitliklerle hesaplanabilmektedir. Tahrik kolu ile bağlama kolunu birleştiren $J_{i,1}$ küresel mafsalın $\alpha_{i,1}$ dönme açısı mekanizmanın kısıtlamasından dolayı her zaman sıfıra eşittir.

$$ \beta_{i,1} = arccos(\sqrt{C^2 + D^2}) $$
$$ \theta_{i,1} = \arctan(D/C) \quad (9) $$

Küresel mafsalların açılarının belirlenmesinin ardından bilinmeyen tahrik kollarının açıları ($\theta_{i,0}$) ise denklem 10'da yazılan eşitlikle tanımlanabilmektedir.

$$ r_{24_2} = E_i c(\theta_{i,0}) + F_i s(\theta_{i,0}) = r_{24_1} $$
$$ E_i = l_2 s(\beta_{i,1}) $$
$$ F_i = l_2 c(\theta_{i,1})c(\beta_{i,1}) + l_1 \quad (10) $$

Denklem 10'da yer alan trigonometrik ifadeler yerine yarım açı tanjant ifadeleri kullanıldığında ($\cos(\theta_{i,0}) = \frac{1-{u_{i,0}}^2}{1+{u_{i,0}}^2}$, $\sin(\theta_{i,0}) = \frac{2u_{i,0}}{1+{u_{i,0}}^2}$ $u_{i,0} = \tan(\frac{\theta_{i,0}}{2})$) denklem 10, denklem 11 ile gösterilen tek bilinmeyenli bir eşitliğe dönüşmektedir.

$$ (E_i + r_{24_1}){u_{i,0}}^2 - 2F_i u_{i,0} + (r_{24_1} - E_i) = 0 \quad (11) $$

Denklem 11 karesel biçimde (quadratic form) denklem 12 ile çözülebilmektedir.

$$ u_{i,0} = \frac{F_i \pm \sqrt{{F_i}^2 + {E_i}^2 - {r_{24_1}}^2}}{E_i + r_{24_1}} \quad (12) $$

Matematiksel olarak yapılan bu analizlerle birlikte bilinmeyen tahrik kollarının açıları ($\theta_{i,0}$) ise denklem 13 ile hesaplanabilmektedir.

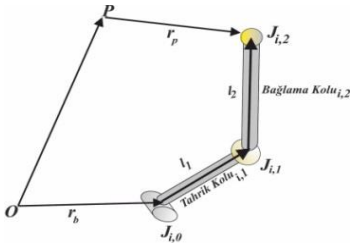
$$ \theta_{i,0} = \arctan2(\sin(\theta_{i,0}), \cos(\theta_{i,0})) \quad (13) $$

2.2. Manipülatörün Jacobian Analizi

Altı serbestlik dereceli paralel manipülatörün Jacobian matrisini elde edebilmek için Şekil 5'de gösterilen *i* inci bacağa ait hibrit kinematik zincirin vektörel gösteriminden yararlanılmıştır. Manipülatörün *i* inci bacağa ait hibrit kinematik zincirin vektörel ifadesi denklem 14 ile tanımlanmaktadır.

$$\overrightarrow{OP} + \overrightarrow{PJ_{i,2}} = \overrightarrow{OJ_{i,0}} + \overrightarrow{J_{i,0}J_{i,1}} + \overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}} \quad (14)$$

Denklem 14'nın zamana göre türevi alındığında denklem 15 elde edilmektedir.



Şekil 5: Hibrit kinematik zincirin vektörel gösterimi

$$\overrightarrow{V_p} + \overrightarrow{\omega_p} \times \overrightarrow{PJ_{i,2}} = \overrightarrow{\omega_{i,0}} \times \overrightarrow{J_{i,0}J_{i,1}} + \overrightarrow{\omega_{i,1}} \times \overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}} \quad (15)$$

Denklem 15'de ifade edilen $\overrightarrow{V_p}$ ve $\overrightarrow{\omega_p}$ terimleri sırasıyla hareketli platforma ait doğrusal ve açısal hızları temsil ederken, $\overrightarrow{\omega_{i,0}}$ ve $\overrightarrow{\omega_{i,1}}$ terimleri tahrik kolunun ve bağlama kolunun açısal hızlarını temsil etmektedir. Denklem 15'de yer alan $\overrightarrow{\omega_{i,1}}$ açısal hız terimini denklemden arındırmak için denklemin her iki tarafı $\overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}}$ vektörü ile skaler olarak çarpıldığında denklem 16 elde edilmektedir.

$$\overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}} \cdot \overrightarrow{V_p} + \overrightarrow{\omega_p} \cdot (\overrightarrow{PJ_{i,2}} \times \overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}}) = \overrightarrow{\omega_{i,0}} \cdot (\overrightarrow{J_{i,0}J_{i,1}} \times \overrightarrow{J_{i,1}J_{i,2}}) \quad (16)$$

Yapılan matematiksel analizlerde denklem 16'da tanımlanan tüm vektörlerin tahrik kolunun bağlı bulunduğu koordinat sistemine $(x_{i,0} \quad y_{i,0} \quad z_{i,0})$ taşınması durumunda J_x ve J_q Jacobian matrislerinin elde edilebileceği gözlemlenmiştir.

2.3. Manipülatörün Dinamik Analizi

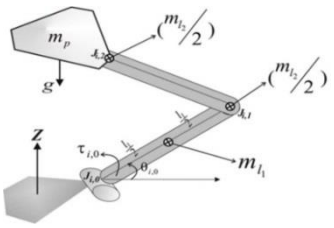
Manipülatörün Newton-Euler eşitlikleri kullanılarak yapılan dinamik modellemesinde Şekil 6'de gösterilen *i* inci bacağa ait şematik gösterimden yararlanılmıştır. Bu modellemede manipülatörün *i* inci bağlama kolunun kütlesinin yarısı $(m_{l_2}/2)$ tahrik kolunun uç kısmına, diğer yarısı ise hareketli platformun uç kısmına noktasal olarak etki ettiği varsayılmaktadır.

Manipülatörün *i* inci bacağı için hareket denklemi denklem 17'de gösterildiği gibi $J_{i,0}$ dönel mafsalı etrafında etki eden momentlerin toplamının yazılması ile elde edilebilmektedir.

Denklem 17'da ifade edilen $\sum M_{J_{i,0}}$ terimi $J_{i,0}$ dönel mafsalı etrafında etki eden momentlerin toplamını, I_J terimi eyleyicilerin, tahrik kolunun ve manipülatörün $J_{i,1}$ noktasına etki eden bağlama kolunun yarısının eylemsizlik momentini temsil etmektedir. Ayrıca $\tau^*_{mp,i}$ terimi hareketli platformun ve manipülatörün $J_{i,2}$ noktasına etki eden bağlama kolunun diğer yarısının ivmelenmeden dolayı $J_{i,0}$ dönel mafsalına uyguladığı yük momentini ifade etmektedir. I_J ve $\tau^*_{mp,i}$ terimlerinin matematiksel ifadeleri sırasıyla denklem 18 ve denklem 19 ile tanımlanmaktadır.

Denklem 19' da görülen J; manipülatörün Jacobian matrisini, $\ddot{X}$; hareketli platformun ivmelenmesini ve m ise $m = 3m_{l_2} + m_p$ değerinde kütleyi ifade etmektedir.

Manipülatörün motor torklarından ve yerçekimi kuvvetinden kaynaklanan $J_{i,0}$ noktasındaki bileşke moment ifadesi manipülatörün altı adet bacağı için denklem 20'deki gibi yazılabilmektedir.



Şekil 6: Newton-Euler analiz için i inci bacağa ait şematik gösterim

$$\sum M_{J_{i,0}} = I_J \ddot{\theta}_{i,0} + c_d \dot{\theta}_{i,0} + \tau^*_{mp,i} \quad (i = 1,2 \dots 6) \quad (17)$$

$$I_J = \frac{1}{3} m_{l_1} l_1^2 + \frac{1}{2} m_{l_2} l_1^2 + I_m \quad (18)$$

$$\tau^*_{mp,i} = (J^T)^{-1} K \ddot{X} \quad , \; K = \begin{bmatrix} m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{mr_p}{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{mr_p}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{mr_p}{2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} \sum M_{J_{1,0}} \\ \sum M_{J_{2,0}} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \sum M_{J_{6,0}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \tau_6 \end{bmatrix} - \frac{1}{2} l_1 m_{l_1} g \begin{bmatrix} \cos(\theta_{1,0}) \\ \cos(\theta_{2,0}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cos(\theta_{6,0}) \end{bmatrix} - \frac{1}{4} l_1 m_{l_2} g \begin{bmatrix} \cos(\theta_{1,0}) \\ \cos(\theta_{2,0}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cos(\theta_{6,0}) \end{bmatrix} - (J^T)^{-1} K \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Denklem 19 ve denklem 20 tanımlanan ifadeler denklem 9'da yerine yazılıp, elde edilen denklemlerden motorlar tarafından uygulanan tork ifadeleri çözülürse denklem 21 elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \tau_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} l_1 g \left(m_{l_1} + \frac{1}{2} m_{l_2} \right) \begin{bmatrix} \cos(\theta_{1,0}) \\ \cos(\theta_{2,0}) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cos(\theta_{6,0}) \end{bmatrix} + (J^T)^{-1} K \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ g \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + I_J \begin{bmatrix} \ddot{\theta}_{1,0} \\ \ddot{\theta}_{2,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \ddot{\theta}_{6,0} \end{bmatrix} + (J^T)^{-1} K \ddot{X} + c_d \begin{bmatrix} \dot{\theta}_{1,0} \\ \dot{\theta}_{2,0} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{\theta}_{6,0} \end{bmatrix} \quad (21)$$

Hareketli platformun ivmelenmesini ($\ddot{X}$) manipülatörün tahrik kolu açı değişimleri cinsinden tanımlayabilmek için denklem 22 ile ifade edilen Jacobian ilişkisi kullanılmaktadır.

$$\ddot{X} = J^{-1}\begin{bmatrix}\ddot{\theta}_{1,0}\\ \ddot{\theta}_{2,0}\\ \cdot\\ \cdot\\ \cdot\\ \ddot{\theta}_{6,0}\end{bmatrix} + \frac{d}{dt}(J^{-1})\begin{bmatrix}\dot{\theta}_{1,0}\\ \dot{\theta}_{2,0}\\ \cdot\\ \cdot\\ \cdot\\ \dot{\theta}_{6,0}\end{bmatrix} \quad (22)$$

Denklem 22, denklem 21'de yerine yazılıp elde edilen matematiksel ifadelerin mekanizma dinamik modellemelerinde kullanılan standart formda yazılması ile manipülatörün Newton-Euler eşitlikleri kullanılarak yapılan dinamik modellemesi tamamlanmış olacaktır.

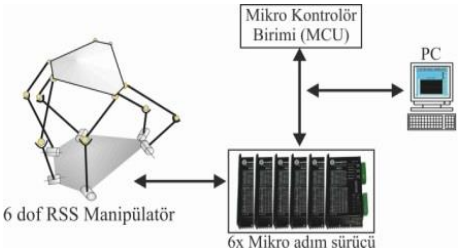
3. Manipülatörün Gerçek Zamanlı Kontrolü

Tasarlanan paralel manipülatörün kontrolü 32 bit ARM çekirdekli mikro denetleyici ünitesi (MCU) kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Paralel manipülatörün istenilen bir hedef konuma veya yönelime arzu edilen sürede ulaşabilmesi için manipülatörün ters kinematik analizden elde edilen tahrik kolu açılarının tasarımda kullanılan adım motorları üzerinden eş zamanlı olarak manipülatöre aktarılması gerekmektedir. Manipülatörün yörünge kontrolü için tasarlanan gerçek zamanlı kontrolör sisteminin blok diyagramı Şekil 7'de gösterilmiştir. Şekil 7'de gösterilen tüm mikro adım sürücüler 1/25600 adım modunda çalıştırılarak motorlarının adım genişliği 0.0140625^{o} olacak şekilde ayarlanmıştır.

Manipülatörün yörünge kontrolü için ilk olarak ara yüz programından alınan yörünge bilgileri mikro denetleyici biriminin hafıza birimine kaydettirilmektedir. Hafızaya kaydedilen bu yörüngeler önceden belirlenmiş bir örnekleme hızına bağlı olarak örneklenmekte ve tahrik kolları için referans açısal konum değerleri hesaplanmaktadır.

İlk örnekleme anında ters kinematik denklemler kullanılarak hesaplanan her bir tahrik kolunun referans açısal konumu her bir adım motoru için referans adım değerine ve motor dönüş yön bilgisine dönüştürülmektedir. Ardından her bir adım motorunun referans adım değerleri mikro denetleyicinin 6 adet sayıcı hafızasına (counter) kaydettirilirken, her bir adım motorunun dönüş yönü bilgileri ise farklı bir hafızasına kaydettirilmektedir.



Şekil 7: Manipülatörün gerçek zamanlı kontrolör sisteminin blok diyagramı

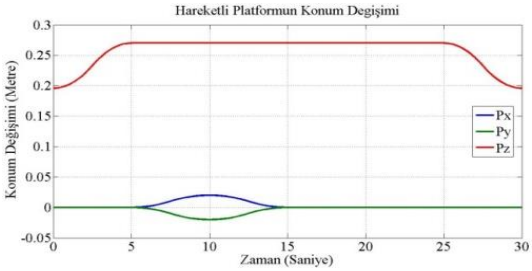
Motorların dönüş yön bilgisine bağlı olarak mikro denetleyicinin paralel ara yüz giriş-çıkış kanallarına (PI-I/O) altı adet iki bitlik bir bilgi gönderilmektedir. Bu iki bitlik bilginin en anlamlı biti motor sürücülerine doğrudan gönderilen motor dönüş yön bilgisi iken (1 veya 0) diğer anlamlı biti ise mikro kontrolörün her bir sürücü için gerekli olan aynı süredeki fakat farklı frekanslardaki darbe dizilerini üreten (Interrupt) saat başlatma/durdurma bilgisi olarak kullanılmaktadır. Mikro denetleyicinin saati lojik 1 bilgisi alır almaz mikro denetleyicinin altı adet çıkış portundan farklı frekanslardaki darbe dizileri üretilmeye başlamaktadır. Üretilen her bir darbenin yükselen kenarı port çıkışlarına verildiğinde mikro denetleyici sayıcı hafızalarına kaydedilmiş adım değerleri azaltılmaktadır. Sayıcı hafızalarındaki adım değerleri sıfır olduğunda bu kez mikro denetleyicinin saatine lojik 0 bilgisi gönderilerek ikinci örnekleme adımı başlatılmaktadır.

Manipülatörün yörünge kontrolü açık çevrim kontrol yöntemiyle gerçekleştirilmesi durumunda kod çözücü (encoder) bilgilerine bakılmaksızın örnekleme işlemi devam ettirilmektedir. Ancak manipülatörün yörünge kontrolü kapalı çevrim kontrol yöntemiyle gerçekleştirilmesi durumunda motor millerine bağlanmış kod çözücülerden gelen darbe dizilerinin her bir örnekleme adımında mikro denetleyici tarafından sürekli olarak saydırılmaktadır. Mikro denetleyicinin sayısal girişlerinden alınan kod çözücü darbe dizileri farklı bir hafızaya kaydedilerek örnekleme anındaki motor dönüş değeri bir sonraki örnekleme adımındaki referans açısal konum değerine eklenmektedir.

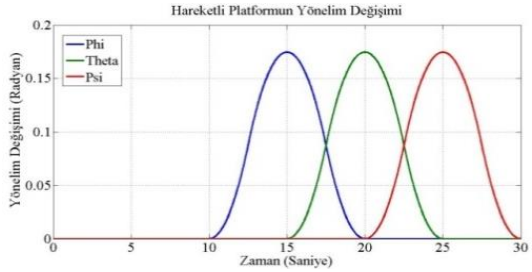
3.1 Deneysel Sonuçlar

Manipülatörün kontrol performansını gerçekleştirmek üzere manipülatörün hareketli platformuna X_1, X_2, X_3, X_4, X_5, X_6 ve X_7 ara noktaları temsil eden örnek yörüngeler tanımlanmıştır. Şekil 8 ve Şekil 9'de gösterildiği gibi ilk olarak hareketli platformun $X = (X_p, Y_p, Z_p, \Phi, \theta, \psi)$ koordinat sisteminde tanımlı olan X_1=[0 0 0.196 0 0 0] başlangıç konumundan X_2=[0 0 0.27 0 0 0] hedef konumuna 5 saniyede gitmesi istenmektedir. İkinci yörünge olarak platformun X_2 konumundan X_3=[0.02 -0.02 0.27 0 0 0] hedef konumuna 5 saniyede gitmesi ve ardından X_3 konumundan X_4=[0 0 0.27 0.17453 0 0] hedef yönelimine 5 saniyede varması istenmektedir. Dördüncü yörünge olarak platformun X_4 yöneliminden X_5=[0 0 0.27 0 0.17453 0] hedef yönelimine 5 saniyede varması ve ardından X_6=[0 0 0.27 0 0 0.17453] hedef yönelimine 5 saniyede ulaşması, son olarak X_7=[0 0 0.196 0 0 0] başlangıç konumuna dönmesi istenmektedir. Tanımlanan tüm yörüngelerin birimleri metre ve radyan olarak belirtilmiş olup hareketli platformunun her bir ara yörüngeye sıfır hızla başlaması ve her bir ara yörüngeyi sıfır hızla bitirmesi (sabit ivmeli hareket) istenmektedir.

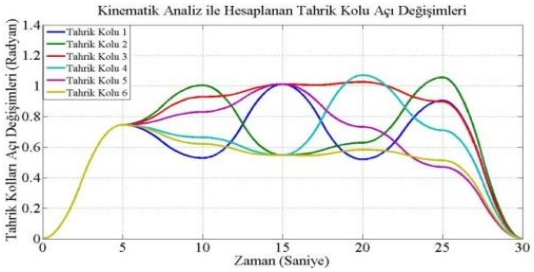
Manipülatörün ters kinematik denklemleri kullanılarak, manipülatörün örnek ara yörüngeleri gerçekleştirmesini sağlayacak olan tahrik kolları açı değişimleri Şekil 10'deki gibi elde edilmektedir.



Şekil 8: Hareketli platformun konum değişimi



Şekil 9: Hareketli platformun yönelim değişimi



Şekil 10: Kinematik analiz ile elde edilen tahrik kolu açısal konum değişimleri

Manipülatörün tanımlanan örnek yörüngeleri gerçekleştirmesi esnasında Newton-Euler eşitlikleri kullanılarak manipülatörün eyleyicilerinde meydana gelen tork değişimleri Şekil 11'deki gibi elde edilmektedir.

Yörünge kontrolü için mikro denetleyici tabanlı açık çevrim kontrol yöntemi kullanılması durumunda tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hataları Şekil 12'de gösterildiği gibi elde edilmektedir.

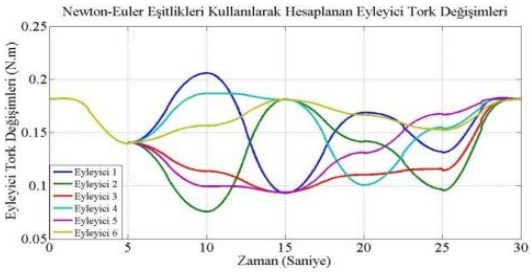
Şekil 12'de görüldüğü gibi tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hataları, manipülatörün hareketli platformu için tanımlanan yörüngelerde istenmeyen konum ve yönelim hatalarına sebep olacaktır. Manipülatörün hareketli platformunun konum ve yönelim bilgisi doğrudan ölçülememektedir. Ancak manipülatörün sürekli olarak hesaplanan ters Jacobian matrisinin ve tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hatalarının (q_{hata}) kullanılmasıyla hareketli platformun konum ve yönelim hataları denklem 15 yardımıyla matematiksel olarak hesaplanabilmektedir [16].

$$x_{hata} = J^{-1} q_{hata} \tag{15}$$

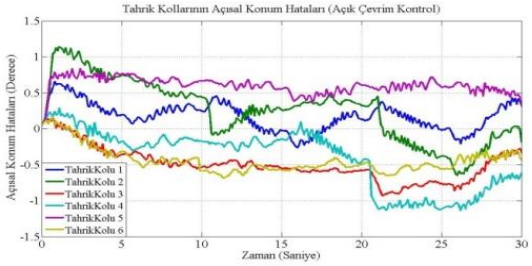
Manipülatörün hareketli platformunda meydana gelen konum ve yönelim hataları sırasıyla Şekil 13 ve Şekil 14'deki gösterildiği gibi elde edilmektedir.

Yörünge kontrolü için kapalı çevrim kontrol yöntemi kullanılması durumunda ise tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hataları Şekil 15'de gösterildiği gibi elde edilirken manipülatörün hareketli platformunda meydana gelen konum ve yönelim hataları sırasıyla Şekil 16 ve Şekil 17'deki gösterildiği gibi elde edilmektedir.

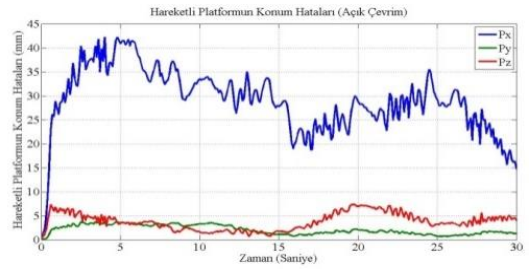
Manipülatörün gerçek zamanlı yörünge kontrollerinde elde edilen hata değerleri kıyaslandığında kapalı çevrim kontrol yönteminin yörünge takip kontrol performansını artırdığı görülmektedir.



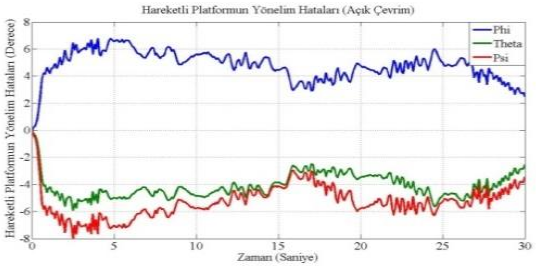
Şekil 11: Newton-Euler eşitlikleri kullanılarak hesaplanan eyleyici tork değişimleri



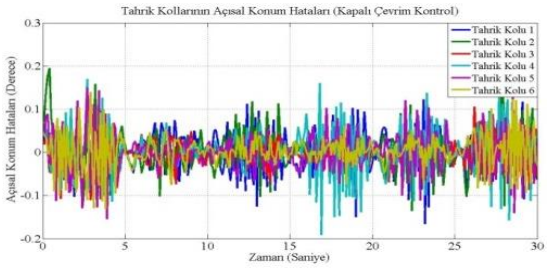
Şekil 12: Açık çevrim kontrolü kullanılması durumunda tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hataları



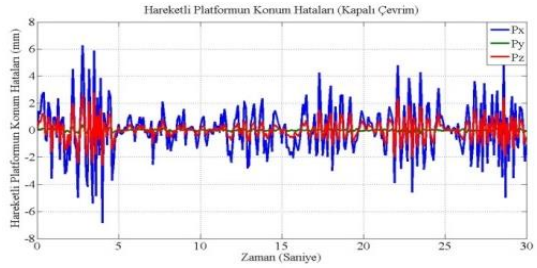
Şekil 13 Açık çevrim kontrolü kullanılması durumunda hareketli platformda meydana gelen konum hataları.



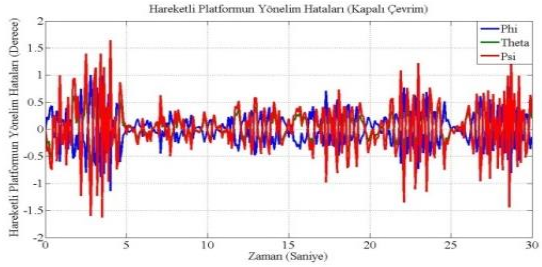
Şekil 14: Açık çevrim kontrolü kullanılması durumunda hareketli platformda meydana gelen yönelim hataları



Şekil 15: Kapalı çevrim kontrolü kullanılması durumunda tahrik kollarında meydana gelen açısal konum hataları



Şekil 16: Kapalı çevrim kontrolü kullanılması durumunda hareketli platformda meydana gelen konum hataları



Şekil 17: Kapalı çevrim kontrolü kullanılması durumunda hareketli platformda meydana gelen yönelim hataları.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada altı serbestlik dereceli RSS bacak mimarisine sahip bir Stewart platformunun tüm matematiksel analizleri yapılmış olup tasarlanan manipülatörün yörünge takip kontrol performansını güçlendirmeye yönelik açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol yöntemlerinden yararlanılmaya çalışılmıştır. Manipülatörün pozisyon analizi, Denavit-Hartenberg metodundan yararlanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu yöntem sayesinde manipülatörün hareketi esnasında meydana gelen tüm aktif eyleyici açı değişimleri ile küresel mafsal pasif açı değişimleri belirlenebilmiş ve manipülatörün dinamik modeli elde edilebilmiştir. Manipülatörün gerçek zamanlı yörünge kontrolü ise hazırlanan bir ara yüz programı üzerinden 32 bitlik bir mikro denetleyici kullanılarak yazılım tabanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Yapılan gerçek zamanlı açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol deneylerinden elde edilen sonuçlara göre manipülatör için yapılan matematiksel analizlerin doğru olduğu kanıtlanmış ve özellikle kapalı çevrim kontrol yönteminin kullanılması manipülatörün yörünge takip kontrolünü güçlendirmiştir.

Bu çalışmanın literatüre asıl katkısı şu ana kadar üzerinde çalışılmamış bir RSS bacak mimarisine sahip olan bir Stewart platformunun tam ve doğru bir şekilde pozisyon, Jacobian ve dinamik analizlerinin gerçekleştirilmesi ve bu analizlere bağlı olarak manipülatöre farklı tipteki yörünge takip kontrollerinin uygulanabilmesidir.

Kaynakça

[1] Merlet J. M., 2006. *Introduction, Chapter 1, Parallel Robots.* Springer, Dordrecht Netherlands, 1-18.

[2] Shoham, M., Burman, 2003. *Bone-mounted miniature robot for surgical procedures: concept and clinical applications*. IEEE Trans. Robotics and Automation, 19(5), 893–901.

[3] Xu, W. L., Pap J. S., 2008. *Design of a biologically inspired parallel robot for foods chewing*. IEEE Trans. Industrial Electronics, 55(2), 832–841.

[4] Kizir S., Bingül Z., 2012. *Haptik Kontrollü Stewart Platformu ile Endoskop Konumlama*. Ulusal Otomatik Kontrol Toplantısı Niğde

[5] Ottaviano, E. and Ceccarelli M., 2006. *Application of a 3 dof parallel manipulator for earthquake simulations*. IEEE/ASME Trans. Mechatronics, 11(2), 241–246.

[6] Ramadan, A. A., Takubo, T., Mae, Y., Oohara, K. and Arai T., 2009. *Developmental process of a chopstick-like hybrid-structure two-fingered micromanipulator hand* IEEE Trans. Industrial Electronics, 56(4), 1121–1135.

[7] Huang, T., Chetwynd, D. G., 2006. *Tolerance design of a 2-dof over constrained translational parallel robot*. IEEE Trans. Robotics, 22(1), 167–172.

[8] Ren, L., Mills, J. K. and Sun D., 2008. *Trajectory tracking control for a 3-dof planar parallel manipulator using the convex synchronized control method*. IEEE Trans. Control Systems Tech, 16(4), 613-623.

[9] Ghorbel, F. H., Chetelat, O., Gunawardana R., and Longchamp R., 2000. *Modeling and set point control of closed-chain mechanisms: Theory and experiment*. IEEE Transaction on Control Systems, 8(5), 801-815.

[10] Müller, A. and Hufnagel, T., 2011. *Model based control of redundantly actuated parallel manipulators in redundant coordinates.* Elsevier Robotics and Autonomous Systems, 60, 563–571.

[11] Zhiyong, Y. Jiang, W. and Jiangping, M., 2007. *Motor-mechanism dynamic model based neural network optimized computed torque control of a high speed parallel manipulator*. Elsevier Mechatronics, (17), 381–390.

[12] Shang, W. Cong, S. and Ge, Y., 2011. *Adaptive computed torque control for a parallel manipulator with redundant actuation*. Robotica, 30, 457–466.

[13] Dumlu, A. and Erentürk K., 2013. *Trajectory tracking control for a 3-DOF parallel manipulator using fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ control.* IEEE Transactions on Industrial Electronics.

[14] Dumlu, A. and Erentürk K., 2013. *Modeling and trajectory tracking control of 6-DOF RSS type parallel manipulator. Robotica Cambridge Journal*, Doi: 10.1017/S0263574713000908 1-15.

[15] Thomas, U., Maciuszek I., and Wahl F. M., 2002. *A unified notation for serial, parallel and hybrid kinematic structures*. Proceedings of IEEE International Conference on Robotics & Automation.

[16] Fateh, M., and Farhangfard H., 2008. *On the transforming of control space by manipulator Jacobian*. International Journal of Control, Automation and Systems, 6(1), 101-108.

6-SD'li Yeni Bir Simetrik Paralel Robotun Ters Kinematik ve Dinamik Analizi

Metin Toz[1], *Serdar Küçük*[2]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Düzce Üniversitesi, Düzce
{metintoz}@duzce.edu.tr

[2]Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
skucuk@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Paralel robot mekanizmaları (PKM) uç işlevci çerçevesinin temel çerçeveye birden fazla kinematik zincir ile bağlanması sonucu oluşan mekanizmalardır. Bir PKM eğer tek bir tip kinematik zincir yapısı (eklem sayıları, tipleri, sıralanışları ve bağ uzunlukları aynı olan) kullanılarak oluşturulmuş ve mekanizmanın Serbestlik Derecesi (SD) sahip olduğu kinematik zincir sayısına eşit ise simetrik PKM olarak isimlendirilmektedir. Bu şartlara uymayan PKM'lar ise asimetrik PKM olarak kabul edilmektedirler. Bu çalışmada 6-CPS (S:Küresel, P:Prizmatik, C:Silindirk eklem tipleri) eklem yapısına sahip 6-SD'li bir simetrik PKM'nın ters kinematik ve dinamik analizi yapılmıştır. Ters kinematik denklemler vektörel yaklaşımla dinamik analizi ise sanal iş yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen denklemler örnek sayısal veriler kullanılarak test edilmiştir. Yapılan analiz sonucunda mekanizmanın uç işlevcisinin verilen iki farklı yörüngeyi takip edebilmesi için gerekli olan aktif eklem kuvvet-zaman grafikleri sunulmuştur.

1. Giriş

PKM'lar seri robotlara göre sahip oldukları yüksek konumlanma hassasiyeti ve kuvvet uygulama yetenekleri nedeniyle son yıllarda robot araştırmacıları tarafından oldukça fazla çalışılmaktadırlar [1]. Bu mekanizmaları seri robot mekanizmalarından ayıran diğer bir fark da muhtemel mekanizma sayısıdır. Literatürde tip sentezleme olarak isimlendirilen bu problemin çözümü için vida teorisi [2-4], graph teorisi [5,6] ve grup teorisini [7,8] temel alan bir çok çalışma yer almaktadır. Ancak, henüz muhtemel tüm mekanizma sayısı ortaya konulamamıştır [9]. Bununla birlikte Gao ve arkadaşları [10] 6-SD'li PKM'larının tip sentezleme probleminin çözümü için temel ve uç işlevci çerçeveleri arasında altı tane geometrik kısıt tanımlamışlar ve bu kısıtların kombinasyonu ile muhtemel mekanizma sayısını 3850 olarak bulmuşlardır. Yazarlar yaptıkları çalışmada elde ettikleri mekanizmaları Genelleştirilmiş Stewart Platformları (GSP) olarak isimlendirmişler ve bu mekanizmaları 4 farklı sınıfa ayırmışlardır. Toz ve Kucuk [11] ise Gao ve arkadaşlarının [10] yaptığı bu sınıflandırmayı iki farklı kısıta göre yeniden ele almışlar ve muhtemel GSP sayısını 195 olarak bulmuşlardır. Toz ve Kucuk tarafından elde edilen bu mekanizmaların listelerine [11] den ulaşılabilir.

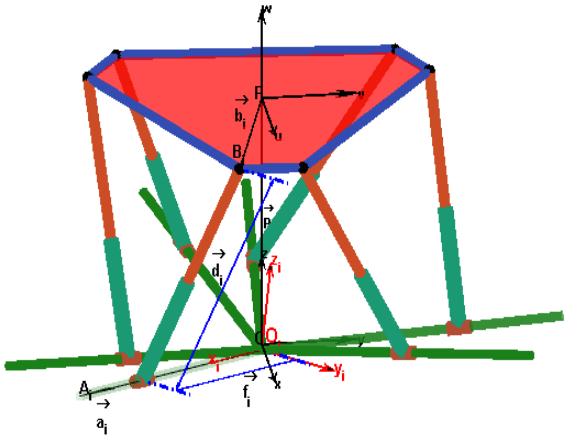
Yeni önerilen bir robot mekanizmasının performansının değerlendirilebilmesi için yapılması gereken en temel hesaplamalar bu mekanizmaya ait kinematik ve dinamik denklemlerinin elde edilmesidir. Bu denklemler yardımıyla mekanizmanın hem geometrik hem de dinamik açıdan eniyilemesi yapılabilecektir. Bu çalışmada Toz ve Kucuk [11] tarafından önerilen dört simetrik GSP den biri olan 6-SD'li CPS (altı çizili eklem aktif eklem diğerleri pasiftir) tipi bacak yapısına sahip yeni bir paralel robot mekanizması için ters kinematik ve dinamik analiz yapılmıştır. Ters kinematik denklem vektörel yaklaşımla dinamik analiz ise Tsai'nin [12]' de 6-SD'li Stewart Platfrom mekanizmasının dinamiği için kullandığı yaklaşım kullanılarak sanal iş yöntemi ile gerçekleştirilmiştir.

Mekanizmanın geometrik tanıtımı, ters kinematiği ile hız ve ivme denklemlerinin elde edilmesi ikinci bölümde gerçekleştirilmiştir. Üçüncü bölümde ise mekanizmanın ters dinamik analizi ele alınmıştır. Dördüncü bölümde sayısal örnek olarak mekanizmanın uç işlevcisinin iki farklı yörüngeyi takip edebilmesi için gerekli hesaplamalar gerçekleştirilmiş ve elde edilen kuvvet-zaman grafikleri çizdirilmiştir. Beşinci ve son bölümde ise çalışmanın sonuçları sunulmuştur.

2. 6-CPS Yapılı 6-SD'li Simetrik PKM

Bu çalışmaya konu edilen 6-SD'li simetrik PKM, CPS eklem yapısına sahip altı tane bacak ile birbirine bağlanmış uç işlevci ve temel çerçeve platformlarından oluşmaktadır. Mekanizmanın örnek çizimi Şekil 1' de gösterilmiştir. Mekanizmanın temel çerçevesi altı adet doğru parçasının bir uçlarının bir noktada kesiştirilmesi diğer uçlarının ise bir çevrel çember üzerine altıgen oluşturacak şekilde yerleştirilmesi ile oluşturulmuştur. Doğru parçalarının kesiştiği noktaya O(x,y,z) koordinat sistemi yerleştirilmiş ve altıgen üzerindeki uç noktalarının (A_i, i=1,2, … 6) O koordinat sistemine göre konumları $\vec{a}_i$ vektörleri ile ifade edilmiştir. Uç işlevci çerçevesi de benzer şekilde B_i noktalarının bir altıgen oluşturacak şekilde sıralanması ile elde edilen bir düzlem olarak tasarlanmıştır. Uç işlevci çerçevesinin merkezine de U(u,v,w) koordinat sistemi yerleştirilmiştir. B_i noktalarının U koordinat sistemine göre olan konumları $\vec{b}_i$ vektörleri ile

tanımlanmıştır. Her bir bacağın O koordinat sistemine göre olan konumu $\vec{f}_i$, bacak boyu ise $\vec{d}_i$ vektörleri ile gösterilmiştir. Ayrıca her bir bacak için O noktasına bir $O_i(x_i, y_i, z_i)$ koordinat sistemi yerleştirilmiştir. Her O_i koordinat sisteminin x_i ekseni silindirik eklem ekseni boyunca ($\vec{a}_i$ vektörüne paralel) yerleştirilmiştir. Benzer şekilde z_i ekseni de bacak ekseni ($\vec{d}_i$ vektörü)'ne paralel olacak şekilde yerleştirilmiştir. Son olarak y_i ekseni ise bu her iki eksene dik olacak şekilde sağ el kuralına göre yerleştirilmiştir. Uç işlevci çerçevesinin O koordinat sistemine göre konumu da $\vec{P}_i$ vektörü ile gösterilmiştir.



Şekil 1: 6-CPS yapılı PKM.

O koordinat sistemi ile U koordinat sistemi arasında yuvarlanma (roll), yunuslama (pitch) ve yan dönme (yaw) açı eksen setine göre Rxyz(α,β,γ) ile tanımlı bir yönelim matrisi vardır. (Denklemde c ve s sırasıyla cosinüs ve sinüs fonksiyonlarını ifade etmektedir)

$$R = \begin{bmatrix} c\gamma\, c\beta & c\gamma\, s\beta\, s\alpha - s\gamma\, c\alpha & c\gamma\, s\beta\, c\alpha + s\gamma\, s\alpha \\ s\gamma\, c\beta & s\gamma\, s\beta\, s\alpha + c\gamma\, c\alpha & s\gamma\, s\beta\, c\alpha - c\gamma\, s\alpha \\ -s\beta & c\beta\, s\alpha & c\beta\, c\alpha \end{bmatrix} \quad (1)$$

Benzer şekilde O koordinat sistemi ile O_i koordinat sistemleri arasında da bir yönelim matrisi vardır. Buna göre O_i koordinat sistemi ilk olarak z_i eksenine göre φ_i, ardından yeni oluşan koordinat sisteminin y eksenine göre θ_i ve son olarak elde edilen koordinat sisteminin x eksenine göre de σ_i kadar döndürülürse O koordinat sistemi ile aynı yönelime gelecektir. Buna göre her iki koordinat sistemi arasındaki yönelimi veren ${}^{O}_{O_i}R$ matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$${}^{O_i}_{O}R = \begin{bmatrix} c\varphi_i\, c\theta_i & c\varphi_i\, s\sigma_i\, s\theta_i - c\sigma_i\, s\varphi_i & s\varphi_i\, s\sigma_i + c\varphi_i\, c\sigma_i\, s\theta_i \\ c\theta_i\, s\varphi_i & c\varphi_i\, c\sigma_i + s\varphi_i\, s\sigma_i\, s\theta_i & c\sigma_i\, s\varphi_i\, s\theta_i - c\varphi_i\, s\sigma_i \\ -s\theta_i & c\theta_i\, s\sigma_i & c\theta_i\, c\sigma_i \end{bmatrix} \quad (2)$$

${}^{O_i}_{O}R$ matrisinde yer alan açıları bulmak için $\vec{a}_i$ vektörüne ait birim vektör şu şekilde tanımlansın.

$$\vec{t}_i = \frac{\vec{a}_i}{|\vec{a}_i|} \quad (3)$$

Denklemde | | vektör normudur. $\vec{t}_i$ birim vektörü sabit bir doğru parçasına ait olduğu için kendisi de sabittir. Dolayısıyla mekanizmanın hareketine göre doğrultusu değişmez. Buna göre θ_i ve φ_i açıları da sabittir. Bu açılar sırasıyla $\vec{t}_i$ vektörünün x-y ve y-z düzlemleri ile arasındaki açılarıdır. Bu açılar doğru ile düzlem arasındaki ilişkileri veren genel ifadeler yardımıyla kolayca bulunabilir. Örneğin θ_i açısı $\vec{t}_i$ vektörünün x-y düzlemi ile arasındaki açıdır ve şu şekilde bulunabilir.

$$\theta_i = \sin^{-1}\left(\frac{\vec{z}\cdot\vec{t}_i}{|\vec{z}||\vec{t}_i|}\right) \quad (4)$$

Denklemde O koordinat sistemine ait z vektörü x-y düzleminin normal vektörü olarak kullanılmıştır. Benzer bir yaklaşımla φ_i açısı da kolayca bulunabilir. ${}^{O}_{O_i}R$ matrisinde yer alan ve sabit olmayan tek açı i. silindirik eklemin kendi ekseni boyunca yaptığı dönme miktarını veren σ_i açısıdır. Bu açıyı bulabilmek için bacağın birim vektörü O koordinat sistemine göre şu şekilde tanımlansın.

$$\vec{s}_i = \frac{\vec{d}_i}{|\vec{d}_i|} \quad (5)$$

$\vec{s}_i$ vektörü, O_i koordinat sisteminin bacak yönündeki birim vektörü ile ${}^{O}_{O_i}R$ matrisinin çarpımına eşittir. Bu eşitlik aşağıdaki gibi ifade edilebilir. [12]

$$\vec{s}_i = \begin{bmatrix} s_{ix} \\ s_{iy} \\ s_{iz} \end{bmatrix} = {}^{O}_{O_i}R\,\vec{s}_i^{\,i} = \begin{bmatrix} s\varphi_i\, s\sigma_i + c\varphi_i\, c\sigma_i\, s\theta_i \\ c\sigma_i\, s\varphi_i\, s\theta_i - c\varphi_i\, s\sigma_i \\ c\theta_i\, c\sigma_i \end{bmatrix} \quad (6)$$

Denklemde $\vec{s}_i^{\,i} = [0\ 0\ 1]^T$, O_i koordinat sisteminin i. bacak yönündeki birim vektörüdür. Denklemler 6 ve 4 kullanılarak σ_i açısı aşağıdaki gibi yazılır.

$$\sigma_i = c^{-1}\left(\frac{s_{iz}}{c\,\theta_i}\right) \quad (7)$$

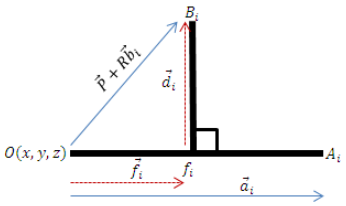
Denklem 7'de tek bilinmeyen $\vec{s}_i$ vektörünün s_{iz} bileşenidir. Bu değişken Denklem 5 ten de görüldüğü gibi mekanizmanın ters kinematik çözümü sonucunda kolayca elde edilebilecektir.

2.1. Ters Kinematik

Mekanizmanın ters kinematiğinin çözülmesi için verilen uç işlevci konum ve yönelim bilgileri kullanılarak aktif eklem değişkeni olan $\vec{d}_i$ vektörünün uzunluğunun bulunması gerekmektedir. Bu amaçla Şekil 1'e göre aşağıdaki vektörel eşitlik kolayca yazılabilir.

$$\vec{f}_i + \vec{d}_i = \vec{P} + R\vec{b}_i \quad (8)$$

Denklemde yer alan $\vec{f}_i$ vektörünü bulmak için silindirik eklemin özel yapısından faydalanılabilir. Buna göre silindirik eklem ile bacak arasında 90° lik sabit bir açı vardır. Bu ilişki Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: CPS bacak bağlantısı basit gösterim

Şekle göre f_i, OAi doğrusu üzerindedir ve bu doğrunun parametrik denklemini sağlar. Buna göre;

$$f_i = m\vec{a}_i \quad (9)$$

Denklemde yer alan m'i bulmak için OA_i doğrusu ile $\vec{f}_i - (\vec{P} + R\vec{b}_i)$ vektörünün dik olma şartını yazalım. Buna göre;

$$\vec{a}_i \cdot \left(\vec{f}_i - (\vec{P} + R\vec{b}_i)\right) = 0 \quad (10)$$

Denklemde $\cdot$ işareti noktasal çarpımı ifade etmektedir. Denklem 10'u Denklem 9'da yerine yazalım.

$$\vec{a}_i \cdot \left(m\vec{a}_i - \left(\vec{P} + R\vec{b}_i\right)\right) = m|\vec{a}_i|^2 - \vec{a}_i \cdot \left(\vec{P} + R\vec{b}_i\right) = 0$$

Buradan m aşağıdaki gibi bulunur.

$$m = \frac{\vec{a}_i \cdot (\vec{P} + R\vec{b}_i)}{|\vec{a}_i|^2} \quad (11)$$

Son olarak m'i Denklem 9'da yerine yazarsak $\vec{f}_i$ aşağıdaki gibi bulunur.

$$\vec{f}_i = \frac{\vec{a}_i \cdot (\vec{P} + R\vec{b}_i)}{|\vec{a}_i|^2} \vec{a}_i \quad (12)$$

$\vec{f}_i$ vektörünün bulunması ile mekanizmanın ters kinematiğini veren Denklem 8 kolayca çözülebilecektir.

2.2. Hız Denklemleri

Bu bölümde 6-SD'li CPS yapılı PKM'ın uç işlevcisi için konum ve yönelim bilgisi ve dolayısıyla da bunların zamana göre birinci ve ikinci türevleri alınarak elde edilecek hız ve ivme değişkenleri verildiğinde mekanizmanın aktif ve pasif eklemlerinde oluşacak hız ve ivme denklemleri elde edilecektir. Mekanizmanın uç işlevcisine ait hız ifadesi yazılırken B_i noktalarını göz önüne alalım. Bu noktaların hızı Denklem 8'in her iki tarafının da zamana göre türevi alınarak yazılabilir. Buna göre Denklem 8'in sağ tarafının türevi aşağıdaki gibidir.

$$\vec{V}B_i = \vec{v}_p + \vec{\omega}_p \times R\vec{b}_i \quad (13)$$

Denklemde $\vec{v}_p$ ve $\vec{\omega}_p$ sırasıyla, B_i noktasının O koordinat sistemine göre olan doğrusal hızı ve uç işlevci platformunun aynı koordinat sistemine göre açısal hızıdır. $\vec{V}B_i$ ifadesini O_i koordinat sistemine göre yazmak işlem yükü açısından oldukça avantajlıdır. Bunun için $\vec{V}B_i$ ifadesini ${}^{O}_{O_i}R$ matrisinin tersi ile çarpmak yeterlidir.

$$\vec{V}B_i^i = \left[VB_{ix}^i \quad VB_{iy}^i \quad VB_{iz}^i\right]^T = {}^{O_i}_{O}R\left(\vec{v}_p + \omega_p \times R\vec{b}_i\right) \quad (14)$$

Denklemde $\vec{V}B_i^i$, B_i noktasının O_i koordinat sistemine göre olan hızıdır. Aynı ifade Denklem 8'in sol tarafının türevi alınarak da yazılabilir.

$$\vec{V}B_i^i = \dot{f}_i t_i^i + f_i \dot{t}_i^i + \dot{d}_i s_i^i + d_i \dot{s}_i^i \quad (15)$$

Denklemde $\vec{t}_i^i = [1\ 0\ 0\ ]$'dır. Birim vektörlerin türevi aşağıdaki gibi alınabilir.

$$\dot{t}_i^i = \vec{\omega}_i^i \times \vec{t}_i^i \text{ ve } \dot{s}_i^i = \vec{\omega}_i^i \times \vec{s}_i^i \quad (16)$$

Denklemde $\vec{\omega}_i^i$, i. bacağın O_i koordinat sistemine göre tanımlı açısal hızıdır. Silindirik eklemin yapısı gereği bacağın $\vec{s}_i^i$ boyunca (z_i eksenine göre) bir açısal hızı yoktur. Benzer şekilde y_i ekseni boyunca da bir açısal hız yoktur. Ancak bacağın $\vec{t}_i^i$ boyunca (x_i eksenine göre) bir açısal hızı vardır. Buna göre bacağın kendi koordinat sistemine göre olan açısal hızı, $\vec{\omega}_i^i$, şu şekilde yazılır.

$$\vec{\omega}_i^i = [\omega_{ix}^i\ 0\ 0] \quad (17)$$

Buna göre Denklem 16 da verilenleri Denklem 15'te yerine koyup bu denklemi yeniden düzenlersek;

$$\vec{V}B_i^i = \dot{f}_i \begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix} + f_i \begin{bmatrix}0\\0\\0\end{bmatrix} + \dot{d}_i \begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix} + d_i \begin{bmatrix}0\\-\omega_{ix}^i\\0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\dot{f}_i\\-d_i\omega_{ix}^i\\\dot{d}_i\end{bmatrix} \quad (18)$$

Denklem 18 ile Denklem 14'i birbirine eşitlersek bacaklara ait hız değişkenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{f}_i = VB_{ix}^i\ ;\ \omega_{ix}^i = -\frac{VB_{iy}^i}{d_i}\ ;\ \dot{d}_i = VB_{iz}^i \quad (19)$$

2.3. İvme Denklemleri

B_i noktalarının ivme ifadeleri Denklem 13'ün zamana göre türevi alınarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{V}B_i = \dot{v}_p + \dot{\omega}_p \times R\vec{b}_i + \vec{\omega}_p \times \left(\vec{\omega}_p \times R\vec{b}_i\right) \quad (20)$$

Aynı ifade O_i koordinat sistemine göre de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{V}B_i^i = {}^{O_i}_{O}R\left(\dot{v}_p + \dot{\omega}_p \times R\vec{b}_i + \vec{\omega}_p \times \left(\vec{\omega}_p \times R\vec{b}_i\right)\right) \quad (21)$$

$\dot{V}B_i^i$ ifadesi denklem 14'ün zamana göre türevinin alınması ile de yazılabilir. Buna göre;

$$\dot{V}B_i^i = \ddot{f}_1 \vec{t}_i^i + 2\dot{f}_i \dot{t}_i^i + f_i \ddot{t}_i^i + \ddot{d}_i \vec{s}_i^i + 2\dot{d}_i \dot{s}_i^i + d_i \ddot{s}_i^i \quad (22)$$

Denklem 22'de bilinenler yerine konur ve gereken sadeleştirmeler yapılırsa;

$$\dot{V}B_i^i = \ddot{f}_i \begin{bmatrix}1\\0\\0\end{bmatrix} + \ddot{d}_i \begin{bmatrix}0\\0\\1\end{bmatrix} + 2\dot{d}_i \begin{bmatrix}0\\-\omega_{ix}^i\\0\end{bmatrix} + d_i \begin{bmatrix}0\\-\dot{\omega}_{ix}^i\\-{\omega_{ix}^i}^2\end{bmatrix}$$

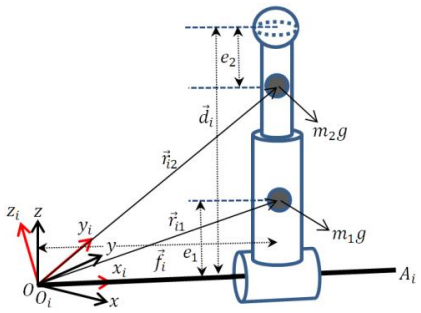
$$= \left[\ddot{f}_i \quad -2\dot{d}_i\omega_{ix}^i - d_i\dot{\omega}_{ix}^i \quad \ddot{d}_i - d_i{\omega_{ix}^i}^2\right]^T \quad (23)$$

Denklemler 21 ve 23 birbirlerine eşitlenirse bacaklara ait ivme değişkenleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\ddot{f}_i = \dot{V}B_{ix}^i\ ;\ \dot{\omega}_{ix}^i = -\frac{\dot{V}B_{iy}^i + 2\dot{d}_i\omega_{ix}^i}{d_i}\ ;\ \ddot{d}_i = \dot{V}B_{iz}^i + d_i{\omega_{ix}^i}^2 \quad (24)$$

2.3.1 Bacak kütle merkezleri için hız ve ivme denklemleri

Bir PKM'nin dinamik analizini yapabilmek için sadece uç işlevci platformuna ait ifadeler yeterli değildir. Bunlara ek olarak bacakları oluşturan kolların kütle merkezlerine ait hız ve ivme denklemleri de bilinmelidir. CPS tipi bir bacak için kütle merkezlerinin konumu aşağıdaki şekilde olduğu gibi gösterilebilir.



Şekil 3: CPS bacak için kol kütle merkezleri gösterimi

CPS tipi bacağın aktif eklemi olan prizmatik eklem silindir ve piston olmak üzere iki parçadan oluşmaktadır. Şekilde bu

parçaların kütleleri sırasıyla m_1 ve m_2, kütle merkezlerinin O koordinat sistemine göre konumları $\vec{r}_{i1}$ ve $\vec{r}_{i2}$, son olarak bacağın uç noktalarına olan uzaklıkları ise e_1 ve e_2 ile gösterilmiştir. Şekilde ayrıca g yerçekimi ivmesidir. Bacak kütle merkezlerinin konum, hız ve ivme denklemleri bir önceki bölümde sunulan yöntemle aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\vec{r}_{i1} = \vec{f}_i + e_1\vec{s}_i \tag{25}$$

$$\vec{r}_{i2} = \vec{f}_i + \vec{d}_i - e_2\vec{s}_i \tag{26}$$

Denklemler 25 ve 26'da verilen konum ifadelerinin türevi alınıp O_i koordinat sistemine göre yeniden yazılmasıyla kütle merkezlerinin konumlarına ait hız ifadeleri bacak koordinat sistemine göre elde edilmiş olur.

$$\vec{V}r_{i1}^i = \dot{f}_i\vec{t}_i^i + e_1\dot{s}_i^i = \begin{bmatrix}\dot{f}_i & -e_1\omega_{ix}^i & 0\end{bmatrix}^T \tag{27}$$

$$\vec{V}r_{i2}^i = \dot{f}_i\vec{t}_i^i + \dot{d}_i\vec{s}_i^i + (d_i - e_2)\dot{s}_i^i = \begin{bmatrix}\dot{f}_i & -(d_i - e_2)\omega_{ix}^i & \dot{d}_i\end{bmatrix}^T \tag{28}$$

Benzer şekilde kütle merkezlerine ait ivme denklemleri de O_i koordinat sistemine göre aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{V}r_{i1}^i = \ddot{f}_i\vec{t}_i^i + e_1\ddot{s}_i^i = \begin{bmatrix}\ddot{f}_i & -e_1\dot{\omega}_{ix}^i & -e_1{\omega_{ix}^i}^2\end{bmatrix}^T \tag{29}$$

$$\dot{V}r_{i2}^i = \ddot{f}_i\vec{t}_i^i + \ddot{d}_i s_i^i + 2\dot{d}_i\dot{s}_i^i + (d_i - e_2)\ddot{s}_i^i$$

$$= \begin{bmatrix}\ddot{f}_i & -2\dot{d}_i\omega_{ix}^i - (d_i - e_2)\dot{\omega}_{ix}^i & \ddot{d}_i - (d_i - e_2){\omega_{ix}^i}^2\end{bmatrix}^T \tag{30}$$

3. Dinamik Analiz

Bu bölümde 6-CPS yapılı PKM'sının ters dinamik analizi gerçekleştirilecektir. Ters dinamik analiz için paralel robot mekanizmasının uç işlevci platformuna ait konum ve yönelim bilgilerini içeren bir yörüngeden yola çıkılarak bu yörünge boyunca yapılacak hareket için gereken kuvvetlerin bulunması amaçlanır. Bu analiz için Tsai'nin [12]'de yer alan çalışmasında Stewart Platform mekanizması için kullandığı yöntem kullanılacaktır. Tsai [12]'de işlem yükünü azaltmak amacıyla bağ jakobiyen matrisi yaklaşımını ve sanal iş yöntemini kullanmıştır. Bu yaklaşımda dinamik analiz için ilk olarak mekanizmaya ait Jakobiyen matrisleri elde edilmelidir.

3.1. Jakobiyen Matrisleri

Elde ettiğimiz uç işlevci çerçevesi ve bacaklara ait hız ifadelerini bir matris şeklinde yazarak yapıya ait Jakobiyen matrisleri elde edilir. Öncelikle uç işlevci çerçevesine ait jakobiyen matrisini bulalım. Bunun için ilk önce Denklem 13'ü matris formunda yazalım .

$$\vec{V}B_i = \vec{v}_p + \vec{\omega}_p \times R\vec{b}_i = \begin{bmatrix} v_{p_x} + (R\vec{b}_i)_z\omega_{p_y} - (R\vec{b}_i)_y\omega_{p_z} \\ v_{p_y} + (R\vec{b}_i)_x\omega_{p_z} - (R\vec{b}_i)_z\omega_{p_x} \\ v_{p_z} + (R\vec{b}_i)_y\omega_{p_x} - (R\vec{b}_i)_x\omega_{p_y} \end{bmatrix} \tag{31}$$

Yukarıdaki denklemi değişkenler ve sabitler olarak iki ayrı matris olarak yeniden yazarsak aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\vec{V}B_i = J_{bi}\dot{x}_p \tag{32}$$

Denklemde;

$$\dot{x}_p = [v_{p_x} \quad v_{p_y} \quad v_{p_z} \quad \omega_{p_x} \quad \omega_{p_y} \quad \omega_{p_z}]^T \tag{33}$$

$$J_{bi} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & (R\vec{b}_i)_z & -(R\vec{b}_i)_y \\ 0 & 1 & 0 & -(R\vec{b}_i)_z & 0 & (R\vec{b}_i)_x \\ 0 & 0 & 1 & (R\vec{b}_i)_y & -(R\vec{b}_i)_x & 0 \end{bmatrix} \tag{34}$$

Denklemde $\dot{x}_p$ vektörü uç işlevci platformuna ait doğrusal ve açısal hız değişkenlerini içerir. J_{bi} ise 3x6 lık bir matristir ve bulunan hız çarpanlarını içerir. Denklem 32' deki ifade O koordinat sistemine göre yazılmıştır. Bu ifade O_i koordinat sistemine göre aşağıdaki gibi yazılır.

$$\vec{V}B_i^i = R_O^{O_i}J_{bi}\dot{x}_p = J_{bi}^i\dot{x}_p \tag{35}$$

Denklemde yer alan J_{bi}^i ifadesi $J_{bi}^i = \begin{bmatrix}J_{bix}^i & J_{biy}^i & J_{biz}^i\end{bmatrix}^T$ olarak tanımlanırsa Denklem 19 da elde edilen ve aktif eklem hız değişkenlerini içeren $\dot{d}_i = VB_{iz}^i$ ifadesi de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\dot{d}_i = J_{biz}^i\dot{x}_p \tag{36}$$

Denklem 36'da yer alan J_{biz}^i uç işlevci platformuna ait jakobiyen matrisidir. Benzer şekilde i. bacak için açısal hız ifadesini içeren $\vec{\omega}_i^i$ ifadesi de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{\omega}_i^i = -\frac{1}{d_i}\begin{bmatrix}J_{biy}^i & 0_{1x6} & 0_{1x6}\end{bmatrix}^T\dot{x}_p \tag{37}$$

Aktif prizmatik eklemlerin kütle merkezlerinin hız denklemleri de aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{V}r_{i1}^i = \begin{bmatrix}J_{bix}^i & e_1\frac{J_{biy}^i}{d_i} & 0_{1x6}\end{bmatrix}^T\dot{x}_p \tag{38}$$

$$\vec{V}r_{i2}^i = \begin{bmatrix}J_{bix}^i & (d_2^i - e_2)\frac{J_{biy}^i}{d_i} & J_{biz}^i\end{bmatrix}^T\dot{x}_p \tag{39}$$

Denklemler 37, 38 ve 39 da yer alan i. Bağın kütle merkezlerine ait açısal ve doğrusal hız bilgileri bir arada yazılarak 2 tane bağ jakobiyen matrisi aşağıdaki gibi yazılır.

$$\dot{x}_{1i}^i = J_{1i}^i\dot{x}_p \tag{40}$$

$$\dot{x}_{2i}^i = J_{2i}^i\dot{x}_p \tag{41}$$

Olur. Denklemlerde J_{1i}^i ve J_{2i}^i aşağıdaki gibi olur.

$$J_{1i}^i = \begin{bmatrix} J_{bix}^i \\ e_1\frac{J_{biy}^i}{d_i} \\ 0_{1x6} \\ -\frac{1}{d_i}J_{biy}^i \\ 0_{1x6} \\ 0_{1x6} \end{bmatrix}; \quad J_{2i}^i = \begin{bmatrix} J_{bix}^i \\ (d_2^i - e_2)\frac{J_{biy}^i}{d_i} \\ J_{biz}^i \\ -\frac{1}{d_i}J_{biy}^i \\ 0_{1x6} \\ 0_{1x6} \end{bmatrix} \tag{42}$$

Mekanizmanın uç işlevci platformuna ait jakobiyen matrisi Denklem 36 da, bağ jakobiyen matrisleri ise Denklem 42 de elde edilmiştir. Bu matrisler kullanılarak mekanizmanın dinamik analizi için gerekli denklemler yazılabilir.

3.2. Sanal İş Yöntemi ile Dinamik Analiz

Sanal iş yöntemine göre uç işlevci platformunun ağırlık merkezi üzerine etki eden tüm kuvvetler aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$F_p = \begin{bmatrix}\hat{f}_p \\ \hat{n}_p\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_e + m_p g - m_p\dot{v}_p \\ n_e - I_p^O\dot{\omega}_p - \vec{\omega}_p \times (I_p^O\vec{\omega}_p)\end{bmatrix} \tag{43}$$

Denklemde m_p, uç işlevci platformunun kütlesi, f_e ve n_e ise sırasıyla, uç işlevci platformunun ağırlık merkezine etki eden dış kuvvet ve momenttir.

Denklemde yer alan I_p^O ifadesi uç işlevci platformunun ağırlık merkezine ait olan atalet matrisidir. Bu matris sabit koordinat sistemi O ya göre yazılmıştır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$I_p^O = RI_p^P R^T \tag{44}$$

Denklemde I_p^P uç işlevci platformunun U koordinat sistemine göre olan atalet matrisidir. Dış kuvvet olarak sadece yerçekimi kuvveti olduğu farz edilirse, i'nci bağa ait silindir ve pistonun ağırlık merkezlerine etki eden kuvvetler de şu şekilde ifade edilebilirler.

$$F_{1i}^i = \begin{bmatrix} \hat{f}_{1i} \\ \hat{n}_{1i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_1 {}_O^{O_i}Rg - m_1 \dot{V} r_{i1}^i \\ -I_{1i}^i \dot{\omega}_i^i - \vec{\omega}_i^i \times (I_{1i}^i \vec{\omega}_i^i) \end{bmatrix} \tag{45}$$

$$F_{2i}^i = \begin{bmatrix} \hat{f}_{2i} \\ \hat{n}_{2i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{2i} {}_O^{O_i}Rg - m_{2i} \dot{V} r_{i2}^i \\ -I_{2i}^i \dot{\omega}_i^i - \vec{\omega}_i^i \times (I_{2i}^i \vec{\omega}_i^i) \end{bmatrix} \tag{46}$$

Denklemlerde I_{1i}^i ve I_{2i}^i sırasıyla, O_i koordinat sistemine göre tanımlı silindir ve pistona ait atalet matrisleridir.

Hareket Denklemleri: Sanal iş prensibi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\delta q^T \tau + \delta x_p^T F_p + \sum_i^6 \left(\delta x_{1i}^{i\,T} F_{1i}^i + \delta x_{2i}^{i\,T} F_{2i}^i \right) = 0 \tag{47}$$

Denklem 47'de δq , δx_{1i}^i ve δx_{2i}^i sırasıyla, uç işlevci platformu ile i. bacak silindir ve pistonuna ait sanal yer değiştirmelerdir. Bu yer değiştirmeler aktif eklemler tarafından gerçekleştirilen yer değiştirmeler ile uyumlu olmaları amacıyla aşağıdaki gibi yazılabilirler.

$$\delta q = J_{biz}^i \delta x_p \tag{48}$$

$$\delta x_{1i}^i = J_{1i}^i \delta x_p \tag{49}$$

$$\delta x_{2i}^i = J_{2i}^i \delta x_p \tag{50}$$

Denklemler 48, 49 ve 50 Denklem 47'de yerine konursa;

$$\delta x_p^T \left[J_{biz}^{i\,T} \tau + F_p + \sum_i^6 \left(J_{1i}^{i\,T} F_{1i}^i + J_{2i}^{i\,T} F_{2i}^i \right) \right] = 0 \tag{51}$$

Sanal iş prensibine göre Denklem 51, tüm δx_p değerleri için geçerli olduğu için aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir.

$$J_{biz}^{i\,T} \tau + F_p + \sum_i^6 \left(J_{1i}^{i\,T} F_{1i}^i + J_{2i}^{i\,T} F_{2i}^i \right) = 0 \tag{52}$$

Denklem 52, 6-SD'li CPS yapılı PKM'nin dinamiğini temsil eder. Ancak bu denklemde kuvvetler her bağın kendi kütle merkezlerine göre yazılmıştır. Denklem 42'de yer alan bağ Jakobiyen matrisleri Denklem 52' de yerine yazılır ve gereken sadeleştirmeler yapılırsa Aşağıdaki denklem elde edilir.

$$J_{biz}^{i\,T} (\tau + F_z) + F_p + J_x^T F_x + J_y^T F_y = 0 \tag{53}$$

Denklemde;

$$J_x = \begin{bmatrix} J_{b1x}^1 \\ J_{b2x}^2 \\ J_{b3x}^3 \\ J_{b4x}^4 \\ J_{b5x}^5 \\ J_{b6x}^6 \end{bmatrix}, \; J_y = \begin{bmatrix} J_{b1y}^1 \\ J_{b2y}^2 \\ J_{b3y}^3 \\ J_{b4y}^4 \\ J_{b5y}^5 \\ J_{b6y}^6 \end{bmatrix}, F_z = \begin{bmatrix} \hat{f}_{21z} \\ \hat{f}_{22z} \\ \hat{f}_{23z} \\ \hat{f}_{24z} \\ \hat{f}_{25z} \\ \hat{f}_{26z} \end{bmatrix}, F_x = \begin{bmatrix} \hat{f}_{11x} + \hat{f}_{21x} \\ \hat{f}_{12x} + \hat{f}_{22x} \\ \hat{f}_{13x} + \hat{f}_{23x} \\ \hat{f}_{14x} + \hat{f}_{24x} \\ \hat{f}_{15x} + \hat{f}_{25x} \\ \hat{f}_{16x} + \hat{f}_{26x} \end{bmatrix},$$

$$F_y = \begin{bmatrix} (e_1 \hat{f}_{11y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{21y} - \hat{n}_{11x} - \hat{n}_{21x})/d_1 \\ (e_1 \hat{f}_{12y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{22y} - \hat{n}_{12x} - \hat{n}_{22x})/d_2 \\ (e_1 \hat{f}_{13y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{23y} - \hat{n}_{13x} - \hat{n}_{23x})/d_3 \\ (e_1 \hat{f}_{14y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{24y} - \hat{n}_{14x} - \hat{n}_{24x})/d_4 \\ (e_1 \hat{f}_{15y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{25y} - \hat{n}_{15x} - \hat{n}_{25x})/d_5 \\ (e_1 \hat{f}_{16y} + (d_1 - e_2) \hat{f}_{26y} - \hat{n}_{16x} - \hat{n}_{26x})/d_6 \end{bmatrix} \tag{54}$$

Denklemlerde $\hat{f}_{jix}$, $\hat{f}_{jiy}$ ve $\hat{f}_{jiz}$ $\hat{f}_{ji}^i$ nin x, y ve z komponentleri, $\hat{n}_{jix}$, $\hat{n}_{jiy}$ ve $\hat{n}_{jiz}$ de $\hat{n}_{ji}^i$ nin x, y ve z komponentleridir (i=1,2,…6, j=1,2).

Sonuç olarak eğer J_{biz}^i tekil değilse bağların aktif eklemlerine uygulanacak tork değerleri şu şekilde bulunabilir.

$$\tau = -F_z - J_p^{-T} \left(F_p + J_x^T F_x + J_y^T F_y \right) \tag{55}$$

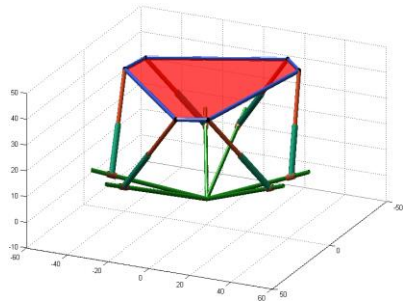
4. Sayısal Örnek

Bu bölümde örnek 6-SD'li bir CPS yapılı PKM için ters dinamik analiz gerçekleştirilecektir. Yapılacak analiz Tsai'nin [12]'de uyguladığı yöntem ile gerçekleştirilecektir. Buna göre mekanizmanın bacaklarının bağlantı noktaları Tablo 1'de verildiği gibi tanımlanmıştır. Tabloda verilen koordinatlar platformların kendi koordinat sistemlerine göre verilmiştir. Tabloda verilen koordinatlara göre elde edilen mekanizma Şekil 4'te sunulmuştur.

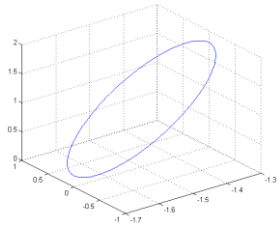
Tablo 1: Örnek mekanizma koordinatları

Nokta	Koordinatlar (cm)			Nokta	Koordinatlar (cm)		
	x	y	z		x	y	z
A_1	17.1	46.9	17.1	B_1	34.64	20	0
A_2	43.3	-25	17.1	B_2	39.3	6.9	0
A_3	32.13	-38.3	17.1	B_3	0	-40	0
A_4	-43.3	-25	17.1	B_4	-13.6	-37.5	0
A_5	-49.2	-8.6	17.1	B_5	-34.6	20	0
A_6	0	50	17.1	B_6	-25.7	30.6	0

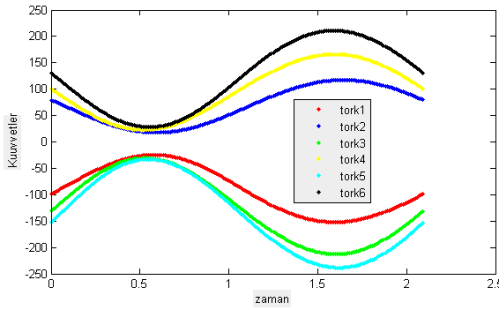
Simülasyon amacıyla Tsai'nin [12]'deki çalışmasına benzer şekilde mekanizmanın uç işlevcisi için iki farklı yörünge belirlenmiştir. Bu yörüngelerden ilki uç işlevcinin yöneliminin sabit tutulduğu elips şeklinde bir yörüngedir ve Şekil 5'te verilmiştir. Uç işlevci bu yörüngeyi takip ederken mekanizmanın aktif eklemlerinde oluşan kuvvetlerin zamana göre değişimi Şekil 6'da sunulmuştur.



Şekil 4: Tablo 1'e göre elde edilen 6-SD'li PKM



Şekil 5: Elips şeklinde uç işlevci yörüngesi

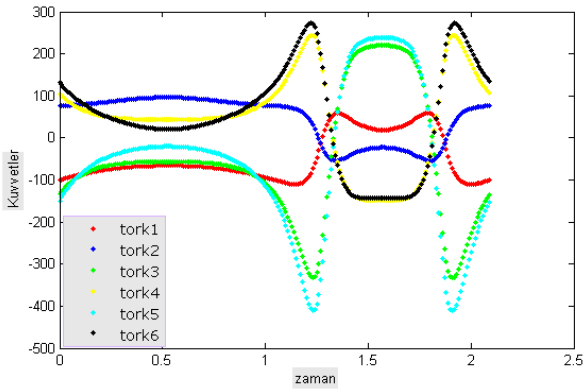


Şekil 6: Şekil 5'de verilen yörünge için elde edilen kuvvet-zaman grafikleri

İkinci yörünge de mekanizmanın uç işlevci platformunun merkezi sabit bir konumda iken platformun yönelimi değiştirilmiştir. Yönelim değişikliği birçok uygulama için yeterli olan ve z ekseni boyunca dönmeyi sağlayan γ açısı değiştirilerek sağlanmıştır. Diğer açılar (α ve β) ise sıfır olarak alınmıştır. γ açısı aşağıdaki fonksiyona göre değiştirilmiştir.

$$\gamma = 0.15\sin(3t) \tag{56}$$

Denklemde t zaman değişkenidir. Mekanizmanın ikinci yörünge için elde etmiş olduğu kuvvet ve zaman grafikleri Şekil 7' de sunulmuştur.



Şekil 7: Yönelimsel yörünge için elde edilen kuvvet-zaman grafikleri

5. Sonuçlar

Bu çalışmada Toz ve Kucuk'un [11]'da yer alan 6-SD'li dört simetrik paralel robot mekanizmadan biri olan CPS bacak yapısına sahip paralel robot mekanizmasının ters kinematik ve dinamik analizi gerçekleştirilmiştir. Bu işlemler Tsai'nin [12]'de Stewart Platform mekanizması için kullandığı yaklaşım kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla ters kinematik için vektörel yaklaşım, dinamik analizi için ise sanal iş yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca mekanizmanın ters kinematik performansı açısından fikir vermesi amacıyla sayısal bir örnek sunulmuştur. Bu örnekte mekanizmanın iki farklı yörüngeyi takip ederken aktif eklemlerinde oluşan kuvvetler elde edilmiş ve kuvvet-zaman grafikleri çizdirilmiştir. Çalışmadan elde edilen sonuçlara göre mekanizma yeni bir 6-SD'li PKM olmaya aday bir mekanizmadır. Yazarlar bundan sonraki çalışmalarda bu mekanizmanın hem geometrik hem de kinematik eniyilemesini yapmayı ve literatürde yer alan diğer 6-SD'li PKM'ler ile karşılaştırmayı planlamaktadırlar.

Kaynakça

[1] M. Toz ve S. Kucuk, "Dimensional optimization of 6-DOF 3-CCC type asymmetric parallel manipulator," *Advanced Robotics*, Cilt: 28, No: 9, s:625-637, 2014.

[2] X. Kong ve C. Gosselin, *Type Synthesis of Parallel Mechanisms*. Springer, 2007.

[3] X. Kong ve C. Gosselin,"Type Synthesis of 3-DOF Translational Parallel Manipulators Based on Screw Theory," *Journal of Mechanical Design*, Cilt:126, s:82-126, 2004.

[4] X. Kong ve C. Gosselin, "Type synthesis of 4-DOF SP-equivalent parallel manipulators: A virtual chain approach", *Mechanism and and Machine Theory*, Cilt: 41, s:1306–1319, 2006.

[5] J. Hobbs ve J. Rooney "Representing and analysing the kinematic robustness of robotic planetary systems", 10th Workshop on Advanced Space Technologies for Robotics and Automation, Noordwijk- The Netherlands, 11 – 13.Nov.2008.

[6] F. M. Ou, A physical Oriented Methodology for the Synthesis of Functional Alternatives of Mechanism Systems, Doktora Tezi, National Cheng Kung University, 2005.

[7] Q. Li, Z. Huang, ve J. M. Hervé, "Type Synthesis of 3R2T 5-DOF Parallel Mechanisms Using the Lie Group of Displacements" *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, Cilt: 20, No: 2, s: 173 – 180, 2004.

[8] Meng J., Liu G. ve Li Z., "A Geometric Theory for Analysis and Synthesis of Sub-6 DoF Parallel Manipulators," *IEEE Transactions on Robotics*, Cilt: 23, No: 4, s: 625-649, 2007.

[9] Merlet J-P., *Parallel robots*. Dordrecht: Springer; 2006.

[10] Gao XS, Lei D, Liao Q ve Zhang GF. "Generalized Stewart- Gough platforms and their direct kinematics," *IEEE Transactions on Robotics*, Cilt: 21, No:2, s: 141-151, 2005.

[11] M. Toz ve S. Kucuk, "Dexterous workspace optimization of an asymmetric six-degree of freedom Stewart–Gough platform type," *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 61, No: 12, s:1516–1528, 2013.

[12] L. W. Tsai, "Solving the Inverse Dynamics of a Stewart-Gough Manipulator by the Principle of Virtual," *Journal of Mechanical Design*, Cilt: 122, No: 1, s:3-9, 2000.

Genel Stewart Platformları (GSP) için Boyutsal Eniyileme Yazılımının ve Yeniden Ayarlanabilir 3 Bacaklı bir GSP Mekanizmasının Geliştirilmesi

A. Burak İNNER[1], *Serdar KÜÇÜK*[2]

[1]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
binner@kocaeli.edu.tr

[2]Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
skucuk@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada STEWSIM'in [1] kinematik özellikleri temel alan üç ile altı bacak sayısına sahip olası tüm GSP mekanizmalarının boyutsal eniyilemesini yapabilen bir yazılım (STEWOPT) geliştirilmiştir. STEWOPT kullanıcının seçtiği içine çekilmiş (retracted) ve uzatılmış (extended) bacak uzunluğuna göre sabit ve hareketli platformun yarıçaplarını, bacakların sabit ve hareketli platform üzerindeki bağlantı noktalarının konumlarını beceri ölçütü (dexterity) yardımıyla eniyilemektedir. Bacakların bağlantı noktalarının bir daire üzerinde olduğu kabul edilmiştir. Beceri ölçütü elde edilirken iki farklı norm operatörü yardımıyla Jacobian matrisinin koşul sayısı (condition number) hesaplanmaktadır. Eniyileme algoritması olarak parçacık sürü veya kuantum parçacık sürü algoritmalarından birisi seçilebilmektedir. STEWOPT, GSP mekanizmalarının beceri değerlerini karşılaştırarak, hedeflenen bir işe en uygun GSP mekanizmasının kinematik özelliklerini araştırmacıya sunmaktadır. Elde edilen sonuçların uygulanabilmesi için 3 bacaklı yeniden ayarlanabilir bir GSP mekanizması tasarlanıp imal edilmiştir.

1. Giriş

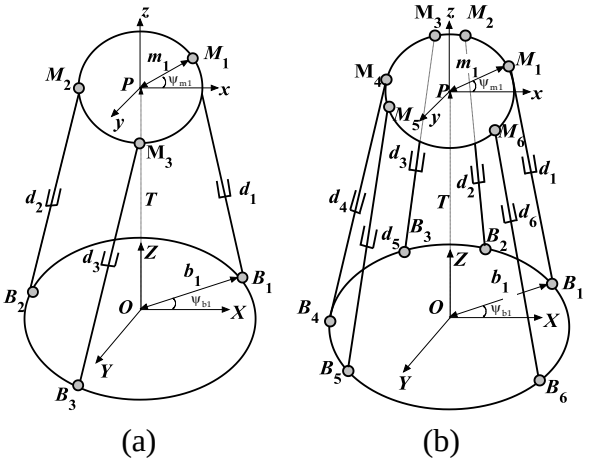
Paralel manipülatörler son yıllarda araştırmacıların ilgi odağı olmaya başlamıştır. Genel Stewart Platform (GSP) Mekanizması altı serbestlik derecesiyle, paralel manipülatörlerin en yaygın tipidir ve ilk olarak pilot yetiştirmek amacıyla uçuş benzetimi için kullanılmıştır. Zaman içerisinde bu tip paralel mekanizmalara olan ilgi artmış eğlence, tıp ve yapı sektöründen, hassas konumlama uygulamalarına, pilot eğitiminden, deniz ve uzay araştırmalarına kadar pek çok alanda başarıyla kullanılmıştır. Paralel mekanizmalar yüksek katılık, yüksek hassasiyet, yük taşıma kapasitesi ve yüksek hız gibi avantajlarından dolayı seri mekanizmalara göre tercih edilmektedirler. Bununla beraber kısıtlı çalışma uzayı, karmaşık kinematik çözümler ve çalışma uzayı içerisindeki tekillikler bu tip mekanizmalarda karşılaşılan en önemli problemlerdir. Hareketli platforma birden fazla bacağın bağlı olması nedeniyle kaldıracakları kütlenin, mekanik yapılarının kütlesine oranı seri robotlara göre büyüktür. Çok hassas konumlama yapabildikleri gibi aynı hareketi tekrarlama kabiliyetleri de yüksektir. İstenilen bir işe en uygun mekanizmanın imalatının gerçekleştirilmesinden önce bilgisayar ortamında benzetimi ve mekanizmanın üretim parametrelerinin belirlenmesi önemli avantajlar sağlamaktadır [1-7].

STEWSIM [1,2], GSP mekanizmaları üzerinde ters ve ileri kinematik, Jacobian, beceri, çalışma uzayı, tekillik ve yörünge analizini gerçekleştirebilmektedir. Yazılım MATLAB ortamında grafiksel arabirime sahip olacak şekilde geliştirilmiş ve kullanıcıya etkileşimli görsel kullanım imkânı sunulmuştur. STEWSIM yazılımının en önemli katkılarından birisi de üç ile altı arasında bacak sayısına sahip 3x3, 4x3,…,6x5, 6x6 gibi olası tüm GSP mekanizmalarının tasarım ve analizinin tek bir kod parçası ile yapılabilmesini sağlayan bağlantı matrisi algoritmasıdır [2,3]. Bu algoritma sayesinde farklı GSP mekanizmaları için ayrı ayrı uygulamaların geliştirilmesine gerek kalmamıştır. STEWSIM yazılımının kinematik özelliklerini temel alan, GSP mekanizmalarının boyutsal eniyileme işlemlerinde kullanılmak üzere STEWOPT isimli bir yazılım geliştirilmiştir. Beceri ölçütünün hesabında, Jacobian matrisinin elemanları arasındaki boyutsal uyuşmazlık önlemek için karakteristik uzunluk kullanılmıştır. Beceri ölçütünün elde edilmesinde, iki farklı norm operatörü yardımıyla Jacobian matrisinin koşul sayısı (condition number) hesaplanmaktadır. STEWOPT belirlenen bacak uzunluklarına göre GSP mekanizmalarının sabit ve hareketli platformlarının yarıçap büyüklüğü ve bacakların platformlar üzerindeki bağlantı noktalarının konumlarını, Parçacık Sürü eniyileme (PSO) algoritması kullanılarak hesaplayabilir. Elde edilen sonuçların uygulanabilmesi için 3 bacaklı yeniden ayarlanabilir bir GSP mekanizması tasarlanıp imal edilmiştir.

2. GSP Mekanizmalarının Yapısı

GSP mekanizmaları yapısal olarak birçok şekilde sınıflandırılabilirler. En önemli sınıflamalardan biri bacaklarının taban ve hareketli platforma bağlanma noktalarının sayısıdır. Örnek olarak, bacakların tabana bağlandığı nokta sayısı altı, hareketli platforma bağlandığı nokta sayısı üç olan mekanizma 6x3 GSP şeklinde isimlendirilmektedir. Dikkat edilirse bu mekanizmaların tümünde bacak sayısı altıdır. Altı bacaktan daha az bacağa sahip GSP mekanizması da tasarlanabilir fakat bu çalışma kapsamında altı bacaklı 3x3, 4x3, 4x4, 5x3, 5x4, 5x5, 6x3,

6x4, 6x5 ve 6x6 mekanizmalar incelenmiştir. Şekil 1'de iki farklı GSP mekanizması görülmektedir. Şekil 1.a'da gösterilen 3x3 GSP mekanizmasında, üç bacak sabit olup, hareketli platforma üç bağlantı noktasından bağlanmıştır. Şekil 1.b'de görülen 6x6 GSP mekanizmasında, altı bacak sabit olup, hareketli platforma altı bağlantı noktasından bağlanmıştır. Sabit platformun merkezi O, hareketli platformun merkezi P ile ifade edilmek üzere, B={X, Y, Z} ve M={x, y, z} koordinat eksenleri Şekil 1'de gösterildiği gibi sırasıyla O ve P noktalarına yerleştirilmiştir. Bacaklar pasif eklemler yardımıyla B_i ve M_i (3x3 GSP için i=1, 2, 3 ve 6x6 GSP için i=1, 2, …, 6) noktalarından sabit ve hareketli platforma bağlanmıştır ve sırasıyla B ile M koordinat eksenlerinde tanımlanmıştır. B_i vektörlerinin B koordinat sistemindeki x ekseni ile yaptığı açılar ψ_{b_i} ve M_i vektörlerinin M koordinat sistemindeki x ekseni ile yaptığı açılar ψ_{m_i} ile ifade edilmiştir [2]. Bu açı değerleri gelişigüzel olarak belirlenebilir.



Şekil 1. a) 3 bacaklı 3x3 GSP mekanizması b) 6 bacaklı 6x6 GSP mekanizması

2.1. Ters Kinematik

Ters kinematik analiz, hareketli platformun konum ve yönelmesi bilindiğinde, o konum ve yönelmeyi sağlayacak olan bacak uzunluklarının bulunması işlemine denir. GSP mekanizmalarının ters kinematik hesaplama sonucu sadece bir doğru çözümü bulunmaktadır. Bu da endüstriyel uygulamalarda büyük kolaylık sağlamaktadır. Hareketli platformun sabit platforma göre ötelemesi Şekil 1'de gösterildiği gibi 3-boyutlu uzayda O ile P noktaların arasındaki uzunluk $T=[P_x,P_y,P_z]^T$ şeklinde ifade edilir. Yönelimi ifade ederken, Euler veya Yuvarlanma-Yunuslama-Yandönme (Roll-Pitch-Yaw) açı seti kullanılabilir. Şekil 1 göz önünde bulundurulduğunda aşağıdaki denklem kolaylıkla elde edilir.

$$OB_i + B_iM_i = \mathrm{T} + R \cdot M_i \tag{1}$$

Denklemde R sabit platformdaki koordinat sistemine göre Yuvarlanma-Yunuslama-Yandönme açı seti kullanılarak elde edilen dönme matrisidir. Denklem 1'deki ifadelerde kullanılan i indisi mekanizmada bulunan bacak sayısını göstermektedir. Denklem 1'den bacak uzunlukları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$d_i = \left\| B_iM_i \right\| \tag{2}$$

Denklemde $\|\cdot\|$ norm operatörünü ifade etmektedir. B_iM_i vektörleri doğrultusundaki birim vektörler z_i ile ifade edilirse, Denklem (3)'deki gibi elde edilebilir.

$$z_i = \frac{B_iM_i}{\left\| B_iM_i \right\|} = \frac{B_iM_i}{d_i} \tag{3}$$

2.2. Jacobian Matrisi Analizi

6x6 GSP platformunun Jacobian matrisi aşağıdaki gibi elde edilir. [7].

$$J_A\dot{x} = J_B\dot{q}$$

$$\begin{bmatrix} z_1^T & (M_1 \times z_1)^T \\ z_2^T & (M_2 \times z_2)^T \\ z_3^T & (M_3 \times z_3)^T \\ z_4^T & (M_4 \times z_4)^T \\ z_5^T & (M_5 \times z_5)^T \\ z_6^T & (M_6 \times z_6)^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{P_x} \\ v_{P_y} \\ v_{P_z} \\ \omega_{Px} \\ \omega_{P_z} \\ \omega_{Pz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{d}_1 \\ \dot{d}_2 \\ \dot{d}_3 \\ \dot{d}_4 \\ \dot{d}_5 \\ \dot{d}_6 \end{bmatrix} \tag{4}$$

Buradaki J_A Denklem (5)'de ifade edilmiştir. J_B ise 6x6 boyutlu birim matristir. Ayrıca denklemdeki $\dot{q}$ bacakların doğrusal hızlarını göstermektedir $\left(\left[\dot{d}_1, \dot{d}_2 \cdots \dot{d}_6\right]\right)$. $\dot{x}$ ise hareketli platformun doğrusal ve açısal hızlarını ifade etmektedir $\left(\left[v_{P_x} \quad v_{P_y} \quad v_{P_z} \quad \omega_{Px}(\alpha) \quad \omega_{Py}(\beta) \quad \omega_{Pz}(\gamma)\right]^T\right)$ [6].

$$J_A = \begin{bmatrix} z_1^T & m_1 \times z_1 \\ z_2^T & m_2 \times z_2 \\ z_3^T & m_3 \times z_3 \\ z_4^T & m_4 \times z_4 \\ z_5^T & m_5 \times z_5 \\ z_6^T & m_6 \times z_6 \end{bmatrix} \tag{5}$$

Böylece sonuç Jacobian matrisi aşağıdaki gibi bulunur.

$$J = J_B^{-1} J_A \tag{6}$$

2.3. Beceri Ölçütü

Beceri ölçütü, bir mekanizmanın çalışma uzayı içerisinde rastgele yönlere küçük adımlarla (displacement) mümkün olduğu kadar kolay ulaşabilmesi olarak tanımlanabilir [8]. Ayrıca beceri ölçeği, bir mekanizmanın kinematik performansının eniyilenmesinde kullanılmaktadır. GSP mekanizmaları gibi karmaşık serbestlik derecesine (öteleme ve yönelimi aynı anda içeren) sahip uzaysal paralel manipülatörlerin Jacobian matrisleri homojen olmadıklarından Jacobian matrisinin homojenleştirilmesinde karakteristik uzunluk (characteristic length) [9, 10] kullanılmaktadır. Denklem (5)'de verilen J_A matrisinin ilk üç sütunu birim uzunluk iken son üç sütunu birim^2 uzunluk şeklindedir. Koşul sayısı boyutsal olmadığından (non-dimensional) karakteristik uzunluk (L) hesaplanmalıdır [11-13]. J_A matrisinin ilk üç sütunu (J_{A1}), son üç sütunu (J_{A2}) olacak şekilde ifade edilirse (J_{A2}) karakteristik uzunluğa (L) bölünerek homojen Jacobian matrisi elde edilebilir.

$$J_{Ah} = \begin{bmatrix} J_{A1} & \frac{1}{L} J_{A2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Yeni durumda Koşul sayısına (κ) aşağıdaki gibi ifade edilir [14,15].

$$\kappa = \|J\| \|J^{-1}\| \quad (8)$$

Burada $\|\|$ operatörü matris norm operatörüdür ve aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$\|J\| = \sqrt{tr\left(JnJ^T\right)} \qquad ve \qquad \|J^{-1}\| = \sqrt{tr\left(J^{-1}n\left(J^{-1}\right)^T\right)} \quad (9)$$

Buradaki n köşegen matristir. κ değeri 1 ile sonsuz (∞) arasında değişebilmektedir. Özellikle eniyileme işlemlerinde karşılaştırma ve hesaplama kolaylığı açısından bu koşul sayısının tersi ($\eta = 1/\kappa$) alınarak normalize edilir. Böylece η değeri 0 ile 1 arasında değişir. Burada en iyi beceri değerini ifade eden $\eta = 1$ olduğu durumda her yönde eşit kuvvet uygulandığı, en kötü beceri değeri olan $\eta = 0$ durumunda ise mekanizmanın kontrol edilemediği tekil bir durum konum olduğu söylenir[16]. Bir robot manipülatörünün global özelliğini ölçmek için Global Beceri İndeksi (GBİ) [17] kullanılır.

$$GBİ = \frac{\int_w \eta \, dW}{\int_w dW} \quad (10)$$

Denklemde kesirin paydası, mekanizmanın çalışma uzayını ifade etmektedir. GBİ, 1 değerine yaklaştıkça mekanizma çok daha iyi hareket kabiliyetine sahip olmaktadır. Denklemdeki integral işleminin bilgisayar yardımıyla hesaplama işleminin kolaylaştırılması için aşağıdaki denklem kullanılabilir [18].

$$GBİ = \frac{\sum \eta}{nsa} \quad (11)$$

Denklemde nsa çalışma uzayındaki nokta sayısını göstermektedir.

2.4. Çalışma Uzayı

Bir manipülatörün çalışma uzayı, uç işlevcisinin uzayda ulaşabildiği hacim olarak tanımlanır [7]. Genel olarak bir paralel manipülatör için çalışma uzayı hareketli platforma yerleştirilen uç işlevcisinin üç boyutlu uzayda ulaşılabileceği noktalar kümesi olarak tanımlanabilir [5].

Çalışma uzayı hesaplama yöntemleri, geometrik ve analitik yöntemler olmak üzere iki farklı grupta sınıflandırılabilir [14]. Bonev ve Ryu [19], 6 serbestlik dereceli mekanizmalar için 3 boyutlu yönelme uzayını ayrıklaştırma metodu kullanarak başarılı ve verimli bir şekilde hesaplamışlardır. Yine Fichter [20] tarafından 6 serbestlik dereceli paralel manipülatörün çalışma uzayı tespitinde bu yöntem kullanılmıştır. Bu nedenle bu makalede ayrıklaştırma metodu kullanılmıştır.

Nokta ayrıklaştırma yönteminde manipülatör çevresindeki uzay eşit olarak dağılmış noktalara bölünür. Her bir noktanın ters kinematik çözümü ile olası bacak uzunlukları bacak limitleriyle, eklemlerin açıları eklem limitleriyle ve bacakların birbirleriyle girişimde olmaması için bacaklar arasındaki en küçük mesafe limitleri kontrol edilerek bu şartların tümünü birden sağlayan değerler erişilebilir çalışma uzayı olarak saklanır [2].

3. STEWOPT – Eniyileme - PSO

3.1 Parçacık sürü eniyileme algoritması (PSO)

1995'te Dr. Eberhart ve Dr. Kennedy [21] tarafından geliştirilmiş Parçacık Sürü Eniyilemesi (Particle Swarm Optimization) (PSO) sayısal eniyileme problemlerinin çözümü için kullanılan etkili, sürü tabanlı sezgisel bir eniyileme tekniğidir. Kuş sürülerinin sosyal davranışları incelenirken bu davranışlardan esinlenerek bir eniyileme algoritması olarak kullanılabileceği düşünülmüş ve başarıyla uygulanmıştır. PSO algoritmasının genetik algoritmalara göre avantajları şu şekilde sıralanabilir : (*i*) PSO kolaylıkla gerçekleştirilebilir, (*ii*) hesaplama zamanı kısadır, (*iii*) ayarlanması gereken parametre sayısı azdır, (*iv*) uygunluk fonksiyonunu hızla yakınsar ve (*v*) geniş arama uzayında arama yapmak için uygundur. PSO algoritması pek çok çeşit mühendislik alanlarına başarı ile uygulanmıştır.

D-boyutlu bir arama uzayı göz önüne alınırsa olası çözümü ifade eden her bir D-boyutlu çözümler parçacık, bu parçacıkların oluşturduğu nüfus ise sürü (swarm) olarak tanımlanır. M tane parçacıktan oluşan bir sürü düşünelim ve s. parçacık vektörü Xs = (xs1, xs2, …, xsD) ile gösterilsin. Her bir parçacık için o ana kadarki en iyi çözümün değeri kişisel en iyi değer PBests= (PBs1, PBs2… PBsD) olarak saklanır. O ana kadar tüm parçacıkların içindeki en iyi çözüm değeri ise global en iyi değer (Gbest) olarak saklanır. Sürüdeki her bir parçacığın hızı ise Vs= (Vs1, Vs2, …, VsD) ile ifade edilir. Her bir adımda parçacıkların hızları aşağıdaki Denklem (12) yardımıyla güncellenir.

$$V_{s+1} = \omega_s V_{sd} + c_1 r_1 \left(PB_{sd} - X_{sd}\right) + c_2 r_2 \left(Gbest_{sd} - X_{sd}\right) \quad (12)$$

Buradaki ω_s atalet ağırlığını (inertia weight), c_1 kendi en iyi değerini c_2 ise global en iyi değerini ne kadar takip edeceğini ayarlayan öğrenme faktörlerini, r_1 ve r_2 ise 0 ile 1 arasında düzenli dağılmış rastgele sayılardır. Öğrenme faktörleri c_1 ve c_2 sabit olarak 2 civarında seçilir. Her bir parçacığın konumu ise Denklem (13) yardımıyla her bir adımda güncellenir.

$$X_{s+1} = X_s + V_{s+1} \quad (13)$$

3.2 Kuantum parçacık sürü eniyileme algoritması (QPSO)

Son yıllarda PSO algoritmasının yakınsama hızı ve global yakınsama özelliklerinin geliştirilmesi konusunda çok çalışma yapıldığı görülmektedir. Klasik PSO algoritmasının global en iyi sonucu bulmayı garanti etmediği Van den Bergh [22] tarafından hazırlanmış doktora tezinde gösterilmiştir. Klasik PSO algoritmasının yörünge analizi ve kuantum mekaniğinden kavramlar göz önüne alınarak global yakınsamayı garantileyecek arama tekniği olan Kuantum Parçacık Sürü Eniyileme (QPSO) algoritması Sun ve diğ. [22, 23] tarafından önerilmiştir. QPSO algoritmasının PSO'dan üstün olduğu [23] gösterilmiştir.

QPSO algoritmasında hız bilgisi yerine dalga fonksiyonları $\psi(x,t)$ kullanılmaktadır. Bu algoritmaya göre parçacıkların konumları Denklem (14)'da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} X_{(t+1)} &= p_s - \beta \times \left(mBest - X_t\right) \times ln\left(1/u\right) \quad if\ k \geq .5, \\ X_{(t+1)} &= p_s + \beta \times \left(mBest - X_t\right) \times ln\left(1/u\right) \quad if\ k < .5 \end{aligned} \quad (14)$$

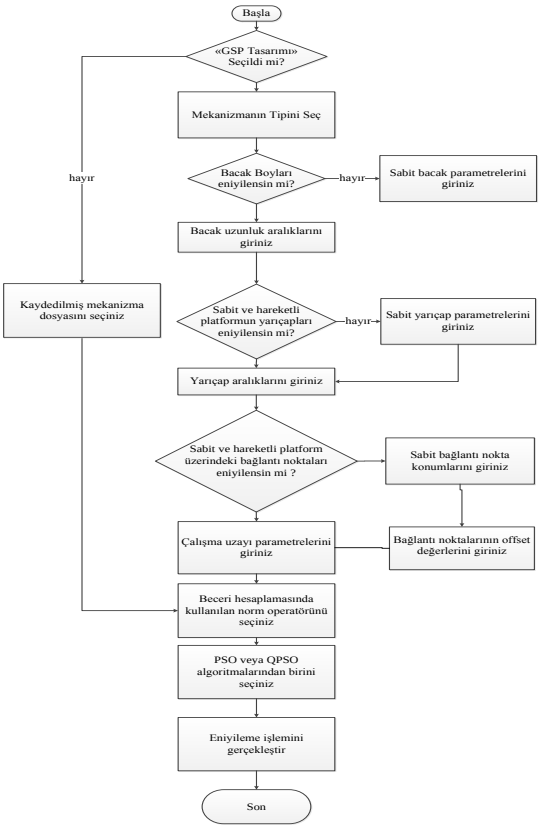
Buradaki β, u ve k 0 ile 1 arasında düzenli dağılmış rastgele sayılardır. p_s ve $mBest$ değerleri Denklem (15)'de

gösterildiği gibi hesaplanır. Dikkat edilirse buradaki $mBest$ değeri tüm parçacıkların ortalaması alınarak hesaplanır.

$$p_s = \varphi \times PB_s + (1-\varphi) \times GBest$$
$$mBest = \frac{1}{m}\sum_{i=1}^{m} b_i \qquad (15)$$

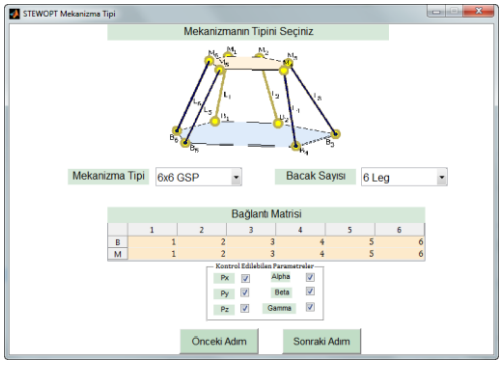
3.3 STEWOPT yazılımının tanıtımı

STEWSIM [1,2] yazılımının kinematik özellikleri göz önüne alınarak olası tüm GSP mekanizma çeşitleri üzerinde eniyileme yapacak şekilde STEWOPT yazılımı geliştirilmiştir. Araştırmacılar Şekil 2'de verilen akış diyagramından da görülebileceği gibi pek çok özelliklere göre eniyileme işlemini STEWOPT yazılımını kullanabilmektedir. Yeni bir mekanizma tasarımı yapılabilir veya daha önce kaydedilmiş bir mekanizma ve eniyileme özellikleri yüklenerek eniyileme algoritması farklı parametreler için tekrar çalıştırılabilir. Eniyileme için seçilen özelliklerin sayısı arttıkça yazılımın çalışma zamanı da artacaktır.



Şekil 2: STEWOPT yazılımı en iyileme algoritması.

STEWOPT yazılımı ile kullanıcının yeni bir mekanizma tasarlayarak veya daha önce tasarlamış olduğu bir mekanizmayı seçerek eniyileme yapması mümkündür. Kullanıcı yeni bir mekanizma tasarlayabilmesi için önce Şekil 3'de gösterildiği gibi mekanizma tiplerinden (3x3, 3x4, 3x5,…,6x5 ve 6x6) birisini, bacak sayısını ve bağlantı matrisi yardımıyla bacakların hangi noktalara birleştirileceğini belirlemelidir. İlgili ayarlamalar tamamlandığında "Sonraki Adım" düğmesine basılarak bir sonraki adıma geçilebilir. Sabit ve hareketli platformun yarıçap değerleri sabit olarak seçilebileceği gibi eniyilenmesi de istenebilir. Bu durumda eniyileme yapılacak aralığın (minimum ve maksimum yarıçap limitleri) belirtilmesi gerekir. "Sonraki Adım" düğmesine basılarak bir sonraki adım olan bağlantı noktaları ile ilgili parametrelerinin seçimine geçilebilir. Bacakların sabit ve hareketli platform üzerindeki bağlantı noktaları sabit olarak seçilebilir veya eniyilenmesi de istenebilir. Bu durumda minimum ve maksimum açı değerlerinin hesaplanması gerekir [2]. GSP mekanizmasının çalışma uzayının belirlenmesinde ayrıklaştırma yöntemi kullanılmıştır. Ayrıklaştırma yönteminde küp şeklinde bir çalışma uzayı sabit sayıda noktalara bölünerek her bir nokta için GSP mekanizmasının o noktaya gidip gidemeyeceğine karar verilir. Gidilebilen noktalar kümesi çalışma uzayı olarak kabul edilir. Çalışma uzayını x,y ve z eksininde başlangıç (P_bas) ve bitiş (P_son) değerleri ile bu noktalar arasındaki noktaları belirlemek için kullanılacak adım sayısın verilmesi gerekmektedir. Tüm bu noktalar sadece bir yönelim için hesaplanır. Ayrıca Yönelim uzayı içinde yuvarlanma (α), yunuslama (β) ve yandönme (γ) açıları için başlangıç-bitiş değerleri ile yönelim için adım büyüklükleri belirlenir. Bu durumda her bir pozisyon için farklı yönelimler için beceri değerlerinin hesaplanması gerekeceği için hesaplama zamanı oldukça fazla olacaktır. "Sonraki Adım" düğmesine basılarak bir sonraki adıma geçilir.



Şekil 3. Mekanizmanın tipi ile ilgili ayarlamalar

Performans indisi olarak global beceri indisi (GBİ) veya yerel koşul indisinden (YKİ) birsinin tercih edilmesi gerekmektedir. Global beceri değeri yeni bir mekanizma tasarımında kullanılabilir. GSP mekanizmasının bir konum ve yönelimi için YKİ değerinin istenilen bir değerden büyük olması şartı aranarak GSP mekanizması için en elverişli çalışma uzayının bulunması istenen durumlarda tercih edilebilir. Bacak uzunlukları sabit seçilerek eniyileme yapılmak istendiğinde çalışma uzayı büyüdükçe beceri değerinin küçüldüğü gözlemlenmiştir. Bu nedenle beceri ile çalışma uzayın arasındaki ağırlıkları %50 olarak belirlemek yerine %78 beceri ve %12 çalışma uzayı hesaplanarak uygunluk fonksiyonu çalıştırılmıştır. Kullanıcı bu değerleri değiştirerek farklı amaçlar için kullanılacak mekanizmaları eniyileyebilir. Örneğin çalışma uzayının küçük ama beceri değerinin büyük olması istenen durumda bu ağırlıklar uygun şekilde seçilebilir. Performans indisi olarak YKİ değeri seçilirse bu mevcut bir mekanizmanın becerikli çalışma uzayının eniyilemesinde kullanılabilir. Bu durumda YKİ değerinin 0 ile 1 arasında seçilen bir değerden büyük olduğu değerlere sahip mekanizmalar göz önüne alınacaktır.

Eniyileme algoritması olarak parçacık sürü veya kuantum parçacık sürü algoritmalarından birisi seçilebilir. Sürünün boyutu (swarm size) ve iterasyon sayısı her iki eniyileme algoritmasında da kullanılmaktadır. Klasik parçacık sürü algoritmasındaki w, c1 ve c2 parametrelerinin değiştirilmesi mümkündür. "Sonraki Adım" düğmesine basıldığında ise

doğrulama ekranına geçilebilir. Bu adıma kadar seçilen tüm değerlerin gösterildiği doğrulama ekranda Şekil 4'deki gibi gösterilecektir. Bu ekran sadece doğrulama için değil aynı zamanda parametreler üzerinde değişiklik yapmak için de kullanılabilmektedir. Eniyileme işlemi tamamlandığında elde edilen mekanizmanın verileri STEWSIM [1,2] yazılımında kullanılabilecek formatta kaydedilmektedir. Böylece eniyileme sonucu STEWSIM yazılımında da analiz ve benzetim yapılabilmektedir.

4. Örnek uygulama

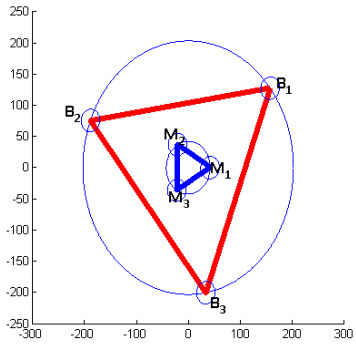
Bu çalışma kapsamında STEWOPT yazılımı kullanılarak beş farklı strok uzunluklarında bacaklara sahip 10 GSP mekanizmasının eniyilemesi gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada endüstride yaygın olarak kullanıldığı düşünülen 50mm, 100mm, 150mm, 200mm ve 250 mm değerleri strok uzunlukları olarak alınmıştır. Eklem yarıçapları ise 13.5mm ve 30mm arasında değişmektedir. 5 farklı strok değeri için eklem yarıçaplarının (r_j) 18mm olduğu kabul edilmiştir. Son olarak PI M-840.PD3 mekanizması göz önünde bulundurularak iki komşu eklemin birbirine en yakın yerleştirilebileceği mesafe (j_m) 6mm olarak kabul edilmiştir. Hesaplama kolaylığı açısından yönelim açıları $\alpha = \gamma = \lambda = 0^{\circ}$ seçilmiştir. Çok-amaçlı eniyileme probleminde sürüdeki bireylerin amaç fonksiyonları olarak Denklem (11)'deki beceri değeri ve çalışma uzayının hacminin aynı anda maksimize edilmesi seçilmiştir. PSO algoritmasının parametreleri olarak $\chi = 0.7298,\ c_1 = c_2 = 2.05$ seçilmiştir. Nüfus büyüklüğü olarak 60 seçilmiştir. Sürüdeki her bir parçacık sabit ve hareketli platformun yarıçapları ile bağlantı noktalarından oluşan 13 elemanlı bir vektördür. Amaç fonksiyonu 60 jenerasyon boyunca çalıştırılmıştır. 3x3 GSP mekanizması için elde edilen eniyileme sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Tabloda platformların yarıçap değerleri, bağlantı noktalarını ifade eden açı değerleri, çalışma uzayının hacmi (ÇUH), GBİ değerleri ile sabit ve hareketli platformun şekli verilmiştir. Tablo 1'de görüldüğü gibi beş farklı strok uzunluğunun kullanıldığı 3x3 GSP mekanizmasının her birisinde sabit platformun yarıçap değeri haraketli platformun yarıçap değerinden büyük çıkmıştır. Bağlantı noktalarının birleştirilmesiyle Şekil 5'de görüldüğü gibi üçgenler oluştuğu gözlemlenmiştir. Tablo 1 incelendiğinde strok uzunlukları arttığında çalışma uzayının hacminin büyümesine rağmen GBI değerlerinin aynı oranda artmadığı görülmektedir. Ayrıca Tablo 1'den Strok değeri 100 mm olan 3x3 GSP mekanizmasının en iyi GBİ değerlerine sahip olduğu görülmektedir.

5. 3 bacaklı ayarlanabilir GSP mekanizması

Elde edilen sonuçların uygulanabileceği tekrar uyarlanabilir 3 bacaklı GSP mekanizması tasarlanarak imalatı tamamlanmıştır. Sabit platform üzerinde bulunan kızaklar kaydırılarak bacakların uygun şekilde konumlandırılması sağlanmaktadır. Hareketli platform üzerinde önceden hazırlanmış yuvalara bacakların vidalanması ile üst platform bağlantı noktaları ayarlanmaktadır.



Şekil 4. Tüm parametrelerinin doğrulanma ekranı



Şekil 5: 3x3 GSP strok uzunluğu 100 sabit ve hareketli platform bağlantı noktalarının gösterimi

Tablo 1: 3x3 GSP Mekanizması için eniyileme sonuçları

Eniyilenmiş Tasarım Değişkenleri		**Strok Uzunluğu (mm)**				
		50	**100**	**150**	**200**	**250**
Yarıçap (mm)	r_b	130,7	203,3	42,0	404,8	515,4
	r_m	45,1	42,3	52,9	54,5	58,6
Hareketli Platformun Yerleşim Açıları (derece)	δ_{m1}	0	0	172,6	92,5	93,9
	δ_{m2}	121,1	118,8	293,2	211,1	212,9
	δ_{m3}	239,1	238,6	105,5	314,7	318,0
Sabit Platformun Yerleşim Açıları (derece)	δ_{b1}	36,1	38,8	105,5	0	0
	δ_{b2}	159,3	158,0	224,2	113,4	113,9
	δ_{b3}	275,3	279,6	345,7	230,1	231,2
İçine çekilmiş uzunluk (mm)		150	250	280	592	740
Uzatılmış uzunluk (mm)		200	350	430	792	990
GBİ		0,918	0,829	0,821	0,784	0,785
ÇUH (cm^3)		116,2	328,2	1133	1344	1550
Sabit ve hareketli platformdaki bağlantı noktaları						
Bacak	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5	L_6
Sabit	B_1	B_1	B_2	B_2	B_3	B_3
Hareketli	M_3	M_1	M_1	M_2	M_3	M_1



Şekil 6: 3 bacaklı tekrar ayarlanabilir Genel Stewart Platform mekanizması

6. Sonuçlar

Bu çalışmada üç ile altı bacak sayısına sahip olası tüm GSP mekanizmalarının boyutsal eniyilemesini yapabilen bir yazılım (STEWOPT) geliştirilmiştir. Bu çalışmadan elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibi sıralanabilir: i) STEWOPT farklı sayıda bacak ve farklı bağlantı noktalarına sahip 3x3,4x3,4x4,…,6x5,6x6 gibi GSP mekanizmalarının tümünü tek bir arayüz yardımıyla eniyileyebilmesi, ii) STEWOPT kullanılarak gerçekleştirilen örnek uygulamada 3x3 GSP mekanizmasının her strok değeri için sabit platformun yarıçap değeri haraketli platformun yarıçap değerinden büyük çıkmıştır, iii) Elde edilen sonuçların uygulanabilmesi için 3 bacaklı yeniden ayarlanabilir bir GSP mekanizması tasarlanıp imal edilmiştir, iv) STEWOPT, GSP mekanizmalarının beceri değerlerini karşılaştırarak, hedefle-nen bir işe en uygun GSP mekanizmasının kinematik özelliklerini araştırmacıya sunmaktadır.

Sonraki çalışma olarak bacakların bağlantı konumlarının bir daire üzerinde olmadığı duruma göre eniyileme yapılması planlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (KOU–BAP) 2010/36 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] B. Inner and S. Kucuk, "A novel kinematic design, analysis and simulation tool for general Stewart platforms," SIMULATION, vol. 89, no. 7, pp. 876–897, Jul. 2013.

[2] Burak İNNER, "Stewart Platform Benzetim ve Eniyileme Yazılımının Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli, 2013.

[3] İnner B., Küçük S., Bingül Z., "Farklı Yapıdaki Stewart Platformlarının Tek Bir Çatı Üzerinden Tasarımı Ve Benzetimi", Ulusal Otomatik Kontrol Toplantısı (TOK), Kocaeli, Türkiye, 21-23 Eylül 2010.

[4] Dasgupta B., Mruthyunjaya T. S., "The Stewart platform manipulator: a review", Mechanism and Machine Theory, 2000, 35, 15-40.

[5] Anlı E., Alp H., Yurt S. N., Özkol İ., "Paralel Mekanizmaların Kinematiği Dinamiği ve Çalışma Uzayı", Havacılık ve Uzay Teknolojileri Dergisi (Hava Harp Okulu), 2005, 2(1), 19-36.

[6] Merlet J. P., *Parallel robots*, 2nd Ed., Springer, Netherlands, 2006.

[7] Tsai L. W., *Robot Analysis: The Mechanics of Serial and Parallel Manipulators*, John Wiley & Sons, New York, NY, 1999.

[8] Klein C. A., Blaho B. E., "Dexterity measures for the design and control of kinematically redundant manipulators", *The International Journal of Robotics Research*, 1987, **6**(2), 72-83.

[9] Pond G., Carretero J. A., "Formulating Jacobian matrices for the dexterity analysis of parallel manipulators", *Mechanism and Machine Theory*, **41**, 1505-1519, 2006.

[10] Merlet J. P., "Jacobian, Manipulability, Condition Number, and Accuracy of Parallel Robots", *Journal of Mechanical Design*, 2006, **128**, 199-206

[11] Zanganeh E. K., Angeles J., Kinematic Isotropy and the Optimum Design of Parallel Manipulators, *The International Journal of Robotics Research*, 1997, **16**, 185-197.

[12] Kim D., Chung W., Analytic singularity equation and analysis of six-DOF parallel manipulators using local structurization method, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 1999, **15**, 612-622.

[13] Kucuk S., A dexterity comparison for 3-DOF planar parallel manipulators with two kinematic chains using genetic algorithms, *Mechatronics*, 2009, **19,** 868-877.

[14] Gosselin C., Angeles J., A Global Performance Index for the Kinematic Optimization of Robotic Manipulators, *Journal of Mechanical Design*, 1991, **113,** 220-226.

[15] Gosselin C., Determination of the workspace of 6-d.o.f parallel manipulators, *ASME Journal of Mechanical Design*, 1990, **112**, 331-336.

[16] Kucuk S., Bingul Z., Comparative study of performance indices for fundamental robot manipulators, *Robotics and Autonomous Systems*, 2006, **54**, 567-573.

[17] Fattah A., Hasan Ghasemi A. M., Isotropic Design of Spatial Parallel Manipulators, *The International Journal of Robotics Research*, 2002, **21**, 811-824.

[18] Pusey J., Fattah A., Agrawal S., Messina E., Design and workspace analysis of a 6-6 cable-suspended parallel robot, *Mechanism & Machine Theory*, 2004, **39**, 761-778.

[19] Bonev I. A., Ryu J., A new Approach to Orientation Workspace Analysis of 6-DOF Parallel Manipulators, *Mechanism and Machine Theory*, 2001, **36**, 15-28.

[20] Fichter E. F., A Stewart Platform-Based Manipulator: General Theory and Practical Construction, *The International Journal of Robotics Research*, 1986, **5**, 157-182.

[21] Kennedy J., Eberhart R. C., Particle swarm optimization, *Proc. of IEEE Int. Conf. on Neural Networks*, Piscataway, 1995, 1942-1948.

[22] Van den Bergh F., An analysis of particle swarm optimizers, PhD Thesis, University of Pretoria, 2001.

[23] Sun J., Feng B., Xu W., Particle swarm optimization with particles having quantum behavior, *Congress on Evolutionary Computation*, 2004, **1,** 325 - 331.

[24] Sun J., Xu W., Feng B., A global search strategy of quantum-behaved particle swarm Optimization, *IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems*, 2004, **1**, 111-116.

Hesaplanan Tork Tabanlı Bir Robot Kolunun Bulanık Yapay Sinir Ağ Kontrolü

Şinasi Arslan

Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, dört serbestlik dereceli bir robot kolu için hesaplanan tork tabanlı yapay sinir ağ kontrolü önerilmiştir. Bu tür dört mafsallı robot kolları çoğunlukla endüstriyel uygulamalarda kullanıldığından yüksek hız ve hassasiyetlik kabiliyetlerine sahip olup yüksek başarımlı olmaları istenir. Bunun yanı sıra yüksek hızda robot kollarına uygulanan dış yükler, robot kontrolünde önemli bir rol oynamaktadır. Bu amaçla, robotun verilen yörüngeleri en iyi şekilde takip edebilmesi için hesaplanan tork yöntemi geliştirilmiş ve bu yöntem bulanık yapay sinir ağıyla birleştirilerek iyileştirilmesi sağlanmıştır. Elde edilen simülasyon sonuçları, önerilen kontrol yönteminin oldukça başarılı olduğunu göstermiştir.

1. Giriş

Robot kolları, endüstriyel uygulamalarda, malzeme taşımada ve sürekli imalat sistemlerinde sık olarak kullanılmaktadır. Robot kolu sabit bir düzleme bağlı dönel mafsallardan oluşan açık bir kinematik zincirdir. Mafsallı robot kollarının avantajları, yüksek hareket kabiliyetlerine ve diğer robot manipülatör yapılarına oranla daha geniş bir çalışma uzayına sahip olmalarıdır [1]. Literatürde uygulanan robot yapıları incelendiğinde çoğunlukla iki veya üç serbestlik dereceli robot manipülatörlerinin kullanıldığı görülmektedir. Dört serbestlik dereceli robot kol uygulamaları literatürde mevcut olmasına rağmen [2] çok yaygın bir uygulama alanına sahip değildir. Bunun sebebi, robot kollarında kol sayısı arttıkça kinematik ve dinamik hesaplamaların daha da karmaşık hale gelmesidir.

Hesaplanan tork yöntemi, robot kontrolünde sık olarak kullanılan bir kontrol yöntemidir. Pfeiffer ve ark. [3], Puma 500 tipi manipülatöre hesaplanan tork yöntemi uygulamışlardır. Robot kolu dinamiğinin hesaplanmasında ve kontrolünde karşılaşılan zorluklar, araştırmacıları daha yüksek başarımlı kontrol yöntemlerinin araştırılmasına yöneltmiştir.

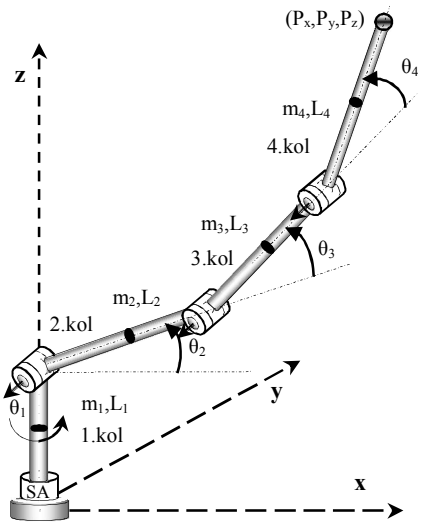
Son yıllarda yapay sinir ağları bilim ve endüstri alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bulanık mantık ve sinir ağları aynı uygulama içinde birlikte kullanıldığında bulanık sinirsel sistem (FNN) olarak adlandırılır. Takagi ve Hayashi 1988'li yıllarda böyle sistemleri ilk olarak tanımlamışlardır [4].

Birbirinin tamamlayıcısı olan bulanık mantık ve sinir ağlarının birlikte kullanılması araştırmacılara cazip gelmiş, farklı çalışmalarda FNN'nin, onu oluşturan bileşenleri tek başına kullanılmasından daha başarılı olduğu gösterilmiştir[5].

Hesaplanan tork yöntemi ile yapılan robot kontrol çalışmaları incelendiğinde, geri besleme kontrolünün çoğunlukla geleneksel PID kontrolü ile gerçekleştiği görülmektedir [4,6-8]. Bu çalışmada, hesaplanan tork yöntemi ve verilen referans modeline ilaveten bulanık yapay sinir ağı ile oluşturulan (FNNCTC) kontrolör tanıtılmıştır. Yapılan simülasyon çalışmalarıyla, FNNCTC'nın başarım sonuçları irdelenmiştir.

2. Fiziksel Sistemin Tanımı

Bir taban eklemi üzerine üç kolun yerleştirilmesiyle oluşturulmuş dört serbestlik derecesine sahip bir robot kolu yapısı Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu robotun bütün eklemleri dönel olduğundan, mafsallı robot kolu özelliğini taşımaktadır. Bu modelde; $\{m_1, m_2, m_3, m_4\}$ kol kütlelerini, $\{L_1, L_2, L_3, L_4\}$ kol uzunluklarını ve $\{\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4\}$ ise kolların dönme açılarını (bir önceki kola göre) ifade etmektedir. Robot koluna ait fiziksel özellikler Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 1: Dört serbestlik dereceli robot kolunun fiziksel modeli.

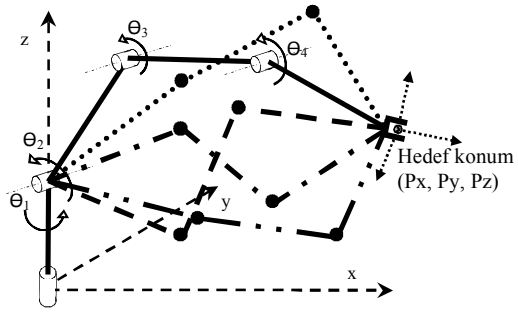
Robot kol hareketlerinin modellenebilmesi amacıyla öncelikle düz ve ters kinematik denklemlerinin çıkarılması gerekmektedir. Düz kinematik işlemi, eklem açıları verilen bir robotun uç noktasına ait konum ve oryantasyonun sabit bir referans sistemine göre belirlenmesi işlemidir.

Robot kolunun (Px, Py, Pz) uç noktasının konumu Şekil 2'de gösterildiği gibi $\{\theta_1,\theta_2,\theta_3,\theta_4\}$ açı seti ile hesaplanır. Ters kinematik işlemi ise bir robot kolunun uç noktasına ait koordinatların verilmesi durumunda robot kolunun gerekli konuma ve oryantasyona ulaşmasını sağlayacak olan eklem açılarının bulunması işlemidir.

Tablo 1: Robot kolunun fiziksel özellikleri.

Fiziksel Özellikler	Sembol	Değeri
1. kolun yarıçapı	R	0.05 m
1. kolun kütlesi	m_1	1.0 kg
2. kolun kütlesi	m_2	1.0 kg
3. kolun kütlesi	m_3	1.0 kg
4. kolun kütlesi	m_4	1.0 kg
1. kolun uzunluğu	L_1	0.5 m
2.kolun uzunluğu	L_2	0.5 m
3. kolun uzunluğu	L_3	0.5 m
4. kolun uzunluğu	L_4	0.5 m
1. kolun sürtünme katsayısı	b_1	0.5 N/m/s
2. kolun sürtünme katsayısı	b_2	0.5 N/m/s
3. kolun sürtünme katsayısı	b_3	0,5 N/m/s
4.kolun sürtünme katsayısı	b_4	0.5 N/m/s
Yer çekimi ivmesi	g	9.81 m/s^2
1. kolun atalet momenti	I_1	$\frac{1}{2}(m_1R^2)$
2. kolun atalet momenti	I_2	$\frac{1}{12}(m_2L_2^2)$
3. kolun atalet momenti	I_3	$\frac{1}{12}(m_3L_3^2)$
4. kolun atalet momenti	I_4	$\frac{1}{12}(m_4L_4^2)$
Açıların başlangıç değerleri	$[\theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4]$	$[0, 0, 0, 0]^0$

Şekil 2'de verilen robot kolu aşırı serbestlik dereceli bir robot kolu olduğundan verilen bir P(x,y,z) konumu için sonsuz sayıda çözüm üretilebilir. Bu sebeple, kollardan birinin kontrol kolu olarak seçilmesi ve açısal değerlerinin kullanıcı tarafından yerine getirilmek istenen göreve göre tayin edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada 4. kol, kontrol kolu olarak seçilmiştir.



Şekil 2: Dört serbestlik dereceli robot kolunun hedef konumu.

Dört serbestlik dereceli robot kolunun dinamik modelinin çıkarılmasında Lagrange-Euler yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem, bir sistemin toplam enerjisinden yola çıkarak hareket denklemlerinin elde edilmesini amaçlar [13]. Lagrange-Euler denklemi

$$Q_i=\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right)-\frac{\partial L}{\partial q_i}+\frac{\partial D}{\partial \dot{q}_i}, \quad i=1, 2, \ldots, n; \tag{1}$$

$$L = K - P$$

ifade edilir. Burada; q_i *(i)* inci eklemin genelleştirilmiş koordinatları, $\dot{q}_i$ *(i)* inci eklemin genelleştirilmiş hızları, Q_i genelleştirilmiş *(i)* inci kuvvet, L Lagrange fonksiyonu, K toplam kinetik enerjiyi, P toplam potansiyel enerjiyi ve D toplam kayıp enerjiyi gösterir. Robotun toplam kinetik enerjisi

$$K=\sum_{i=1}^{4}\left(\frac{1}{2}m_i v_i^2+\frac{1}{2}I\omega_i^2\right) \tag{2}$$

ile elde edilir. Burada; ω_i (i) inci eklemin açısal hızı, v_i *(i)* inci eklemin ağırlık merkezinin doğrusal hızı ve m_i *(i)* inci eklemin kütlesidir. Robot kolunun toplam potansiyel enerjisi

$$P=m_2g(L_1+\frac{L_2}{2}sin\theta_2)+m_3g(L_1+L_2sin\theta_2+\frac{L_3}{2}sin\theta_3)+\cdots$$
$$+m_4g(L_1+L_2sin\theta_2+L_3sin\theta_3+\frac{L_4}{2}sin\theta_4) \tag{3}$$

ile bulunur. Robot kolunun toplam sürtünme kayıp enerjisi

$$D=\frac{1}{2}b_1\dot{\theta}_1^2+\frac{1}{2}b_2\dot{\theta}_2^2+\frac{1}{2}b_3\dot{\theta}_3^2+\frac{1}{2}b_4\dot{\theta}_4^2 \tag{4}$$

denklem takımı ile ifade edilir. Burada; b_i *(i)* inci eklemin sürtünme katsayısıdır. Elde edilen enerji ifadeler Denklem 1'de kullanarak

$$\tau=M(q)\ddot{q}+H(q,\dot{q})\dot{q}+F(\dot{q})+G(q)+\tau_d;$$
$$N(q,\dot{q})=H(q,\dot{q})\dot{q}+F(\dot{q})+G(q)+\tau_d; \tag{5}$$
$$\tau=M(q)\ddot{q}+N(q,\dot{q})\dot{q};$$

doğrusal olmayan bir diferansiyel denklem takımı elde edilir. Burada; $M(q)$ $[\text{nxn}]$ boyutlu kütle matrisini, $H(q,\dot{q})$ $[\text{nx1}]$ boyutlu merkezkaç ve Coriolis matrisini, $F(\dot{q})$ $[\text{nx1}]$ boyutlu sürtünme matrisini, $G(q)$ $[\text{nx1}]$ boyutlu yerçekimi matrisini, τ_d bozucu etkileri ve τ kollara uygulanan torku ifade etmektedir.

3. Sistemin Dinamik Modeli

Tasarlanan kontrolör, kolun hareketi boyunca referans modelden gelen her bir dönel mafsala ait referans yörüngeleri takip edecek mafsallara ait torkları üretir. Kontrolörler, referans yörünge ve robot kolu dinamik modelinden elde edilen mafsal açı değerlerini girdi olarak alır ve mafsallara uygulanacak tork değerlerini çıktı olarak üretir.

Robot kolunun her bir mafsalı için gerekli olan torklar Denklem 5'den hesaplanır. Sistemin ters kinematiğinden elde edilen $\ddot{q}_d$ istenen ivmenin kontrolör ile düzetilmesi sonucu $\ddot{q}_u$ birim atalet ivmesi oluşturulur. Her bir mafsala uygulanan torklar bu kontrol sinyali ile ayarlanan hesaplanan tork sistemine giriş sinyali olarak verilir.

Burada strateji iki kademelidir. İlk olarak doğrusal sistem tasarım teknikleri kullanılarak takip hatasını iyileştirecek bir $u(t)$ bulunur ve daha sonra gerekli kol torkları hesaplanır. Bu durum

$$\tau=M(q)(\ddot{q}_d+u)+N(q,\dot{q}) \quad (6)$$

ifade edilir. Bu arzu edilen yörüngenin takibini garantileyen, doğrusal olmayan bir kontrol kuralıdır. Robot kolunun takip etmesi istenen yörüngenin önceden tanımlanacağı gerçeğinden yola çıkarak takip hatası

$$e(t)=q_d(t)-q(t) \quad (7)$$

hesaplanır. Denklem 7'de verilen ifadenin iki kere türevi alınırsa, Brunovsky kanonik formu [8], $x=\left[e^T\ \dot{e}^T\right]^T$ ifadesine bağlı olarak

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}e\\ \dot{e}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}e\\ \dot{e}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}u \quad (8)$$

elde edilebilir. Denklem 6'dan yola çıkarak kontrol sinyali

$$u=\ddot{q}_d+M^{-1}(q)\left(N(q,\dot{q})-\tau\right) \quad (9)$$

yazılabilir. Denklem 5'de verilen ve doğrusal olmayan ifadenin, Denklem 8'de verilen doğrusal dinamik denkleme eşdeğer kılan (τ) torkun hesaplanmasına dayanır.

3.1. Hesaplanan Tork Tabanlı PID

$u(t)$ kontrol sinyalinin hesaplanması için hesaplanan tork tabanlı PID kontrol (PIDCTC) yöntemi kullanılırsa, kol torkları

$$\tau=M(q)\left(\ddot{q}_d+K_v\dot{e}+K_pe+K_i\int edt\right)+N(q,\dot{q}); \quad (10)$$

$$\tau'=M(q)\left(\ddot{q}_d+K_v\dot{e}+K_pe+K_i\int edt\right)$$

ifade edilebilir. Buradan yola çıkarak takip hatası

$$u=K_v\dot{e}+K_pe+K_i\int edt \quad (11)$$

elde edilir.

PIDCTC yöntemi üzerine yapılan bazı çalışmalar[6], PID kontrolünün yüksek hata takibinde yüksek kazanç değerleri gerektirdiğini ve sistemi zorladığını göstermiştir. Bu sebeple, PID dışında robot kontrolünde sık olarak tercih edilen bulanık sinirsel ağ tabanlı kontrol yöntemi uygulanacaktır.

3.2. Hesaplanan Tork Tabanlı Bulanık Sinirsel Ağ

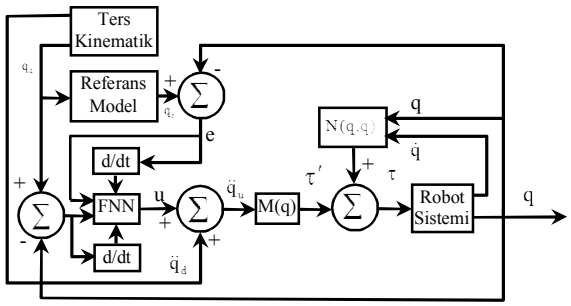
Bu çalışmada, hesaplanan tork, bulanık mantık ve yapay sinir ağlarının eklenmesi ile üçlü yeni bir (FNNCTC) kontrolör önerilmiştir [8].

Robot kolu kontrolünde bu üçlü birleşimin, kendi aralarındaki etkileşim ile birbirlerinin eksiklerini tamamlamaları sayesinde daha yetenekli yeni bir kontrolör yaklaşımı getireceği düşünülmektedir.

Sinir ağları ile sunulan bilgideki anlaşılma zorluğu, bulanık mantığın sözel terimleri ve eğer–o halde kuralları ile ortadan kaldırılabilir. Bu sayede anlaşılırlığı kolay, sözel dille ifade edilebilen çıktılar elde edilerek bulanık mantık yardımıyla sinirsel ağlara öğrenme yeteneği kazandırılabilir [9-11]. Özetle, FNNCTC'de bulanık mantık kavramları ile klasik sinir ağlarının bilgi sunum yetenekleri zenginleştirilmektedir.

Sadece robot dinamiğine bağlı olan hesaplanan tork yöntemi ile geleneksel kontrolörün istenen başarımı yakalaması zordur.

Bu çalışmada, hesaplanan tork yöntemi ile FNN birleşiminden ortaya çıkan sinerjiyle Şekil 3'de gösterilen bir FNNCTC kontrolörü ile robot kolunun yörünge kontrolü gerçekleştirilmiştir. FNN gibi öğrenebilen kontrolörün yörünge takibinde kullanımı giderek artmaktadır [10,11].



Şekil 3: Hesaplanan tork tabanlı FNNCTC sistemi.

Bulanık mantık sisteminin yapay sinir ağı kullanılarak ifade edilmesi, yapay sinir ağının öğrenme yeteneği sayesinde bulanık mantık parametrelerinin otomatik olarak ayarlanması avantajını sağlar. Robot kolu kontrolü amacı ile referans model ve hesaplanan tork yapısı altındaki FNN kontrolörü, sistemin ters kinematiğinden ve ters dinamiğinden robot kolunun her bir mafsalına ait dönme açısının hatasını ve hata değişimini giriş olarak alıp u(t) düzeltici kontrol çıktısını oluşturmaktadır. Bu önerilen FNN yaklaşımı Şekil 4'de verilmektedir.

Şekilde görüldüğü gibi burada bir giriş, bir çıkış ve iki gizli katman mevcuttur. İlk katmanda giriş değeri bulanıklaştırılır. Bulanıklaştırma işlemi için bulanıklaştırıcı sinirsel bulanık ağ yapısı kullanılmaktadır. Daha sonra bulanık girişler sinirsel bulanık ağa uygulanmaktadır. İkinci katman kural katmanı olarak kullanılmaktadır. Üçüncü katman kural sonuç katmanıdır. Dördüncü katman ise durulaştırma katmanıdır. Önerilen FNN yaklaşımının açıklanması her bir katman için aşağıdaki gibidir [11]:

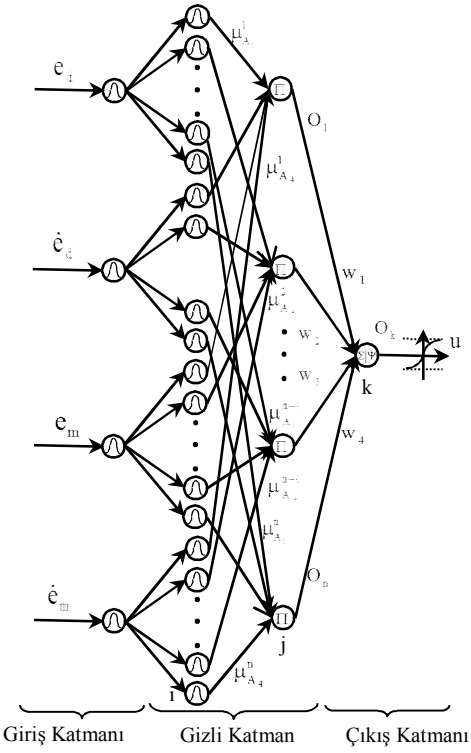
- **1. Katman**: Robotun her bir mafsalı için {e} konum hatası ve {ė} konum hatası değişimi olmak üzere hem hesaplanan tork hem de referans modele ait dört tane düğüm (nöron) vardır. Her düğüm bir giriş değerine karşılık gelmektedir. Bu katmanda alınan veriler herhangi bir işleme veya değişikliğe tabi tutulmaksızın ikinci katmana iletilirler. Bu katmana giriş katmanı adı verilir.

- **2. Katman**: Her bir düğüm, katman 1'deki her bir giriş değerinin sözel ifadesine karşılık gelmektedir. Çıkış bağlantıları her bir giriş değerinin bulanık kümedeki derecesi olan üyelik değerlerini temsil etmektedir. Her bir bulanık verinin hangi kümeye ait olduğunu belirler. Her bir düğüm için bulanık işlevci olarak

$$\mu_{A_i^j}=e^{\frac{(x_i-m_{ji})^2}{\sigma_{ji}^2}} \quad (12)$$

Gauss tipi üyelik fonksiyonu seçilmiştir. Burada; 2. Katmandaki (i) inci düğümün $x_i\in\{e_d,\dot{e}_d,e_m,\dot{e}_m\}$ giriş değişkeni ile 3. Katmandaki (j) inci düğümün m_{ji} Gauss fonksiyonunun merkezini ve σ_{ij} Gauss

fonksiyonunun genişliğini ifade eder. m_{ji} ve σ_{ij} terimleri değiştirilerek aynı düğüm için farklı sayıda üyelik fonksiyonu elde etmek mümkündür. Bu katman bulanıklaştırma katmanıdır.



*Şekil 4:*Bulanık mantık tabanlı yapay sinir ağı yapısı.

- **3. Katman:**Her bir düğüm bir bulanık mantık kuralının ön koşul kısmını temsil eder. Girişlerine gelen işaretleri çarpıp çarpım sonuçlarını bir veri seti içerisinde en küçük olanı

$$O_j=min\left[\mu_{A_i^j}(x_i)\right] \tag{13}$$

ile bulunur. *j* 'inci düğümünün çıkışını temsil etmek şartıyla kuralın ateşleme gücü

$$O_j=\prod_i \mu_{A_i^j}(x_i) \tag{14}$$

ile ifade edilir. Bu katman kural çıkış katmanıdır.

- **4. Katman:**Tek düğüme gelen işaretler toplanarak kontrol işareti oluşturulur. İşlevi durulamadır. FNN çıkışı

$$O_k=\sum_{j=1}^{n} w_{jk}O_j \tag{15}$$

ile ifade edilir. Burada; w_{jk} bağlantı ağırlığını *j* inci kuralın çıkış etki gücüdür. Bu katman kural sonuç katmanıdır.

FNN'deki her katmandaki işlem ağırlık katsayıları çıkış başarımına bağlı olarak giriş katmanlarına doğru geriye yayılma öğrenme kuralı ile yapılır. Gözlemcili eğim düşüşü yöntemi kullanarak yapılan geriye yayılma öğrenmesi için önce başarım ölçütü

$$J_m=\frac{1}{2}(\theta_m-\theta)^2;\ J_d=\frac{1}{2}(\theta_d-\theta)^2 \tag{16}$$

tanımlanır. Burada; $\{\theta_m,\theta_d,\theta\}$ herhangi bir mafsala ait (θ_m) referans modelden, (θ_d) ters kinematikten ve (θ) ters dinamikten gelen dönme açıları seti; $\{e_m,e_d\}$ referans modelden ve ters kinematikten gelen dönme açılarının hataları seti, $\{J_m,J_d\}$ referans modeli ve ters kinematik için başarım ölçütü setleridir. Genel olarak başarım ölçütü $\{J\}$ ve mafsal açılarındaki hata $\{e\}$ ile gösterilirse, FNN'de gerçek zamanda parametre güncelleme algoritmasını elde etmek için başarım ölçütü

$$J=\frac{1}{2}e^2 \tag{17}$$

olarak tanımlanabilir. 4. katmanda hatanın geriye doğru yayılımı

$$\delta_k^4=-\frac{\partial J}{\partial O_k}=-\frac{\partial J}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial O_k}=-\frac{\partial J}{\partial e}\frac{\partial e}{\partial \theta}\frac{\partial \theta}{\partial O_k} \tag{18}$$

ile ifade edilir. 4. katmandan başlayarak her defasında bir katman geriye giderek ilk katmana doğru işlem tekrarlanır. Bu durumda ağırlıklar

$$w(k+1)=w(k)-\eta\delta^4 O_j \tag{19}$$

ile güncellenebilir. Denklem 19'da verilen; η öğrenme oranı olarak ifade edilir. 3.katmanda hata

$$\delta_j^3=-\frac{\partial J}{\partial O_j}=-\frac{\partial J}{\partial O_k}\frac{\partial O_k}{\partial O_j}=\delta^4 w_j \tag{20}$$

hesaplanır ve yayılır. 2.katmanda ise hata

$$\delta_j^2=-\frac{\partial E}{\partial \mu_{A_i}^j}=-\frac{\partial E}{\partial O_k}\frac{\partial O_k}{\partial O_j}\frac{\partial O_j}{\partial \mu_{A_i}^j}=\delta^3 \tag{21}$$

ile hesaplanır. Üyelik işlevinin sırasıyla, m_{ji} merkezini ve σ_{ji} genişliğini belirleyen parametreleri

$$m_{ji}(k+1)=m_{ji}(k)-\eta_m\delta_{ji}^2\frac{(x_i^2-m_{ji})}{2(\sigma_{ji})^2} \tag{22}$$

$$\sigma_{ji}(k+1)=\sigma_{ji}(k)-\eta_\sigma\delta_{ji}^2\frac{(x_i^2-m_{ji})}{2(\sigma_{ji})^2} \tag{23}$$

ile güncellenerek alacağı yeni değerler hesaplanabilir. Burada; η_m öğrenme oranı, m_{ji} parametreleri ve η_σ öğrenme oranı, σ_{ji} parametreleri için tayin edilir. Dördüncü katmandaki hata delta uyarlama kuralı ile bulunur. Bu çalışmada hatanın

$$\delta^4 = Ae + B\frac{\partial e}{\partial t} \tag{24}$$

ile bulunması önerilmiştir [8]. Burada; *A* ve *B* kazanç katsayıları, {*e*} hatadır.

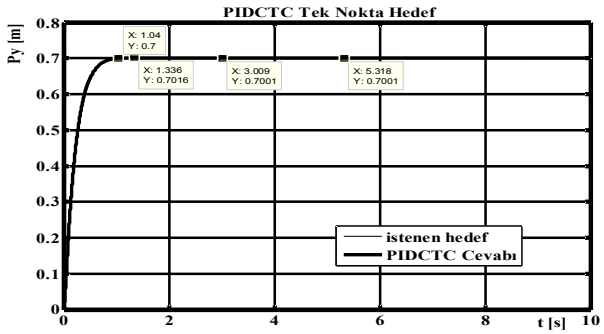
Giriş katmanında her bir mafsal için giriş işareti olarak $\{e,\dot{e}\}$ mafsal açı hatası ve hatasının türevini alan FNN, çıkış katmanında $\{u\}$ kontrol sinyalini üretir.

Ağırlık değiştirme denklemleri ağdaki ortalama hata karesini en küçük yapacak şekilde ayarlanır. Bu çalışmada eğim düşüşü hesabında tanjant hiperbolik fonksiyonu kullanılmıştır.

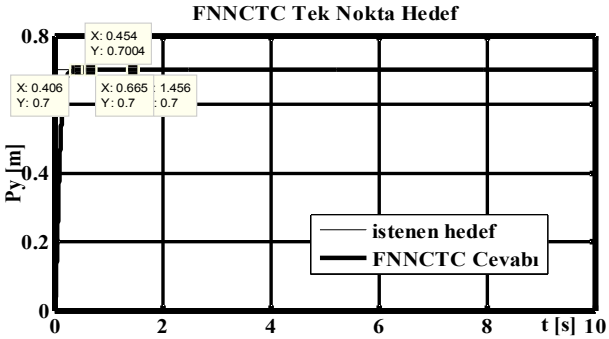
4. Simülasyon Çalışmaları

Robot kolu için önerilen kontrolörlerin başarım değerlendirmeleri tek nokta hedef ve beş nokta yörünge takipleri ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan hareket analizleri, MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

Bozucu sinyalin olmadığı ortamda; P(1.5,**0**,0.5) başlangıç noktasından P(0.9,**0.7**,1.3) bitiş noktasına doğru tek nokta hareketinin y-eksenindeki PIDCTC ve FNNCTC kontrolörlerin cevabı Şekil 5 ve 6'da verilmiştir.



Şekil 5: PIDCTC-tek nokta hedef hareketi.



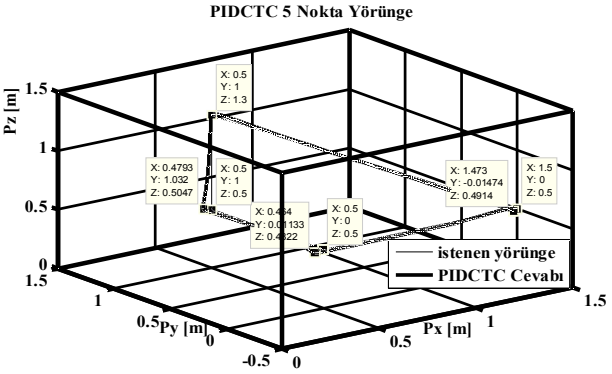
Şekil 6: FNNCTC-tek nokta hedef hareketi.

Şekil 5 ve 6'da izlenen robot kolunun uç işlevcisinin hedef takibinde; başarım ölçütleri: t_r cevap verme zamanı, M_p aşım oranı, t_s oturma zamanı ve e_{ss} kalıcı rejim hataları Tablo 2'deki gibi elde edilmiştir.

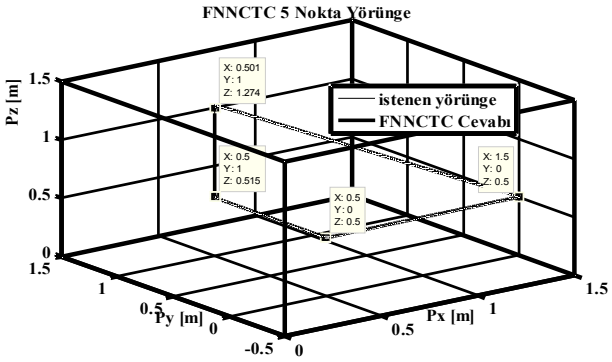
Tablo 2: Tek noktaya ulaşmada kontrolörlerin başarımı.

Kontrolör	Başarım ölçütleri			
	t_r [s]	M_p (%)	t_s [s]	e_{ss} [m]
PIDCTC	1.04	0.0016	3.009	$1x10^{-4}$
FNNCTC	0.406	0.0004	0.665	0

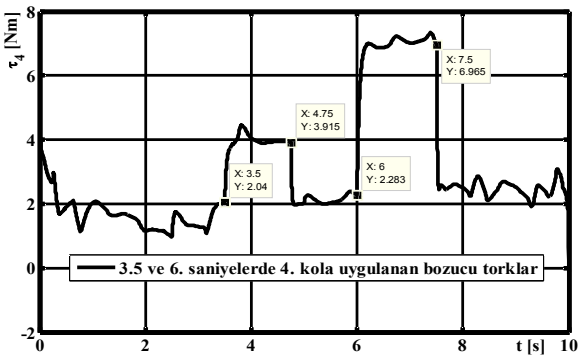
Bozucu etkilerin olmadığı ortamda; P(1.5,0,0.5) başlangıç noktasından P(0.5,0,0.5) ve takiben P(0.5,1.0,0.5), P(0.5,1.0,1.3) noktaları ile P(1.5,0,0.5) bitiş noktaları arasında beş nokta hareketinin yörüngesi Şekil 7 ve 8'de, aynı şekilde 3.5 uncu ile 6.0 ıncı saniyelerde dördüncü kola verilen ilave bozucu tork altında (Şekil 7 ve 8) beş nokta yörünge takibi Şekil 9 ve 10'da izlenmiştir.



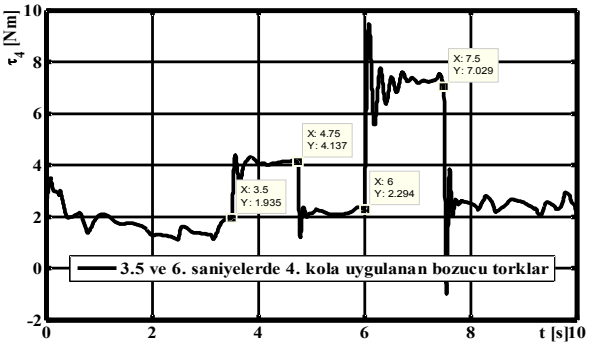
Şekil 7: PIDCTC-beş nokta yörünge takibi.



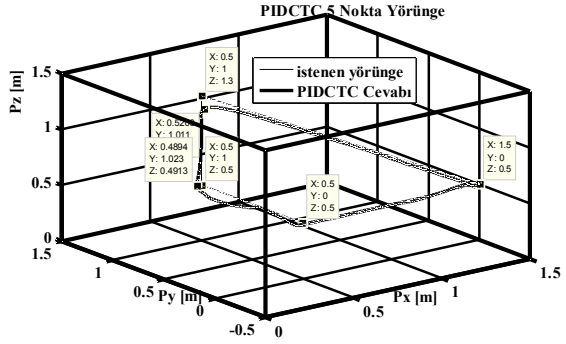
Şekil 8: FNNCTC-beş nokta yörünge takibi.



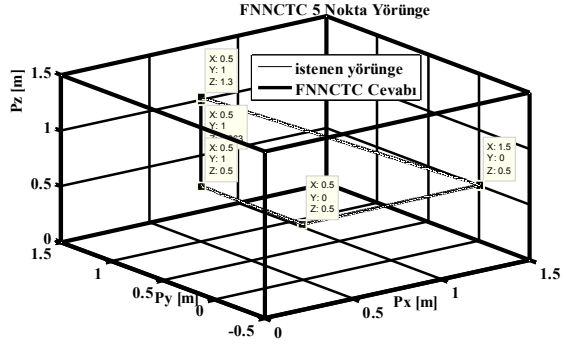
Şekil 9: PIDCTC için uygulanan bozucu sinyal.



Şekil 10: FNNCTC için uygulanan bozucu sinyal.



Şekil 11: PIDCTC'ün bozucu sinyale karşı cevabı.



Şekil 12: FNNCTC'ün bozucu sinyale karşı cevabı.

5. Sonuçlar

Simülasyon şekillerinden görüldüğü gibi, hesaplanan tork yönteminde geri besleme doğrusallaştırmasında uygulanan iki farklı kontrol yönteminde, FNNCTC yöntemi daha iyi başarım göstermiştir. PIDCTC'nin geri besleme kontrol uygulamasında, hedefin başarılı bir şekilde takip edildiği, ancak referans yörünge ile çıkan sonuçlar arasında kısmi farklar oluştuğu tespit edilmiştir.

Ayrıca, tek nokta takibi başarım tablosundan da görüldüğü gibi PIDCTC'de oturma zamanı, FNNCTC'ne göre oldukça uzundur. Bozucu sinyalsiz yapılan geri besleme kontrolünde, FNNCTC'nin PIDCTC kontrolörüne oranla daha başarılı bir takibi sergilediği ve oturma zamanının PIDCTC kontrolörüne oranla çok daha kısa olduğu, simülasyon sonuçlarından ve başarım tablosundan anlaşılmaktadır.

FNNCTC uygulamasında takip hatasının sıfıra daha çok yaklaştırılabildiği ve bu sebeple PIDCTC kontrolörüne oranla daha düşük olması da FNNCTC'nü daha kullanışlı hale getirmektedir.

FNNCTC öğrenebilme yetenekleri, hata takibinin minimize edilmesinde önemli bir avantajdır. Ancak hareketin başlangıcında yapay sinir ağı nöronlarını birbirine bağlayan ağırlıkların güncellenmesi sistemin kısmi bir salınıma maruz kalmasına sebep olmaktadır. Bu da yapay sinir ağlarının, gerçekleştirilecek olan harekete göre kendini adapte etmesine kadar geçen süreye bağlı olarak beklenen başarımın gerçekleştirmesini zorlaştırmaktadır. Sürekli değişken yörüngeli sistemlerde ise bu durum, başarımın düşmesine sebep olmakta ve hata takibinin sıfıra indirgenmesini daha da zorlaştırmaktadır.

Elde edilen sonuçlar, geleneksel PIDCTC'üne alternatif olarak, FNNCTC'ün robot kolu kontrolü gibi önceden bilinen referans yörüngelerinin uygulamalarında daha başarılı ve dayanıklı olacağını göstermiştir.

Kaynakça

[1] F. N-Nagy, and A. Siegler, "Engineering Foundations of Robotics", Prentice-Hall International, 1987.

[2] K. Chen, L. Zhang, and Y. Zhang, "Cyclic Motion Generation of Multi-Link Planar Robot Performing Square End-Effector Trajectory Analyzed via Gradient-Descent and Zhang et al.'s Neural-Dynamic Methods", Sun Vat-Sen University, Guangzhou, China, 2008.

[3] L. E. Pfeiffer, O. Khatib, and J. Hake, "Joint Torque Sensory Feedback in the Control of a Puma Manipulator." IEEE Transactions Robotics and Automation, vol. 5, no. 4, 1989.

[4] H. Takagi, "Fusion Technology of Neural Networks and Fuzzy Systems: A Chronicled Progression from the Laboratory to Our daily Lives", International Journal of Applied Mathematics and Computer Science, Vol. 10, No. 4, pp. 647-673, 2000.

[5] W. Pedrycz, "Computational Intelligence: An Introduction", CRC-Press, 1999.

[6] J. Sankaran, "Real-Time Computed Torque Control of Flexible-Joint Robots", Master of Applied Sicence, Department of Mechanical, University of Toronto, 1997.

[7] H. Asada, T. Kanade, and I. Takeyama, "Control of a Direct Drive Arm", Transactions of ASME, vol. 105, 1983.

[8] O. Canberi, ve A. Kuzucu, "Bulanık Yapay Sinir Ağıyla Model Referans Robot Denetimi", İTÜ Makine Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü, Gümüşsuyu, İstanbul, 2005.

[9] N. Baykal, T. Beyan, "Bulanık Mantık Uzman Sistemler ve Denetleyiciler", Bıçaklar kitapevi, Ankara, 2004.

[10] T. J. Koo, "Stable model reference adaptive fuzzy control of a class of nonlinear systems", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 9, No. 4, 2001.

[11] Ş. Arslan ve M. Korkmaz, "Bulanık Yapay Sinir Ağıyla Dört Serbestlik Dereceli Bir Robot Kolunun Kontrolü", SAÜ, Fen Bilimleri Dergisi, Cilt: 1, Sayı: 1, pp. 131-138, 2013.

Robot Kollarının İşbirlikçi Denetimi

Elif Çiçek[1], *Janset Daşdemir*[1], *Erkan Zergeroğlu*[2]

[1]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
{ecicek;janset}@yildiz.edu.tr
[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
{ezerger}@bilmuh.gyte.edu.tr

Özetçe

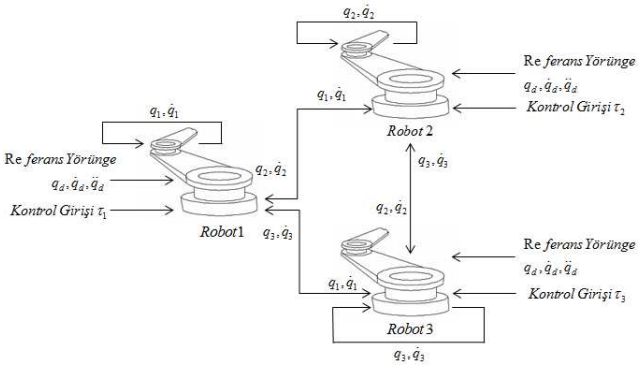
Bu çalışmada, işbirlikçi denetim yapısına sahip robot kollarının senkronizasyonu ele alınmıştır. Tek yönlü haberleşme ağına sahip ve parametrik belirsizlik içeren sistem için önerilen uyarlamalı denetleyici, Lyapunov benzeri kararlılık analizi yardımıyla tasarlanmış olup sistem içerisindeki senkronizasyon hatasının küresel asimptotik olarak sıfıra yakınsamasını garanti eder. Yapılan çalışma üç adet iki eklemli robot kolu modeli üzerinde elde edilen benzetim çalışmasıyla desteklenmiştir.

1. Giriş

Senkronizasyon, iki ya da daha fazla bileşenden oluşan sistemlerde, bileşenlerin zamanlamalarının belirli bir amaç doğrultusunda eşleştirilmesi olarak tanımlanabilir [1]. Bileşenler arasında yapay bağlantılar ve/veya denetim girişleri aracılığıyla sağlanabilen senkronizasyon yapısı ise denetimli senkronizasyon adını alır [2]. Son yıllarda, ağırlıklı olarak mekanik sistemler ile ilgili yapılan senkronizasyon odaklı çalışmalar, deniz [3], uzay [4], hava araçları [5], kablosuz sensör ağları [6], elektriksel güç sistemleri [7], mobil robotlar [8] ve robot manipulatörleri [9] üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Denetimli senkronizasyon , önerilen denetim yapısına göre eşgüdümlü ve işbirlikçi denetim olarak iki başlık altında incelenebilir. Eşgüdümlü denetim, sistem bileşenlerinden bir ya da daha fazlasının diğerlerine göre daha baskın olmasıyla gerçekleştirilirken, işbirlikçi denetim metodunda Şekil 1'de görüldüğü üzere elemanlar arasında herhangi bir hiyerarşi olmadan, tüm elemanların ya da belirli elemanların birbirleriyle etkileşimi sonucu senkronizasyon sağlanır. Her iki senkronizasyon yapısının ele alındığı [10]'da, işbirlikçi senkronizasyon yapısı içerisinde yer alan tüm robotların birbirleriyle haberleştiği ve tüm durumların ölçüldüğü kabulü altında küresel asimptotik kararlılık, sadece pozisyon sinyallerinin ölçülebildiği durumda ise doğrusal olmayan Luenberger tarzı gözlemciler yardımıyla yarı-küresel üstel kararlılık sonucuna ulaşılmıştır. Özdeş olmayan birden çok robot grubunun senkronizasyonunun hedeflendiği [11]'de, yerel haberleşme üzerinden büzülme analizi kullanılarak kompleks ağ yapısına sahip sistemler için küresel üstel senkronizasyon cevabı elde edilmiştir. Önerilen kontrolör yapısında ivme bilgisine ihtiyaç duyulmakla birlikte robotlar arasındaki haberleşmeyi temsil eden standart Laplasyen matrisi yerine kesin pozitif tanımlı matris yapısı kullanılmıştır. İşbirlikçi yapı için tüm durumların bilindiği kabulü ile [12]'de parametrik belirsizliklere sahip robotlara ait pozisyon ve senkronizasyon hatalarının asimptotik olarak sıfıra yakınsadığı sonucuna ulaşılmıştır. Tanımlanan uyarlamalı denetleyici, tahmini atalet matrisinin tersine ihtiyaç duymaktadır. Parametrik belirsizlik ve zaman gecikmesi içeren, özdeş olmayan robotların oluşturduğu sistemin senkronizasyonu için [13]'te robotlar arası yörünge senkronizasyonu ve konsensus problemine çözüm önerilmiştir.

Bu çalışmada, işbirlikçi senkronizasyon yapısı, parametrik belirsizlik içeren robot manipulatörleri için ele alınmıştır. n adet robottan oluşan sistemde tüm robotlar referans yörünge bilgisine sahiptir ve pozisyon ile hız bilgileri ölçülebilmektedir. Önerilen uyarlamalı denetleyici yapısı, robotlar arasında birebir ve karşılıklı haberleşme şartı olmadan, her bir robotun takım içerisindeki sadece bir robottan ve tek yönlü haberleşmesi ile sistemde senkronizasyon sağlanabilmektedir. Dolayısıyla sistem, haberleşme kısıtlarından minimum ölçüde etkilenmektedir. Ayrıca denetleyici yapısı içerisinde tahmini atalet matrisinin tersine ihtiyaç duyulmamaktadır.



Şekil 1: İşbirlikçi senkronizasyon.

2. Matematiksel Tanımlar

2.1. Robot Kolu Dinamiği ve Özellikleri

Dönel eklemli, doğrudan sürülebilir, n eklemli robot koluna ait dinamik model Euler-Lagrange yöntemiyle, $i = 1, ..., n$ olmak üzere

$$M_i(q_i)\ddot{q}_i + C_i(q_i, \dot{q}_i)\dot{q}_i + F_{d_i}\dot{q}_i + g_i(q_i) = \tau_i \qquad (1)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $q_i(t), \dot{q}_i(t), \ddot{q}_i(t) \in \mathbb{R}^n$ sırasıyla robot koluna ait pozisyon, hız ve ivme değişkenleri, $M_i(q_i) \in \mathbb{R}^{nxn}$ pozitif tanımlı, simetrik atalet matrisi, $C_i(q_i, \dot{q}_i) \in \mathbb{R}^{nxn}$ merkezcil-Coriolis kuvvetler matrisi, $F_{d_i} \in \mathbb{R}^{nxn}$ sabit, köşegen, pozitif tanımlı viskoz sürtünme matrisi, $g_i(q_i) \in \mathbb{R}^n$ yerçekimi vektörü ve $\tau_i \in \mathbb{R}^n$ ise sisteme uygulanan tork denetim girişi vektörüdür. (1) 'deki matematiksel modelin aşağıdaki özelliklere sahip olduğu kabul edilir.

Özellik 1: Simetrik, pozitif tanımlı atalet matrisi $M_i(q_i)$,

$$m_1\|\varsigma\|^2 \leq \varsigma^T M_i(q_i)\varsigma \leq m_2\|\varsigma\|^2 \quad \forall\varsigma \in \mathbb{R}^n \qquad (2)$$

şeklinde verilen eşitsizliği sağlar. Burada m_1, m_2 pozitif katsayılar, $\|\cdot\|$ ise standart Öklid normudur[14].

Özellik 2: Atalet matrisi ile merkezcil-Coriolis kuvvetler matrisi arasında

$$\varsigma^T\left(\frac{1}{2}\dot{M}_i(q_i) - C_i(q_i, \dot{q}_i)\right)\varsigma = 0 \quad \forall\varsigma \in \mathbb{R}^n \qquad (3)$$

eşitliğiyle ifade edilebilen çarpık simetri ilişkisi vardır. $\dot{M}_i(q_i)$, atalet matrisinin zamana göre türevini temsil etmektedir[14].

Özellik 3: Merkezcil-Coriolis kuvvetler matrisi ile sürtünme matrisinin normları

$$\|C_i(q_i, \varsigma_i)\| \leq \zeta_{c1}\|\varsigma_i\|, \quad \|F_{d_i}\| \leq \zeta_f \quad \forall\varsigma \in \mathbb{R}^n \qquad (4)$$

şeklinde sınırlandırılabilir. Burada $\zeta_{c1}, \zeta_f \in \mathbb{R}$ pozitif sınırlandırma sabitleridir [14].

Özelliik 4: (1) 'de verilen matematiksel model

$$Y_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i)\theta_i = M_i(q_i)\ddot{q}_i + C_i(q_i, \dot{q}_i)\dot{q}_i + F_{d_i}\dot{q}_i + g_i(q_i) \qquad (5)$$

formunda doğrusal olarak parametrelerine ayrılabilir. İfadede yer alan $\theta_i \in \mathbb{R}^p$ sisteme ait sabit parametreler, $Y_i(q_i, \dot{q}_i, \ddot{q}_i) \in \mathbb{R}^{nxp}$ ise sisteme ait sinyallerden oluşan regresyon matrisidir [14].

2.2. Laplasyen Matrisi

Çok elemanlı sistem takımlarında elemanlar arası bilgi alışverişi yönlü ve yönsüz graflar üzerinden tanımlanır. Bir graf, ε kirişler ve $N = \{1, ..., n\}$ düğümler kümelerinden oluşur. Kirişler, düğümleri birbirine bağlar.

Yönlü graflarda her bir kiriş $i, j \in N$ için birincil düğüm i ve ikincil düğüm j olmak üzere ij şeklinde tanımlanır ve i. elemandan j. elemana bilgi gönderildiğini gösterir. Yönlü olarak ifade edilen bir grafta ters yönde bilgi paylaşımı söz konusu değildir [15].

Genel sistem içerisinde elemanların ilişkisini belirtmek amacıyla kirişler kümesinden yararlanılarak $(j, i) \in \varepsilon$ durumu için $a_{ij} = 1$ ve $(j, i) \notin \varepsilon$ durumu için ise $a_{ij} = 0$ olmak üzere komşuluk matrisi $A = [a_{ij}] \in \mathbb{R}^{nxn}$ formunda yazılır. $L = [l_{ij}] \in \mathbb{R}^{nxn}$ Laplasyen matrisi ise komşuluk matrisi içerisindeki elemanlar kullanılarak

$$\begin{aligned} l_{ii} &= \sum_{j\neq i} a_{ij} \\ l_{ij} &= -a_{ij} \quad (i \neq j) \end{aligned} \qquad (6)$$

biçiminde elde edilir. Eğer $(j, i) \notin \varepsilon$ ise $l_{ij} = -a_{ij} = 0$'dır ve elde edilen Laplasyen matrisi

$$\begin{aligned} l_{ij} &\leq 0 \quad i \neq j \\ \sum_{j=1}^{n} l_{ij} &= 0 \quad i = 1, ..., n \end{aligned} \qquad (7)$$

özelliklerini sağlamalıdır.

Hem yönlü hem de yönsüz graflar için, L matrisinin satır toplamı sıfıra eşit olduğu için bir öz değeri 0'dır. L matrisinin köşegen elemanlarının negatif olmadığı ve $l_{ii} \geq \sum_{j=1, i\neq j}^{n} |l_{ij}|$ özelliğine sahip oldukları göz önüne alındığında, Gersgorin Diskleri teoremine göre, yönsüz graflar için L matrisinin sıfırdan farklı tüm öz değerleri, yönlü graflarda ise L matrisinin öz değerlerinin gerçel kısımları pozitiftir [16].

3. Hata Dinamiği ve Denetleyici Tasarımı

(1)'de verilen matematiksel modele sahip N adet robotun, kendilerine verilen referans yörünge sinyallerini izlemesi için tasarlanan denetleyicide $e_i(t) \in \mathbb{R}^n$ pozisyon hata terimi

$$e_i(t) = q_d - q_i \qquad (8)$$

olarak tasarlanmıştır. Robotlar arasındaki ilişki de dahil edildikten sonra genelleştirilmiş pozisyon hatası ise

$$\begin{aligned} z_i &= q_d - q_i + \sum_{j\neq 1} a_{ij}\left[(q_d - q_i) - (q_d - q_j)\right] \\ &= e_i + \sum_{j\neq 1} a_{ij}(e_i - e_j) \end{aligned} \qquad (9)$$

olur [13]. Burada toplam terimi içerisinde yer alan ifade, ilişkide olan robotların birbirlerine göre hataları, $a_{ij} \in \mathbb{R}$ ise robotların arasındaki bağlantı katsayılarını gösteren komşuluk matrisi elemanlarıdır. (1)'de verilen robot kolu dinamiğine uygun olarak hata tanımının ikinci mertebede kullanılabilmesi için $\eta_i \in \mathbb{R}^n$ yardımcı hata sinyali

$$\eta_i = \dot{e}_i + \alpha_i z_i \qquad (10)$$

biçimindedir. Burada $\alpha_i \in \mathbb{R}^{nxn}$ pozitif, köşegen kazanç katsayıları matrisidir. Ayrıca denetleyici içerisinde integral etkisi yaratmak amacıyla $\xi_i(t) \in \mathbb{R}^n$ yardımcı sinyali

$$\xi_i = \int_0^t \eta_i(\sigma)d\sigma \qquad (11)$$

formunda tanımlanmıştır.

3.1. Hata Dinamiği

(10) ifadesinin türevi alınıp, eşitliğin her iki tarafı $M_i(q_i)$ ile çarpıldığında, (1)'deki matematiksel modelin de yardımıyla sistem içerisindeki her bir robot için

$$M_i(q_i)\dot{\eta}_i = Y_i\theta_i - C_i(q_i,\dot{q}_i)\eta_i - F_{d_i}\eta_i - \tau_i \tag{12}$$

ifadesi elde edilir. Denklemde bulunan $Y_i(q_i,\dot{q}_i) \in \mathbb{R}^{nxp}$ sisteme ait ölçülebilen sinyallerden oluşan matris, $\theta_i \in \mathbb{R}^p$ ise sisteme ait bilinmeyen parametreler olmak üzere

$$\begin{aligned} Y_i\theta_i = M_i(q_i)(\ddot{q}_d + \alpha_i\dot{z}_i) + C_i(q_i,\dot{q}_i)(\dot{q}_d + \alpha_i z_i) \\ +F_{d_i}(\dot{q}_d + \alpha_i z_i) + g_i(q_i) \end{aligned} \tag{13}$$

eşitliğiyle tanımlanmıştır.

3.2. Denetleyici Tasarımı

Hata dinamiği ve ileriki bölümde ele alınan kararlılık analizine bağlı olarak (12)'deki τ_i denetleyici sinyali

$$\tau_i = Y_i\hat{\theta}_i + K_{\eta_i}\eta_i + K_{I_i}\xi_i \tag{14}$$

şeklinde tasarlanmıştır. Önerilen denetim kuralında bulunan $K_{\eta_i}, K_{I_i} \in \mathbb{R}^{nxn}$ pozitif tanımlı, köşegen denetim kazanç matrisleri, $\hat{\theta}_i \in \mathbb{R}^p$ ise sisteme ait tahmini parametreleri içeren vektör olup, $\Gamma_i \in \mathbb{R}^{pxp}$ uyarlama kazançlarından oluşan köşegen matris olmak üzere

$$\dot{\hat{\theta}}_i = \Gamma_i Y_i^T \eta_i \tag{15}$$

fonksiyonu yardımıyla hesaplanır.

(14)'te bulunan denetim kuralı, (12)'deki hata dinamiği içerisine yerleştirilirse, sistemdeki her bir robot için kapalı çevrim hata dinamiği

$$M_i(q_i)\dot{\eta}_i = Y_i\tilde{\theta}_i - C_i(q_i,\dot{q}_i)\eta_i - F_{d_i}\eta_i - K_{\eta_i}\eta_i - K_{I_i}\xi_i \tag{16}$$

olur.

Dinamikte yer alan $\tilde{\theta}_i \in \mathbb{R}^p$ sisteme ait gerçek parametreler ile zamanla değişen tahmini parametreler arasındaki fark olup

$$\tilde{\theta}_i = \theta_i - \hat{\theta}_i \tag{17}$$

şeklindedir.

4. Kararlılık Analizi

Teorem 1: (1)'de verilen sistem dinamiği için (14)'te sunulan denetim kuralı ile (15)'teki uyarlama fonksiyonları, kapalı çevrim sistem içerisindeki tüm sinyallerin sınırlı kalmasını, her bir robotun kendisine verilen referans yörüngeyi takip etmesini ve robot ağının senkronizasyonunu garanti eder;

$$\lim_{t\to\infty} e_i(t) = 0. \tag{18}$$

Bu durumda hata sinyallarinin küresel asimptotik kararlılığı sağlanmış olur.

İspat 1: Pozitif tanımlı V_i fonksiyonu

$$V_i = \frac{1}{2}\eta_i^T M_i(q_i)\eta_i + \frac{1}{2}\xi_i^T K_{I_i}\xi_i + \frac{1}{2}\tilde{\theta}_i^T\Gamma_i^{-1}\tilde{\theta}_i \tag{19}$$

şeklinde alınmıştır.
Verilen pozitif tanımlı fonksiyon $\lambda_{i_1}, \lambda_{i_2} \in \mathbb{R}$

$$\begin{aligned} \lambda_{i_1} &= \frac{1}{2}min\{m_{i_1}, \lambda_{min}\{K_{I_i}\}, \lambda_{min}\{\Gamma_i^{-1}\}\} \\ \lambda_{i_2} &= \frac{1}{2}max\{m_{i_2}, \lambda_{max}\{K_{I_i}\}, \lambda_{max}\{\Gamma_i^{-1}\}\} \end{aligned} \tag{20}$$

olmak üzere, içerdiği sinyallerden oluşan vektör $\mu_i(t) \in \mathbb{R}^{(2n+p)x1}$

$$\mu_i = \begin{bmatrix} \eta_i^T & \xi_i^T & \hat{\theta}_i^T \end{bmatrix}^T \tag{21}$$

yardımıyla

$$\lambda_{i_1}\|\eta_i\|^2 \le \lambda_{i_1}\|\mu_i\|^2 \le V_i \le \lambda_{i_2}\|\mu_i\|^2 \tag{22}$$

şeklinde alttan ve üstten sınırlandırılabilir.

(19)'daki eşitliğin zamana göre türevi alınıp, (10)'da verilen hata ifadesi, (16)'daki kapalı çevrim hata dinamiği ve (15)'teki uyarlama fonksiyonu yardımıyla

$$\dot{V}_i = -\eta_i^T K_{\eta_i}\eta_i - \eta_i^T F_{d_i}\eta_i \tag{23}$$

elde edilir ve

$$\dot{V}_i \le -\lambda_{min}\{K_{\eta_i}\}\|\eta_i\|^2 \tag{24}$$

biçiminde üstten sınırlandırılarak negatif yarı tanımlı olduğu gösterilebilir.

$\dot{V}_i$ fonksiyonunun negatif yarı tanımlı olması ve (22)'deki sınırlandırma yardımıyla $V_i(t)$ fonksiyonunun pozitif tanımlı, azalan, sınırlı bir fonksiyon olduğu sonucu elde edilir. Bu sınırlandırmaya bağlı olarak $\mu_i(t) \in \mathcal{L}_\infty$ olduğu söylenebilir $(\eta_i(t), \xi_i(t), \tilde{\theta}_i \in \mathcal{L}_\infty)$. (24)'teki ifadenin iki tarafının integralinin karekökü alınarak $\eta_i(t) \in \mathcal{L}_2$ olduğu sonucuna varılabilir.

(4)'te yer alan genelleştirilmiş pozisyon hatası ifadesi $z(t)$ Kronecker çarpımı yardımıyla

$$z(t) = [(L + I_N) \otimes I_n]\, e \tag{25}$$

olarak yazılıp (10)'daki yardımcı hata ifadesi içerisine yerleştirilirse

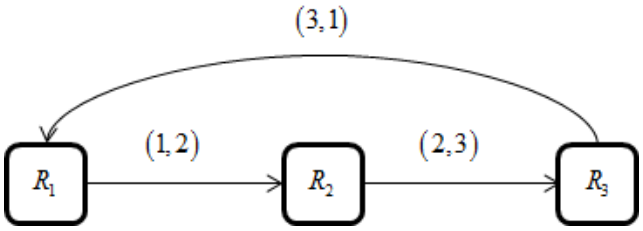
$$\eta(t) = \dot{e} + \alpha\,[(L + I_N) \otimes I_n]\, e \tag{26}$$

eşitliği elde edilir.

Eşitlik,

$$\dot{e} = -\alpha\,[(L + I_N) \otimes I_n]\, e + \eta(t) \tag{27}$$

şeklinde düzenlendiğinde görüleceği üzere Doğrusal Zamanla Değişmeyen (LTI) bir sistem oluşur. $(L + I_N)$ matrisi pozitif tanımlı, α ise pozitif kazanç katsayıları matrisi olduğu için $-\alpha\,[(L + I_N) \otimes I_n]$ ifadesi Hurwitz'tir. Giriş sinyali $\eta(t) \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$ olduğu için $e(t), \dot{e}(t) \in \mathcal{L}_\infty \cap \mathcal{L}_2$ olur. Barbalat Önermesi'nin doğal sonuçlarına göre düzgün sürekli olan $e(t)$ sinyalinin t sonsuza ıraksadıkça küresel asimptotik olarak sıfıra gideceği söylenebilir. Ayrıca standart sinyal izleme yönteminden yararlanılarak diğer tüm kapalı çevrim sinyallerin de sınırlı olduğu gösterilebilir. ■



Şekil 2: Robotlar arası haberleşme ağı.

5. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, İşbirlikçi Robot Senkronizasyonu üzerine (14)'te önerilen denetim kuralının uygulanabilirliğini göstermek amacıyla MATLAB^{TM}/SIMULINK^{TM} ortamında, iki eklemli, düzlemsel ve doğrudan sürülebilir üç adet robot kolu üzerinde yapılan benzetim çalışmasına yer verilmiştir. Her bir robot koluna ait dinamik denklem

$$\begin{bmatrix} p_1 + 2p_3cos(q_{i_2}) & p_2 + p_3cos(q_{i_2}) \\ p_2 + p_3cos(q_{i_2}) & p_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{q}_{i_1} \\ \ddot{q}_{i_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -p_3sin(q_{i_2})\dot{q}_{i_2} & -p_3sin(q_{i_2})(\dot{q}_{i_1} + \dot{q}_{i_2}) \\ p_3sin(q_{i_2})\dot{q}_{i_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{i_1} \\ \dot{q}_{i_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_{d1} & 0 \\ 0 & f_{d2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{q}_{i_1} \\ \dot{q}_{i_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_{i_1} \\ \tau_{i_2} \end{bmatrix} \quad (28)$$

şeklindedir. (12)'de tanımlanan parametre vektörü

$$\theta_i = [p_1 \quad p_2 \quad p_3 \quad f_{d1} \quad f_{d2}]^T \quad (29)$$

olup, $p_1 = 3.473\,[kg.m^2]$, $p_2 = 0.193\,[kg.m^2]$, $p_3 = 0.242\,[kg.m^2]$, $f_{d1} = 5.3\,[Nm.sec]$ ve $f_{d2} = 1.1\,[Nm.sec]$'dir.

Robotlara uygulanan referans yörünge,

$$q_d = \begin{bmatrix} 40.11sin(t)(1 - exp(-0.3t^3)) \\ 68.75sin(t)(1 - exp(-0.3t^3)) \end{bmatrix} [derece] \quad (30)$$

olarak seçilmiş, robotların başlangıç koşulları $q_1(0) = [-4.01 \quad 5.73]^T[derece]$, $q_2(0) = [6.88 \quad -4.01]^T[derece]$ ve $q_3(0) = [-2 \quad 2.86]^T[derece]$ şeklinde alınmıştır. Denetim sistemi içersindeki kazançlar $i = 1, 2, 3$ olmak üzere

$$K_{\eta_i} = diag\{10, 9\} \quad K_{I_i} = diag\{5.5, 5\} \quad \alpha_i = diag\{1.5, 1\} \quad (31)$$

uyarlama kazaçları ise

$$\Gamma_1 = diag\{4.194, \quad 0.113, \quad 0.1, \quad 14, \quad 7.5\} \quad (32)$$

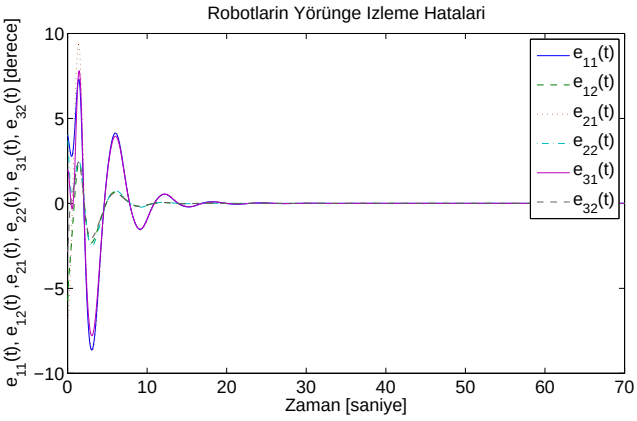
$$\Gamma_2 = diag\{4, \quad 0.117, \quad 0.1, \quad 13, \quad 6.5\} \quad (33)$$

$$\Gamma_3 = diag\{4.19, \quad 0.111, \quad 0.101, \quad 13, \quad 7.5\} \quad (34)$$

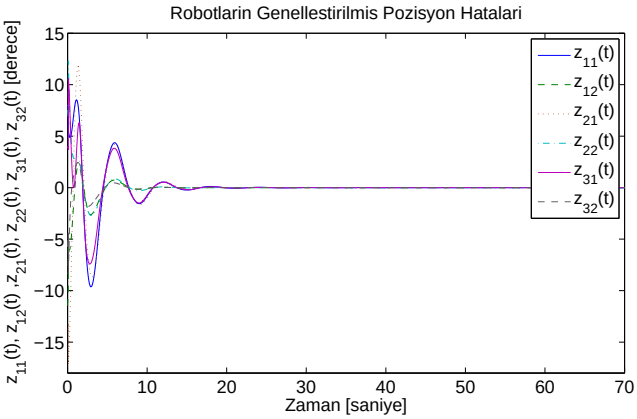
olarak ayarlanmıştır. Simulasyon süresi 70 saniye olarak belirlenmiş, ayrıca robotlar arasındaki haberleşmeye 0.1 saniye zaman gecikmesi uygulanmıştır. Robotlar arasındaki haberleşme için Şekil 2'deki yapı öngörülmüştür.

Haberleşme ağına ait komşuluk matrisi

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (35)$$



Şekil 3: Robotlara ait pozisyon hataları.



Şekil 4: Robotlara ait genelleştirilmiş pozisyon hataları.

olup, Laplasyen matrisi

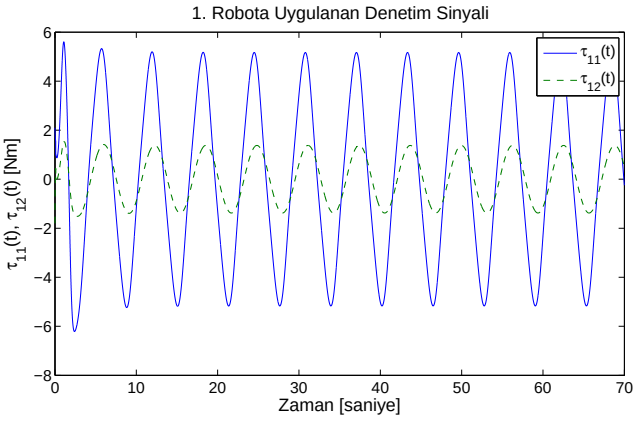
$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (36)$$

biçiminde hesaplanmıştır.

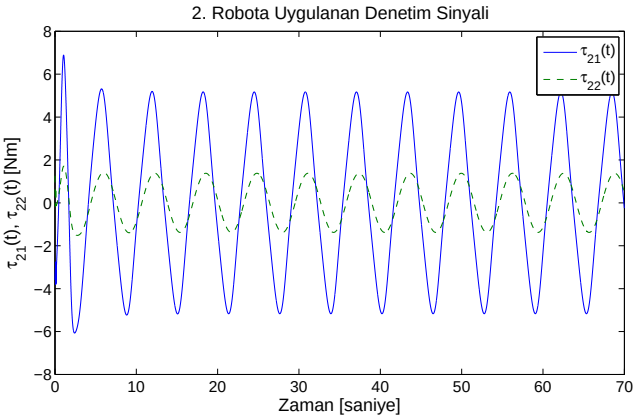
Şekil 3'te sistem içerisinde yer alan her bir robotun yörünge takip hatası, Şekil 4'te ise robotlar arasındaki senkronizasyon hatasını da içeren genelleştirilmiş hatalar verilmiştir. Önerilen denetleyici yapısının hem yörünge takibini hem de sistem bileşenleri arasındaki senkronizasyonu sağladığı görülmektedir. Şekil 5–7'de robotlara uygulanan denetim sinyalleri sunulmuştur. Son olarak Şekil 8–10'da görüldüğü gibi tüm robotlara ait tahmini parametreler sabit değerlere yakınsamıştır.

6. Sonuçlar

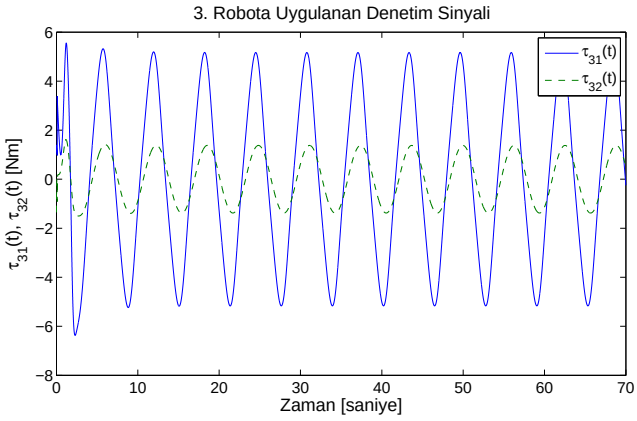
Euler-Lagrange metodu ile ifade edilebilen, doğrusal olmayan robot kollarının işbirlikçi denetiminin ele alındığı bu çalışmada, parametrik belirsizlik durumuna karşı tasarlanmış olan uyarlamalı denetim algoritması, senkronizasyon hatasının küresel



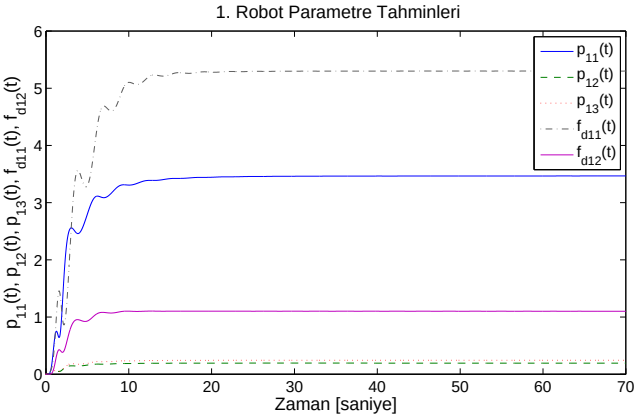
Şekil 5: 1. robota uygulanan denetim sinyali.



Şekil 6: 2. robota uygulanan denetim sinyali.



Şekil 7: 3. robota uygulanan denetim sinyali.



Şekil 8: 1. robota ait parametre tahminleri.

asimptotik olarak sıfıra yakınsamasını sağlarken, tüm kapalı çevrim sinyallerinin de sınırlı kalmasını garanti eder. Önerilen denetim yapısının tüm robotlar arasında birebir ve karşılıklı haberleşme kısıtlaması olmadan senkronizasyonu sağlayabildiği benzetim çalışmasıyla gösterilmiştir. Ayrıca her bir robotun kendi denetim mekanizması olması sebebiyle hedeflenen senkronizasyonun farklı başlangıç koşulları ve farklı parametrik değerlere sahip robotlarla da sağlanabileceği açıktır.

Kaynakça

[1] I. I. Blekhman, P. S. Landa ve M. G. Rosenblum, "Synchronization and chaotization in interacting dynamical systems," *ASME Appl Mech Rev*, Cilt: 48, Sayfa: 733–752, 1995.

[2] I. I. Blekhman, A. L. Fradkov, H. Nijmeijer ve A. Y. Pogromsky, "On self-synchronization and controlled synchronization," *Syst. Control Lett.*, Cilt: 31, Sayfa: 299–305, 1997.

[3] M. Fu, J. Jiao, A. Zhang ve Y. Wang, "A Synchronization Motion Control Algorithm for Multiple Dynamic Positioning Vessels," *Proceedings of the IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Zhengzhou, Çin, 260–265, 2012.

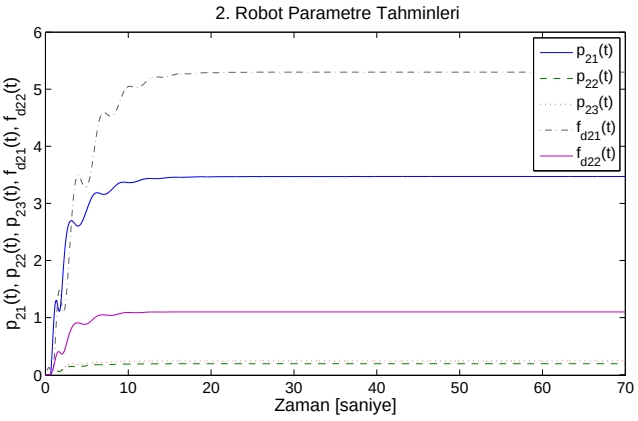
[4] H. Du, S. Li ve C. Qian "Finite-Time Attitude Tracking Control of Spacecraft With Application to Attitude Synchronization," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 56, No: 11, Sayfa: 2711–2717, 2011.

[5] R. W. Beard, T. W. McLain, M. A. Goodrich ve E. P. Anderson "Coordinated Target Assignment and Intercept for Unmanned Air Vehicles," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, Cilt: 18, No: 6, Sayfa: 911–922, 2002.

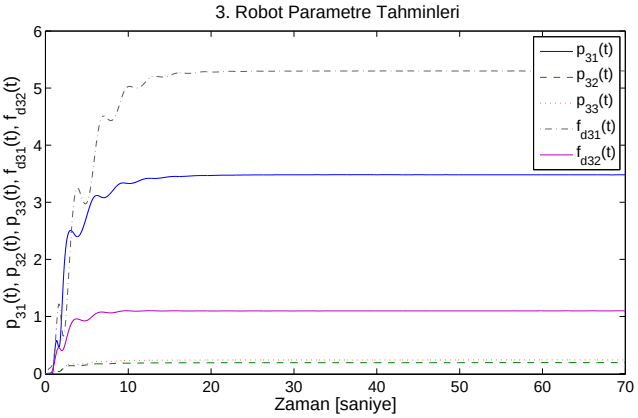
[6] J. Chen, Q. Yu, Y. Zhang, H. H. Chen ve Y. Sun "Feedback-Based Clock Synchronization in Wireless Sensor Networks: A Control Theoretic Approach," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, Cilt: 59, No: 6, Sayfa: 2963–2973, 2010.

[7] H. Li ve Z. Han "Synchronization of Power Networks Without and With Communication Infrastructures," IEEE International Conference on Smart Grid Communications, Smartgridcomm, 2011.

[8] Q. Zhang, L. Lapierre ve X. Xiang "Distributed Control of Coordinated Path Tracking for Networked Nonholonomic



Şekil 9: 2. robota ait parametre tahminleri.



Şekil 10: 3. robota ait parametre tahminleri.

Mobile Vehicles," *IEEE Trans. on Industrial Informatics*, Cilt: 9, No: 1, Sayfa: 472–484, 2013.

[9] E. Kyrkjebo ve K. Y. Pettersen "Operational Space Synchronization of Two Robot Manipulators Through a Virtual Velocity Estimate," *Proceedings of 46th IEEE Conference on Decision and Control*, New Orleans, LA, USA, Dec. 12-14,2007, Sayfa: 1052–1057.

[10] A.Rodriguez-Angeles, "Synchronization of Mechanical Systems," Doktora Tezi, Technische Universiteit Eindhoven, Hollanda, 2002.

[11] S. J. Chung ve J. J. Slotine "Cooperative Robot Control and Concurrent Synchronization of Lagrangian Systems," *IEEE Trans. on Robotics*, Cilt: 25, No: 3, Sayfa: 686–700, 2009.

[12] Y. Bouteraa, J. Ghommam, N. Derbel ve G. Poisson "Adaptive Synchronization Control of Multi-Robot Teams: Cooperative and Coordinated Schemes," 18th Mediterranean Conference on Control and Automation, 586–591, 2010.

[13] E. Nuno, R. Ortega, L. Basanez ve D. Hill "Synchronization of Networks of Nonidentical Euler-Lagrange Systems with Uncertain Parameters and Communication Delays," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: 56, No: 4, Sayfa: 935–941, 2011.

[14] F. Lewis, C. Abdallah ve D. Dawson *Control of Robot Manipulators,* Macmillan Publishing Co., New York, 1993.

[15] C. Godsil ve G. Royle *Algebrias Graph Theory, series "Graduate texts in mathematics",* Springer-Verlag, New York, 2001.

[16] W. Ren, R. Beard ve E. Atkins "Information Consensus in Multivehicle Cooperative Control," *IEEE Control Systems Magazine*, Cilt: 27, No: 2, Sayfa: 71–82, 2007.

B8 – Kararlılık ve Kararlaştırma

12 Eylül 2014 Cuma – 2. Oturum (Yıldırım Elektronik Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Mehmet Turan SÖYLEMEZ (İTÜ)
Doç. Dr. Mehmet AKAR (Boğaziçi Üniversitesi)

R^3 te İki Modlu Sistemlerin Kararlılık Analizi (Bildiri No : 44)

Işıl ÖNER (Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Vasfi ELDEM (Okan Üniversitesi)

PID Kullanılan Smith Öngörücüsü Yapısının Kararlılık Analizi (Bildiri No : 120)

Furkan Nur DENİZ (İnönü Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)
Barış Baykant ALAGÖZ (İnönü Üniversitesi)

Ayrık Zamanlı Anahtarlamalı Sistemlerde Kararlılık İçin Bekleme Süresi Hesaplanması (Bildiri No : 160)

Yönsüz Çizgelerde Tekli ve Çoklu Denge Noktası Üzerine SonuçlarKontrolü (Bildiri No : 188)

Özlem Feyza ERKAN (Boğaziçi Üniversitesi)
Mehmet AKAR (Boğaziçi Üniversitesi)

$\mathbb{R}^3$'te İki Modlu Sistemlerin Kararlılık Analizi

Işıl Öner [1], *Vasfi Eldem* [2]

[1]Matematik Bölümü
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü, Kocaeli
ioner@gyte.edu.tr

[2]Mühendislik Temel Bilimleri Bölümü
Okan Üniversitesi, İstanbul
vasfi.eldem@okan.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada $\mathbb{R}^3$'te iki modlu sistemlerin belirli koşullar altında genel asimtotik kararlılık problemi incelenmiştir. Bu incelemede sistemin çözümleri önce mod değiştirenler ve değiştirmeyenler olarak, daha sonra ise t sonsuza giderken sonlu kere mod değiştirenler ve sonsuz kere mod değiştirenler olarak sınıflandırılmıştır. Kararlılık probleminin çözümünde bu sınıflandırma ve bağlama sabiti olarak isimlendirdiğimiz sabitin etkisi örneklerle gösterilmektedir.

1. Giriş

Anahtarlanmış sistemler sonlu sayıda alt sistem ve çözümlerin bu alt sistemlerin birinden diğerine geçişini düzenleyen anahtarlama işaretlerinin oluşturduğu sistemlerdir. Parçalı Lineer Sistemler (PLS), anahtarlanmış sistemlerin bir alt sınıfıdır. Buradaki alt sistemler, sabit katsayılı lineer sistemler olup anahtarlama otonomdur (anahtarlama çözümlerin belirlenmiş bir anahtarlama yüzeyine ulaşması durumunda meydana gelir). İki modlu parçalı lineer sistemler (İPLS) ise, parçalı lineer sistemlerin iki tane alt sisteme sahip olan bir alt sınıfıdır.

Anahtarlamalı sistemler çeşitli fiziksel ve mühendislik problemlerinde sıkça kullanıldığı için, son 10 yılda bu tür sistemlere olan ilgi artmıştır. Anahtarlamalı sistemler üzerinde yapılan araştırmaların ayrıntılı özetleri [1], [2], [3] kitaplarında ve [4], [5] makalelerinde verilmektedir.

PLS de iyi tanımlılık, diğer bir deyişle çözümlerin varlığı ve tekliği, temel bir poblemdir. $\mathbb{R}^n$'de İPLS için iyi tanımlılığın gerekli ve yeterli koşulları ilk defa Imura ve van der Schaft tarafından verilmiştir [6]. Daha sonra Eldem ve Şahan [7] iyi tanımlılık koşullarının $\mathbb{R}^3$'teki İPLS'nin alt sistem matrislerinde ortak bir yapı oluşturduğunu göstermiştir.

PLS'de kararlılık, kararlılaştırma ve kontrol edilebilirlik problemleri bir çok yazar tarafından incelenmiştir. $\mathbb{R}^2$'de genel asimtotik kararlılık için gerekli ve yeterli koşul [9]'da verilmektedir. Türevin sürekli olduğu iki modlu sistemler için kararlılaştırma problemi Çamlıbel tarafından incelenmiştir [10]. $\mathbb{R}^2$'de türevin sürekli olduğu iki modlu lineer sistemlerin genel asimtotik kararlılığı için gerekli ve yeterli koşul Çamlıbel tarafından [11] verilmiştir. Aynı problem, türevin sürekli olmadığı durumda, Iwatani tarafından incelenmiş ve iyi tanımlılığın önemi bir örnekle gösterilmiştir (Örnek13, [9]). İki modlu sistemlerin kararlılığı Lyapunov metodu kullanılarak [12], [13], [14], ve [15]'de incelenmiştir.

$\mathbb{R}^3$'de iki modlu sistemlerin kararlılığı problemi de literatürde oldukça ilgi çekmiştir. [16] , [17] çalışmalarında, türevin sürekli olduğu durumlarda İPLS'nin kararlılığı incelenmiştir. [16]'da İPLS, merkezi orijinde olan birim kürenin yüzeyine indirgenmiş ve bu yüzeyde periyodik çözümler araştırılmıştır. Çünkü periyodik çözümleri aramak orijinal iki modlu sistemdeki değişmez konileri aramaya denktir. Ayrıca Iwatani tarafından $\mathbb{R}^n$'de İPLS için ayrı ayrı gerekli ve yeterli koşul verilmiştir [9].

Bu çalışmanın amacı, aşağıda verilen iki modlu sistemlerin genel asimtotik kararlılığını ve yapısını incelemektir.

$$\Sigma_0 : \dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} \mathbf{A_1}\mathbf{x} & \text{eğer } \mathbf{c}^T\mathbf{x} \geq 0 \\ \mathbf{A_2}\mathbf{x} & \text{eğer } \mathbf{c}^T\mathbf{x} \leq 0 \end{cases} . \qquad (1)$$

Burada $\mathbf{x}, \mathbf{c} \in \mathbb{R}^3$ ve $\mathbf{A_1}$ ve $\mathbf{A_2}$, 3×3 reel matrislerdir. Yukarıdaki denklemde $\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_1}\right)$ ve $\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_2}\right)$ çiftinin gözlenebilir olduğu ve sadece $\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_2}\right)$ nin gözlenebilir kanonik formda bulunduğu varsayılmaktadır. Bu varsayımlar altında türev, anahtarlama yüzeyi olan $\ker \mathbf{c}^T$ üzerinde sürekli olmak zorunda değildir. Amacımız, $\ker \mathbf{c}^T$ üzerinde türevin sürekli olmamasının iki modlu parçalı lineer sistemlerde kararlılık açısından önemli bir faktör olduğunu göstermektir. Bu amaca yönelik olarak, alt sistemlerin özdeğerlerini değiştirmeden, **bağlama sabiti** (**the coupling constant**) olarak tanımlayacağımız (Bkz. Tanım 7) sabiti değiştirerek, aynı İPLS'i, kararsız veya genel asimtotik kararlı hale getirebileceğimizi örneklerle göstereceğiz. Bu davranışı türevin $\ker \mathbf{c}^T$ üzerinde sürekli olduğu sistemlerde gözlemlememiz mümkün değildir.

Bu çalışmada modlardan birinin sadece reel özdeğerlere, diğerinin ise kompleks özdeğerlere sahip olduğu sistemlerin davranışları incelenmektedir. Bu inceleme sonucunda İPLS çözümleri mod değiştirenler ve değiştirmeyenler olarak, ve mod değiştirenler de sonlu kere ve sonsuz kere mod değiştirenler olarak sınıflandırılmaktadır. Bu sınıflandırma sonucunda,

(i) sonlu kere mod değiştiren çözümlerin genel asimtotik kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul **her iki moda ait reel özdeğerlerin negatif olması,**

(ii) sonsuz kere mod değiştiren çözümlerin genel asimtotik kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul ise **her iki moda ait reel özdeğerlerin negatif olması ve yakınsama oranının (Bkz. Tanım 9) birden küçük olması,**

olduğu gösterilmektedir. Kararlılık problemi bağlama sabitinin üç farklı konumunda incelenmiştir. Buna göre yukarıda yapılan çözümlerin sınıflandırılması önemli bir şekilde değişebilmektedir. Bu durum bağlama sabitinin önemini göstermektedir.

2. $\mathbb{R}^3$ için ön sonuçlar

Bu bölümde ilk olarak (1) denklemi ile verilen Σ_0 sisteminin iyi tanımlılık problemi incelenecektir.

Varsayım1:$\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_1}\right)$ ve $\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_2}\right)$ çifti gözlenebilir ve sadece $\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_2}\right)$ gözlenebilir kanonik formda olsun**.**

$\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_2}\right)$ çiftinin gözlenebilir kanonik formda olması genellikten bir şey kaybettirmez ve $\mathbf{A_1}$ ($\left(\mathbf{c}^T, \mathbf{A_1}\right)$ in gözlenebilir olması dışında) tamamen serbesttir. Bu varsayımlar altında Σ_0 sistemi aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & k_1 \\ 1 & 0 & k_2 \\ 0 & 1 & k_3 \end{bmatrix} \\ \text{ve } \mathbf{c}^T &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{2}$$

Bu sistemin $\mathbb{R}^3$'teki geometrisi ve iyi tanımlılık koşulları Eldem ve Şahan tarafından detaylı olarak incelenmiştir [7]. Bu inceleme aşağıda özetlenmektedir.

$\mathcal{H} := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{x} = 0\right\}$ düzlemi $\mathbb{R}^3$ 'ü $\mathcal{H}^+ := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{x} > 0\right\}$ ve $\mathcal{H}^- := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{x} < 0\right\}$ olarak iki açık alt uzaya böler. Eğer başlangıç koşulu $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \in \mathcal{H}^+$ ($\mathcal{H}^-$) ise, sadece 1. alt sistem (sadece 2. alt sistem) aktiftir. Diğer bir deyişle, $\mathbf{c}^T\mathbf{x}_0 > 0$ $\left(\mathbf{c}^T\mathbf{x}_0 < 0\right)$ ise, $\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_1\mathbf{x}(t)$ ($\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_2\mathbf{x}(t)$) denklemi geçerlidir. Bu durumda herhangi bir $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{H}^+$ ($\mathcal{H}^-$) için öyle bir $\varepsilon > 0$ sayısı vardır ki, $\mathbf{x}(t)$ tüm $t \in [0, \varepsilon]$ için tek yerel çözümdür ve tüm $t \in [0, \varepsilon]$ için $\mathbf{c}^T\mathbf{x}(t) > 0$ ($\mathbf{c}^T\mathbf{x}(t) < 0$) eşitsizliği geçerlidir. Ancak, $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{H}$ ise, $\mathcal{H}$ üzerinde her iki alt sistem de aktif olduğundan bu durum geçerli değildir.

Her iki alt sistem de gözlenebilir olduğundan $\dim\left(\ker \mathbf{c}^T \cap \ker(\mathbf{c}^T\mathbf{A}_i)\right) = 1$ olur ve $\mathcal{L}_i := \ker\mathbf{c}^T \cap \ker(\mathbf{c}^T\mathbf{A}_i)$ orijinden geçen ve $\mathcal{H}$ düzlemini $\mathcal{P}_i^+ := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{A}_i\mathbf{x} > 0\right\}$ ve $\mathcal{P}_i^- := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{A}_i\mathbf{x} < 0\right\}$ açık yarı düzlemlerine bölen bir doğrudur. Benzer şekilde $\ker\mathbf{c}^T \cap \ker(\mathbf{c}^T\mathbf{A}_i) \cap \ker(\mathbf{c}^T\mathbf{A}_i^2)$ orijindir ve orijin, $\mathcal{L}_i$ doğrusunu $\mathcal{L}_i^+ := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{A}_i^2\mathbf{x} > 0\right\}$ ve $\mathcal{L}_i^- := \left\{\mathbf{x} \mid \mathbf{c}^T\mathbf{A}_i^2\mathbf{x} < 0\right\}$ şeklinde iki açık yarı doğruya böler.

Bu çalışmada Σ_0 sisteminin iyi tanımlılığı için aşağıda tanımlanan Carathéodory manasındaki çözümleri göz önüne alacağız. Σ_0 sisteminin iyi tanımlılığı [6]'daki yaklaşım kullanılarak şu şekilde verebilir.

Tanım 1 *$\mathcal{S}_i$ $(i = 1, 2)$, $\mathbb{R}^3$'de iki küme olsun. Eğer her $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{S}_i$ için bir $\epsilon > 0$ sayısı varsa ve Σ_0 sisteminin tüm $t \in [t_0, t_0 + \epsilon]$ için sadece $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A_i}\mathbf{x}$ denklemi sağlayan tek ileri Carathéodory çözümü olursa, bu durumda Σ_0 sisteminin çözümü S_i'de **düzgün devamlıdır** şeklinde tanımlanır.*

Yukarıdaki tanımdan $\mathcal{H}^+ \subset \mathcal{S}_1$ ve $\mathcal{H}^- \subset \mathcal{S}_2$ olduğu açıkça görülmektedir.

Tanım 2 *Eğer her $\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \in \mathbb{R}^3$ başlangıç durumları için modlardan sadece birine **düzgün devamlılık** varsa ve $\mathbf{x}_0 \in \mathcal{S}_1 \cap \mathcal{S}_2$ için her iki moddaki çözüm aynıysa, Σ_0 **iyi tanımlıdır** denir.*

Yardımcı Teorem 1 (Lemma 1, [7]) *Σ_0, (2) denklemi ile verilen sistem olsun. Σ_0 sisteminin iyi tanımlı olması için gerek ve yeter şart $\ker \mathbf{c}^T \cap \ker\left(\mathbf{c}^T\mathbf{A_1}\right) = \ker \mathbf{c}^T \cap \ker\left(\mathbf{c}^T\mathbf{A_2}\right)$ (yani $a_{31} = 0$) ve $a_{32}, a_{21} > 0$. olmasıdır.*

Yukarıdaki sonuç göz önüne alınırsa $\mathcal{P}_1^+ = \mathcal{P}_2^+$, $\mathcal{P}_1^- = \mathcal{P}_2^-$, $\mathcal{L}_1^+ = \mathcal{L}_2^+$,ve $\mathcal{L}_1^- = \mathcal{L}_2^-$ olur. Bundan dolayı $\mathcal{S}_1 = \mathcal{H}^+ \cup \mathcal{P}_1^+ \cup \mathcal{L}_1^+$ ve $\mathcal{S}_2 = \mathcal{H}^- \cup \mathcal{P}_2^- \cup \mathcal{L}_2^-$ olur. Buradan $\mathcal{S}_1 \cup \mathcal{S}_2 = \mathbb{R}^3$ ve $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{S}_2 = \{\mathbf{0}\}$ elde edilir. Bu ise [6]'da verilen iyi tanımlılığı garanti eder. Bu sonuçlar göz önüne alındığında aşağıdaki tanımı verebiliriz.

$\mathcal{P}^+ := \mathcal{P}_1^+ = \mathcal{P}_2^+$ ve $\mathcal{P}^- := \mathcal{P}_1^- = \mathcal{P}_2^-$ olarak, ayrıca $\mathcal{L}^+ := \mathcal{L}_1^+ = \mathcal{L}_2^+$ ve $\mathcal{L}^- := \mathcal{L}_1^- = \mathcal{L}_2^-$ tanımlanırsa bu durumda $i = 1, 2$ için,

$$\begin{aligned} &\text{eğer } \mathbf{x}_0 \in \mathcal{P}^+\left(\mathcal{P}^-\right) \Longrightarrow c^T\mathbf{A_i}\mathbf{x_0} > \mathbf{0} \text{ ve} \\ &\text{eğer } \mathbf{x}_0 \in \mathcal{L}^+\left(\mathcal{L}^-\right) \Longrightarrow c^T\mathbf{A_i}\mathbf{x_0} = \mathbf{0} \text{ ve } c^T\mathbf{A_i^2}\mathbf{x_0} > \mathbf{0}, \end{aligned}$$

koşulları sağlanır.

Varsayım 2: Σ_0 sistemi iyi tanımlıdır, diğer bir deyiş ile $\ker \mathbf{c}^T \cap \ker\left(\mathbf{c}^T\mathbf{A_1}\right) = \ker \mathbf{c}^T \cap \ker\left(\mathbf{c}^T\mathbf{A_2}\right)$ ($a_{31} = 0$) ve $a_{21} > 0$, $a_{32} > 0$ koşulları sağlanır.

3. Modlardan birinin kompleks özdeğerlere sahip olduğu durum:

Bu çalışmada $\mathbb{R}^3$'te İPLS'nin aşağıdaki varsayımların geçerli olduğu özel bir sınıfını inceleyeceğiz.

Varsayım 3: $\mathbf{A_1}$' in özdeğerleri $\{\lambda_1, \sigma_1 \pm j\omega_1\}$ olsun. Burada λ_1, σ_1 ve $\omega_1 > 0$ reel sayılar ve $\sigma_1 - \lambda_1 > 0$ olsun. $\mathbf{A_2}$'nin özdeğerleri $\mu_1 < \mu_2 < \mu_3$ reel sayılar olarak alınsın.

Buna göre, iyi tanımlılık koşulu altında Σ_0 sisteminin bileşenleri aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ 0 & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix}, c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \\ \text{ve} A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \mu_1\mu_2\mu_3 \\ 1 & 0 & -\mu_1\mu_2 - \mu_1\mu_3 - \mu_2\mu_3 \\ 0 & 1 & \mu_1 + \mu_2 + \mu_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3}$$

Çalışmanın kalan kısmında **1 - 3 varsayımlarının** daima sağlandığı kabul edilmektedir.

3.1. İlk alt sistem çözümleri:

S_1**'**den başlayan çözümlerin özellikleri **[7]'**de incelenmiştir. $\mathbf{A_1}$'in özvektörleri $\{\mathbf{r}_1,\ \mathbf{x}_1 \pm j\,\mathbf{y}_1\}$ ($j = \sqrt{-1}$) aşağıdaki

gibi seçilebilir.

$$\mathbf{r}_1 = \begin{bmatrix} \frac{(a_{11}-\sigma_1)^2+\omega_1^2+a_{12}a_{21}}{a_{32}a_{21}} \\ \frac{\lambda_1-a_{33}}{a_{32}} \\ 1 \end{bmatrix}, \mathbf{y}_1 = \begin{bmatrix} \frac{\omega_1(a_{11}-\lambda_1)}{a_{32}a_{21}} \\ \frac{\omega_1}{a_{32}} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

$$\mathbf{x}_1 = \begin{bmatrix} \frac{(a_{11}-\lambda_1)(a_{11}-\sigma_1)+a_{12}a_{21}}{a_{32}a_{21}} \\ \frac{\sigma_1-a_{33}}{a_{32}} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{z}_1(t)$, Σ_0'ın $\mathcal{S}_1$'den başlayan ve $\mathcal{S}_1$'e düzgün devam eden çözümleri olarak tanımlansın. Bu takdirde $\mathbf{z}_1(t)$ aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_1(t) &= K_1 e^{\lambda_1 t}\{\alpha_1 \mathbf{r}_1 \quad (5) \\ &\quad + e^{(\sigma_1-\lambda_1)t}[\mathbf{x}_1 \sin(\theta_1+\omega_1 t) + \mathbf{y}_1 \cos(\theta_1+\omega_1 t)]\} \end{aligned}$$

Burada $K_1 > 0$ reel bir sabittir. Buna göre

$$\begin{aligned} \mathbf{c}^T\mathbf{z}_1(t) &= K_1 e^{\lambda_1 t}\left\{\alpha_1 + e^{(\sigma_1-\lambda_1)t}\sin(\theta_1+\omega_1 t)\right\} \quad (6) \\ &= K_1 e^{\lambda_1 t}\left\{f_1(t)\right\}, \end{aligned}$$

olur ve

$$f_1(t) := \alpha_1 + e^{(\sigma_1-\lambda_1)t}\sin(\theta_1+\omega_1 t). \quad (7)$$

olarak tanımlanır. $\mathcal{S}_1$'den başlayan çözümler için, $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_1(0) \geq 0$ olması gerektiğinden yukarıdaki denklemlerden $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_1(0) = K_1 f_1(0) = K_1(\alpha_1 + \sin\theta_1) \geq 0$ elde edilir. Bu nedenle $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_1(t)$ ve $f_1(t)$'nin işaretleri aynıdır. Σ_0'ın çözümlerini sınıflandırmak için [7]'de verilen aşağıdaki tanım kullanılmaktadır.

Tanım 3 *$\mathbf{z}_i(t)$, Σ_0 sisteminin $\mathcal{S}_i$ $(i=1,2)$ 'den başlayan bir çözümü olsun. Eğer, sonlu bir $\tau_i > 0$ zamanında $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_i(\tau_i) = 0$ ise ve $t = \tau_i$ anında $\mathbf{z}_i(t)$ mod değiştiriyorsa, bu durumda $\mathbf{z}_i(t)$'ye **geçişli çözüm** denir. Aksi durumda $\mathbf{z}_i(t)$'ye **geçişsiz çözüm** denir.*

Yardımcı Teorem 2 *Σ_0'ın, $\mathcal{S}_1$'den başlayan çözümleri için aşağıdakiler sağlanır:*

1. *S_1'den başlayan çözümler geçişlidir($\mathbf{z}_1(0) = K_1\mathbf{r}_1$ den başlayan hariç). Özel olarak, $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$ dan başlayan tüm çözümler geçişlidir (Lemma 5.1, [7]).*
2. *$\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan çözümler için $\mathbf{z}_1(0) = K_1\mathbf{v}_1(\theta_1)$ şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{v}_1(\theta_1) := \hat{\mathbf{x}}_1 \sin\theta_1 + \mathbf{y}_1\cos\theta_1$, $\hat{\mathbf{x}}_1 := (\mathbf{x}_1 - \mathbf{r}_1)$, $-\phi_1 \leq \theta_1 < \pi - \phi_1$, ve*
$$b_1 := \cot\phi_1 := \frac{\sigma_1-\lambda_1}{\omega_1}$$
olarak tanımlanmıştır(Lemma 4, [7]).
3. *$\mathbf{z}_1(0) = K_1\mathbf{v}_1(\theta_1)$ başlangıç koşulları ile $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan geçişli çözümler için $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_1(\tau_1) = 0$ denklemini sağlayan $\tau_1 > 0$ sayısı vardır ve çözümler $t = \tau_1$ anında mod değiştirir. Burada*
$$\mathbf{z}_1(\tau_1) = e_1^{\sigma_1\tau_1} K_1\mathbf{v}_1(\theta_1+\omega_1\tau_1)$$
ve
$$e^{(\sigma_1-\lambda_1)\tau_1}\sin(\theta_1+\omega_1\tau_1) = \sin\theta_1.$$
Ayrıca, eğer $-\phi_1 \leq \theta_1 \leq 0$ ise $\pi \leq \theta_1+\omega_1\tau_1 < \pi+\phi_1$ ve eğer $0 \leq \theta_1 < \pi-\phi_1$ ise $\pi-\phi_1 < \theta_1+\omega_1\tau_1 \leq \pi$ olur (Lemma 6.1, [7]).
4. *$F_1(\theta_1) := \theta_1 + \omega_1\tau_1$ tanımlandığında aşağıdaki koşullar sağlanır.*
   (a)
   $$\frac{dF_1}{d\theta_1} = \frac{\cot\theta_1 + b_1}{\cot(\theta_1+\omega_1\tau_1)+b_1} \leq 0,$$
   ve eşitlik sadece $\theta_1 = -\phi_1$ olduğunda geçerlidir.
   (b) $F_1(\theta_1)$ genişlemeyen bir dönüşümdür ve $\sup_{-\phi_1 \leq \theta_1 < \pi-\phi_1}\left|\frac{dF_1}{d\theta_1}\right| \leq 1$ ve $\lim_{\theta_1\to\pi-\phi_1}\frac{dF_1}{d\theta_1} = -1$ geçerlidir (Lemma 7.1, [7]).
   (c) Eğer $\theta_1 \in [-\phi_1, 0]$ ise, bu takdirde $\left|e^{b_1 w_1\tau_1}\frac{d\mathcal{F}_1(\theta_1)}{d\theta_1}\right| \leq 1$ ve eğer $\theta_1 \in [0, \pi-\phi_1)$ ise $\left|e^{b_1 w_1\tau_1}\frac{d\mathcal{F}_1(\theta_1)}{d\theta_1}\right| \geq 1$ olur. Eşitlik sadece $\theta_1 = 0$ 'da sağlanır (Lemma 7.1, [7]).

Yukarıdaki Yardımcı Teorem'de belirtildiği gibi τ_1 ve $\theta_1 + \omega_1\tau_1$, θ_1'in fonksiyonlarıdır. Notasyonu basitleştirmek için çalışmanın geri kalanında

$$\hat{\theta}_1 := \theta_1 + \omega_1\tau_1 \quad (8)$$

kullanacağız.

3.2. İkinci alt sistemdeki çözümler

$\mathbf{A_2}$'nin özvektörlerini $\{\mathbf{s_1},\mathbf{s_2},\mathbf{s_3}\}$ olarak tanımlayalım. $(\mathbf{c}^T,\mathbf{A_2})$ gözlenebilir olduğu için $\mathbf{A_2}$'nin özdeğerleri aşağıdaki gibi seçilebilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_1 &= \begin{Bmatrix} -\mu_2\mu_3 \\ \mu_2+\mu_3 \\ -1 \end{Bmatrix}, \mathbf{s}_2 = \begin{Bmatrix} -\mu_1\mu_3 \\ \mu_1+\mu_3 \\ -1 \end{Bmatrix}, \\ \mathbf{s}_3 &= \begin{Bmatrix} -\mu_1\mu_2 \\ \mu_1+\mu_2 \\ -1 \end{Bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

$\mathbf{z}_2(t)$, Σ_0 sisteminin $\mathcal{S}_2$'den başlayan bir çözümü olsun. Bu durumda $\mathbf{z}_2(t)$ aşağıdaki denklem ile ifade edilebilir:

$$\mathbf{z}_2(t) = \left\{d_1 e^{\mu_1 t}\mathbf{s}_1 + d_2 e^{\mu_2 t}\mathbf{s}_2 + d_3 e^{\mu_3 t}\mathbf{s}_3\right\}.$$

Burada d_1, d_2, d_3 reel sabitlerdir. Eğer $d_2^2 + d_3^2 = 0$ ise $\mathbf{z}_2(t) = e^{\mu_1 t}d_1\mathbf{s}_1$ olur. Bu tür çözümler mod değiştirmez ve çözümlerin $t \to \infty$ iken orijine gitmeleri için gerek ve yeter koşul $\mu_1 < 0$ olmasıdır. Bu nedenle, genellikten kaybetmeden $d_2^2 + d_3^2 \neq 0$ varsayabiliriz. K_2, θ_2, ve α_2'yi aşağıdaki şekilde tanımladığımızda $K_2 := \sqrt{d_2^2+d_3^2}$, $\alpha_2 := \frac{d_1}{K_2}, \sin\theta_2 := \frac{d_2}{K_2}, \cos\theta_2 := \frac{d_3}{K_2}$ olur ve $\mathbf{z}_2(t)$ ile $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)$ şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_2(t) &= K_2 e^{\mu_1 t}[\mathbf{s}_1\alpha_2 + \quad (10) \\ &\quad \mathbf{s}_2 e^{(\mu_2-\mu_1)t}\sin\theta_2 + \mathbf{s}_3 e^{(\mu_3-\mu_1)t}\cos\theta_2] \end{aligned}$$

$$\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t) = -K_2 e^{\mu_1 t}\left[\alpha_2 + e^{(\mu_2-\mu_1)t}\sin\theta_2 + e^{(\mu_3-\mu_1)t}\cos\theta_2\right]. \quad (11)$$

$\mathbf{z}_2(0) \in \mathcal{S}_2$ olduğundan, $\mathcal{S}_2$' ye düzgün devamlılık için $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(0) = -K_2(\alpha_2 + \sin\theta_2 + \cos\theta_2) \leq 0$ sağlanmalıdır. Eğer $f_2(t)$ aşağıdaki şekilde tanımlanırsa

$$f_2(t) := -\left(\alpha_2 + e^{(\mu_2-\mu_1)t}\sin\theta_2 + e^{(\mu_3-\mu_1)t}\cos\theta_2\right), \tag{12}$$

o zaman $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t) = K_2 e^{\mu_1 t} f_2(t)$ olduğundan, $f_2(t)$ ve $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)$'nin işaretleri aynıdır.

3.2.1. İkinci alt sistemdeki geçişli ve geçişsiz çözümler

$\mathcal{H}^-$'den başlayan çözümler düzleme çarptıktan sonra düzlemden başlayan çözüm gibi davranacaktır. Bu nedenle bu moddaki çözümleri sınıflandırırken sadece $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan çözümlere bakmamız yeterli olacaktır.

Yardımcı Teorem 3 *$\mathbf{z}_2(t)$, (10) denklemi ile verilmiş $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan bir çözüm olsun. Bu durumda aşağıdakiler sağlanır:*

1. *$\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan çözümlerin $\mathcal{S}_2$'de düzgün devamlı olması için gerek ve yeter koşul $-\phi_2 \leq \theta_2 < \pi - \phi_2$ olmasıdır ve burada $\cot\phi_2 = b_2 = \frac{\mu_2-\mu_1}{\mu_3-\mu_1}$ olarak tanımlanmıştır. Ayrıca aşağıdaki özellikler geçerlidir.*
2. *Eğer $-\phi_2 \leq \theta_2 \leq \pi/2$ ise $\mathbf{z}_2(t)$ geçişsiz bir çözümdür.*
3. *Eğer $\pi/2 < \theta_2 < \pi - \phi_2$ ise $\mathbf{z}_2(t)$ geçişli bir çözümdür ve aşağıdaki koşullar sağlanır.*

   (a) *$\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan ve $\mathcal{S}_2$'de düzgün devamlı olan çözümlerin başlangıç koşulları aşağıdaki şekilde yazılabilir.*

   $$\mathbf{z}_2(0) = K_2(\hat{\mathbf{s}}_2\sin\theta_2 + \hat{\mathbf{s}}_3\cos\theta_2)$$

   Burada $K_2 > 0$, $\hat{\mathbf{s}}_2 := \mathbf{s}_2 - \mathbf{s}_1$, $\hat{\mathbf{s}}_3 := \mathbf{s}_3 - \mathbf{s}_1$ şeklinde tanımlanmıştır. Eğer $z_2(t)$ geçişli bir çözüm ise, ve $t = \tau_2$ anında mod değiştiriyorsa, bu durumda

   $$z_2(\tau_2) = K_2 e^{\mu_2\tau_2} N_2\left\{\hat{\mathbf{s}}_2\sin\hat{\theta}_2 + \hat{\mathbf{s}}_3\cos\hat{\theta}_2\right\}$$

   olur. Burada $-\cot\theta_2 = \frac{e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2}-1}{e^{(\mu_3-\mu_1)\tau_2}-1}$, $\cot\hat{\theta}_2 := e^{(\mu_3-\mu_2)\tau_2}\cot\theta_2$ ve $N_2 := \frac{}{\sqrt{\sin^2\theta_2 + e^{2(\mu_3-\mu_2)\tau_2}\cos^2\theta_2}}$ olarak tanımlanmaktadır.

   (b) *$\mathcal{F} : \theta_2 \to \hat{\theta}_2$ dönüşümü $\mathcal{F}(\theta_2) = \hat{\theta}_2$ şeklinde tanımlanırsa, τ_2 ve $\hat{\theta}_2$, θ_2'nin fonksiyonlarıdır ve $\theta_2 \to \pi - \phi_2$ iken $\hat{\theta}_2 \to \pi - \phi_2$ ve $\tau_2 \to 0$, ve $\theta_2 \to \frac{\pi}{2}$ iken $\hat{\theta}_2 \to \frac{3\pi}{4}$ ve $\tau_2 \to \infty$ olur.*

İspat:

1. $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan çözümler için $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(0) = -K_2(\alpha_2 + \sin\theta_2 + \cos\theta_2) = 0$ olduğundan bu çözümlerin $\mathcal{S}_2$'ye düzgün devamlı olması için ya $\left[\frac{d}{dt}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} < 0$ olmalı, ya da $\left[\frac{d}{dt}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} = 0$ ise $\left[\frac{d^2}{dt^2}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} < 0$ olmalıdır.

$$\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t) = -K_2 e^{\mu_1 t}[\sin\theta_2\left(e^{(\mu_2-\mu_1)t} - 1\right) + \cos\theta_2\left(e^{(\mu_3-\mu_1)t} - 1\right)] \tag{13}$$

olduğundan

$$\left[\frac{d}{dt}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} = -K_2(\mu_3-\mu_1)[b_2\sin\theta_2 + \cos\theta_2]$$

elde edilir. Burada $b_2 = \cot\phi_2 = \frac{\mu_2-\mu_1}{\mu_3-\mu_1}$. O halde $\left[\frac{d}{dt}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} < 0$ için gerek ve yeter koşul $\sin(\theta_2+\phi_2) > 0$ olmasıdır. Diğer bir deyişle $-\phi_2 < \theta_2 < \pi - \phi_2$ olmalıdır. $\theta_2 = -\phi_2$ için $\left[\frac{d}{dt}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} = 0$ olduğundan $\left[\frac{d^2}{dt^2}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} = -(\mu_3-\mu_1)(\mu_3-\mu_2)\cos\theta_2 < 0$ olur. Ancak $\theta_2 = \pi - \phi_2$ için $\left[\frac{d^2}{dt^2}\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t)\right]_{t=0} > 0$ geçerlidir. O halde, $\mathcal{S}_2$'ye düzgün devamlılık için gerekli ve yeterli koşul $-\phi_2 \leq \theta_2 < \pi - \phi_2$ olmasıdır.

2. Eğer $-\phi_2 \leq \theta_2 \leq \pi/2$ ise (13) denkleminden tüm $t \geq 0$ sayıları için $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(t) < 0$ olur yani bu çözümler mod değiştirmez.

3. $\pi/2 < \theta_2 < \pi - \phi_2$ ise $\sin\theta_2 > 0$ ve $\cos\theta_2 < 0$ olur. $e^{(\mu_3-\mu_1)t} - 1 > e^{(\mu_2-\mu_1)t} - 1 > 0$ olduğundan öyle $\tau_2 > 0$ sayısı vardır ki, $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(\tau_2) = 0$ ve $\mathbf{c}^T A_2\mathbf{z}_2(\tau_2) < 0$ sağlanır. Yani çözüm geçişlidir.

   (a) $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(0) = 0$ olduğunda $\alpha_2 = -\sin\theta_2 - \cos\theta_2$ elde ederiz. α_2'yi $\mathbf{z}_2(0)$'ın ifadesinde yerine yazarsak $\mathbf{z}_2(0) = K_2(\hat{\mathbf{s}}_2\sin\theta_2 + \hat{\mathbf{s}}_3\cos\theta_2)$ olur. $t = \tau_2$ anında mod değiştiren geçişli çözümler için $\mathbf{c}^T\mathbf{z}_2(\tau_2) = 0$ olur. Bundan dolayı,

   $$\sin\theta_2\left(e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2} - 1\right) + \cos\theta_2\left(e^{(\mu_3-\mu_1)\tau_2} - 1\right) = 0, \tag{14}$$

   ve $-\cot\theta_2 = \frac{e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2}-1}{e^{(\mu_3-\mu_1)\tau_2}-1}$ elde edilir. (10) denkleminde α_2'yi yerine yazıp, $t = \tau_2$ anındaki değerine bakarsak

   $$\mathbf{z}_2(\tau_2) = K_2 e^{\mu_1\tau_2}[\sin\theta\left(\mathbf{s}_2 e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2} - \mathbf{s}_1\right) + \cos\theta_2\left(\mathbf{s}_3 e^{(\mu_3-\mu_1)\tau_2} - \mathbf{s}_1\right)]$$

   bulunur. (14) denkleminden $\sin\theta_2 e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2} + \cos\theta_2 e^{(\mu_3-\mu_1)\tau_2} = \sin\theta_2 + \cos\theta_2$ elde ederiz. Bu eşitliği $\mathbf{z}_2(\tau_2)$'nin ifadesinde kullanırsak ve elde edilen denklemi $e^{(\mu_2-\mu_1)\tau_2}$ parantezine alıp, denklemi N_2 ile çarpıp böler ve düzenlersek

   $$\mathbf{z}_2(\tau_2) = K_2 e^{\mu_2\tau_2} N_2\left\{\hat{\mathbf{s}}_2\sin\hat{\theta}_2 + \hat{\mathbf{s}}_3\cos\hat{\theta}_2\right\}$$

   elde ederiz. Burada $\cot\hat{\theta}_2 = e^{(\mu_3-\mu_2)\tau_2}\cot\theta_2$ olur.

   (b) $-\cot\theta_2$ ve $\cot\hat{\theta}_2$'nin ifadeleri göz önüne alınırsa $\theta_2 \to \pi - \phi_2$ iken $\hat{\theta}_2 \to \pi - \phi_2$ ve $\tau_2 \to 0$, ve $\theta_2 \to \frac{\pi}{2}$ iken $\hat{\theta}_2 \to \frac{3\pi}{4}$ ve $\tau_2 \to \infty$ olduğu kolayca görülür.

Tanım 4 *$\mathcal{L}(\mathbf{x})$'i, $\mathbf{x}$ vektörü yönündeki yarı doğru olarak tanımlayalım.*

Tanım 5 *$-\phi_2 \leq \theta_2 \leq \frac{\pi}{2}$ aralığı, $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'da $\mathcal{L}(\hat{\mathbf{s}}_2)$ ve $\mathcal{L}^-$ yarı doğruları ile sınırlı kapalı bir koni tanımlar. Bu koni **geçişsiz** olarak tanımlanır ve $\mathcal{C}^-$ ile gösterilir.*

Tanım 6 *Çalışmanın geri kalanında* $\mathbf{v}_1(\theta_1)$ *(Bkz. Yardımcı Teorem 2.2) ve* $\mathbf{v}_2(\theta_2) := \hat{\mathbf{s}}_2 \sin\theta_2 + \hat{\mathbf{s}}_3 \cos\theta_2$, *$\mathcal{H}$' da* ***doğrultular*** *olarak adlandırılacaktır. Eğer herhangi bir η katsayısı için $\eta\mathbf{v}_1(\theta_1) = \mathbf{v}_2(\theta_2)$ sağlanırsa, bu doğrultulara* ***denk doğrultular*** *denilecek ve $\mathbf{v}_1(\theta_1) \simeq \mathbf{v}_2(\theta_2)$ şeklinde gösterilecektir.*

3.3. Mod değişimi

Mod değişimi, alt sistemlerin $\mathcal{H}$ düzlemi üzerinde nasıl birleştirildiğine bağlı olduğundan öncelikle aşağıdaki tanımı verelim.

Tanım 7 $B_3 := \frac{(\lambda_1 - a_{11} - \mu_3 a_{21})}{\omega_1\left(1+b_1^2\right)}$ *çalışmanın geri kalanında* ***bağlama sabiti*** (***the coupling constant***) *olarak isimlendirilecektir.*

$\mathcal{H}$ için $\{\hat{\mathbf{x}}_1, \mathbf{y}_1\}$ ve $\{\hat{\mathbf{s}}_2, \hat{\mathbf{s}}_3\}$ şeklinde iki farklı taban vardır. Geçişli çözümler için, bir moddan diğerine geçtikten sonra çözümün nasıl davrandığını açıklamak için taban değişimi gereklidir. Bu değişimin özellikleri aşağıdaki Yardımcı Teorem'de verilmektedir.

Yardımcı Teorem 4 $\mathbf{z}_1(t)$, *başlangıç koşulu* $\mathbf{z}_1(0) = \mathbf{v}_1(\theta_1)$ *$(-\phi_1 \le \theta_1 < \pi - \phi_1)$ olan ve $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan geçişli bir çözüm olsun. Çözümün mod değitirdiği $t = \tau_1$ anında $\mathbf{z}_1(\tau_1)$ aşağıdaki denklem ile ifade edilir.*

1.
$$\begin{aligned}\mathbf{z}_1(\tau_1) &= \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) e^{\sigma_1\tau_1}\left(\hat{\mathbf{s}}_2\sin\theta_2 + \hat{\mathbf{s}}_3\cos\theta_2\right)\\ &= \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) e^{\sigma_1\tau_1}\mathbf{v}_2(\theta_2).\end{aligned}$$
Burada $\mathcal{G}_1\left(\hat{\theta}_1\right) := \theta_2$ *ve*
$$\theta_2 = \cot^{-1}\left\{\frac{-b_2\left(B_3\left(\cot\hat{\theta}_1 + b_1\right) + 1\right)}{B_2\left(\cot\hat{\theta}_1 + b_1\right) + 1}\right\}, \quad (15)$$
ve
$$\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) = \frac{-\omega_1\left(\cos\hat{\theta}_1 + b_1\sin\hat{\theta}_1\right)}{a_{32}\left(\mu_3 - \mu_1\right)\left(\cos\theta_2 + b_2\sin\theta_2\right)}.$$
Ayrıca $B_m := \frac{(\lambda_1 - a_{11} - \mu_m a_{21})}{\omega_1\left(1+b_1^2\right)}$, $m = 1,2,3$ *olarak tanımlanmıştır.*

2. $\mathbf{z}_2(t)$, *başlangıç koşulu* $\mathbf{z}_2(0) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) e^{\sigma_1\tau_1}\mathbf{v}_2(\theta_2)$ *olmak üzere, $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan bir çözüm olsun. Eğer $\mathbf{z}_2(t)$ geçişli bir çözüm ise ve çözüm $t = \tau_2$ anında mod değiştiriyorsa aşağıdaki ifade geçerlidir.*
$$\mathbf{z}_2(\tau_2) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) e^{\mu_2\tau_2} e^{\sigma_1\tau_1}\eta_{21}(\theta_2) N_2\mathbf{v}_1(\theta_{11}),$$
burada $\mathcal{G}_2\left(\hat{\theta}_2\right) := \theta_{11}$,
$$\theta_{11} = \cot^{-1}\left\{\frac{-\left(\cot\hat{\theta}_2 + b_2\right)}{b_2 B_3 + B_2\cot\hat{\theta}_2} - b_1\right\} \quad (16)$$
ve
$$\eta_{21}(\theta_2) = -\frac{a_{32}\left(\mu_3 - \mu_1\right)\left(\cos\hat{\theta}_2 + b_2\sin\hat{\theta}_2\right)}{\omega_1\left(\cos\theta_{11} + b_1\sin\theta_{11}\right)},$$
olur. Ek olarak, $\cot\psi_1 := \frac{1}{B_1} + b_1$ *olarak tanımlanırsak* $\mathbf{v}_2\left(\frac{3\pi}{4}\right) \simeq \mathbf{v}_1(-\psi_1)$ *ve* $-\phi_1 < \theta_{11} < -\psi_1$ *olur.*

İspat:

1. $\mathbf{z}_1(t)$, $-\phi_1 \le \theta_1 < \pi - \phi_1$ olmak üzere $\mathbf{z}_1(0) = \mathbf{v}_1(\theta_1)$ başlangıç koşulunu sağlayan ve $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan bir çözüm olsun. Bu çözüm $t = \tau_1$ anında mod değiştiriyorsa, Yardımcı Teorem 2.3'ten $\mathbf{z}_1(\tau_1) = e^{\sigma_1\tau_1}\mathbf{v}_1\left(\hat{\theta}_1\right)$ olur. O halde Tanım 6'dan $\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) > 0$ olacak şekilde $\mathbf{v}_1\left(\hat{\theta}_1\right) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)\mathbf{v}_2(\theta_2)$ eşitliğini sağlayan θ_2 mevcuttur. Buradan $\mathbf{z}_1(\tau_1) = e^{\sigma_1\tau_1}\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)\mathbf{v}_2(\theta_2)$ elde ederiz. Bundan dolayı
$$\Gamma_1\begin{bmatrix}\sin\hat{\theta}_1\\ \cos\hat{\theta}_1\end{bmatrix} = \eta_{12}\Gamma_2\begin{bmatrix}\sin\theta_2\\ \cos\theta_2\end{bmatrix}$$
eşitliği sağlanır. Burada
$$\begin{aligned}\Gamma_1 &:= \begin{bmatrix}\hat{\mathbf{x}}_1 & \mathbf{y}_1\end{bmatrix}\\ &= \begin{bmatrix}\frac{(a_{11}-\sigma_1)b_1 - \omega_1}{a_{21}} & \frac{(a_{11}-\lambda_1)}{a_{21}}\\ b_1 & 1\end{bmatrix}\end{aligned}$$
ve
$$\begin{aligned}\Gamma_2 &:= \begin{bmatrix}\hat{\mathbf{s}}_2 & \hat{\mathbf{s}}_3\end{bmatrix}\\ &= \begin{bmatrix}\mu_3(\mu_2 - \mu_1) & \mu_2(\mu_3 - \mu_1)\\ -(\mu_2 - \mu_1) & -(\mu_3 - \mu_1)\end{bmatrix}\end{aligned}$$
şeklinde tanımlanmıştır. Yukarıdaki eşitliği, $Q_1 = \begin{bmatrix}1 & 0\\ b_1 & 1\end{bmatrix}$, $Q_2 = \begin{bmatrix}1 & 0\\ b_2 & 1\end{bmatrix}$ ve tersleri ile aşağıdaki şekilde çarparsak
$$\Gamma_1 Q_1^{-1} Q_1\begin{bmatrix}\sin\hat{\theta}_1\\ \cos\hat{\theta}_1\end{bmatrix} = \eta_{12}\Gamma_2 Q_2^{-1} Q_2\begin{bmatrix}\sin\theta_2\\ \cos\theta_2\end{bmatrix}$$
olur. Son denklemi $\begin{bmatrix}1 & \mu_2\\ 0 & 1\end{bmatrix}$ ile soldan çarpıp uygun düzenlemeleri yaparsak
$$\eta_{12}\begin{bmatrix}\sin\theta_2\\ \cos\theta_2 + b_2\sin\theta_2\end{bmatrix} = \Gamma_2^{-1}\Gamma_1\begin{bmatrix}\sin\hat{\theta}_1\\ \cos\hat{\theta}_1 + b_1\sin\hat{\theta}_1\end{bmatrix}$$
olur. Bu eşitlikten, (15) ve η_{12} kolayca elde edilir.

2. Başlangıç koşulu, $\mathbf{z}_2(0) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)e^{\sigma_1\tau_1}\mathbf{v}_2(\theta_2)$ olan ve $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$ 'dan başlayan $\mathbf{z}_2(t)$ çözümünü alalım. Eğer $\mathbf{z}_2(t)$ geçişli bir çözüm ise $(\frac{\pi}{2} < \theta_2 < \pi)$, Yardımcı Teorem 3.3.a'dan $\mathbf{z}_2(\tau_2) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)e^{\sigma_1\tau_1}e^{\mu_2\tau_2}N_2\mathbf{v}_2(\hat{\theta}_2)$ olur. O halde $\eta_{21}(\theta_2) > 0$ olacak şekilde $\mathbf{v}_2(\hat{\theta}_2) = \eta_{21}(\hat{\theta}_2)\mathbf{v}_1(\theta_{11})$ denklemini sağlayan tek bir θ_{11} açısı vardır. Buradan,
$$\mathbf{z}_2(\tau_2) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)e^{\mu_2\tau_2}e^{\sigma_1\tau_1}\eta_{21}\left(\hat{\theta}_2\right)N_2\mathbf{v}_1(\theta_{11})$$
olur. O halde,
$$\Gamma_2\begin{bmatrix}\sin\hat{\theta}_2\\ \cos\hat{\theta}_2\end{bmatrix} = \eta_{21}\left(\hat{\theta}_2\right)\Gamma_1\begin{bmatrix}\sin\theta_{11}\\ \cos\theta_{11}\end{bmatrix}$$
olur. Bu denklemi, $Q_1 = \begin{bmatrix}1 & 0\\ b_1 & 1\end{bmatrix}$ve $Q_2 = \begin{bmatrix}1 & 0\\ b_2 & 1\end{bmatrix}$ ile aşağıdaki şekilde çarparsak
$$\Gamma_2 Q_2^{-1} Q_2\begin{bmatrix}\sin\hat{\theta}_2\\ \cos\hat{\theta}_2\end{bmatrix} = \eta_{21}\left(\hat{\theta}_2\right)\Gamma_1 Q_1^{-1} Q_1\begin{bmatrix}\sin\theta_{11}\\ \cos\theta_{11}\end{bmatrix}$$

elde ederiz. Son denklemi de soldan $\begin{bmatrix} a_{21} & (\lambda_1 - a_{11}) \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ matrisi ile çarptığımızda

$$\eta_{21} \begin{bmatrix} \sin\theta_{11} \\ \cos\theta_{11} + b_1 \sin\theta_{11} \end{bmatrix} = \Gamma_1^{-1}\Gamma_2 \begin{bmatrix} \sin\hat{\theta}_2 \\ \cos\hat{\theta}_2 + b_2 \sin\hat{\theta}_2 \end{bmatrix}$$

olur. Buradan (16) denklemini ve η_{21}'i elde ederiz.

Ayrıca, Yardımcı Teorem 3.3.a'dan $\theta_2 \to \frac{\pi}{2}$ iken $\hat{\theta}_2 \to \frac{3\pi}{4}$ idi. (16) denkleminde $\hat{\theta}_2 \to \frac{3\pi}{4}$ yerine yazarsak ve $b_2 B_3 - B_2 = B_1(1 - b_2)$ eşitliğini kullanırsak $\cot\theta_1 = -\frac{1}{B_1} - b_1$ elde ederiz. Bu açıyı $\theta_1 := -\psi_1$ olarak tanımlarsak, $-\phi_1 < \theta_{11} < -\psi_1$ elde ederiz.

3.4. Kararlılık

$\mathbf{z}_1(t)$, $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$ 'dan başlayan ve başlangıç koşulu $\mathbf{z}_1(0) = \mathbf{v}_1(\theta_1)$ olan geçişli bir çözüm olsun. Bu çözüm $t = \tau_1$ anında mod değiştirsin ve $\mathbf{z}_1(\tau_1)$, $\mathcal{C}^-$ konisinin dışında olsun. Bu durumda Yardımcı Teorem 2.4, 3 ve 4 kullanılarak $\mathcal{F}_1(\theta_1) = \hat{\theta}_1$, $\mathcal{G}_1(\hat{\theta}_1) = \theta_2$, $\mathcal{F}_2(\theta_2) = \hat{\theta}_2$, $\mathcal{G}_2(\hat{\theta}_2) = \theta_{11}$ olduğu görülür. Buna göre, $\mathcal{T}_1 : \mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H} \to \mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$ dönüşümü aşağıdaki şekilde tanımlanabilir:

$$\mathcal{T}_1(\theta_1) = \mathcal{G}_2(\mathcal{F}_2(\mathcal{G}_1(\mathcal{F}_1(\theta_1)))) = \theta_{11}. \tag{17}$$

Taban değişimi sürekli bir fonksiyon olduğundan, yukarıda tanımlanan tüm fonksiyonlar süreklidir. Bu nedenle, $\mathcal{T}_1(\theta_1) = \theta_{11}$ de sürekli bir fonksiyondur. $\mathbf{v}_1\left(\hat{\theta}_1\right) = \eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right)\mathbf{v}_2(\theta_2)$ ve $\mathbf{v}_2\left(\hat{\theta}_2\right) = \eta_{21}(\theta_2)\mathbf{v}_1(\theta_{11})$ olduğundan bu dönüşüm

$$\mathbf{v}_1(\theta_1) \to e^{\mu_2\tau_2} e^{\sigma_1\tau_1} \eta_{21}(\theta_2)\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1\right) N_2 \mathbf{v}_1(\theta_{11})$$

şeklinde gösterilir. Bundan dolayı, $\mathcal{T}_1(\theta_1)$ bir tam Poincaré dönüşümü olarak yorumlanabilir. $\mathcal{T}_1(\theta_1)$, sadece en az iki kez mod değiştiren çözümler için tanımlanmıştır. $2k$ kere mod değiştiren çözümler için $\mathcal{T}_1^k(\theta_1)$ şu şekilde tanımlanır: $\mathcal{T}_1^k(\theta_1) := \mathcal{T}_1(\mathcal{T}_1(\cdots\mathcal{T}_1(\theta_1)\cdots))$ ve $\mathcal{T}_1^k(\theta_1) := \theta_{1k}$.

$\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$ dan başlayan geçişli çözümler için , $\mathcal{T}_2^k(\theta_2) := \theta_{2k}$ olacak şekilde $\mathcal{T}_2 : \mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H} \to \mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$ dönüşümünü tamamıyla benzer şekilde tanımlanır.

Tanım 8 *θ_i^*, $\mathcal{T}_i(\theta_i)$'nin bir sabit noktası olsun, diğer bir ifade ile $i = 1, 2$ için $\mathcal{T}_i(\theta_i^*) = \theta_i^*$ geçerli olsun. Bu durumda $\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ **sabit doğrultu** olarak adlandırılacaktır. I_i, θ_i^* yi içeren bir aralık olsun. Eğer her $\varepsilon > 0$ sayısı ve herhangi bir $\theta_i \in I_i$ ($i = 1, 2$) için $\left|\mathcal{T}_i^k(\theta_i) - \theta_i^*\right| < \varepsilon$ koşulu sağlayan bir k tamsayısı varsa, $\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ sabit noktasına, I_i aralığında **çekicidir** denir. I_i aralığı **sadece bir tane** θ_i^* noktası içeriyorsa, sabit nokta **itici,** denir.*

$\mathbf{z}_i^*(t)$, $\mathbf{z}_i(\theta_i^*)$ sabit doğrultusundan başlayan bir çözüm olsun. $K_i > 0$ reel bir sabit olmak üzere, özel olarak, $\mathbf{z}_i^*(0) = K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ alalım. Bu durumda, $\mathcal{T}_i(\theta_i^*) = \theta_i^*$ olduğundan Yardımcı Teorem 4'ü kullanarak $K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*) \to \gamma^*(\theta_i^*)K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ olur. Burada

$$\gamma^*(\theta_1^*) := e^{\mu_2\tau_2^*} e^{\sigma_1\tau_1^*} \eta_{21}(\theta_2^*)\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1^*\right) N_2 \tag{18}$$

olur.

Tanım 9 *$\gamma^*(\theta_i^*)$, [7]'de **yakınsaklık oranı** olarak tanımlanmıştır.*

$\mathbf{z}_1^*(t)$, $\mathbf{z}_1(\theta_1^*)$ sabit doğrultusundan başlayan bir çözüm ise bu durumda $\mathcal{S}_2 \cap \mathcal{H}$ 'da

$$\mathbf{z}_1^*(\tau_1^*) = \eta_{12}\left(\theta_1^* + \omega_1\tau_1^*\right) e^{\sigma_1\tau_1^*}\mathbf{v}_2(\theta_2^*).$$

olacak şekilde tek bir sabit doğrultu vardır. $\mathcal{T}_1(\theta_1^*)$'ın tanımından, $z_1^*(\tau_1^*)$, $\mathcal{C}^-$ konisinin dışında olmalıdır. Bunun anlamı, (θ_1^*, θ_2^*) sabit doğrultuları çift olarak vardır. Bundan dolayı, yakınsaklık oranı için aşağıdaki notasyonu kullanacağız.

$$\gamma^*(\theta_1^*) = \gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*).$$

Tanım 10 *I_2 aralığı $\mathcal{C}^-$'yi içeren bir aralık olsun. Eğer herhangi bir $\theta_2 \in I_2$ için, sonlu $k > 0$ tamsayısı varsa ve $0 < \mathcal{T}_2^k(\theta_2) \le \frac{\pi}{2}$ geçerli ise veya $k \to \infty$ iken $\mathcal{T}_2^k(\theta_2) \to \frac{\pi}{2}$ ise $\mathcal{C}^-$ konisine I_2 aralığında **çekicidir** denir. Son durumda $\mathcal{L}(v_2(\frac{\pi}{2}))$ sınırı dejenere sabit doğrultu olarak isimlendirilir. Eğer $I_2 = [0, \frac{\pi}{2}]$ ise o zaman $\mathcal{C}^-$ **itici** olarak isimlendirilir.*

Yardımcı Teorem 5 *$\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$, I_i ($i = 1, 2$) aralığında çekici bir sabit doğrultu olsun. O zaman aşağıdakiler sağlanır:*

1. *$\mathbf{z}_i^*(t), \mathbf{v}_i^*(\theta_i^*)$ sabit doğrultusundan başlayan bir çözüm ise o zaman $t \to \infty$ iken $\mathbf{z}_i^*(t) \to 0$ için gerek ve yeter koşul $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ olmasıdır.*
2. *$\mathbf{z}_i(t)$, $\theta_i \in I_i$ olmak üzere, $\mathbf{z}_i(0) = K_i\mathbf{v}_i(\theta_i)$ başlangıç koşulunu sağlayan ve $\mathcal{S}_i \cap \mathcal{H}$' dan başlayan bir çözüm ise $t \to \infty$ iken $z_i(t) \to 0$ gitmesi için gerek ve yeter koşul $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ olmasıdır.*
3. *$\mathcal{C}^-$'nin I_2 aralığında çekici olduğunu varsayalım. $\theta_2 \in I_2$ olacak şekilde $\mathbf{z}_2(0) = \mathbf{v}_2(\theta_2)$ alalım. Bu durumda $t \to \infty$ iken $z_2(t) \to 0$ için gerek ve yeter koşul $\mu_3 < 0$ olmasıdır.*

İspat:

1. $\mathbf{z}_i^*(0) = K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ olsun. $\mathcal{T}(\theta_i^*) = \theta_i^*$ olduğundan, çözümler $\mathcal{H}$ etrafında bir tur döndüğünde $K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*) \to \gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*)K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ olur. Herhangi bir $k > 0$ tamsayısı için $\mathcal{T}^k(\theta_i^*) = \theta_i^*$ olur. Buradan $\mathcal{H}$ etrafındaki k tur sonrası $K_i(\theta_i^*) \to [\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*)]^k K_i\mathbf{v}_i(\theta_i^*)$ olur. Dolayısıyla $t \to \infty$ iken $k \to \infty$ ve $\mathbf{z}_i^*(t) \to 0$ gitmesi için gerek ve yeter şart $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ olmasıdır.
2. [7]'deki Teorem (11)'in içinde bu ispat yapıldığı için burada tekrar yapılmayacaktır.
3. Herhangi bir $k > 0$ tamsayısı için $-\phi_2 < \mathcal{T}_2^k(\theta_2) \le \frac{\pi}{2}$ ise, bu durumda sonlu bir $T > 0$ için $\mathbf{z}_2(T) \in \mathcal{C}^-$ konisindedir ve $\mathbf{z}_2(t)$, tüm $t \ge T$ için daima koninin içinde kalacaktır. Bundan dolayı bu çözümlerin $t \to \infty$ iken asimtotik kararlı olması için gerekli ve yeterli şart $\mu_3 < 0$ olmasıdır. Varsayalım ki $k \to \infty$ iken $\mathcal{T}_2^k(\theta_2) \to \frac{\pi}{2}$ olsun. Bu durumda Yardımcı Teorem 3'den $\tau_2 \to \infty$ iken $\mathbf{z}_2(t) \to 0$ gitmesi için gerek ve yeter şart $\mu_3 < 0$ olmasıdır.

Sonuc 6 *$\gamma^*(\theta_1^*)$ genel ifadesi aşağıdaki gibidir.*

$$\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) = e^{\mu_2\tau_2} e^{\sigma_1\tau_1} \frac{\cos\hat{\theta}_1^* + b_1\sin\hat{\theta}_1^*}{\cos\theta_1^* + b_1\sin\theta_1^*} \frac{\cot\hat{\theta}_2^* + b_2}{\cot\theta_2^* + b_2}$$

ve eğer $\theta_1^* \neq 0$ *ise*

$$\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) = e^{\mu_2 \tau_2} e^{\lambda_1 \tau_1} \frac{1 + B_2 \left(\cot \hat{\theta}_1^* + b_1\right)}{1 + B_2 \left(\cot \theta_1^* + b_1\right)}. \qquad (19)$$

şeklinde yazılabilir. Burada τ_i^*, $(i = 1, 2)$ *çözümlerin mod değiştirdiği zamanlardır.*

İspat: (18) denkleminde $\eta_{21}(\theta_2^*)$, $\eta_{12}\left(\hat{\theta}_1^*\right)$ ve N_2 terimlerini, Yardımcı Teorem 4 ve Yardımcı Teorem 2'yi kullanarak yerine yazarsak

$$\gamma^*(\theta_1^*) = e^{\mu_2 \tau_2} e^{\sigma_1 \tau_1} \frac{\cos \hat{\theta}_1^* + b_1 \sin \hat{\theta}_1^*}{\cos \theta_1^* + b_1 \sin \theta_1^*} \frac{\cot \hat{\theta}_2^* + b_2}{\cot \theta_2^* + b_2}$$

ve $\frac{\cot \hat{\theta}_2^* + b_2}{\cot \theta_2^* + b_2} = \frac{\cot \theta_1^* + b_1}{\cot \hat{\theta}_1^* + b} \frac{1 + B_2\left(\cot \hat{\theta}_1^* + b_1\right)}{1 + B_2\left(\cot \theta_1^* + b_1\right)}$ eşitliğini kullanırsak

$$\gamma^*(\theta_1^*) = e^{\mu_2 \tau_2} e^{\lambda_1 \tau_1} \frac{1 + B_2 \left(\cot \hat{\theta}_1^* + b_1\right)}{1 + B_2 \left(\cot \theta_1^* + b_1\right)}$$

elde ederiz.

3.5. Temel Sonuç

Bu bölümde 3 farklı geometrik yapıda kararlılık problemi incelenecektir. Bu geometriler bağlama sabiti olarak isimlendirdiğimiz B_3'ün işaretine göre belirlenmektedir (Bkz.Tanım 7). $\mathcal{L}(\hat{\mathbf{s}}_2)$ ile $\mathcal{L}^-$ arasındaki açının tanjantı $-1/\mu_3$ ve $\mathcal{L}(\mathbf{y}_1)$ ile $\mathcal{L}^+$ arasındaki açının tanjantı $\frac{a_{21}}{(a_{11}-\lambda_1)}$ dir. Eğer $B_3 < 0$ ise o zaman $\frac{a_{21}}{(a_{11}-\lambda_1)} < \frac{-1}{\mu_3}$ ve $\lambda_1 - a_{11} - \mu_3 a_{21} < 0$ olur. Bu da gösterir ki $-y_1$, $\mathcal{C}^-$ konisinin içindedir. Benzer şekilde eğer $B_3 > 0$ ise $\lambda_1 - a_{11} - \mu_3 a_{21} > 0$ ve $-\mathbf{y}_1$, $\mathcal{C}^-$ konisinin dışındadır. $B_3 = 0$ durumda ise $\mathbf{y}_1$ ve $\hat{\mathbf{s}}_2$ aynı doğrunun üzerindedir. Üç farklı geometrik yapı aşağıda tanımlanmıştır.

1. $-\mathbf{y}_1, \mathcal{C}^-$ konisinin içindedir $(B_3 < 0)$.
2. $\mathbf{y}_1$ ve $\hat{s}_2$ aynı doğrulardır $(B_3 = 0)$.
3. $-\mathbf{y}_1, \mathcal{C}^-$ konunun dışındadır $(B_3 > 0)$.

Teorem 7 *(1) - (2) denklemleri ile verilen iki modlu sistem 1-3 varsayımlarını sağlasın. Bu durumda aşağıdaki koşullar geçerlidir:*

1. $B_3 \geq 0$ *ise iki modlu sistemin genel asimtotik kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul her iki moda ait reel özdeğerlerin negatif olması ve sabit doğrultudan başlayan çözümlerin yakınsaklık oranının* 1*'den küçük olmasıdır.*
2. $B_3 < 0$ *ise,*
   (a) *eğer* $-\frac{1}{B_3} - b_1 > 0$ *ise,* $[-\phi_1, 0)$ *aralığında* $\mathcal{G}_1(\mathcal{F}_1(\bar{\theta}_1)) = \frac{\pi}{2}$ *koşulunu sağlayan bir* $\bar{\theta}_1$ *açısı vardır. Ek olarak* $\bar{\theta}_1 \in (-\psi_1, 0)$ *ise, iki modlu sistemin genel asimtotik kararlı olması için gerekli ve yeterli koşullar her iki moda ait reel özdeğerlerin negatif olması ve sabit doğrultudan başlayan çözümlerin yakınsaklık oranının* 1*'den küçük olmasıdır.*
   (b) *Eğer* $-\frac{1}{B_3} - b_1 \leq 0$ *ise, bu durumda kararlılık için gerek ve yeter koşul her iki moda ait tüm reel özdeğerlerin negatif olmasıdır.*

İspat: $\mathcal{S}_1 \cap \mathcal{H}$'dan başlayan çözümleri düşünelim.

1. $B_3 > 0$ olsun. Bu durumda $-\mathbf{y}_1$, $\mathcal{C}^-$ konisinin dışındadır. $[0, \pi - \phi_1)$ aralığından başlayan çözümler, $(\pi - \phi_1, \pi]$ aralığında mod değiştireceği için $\mathbf{v}_1(\bar{\theta}_1 + \omega_1 \tau_1 (\bar{\theta}_1)) \simeq \hat{\mathbf{s}}_2$ sağlayan bir $\bar{\theta}_1 \in [0, \pi - \phi_1)$ açısı vardır. $\theta_1 \geq \bar{\theta}_1$ başlangıç açısına sahip çözümler $\mathcal{C}^-$ konisine girer ve tüm $t \geq \tau_1$ için $\mathcal{S}_2$'de kalır. Dolayısıyla bu çözümlerin kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul tüm reel özdeğerlerin negatif olmasıdır. Eğer $\theta_1 \in [-\phi_1, \bar{\theta}_1)$ arasında ise Yardımcı Teorem 3.2'den $\mathcal{T}_1(\theta_1) \in [-\phi_1, -\psi_1)$ olur. Burada $\theta_1 > -\psi_1$ olduğunda $\theta_1 > \mathcal{T}_1(\theta_1)$ ve $\theta_1 = -\phi_1$ olduğunda ise $\theta_1 < \mathcal{T}_1(\theta_1)$ sağlanır. Bundan dolayı $\theta_1^* = \mathcal{T}_1(\theta_1^*)$ sağlayan $\theta_1^* \in [-\phi_1, -\psi_1)$ sabit noktası vardır. Eğer bu sabit nokta tek ise Yardımcı Teorem 5.1'den bu sabit noktadan başlayan çözümlerin kararlı olması için gerek ve yeter koşul $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ olmasıdır.

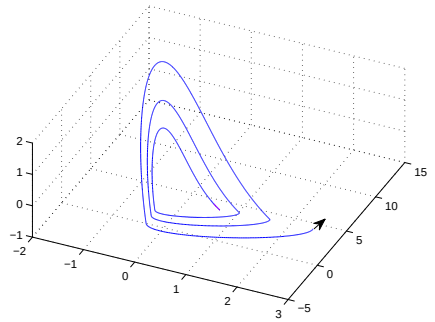
   $B_3 = 0$ ise $-\mathbf{y}_1$ ile $\hat{\mathbf{s}}_2$ çakışır. Dolayısıyla $[0, \pi - \phi_1)$ aralığından başlayan çözümler $\mathcal{C}^-$ konisine girer ve tüm $t \geq \tau_1$ için $\mathcal{S}_2$'de kalır. Eğer $\theta_1 \in [-\phi_1, 0)$ ise bu durumda çözümler mod değiştirdiğinde $\mathcal{C}^-$ konisinin dışına çarpar yani geçişken çözümdür. Tekrar mod değiştirdiğinde $\mathcal{T}_1(\theta_1) \in [-\phi_1, -\psi_1)$ olur. Yukarıdaki duruma benzer şekilde, çözümler $t \to \infty$ iken sonsuz kere mod değiştirecektir ve sabit doğrultu oluşacaktır. Bu sabit doğrultudan başlayan çözümlerin kararlılığı için gerekli ve yeterli koşul Yardımcı Teorem 5.1'den $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ olmasıdır.

2. $B_3 < 0$ olsun. Bu durumda $-\mathbf{y}_1$, $\mathcal{C}^-$ konisinin içindedir.

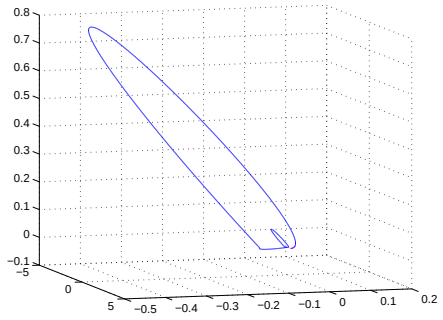
   (a) $-\frac{1}{B_3} - b_1 > 0$ olsun. (15) denkleminde $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$ yazarsak $\cot \hat{\theta}_1 = -\frac{1}{B_3} - b_1 > 0$ elde ederiz. $[-\phi_1, 0)$ aralığından başlayan çözümler için $\mathcal{G}_1(\mathcal{F}_1(\bar{\theta}_1)) = \frac{\pi}{2}$ koşulunu sağlayan bir $\bar{\theta}_1$ açısı vardır.Eğer $\bar{\theta}_1 \in (-\psi_1, 0)$ ise $\bar{\theta}_1 > \theta_1$ eşitsizliğini sağlayan θ_1 başlangıç açıları için çözümler mod değiştirecektir. Ayrıca $\theta_1 \in [-\psi_1, \bar{\theta}_1)$ için $\mathcal{T}_1(\theta_1) < \theta_1$ ve $\theta_1 = -\phi_1$ için ise $\mathcal{T}_1(\theta_1) > \theta_1$ olur. Yani bu durumda da $\theta_1^* = \mathcal{T}_1(\theta_1^*)$ sağlayan sabit doğrultu vardır. Eğer sabit doğrultu tek ise, bu sistemin kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul Yardımcı Teorem 5.1'den $\gamma^*(\theta_1^*, \theta_2^*) < 1$ ve her iki moda ait reel özdeğerlerin negatif olmasıdır.

   (b) $-\frac{1}{B_3} - b_1 \leq 0$ ise (15) denkleminde $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$ yazarsak $\cot \hat{\theta}_1 = -\frac{1}{B_3} - b_1 \leq 0$ olur. Oysa $[-\phi_1, 0)$ aralığından başlayan geçişken çözümler için $\cot \hat{\theta}_1 > 0$ olmalıdır. Bundan dolayı, tüm çözümler $\mathcal{C}^-$ konisine girer. Bu durumda sistemin kararlı olması için gerekli ve yeterli koşul her iki moda ait tüm reel özdeğerlerin negatif olmasıdır.

Örnek 1 $\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{551}{1560} & -\frac{19\,651}{307\,320} & \frac{27}{260} \\ \frac{197}{195} & \frac{59\,233}{153\,660} & -\frac{557}{260} \\ 0 & \frac{20\,617}{310\,472} & -\frac{655}{1576} \end{bmatrix}$ *matrisinin özdeğerleri* $-\frac{1}{40}+\frac{1}{5}i, -\frac{1}{40}-\frac{1}{5}i, -\frac{1}{3}$ *ve* $\mathbf{A}_2$ *matrisi gözlenebilir kanonik formda ve özdeğerleri* $-4, -3, -2$ *olsun. Burada* $B_3 = 3.0212$. *Bu durumda her iki alt sistemde kararlı olmasına rağmen iki modlu sistem kararsızdır ve yakınsaklık oranı* $\gamma = 1.4011$*'dir (Bkz. Şekil 1). Verilen bu iki matrisin özdeğerlerini değiştirmeden sadece* $B_3 = 0.1808$ *sabitini değiştirecek şekilde* $A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{481}{1832} & -\frac{289}{60} & -\frac{67}{20} \\ \frac{5057}{52441} & \frac{-32173}{27480} & -\frac{1897}{4580} \\ 0 & \frac{229}{120} & \frac{21}{20} \end{bmatrix}$ *seçersek, alt sistemleri kararlı olan iki modlu sistem de kararlı olur ve yakınsaklık oranı :* $\gamma = 0.0809$*'dır (Bkz. Şekil 2).*



Şekil 1: Kararsız çözüm



Şekil 2: Kararlı çözüm

4. Sonuçlar

Bu çalışmada İPLS için $\mathbb{R}^3$'te çözümler sınıflandırılmış ve bu sınıflandırma yardımıyla sistemin kararlılık problemi belirli koşullar altında çözülmüştür. Kararlılık probleminin çözümünde bağlama sabitinin önemi örneklerle gösterilmiştir. İleri bir çalışma konusu reel özdeğerlerin farklı katlılıkları göz önüne alınarak ve kompleks özdeğerler için belirlenen koşul değiştirilerek kararlılık probleminin incelenmesi olabilir.

5. Kaynakça

[1] D. Liberzon, *Switching in Systems and Control*. Boston, MA: Birkhäuser, 2003.

[2] Z. Sun, *Switched Linear Systems: Control and Design*. London, Springer-Verlag, 2005.

[3] Z. Sun and S.S. Ge, *Stability Theory of Switched Dynamical Systems*. London, Springer-Verlag, 2011.

[4] R. Shorten, F.Wirth, O. Mason, ,K. Wulff and C. King, Stability criteria for switched and hybrid systems. *SIAM Review*, *49* (4), 545–592,2007.

[5] Hai Lin and P.J. Antsaklis, Stabililty and Stabilizability of Switched Linear Systems: A Short Survey of Recent Results. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, *54* (2), 308 - 322, 2009.

[6] J. I. Imura and A. van der Schaft,Characterization of well-posedness of piecewise-linear systems. *IEEE Trans. Automat. Contr.*, *45* (9), 1600–1619,2000.

[7] V. Eldem and G. Şahan, Structure and Stability of Bimodal Systems in R3: Part 1. *An International Journal of Applied and Computational Mathematics*, *13* (2), 206–229,2014.

[9] Y. Iwatani and S. Hara, Stability tests and stabilization for piecewise linear systems based on poles and zeros of subsystems. *Automatica*, *42* (10), 1685–1695 ,2006.

[10] M. K. Camlibel, W. P. M. H.Heemels and J. M. Schumacher, A full characterization of stabilizability of bimodal piecewise linear systems with scalar inputs. *Automatica*, *44* (5), 1261–1267,2008.

[11] M. K. Camlibel,P. M. H. W. Heemels, and J.M. Schumacher, Stability and controllability of planar bimodal complementarity systems. *42th IEEE Conference on Decision and Control*, Hawaii, USA, 9-12 Dec. 2003 (pp. 1651 - 1656).

[12] Y. Mori,, T. Mori, and Y. Kuroe, A solution to common Lyapunov function problem for continuous time systems. *Proceedings of 36th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, 3530–3531,1997.

[13] R. N. Shorten and K. S. Narendra, Necessary and Sufficient Conditions For The Existence Of A Common Quadratic Lyapunov Function For Two Stable Linear Second Order Systems. *In proceedings of American Control Conferencel*, San Diego, CA, 1410–1414, 1999.

[14] R. Shorten, , O. Mason, F. O. Cairbre, and P. Curran, A unifying framework for the SISO circle criterion and other quadratic stability criteria. *Int. J. Control*, *77* (1), 1–8, 2004.

[15] Z. Sun, Stability of piecewise linear systems revisited. *Annual Reviews in Control* , *34* (2), 221–231,2010.

[16] V. Carmona, E. Freire, E. Ponce, and F. Torres, Bifurcation of invariant cones in piecewise linear homogenous systems. *International Journal of Bifurcation and Chaos (IJBC)*, *15* (8), 2469–2484, 2005.

[17] V. Carmona, E. Freire, E. Ponce, and F. Torres, The continuous matching of two stable linear systems can be unstable. *Discrete and Continuous Dynamical systems*, *16* (3), 689-703, 2006.

PID kullanılan Smith öngörücüsü yapısının kararlılık analizi

Furkan Nur Deniz[1], Nusret Tan[1], Barış Baykant Alagöz[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya

{furkan.deniz}@inonu.edu.tr}

Özetçe

Bu çalışmada, SBL (Stability Boundary Locus) metodu kullanılarak, PID kontrolör içeren Smith öngörücüsü yapıları için kararlılık analizi yapılmıştır. Smith öngörücüsü yapısında kullanılan modelin gerçek sisteme eşit olduğu (mükemmel model) ve SOPDT (Second Order Plus Dead Time) modele eşit olduğu durumlarda PID kontrolörün bütün kararlı parametrelerini içine alan kararlılık bölgeleri elde edilmiştir. Bu kararlılık bölgelerinin önemli derecede farklılıklar gösterdiği görülmüştür. Bu sonuçtan yola çıkarak kararlılık bölgeleri gerçek sistemin kararlılık bölgesine benzer olan SOPDT modeller elde edilebilir. Bu çalışmanın amacı, daha önceki bir çalışmamızda PI kontrolör içeren Smith öngörücüsü yapıları için kararlılık analizlerinin kullanılmasıyla farklı FOPDT (First Order Plus Dead Time) modellerin elde edilebilmesi için sunulan prosedürün, SOPDT model kullanıldığı durumlarda da geliştirilebilmesine katkıda bulunmaktır.

1. Giriş

PID kontrolör, kullanım kolaylığı ve dayanıklı performansından dolayı hala çok tercih edilmektedir [1]. Fakat büyük zaman gecikmesi olan sistemler için klasik yöntemler ile tasarlanan PID kontrolörler yetersiz kalmaktadır [1, 2]. Zaman gecikmesi kapalı çevrim kontrol sistemindeki faz gecikmesini etkilemektedir. Bu nedenle, zaman gecikmesinin büyük olduğu durumlarda kapalı çevrim kontrol sistemi kararsız hale gelebilmektedir.[3]. Bu durumda kontrolör parametrelerinin ayarlanabilmesi için yeni yöntemler kullanmak gerekmektedir.

Bu problemi çözebilmek için O. J. M. Smith 1959'da hala etkili bir ölü zaman kompanzatörü olarak kabul edilen Smith öngörücü konfigürasyonunu literatüre sunmuştur [4]. Model tabanlı bir kontrolör olan Smith şeması zaman gecikmesini kompanze eden bir iç döngü yapısına sahiptir ve geri beslemede zaman gecikmesini hata sinyaline taşımama hedefi ile çalışmaktadır. Bu konfigürasyonda da, PI/PID kontrolör parametrelerinin ayarlanması gerekmektedir.

Bu çalışmada ise, konfigürasyonda kullanılan modelin parametrelerine bağımlı olarak PID parametrelerini ayarlama imkanı sunan Internal Model Controller (IMC) tabanlı Smith yapısı kullanılmıştır [5, 6]. IMC tabanlı Smith konfigürasyonunda kontrol edilen zaman gecikmeli sistemin modeli FOPDT veya SOPDT model olarak kabul edilmektedir. Yapıda kullanılan PI/PID kontrolörün parametreleri tercih edilen modelin parametrelerine bağımlıdır. Tahmin edilen model ne kadar gerçek sisteme benzerse Smith öngörücüsünün performansı o ölçüde artar [7]. Model parametrelerinin tahmini için çeşitli yöntemler önerilmiştir [8-10].

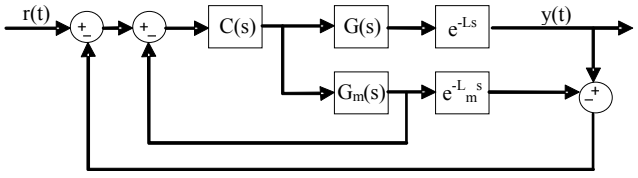
Bu çalışmanın amacı, PID kontrolör içeren Smith öngörücüsü yapısında modele bağımlı olmak koşulu ile sistemin kararlı olacağı bütün kontrolör parametrelerini ifade eden kararlılık bölgelerini SBL metodu ile hesaplayabilmektir. Kararlılık bölgesi, PI için (k_p,k_i) düzleminde kararlı olacağı bütün parametre değerleri, PID için ise (k_p,k_i) ve (k_p,k_d) düzlemlerinde kararlı olacağı bütün parametre değerleri ile tanımlanır [11, 12]. Kararlılık bölgesi kullanılarak bir kontrolörün en iyi performans sağlayan parametre değerlerini ve sistemin kararlılığını garantileyen aralığı hesaplamak mümkündür.

Daha önceki çalışmalarda PI kontrolör içeren Smith öngörücü şeması için kararlılık analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar neticesinde kararlılık bölgesi kullanılarak farklı FOPDT modellerin elde edilebileceği gösterilmiştir [13,14]. Burada da amaç farklı SOPDT modeller geliştirecek prosedürlere katkıda bulunacak analizleri gerçekleştirmektir.

Bu çalıma şu şekilde düzenlenmiştir: 2. Bölümde Smith öngörücüsü yapısı hakkında genel bilgiler verilmiştir. Zaman gecikmeli bir kontrol sistemini kararlı yapan bütün PID kontrolörlerin hesaplanması yöntemi Bölüm 3'te anlatılmıştır. Bölüm 4'te Smith öngörücüsü yapısının PID ile kararlılık analizi, Bölüm 3'te verilen yöntem kullanılarak çalışılmıştır. Bir uygulama örneği Bölüm 5'te verilmiş olup sonuçların kısaca değerlendirilmesi Bölüm 6'da verilmiştir.

2. Smith Öngörücüsü Yapısı

Şekil 1'de Smith öngörücüsü yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1: Smith Öngörücüsü kontrol şeması

Şekil 1'deki sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (1)'de verilmiştir.

$$T(s)=\frac{G(s)G_c(s)e^{-Ls}}{1+[G(s)e^{-Ls}-G_m(s)e^{-L_m s}+G_m(s)]G_c(s)} \qquad (1)$$

Smith öngörücüsü yapısında $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ olursa sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Denklem (2)' de verilmiştir.

$$T(s) = \frac{G_c(s)G_m(s)e^{-L_m s}}{1 + G_c(s)G_m(s)} \tag{2}$$

Smith öngörücüsü yapısı IMC tabanlı tasarlandıktan sonra IMC özellikleri Smith öngörücüsü yapısı için de geçerlidir [5, 6]. IMC özelliklerinden birisi çift yönlü kararlılık diğeri ise mükemmel kontrolördür. Çift yönlü kararlılık özelliği için, mükemmel model durumunda kontrol edilen sistemin ve kontrolörün kararlı olması durumu kapalı çevrim kontrol sisteminin kararlı olması için yeterlidir. Mükemmel kontrolör özelliği ise, konfigürasyonda kullanılan modelin tersi, kontrolörün transfer fonksiyonuna eşit kabul edilmesi ile sağlanmış olur. Fakat bu durumun fiziksel olarak gerçekleştirilebilmesi için $1/(\lambda s+1)$ formuna sahip kazancı bir olan alçak geçiren bir filtre ile modelin transfer fonksiyonunun (zaman gecikmesi parametrelerinden ve sağ yarı düzlemdeki sıfırlardan geriye kalan kısmı) çarpılması gerekmektedir. Bu işlem gerçekleştirildikten sonra elde edilen model mükemmel model varsayılarak kapalı çevrim sistemin transfer fonksiyonunda yerine yazılırsa PI/PID kontrolörün parametrelerinin sadece alçak geçiren filtre dinamiklerine ve model parametrelerine bağlı olduğu görülür [3].

Sistemin modeli FOPDT olarak varsayılıp gereken hesaplamalar yapılırsa Smith öngörücünde kullanılan kontrolörün, PI kontrolör olduğu ve parametrelerinin Denklem (3)'deki gibi olduğu görülür.

$$k_p = \frac{T_m}{\alpha K_m L_m} \qquad \text{ve} \qquad T_i = T_m \tag{3}$$

Sistemin modeli SOPDT olarak varsayılıp, gerekli hesaplamaların yapılması neticesinde elde edilen değerler Smith öngörücüsünde kullanılan kontrolörün PID olduğunu gösterir. PID'nin parametreleri Denklem (4)'te verilmiştir. ISE kriterlerine göre gerekli hesaplamalar yapılırsa filtrenin zaman sabiti, L_m zaman gecikmesine eşit olacaktır [3].

$$k_p = \frac{T_{1m} + T_{2m}}{\alpha K_m L_m}$$

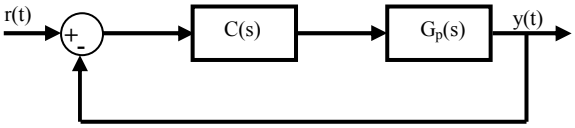
$$T_i = T_{1m} + T_{2m} \tag{4}$$

$$T_d = \frac{T_{1m} T_{2m}}{T_{1m} + T_{2m}}$$

Sistemin kapalı çevrim cevabının daha hızlı olabilmesi için k_p hesaplanırken $0.2 < \alpha < 1$ olacak şekilde bir $1/\alpha$ sabiti ile çarpılır [3].

3. PID Kontrolörlerin Hesaplanması

Bu bölüm, SBL metodu kullanılarak, zaman gecikmesine sahip bir kapalı çevrim kontrol sisteminin kararlılığını garanti eden PID kontrolörünün tasarımı özetlenmiştir. [11].
Şekil 2'de gösterilen bir kontrol sistem yapısını ele alalım.



Şekil 2: Kontrol şeması

Buna göre $G_p(s)$, Denklem (5)ile ifade edilen zaman gecikmeli bir sistem olsun.

$$G_p(s) = G(s)e^{-Ls} = \frac{N(s)}{D(s)}e^{-Ls} \tag{5}$$

$C(s)$ ise Denklem (6) ile ifade edilen klasik bir PID kontrolör olsun.

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s = \frac{k_d s^2 + k_p s + k_i}{s} \tag{6}$$

Denklem (7)'de Şekil 2'deki sistemin karakteristik denklemi verilmiştir.

$$\Delta(s) = sD(s) + (k_d s^2 + k_p s + k_i)N(s)e^{-Ls} \tag{7}$$

Denklem (5)'te $s = j\omega$ dönüşümü yapılır, transfer fonksiyonun pay ve paydası tek ve çift bileşenlerine ayrılırsa Denklem (8) elde edilir.

$$G(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} \tag{8}$$

Karakteristik denklem yeniden yazılırsa Denklem (9) elde edilir.

$$\begin{aligned}
&\Delta(j\omega) = [((k_i - \omega^2 kd)N_e(-\omega^2) - k_p\omega^2 N_o(-\omega^2))\cos(\omega\tau) \\
&-\omega((k_i - \omega^2 kd)N_o(-\omega^2) + k_p N_e(-\omega^2))\sin(\omega\tau) \\
&-\omega^2 D_o(-\omega^2)] + j[(k_p\omega N_e(-\omega^2) + (k_i - \omega^2 kd)\omega N_o(-\omega^2))\cos(\omega\tau) \\
&-((k_i - \omega^2 kd)N_e(-\omega^2) + \omega^2 k_p N_o)\sin(\omega\tau) + \omega D_e(-\omega^2)]
\end{aligned} \tag{9}$$

Denklem (9)'da reel ve sanal kısımlar ayrı ayrı sıfıra eşitlenirse Denklem (10)'deki lineer denklem sistemi elde edilir. Burada çözüm yapabilmek için k_d sabit kabul edilirse (k_p, k_i) düzleminde kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kararlı olacağı bütün PID değerleri bulunur. Bu denklem sisteminin çözüm kümesini tanımlayan k_p ve k_i değerleri Denklem (11) ve (12)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
k_p Q(\omega) + k_i R(\omega) &= X(\omega) + A(\omega)k_d \\
k_p S(\omega) + k_i U(\omega) &= Y(\omega) + B(\omega)k_d
\end{aligned} \tag{10}$$

$$k_p(\omega) = \frac{X(\omega)U(\omega) - Y(\omega)R(\omega) + k_d(B(\omega)R(\omega) - U(\omega)A(\omega))}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)S(\omega)} \tag{11}$$

$$k_i(\omega)=\frac{Y(\omega)Q(w)-X(\omega)S(\omega)+k_d(B(\omega)Q(\omega)-S(\omega)A(\omega))}{Q(\omega)U(\omega)-R(\omega)S(\omega)} \tag{12}$$

Denklem (11) ve (12) çözüldüğü takdirde $l(k_p,k_i,\omega)$ ile ifade edilen SBL (k_p, k_i) düzleminde elde edilir.

Denklem (11)'de $(B(\omega)R(\omega)-U(\omega)A(\omega))$ ifadesi sıfıra eşit olduğundan k_p değeri k_d'ye bağlı değildir. Bu sebeple k_i sabit kabul edilebilir ve (k_p,k_d) düzleminde kapalı çevrim transfer fonksiyonunun kararlı olacağı bütün PID değerleri bulunur. k_p değeri Denklem (11)'deki gibi hesaplanır. k_d ise Denklem (13)'teki gibi elde edilmiştir.

$$k_d(\omega)=\frac{-Y(\omega)Q(w)+X(\omega)S(\omega)+k_i(Q(\omega)U(\omega)-R(\omega)S(\omega))}{B(\omega)Q(\omega)-S(\omega)A(\omega)} \tag{13}$$

Denklem(11) ve (13) çözüldüğü takdirde $l(k_p,k_d,\omega)$ ile ifade edilen SBL (k_p, k_d) düzleminde elde edilir.

Denklem (11), (12) ve (13)'de kullanılan ifadeler Denklem (14)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned}
&Q(\omega)=\omega N_e\sin(\omega L)-\omega^2 N_o\cos(\omega L)\\
&R(\omega)=N_e\cos(\omega L)+\omega N_o\sin(\omega L)\\
&X(\omega)=\omega^2 D_o\\
&S(\omega)=\omega N_e\cos(\omega L)+\omega^2 N_o\sin(\omega L)\\
&U(\omega)=\omega N_o\cos(\omega L)-N_e\sin(\omega L)\\
&Y(\omega)=-\omega D_e\\
&A(\omega)=-\omega^2 N_e\cos(\omega L)-\omega^3 N_o\sin(\omega L)\\
&B(\omega)=-\omega^3 N_o\cos(\omega L)+\omega^2 N_e\sin(\omega L)
\end{aligned} \tag{14}$$

(k_p,k_i) düzleminde $l(k_p,k_i,\omega)$ ve (k_p,k_d) düzleminde $l(k_p,k_d,\omega)$ ile ifade edilen SBL, düzlemi kararlı ve kararsız olmak üzere farklı bölgelere ayırır. Buradaki kararlı bölgeler PID kontrolörün bütün kararlı değerlerini ifade eder [11].

4. Smith Öngörücüsü için Kararlılık Bölgesi Hesabı

Smith öngörücüsünde kullanılan zaman gecikmeli sistem modeli Denklem (15)'deki gibi olsun.

$$G_m(s)=\frac{N_m(s)}{D_m(s)}e^{-L_m s} \tag{15}$$

Burada , $s=j\omega$ dönüşümü yapılıp, transfer fonksiyonun pay ve paydası tek ve çift bileşenlerine ayrılırsa Denklem (16) elde edilmiş olur.

$$G_m(j\omega)=\frac{N_{me}(-\omega^2)+j\omega N_{mo}(-\omega^2)}{D_{me}(-\omega^2)+j\omega D_{mo}(-\omega^2)}e^{-j\omega L_m} \tag{16}$$

Smith öngörücüsü yapısının mükemmel model olmayan transfer fonksiyonu ile klasik PID kontrolör yapısı ele alındığında Şekil 1'deki kontrol şemasının karakteristik denklemi Denklem (17)'deki gibi elde edilmiştir

$$\begin{aligned}
\Delta(s)&=sD(s)D_m(s)\\
&+[D_m(s)N(s)e^{-Ls}-D(s)N_m(s)e^{-L_m s}\\
&+D(s)N_m(s)](k_d s^2+k_p s+k_i)
\end{aligned} \tag{17}$$

Denklem (17)'de $s=j\omega$ dönüşümü yapılırsa aşağıda verilen karakteristik denklem elde edilmiş olur.

$$\begin{aligned}
&\Delta(j\omega)=j\omega(D_e+j\omega D_o)(D_{me}+j\omega D_{mo})\\
&+((D_{me}+j\omega D_{mo})((N_e+j\omega N_o)(\cos(L\omega)\\
&-j\sin(L\omega))-(D_e+j\omega D_o)(N_{me}+j\omega N_{mo})(\cos(L_m\omega)\\
&-j\sin(L_m\omega))+(D_e+j\omega D_o)(N_{me}+j\omega N_{mo}))(-\omega^2 k_d+j\omega k_p+k_i)
\end{aligned} \tag{18}$$

Denklem (18) reel ve sanal kısımlarına ayrılıp sıfıra eşitlendiği takdirde k_p , k_i ve k_d değerleri Denklem (11)-(13)'te elde edildiği gibi olacaktır. Burada kullanılan ifadeler aşağıdaki denklemlerde verilmiştir.

$$\begin{aligned}
Q(\omega)&=-\omega^2 D_{me}N_o\cos(L\omega)-\omega^2 D_{mo}N_e\cos(L\omega)\\
&+\omega^2 D_e N_{mo}\cos(L_m\omega)+\omega^2 D_o N_{me}\cos(L_m\omega)\\
&+\omega D_{me}N_e\sin(L\omega)-\omega^3 D_{mo}N_o\sin(L\omega)\\
&-\omega D_e N_{me}\sin(L_m\omega)+\omega^3 D_o N_{mo}\sin(L_m\omega)\\
&-\omega^2 D_e N_{mo}-\omega^2 D_o N_{me}
\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
R(\omega)&=D_{me}N_e\cos(L\omega)-\omega^2 D_{mo}N_o\cos(L\omega)\\
&-D_e N_{me}\cos(L_m\omega)+\omega^2 D_o N_{mo}\cos(L_m\omega)\\
&+\omega D_{me}N_o\sin(L\omega)+\omega D_{mo}N_e\sin(L\omega)\\
&-\omega D_e N_{mo}\sin(L_m w)-\omega D_o N_{me}\sin(L_m\omega)\\
&+D_e N_{me}-\omega^2 D_o N_{mo}
\end{aligned} \tag{20}$$

$$X(\omega)=\omega^2 D_e D_{mo}+\omega^2 D_o D_{me} \tag{21}$$

$$\begin{aligned}
S(\omega)&=\omega D_{me}N_e\cos(L\omega)-\omega^3 D_{mo}N_o\cos(L\omega)\\
&-\omega D_e N_{me}\cos(L_m\omega)+\omega^3 D_o N_{mo}\cos(L_m\omega)\\
&+\omega^2 D_{me}N_o\sin(L\omega)+\omega^2 D_{mo}N_e\sin(L\omega)\\
&-\omega^2 D_e N_{mo}\sin(L_m\omega)-\omega^2 D_o N_{me}\sin(L_m\omega)\\
&+\omega D_e N_{me}-\omega^3 D_o N_{mo}
\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}
U(\omega)&=\omega D_{me}N_o\cos(L\omega)+\omega D_{mo}N_e\cos(L\omega)\\
&-\omega D_e N_{mo}\cos(L_m\omega)-\omega D_o N_{me}\cos(L_m\omega)\\
&-D_{me}N_e\sin(L\omega)+\omega^2 D_{mo}N_o\sin(L\omega)\\
&+D_e N_{me}\sin(L_m\omega)-\omega^2 D_o N_{mo}\sin(L_m\omega)\\
&+\omega D_e N_{mo}+\omega D_o N_{me}
\end{aligned} \tag{23}$$

$$Y(\omega)=-\omega D_e D_{me}+\omega^3 D_o D_{mo} \tag{24}$$

$$
\begin{aligned}
A(\omega) &= \omega^2 D_{me} N_e \cos(\omega L) - \omega^4 D_{mo} N_o \cos(\omega L) \\
&\quad -\omega^2 D_e N_{me} \cos(\omega L_m) + \omega^4 D_o N_{mo} \cos(\omega L_m) \\
&\quad +\omega^3 D_{mo} N_e \sin(\omega L) + \omega^3 D_{me} N_o \sin(\omega L) \\
&\quad -\omega^3 D_o N_{me} \sin(\omega L_m) - \omega^3 D_e N_{mo} \sin(\omega L_m) \\
&\quad +\omega^2 D_e N_{me} - \omega^4 D_o N_{mo}
\end{aligned} \tag{25}
$$

$$
\begin{aligned}
B(\omega) &= \omega^3 D_{mo} N_e \cos(\omega L) + \omega^3 D_{me} N_o \cos(\omega L) \\
&\quad -\omega^3 D_o N_{me} \cos(\omega L_m) - \omega^3 D_e N_{mo} \cos(\omega L_m) \\
&\quad -\omega^2 D_{me} N_e \sin(\omega L) + \omega^4 D_{mo} N_o \sin(\omega L) \\
&\quad +\omega^2 D_e N_{me} \sin(\omega L_m) - \omega^4 D_o N_{mo} \sin(\omega L_m) \\
&\quad +\omega^3 D_o N_{me} + \omega^3 D_e N_{mo}
\end{aligned} \tag{26}
$$

Bulunan bu değerler Denklem (11)-(13)'te yerine yazılırsa (k_p, k_i) düzleminde Smith öngörücüsünde kullanılan bütün modeller için $l(k_p, k_i, \omega)$ ve (k_p, k_d) düzleminde $l(k_p, k_d, \omega)$ ile ifade edilen SBL ile belirlenen kararlılık bölgeleri bulunmuş olur.

Denklem (1)'de verilen Smith öngörücüsü yapısında mükemmel model yani $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ olduğu takdirde Denklem (2)'deki transfer fonksiyonu elde edilir. Bu durumda Smith öngörücüsü yapısının karakteristik denklemi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\Delta(s) = sD(s) + N(s)(k_d s^2 + k_p s + k_i) \tag{27}$$

Burada görüldüğü üzere karakteristik denklem zaman gecikmesinden bağımsızdır. Denklem (27)'de $s = j\omega$ dönüşümü yapılırsa aşağıdaki karakteristik denklem elde edilir.

$$
\begin{aligned}
\Delta(j\omega) &= [(k_i N_e - k_p \omega^2 N_o - k_d \omega^2 N_e) - \omega^2 D_o] + j[\omega(k_i N_o \\
&\quad + k_p N_e - \omega^2 N_o k_d) + \omega D_e]
\end{aligned} \tag{28}
$$

Denklem (28)'de de reel ve sanal kısımlar sıfıra eşitlenirse k_p , k_i ve k_d değerleri Denklem (11)-(13)'te elde edildiği gibi olacaktır. Burada kullanılan ifadeler aşağıda verilmiştir

$$
\begin{aligned}
Q(\omega) &= -\omega^2 N_o \\
R(\omega) &= N_e \\
X(\omega) &= \omega^2 D_o \\
S(\omega) &= \omega N_e \\
U(\omega) &= \omega N_o \\
Y(\omega) &= -\omega D_e \\
A(\omega) &= \omega^2 N_e \\
B(\omega) &= \omega^3 N_o
\end{aligned} \tag{29}
$$

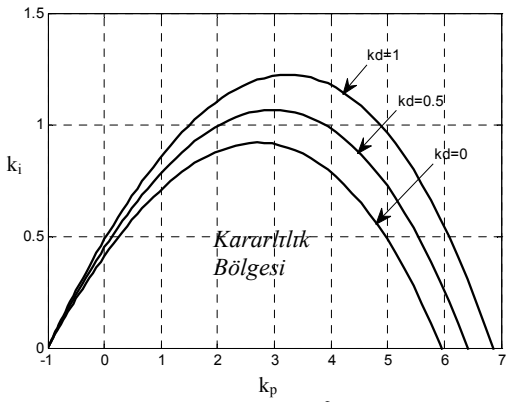
Denklem (29)'teki değerler Denklem (11)-(13)'te yerine yazılacak olursa mükemmel modelin uygulandığı Smith öngörücüsü yapısının kararlılık bölgeleri elde edilmiş olur.

5. Uygulama

Bu bölümde, bir önceki çalışmamızda kullanılmış olan [14, 15] Denklem (30) ile ifade edilen yüksek mertebeli bir sistem üzerinde analizler yapılmıştır. Yüksek mertebeli bu sistemin, [3, 8] referanslarında sunulan auto-tuning rölenin limit cycle bilgilerini kullanarak parametre tahmini metodunun kullanılması neticesinde elde edilen SOPDT modeli kullanılmıştır.
Yüksek mertebeli sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki denklemde verilmiştir.

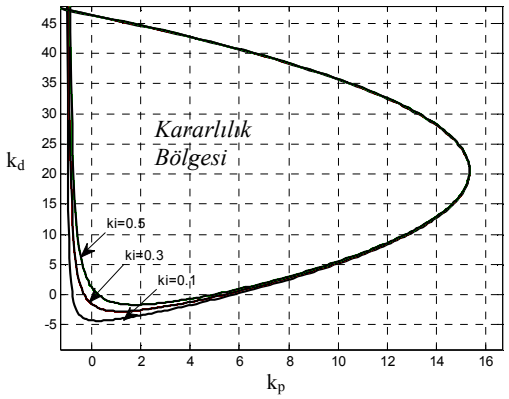
$$G(s) = \frac{e^{-20s}}{(3s+1)(2s+1)(s+1)(0.5s+1)} \tag{30}$$

Smith öngörücüsü yapısında kullanılan bu modelin mükemmel model olduğu kabul edilirse (k_p, k_i) düzleminde farklı k_d değerleri için kararlılık bölgeleri Şekil 3'teki gibi olur. Şekil 3'de görüldüğü üzere artan k_d değerleri için karalılık bölgesinin genişlediği görülmektedir. Bu durum, kararlı PID tasarım aralığının, ((k_p, k_i)) genişlemesi olarak değerlendirilebilir.



Şekil 3: $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ durumunda (k_p, k_i) düzleminde $k_d = 0$, $k_d = 0.5$ ve $k_d = 1$ değerleri için kararlılık bölgeleri

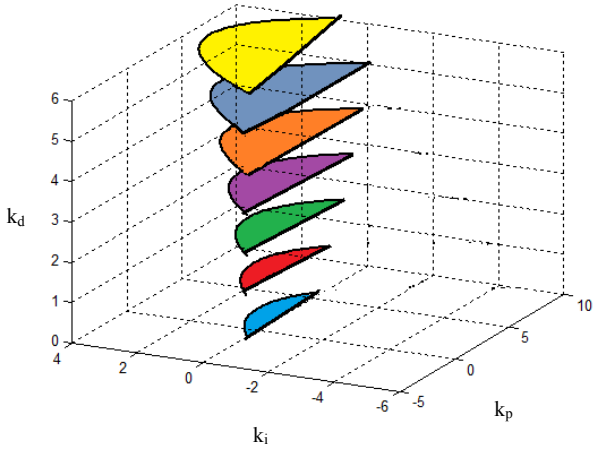
(k_p, k_d) düzleminde ise farklı k_i değerleri için kararlılık bölgeleri Şekil 4'te gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 4: $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ durumunda (k_p, k_d) düzleminde $k_i = 0.1$, $k_i = 0.3$ ve $k_i = 0.5$ değerleri için kararlılık bölgeleri

$k_d \in [0,6]$ için hesaplanan bütün kararlılık bölgeleri Şekil 5'te gösterilmiştir. Bu üç boyutlu şekil, k_d katsayısının $\{0,1,2,3,4,5,6\}$ değerleri için (k_p, k_i) düzleminde elde edilen tüm kararlı bölgeleri üst üste farklı renklerde göstermektedir. Bu

bölgelerden seçilecek PID parametreleri ile bir kapalı çevrim kontrol sisteminin kararlılığını garanti eden PID kontrolör tasarımı yapılabilir.

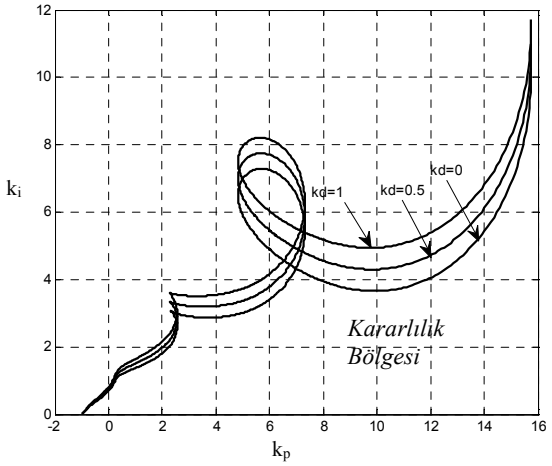


Şekil 5: $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ durumunda, $k_d \in [0,6]$ değerleri için kararlılık bölgeleri

Şimdi, Smith öngörücüsü yapısında mükemmel olmayan model durumunda sonuçları inceleyelim. Bu amaçla, mükemmel olmayan model olarak, SOPDT modelin transfer fonksiyonu, Denklem (31)'deki gibi elde edilmiştir [3].

$$G_m(s) = \frac{e^{-21.01s}}{(2.77s+1)^2} \qquad (31)$$

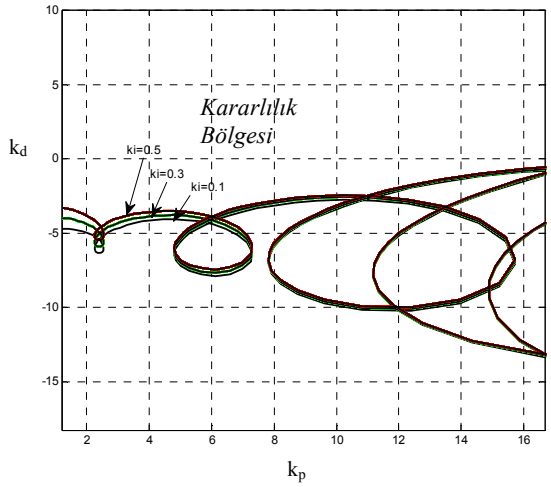
Mükemmel olmayan bu SOPDT model kullanılması durumunda (k_p, k_i) düzleminde farklı k_d değerleri için elde edilen kararlılık bölgeleri Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: $G_m(s)e^{-L_m s}$ = *SOPDT* model durumunda (k_p, k_i) düzleminde $k_d = 0$, $k_d = 0.5$ ve $k_d = 1$ değerleri için kararlılık bölgeleri

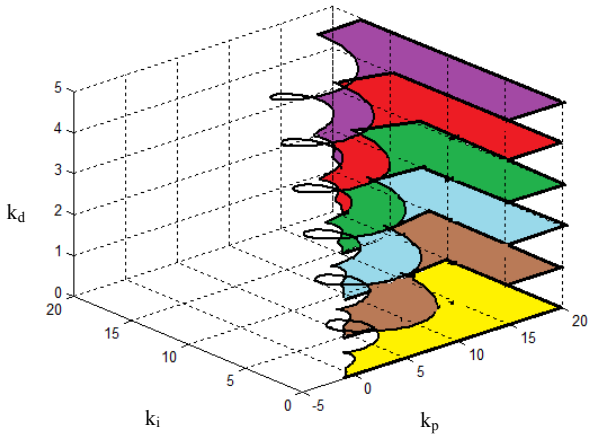
Şekil 6'daki kararlılık bölgelerinden seçilen farklı k_p , k_i ve k_d parametreleri Smith öngörücüsü yapısında test edilmiştir. Elde edilen birim basamak cevapları neticesinde spiralimsi eğrilerin sağ tarafında kalan bölgeler kararlı, spiralimsi eğriler ve sol tarafında kalan bölgelerin kararsız bölgeler olduğu tespit edilmiştir.

Farklı k_i değerleri için kararlılık bölgeleri (k_p, k_d) düzleminde ise Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: $G_m(s)e^{-L_m s}$ =SOPDT model durumunda (k_p, k_d) düzleminde $k_i = 0.1$, $k_i = 0.3$ ve $k_i = 0.5$ değerleri için kararlılık bölgeleri

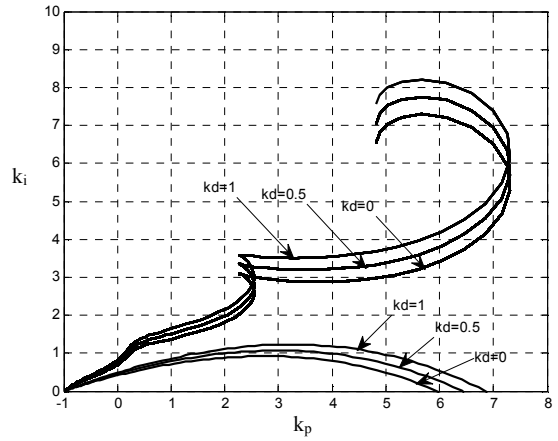
(k_p, k_d) düzleminde, farklı k_i değerleri için elde edilen kararlılık bölgeleri, (k_p, k_i) düzleminde olduğu gibi spiralimsi eğriler olarak elde edilmiştir. Burada da spiralimsi eğrilerin üstünde kalan bölgelerin kararlı, spiralimsi eğrilerin ve altında kalan bölgelerin kararsız olduğu, seçilen farklı kontrol parametrelerinin test edilmesiyle tespit edilmiştir.
SOPDT model kullanılması neticesinde $k_d \in [0,5]$ için elde edilen kararlılık bölgeleri Şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 8: $G_m(s)e^{-L_m s}$ =SOPDT model durumunda $k_d \in [0,5]$ için kararlılık bölgeleri

Şekil 8'de k_d parametresinin $\{0,1,2,3,4,5\}$ değerleri için elde edilen tüm kararlı bölgeleri, farklı renkler ile gösterilmiştir.

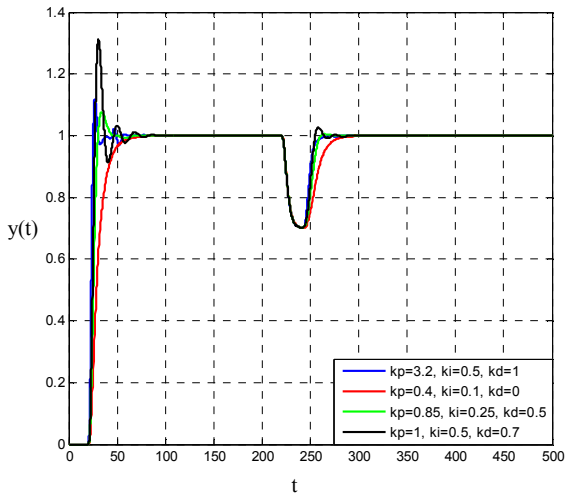
Şekil 9'da ise (k_p, k_i) düzleminde farklı k_d değerleri için mükemmel ve mükemmel olmayan modellerin kararlılık bölgeleri kıyaslanmıştır.



Şekil 9: $G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_m s}$ ve $G_m(s)e^{-L_m s}$ =SOPDT model durumunda (k_p, k_i) düzleminde $k_d = 0$, $k_d = 0.5$ ve $k_d = 1$ değerleri için kararlılık bölgeleri

Görüldüğü üzere SOPDT model kullanılarak elde edilen kararlılık bölgesi mükemmel model kullanılarak elde edilen kararlılık bölgesinden oldukça farklıdır. Bu analizden yola çıkarak SOPDT modellerinin daha iyileştirilmesi için SBL sonuçlarını değerlendiren yöntemler geliştirilebilir.

Şekil 10'da ise kararlılık bölgelerinden faydalanılarak farklı k_p , k_i ve k_d değerleri için elde edilen birim basamak cevapları verilmiştir. Ayrıca sisteme t=200 sn 'de genliği -0.3 olan step gürültü verilmiştir. Elde edilen kararlılık bölgelerinde sistemi kararlı yapan çok sayıda kontrolör parametre değerleri mevcut olduğu için sistemde en iyi tepkiyi oluşturan kontrolörler tasarlanabilir.



Şekil 10: farklı k_p , k_i ve k_d değerleri için birim basamak cevapları (Sisteme 200.sn'de step gürültü verilmiştir.)

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, PID kontrolör içeren Smith öngörücüsü konfigürasyonunda SBL (Stability Boundary Locus) metodu kullanılarak kararlılık analizleri yapılmıştır. Analizler neticesinde, SOPDT model kullanılarak elde edilen kararlılık bölgelerinin mükemmel model kullanılarak elde edilen kararlılık bölgelerine kıyasla oldukça farklı olduğu görülmüştür. İlerleyen çalışmalarda PID kontrolör kullanılan Smith öngörücüsü yapılarındaki kararlılık analizlerinin kullanılması ile daha uygun SOPDT modellerin geliştirilmesi hedeflenmektedir.

Kaynakça

[1] K. J. Astrom ve T. Hagglund, *PID Controllers:Theory, Design, and Tuning,* Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.

[2] I. Kaya, "Autotuning of a new PI-PD Smith predictor based on time domain specifications", *ISA Transactions*, Volume 42, Issue 4, October 2003, Pages 559–575.

[3] I. Kaya, "IMC bades automatic tuning method for PID controllers in Smith predictor configuration", *Computers & Chemical Engineering*, Volume 28, Issue 3, 15 March 2004, Pages 281–290.

[4] O. J. M. Smith, "A Controller to Overcome Dead Time" *ISA Journal* 6: 28-33, 1959.

[5] M. Morari ve E. Zafiriou, *Robust process control*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall,1989.

[6] D.E. Rivera, M. Morari ve S. Sigurd, " Internal model control: PID controller design". *Industrial Chemistry in Process Design and Development* 25(1): 252–265,1986.

[7] W. Zhang ve X. Xu, "Analytical design and analysis of mismatched Smith predictor". *ISA Transactions* 40: 133–138, 2001.

[8] I. Kaya ve D.P. Atherton,"Parameter estimation from relay autotuning with asymmetric limit cycle data". *Journal of Process Control* 11:429‐439,2001.

[9] Z. J. Palmor ve M. Blan, "An auto-tuner for Smith dead time compensator". *International Journal of Control* 60 (1): 117–135, 1994.

[10] M. Benouarets ve D.P. Atherton, "Autotuning design methods fora Smith predictor control scheme", In UKACC International Conferenceon Control'94 (pp. 795–800), 1994.

[11] N. Tan, "Computation of Stabilizing PI and PID controllers for processes with time delay", *ISA Transactions*, Vol.44,No.2,pp, 2009.

[12] N. Tan, "Computation of stabilizing PI-PD controllers", *International Journal of Control, Automation and Systems* Volume 7, Issue 2 , pp 175-184, 2005.

[13] F.N. Deniz, N. Tan, S.E. Hamamci ve I. Kaya, "Smith öngörücüsü yapıları için kararlılık bölgesi analizi", TOK'13, Malatya, Türkiye, 2013.

[14] F.N. Deniz, N. Tan, S.E. Hamamci ve I. Kaya, "Stability region analysis in Smith predictor configurations using a PI controller" *Transactions of the Institute of Meausurement and Control*, (accepted) ,2014.

Ayrık Zamanlı Anahtarlamalı Sistemlerde Kararlılık İçin Bekleme Süresi Hesaplanması

Ferruh İlhan[1]*, Özkan Karabacak*[2]

[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
{ilhanfe}@itu.edu.tr

[2]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, Maslak
{karabacak}@itu.edu.tr

Özetçe

Anahtarlamalı kontrol uygulamalarında ortaya çıkan anahtarlamalı lineer sistemlerde kararlılık, anahtarın sabit kaldığı zaman aralıklarının uzunluğu alttan belirli bir süre ile sınırlanarak sağlanabilmektedir. Minimum bekleme süresi (minimum dwell time) olarak isimlendilen bu süre kararlılığı bozmayacak maximum anahtarlama frekansını verir. Bu çalışmada, minimum bekleme süresini bulmak için sürekli zamanlı sistemlerde geliştirdiğimiz bir yöntem ayrık zamanlı sistemlere uygulanmıştır. Ayrıca, altsistemlerin özvektörleri arasındaki ilişkiye dayanan bu yöntem literatürde bulunan en küçük uygunluk ölçütü bulma algoritmaları kullanarak daha da iyileştirilmiş ve defektif matrislere genelleştirilmiştir. Yöntem, literatürde bulunan diğer bekleme süresi bulma yöntemleriyle karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Günümüzde anahtarlamalı sistemler farklı kontrol uygulamalarında ortaya çıkmaktadır [1, 2, 3]. Dolayısıyla sistem teorisi literatüründe anahtarlamalı sistemlerde kararlılık, kontrol edilebilirlik ve kararlılaştırılabilirlik konuları ilgi görmektedir [4, 5, 6, 7]. Bu konulardaki temel problemlerden biri kararlı altsistemler arasında anahtarlama olduğunda ortaya çıkabilecek kararsızlık durumudur. 1996'dan beri bilinmektedir ki, anahtarın bir altsistemde belirli bir süre kalması zorlanırsa kararlı altsistemlerin anahtarlanmasıyla ortaya çıkabilecek kararsızlık durumları engellenebilmektedir [8]. Verilmiş bir altsistemler ailesi için, kararlılığı garanti eden bu minimum bekleme süresini bulma problemi, literatürde [8, 9, 10, 11, 12, 13, 14] çokça incelenmiş olsa da halen tam olarak problemin tatmin edici bir çözümü verilememiştir.

Literatürde varolan en etkili çözümlerden biri çoklu Lyapunov fonksiyonu metodudur [10, 14, 15]. Ancak; lineer matris eşitsizliklerinin çözümüne dayanan bu yöntem ile bekleme süresi altsistemlerin özellikleri cinsinden verilememektedir.

Bu çalışmada, daha önceden sürekli zamanlı sistemlerde uygulanan graf kuramına dayalı bir yöntem [16] ayrık zamanlı sistemlere uygulanmış ve en küçük uygunluk ölçütü bulma algoritmaları [18, 19] yardımıyla iyileştirilmiştir. Ayrıca, bu yöntem, katlı köke sahip altsistemlere genelleştirilmiştir.

2. Ayrık Zamanlı Anahtarlamalı Sistemler

Ayrık zamanlı anahtarlamalı N boyutlu bir lineer anahtarlamalı sistem

$$x(t+1) = A_{\sigma(t)}x(t), \sigma : \mathbb{N} \to \mathcal{P}, \sigma \in \mathcal{S}, t \in \mathbb{N} \quad (1)$$

şeklinde verilebilir. Burada, $\mathcal{P}$ bir sınırlı indis kümesini, $\{A_i \in \mathbb{R}^{N\times N}\}_{i\in\mathcal{P}}$ Schur kararlı ve defektif olmayan (defektif olma durumu Altbölüm 2.4'te incelenecektir) altsistem matrisleri ailesini, $\mathcal{S}$ ise izin verilen anahtarlama işaretleri kümesini gösterir. t_k, $k = 0, 1, 2, \ldots$, ile anahtarlama anlarını gösterdiğimizde $S[\tau] = \{\sigma(t)|t_{k+1} - t_k \geq \tau \in \mathbb{Z}\}$ bekleme süresi τ olan anahtarlama işaretleri kümesini tanımlar. Burada $t_0 = 0$ olarak tanımlanmıştır.

2.1. Anahtarlamalı lineer sistemlerin çözümü

Anahtarlamalı lineer sistem (1)'in verilen bir $x(0)$ ilk durumu ile çözümü $t \in \{t_n, \ldots, t_{n+1} - 1\}$ için

$$x(t) = A_{\sigma_{n+1}}^{(t-t_n)} \left(\prod_{k=1}^{n} A_{\sigma_k}^{T_k} \right) x(0), \quad (2)$$

ile verilebilir. Burada, $T_k = t_k - t_{k-1}$ k'inci anahtarlama aralığının uzunluğunu σ_k ise bu aralıkta aktif olan altsistem matrisinin numarasını göstermektedir. $\|\cdot\|$ vektörler için Öklid normunu, matrisler için ise spekral normu; $|\cdot|$ kompleks bir skalerin mutlak değerini göstersin. Defektif olmayan A_i matrisleri için $A_i = V_i D_i V_i^{-1}$ şeklinde özdeğer-özvektör ayrışımını kul-

lanarak

$$\|x(t)\| = \left\| A_{\sigma_{n+1}}^{t-t_n} \left(\prod_{k=1}^{n} A_{\sigma_k}^{T_k} \right) x(0) \right\| \quad (3)$$

$$= \left\| V_{\sigma_{n+1}} D_{\sigma_{n+1}}^{(t-t_n)} \left(\prod_{k=1}^{n} V_{\sigma_{k+1}}^{-1} V_{\sigma_k} D_{\sigma_k}^{T_k} \right) V_{\sigma_1}^{-1} x(0) \right\| \quad (4)$$

$$\leq \gamma |\lambda_{\sigma_{n+1}}^*|^{(t-t_n)} \left(\prod_{k=1}^{n} \|V_{\sigma_{k+1}}^{-1} V_{\sigma_k}\| |\lambda_{\sigma_k}^*|^{T_k} \right) \cdot \|x(0)\| \quad (5)$$

$$\leq \gamma |\lambda_{\sigma_{n+1}}^*|^{(t-t_n)} e^{\left(\sum_{k=1}^{n} \ln \|V_{\sigma_{k+1}}^{-1} V_{\sigma_k}\| + T_k \ln |\lambda_{\sigma_k}^*| \right)} \|x(0)\| \quad (6)$$

$$= \gamma e^{\beta(T_1, T_2, \ldots, T_k)} x(0), \quad (7)$$

elde edilir. Burada, $\gamma = \max_{i,j \in \mathcal{P}} \|V_i\| \|V_j^{-1}\|$, $|\lambda_{\sigma_k}^*| = \|D_{\sigma_k}\|$, A_{σ_k}'nın en büyük mutlak değerli özdeğeri, $\beta = \sum_{k=1}^{n} \ln \|V_{\sigma_{k+1}}^{-1} V_{\sigma_k}\| + T_k \ln |\lambda_{\sigma_k}^*|$, $\{T_1, T_2, \ldots T_n\}$'ye bağlı bir fonksiyondur. Özvektörlerin, Öklid normunda birim boyda seçildiği kabul edilmiştir. Özvektör boylarının farklı seçilmesi durumu Altbölüm 2.3'de incelenecektir.

2.2. Graf Anahtarlamalı Sistemlerde Kararlılık

Bazı anahtarlamalı sistemlerde altsistemler arasında yalnızca önceden belirlenmiş geçişlere izin verilebilir. Her altsistem matrisi A_i, bir düğüm; her A_i'den A_j'ye anahtarlama ile geçiş bir kenar olarak olarak kabul edildiğinde ise anahtarlama bir $G = \{V, E\}$ grafı ile tanımlanabilir. Burada, tüm izin verilen anahtarlamalar E kümesinin elemanıdır. Graf ile yönetilen ve bekleme süresine sahip anahtarlama işaretlerinin kümesini $\mathcal{S}_G[\tau] = \{\sigma \in \mathcal{S}[\tau] | (\sigma(t_k), \sigma(t_{k+1})) \in E\}$ şeklinde gösterelim. Bu durumda, $\mathcal{S}_G[\tau]$ ile yönetilen anahtarlamalı sistemler,

$$x(t+1) = A_{\sigma(t)} x(t), \sigma \in \mathcal{S}_G[\tau], t \in \mathbb{N} \quad (8)$$

ile verilebilir.

$\beta(T_1, \ldots, T_n)$ fonksiyonunda, her $T_k = \tau$ seçildiğinde fonksiyonun değerinin büyüdüğü görülür. $\alpha(n) = \sum_{k=1}^{n} \ln \|V_{\sigma_{k+1}}^{-1} V_{\sigma_k}\| + \tau \ln |\lambda_{\sigma_k}^*|$ olarak tanımlanırsa, $t \in \{t_k, \ldots, t_{k+1} - 1\}$ için $\|x(t)\| \leq \gamma e^{\alpha(n)} \|x(0)\|$ eşitsizliği elde edilir. $\alpha(n)$ fonksiyonunu yakından incelersek, alt sistemler arasında her geçişin α fonksiyonuna bir ağırlık eklediği görülür. Bu ağırlıkları, düğümleri altsistem matrisleri olan grafın kenarlarının ağırlıkları olarak düşünürsek A_i'den A_j'ye geçiş (i, j) kenarında $\omega_{ij}^+ = \ln \|V_j^{-1} V_i\|$ kazancı, $\omega_{ij}^- = -\ln |\lambda_{\sigma_k}^*|$ kaybı ve

$$\omega_{ij}(\tau) = \omega_{ij}^+ - \tau \omega_{ij}^- \quad (9)$$

ağırlığı ile temsil edilebilir. Böylece $\alpha(n)$ fonksiyonu graf üzerinde bir yürüyüşün ağırlığına denk düşer. Altsistem sayısını M kabul ettiğimizde bir yürüyüşün ağırlığı çevrelerin ağırlıkları ve $M - 1$ elemanlı bir yolun ağırlığı şeklinde ayrıştırılabilir. $|C| = L$ uzunluğunda $\sigma_{L+1} = \sigma_1$ olan $C = \{(\sigma_1, \sigma_2), (\sigma_2, \sigma_3), \ldots, (\sigma_L, \sigma_{L+1})\}$ çevrimi için, $\omega_C^+ = \sum_{k=1}^{L} \omega_{\sigma_k \sigma_{k+1}}^+$ ve $\omega_C^- = \sum_{k=1}^{L} \omega_{\sigma_k \sigma_{k+1}}^-$ olduğunda

$$\alpha(n) = \alpha^*(n) + \sum_{k=1}^{\bar{n}} \omega_{C_k}^+ - \tau \omega_{C_k}^- \quad (10)$$

elde edilir. Yukarıda, $\alpha^*(n)$, $M-1$ elemanlı yolu, $\bar{n}$ ise çevrim sayısını temsil eder. Altsistem sayısı sınırlı olduğu için $\alpha^*(n)$ de sınırlıdır. Bu durumda, $n \to \infty$ ise $\bar{n} \to \infty$ ve eğer tüm çevrimler negatif ise $\alpha(n) \to -\infty$ olur. Böylece, G grafındaki çevrimlerin ağırlıkları negatif ise anahtarlamalı sistem (8)'in asimptotik kararlı olduğu sonucuna varılır.

Anahtarlamalı sistem (8)'i asimptotik kararlı yapan bekleme süresini bulmak için tüm çevrimlerin ağırlıklarını negatif yapan bekleme süresini bulmak yeterlidir. Bir C çevriminin ağırlığını negatif yapmak için bekleme süresi $\tau > \frac{\omega_C^+}{\omega_C^-}$ olmalıdır. $\mathcal{C}(G)$, G grafındaki tüm çevrimlerin kümesi olsun. Sonuç olarak bekleme süresi

$$\tau > \max_{C \in \mathcal{C}(G)} \frac{\omega_C^+}{\omega_C^-} \quad (11)$$

olursa sistem (8) asimptotik kararlı olur ve aşağıdaki teorem elde edilir.

Teorem 1 *Anahtarlamalı sistem (8), $\tau > \max_{C \in \mathcal{C}(G)} \frac{\omega_C^+}{\omega_C^-}$ koşulunu sağlarsa asimptotik kararlıdır.*

Yukarıda, çözümü üstten kısıtlayan (7) eşitsizliğindeki β büyüklüğünün anahtarlama boyunca yönlü bir graftaki bir yürüyüşün ağırlığına denk düşürüldüğünü gördük. Bu ise, graftaki tüm basit çevrimlerin ağırlığının negatif olması ile mümkündür. (9) ile verilen bir τ zaman değişkenine bağlı ağırlık ile ağırlıklandırılmış yönlü bir grafta tüm çevrimlerin ağırlıklarının negatif olmasının ω^+ ve ω^- ağırlıklı çift ağırlıklı grafları (11) ile verilen en büyük çevrim oranlarının negatif olmasına denk olduğu graf teori literatüründe bilinmektedir [17]. Dahası, bu en büyük çevrim oranını bulan algoritmalar mevcuttur [17] ve bunlar kolayca yukarıdaki koşula uygulanabilir.

Örnek 1 *Matrisleri aşağıdaki gibi verilen dört altsistemli bir anahtarlamalı sistem düşünelim.*

$$A_k = (U^{-1})^k \cdot A \cdot U^k, \ k = 0, \ldots, 3 \quad (12)$$

Burada,

$$A = \begin{pmatrix} -0.2 & 1 & 0 \\ -1 & 1.4 & 0 \\ 0 & 0 & -0.4 \end{pmatrix}$$

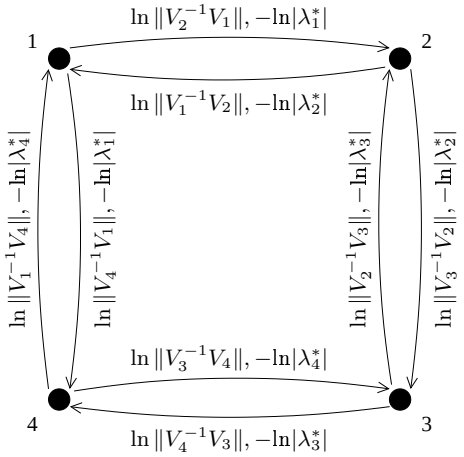
ve

$$U = \begin{pmatrix} 1.2 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\frac{\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{3}) \\ 0 & -\sin(\frac{\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix}.$$

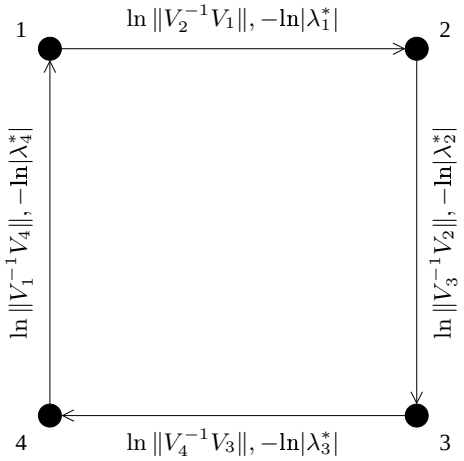
Burada altsistem matrislerini, arka arkaya uygulanan koordinatları belirli bir açıyla ve belirli bir düzlemde döndüren bir benzerlik dönüşümüyle bulduk. Böylece her altsistem matrisi için farklı özvektör matrisleri elde ettik.

Anahtarlamaların üç farklı anahtarlama grafı tarafından yönetildiğini farzedelim: $\mathcal{G}_1$, $\mathcal{G}_2$ ve $\mathcal{G}_3$. $\mathcal{G}_1$, tam bağlı graf olarak kabul edilmektedir ve $\mathcal{G}_2$, $\mathcal{G}_3$ sırasıyla Şekil 2 ve Şekil 1'de gösterilmektedir. Bulunan bekleme süreleri ve literatürdeki diğer bazı çalışmalar ile karşılaştırılmaları Tablo 1'de verilmiştir. Karşılaştırma maksadıyla [8]'deki yöntemin [15]'de ayrık zamana taşınmış halini, çoklu Lyapunov fonksiyonu yöntemi [15]'in ise graf tarafından yönetilen anahtarlamalı sistemler için genelleştirilmiş halini kullandık.

Tablo 1'de görüldüğü gibi, her üç graf yapısı için de Teorem 1 Morse'un bekleme süresinden daha iyi sonuç vermektedir. Yöntemimiz, çoklu Lyapunov fonksiyonuna dayanan



Şekil 1: 1. Örnek'te verilen anahtarlamalı sistem için gözönüne alınan $\mathcal{G}_2$ iki yönlü halka tipi anahtarlama grafı.



Şekil 2: 1. Örnek'te verilen anahtarlamalı sistem için gözönüne alınan $\mathcal{G}_3$ tek yönlü halka tipi anahtarlama grafı.

Geromel ve Colaneri yöntemiyle karşılaştırıldığında ise $\mathcal{G}_1$ ve $\mathcal{G}_2$ grafları için aynı sonucu verirken, $\mathcal{G}_3$ grafında görece kötü bir sonuç vermektedir. Bunun sebebi, lineer matris eşitsizliklerine dayanan çoklu Lyapunov fonksiyonları algoritmasının daha kuvvetli oluşudur. Ancak, daha önce de belirttiğimiz gibi bu algoritma bekleme süresinin altsistem parametrelerine nasıl bağlı olduğuna ilişkin hiçbir çıkarım sağlamazken, Teorem 1'deki koşul tamamen altsistem parametreleri cinsinden verilmektedir.

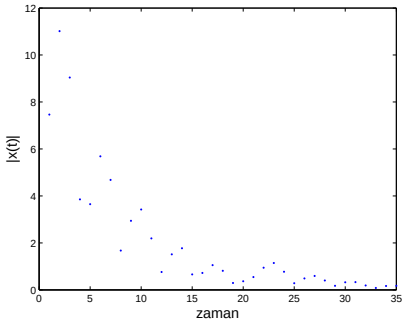
Teorem 1'ile bulunan bekleme süresi $=$ 5 periyot alınarak üretilen bir anahtarlama işareti ile elde edilen bir anahtarlamalı sistem çözümü Şekil 3'de verilmiştir.

2.3. İki Altsistemli Anahtarlamalı Sistemler

İki altsistem matrisine sahip anahtarlamalı sistemler için Teorem 1 daha kuvvetli bir hale getirilebilir. Bu sistemlerde, bekleme süresi koşulunu, κ uygunluk ölçütü (condition number)

Tablo 1: 1. Örnek'te verilen anahtarlamalı sistem için farklı yöntemlerle elde edilen bekleme süreleri.

Anahtarlama Grafı	**Bekleme Süresi**		
	Teorem 1	Morse[8]	Geromel Colaneri[15]
	τ	τ	τ
$\mathcal{G}_1$	7	8	7
$\mathcal{G}_2$	7	8	7
$\mathcal{G}_3$	5	8	2



Şekil 3: 1. Örnek'te verilen anahtarlamalı sistemin $\mathcal{G}_3$ tek yönlü halka tipi anahtarlama grafına göre $\tau = 5$ periyoduyla anahtarlandığında elde edilen bir çözümü.

olmak üzere

$$\tau \geq \frac{\ln \kappa(V_2^{-1}V_1)}{\ln(|\lambda_2^*||\lambda_1^*|)} \tag{13}$$

şeklinde yazabiliriz. Uygunluk ölçütü, A $n \times n$'lik bir matris olmak üzere, $\kappa(A) = \|A\|\|A^{-1}\|$ olarak tanımlanır. Her özvektör sıfır olmayan bir skaler sayı ile ölçeklendirilebildiği için bir özvektör matrisini uygun boyutlardaki köşegen elemanları sıfırdan farklı bir köşegen matris ile sağdan çarpmak tekrar bir özvektör matrisi verir. $\mathcal{D}$ köşegen elemanları sıfır olmayan köşegen matrisler kümesini göstersin. V_1, V_2 özvektör matrisleri sırasıyla $D_1, D_2 \in \mathcal{D}$ ile ölçeklendirildiklerinde ve $S = V_2^{-1}V_1, D_2^{-1} = D_L, D_2^{-1} = D_R$ olarak gösterildiğinde

$$D_1^{-1}V_2^{-1}V_1D_1 = D_LSD_R \tag{14}$$

elde edilir. Bu durumda,

$$\min_{D_L, D_R \in \mathcal{D}} \kappa(D_LSD_R) \tag{15}$$

değerini kullanarak Teorem 1 ile verilen koşul iyileştirilebilir.

$\|\cdot\|_1$ ve $\|\cdot\|_\infty$ normunda uygunluk ölçütünün minimum değeri için analitik yöntemler vardır. Ancak, spektral norm için çeşitli algoritmik yöntemler bulunur. Bu algoritmalardan bazıları; konveks programlama [19], dengeleme yöntemidir [18]. Biz, hızlı bir yöntem olduğu için satır ve sütun vektörlerinin normlarını birbirine olabildiğince yaklaştırarak uygunluk ölçütünü küçülten dengeleme yöntemini kullanacağız. Bu algoritma, $D_{R_k}, D_{L_k} \in \mathcal{D}$ için, her k'nci iterasyonda S'yi ilk önce sütunların normunu birim yapan D_{R_k} ile sağdan daha sonra satırların normunu birim yapan D_{L_k} ile soldan çarparak ilerler.

Örnek 2

$$A_1 = \begin{pmatrix} -0.38 & 0.2 & 0.1 \\ -0.16 & 0.72 & 0.16 \\ -0.24 & 0.24 & 0.8 \end{pmatrix}$$

ve

$$A_2 = \begin{pmatrix} -0.8 & -0.07 & 0.04 \\ 0.1 & -1 & 0.05 \\ -0.1 & -0.06 & -0.34 \end{pmatrix}$$

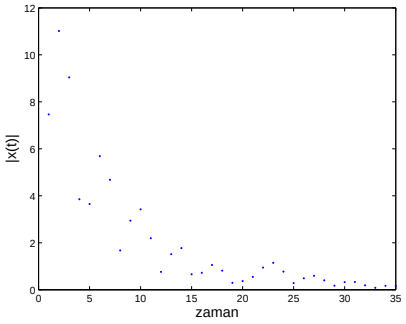
anahtarlamalı lineer sistemin altmatrisleri olsun. Uygunluk ölçütünü küçültme yöntemleri uygulanmaz ise Teorem 1 bekleme süresini $\tau = 7$ olarak vermektedir. Ancak, yukarıda anlatılan dengeleme yöntemi uygulanırsa

$$D_R = \begin{pmatrix} 0.8528 & 0 & 0 \\ 06 & 0.7178 & 0 \\ 0 & 0 & 1.9789 \end{pmatrix}$$

ve

$$D_L = \begin{pmatrix} 1.8805 & 0 & 0 \\ 0 & 0.4700 & 0 \\ 0 & 0 & 1.8803 \end{pmatrix}$$

özvektör ölçekleme matrisleri kullanılarak bekleme süresi 1 *olarak elde edilir. Bu bekleme süresi çoklu Lyapunov fonksiyonları yöntemi [15] ile bulunan bekleme süresine eşittir.*



Şekil 4: 2. Örnek'te verilen anahtarlamalı sistemin $\tau = 1$ için elde edilen bir çözümü.

Teorem 1'in yukarıdaki D_R ve D_L matrisleri kullanılarak iyileştirilmesi sonucu bulunan bekleme süresi $=$ 1 periyot alınırsa anahtarlamalı sistem çözümü Şekil 4'de görüldüğü gibi elde edilir.

Örnek 2'de de görüldüğü gibi uygunluk ölçütünü küçültme yöntemleri ile Teorem 1 büyük ölçüde iyileştirilebilir.

2.4. Defektif Altsistemli Anahtarlamalı Sistemler

Defektif altsistem matrislerinin bulunduğu anahtarlamalı sistemlerde, tüm matrisler için Jordan matris ayrışımını kullanırsak her alt sistem matrisi $A_i = P_i J_i P_i^{-1}$ şeklinde yazılabilir. $t \in \{t_n, \ldots, t_{n+1} - 1\}$ için, $\gamma = \max_{i,j \in \mathcal{P}} \|P_i\| \|P_j^{-1}\|$, $\beta = \sum_{k=1}^{n} (\ln \|P_{\sigma_{k+1}}^{-1} P_{\sigma_k}\| + T_k \ln \|J_{\sigma_k}^*\|)$ $\{T_1, T_2, \ldots T_k\}$'ye bağlı bir fonksiyon olarak kabul edildiğinde

$$\|x(t)\| \leq \gamma e^{\beta(T_1, T_2, \ldots, T_k)} x(0) \qquad (16)$$

bulunur. Burada, her $\|P_i\|$'nin tüm sutünları Öklid normunda birim olarak seçilir. $\omega_{ij}^{+} = \ln(\|P_j^{-1} P_i\|)$, $\omega_{ij}^{-} = -\ln \|J_i\|$ olarak tanımlansın. $\omega_C^{+}, \omega_C^{-}, \alpha(n)$ aynı şekilde tanımlansın. Her $\|J_i\| < 1$ koşulu altında $\beta(T_1, \ldots, T_n) < \alpha(n)$ ve $t \in \{t_k, \ldots, t_{k+1} - 1\}$ için $\|x(t)\| < \gamma e^{\alpha(n)} \|x(0)\|$ eşitsizlikleri elde edilir. Böylece Teorem 1'in defektif altsistemli sistemler için dengi aşağıdaki gibi verilir.

Teorem 2 *A_i lineer anahtarlamalı sistemin altmatrisi olmak üzere, her $\|J_i\| < 1$ olmak koşulu ile $\mathcal{S} = \mathcal{S}_G[\tau]$ için eğer $\tau > \max_{C \in \mathcal{C}(G)} \frac{\omega_C^{+}}{\omega_C^{-}}$ ise anahtarlamalı sistem (8) asimptotik kararlıdır.*

Bir matrisin birden çok Jordan matris ayrışımı olabilir. Jordan matrisinde köşegenin üzerindeki birler uzlaşım gereği kullanılırlar. Bu birlerin yerine uygun ölçeklendirmeler sonucunda sıfır olmayan skaler sayılar koyulabilir. Bu şekildeki bir Jordan matris ayrışımını $A_i = P_i' J_i' P_i'^{-1}$ olarak tanımlarsak, uygun $\|J_i'\| < 1$ matrisleri bulunarak $\|J_i\| < 1$ koşulu kaldırılabilir.

3. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışmada, ayrık zamanda çalışan anahtarlamalı sistemlerin kararlılığını garantileyen minimum bekleme süresinin bulunması için bir yöntem önerildi. Yöntem, verilmiş N altsistemli bir anahtarlamalı sistem için, anahtarlama işaretinin N düğümlü tam bağlı yönlü grafta bir yürüyüşe denk düşürülmesine dayanmaktadır. Böylece minimum bekleme süresini bulmak üzere çalışmada verilen koşul, anahtarlamaların bir graf tarafından kısıtlandığı graf-anahtarlamalı sistemlere de uygulanabilmektedir. Uygunluk ölçütünü küçültme yöntemi ikiden fazla altsistemli anahtarlamalı sistemlere de uygulanabildiği takdirde graf-anahtarlamalı sistemlerde Lyapunov fonksiyonu temelli yöntemlere göre daha küçük bir bekleme süresi bulunması sağlanabilir.

Bu çalışma, graf anahtarlamalı sistemlerin kontrol edilebilirliği problemini ve/veya keyfi anahtarlama (minimum bekleme süresi $=$ 0) altında kararlı olan altsistemler sınıflarını bulma problemini içerecek şekilde genişletilebilir.

4. Kaynakça

[1] Y. Hou, Q. Wang, ve C. Dong, "Gain scheduled control: switched polytopic system approach," *J. Guid. Control Dyn.*, 34(2):623?629, 2011.

[2] L. Xu, Q. Wang, W. Li, ve Y. Hou, "Stability analysis and stabilisation of full-envelope networked flight control systems: switched system approach." *IET Control Theory A.,* 6(2):286-296, 2012.

[3] W. Zhang, Y. Hou, X. Liu, ve Y. Zhou, "Switched control of three-phase voltage source PWM rectifier under a wide-range rapidly varying active load," *IEEE Trans. Power Electron.,* 27(2):881-890, 2012.

[4] D. Liberzon, *Switching in Systems and Control,* Birkhauser, Boston, 2003.

[5] Z. Sun ve S. S. Ge, *Switched Linear Systems: Control and Design,* Springer-Verlag, London, 2005.

[6] Z. Sun ve S. S. Ge, "Analysis and synthesis of switched control systems," *Automatica,* 41, 181-195, 2005.

[7] X. Liu, H. Lin ve B. M. Chen "Structural controllability of switched linear systems," *Automatica*, 29, 3531-3537, 2013.

[8] S. Morse, "Supervisory control of families of linear setpoint conrollers-part 1: exact matching," *IEEE Trans. on Auto. Cont.*, 41-10, 1413-1431, 1996.

[9] J. P. Hespanha ve A. S. Morse, "Stability of switched systems with average dwell-time," *Proc. of the 38th Conf. on Decision and Control*, 2655-2660, 1999.

[10] J. C. Geromel ve P. Colaneri, "Stability and stabilization of continuous-time switched linear systems," *SIAM J. on Contr. Optim.*, 45-5, 1915-1930, 2006.

[11] P. Colaneri and J. C. Geromel. ve A. Astolfi, "Stabilization of continuous-time switched nonlinear systems," *Systems Control Lett.*,57-1, 95-103, 2008.

[12] Ö. Karabacak ve N. S. Şengör, "A dwell time approach to the stability of switched linear systems based on the distance between eigenvector sets," *Int. J. System Science*, 40(8):845-853,2009.

[13] C. Briat ve A. Seuret, "Affine Characterizations of Minimal and Mode-Dependent Dwell-Times for Uncertain Linear Switched Systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 58-5, 1304-1310, 2013.

[14] G. Chesi, P. Colaneri, J. C. Geromel, R. H. Middleton ve R. Shorten, "A Nonconservative LMI Condition for Stability of Switched Systems With Guaranteed Dwell Time," *IEEE Trans. Automat. Contr.* 57-5, 1297-1302, 2012.

[15] J. C. Geromel ve P. Colaneri, "Stability and stabilization of discrete time switched systems," *Int. J. Control*, 79, 7, 2006.

[16] Ö. Karabacak, "Dwell time and average dwell time methods based on the cycle ratio of the switching graph," *Systems Control Lett.*, 62:1032-1037, 2013.

[17] A. Dasdan ve R. K. Gupta, "Faster maximum and minimum mean cycle algorithms for system-performance analysis," *IEEE T. Comput. Aid. D.*, 17(10):889–899, 1998.

[18] C. S. Liu, "A Two-Side Equilibration Method to Reduce the Condition Number of an Ill-Posed Linear System, " *CMES-Comp Model Eng* , 91-1, 17-42, 2013.

[19] R. D. Braatz ve M. Morari, " Minimizing the Euclidean Condition Number, " *SIAM J. on Contr. Optim.*, 32-6, 1763-1768, 1994.

Yönsüz Çizgelerde Tekli ve Çoklu Denge Noktası Üzerine Sonuçlar

Özlem Feyza Erkan, Mehmet Akar

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Boğaziçi Üniversitesi, Bebek, 34342, İstanbul
{feyza.varol, mehmet.akar}@boun.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, birinci derece dinamiklere sahip çok etmenli sistemlerin dağıtık onaylaşım problemleri ele alınmıştır. Sabit ve ilingesi değişen ağlar için verilen onaylaşım algoritması, hem sürekli zaman hem de ayrık zamanda analiz edilerek çoklu denge noktaları için kuramsal sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca, kuramsal sonuçlar benzetim çalışmaları ile desteklenmiştir.

1. Giriş

Çok etmenli sistemlerin dağıtık koordinasyonu, birçok araştırmacının ilgilendiği bir çalışma konusu olarak öne çıkmaktadır. Bunun başlıca sebeplerinden biri sayısız uygulama alanına sahip olmasıdır. Aralarında insansız hava/deniz/kara araçları, gezgin robot ağları, uydu kümeleri gibi birçok karmaşık uygulamanın yer aldığı bu geniş ölçekli dinamik sistemlerin analizinde ve sentezinde birçok matematiksel kuram geliştirilmiştir [1, 2].

Dinamik etmenlerden oluşan bu sistemlerin dağıtık koordinasyonu; onaylaşım, en iyileme, dizilim düzeni, görev atama gibi değişik alt başlıklarda incelenmiştir. Bir grup etmenin kendi aralarında bilgi paylaşarak ortak bir değere ulaştığı onaylaşım problemleri bu bağlamda en önemli konulardan biridir [3, 4]. Çok etmenli sistemlerin dağıtık kontrolünde karar vermeyi zorlaştıran bir çok etken bulunmaktadır. Çünkü birçok durumda, etmenler sadece kısıtlı iletişim kaynaklarına sahiptir. Cebirsel çizge teorisinin yardımıyla, etmenler arası bilgi alışverişi modellenebilir ve etmenler dağıtık olarak eşgüdümlenebilir.

Dağıtık kontrol sistemlerindeki çalışmaları motive eden [5]'de, eşzamanlı olmayan dağıtık bir hesaplama modeli kullanılmış ve belirli varsayımlar altında yakınsama için şartlar belirlenmiştir. Daha sonra yapılan önemli bir çalışmada, aynı düzlemde hareket eden n otonom etmenden oluşan bir ağın dağıtık modeli kurulmuş ve benzetim çalışmalarında etmenlerin merkezi bir yönetici olmadan aynı yönelimi sağlayabildikleri gösterilmiştir [6]. [7]'de önerilen modelin, grup içinde bulunan her etmenin gruptaki etmen sayısını üstten sınırlayan değeri bildiği kabulleri altında Vicsek modeline benzer onaylaşım özelliklerine sahip olduğu gösterilmiştir. Daha sonra oluşturulan ayrık zaman modelinde en yakın komşuluklar prensibi kullanılmıştır. Buna göre, ilingesi değişen yönsüz çizgeler için, etmenlerin lider olarak davranan etmene yeterince sık aralıklarla bağlı olması halinde, zaman ilerledikçe diğer etmenlerin liderin yönelim açısına yakınsadığı ispatlanmıştır. Ayrıca, bu çalışma yönlendirilmiş ve ilingesi değişen çizgelere genişletilmiş ve onaylaşımın ancak ve ancak çizgenin kapsayan ağaç içermesi durumunda gerçekleştiği kanıtlanmıştır [8, 9].

[10]'da önerilen sürekli zaman dağıtık onaylaşım algoritmasının analizinde, Laplas işleci ve matris kuramından yararlanılmıştır. Ağdaki etmenlerin, ortalama temelli onaylaşıma ulaşabilmesi için ilingenin dengeli ve kuvvetli bağlı olması gerektiği gösterilmiştir. Etmenlerin ortak bir değere ulaştığı dağıtık onaylaşımla ilgili sonuçları ve ilerlemeleri özetleyen birçok detaylı çalışma bulunmaktadır.

Son zamanlarda klasik onaylaşım algoritmalarından farklı olarak, etmenlerin birden fazla değere yakınsadığı grup onaylaşımı/kümeleme konusunda çalışmalar yapılmıştır [11], [12], [13]. Yapılan araştırmalarda, ağ birden fazla alt gruba ayrılarak incelenmiştir. Grupta bulunan etmenlerin kendi içinde bilgi alışverişi yaptığı ve ek olarak gruplar arası bilgi alışverişi olduğu varsayılmıştır. Ancak, bunlarda gerçek dünya uygulamaları için oldukça sıkı olan kabuller (gruplar arası bilgi alışverişinde negatif ağırlıklar olması, gruplar arası ağırlık toplamının sıfır olması vb.) altında onaylaşıma ulaşıldığı görülmektedir.

Bu çalışmada, çok etmenli sistemlerde tekli ve çoklu dağıtık onaylaşımın detaylı analizi ele alınmıştır. Sonraki bölümlerde matematiksel altyapı, problem formülasyonu, ilgili sonuçlar ve benzetimler yer almaktadır.

2. Tek Denge Noktalı Onaylaşım

Bu kısımda dağıtık onaylaşım algoritmasının analizinde kullanılacak çizge kuramı hakkında bilgiler özetlenmiştir [14]. Bunun yanında sabit ve değişken ilingeli ağlarda dağıtık onaylaşımın matematiksel formülasyonu yapılmış ve ilgili sonuçlar verilmiştir.

2.1. Çizge Kuramı

n etmenden oluşan bir ağ verilmiş olsun ve bu ağ $G = (V, E)$ çizgesi ile gösteriliyor olsun. Ağdaki düğümler $V = \{v_1, v_2, \cdots, v_n\}$ kümesi ve düğümler arası iletişimi ifade eden kenarlar kümesi ise $E \subseteq V \times V$ ile ifade edilir. Düğüm indisleri, $I = \{1, 2, \cdots, n\}$ sonlu kümesinden değer alır. G çizgesinde bulunan $i.$ ve $j.$ düğüm arasındaki bilgi akışını temsil eden kenar $e_{ij} = (v_j, v_i)$'dir. v_i düğümünün komşuluk kümesi $N_i = \{v_j \in \mathrm{V} : (v_j,v_i) \in \mathrm{E}\}$ şeklinde ifade edilir.

İncelenen çizge, eğer tüm $i, j \in V : (v_i, v_j) \in E \iff (v_j, v_i) \in E$ ise yönsüz olarak tanımlanır. Aksi durumda, çizge yönlendirilmiştir. Yönlendirilmiş bir çizgedeki yönlü yol, $(e_1, e_2), (e_2, e_3), \ldots$ sıralı kenar çiftleri ile ifade edilir.

Tanım 1 *Yönsüz bir çizgede eğer her iki düğüm arasında bir bağlantı bulunuyorsa, bu tip çizgeler bağlı çizgeler olarak adlandırılır.*

Tanım 2 *Yönlendirilmiş bir çizgede, eğer her düğüm arasında yönlü bir bağlantı varsa, bu çizgeler kuvvetli bağlı çizgeler olarak tanımlanır. Eğer bu çizgenin altında yer alan yönsüz çizge bağlı ise bu tip çizgelerde zayıf bağlı çizgelerdir.*

Çevrim içermeyen bağlı G çizgesi, ağaç olarak tanımlanır. Derecesi 1 olan kök düğüm haricindeki düğümler ağacın yapraklarıdır. Kök düğümü dışındaki düğümlerin en çok bir ata düğümü olabilir.

Tanım 3 *$G = (V, E)$ çizgesinde, diğer düğümlere yolu olan bir kök düğümün oluşturduğu yönlendirilmiş ağaç bulunuyorsa bu ağaç o çizgenin kapsayan ağacı olarak tanımlanır.*

Tanım 4 *$G = (V, E)$ çizgesinde, bitişiklik matrisi $A = [a_{ij}]$ şu şekilde tanımlanır: Eğer j. düğümden i. düğüme bir bağlantı varsa $a_{ij} = 1$, eğer düğümler arası bağlantı yoksa $a_{ij} = 0$'dır.*

Tanım 5 *Yönlendirilmiş bir çizgede v_i düğümü için girdi derecesi ve çıktı derecesi şu şekildedir:*

$$deg_{in}(v_i) = \sum_{j=1}^{n} a_{ij}, \tag{1}$$

$$deg_{out}(v_i) = \sum_{j=1}^{n} a_{ji}. \tag{2}$$

Tanım 6 *Yönlendirilmiş bir çizge ancak ve ancak girdi derecesi çıktı derecesine eşitse, yani $deg_{out}(v_i) = deg_{in}(v_i)$ ise dengelidir.*

2.2. Dağıtık Onaylaşım Probleminin Tanımı

Verilen $G = (V, E)$ ağında, $x_i \in R$, $i \in I$, i. düğümün durum değişkeni olsun. Bu durum değişkeni voltaj, sıcaklık veya yönelim açısı gibi etmenler arası eşgüdümlenmesi gereken bilgiyi temsil eder. Aşağıda verilen koşulu sağlayan K tane boş olmayan $\mathcal{S}_l, l = 1, \ldots, K$, alt grubu olsun:

- $\bigcup_{l=1}^{K} \mathcal{S}_l = V, \mathcal{S}_l \cap \mathcal{S}_m = \emptyset,\ l \neq m$, ve $l, m = 1, \ldots, k$,

$\mathcal{S}_l$ alt grubu herhangi $x(0)$ için $lim_{t\to\infty}\|x_i(t) - x_j(t)\| = 0$ $\forall i, j \in \mathcal{S}_l$ ise, ağ K denge noktasına yakınsar.

2.3. Sabit ilingeli ağlar

Verilen problem tanımı doğrultusunda, öncelikle $K = 1$ durumunu ele alalım. Böylece $\mathcal{S}_l = \mathcal{S}_k$ olduğundan, problem n etmen içeren bir ağın onaylaşımına dönüşür. Ağdaki etmenler durum değişkenlerini kendilerinden ve komşularından aldığı bilgilere göre güncellemektedir. Bu tanımlamalar altında her bir etmenin dinamikleri tümlev alıcılar olarak düşünülebilir:

$$\dot{x}_i(t) = u_i(t), \quad i = 1, \cdots, n. \tag{3}$$

(3) denkleminde $x_i(t)$ ve $u_i(t)$ sırasıyla, i. etmenin durum ve kontrol değişkenini ifade eder. Literatürde sıklıkla kullanılan sürekli zaman onaylaşım algoritması şu şekildedir:

$$u_i(t) = \sum_{v_j \in N_i} a_{ij}(x_j(t) - x_i(t)) \tag{4}$$

Denklem (3) ve (4) birleştirildiğinde sürekli zamanda onaylaşım algoritması şu hali alır:

$$\dot{x}_i(t) = \sum_{v_j \in N_i} a_{ij}(x_j(t) - x_i(t)) \tag{5}$$

Burada $a_{ij}(t)$, bitişiklik matrisinin t anındaki ilgili elemanını gösterir. Sürekli zaman onaylaşım algoritmasındaki temel düşünce, her bir etmenin komşularının durumlarının ağırlıklı ortalamasına yönelmesidir. Eğer $x_i(t) \to \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n} x_i(0)$ ise, onaylaşım değeri tüm durumların ortalamasına ulaşır, ve *ortalama onaylaşım* olarak tanımlanır. Matematiksel karışıklığa yol açsa da, ayrık zaman için aynı t değişkeni kullanılmıştır, ki çalışmanın içeriğinden hangi sistemin ele alındığı anlaşılmaktadır. Onaylaşım algoritmasının ayrık zaman matematiksel modeli ise aşağıdaki gibi ifade edilebilir [5]:

$$x_i(t+1) = w_{ii}(t)x_i(t) + \sum_{j=1, j\neq i}^{n} w_{ij}(t)x_j(t) \tag{6}$$

Bu ifadede w_{ij}, j. düğümden i. düğüme gelen bilginin ağırlık katsayısıdır.

Onaylaşım algoritması (6)'in şu koşulları sağladığı kabul edilmiştir:

Varsayım 1 *(i) Pozitif bir sabit olan α için, $w_{ii}(t) > \alpha, \forall i = 1, 2, \ldots, n, \forall t \geq 0$'dır,*

(ii) $w_{ij}(t) \in [\alpha, 1] \cup 0, \forall i = 1, 2, \ldots, n, \forall t \geq 0$,

(iii) $\sum_{j=1}^{n} w_{ij}(t) = 1, \forall i = 1, 2, \ldots, n, \forall t \geq 0$.

İlk varsayıma göre düğümler bilgilerini güncellerken kendi değerlerini kullanmalıdır. İkinci varsayım, komşu düğümlerden gelen bilginin pozitif katsayılarla kullanılmasını gerektirir. Son varsayımda ise, her bir düğüm için ağırlık katsayılarının toplamının 1'e eşit olduğu sağlanır. Ayrık zaman onaylaşım algoritması (6) aşağıdaki gibi matris formunda ifade edilebilir:

$$x(t+1) = W(t)x(t), \quad W(t) \in \mathbb{W}. \tag{7}$$

Burada $W(t)$ satır-olasıklıksal matristir.

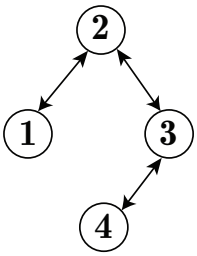
Tanım 7 *$W = [w_{ij}]$ satır-olasılıksal matrisi aşağıdaki şekilde tanımlanır:*

- $w_{ij} \geq 0, \forall i, j \in \{1, 2, \ldots, n\}$,
- $\sum_{j=1}^{n} w_{ij} = 1, \forall i \in \{1, 2, \ldots, n\}$.

Örnek 1 *İlingesi Şekil 1'de verilen 4 düğümlü bir ağın sistem matrisi W şu şekilde olabilir:*

$$W = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 1/3 & 1/3 & 1/3 & 0 \\ 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 1/4 & 1/4 & 1/4 & 1/4 \end{bmatrix} \tag{8}$$

Kuram 2.1 *[7] Onaylaşım algoritması* (4)*'ün sonuşurda ortalama onaylaşımı sağlaması için gerek ve yeter koşul, ağı temsil eden $G = (V, E)$ yönsüz çizgesinin bağlı olmasıdır.*



Şekil 1: 4 düğümden oluşan ağın örnek ilingesi.

Kuram 2.2 *[10] Onaylaşım algoritması* (4)*'ün sonuşurda ortalama onaylaşımı sağlaması için gerek ve yeter koşul, ağı temsil eden $G = (V, E)$ yönlendirilmiş çizgesinin kuvvetli bağlı ve dengeli olmasıdır.*

Verilen bir ağın ortalama onaylaşımı sağlaması için gereken koşullar, daha sonra [8]'de yapılan çalışmada biraz daha gevşetilmiştir.

Kuram 2.3 *[8] Onaylaşım algoritması* (4)*'ün onaylaşımı sağlaması için gerek ve yeter koşul, ağı temsil eden $G = (V, E)$ yönlendirilmiş çizgesinin kapsayan ağacı olmasıdır.*

Kuram 2.4 *[5] $G = (V, E)$ yönlendirilmiş çizgesinde, $w_{ii} \geq 0$ için, eğer ağdaki diğer düğümleri dolaylı veya doğrudan etkileyen bir düğüm bulunuyorsa, sistem, sınırlı gecikme için onaylaşımı sağlar.*

2.4. Değişken ilingeli ağlar

n etmenden oluşan ve etmenler arası bilgi alışverişinin bulunduğu bir ağı ele alalım. Ağdaki etmenlerin hareketli olduğu düşünüldüğünde, benzer şekilde etmenler arası bilgi alışverişinin değişken olduğu kolaylıkla tahmin edilebilir. Etmenlerin çalışma ortamında bulunan engellere bağlı olarak düğümler arası bağlantılar kopabilir ve/veya yenileri oluşabilir. Bu durumda ağ, zaman içinde değişen ilingelerle ifade edilir.

Kuram 2.5 *[7] Farklı ilingelere karşılık gelen ve yönsüz çizgeleri ifade eden sistem matrisleri kümesi $W = \{W_1, W_2, \ldots, W_N\}$ olsun. Eğer, zamanla değişen komşu çizgelerin birleşiminde tüm düğümlerin birbirine bağlı olduğu, boş olmayan bitişik ve sınırlandırılmış zaman aralıkları sonsuz dizisi bulunuyorsa, ağda onaylaşım sağlanır.*

Kuram 2.6 *[8] $G[k] \in G$, $t = kT$ anındaki zamanla değişen çizgeleri gösteriyor olsun. Eğer, zamanla değişen çizgelerin birleşiminde, kesişmeyen ve düzgün sınırlandırılmış zaman aralıkları sonsuz dizisi bulunuyorsa, ve bu zaman aralıklarında kapsayan bir ağaç varsa, ağ sonuşurda onaylaşımı sağlar.*

Kuram 2.7 *[15] Farklı ilingelere karşılık gelen sistem matrisleri kümesi $W = \{W_1, W_2, \ldots, W_N\}$ olsun. Eğer ağdaki tüm düğümleri doğrudan veya dolaylı olarak etkileyen herhangi bir düğüm varsa, keyfi değişen sınırlı gecikme $\tau_{ij}, i, j = 1, 2, \ldots, n, i \neq j$ ve keyfi değişen ilinge için onaylaşım sağlanır.*

3. Çoklu Denge Noktalı Onaylaşım

Grup onaylaşım algoritmaları, klasik onaylaşımın özelliklerine sahip görünse de kuramsal analizi daha karmaşıktır. İşbirlikli kontrolün pratik uygulamaları göz önüne alındığında, ağdaki etmenlerin birden fazla noktada onaylaşımı sağlamaları gerektiği durumlarla karşılaşılmaktadır. Bu kısımda öncelikle, literatürde kullanılan sürekli zaman grup onaylaşımı verilmiştir. Daha sonra tek denge noktalı onaylaşımda kullanılan ayrık zaman matematiksel modeli genişletilmiştir.

Önceki kısımda yer alan problem tanımında K tane boş olmayan $\mathcal{S}_l$ alt grubu ele alındığında, belirli koşullar ve kabuller altında, ağın kaç denge noktasına yakınsadığı incelenebilir. İlk olarak, etmenlerin 2 farklı denge noktasına ulaştığı senaryo üzerinde durulmuştur. n etmenden oluşan karmaşık bir $G = (V, E)$ ağını ele alalım. Etmenlerin m ve $n-m$ olarak iki gruba ayrıldığı ve her alt gruptaki etmenlerinde bir alt ağ oluşturduğu durumda ilinge çizgesinin $G = (V, E)$ ve durum vektörünün de $x = (x_1, x_2, ..., x_n)^T$ olduğunu kabul edelim. İndeks kümeleri $I_1 = \{1, 2, ..., m\}$, $I_2 = \{m+1, m+2, ..., n\}$ şeklinde tanımlansın. Bunlara ek olarak, komşuluk kümeleri N_{1i} = $\{v_j \in V_1 : (v_j, v_i) \in E\}$ ve N_{2i} = $\{v_j \in V_2 : (v_j, v_i) \in E\}$ olarak, ve bunların birleşimi ise $N_i = N_{1i} \cup N_{2i}$ ile gösterilsin.

$G = (V, E)$ ağı için sürekli zamanda grup onaylaşım algoritması şu şekilde tanımlanır [11]:

$$u_i = \begin{cases} \sum_{v_j \in N_{1i}} a_{ij}(x_j - x_i) + \sum_{v_j \in N_{2i}} a_{ij} x_j, & \forall i \in I_1 \\ \sum_{v_j \in N_{1i}} a_{ij} x_j + \sum_{v_j \in N_{2i}} a_{ij}(x_j - x_i), & \forall i \in I_2 \end{cases} \tag{9}$$

Denklem (9)'da, her $i, j \in I$ için $a_{ij} \geq 0$ ve her $(i, j) \in \Phi = \{(i, j) : i \in I_1, j \in I_2\} \cup \{(i, j) : j \in I_1, i \in I_2\}$ için $a_{ij} \in R$'dir.

Grup onaylaşım algoritmasının amacı, ağdaki n etmenin kararlı bir denge noktasına ulaşması ve geri kalan m etmenin ise ondan farklı bir denge noktasına ulaşmasını sağlayacak ölçütlerin bulunmasıdır.

Eğer etmenlerin durum vektörleri herhangi $x(0)$ için $lim_{t\to\infty}\|x_i(t) - x_j(t)\| = 0\ \forall i, j \in V$ sağlıyorsa, denklem (9) sonuşurda grup onaylaşımı sağlar.

Buna göre, Denklem (3) grup onaylaşım algoritmasında (9) yerine konduğunda sistemin durumları şu şekilde ifade edilir:

$$\dot{x}_i = \begin{cases} \sum_{v_j \in N_{1i}} a_{ij}(x_j - x_i) + \sum_{v_j \in N_{2i}} a_{ij} x_j, & \text{her } i \in I_1 \\ \sum_{v_j \in N_{1i}} a_{ij} x_j + \sum_{v_j \in N_{2i}} a_{ij}(x_j - x_i), & \text{her } i \in I_2 \end{cases} \tag{10}$$

Denklem (10), aşağıdaki şekilde matris formunda yazılır:

$$\dot{x}(t) = -Lx(t) \tag{11}$$

Yönsüz çizgelerde, $L = [l_{ij}]$ Laplas işleci simetrik yarı pozitif tanımlı bir matris olup şu şekilde tanımlanır:

$$l_{ij} = \begin{cases} -a_{ij}, & j \neq 0, \\ \sum_{k=1, k\neq i}^{n}, & j = i. \end{cases}$$

Algoritma (9)'un aşağıdaki varsayımları sağladığı kabul edilmiştir.

1. $\sum_{j=m+1}^{n} a_{ij} = 0$ her $i \in I_1$ ve

2. $\sum_{j=1}^{m} a_{ij} = 0$ her $i \in I_2$.

Varsayım 1 ve 2 iki alt ağ arasındaki dengenin etkisini ifade etmektedir. Laplas işlecinin tanımlardan da yararlanıldığında sonuç olarak, Laplas matrisinin satır toplamlarının sıfır olduğu görülmektedir.

Önsav 1 *L matrisinin, geometrik katlılığı en az iki olan sıfırda bir özdeğeri bulunmaktadır.*

İspat 3.1 *Bu önsavın kanıtlanması için sıfır özdeğerine karşılık gelen iki lineer bağımsız sağ özvektör bulunması yeterlidir. G_1 ve G_2 giriş derecesi dengeli bir çift olduğundan*

$$w_{1r} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{n}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{n}} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^\top, \qquad (12)$$

$$w_{2r} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & \frac{1}{\sqrt{m}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{m}} \end{bmatrix}^\top \qquad (13)$$

iki sağ özvektörünün sıfır özdeğeri ile ilişkili olduğu kolaylıkla doğrulanabilir. Görüldüğü üzere her iki özvektör lineer bağımsız olduğundan ispat tamamlanmıştır.

Önerme 3.1 *[11] Algoritma (9), varsayımlar altında, ancak ve ancak*

(i) L sadece iki basit sıfır özdeğere sahip ve L'nin geri kalan özdeğerlerinin pozitif reel kısımları olduğunda,

(ii) G_1 ve G_2 çizgeleri dengeli ve dengeli bir çift ise sonuşurda grup onaylaşım problemini çözer.

3.1. Yönsüz çizgelerde çoklu onaylaşım

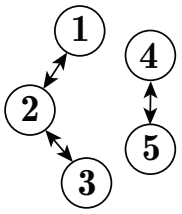
Grup onaylaşım algoritmasının sürekli ve ayrık zaman matematiksel modeli (5) ve (6)'da verilmiştir. Söz konusu modellerin, tek denge noktalı onaylaşımdaki kabulleri sağladığı varsayılmaktadır.

Bu çalışmadaki önemli katkılarımız aşağıdaki önermelerde özetlenmektedir. Yönsüz ve sabit ilingeli ağlarda analiz yapılırken spektral çizge kuramı ve matris kuramından yararlanılmıştır. Sabit ilingeli yönsüz ağlar için elde ettiğimiz sonuçlar, daha sonra yönsüz ve ilingesi değişen ağlar için genişletilmiştir. Önerme için öncelikle bağlı bileşenlerin tanımı verilir.

Tanım 8 *$G = (V, E)$ yönsüz çizgesi ve $V_1 \subseteq V$ kümesi verilsin. Eğer V_1 kümesinin tüm elemanları arasında bir yol bulunuyorsa, V_1 kümesi yönsüz G çizgesinin bağlı bir bileşenidir.*

Önerme 3.2 *Yönsüz ve sabit ilingeye sahip $G = (V, E)$ çizgesindeki bağlı bileşen sayısı K olsun. (5) ve (6) denklemlerinde bulunan a_{ij} ve w_{ij} katsayıları önceki kısımlarda verilen koşulları sağladığında, ağ K denge noktasına yakınsar.*

İspat 3.2 *Yönsüz bir çizgede bulunan bağlı bileşen sayısı, Laplas işlecinde bulunan 0 özdeğerinin katlılığına eşittir [16]. Ağdaki bağlı bileşenler alt gruplar olarak ele alındığında; her bir Laplas işlecinde tek bir 0 özdeğeri bulunur, ve her bir alt grup herhangi $x(0)$ için onaylaşımı sağlar [7, 8]. Dolayısıyla, çizgedeki bağlı bileşen sayısı denge noktası sayısına eşittir.*



Şekil 2: 5 etmenden oluşan örnek bir ilinge.

Yukarıdaki sonucu değişken ilingeli ağlar için genişletmek üzere bir ağın *sabit K bağlı* olmasını aşağıdaki şekilde tanımlayalım.

Tanım 9 *Yönsüz ve değişken ilingeye sahip $G(t) = (V, E(t))$ çizgesi veriliyor olsun. Değeri 1'den büyük bir K tamsayısı için eğer*

(i) $I_i(t) \neq \emptyset, i = 1, \dots, K$,

(ii) $I_i(t) \cap I_j(t) = \emptyset$,

(iii) $\bigcup_{i=1}^{n} I_i(t) = V$,

(iv) $I_i(t) = I_i = Sabit, i = 1, \dots, K.$

şartlarını sağlayan $I_1, I_2, \dots, I_K$ indeks kümeleri bulunuyorsa, bu ağa sabit K bağlı denir.

Önerme 3.3 *Varsayım 1'i sağlayan (5,6) sistemlerinin, K farklı onaylaşım noktasına yakınsaması için gerek ve yeter koşul $G(t)$ ağının, herhangi bir $t_0 > 0$ değeri için $[t_0, \infty)$ aralığında sabit K bağlı olmasıdır.*

İspat 3.3 *Yer kısıtından dolayı ispata yer verilmemiştir.*

4. Benzetim Çalışmaları

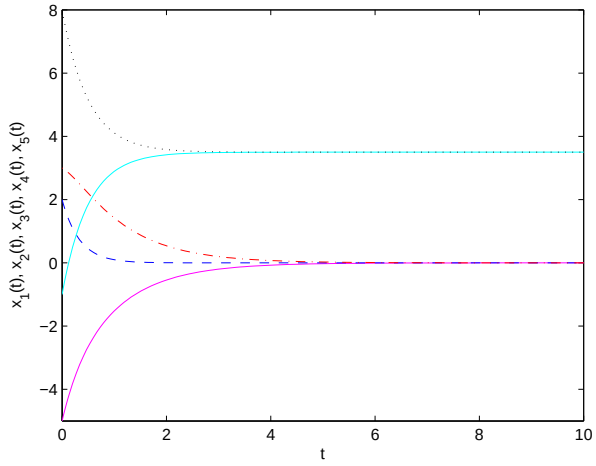
Bu kısımda, farklı ilingelere sahip yönsüz çizgeler için sürekli zaman ve ayrık zaman grup onaylaşım algoritması kullanılarak denge noktaları üzerine benzetimler yapılmıştır.

Örnek 2 *İlingesi Şekil 2'de verilen ve 5 etmenden oluşan bir ağı ele alalım. Şekil 2'deki ilingeye karşılık gelen Laplas işleci şu şekildedir:*

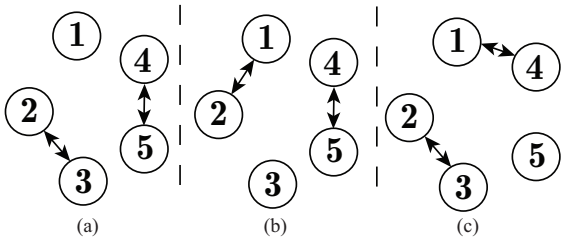
$$L = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

Benzetimlerde etmenlerin ilk değerleri $x(0) = [-5, 2, 3, -1, 8]^\top$ alınmıştır. L matrisinin özdeğerleri hesaplandığında $\lambda_1 = \lambda_2 = 0$, $\lambda_3 = 1$, $\lambda_4 = 2$ ve $\lambda_5 = 3$ olduğu görülür. Buna göre, verilen koşullar altında sürekli zaman algoritması sonuşurda ortalama onaylaşımı sağlar.

Benzetim sonuçlarından da görülebileceği gibi 1, 2 ve 3 numaralı etmenler ilk değerlerinin ortalaması olan 0'a, 4 ve 5 numaralı etmenler ise ilk değerlerinin ortalaması 3.5 değerine ulaşmışlardır (Şekil 3).



Şekil 3: 5 etmenden oluşan ilingenin düğüm değerleri değişimi.



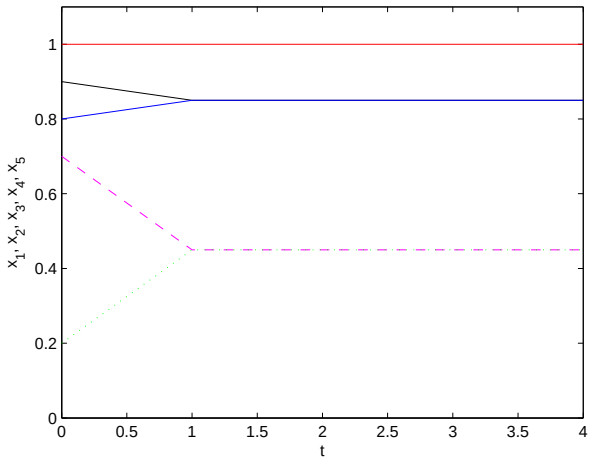
Şekil 4: 5 etmenden oluşan (a), (b), (c) ilingeleri.

Örnek 3 *Ayrık zamanda onaylaşım için ilingesi Şekil 4-(a)'da verilen ağı el alalım. Ağdaki etmenlerin ilk değerleri* $x(0) = [1, 0.9, 0.8, 0.7, 0.2]^\top$ *olmak üzere, katsayıların eşit seçildiği durum için sistem matrisi şu şekildedir:*

$$W_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

Önceki bölümde verilen tanımlardan yararlanıldığında ağdaki bağlı bileşen sayısının 3 olduğu görülür. Ayrık onaylaşım algoritmasına göre düğüm değerlerinin değişimi Şekil 5'de verilmiştir. Yönsüz ve sabit ilingeli çizgeler için yapılan benzetimlerde ağın 3 noktaya yakınsadığı ve önerilen kuramsal sonuçlar ile tutarlı olduğu görülmektedir.

Örnek 4 *Değişken ilingeli yönsüz ağlardaki önermemizi açıklayan ve Şekil 4'de verilen ağları ele alalım. Ağdaki etmenlerin ilk değerleri* $x(0) = [1, 0.9, 0.8, 0.7, 0.2]^\top$ *olsun. Şekil 4-(a)'da verilen ilingenin sistem matrisi önceki örnekte verilmiştir, buna göre Şekil 4 (b) ilingesine karşılık gelen* W_2 *sistem matrisi, katsayıların eşit seçildiği durum için şu şekilde ifade edilsin:*



Şekil 5: 5 etmenden oluşan (a) ilingesinin düğüm değerleri değişimi.

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

Öncelikle ilingelerin sadece (a) ve (b) arasında periyodik olarak değiştiği durumu ele alalım. Bu durumda, Önerme 3.3'e göre beklenti sistemin 2 denge noktasına yakınsamasıdır. Benzetimlerde düğümlerin aldıkları son değerler Şekil 6'de verilmiştir.

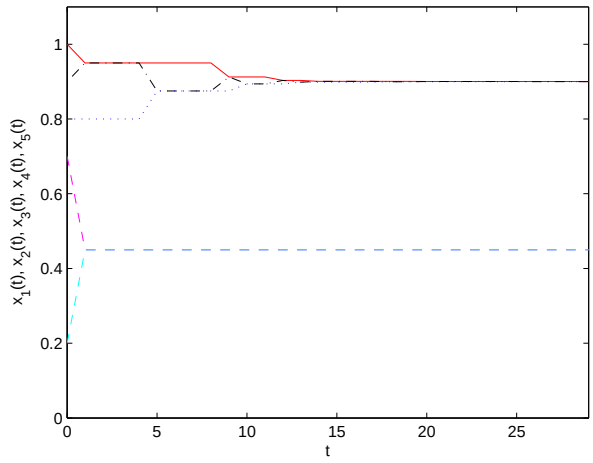
Örnek 5 *Şekil 4'de gösterilen ilingelerin (a), (b), (c) arasında değiştiğini kabul edelim. Şekil 4 (c)'ye karşılık gelen sistem matrisi* W_3 *aşağıdaki şekildedir:*

$$W_3 = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 0 & 1/2 & 1/2 & 0 & 0 \\ 1/2 & 0 & 0 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

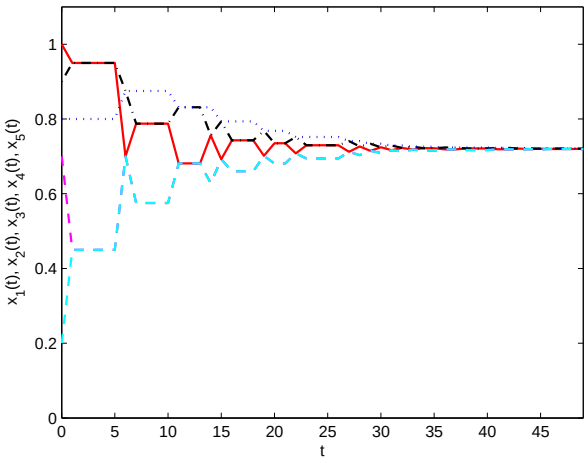
Önerme 3.3 ve [7, 8]'e göre bu durumda ağın tekli onaylaşımı sağlaması beklenir. Dağıtık onaylaşım algoritmasının sağladığı koşullar altında düğümlerin aldıkları değerler Şekil 7'de verilmiştir. Sistemler bağımsız olarak değerlendirildiğinde 3 farklı denge noktasına gitmesine rağmen, sistemin tek denge noktasına yakınsadığı görülmektedir.

5. Sonuçlar

Bu bildiride, spektral çizge kuramındaki tanımlamalar ve sonuçlar kullanılarak, verilen yönsüz bir sabit/değişken ilingeli ağ için dağıtık onaylaşım problemi çalışılmıştır. Ağdaki denge noktaları ve ilinge özellikleri arasındaki bağlantılar araştırılmıştır. Ayrıca, yönsüz ve sabit ilingeli ağlar için elde ettiğimiz kuramsal sonuçlar genişletilerek değişken ilingeli ağlara uygulanmıştır. Önerdiğimiz kuramsal sonuçlar benzetim



Şekil 6: (a) ve (b) ilingeleri arasında değişen ağın onaylaşımı.



Şekil 7: (a), (b) ve (c) ilingeleri arasında değişen ağın onaylaşımı.

çalışmaları ile desteklenmiştir. Benzetimlerde, sistem matrisleri eşit ağırlıklandırma yöntemiyle belirlenmiş olsa da, elde edilen sonuçlar Varsayım 1'i sağlayan tüm sistem matrisleri için geçerlidir.

6. Kaynakça

[1] R.W. Beard, T.W. McLain, M.A. Goodrich and E.P. Anderson, "Coordinated target assignment and intercept for unmanned air vehicles.", *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 18(6), 911-922, 2002.

[2] J.A. Fax, "Optimal and cooperative control of vehicle formations.", *PhD Tezi*, California Inst. Technol. Pasadena, CA, 2001.

[3] V.D. Blondel, et al. "Convergence in multiagent coordination, consensus, and flocking", *Joint 44th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference*, pp. 2996-3000, 2005.

[4] M. Cao, A. S. Morse and BD Anderson, "Agreeing asynchronously.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 53(8), 1826-1838, 2008.

[5] J. N. Tsitsiklis, D. P. Bertsekas, ve M. Athans, "Distributed asynchronous deterministic and stochastic gradient optimization algorithms.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 31, No. 9, 803–812, Sep. 1986.

[6] T. Vicsek, A. Czirók, E. Ben-Jacob, I. Cohen, ve O. Shochet, "Novel type of phase transition in a system of self-driven particles.", *Physical review letters*, Vol. 75, No. 6, 1226–1229, 1995.

[7] A. Jadbabaie, J. Lin, and A. S. Morse. "Coordination of groups of mobile autonomous agents using nearest neighbor rules." *IEEE Trans. Automatic Control*, Vol.48, No. 6, 988–1001, Jun 2003.

[8] W. Ren and R.W.Beard, "Consensus Seeking in Multiagent Systems Under Dynamically Changing Interaction Topologies", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50:655–661, 2005.

[9] L. Moreau, "Stability of multiagent systems with time-dependent communication links." *IEEE Transactions on Automatic Control*, 50(2) 169-182, 2005.

[10] R. Olfati-Saber and R. M. Murray, "Consensus problems in networks of agents with switching topology and time-delays.", *IEEE Transactions on Automatic Control*, 49(9):1520–1533, 2004.

[11] J. Yu and L. Wang, "Group consensus of Multi-agent Systems with Undirected Communication Graphs", *In Proceedings of the 7th Asian Control Conference*, 105–110, 2009.

[12] C. Tan, G. Liu, G. Duan, "Group consensus of networked multi-agent systems with directed topology.", *In Proceedings of the 18th IFAC World Congress Milano*, 8878-8893, 2011.

[13] J. Qin ve C. Yu, "Cluster consensus control of generic linear multi-agent systems under directed topology with acyclic partition.", *Automatica*, 49(9): 2898-2905, 2013.

[14] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambrigde University Press, 1985.

[15] O. Cihan ve M. Akar, "Effect of non-uniform varying delay on the rate of convergence in averaging based consensus", *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer*, yayımlanmaya kabul edildi.

[16] A. Brouwer, W. Haemers, *Spectra of graphs*, Springer, 2011.

B9 – İnsansız Kara, Deniz ve Hava Araçları Tasarımı ve Kontrolü

12 Eylül 2014 Cuma – 2. Oturum (Ermaksan Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. Mustafa ÜNEL(Sabancı Üniversitesi)

Quadrotorlar İçin Şekil Eşlemeye Dayalı Görsel Otomatik İniş Sistemi: Sabit Alana İniş (Bildiri No : 90)

Tolga YÜKSEL (Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi)

Çift Rotorlu Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem İçin Gürbüz Denetleyici Tasarımı ve Gerçeklenmesi (Bildiri No : 144)

Meryem DENİZ (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
K. Merve DOĞAN (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Emer TATLICIOĞLU (İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü)
Alper BAYRAK (Abant İzzet Baysal Üniversitesi)

Güdümlü Bir Mühimmat Kanatçık Tahrik sistemi İçin İki Döngülü Kontrol Sitemi Tasarımı (Bildiri No : 157)

Ersin DAŞ (TÜBİTAK SAGE)
İsmail İlker DELİCE (TÜBİTAK SAGE)
Leyla GÖREN (İTÜ)

2 Boyutlu ve 3 Boyutlu Görsel Geri Beslemenin ve Ekran Büyüklüğünün Uzaktan Araç Kontrolü Üzerindeki Etkisi (Bildiri No : 165)

Hasan ÖLMEZ (ODTÜ)
E. İlhan KONUKSEVEN (ODTÜ)
A. Buğra KOKU (ODTÜ)

İnsansız Kara Aracında Lazer Kümeleme Hatalarının Olasılıksal Doğrusal Fisher Ayırması ile Giderilmesi (Bildiri No : 226)

Alper ÖNER (İTÜ)
Gülay ÖKE (İTÜ)

Quadrotorlar İçin Şekil Eşlemeye Dayalı Görsel Otomatik İniş Sistemi: Sabit Alana İniş

Tolga YÜKSEL

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Bilecik
tolga.yuksel@bilecik.edu.tr

Özetçe

Quadrotorların uğraşmak zorunda oldukları önemli sorunlardan biri de otomatik iniştir. Otonom olarak seyrüsefer, uçaklardan insansız hava araçlarına(İHA) otopilot olarak aktarılsa da, özellikle GPS'in bulunmadığı senaryolarda otonom olarak iniş alanının belirlenmesi, alçalma ve otonom iniş aşamaları hala yeni yaklaşımlara açıktır. Bu çalışmada, bu soruna çözüm olarak görsel geribeslemeli ve şekil eşlemeye dayalı bir sistem önerilmiştir.

1. Giriş

Çok rotorlu bir İHA olan 4-rotorlu, dönerkanatlı İHA'nın (Quadrotor) uygulama alanları gün geçtikçe genişlemekte ve bu araçlar son yıllardaki çalışmalarla daha fazla otonom özelliğe sahip olmaktadır. Ölçeğinden bağımsız şekilde tüm quadrotorların atanan göreve bağlı olarak istenen sabit bir alana veya hareket eden bir yer veya deniz aracına inmesi istenebilir. Bu tanıma bağlı olarak, özellikle askeri keşif amaçlı kullanılacak bir quadrotorun GPS olmayan ortamlarda otonom bir şekilde bu görevini yerine getirmesi gerekir. Ayrıca yine görev tanımında iniş alanının veya aracın belirgin bir şekil veya örüntü taşıyıp taşımadığı tanımlanmış olabilir. İniş alanının tanımlı olduğu durumlarda quadrotor üzerine yatay eksene dik monte edilmiş bir kamera yardımıyla quadrotorun baktığı alan görüntülenebilir ve görüntü işleme-şekil eşleme yöntemleri kullanılarak iniş alanı için belirlenmiş bir şeklin yeri bulanabilir. Bu bulma işleminden sonra quadrotorun konumu ve duruşu iniş alanı şekli ile hizalanır ve uygun bir iniş gerçekleştirilebilir.

Konu ile ilgili ilk çalışmaların on beş yıl öncesine dayandığı görülmektedir ve insansız helikopterlerle quadrotorlara uygulanmıştır. Başlangıç olarak Pardo ve ark. USC AVATAR adı verilen insansız helikopter için desen tabanlı bir görüntü işleme algoritması ile yere dik alınan kamera görüntülerinden helikopterin inebileceği kadar büyüklükte engelsiz bir alanı belirlemeye çalışmışlardır [1]. Çalışmada iniş alanına ait olabilecek olası desen yapıları gürbüz bir kontrast tanımlayıcı ile tanımlanarak engelli ve engelsiz alan ayırt edilmeye çalışılmıştır.

Courbon ve ark. kendi tasarladıkları quadrotor için dikey iniş ve kalkışı sağlayabilecek doğal yer imlerini kullanan görüntü tabanlı bir seyrüsefer sistemi tasarlamışlardır [2]. Çalışmada önce çalışma ortamına ait görüntüler alınarak ortamdaki yer imlerini içeren bir görsel hafıza oluşturulmuş, daha sonra iniş ve kalkış sırasında mevcut görüntüdeki yer imleriyle görsel hafızada yer imleri çakıştırılarak bir rota çıkarılmaya çalışılmıştır.

Saripalli ve ark. yine USC AVATAR insansız helikopteri için "H" şeklinde tanımlanmış bir iniş alanına görsel geribesleme ile iniş yapabilen bir iniş sistemi tasarlamışlardır [3]. Ayrıca çalışmayı Mejias ile birlikte öznitelik takibi ile görsel seyrüsefer sağlayacak şekilde genişletmişlerdir [4].

Kendoul ve Nomani kendi tasarladıkları bir quadrotor için görsel öznitelikleri ve IMU'dan aldıkları bilgileri kaynaştırarak hem bir iniş sistemi, hem de hareketli hedef takip sistemi tasarlamışlardır [5]. Tasarladıkları sistemde görsel olarak elde edilen hareket bilgisinden IMU'dan gelen veri ile aracın kendi hareketini çıkarak gerçek hareket kestirimi yapmaya çalışmışlardır. Azrad ile birlikte yaptıkları çalışmada ise sistemi belirli bir bölgeye ait piksel değerlerinin toplamını kullanan integral görüntüyü temel alan bir renk takip sistemine dönüştürmüşlerdir [6]. Ayrıca Pebrianti ve ark.. ile birlikte sistemi değiştirerek İHA üzerindeki kamera yerine yerden görüş sağlayan stereo görüş sistemi ile bir iniş sistemi tasarlamışlardır [7].

Kanade ve ark. görüntü-GPS ve LIDAR'dan gelen bilgilerin kaynaştırıldığı bir sistemi İHA sistemlerine uygulamışlardır [8]. Uyguladıkları sistemin görsel kısmında SfM (Structure from Motion) tekniklerini kullanarak ortamın 3B haritasını çıkarmışlar, ayrıca öznitelik çıkarım ve takibinde de bu yöntemden yararlanmışlardır.

Fucen ve ark., Saripalli ve ark. tarafından önerilen sisteme benzer bir sistemi yine benzer bir tek rotorlu İHA için önermişler ve iniş alanı için "H" şeklinde bir sembol kullanmışlardır [9]. Önerdikleri görsel sistemde iniş alanına ait görüntüdeki köşe noktalarından ve bu noktaların sıralanmasından yararlanmışlardır. Ayrıca "H" seklinin simetri özelliğini engellemek adına üçgen bir sembol ekleyerek iniş yönünün de tayinini sağlamışlardır.

Herisse ve ark. kendi tasarladıkları quadrotor için hareket eden desen şeklindeki bir platforma inebilecek görsel geribeslemeli bir sistem önermişlerdir [10]. Önerdikleri sistem optik akış yöntemini kullanarak İHA'nın hareketine dair bilgileri vermekte ve bu bilgiyle beraber desen eşleştirme ve takibi kullanılarak iniş sistemi tamamlanmaktadır. Aynı ekip, sistemi ayrıca değişen yüksekliklere göre desen takibini yapabilecek şekilde de kullanmışlardır [11].

Lee ve ark. kendi tasarladıkları quadrotor için karekod şeklindeki bir hareketli platformu takip edebilen ve üzerine inebilen bir sistem tasarlamışlardır. Sistem öznitelik noktalıklarını takip ederken oluşan hatayı kullanarak İHA denetimini sağlamaktadır [12].

Yu ve ark. modifiye ettikleri SF-40 model helikopter üzerine stereo kamera takarak 3B ve derinlik bilgisi elde ederek otomatik iniş yapabilen bir sistem tasarlamışlardır [13].

Olofsson çalışmasında LinkQuad adındaki quadrotor için görsel SLAM algoritmasının oluşturduğu bilgileri quadrotor üzerindeki sensörlerden gelen bilgilerle kaynaştırmıştır [14].

Çalışmada görsel SLAM seyrüsefer yanında otomatik iniş için iniş alanının belirlenmesi, alçalma ve iniş sürecinin gerçekleştirilmesi için de kullanılmıştır.
Johnson ve ark. ise JPL AHT helikopteri için tehlikeli bölgelere görsel kılavuzlu iniş yapabilecek bir iniş sistemi tasarlamışlardır [15]. Çalışmalarında alanların tehlikeli olup olmadığını SfM'nin etkin bir algoritmasını kullanarak belirlemişlerdir.
Conte çalışmasında WITAS helikopteri için görsel tabanlı konumlama, seyrüsefer ve iniş sistemi tasarlamıştır [16]. Çalışmada konumlama ve seyrüsefer için görüntü ve IMU bilgileri kaynaştırılmıştır. Otopilot iniş sistemi için ise iniş alanına yuvarlaklardan oluşan bir örüntü yerleştirilmiş, bu örüntü helikopter üzerindeki kameranın görüş alanına girdiğinde helikopterin duruşu ve yüksekliği kestirilerek, kestirimin kesildiği yerde IMU bilgisinden yararlanılarak iniş sistemi gerçekleştirilmiştir.
Türkiye'de çalışmalara bakıldığında Ceren çalışmasında yere sabitlenmiş quadrotor test düzeneği için tanımlı bir nesneyi takip edecek şekilde görsel servo kontrolü için özniteliklerden yararlanmıştır [17]. Yiğit ve Altuğ çalışmalarında kendi ürettikleri, yere bağlı quadrotor prototipinde tümleşik gömülü sistem üzerinde hesaplama yapabilen ve görsel SLAM'dan yararlanarak quadrotor duruşunu ileri bakan kameraya ait görüntüden yararlanarak bulan bir sistem önermişlerdir [18]. Çalışmalarda otomatik iniş sistemleri üzerine herhangi bir öneride bulunulmamıştır.
Bu çalışmada ise yatay eksene dik kameraya sahip bir quadrotor olan Ar.Drone ile "H" şekli ile tanımlanmış sabit bir iniş alanına görsel otomatik iniş yapabilen bir sistem önerilmiştir. İzleyen bölümde otomatik iniş sisteminin adımları örnek görüntülerden yararlanılarak anlatılmıştır. Üçüncü bölümde deneysel çalışmalar, son bölümde ise elde edilen sonuçlar ve gelecek çalışmalar verilmiştir.

2. Şekil Eşlemeye Dayalı Görsel Otomatik İniş Sistemi

Çalışmada oluşturulan sisteme ait şema Şekil 1'de verilmiştir. Çalışmada quadrotor olarak düşük maliyetli ve wi-fi üzerinden haberleşmeye izin veren Ar.Drone 2.0 kullanılmıştır [19]. Ar.Drone 2.0 işlem gücü olarak üzerinde gömülü Linux bulunan 32 bit-1 GHz hızında ARM8 tabanlı bir işlemci, 800 MHz hızında TMS320DMC64x DSP, 1 GB RAM, sensörlerle iletişimi sağlayan 40 MHz hızında 16 bit PIC, ivmeölçer ve jiroskopların IMU ile donatılmıştır. Ar.Drone sensör olarak 3-eksen oluşturduğu bir ivmeölçer, jiroskop, bir ultrasonik sensör, dikey ve yatay eksene dik iki kameraya sahiptir. Ar.Drone'a ait diğer özellikler ve kapalı çevrim kontrolüne dair bilgiler [19]'da bulunabilir.
Şekil 1'deki şemanın adımları izleyen altbölümlerde verilecektir. İzleyen aşamalardaki tüm görüntü işleme yazılımları OpenCV 2.4.3 ve Visual Studio 2010 kullanılarak hazırlanmıştır.

2.1. Görüntü alma-düzeltme-keskinleştirme-önişleme

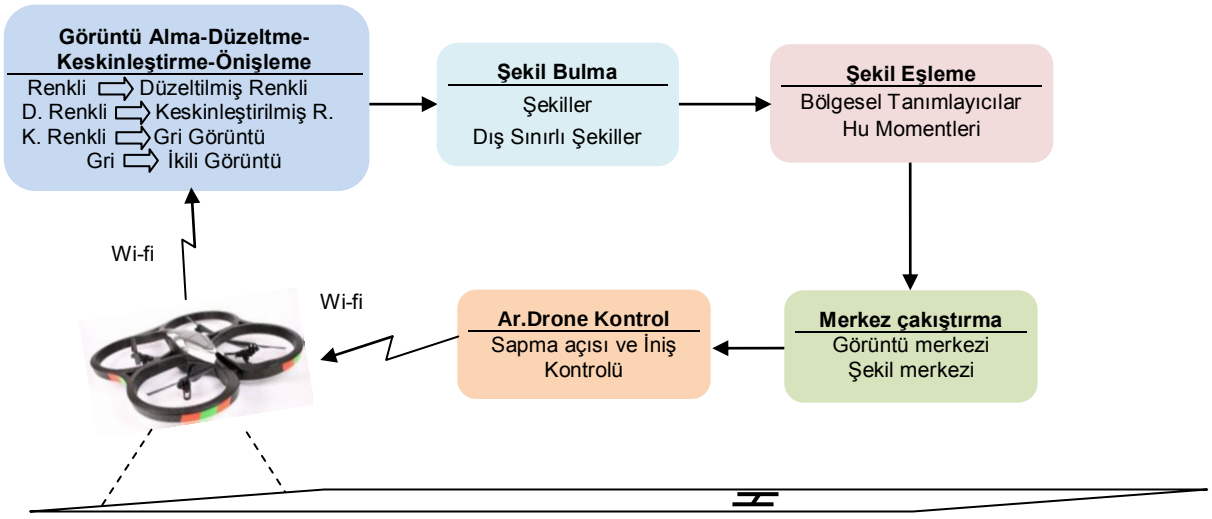
Ar.Drone dikey ve yatay eksenlere dik kameralarından renkli görüntü alabilmektedir. Çalışmada ise yerdeki iniş alanını görüntülemek amacıyla yatay eksene dik kamerası kullanılmıştır. Bu kamera 64^0 görüş açısı ile 640×360 çözünürlükte ve 60 fps hızında görüntü aktarabilmektedir.
Bu ilk adımda alınan görüntü kamera bozulmalarından kurtarılarak düzeltilmektedir. OpenCV'de tanımlı kamera kalibrasyon fonksiyonu ile elde edilen A kamera matrisi ve bozulma katsayılarını içeren k vektörü aşağıda verilmiştir [20]:

$$A = \begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 467.4 & 0 & 260.5 \\ 0 & 469.0 & 181.1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$
$$k = [k_1 \quad k_2 \quad p_1 \quad p_2] \qquad (1)$$
$$= [-0.039 \quad -0.01 \quad -0.001 \quad -0.001]$$

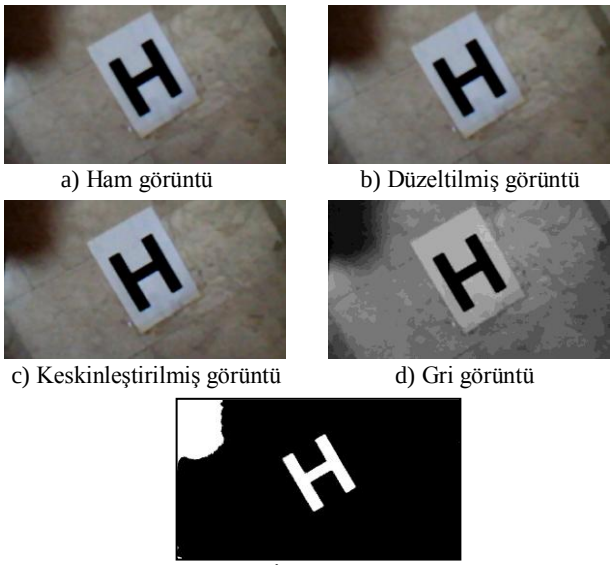
Burada f_x, f_y kamera odak uzaklıkları, c_x, c_y optik merkez noktaları, k_1, k_2, p_1, p_2 radyal ve tanjant bozulma parametreleridir. Bozulma parametrelerinden anlaşıldığı üzere kamera üzerindeki bozulma gayet düşüktür. Bu durum elde edilen görüntülerden de anlaşılmaktadır. Yine de şekil eşlemeyi etkileyebileceğinden görüntüler düzeltilerek kullanılmıştır.
Düzeltmenin yanı sıra elde edilen görüntüden daha net bir ikili görüntü elde edebilmek için 3×3 gauss filtresi ile keskinleştirme işlemi gerçekleştirilmiştir.
Son adımda ise elde edilen düzeltilmiş ve keskinleştirilmiş renkli görüntü gri ölçeğe, oradan da 0-255 gri ölçekte 50 eşiği ile ikili görüntüye dönüştürülmüştür. Bu adımları içeren örnek görüntü Şekil 2'de verilmiştir.

2.2. Şekil bulma

Bir görüntü içindeki şekilleri bulmak için ikili haldeki



Şekil 1: Şekil eşlemeye dayalı görsel otomatik iniş sistemi



a) Ham görüntü b) Düzeltilmiş görüntü

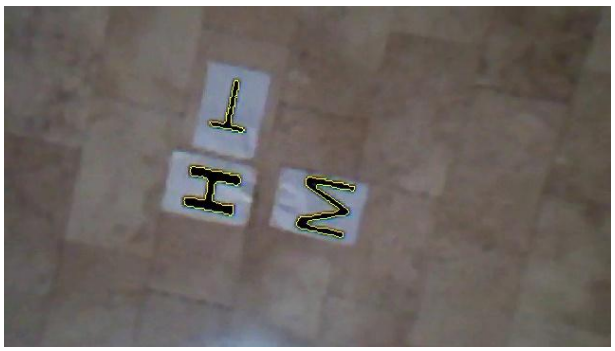
c) Keskinleştirilmiş görüntü d) Gri görüntü

e) İkili görüntü

Şekil 2: Görüntü alma-düzeltme-keskinleştirme-önişleme

görüntüdeki 8'li komşu piksel için bağlantılı pikseller olarak tanımlanan sınırlar bulunmalı, kapalı halde olanlar ayrılmalıdır [21]. OpenCV altındaki sınır bulma fonksiyonu sınır izleme yöntemini kullanmaktadır [22].

Bulunan sınırlar iç ve dış sınır olarak ayrılırken çalışmada ikili görüntüdeki iniş alanı dış sınır olarak tanımlıdır. Şekil 3'te örnek bir görüntü üzerinde bulunan dış sınırlar görüntü üzerinde sarı renkle gösterilmiştir.



Şekil 3: Örnek görüntü üzerindeki dış sınırlar

2.3. Şekil eşleme-1: Bölgesel tanımlayıcılar

Bir şekle ait spesifik görüntü özelliklerden yararlanılarak elde edilen tanımlayıcılar şekil eşlemenin temelini oluşturur. Tüm eşleme algoritmalarında ilk aşama olarak bölgesel tanımlayıcılar kullanılır. Bu tip tanımlayıcılar sınır pikseller ile ilgilenir ve şeklin formu hakkında bilgi verebilir.

Çalışmada iniş alanını tanımlamak için bir "H" şekli kullanılmıştır. Bu şekle ait bölgesel tanımlayıcı olarak da piksel cinsen şekil alanı kullanılmıştır. Tanım olarak "H" ile eşleşecek aday şekle ait alanın 500 pikselden daha küçük olamayacağı varsayılmıştır.

Şekil 3'te gösterilen görüntüde "H" aday şekli yanında "T" ve M" şeklinde iki aday şekil de bulunmaktadır. Bu aday şekillere ait alan değerleri Tablo 1'de verilmiştir. Tanımlanan bölgesel tanımlayıcı sayesinde "T" şekli aday şekillerden çıkarılmıştır. Çalışmada iniş alanı sabit olsa da quadrotorun yerden yüksekliğine göre "H" şeklinin küçüleceği, buna bağlı olarak alanının küçüleceği ve eşleşmede zorluk yaşanabileceği göz önünde bulundurulmalıdır.

Tablo 1: Aday şekiller için bölgesel tanımlayıcı(alan) sonuçları

	"H"	"M"	"T"
Alan	1157	1069	399

2.4. Şekil eşleme-2: Hu momentleri

Bir şeklin belirgin özelliklerini çıkarmak için mekanikteki eylemsizlik momentiyle benzer şekilde moment tanımı yapılabilir [23]. İki boyutlu ve sürekli bir $f(x,y)$ fonksiyonunun momenti aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$m_{pq} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int x^p y^q f(x,y)dxdy \qquad (2)$$

Burada $r = p+q$ momentin derecesi olarak adlandırılır. (2)'nin $I(i,j)$ şeklinde tanımlanmış bir görüntü için tanımlanmış hali ise

$$m_{pq} = \sum_i \sum_j i^p j^q I(i,j) \qquad (3)$$

şeklindedir. Elde edilen bu momentlerden bazıları fiziksel olarak anlamlıdır. m_{00} şeklin alanını verirken, m_{10}/m_{00} ve m_{01}/m_{00} şeklin ağırlık merkezinin x-y koordinatlarını vermektedir.

Genel tanımlı bu momentlerin yanında şeklin ağırlık merkezi ile ilişkilendirilen merkezi moment tanımı yapılmış ve bu tanım (4) ile verilmiştir.

$$\mu_{pq} = \sum_{k=0}^{p}\sum_{j=0}^{q}\binom{p}{k}\binom{q}{j}(-1)^{k+j}x_c^k y_c^k m_{p-k,q-j} \qquad (4)$$

Burada x_c ve y_c şekil ağırlık merkezi koordinatlarıdır. Elde edilen merkezi momentler normalize edilerek normalize merkezi momentler elde edilir ve bu işlem (5) ile verilmiştir:

$$\eta_{pq} = \frac{\mu_{pq}}{(\mu_{00})^w} \quad , \quad w = \frac{p+q}{2} + 1 \qquad (5)$$

Hu tarafından bu tanımlardan yararlanılarak 7 farklı bağımsız moment tanımı yapılmıştır [24]. Hu momentleri olarak adlandırılan momentlerin eşitlikleri (6) ile verilmiştir:

$$\begin{aligned}
h_1 &= \eta_{20} + \eta_{02} \\
h_2 &= (\eta_{20} - \eta_{02})^2 + 4\eta_{11}^2 \\
h_3 &= (\eta_{30} - 3\eta_{12})^2 + (3\eta_{21} - \eta_{03})^2 \\
h_4 &= (\eta_{30} + \eta_{12})^2 + (\eta_{21} + \eta_{03})^2 \\
h_5 &= (\eta_{30} - 3\eta_{12})(\eta_{30} + \eta_{12}) \\
&\quad .[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2] \\
&\quad +(3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{21} + \eta_{03}) \\
&\quad .[3(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2] \\
h_6 &= (\eta_{20} - \eta_{02})[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2] \\
&\quad +4\eta_{11}(\eta_{30} + \eta_{03}) \\
h_7 &= (3\eta_{21} - \eta_{03})(\eta_{30} + \eta_{12}) \\
&\quad .[(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - 3(\eta_{21} + \eta_{03})^2] \\
&\quad -(\eta_{30} - 3\eta_{12})(\eta_{21} + \eta_{03}) \\
&\quad .[3(\eta_{30} + \eta_{12})^2 - (\eta_{21} + \eta_{03})^2]
\end{aligned} \qquad (6)$$

Hu momentlerinin özelliği bozucu olarak tanımlanan ölçekleme, öteleme ve dönmeden bağımsız olmasıdır ve bu sayede şekil eşlemede iyi bir çözüm olarak tanımlanır [23-24]. Hu momentleri elde edildikten sonra eşleme için (6)'daki 7 bağımsız moment bir sınıflandırıcıdan geçirilmelidir. Bu

momentlerin bölgesel tanımlayıcılar gibi doğrudan fiziksel anlamlarının olmaması hangilerinin kullanılabileceği konusunda karmaşaya sebep olmaktadır. Bu sebeple eşleme için elde edilen değerlerle hepsi veya ayırt edici olanlar kullanılabilir. Bu çalışmada tüm Hu momentleri kullanılmış ve eşleme için OpenCV altındaki şekil eşleme fonksiyonundan yararlanılmıştır [20]. Bu fonksiyon aşağıda tanımlı 3 farklı eşleme değeri türetmektedir:

$$e_i^A = sign(h_i^A)\log|h_i^A|$$
$$e_i^B = sign(h_i^B)\log|h_i^B|$$
$$I_1(A,B) = \sum_{i=1}^{7}\left|\frac{1}{e_i^A} - \frac{1}{e_i^B}\right| \quad (7)$$
$$I_2(A,B) = \sum_{i=1}^{7}\left|e_i^A - e_i^B\right|$$
$$I_3(A,B) = \sum_{i=1}^{7}\frac{\left|e_i^A - e_i^B\right|}{\left|e_i^A\right|}$$

Burada A ve B indisleri aday ve kaynak şekli temsil etmektedir. Bu değerler için daha düşük değerli olanlar daha iyi eşleşme anlamına gelmektedir. 3 eşleme değerinden istenen kullanılabileceği gibi birlikte de kullanılabilir.
Çalışma için alınan test görüntülerinden alınan yanlış ve kaçırılan eşleşme sonuçlarına göre I_3 bileşeninin daha yüksek oranda eşleme sağladığı görülmüş ve bu sebeple tercih edilmiştir. Kural olarak 0.55 eşik değerinden daha düşük olan ve en küçük I_3 değerine sahip aday şekil eşleşen şekil olarak tanımlanmıştır. Bu tanımlama istenen eşleme yeterli görünse de kaçırılan ve yanlış eşleme oranlarını düşürmek amacıyla I_3'ün yanında h_1 momenti de kullanılarak bir lojik eşleme kuralı tanımlanmış ve bu kural (8)'de verilmiştir:

EĞER $((I_3(i)<0.55)$ & $min(I_3)$ & $h_1(i)>0.32))$
İSE i. aday şekil eşleşen şekil (8)

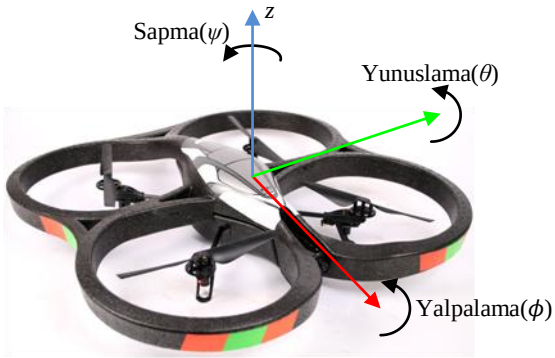
Şekil 3'teki örnek görüntü için bölgesel tanımlayıcı sonrası aday şekillere ait eşleme değerleri ve birinci Hu moment değeri Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2: Hu momentleri ile eşleme değerleri

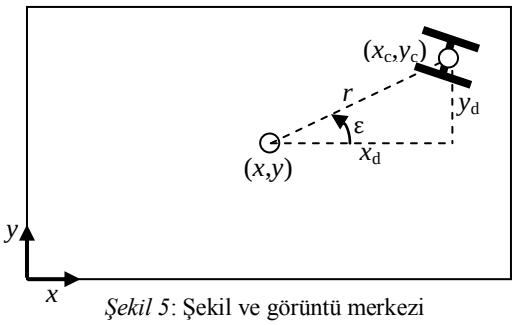
	I_1	I_2	I_3	h_1
"H" aday şekli	0.336	0.596	0.189	0.374
"M" aday şekli	2.226	2.108	1.246	0.555

2.4. Merkez çakıştırma, sapma açısı ve iniş kontrolü

Çalışmada eşleşen şekil elde edildikten sonra quadrotorun aldığı görüntüye göre z ekseni etrafındaki sapma açısı (ψ) eşleşen şekil ağırlık merkezine doğru yönlendirilecektir. Ar.Drone'a ait x-y-z ekseni hareketleri Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: Ar.Drone RPY(ϕ-θ-ψ) açı gösterilimi

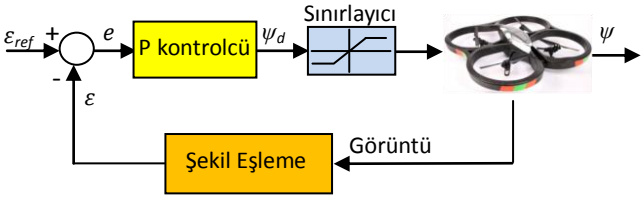


Şekil 5: Şekil ve görüntü merkezi

Bu yönlendirme için eşleşen şekle ait ağırlık merkezi ile görüntü merkezinin birbirine göre durumları bulunmalıdır ve bu durum Şekil 5'te gösterilmiştir. Şekle ait merkez bir önceki bölümde bahsedildiği üzere m_{10}/m_{00} (x_c) ve m_{01}/m_{00} (y_c) değerleri ile tanımlanır. Görüntü merkezi ise (x,y) ile gösterilmektedir ve (320,180) değerindedir. Buradan merkezler arasındaki açı ε (9) ile bulunur:

$$x_d = x_c - x, y_d = y_c - y$$
$$\varepsilon = \arctan\left(\frac{y_d}{x_d}\right) \quad (9)$$

Eşleşen şekil bulunduğunda alınan görüntüye göre ε_{ref} = 90^0 referansta kalması istenmiştir. Bunun için Şekil 6'da gösterildiği üzere kapalı çevrim basit bir kontrolcü kullanılmıştır [3].



Şekil 6: Sapma açısı için kontrolör yapısı

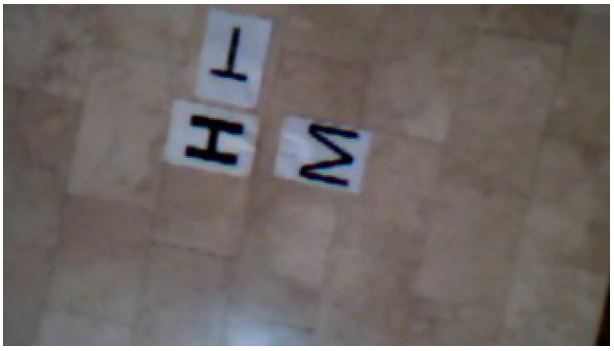
Elde edilen hata işareti P kontrolcüden geçirilerek Ar.Drone'un izin verdiği üst seviye kontrol komutu oluşturulmaktadır. Bu durum (10) ile tanımlanmıştır:

$$\psi_d = K_p(\varepsilon_{ref} - \varepsilon) \quad (10)$$

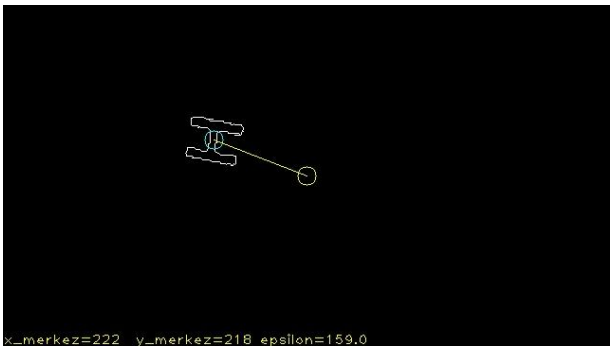
Burada K_p değeri 0.05 olarak tanımlanmıştır. e hata değeri $\pm5^0$'nin altına indiğinde quadrotor kendini sabitlemekte ve bulunduğu konumda doğrudan iniş hareketini gerçekleştirmektedir. Bu iniş yönelim olarak doğru bir iniş olsa da konum olarak hataya sebep olmaktadır. İlerleyen çalışmalarda hem yönelim, hem de konumu içeren bir iniş sistemi tasarlanacaktır. Şekil 7'de örnek bir görüntü ve bulunan şekil merkezi ve ε gösterilmiştir.

3. Deneysel Çalışmalar

Bu bölümde sistemin başarımını göstermek amacıyla örnek bir video üzerinden eşleme oranları ve hesapsal zaman karşılaştırmaları verilmiştir. Örnek olarak kullanılan video 3750 karedir ve video üzerinden kaçırılan ve yanlış eşleşen video kare sayıları ve oranları Tablo 3'te verilmiştir. Bu oranlar incelendiğinde başarımın oldukça yüksek olduğu görülmektedir. Bununla beraber görüntü işlemenin odaklandığı çalışmalarından farklı olarak bu tip bir uygulamada yanlış veya kaçırılan eşlemenin, quadrotorun yanlış bir yere inmesi veya iniş alanını kaçırması gibi katastrofik sonuçlara sebep olabileceği unutulmamalıdır.
Tablo 3'teki oranların yüksekliği, quadrotorun sürekli olarak



a) Örnek görüntü



b) Bulunan şekil merkezi (222,218) ve açısı (159.0^0)

Şekil 7: Örnek görüntü üzerinde merkezler ve merkezler arası açı

Tablo 3: Örnek video için eşleme oranları

Doğru eşleme	Yanlış eşleme	Kaçırılan eşleme
3744 (%99.84)	5 (%0.13)	1 (%0.027)

Tablo 4: Hesapsal zaman değerleri

İşlem	Hesapsal zaman(s)
Görüntü Alma-Düzeltme	0.082
Keskinleştirme- Önişleme	0.015
Şekil bulma	0.08
Şekil eşleme	0.031
Merkez çakıştırma	0.081
Ar.Drone Kontrol*	0.060
Toplam	0.349

* Bu değere haberleşmeden kaynaklı gecikme eklenmiştir [25]

yere paralel hareket etmesi, iniş alanının düz olması, eşleşecek şekil için dönme, öteleme ve ölçekleme şeklindeki bozucularının yanında perspektif yada affine olarak tanımlanan bozucuların birlikteliğinin olmaması sayesindedir.
Ar.Drone üzerindeki işlemciden ayrı olarak yerdeki bir bilgisayarda yürütülen her bir işlem için geçen zaman Tablo 4'te verilmiştir. Görüldüğü üzere şekil bulma işlemi tüm dış sınırlı şekilleri bulacağından eşleme işlemine göre daha uzun süre almaktadır.

4. Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada yatay eksene dik kameraya sahip bir quadrotor olan Ar.Drone ile "H" şekli ile tanımlanmış sabit bir iniş alanına bölgesel tanımlayıcılar ve Hu momentleri ile şekil eşleme yaparak yönelimi ayarlayarak otomatik iniş yapabilen bir sistem önerilmiş ve gerçeklenmiştir.
Sistem kullandığı bölgesel tanımlayıcılar ve Hu momentleri ile yüksek şekil eşleme oranlarına sahiptir ve bu sayede iniş alanını kaçırma veya yanlış iniş alanına inme sorunu ile karşılaşma oranı olabildiğince düşürülmüştür.
Karşılaşılan sorunlardan bir tanesi ise quadrotorun başlangıçta doğrusal olarak *x-y* düzleminde ilerlerken sahip olduğu doğrusal hızdır. Eşlemenin sağlanması için bu hız olabildiğince düşük tutulmuştur.
Quadrotorun bulunduğu yükseklik ise diğer bir sorundur. Yüksekliğin belirli bir limitten fazla arttırılması durumunda bölgesel tanımlayıcılardaki 500 piksel alan koşulu sağlanamamakta, bu sebeple iniş alanı bulunamamaktadır.
Ar.Drone yapısı itibariyle ucuz bir quadrotor olduğundan sahip olduğu motorlar oldukça düşük güçtedir. Bu sebeple dış ortamdaki rüzgarla başetme kabiliyeti oldukça düşüktür. Bu sebeple dış ortamdaki gözlemlere bu çalışmada yer verilmemiştir.
Gelecek çalışmalarda sistemin geliştirilerek öncelikle yönelimin yanında görüntü merkezi ile şekil merkezini tam olarak üst üste getirecek şekilde sapma açısının yanında bir konum kontrolünün de yapılması hedeflenmektedir. Görüntü merkezi ile şekil merkezini çakıştırmanın yanında şekle ait affine matrisi elde ederek şekle tam hizalı bir iniş de hedefler arasındadır. Ayrıca quadrotorların başka insansız yer araçları ile ortak çalışmasını sağlayacak olan hareketli alana iniş ile ilgili çalışmaların yapılması hedeflenmektedir.

6. Kaynakça

[1] P. J. G. Pardo, G. S., Sukhatme, J. F. Montgomery, "Towards vision-based safe landing for an autonomous helicopter", *Robotics and Autonomous Systems*, Cilt: 38, s: 19-29, 2002.

[2] J. Courbon, Y. Mezouar, N. Guenard, P. Martinet, "Vision-based navigation of unmanned aerial vehicles", *Control Engineering Practice*, Cilt: 18, s:789-799, 2010.

[3] S. Saripalli, J. F. Montgomery, G. S. Sukhatme, "Visually Guided Landing of an Unmanned Aerial Vehicle", *IEEE Transactions On Robotics And Automation*, Cilt: 19, s: 371-380, 2003.

[4] L. Mejias, S. Saripalli, P. Campoy, G. S. Sukhatme, "Visual Servoing of an Autonomous Helicopter in Urban Areas Using Feature Tracking", *Journal of Field Robotics Special Issue: Special Issue on Uninhabited Aerial Vehicles*, Cilt: 23, s: 185-199, 2006.

[5] F. Kendoul, K. Nonami, "A Visual Navigation System for Autonomous Flight of Micro Air Vehicles", IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, s: 3888-3893, 2009.

[6] S. Azrad, F. Kendoul, K. Nonami, "Visual Servoing of Quadrotor micro-air Vehicle Using Color-Based Tracking Algorithm", *Journal of System Design and Dynamics*, Cilt: 4, s: 255-268, 2010.

[7] D. Pebrianti, F. Kendoul, S. Azrad, W. Wang, K. Nonami, "Autonomous Hovering and Landing of a Quad-rotor Micro Aerial Vehicle by Means of on Ground Stereo Vision System", *Journal of System Design and Dynamics*, Cilt: 4, s: 269-284, 2010.

[8] T. Kanade, O.Amidi, Q. Ke, 2004. "Real-Time and 3D Vision for Autonomous Small and Micro Air Vehicles", 43rd IEEE Conference on Decision and Control, s: 1655-1662, 2004.

[9] Z. Fucen, S. Haiqing, W. Hong, "The Object Recognition and Adaptive Threshold Selection in the Vision System

for Landing an Unmanned Aerial Vehicle", IEEE International Conference on Information and Automation, 117-122, 2009.

[10] B. Herisse, T. Hamel, R. Mahony, F. X. Russotto, "Landing a VTOL Unmanned Aerial Vehicle on a Moving Platform Using Optical Flow", *IEEE Transactions On Robotics*, Cilt: 28, s: 77-89, 2009.

[11] B. Herisse, T. Hamel, R. Mahony, F. X. Russotto, "A Nonlinear Terrain-Following Controller for a VTOL Unmanned Aerial Vehicle Using Translational Optical Flow", IEEE International Conference on Robotics and Automation, 3251-3257, 2009.

[12] D. Lee, T. Ryan, H. J. Kim, "Autonomous Landing of a VTOL UAV on a Moving Platform Using Image-based Visual Servoing", IEEE International Conference on Robotics and Automation, 971-976, 2012.

[13] Z. Yu, K. Nonami, J. Shin, D. Celestino, "3D Vision Based Landing Control of a Small Scale Autonomous Helicopter", *International Journal of Advanced Robotic Systems*, Cilt: 4, s: 51-56, 2007.

[14] J. Olofsson, "Towards Autonomous Landing of a Quadrotor using Monocular SLAM Techniques", Y. Lisans Tezi, Department of Computer and Information Science, Linköpings Universitet-İsveç, 2012.

[15] A. Johnson, J. Montgomery, L. Matthies, "Vision Guided Landing of an Autonomous Helicopter in Hazardous Terrain", IEEE International Conference of Robotics and Automation, s: 1-6, 2005.

[16] G. Conte, "Vision-Based Localization and Guidance for Unmanned Aerial Vehicles", Y. Lisans Tezi, Department of Computer and Information Science, Linköpings Universitet-İsveç, 2009.

[17] Z. Ceren, "Görsel Servo Kontrol Yöntemi İle Bir İnsansız Hava Aracının Kontrol Edilmesi", Y. Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İ.T.Ü., 2010.

[18] C. B. Yiğit, E. Altuğ, "Visual Attitude Stabilization of a Unmanned Helicopter in Unknown Environments with an Embedded Single-board Computer", IEEE International Symposium on Robotic and Sensors Environments, s: 49 - 54, 2012.

[19] P. J. Bristeau, F. Callou, D. Vissière, N. Petit," The Navigation and Control technology inside the AR.Drone micro UAV", 18th IFAC World Congress, s:1477-1484, 2011.

[20] G. Bradski, A. Kaehler, *Learning OpenCV: Computer Vision with the OpenCV Library*, O'Reilly, 2008.

[21] R. C. Gonzalez, R. E. Woods, *Digital Image Processing*, Üçüncü baskı, Pearson-Prentice-Hall, 2008.

[22] S. Suzuki, K. Abe, "Topological Structural Analysis of Digitized Binary Images by Border Following", CVGIP 301, s: 32-46, 1985.

[23] J. Flusser, T. Suk, B. Zitova. *Moments and Moment Invariants in Pattern Recognition*, John Wiley & Sons Ltd., 2009.

[24] M. K. Hu, "Visual pattern recognition by moment invariants*", IRE Trans.Inform. Theory*, Cilt: 8, s: 179-187, 1962.

[25] J. Engel, J. Sturm, D. Cremers, "Camera-Based Navigation of a Low-Cost Quadrocopter", International Conference on Intelligent Robot Systems (IROS)-2012.

Çift Rotorlu Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistem İçin Gürbüz Denetleyici Tasarımı Ve Gerçeklenmesi

Meryem Deniz[1], K. Merve Doğan[1], Enver Tatlıcıoğlu[1,], Alper Bayrak[2]*

[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü
Gülbahçe Köyü, Urla, 35430, İzmir

[2]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Abant İzzet Baysal Üniversitesi
Gölköy Yerleşkesi, 14280, Bolu

[1][meryemdeniz, mervedogan, enver]@iyte.edu.tr, [2]alperbayrak@ibu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, dikey kalkış ve iniş yapabilen döner kanatlı bir hava taşıtı olan helikopteri temsil eden düzeneğin gürbüz denetimi sağlanmıştır. Gürbüz denetleyiciler, sistemdeki belirsizliklerle başa çıkabilmektedir. Belirsizlikler için değerler sabit kabul edilip tam olarak bilinmeyen sistem parametreleri için en makul değerler tahmin edilip yüksek kazançlı ve yüksek frekanslı denetleyiciler tasarlanmıştır. Böylelikle sisteme uygulanan yüksek frekanslı ve yüksek kazançlı gürbüz denetleyiciler sayesinde sistem, seyrindeki olası olumsuz etkilere rağmen, istenilen pozisyonda tutulabilmektedir.

1. Giriş

Çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı helikopter modeli yatayda ve dikeyde olmak üzere iki eksende hareket etmektedir [1],[2]. Sistemde iki adet rotor bulunmaktadır. Bunlardan ön tarafta olan ana rotor olarak adlandırılır ve sistemin aşağı yukarı hareketini sağlar. Diğer rotor ise kuyruk kısmında bulunur ve kuyruk rotoru olarak adlandırılır. Kuyruk rotoru sistemin sağa sola hareketini sağlar. Bu tasarım, modelin açısal pozisyonunu ve hızını ölçerek bilgisayara gönderen ve bilgisayardan aldığı verilere göre DC motorları süren bir sistemi açıklamaktadır.

Çift rotorlu sistemi ifade edebilmek için öncelikle sistemin modelini belirlemek gerekmektedir. Literatür taraması yapıldığında sistem modelini çok çeşitli yöntemler kullanarak elde edildiğini görmekteyiz. Kaynak [3]'te Toha ve Tokhi, çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemin uyarlamalı nöro bulanık çıkarım sistem ağı tasarlayarak modellenmesi göstermişlerdir. Kaynak [4]'te Rahideh ve Shaheed, genetik algoritmalar kullanılarak Newton metodu yardımıyla gri kutu modelleme yaklaşımı yapılmıştır. Shih, Chen ve Wang, Lagrangian yaklaşımı kullanarak çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemin matematiksel modelini elde etmişlerdir. [5]. Bu modellemede sistemin dinamik özellikleri denge durumunda pervanenin itme ve çekme hareketi ile analiz edilmektedir. Rahideh ve Shaheed, bir serbestlik ve iki serbestlik dereceli sistemlerin dinamik modelini Newton ve Lagrangian yöntemlerini kullanarak ifade etmiştir [6]. Ahmad, Chipperfield ve Tokhi ise bir serbestlik dereceli ve iki serbestlik dereceli sistemlerin modelini elde etmek için kara kutu ve Gaussian yöntemi kullanmışlardır [7], [8], [9].

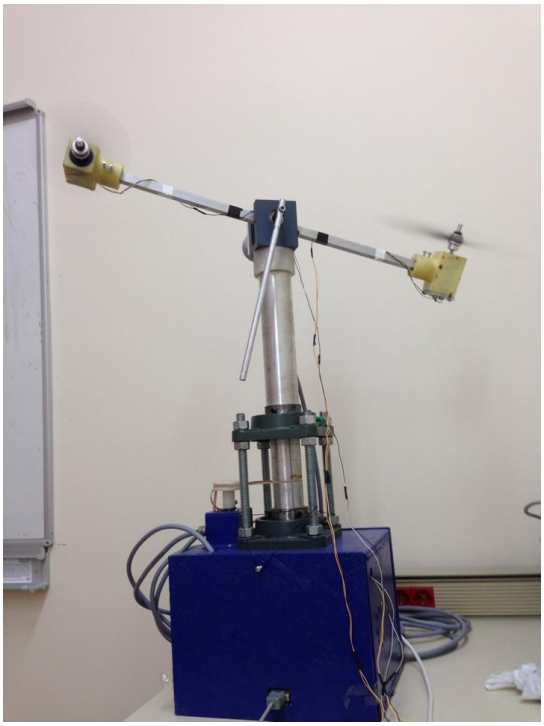
Çift rotorlu sistemler için tasarlanmış denetleyici tasarımlarının üzerinde durulmuştur. Genellikle oransal–tümlev–türev (OTT) denetleyiciler tercih edilmiştir. Daha sonra sistemde bazı ifadelerin bilinmediği varsayılarak gürbüz denetleyiciler üzerine çalışmalar yapılmıştır. Kaynak [10]'da doğrusal olmayan çok girişli çok çıkışlı sistemler için OTT denetleyici tasarlanmıştır. Kaynak [11]'de OTT kazançlarını en uygun şekilde elde etmek için en iyilemeli yöntem ile model indirgeme yönteminin birleşimini önermişlerdir. Kaynak [12]'te çift rotorlu sistemlere uygulanan, doğrusal olmayan belirsiz sistemler için gürbüz denetleyici tasarlanmıştır. Kaynak [13]'de çift rotorlu sistemler için gürbüz denetleyici tasarlanmıştır. Kaynak [2]'de çift rotorlu sistemlerde bozucu etkili ve bozucu etkisiz durumlar incelenerek gürbüz denetleyici tasarlanmıştır.

Bu çalışmada, çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemler için gürbüz denetleyici tasarlanarak sistemin takip denetimi amaçlanmıştır. Çift rotorlu sistemlerin dinamik modelinde belirsizlikler vardır. Bu belirsizliklerle başa çıkabilmek için gürbüz denetleyiciler önerilmiştir. Denetleyiciler sistemin modelinden bağımsız olarak tasarlanmışlardır. Denetleyicilerin kararlılık analizleri Lyapunov tarzı yöntemler ile gösterilmiştir. Denetleyicilerin başarımı benzetim sonuçları ve deney sonuçları ile gösterilmiştir.

Bu bildirinin ikinci kısmında çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemin modeline yer verilmiştir. Üçüncü bölümde hata sisteminin geliştirilmesi üzerinde durulmuştur. Dördüncü bölümde gürbüz denetleyicinin tasarımına yer verilmiştir. Beşinci bölümde benzetim sonuçlarına ve altıncı bölümde ise deney sonuçlarına yer verilmiştir. Son bölümde de sonuçlar ifade edilmiştir.

2. Çift Rotorlu Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemin Modeli

Laboratuvar ortamında tasarlanmış sistemimiz (Şekil 1), dikey kalkış ve iniş yapabilen döner kanatlı bir hava taşıtı olan helikopter sisteminin iki serbestlik derecesine indirgenmiş basit bir modelidir. Bu sistemde iki adet rotor bulunmaktadır. Çift rotorlu helikopter sisteminde rotorların hızını ayarlayarak sistem denetimi yapılmaktadır. Bunun için sistemde bulunan optik kodlayıcı yardımıyla sistemin konum bilgisi elde edilir. Hız bilgisi ise sistemdeki konum bilgisinin türevi alınarak hesaplanır. Bu bilgiler seri port üzerinden bilgisayara gönderilir.



Şekil 1: Laboratuvarımızda geliştirilmiş olan çift rotorlu sistem

Çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemin dinamik modeli aşağıdaki gibidir [6]

$$f\ddot{\theta}_h + f_1\ddot{\theta}_v + f_2 + f_3 = \tau_h \quad (1)$$

$$J\ddot{\theta}_v + f_1\ddot{\theta}_h + f_4 + f_5 = \tau_v. \quad (2)$$

Yukarıdaki eşitliklerde $\theta_v(t)$, $\dot{\theta}_v(t)$, $\ddot{\theta}_v(t) \in \mathbb{R}$ sırasıyla dikey eksen çubuğunun açısal konumunu, hızını, ivmesini ve $\theta_h(t)$, $\dot{\theta}_h(t)$, $\ddot{\theta}_h(t) \in \mathbb{R}$ sırasıyla yatay eksen çubuğunun açısal konumunu, hızını ve ivmesini belirtmektedir. Dinamik modeldeki $J \in \mathbb{R}$ serbest yatay eksen çubuğunun ve dikey eksen denge çubuğunun eylemsizlik momentinin toplamıdır, $f(\theta_v)$, $f_1(\theta_v)$, $f_2\left(\theta_v, \dot{\theta}_v\right)$, $f_3\left(\theta_v, \dot{\theta}_v, \dot{\theta}_h\right)$, $f_4\left(\theta_v, \dot{\theta}_h\right)$, $f_5(\theta_v) \in \mathbb{R}$ doğrusal olmayan ifadelerdir ve $\tau_h(t)$, $\tau_v(t) \in \mathbb{R}$ sırasıyla yataydaki ve dikeydeki denetleyici girişleridir. Denklem (1) ve (2) bir araya getirilerek kararlılık analizinin sunumunu kolaylaştırmak amacıyla, alttaki gibi yazılabilir

$$M\ddot{\theta} + N = \tau. \quad (3)$$

Yukarıdaki ifadede $\theta(t) \in \mathbb{R}^2$, $M(\theta) \in \mathbb{R}^{2\times 2}$, $N\left(\theta, \dot{\theta}\right) \in \mathbb{R}^2$, $\tau(t) \in \mathbb{R}^2$ sırasıyla açısal konum vektörünü, eylemsizlik matrisini, koriyolis ve merkezkaç etkisi gibi tüm diğer dinamik etkileri, ve denetleyici vektörünü belirtmektedir, ve aşağıdaki gibi tanımlanmışlardır

$$M \triangleq \begin{bmatrix} f & f_1 \\ f_1 & J \end{bmatrix} \qquad \theta \triangleq \begin{bmatrix} \theta_h \\ \theta_v \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$N \triangleq \begin{bmatrix} f_2 + f_3 \\ f_4 + f_5 \end{bmatrix} \qquad \tau \triangleq \begin{bmatrix} \tau_h \\ \tau_v \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Bu çalışmada doğrusal olmayan $f(\cdot)$, $f_1(\cdot)$, $f_2(\cdot)$, $f_3(\cdot)$, $f_4(\cdot)$, $f_5(\cdot)$ fonksiyonları, eylemsizlik momenti ve J ifadelerinin denetleyici geliştirmesi aşamasında bilinmediği varsayılmıştır. Buna göre denklem (3)'teki $M(\cdot)$ ve $N(\cdot)$ ifadeleri de belirsiz olarak kabul edilecektir ve denetleyici tasarımında kullanılmayacaktır. Denetleyici tasarımında denklem (3) ile ifade edilen birleştirilmiş dinamik modelde eylemsizlik matrisi olan $M(\cdot)$ matrisinin simetrik, artı tanımlı olduğu varsayılmıştır. Belirsiz kabul edilen $M(\cdot)$ ve $N(\cdot)$ ifadelerinin birinci türevlerine kadar sürekli türevi alınabilir ve $M(\cdot)$, $\dot{M}(\cdot)$, $N(\cdot)$, $\dot{N}(\cdot)$ ifadelerinin ise sınırlı olduğu varsayılmıştır. Eylemsizlik matrisi $M(\theta)$ aşağıdaki eşitsizlikleri sağlamaktadır [13], [2]

$$m_1 \|\xi\|^2 \leq \xi^T M(\theta)\xi \leq m_2 \|\xi\|^2, \forall \xi \in \mathbb{R}^2. \quad (6)$$

Yukarıdaki ifadede, $\|\cdot\|$ standart Öklit normunu ifade eder ve $m_1, m_2 \in \mathbb{R}$ artı tanımlı, sınırlayıcı sabitlerdir.
Bu bildiride denetim amacı, açısal konumun takibini çift rotorlu sistemin dinamik modelinin bilinmediği durumda sağlayan bir gürbüz denetleyici tasarlanmasıdır. İzlenecek açısal konum $\theta_d(t) \in \mathbb{R}^2$ olarak tanımlanmaktadır ve $\theta_d(t), \dot{\theta}_d(t), \ddot{\theta}_d(t) \in L_\infty$ standart sınırlandırmalarını içermektedir. Denetleyici tasarımında açısal konum $\theta(t)$ ve açısal hız $\dot{\theta}(t)$ ifadeleri düzeneğimizde ölçülebilirdir.

3. Hata Sisteminin Geliştirilmesi

Gürbüz denetleyici geliştirilirken, takip edilmesi gereken açısal konum ile çift rotorlu sistemin açısal konumu arasındaki fark $e(t) \in \mathbb{R}^2$ ile gösterilen takip hatası olup aşağıdaki gibi tanımlanır

$$e \triangleq \theta_d - \theta. \quad (7)$$

Denetleyici tasarımının kolaylaştırılması amacı ile $r(t) \in \mathbb{R}^2$ ile gösterilen süzgeçlenmiş hata işareti aşağıdaki gibi tanımlanır

$$r \triangleq \dot{e} + \alpha e. \quad (8)$$

Yukarıda kullanılan $\alpha \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ artı tanımlı, köşegen denetim kazanç matrisidir. Hata dinamiklerini elde etmek amacı ile, denklem (8)'in türevi alınıp, $M(\theta)$ ile çarpılıp ve ardından denklem (3)'te verilen sistem dinamikleri yerine konursa

$$M\dot{r} = M\left(\ddot{\theta}_d + \alpha\dot{e}\right) + N - \tau \quad (9)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (9)'un her iki tarafına $\frac{1}{2}\dot{M}r$ eklenip çıkartılması ve ifadenin düzenlenmesi sonucu aşağıdaki denklemi elde ederiz

$$M\dot{r} = f\left(\theta, \dot{\theta}, \ddot{\theta}_d, e, r\right) - \frac{1}{2}\dot{M}r - \tau. \quad (10)$$

Üstteki denklemde $f\left(\theta,\dot{\theta},\ddot{\theta}_d,e,r\right) \in \mathbb{R}^2$ alttaki şekilde tanımlanmıştır

$$f \triangleq M\left(\ddot{\theta}_d+\alpha\dot{e}\right)+N+\frac{1}{2}\dot{M}r. \tag{11}$$

Üstte tanımlanan belirsiz $f(\cdot)$ alttaki şekilde sınırlandırılabilir

$$\|f(\cdot)\| \leq \rho(e,r,t). \tag{12}$$

Yukarıdaki eşitsizlikte $\rho(e,r,t) \in \mathbb{R}$ artı bilinen sınırlayıcı fonksiyondur.

4. Gürbüz Denetleyicilerin Tasarımı

Literatürde, gürbüz denetleyicilerde bilinmeyen sistem parametreleri ile başa çıkabilmek için birden fazla teknik vardır. Biz çalışmamızda sistemlerde denetim kazancının arttırılması ile hatayı sıfıra taşımamızı sağlayan ancak kazanç ile doğru orantılı denetim girişi gerektiren yüksek kazançlı denetleyici ile alt ve üst sınır koşullarında sadece denge noktası etrafında kararlılığa sahip kayan kipli denetleyiciye ve yüksek kazançlı denetleyiciye benzer davranışlar gösteren yüksek frekanslı denetleyici kullandık.

4.1. Yüksek Kazançlı Denetleyici

Tasarlanan denetleyici en genel haliyle aşağıdaki gibidir [14]

$$\tau = Kr+\tau_r. \tag{13}$$

Üstteki ifadede $\tau_r(t) \in \mathbb{R}^2$ gürbüz terimi ifade etmekte olup alttaki gibi tasarlanmıştır

$$\tau_r = \frac{1}{\epsilon}\rho^2 r. \tag{14}$$

Üstteki denetleyicide $K \in \mathbb{R}^{2\times 2}$ artı tanımlı, köşegensel denetleyici kazanç matrisidir ve ϵ artı tanımlı, düşük değerli bir sabittir. Denklem (10)'daki açık–döngü hata sistemindeki denklemler (13) ve (14)'de tasarlanan deneticiyi yerine yazdığımızda alttaki kapalı–döngü hata sistemine ulaşabiliriz

$$M\dot{r} = f-\frac{1}{2}\dot{M}r-Kr-\frac{1}{\epsilon}\rho^2 r. \tag{15}$$

Teorem 1 : Denklem (3) ile verilen sistem modeli için denklemler (13) ve (14)'teki yüksek kazançlı gürbüz denetleyici olarak tasarlanırsa, denklem (8)'de tanımladığımız süzgeçlenmiş hatanın büyüklüğü

$$\|r(t)\| \leq \sqrt{\frac{\epsilon}{\lambda_{min}(K)}+\|r(0)\|^2\exp\left(-2\lambda_{min}(K)\,t\right)}, \quad \forall t\in[0,\infty) \tag{16}$$

eşitsizliğini sağlayarak $\sqrt{\frac{\epsilon}{\lambda_{min}(K)}}$ mutlak sınırına yakınsar. Denklem (7)'de tasarlanan takip hatası ise $\frac{1}{\lambda_{min}(\alpha)}\sqrt{\frac{\epsilon}{\lambda_{min}(K)}}$ mutlak sınırına yakınsar. Üstte $\lambda_{min}(K)$ ve $\lambda_{min}(\alpha)$ sırasıyla, K ve α matrislerinin özdeğerlerinin en küçüğünü temsil etmektedir.

İspat : Teoremi ispatlamak için aşağıdaki artı tanımlı Lyapunov fonksiyonu [14] önerilmiştir

$$V \triangleq \frac{1}{2}r^T M r. \tag{17}$$

Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi

$$\dot{V} = \frac{1}{2}r^T\dot{M}r+r^T M\dot{r} \tag{18}$$

üstteki gibi bulunduktan sonra, (15) ifadesi ile birleştirilince aşağıdaki ifade elde edilir

$$\dot{V} = r^T f-r^T Kr-\frac{1}{\epsilon}\rho^2 r^T r. \tag{19}$$

Buradan denklem (12)'nin sınırlayıcı özelliğini kullanarak $\dot{V}$ ifadesini alttaki gibi üstten sınırlayabiliriz

$$\dot{V} \leq \|r\|\|f\|-r^T Kr-\frac{1}{\epsilon}\rho^2\|r\|^2. \tag{20}$$

İki durum ayrı ayrı incelenecektir.

1.Durum : $\rho\|r\| > \epsilon$ ise

$$\dot{V} \leq -\lambda_{min}(K)\|r\|^2 \tag{21}$$

olarak yazılabilir ve süzgeçlenmiş hata değerimiz üstel olarak azalır.

2.Durum : $\rho\|r\| \leq \epsilon$ ise

$$\dot{V} \leq -\lambda_{min}(K)\|r\|^2+\epsilon \tag{22}$$

olarak yazılabilir ve süzgeçlenmiş hata olan $r(t)$ üstel olarak boyu ayarlanabilinen bir mutlak sınıra düzenli olarak yakınsar. Bu iki durumdan ikincisi geçerli olacaktır ve bu durumda $r(t)$ için denklem (16)'da verilen üst sınır elde edilecektir ve takip hatası $e(t)$ boyu ayarlanabilen mutlak sınıra yakınsar.

4.2. Yüksek Frekanslı Denetleyici

Yüksek frekanslı gürbüz denetleyicimizin geri besleme bölümü denklem (13)'teki yüksek kazançlı denetleyicide olduğu gibidir ve $\tau_r(t)$ ifadesi ise aşağıdaki gibi tasarlanmıştır

$$\tau_r = \frac{\rho^2}{\rho\|r\|+\epsilon}r. \tag{23}$$

Üstteki tasarımdaki ρ ve ϵ Bölüm 4.1'de tanımlanmıştır. Denklem (9) ile oluşturduğumuz süzgeçlenmiş hata dinamiğini (13) ve (23) numaralı denklemler ile birleştirerek kapalı–döngü hata sistemini aşağıdaki gibi yazarız

$$M\dot{r} = f-\frac{1}{2}\dot{M}r-Kr-\frac{\rho^2}{\rho\|r\|+\epsilon}r. \tag{24}$$

Teorem 2 : Sistemin dinamik modeli denklem (3) ile tasarlanan denetleyicinin genel hali olan denklemler (13) ve (23)'te tasarlanan yüksek frekanslı gürbüz denetleyici takip hatasının Teorem 1'de verilen mutlak bir sınıra yakınsamasını garanti eder.

İspat : Bu teoremin ispatı olarak denklem (17)'deki Lyapunov fonksiyonunu kullanırız. Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi olan denklem (18) ile denklem (24)'te verilen kapalı–döngü hata sistemini ile birleştirdiğimizde

$$\dot{V} = r^T f-r^T Kr+\frac{\rho^2}{\rho\|r\|+\epsilon}r^T r \tag{25}$$

elde ederiz. Teorem 1'e benzer şekilde denklem (25)'in sağ tarafı alttaki şekilde üstten sınırlandırılabilir

$$\dot{V} \leq -\lambda_{min}(K)\|r\|^2+\epsilon. \tag{26}$$

Eşitsizlik (22)'de benzer şekilde süzgeçlenmiş hata olan $r(t)$ için denklem (16)'da verilen üst sınır elde edilecektir ve takip hatası $e(t)$ boyu ayarlanabilen mutlak sınıra yakınsar.

5. Benzetim Sonuçları

Tasarlanan gürbüz denetleyicilerin başarımının ortaya konulması amacı ile öncelikle Matlab Simulink ortamında sayısal benzetimler gerçekleştirilmiştir. Belirtilen denetleyicilerin uygulandığı sistem modeli (1) ve (2) ile verilmiş olup, aşağıdaki doğrusal olmayan terimleri içermektedir [8], [2]

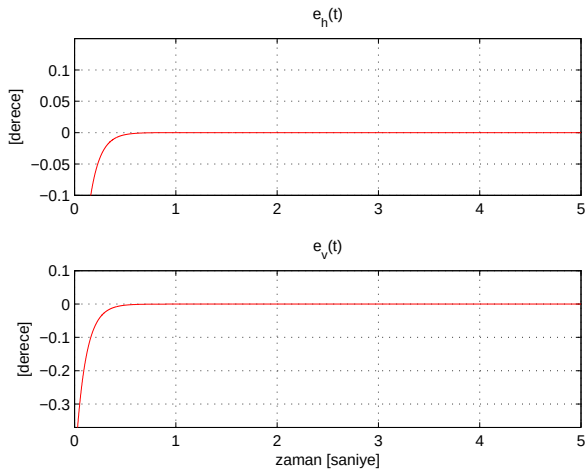
$$\begin{aligned} f &= \phi_1 \cos^2(\theta_v) + \phi_2 \sin^2(\theta_v) + \phi_3 \\ f_1 &= \phi_4 \sin(\theta_v) - \phi_5 \cos(\theta_v) \\ f_2 &= \phi_4 \cos(\theta_v) + \phi_5 \cos(\theta_v) \dot{\theta_v}^2 \\ f_3 &= 2\phi_6 \sin(\theta_v) \cos(\theta_v) \dot{\theta_v}^2 \dot{\theta_h}^2 \\ f_4 &= -\phi_6 \sin(\theta_v) \cos(\theta_v) \dot{\theta_h}^2 \\ f_5 &= \phi_7 \cos(\theta_v) + \phi_5 \sin(\theta_v). \end{aligned} \quad (27)$$

Yukarıda $\phi_1 = 0.0591$, $\phi_2 = 0.0058$, $\phi_3 = 0.0132$, $\phi_4 = 0.0019$, $\phi_5 = 0.022$, $\phi_6 = -0.0533$, $\phi_7 = 0.1535$ ve $J = 0.0649$ model parametreleridir.

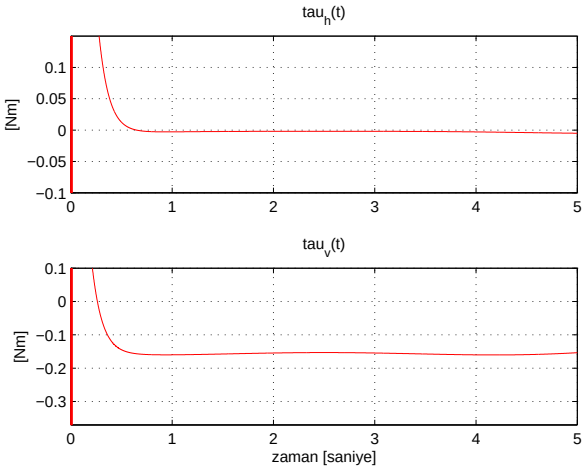
Bu sistem durağan kabul edilmiş ve başlangıç konumu olarak $\theta(0) = [0.5; 0.5]$ radyan alınmıştır. Denetleyici kazançları deneme yanılma yöntemi ile tatmin edici bir sonuç elde edilene kadar ayarlanmış olup, $K = [1,0;0,5]$, $\alpha = [10,0;0,10]$ ve $\epsilon = 1$ olarak seçilmiştir. Açısal konum için takip edilecek yörünge $\theta_d(t) = [0.2\sin(0.2\pi t); 0.6\sin(0.2\pi t)]$ radyan olarak seçilmiştir. Birbirlerinden farklı olarak yüksek kazançlı denetleyicide $\rho = 10$ ve yüksek frekanslı denetleyicide ise $\rho = 2$ seçilmiştir.

5.1. Yüksek Kazançlı Denetleyici

Ana rotorun ve kuyruk rotorunun yataydaki ve dikeydeki takip hataları Şekil 2'deki ve ana ve kuyruk rotorlarına uygulanan denetleyici girişleri Şekil 3'teki gibidir. Şekil 2'den görüleceği üzere takip hatası sıfıra yakınsamaktadır.



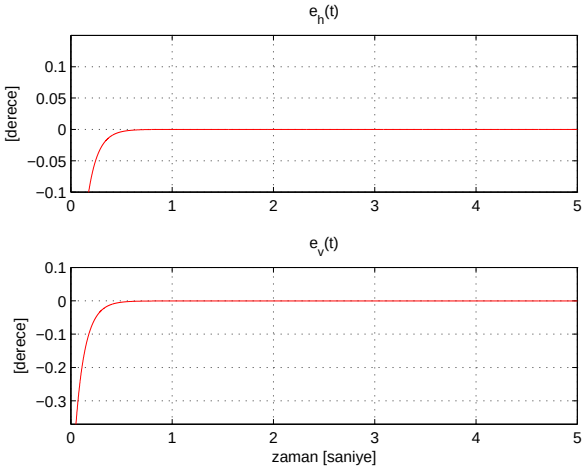
Şekil 2: Yüksek kazançlı denetleyici için takip hataları sırasıyla yatayda $e_h(t)$ ve dikeyde $e_v(t)$



Şekil 3: Yüksek kazanç denetleyici için denetleyici girişleri sırasıyla yatayda $\tau_h(t)$ ve dikeyde $\tau_v(t)$

5.2. Yüksek Frekanslı Denetleyici

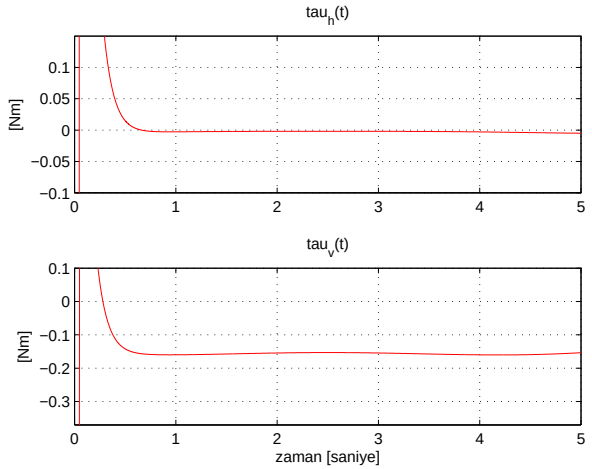
Ana rotorun ve kuyruk rotorunun, dikeydeki ve yataydaki takip hataları Şekil 4'teki ve ana ve kuyruk rotorlarına uygulanan denetleyici girişleri Şekil 5'te verilmiştir. Şekil 4'ten görüleceği üzere takip hatası sıfıra yakınsamaktadır.



Şekil 4: Yüksek frekanslı denetleyici için takip hataları sırasıyla yatayda $e_h(t)$ ve dikeyde $e_v(t)$

6. Deney Sonuçları

Deney sonuçları, tasarlanan denetleyicilerin laboratuvarımızda geliştirilmiş olan çift rotorlu çok girişli çok çıkışlı sistemde uygulanarak alınmıştır. Takip edilmesi istenen yörünge $\theta_d(t) = [30;20]$ derece olarak seçilmiştir. Deneyimizde kullanılan denetleyici kazançları yüksek kazançlı denetleyici için $K = [5,0;0,5]$, $\alpha = [1,0;0,180]$, $\epsilon = 0,1$ ve $\rho = 1$ olarak

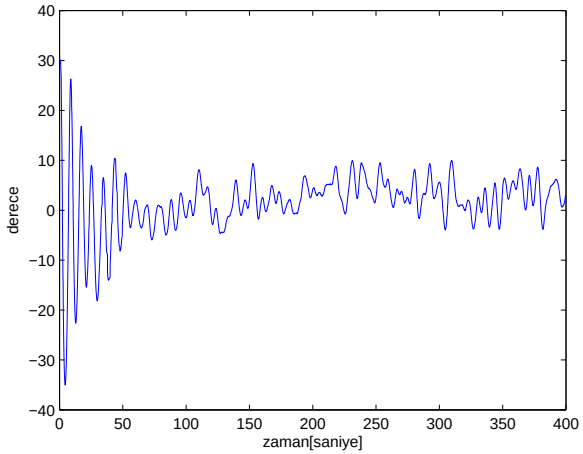


Şekil 5: Yüksek frekanslı denetleyici için denetleyici girişleri sırasıyla yatayda $\tau_h\ (t)$ ve dikeyde $\tau_v\ (t)$

seçilmiştir. Deneyimizde kullanılan denetleyici kazançları yüksek frekanslı denetleyici için ise $K = [1,0; 0,60]$, $\alpha = [40,0; 0,40]$, $\epsilon = 0,1$ ve $\rho = 1$ olarak seçilmiştir.

6.1. Yüksek Kazançlı Denetleyici

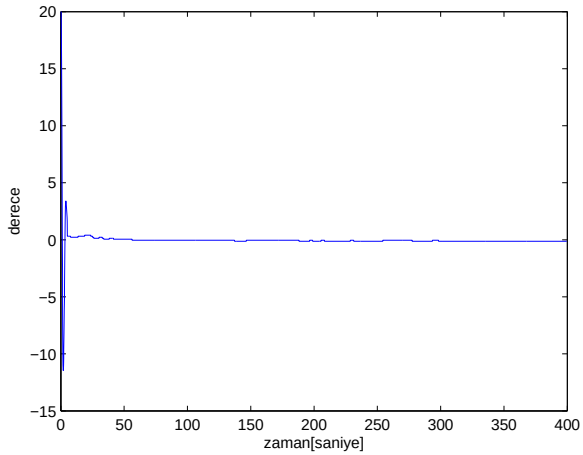
Laboratuvarımızdaki deneysel düzenekte tasarladığımız yüksek kazançlı denetleyiciyi uyguladık. Dikeydeki takip hatası Şekil 6'da gösterilmektedir. Yataydaki takip hatası ise Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 6: Yüksek kazançlı denetleyici uygulayarak dikeydeki takip hatası $e_v(t)$

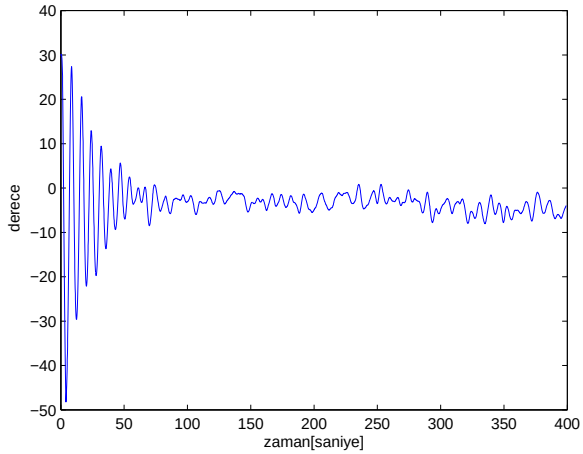
6.2. Yüksek Frekanslı Denetleyici

Tasarlanan yüksek frekanslı denetleyicinin dikeydeki takip hatası Şekil 8'de gösterilmektedir. Yataydaki takip hatası ise



Şekil 7: Yüksek kazançlı denetleyici uygulayarak yataydaki takip hatası $e_h(t)$

Şekil 9'da gösterilmektedir.

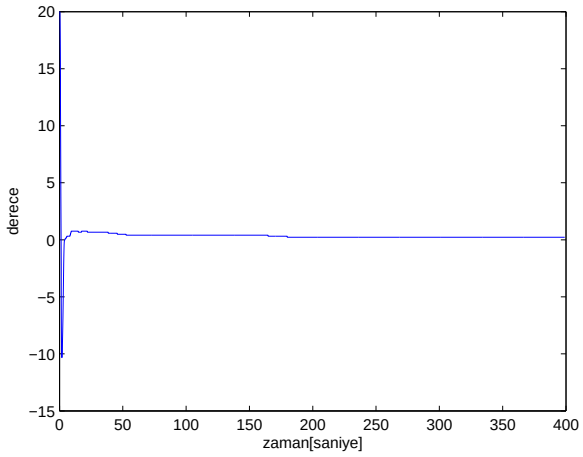


Şekil 8: Yüksek frekanslı denetleyici uygulayarak dikeydeki takip hatası $e_v(t)$

7. Sonuçlar

Bu uygulamada, dinamik modeli bilinmeyen çift rotorlu helikopter modeli deney düzeneği için yüksek kazançlı ve yüksek frekanslı gürbüz denetleyiciler tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicilerin kararlılık analizinden sonra Matlab Simulink ortamında benzetimleri yapılmıştır. Ardından laboratuvarımızdaki düzenekte deneysel uygulamalar gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen deney sonuçlarına göre her iki denetleyici için yataydaki takip hatası istenen başarıma ulaşmaktadır. Fakat dikeydeki takip hataları istenen başarımdan uzaktadır. Bu durum seçilen denetleyici kazançları değiştirilerek



Şekil 9: Yüksek frekanslı denetleyici uygulayarak yataydaki takip hatası $e_h(t)$

düzeltilebilecektir ve üzerinde çalışılmaktadır.

8. Teşekkür

Meryem Deniz, K. Merve Doğan, Enver Tatlıcıoğlu 113E147 nolu TÜBİTAK projesi kapsamında desteklenmektedir.

9. Kaynakça

[1] Feedback Co., *Twin-Rotor MIMO System 33-220 user manual*, 1998.

[2] F. Doğan, B. Bıdıklı, A. Bayrak & E. Tatlıcıoğlu, "Çift Rotorlu Sistemin Gürbüz Denetlenmesi," Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Niğde, Türkiye, 2012, pp. 127–131.

[3] S. F. Toha & M. O. Tokhi, "Anfis modelling of a twin rotor system using particle swarm optimisation and RLS," Int. Conf. on Cybernetic Intelligent Systems, Manchester, UK, 2010, pp. 1–6.

[4] A. Rahideh & M. H. Shaheed, "Dynamic Modelling of a Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System Using Grey Box Approach, " Proc. of Int. Symposium on Mechatronics and its Applications, Amman, Jordan, 2008, pp.237–242.

[5] C. L. Shih, M. L. Chen & J. Y. Wang, "Mathematical Model and Set-Point Stabilizing Controller design of a Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System," Asian J. Control, Vol. 10, pp. 107–114, 2008.

[6] A. Rahideh & M. H. Shaheed, "Mathematical Dynamic Modelling of a Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System," Proc. of Ins. of Mechanical Engineers Systems and Control Engineering, Vol. 221, 2007, pp. 89–101.

[7] S. M. Ahmad, A. J. Chipperfield & M. O. Tokhi, "Dynamic Modelling and Linear Quadratic Gaussian Control of a Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System," Proc. of Ins. of Mechanical Engineers Systems and Control Engineering, Vol. 217, pp. 203–227, 2003.

[8] S. M. Ahmad, A. J. Chipperfield & M. O. Tokhi, "Dynamic Modelling and Open-Loop Control of a Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System," Proc. of Ins. of Mechanical Engineers Part I: J Systems and Control Engineering, Vol. 216, pp. 477-496, 2002.

[9] S. M. Ahmad, A. J. Chipperfield & M. O. Tokhi, "Dynamic Modelling and Open-Loop Control of a Two-Degree-Of-Freedom Twin-Rotor Multiple Input Multiple Output System," Proc. of Ins. of Mechanical Engineers Systems and Control Engineering, Vol. 218, pp. 451-463, 2004.

[10] A. P. S. Ramalakshmi & P. S. Manoharan, "Non–linear Modeling and PID Control of Twin Rotor MIMO System," Proc. of IEEE Int. Conf. on Advanced Communication Control and Computing Technologies, Izmir, Turkey, 2010, pp. 266–169.

[11] C. S. Liu, L. R. Chen, B. Z. Li, S. K. Chen & Z. S. Zeng, "Improvement of the twin rotor MIMO system tracking and transient response using fuzzy control technology," Proc. of IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications, Singapore, Singapore, 2006, pp. 1411–1416.

[12] J. P. Su, C. Y. Liang & H. M. Chen, "Robust control of a class of nonlinear systems and its application to a twin rotor MIMO system," Proc of IEEE Int. Conf. on Industrial Technology, Bangkok, Thailand, 2002, pp. 1272–1277.

[13] A. Bayrak, M. Salah, N. Nath & E. Tatlicioglu, "Neural network-based nonlinear control design for twin rotor mimo systems," Proc. of Int. Symposium of Mechanism and Machine Science, Izmir, Turkey, 2010, pp. 172–178.

[14] E. Zergeroğlu, İ. Kandemir, M. Şeker & E. Eroğlu, "Kontrol Sistemlerinde Belirsizliklerle Baş Etme Yöntemleri: Lyapunov Tarzı Yaklaşımlar," Gazi Uni.Müh.Mim.Fak.Der. , Cilt. 21, No. 3, pp. 587-602, 2006.

Güdümlü Bir Mühimmat Kanatçık Tahrik Sistemi İçin İki Döngülü Kontrol Sistemi Tasarımı

Ersin DAŞ[1], *İsmail İlker DELİCE*[1] *ve Leyla GÖREN*[2]

[1]Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu, Savunma Sanayii Araştırma ve Geliştirme Enstitüsü (TÜBİTAK SAGE), Ankara
{ersin.das, ilker.delice}@tubitak.gov.tr

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
leyla.goren@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, güdümlü bir mühimmatı istenilen konuma yönlendirmek amacıyla kullanılan ve elektromekanik bir servo sistem olan kanatçık tahrik sisteminin modelinin çıkarılması ve bu model kullanılarak tasarlanan farklı türlerdeki kontrolcülerin sisteme uygulanması anlatılmaktadır. Güdümlü mühimmat gibi kontrolcü başarımının oldukça kritik olduğu durumlarda gürbüz kontrol yöntemleri sıklıkla kullanılmaktadır. **K**anatçık **T**ahrik **S**istemlerinde (KTS) oluşan değişimler ve bozucu etkiler altında konum ve hız kontrolü yapabilmek için en çok tercih edilen kontrol yöntemlerinden biri de H_∞ gürbüz *(İng. robust)* kontrol yöntemidir. Fakat bu yöntemde karşılaşılan gürbüz karalılık ve gürbüz performans arasındaki ters orantı problemi bazı durumlarda istenilen performans kriterlerinin sağlanamayacağı anlamına gelmektedir. İstenilen kararlılık ve performans değerlerini aynı anda sağlayacak şekilde kontrolcü tasarım yöntemlerinden biri de iki serbestlik dereceli başka bir ifade ile iki döngülü kontrol sistemlerinin kullanılmasıdır. Belirlenen çerçevede, bu çalışmada kullanılan ve güdümlü bir mühimmata ait olan kanatçık tahrik sisteminde konumlama hassasiyetini artırarak sistemde oluşabilecek değişimler ile bozucu etkiler altında arzu edilen performansı garanti etmek için iç içe iki döngüden oluşan kontrol sistemi tasarlanmıştır. İki döngülü kontrol sistemi yapısında tercih edilen kontrolcüler ayrı ayrı sistem üzerinde denendikten sonra ikisi birlikte kullanılmıştır. Sistem üzerinden doğrudan elde edilen konum bilgilerini kullanarak hız algılayan bir hız kestirimci tasarlanmıştır. Bu kestirimciden elde edilen kanatçık hızının kontrol edildiği iç döngüde kullanılan H_∞ gürbüz kontrolcü, sistemde oluşabilecek belirsizlikler ve sisteme etkiyen bozucu etkiler altında istenilen kararlık performansını sağlamak amacıyla tasarlanmıştır. Dış döngüde kullanılan ve kanatçık açısı değişimini kontrol eden *PI* kontrolcü ise durağan durumdaki açısal konum hatasını sıfırlayacak şekilde konum kontrolü yapmak amacıyla tasarlanmıştır. Bu çalışma kapsamında; doğrudan kanatçık açısı değerlerinin ölçülebildiği KTS test düzeneği tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrol sistemleri bu düzenek kullanılarak, mevcut KTS üzerinde test edilmiştir. Bilgisayar benzetimleri ve gerçek zamanlı olarak yapılan testlerin sonuçları üç farklı kontrol sistemi için sunulmuştur. Önerilen iki döngülü kontrolcünün, istenilen konumlama hassasiyetini belirsizlikler ve bozucu etkiler altında yerine getirmede yeterli olduğu gözlemlenmiştir.

1. Giriş

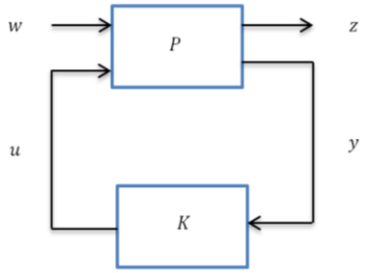
Güdümlü mühimmatlarda, temelde aerodinamik prensiplere dayanan sistemlerle hareket sağlanır. Bu tip sistemler üzerinde gerekli aerodinamik kuvvetleri oluşturmak için başka bir kısımda hareket yüzeylerinin oluşturulması gerekir. Bu aerodinamik hareket yüzeylerine kanatçık adı verilir. Kanatçıklar KTS ile tahrik edilirler. Mühimmatın planlanan bir yörünge boyunca istenildiği şekilde hareket etmesini sağlamak için kullanılan kanatçık tahrik sistemleri mühimmat yapısının en önemli uzuvlarındandır. Mühimmatın, güdüm ve kontrol sistemleri tarafından oluşturulan hareket profillerini açısal kanatçık hareketlerine çevirmek suretiyle bulunduğu ortamda ilerlemesi KTS'ler vasıtasıyla sağlanır. Bu nedenle; belirlenen başarım performansını sağlanabilmesi için KTS mekanizmaları ve denetimi için tasarlanan kontrolcüler oldukça önemlidir.

Geleneksel kontrol yöntemleri çeşitli uygulamalar için 1930'lardan beri kullanılmaktadır. Bu yöntemler, yüksek mertebeli olmayan sistemlere kolayca uygulanabilen ve çoğunlukla frekans düzleminde tasarlanan kontrolcü yapılarından oluşur. Geleneksel kontrol yöntemlerinin, yüksek mertebeli sistemler için istenilen düzeyde kontrolcü performansı sağlayamamasının yanında yetersiz olduğu noktalardan biri de çok giriş ve çok çıkışlı sistemler için arzu edilen performans değerlerini ve kullanım kolaylığını sağlayamıyor olmasıdır. 1960'larda ortaya çıkan modern kontrol yöntemleri ile bu problemler belli oranda çözülmüştür fakat nominal sistem için tasarlanan bu kontrolcülerin, sistemde meydana gelebilecek değişimler altında da benzer performans kriterlerinin sağlanmak istenmesi, çözülmesi gereken yeni bir problem olarak ortaya çıkmıştır. Böylece sistem yapısında oluşabilecek değişimlerden etkilenmeden çalışabilecek kontrolcü yapılarına ihtiyaç duyulmuştur [1].

Tasarlandığı sistemler için performans ve kararlılık isterlerini, sistem üzerinde meydana gelebilecek belli oralarda değişimler altında sağlayabilen gürbüz kontrol yöntemi ilk olarak 1980'lerde ortaya konulmuştur. H_∞ optimal kontrol yöntemi ile ilgili ilk çalışma 1981'de yapılmıştır. Tek giriş-çıkışlı bir sistem için geliştirilen bu kontrol yöntemi 1984'de durum uzayında çözümlenmiştir. Bu çözüm yöntemi 1984 yaklaşımı olarak bilinir ve genel H_∞ kontrolcü tasarım problemi daha sonra çözülmüştür. Bu ilk çözüm yönteminde hesaplamalarla ilgili bir çok güçlükle karşılaşılmıştır. 1988'de

yayınlanan bir makalede Riccatti Denklemi ile H_∞ kontrolcü tasarım probleminin çözülebileceği anlatılmıştır. 1989 yılına gelindiğinde ise genel çözüm yöntemini ortaya konulmuştur [2].

Gürbüz kontrol yönteminde problemi matematiksel olarak ifade etmek için kullanılan blok diyagram Şekil 1'de verilmiştir.



Şekil 1: Gürbüz kontrol kuramı temel blok diyagramı [2].

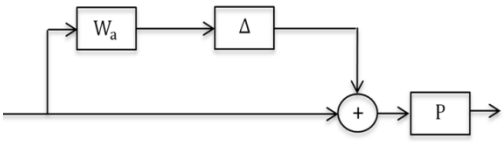
Şekil üzerinde belirtilen; P genelleştirilmiş sistemi, K ise kontrolcüyü temsil etmektedir. Bu çalışma kapsamında gerek teorik gerekse pratik olarak incelenen sistemlerin; sonlu dereceden ve zamanla değişmeyen doğrusal sistemler olduğu kabul edilmiştir. Şekil 1'de verilen blok diyagramda w sembolü ile referans sinyali, bozucu etki ve gürültü sinyalleri gösterilmiştir. Hata sinyali z, kontrol sinyali u ve çıkış sinyali y ile gösterilmiştir. Çözülmesi gereken problem; belirsizlikler ve bozucu etkiler altında, giriş sinyalinden hata sinyallerine göre tanımlanan transfer fonksiyonlarının çeşitli normlarının en aza indirilmesi olarak tanımlanabilir. Bir sinyalin H_∞ normu, P sisteminin en büyük genliği olarak tanımlanır ve Denklem 1'de verildiği gibi hesaplanır [3].

$$\|P\|_\infty = \sup_\omega |P(j\omega)| = \sup_\omega \frac{\|z\|_2}{\|w\|_2} \qquad (1)$$

Sistem parametreleri gerçek sistemde bulunan nominal değerden sapabilir. Bu durum parametreler elde edilirken yapılan testlerden veya daha sonra yapılan hatalardan dolayı oluşabilir. Sistem üzerinde etkili olan fakat tanımlanması veya belirlenmesi zor olan yüksek dinamikli etkenlerin sebep olduğu değişimlerden dolayı belirsizlikler oluşabilir. Bu çalışmada belirsizlikler çarpımsal belirsizlik olarak tanımlanmıştır ve Denklem 2'de verildiği gibi yazılır.

$$\tilde{P} = (1 + \Delta W_m)P \qquad (2)$$

Bu denklemde; P ile nominal sistem, $\Delta, \|\Delta\|_\infty \leq 1$ olacak şekilde seçilen değişkeni ve W_m ise model belirsizliğini tanımlamak için seçilen transfer fonksiyonunu gösterir. Çarpımsal formda tanımlanmış belirsizliklerin blok diyagram olarak gösterimi Şekil 2'de verilmiştir [3].



Şekil 2: Çarpımsal belirsizlik blok diyagramı.

2. Sistemin Modellenmesi ve Tanımlanması

Deneysel çalışmaların yapıldığı fiziksel sistem, güdümlü bir mühimmata ait KTS'nin gereksinimi olan 16.7 d/dak kanatçık hızı ve 60 $N.m$ durdurma momenti çıkış değerlerini sağlayan bir kanatçık tahrik mekanizmadır. Mekanizma yapısı, fırçasız tipte bir doğru akım motoru ile aktarma elemanlarının birleşiminden oluşur. Şekil 3'te KTS mekanizmasının şematik çizimi verilmiştir. Bu çizimde;

a : kol boyu uzunluğu

s : somun yer değiştirme miktarı

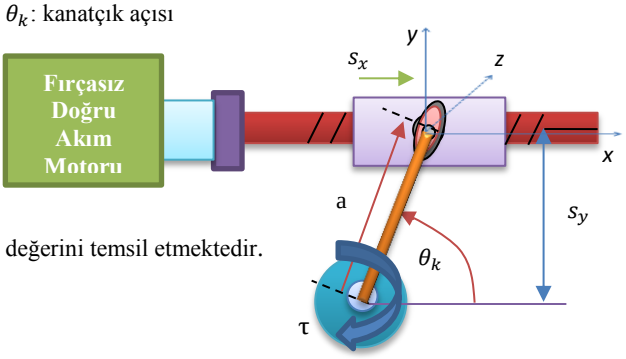
τ : menteşe momenti

s_x : vidanın x-ekseni boyunca yerdeğiştirme miktarı

s_y : vidanın y-ekseni boyunca yerdeğiştirme miktarı

θ_k: kanatçık açısı

değerini temsil etmektedir.



Şekil 3: KTS mekanizmasının şematik çizimi.

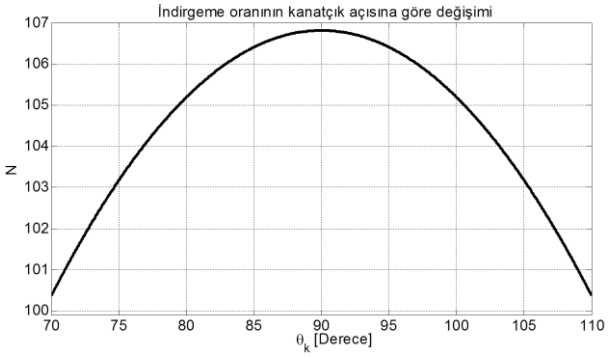
KTS mekanizmasının kullanılacağı mühimmatın uçuş özelliklerinden gelen veriler doğrultusunda, sisteminin aerodinamik yapısından dolayı oluşacak olan menteşe momentlerine karşı koymak için gereksinim duyulan kanatçık açısı değişim aralığı; $\theta_k = 70° - 110°$ olarak belirlenmiştir. Bununla birlikte, mekanizmanın mühimmat içerisinde çalışacağı kısımdaki mekanik yerleşim problemlerden dolayı kol boyu uzunluğu en çok 34 mm olabilmektedir. Kol boyu uzunluğu değerinin, hesaplamaların tamamında en büyük değeri kullanılmıştır. Şekil 3'te sunulan çizim referans alınarak mekanizma denklemleri elde edilmiştir.

KTS'de kullanılan bilyavida bir tam tur (2π) döndüğünde somun hatve miktarı $2\,mm$ kadar ilerler. Böylece x-eksenindeki doğrusal hız değerleri bilyavida hatvesine bölünerek mekanizmayı tahrik etmek için gerekli motor hızı değerleri elde edilir. Bu işlem Denklem 3 kullanılarak gerçekleştirilir. Bu denklemde x-eksenindeki doğrusal hız değeri v_x ile gösterilmiştir. Kanatçık açısal hızı ise ω_k ile gösterilmiştir.

$$\omega_m(\theta_k) = \frac{|v_x(\theta_k)|}{\rho/2\pi} = \frac{|a.\sin(\theta_k).\omega_k|}{\rho/2\pi} \qquad (3)$$

Aktarma oranını N, Denklem 3'te verilen değerlerin kanatçık tarafında istenen en yüksek hız değerine bölünmesi ile elde edilir. Aktarma oranının kanatçık açısına göre değişimi Denklem 4 kullanılarak hesaplanıp Şekil 4'te sunulmuştur.

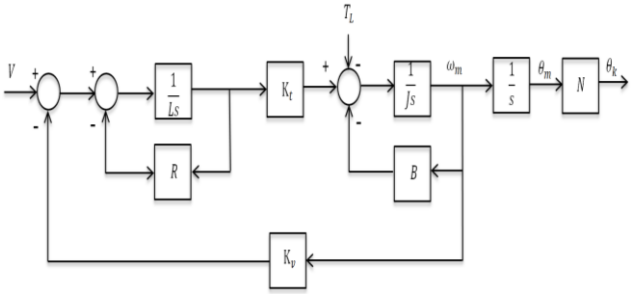
$$N = \frac{\dfrac{a.\sin(\theta_k)\ .\ \omega_{km}}{\rho/2\pi}}{\omega_{km}} = \frac{a.\sin(\theta_k)}{\rho/2\pi} \qquad (4)$$



Şekil 4: Aktarma oranının kanatçık açısı ile değişimi.

Motor gerilimine karşılık kanatçık açısını veren eşitlik Denklem 5'te verildiği gibidir ve KTS transfer fonksiyonunu ifade etmektedir. Bu transfer fonksiyonunun blok diyagram olarak gösterimi Şekil 5'te verilmiştir.

$$\frac{\theta_k(s)}{V(s)} = \frac{K_t K_s\ /LJ}{\left[s^3 + \left(\frac{R}{L} + \frac{B}{J}\right)s^2 + \frac{(RB + K_t K_v)}{LJ}s\right]N} \qquad (5)$$



Şekil 5: Motor gerilimine göre transfer fonksiyonun blok diyagramı.

Bu çalışma için hazırlanan test düzeneğinde kullanılan motor sürücüsü akım kontrollü fırçasız doğru akım motoru sürücüsüdür. Sürücü girişine uygulanan referans akım sinyaline göre motor sargılarına akım uygulanmış olunur. Sistem tanımlama yöntemleri kullanılırken, uygulanan akım sinyaline karşılık elde edilen motor konumları referans alınmıştır. Bu yüzden sistem transfer fonksiyonunun uygulanan akım fonksiyonu ile ölçülen kanatçık açısı değerleri arasındaki transfer fonksiyonu olması gerekir. Şekil 5'de verilen blok diyagramda akım değerinin oluştuğu kısım giriş, motor konumu çıkış olarak alınırsa sistemin transfer fonksiyonu Denklem 6'da verildiği gibi yazılabilir. Bu eşitlikte, I_m ters emk üretilmesini sağlayan akım değeridir ve motorun elektriksel kısmındaki kayıpların ihmal edilmesi ile devreden akan akım değerine eşit kabul edilmiştir.

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{I_m(s)} = \frac{\frac{K_t}{B}}{s\left(\frac{J}{B}s + 1\right)} \qquad (6)$$

Sistem tanımlama yöntemleriyle model elde edilirken incelenen sistemin analitik model yapısının biliniyor olması kolaylık sağlamaktadır. Matematiksel modeli elde edilmeye çalışılan KTS'nin parametrelere bağlı analitik modeli, Tablo 1'de verilen semboller tanımları kullanılarak oluşturulmuştur.

Tablo 1: Modelde kullanılan tanımlamalar.

V	DC besleme gerilimi
L	Motor eşdeğer indüktansı
R	Motor eşdeğer direnci
e	Ters elektro motor kuvveti (emk)
τ_m J_m	Motor momenti ve eylemsizliği
R_f L_f i_f	Alan direnç, indüktans ve akımı
τ_L J_L	Yük momenti ve eylemsizliği
i	Motor akımı
ω	Motor hızı

Bu çalışma kapsamında ele alınan KTS'de; referans girişi ve elde edilen çıkış, kanatçık açısı bilgileridir. Sistemdeki mekanik kısıtlardan dolayı kanatçık açısının değişim aralığı $\pm 20°$ olarak belirlenmiştir. Bu yüzden giriş sinyalinin büyüklüğü de sınırlanmış olur. Beyaz gürültü ve PRBS sinyalleri kullanılarak sistem tanımlama yöntemleri gerçekleştirilmiştir. Sistem tanımlama metodunun ilk aşamasında veri toplama işlemi yapılmıştır. Veri toplama deneylerinde MATLAB® programı ve xPC Target® modülü kullanılmıştır. Bu programlardan, giriş sinyali oluştururken ve çıkış değerlerini kaydedilirken yararlanılmıştır. Sistem çıkışında toplanan veriler, artımlı bir kodlayıcı (*İng.* encoder) olan konum algılayıcısından elde edilen kanatçık açısı değerleridir. Giriş sinyalleri ise motora uygulanan akım değerleri olarak alınmıştır.

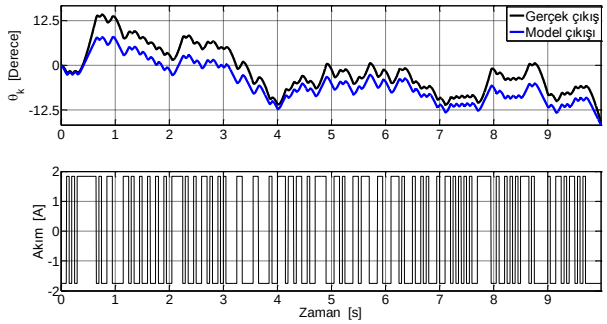
Giriş sinyalleri seçilirken, sistemin mümkün olduğu kadar bütün modlarında uyarılmasına dikkat edilmiştir. Giriş sinyalinin seçilirken daha öncede bahsedildiği gibi giriş sinyalinin, sistemin bütün dinamiklerini uyaran ve sistemin frekans aralığında oluşan bütün sinyallerden daha güçlü bileşenlere sahip olmasına dikkat edilmiştir [4].

Belli bir değerden sonra uygulanan sinyallerin genliklerinin düşürülmesinin sebebi, sistemin deneme yanılma yoluyla görülen köklerinin bu değeri aşmayacağının önceden bilinmesidir. Matematiksel model çıkarılırken uygulanan giriş sinyallerinden biri model çıkarmak için kullanılırken başka bir sinyal modeli test etmek için kullanılmıştır. Giriş olarak kullanılacak sinyal seçildikten sonra sisteme uygulandığında ürettiği sistem çıkışı ile birlikte zamana bağlı olarak kaydedilmiştir. Kullanılan her bir yöntem için en uygun

sonuçlar sistemin matematik modeli olarak alınmıştır. KTS'nin doğrusal modelini elde etmek amacıyla MATLAB® yazılımın System Identification® arayüzü kullanılmıştır. Elde edilen KTS transfer fonksiyonu Denklem 7'de verilmiştir.

$$G(s) = \frac{17.324}{s(0.033039s + 1)} \quad (7)$$

System Identification® arayüzü kullanılarak elde edilen en yüksek yüzde uyum değerinin oluştuğu giriş sinyali, ve elde edilen model çıkış sonuçları Şekil 6'da sunulmuştur.



Şekil 6: En yüksek bezerlik orananına sahip model çıkışı ve toplanan veriler.

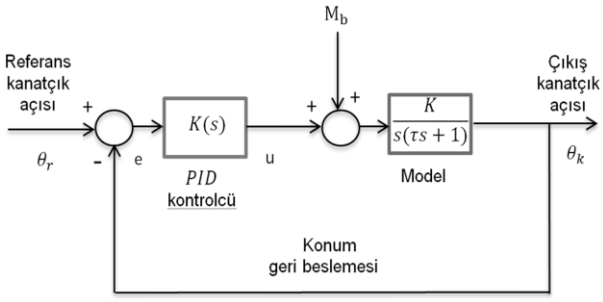
3. Kontrol Sistemi Tasarımı.

Uygulama kolaylığı ve basit yapılı olmasından dolayı en çok kullanılan kontrolcü türlerinden olan *PID* kontrol yöntemi, kapalı çevrim sistemlerde referans girişi ile çıkış olarak ölçülen değer arasındaki farka göre kontrol sinyali üretir. *PID* kontrolcü oransal (P), tümlevsel (I) ve türevsel (D) kazanç katsayıları ile hata sinyalini istenilen forma getirmeye çalışır. P katsayısı hata sinyali ile doğrudan çarpılır. I katsayısı ile hatanın belli aralıklardaki toplamı ve D katsayısı ile hatanın zamana göre değişimi çarpılır. Kontrolcü yapısında integral alınan işlem ile sistemde oluşabilecek kalıcı durum hatalarını sıfırlanmaya çalışılırken, türev işlemi ile anlık hata değerlerindeki değişimi yok edilmesi amaçlanır. Türev işleminin kullanılmadığı PI, oransal ve tümlevsel kontrolcü yapısı, konum ve hız kontrolünün yapıldığı sistemlerde sıklıkla kullanılmaktadır [5].

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edildikten sonra bu fonksiyonun karakteristik denkleminin kökleri; bir başka deyişle kapalı çevrim kutupları belirlenen başarım kriterine göre kontrolcü P, I, D katsayıları seçilerek belirlenir. Literatürde kutup yerleştirme amacıyla kullanılan çeşitli yöntemler mevcuttur. Bu yöntemlerden biri de, kutupları Butterworth ve Chebyshev polinomları başta olmak üzere belirli polinomlar kullanılarak yerleştirilmesidir. Böylece sistem kutupları istenilen bant genişliğini sağlayacak şekilde seçilmiş olur. Bu çalışma kapsamında, sistem cevabındaki aşımları en aza indiren Butterworth polinomu kullanılmıştır. Sönüm oranı $\xi = 0.707$ alınarak oluşturulan üçüncü dereceden Butterworth polinomu Denklem 8'deki gibi yazılabilir [5].

$$B_3(s) = \frac{s^3}{{\omega_c}^3} + \frac{2s^2}{{\omega_c}^2} + \frac{2s}{\omega_c} + 1 \quad (8)$$

Denklem 8'de $\omega_c = 2\pi f_c, rad/s$ cinsinden kontrol sisteminin bant genişliğini göstermektedir. *PID* kontrol yöntemi, KTS'ye Şekil 7'de gösterildiği gibi uygulanmıştır.



Şekil 7: *PID* kontrol yöntemi için KTS kapalı çevrim blok diyagramı.

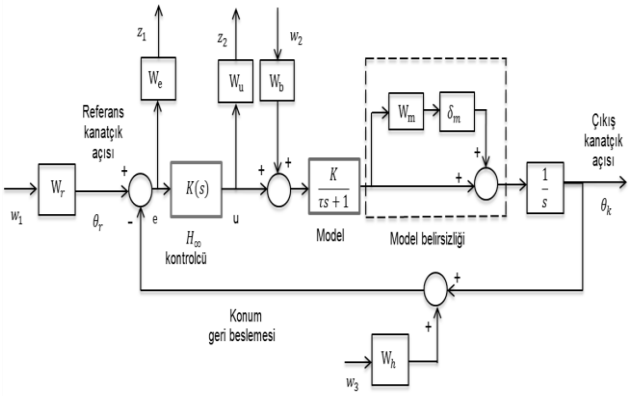
Sistem yapısında bulunan bozucu etkiler ve belirsizlikler, geleneksel kontrol yöntemlerinin performanslarını düşürmektedir. Böyle durumlarda gürbüz kontrol yöntemleri sıklıkla kullanılmaktadır. Gürbüz kontrol yöntemleri kullanılırken belirsizliklerin kontrolcü yapısına dahil edilmesi, sistemde olabilecek muhtemel değişimlerin kontrolcü performansını düşürmesini engellemektedir. Gürbüz kontrol yönteminin kullanılması sonucunda ortaya çıkan kontrolcü yapısı çoğunlukla yüksek mertebedendir. Bu yöntemin ortaya çıktığı dönemlerde gürbüz kontrol sistemlerinin kullanımını zorlaştıran bu durum, belirli mertebe indirgeme yöntemleri kullanılarak daha düşük mertebeden kontrolcülere dönüştürülerek çözülmüştür. Ayrıca, günümüzde kullanılan yüksek hızlı işlemciler kullanılarak yüksek mertebeye sahip kontrolcüler, herhangi bir indirgeme işlemi yapılmadan tasarlandığı haliyle kullanılabilmektedir.

Sistem modelin elde edilmesi ve bu sisteme uygun gürbüz kontrolcünün tasarlanması için MATLAB® yazılımında hazır bulunan "$hinfsyn$" fonksiyonu kullanılmıştır. Tasarlanan gürbüz kontrolcünün başarım oranı; P sistemi oluşturulurken tanımlanan gürültü ve belirsizlik gibi sistem üzerinde etkili olan etmenlere ve bu etmenlerin ölçütlerinin doğru şekilde belirlenmesine bağlıdır. Gürbüz kontrolcü tasarımı yapılacak sistemin çalışması istenilen frekans aralığı ve bant genişliği biliniyorsa, ağırlık fonksiyonlarının frekansa bağlı olarak seçilmesi daha doğru bir yaklaşım olur. Böylece, baskın olan frekans değerlerinde daha iyi sonuçlar elde edilmiş olur. Örnek olarak, KTS sisteminde düşük frekanslarda yüksek hassasiyet isteri olduğu için ağırlık fonksiyonu olarak düşük geçirgen bir filtre tercih edilebilir. Bu sayede, tasarlanan kontrolcü sistemi yüksek frekans değerlerinde kontrol etmeye çalışmaz ve kontrolcü performans düşüşü problemi ile karşılaşılmaz [6].

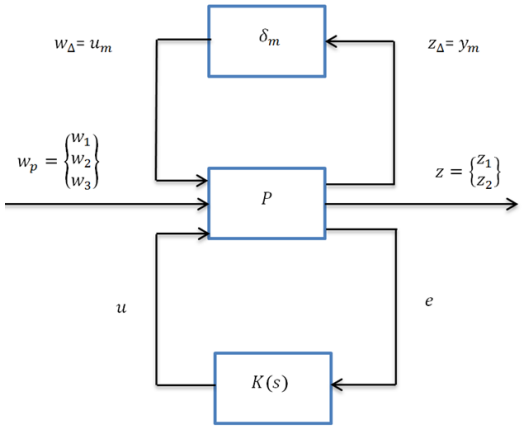
KTS için tasarlanan gürbüz kontrolcü Şekil 8'de verilen blok diyagram referans alınarak tasarlanmıştır. Kontrol sisteminin tasarlanması için gerekli olan genelleştirilmiş sistem modeli bu şekil kullanılarak çıkarılmıştır. Ortaya çıkan genelleştirilmiş sistem ve kontrolcü giriş ve çıkış sinyalleri ise Şekil 9'da verilmiştir. Şekil 8 ve Şekil 9'da verilen blok diyagramda görülen sinyaller ve tanımları Tablo 2'deki gibidir.

Tablo 2: Sistem giriş ve çıkış sinyalleri.

Sinyal	**Tanım**
W_r	Referans kanatçık açısı ağırlık fonksiyonu
W_e	Hata sinyali ağırlık fonksiyonu
W_u	Eyleyici akım limiti ağırlık fonksiyonu
W_b	Bozucu moment ağırlık fonksiyonu
W_h	Konum ölçüm hatası ağırlık fonksiyonu
W_m	Model belirsizliği
w_1	Referans sinyali girişi
w_2	Sistem bozucu etki girişi
w_3	Kodlayıcı üzerindeki gürültü
z_1	Normalize edilmiş hata sinyali çıkışı
z_2	Normalize edilmiş kontrol sinyali çıkışı



Şekil 8: Gürbüz kontrol sistemi blok diyagramı.



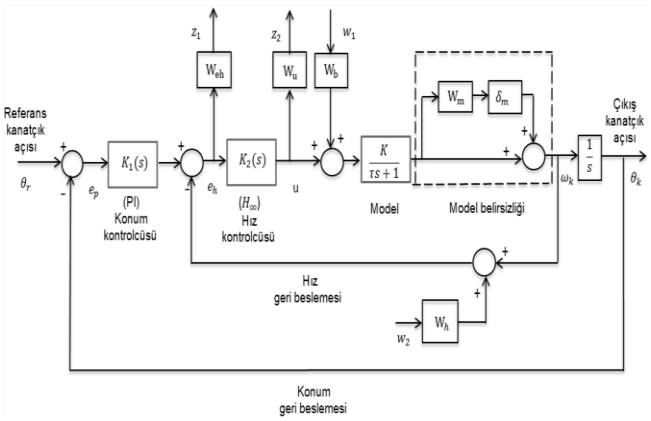
Şekil 9: KTS gürbüz kontrolcü genelleştirilmiş sistem şeması.

İki döngülü kontrolcü yapısında içteki döngü H_∞ gürbüz kontrol yöntemine göre tasarlanırken dış döngüde PI (oransal tümlevsel) kontrolcü tercih edilmiştir. Gerekli katsayılar, iç döngünün sabit bir değerde olduğu kabulü ile hesaplanmıştır. Bu sabit değer, hız kontrolünün yapıldığı iç döngünün sabit durum kazancıdır. Bu kabülün yapılmasının nedeni; iç döngünün daha hızlı çalışması ve geçici durum cevaplarının önemsiz olmasıdır. İç döngüdeki H_∞ gürbüz kontrolcü, KTS'de oluşabilecek belirsizlikler ve sisteme etkiyen bozucu yükler altında gürbüz kararlılık ve performansı sağlamak amacıyla tasarlanmıştır. Dış döngüde kullanılan PI kontrolcü ise durağan durumdaki açısal konum hatasını sıfırlayacak şekilde konum kontrolü yapmak amacıyla tasarlanmıştır [7-8].

KTS için tasarlanan iki döngülü kontrolcü yapısının blok diyagramı Şekil 10'da verilmiştir. Bu şekilde görüldüğü gibi iki döngülü kontrol yapısında, iç taraftaki hız döngüsü için KTS üzerinde oluşacak bozucu etkiler ve değişimlerin sisteme etkilerini en aza indirecek şekilde H_∞ gürbüz kontrolcü, dış taraftaki konum kontrolünde kanatçık açısı referanslarının takibi için PI kontrolcü tasarlanmıştır. Şekil 10'daki blok diyagramlarda görülen blok giriş ve çıkışları Tablo 3'de verilmiştir.

Tablo 3: Hız döngüsü giriş ve çıkış sinyalleri.

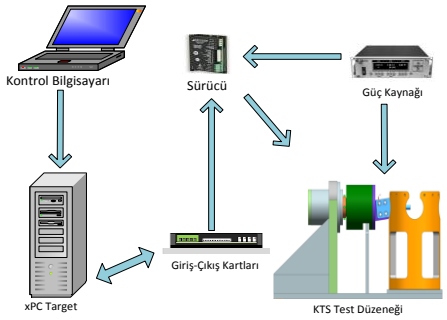
Sinyal	**Tanım**
W_r	Referans kanatçık hızı ağırlık fonksiyonu
W_{eh}	Hata sinyali ağırlık fonksiyonu
W_u	Eyleyici akım limiti ağırlık fonksiyonu
W_b	Bozucu moment ağırlık fonksiyonu
W_h	Hız ölçüm hatası ağırlık fonksiyonu
W_m	Model belirsizliği
w_1	Referans hız sinyali girişi
w_2	Sistem bozucu etki girişi
w_3	Hız ölçüm gürültüsü
z_1	Normalize edilmiş hata sinyali çıkışı
z_2	Normalize edilmiş kontrol sinyali çıkışı



Şekil 10: İki döngülü kontrol sistemi blok diyagramı.

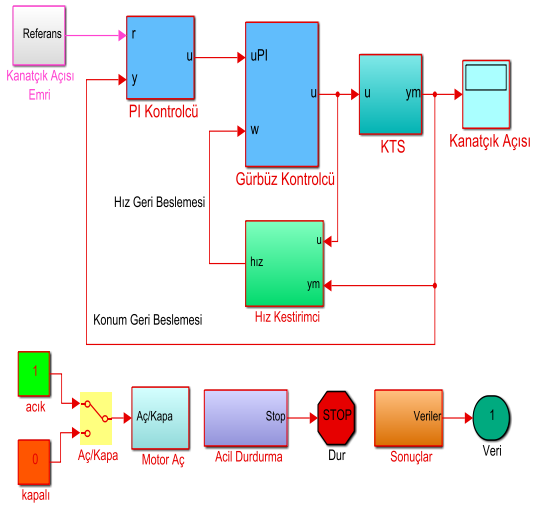
4. Gerçek Zamanlı Testler ve Sonuç

Tasarlanan kontrolcülerin testleri; MATLAB® yazılımı ve Simulink® modülü kullanılarak xPC Target bilgisayarı vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir. KTS test düzeneği, Şekil 11'de gösterildiği gibi oluşturulmuştur.



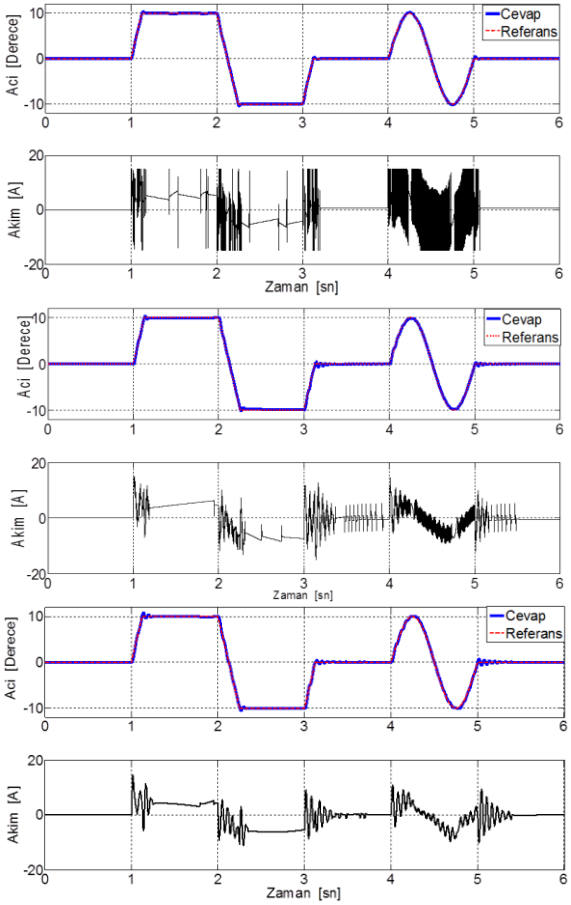
Şekil 11: KTS gerçek zamanlı test şeması.

Pasif yaylı test düzeneğine bağlanan KTS üzerinde, daha önceden tasarlanan kontrolcü yapıları Kontrol Bilgisayarı ve xPC Target Bilgisayarı için tasarlanan blok diyagramlar kullanılarak denenmiştir. Bilgisayar benzetimlerinde olduğu gibi gerçek zamanlı testler aşamasında da öncelikle tek döngülü kontrolcü başarımları test edilmiştir. Daha sonra iki döngülü kontrol sistemi test edilmiştir. Bu testler için kontrol bilgisayarı üzerinde oluşturulan Simulink blokları Şekil 12'de verilmiştir.



Şekil 12: İki döngülü kontrol sistemi denemeleri için oluşturulan Simulink arayüzü.

KTS için tasarlanan kontrolcünün gerçek zamanlı olarak yapılan başarım testleri sonucunda elde edilen referans takibi performanları ve akım değerleri Şekil 13'de verilmiştir. Gerçekleştirilen modelleme, benzetim ve test çalışmaları sonucunda; KTS'nin istenilen konumlama hassasiyetini gerçekleştirebilmesi için, iç döngüde gürbüz kontrolcünün dış döngüde basit yapısından dolayı tercih edilen geleneksel kontrolcünün kullanıldığı iki döngülü kontrol sisteminin uygun olduğu değerlendirilmiştir. Bu çıkarım, yapılan bilgisayar benzetimleri ve gerçek zamanlı testler vasıtasıyla desteklenmiştir.



Şekil 13: Sırasıyla; PID, H_∞, PI/H_∞ kontrol sistemlerinin yük altında referans takipleri.

Kaynakça

[1] Zhou, K. ve Doyle, J. C., Essentials of Robust Control, Prentice Hall, 1998.

[2] Doyle J., Francis B., ve Tannenbaum A., Feedback Control Theory, California, Macmillan Publishing Co., 1st ed., 1990.

[3] Skogestad, ve S., Postlethwaite, I., Multivariable Feedback Control, John Wiley & Sons, 1997.

[4] Delice, I. I., Taşıtın yanal ve doğrusal hareketi için sürücünün modellenmesi. Yüksek Lisans Tezi., İTÜ, İstanbul, Türkiye, 2005.

[5] Özkan B., Dynamic Modeling, Guidance and Control of Missiles, Ph.D. Thesis: METU, Ankara, Turkey, 2005.

[6] Akmeşe, A., Aeroservoelastic Analysis and Robust Controller Synthesis for Air Vehicle Control Actuation Systems, Ph.D. Thesis: METU, Ankara, Turkey, 2006.

[7] Gören, L. H∞ Model matching in two degrees of freedom control structure, European Control Conference, ECC s: 517, 2003.

[8] Y. Lee, S. Oh, S. Park, Enhanced control with a general cascade control structure, Ind. Eng. Chem. Res. 41, 2679–2688, 2002.

2 Boyutlu ve 3 Boyutlu Görsel Geri Beslemenin ve Ekran Büyüklüğünün Uzaktan Araç Kontrolü Üzerindeki Etkisi

Hasan Olmez, E.Ilhan Konukseven, A.Bugra Koku

Makine Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara
hasan@milvus.com.tr {konuk, kbugra }@metu.edu.tr

Özetçe

İnsansız araçların uzaktan kontrolü, özellikle araç görüş alanı dışında ise kullanıcılar için oldukça zorlu bir görev haline gelmektedir. Hatalı olarak tasarlanmış ve uygulanmış kontrol ara yüzleri operasyon başarımını doğrudan olumsuz olarak etkilemekte ve hatta yıkıcı sonuçlar doğurabilmektedir. Özellikle bu görevler insanlar için tehlikeli sayılabilecek görevler ise iş yükünü azaltarak, görev stresini kontrol altına alarak ve durum farkındalığını arttırarak kullanıcının başarımını geliştirmek daha da önemli hale gelmektedir. Bu çalışma kapsamında uzaktan araç kontrolünü daha kolay hale getirebilmek için 2 boyutlu ve 3 boyutlu görsel geri beslemenin ve görsel ekran büyüklüğünün operatör üzerindeki etkisi katılımcılar ile yapılan testler ile incelenmiştir. Çalışma sonucunda test sonuçları değerlendirilmiş ve en etkili görsel sistem saptanmaya çalışılmıştır.

1. Giriş

Son yıllarda artan robotik araştırmalar ile insansız araç uygulamaları gittikçe artmaktadır. Özellikle askeri uygulamalarda, kurtarma operasyonlarında, tıbbi ameliyatlarda, uzay çalışmalarında insansız araç kullanımı yaygın hale gelmektedir [1]. İnsansız araçlar her zaman kullanıcının görüş alanı içinde görev yapmamakta çoğu zaman görüş alanı dışında çalışmaktadır. Operatörün uzaktan kullanımını kolaylaştırmak için etkili ara yüzlerin oluşturulması ile operatörün daha hızlı ve etkin karar verebilmesi sağlanmaktadır [2].

Özellikle insan robot etkileşimi üzerinde son yıllarda çokça çalışma yapılmaya başlanması ile kullanıcı ara yüzlerinin daha etkin hale getirilmesi üzerine çalışmalar da artmıştır. Bu çalışmalar göstermiştir ki, arayüzü kullanıcının anlayabileceği basit görselliklerle ile uygun şekilde süslemek kullanıcı performansını artırmaktadır[3].İnsansız araç uygulamalarında, kullanıcıda aracın bulunduğu ortamda bulunduğu hissini uyandırabilmek operatörün performansını doğrudan olumlu olarak etkilemektedir [4].

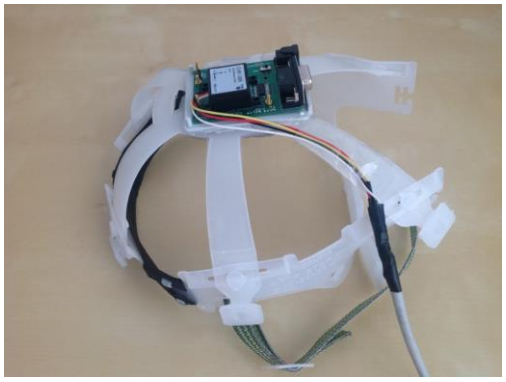
Operatörün en verimli şekilde insansız aracı uzaktan kontrol edebilmesini sağlamak amacı ile operatöre aracın bulunduğu ortamda bulunma hissini uyandırabilmek önemli bir unsurdur. Bu amaçla tasarlamış olduğumuz sistemde operatörün kafa hareketi takibi ile araç üzerinde yer alan kameranın da eş zamanlı olarak hareket etmesi amaçlanmıştır. Bu sayede operatörün kafasını hareket ettirdiği yöne doğru kamera da hareket edecek ve kullanıcı sanki araç içindeymiş gibi kafasını çevirdiği yerin ekran üzerinde görüntüsünü görecektir. Bu da operatörün aracın içinde bulunma hissi yaşamasını sağlayacaktır.

Makalenin ilk kısmı uygulamanın arka planının ve motivasyonunun anlatıldığı giriş kısmından oluşmaktadır. Donanım başlıklı ikinci kısım mekanik ve görüntü sistemleri hakkında bilgi vermekte olup, uygulamada kullanılan duyargalardan bahsetmektedir. Üçüncü kısımda yapılan deneyler ile ilgili bilgiler verilmekte olup elde edilen sonuçlar istatiksel olarak yorumlanmıştır. Son kısımda elde edilen vargılar değerlendirilmiş ve yorumlanmıştır.

2. Donanım

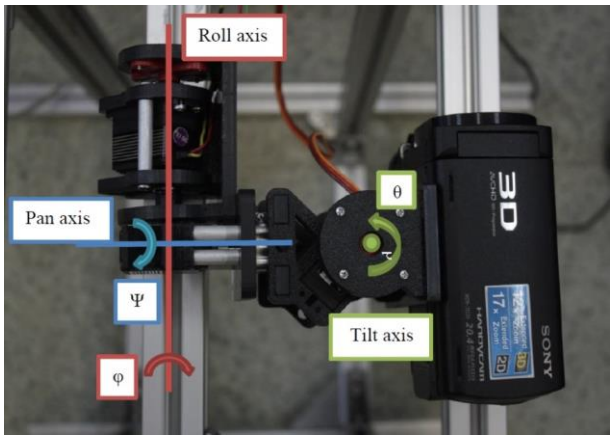
Operatörün kafa hareketlerini takip edebilmek amacı ile operatörün kafasına takabileceği bir başlığa CH Robotics firması tarafından tasarlanıp üretilen yönlendirme duyargası UM6 sabitlenmiştir (Şekil 1). Bu yönlendirme duyargası, üzerinde yer alan 3 eksen ivmeölçer, jiroskop ve manyetometre yardımı ile operatörün dikey, uzunlamasına ve yatay eksendeki kafa pozisyonun değişimini ölçmektedir.

Operatörün kafasına sabitlediği UM6 yönlendirme duyargasından gelen yer yön konum bilgilerinin yorumlanması için Arduino Mega R3 geliştirme kartı kullanılmıştır. UM6 yönlendirme duyargası üzerinde bulunan Kalman filtresi sayesinde gürültülü konum bilgileri arındırılmaktadır. Duyarga ile geliştirme kartı arasında seri iletişim ile sağlanan haberleşmeden kaynaklanabilecek gürültüler de, geliştirme kartı üzerinde yazılımsal olarak geliştirilen low-pass filtresi ile arındırılmıştır.



Şekil 1: UM6 yönlendirme duyargasının sabitlendiği başlık.

Operatörün uzaktan araç kontrolüne yardımcı olabilmesi için sistemde 3 boyutlu görüntü çekimi yapıp eş zamanlı olarak aktarımını sağlayabilen SONY HDR-TD30V 3D stereo kamera kullanılmıştır. Bu kameranın operatörün kafa hareketleri ile konumlanabilmesi için, üzerine sabitlenebileceği iki adet 2 eksen yunuslama, sapma mekanizması temin edilmiştir. İki mekanizmadan birinin tamamen birleştirilmesi ile yunuslama ve sapma eksenleri ortaya çıkmıştır. Diğer mekanizmanın bir ekseni de bu mekanizmaya birleştirilmiş ve yuvarlanma ekseni de oluşturulmuştur (Şekil 2).



Şekil 2: 3 boyutlu kamera sabitlenen yunuslama-sapma-yuvarlanma mekanizması

Mekanizmanın her bir eksenine birbirinden bağımsız olarak hareket edebilen PID kontrol yordamı ile konumlandırılan 3 adet servo motor yerleştirilmiştir. Motorların pozisyon kontrolü de Arduino Mega geliştirme kartı üzerinde yapılmıştır. Bu sayede operatör kafasını istediği yöne hareket ettirerek bu mekanizmayı kontrol edebilmesi sağlanmıştır.

Kameranın gerekli olduğu takdirde yakınlaşma özelliğini kullanabilmek için operatörün elinde tutabileceği bir uzaktan kontrol sistemi yapılmıştır (Şekil 3). Bu sistemde yer alan joystiğin ileri geri hareketi ile kamera yakınlaşma uzaklaşma özelliği aktif hale getirilmektedir. Bu sayede operatör daha detaylı görmek isteği yerlere yakınlaşarak istediği detaylı görüntüye erişebilmektedir.

Kameradan elde edilen görüntünün operatöre aktarımı için iki ayrı sistem düşünülmüştür. Bu sistemlerden ilki SONY HMZ-T2 gözlüktür. Bu gözlük sayesinde operatör hem 3 boyutlu görüntüye hem de 2 boyutlu görüntüye ulaşabilmektedir. Kameradan elde edilen görüntünün gözlüğün alıcısına doğrudan bağlanması ile görüntü aktarımı sağlanmaktadır. Diğer sistem de ise 6 adet 3 boyutlu ASUS AVG248QE LED monitör 2x3 matris olacak şekilde bağlanmış ve büyük bir ekran oluşturulmuştur. Bu ekranlara kameradan görüntü aktarımı Avertv HD yüksek çözünürlüklü görüntü aktarma kartı sayesinde yapılmıştır. Operatör ekran sisteminden 2 boyutlu görüntüye ulaşabilmektedir



Şekil 3: Kameranın yakınlaşma özelliği için uzaktan kontrol sistemi

3. Deney

2 boyutlu ve 3 boyutlu görsel geri beslemenin uzaktan araç kontrolü üzerindeki etkisini incelemek amacı ile bir önceki bölümde anlatılan görüntü sistemleri yardımı ile katılımcılardan uzaktan araç kontrolü yapılması istenmiştir. Bu denemenin hızlı bir şekilde yapılabilmesi için çalışmalarımızı yürüttüğümüz laboratuvarımızda uzaktan kumandalı elektrikli hobi araba ile ufak bir senaryo hazırlanmıştır ve 13 farklı katılımcı ile testler yapılmıştır.

3.1. Katılımcılar

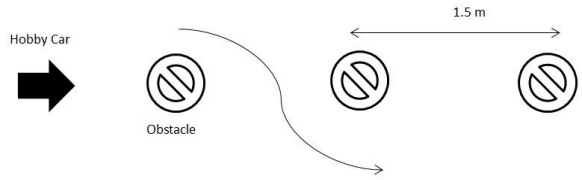
Deneyde 13 adet katılımcı ile testler yapılmıştır. Bu katılımcılar ODTÜ ve Hacettepe Üniversitesinde araştırma görevlileri ve lisansüstü eğitim alan öğrencilerden seçilmiştir. Katılımcıların hepsi erkek olup, yaş aralıkları 24 ile 29 arasında değişmektedir. Katılımcıların ortalama yaşı 27.15'dir (SS= 1.33). 13 katılımcıdan 10'u her gün düzenli olarak araba sürdüğünü belirtirken, 3'ü nadir olarak araba sürdüğünü belirtmiştir. 5 katılımcı bilgisayar kullanımda uzman olduğunu, 6'sı çok iyi olduğunu kalan 2'si ise iyi olduğunu belirtmiştir. 9 katılımcı daha önce bilgisayar oyunu olarak araba yarışı oynadığını belirtmiştir.

3.2. Deney Düzeneği

Test düzeneği, çalışmalarımızı yaptığımız ODTÜ Makine Mühendisliği Mekatronik Laboratuvarına kurulmuştur. 1.5 metre arayla mavi renkli ufak kutular yere engel olarak yerleştirilmiş (Şekil 4) ve katılımcılardan bu engellere çarpmadan engellerin sağından ve solundan geçerek tekrar başlangıç noktasına gelmeleri istenmiştir (Şekil 5).



Şekil 4: Test alanı



Şekil 5: Test düzeneği

Başlangıç noktasının arkasına kafa takibini sağlayan mekanizmanın üstüne sabitlenmiş olan kamera yerleştirilmiş ve operatörün test alanını görmeden sadece gözlükten ve ekrandan bakarak arabayı sürmesi istenmiştir. Bu sayede operatör test alanını doğrudan görmeden belirlenmiş olan hedefe ulaşmaya çalışmıştır.

3.3. Prosedür

Kullanıcıların yolu ve uzaktan kumandalı arabanın tepkilerini test sırasında öğrenmesini en aza indirebilmek için katılımcılara deneye başlamadan önce test alanında arabayı sürmeleri istenmiştir. Daha sonra katılımcılara deney öncesi bir anket [5] verilmiştir. Bu anket sonrasında katılımcılar önce kafalarına yönlendirme duyargası sensörünün sabitlendiği başlığı takıp kafa hareketlerinin kamera mekanizmasını nasıl çalıştırdığını denemişlerdir.

İlk teste katılımcılar SONY HMZ-T2 gözlük ile deney yapmışlardır (Şekil 6). İlk olarak gözlüğün 2 boyutlu özelliği açılmış ve bu özellik sayesinde kameradan gelen 2 boyutlu görüntü yardımı ile katılımcılar engellere çarpmadan en kısa sürede hedefe ulaşmaya çalışmışlardır. Katılımcılardan, hedefe ulaştıktan sonra NASA tarafından hazırlanan İş yükü anketini doldurmaları istenmiştir.



Şekil 6: SONY HMZ-T2 gözlük ile test yapan bir katılımcı

2 boyutlu test tamamlandıktan sonra katılımcılar aynı gözlük ile kafalarına taktıkları yönlendirme duyargası ile bu kez 3 boyutlu görüntü ile test yapmışlardır. Bu deney de bittikten sonra katılımcılardan yine iş yükü anketi doldurmaları istenmiştir.

Bu deney bittikten sonra 2 boyutlu sistemlerde ekran büyüklüğünün operatör performansına etkisini incelemek için ikini bir test yapılmıştır. Aynı test alanında SONY HMZ-T2 gözlük 2 boyutlu görüntüsü ile 6 adet ASUS AVG248QE LED monitör 2x3 matris olacak şekilde bağlanması ile elde edilen 2 boyutlu büyük ekran görüntüsü ile aynı test aynı katılımcılarla yapılmıştır (Şekil 7). Bu deneyde de süre tutulmuş ve kayıt edilmiştir.



Şekil 7: 6 adet ASUS AVG248QE LED monitör ile test yapan katılımcı

3.4. Sonuçlar

Testler tamamlanıp süreler kayıt altına alındıktan sonra katılımcılar tarafından doldurulan anketler istatiksel olarak değerlendirilmiştir. Sonuçlar üç ana başlık altında değerlendirilmiştir; hedefe ulaşma süresi, çarpılan engel sayısı ve iş yükü.

3.4.1 Hedefe Ulaşma Süresi

Deneyin başarı kriterlerinden en önemlilerinden bir tanesi hedefe ulaşma süresidir. Uzaktan kumandalı araç harekete başladığı anda zaman tutulmaya başlanmış ve hedefe ulaştığı anda zaman kayıt altına alınmıştır.

İki boyutlu gözlük testlerinde en iyi süre 20.20 saniye iken üç boyutlu görüntü ile bu süre 16.70 saniyeye düşmüştür (Tablo 1). En kötü süre ise 2 boyutlu görüntü ile 37.80 saniye iken 3 boyutlu görüntü ile 34.60 saniyeye düşmüştür.

Test	Ortalama (san.)	Standart Sapma	Minimum (san)	Maximum (san)
Gözlük 2D	28.47	4.83	20.20	37.80
Gözlük 3D	26.08	5.16	16.70	34.60

Tablo1: Gözlük Testi ile Hedefe Ulaşma Süreleri

Ortalama değerlere bakacak olursak, 2 boyutlu görüntü ile elde edilen ortalama süre 28.47 saniye iken 3 boyutlu görüntü ile bu süre 26.08 saniyeye düşmüştür.

Test	Ortalama (san.)	Standart Sapma	Minimum (san)	Maximum (san)
Gözlük 2D	28.68	4.98	19.80	37.50
Monitör 2D	27.28	5.27	18.50	37.10

Tablo2: 2 boyutlu görüntü ile Hedefe Ulaşma Süreleri

2 boyutlu görüntüde ekran büyüklüğünün etkisini incelemek için yapılan testlerde gözlük testlerinde kullanıcılar 19.8 saniye ile en iyi dereceyi yaparken 6 monitörlü sistemde en iyi süre 18.50 saniyeye düşmüştür. Ortalama süre ise gözlük ile 28.68 saniye iken 6 monitörlü sistemde 27.28 saniyedir.

3.4.2 Çarpılan Engel Sayısı

Çarpılan engel sayısına bakıldığı zaman ilk deneyde katılımcılar 2 boyutlu görüntü ile 10 engele çarparken (ortalama 0.77) 3 boyutlu görüntü ile toplam 5 engele çarpmışlardır (ortalama 0.38) (Tablo 3).

Test	Ortalama	Standart Sapma	Toplam
Gözlük 2D	0.77	0.67	10
Gözlük 3D	0.38	0.47	5

Tablo3: Gözlük Testi ile Çarpılan Engeller

2 boyutlu görüntüde ekran büyüklüğünün etkisini incelemek için yapılan testlerde gözlük testlerinde kullanıcılar toplam 8 engele çarparken (ortalama 0.62), monitör ile toplamda 7 engele çarpmışlardır (ortalama 0.54) (Tablo 4)

Test	Ortalama	Standart Sapma	Toplam
Gözlük 2D	0.62	0.60	8
Gözlük 3D	0.54	0.61	7

Tablo4: 2 boyutlu görüntü ile ile Çarpılan Engeller

3.4.3 İş Yükü

Test	Mental Yorgunluk	Fiziksel Yorgunluk	Efor	Performans
2D	6.46	4.00	5.77	7.23
3D	5.77	3.85	4.23	8.92

Tablo5: Gözlük Testi ile İş Yükü

İlk deneyde katılımcılar gözlük deneylerinde 3 boyutlu görüntü ile daha iyi bir performansa ulaşmış oldukları görülmüştür (Tablo 5)

Test	Mental Yorgunluk	Fiziksel Yorgunluk	Efor	Performans
Gözlük	6.23	3.92	5.92	7.00
Monitör	4.92	3.54	5.54	7.69

Tablo6: 2 Boyutlu Görüntü ile İş Yükü

İkinci deneyde kullanıcılar 6 monitörlü sistemle daha iyi bir performansa ulaşmışlardır (Tablo 6).

4. Vargılar

Bu çalışmada, 2 boyutlu ve 3 boyutlu görsel geri beslemenin uzaktan araç kontrolü üzerindeki etkisi araştırılmak üzere bir test alanı oluşturulmuş ve 13 katılımcı ile deneyler gerçekleştirilmiştir. İki kademede gerçekleştirilen testlerden ilkinde 2 boyut ve 3 boyut algısının performansa katkısı ölçülmüştür. İkinci deney de ise ekran boyutunun 2 boyutlu görüntüde başarıya katkısı ölçülmüştür. Katılımcılar oluşturulan test alanını ekranlar üzerinden görerek uzaktan kumandalı bir arabayı hedefe ulaştırmaya çalışmışlardır. Test öncesinde ve sonrasında katılımcılar anket cevaplamış olup bu cevaplara göre ve hedefe varma süresi ile başarası kriterleri göz önüne alınarak istatiksel veriler çıkarılmıştır.

Ortaya çıkan verilere göre katılımcılar 3 boyutlu görüntüde daha başarılı olmuştur. 3 boyutlu görüntüde derinlik algısının oluşması bunun en önemli sebeplerinden biridir. Yapılan ikinci deneyde ekran büyüklüğü operatörün uzaktan araba kontrolüne doğrudan etkisi olduğu görülmüştür. Fakat bu büyüklüğün belli bir limitte kalması ve çok aşırı büyük olmaması da operatör başarısını etkileyen başka bir unsurdur.

Çalışmadan daha başarılı sonuçlar alınabilmesi için monitörlerle beraber kullanılabilecek üç boyut gözlükleri ile deneyler yeniden yapılacaktır. Monitörler için üç boyutlu gözlüklerimiz olmadığı için bu testler yapılamamıştır. Bu gözlüklerin temini ile üç boyutlu görüntünün ekran büyüklüğü ile uzaktan araç kontrolü üzerindeki etkisi araştırılacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından desteklenmiştir (proje numarası: 111M580).

Kaynakça

[1] Casper and R. R. Murphy, "Human–robot interactions during the robot-assisted urban search and rescue response at the World Trade Center," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. B: Cybern*, vol. 33, no. 3, pp. 367-385, 2003.

[2] R. Parasuraman, S. M. Gaslter, P. Squire, H. Furukawa, and C. Miller, "Flexible delegation-type interface enhances system performance in human supervision of multiple robots: Empirical studies with RoboFlag," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans*, vol. 35, no. 4, pp. 481-493, 2005.

[3] D. M. Lion, "Three dimensional manual tracking using a head-tracked stereoscopic display," Human Interface Technology Lab, WA, Technical Report 1993.

[4] S. H. Park and J. C. Woldstad, "Multiple two-dimensional displays as an alternative to three-dimensional displays in telerobotic tasks," *Human Factors*, vol. 42, no. 4, pp. 592-603, 2000.

[5] C. C. Smyth, "Modeling indirect vision driving with fixed flat panel displays: Task performance and mental workload," Army Research Laboratory, Aberdeen Proving Grounds, MD, Technical Report 2002.

İnsansız Kara Aracında Lazer Kümeleme Hatalarının Olasılıksal Doğrusal Fisher Ayırması ile Giderilmesi

Alper Öner[1], Gülay *Öke*[2]

[1]Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezi
İstanbul Teknik Üniversitesi
alperoner@itu.edu.tr

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
gulayoke@itu.edu.tr

Özetçe

Son yıllarda insansız araçlar ve sürücüye yardımcı olan akıllı araçlar ile ilgili çalışmalar önem kazanmıştır. Otomotiv ve savunma sanayinde lazer, kamera, radar, GPS gibi sensörlerin olduğu akıllı sistemlerin kullanımı her geçen gün daha büyük bir önem kazanmaktadır. Sürüş güvenlği, sürüş ekonomisi ve çevre kirlenmesi gibi konular sebebiyle önümüzdeki yıllarda akıllı araçların kullanılması zorunlu olacaktır. Bu çalışma İTÜ Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezinde (MEAM) çalışılan insansız kara aracı (İKA) projesinin haritalama kısmında kullanılan lazer sensörler üzerinedir. İKA'nın ön tamponunda 2 tane IBEO Lux lazer tarayıcı bulunmaktadır. Bu lazerlerden gelen veriler öncelikle 3 boyutlu haritalama yapan Point Cloud Library'e (PCL) aktarılıp geri plandan ayrılan engeller kümelenerek hafızaya aktarılır. Lazer sensörün açısına göre 2 farklı engel tek engel gibi görülebilir. Bu çalışmada 2 sensörün gördüğü engeller arasında Gauss Dağılımına göre bir benzerlik oranı kurulduktan sonra aynı olma olasılığı olan engel kümeleri Doğrusal Fisher Ayırma (Linear Fisher Discriminant) (LFD) yöntemine göre ayrıştırılıp lazer sensörün açı hatası giderilir.

1. Giriş

ABD'de de 2004, 2005 ve 2007 yıllarında yapılan DARPA Grand Challenge otonom araç yarışmalarından sonra İnsansız Kara Araçları(İKA) ile ilgili yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. İKA'larında GPS, kamera, radar, lazer ve pusula gibi sensörler kullanılarak aracın yerini tespit etmesi, etrafındaki hareketli ve hareketsiz engelleri algılayarak ulaşması gereken yolu hesaplaması ve bu rotayı takip etmesi amaçlanmıştır [1]. İKA'larında yapılan çalışmalar aktif ve pasif sürüş güvenliğini arttırarak gelecekte kullanılması düşünülen akıllı otoyollarda kullanılacak araçların ilk araştırmalarıdır. Ayrıca insansız araçların savunma sanayinde kullanımı her geçen gün artmaktadır[2]. Akıllı araçlar sürüş optimizasyonu sağlayarak trafik yoğunluğunu ve gaz emilsiyon salınımı azaltarak otomativ sektörünün en önemli problemlerine çözüm getirebilecektir.

2004 ve 2005 yıllarında yapılan yarışmalarda İKA'larının daha önceden belirlenen hedef noktalarını takip ederek son noktaya insansız bir şekilde ulaşması amaçlanmıştır. 2007 yılında yapılan yarışmada İKA'nın şehir ortamında araç trafiği, trafik ışıkları ve yayaları göz önünde bulundurarak hedefine doğru yol alması düşünülmüştür. İKA'ların şehir ortamında kullanılması sürüş güvenliği nedeniyle araçta kullanılan yapay zekanın çok daha hızlı ve doğru olmasını gerektirmiştir.

İKAlarının en önemli çalışma alanlarından birisi haritalamadır. Araç giderken çeşitli sensörler ile çevresindeki engelleri algılamalı ve bu engelleri sınıflandırmalıdır. Bu karmaşık işlemlerin en temeli engelin tespit edilmesidir. Hatalı veya eksik bir engel tespiti algoritmanın geri kalanının hatalı çalışmasına neden olur. Bu hatanın giderilmesi saniyeler alabilir. İnsan sürüşünün taklit edildiği ve yapay zekanın gelecek durumları hesapladığı bir sistemde birkaç saniye sürüş güvenliği ciddi bir şekilde tehdit eder. Bu nedenlerden dolayı engellerin ilk tespit edildiği durumda hata en aza indirgenmek zorundadır.

Araçta tek bir sensöre güvenilemez. Sensör hatalı veya eksik çalışabilir. Ayrıca lazer, kamera veya radar gibi sensörlerin birbirlerine göre çalışma üstünlükleri vardır. Lazer daha kesin mesafe bilgisi verirken iki boyutlu bir gözlem yapar[3, 4]. Kamera ise üç boyutlu analizi lazer ve radara göre çok daha kolay yapar. Bu yüzden doğru engel tespiti için farklı sensör türlerinin ve aynı türden birden çok sensörün verilerinin birleştirilmesi bir zorunluluktur[5].

Literatürde 2 boyutlu lazer verileri ile kamera verilerini birleştirip Ortak Olasılıksal Veri İlişkilerndirilmesi (Joint Probabilistic Data Assosiation) (JPDA) yapılıp engeller takip edilmiştir[6]. Kamera verisi ile İlgi Bölgesi (Region of Interest) (ROI) oluşturup karar verici yardımıyla farklı sensörlerin verileri birleştirilip daha doğru Çoklu Hedef Takip (Mutliple Target Tracking) (MTT) algoritmaları geliştirilmiştir[7]. Ortak Olasılıksal Veri İlişkilendirilmesi ayrıca engellerin arka plandan ayrılıp yeni tespit edilen engeller ile ilişksini belirlemek içinde kullanılmıştır[8].

Bu çalışmada sadace lazer verisi kullanılmasına rağmen 3 boyutlu harita verileri oluşturularak engeller kümelenmiştir. Son yıllarda robotikte sıklıkla kullanılan ve önümüzdeki yıllarda her robotta vazgeçilmez olacak Nokta Bulutu Kütüphanesi (Point Cloud Library) (PCL) kullanılmıştır. PCL'in 3 boyutlu veri ile çalışma üstünlükleri sayesinde En Yakın Komşuluk (Nearest Neigbour Algorithm) (NNA) ile arka plan filtrelenmiş ve engeller ayrı ayrı kümelenmiştir. Lazer verilerinde görüş açısından kaynaklanan hatalar ortaya

çıkmaktadır. Sağ lazer ve sol lazer ayrı ayrı tespit ettikleri engelleri JPDA filtresi ile karşılaştırıp ortak olma olasılığı olan engelleri Fisher Ayırma (LFD) yöntemi ile ayrıştırıp sensör hataları giderilmiştir.

Bölüm 2'de çalışma ile ilgili fiziksel ve yazılımsal; deney düzeneği, matematiksel algoritmalar, yazılım şeması gibi temel prensipler açıklanmıştır. Bölüm 3'te lazer verilerinin sonuçları analiz edilerek 2 ayrı engelin tek engel görülme hatasının giderilmesi belirtilir. Son olarak bölüm 4'te sonuç ve gelecek çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir.

2. Temel Prensipler

Bu bölümde donanımsal, matematiksel ve yazılımsal temeller verilmiştir.

Çalışma İKA'nın durağan halinde ve sabit engeller için hatalı engel kümelerinin ayrılmasını amaçlamıştır. Bunun için test ortamı kapalı araç otoparkı seçilmiştir. Böylelikle daha karışık bir arka plan ve engel kümesi elde edilmiştir. Şekil 1'de İKA ve deney ortamı görülmektedir. Sağ lazer ve sol lazer verileri arka plandan engelleri ayırıp engelleri kümelediğinde bir lazer duvar ile kırmızı dubayı ayrı ayrı kümeleyebilirken diğer lazer birleşik tek bir küme olarak nitelendirmektedir. Çalışma bu gibi hataları gidermeyi amaçlamaktadır.



Şekil 1: İnsansız Kara Aracı ve Deney Ortamı.

2.1. Donanımsal Altyapı

2.1.1. İTÜ Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezi (MEAM) İnsansız Kara Aracı (Otonobil)

Otonobil elektrikli bir araçtır. 72 V motor gerilimi ile çalışmaktadır. Otonobil'in otonom ve manuel çalışma modları mevcuttur[9]. Araçta lazer sensörler, ultrasonik sensörler, kamera, hassas hız sensörü, GPS, pusula gibi sensörler bulunmaktadır. Bu sensörler yardımıyla araç etrafını algılayıp hedefine insansız olarak ulaşabilmektedir.

Aracın arkasında bulunan Sick LMS 151, GPS, ultrasonik gibi sensörlerin verileri aracın arkasında bulunan National Instrement firmasının bilgisayarında toplanıp Labview yazılımı ile kontrol edilmektedir. Fren motoru ve gaz sinyali önde microautobox MATLAB yazılımı ile kontrol edilmektedir. Otonobil'in engellerden uzaklaşmasını sağlayan yol planlama algoritması microautobox'ın içerisindedir.

Aracın önünde bulunan IBEO sensörler ve kamera LINUX Ubuntu 12.04 sürümü yüklü olan bir dizüstü bilgisayarda işlenmektedir. IBEO verileri ethernet kablosu ile toplanmaktadır.

2.1.2. IBEO Alasca Lux Lazer Tarayıcı

IBEO Lux tarayıcı 4 düzlemde tarama yapabilen çok düzlemli gelişmiş bir lazer tarayıcıdır. 2 düzlem taradığı zaman 100 derece, 4 düzlem taradığı zaman 85 derece tarabilmektedir. Her açı aynı görüş menziline sahip değildir, kenarlarda görüş uzaklığında azalmalar meydana gelmektedir. Şekil 2'de IBEO lazerin 4 düzlem taraması gösterilmektedir.

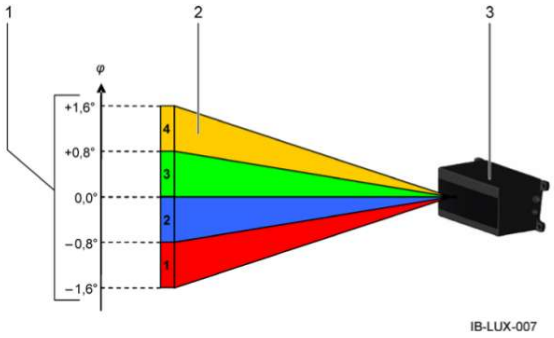


Figure -13: Scan level

Şekil 2: IBEO Lazerin 4 Düzlemi.

Şekil 3'ten anlaşılacağı gibi eğimli ortamlarda 4 düzlem tarama kapasiteli lazer hatalı tespitleri en aza indirmektedir. Ancak 85 derece lazerin görüş alanını kısıtlamaktadır. Bu nedenle 2 lazer kullanımı hatalı tespitleri azaltıp, kenarlarda olan görüş menzili kaybını optimize ederek görüş kalitesini daha da arttırmaktadır.

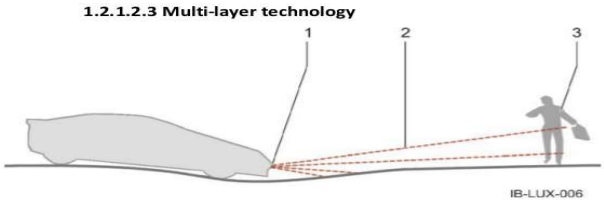


Figure 12: Principle of multi-layer technology

Description of items in figure 12:

1	ibeo LUX®
2	Scan level
3	Object

Şekil 3: IBEO Lazerin 4 Düzlemin Hata Engellemesi.

IBEO lazerler kendi bilgisayarları yardımıyla direk engel verilerini işleme yeteneğine sahiptir. Ancak bu çalışmada IBEO'nun hazır algoritmaları kullanılmamıştır. Her bir lazerden ayrı ayrı sade veriler alınmış ve işlenmiştir.

2.2. Matematiksel Altyapı

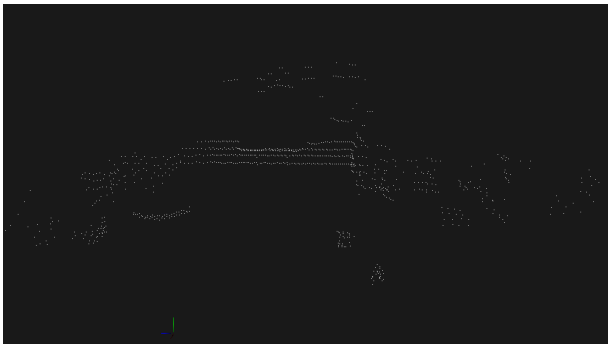
2.2.1. Noktaların 3 Boyutlu Haritası

IBEO lazerlerinin verileri 4 düzlem taramasından saptanan engel noktalarının x, y, z koordinatları şeklindedir. Lazerden alınan koordinatlar Linux'te PCL formatına nokta kümesine dönüştürülmüştür. Böylelikle 3 boyutlu veri elde edilir. Şekil 4'te lazerlerin ölçtüğü ortam gösterilmiştir.
Şekil 5'te sağ lazer için verilerinin 3 boyutlu PCL

kütüphanesine çevirildikten sonra elde edilen bütün noktalar kümesi gösterilmektedir. Bu noktalar kümesi en yakın komşuluk algoritmasına göre kümelenecektir. Aralarında en az 50 cm bulunan noktalar aynı kümeden kabul edilmiştir. Böylelikle 100 noktadan fazla kümeler arka plan olarak kabul edilip filtrelenmiştir. Bu durum en geniş açıdan 10 m 'den büyük engelin, ortalama olarakta 3'den uzun araçların filtreleneceği anlamına gelir ki bu istenen değerlerdir.



Şekil 4: IBEO Görüş Açısı.



Şekil 5: IBEO Sağ Lazer PCL Kümesi.

2.2.2. Ortak Olasılıksal Veri İlişkilendirilmesi (Joint Probabilistic Data Assosiation) (JPDA)

Veri İlişkilendirme (Data Assosiation) temel ortak olasılıksal veri ilişkilendirilmesi ile yapılmıştır.

Her lazerden gelen veri arka plan filtrelendikten sonra ayrı ayrı engel kümelerine aktarılıp bu engel kümelerinin ayrı ayrı ortalama ve varyans değerleri hesaplanmıştır. Diğer lazer verisi gelip ondan engel kümeleri elde edildikten sonra Gauss Dağılımına göre olasılıksal olarak bir önceki engel kümesinin elemanları ile ilişkili olma olasığı hesaplanır. (1) Gauss Dağılımının formülüdür.

$$N(x|\mu,\sigma^2) = -\frac{1}{\left(2\mu\sigma^2\right)^{(1/2)}}\exp\left(\frac{-1}{2\sigma^2}(x-\pi)^2\right) \quad (1)$$

(2) JPDA sonucunu vermektedir. P_k Birinci nokta kümesindeki i. elemanın ikinci nokta kümesindeki j. eleman ile aynı engel olma olasılığıdır. M sol lazerden elde edilen engel kümeleri sayısı iken N ise sağ lazerden elde edilen engel kümeleri sayısıdır.

$$P_k = \sum_{i=1}^{M}\sum_{j=1}^{N} C_i^1 C_j^2 \quad (2)$$

2.2.3. Doğrusal Fisher Ayırma (Linear Fisher Discriminant) (LFD)

Doğrusal sınıflandırma yöntemlerinden biri boyut azaltmaktır. Doğrusal Fisher Ayırıştırması denklem 3 ile problemi 1 boyuta indirir.

$$y = w^T x \quad (3)$$

Kümedeki noktaların herbiri eğer $y \geqslant -w_0$ ise C_1 diğer durumda ise C_2 sınıfına ait kümeye aittir.

LFD ayrıştırdığı sınıfların varyanslarını kullanarak sınıflandırma işlemini gerçekleştirir. Denklem 4'te maksimize edilmesi gereken Fisher kriteri verilmektedir. S_B sınıflar arasındaki varyanstır. S_W ise her bir sınıfın içerisindeki veri noktalarının varyansıdır.

$$J(w) = \frac{w^T S_B w}{w^T S_W w} \quad (4)$$

Lagrange çarpanı kullanılarak denklem 4 türevi alınıp maksimize edilirse ağırlık parametreleri için denklem 5 elde edilir. Denklem 5'te m_1 ilk kümenin ortalama noktası m_2 ise ikinci kümenin ortalama noktasıdır.

$$w \approx S_W^{-1}\left(m_2 - m_1\right) \quad (5)$$

Böylelikle LFD denklem 4'ü maksimize ederek kümeleri birbirinden en uzak noktaya taşırken kümelerin kendi içlerinde varyanslarını minimuma düşürmüş. Sınıflandırma gerçekleştirilmiştir.

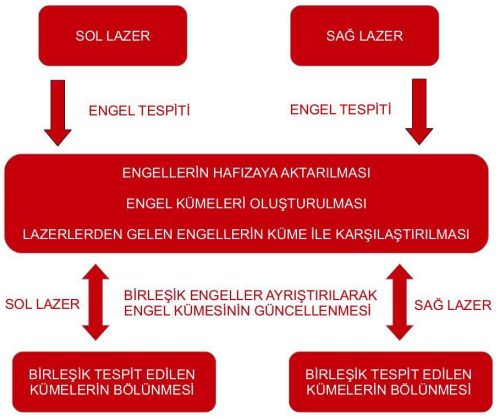
Bu çalışmada sınıflandırma eşik değeri için hatalı olan farklı kümelerin birleştiği büyük kümenin ortalama değeri kabul edilir.

2.3. Algoritmik Altyapı

Lazer dataları toplanması ve sınıflandırma işlemleri LINUX Ubuntu yüklü dizüstü bir bilgisayarda gerçekleşmiştir. Bütün yazılımlar C++ programlama dili ile yazılmıştır.

Lazer verisinin toplanması aşamasında Mobile Robot Program Toolkit (MRPT) yazılımından faydalanılmıştır. Açık kaynak kodlu olan bu yazılım üzerinde gerekli değişiklikler yapılarak deney düzeneğine uygun hale getirilmiştir.

Lazerlerden alınan verilerin işlenip yeni veriler ile hafızanın güncellenmesi şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6: Organizasyon Şeması.

3. Deneysel Sonuçlar

Deney ortam karmaşıklığından dolayı MEAM'ın kapalı araç otoparkında yapılmıştır. Çalışmada aynı veri seti içerisindeki iki farklı hatalı tespit ayrıştırılması örnekleri verilmiştir. Bu örnekler Deney 1 ve Deney 2 olarak adlandırılmıştır.

Şekil 4'te gözüken sandalye ile tahta engel sol lazer ayrı ayrı algılayabilirken sağ lazer iki ayrı engeli tek büyük bir engel olarak görmektedir. Aynı durum kırmızı duba ve duvarın etrafındaki cisimler içinde geçerlidir.

Şekil 7'de sağ lazerden alınan iki engelin tek bir engel gibi kümelenmesi görülmektedir. Veri kümesi sandalye ve tahta bloğu göstermektedir.

Şekil 8 ve Şekil 9 ise duvar ile etrafındaki engellerin birleştirilmesinden ortaya çıkan hatalı engel tespit örneğidir. Şekil 8'de üç boyutlu veri tam olarak anlaşılamadığı için Şekil 9 verilmiştir. Şekil 9'da derinlik bilgisi daha net anlşılmaktadır.



Şekil 7: IBEO Sağ Lazer Hatalı Engel Kümesi Deney 1.



Şekil 8: IBEO Sağ Lazer Hatalı Engel Kümesi Deney 2.



Şekil 9: IBEO Sağ Lazer Hatalı Engel Kümesi Deney 2 farklı bir açı.

3.1. Hatasız Kümeleme Yapılmasının Önemi

Bu durumda ortaya çıkan olumsuzluk şöyle nitelendirilir:

Her bir lazer engel kümelerini algıladığı zaman büyük data kümelerini hafızasında tutmaz. Sadece engellerin ortalama, varyans ve nokta sayısı hafızada tutularak bilgisayar hafızasının kitlenmesi engellenir ve sınıflama hesaplarında zamandan kazanılır. Yeni lazer verisi geldiği zaman, yeni nokta kümeleri sadece eski veri özleri ile karşılaştırılır. Artık elimizde eski kümeler yoktur. Yeni küme ile bir benzeşim oranı bulunsa bile eğer yeni nokta kümesi birleşik hatalı bir küme ise eski kümenin yenilenmesinde hatalar ortaya çıkar. Özellikle takip algoritmaları yeni gelen veri ile hız tahmininde bulunur. Bu verilerin yanlışlığı giden bir aracın sürüş güvenliği için ciddi tehditler oluşturabilir. Bu yüzden kümeleme işlemi ne kadar doğru olursa yapay zeka aracı o kadar güvenli kontrol eder.

3.2. Ayrıştırılmış Engel Nokta Kümeleri Deney 1

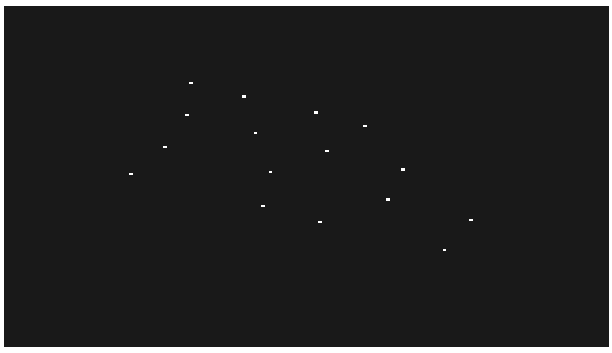
Şekil 7'de 26 noktalık bir engel kümesi tespit edilmiştir. Şekil 10'da ve Şekil 11'de ayrıştırma algoritması ile ayrılmış nokta kümeleri gösterilir.

Şekil 10'da 16 noktalık bir küme, şekil 11'de ise 10 noktalık bir küme şeklinde engel iki kümeye sınıflandırılmıştır.

Benzerlik oranını karşılaştırması Şekil 12'de gösterilen, sol lazerin tespit ettiği 12 noktalık engel kümesi ile yapılmıştır.

Tablo 1'de kümelerin ortalama değerleri, varyansları ve nokta sayıları verilmiştir.

Tablo 2'de ise sol lazerdeki engelin sağ lazerde hatalı tespit sonrası ayrıştırıldıktan sonra benzeşim oranları verilmiştir.



Şekil 10: IBEO Sağ Lazer Bölünmüş 1. Engel Kümesi Deney 1.



Şekil 11: IBEO Sağ Lazer Bölünmüş 2. Engel Kümesi Deney 1.



Şekil 12: IBEO Sol Lazer Karşılaştırma Engel Kümesi Deney 1.

Tablo 1: Küme Parametreleri Deney 1

Engel Parametresi	Sol Lazer	Sağ Lazer Hatalı	Sağ Lazer 1. Küme	Sağ Lazer 2. Küme
ort_x	-4.03	-3.76	-3.90633	-4.34078
ort_y	-0.02	-0.004	-0.0013	-0.018723
ort_z	-4.34	-2.75	-2.737	-3.41945
var_x	3.13	1.111	0.0328	0.0982
var_y	0.146	0.1379	0.1281	0.0217
var_z	2.97	3.552	0.4427	0.0415
Nokta sayısı	12	26	16	10

Tablo 2: Ayrıştırma Sonra Benzeşim Oranları Deney 1

Sol Lazer Benzeşim Oranı Engel Parametresi	Sağ Lazer Hatalı	Sağ Lazer 1. Küme	Sağ Lazer 2. Küme
ort_x	% 93	% 97	% 93
ort_y	% 20	% 7	% 90
ort_z	% 63	% 63	% 79
Nokta sayısı	% 12.5	% 75	% 83

3.3. Ayrıştırılmış Engel Nokta Kümeleri Deney 2

Şekil 8'de ve Şekil 9'da 24 noktalık bir engel kümesi gösterilmiştir. Şekil 13'de ve Şekil 14'de ayrıştırma algoritması ile ayrılmış nokta kümeleri gösterilir.

Şekil 13'da 11 noktalık bir küme, şekil 14'de ise 13 noktalık bir küme şeklinde engel iki kümeye sınıflandırılmıştır.

Benzerlik oranını karşılaştırması Şekil 15'de gösterilen, sol lazerin tespit ettiği 14 noktalık engel kümesi ile yapılmıştır.

Tablo 3'te kümelerin ortalama değerleri, varyansları ve nokta sayıları verilmiştir.

Tablo 4'de ise sol lazerdeki engelin sağ lazerde hatalı tespit sonrası ayrıştırıldıktan sonra benzeşim oranları verilmiştir.



Şekil 13: IBEO Sağ Lazer Bölünmüş 1. Engel Kümesi Deney 2.



Şekil 14: IBEO Sağ Lazer Bölünmüş 2. Engel Kümesi Deney 2.



Şekil 15: IBEO Sol Lazer Karşılaştırma Engel Kümesi Deney 2.

Tablo 3: Küme Parametreleri Deney 2

Engel Parametresi	Sol Lazer	Sağ Lazer Hatalı	Sağ Lazer 1. Küme	Sağ Lazer 2. Küme
ort_x	-2.23	-1.5140	-1.5908	-1.44909
ort_y	0.004	0.00033	0.001358	-0.00053
ort_z	-2.12	-1.60775	-1.5983	-1.61575
var_x	1.29	2.82968	0.855561	0.815149
var_y	0.475	0.2218	0.260008	0.188837
var_z	0.427	0.462697	0.393497	0.465469
Nokta sayısı	14	24	11	13

Tablo 4: Ayrıştırma Sonra Benzeşim Oranları Deney 2

Sol Lazer Benzeşim Oranı Engel Parametresi	Sağ Lazer Hatalı	Sağ Lazer 1. Küme	Sağ Lazer 2. Küme
ort_x	% 68	% 71	% 73
ort_y	% 8	% 34	% 13
ort_z	% 76	% 75	% 76
Nokta sayısı	% 58	% 79	% 93

4. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada karmaşık bir ortamda engel kümelerinin üst üste binmesinden kaynaklanan hatalar önce olasılıksal benzeşim oranı bulunarak daha sonra da bu benzeşim oranına göre Doğrusal Fisher Ayrıştırması ile ayrıştırılarak daha doğru engel nokta kümeleri bulunmuştur. Ayrıştırılan nokta kümelerinin Gauss Dağılımına göre benzerlik oranı tekrar hesaplanarak daha yüksek benzerlik oranlı engel gerçek engel, geri kalan veri kümesi ise yeni tespit edilen engel olarak değerlendirilmiştir. Tablo 1'de ve Tablo 3'te görülen varyans düşmeleri, engel noktalarının birbirine daha yakın daha sık olduğunu gösterdiği için LFD yönteminin amacına ulaştığını kanıtlamaktadır.

3 boyutlu ortamda PCL kütüphanesi ile çalışılması arka plan ayrıştırma, sınıflandırma gibi çeşitli algoritmalarda kolaylık ve daha doğru sonuç sağlamıştır.

Çalışmanın testleri aracın çalıştığı online algoritmalar ile hesaplanmıştır.

Tablo 2'den ve Tablo 4'ten görüldüğü üzere ayrıştırma sonunda belirli bir doğruluk oranı yakalansa bile bazı parametrelerde herhangi bir düzelme görülmemektedir. Bunun nedeni LFD yönteminin doğrusal bir yöntem olmasından dolayı başarı oranı doğrusal olmayan ortamlarda düşmektedir. Bu ortamlar için support vector machine gibi kernel machine yöntemler denenecektir.

Lazer sensörünün fiziksel özelliklerinden dolayı incelenecek verinin özellikleri sınırlıdır. Bu yüzden farklı sensörlerin üstünlüklerinden yararlanmak ve daha çok veri ile daha çok güncelleme yapmak aracıyla algoritma döngüsüne kamera verisi de eklenecektir. Kamera verisi sayesinde daha çok görüş açısı kazanılacak ve renk bilgisi kolaylıkla algılanarak tespit edilen engellerin ilişkilendirilmesinde daha yüksek doğruluk oranına ulaşılacaktır.

Teşekkür

İTÜ Mekatronik Eğitim ve Araştırma Merkezinin kurulumundaki maddi desteğinden dolayı Devlet Planlama Teşkilatına (DPT) teşekkür ederiz.

Kaynakça

[1] Chris Urmson, Joshua Anhalt, Tartan Racing: A Multi-Modal Approach to the DARPA Urban, Carnegie Mellon University, April 13, 2007.

[2] A. Discant, A. Rogozan, C. Rusu, A. Bensrhair, "Sensors for Obstacle Detection A Survey", Electronics Technology, 30th International Spring Seminar, pp. 100-105, May, 2007.

[3] Mohamed Essayed Bauzouraa, Ulrich Hofmann, "Fusion of Occupancy Grid Mapping and Model Based Object Tracking for Driver Assistance Systems using Laser and Radar Sensors", IEEE Intelligent Vehicles Symposium, 2010, San Diego, CA, USA.

[4] Seunghan Yang, Hyung-Suk Lho and Bongsob Song, "Sensor Fusion for Obstacle Detection and Its application to an Unmanned Ground Vehicle", ICROS Sıce International Joint Conference, 2009, Fukuoka International Congress Center, Japan.

[5] R. Labayrade, C. Royere, D. Gruyer, D. Aubert, "Cooperative Fusion for Multi-Obstacles Detection With Use of Stereovision and Laser Scanner", Autonomous Robots 19, 117–140, 2005 Springer Science + Business Media, Inc. Manufactured in The Netherlands.

[6] Michael Munz, Klaus C. J. Dietmayer, Mirko M¨ hlisch "A sensor independent probabilistic fusion system for driver assistance systems" Proceedings of the 12th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, St. Louis, MO, USA, October 3-7, 2009.

[7] Fernando García, Arturo de la Escalera and José María Armingol. "Enhanced obstacle detection based on Data Fusion for ADAS applications" Proceedings of the 16th International IEEE Annual Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC 2013), The Hague, The Netherlands, October 6-9, 2013.

[8] Ata-ur-Rehman, Syed Mohsen Naqvi, Lyudmila Mihaylovat, Jonathon A. Chambers "Clustering and a joint probabilistic data association filter for dealing with occlusions in multi-target tracking", 16th International Conference on Information Fusion Istanbul, Turkey, July 9-12, 2013.

[9] "Sezer V.; Dikilita, C.; Ercan, Z.; Heceoglu, H.; Oner, A.; Apak, A.; Gokasan, M.; Mugan, A. Conversion of a conventional electric automobile into an unmanned ground vehicle (UGV)"; Mechatronics (ICM), 2011 IEEE International Conference on Date 13-15 April 2011, Istanbul, Turkey

13 Eylül 2014 CUMARTESİ

1. OTURUM SAAT 09^{00}-11^{00}

C1 – Kontrol Eğitimi

13 Eylül 2014 Cumartesi – 1. Oturum (As Kaynak Salonu)

Oturum Başkanları : Prof. Dr. H. Metin ERTUNÇ (Kocaeli Üniversitesi)

Programlanabilir Mantık Kontrollü Kartezyen Robot Eğitim Seti (Bildiri No : 98)

Şinasi ARSLAN (Sakarya Üniversitesi)

Parametrik Sistem Tanılama ve Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemlerinin Eğitsel Amaçlı Etkileşimli Arayüz Üzerinden Deneysel Olarak İncelenmesi (Bildiri No : 109)

Necdet Sinan ÖZBEK (Adana Bilim ve Teknoloji Üniversitesi)
İlyas EKER (Çukurova Üniversitesi)

Temel Kontrol Eğitimi İçin Sıcaklık Denetimi Deney Düzeneği Tasarımı (Bildiri No : 164)

Şefik CİNAL (Ondokuz Mayıs Üniversitesi)
İlyas EMİNOĞLU (Ondokuz Mayıs Üniversitesi)

STM32F4 Kiti ile Simulink Tabanlı Kontrol Eğitimi Uygulamaları Geliştirme (Bildiri No : 177)

Tuğçe YAREN (Kocaeli Üniversitesi)
Volkan SÜEL (Kocaeli Üniversitesi)
Yasin YENİAYDIN (Kocaeli Üniversitesi)
Burak SAKACI (Kocaeli Üniversitesi)
Selçuk KİZİR (Kocaeli Üniversitesi)

Proses Kontrol Eğitim Seti Tasarımı ve Uygulaması (Bildiri No : 234)

Evrim AFŞAR (Kocaeli Üniversitesi)
H. Metin ERTUNÇ (Kocaeli Üniversitesi)
Cüneyt OYSU (Kocaeli Üniversitesi)

Programlanabilir Mantık Kontrollü Kartezyen Robot Eğitim Seti

Şinasi Arslan

Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Günümüzde mekatronik alanında çok hızlı gelişmeler olmaktadır. Gelişen bu teknolojinin hayatımızı kolaylaştırması için eğitim gereksiniminin de karşılanması gerekir. Bu çalışmada eğitim amaçlı kullanılan otomasyon sistemlerinde önemli yeri olan pnömatik tahrikli kartezyen robotun, programlanabilir mantık kontrolör kullanarak, uygulamasının öğretilmesindeki yararının gösterilmesi amaçlanmıştır.

1. Giriş

Mekatroniğin tarihçesine bakıldığında temellerinin otomasyona dayandığı görülmektedir. Otomasyon endüstride kullanılan insan gücünün yerini çeşitli mekanizmaların ve akıllı mikro işlemci kontrollü sistemlerin aldığı endüstriyel süreçler olarak tanımlanabilir.

Endüstriyel otomasyonda pnömatik ve hidrolik sistemlerin diğer çözümlere göre üstünlükleri düşünüldüğünde, mekatronik mühendisliği eğitim konularının önemli bir kısmını hava ya da sıvı akışkanla çalışan sistemlerin oluşturması gerekliliği görülebilir. Pnömatik ve hidrolik eğitiminin, özellikle laboratuvar derslerinde, uygulama derslerinde ve hareketlendiricilerle ilgili derslerde verilmesi gereklidir [1]. Kontrol, otomasyon, robotik gibi derslerin anlaşılmasını kolaylaştırması ve uygulamalarda aktif rol alabilmeyi sağlayabilecek uygun maliyetli bir çözüm olması nedeniyle, mekatronik mühendisliği eğitiminde pnömatik en uygun çözüm olarak görülmektedir.

Firmalar programlanabilir mantık kontrolör (PLC) konusunda bilgisi olan ve uygulayabilen mühendislere gereksinim duymaktadır [2]. Fakat bu konuda yetişmiş eleman sıkıntısı vardır. Meslekte istihdam olanakları teknolojik gelişmeleri izleyebilme ile doğrudan orantılıdır [3]. Hızla gelişen teknoloji karşısında sanayide hizmet veren kuruluşlar maliyetlerini azaltan otomasyon sistemlerine çok önem vermektedir. Bu sistemlerden en önemlisi robot sistemleridir.

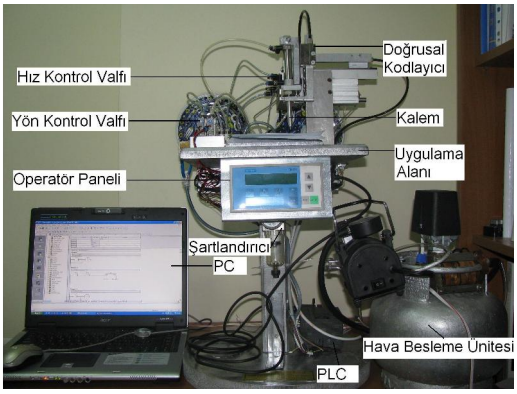
Robot, çeşitli işlerin gerçekleştirilmesi için malzemelerin, parçaların ve özel aygıtların programlanmış hareketler aracılığıyla taşınması için tasarlanmış, yeniden programlanabilen çok fonksiyonlu araçtır [4]. Robotların kontrolünde ise yeniden programlanabilen en yaygın olarak PLC kullanılır.

PLC, endüstriyel otomasyon sistemlerinin kumanda ve kontrol devrelerinde uygun yapıda giriş/çıkış birimleri ve iletişim arabirimleri ile donatılmış, kontrol yapısına uygun sistem programı altında çalışan bir endüstriyel bilgisayardır [5].

Laboratuvarlardaki mevcut deney setlerindeki eksiklikler eğitimin pratikten çok teoriye doğru kaymasına neden olmaktadır. Bu çalışmada otomasyon alanında çalışacak her mühendisin PLC çalışma ve programlama bilgisini kazanması ve laboratuvar çalışması yapabilmesi amacıyla PLC kontrollü pnömatik tahrikli kartezyen robot gerçekleştirilmiştir.

2. Fiziksel Sistem

Hazırlanan sistem, 300x300mm boyutlarında bir uygulama alanı üzerine yerleştirilmiş, X, Y ve Z eksenlerini oluşturan çift etkili pnömatik silindirler, yön kontrol valfleri, doğrusal kodlayıcılar, hız kontrol valflerinden oluşur. Sistemi oluşturan diğer elemanlar Şekil 1 de görüldüğü gibi şartlandırıcı, operatör paneli, PLC, hava besleme ünitesidir.



Şekil 1: Fiziksel sistem.

3. Pnömatik Tahrikli Robotlar

Robotların kontrolünde gereken en önemli husus robot hareketlerini sağlayacak tahrik sisteminin seçimidir. Endüstriyel robotlar için üç farklı tahrik sistemi kullanılmaktadır. Bunlar elektrik, hidrolik, pnömatik tahrik sistemidir.

Robot uygulamalarında en sık kullanılan tahrik sistemi elektrik motorlarıdır. Bunun sebebi ise elektrik motorlarının kontrolündeki hassasiyettir. Fakat bu tahrik sisteminin en büyük dezavantajı ağır yükler ve yüksek tork gerektiren uygulamalarda sistem maliyetinin, hacminin ve kontrolünün giderek güçleşmesidir.

Hidrolik tahrikli robotlar genellikle büyük güç gereken yerlerde kullanılır. Hidrolik sistemin avantajları, robota daha fazla güç ve hız kazandırmasıdır. Bu sistemin dezavantajları ise robotun işgal ettiği hacmi büyütmesi, rahatsızlık verici olabilecek yağ kaçaklarına sebebiyet vermesi ve kontrol zorluklarıdır [4].

Pnömatik tahrikli robotlar, genellikle serbestlik derecesi düşük olan sistemlerde kullanılır. Genellikle her sanayi kuruluşunda hazır olarak bulunan basınçlı hava sistemi sayesinde ekstra bir yatırım maliyetine ihtiyaç duyulmamaktadır.

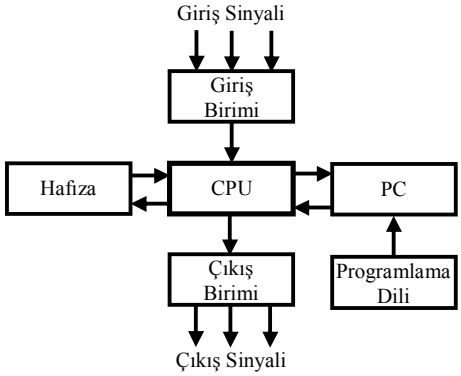
Bu çalışmada kullanılan kartezyen robotun pnömatik tahrikli olarak seçilmesinin sebebi öğrencilerin laboratuvar çalışmalarını daha kolay yapabileceklerinin düşülmesidir.

4. Programlanabilir Mantık Kontrolör

PLC bir endüstriyel bilgisayar olup, başlangıçta, röleli kumanda sistemlerinin yerine kullanılmak üzere düşünülmüştür. İlk ticari PLC 1969 yılında Modicon firması tarafından geliştirilen bu aygıt yalnız temel lojik işlem komutları ile işlem yapabilmekteydi. Bunun endüstride başarı ile uygulamasından sonra Allen Bradley, General Electric, Siemens, Westinghouse gibi firmalar orta maliyette yüksek performanslı PLC' ler üretmişlerdir.

Günümüzde üretilen PLC'ler ise lojik temelli işlemlerin dışında ek olarak aritmetik ve özel matematiksel işlemlerin yapılmasını sağlayan komutlar içermektedir. Komut kümesinin gelişmesi ile daha karmaşık kumanda ve kontrol işlemleri yapılabilmektedir. Bilindiği gibi kumanda devreleri yardımcı röle, kontaktör, zaman rölesi ve sayıcı gibi elemanlarla gerçekleşen devrelerdir. Günümüzde bu tür devrelerin yerini aynı işlevi sağlayan PLC'li kumanda sistemleri almıştır [6].

PLC'lerin girişene, basınç, seviye, sıcaklık algılayıcıları ve buton gibi iki değerli lojik bilgisi taşıyan elemanlar, çıkışına ise kontaktör, solenoid valf gibi kumanda devre elemanlarının sürücü elemanları doğrudan bağlanabilir. Şekil 2'de görüldüğü gibi bir PLC temel olarak; bir sayısal işlemci bellek, giriş ve çıkış birimleri, programlayıcı birimi gibi temel kısımlardan oluşmaktadır.



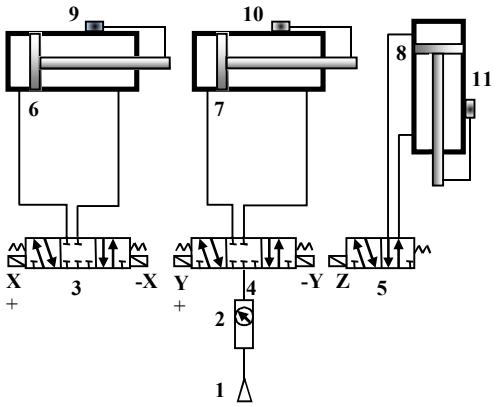
Şekil 2: PLC'nin basit yapısı.

PLC'yi programlamak için STEP 7-Micro/WIN V4 yazılım programı kullanılmıştır. Ekranda görünen menüler, kısa yol ikonları, komut listesi, program editörü ve araştırma çubuğunda bulunan menüler kullanılarak proje tasarlanabilir, yapılan proje PLC' ye yüklenebilir, projeler kaydedilebilir ve PLC çalıştırılabilir. Yardım menüsü ile yazılım programı, komutlar ve diğer konularda da yardım alınabilir.

STEP 7-Micro/WIN V4 yazılım programı ile kartezyen robotun kontrolünde kullanılan S7–200 CPU 222 PLC programlanabilir. Programı yapacak kişi STEP 7-Micro/WIN V4 yazılım programını kullanarak PLC'yi merdiven diyagramı, komut listesi ve fonksiyon blok yöntemi ile programlayabilir. Tasarlanan projeyi PLC'ye yükleyebilir, projeyi kaydedebilir ve projede hata olup olmadığını kontrol edebilir [7].

5. Kartezyen Robot

X, Y ve Z eksenlerinde doğrusal olarak hareket etme yeteneğine sahip bir robot tipidir. Robotun ana gövdesi birbirine dik açılı üç adet pnömatik pistondan oluşur. Bu pistonlar X, Y ve Z eksenlerinde hareket ederler. X ekseni doğrultusunda hareket eden piston robotun uygulama alanına sabittir. Bu pistonun strok uzunluğu 75 mm dir. Y ekseni doğrultusunda hareket eden piston X ekseni doğrultusunda hareket eden pistona bağlıdır. Bu pistonun strok uzunluğu 100 mm dir. Z ekseni doğrultusunda hareket eden piston Y ekseni doğrultusunda hareket eden pistona bağlıdır. Bu pistonun strok uzunluğu 25 mm dir. Kartezyen robotun pnömatik bağlantı devresi Şekil 3'de gösterilmiştir.

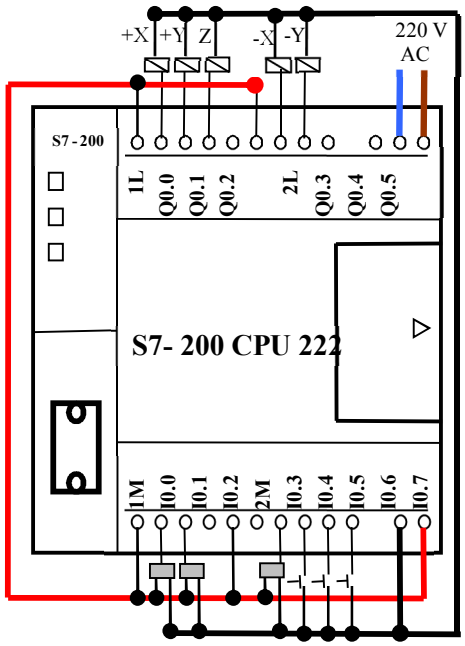


Şekil 3: Pnömatik bağlantı devresi.

Şekil 3'de gösterilen pnömatik bağlantı devresinde 1 numaralı eleman sistem için gerekli olan basınçlı havayı temin etmekte kullanılan kompresörü göstermektedir. Kartezyen robotun tahriki için kullanılan çalışma basıncını 2 numara ile gösterilen şartlandırıcı ayarlar. X ve Y eksenleri doğrultusunda hareket eden 6 ve 7 numara ile gösterilen pistonların yön kontrollü 3 ve 4 numara ile gösterilen elektrikle kontrol edilen 5/3 kapalı merkez yön kontrol valfler ile sağlanmaktadır. Z ekseni doğrultusunda hareket eden 8 numara ile gösterilen pistonun yön kontrollü ise 5 numara ile gösterilen elektrikle kontrol edilen 5/2 yay geri dönüşlü valf ile sağlanmaktadır. Pistonların her birinin gideceği noktayı belirlemek için pistonlar üzerine 9,10 ve 11 numara ile gösterilen doğrusal kodlayıcılar montaj edilmiştir. Bu doğrusal kodlayıcılar piston hareketini algılayıp dijital formatta çıkış sinyali olarak verir. Bu dijital bilgi PLC içinde bulunan sayıcılara gönderilir. Böylece robot istenilen noktaya hareket eder.

Şekil 4'de gösterilen PLC bağlantı devresinde I0.0 girişine bağlı sensor X silindirinin pozisyonunu belirleyen sensordur.

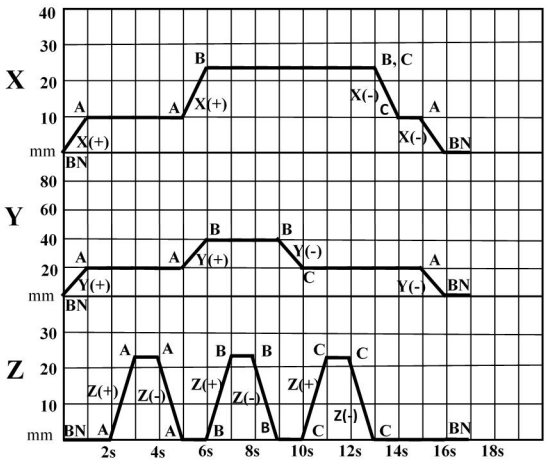
I0.4 girişine bağlı sensor Y silindirinin pozisyonunu belirleyen sensordur. I0.5 girişine bağlı olan buton stop butonunu ifade etmektedir. I0.6 girişine bağlı buton start butonudur. I0.7 girişine bağlı buton ise reset butonudur.



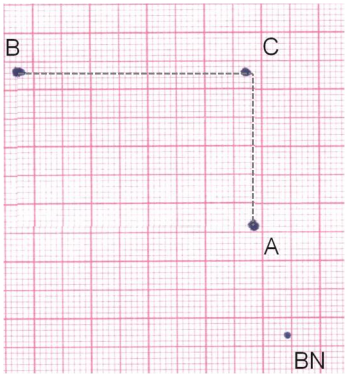
Şekil 4: PLC bağlantı şeması.

Bağlantıları tamamlanan kartezyen robot PLC ile kontrol edilebilir hale getirilmiştir. Başlangıç noktasından (BN), 0.2 MPa çalışma basıncı altında hareket ettirilir.

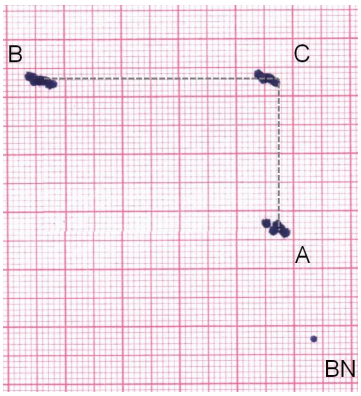
Robota A noktasından başlayarak, xy düzleminde milimetrik kâğıt üzerine Z ekseninde pistona bağlı kalem ile verilen belirli konum zaman diyagramları ile aşağıdaki şekillerde görüldüğü gibi üç nokta, iç içe dikdörtgen ve yay parçası çizdirilmiştir. Bu şekiller birer ve beşer defa tekrarlanmıştır.



Şekil 5: Üç noktanın konum zaman diyagramı.



Şekil 6: Üç nokta.



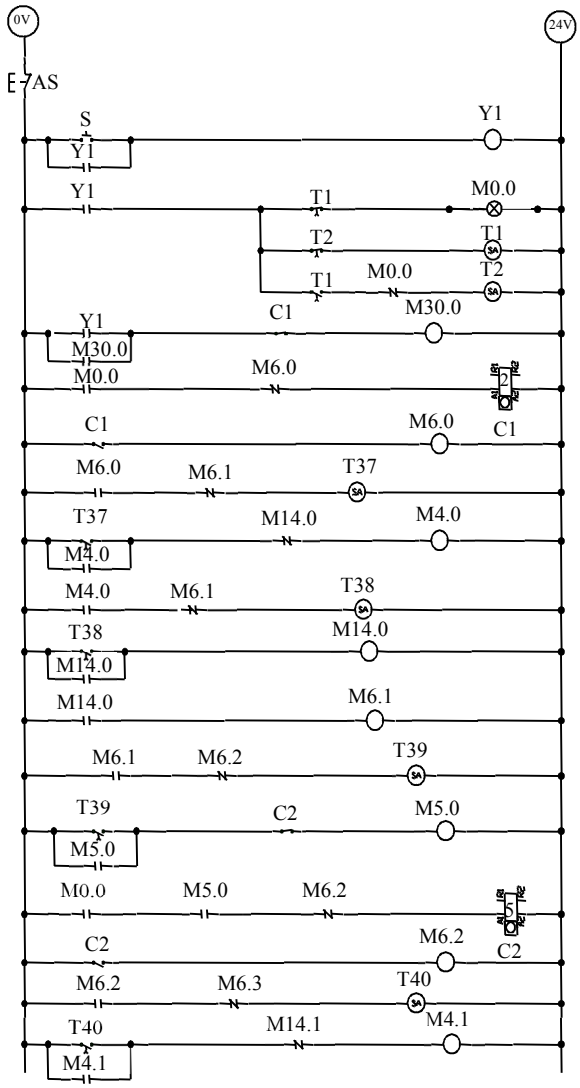
Şekil 7: Beş defa üç nokta.

Tasarlanan Kartezyen robotta yapılan uygulamaların programlanmasında en çok kullanılan merdiven (Ladder) diyagramı yardımıyla Windows ortamında çalışan Siemens firmasının üretmiş olduğu STEP 7-Micro/WIN V4 yazılımıyla gerçekleştirilmiştir.

Örnek olarak yukarıda Şekil 5'de verilen üç noktanın konum zaman diyagramı incelendiği zaman ilk olarak X ve Y pistonları başlangıç noktasından başlayarak X+ ve Y+ yönlerinde 10 [mm] ve 20 [mm] ilerler. İki saniye bekledikten sonra Z pistonu Z+ yönünde hareket eder. İlk nokta markalandıktan sonra Z pistonu Z- yönünde 25 [mm] hareket eder. İkinci noktayı markalamak için X pistonu ve Y pistonu, X+ ve Y+ yönlerinde 15 [mm] ve 20 [mm] ilerler, Z pistonu Z+ yönünde 25 [mm] ilerler, ikinci nokta markalandıktan sonra Z pistonu Z- yönünde 25 [mm] hareket eder. Belirli bir süre bekledikten sonra Y pistonu Y- yönünde 20 [mm] ilerler. Z pistonu o noktada tekrar aşağı doğru 25 [mm] hareket eder ve üçüncü noktayı markalar. Üçüncü nokta markalandıktan sonra X pistonu X- yönünde 15 [mm] hareket eder. Robotun başlangıç noktasına gelmesi için X ve Y pistonları X- ve Y- yönlerinde 10 [mm] ve 20 [mm] hareket eder.

Şekil 8'de gösterilen merdiven diyagramında "start" (S) anahtarı yardımı ile merdiven diyagramının birinci basamağında bulunan Y1 yardımcı röle aktif hale gelir. Y1 yardımcı rölenin aktif olması ile birlikte, gerçek zamanda doğrusal kodlayıcıyı canlandırmak için devrenin ikinci basamağını oluşturan flaşör devresi tetiklenmiş olur. Aynı zamanda Y1 yardımcı rölenin normalde açık kontağı robotun başlangıç noktasından (BN) A noktasına hareketini

gerçekleştirecek X ve Y piston valflerinin bobinlerini tetikleyecek olan M30.0 yardımcı röleyi aktif hale getirir.



Şekil 8: Merdiven diyagramını BN-A-B noktaları bölümü.

Diyagramın dördüncü basamağında X ve Y pistonlarının gideceği mesafeyi belirlemek için C1 sayıcı röle M0.0 flaşör kontağı ile sayma işlemini gerçekleştirir. C1 sayıcı rölenin normalde kapalı kontağı M30.0 röleyi devre dışı bırakmak için kullanılırken, normalde açık kontağı M6.0 yardımcı röleyi aktif hale getirmek için kullanılır.

Z pistonunun A noktasına hareketinden önce diyagramın altıncı basamağında bulunan çekmede gecikmeli T37 zaman rölesini aktif hale getirmek için M6.0 yardımcı rölenin normalde açık kontağı kullanılırken, normalde kapalı kontağı C1 sayıcı röleyi devre dışı bırakmak için kullanılır.

T37 zaman rölesinin normalde açık kontağı Z piston valfinin bobinini tetikleyecek olan M4.0 yardımcı röleyi aktif hale getirir. Z pistonuna bağlı markalama elemanının (kalem) A noktasında bir süre beklemesi için M4.0 yardımcı rölenin normalde açık kontağı T38 zaman rölesini aktif hale getirir.

T38 zaman rölesinin açık kontağı robotun A noktasındaki işlemini bitirmesi için M14.0 yardımcı röleyi aktif hale getirir.

Robotun B noktasına hareketinden önce bir süre beklemesi için M14.0 yardımcı rölenin normalde açık kontağı M6.1 yardımcı röleyi aktif hale getirir. M6.1 yardımcı rölenin açık kontağı T39 zaman rölesinin aktif olmasını sağlar.

Robotun B noktasına hareket etmesini sağlayacak X ve Y piston valflerinin bobinlerini tetikleyecek olan M5.0 yardımcı röle, T39 zaman rölesinin normalde açık kontağı ile aktif hale getirilir.

Diyagramın on üçüncü basamağında X ve Y pistonlarının gideceği mesafeyi belirlemek için C2 sayıcı röle M0.0 flaşör kontağı ile sayma işlemini gerçekleştirir. C2 sayıcı rölenin kapalı kontağı M5.0 yardımcı röleyi devre dışı bırakmak için kullanılırken, açık kontağı M6.2 yardımcı röleyi aktif hale getirmek için kullanılır.

Robotun B noktasında bir süre beklemesi için T40 zaman rölesi M6.2 yardımcı rölenin normalde açık kontağı sayesinde aktifleştirilir.

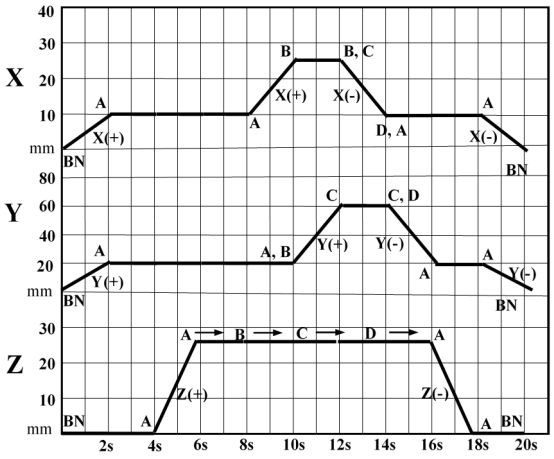
T40 zaman rölesinin işlemi bittiği anda normalde açık kontağı robotun B noktasında markalama işlemini gerçekleştirecek olan Z piston valf bobinini tetikleyecek olan M4.1 yardımcı röle aktif hale getirilmiş olur.

Yukarıda anlatılan işlem markalama işleminin başlangıç noktasından (BN) B noktasına kadar olan bölümüdür. Üç noktanın markalama işlemi için gerçekleştirilen simülasyon programının tamamı benzer işlem sırası ile tamamlanmıştır.

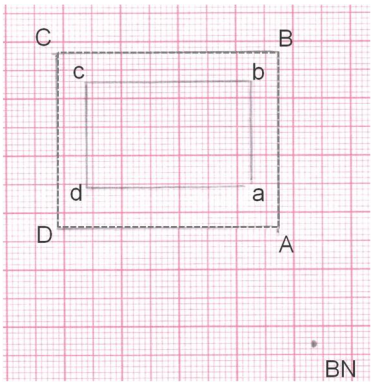
Aşağıda verilen konum zaman diyagramları incelenerek merdiven diyagramları yardımıyla PLC programları yapılmıştır. Bu programlar PLC sistemine uyarlanarak Kartezyen robotun gerçek zaman çalışmasında kullanılmış ve hata değerleri saptanmıştır. Böylece, PLC kontrollü Kartezyen robot ile PLC eğitiminde kullanılan bir eğitim seti oluşturulması amaçlanmıştır.

Sistemde geri beslemeli kontrol kullanılmamış, açık çevrimli kontrol ile çalıştırılmıştır.

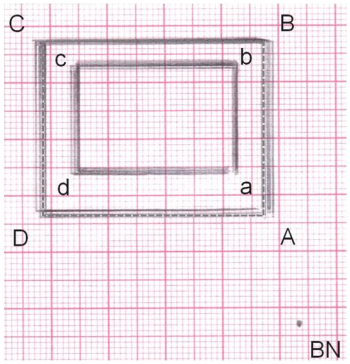
Yapımı gerçekleştirilen kartezyen robotun uç işlemcisi, farklı cihazlarla değiştirilerek robot farklı amaçlar için kullanılabilir. Bu, eğitim alan kişilerin tasarlama, problem çözme yeteneklerini geliştirmelerine olanak sağlayabilir.



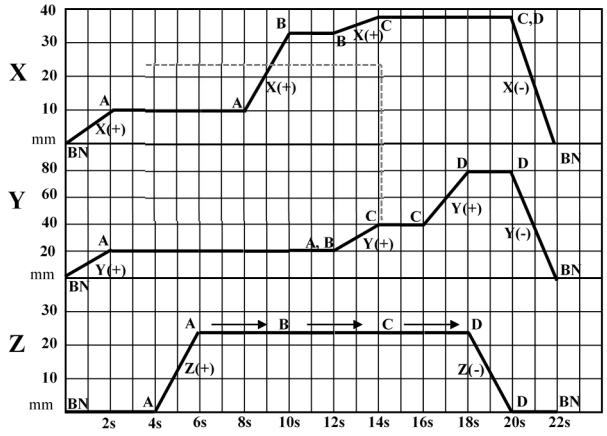
Şekil 9: ABCD dikdörtgenin konum zaman diyagramı



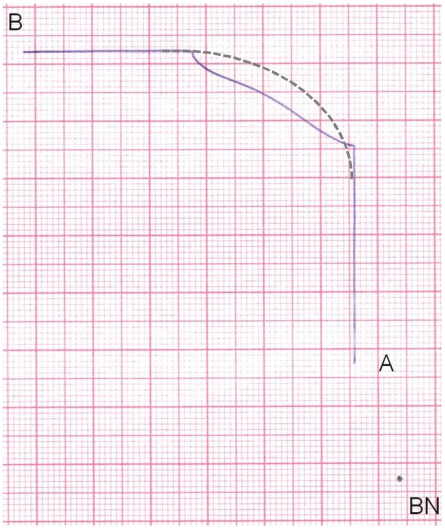
Şekil 10: İç içe Dörtgen.



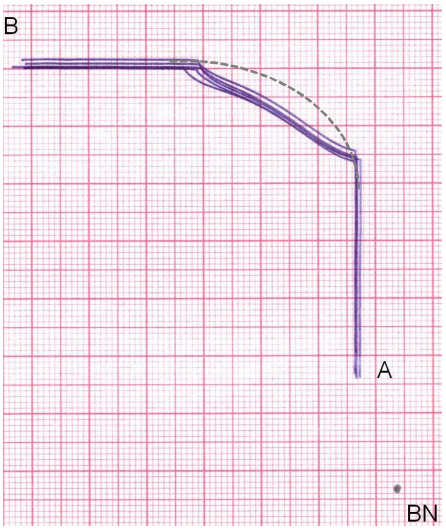
Şekil 11: İç içe beş defa dikdörtgen.



Şekil 12: Yay şeklinin konum zaman diyagramı.



Şekil 13: Yay.



Şekil 14: Beş defa yay.

6. Sonuç

Bu çalışmada eğitim amaçlı programlanabilir mantıksal kontrollü (PLC) kartezyen robot gerçekleştirilmiştir.

Hazırlanan bu eğitim setiyle; öğrenciler, sistemin gerektirdiği giriş ve çıkış elemanlarını tespit edebilme, PLC'ye giriş ve çıkış birimlerini bağlayarak devreye alabilme, PLC'de program yazabilme PLC' ye program yüklemek gibi yetenekler kazanabilirler.

Yapılan deneylerde çizim sırasında oluşan hataların çoğu robotun mekanik yapısından ve sistemin açık döngülü sistem olmasından kaynaklanmıştır.

Bir hareketin başlangıç noktası, bir önceki hareketin yaptığı hata kadar ötelenmektedir. Bunun sonucu olarak çizimde bazen büyük sapmalar olmaktadır. Bazen de istenilen çizime yaklaşılmaktadır.

Çalışmanın sonuçları PLC kontrolörlü kartezyen robotun gerçek zaman çalışmasında 2 ile 5 [mm] arasında hata değerine neden olduğu saptanmıştır. Bu hata değerlerinin çizdirilecek şekillerin boyutunun küçüldükçe arttığı gözlenmiştir.

Çalışmada ortaya çıkan hataların kartezyen robotun mekanik bağlantılarından (Z pistonunun Y pistonuna ve Y pistonunun X pistonuna bağlı olması) doğrusal kodlayıcının çözünürlüğünden, çalışma basıncındaki azalmadan, basınçlı havanın sıkıştırılabilir özelliğinden ve termodinamik olaylardan kaynaklanmış olabileceği düşünülmüştür.

Gerçek zaman çalışmasında elde edilen çizimlerde ve markalamada görüldüğü gibi bir hareketin başlangıç noktası bir önceki hareketin yaptığı hata kadar ötelenmektedir ve bu durum çalışmada ortaya çıkan hatanın bir diğer nedeni olabilir.

Bu uygulamada ortaya çıkan hatanın nedenlerinden biri de uç işlemcisinin esnekliği olabilir.

Sistemde geri beslemeli kontrol kullanılmamış, açık çevrimli kontrol ile çalıştırılmıştır. Bu durum da, hataların oluşmasının en önemli bir nedenidir.

Çalışmada uygulanan sistemdeki hataların azaltılması ya da ortadan kaldırılması için geri beslemeli kontrol kullanılması, robotun mekanik bağlantılarının iyileştirilmesi, çalışma basıncının sabit tutulabilmesi, yüksek çözünürlüklü sensörlerin kullanılması, sistemin aşırı ısınmasının önlenmesi ile mümkün olabilir.

Kaynakça

[1] A. Gören ve O. Başer, "İdeal Mekatronik Mühendisliği Eğitimi ve Hidrolik ve Pnömatik", *V. Ulusal Hidrolik Pnömatik Kongresi, TMMOB,* pp. 307-318, 2008.

[2] İ. Çolak, R. Bayındır ve S. Kuruşçu, "PLC Kontrollü Asansör Eğitim Seti Tasarımı ve Uygulaması", *Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi,* pp. 86-94, 2007.

[3] A. Nayir ve A. Okatan, "Proje Merkezli Mühendislik Eğitimi" *Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi,* 1999.

[4] A. Berkay, M. Şeker ve E. Esin, "Pnömatik Robot Uygulaması", *Elektrik Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi,* 2003.

[5] C. Özerden ve T. Samurkaş, "KKTC Üniversitelerinde PLC Eğitimi ve PLC Kontrollü Taşıma Amaçlı Bir Laboratuar Düzeneği Tasarımı", *Elektrik - Elektronik - Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi,* 2003.

[6] M. Ölmez ve C. Güzeliş, "Elektrik ve Elektronik Mühendisliğinde Projeye Dayalı Sayısal Kontrol Eğitimi: Bir Metal Ayırıcı ve Sınıflandırıcı Sistem Tasarımı Örneği" Journal of Yasar University, pp. 641-649, 2006.

[7] K. Güsün, *"Elektrik Kumanda Laboratuarı PLC Eğitim Seti Tasarımı",* Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Mart 2006.

Parametrik Sistem Tanılama ve Model Referans Uyarlamalı Kontrol Yöntemlerinin Eğitsel Amaçlı Etkileşimli Arayüz Üzerinden Deneysel Olarak İncelenmesi

Necdet Sinan Özbek[1], *İlyas Eker* [2]

[1]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Adana Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Adana
nozbek@adanabtu.edu.tr

[2]Elektrik ve Elektronik Mühendisliği
Çukurova Üniversitesi, Adana
ilyas@cu.edu.tr

Özetçe

Kontrol mühendisliğinde, öğrencilerin kuramsal bilgilerini ve teorik altyapılarını güçlendirecek laboratuvar araçları ve gerçek zamanlı deneylerin tasarımı fevkalade önem arz eden etmektedir. Bu çalışmada sistem tanılama ve model referans uyarlamalı kontrol yöntemlerinin deneysel olarak incelenmesi ve öğrencilere etkileşimli bir şekilde aktarımını sağlayacak kullanıcı arayüzü destekli bir takım yöntemler önerilmekte ve gerçek zamanlı sonuçlar arayüz üzerinden sunulmaktadır. Süreç reaksiyon eğrisi üzerinden tanılama, açık döngü sistemin çevrim-dışı ve çevrim-içi tanılanması, model referanslı uyarlamalı kontrol teknikleri üzerinde durulmakta ve eğitsel bir ara yüzün kontrol eğiminde nasıl daha etkin kullanılabileceği vurgulanmaktadır.

1. Giriş

Otomatik kontrol sistemlerinin tasarımı sürecindeki iki temel bileşenden biri kontrol edilen sistem, diğeri ise denetleyicidir [1], bu temel bileşenlerden, kontrol edilecek sistem üzerinde model tabanlı klasik kontrol yöntemlerinin uygulanabilmesi için sistem karakteristiğinn ve dinamiğinin iyi bilinmesi gerekmektedir. Dinamik sistemlerin modellerinin elde edilmesinde; ilki temel fizik ve matematik prensiplerine dayanan matematiksel model oluşturma, diğeri ise sistemin giriş-çıkış bilgileri göz önünde bulunduran sistem tanılama olmak üzere temel iki yaklaşım bulunmaktadır[2]. Sistem tanılamanın en büyük avantajı, matematiksel analizinin zor ve modellemenin zor olduğu durumlarda belli toleranslar dâhilinde sistem modellinin etkin bir şekilde elde edilmesini sağlamasıdır. Bu adım performans isterlerini karşılayacak bir denetleyici için fevkalade önem arz etmektedir.

Ancak kontrol mühendisliğinde kuramsal yapısı kontrol teorisi ile birlikte verilen sistem tanılama ve modelleme konuları üzerinde nasıl deneysel bir çalışma yapılacağı, sürekli veya ayrık bir modelin nasıl elde edileceği konusunda öğrencinin gerçek zamanlı deneyler yapabileceği bir öğretim faaliyeti yapılamamamakta, daha çok teorik çalışmalar üzerinden anlatılmaktadır. Bu çalışma, kuramsal altyapıyı edinmiş öğrenciler için gerçek zamanlı sistem tanılama ve uyarlamalı kontrol mekanizmalarının deneysel olarak anlatılmasını hedefler. Bununla birlikte laboratuvar ortamında etkin olarak öğrencilerin katılımını sağlayacak ve konu üzerinde daha yoğun düşünmesini ve sorgulamasını arttıracak bir takım öneriler sunulmaktadır. Eğitsel açıdan bakıldığında, sistem tanılamanın gerçek zamanlı deney düzenekleri ve bilgisayar bileşenleri ile etkileşimli platformlar üzerinden öğrencilere aktarılması çok daha etkili bir öğretim yöntemi olarak önerilmektedir. Bu amaçla birçok farklı uygulama gerçekleştirilmiştir [5-10]. J. Guzmann [5] oluşturduğu etkileşimli bir ara yüz ile çevrim dışı sistem tanılama deneylerine olanak sağlamakta, J.D. Alvarez vd. yaptıkları çalışmada kapalı çevrim kontrol sistemlerinin tanılanmasını ele almakta [6], J.F. Haffner vd. ise frekans tabanlı sistem tanılama yöntemleri üzerinde durmaktadır [7]. Bu bildirinin amacı parametrik sistem tanılama ve model referans uyarlamalı kontrol yöntemleri konusunda ilerlemek isteyen öğrenci kitlesine ne tür deneylerin hangi kavramlar üzerinde durularak anlatılabileceğini temel uygulamalarla tartışmaktır. Sistem tanılama ve model tabanlı kontrol konusunun deneysel olarak öğrenilmesinde; yapay sinir ağları gibi öğrenebilen akıllı sistem uygulamaları veya frekans tabanlı parametrik olamayan yöntemler kullanılabilmektedir.

Birbirini takip eden adımlardan oluşan sistem tanılama, öncelikle tanılaması yapılacak sistem için etkili bir uyartım sinyalinin oluşturulması ile başlar. Bu noktada sistemin tüm uç frekanslarını içerecek değişken bir uyartım sinyali doğru model elde etmeyi sağlayacak ilk adımdır. Aksi takdirde sistemin sahip olabileceği frekansları içermeyen uyartım sinyali sistemin karakteristiğini eksik ifade eden bir model oluşturulmasına neden olacaktır. Bir sonraki adımda uyartılan sistem için aday model yapısı seçilir ve gerçek sistem ile model arasındaki hata, farklı kestirim yöntemleri ile minimize edilerek model parametreleri elde edilir. Bu çalışmada model parametrelerinin kestiriminde ve modelleme hatasının minimize edilmesinde özyinelemeli en küçük kareler (RLS[1]) genişletilmiş öz yinelemeli en küçük kareler ve tahminsel hataları minimize etme gibi farklı algoritmalar kullanılmaktadır [2-4]. Lisans düzeyindeki öğrenciler için daha çok en küçük kareler (LS[2]) yöntemine dayanın bu algoritmaların öğretilmesi ve kestrimi etkileyecek parametrelerin kavranması amaçlanmaktadır. Model

[1] İng. *Recursive Least Squares*
[2] İng. *Least Squares*

doğruluğunun kanıtlandığı son adımda; ilgileşim (korelasyon ve otokorelasyon) analizi, rezidü analizi, ortalama karesel hata gibi farklı yaklaşımlardan faydalanılarak gerçek sistemi en iyi şekilde ifade eden modelin oluşturulduğu ispat edilmektedir.

Bu bildiri şu şekilde düzenlenmiştir: ikinci bölümde laboratuvar kapsamı ve öğrenim amaçları incelenmekte, üçüncü bölümde sırasıyla, süreç reaksiyon eğrisi yöntemi, çevrim-içi sistem tanılama ve model referans uyarlamalı denetim yöntemleri ele alınmaktadır. Sonuçlar ise bildirinin dördüncü bölümünde değerlendirilmektedir.

2. Laboratuvar İçeriği - Etkileşimli Sistem Tanılama ve Uyarlamalı Kontrol Arayüzü

Sistem tanılama laboratuvarında öğrenciler gerçek bir sistemin matematiksel modelinin elde edilmesinden başlayarak, sistemlerin veri toplama kartları üzerinden Matlab ortamına aktarımı, akatarılan sistem bilgilerinin arayüz üzerinde analizi, tanılanması ve sistemin model uyarlamalı kontrolüne kadar birçok konuyu kolaylıkla tekrar edilebien bir deney düzeneği ile aktif olarak yerine getirebilmektedir. Laboratuvar içeriği Tablo.1 ile verilmektedir. Denetim metotlarının üzerinde uygulanabilirliğinin kolay olması ve ortaya konan yeni yaklaşımların performans analizlerinin incelenmesinde birer denektaşı olarak kullanıldıklarından sıcaklık kontröl ünitesi ve DC motor deney düzeneği olarak seçilmiştir.

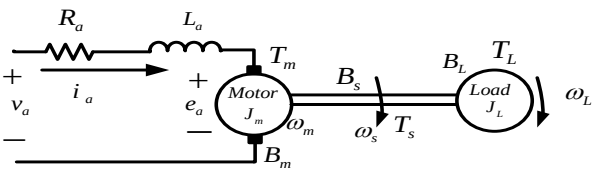
2.1. Sıcaklık Kontrol Ünitesi

Isıl sistemde, fan yardımıyla dış ortamdan çekilen hava ısıtıcı ızgara ve tüp içinden geçirilerek tekrar dış ortama gönderilir. Süreç, tüpün içinden geçen havanın sıcaklığını, kullanıcı tarafından ayarlanan referans değeri ile karşılaştırarak ısıtıcı elemana uygulanacak elektriksel gücün miktarını belirleyen bir kontrol işareti üretmektedir, böylelikle istenen sıcaklık değeri dış ortama verilir. Isıl sürecin doğası gereği ısıtıcı ile ölçüm elemanı arasında belirli bir uzaklık vardır. Bu sistemin amacı, bu uzaklıktan kaynaklanan iletim gecikmesinin kapalı çevrim sistemin kararlılığına olan etkisini incelemektir. Isıl düzenek Sistemin birinci dereceden ölü zamanlı transfer fonksiyonu doğrudan (1) ile verilmektedir. Hava iletim tüpü üzerinde yapılacak sıcaklık ölçümü sırasında sensörlerin konumundan dolayı meydana gelen zaman gecikmesi dikkate alındığında sistemin transfer fonksiyonu (1) ile verilmektedir.

$$\frac{\Delta T(s)}{q_i(s)} = \frac{1/R}{R.C.s+1}, \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{Ke^{-\tau_d s}}{\tau s+1} \qquad (1)$$

2.2. DC motor düzeneği

Doğru akım (DC) motorları hız ve pozisyon durumlarının geniş bir aralıkta ayarlanabilmesi ve yüksek verimle çalışabilmeleri sayesinde günümüzde otonom robot sistemlerinden otomotiv endüstrisine, kimyasal süreçlerden mekatronik uygulamalara kadar oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptir. Şematik biçimi Şekil (1) ile verilen sisteme ait dinamik denklemler (2-5) ile verilmektedir. Kapalı çevrim deneysel çalışmalar için üzerinde birçok sensör olan bir mil ile birbirine bağlı DC motor ve geri besleme için kullanılacak tako jeneratörden oluşan elektromekanik sistem kullanılmıştır.



Şekil 1: DC motor

$$v_a(t) = L_a \dot{i}_a(t) + R_a.i_a(t) + e_a(t), \quad e_a = K_m\omega_m \qquad (2)$$

(2) ile verilen ifadede v_a motor döneç gerilimi (V), R_a ve L_a döneç bobin direnci ve endüktansı, i_a döneç akımı, e_a geri elektromotor kuvveti (V) ifade etmektedir.

$$J_m\left(\dot{\omega}_m(t)\right) = T_m(t) - T_s(t) = R_m\omega_m(t) - T_f(\omega_m), \qquad (3)$$

Tablo 1: Sistem Tanılama laboratuvarı içeriği

LABORATUVAR KONULARI	Hafta
Deney I: Süreç Reaksiyon Yöntemleri	**2**
• Matematiksel modelleme, donanımsal hazırlık; ölçümleme, veri edinimi ve analizi, Giriş sinyalini oluşturma ve çalışma aralığının belirlenmesi. • Süreç reaksiyon eğrilerinin incelenmesi; birinci derece model, birinci derece ölü zamanlı model (FOPDT). • Sistemin karakteristiğinin incelenmesi; zaman sabiti, yükselme zamanı, oturma zamanı ve zaman gecikmesi.	
Deney II: Çevrimdışı sistem tanılama	**2**
• Uyarıcı sinyal oluşturma metotları: PRBS, kare dalgalar, Gauss dağılımlı gürültü ve modellemedeki etkileri • Otoregresif (AR), ekstra girişli otoregresif(ARX), ekstra girişli otoregresif hareketli ortalamalar (ARMAX) model yapılarının analizi • En küçük kareler yöntemi (LS) ile parametresel tahmin hatalarının belirlenmesi. • Model doğrulama yöntemleri: RMS, Akaike bilgi kriteri, oto ilgileşim analizi.	
Deney III: Anlık sistem tanılama	**2**
• Özyinelemeli parametre kestirim yöntemlerinin analizi: özyinelemeli en küçük kareler (RLS), En küçük ortalama kareler (LMS) algoritması • Başlangıç değerlerini (Kovaryans matrisi, model parametreleri), model seçimi ve kestirim yöntemlerinin tanılama üzerindeki etkisinin incelenmesi • Unutma faktörünün model parametrelerine etkisinin incelenmesi,	
Deney IV: Kapalı çevrim sistem tanılama	**2**
• Kapalı çevrim tanılama ve I- PID tabanlı tasarım	
Deney IV: Model referans uyarlamalı kontrol	**2**
• MIT[3] (Eğim yöntemi[4]) ve Lyapunov metotlarına dayalı model referans uyarlamalı kontrol. • Uyarlama kazancı ile regülasyon ve takip performansı arasındaki ilişkinin incelenmesi.	

[3] İng. *MIT Rule (Massachusetts Institute of Technology)*

[4] İng. *Gradient Method*

K_m motor sabitesi, T_m (NM) üretilen motor torkudur. J_m (kgm2) motorun eylemsizlik momenti, B_m (Nm/(rad/s)) motorun vizkoz sürtünmesi, T_s (Nm) iletilen şaft torku, θ_m, θ_l, motor ve yük açılarını göstermekte (4) ile verilmektedir.

$$T_s(t) = k_s(\theta_m(t) - \theta_L(t)) - B_s(\omega_m(t) - \omega_L(t)) \quad (4)$$

(5) ile verilmekte olan ifade de ise ω_m, ω_l sırası ile motorun açısal hızı (rad/s) ve yük açısal hızını belirtmektedir.

$$\dot{\theta}_m(t) = \omega_m(t), \dot{\theta}_L(t) = \omega_L(t) \quad (5)$$

(2-5) denklemlerinden model parametrelerinin elde edilmesi birçok ölçümü gerektirmekte ve doğru bir model edinimi meşakkatli bir süreç haline gelmektedir. Bu nedenle sistem tanılama, parametrik model elde etmede tasarımcıya kolaylık sunan bir yöntem olarak göze çarpmaktadır.

2.3. Etkileşimli Sistem Tanılama ve Kontrol Arayüzü

Laboratuvar ortamında etkileşimli deneylerin gerçekleştirildiği kullanıcı arayüzü görüntüsü Şekil.2 ile verilmektedir. Tasarlanan arayüz ile öğrencilerin sistem tanılama ve uyarlamalı kontrol uygulamalarını etkileşimli deneylerle aktif öğrenmeleri amaçlanmakta ve teorik altyapının çok daha etkin olarak kavranıldığı gözlemlenmektedr. Tek bir ekranda bütün safhaların incelenebildiği bir kullanıcı arayüzü oluşturulması ile süreci etkileyen parametre ve kavramların çok daha hızlı ve kalıcı bir şekilde öğrenilmesi sağlanmaktadır. Arayüz üzerinde kullanıcının kendi giriş sinyalini üretmesi, algoritmalarını tasarlayabilmesi, farklı simulink modelleri oluşturabilemesi ve tanılama sürecinin herhangi bir noktasında işlemleri kolaylıkla tekrarlayabilmesi sunduğu başlıca avantajlardandır. Sistem tanılama arayüzü iki ana panelden oluşmaktadır. Sistem bilgisi ve ölçüm panelinde öğrenci giriş sinyalini Matlab m-file ortamında tasarlayabilmekte, sistemin çalışma aralığını belirleyebilmekte, simulink modellerinin dizayn edebilmekte ve sisteme ait giriş-çıkış verilerini inceleyebilmektedir. İkinci panelde ise sistem tanılama algoritmalarına ait model ve parametre seçim bölümü ile sistem tanılama sonucu elde edilen çıktılar (Gerçek zamanlı sistem çıkışı, model çıkışı, modelleme hatası, oluşturulan modelin kutup-sıfır diyagramı) gözlemlenebilmektedir. Belirtilen tasarım paneli kullanıcının seçeceğini yönteme göre aktif hale gelmektedir.

Deneysel çalışmalar, National Instrument firmasına ait: 32 analog giriş, 16 analog çıkış, 48 dijital giriş/çıkış, 250Ks/s-16 bit maksimum örnekleme özelliklerine sahip bir veri toplama kartı ve Matlab/Simulink® ve RTW ortamında gerçek zamanlı arayüz ile gerçekleştirilmektedir. Laboratuvarda bulunan her set bilgisayar bağlantılı ve iki kişilik gruplardan oluşmaktadır.

3. Sistem Tanılama Deneyleri

Sistem tanılama laboratuvarında Tablo.1 ile verilen hususlar üzerinde tek tek durularak, deney adımları tekrarlanmakta ve bu süreçte öğrenciler gözlemlerini rapor etmeketedir. Deneylere başlamadan önce kalibrasyon, veri toplama ve bilgisayar ortamında analiz öğrenci tarafından yapılmakta ve Matlab/Simulink ortamında sistem tanılama için kullanılacak arayüz ile ilgili paneller anlatılmaktadır.

3.1. Süreç Reaksiyon Eğrileri ile Sistem Tanılama: DC motor uygulaması

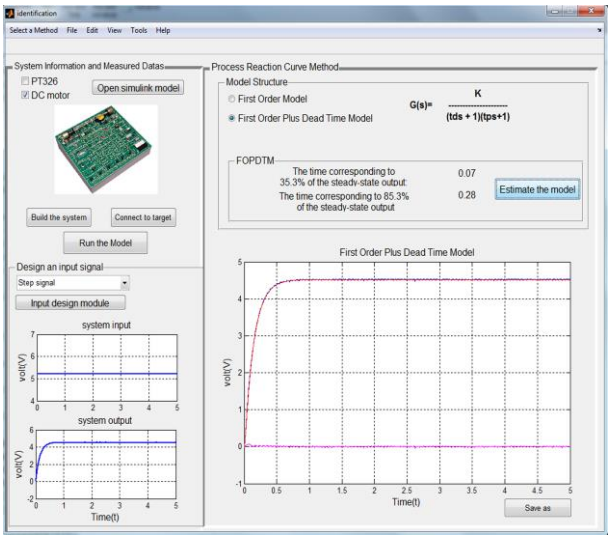
Açık döngü sisteme adım sinyali uygulamasına dayanan süreç reaksiyon yönteminde, sistemin zaman bölgesi dinamik karakteristikleri kalıcı duruma eriştikten sonra oluşturulan eğri ile edilmektedir[8]-[11]. Birinci derece ve birinci derece zaman gecikmeli model yöntemleri ele alınan modeller olup (6), K sistem kazancını ve τ zaman sabitini ifade etmektedir.

$$G(s) = \frac{K}{\tau s + 1} = \frac{Y(s)}{U(s)} \in R(s) \quad (6)$$

Birinci derece ölü zamanlı model (7) için t_d ve τ_p olarak ifade edilen sistem parametreleri ile hesaplanmaktadır.

$$G(s) = \frac{Ke^{-t_d s}}{\tau_p s + 1} \approx \frac{K}{(t_p s + 1).(t_d s + 1)}, \quad (7)$$

$$t_d = 1.3t_{35.3} - 0.29t_{85.3},\ t_p = 0.67(t_{85.3} - t_{35.3})$$



Şekil 2: Süreç reaksiyon yöntemi arayüzü.

Gerçek sistem çıkış grafiği üzerinden alınan değerler ile hesaplanan t_d ve t_p değerleri ve elde edilen modelleme hatası Şekil 2'de tasarlanmış olan ara yüz üzerinde gösterilmektedir. Oluşturulan bu modeller Matlab/Simulink® ortamında Tablo 1 ile listelenen konular üzerinde tekrarlanmıştır. Öğrencilerin farklı çalışma aralıklarında, elde ettikleri süreç reaksiyon eğrilerini gözlemlemeleri ve bu değerler üzerinde tartışarak sistem tanılama üzerinde etkisini irdelemelerini sağlanmaktadır. Bu deneyi gerçekleştiren öğrenciler farklı model ve parametre değerlerinin başarım üzerine etkisini incelerler.

3.2. Anlık - Çevrimiçi Tanılama: Sıcaklık Kontrol Ünitesi Sistem Tanılama

Ayrık-zaman tanım kümesinde fark denklemleri ile ifade edebileceğimiz sistem (8) ile verilmektedir [2-4].

$$Ay(k) = Bu(k-1) + Dv(k) + Ce(k) \quad (8)$$

Burada; *A* çıkış katsayısı, *B* giriş katsayısı, *D* bozucu katsayısı, *C* modelleme hatası katsayısını ifade eden ve (9) ile verilen polinomlardır.

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + ... + a_n z^{-n_a}$$
$$B(z^{-1}) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + ... + b_n z^{-n_b} \quad (9)$$
$$D(z^{-1}) = d_0 + d_1 z^{-1} + d_2 z^{-1} + ... + d_n z^{-n_d}$$

Modelin ve model çıkışı (10) ve (11) ile verilemektedir.

$$y(k) + \sum_{i=1}^{n_a} a_i y(k-i) = \sum_{j=1}^{n_b} b_{j-1} u(k-d-j) + e(k) \quad (10)$$

$$y(k) = \phi^T(k)\theta + e(k) \quad (11)$$

$\phi(k)$, giriş çıkış verilerinin toplandığı vektör olup (12) ile verilmektedir. θ, parametre vektörünü göstermekte (13) ile sunulmakta ve *e*(*k*) ise modele dâhil olan gürültüyü ifade etmektedir.

$$\phi(k) = [-y(k-1) - y(k-2) ... - y(k-n_a) \quad u(k-d-1) ... u(k-d-n_b)]^T \quad (12)$$

$$\theta = [a_1, a_2, ..., a_{n_a} b_0, ... b_{n_b}]^T \quad (13)$$

Her örneklemede güncellenen parametre vektörü (14) ile sunulmaktadır.

$$\hat{\theta} = \left[\phi^T(k)\phi(k)\right]^{-1}\left[\phi^T(k)y(k)\right] \quad (14)$$

Böylelikle öz yinelemeli algoritmalarda sistemden edinilen verilerin her bir örnekleme anında güncellendiği ifade edilmekte, *k-1* anında ki parametre vektörü olan $\hat{\theta}$ *(k-1), k* anındaki sistem çıkışını, $\hat{y}$ *(k)* etkilemektedir. Kestirilen sistem çıkışı ile gerçek sistem çıkışı karşılaştırılmakta ve $\varepsilon(k)$ hata sinyali (16), *P(k)* kovaryans matrisini ise (15) ile verilmektedir [12].

$$P(k) = \left[\phi^T(k)\phi(k)\right]^{-1} \quad (15)$$

Öz yinelemeli en küçük kareler yönteminde model kestirim hatası,

$$\varepsilon(k) = y(k) - \phi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \quad (16)$$

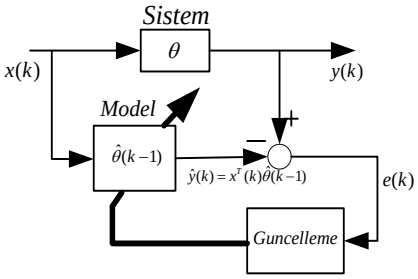
ve parametrelerin güncelleme ifadesi (17) ile verilmektedir.

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + P(k)\phi(k)\varepsilon(k) \quad (17)$$

Burada *P*(*k*) kovaryans matrisinin güncellenmesi matris tersleme kuralı kullanılarak (18) gibi elde edilmektedir.

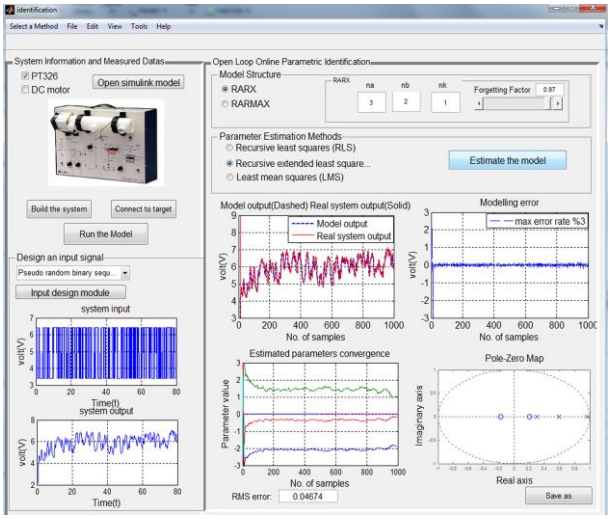
$$P(k) = \frac{1}{\lambda} P(k-1)\left[I_z - \frac{\phi(k)\phi^T(k)P(k-1)}{\lambda + \phi^T(k)P(k-1)\phi(k)}\right] \quad (18)$$

Anlık sistem tanılamaya ait diagram Şekil.3 ile verilmektedir.



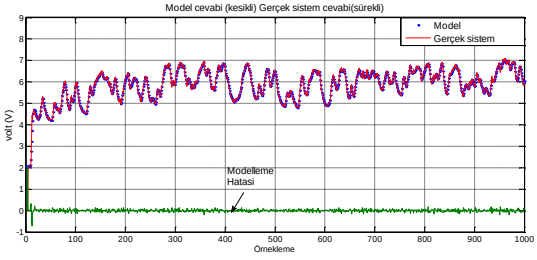
Şekil 3: Anlık (Çevrimiçi) sistem tanılama

Şekil 4 ile verilmekte olan arayüz üzerinde model seçimi ve model dereceleri, uyartım sinyalinin oluşturulması, unutma faktörü ve kestirim yönteminin seçimi kullanıcı tarafından tek yapılmakta, tanılama sonucunda modelleme hatası, model parametrelerinin güncellenmesi ve elde edilen modelin kutup sıfır dağılımı gözlemlenmektedir. Öğrenciler deney sırasında sistem tanılama adımlarını verilen doğrultuda tekrarlayarak Tablo.1 ile verilen konularının analizlerini yapmaktadırlar.



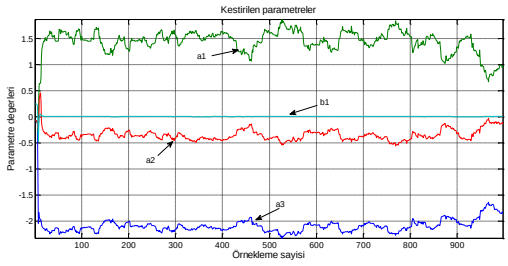
Şekil 4: Anlık (Çevrimiçi) sistem tanılama arayüzü ve deneysel sonuçlar

Üçüncü derece modele ait parametre değişimleri Şekil 4 sunulamktadır. Üçüncü dereceden sonra model derecesindeki artışlar öngörülen modellerin performanslarında belirgin bir artışa neden olmamaktadır. Farklı derecelerde ayrık zamanlı doğrusal modeller elde edilerek performans incelemesi yapılmıştır.



Şekil 5: Model çıkışı ve modelleme hatası

Şekil.5 ile Gerçek sistem ve model karşılaştırılmakta ve modelleme hatası verilmektedir. Şekil.6 ile öz yinelemeli en küçük kareler yöntemi için daha küçük unutma faktörü seçimi ile kestirilen model parametreleri üzerindeki etkisi ve yakınsamaları görülmektedir.



Şekil 6 Model parametrelerindeki değişimler

Kestirilen modelin diferansiyel denklemlerle ifade edilen gerçek model parametrelerini elde etmede ve daha düşük model oluşturabilmede etkin bir şekilde kullanılabieceği gösterilmiştir. Laboratuvar ortamında öğrencilerin aktif olark gerçekleştirdiği gerçe zamanlı system tanılama çalışmaları bilgisayar tabanlı parametre tanılamasının etkin bir biçimde yapılabilirliğini göstermiştir. Anlık (Çevrimiçi) parametre güncelleme algoritmaları aynı zamanda uyarlamalı kontrol ve hata tespit-teşhis uygulamaları içinde bir alt yapı tesis etmektedir, sistem değişikliklerinin her örnekleme anında güncellenebilmesi felsefesine dayanan öz yinelemeli algoritmalar, kendinden ayarlamalı sistemler içinde vazgeçilmezdir. Bu bağlamda öğrencilerin bu konular için bir temel oluşturmaları sağlanmıştır.

Tablo 2: Anlık Sistem Tanılama ile elde edilen Ayrık Transfer fonksiyonu

Model	Transfer Fonksiyonu
2.derece	$G(z^{-1}) = \dfrac{0.009264\ z^{-1}}{1 - 1.807\ z^{-1} + 0.8145\ z^{-2}}$
3.derece	$G(z^{-1}) = \dfrac{0.007855\ z^{-1}}{1 - 2.091\ z^{-1} + 1.439\ z^{-2} - 0.341\ z^{-3}}$

4. Model Referans Uyarlamalı Kontrol: DC motor kontrolü

Model referans uyarlamalı kontrol, performans isterlerini karşılayarak istenen referansı takip edecek şekilde belirlenen model ile gerçek zamanlı sistem çıkışı arasındaki hatayı minimize etme felsefesine dayanır [13]. Deneyde uyarlama algoritmaları ile kontrolcünün parametre değerlerini nasıl güncellendiği anlatılmaya çalışılmakta, öğrenci arayüz üzerinden belirlediği model kriterlerine göre uyarlama mekanizmasının çalışma prensibini öğrenmektedir. (19) ile verilen referans modeli ve sistem dinamiği göz önünde bulundurularak uyarlama mekanizmasının teorik özeti aşağıda sunulmaktadır.

$$\begin{aligned} &\ddot{y}_m + a_m\dot{y}_m + b_m y = b_m r, \\ &\ddot{y} + a\dot{y} + by = bu \end{aligned} \tag{19}$$

Model ve sistem çıkışı arasındaki fark kullanılarak (20) ile verilen kontrol kuralı seçilir.

$$u_c = \hat{a}_r r(t) - \hat{a}_y y(t) \tag{20}$$

Burada $\hat{a}_r$ ve $\hat{a}_y$ güncellenen kontrolör parametreleridir ve (21) ile verilmektedir.

$$\hat{a}_r = b_m / b, \quad \hat{a}_y = (a_m - a)/b \tag{21}$$

Kontrolör parametrelerinin güncellenmesi $e(t) = y - y_m$ hata fonksiyonu üzerinden MIT kuralına göre yapılmakta ve (22) ile verilmektedir.

$$\begin{aligned} &J(\hat{a}_r) = \frac{e^2}{2} \\ &\frac{d\hat{a}_r}{dt} = -\gamma\frac{\partial J}{\partial \hat{a}_r} = -\gamma e\frac{\partial e}{\partial \hat{a}_r} \end{aligned} \tag{22}$$

Güncelleme mekanizmasına ait denklemler (23) ve (24) ile verilmektedir.

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{a}_r}{dt} &= -\gamma e\frac{de}{da_r} = -\gamma e[b_m/(\varepsilon + a_m)] \\ &= -\gamma(b/a_m)e[a_m r/(\varepsilon + a_m)] \end{aligned} \tag{23}$$

$$\frac{d\hat{a}_y}{dt} = -\gamma e\frac{de}{da_y} = -\gamma(b/a_m)e[a_m y/(\varepsilon + a_m)] \tag{24}$$

Lyapunov tabanlı model referans uyarlamalı kontrol ise durum uzayı (25) ile verilen sistem için,

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \tag{25}$$

(26) ile ifade edilen model kullanılarak

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \tag{26}$$

ve (27) da ile verilen kontrol kuralı seçilerek

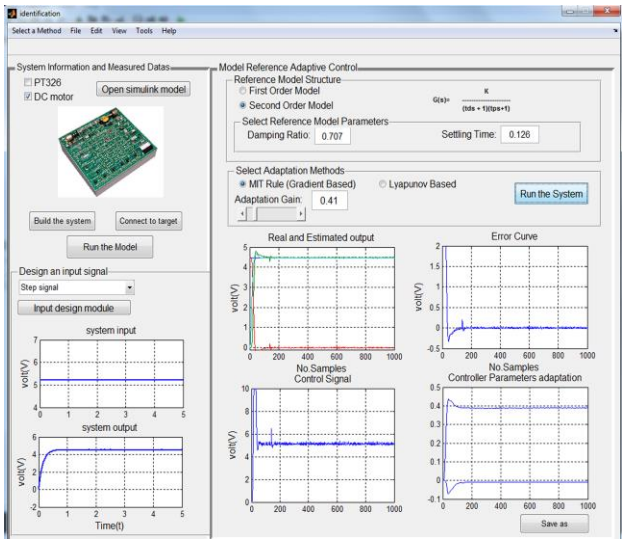
$$u = -K(t)x + L(t)r \tag{27}$$

Kontrol parametrelerinin güncellenmesi, Lyapunov tabanlı uyarlama mekanizması ile (28) ve (29) gibi verilmektedir.

$$\dot{K} = B_m^{\mathrm{T}} Pex^{\mathrm{T}}\,\mathrm{sgn}(K) \tag{28}$$

$$\dot{L} = -B_m^{\mathrm{T}} Per^{\mathrm{T}}\,\mathrm{sgn}(L) \tag{29}$$

$PA_m + A_m^{\mathrm{T}}P = -Q$ Lyapunov dekleminin çözümü ile elde edilen P matrisi, $Q = Q^T$ sağlayacak şekilde kesin positif seçilen Q matrisi sistemin Lyapunov anlamında kararlılığını ifade eder.



Şekil 7: Model referans uyarlamalı kontrol arayüzü ve deneysel sonuçlar

Öğrenciler deney boyunca kontrol parametrelerinin, uyarlama katsayılarının ve uyarlama algoritmalarının kontrol sistemi üzerindeki etkilerini Şekil.7 ile verilen ara yüz üzerinde incelerler. Uyarlama katsayısının büyük seçildiği durumlarda sistem cevabından aşımlar gözlemlenmektedir. MIT ve Lyapunov tabanlı uyarlama mekanizmaları üzerinde farklı modeller seçerek ve takip ve regülasyon problemlerinde sistem performansını nasıl etkilediği deneysel olarak incelemekte, deney sonunda model parametre değerlerini ve referans sinyallerini değiştirerek sistemin başarımını rapor etmektedirler.

6. Sonuçlar

Her ne kadar klasik kontrol sistemleri için laboratuar deneyi tasarlamak konunun yaygınlığından dolayı daha iyi belirlenmiş olsa da bu durum sistem tanılama ve uyarlamalı kontrol konuları için geçerli değildir ve lisans ve lisansüstü düzeyinde birçok kontrol laboratuarında sistem tanılama konusu üzerinde çok fazla durulamamaktadır. Bu çalışmanın eğitsel hedefi öğrencilere sistem tanılama kavramını ve parametrik modellerin oluşturulmasına dayalı sistem sentezini tanıtmaktır.

Önerilen sistem tanılama deneylerinde, çalışma yapan öğrencilerin başarılarını değerlendirmek için çeşitli etmenler tanımlanabilir. Bu etmenler deney öncesi modelleme, benzetim çalışmalarını kapsayabileceği gibi deney esnasında modelin doğrulanması, nominal değerlerle alınması gerekli sonuçların doğrulanması ve parametre değişikliklerinin etkilerinin irdelenmesi olabilir. Bu bildiride dört farklı yöntem ile modellenecek sistem ve oluşturulan model deneysel olarak doğrulanmış bulgular öz olarak verilmiş ve kuramsal bilgilere eşlik edecek bir dizi deneysel çalışmanın nasıl olabileceğine dair bir öneride bulunulmuştur.

Mevcut fiziksel olanaklara çok bağımlı olan laboratuvar ve deney tasarımı konusu eğitsel hedeflerle birlikte düşünüldüğünde dikkatle çözüm bekleyen bir tasarım problemidir, bu bildirinin katkısı ise sistem tanılama için etkileşimli bir ara yüz oluşturarak sistem tanılamanın karmaşık görünen adımlarını öğrencilere etkili bir biçimde sunmaktır. Bu tasarım problemine pek çok ara basamakları atlayarak da olsa örnek bir çözümün tanımlanmaktadır. Burada betimlenen tasarım, teorik altyapının verilmesini takiben uygulama safhasına geçmiş öğrencilere dönemin son yedi veya sekiz haftasında önerilebilecek bir deneysel çalışmalar bütünü içermektedir.

Teşekkür

N. Sinan ÖZBEK, 2214-A Doktora sırası yurtdışı araştırma desteği kapsamında, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TUBİTAK) tarafından desteklenmektedir.

7. Kaynakça

[1] Efe. M. Ö. *Otomatik Kontrol Sistemleri*, Seçkin yayıncılık, Ankara, 2013.

[2] T. Södeström, P. Stoica, *System Identification*, Printice Hall, s: 320-373, 1989.

[3] L. Ljung, *System Identification, Theory For The User*, Printice Hall, s:169-206, 1987.

[4] P.E. Wellstad and M.B. Zarrop, "Computational alternatives for recursive estimation," Self Tuning Systems, Wiley, s: 123-170, 1991.

[5] J.L. Guzman, D.E. Rivera, S. Dormido and M. Berenguel, "An Interactive Tool for System Identification," *Advances in Engineering Education*, Cil. 45, No. 1, s: 115-123, Mart 2012.

[6] J.D. Alvarez, J.L. Guzman, D.E. Rivera, M. Berenguel, S. Dormido, "Perspectives on Control-relevant Identification Through the Use of Interactive Tools," *Control Eng.Prac.*, Cil.21, No.1, s:171-183, Şubat 2011.

[7] J.F. Haffner, L. Pereira, D.F. Countinho, "Computer-assisted Evaluation of Undergraduate Courses in Frequency-domain Techniques for System and Control," *IEEE Trans. Educ*. Cilt. 49, No. 2, s: 224-235, Mayıs 2006.

[8] M. Furat, İ. Eker, "Computer-Aided Experimental Modeling of a Real System Using Graphical Analysis of a Step Response," *Comput. App.Eng. Educ*, Eylül 2010 DOI:10.1002/cae.20482.

[9] D. Klerk, E. Craig, "A Laboratory Experiment to Teach Closed Loop Systems Identification," *IEEE Trans. Educ*. Cilt. 47, No. 2, s: 276-283, Mayıs 2004.

[10] D.J. Lim, "A Laboratory Course in Real-time Software for the Control of Dynamic Systems," *IEE Trans. Educ*. Cilt. 49, No. 3, s: 346-354, Ağustos 2006.

[11] İ. Eker, " Open-loop and Closed-loop Experimental Online Identification of Three Mass Electromechanical System," *Mechatronic*, Cilt. 4, No. 5, s: 549-565, Haziran 2004.

[12] İ. Eker, "Experimental On-line Identification of an Electromechanical System," *ISA Trans*. Cilt. 43, No. 1, s:13-22, Ocak 2004.

[13] M. Daniel. "Model reference adaptive control using simultenous probing estimation and control," *IEEE Trans. on Autamatic Con.* Cilt. 55 No. 9 s: 2014-2029, 2010.

Temel Kontrol Eğitimi İçin Sıcaklık Denetimi Deney Düzeneği Tasarımı

Şefik Cinal[1], *İlyas Eminoğlu*[1]

[1]Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü, Otomatik Kontrol Laboratuarı
Ondokuz Mayıs Üniversitesi
sefikcinal@gmail.com, ilyaseminoglu@hotmail.com

Özet

*Bu çalışmada, kapalı devre su ısıtma sisteminin sıcaklık denetiminin yapıldığı deney seti tasarımı yapılmıştır. Isıtma işlemi ters paralel bağlı tristör devresi ile sürülen bir ısıtıcı resistans ile yapılmıştır. Deney seti ile i) aç/kapa denetimi, ii) P, PI, PID denetimi ve iii) PID cihazının autotuning - **O**tomatik **K**atsayı **A**yarı=**OKA**- özelliği ile PID katsayılarının (proses modeli bilinmez iken) bulunup, denetimi yapılabilmektedir. Ayrıca bozucuların ve sensör gürültüsünün prosese olan etkisi öğrenci tarafından etkileşimli olarak deneyimlenmektedir. MATLAB kullanılarak setin bilgisayar ortamında çalıştırılması, proses ile ilgili verilerin izlenmesi ve kaydedilmesi sağlanmıştır. Düşük maliyetli ve gerçek endüstriyel ekipmanlar ile tasarlanmış olması, kontrol sistemleri laboratuar derslerinde kullanımını öğrenci ve eğitmenler açısından avantajlı hale getirmektedir.*

1. Giriş

Sıcaklık kontrolü endüstride ve günlük hayatta çok sık karşılaşılan bir uygulamadır [1]. Çoğu endüstri dalında bir çok kullanım alanı vardır. Sıcaklık kontrolü için uygulama türüne ve ihtiyaca yönelik bir çok kontrol tekniği geliştirilmiştir. Sıcaklığın belli aralıklar arasında tutulmasının yeterli olduğu basit uygulamalar için çoğunlukla düşük maliyeti olan Aç-Kapa kontrol yöntemi uygulanır. Sıcaklığın belli bir değerde olması gereken çok daha hassas uygulamalar için PID kontrol gibi daha uzman yöntemler kullanılır. Bu tip uygulamalarda kontrol sistemlerinin önemi artmakta, bunların verimsiz ve yanlış çalışması sonucu büyük miktarda ürün ve para kaybı yaşanabilmektedir. Bu nedenle bu sistemlerin eğitimi çok önemli bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır.

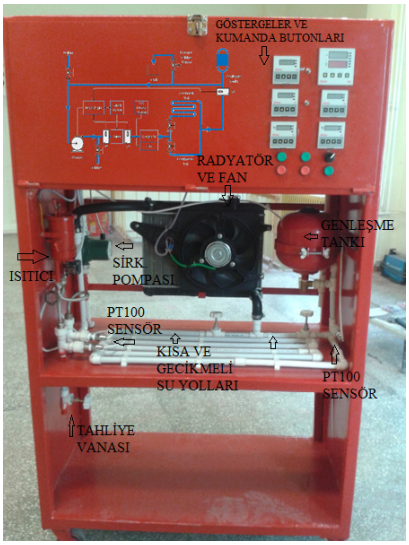
Endüstriye yönelik bu sistemlerin anlaşılması, geliştirilmesi ve eğitimlerinin verilmesi amacı ile PID ve Bulanık mantık kontrol yöntemi gibi yöntemleri kullanan birçok deney düzeneği tasarlanmıştır, [2], [3], [4], [5]. Ticari olarak Feedback Instruments Ltd. firması "Komple Sıcaklık Prosesi Eğitim Sistemi", http://www.feedback-instruments.com/, ve Boaleeco firması "Sıcaklık Kontrol Eğiticisi", http://www.boaleeco.com, setlerini eğitim amaçlı olarak tasarlamışlardır. Bunların yanında FESTO, Quanser, Deneysan gibi firmalar bunlara benzer ticari deney setleri tasarlamışlardır.

Bu çalışmada PID ve aç-kapa yöntemi ile kontrol edilen ısıtıcı kontrol düzeneği tasarımı yapılmıştır. Ayrıca OKA ile en uygun PID katsayıları bulunmuş ve sistemin optimum şekilde çalışması sağlanmıştır. Tasarlanan sistem düşük maliyet avantajı ve endüstriyel yapısı ile eğitim ve araştırma amaçlı kullanılmaya uygundur.

Deney düzeneğinde, ısıtıcı olarak rezistans, su sirkülasyonu sağlamak için sirkülasyon pompası, bozucu etki olarak soğutucu fan ve radyatör, sıcaklık ölçmek için PT100 sensörü kullanılmıştır. Tristörün sürülmesi için faz kontrolü yapan sürücü kartı, soğutucu fanın sürülmesi için dc motor sürücü kartı tasarımı yapılmıştır. Tüm sistemin kumanda edilmesi için set üzerinde kumanda sistemi tasarımı yapılmıştır

2. Tasarım

Deney düzeneği ana karkası, Şekil 1'de görüldüğü gibi 2x1.5x1 m ölçülerinde üç kısımdan oluşan tek parça çelik yapı olarak tasarlanmıştır. Üst kısma elektriksel kumanda sistemi, orta kısma kapalı devre ısıtma sistemini oluşturan ekipmanlar, alt kısıma ise su tahliye sistemi montajı yapılmıştır.



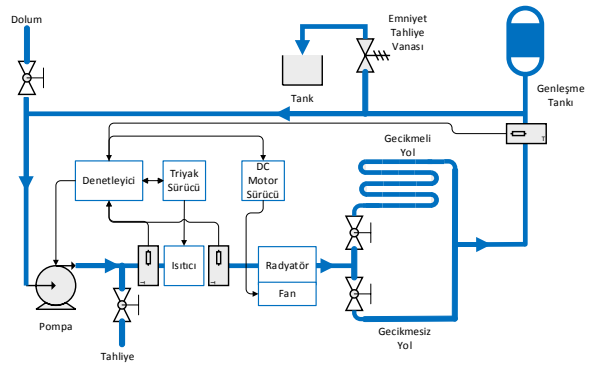
Şekil 1: Tasarlanan Deney Seti ve Ekipmanları

Kapalı devre ısıtma sisteminde su sirkülasyonu için üç hızlı sirkülasyon pompası kullanılmıştır. Pompa 220 V AC gerilim

ile çalışmaktadır. 100 W gücünde ve 4 m3/s debi kapasitesine sahiptir. Isıtıcı olarak kullanılan 2 kademeli rezistans 7000W gücündedir. Bozucu etki oluşturmak için otomobillerde kullanılan alüminyum radyatör ve buna bağlı DC motorlu bir fan kullanılmıştır. Sistem gecikmesinin incelenmesi amacı ile uzun ve kısa olmak üzere iki alternetifli borulama yapılmıştır. Devredeki suyun ısınmasından kaynaklı oluşan genleşme, hava balonlu genleşme tankı ile dengelenir. Sistemde oluşabilecek aşırı basınç durumunda, ekipmanları korumak için emniyet tahliye vanası kullanılmıştır. Sisteme su dolumu pompa öncesinde ana gövde üst kısmına yerleştirilen dolum vanası ile, su tahliyesi ise pompa sonrasına yerleştirilen tahliye vanası ile sağlanır.

2.1. Sistemin Çalışması

Deney düzeneği akış şeması Şekil 2' de gösterilmektedir. Deney düzeneği ile kapalı devrede dolaşan ısıtma suyunun sıcaklığı kontrol edilir. Sistem boş durumda iken ilk su, dolum vanasından sisteme verilir ve yeterli suya ulaşıldığında su dolumu bitirilir. Su, sirkülasyon pompası ile sürekli sistemde dolaştırılır. Pompa sonrası su, ısıtıcı rezistansın bulunduğu ısıtma kabından geçerek ısıtılır. Rezistansın uçlarına uygulanan gerilim denetleyici devre ile sürülen triyak ile ayarlanır. Bu sayede rezistansın ısıtma gücü istenen değere ayarlanabilir.



Şekil 2: *Sıcaklık Kontrol Deney Seti akış şeması*

Isıtıcı giriş ve çıkışına yerleştirilmiş PT100 sensörleri ile su sıcaklığı ölçülür. Isıtıcı çıkışından sonra su bozucu etki oluşturan radyatöre ulaşır. Radyatör alüminyum malzemeden imal edilmiş olup, 12 Volt dc gerilim ile çalışan bir fan tarafından soğutma sağlanmaktadır.

Radyatör çıkışından sonra biri uzun biri kısa olmak üzere iki alternatifli boru hattı tasarımı yapılmıştır. Bu sayede gecikmeli ve gecikmesi olmayan sistemler incelenebilecek ve karşılaştırılabilecektir. Yol seçimleri her iki hattın başına konulan vanalar yardımı ile yapılır. Sonraki aşamada PT100 sensörü ile kontrol edilecek proses sıcaklığı ölçümü yapılır. Bu değer denetleyici karta 0-20 mA analog sinyal olarak iletilir.

Proses sıcaklığı ölçümünden sonra su geri dönüş hattı ile tekrar sirkülasyon pompasına giriş yapar ve bu şekilde dolaşımını sürdürür. Geri dönüş hattına içine hava doldurulmuş bir diyaframın bulunduğu genleşme tankı yerleştirilmiştir. Sıcaklığın artması ile genleşen su, genleşme tankının su seviyesini yükseltir ve sistemde basınç artışı olmasını engeller. Genleşme tankındaki hava basıncı artar. Bu sayede sistemdeki ekipmanlar oluşabilecek yüksek basınçtan korunmuş olur. Bunun yanında sistemi yüksek basınç riskine karşı korumak için emniyet tahliye vanası da yerleştirilmiştir. Sistemdeki basınç emniyet vanasının limit değerine geldiğinde vana otomatik açılarak suyu tahliye etmektedir.

3. Kontrol Sisteminin Tasarımı

Deney düzeneğinin kontrol edilmesi ve izlenebilmesi amacı ile kumanda sistemi tasarımı yapılmıştır. Kumanda sistemi düzeneğin üst bölümüne yerleştirilmiştir. Ön kısımda sıcaklık set ve fiili değerlerinin izlendiği göstergeler, PID kontrol cihazı, sistemi kumanda etmeye yarayan butonlar ve sinyal lambaları mevcuttur. Arka bölüme ise tetikleme ve kontrol kartı, fan motoru sürücü kartı, 24 V DC ve 12 V DC güç kaynakları, kumanda röleleri, bağlantı elemanları, sistemi enerjilendirme ve korumaya yönelik otomatik ve cam sigorta grupları bulunmaktadır. Şekil 3'de kumanda devresi görülmektedir.



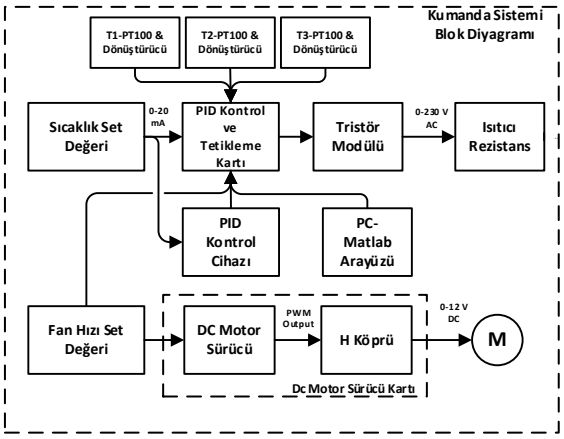
Şekil 3: Kumada devresi

Tablo 1'de kumanda sistemini oluşturan ekipmanların listesi verilmiştir.

Tablo 1*: Kumanda Panosu Ekipmanları*

Ekipman No	Ekipman
1	Ticari PID Kontrol Cihazı ve Göstergeler
2	Kontrol ve Tetikleme kartı
3	Buton ve Sinyal Lambaları
4	DC Motor Sürücü kartı
5	Röle ve Sigortalar
6	Tristör Modülü
7	12 V DC Güç Kaynağı
8	24 V DC Güç Kaynağı
9	Bağlantı Terminalleri

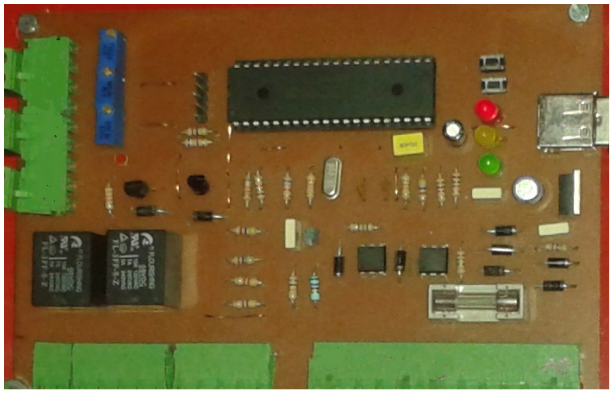
Sistemin bilgisayar üzerinden kontrol edilebilmesi ve izlenebilmesi için USB haberlerşme arabirimi kullanımıştır. USB destekli PIC Mikroişleci kullanılarak MATLAB üzerinden analog ve dijital tüm sinyallerin izlenmesi ve kontrol edilmesi sağlanmıştır. Kumanda sistemi genel blok diyagramı Şekil 4 ‘de görülmektedir.



Şekil 4: Sistemin Genel Blok diyagramı

3.1. Kontrol ve Tetikleme Kartı

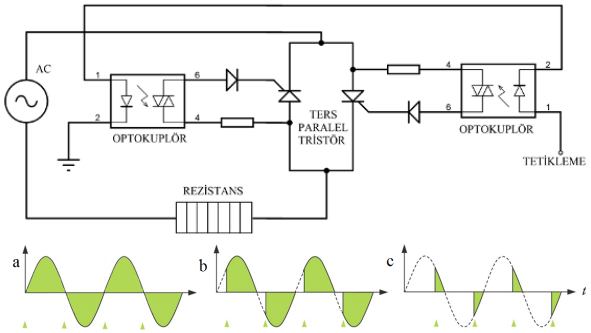
Sıcaklık kontrol sistemi kumanda edilmesi ve tristör modulünün faz kontrolü ile için mikroişlemci donanımlı kontrol kartı tasarımı yapılmıştır. Kontrol ve Tetikleme kartı Şekil 5’ de görülmektedir.



Şekil 5: Kontrol ve Tetikleme Kartı

Kontrol kartında, analog giriş ve USB haberleşme desteği bulunmasından dolayı Microchip firmasına ait PIC18F4550 model mikro denetleyici kullanılmıştır. Ayrıca yeteri kadar dijital giriş ve çıkış pinleri mevcut olduğundan kontrol ve tetikleme kartı için çok uygun bir mikro denetleyicidir. Mikro denetleyicinin programlanması içim Microchip firmasının MPLAB C18 derleyicisi kullanılmıştır. MPLAB C18, USB haberleşme dahil geniş bir komut kütüphanesine sahiptir. C programlama dilini kullandığı için ASM diline göre daha yalın ve kullanımı kolaydır

Sistemde suyun ısıtılması için 7000W gücünde ısıtıcı rezistans kullanılmıştır. Isıtıcı rezistans, ters paralel bağlı iki tristörden oluşan tristör modulü(triyak) kullanılarak tasarlanan faz kontrol devresi ile sürülmüştür. Kontrol devresi ve güç devresini biribirinden izole etmek için optokuplör kullanılmıştır. Faz kontrol metodunda tristörlerin tetikleme açısı (α) 0-180 derece aralığındadır. Tetikleme değiştirilerek ısıtıcı rezistansa uygulanan gerilim 0-230 V arasında ayarlanabilmektedir. Faz kontrol devresi ve gerilim dalga şekilleri Şekil 6’ de görülmektedir.

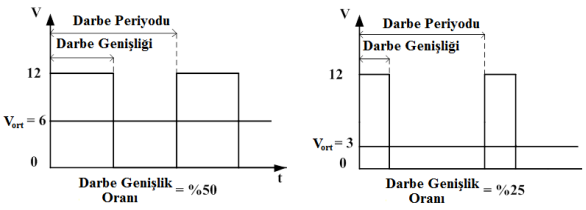


Şekil 6: AC faz kontrol devre şeması ve gerilim dalga şekilleri. a) α=0, b) α=45, c) α=135

Kontrol ve sürücü kartı 4 adet dijital giriş ve 2 adet dijital çıkış ile donatılmıştır. Dijital girişler karta röle kontağı olarak girilir. Çıkışlarda ise tek kutuplu tek geçişli (SPST) 2 adet röle kullanılmıştır. Dijital girişler ile sistemin çalışma durumu ile ilgili bilgiler mikroişlemciye aktarılır. Dijital çıkışlar sisteme başla komutu vermek için kullanılmıştır.

3.2. DC Motor Kontrol Kartı

Sistemde bozucu etkiyi radyatör ve buna bağlı soğutma fanı oluşturur. Soğutma fanı 12 V dc gerilim ile çalışır. Fan motorunu sürmek için TIP 142 ve TIP 147 transistörleri ile tasarlanan bir H köprü devresi kullanımıştır. Fanın devir kontrolü, yaygın olarak kullanılan bir yöntem olan PWM tekniği ile yapılmıştır. Şekil 7’de görüldüğü gibi PWM tekniği ile motorlara uygulanan ortalama gerilim, darbe genişliği değiştirilerek ayarlanmaktadır.
Mikroişlemci, set potansiyometresinden gelen hız bilgisine göre PWM işareti üretmekte ve H köprü devresine uygulamaktadır. H Köprü devresi darbe genişlik oranı ile orantılı olacak şekilde 0-12 V arası DC gerilim üretmektedir.



Şekil 7: PWM Tekniği

3.3. PID Kontrol Cihazı

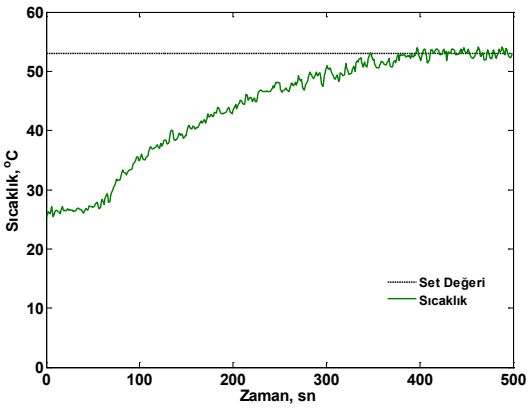
Isıtıcı sistemi PID ile kontrol etmek için ticari bir PID cihazı kullanılmıştır. Cihaz; Aç/Kapa ve PID kontrol yapmak üzere, mikro denetleyici kullanılarak tasarlanmış, üniversal giriş ve çıkışlara sahip endüstriyel bir kontrol cihazıdır. Sıcaklık, basınç, seviye, hız, akım gerilim, direnç ve diğer fiziksel birimlerin ölçüm ve kontrolünde; birçok sanayi dalında

kullanılmaktadır. Cihazda referans değerini ve süreç değişkeninin anlık değerini gösteren iki adet dijital gösterge mevcuttur. Ayrıca cihazın programlanması için butonlar, röle çıkışlarının ve cihaz durumunun izlenmesi için led sinyalleri mevcuttur. PID kontrol cihazında iki adet ayarlanabilir analog çıkış, iki adet analog giriş, 3 adet dijital giriş, ve 4 adet röle çıkışı mevcuttur. Ayrıca diğer cihazlarla veya bilgisayarla haberleşmek için RS485 haberleşme modülü vardır.

4. Sıcaklık Kontrol Düzeneği Çalışma Biçimleri

4.1. Açık Çevrim Olarak Çalışma

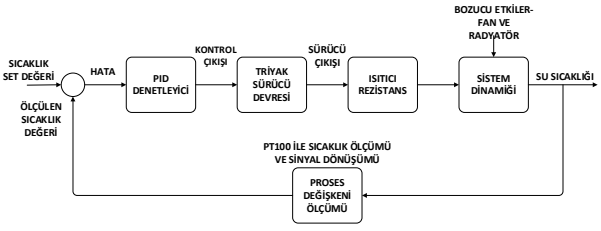
Deney seti, güvenli bir sıcaklık setinde açık çevrim olarak çalıştırılmıştır. Bu durumda Tristör modülüne belirli bir değerde sabit gerilim uygulanmıştır. Açık çevrim sistem cevabı şekil 8' de görülmektedir.



Şekil 8: Sistemin açık çevrim cevabı.

4.2. PID ile Kontrol

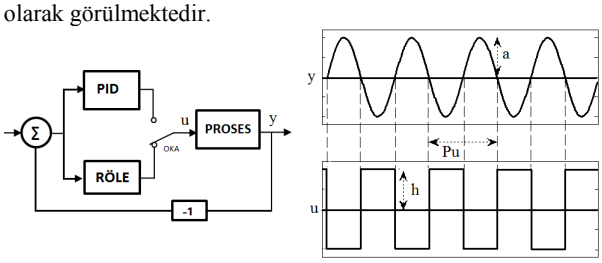
Deney setinin PID ile kontrol edilmesine ilişkin blok şeması şekil 9' da görülmektedir. Sıcaklık set değeri ve ölçülen set değeri PID kontrol cihazına uygulanmaktadır. PID denetleyici set ve fiili değer arasındaki hata değerine göre 0-20 mA kontrol çıkışı üretmektedir. Kontrol çıkışı faz kontrol devresine uygulanarak triyak için uygun tetikleme sinyali üretilir. 180 derece arasında değişen tetikleme açısı ile sıcaklık değerini set değerinde tutmak için rezistans gerilimi ayarlanır. Prosesin sonunda su sıcaklığı PT100 sensörü ile ölçülür ve sinyal dönüştürücü ile 4-20 mA analog sinyala dönüştürülerek PID cihazına girilir. Bu şekilde kapalı kontrol çevrimi tamamlanmış olur.



Şekil 9: PID Kontrol Blok Şeması

4.2.1. PID Katsayılarının Otomatik Katsayı Ayarı (OKA) *Yöntemi ile Bulunması*

Endüstriyel sistemlerde kontrol edilen sistemin modeli çoğunlukla bilinmediğinden dolayı PID katsayılarının ayarlanması ve en uygun değerlerinin bulunması çok zordur. Bunun yanında endüstriyel bir işletmede yüzlerce PID kontrol uygulaması yapılıyor olabilir. Bu durumda da her bir sistemin PID katsayılarını klasik yöntemler ile ayarlamak mümkün değildir. Bu nedenle en uygun PID katsayılarını bulmak için OKA işlemi yapılmaktadır. OKA işlemi basit olarak bir röle ile yapılabilir. Sistemin kontrol işareti maksimum ve minimum değerlere anahtarlanarak sistemin salınım periyodu, genlik değeri bulunur. Şekil 10'de örnek bir OKA işlemi prensip olarak görülmektedir.



Şekil 10: OKA işlemi.

Kontrol çıkışı +h ve –h değerlerinde anahtarlanmaktadır. Bu durumda sistem çıkış salınımının periyodu (Pu) ve genliği (a) ölçülür. Ölçülen bu değerler yardımı ile eşdeğer kazanç ifadesi K_u denklem (1) yardımı ile hesaplanır.

$$K_u = \frac{4h}{\pi a} \tag{1}$$

Denklem (2)' de gösterilen temel PID kontrol işlevine ait PID katsayıları (K_c, T_i ve T_d), ölçülen K_u ve P_u değerleri ve Tablo 2' de verilen (Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi veya frekans yöntemi) bağıntıları yardımı ile hesaplanır [6], [7].

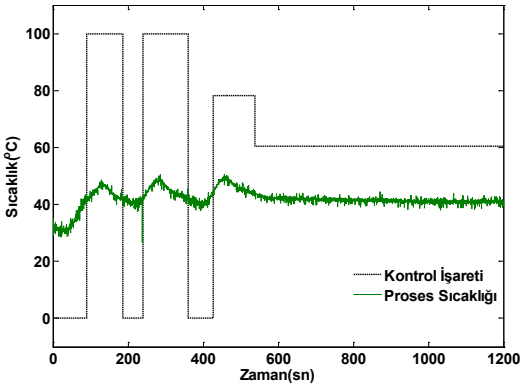
$$C(s) = K_c\left[1 + (1/T_i)s + (T_d s)\right] \tag{2}$$

Tablo 2: PID Katsayılarının Z-N-2 Yöntemi İle Hesaplanması

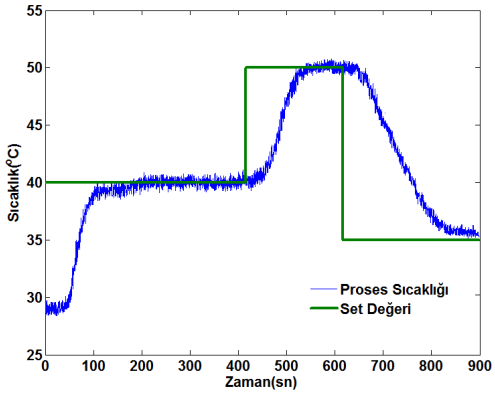
	K_c	T_i	T_d
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2.2$	$P_U/1.2$	-
PID	$K_u/1.7$	$P_U/2$	$P_U/8$

OKA işlemi, ticari PID üreticileri tarafından geliştirilerek ve değiştirilerek kullanılmaktadır. Kontrol çıkışını (h) değişken genliklerde uygulayan ve elektriksel gürültü nedeni ile röle çıkışının rastgele değişimini önlemek üzere gürültü düzeyinin üzerinde histeriz elemanı kullanan ticari PID cihazları mevcuttur.

Sıcaklık kontrol düzeneğinde OKA işlemi yapılmış ve bulunan katsayılar ile sistemin çalışması izlenmiştir. Şekil 11' da OKA işlemi, Şekil 12' de ise bulunan uygun PID katsayıları ile sistemin çalışması görülebilmektedir. Grafiklerde set değeri, proses sıcaklığı ve kontrol işareti eğrileri görülmektedir.



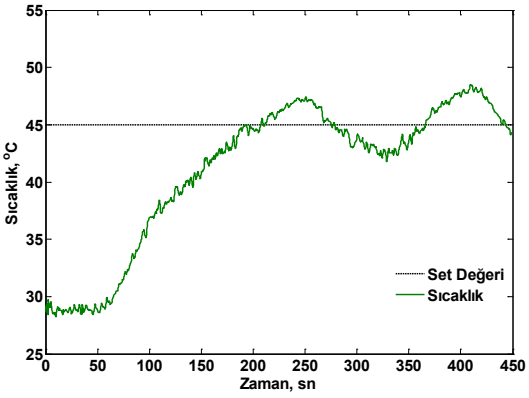
Şekil 11: Otomatik Katsayı Ayarı (OKA) işlemi.



Şekil 12: Ayarlanmış PID katsayıları ile çalışma durumu.

4.3. Aç-Kapa Kontrol

Aç-Kapa kontrol yönteminde kontrol çıkışı %0 ya da %100 değerini almaktadır [8]. Eğer proses sıcaklığı, set değerinden büyük ise kontrol çıkışı %0 olacaktır. Bu durumda ısıtıcı rezistansa uygulanan gerilim 0 volt olur sistem soğumaya geçer. Proses sıcaklığı, set değerini geçtiğinde ise kontrol çıkışı %100 olacaktır. Bu durumda ısıtıcı rezistansa uygulanan gerilim 220 volt olur ve sistem maksimum kapasitede ısıtmaya geçer. 45°C sıcaklık seti ile yapılan deneyde gözlemlenen sistem cevabı Şekil 13' de gösterilmiştir.



Şekil 13: Aç-Kapa Kontrol ile çalışma durumu.

5. Maliyet

Deney seti düşük maliyet avantajına sahiptir. Kullanılan bazı ekipmanlar yerli firmalardan temin edilmiş, bazıları ise imkanlar dahilinde tasarımları yapılmıştır. Ekipmanların yaklaşık maliyetleri Tablo 3' de gösterilmiştir.

Tablo 3: Kullanılan Ekipmanların Maliyeti

No	Ekipman	Yaklaşık Maliyet (TL)
1	Düzenek Ana Şasi	500
2	Ticari PID Kontrol Cihazı	500
3	Pt100 Sensör	3x100
4	Isıtıcı Rezistans	100
5	Pompa	150
6	Radyatör ve Fan	200
7	Genleşme Tankı	100
8	Boru, vana vb.	300
9	Kumanda Panosu Ekipmanları	2000
10	Tetikleme ve Dc Motor Sürücü Kartları	350
11	İşçilik	500
	TOPLAM	5000

6. Tartışma ve Hedefler

Bu çalışmanın sonraki aşamasında, düzenek üzerinde yapılacak ilaveler ile değişik çalışma şekilleri ve MPC (Model Predictive Control) gibi değişik kontrol yöntemleri uygulanabilir hale getirilecektir. Yapılacak yazılım değişikliği ile kazanç çizelgeleme (Gain Scheduling) özelliği de sisteme eklenecektir. Bunun yanında deney seti, endüstriyel PLC ve PC ile kontrol edilir duruma getirilecek ve farklı platformlarda değişik kontrol yöntemlerinin uygulanabilmesi sağlanacaktır.

Nihai olarak tasarlanan düzeneğin,

1. Ticari PID cihazı ile
2. PLC ile
3. PC & Matlab yazılımı ile
4. Mikroişlemciye gömülü yazılım (PID ve benzeri algoritmalar) ile denetlenmesidir.

3. ve 4. Aşamalarda PID algoritmasının modifiye edilmesi ve sayısallaştırılarak PC ve gömülü sistemlerde uygulanabilir hale getirilmesi konularında çalışma yapılacaktır.

Temel PID ifadesi gerçek sistemlerde uygulanabilir olmadığı için ifade denklem 1' deki gibi bir ifadeye dönüştürülecektir

$$U = K\left(bY_{sp} - Y + \frac{1}{sT_i}E + \frac{sT_d}{1+sT_d/N}(cY_{sp} - Y)\right) \qquad (3)$$

Burada b ve c oransal ve türev ifadesindeki referans(Y_{sp}) değerinin ağırlığını belirler. b ve c değeri 0-1 arası değer alır ve setpoint değişimlerinin sistem çalışmasına olumsuz etkileri bu şekilde engellenir. İfadede ayrıca yüksek frekanslı ölçüm gürültüsünden kaçınmak için türev ifadesine bir alçak geçiren süzgeç ilave edilmiştir. N filtrenin köşe frekansı olup genelde 8-20 arası değerler alabilmektedir[9].

Bu şekilde modifiye edilecek olan temel PID ifadesi, geri farklar (backward diffrences), ileri farklar (forward diffrences) ve Tustin yöntemleri kullanılarak sayısallaştırılacak, PC, Matlab ve mikroişlemci ortamlarında uygulanabilir hale getirilecektir.

Bu çalışmada sunulan sıcaklık kontrol düzeneğinin basit hali 2 veya 4 kişilik öğrenci gruplarına rutin olarak yaptırılan projelerden bir tanesi olmuştur [10]. Öğrenciler bu projeleri yaparak aşağıdaki deneyimleri kazanmışlardır.

- PT100 ve termokupl gibi sıcaklık ölçüm sensörlerinin kullanılması. Bu sensörlerden alınan sinyallerin dönüştürücüler vasıtası ile 4-20 veya 0-20 mA analog sinyale dönüştürülerek kontrol işareti üretiminde kullanılması.
- Aç-Kapa ve PID kontrol yöntemlerinin temel olarak anlaşılması.
- Ticari PID cihazlarının kullanılması
- PID katsayılarının elle ve otomatik olarak ayarlanması. Bu katsayıların denetleyici performansına etkilerinin izlenmesi
- Isıtma için kullanılan güç elektroniği elemanlarının tanınması ve bunların sürülmesi için faz kontrolü yapan tetikleme devrelerinin hazırlanması.

7. Sonuçlar

Bu çalışma ile düşük maliyetli endüstriyel sistemlere dayalı bir deney düzeneği tasarımı sunulmuştur. Mekanik ve elektriksel kısımlar detaylı olarak anlatılmıştır. Tasarlanan deney düzeneği ile Aç-Kapa kontrol ve PID kontrol yöntemleri denenmiş ve sonuçlar karşılaştırılmıştır. Kısa ve uzun iki alternatifli yol sayesinde ölü zamanlı sistemlerin incelenmesi sağlanmıştır. Tüm süreç parametrelerinin bilgisayar ortamında izlenebilir ve kontrol edilebilir olması sistemlerin çalışma koşullarının anlaşılması açısından önemlidir.

Tasarlanan deney setinde OKA işlemi ile en uygun PID katsayıları bulunmuş ve sistemin optimum şekilde çalışması sağlanmıştır. Bu özelliği ile deney düzeneği OKA algoritmasının anlaşılması ve öğretilmesi açısından büyük kolaylık sağlamaktadır. Öğrenciler bu deney seti ile kontrol sistemlerinin nasıl çalıştıkları ve çalışma esnasında ne tür problemler ile karşılaşabilecekleri konusunda fikir sahibi olmaktadırlar.

Teşekkür

Deney düzeneğinin tasarımında yapmış olduğu destekten ötürü **Akçansa Çimento San. ve Tic. A.Ş. Ladik Fabrikasına** ve **OMÜ-PYO.MUH.1906.13.002** kodlu Kontrol Laboratuarlarının Kurulumu projesine teşekkür ederiz.

8. Kaynaklar

[1] Jing Li-Xia and Zhao Cheng, "A Fuzzy Auto-Tuning PID Temperature controller," Proceedings in IT in Medicine & Education (ITIME), 2009, 14-16.

[2] Syed Atif Adnan, Abubakr Muhammad, Zeeshan Shareff, "Devolopment of a Low Cost Thermal Feedback System for Basic Control Education," Multioptic Conference (INMIC), Karachi, Pakistan, 2011, pp. 228–232.

[3] Ş. Cinal, İ. Eminoğlu, "Endüstriyel PID Denetleyici İle Sıvı Seviye Denetimi Deney Düzeneği Tasarımı", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, 624-629, Malatya, 2013

[4] F.J. Doyle, E.P. Gatzke, R.S. Parker, "Process Control Modules, A software Laboratory for Control Design,Prentice Hall PTR, Kasım 1999.

[5] E. A. Gonzalez, M. C. G. Leonor, P. A. T. M. Mangulabnan, J. J. S. L. C. Kau, and M. W. U. Reyes, "Work in Progress - An Educational Tool for Teaching Linear and Control Systems", presented at the 37th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, Milwaukee, WI, October 10 – 13, 2007, T3J-14 - T3J-14.

[6] Yu C.C. Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach, Springer; 2nd edition, 2007.

[7] K.J Astrom, T. Huggland, Advanced PID control, ISA, 2005.

[8] H. Sutcliffe, M.A. "The principle of Reversed Lag Applied to On-Off Temperature Control" The Institue of Electrical Engineers, Paper no. 3190M, 1960.

[9] K.J Astrom, T. Huggland, PID Controllers:Theory, Design and Tuning, ISA, 1995.

[10] Pid ile sıcaklık kontrolü. Bitirme Projesi, Ondokuz Mayıs Üniversitesi,2013,http://www.youtube.com/watch?v=NuWumJab55c

STM32F4 Kiti ile Simulink Tabanlı Kontrol Eğitimi Uygulamaları Geliştirme

Tuğçe Yaren, Volkan Süel, Yasin Yeniaydın, Burak Sakacı, Selçuk Kizir

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/KOCAELİ

{tuceyaren, v.suel.mekatronik, ysnynydn, buraksakaci}@gmail.com,
selcuk.kizir@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Simulink destekli ve düşük maliyetli STM32F4 uygulama geliştirme kiti kullanılarak kontrol teorisi konularının uygulanabilirliği ele alınmış ve örnek teşkil etmesi açısından DC motorun konum kontrolü faz ilerlemeli denetleyici tasarlanarak gerçekleştirilmiştir. Buna göre kit tanıtılmış, uygulama adımları örnek üzerinden açıklanmış ve denetleyici tasarımı ve deneysel sonuçlar sunulmuştur. Açıklanan yöntemlerle hızlı ve kolay bir şekilde uygulama geliştirilebileceği ve kontrol eğitiminde kullanılabileceği vurgulanmaktadır.

1. Giriş

Son yıllarda, çağdaş uygarlığın ve teknolojinin gelişmesi ve ilerlemesi ile birlikte, kontrol sistemlerinin önemi gittikçe artmaya başlamıştır [1]. Uygulama alanı çok geniş ve önemi çok büyük olan kontrol sistemleri ile ilgili verilen kontrol teorisi dersleri mühendislik fakülteleri ve meslek yüksekokulları gibi teknik okulların müfredatına dâhildir ve ders içerikleri oldukça kapsamlıdır. Açık çevrim – kapalı çevrim kontrol, transfer fonksiyonları, fiziksel sistemlerin matematiksel modelleri, durum değişkenleri analizi, sistemlerin geçici ve kalıcı durum davranışları, Routh-Hurwitz kararlılık analizi, kök yer eğrileri yöntemi, Bode ve Nyquist diyagramları, PID kontrol sistemlerinin tasarımı, Matlab/Simulink simülasyonları, ayrık-zamanlı sistemlere giriş, kapalı-döngü sistemlerin kararlılık analizi, Jury testi, ayrık-zamanlı kök-yer eğrileri, kök-yer eğrileri tabanlı kontrolör tasarımı, frekans-uzayı tabanlı kontrolör tasarımı gibi konular lisans düzeyindeki ders içeriklerine dâhildir ve bu kontrol teorisi konuları Matlab uygulamaları yardımı ile işlenmektedir.

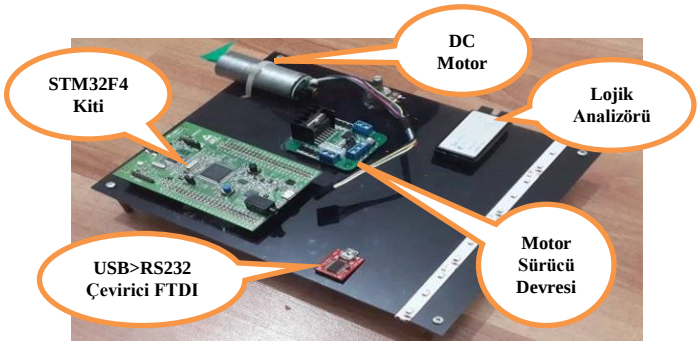
Akademik düzeyde gerçekleştirilen kontrol çalışmalarında, genellikle sistemin matematiksel modelinin elde edilmesi ile bu modeller bilgisayar ortamında uygulanıp, geliştirilir. Ancak yapılan çalışmaların pratiğe dökülmesi teorinin uygulanabilirliği ve geçerliliği açısından önem taşımaktadır. Çünkü tasarlanan algoritmaların bilgisayar ortamındaki çıktıları ile deney düzeneklerinde uygulanması sonucu elde edilen çıktılarının karşılaştırılması, yapılan çalışmaların kaliteli ve verimli olmasını sağlar.

Kontrol algoritmalarının pratikte uygulanabilmesi için bilgisayar ile deney düzeneği arasında veri alışverişinin olması gerekmektedir. Veri alışverişi ise bu amaç ile tasarlanmış elektronik kartların (kit) kullanımı ile sağlanır. Bilgisayar ve kartın haberleşmesi USB veya Seri Port üzerinden gerçekleşir. Bilgisayardan karta veri yollanarak istenilen uygulama sonuçları gözlenebilir. Ayrıca bilgisayar, karttan veri alabilir ve bu veriler depolanabilir. Bu şekilde akademik çalışmalar, kart kullanımı ile kolaylıkla uygulanabilir.

Kontrol teorisinin önemli konularından biri olan kararlılık, basit sistemler üzerinde kit kullanımı ile gözlenebilir. Örneğin köklerin yer eğrisi yöntemi ile kapalı çevrim bir transfer fonksiyonunun kutuplarının ve sıfırlarının sistemin K kazancına göre değişimi, sıfır ve kutup eklenmesinin sistemin kararlılığına etkisi deney düzeneğinde gözlenebilir.

Tasarlanan çeşitli kontrolör yapılarının uygulaması da kit kullanımı ile gerçekleştirilebilir. Bunlardan biri endüstriyel uygulamalarda yaygın kullanılan PID kontroldür [2]. Ziegler-Nichols metodu gibi parametre ayarlama teknikleri ile de kontrol yapısının geliştirilmesi sağlanabilir [3,4]. Bulanık mantık, faz ilerlemeli, faz gerilemeli, uyarlamalı, kayma kipli kontrol, yapay sinir ağları, durum geri beslemeli kontrol yöntemleri vb. ile uygulamalar yapılabilir [5]. Kontrol teorilerinin uygulanması ile öğrenme verimliliği artar, temel kavram ve yapıların hızlı bir şekilde anlaşılması sağlanır.

Bu çalışmada, ülkemizde kontrol derslerini barındıran mühendislik bölümlerinde düşük maliyetli ve kolaylıkla kullanılabilecek STM32F4 geliştirme kiti ile Waijung blok seti tanıtılacak ve yapılacak olan uygulamalara örnek teşkil etmesi açısından bir DC motorun konum kontrolü Şekil 1'de görülen deney düzeneği kullanılarak faz ilerlemeli kontrol yöntemi ile gerçekleştirilecektir.



Şekil 1: Deney düzeneği

2. STM32F4 Kiti ve Waijung Blok Seti

Günümüzde STMicroelectronics firmasının üretmiş olduğu yüksek performanslı STM32F4 (Şekil 2) kitinin kullanımı giderek yaygınlaşmaktadır. Bunun nedenleri düşük maliyetli olması, programlayıcı ve hata ayıklama birimlerinin kit üzerinde yer alması, ARM tabanlı yüksek performans sergilemesi, STM ve Waijung blok setleri ile Simulink

üzerinden kolaylıkla programlanabilmesi ve böylece koddan bağımsız hızlı prototip uygulamalar geliştirmeye imkan tanıması olarak özetlenebilir.



Şekil 2: STM32F4 uygulama geliştirme kiti [6]

STM32F4 geliştirme kiti ARM işlemcisi kullanılarak üretilmiştir ve üzerinde Cortex-M4 tabanlı 168 MHz'lik bir mikrodenetleyici bulunmaktadır. ARM, bir işlemci mimarisidir. ARM işlemciler 32 bitlik yapısı sayesinde 8 bitlik işlemcilere göre oldukça hızlıdır. Ayrıca yüksek performans ve düşük güç tüketimi özellikleri ile %75'lik oranla gömülü sistemler üzerinde en çok kullanıma sahip işlemcilerdir. Cortex-M4 bir mimaridir ve en önemli özelliği sayısal işaret işleme (DSP) fonksiyonlarını içermesidir.

Kart üzerinde bulunan USB girişleri sayesinde bilgisayar ile haberleştirilir. Kartın giriş – çıkış ve güç pinleri 2 adet 2'li 50 pin erkek soket ile çalışmalarda kolaylık sağlaması amacı ile dışarı verilmiştir, 4 farklı renkte LED ile kullanıcıların yazılımlarını rahatlıkla kontrol edebilmesi sağlanmıştır. Dijital mikrofon çipi ve kulaklık girişi sayesinde ise çeşitli DSP ve ses uygulamaları da gerçekleştirilebilir. Ayrıca kart üzerinde reset butonu, kullanıcı butonu, 24 bit ADC bulunur.

"Discovery serisi" kitler, kullanıcıların firmanın STM32 ürünlerini tanıması amacıyla üretilmiştir ve bu nedenle düşük maliyetli, başlangıç düzeyinde geliştirme kitleridir. STM32 cihazlarının yüksek performans, sayısal işaret işleme, gerçek zamanda kolaylıkla uygulanabilirlik, düşük güç tüketimi, uygulamada kolaylık ve gelişmelere tam uyum özellikleri tercih edilme sebeplerindendir.

STMicroelectronics firmasının ürünleri dışında farklı firmaların (Texas Instrumets, dSPACE vb.) piyasaya sunduğu birçok ürün seçeneği de mevcuttur. STMicroelectronics ve Texas Instruments firmaları ürünlerinin, eğitim amacıyla kullanımı yaygındır. Bunun temel sebebi ise maliyetlerinin çok fazla olmamasıdır. dSPACE firmasının ürünleri ise yüksek maliyetlidir ve daha çok ticari ve araştırma amaçlarıyla kullanılır. STMicroelectronics ve Texas Instrumets ürünleri arasında maliyet bakımından karşılaştırma yapılırsa STMicroelectronics ürünlerinin daha ucuz olduğu görülür.

Piyasadaki ürünler incelendiğinde ve bahsedilen özellikler göz önünde bulundurulduğunda bizim uygulamalarımıza en uygun kitin STM32F4 olduğu görülür. Kitin en önemli artıları maliyetinin çok az olması, temin edilmesinin kolaylığı ve kullanıcıya hızlı prototip oluşturma imkanı vermesidir.

Eğitim amacıyla STM32F4 kitinin kullanılması öğrencilere büyük avantaj sağlar. Akademik çalışmaların uygulamaya geçmesi sonucu teori ile pratiğin karşılaştırması yapılır ayrıca tasarlanan kontrol algoritmalarının uygulama sonuçları gözlenebilir. Çalışmaların bilgisayarda olan kısmı ise MATLAB-Simulink ile kolaylıkla gerçekleştirilebilir. MATLAB programı birçok üstünlüğüyle ve kullanıcılara sağladığı avantajlarla akademik çalışmalarda çok fazla kullanılmaktadır. Simulink, kod satırları yerine bloklarla sistemlerin kurulumunu ve analizini gerçekleştirir ayrıca sistemlerin modellenmesi, kararlılık analizi, sistem davranışlarının gözlenmesi gibi temel kontrol uygulamaları da yapılabilir. Bu nedenle çoğu firma MATLAB üzerine bir eklenti geliştirerek kullanıcılara, üretmiş olduğu işlemcileri doğrudan MATLAB Simulink üzerinden programlayabilme imkânı sağlamıştır.

Blok setler kullanıcılara birçok kolaylık sağlar. Her türlü sensörden gelen veriyi gerçek zamanda Simulink'e aktarma, açık ve kapalı döngü donanımlarını gerçekleştiren benzetim, Simulink harici donanım kontrolü, veri kayıt sistemi, otomatik/ akıllı/ otomasyon kontrol sistemi, sinyal işleme gibi uygulamalar için gömülü sistem oluşturma bu kolaylıklardan bazılarıdır.

Blok setler, kontrol sistemleri derslerinde öğrenciler ve öğretim elemanlarının hızlı prototip oluşturmasını, uygun donanım kullanarak model tabanlı tasarım gerçekleştirmesini, temel kavram ve kurallara odaklanmasını ve bitirme projelerini gerçekleştirmesini sağlar. Blok setler ile uygulama yapmak oldukça kolaydır. Görsel Simulink blokları ile öğrenme verimliliği artar, temel kavram ve teorilerin öğrenilmesi hızlanır. Öğrenciler üst düzey bir genel sistem mimarisinin çalışmasını görebilir ve inceleme fırsatı bulabilirler. Tasarlanan bir Simulink modeli herhangi bir kodlamaya, ekstra bir donanıma gerek kalmadan ARM Cortex–4 tabanlı çalışan bir gömülü sisteme dönüştürülür. Gerekenler sadece STM32F4 kiti ve WAİJUNG blok setidir. WAİJUNG blok seti [7] Tayvanlı bir firma tarafından geliştirilmiş ve kullanıcılara Simulink tabanlı uygulama geliştirme seçeneği sunan blok setlerden biridir. ST firmasının geliştirmiş olduğu blok setinde [8] ise Matlab programıyla uyum sorunu mevcuttur.

"ToolBox" ve "BlockSet" uygulamaları elektronik devrelerin gerçekleştirilmesine yardımcı olur. Simulink kütüphanesine eklenen BlockSetler ile ADC, UART, SPI gibi çevre birimlerini kullanarak uygulamalar gerçekleştirilir. STM32F4 kiti ve Waijung BlockSet ile gerçekleştirilebilecek uygulamalardan bazıları ve bu uygulamalarda kullanılan bloklar Tablo 1'de görülmektedir.

Tablo 1: STM32F4 kiti ve Waijung blok seti ile gerçekleştirilebilecek örnek uygulamalar

UYGULAMA ADI	KULLANILACAK TEMEL SIMULINK WAIJUNG BLOKLARI
Buton Kontrollü LED Yakıp Söndürme	Digital Input, Digital Output
Sıcaklık Sensörü Kullanılarak ADC Uygulaması	Regular ADC
Timer Uygulaması	Timer IRQ
Potansiyometre kullanılarak PWM Duty Cycle Ayarı	Regular ADC, Basic PWM
Seri Porttan Bilgisayardaki Ara Yüz Terminal Programına Çeşitli Formatlarda (ASCII, Binary Vb.) Veri Gönderme	UART SETUP, UART TX (BLOCKING MODE)
Seri Porttan Çeşitli Formatlarda (ASCII, Binary vb.) Veri Alma	UART SETUP, UART RX (BLOCKING MODE)
Aynı Anda Birden Fazla Uart Modülünün Aktif Olması	UART SETUP, UART RX, UART TX (NON-BLOCKING MODE)
DC Motor Enkoder Çözünürlük Testi	Encoder Read
DC Motor Yön ve Pozisyon Bilgilerinin Elde Edilmesi	Encoder Read, UART TX
DC Motor Hız Ölçümü	ENCODER READ, UART TX, Gain
Host Serial PC Uygulaması	HOST SERIAL SETUP HOST SERIAL RX, HOST SERIAL TX
PID ile DC Motor Hız Kontrolü	BASIC PWM, ENCODER READ, Gain, Saturation
PID ile DC Motor Konum Kontrolü	BASIC PWM, ENCODER READ, Saturation
Kapalı Çevrim Ziegler Nichols PID Katsayıları Ayarlama Testi	Slider Gain, HOST SERIALSETUP, HOST SERIAL TX
DC Motor Yörünge Kontrolü	Enabled Subsystem, Unit Delay, Switch
Faz İlerlemeli-Faz Gerilemeli Denetleyici Tasarlayarak DC Motor Açı Kontrolü	Discrete Transfer Function, ENCODER READ, UART SETUP, UART TX, Gain
Bulanık Mantık Denetleyicisi ile DC Motor Konum ve Hız Kontrolü	Fuzzy Logic Controller, ENCODER READ, UART SETUP, UART TX, Gain

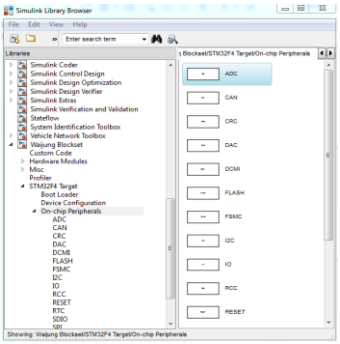
2.1. Simulink ile Hızlı Uygulama Geliştirme

Waijung blok set ile uygulama gerçekleştirebilmek için öncelikle blok setin Simulink'e eklenmesi gerekmektedir. Waijung blok setleri ile oluşturulan bir Simulink modelinin derlenebilmesi için model dosyası Waijung blok set klasöründe olmalıdır.

Bilgisayardan kite veri gönderebilmek için ST-Link Utility ve ST-Link/V2 USB Sürücüsünün bilgisayara yüklenmiş olması gerekmektedir. Ayrıca veri alışverişini gözlemlemek için TTL USB Ara Dönüştürücüsüne ihtiyaç duyulur.

STM32F4 kitinde uygulamak üzere Simulink modeli oluşturmak için Waijung BlockSet içerisindeki "STM32F4 Target" blok setten yararlanılır. Kullanılan temel bloklar Şekil 3'te görüldüğü üzere Target Setup, Digital Output, Digital Input, Regular ADC, Uart Setup, Uart Tx, Uart Rx, Timer IRQ, Basic Pwm, Encoder Read bloklarıdır. Bazı blokların özellikleri örnek teşkil etmesi amacı ile bu bölümde anlatılmıştır.

Waijung blok setleri kullanıcılarına seri haberleşme uygulamaları fırsatı da sunmaktadır. Örneğin CAN blokları ile CANBUS protokol uygulamaları geliştirilebilir ve kontrollü veri transferi sağlanabilir. CAN bloklarının yanı sıra I2C ve SPI blokları ile de seri veri bağlantısı gerçekleştirilebilir.

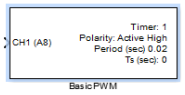


Şekil 3: Waijung blokları [7]

STM32F4 Target blok setleri ile model hazırlarken kullanıcının herhangi bir yapılandırma ayarı yapmasına gerek yoktur. Çünkü "Device Configuration" kısmında bulunan Target Setup bloğu ile yapılandırma gerçekleştirilir. Bu özellik kullanıcıya önemli bir avantaj sağlamaktadır. Target Setup bloğu uygulama için oluşturulan Simulink modelinin STM32F4 kitinde işlenebilecek kod satırına dönüştürülmesi ve derlenmesi işlemlerini kontrol eder. Derleme işleminin gerçekleşmesi için bu blok Waijung blok setleri ile oluşturulan her Simulink modelinde olmak zorundadır.

2.1.1. Basic PWM Bloğu

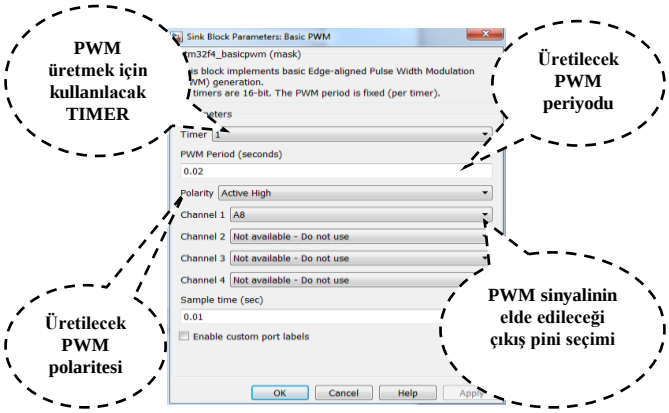
"Simulink Library-Waijung Blockset-STM32F4 Target-On chip Peripherals-TIM" yolu izlenerek Şekil 4'te görülen Basic PWM bloğuna erişilebilir. Blok parametreleri ve işlevleri Şekil 5'te görülmektedir. PWM sinyalleri üretmek için bu blok kullanılır.



Şekil 4: Basic PWM bloğu

PWM için önemli bilgiler:

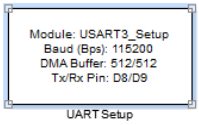
- PWM üretmek için seçilen Timer başına en fazla 4 ayrı çıkış pininden PWM sinyali üretilebilir.
- Her bir Timer 16 bittir.
- Üretilen PWM sinyalinin periyodu sabittir, uygulama esnasında değiştirilemez.
- Bu blok girişine verilen değere göre, üretilecek PWM sinyalinin (%) Duty Cycle değeri belirlenir. Bu değerler 0-100 arasında "double" değerleri olmalıdır.



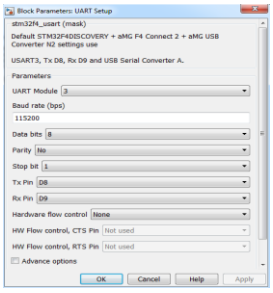
Şekil 5: Basic PWM blok parametreleri

2.1.2. Uart Setup Bloğu

"Simulink Library-Waijung Blockset-STM32F4 Target-On chip Peripherals-UART" yolu izlenerek Şekil 6'da görülen Uart Setup bloğuna erişilebilir. Bu bloğun Şekil 7'de görüldüğü üzere veri bit sayısı, Uart Modülü seçimi, seri haberleşme hızı ayarı, durdurma biti seçimi, haberleşmede veri gönderme-alma amaçlı kullanılacak pin, eşlik biti seçimi gibi parametre ayarları bulunmaktadır. Uart Modülü kullanılarak harici bir cihazdan veri gönderme veya veri alma işlemlerinin gerçekleştirileceği uygulamalarda, uygulamaya ait Simulink modelinde Uart Setup bloğu her zaman bulunmalıdır.



Şekil 6: Uart Setup bloğu

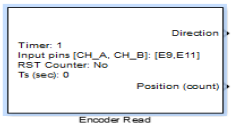


Şekil 7: Uart Setup blok parametreleri

Bilgisayardan ara yüz programıyla (Hyper Terminal, Docklight vb.) veri gönderme veya alma işlemleri gerçekleştirilmek isteniyorsa, STM32F4 kitinin RS232 seviyesinde olmamasından dolayı FTDI gibi UART TTL seviye dönüştürücüsüne (0-3V, 0-5V), yani ek bir ara birime ihtiyaç duyulur.

2.1.3. Encoder Read Bloğu

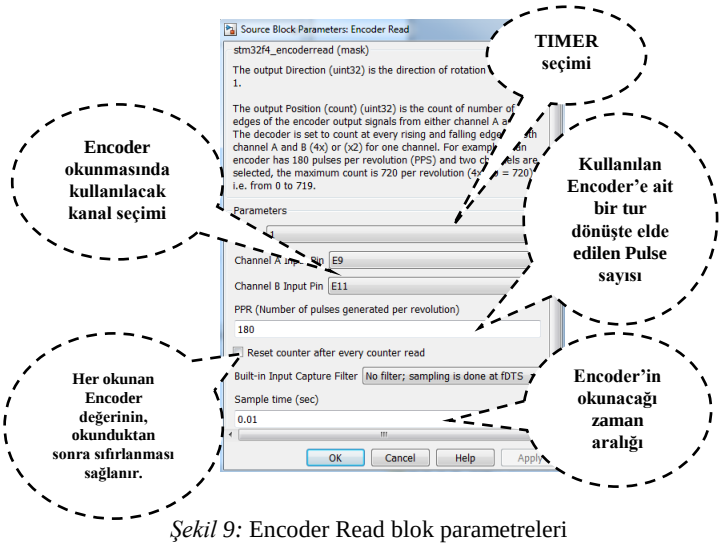
"Simulink Library-Waijung Blockset-STM32F4 Target-On chip Peripherals-TIM" yolu izlenerek Şekil 8'de görülen Encoder Read bloğuna erişilebilir. Blok parametreleri ve işlevleri Şekil 9'da görülmektedir. Encoder çıkışının okunacağı uygulamalarda bu blok kullanılır.



Şekil 8: Encoder Read bloğu

Encoder Read bloğu için önemli bilgiler:

- Blok iki adet çıkış üretir: Yön ve pozisyon.
- Yön çıkışı olarak motor dönme yönüne göre 0 veya 1 bilgisi elde edilir.
- Pozisyon çıkışı, blok içerisine girilen PPR değeri ve kanal seçim sayısına göre elde edilir. Eğer iki kanal seçilmişse; motorun bir tur tam dönüşünde 4*PPR-1 çıkışı, tek kanal seçilmişse; motorun bir tur tam dönüşünde 2*PPR-1 çıkışı pozisyon verisi olarak elde edilir.
- Motor hız uygulamalarında, Encoder'in her okunması sonrasında çıkışı silinmeli ("reset count after every counter read" işaretlenerek) ve okunma süresine bölünmelidir.



Şekil 9: Encoder Read blok parametreleri

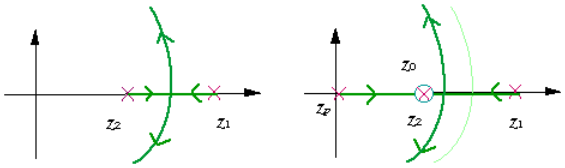
3. Dijital Faz İlerlemeli Denetleyici ile DC Motor Konum Kontrolünün Gerçekleştirilmesi

Ülkemizde kontrol sistemleri tasarımı derslerinde, fiziksel bir sistemi kontrol etme yöntemleri kapsamında anlatılan teorik bilgilerde, dijital faz ilerlemeli denetleyici tasarımı üzerinde fazla durulmamaktadır. Genelde öğrenciler tarafından fiziksel bir sistem tasarlanırken kontrol yöntemi olarak PID denetleyicileri tercih edilmektedir. Makalenin bu bölümünde düşük maliyetli STM32F4 geliştirme kiti kullanarak dijital faz ilerlemeli bir denetleyici tasarımının oldukça kolay ve kullanışlı olduğu gösterilecek ve bu tip denetleyiciler tasarlanırken dikkat edilmesi gereken önemli noktalara değinilecektir.

3.1. Dijital Faz İlerlemeli – Faz Gerilemeli Denetleyiciler

Dijital faz ilerlemeli - faz gerilemeli denetleyiciler fiziksel bir sistemin performans ölçütlerini iyileştirme amacıyla kullanılmaktadır. Dijital faz ilerlemeli denetleyiciler, sistem kararlılığını artırmakta ve cevap süresini hızlandırmaktadır. Dijital faz gerilemeli denetleyiciler ise, sistemin kalıcı durum hatasını azaltmaktadır (kalıcı durum hatasını yok etmez). Bu tip denetleyiciler kök-yer eğrisi ve Bode diyagramları kullanılarak tasarlanabilmektedir [9].

Şekil 10'da denetleyici transfer fonksiyonuna ait sıfır ve kutupların yerlerinin sistem açık çevrim cevabının kök yer eğrisine bakılarak karar verildiği ve faz ilerlemeli denetleyici tasarlanarak sistem kararlılığının arttığı gösterilmektedir. Bu durumda denetleyiciye ait sıfırın yeri, sıfır-kutup sadeleştirilmesi için sistemin kutuplarından bir tanesine yerleştirilir. Denetleyiciye ait kutbun yeri ise, bu eklenilen sıfırın solunda ve birim çemberin içerisinde olacak şekilde yerleştirilir. Böylece kök-yer eğrisi sola ötelenecektir ve sistemin kararlılığı artacaktır. Kök yer eğrisinin sola ötelenme miktarı ise, sistemin performans ölçütlerine göre karar verilir.



Şekil 10: Dijital faz ilerlemeli denetleyici kullanımı sonucu sistemin kök yer eğrisi değişimi [9]

Bu tip denetleyicilerin genel yapıları ise şu şekildedir:

$$G(z) = Kd \frac{(z - zo)}{(z - zp)} \quad (1)$$

- Dijital faz ilerlemeli denetleyici için, $K_d > 1$, $z_o > z_p$ olmalıdır.
- Dijital faz gerilemeli denetleyici için, $K_d < 1$, $z_o < z_p$ olmalıdır.

Bu bölümden sonra Faulhaber 3557K020cs DC motorunun STM32F4 geliştirme kiti ile faz ilerlemeli denetleyici tasarlanarak konum kontrolü gerçekleştirilecektir.

3.2. Denetleyici Tasarımı

DC motor hız transfer fonksiyonu Denklem 2 ile verilmiştir. Tablo 2'de verilen sistem parametreleri, motor katalog bilgilerinden ve sisteme uygulanan farklı girişler sonucu elde

edilen çıkış verileri kullanılarak Matlab de parametre kestirimi yapılması sonucu elde edilmiştir.

$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{K}{JLs^3 + JRLBs^2 + RBs + K^2 s} \quad (2)$$

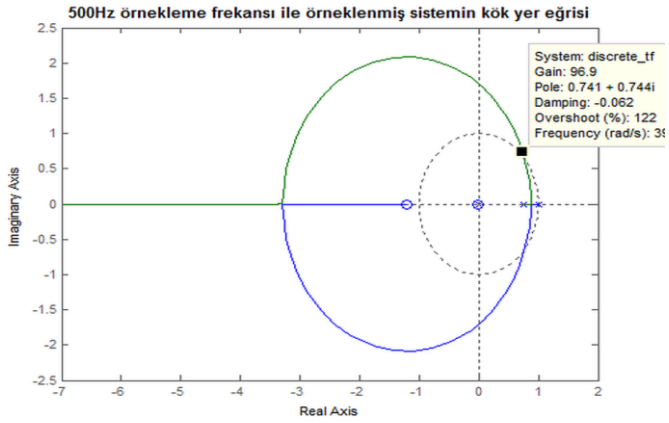
Tablo 2: Uygulamada kullanılan DC motor parametreleri

Sembol	Tanım	Değer
J	Rotor Atalet Momenti	47e-7 kge^2
B	Viskoz Sönümleme	35e-5 *Nms*
K	Elektriksel ve Tork Sabiti	34.2e-3 (*NmA*) (*V/rad/sn*)
R	Rotor Direnci	4 *ohm*
L	Rotor Endüktansı	630e-6 *Henry*

Sürekli zamanlı transfer fonksiyonu bilinen sistemin ayrık zamanlı transfer fonksiyonunu bulmak için, sistem kapalı çevrim transfer fonksiyonunun birim basamak yanıtı analiz edilmiş ve bunun sonucunda örnekleme periyodunun T_s = 0.002 sn. olmasına karar verilmiştir [2]. Sistemin ayrık zamanlı transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilmiştir:

$$\frac{\theta(z)}{V(z)} = \frac{0.0028841\ (z + 1.204)(z + 0.01039)}{(z-1)(z - 0.7587)(z - 3.47\ e - 06)} \quad (3)$$

Şekil 11'de ayrık zamanlı transfer fonksiyonu elde edilen sistemin, Matlab de kök-yer eğrisi çizdirilerek, tasarlanacak dijital faz ilerlemeli denetleyicinin sıfır ve kutuplarının yerleri belirlenmiş ve kritik K kazanç değerleri gözlemlenmiştir.

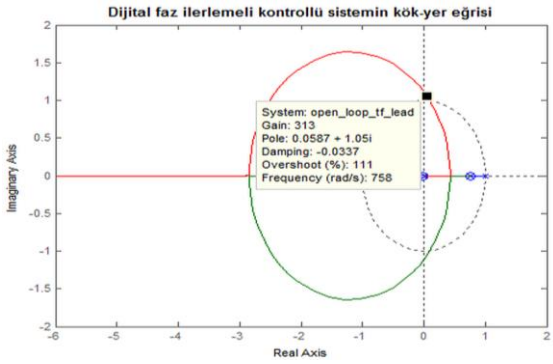


Şekil 11: Örneklenmiş DC motor sisteminin kök-yer eğrisi

Sistemin kök yer eğrisi referans alınarak, sistemin performans ölçütlerine göre tasarlanacak faz ilerlemeli denetleyicinin transfer fonksiyonu şu şekilde elde edilmiştir:

$$3 * \frac{z - 0.7587}{z - 0.01} \quad (4)$$

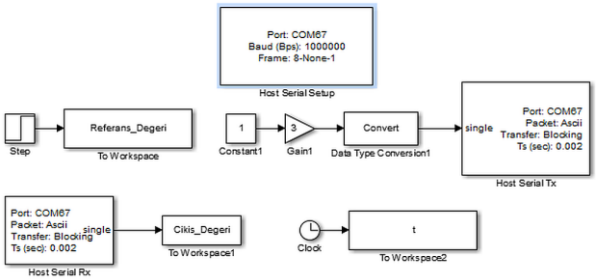
Faz ilerlemeli denetleyici tasarlandıktan sonra sistemin kök yer eğrisi ve kritik kazanç değerleri Şekil 12'de gösterilmektedir. Dijital faz ilerlemeli denetleyicilerin sistemin kök yer eğrisini sola ötelediği ve sistemin kararlılığını artırdığı daha önceki kısımlarda açıklanmıştı. Şekil 12 ise teorik bilgilerin benzetim sonuçlarıyla uyuştuğunu göstermesi açısından önemlidir.



Şekil 12: Dijital faz ilerlemeli denetleyici eklenmiş sistemin kök yer eğrisi

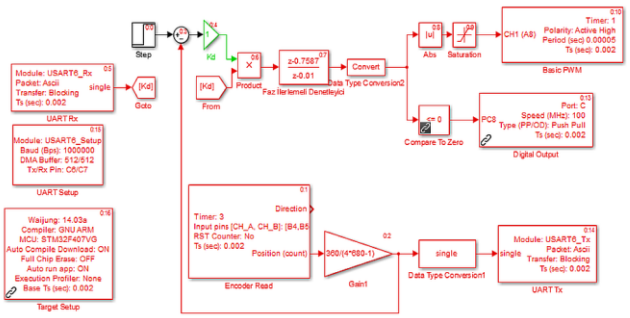
3.3. Simulink Uygulama Modeli

Uygulamayı geliştirmek üzere iki model oluşturulmuştur. Şekil 13'te görülen Simulink modeli bilgisayar üzerinde koşmakta ve sisteme uygulanan referans girişi değiştirilebilmekte ve sistem yanıtı elde edilerek görüntülenmektedir. Bunun için oluşturulan Simulink modelinde öncelikle Host Serial Setup bloğu içerisinde COM 67 portundan, 1000000 baud rate oranında, 8 bitlik, eşlik biti kullanılmadan ve stop biti 1 olacak şekilde seri haberleşme için gerekli veri ayarlamaları yapılmıştır. Bu ayarlara göre sisteme uygulanacak referans girişi STM32F4 kitine Host Serial Tx bloğu aracılığı ile gönderilmektedir. Sistem çıkışına ait veriler ise Host Serial Rx bloğu ile elde edilip, çizdirilmektedir.



Şekil 13: PC üzerinden referans girişi ve veri toplama modeli

Waijung blok setleriyle oluşturduğumuz ve kite yüklenen Simulink modeli Şekil 14'te görülmektedir. DC Motor 20 kHz frekansında PWM sinyali ile sürülmektedir. Bu sinyal Waijung Basic PWM bloğu ile elde edilmektedir. Sistem konum çıkışı Encoder Read bloğu aracılığıyla ölçülmektedir. Seri port aracılığı ile sisteme gönderilen referans girişi ve istenirse faz ilerlemeli denetleyicinin kazanç değeri Uart Rx bloğu ile elde edilebilmektedir.

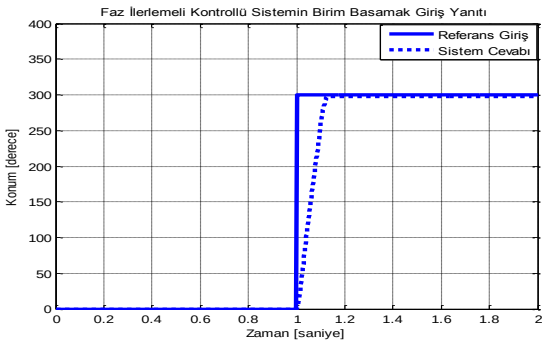


Şekil 14: Denetleyici Simulink modeli

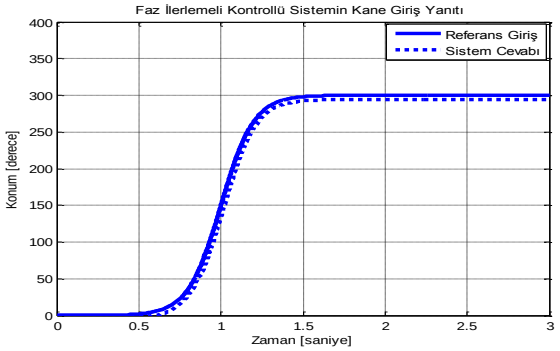
3.4. Deneysel Sonuçlar

Bu çalışmada faz ilerlemeli denetleyici tasarlanarak DC motorun gerçek zamanlı konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Sistemin, farklı girişlere verdiği yanıtlar Şekil 15 ve Şekil 17 arasında gösterilmiştir.

Şekil 15'te performans ölçütlerine göre tasarlanan denetleyici ile DC motor sisteminin birim basamak girişine verdiği yanıt verilmiştir. Performans ölçütleri belirlenmeden önce sisteme %100 PWM uygulanıp, sistemin bir turu en az kaç saniyede alabileceği gözlemlenmiştir. Sistem bir turu minimum 0.15 saniyede alabilmektedir. Tasarlanan faz ilerlemeli denetleyici sonrası Şekil 15'te görüldüğü gibi çıkış 0,16 saniyede cevaba oturmakta, sistem cevabında aşım meydana gelmemekte ve kalıcı durum hatası bulunmamaktadır.

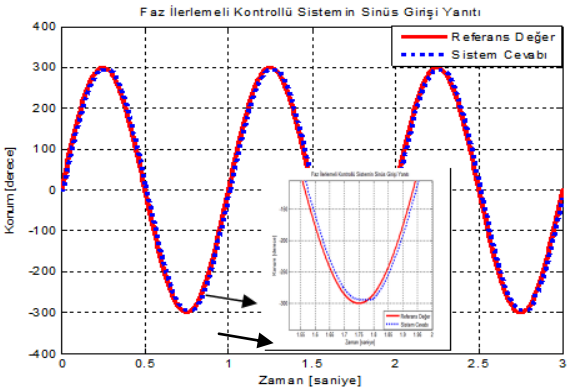


Şekil 15: Sistemin birim basamak girişi yanıtı



Şekil 16: Sistemin yörünge takip yanıtı

Şekil 16'da ise sistemin referans girişi olarak 2 saniyelik bir yörüngeyi takip etmesi istenmiştir. Şekil 17'de ise referans girişi olarak sisteme sinüs işareti verilmiştir. Sistem, referans girişini başarılı bir şekilde takip etmektedir.



Şekil 17: Sistemin sinüs girişi yanıtı

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, öğrencilerin yaparak ve yaşayarak öğrenme düzeyini arttırmaya yönelik düşük maliyetli, hızlı ve kolayca programlanabilen STM32F4 uygulama geliştirme kitinin kontrol sistemlerinde kullanımı hakkında bilgiler sunulmuştur. Bu çalışmada açıklanan yöntemle kontrol, robotik, güç elektroniği, otomasyon, endüstriyel iletişim uygulamaları ve diğer mühendislik alanlarında eğitim ve araştırma amaçlı uygulamalar gerçekleştirilebilir. Bunun dışında, lisans ve lisansüstü seviyelerinde veri toplama, analiz, sistem tanımlama ve denetleyici tasarımı hakkındaki teorik bilgilerin pratiğe dökülmesinde kullanılabileceği gözlemlenmiştir.

Kaynakça

[1] Kuo, B. C., "Automatic Control Systems", Prentice Hall, 7th Edition, 1995.

[2] Ogata, K., "Modern Control Engineering", 4th Edition Prentice Hall 2011.

[3] Coşkun, İ., Terzioğlu. H., "In Real Time Variable Parameter with PID Speed Control", International Advanced Technologies Symposium (IATS'09), 2009.

[4] Grassi, E., Tsakalis, K.S., Dash, S., Galikwad, S.V., and Stelin, G., "Adaptive/self-tuning PID control by erequency loop-shaping", Proceedings of the 39* IEEE Conference on Decision and Control Sydney, 1099-1101, 2000.

[5] Özkan, B., "Mekatronik Sistemlerde Uygulanan Belli Başlı Kontrol Yöntemleri", Türk Bilim Araştırma Vakfı Bilim Dergisi, Cilt:2, Sayı:3, Sayfa: 302-316, 2009.

[6] http://www.st.com/web/catalog/tools/FM116/SC959/SS1532/PF252419

[7] http://waijung.aimagin.com/

[8] http://www.st.com/web/catalog/tools/FM147/CL1794/SC961/SS1533/PF258513?sc=stm32-mat-target

[9] http://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?aux=Home

PROSES KONTROL EĞİTİM SETİ TASARIMI VE UYGULAMASI

Evrim Afşar, H. *Metin Ertunç*, Cüneyt Oysu

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
Evrim.afsar@mmo.org.tr

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
hmertunc@kocaeli.edu.tr

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi
coysu@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Günümüzde endüstriyel proseslerin gelişmesi ve farklılaşması ile birlikte bu sistemlerin otomasyon ihtiyaçlarını karşılamak ve geliştirmek de önemli bir yer teşkil etmektedir. Bu çalışmada, eğitim amaçlı bir proses deney düzeneği tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Sistemde akışkan olarak sıvı kullanılmıştır. Proses deney düzeneğinde akışkanın proses tankları içerisindeki debi, sıcaklık, seviye ve basınç gibi parametreleri PLC kontrol sistemi ile algoritması oluşturularak PID kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Gerçekleştirilen proses deney düzeneğinde denetleyici olarak Siemens S7-1200 PLC ve insan makine ara yüzü (HMI) olarak Siemens WinCC SCADA sistemi ve proses kontrol algoritması editörü olarak mantık devresi (Ladder Logic) kullanılmıştır. Geliştirilen proses kontrol sistemine komutlar SCADA sistemi ile verilmektedir.

Bu çalışmadaki temel amaç yerli imkanlarla kaliteli ve işlevsel bir proses kontrol deney düzeneğinin tasarlanıp, gerçekleştirilmesi ve öğrencilerin kullanımına sunulmasıdır.

1. Giriş

Türkiye ve dünyada hali hazırda tasarlanan ve gerçekleştirilen proses kontrol deney düzenekleri incelendiğinde, sözü edilen deney düzeneklerinde kullanılan mekanik ve elektronik ekipmanların endüstride kullanılan ekipmanlar ile hemen hemen aynı işlevde fakat endüstride kullanılmayacak kadar basit yapıda ve küçük ölçekte oldukları görülmektedir. Bu sebepten dolayı, sözü edilen deney düzeneklerini kullanan öğrencilerin endüstri ile tam uyum içerisinde olamamaları görülmektedir.

Bu çalışmada, proses deney düzeneğinin tasarım aşamasında olabildiğince bizzat endüstride kullanılan mekanik ve elektronik devre ekipmanlarının kullanılmasına özen gösterilmiştir. Mekanik ve elektronik proses devre elemanlarının seçilmesinde kalite ve fiyat analizi yapılarak en iyi ürünün seçimi göz önünde bulundurulmuştur.

.

2. Kontrol Sistemleri

Kontrol, bir ölçülebilir değişkenin ya da ölçülebilir değişkenlerden oluşan kümenin önceden belirlenmiş bir koşula uyumunu sağlamaya yönelik olarak geliştirilen işlemler bütünü olarak tanımlanabilir. Kontrol sistemi ise sıcaklık, debi, seviye gibi bazı fiziksel değişkenleri ayarlayarak veya var olan durumlarını koruyarak dinamik işlemler yöneten elle ayarlanan yada otomatik mekanizmalardır. Kontrol sistemlerinin birçok çeşidi olmasından dolayı günümüze kadar farklı kontrol yöntemleriyle alakalı oldukça fazla çalışmalar yapılmıştır [1,2,3].

Her kontrol sisteminin içinde bir denetleyici vardır ve bu denetleyici mikroişlemci, mikro denetleyici olabileceği gibi bir programlanabilir mantıksal denetleyici (PLC) de olabilir. Şimdiye kadar literatür de PLC ile alakalı sıcaklık, debi, seviye gibi bir çok parametre kontrolü sağlanması amaçlı çalışmalar yapılmıştır [4].

2.1. Oransal-İntegral-Türev (PID) Kontrolü

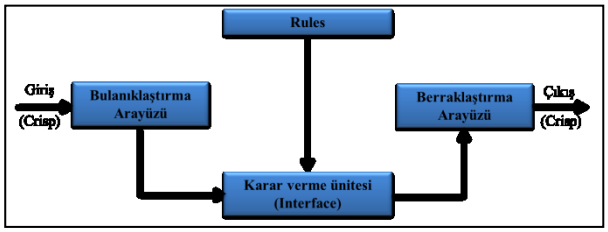
PID kontrol oransal, integral ve türev işlevlerini kullanarak günümüzde sistemleri kontrol etmek için yaygın olarak kullanılan kontrol sistemlerinden biridir. İsmini P, I ve D' nin baş harflerinden almakla beraber; P (Proportional) oransal, I (Integrate) integral ve D (derivative) türev parametrelerinin birleşimi sonucu ortaya çıkmış olan bir kontrol sistemidir.

Üç parametrenin tekli veya ikili olarak etkisinin zayıf kaldığı durumlarda PID' nin devreye girmesiyle en iyileme yapılır. Böyle durumlar bu üç etkinin aynı anda devrede olması sisteme daha kısa sürede kararlı bir kontrol sağlayabilir [5]. Bu üç parametrenin de kullanıldığı çalışmalar günümüzde kontrol alanında oldukça önemli bir yer teşkil edilmektedir [6,7]. Literatürde PID kontrol sistemi tek başına olduğu gibi bulanık (fuzzy) mantık algoritmasıyla beraber de oldukça yaygın kullanılan bir kontrol biçimidir [8,9].

2.2. Bulanık Mantık Kontrol Sistemi

Tek başına oransal, integral, türev (PID) kontrol sistemi ile çözülemeyen karmaşık sistemlerin kontrolünde bulanık mantık yöntemi kullanılabilir. İnsan beyninin çalışma şekline daha yakın olmasıyla beraber, doğrusal olmayan (non-linear) sistemler ile çalışmaya uygun olduğundan bu kontrol yöntemi

ile gerçeğe daha yakın sonuçlar elde edilebilmektedir. Şekil 1'de bulanık mantık şematik gösterimi yer almaktadır.

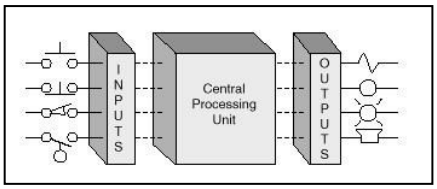


Şekil 1: Bulanık mantık sistemi şematik gösterimi.

Bulanık mantık kontrol yöntemi iki aşamadan oluşur. Sistem bulanık mantıktan çıkma (defuzzication) aşamasında oransal, integral, türev (PID) ya da diğer denetleyiciler ile beraber de kontrol edilebilir [9]. Literatür de değişik sektörlerde oldukça yaygın biçimde kullanılan ve günümüzde hala kendini geliştirmeye devam eden bulanık mantık kontrol yöntemi ile alakalı seviye, sıcaklık, debi parametrelerinin kontrolü ile ilgili çalışmalarda oldukça yaygındır [10,11,12].

2.3. Programlanabilir Mantıksal Denetleyiciler (PLC)

PLC sistemleri endüstrisinde otomasyon amaçlı kullanılan ve programlanabilen özel endüstriyel bilgisayarlar olarak bilinirler. Cihaz programlanmış özel mikroişlemciler içerir ve kontrol bu mikroişlemciler üzerinden sağlanır. Şekil 2'de bulanık mantık şematik gösterimi yer almaktadır.



Şekil 2: PLC blog diyagramı [13].

PLC kontrol sistemleri, süreç denetimi ile alakalı olarak, sıcaklık, basınç, debi gibi parametreleri denetler. Literatür de bu gibi parametrelerle oynanarak kontrol sağlanan PLC uygulamaları oldukça yaygındır [15,16,17].

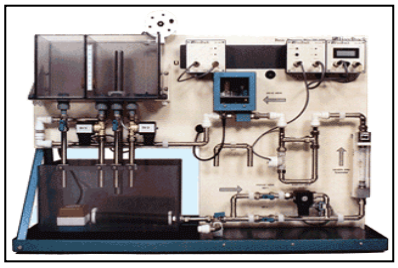
2.4. Veri Tabanlı Kontrol ve Gözetleme Sistemi (SCADA)

SCADA Sistemleri "Supervisory Control and Data Acquisition" kelimelerinin baş harflerinden oluşan SCADA, veri tabanlı kontrol ve gözetleme sistemi olarak tanımlanır. Özel bir yazılım yüklenmiş merkezi bir bilgisayar ekranından, sistemle ilgili tüm süreç ve system parametreleri, gözlenebilir ve denetimi sağlanabilir. SCADA sistemi kullanımı kolay ve oldukça yaygın kullanılan bir sistemdir [18,19].

3. Sıvı Akışkanlı Proses Deney Düzenekleri

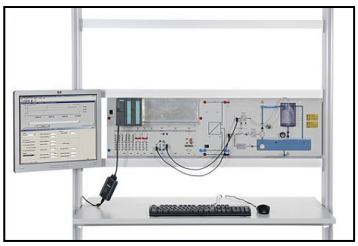
Günümüzde endüstriyel uygulamalarda otomasyon sistemlerinin önemi oldukça fazladır. Tasarlanan sisteme uygun ve bilinçli olarak geliştirilmiş olan bir otomasyon sistemi kendisine harcanan maliyeti fazlası ile geri vermektedir. Bu kapsamda üniversitelerde ve endüstriyel kuruluşlarda otomasyon sistemlerinin ve teknolojilerinin doğru şekilde kullanılmasında eğitimin rolü çok büyüktür.

Endüstriyel kontrol uygulamalarının yaygınlıkla kullanıldıkları endüstriler arasında içecek endüstrisi, atık su artıma, endüstriyel kimyasal işlemler, püskürtme yöntemi ile yüzey kaplamaları, nükleer enerji üretim tesisleri, eczacılık endüstrisi, su arıtma sistemleri, buhar kazanları, Günümüzde üniversiteler ve firmalar değişik kontrol uygulamaları içeren deney düzenekleri tasarlamaktadırlar.Polytechnic enstitüsünün geliştirmiş olduğu sıvı akışkan deney düzeneğinde, PID kontrol yöntemi ile sıvı akışkanın sabit bir tank içerisindeki seviyesi kontrol edilmektedir [22]. Şekil 3'de Polytechnic enstitüsünün geliştirmiş olduğu deney düzeneği görülmektedir.



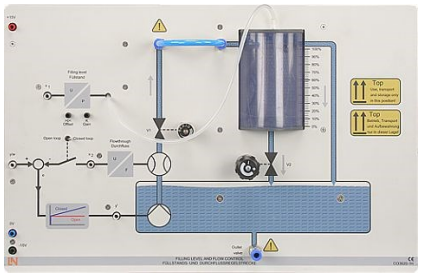
Şekil 3. Polytechnic enstitüsü kontrol düzeneği [22]

Lucas-Nuelle firmasının geliştirmiş olduğu kapalı çevrim deney düzeneğinde ise sıvı akışkan seviye kontrolü oransal, integral, türev (PID) kontrol yöntemi ile sağlanmaktadır [23]. Şekil 4'de Lucas-Nuelle geliştirmiş olduğu kapalı çevrim deney düzeneği görülmektedir.



Şekil 4: Lucas-Nuelle kapalı çevrim deney düzeneği [23].

Lucas-Nuelle firmasının geliştirmiş olduğu diğer sıvı akışkan kontrol deney düzeneğinde tank içerisindeki sıvı seviyesi ve akış miktarı tek bir algılayıcı ile ölçülmektedir [24]. Sözü edilen süreç kontrol deney düzeneğinin şeffaf yapısından dolayı deney sırasında gözlem yapmak kolay ve etkili olmaktadır. Şekil 5'de Lucas-Nuelle geliştirmiş olduğu proses kontrol deney düzeneği görülmektedir.



Şekil 5: Lucas-Nuelle proses kontrol deney düzeneği [24].

Süreç kontrol uygulamalarını daha az maliyetli daha güvenli ve anlaşılır olarak yapılması deney düzenekleri ile mümkün olmaktadır. Entek tarafından üretilen deney düzeneğinde temel olarak analog kontrol ve ayarlayıcı vasıtası ile sıcaklık, seviye, basınç ve debi süreç değerlerinin kontrolü sağlanmaktadır [25]. Hendes firması tarafından üretilen diğer bir bilgisayar destekli süreç kontrol deney düzeneğinde birden çok süreç kontrol deneyini tek üniteyle yapma imkanı sunmaktadır [26]. Şekil 6'da Hendes firmasının geliştirmiş olduğu proses deney düzeneği görülmektedir.



Şekil 6: Hendes süreç kontrol deney düzeneği [26].

4. Proses Deney Düzeneği Kontrol Parametreleri

Endüstriyel sistemlerde denetlenmesine sıklıkla ihtiyaç duyulan parametrelerin başında seviye, basınç, debi ve sıcaklık vardır. Eğitim amaçlı bir akışkan deney düzeneğinde sıklıkla kontrol edilen parametrelerin başında seviye, basınç, debi ve sıcaklık parametreleri gelmektedir.

4.1. Seviye Kontrolü

Akışkan ile ilgili olan endüstriyel sistemlerde en sık kontrol zorunluluğu olan parametre seviyedir. Kontrol sistemlerinde akışkan olarak genellikle sıvılar kullanılmaktadır [27]. Sıvı seviye kontrolü endüstride de sıklıkla ihtiyaç duyulan bir kontrol parametresidir. Sıvı seviyesi kontrolünü çok değişik sektörlerde görmek mümkündür. Nükleer reaktörlerde atık tankındaki su seviyesinin kontrolü santraldeki en önemli uygulamalardan bir tanesidir [28]. Sıvı seviye kontrolünün önemli olduğu diğer bir endüstri alanı da gıda endüstrisidir [29]. Sıvı seviyesi kontrolünde kullanılan kontrol metodunun başında oransal, integral, türev (PID) kontrolü gelmektedir [30,31,32,33]. Sıvı seviyesinin denetlenmesinde oransal, integral, türev denetleyici metodunun yanında bulanık mantık metodu da kullanılmıştır [34,35,36,37]. Oransal, integral, türev ve bulanık mantık metotlarının tek başlarına kullanılarak yapılan kontrol uygulamalarının yanında bu iki kontrol metodunun birleşimi ile yapılan sıvı seviyesi kontrol uygulamaları da literatür de mevcuttur [38,39,40,41]. Sıvı seviyesi kontrolünde PID ve bulanık mantık kontrol metotlarından faklı olarak genetik algoritma ile de yapılmış olan çalışmalar mevcuttur [42].

Deney düzeneklerinde sıvı seviyesi kontrolü uygulamasında genellikle bir tank kullanılmıştır. Sıvı seviyesi kontrolünü zorlaştırmak amacı ile sistemde iki adet süreç tankı içeren uygulamalar da bulunmaktadır [43,44]. Bazı endüstriyel uygulamaları deney setlerine taşımak amacı ile sıvı seviye kontrolü üç tank kullanılarak da yapılabilmektedir [45].

4.2. Sıcaklık Kontrolü

Sıcaklık bir sistemin ortalama moleküler kinetik ölçüsüdür. Endüstriyel otomasyon konuları arasında sıcaklık ölçümü çok önemli ve hassas bir işlemdir ve sıcaklık en sık kullanılan ölçme işlemlerinin arasındadır. Sıcaklık kontrolünün en sık uygulandığı endüstriler başlıca kimya, petro-kimya, gıda ve ilaç endüstrileri olarak sıralanabilir. Endüstriyel tesislerde sıcaklık kontrolü açık/kapalı ya da oransal, integral, türev (PID) metotları ile yapılabilmektedir [46]. Sıcaklık proses parametresinin denetlemesinde bulanık mantık metodu da etkili kontrol metotları arasında yer almaktadır [47]. Sıcaklık proses parametresini denetlemek amacı ile tek başına bulanık mantık ya da oransal, integral, türev denetleme metotları kullanılabildiği gibi bu iki metodun birleşimi olan denetleme metodu da kullanılabilmektedir [48].

4.3. Debi Kontrolü

Birim zamanda birim kesitten geçen akışkan miktarına debi denir. Endüstriyel alanlarda sıklıkla karşılaşılan ve denetlenen süreç değişkenlerinden biri de debidir. Tüm gazların ve sıvıların debileri hacimsel ve kütlesel debi miktarı olarak ölçülebilir. Debinin birimi hacimsel olarak ölçüldüğünde litre/saniye, kütlesel olarak ölçüldüğünde kilogram/saniye olmaktadır. Hacimsel debi Denklem (1) ve kütlesel debi Denklem (2)'deki gibidir.

5. Proses Deney Düzeneği Devre ve Tesisat Elemanları

Tasarlanacak ve geliştirilecek olan proses kontrol deney seti için kullanılacak ekipman seçiminin doğru yapılması deney düzeneğinin başarısı üzerindeki etkisi çok büyüktür. Kullanılacak olan mekanik, elektrik ve elektronik ekipmanların güçleri ve kapasiteleri sistemden beklenen özellikleri karşılayacak şekilde olmalıdır.

5.1. Sistem Pompaları

Geliştirilen otomasyon deney düzeneğinde ana pompa ve ikincil pompa olmak üzere farklı güçlerde ve debi değerlerinde iki adet 24V enerji ile çalışan, dört valfli ve kendinden emişli, kaynaktan 1.8 metreye kadar yukarı konumlandırılabilen pozitif yer değiştirmeli diyafram tip pompa kullanılmıştır. Pompaların hızları bir sürücü devresi ile kontrol edilmektedir. Şekil 7'de sistem pompaları gösterilmiştir.

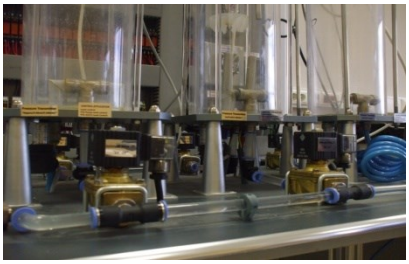


Şekil 7: Diyaframlı pompalar.

5.2 Solenoid Vanalar

Geliştirilmiş olan kontrol deney düzeneğinde akışı yönlendirmek amacı ile tasarlanan diğer deney düzeneklerinden farklı olarak solenoid vanalar kullanılmıştır.

Geliştirilmiş olan deney düzeneğinde akış yolları önceden belirlenerek SCADA kontrol sistemi içerisinde algoritmaları yazılmıştır.



Şekil 8: Deney düzeneği yön kontrol vanaları

5.3. Tek Yönlü Geri Beslemeli Pnömatik Oransal Vana

Geliştirilmiş olan otomasyon deney düzeneğinde bir adet iki yönlü pnömatik pozisyonerli oransal vana kullanılmıştır. Kullanılan pnömatik oransal vananın sistemdeki görevi debi kontrolü yapmak ve oransal, integral, türev kontrol metodu ile seviye kontrolünü gerçekleştirmektir.



Şekil 9: Oransal pnömatik kontrol vanası

5.4. Denetleyici Ünitesi

Geliştirilen süreç kontrol deney düzeneğinde denetleyici olarak siemens S7-1200 PLC – Scada sistemi kullanılmıştır. Şekil 10'da deney setinde kullanılan PLC ünitesi gösterilmiştir.



Şekil 10: Deney setinde kullanılan PLC ünitesi

6. PID Tabanlı Seviye Kontrolü

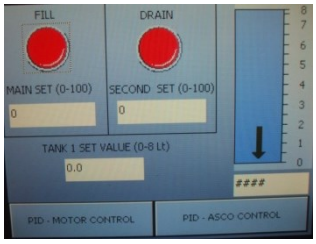
Deney düzeneği, sistem içerisinde yer alan besleme tankına sıvı akışkan sağlayan bir adet depolama tankı, işlem tanklarına sıvı akışkan sağlayan 1 adet besleme tankı ve 3 adet işlem tankından oluşmaktadır. Seviye kontrolü, sistem içerisinde yer alan besleme tankı ve her 3 işlem tankında da yapılabilmektedir. Tanklar içerisindeki seviye kontrolü, tankların altında yer alan düzlemlere monte edilmiş ve tankların alt yüzeyindeki basınç'ı ölçen basınç transmitterleri ile gerçekleştirilmektedir



Şekil 11: Gerçekleştirilen deney seti

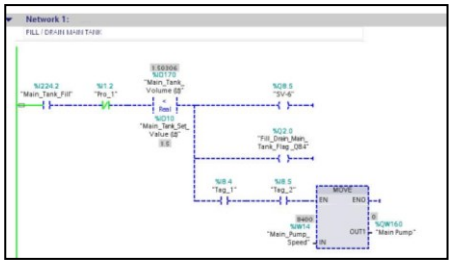
6.1. Tek kademeli seviye kontrolü.

Tek kademeli seviye kontrolünde, tank içerisinde istenen sıvı akışkan miktarı ve istenilen debi miktarı girilir. Şekil 12'de tek kademeli seviye kontrolü sistem kontrol ekranı gösterilmiştir.



Şekil 12: Tek kademeli seviye kontrolü kontrol paneli

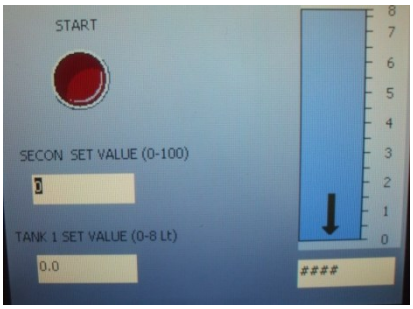
Besleme pompası sıvı akışkanı işlem tanklarına basar. Sıvı akışkan miktarı istenilen seviye değerine geldiğinde besleme pompası durur ve valflar kapanır. Bu şekilde işlem tankları içerisindeki sıvı akışkan miktarı kontrol edilmiş olur. Şekil 13'de tek kademeli seviye kontrolü sistem algoritması gösterilmiştir.



Şekil 13: Tek kademeli seviye kontrolü algoritması

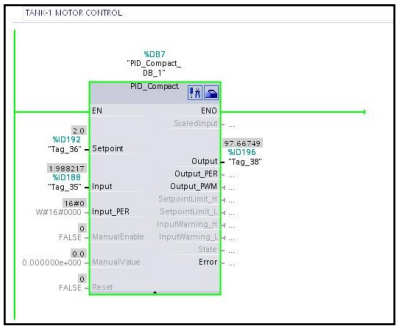
6.2. Besleme ve Boşaltma Pompaları ile Gerçekleştirilen PID Seviye Kontrolü.

Besleme ve boşaltma pompaları ile gerçekleştirilen PID seviye kontrol uygulamasında temel amaç işlem tank'ı içerisinde sıvı akışkan beslemesi ve aynı zamanda sıvı akışkan boşaltması olması durumunda tank içerisindeki miktarın ve seviyenin işlem başında tanımlanan değerde olmasını sağlamaktır. Şekil 14'de işlem tankında PID kontrolün gerçekleşmesi için sisteme girilmesi gereken girdi değerleri kontrol ara yüzünde gösterilmiştir.



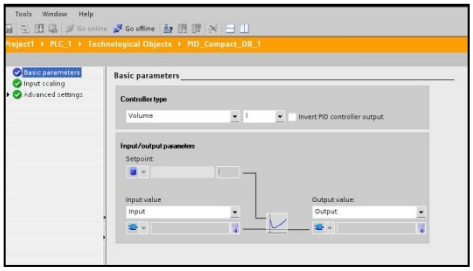
Şekil 14: İşlem tankı kontrol paneli görüntüsü

Kontrol algoritmasının PID kontrol kısmında Şekil 15'de belirtildiği gibi girdi ve çıktı değerleri tanımlanır ve devreye alınır.



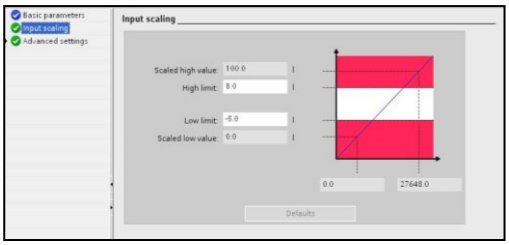
Şekil 15: İşlem tankı PLC – PID bloğu

Kontrol algoritmasının PID kontrol kısmında Şekil 16'da belirtildiği gibi girdi ve çıktı değerleri tanımlanır ve devreye alınır. Kontrol paneline girilen değerler PID bloğuna gönderilir. PID bloğunun temel parametre ayarlarında kontrol çeşidi, giriş ve çıkış parametreleri belirlenir. Bu çalışmada kontrol çeşidi hacim olarak seçilerek girdi ve çıktı parametreleri de PID bloğunun ilgili yerlerine bağlanmıştır.



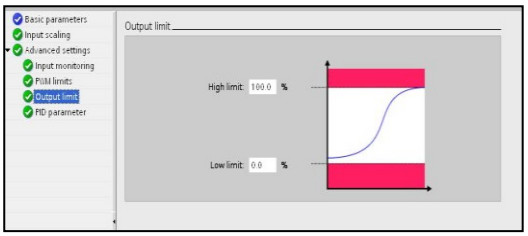
Şekil 16: PID bloğu temel parametre ayarları

PID bloğu temel parametre ayarlarının ardından girdi ölçeklendirme ayarları yapılmaktadır. Bu aşamada giriş değerinin üst ve alt çalışma değerleri ve limitleri belirlenmektedir. Şekil 17'de PID bloğu girdi değerlerinin ölçeklendirmesi gösterilmiştir.



Şekil 17: PID bloğu girdi değerlerinin ölçeklendirmesi

Girdi değerlerinin tanımlanmasının ardından sistem çıktı değerleri belirlenmektedir. Şekil 18'de PID bloğu çıktı değerlerinin ölçeklendirmesi gösterilmiştir.



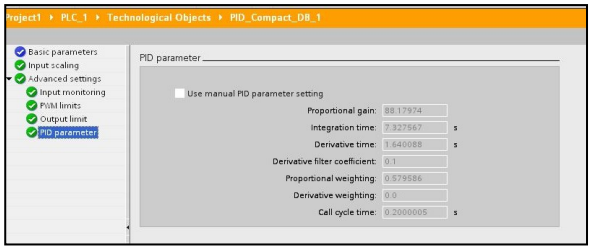
Şekil 18: PID bloğu çıktı değerlerinin ölçeklendirmesi

PID bloğu ayar kısmındaki tüm ayarlar yapıldıktan sonra sistem çalıştırılır ve sistemin kendisini en iyilemesi (tuning in run) sağlanır. Bu şekilde sistem kendisine belirtilen başlangıç değerlerini referans alarak en iyileme yapar ve PID parametrelerini bulur. Şekil 19'da PID bloğu en iyilemesi gösterilmiştir



Şekil 19: PID bloğu en iyilemesi.

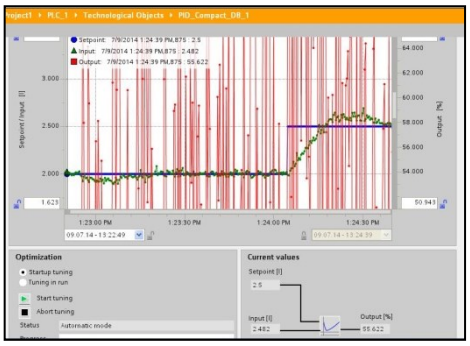
En iyileme sonunda sistem kendisine verilen başlangıç parametrelerine göre PID değerleri bulmaktadır. Şekil 20'de en iyileme sonunda bulunan değerler gösterilmiştir.



Şekil 20: En iyileme sonunda elde edilen PID parametreleri

Sistem en iyilemenin tamamlanmasının ardından otomatik olarak PID kontrol uygulamasın başlar ve besleme pompası tanımlanmış olan işlem tankı içerisindeki sıvı akışkan

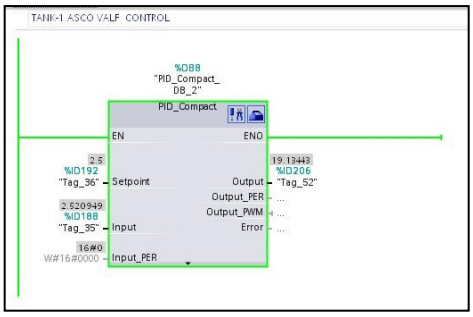
miktarını ve seviyesini, uygulamanın başında tanımlanan değerde PID kontrolör'ünü kullanmak sureti ile gerçekleştirir. Şekil 21'de PID grafiği gösterilmiştir.



Şekil 21: Kontrol sistemi PID grafiği

6.3. Oransal Vana ve Boşaltma Pompası ile Gerçekleştirilen PID Seviye Kontrolü.

Oransal vana ve boşaltma pompası ile gerçekleştirilen PID seviye kontrolü uygulamasında diğer uygulamalarda olduğu gibi temel amaç işlem tank'ı içerisinde sıvı akışkan beslemesi ve aynı zamanda sıvı akışkan boşaltması olması durumunda tank içerisindeki miktarın ve seviyenin işlem başında tanımlanan değerde olmasını sağlamaktır. Şekil 22'de PID bloğu gösterilmiştir.



Şekil 22: Kontrol sistemi PID bloğu

Bu uygulamada, besleme ve boşaltma pompaları ile gerçekleştirilen PID seviye kontrolü uygulamasında farklı olarak kontrolör olarak besleme pompası yerine pnömatik oransal vana kullanılmıştır. Şekil 23'de sisteme değişik değerlerde girdiler verildiğinde sistemin cevabını gösteren PID grafiği gösterilmiştir.



Şekil 23: Kontrol sistemi PID Grafiği

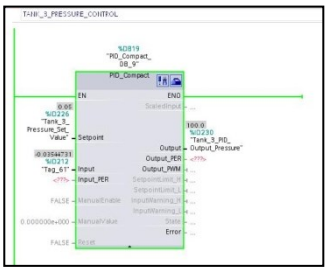
7. PID Tabanlı Basınç Kontrolü

Tasarlanmış olan deney düzeneğinde, genellikle petrol endüstrisinde sıklıkla kullanılan pozitif ve negatif basınç kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Basınç kontrolü uygulaması atmosfere kapalı tank içerisindeki hava basıncının tank cidarlarına yapmış olduğu basıncı kontrol edilmesi olarak tasarlanmıştır. Tank içerisindeki pozitif basıncı ve negatif basıncı (vakum) -1/+3 mbar aralığında çalışabilen basınç transmiteri ile ölçülmektedir. Şekil 24'de basınç kontrolü uygulaması gösterilmiştir.



Şekil 24: Basınç kontrolü uygulaması

Pozitif ve negatif basıncın atmosfere kapalı olan işlem tankında oluşturulması besleme ve boşaltma pompaları ile gerçekleştirilmektedir. Uygulamanın başında insan makine ara yüzüne istenilen pozitif ya da negatif basınç değerinin tanımlanması gerekmektedir. Şekil 25'de basınç kontrolü PID bloğu gösterilmektedir.



Şekil 25: Basınç kontrolü uygulaması PID bloğu.

8. Sonuçlar

Tez çalışması aşamasında gerçekleştirilen proses kontrol setinde kullanılan mekanik ve elektronik ekipmanların verimlerinin ve kalitelerinin çok iyi oldukları gözlemlenmiştir. Sistemde kullanılan denetleyici ünitesinin (Siemens S7-1200) kontrol kabiliyetleri de tüm sistemi kontrol edebilecek düzeydedir. Deney setinde sıvı seviyesi ölçümünde kullanılmak amacı ile 4-20 miliamper ve 0-10 Volt çıkışlı 2 farklı çeşit basınç algılayıcısı kullanılmıştı. Yapılan gözlemlere göre 4-20 miliamper çıkış veren basınç algılayıcılarının verimleri çok daha yüksek. Bu algılayıcılar etraftan gelen gürültülerden etkilenmemektedir. Diğer taraftan 0-10 Volt çıkış üreten algılayıcılar sistemden gelen gürültülerden etkilenmektedirler. Bu durum öğrencilere gürültü problemini göstermek için güzel bir örnek teşkil edecektir.

Teşekkür

Bu çalışma, Kocaeli Üniversitesi Bilimsel Araştırmalar Şube Müdürlüğü tarafından Hızlı Destek kapsamında desteklenmiş olup Mekatronik Mühendisliği Sensör Laboratuarında gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

[1] Gonzalez R. , Huang B. , Control-loop diagnosis using continuous evidence through kerneldensity estimation, Elsevier, Science Direct, Journal of Process Control 24,640-651, (2014)

[2] Yamashita Y., An automatic method for detection of valve stiction in process control loops, Elsevier, Science Direct, Control Engineering Practice,14,503-510, (2006)

[3] Weisheng Z., Xiaoshu Z., Zhaoji H., Research of New Experimental System for Process Control, IEEE, 1-4244-2386-6/08 (2008)

[4] Illes C., Popa G.N., Filip I., Water Level Control System Using PLC and Wireless Sensors, IEEE 9th International Conference on Computational Cybernetics, 195-199 , July 8-10, (2013)

[5] http://www.ilkaymeseli.com/2010/12/matematiksel-kontrol-teorisi/(Ziyaret Tarihi: 22.04.2014)

[6] Samin R. E., Jie L.M., Zawawi M. A., PID Implementation of Heating Tank in Mini Automation Plant Using Programmable Logic Controller (PLC), IEEE International Conference on Electrical, Control and Computer Engineering,515-519,June 21-22(2011)

[7] Cho J., Chong S., Stabilized MAX-MIN Flow Control Using PID and PII2 Controllers, IEEE Communications Society Globecom,1411-1417,(2004)

[8] Hong Q., Jie X., Design of Predictive Fuzzy-PID Controller on Flow Control in Real-Time Multimedia Communication, IEEE, Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation,689-692,(2009)

[9] Weibin C., Qingjian M., Based on PLC temperature PID - Fuzzy control system design and simulation, IEEE International Conference on Information, Networking and Automation (ICINA),V2-417 – V2-421,(2010)

[10]http://zone.ni.com/reference/enXX/help/370401H01/lvpidmain/cntrl_strat_des/ (Ziyaret Tarihi: 08.05.2014)

[11] Lee C. C., Student Member, IEEE, Fuzzy Logic in Control Systems: FuzzyLogic Controller Part I, IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 10, 404-418 , March-April(1990)

[12] Ladera L.E., Reyes C.R., Margaglio E., Soteldo L., A Fuzzy Logic Controller with Swiching Knowledge Base for Industial Process Control, IEEE,0-7803-2672-51 95, 333-337,(1995)

[13] http://www.ustudy.in/node/222(ZiyaretTarihi: 23.04.2014)

[14] http://www.plcprogramlama.com/plcs.htm(Ziyaret Tarihi: 23.04.2014)

[15] Ziemba R., Use Of A Programmable Logic Controller (PLC) For Of Injection Molding Machinery Temperature, Position, Velocity And Pressure Control, IEEE,88CH2565-0/880000-1397, 1397-1404,(1988)

[16] Yang Y., Bian H., Design and Realization of Fuzzy Self-tuning PID Water Temperature Controller Based on PLC, IEEE 4th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics,4-6,(2012)

[17] Afzalian A.,Senior Member, IEEE, Noorbakhsh M., Member, IEEE, Nabavi S. A. , Senior Member, IEEE, PLC Implementation of Decentralized Supervisory Control for Dynamic Flow Controller, IEEE 17th IEEE International Conference on Control Applications,17,522-527,September 3-5, (2008)

[18] Atlagic B., Sagi M., Milinkov D., Bogovac B., Culaja S., Model-based Approach to the Development of SCADA applications, IEEE 19th International Conference and Workshops on Engineering of Computer-Based Systems,22, 1285-1292,(2012)

[19] Lakhoua M. N., SCADA application of a Water Steam Cycle of a Thermal Power Plant, IEEE,978-1-4673-5814-9/13,(2013)

[20] http://www.fultek.com.tr/wp-content/uploads/2012/02/scada.jpg(Ziyaret Tarihi: 08.05.2014)

[21] The Institution of Electrical Engineers, Electrical SCADA systems from the Operators perspective, IEEE,3/1-3/4(1998)

[22] http://mechatronics.poly.edu/mpcrl/Levelcont.html (Ziyaret Tarihi: 02.05.2014)

[23]http://www.lucasnuelle.com/316/apg/3352/CLC+36+Closedloop+liquid+level+control+flowrate+control.htm(Ziyaret Tarihi: 02.05.2014)

[24]http://www.lucasnuelle.com/317/pid/5172/apg/5473/Compact-level-control-kit-including-vessel,-tank,-pump-and-sensors--.htm(Ziyaret Tarihi: 02.05.2014)

[25]http://www.entekegitim.com.tr/public/egitim_setleri.aspx# (ZiyaretTarihi: 02.05.2014)

[26] http://hendes.com.tr/egitimproseskontrol.php(Ziyaret Tarihi: 02.05.2014)

[27] Ünsal A., Duysak A., Ilıca A., Eğitim Amaçlı Bir Kontrol Deney Seti Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi,Dumlupınar Üniversitesi, Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü

[28] Yongsheng Q. , Yong W. , Nan S. , Design of Liquid Level Control System of Nuclear Power Plant, IEEE, 11th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, 583-586, (2013)

[29] Shujiao BI., Dong F., Modeling for Liquid-Level Control System in Beer Fermentation Process, Proceedings of the 31st Chinese Control Conference,22,1739-1744,(2012)

[30] Isa I.S., Meng B.C.C., Saad Z., Fauzi N.A., Comparative Study of PID Controlled Modes On Automatic Water Level Measurement System,IEEE, 7th International Colloquium on Signal Processing and its Applications,7, 237-242 (2010)

[31] Mehta S. A., Katrodiya J., Mankad B., Simulation, Design and Practical Implementation of IMC tuned Digital PID controller for liquid level control system, IEEE, Institute of Technology, Nirma University,382-481, December 08-10 (2011)

[32] Huiqun Y., The Design and Realization of PID Liquid Level Control System Based on S7-200 and EM235,IEEE, International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation,762-765 (2010)

[33] Wang Z., Jiang Y., Wang S., The Application of Feedforward PID Controlin Water Level Control System, Harbin University of Science and TechnologyHarbin, China,(2012)

[34] Qi L., Yanjun F., Jizhong S., Ji W., The Application of Fuzzy Control in Liquid Level System,IEEE, International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation,776-778 (2010)

[35] Abid M., Fuzzy Logic Control of Coupled Liquid Tank System,IEEE, 144-147 (2005)

[36] Pan Y., Wang Q., Research on a Stable Adaptive Fuzzy Control of Nonlinear Liquid Level System,IEEE, Proceedings of the Sixth International Conference on Hybrid Intelligent Systems (HIS'06), 0-7695-2662-4/06 (2006)

[37] Aydoğmuş Z., Implementation of a fuzzy-based level control using SCADAElsevier, Expert Systems with Applications, 36, 6593–6597 (2009)

[38] Qianhua X., Deqiong Z., Ping V., Fuzzy Adaptive PID Control Tank Level,International Conference on Multimedia Communications,149-152, (2010)

[39] Dharamniwas, Ahmad A., Redhu V., Gupta U., Liquid Level Control By Using Fuzzy Logic Controller,IJAET, International Journal of Advances in Engineering & Technology, 537-549, July (2012)

[40] Zhao N., Research on Application of Fuzzy PID Controller in Two-container Water Tank System Control,IEEE, International Conference on Machine Vision and Human-machine Interface,978-0-7695-4009-2/10 (2010)

[41] Kayacan E., Kaynak O.,An adaptive grey PID-type fuzzy controller design for a non-linear liquid level system,Transactions of the Institute of Measurement and Control,31, 33-49, (2009)

[42] Keliang Z., Bin Y., Jiang Y., Huang J.,Double-tank Liquid Level Control Based On Genetic Algorithm,IEEE, 4th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics,4, 978-0-7695-4721-3/12, 354-357, (2012)

[43] Abbas H., Asghar S., Qamar S.,Sliding Mode Control For Coupled-Tank Liquid Level Control System,IEEE, International Conference on Frontiers of Information Technology, 10, 325- 330 (2012)

[44] Likun H., Guangping L., Wenqin H., Level Control System of Double-hold Water Tank Based on Inverse System Method and PID,IEEE, Second International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, 129-132 (2010)

[45] Jatoth R. K., Jain A.K., Phanindra T., Liquid Level Control of Three Tank System Using Hybrid GA-PSO Algorithm,IEEE, Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE), 1-7, (2013)

[46] Ahmadov H., Birlikseven C., Sicaklik Kontrol Sistemler İçin Farkli Stratejiler,VIII. Ulusal Ölçümbilim Kongresi, 1-14, 26-28 Eylül (2013)

[47] Dong Y., Yonghong Y., Gaohong X., Design of Indoor Swimming Pool Water Temperature Control System Based on Fuzzy Controller and Smith Predictor,IEEE, International Conference on Electronic & Mechanical Engineering and Information Technology, 4678-4681, (2011)

[48] Yang Y., Bian H., Design and Realization of Fuzzy Self-tuning PID Water Temperature Controller Based on PLC,IEEE, 4th International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, 3-6, (2012)

C2 – PID Kontrol

13 Eylül 2014 Cumartesi – 1. Oturum (Akım Metal Salonu)

Oturum Başkanları : Doç. Dr. Şeref Naci ENGİN (YTÜ)

Hibrit Rüzgar/FV Sistemi İçin PID Denetleyici Parametrelerinin PSO İle Optimizasyonu (Bildiri No : 85)

Amir Hossein HAJİSALEM (Karadeniz Teknik Üniversitesi)
İsmail HALTAŞ (Karadeniz Teknik Üniversitesi)

Yüksek dereceli sistemlerin kararlılık sınır eğrileri ile ikinci derece yaklaşık modele indirgenmesi ve uygun PID kontrolör tasarımı (Bildiri No : 121)

Barış Baykant ALAGÖZ (İnönü Üniversitesi)
Furkan Nur DENİZ (İnönü Üniversitesi)
Nusret TAN (İnönü Üniversitesi)

MATLAB / Simulink Tabanlı Otomatik Kod Üretimi ve Gömülü Anti-Windup PI Denetleyici Tasarımı (Bildiri No : 152)

Fatih Serdar SAYIN (Marmara Üniversitesi)
Hasan ERDAL (Marmara Üniversitesi)
Barış DOĞAN (Marmara Üniversitesi)

Bir ve İki Serbestlik Dereceli PID Kontrolörleri için Ayar Yöntemleri ve Esnek Bir Kullanıcı Arayüz TasarımıGeliştirme (Bildiri No : 203)

Mehmet Kıvanç ÇELİK (Kocaeli Üniversitesi)
Engin YEŞİL (İTÜ)
Tufan KIMBASAN (İTÜ)

Bir Esnek Çubuğun Uç İzleme Kontrolü (Bildiri No : 231)

Claudia F. CASTILLO (Castilla-La Mancha Üniversitesi)
Şeref Naci ENGİN (Yıldız Üniversitesi)
Vicente Feliu BATTLE (Castilla-La Mancha Üniversitesi)

HİBRİT RÜZGAR/FV SİSTEMİ İÇİN PID DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN PSO İLE OPTİMİZASYONU

Amir Hossein HAJİSALEM[1], *İsmail H.ALTAŞ*[2]

[1]ElektriK-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi
Amirhosseinhajisalem@yahoo.com

[2]ElektriK-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi
ihaltas@ktu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada üç döngülü (tri-loop) hata çevrimi ile sürülen (error-driven) PID denetleyici parametrelerinin optimizasyonu yapılmaktadır. Çalışmada bir hibrit Rüzgar/FV (Foto Voltaik) sisteminin DC çıkışları (gerilim, akım ve güç) PID denetleyici ile denetlenmekte ve denetim hatası minimize edilmektedir. Kullanılan PID denetleyicinin K_p, K_i ve K_D parametreleri, PSO (Parçacık Sürü Optimizasyonu) yöntemi ile optimize edilmektedir. Optimum denetleyici parametreleri ile sistem kararlı, güçlü ve kontrollü şekilde çalıştırılmaktadır. Denetleyici parametre optimizasyonu üç farklı performans endeksi (ITSE, IAE ve ITAE) ile denenerek performansları incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Hibrit Rüzgar/FV sistemi, üç döngülü hata ile sürülen PID denetleyici, PSO, Parametre Optimizasyonu

1. Giriş

Rüzagr ve güneş gibi yenilenebilir enerji kaynakları çevre dostu enerji kaynakları olarak bilinmektedir. Bu kaynaklar temiz ve verimli modern teknolojiye dayanmaktadırlar. Bu teknoloji kirlilikten uzak bir gelecek için umut ışığı sunmaktadır. Son zamanlarda bütün dünyada, enerji talebi hızla artmaktadır dolayısı ile Güneş (FV) ve rüzgar sistemleri gibi yenilenebilir enerji sistemlerinin kullanılması ülkeler için daha fazla cazip olmaya başlamıştır[1],[2]. Aynı zamanda düşük maliyetli ve daha verimli bir sistem geliştirmek için kesintisiz çalışmalar devam etmektedir. Küçük ölçekli stand-alone güç sistemleri elektrik enerji üretimi için önemli alternatif kaynakları olrak bilinmektedir. Bu çalışmada Rüzgar/FV hibrit enerji sistemi bir DC yük için devamlı güç üretmek amacı ile sunulmuştur. PID denetleyici sanayide hareket kontrol sistemi için yaygın olarak kullanılmaktadır. Günümüzde kontrol sistemlerinin % 90'ından daha fazlasında hala PID denetleyici kullanılmaktadır. PID deneteleyici uygulamasının en kritik adımı ise parametrelerinin optimum değerlere ayarlanmasıdır. Günümüzde kendini ayarlayan (self-tuning) PID dijital denetleyici mühendislik uygulamalarında çok kolaylık sağlamıştır. PID denetleyicinin en iyi şekilde parametre ayarlama işlemini gerçekleştirmesi, denetlenecek sistemin davaranışına bağlıdır. 'Newton' yöntemi ve 'steepest descent' yöntemleri gibi optimizasyon algoritmaları PID denetleyicinin tuning işlemini yapmak için kullanılmaktadır. Fakat bu yöntemler 'global optimum' bulmayı garanti etmez ve ayrıca hesaplamaları zaman alıcıdır. Bu nedenle son yıllarda genetik algoritmalar (GA) ve Parçacık sürü optimizasyonu (PSO) gibi yöntemler, PID dentleyici parametrelinin tuning işlemini gerçekleştirmek için yaygın olarak kullanılmaktadır [3]. Daha önceki çalışmalarda PSO algoritmasının GA'ya göre daha yüksek performans gösterdiği bildirilmiştir PSO doğrusal olmayan fonksyonlar ve çok boyutlu fonksyonların optimizasyonu için önemli bir kabiliyete sahiptir [4].

2. Hibrit FV/Rüzgar Sistemin Açıklaması

Önerilen sistem, FV dizisi (PV Array), rüzgar türbin jeneratörü, bir SPWM kontrollü kıyıcı tipi DC-DC dönüştürücüsü, ters akımı önleyen bir diyot, doğru akım filtreleri (Rf , LF) ve doğru akım yükü gibi elemanlardan oluşmaktadır. Burada güneş ve rüzgar sistemleri doğru akım yük için, gerilim kaynağı (DC voltaj) olarak kullanılır. Önerilen sistemin modeli Şekil.3'de gösterilmiştir.

2.1. FV sistemi

Güneş enerjisi, FV hücreleri aracılığıyla elektrik enerjisine dönüştürülür. Güneş enejisinden daha büyük miktarda enerji elde etemek için, FV hücreleri seri ve paralel şeklinde bağlanılır. Bir güneş hücresinin ideal eşdeğer devresi bir akım kaynağı ve ona paralel şekilde bağlanan bir diyottan oluşmaktadır [1],[2]. Devrenin çıkış terminalleri ise yüke bağlanır. Güneş hücresinin ideal gerilim-akım denklemi aşağıdaki gibidir:

$$I_{PV}=I_{ph} - I_0 \left(e^{\frac{q V_{PV}}{kT}} - 1 \right) \quad (1)$$

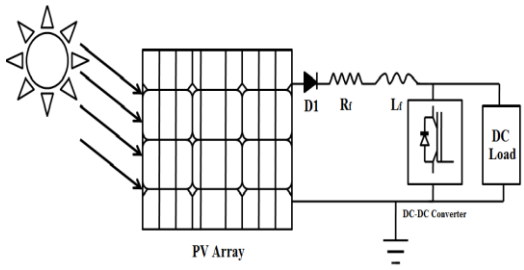
burada:
Iph = Foto akımı (A)
I0 = Diyot ters doyma akımı (A)
q = Electron charge = 1.6X10-19 (C)
k = Boltzmann sabiti = 1.38X10-23 (J/K)
T = Hücre sıcaklığ (K)

Bir FV dizisi (array) modelinin genel blok diagramı şekil.1'de gösterilmiştir. Şekil ayrıca filtre ve yük modellerini içermektedir. Bir diyot (D1) ters akımı önlemek için yük

devresine seri olarak bağlanmaktadır. Filtre ise yükten önce bağlanır ve onun işlemi gerilimi sabit tutabilmektir. Önerilen filtrenin elemanları seri bağlanan 'R_f-L_f' şeklinde olur. Güneş hücresinin çıkış gücü aşağıdaki gibidir:

$$P_{PV}=V_{PV}*I_{PV} \quad (2)$$

burada:
IPV = Güneş hücresinin çıkış akımı (A).
VPV = Güneş hücresinin çalışma gerilimi (V).
PPV = Güneş hücresinin çıkış gücü (W).
Şekil.1 bir tipikal FV dizisi modelini 695 W/m2 güneş ışınımı ve 20°C sıcaklığında göstermektedir.



*Şekil 1:*FVA modeli

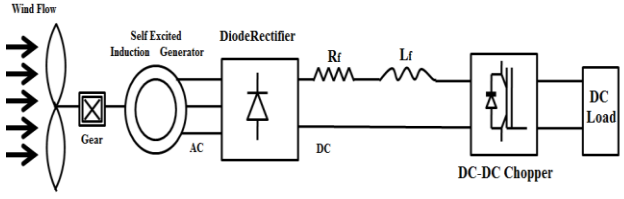
2.2. Rüzgar Sistemi

Rüzgar türbinin rüzgardan alıdığı mekanik güç aşağıdaki formül ile ifade edilir:

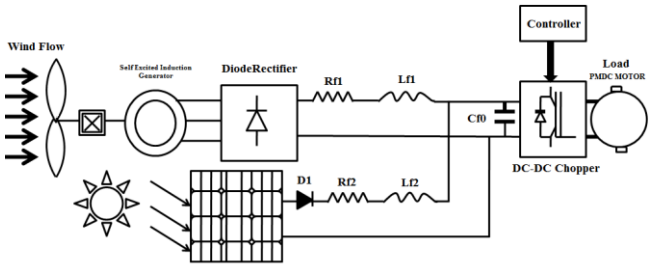
$$P_m=1/2\rho_a A_s V_m{}^3\ C_p(\beta,\lambda) \quad (3)$$

Burada:
ρa = Hava yoğunluğu (Kg/m3)
As = Taranan alan (m2)
CP = Rüzgar turbini güç sabiti
Vm = Rüzgar hızı (m/s)

Bu nedenle eğer hava yoğunluğu, taranan alan ve rüzgar hızı sabit olursa çıkış gücü, türbin guç sabitinin fonksyonu olacaktır. Buna ek olarak rüzgar türbini normal olarak c_p-λ eğrisi ile karakterise edilir. Uç hız oranı, λ'dır ($\lambda=\frac{\omega R}{v}$). Burada, ω, R ve v sırası ile türbin rotor hızı (rad/s), türbin bıçağının yarıçapı (m) ve rüzgar hızı (m/s) olarak bilinmektedir. Bir rüzgar sisteminin modeli şekil.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: Rüzgar sisteminin modeli



Şekil 3: Rüzgar/FV hibrit sistemi modeli

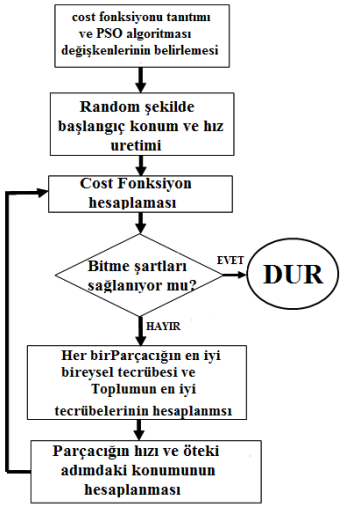
3. Parçacık Sürü Optimizasyonü (PSO)

Parçacık sürü optimizasyon yöntemi Kennedy ve Eberhart [3] tarafından geliştirilen bir evrimsel hesaplama optimizasyon tekniğidir (doğal sisteme dayalı bir arama yöntemidir). sistem başlangıçta rasgele seçilmiş çözum nüfusu alır. Herbir potansiyel çözüm, parçacık olarak adlandırılır. Her parçacığa rasgele bir hız verilir ve problem uzayında uçurulur. Parçacıklar hafızaya sahiptir ve her parçacık önceki parçacığın en iyi konumu (Pbest) ve onunla ilgili uygunluk değerini (fittness) izlemektedir. Her sürü için bir kaç sayı Pbest bulunmakatadır ve en büyük uygunluk değerine sahip olan parçacık, sürünün en iyisi veya 'global best'(Gbest) olarak adlandırılır. PSO tekniğinin temeli, herhangi parçacığın her bir zaman adımında bir rasgele hızlandırma ağırlığı ile Pbest ve Gbest konumu doğrultusunda hızlandırmasına dayanmaktadır. PSO algoritmasının önemli adımları ve seçim süreci aşağıda açıklanmıştır:

(a)D-boyutlu problem uzayında konumları ve hızları random olarak belirlenen bir parçacık nüfusu icad edilir ve arama uzayında uçurulur.
(b)Sürünün her parçacığı için uygunluk değerlendirmesi yapılır.
(c)Her bir iterasyon için, her bir parçacığın uygunluğunu ondan önce elde edilen en iyi uygunluk değeri (Pbest) ile karşılaştırılır. Eğer mevcüt değer Pbest değerinden daha iyi olursa, Pbest değerini mevcüt değere ayarlarız ve ayrıca Pbest'in konumu da d-boyutlu uzayda mevcüt konuma eşit olur.
(d)Parçacıkların Pbest değerlerin birbirleri ile karşılaştırıp ve sürünün en iyi konumunu en büyük uygunluk değeri ile güncelleriz (Gbest).
(e)Parçacığın hız ve konumu (4) ve (5) denlkemleri ile değiştirilir.

$$V_{id}=\omega.V_{id}+C_1.rand_1.(P_{id}-X_{id})+C_2.rand_2.(P_{gd}-X_{id}) \quad (4)$$
$$X_{id}=X_{id}+V_{id} \quad (5)$$

Burada: V_{id} ve X_{id} d -boyutlu uzayda sırasıyla i_ıncı parçacığının hız ve konumunu temsil etmektedir. $rand_1$ ve $rand_2$ iki tekdüze fonksiyonlardır, ω eylemsizlik ağırlığıdır ve önceden seçilir.
(f) (b) ila (e) adımlarını bazı tek veya çoklu kriterleri esas alarak yakınsamaya varana kadar devam ederiz.
PSO algoritmasının akış diagramı şekil.4'de gösterilmiştir.



Şekil 4:PSO algoritmasının akış diagramı

3.1. 'PSO'yu PID parametrelerine göre proglaması

Önerilen PSO MATLAB m-file progrmında üç parçacık mevcuttur (K_p, K_i ve K_D). Buda arama uzayının üç boyultlu olduğu ve parçacıkların üç boyutlu arama uzayında uçuş yapması anlamına gelir. PSO programı iki bölümden oluşmaktadır:

- Fonksiyon m-dosayası
- PSO-PID arama m-dosyasi

Fonksiyon m-dosya'da minimize edilmesi gereken fonksiyonu tanımlamamız gerekir (maliyet fonksiyonu=e_{toplam}).

İkinci bölümde 'PSO-PID MATLAB m-dosyasını çağırarak hatayı minimize etmek için PSO programını oluştuduğumuz sisteme uygularız. Böylece PID denetleyicinin en iyi parametrelerini ve neticede en az hatayı (e_{toplam}) elde etmiş oluruz. PSO algoritmasının parametreleri tablo.1'de gösterilmiştir.

4. Denetleyicinin Yapısı

Bir Rüzgar/FV yenilenebilir güç üretim sistemi için kordine edilmiş kontrol stratejisi şekil.5'de gösterilmiştir. Yaptığımız çalışmada kullandığımız denetleyici üç kısımdan oluşmakatadır:

- Üç döngülü hata çevrimi ile sürülen (PID) denetleyicisi (Dr.sharaf [1] tarafından tasarlandı) (Şekil.5)
- Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu(SPWM)
- DC-DC çift çevirici kıyıcı (chopper)

(Şekil.5)'de gördüğümüz gibi, hibrit sistemin çıkışından alınan gerilim (V_d), akım (I_d) ve güç (P_d) hataları (e_1,e_2,e_3) toplanıp çıkışda ' e_{total} ' PID denetleyici için bir giriş olarak kullanılmaktadır. denetleyicinin çıkışı ise anahtarlama frekansı üretmek amacı ile SPWM bloğunda giriş olarak kullanılır. Burada hatalar (e_1,e_2,e_3) 'V_d, I_d ve P_d'nin referans değerlerinden sapmalarını gösteriyor. Sistemin (per-unit), üç boyutlu hata vektörü (e_V , e_I , e_P) aşağıdaki denklemler ile yönetilmektedir:

$$e_V \text{ (k)=V(k)} \left(\frac{1}{1+ST1}\right)\left(\frac{1}{1+SD}\right) \text{ -V(k)} \left(\frac{1}{1+ST1}\right) \quad (6)$$

$$e_I\text{(k)=I(k)} \left(\frac{1}{1+ST2}\right)\left(\frac{1}{1+SD}\right)\text{- I(k)}\left(\frac{1}{1+ST2}\right) \quad (7)$$

$$e_I\text{(k)=I(k)}* \text{V(k)} \left(\frac{1}{1+ST3}\right)\left(\frac{1}{1+SD}\right)\text{- I(k)}* \text{V(k)} \left(\frac{1}{1+ST3}\right) \quad (8)$$

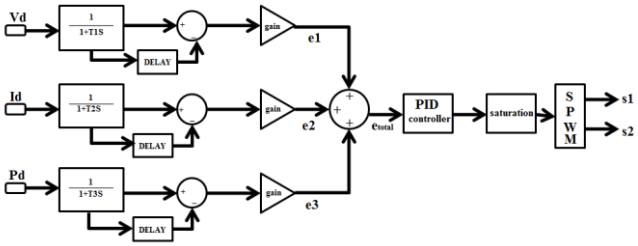
Bir 't' zamanında sistemin toplam hatası veya global e_t(k) şöyledir:

$$e_t\text{(k)=} \gamma_v e_v(k)+ \gamma_i e_i(k)+ \gamma_p e_p(k) \quad (9)$$

Sistem kontrol gerilimi PID denetleyici için zaman domeninde aşağıdaki biçime sahiptir:

$$\text{V(t)=}K_p e_t\text{(t)+}K_i \int_0^t e_t\text{(t) dt+ } K_d \frac{de_t(t)}{dt} \quad (10)$$

PSO arama algoritması sistemin toplam hatasını en aza indirmek için (K_P,K_I,K_D) kazançlarını ayarlamak üzere uygulanmaktadır.



Şekil 5: Üç döngülü hata çevrimi ile sürülen PID denetleyici

e(t) değişkeni 'tracking' hatasını temsil ediyor ki oda ayarladığımız giriş değeri ile gerçek çıkış değeri arasındaki farkdır. Şu hata sinyalı, PID denetleyiciye gönderilir ve denetleyici bu hata sinyalının türev ve integralini hesaplar. PID sisteminin tasarım yöntemleri arasında en yaygın yöntemler ITAE (Integrated of Time Weightred Absolute Error), IAE (Integrated Absolute Error), ITSE (Integrated of Time weighted Square Error), ISE (Integrated Square Error) yöntemleridir. Bu dört performans kriterleri kendilerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Örneğin IAE ve ISE kriterlerinin dezavantajı, minimizasyon işlemini yaparken sonucun nisbeten düşük aşmaya sahip olmasına rağmen oturma zamanı uzun süredir. Bunun nedeni bu performans kriterlerinin zamandan bağımsız olarak tüm hataların eşit olarak yüklemeleridir. Bu dezavantajı ITAE ve ITSE performans kriterlerini kullanarak giderebiliriz [5]. ITAE, IAE, ITSE ve ISE perfomans kriterinin formülleri aşağıdaki gibidir:

$$\text{IAE=} \int_0^\infty |r(t)-y(t)|dt=\int_0^\infty |e(t)|\text{dt} \quad (11)$$

$$\text{ISE=}\int_0^\infty e^2\text{(t)dt} \quad (12)$$

$$\text{ITAE = } \int_0^\infty t.|r(t)-y(t)|dt = \int_0^\infty t.|e(t)|\text{dt} \quad (13)$$

$$\text{ITSE=}\int_0^\infty t.e^2\text{(t)dt} \quad (14)$$

4. Simülasyon Sonuçları

Bu çalışmada hibrit Rüzgar/FV sistemi için referans gerilim, akım ve güç sırası ile 550(volt),120(Ampere) ve 66(KW) olarak alınmıştır. PSO uygulaması sonucunda elde ettiğimiz optimum PID parametreleri (Kp, Ki, Kd) ve genel (Global) Minimum malyet (Min Cost) üç performans kriteri için (ITAE, ITSE, IAE) elde edilmiştir (tablo.2). Simülasyon sonuçları (hibrit sistemin çıkış gerilimi, çıkış akımı ve çıkış gücü, gerilim hatası(e_V), akım hatası(e_I), güç hatası(e_P), toplam hata(e_t)) denetleyici olmadan (şekil.6, şekil.8) ve denetleyici varken (şekil.7, şekil.9) ITAE performans endeksi için gösterilmiştir. (şekil.10) ve (şekil.11) sırasıyla farklı nesillerde (iterasyonlarda) malıyet (cost) ve genel minimum malıyet (general min cost) değişimini göstermektedir. Bu şekillerde gördüğümüz gibi **cost** ve **global min cost** değerleri ITAE performans enkeksinde ITSE ve IAE performans endekslerirne göre daha düşük değerler alır.

5.Sonuç

Bu makalede PSO'yu kullanarak optimum PID denetleyici parametrelerinin belirlenmesi yapılmaktadır. PSO-PID denetleyicisi hibrit sisteminin voltajı, akımı ve gücünü kontrol etmektedir.Sistemin matlab ortamında simülasyonu yapıldıktan sonra elde edilen sonuçlar önerilen denetleyicinin PID denetleyici için etkin bir arama gerçekleştirdiğini göstermektedir.Üç performans kriterini (ITAE, IAE, ITSE) karşılaştırığımız zaman ise şekil.12'de gördüğümüz gibi hernekadar ITAE performans endeksinde aşma nisbeten yüksek değere sahip olsa ve ayrıca ITSE performans enkesininde oturma zamanı kısa olsada, hata değeri ITAE'de daha küçük bir miktara sahiptir ve bu nedenlede hatayı en aza indirme konusunda daha etkindir. (Şekil.12)

Kaynakça

[1] I. H. Altas and A.M. Sharaf "A Photovoltaic Array simulatıon Model for matlab-simulink GUI environment"

[2] I. H. Altas and A.M. Sharaf and E. Ozkop "A Novel Multi-loop Fuzzy Logic Dynamic Controller for Wind/Photovoltaic-Grid Interface DC Energy Utilization Farm" International confrerence on Renewable energies and Power Quality, spain, April 2009

[3] Kennedy, J. and Eberhart, R., "Particle swarm optimization", Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, WA, 1942-1948 (1995).

[4] Adel M. Sharaf, Senior Member IEEE Adel A. A. El-Gammal Centre for Energy Studies, University of Trinidad and Tobago UTT'' Optimal Self Rgulating PID controller for cooedinated Wind-Fc-Diesel Utilization"Third UK sim European symposium on copmputer modeling and simulation (2009).

[5] Boumediène ALLAOUA* Brahim GASBAOUI and Brahim MEBARKI" Setting Up PID DC Motor Speed Control Alteration Parameters Using Particle Swarm Optimization Strategy" University, Departement of Electrical Engineering, B.P 417 BECHAR (08000) Algeria

[6] Shi, Y. and Eberhart, R. C., "A modified particle swarm optimizer",Proceedings of the IEEE International Conference on Evolutionary Computation, Anchorage, 69-73 (1998).

[7] Ou, C. and Lin, W., "Comparison between PSO and GA for parameters optimization of PID controller" Proceedings Of the IEEE International Conference On Mechatronics And Automation, Luoyang, 2471-2475 (2006).

[8] Chen, J., Ren, Z. and Fan, X., "Particle swarm optimization with adaptive mutation and its application research in tuning of PID parameters", 1 st International Symposium on Systems and Control in Aerospace andAstronautics, Harbin, 990-994 (2006).

[9] Shi, Y. and Eberhart, R. C., "Emprical study of particle swarm optimization",Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation, Washington, 1945-1950 (1999).

[10] Gaing, Z-L., "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system", IEEE Transactions On Energy Conversion , 19 (2): 384-391 (2004).

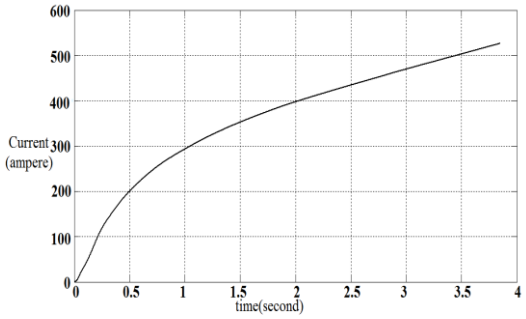
[11] Eberhart, R. C. and Shi, Y., "Tracking and optimizing dynamic systems with particle swarms", Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation ,Seoul, 94-100 (2001).

[12] Clerc, M., "The swarm and the queen: towards a deterministic and adaptive particle swarm optimization", Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation, Washington, DC, 1951-1957 (1999).

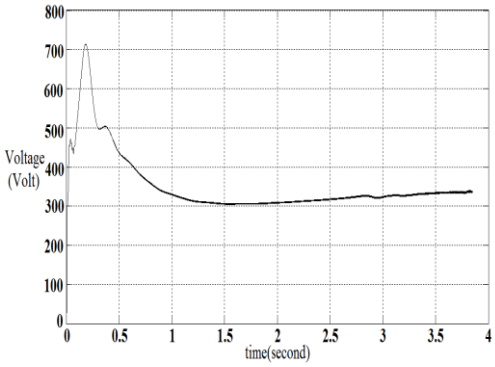
[13] Eberhart, R. C. and Shi, Y., "Particle swarm optimization: developments,applications and resources", Proceedings of the Congress on Evolutionary Computation, Seoul, 81-86 (2001).

[14] Mehrabian, A. R. and Lucas C., "Automatic tuning of decentralized controllers by swarm intelligence", 3rd International IEEE Conference on IntelligentSystems, London, 350-353 (2006).

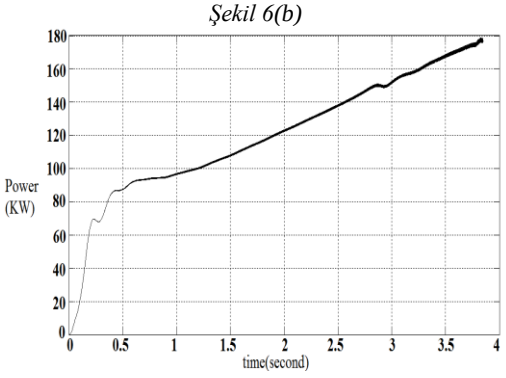
[15] Gaing, Z-L., "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system", IEEE Transactions On Energy Conversion, 19 (2): 384-391 (2004).



Şekil 6(a)

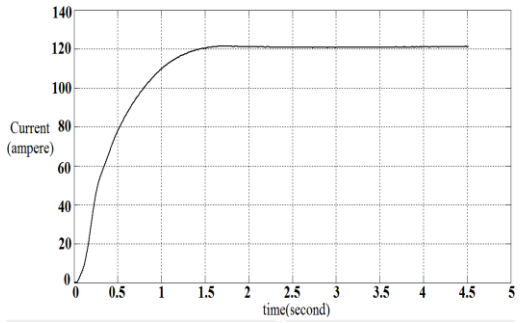


Şekil 6(b)

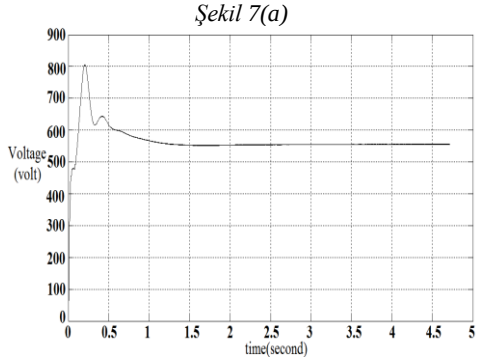


Şekil 6(c)

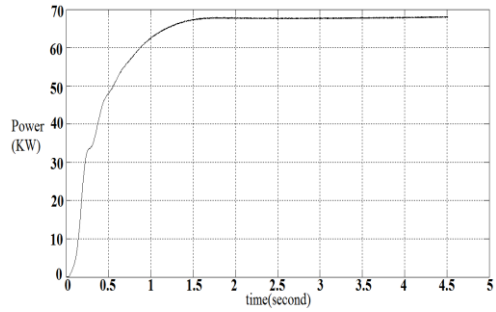
Şekil 6: Hibrit Güneş/Rüzgar sisteminin çıkış değerleri (denetleyici olmadan) (a)Akım, (b) Gerilim, (c) Güç



Şekil 7(a)

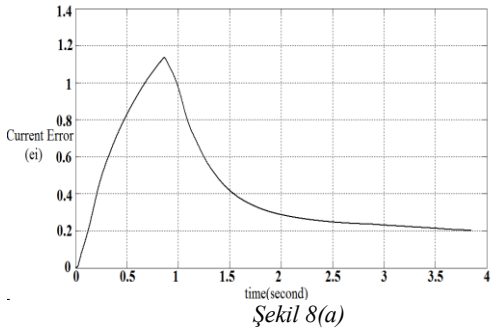


Şekil 7(b)

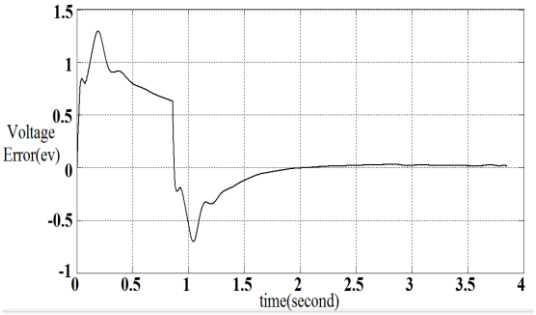


Şekil 7(c)

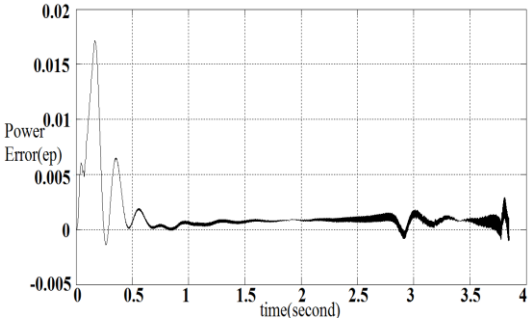
Şekil 7: Hibrit Rüzgar/FV sistemi çıkış değerleri denetleyici varken (ITAE) (a)Akım, (b)Gerilim, (c) Güç



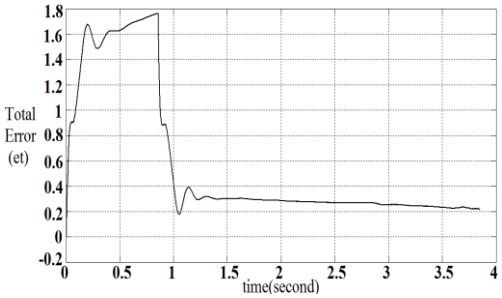
Şekil 8(a)



Şekil 8(b)

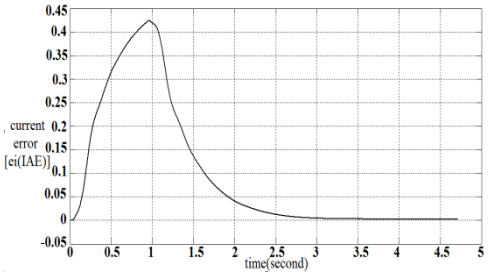


Şekil 8(c)

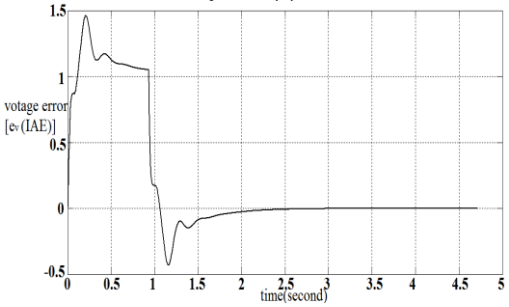


Şekil 8(d)

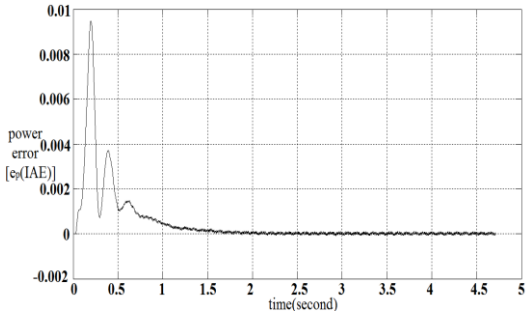
Şekil 8: Hibrit Rüzgar/FV sistemi hata değerleri (denetleyici olmadan): (a)Akım hatası (ei), (b) Gerilim hatası(ev), (c) Güç hatası(ep), (d)Toplam hata(et)



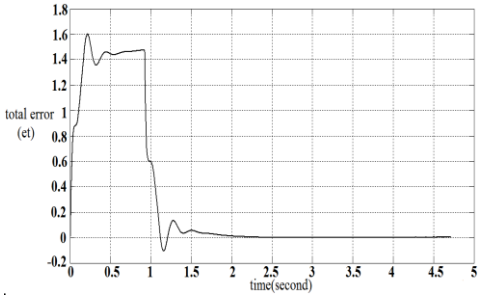
Şekil 9(a)



Şekil 9(b)

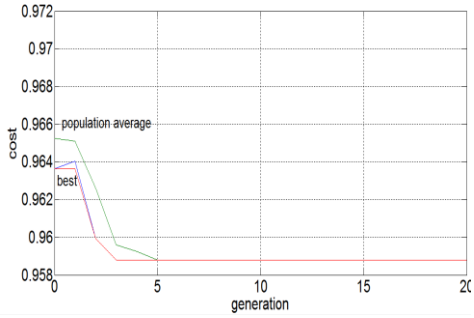


Şekil 9(c)

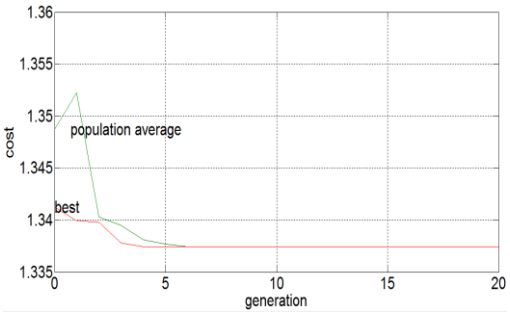


Şekil 9(d)

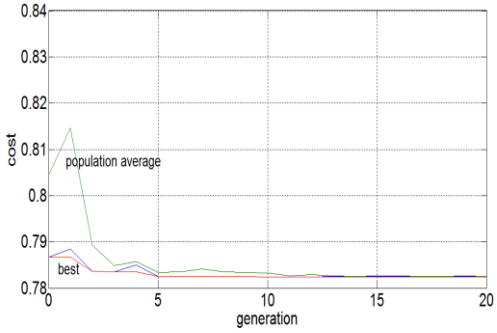
Şekil 9: Hibrit Rüzgar/FV sistemi hata değerleri denetleyici varken: (a)Akım hatası(ei), (b) Gerilim hatası(ev), (c)Güç hatası(ep), (d)toplam hata(et)



Şekil 10(a)

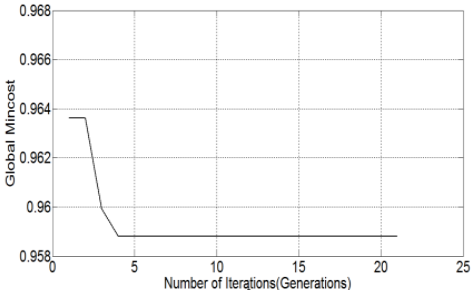


Şekil 10(b)

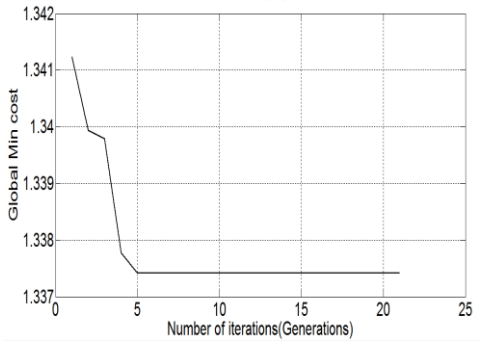


Şekil 10(c)

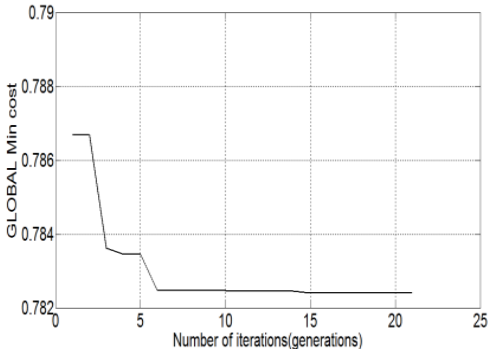
Şekil.10. Farklı nesillerde (iterasyon)cost değişimi (a)ITSE, (b)IAE, (c)ITAE



Şekil 11(a)

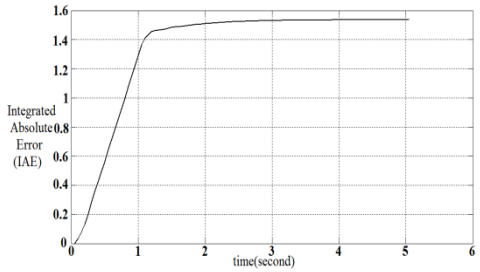


Şekil 11(b)

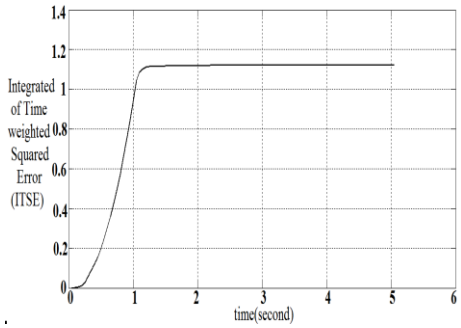


Şekil 11(c)

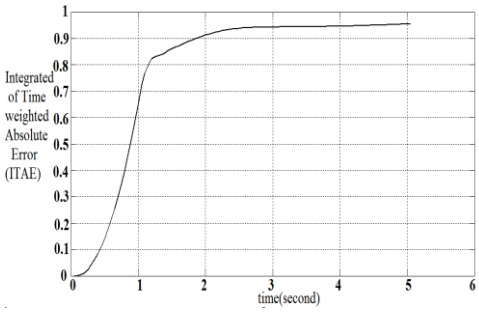
Şekil 11: Farklı nesillerde (iterasyon) **global min cost** değişimi (a)ITSE, (b)IAE, (c)ITAE



Şekil 12(a)



Şekil 12(b)



Şekil 12(c)

Şekil 12: (a) Integrated Absolute Error(IAE)
(b) Integrated Of Time weighted Square Error(ITSE)
(c)IntegratedOf Time weighted AbsoluteError(ITAE)

Tablo1 : PSO algoritmasının parametreleri

Popülasyon Sayısı	5
İterasyon sayısı	20
Cognitive Parametresi (c_1)	1
Sosyal Parametresi (c_2)	4-c1
Parçacık	3

Tablo 2: Farklı performans endeksleri için PSO algoritması ile PID parametrlerinin optimizasyonu

	ITSE				ITAE				IAE			
Iterasyon	Kp	Ki	Kd	Genel Minimum Malyet	Kp	Ki	Kd	Global MinCost	Kp	Ki	Kd	Genel Minimum Malyet
1	0.1270	0.5469	0.9572	0.9599	0.9619	0.8644	0.9106	0.7867	1.1847	0	0	1.3399
2	0.0104	0	0.8712	0.9599	0.6067	0	0.8944	0.7836	1.2165	0	0.1677	1.3398
3	0	0	0	0.9588	0.5155	0	0.5258	0.7835	0.1441	0	0	1.3378
4	0	0	0	0.9588	0.5155	0	0.5258	0.7835	0	0	0	1.3374
5	0	0	0	0.9588	0.9531	0	0.0258	0.7825	0	0	0	1.3374
6	0	0	0	0.9588	0.9531	0	0.0258	0.7825	0	0	0	1.3374
7	0	0	0	0.9588	0.8275	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
8	0	0	0	0.9588	0.6366	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
9	0	0	0	0.9588	0.6366	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
10	0	0	0	0.9588	0.6746	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
11	0	0	0	0.9588	0.6746	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
12	0	0	0	0.9588	0.6659	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
13	0	0	0	0.9588	0.6659	0	0	0.7825	0	0	0	1.3374
14	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
15	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
16	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
17	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
18	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
19	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374
20	0	0	0	0.9588	0.7297	0	0	0.7824	0	0	0	1.3374

Yüksek dereceli sistemlerin kararlılık sınır eğrileri ile ikinci derece yaklaşık modele indirgenmesi ve uygun PID kontrolör tasarımı

Barış Baykant Alagöz[1], Furkan Nur Deniz[1], Nusret Tan[1]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İnönü Üniversitesi, Malatya

{baykant.alagoz@inonu.edu.tr}

Özetçe

Bu çalışmada, yüksek dereceli sistemler için etkin PID kontrolör tasarımı, ikinci derece yaklaşık indirgenmiş model yardımı ile gerçekleştirilmiştir. Yüksek dereceli sistemin, ikinci derece yaklaşık eşdeğer modelleri, kararlılık sınır eğrisi (SBL) yöntemi ile elde edilmiştir. Elde edilen ikinci derece eşdeğer için tasarlanan etkin PID kontrolörün yüksek dereceli sistem için uygun bir tasarım olduğu görülmüştür. İkinci derece model tabanlı PID kontörler tasarımı için Salem'in önerdiği analitik metot uygulanmıştır. Böylece, herhangi bir yüksek dereceli sistem için uygun PID tasarımı problemi, model indirgeme ve model tabanlı PID kontrolör tasarımı teknikleri kullanılarak iki aşamalı olarak gerçekleştirilmiştir.

1. Giriş

Kapalı çevrim PID kontrol sistemleri gerçekleme kolaylığı ve etkin kontrol kabiliyetleri nedeni ile hem akademik çevrelerin ilgisini çekmiş hem de endüstriyel uygulamalarda önemli bir yer edinmiştir [1-2]. Proses kontrolünde yaygın bir kullanım bulmuştur. Bu yoğun ilgiden dolayı, özellikle klasik PID kontrol yapısının optimal kontrolü problemi için bir çok çalışma yapılmıştır [2-6]. Gürültü, parametre ve model belirsizlikleri içerebilen gerçek sistemlerde dayanıklı kontrol performansı sağlayabilmesi için bir çok yapay zeka teknikleri ve optimizasyon algoritmaları, PID kontrolörün otomatik kazanç ayarlaması (self-tunning) için seferber edilmiştir [4-8].

Literatürde, PID kontrolör tasarımı problemi üç kısımda incelenmiştir [9]: (i) analitik yöntemler [2, 10], (ii) grafik yöntemler [11, 12] ve (iii) ampirik ve akıllı yöntemler [5, 7]. Analitik yöntemler genellikle, düşük dereceli genelleştirilmiş yapıda sistem modelleri için, hedeflenen kontrol cevabını sağlayabilecek, PID kazançlarının belirlemesine dönük analitik formüller üretmiştir. Kontrol edilecek sistemin, düşük dereceli genelleştirilmiş sistem modeline sahip olması durumunda, hedeflenen kontrol sistemi performansını sağlayan kazançlar basit analitik formüller yardımı ile kolaylıkla hesaplanabilmiştir. Ancak, pratik kontrol sistemleri genelde zaman gecikmeli ve yüksek dereceli sistem modellerine sahiptir. Zaman gecikmeli veya büyük ölçekli kompleks sistemler, yüksek dereceli modeller ile temsil edilebilmektedir. Örneğin, zaman gecikmeli sistemler Pade yaklaşımı ile yüksek dereceli yaklaşık sistem modellerine dönüştürülebilmektedir. Bu bağlamda, büyük kolaylık ve pratik çözüm sağlayan analitik yöntemlerin, yüksek dereceli sistemlerde uygulanabilmesi için bu modellerin düşük dereceli genelleştirilmiş sistem modeline dönüştürülmesi önemli kolaylıklar sağlar. Aksi halde, analitik kontrolörün tasarımı, sistem derecesi büyüdükçe, çözüm karmaşıklığı üstel olarak artan bir probleme dönüşmektedir. Bu noktada sistem model derecesi indirgeme teknikleri önem kazanmıştır. Model indirgeme yöntemlerinin, özellikle kontrol sistemlerinin etkin olarak çalıştığı düşük frekans bölgesinde, yüksek dereceli sistemlere mümkün olduğunca yaklaşan cevaplar sağlayan düşük dereceli standart modeller üretmesi beklenmektedir.

Frekans cevabı tabanlı model indirgeme yöntemleri, s tabanında çözümler sağlamaya uygun olması nedeni ile kolaylık sağlar. Bu yöntemlerden başlıcaları şunlardır [13]: Pade yakınsama yöntemi [14-15], Routh yakınsama teknikleri[16] ve sürekli kesir yöntemi [17] ile model indirgemedir. Biz bu çalışmada, model indirgeme için SBL yöntemine dayalı bir model indirgeme yöntemi öneriyoruz. Önerilen yöntemde, özellikle düşük frekans bölgesinde, yüksek dereceli bir sistemin kararlılık sınır eğrisine, ikinci derece sistemin kararlılık sınır eğrisi ile yaklaşılması amaçlanmıştır. İkinci derece sistemler, nispeten daha doğrusal kararlılık sınır eğrilerine sahiptir. Bu nedenle, yüksek dereceli sistemin kararlılık sınır eğrisine, düşük frekans bölgesinde doğrusal olarak yaklaşılması için analitik bir çözüm geliştirilmiştir.

SBL yöntemi ile elde edilen ikinci derece yaklaşık model için uygun PID tasarımı, Salem tarafından önerilen model tabanlı PID tasarım formülasyonu ile gerçekleştirilmiştir[10]. Bu formülasyonlar, ikinci derece sistem için aşımsız ve yeterince hızlı PID cevapları sağlamak için önerilmiştir. Örnek uygulama olarak, sekizinci dereceden bir sistem için yeterince hızlı ve aşımsız cevap sağlayan PID kontörler tasarımı gerçekleştirilmiş ve yöntemin etkinliği değerlendirilmiştir.

2. Yöntem

2.1 Teorik Altyapı

PID kontrolör yapısı en genel formda,

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \tag{1}$$

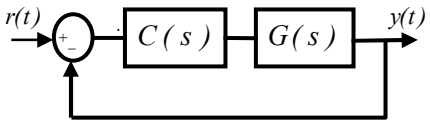
ile ifade edilebilmektedir. Standart formda ikinci derece sistemler aşağıdaki yapıda ifade edilirler:

$$C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n + \omega_n^2} \tag{2}$$

Standart formda ikinci derece sistemler için, aşımsız ve hızlı kontrol cevabı sağlayan etkin PID tasarımı için Salem aşağıdaki tasarım formüllerini önermiştir [10].

$$k_p = 1;\ k_d = \frac{1}{2\xi\omega_n};\ k_i = \frac{\omega_n}{2\xi} \tag{3}$$

SBL yöntemi ile yüksek dereceli bir sistemin kararlılık sınır eğrileri çıkarımı aşağıda özetlenmiştir [18, 19]:



Şekil 1. kapalı çevrim kontrol sistemi.

Şekil 1'de görülen birim geribeslemeli kapalı çevrim kontrol sisteminde, transfer fonksiyonu $G(s) = N(s) / D(s)$ formunda ifade edilsin ve sistemde $C(s) = (k_p s + k_i) / s$ formunda PI kontrolör olsun. Sistemin pay ve payda polinomları tek $\{ N_o(j\omega), D_o(j\omega) \}$ ve çift $\{ N_e(j\omega), D_e(j\omega) \}$ kısımlarına ayrılır ve aşağıdaki formda düzenlenir,

$$G(j\omega) = \frac{N_e(-\omega^2) + j\omega N_o(-\omega^2)}{D_e(-\omega^2) + j\omega D_o(-\omega^2)} \tag{4}$$

ve karakteristik polinom yazılır ise,

$$\begin{aligned}\Delta(j\omega) = [\,& k_i N_e(-\omega^2) - k_p\omega^2 N_o(-\omega^2) - \omega^2 D_o(-\omega^2)] + \\ & j[\,k_p\omega N_e(-\omega^2) + k_i\omega N_o(-\omega^2) + \omega D_e(-\omega^2)] = 0\end{aligned} \tag{5}$$

elde edilir. Burada reel ve sanal kısım ayrı ayrı düzenlenirse,

$$k_p Q(\omega) + k_i R(\omega) = X(\omega) \tag{6}$$

$$k_p H(\omega) + k_i U(\omega) = Y(\omega) \tag{7}$$

Bu denklem takımı, (k_p, k_i) düzlemi üzerinde çözülürse, kararlılık sınır eğrisi (S) elde edilir[18].

$$k_p = \frac{X(\omega)U(\omega) - Y(\omega)R(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)H(\omega)} \tag{8}$$

$$k_i = \frac{Y(\omega)Q(\omega) - X(\omega)H(\omega)}{Q(\omega)U(\omega) - R(\omega)H(\omega)} \tag{9}$$

Burada,

$$\begin{aligned} &X(\omega) = \omega^2 D_o(-\omega^2), \\ &Y(\omega) = -\omega D_e(-\omega^2), \\ &Q(\omega) = -\omega^2 N_o(-\omega^2), \\ &U(\omega) = \omega N_o(-\omega^2) \\ &H(\omega) = \omega N_e(-\omega^2), \\ &R(\omega) = N_e(-\omega^2) \end{aligned} \tag{10}$$

ile belirlenir. Kararlılık sınır eğrisi, prensipte $G(s)$ sistemini kontrol eden PI kontrolör için (k_p, k_i) değerlerinin kararlı ve kararsız olduğu bölgeleri ayıran sınırdır. Her $G(s)$ için (k_p, k_i) düzlemi üzerinde elde edilen kararlılık sınır eğrisi kendine özgüdür. Bu özellik, bu çalışmada model indirgeme amacı ile kullanılmıştır.

2.2 SBL Yöntemi ile İkinci Derece Sistem Modeline İndirgeme

Kararlılık sınır eğrisinin, sistem transfer fonksiyonu $G(s)$ 'e bağlı biçimlenmesi özelliği, yüksek dereceli sistemlerin, ikinci derece sistem modeline indirgemesi uygulamasında kullanılmıştır. Burada, ikinci derece indirgenmiş sistem $G_2(s)$ ile temsil edilmiştir. Eğer, $G(s)$ fonksiyonu için kararlılık sınır eğrisine (S) belli bir frekans bölgesinde yakınsayabilen bir $G_2(s)$ fonksiyonun kararlılık sınır eğrisi S_2 bulunması durumunda, $G_2(s)$ fonksiyonu kararlılık-karasızlık durumu bağlamında $G(s)$ fonksiyonuna benzeşir. Yapılan çalışmada, kararlılık bölgesi eşleşmesinin, birim basamak step cevabı ve Bode karakteristikleri bağlamında iki fonksiyonun oldukça benzeşmesine yol açtığı gözlemlenmiştir. Diğer bir ifade ile,

$$S_2 \approx S \Rightarrow G(s) \approx G_s(s) \tag{11}$$

yazılabilir. Bu çalışmada, bir $G(s)$ fonksiyonun, ikinci dereceye indirgenmiş yaklaşık eşdeğeri $G_2(s)$, kararlılık sınır eğrilerinin birbirine yakınsaması ile elde edilebileceği görülmüştür.

İndirgenen ikinci derece sistemin transfer fonksiyonun, en genel formda,

$$G_2(s) = \frac{a_o}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \tag{12}$$

ifade edilsin. Bu sistem için kararlılık sınır eğrisi denklemini elde etmek için kapalı çevrim PI kontrolör için karakteristik polinom yazılırsa,

$$\Delta(s) = 1 + C(s)G_2(s) = 0 \tag{13}$$

Burada, $G_2(s)$ ve $C(s) = k_p + \frac{k_i}{s}$ kullanılır ve Burada, $s = j\omega$ döşümü uygulanır ve karakteristik denklem $\Delta(j\omega) = 0$ yazılırsa,

$$\Delta(j\omega) = k_i a_0 - b_1\omega^2 + j\omega(b_0 + k_p a_0 - b_2\omega^2) = 0 \tag{14}$$

elde edilir. Yüksek dereceli sistem fonksiyonu kararlılık sınır eğrisi S üstünden örneklenen iki nokta $\{ S(k_{p1}, k_{i1}, \omega_1), S(k_{p2}, k_{i2}, \omega_2) \}$ için Denklem (14) yardımı ile denklem takımları elde edilir. Bu denklem takımının çözümü özetle şöyle formülize edilmiştir.

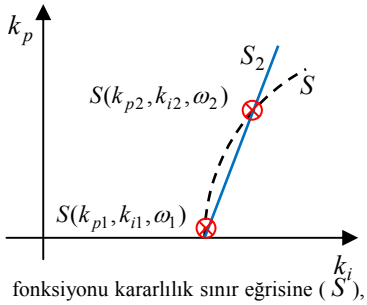
$$a_0 = 1;\ A = \begin{bmatrix} -\omega_1^3 & \omega_1 \\ -\omega_2^3 & \omega_2 \end{bmatrix};\ C = \begin{bmatrix} -\omega_1 a_0 k_{p1} \\ -\omega_2 a_0 k_{p2} \end{bmatrix} \tag{15}$$

$$\begin{bmatrix} b_2 \\ b_0 \end{bmatrix} = A^{-1} C \tag{16}$$

Burada b_2 ve b_0 katsayıları Denklem (16) ile belirlenir. İkinci derece sistemin b_1 katsayısı,

$$b_1 = a_0 k_{i1} / \omega^2 \tag{17}$$

ile elde edilir. Böylece, Şekil 2'de temsil edildiği gibi $\{ S(k_{p1}, k_{i1}, \omega_1), S(k_{p2}, k_{i2}, \omega_2) \}$ noktaları ile kararlılık sınır eğrisine doğrusal yaklaşım sağlanır ve ikinci derece sistem $G_2(s)$, b_0, b_1, b_2 ve a_0 ile belirlenir.



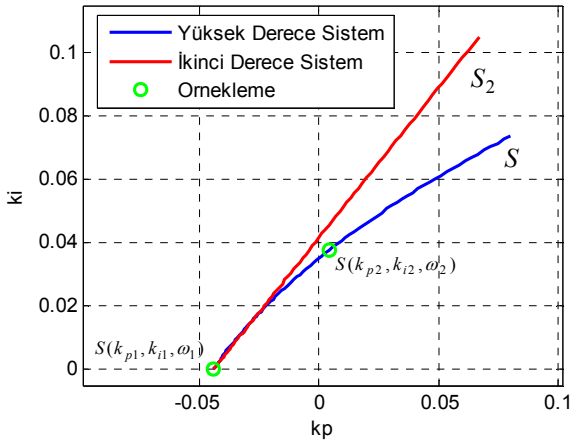
Şekil 2. $G(s)$ fonksiyonu kararlılık sınır eğrisine (S), iki örnekleme noktasından doğrusal yaklaşım sağlayan kararlılık sınır eğrisi S_2 temsili olarak gösterilmiştir.

3. Örnek Uygulama

Bu bölümde yüksek dereceli bir sistem olarak,

$$G(s) = \frac{8.51s^6 + 169s^5 + 1279s^4 + 4702s^3 + 8834s^2 + 7990s + 2675}{s^8 + 22.52s^7 + 191.1s^6 + 782.9s^5 + 1684s^4 + 2031s^3 + 1475s^2 + 632.1s + 117.6} \quad (18)$$

ile ifade edilen, sekizinci dereceden bir sistem transfer fonksiyonu seçilmiştir [20]. Bu sistemin kararlılık sınır eğrisi, bu kararlılık eğrisi üstünden seçilen örnekleme noktaları ve bu örnekleme noktalarına doğrusal yaklaşım sağlayan ikinci derece indirgenmiş modelin kararlılık sınır eğrileri Şekil 3'de gösterilmiştir.



Şekil 3. $G(s)$ fonksiyonu kararlılık sınır eğrisine (S), iki örnekleme noktası yardımı ile doğrusal yaklaşım sağlayan kararlılık sınır eğrisi S_2 analiz sonucu olarak gösterilmiştir.

Seçilen örnekleme noktaları;

$S_1(k_{p1}, k_{i1}, \omega_1) = (-0.0438, 1.6783\,10^{-4}, 0.04)$

$S_2(k_{p2}, k_{i2}, \omega_2) = (0.042, 0.0377, 0.66)$ için elde edilen ikinci derece indirgenmiş model:

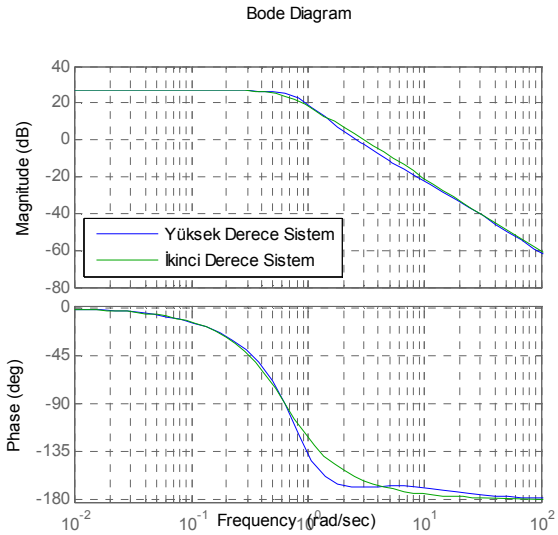
$$G_2(s) = \frac{1}{0.09835s^2 + 0.1049s + 0.04347} \quad (19)$$

Bu sistemi, Denklem (2) ile ifade edilen standart ikinci derece sistem formuna getirmek için $G_2(s)$ denklemi $K = b_0 / a_0 = 0.0440$ ile çarpılır ve gerekli düzenlemeler yapılırsa, ikinci derece indirgenmiş sistem modeli standart formda elde edilir.

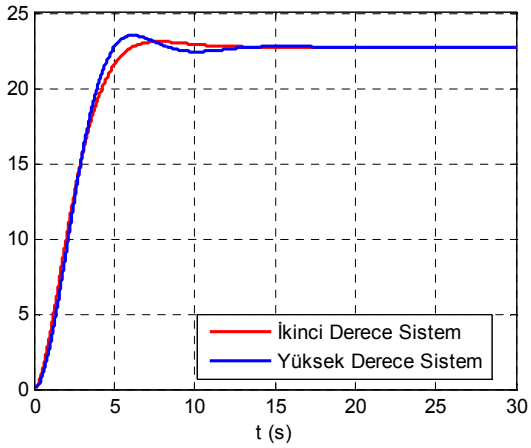
$$\hat{G}_2(s) = KG_2(s) = \frac{0.3972}{s^2 + 0.9472s + 0.3972} \quad (20)$$

Şekil 4'de yüksek dereceli $G(s)$ transfer fonksiyonu ile $G_2(s)$ indirgenmiş yaklaşık modelin Bode diyagramları karşılaştırılmıştır. Genlik ve faz cevaplarının düşük frekans bölgesinde birbirine oldukça yakın olduğu görülmüştür. Bu durum, iyi bir indirgenmiş yaklaşık modelin elde edilebildiğine işaret etmektedir.

Şekil 5'de yüksek dereceli $G(s)$ transfer fonksiyonu ile $G_2(s)$ derece indirgenmiş yaklaşık modelin birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Birim basamak cevaplarında yükselme ve yerleşme zamanlarının oldukça yakın olduğu, maksimum aşımda biraz farklılık oluştuğu görülmüştür. $G_2(s)$ için tasarlanan PID kontrolörün, $G(s)$ içinde uygun cevap verebileceği görülmektedir.



Şekil 4. Yüksek dereceli sistem ile derece indirgenmiş ikinci derece sistem modelinin Bode diyagramlarının karşılaştırması.



Şekil 5. Yüksek dereceli sistem ile derece indirgenmiş ikinci derece sistem modelinin birim basamak cevaplarının karşılaştırması

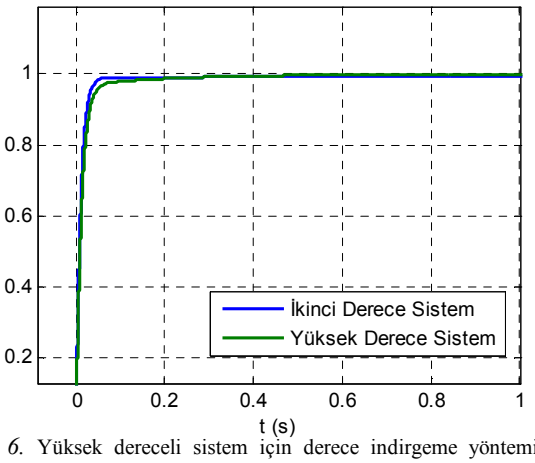
İkinci derece indirgenmiş sistem modeli için, aşımsız kontrol cevabı sağlayan Salem PID tasarımı Denklem (12) için uygun düzenlenirse,

$$k_p = 1;\ k_d = \frac{1}{b_1};\ k_i = \frac{a_0}{b_1} \qquad (21)$$

elde edilir. Bu örnekte Denklem (20) için Salem PID tasarımı,

$$k_p = 1;\ k_d = 9.5335\ ;\ k_i = 3.7872 \qquad (22)$$

elde edilir. Şekil 6'de, elde edilen PID kontrolörün, yüksek derece sistem için kapalı çevrim kontrol sistemi cevabı ve indirgenmiş ikinci derece sistem cevapları gösterilmiştir. Tasarlanan PID'nin her iki sistem için çok yakın birim basamak cevabı verebildiği görülmüştür.



Şekil 6. Yüksek dereceli sistem için derece indirgeme yöntemi ile tasarlanan PID kontrolörün birim basamak cevabı.

Bu örnek de, sekizinci derece sistem fonksiyonu düşük zaman sabitine sahip hızlı bir sistem olduğu için, kapalı cevap PID kontrolör cevabı Şekil 6'de görüldüğü gibi hızlı elde edilebilmiştir.

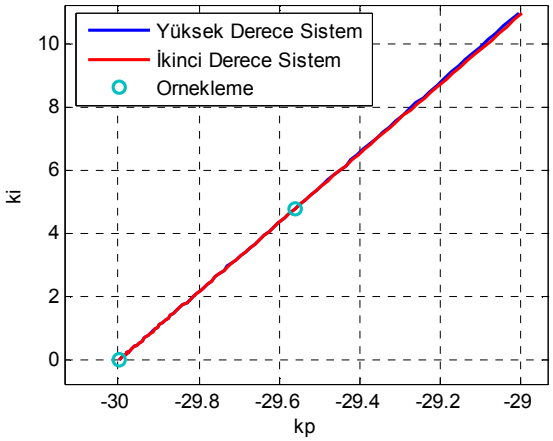
Zaman sabiti biraz daha yüksek olan daha yavaş bir sistem için örnek uygulama yapalım. Denklem (23) ile ifade olunan altıncı derece sistem için, ikinci dereceye model indirgeme ile Salem'in PID tasarımını uygulayalım.

$$G(s) = \frac{s^4 + 10s^3 + 35s^2 + 50s + 24}{s^6 + 21s^5 + 174s^4 + 735s^3 + 1624s^2 + 1764s + 720} \qquad (23)$$

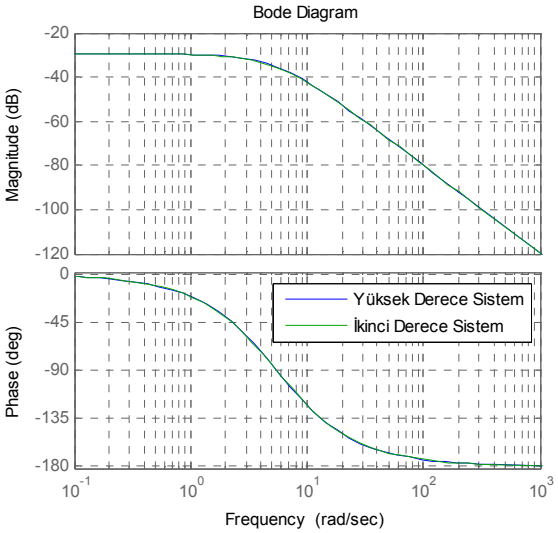
Bu sistem, kararlılık sınır eğrisi ile ikinci derece sisteme indirgenirse,

$$\hat{G}_2(s) = \frac{29.88}{s^2 + 10.96s + 29.88} \qquad (24)$$

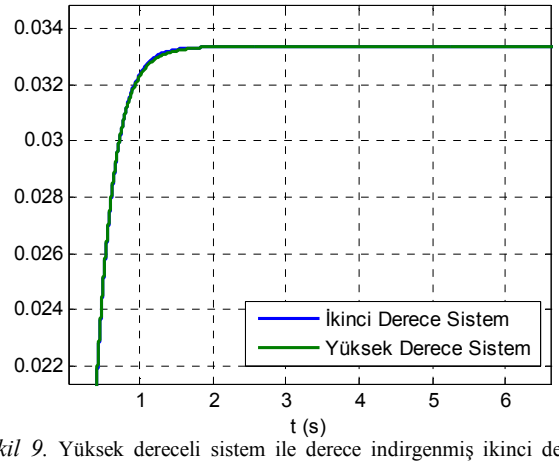
elde edilir. Bu indirgeme işleminde, altıncı derece sistemin eğrisine, doğrusal yaklaşım sağlayan kararlılık eğrisi ve örnekleme noktaları Şekil 7'da görülmektedir. Altıncı derece sistemin kararlılık sınır eğriselliği düşük frekans bölgesinde ($\omega \in [0,1]$) yeterince az olduğu için, ikinci derece sistem karalılık sınır eğrisi büyük oranda üst üste düşmüştür. Bu model indirgemenin oldukça iyi olduğuna işaret etmektedir. Bunu, Şekil 8'da verilen sistemlerin Bode karakteristiklerinin tamamen örtüşmesi ile teyit edebiliriz. Diğer yandan, Şekil 9'de bekleneceği üzere sistemlerin step cevaplarının da büyük oranda çakıştığı görülür.



Şekil 7. Kararlılık sınır eğrileri ve örnekleme noktaları.



Şekil 8. Yüksek dereceli sistem ile derece indirgenmiş ikinci derece sistem modelinin Bode diyagramlarının karşılaştırması.

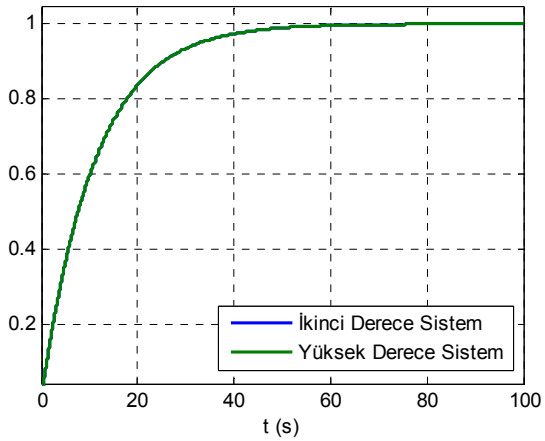


Şekil 9. Yüksek dereceli sistem ile derece indirgenmiş ikinci derece sistem modelinin birim basamak cevaplarının karşılaştırması

Bu örnekte Denklem (24) için Salem PID tasarımı,

$$k_p = 1;\ k_d = 0.0909\ ; k_i = 2.7165 \qquad (25)$$

elde edilmiştir. Şekil 10'da kapalı çevrim PID kontrolör birim basamak cevapları karşılaştırılmıştır. Yüksek derece sistem ve ikinci derece indirgenmiş model cevapları tamamen aynıdır. Bu, durum model indirgemenin PID tasarımı açısından oldukça elverişli olduğunu gösteren bir örnek olmuştur.



Şekil 10. Tasarlanan PID kontrolörün birim basamak cevabının karşılaştırması.

Önerilen kararlılık sınır eğrisi tabanlı model indirgeme yöntemi, yüksek dereceli sistemin eğriselliğinin arttığı durumda başarısı düşmektedir. Bu durum özellikle, hızlı ve kararsız sistemlerde görülebilen durumdur. Ancak, eğriselliğin düşük olduğu özellikle kararlı ve yavaş sistemlerde, yöntemin daha etkili olduğu görülmüştür.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, yüksek dereceli bir transfer fonksiyonun, ikinci derece yaklaşık eşdeğer modelleri, kararlılık sınır eğrisi (SBL) yöntemi ile elde edilmiştir. Çalışmada, kararlılık sınır eğrilerine doğrusal yaklaşım yolu ile model indirgeme yöntemi geliştirilmiştir. Örnek uygulamada, elde edilen ikinci derece indirgenmiş modelin, genlik, faz ve birim basamak cevaplarının yüksek dereceli sistemin cevaplarına oldukça yakınlaşabildiği görülmüştür. İkinci derece indirgenmiş model için analitik olarak tasarlanan PID kontrolörün, yüksek dereceli model içinde uygun cevap verebildiği görülmüştür. Böylece, yüksek dereceli sistemlerin içinde analitik kontrolör tasarımı kolaylaştırılmıştır ve ikinci derece sistemler için önerilen optimal PID tasarım formülasyonları, daha yüksek dereceli sistemler için kullanılabilir hale getirilmiştir.

İkinci derece model indirgemede, yüksek derece sistemin kararlılık sınır eğrilerine doğrusal yaklaşım sağlanabildiği için, yüksek dereceli sistemin kararlılık sınır eğrilerinin geometrisi yöntemin başarısını etkileyen önemli bir faktördür. Çok eğrisellik gösteren kararlılık sınır eğrileri söz konusu olduğunda, doğrusal yaklaşım daha dar frekans bölgesinde sağlanmalıdır. Kontrol sistemleri, genellikle düşük frekans bölgesinde çalıştığı için, iki adet örnekleme noktasının düşük frekans bölgesinden seçilmesi, kapalı çevrim PID kontörler tasarımını daha başarılı kılabilecektir. Gelecek çalışma, zaman gecikmeli sistemler için, kararlılık sınır eğrisi yardımı ile yaklaşık eşdeğer modellerinin elde edilmesi konusunda yapılabilir.

Kaynakça

[1] Astrom, K. J. ve Hagglund, T., "The future of PID control". Control Eng. Pract. 9, 1163-1175 ,2001.

[2] K. J. Astrom ve T. Hagglund, *PID Controllers:Theory, Design, and Tuning,* Instrument Society of America, Research Triangle Park, NC, 1995.

[3] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers", *Trans. ASME* ,759–768, 1942.

[4] J. G. Juang, R. W. Lin, W. K., Liu, "Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system", *Applied Mathematics and Computation* , 205 778–791, 2008.

[5] M. S. Saad, M. Jamaluddin, I.Z.M. Darus, "Implementation of PID Controller Tuning Using Differential Evolution and Genetic Algorithms", *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 9 ,7761-7779, 2012.

[6] R. Sanchis, J. A. Romero ve P. Balaguer, "Tuning of PID controllers based on simplified single parameter optimisation", *International Journal of Control*, 83, 1785-1798, 2010.

[7] D. Karaboğa, B. Akay, "Proportional-integral-derivative controller design by using artificial bee colony, harmony search, and the bees algorithm", *Journal of Systems and Control Engineering* 224,7,869-883,2010.

[8] Z.Y. Zhao, M. Tomizuka, S. Isaka, " Fuzzy gain scheduling of PID controllers", *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 23 (5), pp. 1392–1398, 1993.

[9] V. Nicolau, "On PID Controller Design by Combining Pole Placement Technique with Symmetrical Optimum Criterion", *Mathematical Problems in Engineering* Volume, Article ID 316827, 8 pages, 2013.

[10] Farhan A. Salem, "New Efficient Model-Based PID Design Method", *European Scientific Journal*, vol.9, No.15,181-199, 2013.

[11] K. J. Astrom ve T. Hagglund, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins," *Automatica*, vol. 20, no. 5, pp. 645–651, 1984.

[12] Y. Tang ve R. Ortega, "Adaptive tuning to frequency response specifications," *Automatica*, vol. 29, no. 6, pp. 1557–1563, 1993.

[13] S. Janardhanan, Model Order Reduction and Controller Design Techniques,http://web.iitd.ac.in/~janas/courses/material/eel879/sp_topics_01.pdf.

[14] Pade, H., "Sur la representation approachee d'une function par des fractions ratio-nalles", *Annales Scienti¯ques de P'Ecole Normale Superieure*, Serie. 3 (Suppl.) 9, pp.1-93, 1892.

[15] Y. Shamash, "Model reduction using the Routh stability criterion and the Pade approximation technique", *Int. J. Control*, Vol. 21, No. 3, pp. 475-484, 1975.

[16] M. F. Hutton, B. Friedland, "Routh approximations for reducing order of linear, time invariant systems", *IEEE Trans. Auto. Control*, AC-20, pp. 329-337, 1975.

[17] C. F. Chen, L. S. Shieh, "A novel approach to linear model simpli¯cation", *Int. J. Control*, Vol. 8, No. 6, pp. 561-570, 1968

[18] N. Tan, I. Kaya, C. Yeroglu, D. P. Atherton, "Computation of stabilizing PI and PID controllers using the stability boundary locus", *Energy Conversion and Management*, 47, 3045–3058, 2006

[19] F. N. Deniz, N. Tan, S. E. Hamamci ve İ. Kaya, "Stability region analysis in Smith predictor configurations using a PI controller", *Transactions of the Institute of Meausurement and Control*, (accepted), 2014.

[20] R. Mansouri, M. Bettaye, S. Djennoune, "Approximation of high order integer systems by fractional order reduced-parameters models", *Mathematical and Computer Modelling*, 51, 53-62, 2010.

MATLAB / Simulink Tabanlı Otomatik Kod Üretimi ve Gömülü Anti-Windup PI Denetleyici Tasarımı

Fatih Serdar Sayın[1], *Hasan Erdal*[2], *Barış Doğan*[3]

[1] Teknoloji Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Marmara Üniversitesi, İstanbul
fatihsayin@marun.edu.tr

[2] Teknoloji Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Marmara Üniversitesi, İstanbul
herdal@marmara.edu.tr

[3] Teknik Eğitim Fakültesi
Mekatronik Eğitimi Bölümü
Marmara Üniversitesi, İstanbul
baris@marmara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmanın amacı, MATLAB yazılımındaki "Embedded Coder" özelliğini kullanarak, Simulink ortamında oluşturulan Anti-Windup özellikli PI Denetleyici modelini C++ kodlarına dönüştürmek ve Cortex-M0 mimarisine sahip LPC11U23 Mikrodenetleyici içerisine gömmek, sonrasında da bir DC motor hız kontrolü uygulamasını gerçek zamanlı olarak gerçekleştirmektir. Böylece, kod yazmak istemeyen veya kod yazamayan ancak, Matlab-Simulink ortamında model kurabilen kullanıcıların daha kolay ve basit biçimde gerçek zamanlı kontrol uygulamalarını gerçekleştirmeleri mümkün olacaktır.

Anahtar Kelimeler; Embedded coder, Anti-Windup PI, Otomatik kod üretimi, mbed , LPC11U23, Hızlı prototipleme , Gömülü sistemler.

1. Giriş

Gelişen yarıiletken teknolojisi ile beraber pek çok farklı elektronik yapıyı bünyesinde barındıran, az enerji harcayan, küçük boyutlu ve düşük maliyetli tümleşik devreler üretilmeye başlanmıştır. Bu gelişim sürecinde MCU, DSP, FPGA gibi yapılar ortaya çıkmış, endüstriyel ve bilimsel anlamda oldukça geniş bir kullanım sahası bulmuşlardır. Bilgisayarda oluşturulan algoritmaların bu modüler elektronik yapılar üzerinde gerçeklenmesi ile beraber karmaşık olarak nitelendirilebilecek tasarımların hızlı ve yüksek doğrulukta yapılabilmesi imkanı doğmuştur. Fakat elektronik tasarımların giderek hassaslaşması ve ortaya çıkan yeni ihtiyaçlar sebebiyle kod geliştirme süreçleri zaman alıcı ve zorlayıcı hale gelmeye başlamıştır[1,2].

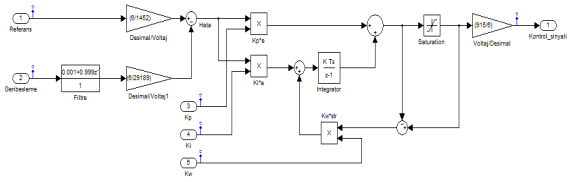
Hızlı bir üretim ve tüketim anlayışının hakim olduğu günümüzde, bu süreçlerin kısaltılmasına ve kolaylaştırılmasına yönelik çalışmaların yapılması bir zorunluluk haline gelmiştir. Buradan yola çıkarak MCU vb. elektronik devre elemanları üreticileri geliştirdikleri ürünlerin tercih edilebilirliğini arttırmak adına tasarımcıların işini kolaylaştıran yazılım geliştirme platformları, eğitim kitleri, standartlar ve çeşitli dökümanlar üretmeye başlamışlardır. Ayrıca bilimsel ve endüstriyel nitelikli yazılımlar üreten firmalarla anlaşmalar yaparak ürünlerinin onlar tarafından da desteklenmesini sağlamışlardır[3,4].

Bu çalışmada , MATLAB/Simulink kullanılarak tasarlanan Anti-Windup PI denetleyici modeli , ARM Cortex mimarisine sahip mikrodenetleyiciler üzerinde çalışabilecek şekilde Embedded Coder yardımıyla C++ kodlarına dönüştürülmüştür. Üretilen kodlar kütüphane haline getirilerek, mbed platformu kullanılarak hazırlanmış olan DC motor kontrol yazılımına entegre edilmiştir. Kodlar derlenerek .BIN uzantılı dosyaya çevrilmiş ve USB ISP Bootloader özelliği kullanılarak LPC11U23 denetleyicisine gömülmüştür.

2. Anti-Windup PI Denetleyici Modeli

Yapılan çalışmada, otomatik kod üretiminde kullanılacak olan modelin tasarımı Simulink kütüphanesindeki bloklar yardımıyla hazırlanmıştır. Kontrolü yapılacak olan sistemin DC motor oluşundan dolayı PI denetleyici tercih edilmiştir. İntegral sinyalinin yaratabileceği Windup etkiside hesaba katılarak temel bir anti-windup kompanzatörü modele eklenmiştir.

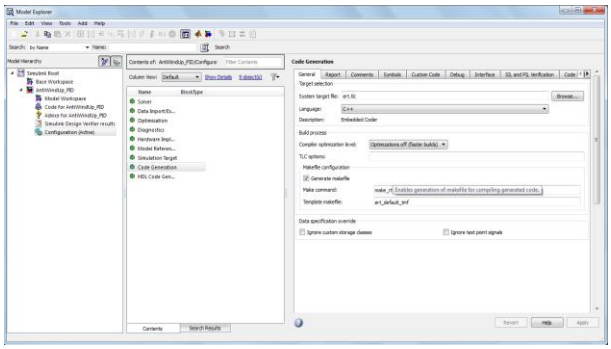
Anti-Windup PI denetleyici modeline, sisteme verilen ve sistemden alınan sinyallerin, kodun gömüleceği mikrodenetleyici'ye uygunlaştırılması için bazı bloklar ve katsayılar eklenmiştir. Denetleyicinin Simulink modeli Şekil 1'de görülmektedir.[5,6]



Şekil 1: Anti-Windup PI Denetleyici Simulink Modeli

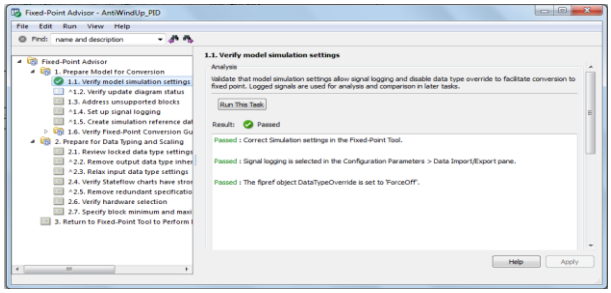
3. Model Tabanlı Otomatik Kod Üretimi

Tasarlanan denetleyici modeli üzerinden otomatik C++ kodlarının üretilebilmesi için MATLAB Embedded Coder Toolbox'ından yararlanılmıştır. Kod üretimi gerçekleştirilmeden önce yazılımın işletileceği hedef donanım, kullanılacak dil versiyonu, desteklenecek veri türleri vb. parametrelerin ayarlanması gerekmektedir. Simulink üzerinde model açık iken *View > Model Explorer > Model İsmi > Configuration(Active)* sekmeleri izlenerek kod üretimiyle ilgili ayarlara ulaşılabilir. Şekil 2'de parametre ayarlarının yapıldığı ekran görülmektedir.



Şekil 2: Ayar Penceresi

Ayarlamalar gerçekleştirildikten sonra modelin kod üretimine uygunluğunun tespit edilmesi amacıyla *Fixed-Point Tool* sekmesi altında bulunan *Fixed-Point Advisor* programı kullanılmıştır. Burada yer alan görevler sırasıyla işletilerek modelin hataları tespit edilebilmekte ve düzeltilebilmektedir. Şekil 3'te programa ait pencere görülmektedir.



Şekil 3: Fixed-Point Advisor

Model üzerinde hata ayıklaması gerçekleştirildikten sonra Tool > Code Generation > Build Model sekmeleri izlenerek model tabanlı otomatik kod üretimi gerçekleştirilir. Süreç başarılı bir biçimde tamamlandığı taktirde oluşturulan yazılıma ait sonuç raporu ekrana gelir. Rapor üzerinde kullanılan değişkenler, fonksiyon prototipleri ve oluşan dosyalar görülebilir. Şekil 4'de kod üretim raporu gösterilmiştir.



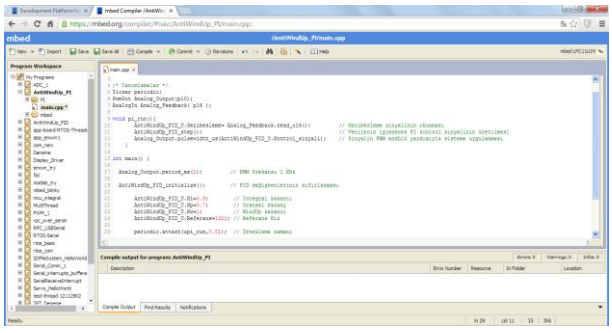
Şekil 4: Kod Üretim Raporu

4. Üretilen Kodun Derlenmesi ve Denetleyici Donanımı

4.1. C++ Derleyicisi

MATLAB/Simulink yardımıyla otomatik olarak üretilen kodlar mbed platformu üzerinde yazılmış olan MCU yazılımına kütüphane olarak eklenmiş ve uygun fonksiyonlar program içerisinde çağrılarak PI kontrol sinyali üretilmiştir.

Yazılım geliştirme amaçlı kullanılan mbed platformu özellikle ARM Cortex mimarisine sahip pek çok farklı mikrodenetleyici ailesini destekleyen ücretsiz ve web tabanlı bir C++ derleyicisidir. MCU'ların barındırdığı ADC, DAC, PWM, CAN vb. modüllere yönelik hazır kütüphaneleri sayesinde yazılım geliştirme ve prototip üretim süreçlerini oldukça hızlandırmakta ve kolaylaştırmaktadır. Şekil 5'da mbed platformu yardımıyla hazırlanmış kaynak kodu ve derleyici arayüzü görülmektedir. Kontrolöre ait kazanç katsayıları ve devir cinsinden referans bilgisi program derlenmeden önce kod üzerinde değiştirilmektedir. mbed derleyicisi tarafından üretilen kodlar .BIN uzantılı olarak oluştrulmakta bilgisayara indirilmektedir[1].



Şekil 5: Anti-Windup PI Denetleyici Yazılımı

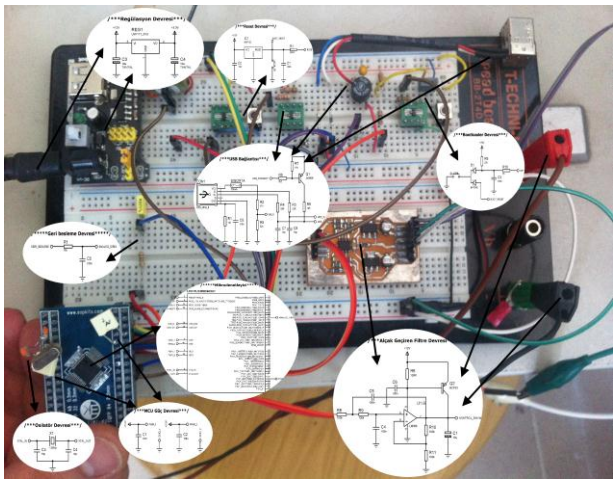
4.2. Mikrodenetleyici

Çalışma kapsamında NXP firması tarafından üretilen ve Cortex-M0 mimarisine sahip LPC11U23 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. mbed platformu tarafından destekleniyor oluşu ve USB ISP Bootloader özelliği sayesinde harici bir programlama donanımına ihtiyaç duymaması sebebiyle tercih edilmiştir. Ayrıca Cortex mimarisine sahip MCU'lar için geliştirilmiş olan CMSIS(Cortex Microcontroller Software Interface Standart) API'sini kullanarak donanım bağımsız yazılım geliştirme fırsatı sunması nedeniyle esnek uygulamalar geliştirmek için uygun bir donanım olduğu görülmüştür.

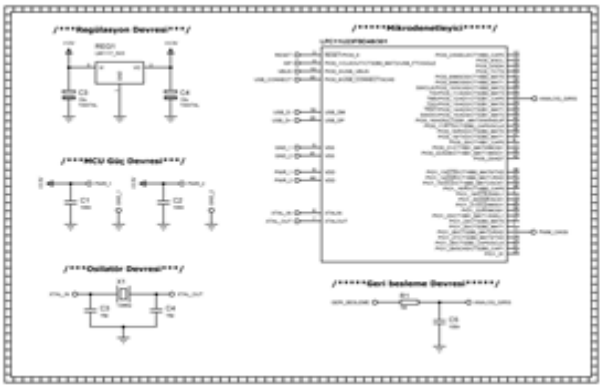
DC motorun hız denetimini gerçekleştirebilmek için mikrodenetleyici'nin dahili ADC, PWM çevre birimlerinden yararlanılmıştır. mbed yardımıyla derlenen kodların mikrodenetleyici'ye yüklenebilmesi içinde NXP'nin internet sitesinden ücretsiz olarak indirilebilen NXPISP programı kullanılmıştır. USB portu üzerinden bilgisayara bağlanan mikrodenetleyici'nin Bootloader moduna sokularak bilgisayar tarafından flash bellek olarak algılanması sağlanmış ve NXPISP üzerinden yazılım güncellemesi yapılmıştır.[7,8]

4.3. Denetleyici Donanımı

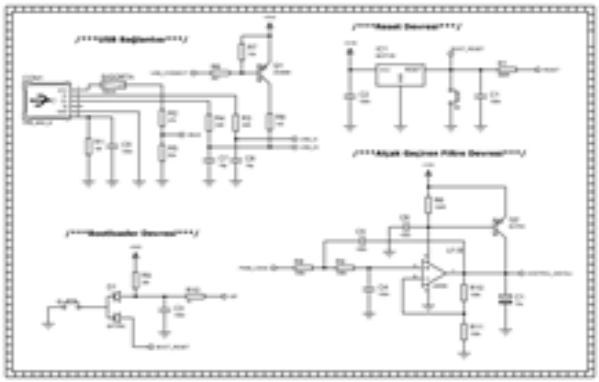
DC motor hız denetiminin gerçekleştirilebilmesi için LPC11U23 mikrodenetleyici'sinin kullanıldığı bir elektronik kontrol donanımı Breadboard üzerinde prototiplenmiştir. Prototip üzerinde MCU'yu çalıştırmak, programlamak ve motor sürücüsüne bağlayabilmek amacıyla kullanılan elektronik devreler yer almaktadır. DC motor hız kontrolü uygulaması, TQ Equipment firmasının FH2 Deney Seti'nde[9] gerçekleştirilmiştir. Kontrol setinden alınan voltaj cinsinden devir bilgisi kesim frekansı 1Hz olan RC alçak geçiren bir filtreden geçirildikten sonra mikrodenetleyici'nin analog giriş kanalına bağlanmıştır. Kontrol algoritması yoluyla üretilen PWM sinyalleri ise motor sürücüne verilmeden önce Opamp temelli ikinci mertebe bir alçak geçiren filtreden geçirilerek DC gerilime çevrilmiş ve uygun voltaj seviyesine yükseltilmiştir. Şekil 6,7,8'de kontrol donanımına ait prototip ve açık devre şemaları görülmektedir.



Şekil 6: Kontrol Donanımı



Şekil 7: Kontrol kartı açık devre şeması



Şekil 8: Kontrol kartı açık devre şeması

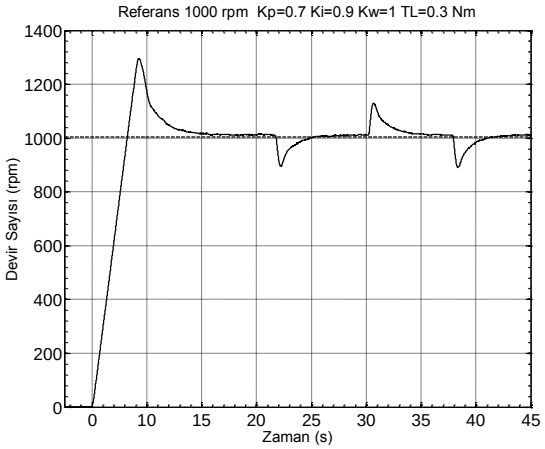
5. Kontrol Uygulaması

Yapılan gömülü kontrol uygulamasının başarısını değerlendirebilmek için farklı devir değerlerinde, yüklü ve yüksüz durumlarda sistem davranışı incelenmiştir. Tasarlanan denetleyici prototipi DC motor eğitim setine bağlanmadan önce sürücü ve motora ait kalibrasyon işlemleri Amatek firmasının 1726 model takometresi ile gerçekleştirilmiştir.

Sürücünün motora uyguladığı maksimum gerilim 110V olarak ayarlanmış ve bu durumda motorun ulaştığı maksimum devir sayısı 1452 rpm olarak ölçülmüştür. Tasarım esnasında kullanılan tüm katsayılar bu değerler üzerinden hesaplanmıştır. DC motorun kontrol sinyaline verdiği tepkiler ise NI firmasına ait PCI-6024E DAQ kartı ve Real Time Windows Target Toolbox'ı kullanılarak MATLAB/Simulink üzerinde görüntülenmiş ve Hız-Zaman grafikleri elde edilmiştir.

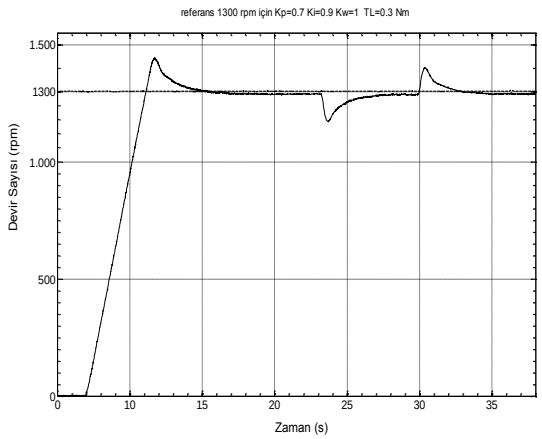
Yapılan ilk deneyde katsayılar Kp=0.7, Ki=0.9, Kw=1(Anti-Windup katsayısı) ve referans hız 1000 rpm olarak ayarlanmış ve sistem davranışı gözlenmiştir. Şekil 9'da deneye ait Hız-Zaman grafiği verilmiştir. Grafikten de görüleceği üzere gömülü denetleyici yardımıyla sürülen DC motor 15. saniyede

yaklaşık %5 kalıcı hal hatası ile referansa oturmuştur. Sonrasında 23. saniyede motora 0.3 Nm'lik bir yük uygulanmış ve motorun yaklaşık 2 saniyelik bir gecikme ile referansı tekrar yakaladığı gözlenmiştir. Yük ayrıldıktan yaklaşık olarak 2.5 saniye sonra motorun ayarlanan referans değerine ulaştığı görülmüştür.



Şekil 9: Deney 1'e ait Hız-Zaman Grafiği

Yapılan ikinci deneyde ise katsayılar Kp=0.7, Ki=0.9, Kw=1 ve referans hız 1300 rpm olarak değiştirilmiş ve sistem davranışı gözlenmiştir. Şekil 10'da deneye ait Hız-Zaman grafiği verilmiştir. Grafiğe bakıldığında gömülü denetleyici yardımıyla sürülen DC motorun 15. saniyede yaklaşık %5 kalıcı hal hatası ile referansa oturduğu görülmektedir. 24. saniyede motorun, uygulanan 0.3 Nm'lik yük nedeniyle yaklaşık 2.5 saniyelik bir süre için referans'tan saptığı fakat tekrar yakaladığı görülmektedir. Yük'ün ayrılmasından sonra ise yaklaşık olarak 2 saniyede motor ayarlanan referans değerini yakalamaktadır.



Şekil 10: Deney 2'e ait Hız-Zaman Grafiği

6. Sonuçlar

Bu çalışmada MATLAB/Simulink'te hazırlanmış denetleyici modeli üzerinden otomatik C++ kodu üretimi gerçekleştirilmiş ve üretilen kodlar mikrodenetleyici tabanlı bir kontrol donanımına gömülerek DC motor kapılı çevrim hız kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Farklı referans değerleri için yaklaşık %5'lik hata ile motorun hızı denetlenmiştir.

Yazılım altyapısı yeterli olmayan akademisyenler ve teknik uzmanlar için, kontrol yazılımı geliştirmesi vb. çalışmalarda izleyebilecekleri bir seçenek sunulmuştur. MATLAB/Embedded Coder programının hazır elektronik eğitim kitlerinin haricinde kullanıcı tarafından tasarlanmış donanımlar üzerinde de başarılı bir biçimde uygulanabileceği gösterilmiştir. MATLAB/Simulink tabanlı otomatik kod üretimi tekniği kullanılarak bilimsel ve endüstriyel anlamdaki pek çok ar-ge projesinde tasarım süreçlerinden ve maliyetlerden ciddi anlamda tasarruf edinilebileceği görülmüştür.

Kaynakça

[1] Rob Toulson ve Tim Wilmshurst , *Fast and Effective Embedded Systems Design: Applying the ARM mbed* s: 3-357, Elsevier, 2012

[2] Joseph Yiu , *The Definitive Guide to the ARM Cortex-M0,* s: 13-179 , Newnes 2011

[3] Kesler, M., Uçar, M. ve Özdemir, E., Paralel Aktif Güç Filtresi İçin DSP Tabanlı Denetim Algoritmasının Otomatik Gömülü Kod Üretimi ile Hızlı Prototiplendirilmesi, ELECO, Aralık 2006, Bursa, Bildiriler Kitabı.

[4] Selçuk GÜVEN, H. İbrahim OKUMUŞ, İbrahim YAŞAR, "SMDA Motorlu Otonom Araçların Gömülü Kod Üretimi ile TMS320F2808 DSP Tabanlı Hız Denetimi", Elektrik-Elektronik Bilgisayar Sempozyumu (FEEB 2011) , s:178-183, 3-7 Ekim 2011 Elazığ

[5] Simulink , Getting Started Guide , The MathWorks Inc., 2014

[6] Embedded Coder , User's Guide , The MathWorks Inc., 2013

[7] UM10462, LPC11Uxx User manual , Rev. 4.1 , 19 Temmuz 2013

[8] AN11305 USB In-System Programming with the LPC11U3X/LPC11U2X Rev. 1 , 7 Ocak 2013

[9] Hasan ERDAL, Barış DOĞAN, DC Motor Parametrelerinin Deney Tabanlı Belirlenmesi ve Parametre Belirleme Sonuçlarının İyileştirilmesi, Journal of the Faculty of Engineering and Arcchitecture of Gazi University, Vol 27, No 3, 589-598, 2012.

Bir ve İki Serbestlik Dereceli PID Kontrolörleri için Ayar Yöntemleri ve Esnek Bir Kullanıcı Arayüz Tasarımı

Mehmet Kıvanç Çelik[1], *Engin Yeşil*[2], *Tufan Kumbasar*[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
kivanc.celik@kocaeli.edu.tr

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
{yesileng, kumbasart}@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada akademi ve endüstride sıklıkla tercih edilen PID kontrolörlerin tasarımıyla ilişkili güncel ve önemli bulunan yöntemler ele alınmıştır. 1 Serbestlik Dereceli (SD) PID kontrol yapıları için 5 yöntem, 2-SD PID kontrol yapıları için ise 2 yöntem ele alınmış ve ilk olarak bu yöntemlerin benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. İlgili yöntemlerin bir arada verilmesi hızlı, etkili bir şekilde analiz edilebilmeleri ve karşılaştırılabilmeleri açısından önem taşımaktadır. Bu sebeple kullanıcının bu yöntemler kullanılarak veya kendi belirleyeceği parametrelerle benzetim yapabileceği esnek bir arayüz MATLAB ortamında geliştirilmiştir. Geliştirilen bu arayüzün özellikle Kontrol ve Otomasyon ve Mekatronik mühendisliği eğitiminde ve ilgili araştırmalarda kullanıcıya yardımcı olabileceği ve araştırmaları destekleyecek bir araç olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

1. Giriş

Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrolör sunduğu avantajlı maliyet/getiri oranı sebebiyle endüstride açık ara en çok kabul gören denetim yapısıdır [1, 2]. 1930 ve 1940'larda öne sürülüşünden bu yana birçok değişim geçirip yeni fikirlerden etkilense de PID kontrolör yapısının arkasındaki temel düşünce günümüzde halen başarıyla uygulanmaktadır. Bulanık mantık ve model öngörülü kontrolör yapısı gibi yeni fikirlerin pratikte kullanımı giderek yaygınlaşmasına rağmen PID kontrolör, fabrika ve süreç otomasyonunda basitliği ve kolay uygulanabilirliği sebebiyle tercih edilen kontrolör yapısı olarak varlığını daha uzun bir süre koruyacaktır [1]. PID kontrolörlerin pratikte karşılaşılan birçok problem tipine geniş kapsamda tatmin edici performans vermesi de bu durumun bir başka sebebidir.

PID kontrolör tasarımında sadece 3 adet terim bulunmasına rağmen, bu terimlerin ilgili amaca uygun olarak ayarlanması önemlidir. PID kontrolörlerin tasarım ve ayar kurallarına ilişkin olarak, bu yapının 60 yılı aşkın geçmişi de göz önüne alındığında literatürde birçok yöntem mevcuttur [3]. İlk olarak Ziegler ve Nichols tarafından önerilen ayar kuralları hala kullanılmakta ve geçerliliğini korumaktadır [4]. Fakat bu kurallara ek olarak ilerleyen yıllarda birçok basit ve etkili yöntem geliştirilmiştir. Literatürde var olan PID ayar kurallarından SIMC metodu son yıllarda oldukça popüler bir hale gelmiştir [5]. Bunun arkasında yatan iki temel sebep vardır. Birincisi önerilen ayar kuralları oldukça basit, kolay hatırlanabilir ve analitik bir yapıya sahiptir. İkincisi ise basitliğine rağmen gösterdiği iyi performanstır. Bu sebepler nedeniyle SIMC metodu akademik ve endüstriyel faaliyetlerde sıklıkla tercih edilmektedir.

Son yıllarda PID kontrolör yapılarıyla ilgili çalışmalarda öne çıkan bir nokta ise referans takibi ve bozucu bastırma performansının beraber irdelendiği örneklerdir [6-11]. Eğer bir kontrolör, bozucu bastırma için optimize edilirse, referans takip performansı tatmin edici olmayacaktır. Aynı kaide tersi durum için de söz konusudur. Endüstriyel süreç kontrol uygulamalarında iyi bozucu bastırma performansı kadar referans değişimlerine karşı da iyi sonuç verecek kontrolör yapısı önemli olduğundan, tasarımda bu iki hususun beraberce dikkate alınması kritiktir.

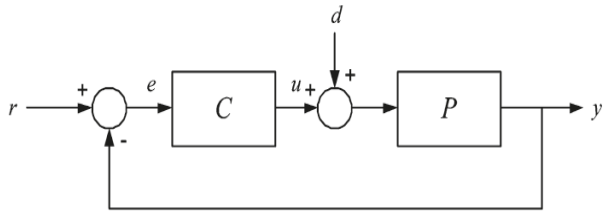
Endüstriyel süreç kontrol uygulamalarının birçoğunda arzu edilen referans noktası sabit kalmakta, bu sebeple iyi bozucu bastırma davranışının önemi ortaya çıkmaktadır. Fakat çalışma koşullarındaki değişimler ve ürün çeşitliliği sebebiyle referans noktasının da değişimi gerekebilir. Böyle bir durum iyi referans takip performansı beklentisini de beraberinde getirir. Bahsedilen iki hususu eş zamanlı eniyilemek bir serbestlik dereceli (1-SD) PID kontrolör yapısıyla mümkün olmamakta, bu sebeple de iki serbestlik dereceli (2-SD) PID kontrolör yapılarına ihtiyaç duyulmaktadır [12-14]. 2-SD kontrolörde kullanılan ek parametre ile bozucu bastırma performansı ve kapalı çevrim sistem dayanıklılığı korunurken referans takip davranışı iyileştirilmektedir.

Bu çalışma kapsamında literatürde son dönemde öne çıkan 1-SD ve 2-SD PID kontrolörü tasarım yöntemleri tanıtılmış ve birbirlerine göre avantaj-dezavantajları tartışılmıştır. İlgili çalışmaların daha rahat anlaşılması ve öğrenciler ve araştırmacılar tarafından kolayca kullanılabilmesi amacıyla MATLAB programı kullanılarak esnek bir arayüz geliştirilmiştir. Geliştirilen arayüzün kontrol ve otomasyon mühendisliği ile mekatronik mühendisliği eğitim ve öğretim faaliyetlerine fayda sağlayacak bir araç olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

2. PID Kontrolörleri ve Tasarımı

PID kontrolör, temel olarak arzu edilen süreç değişkeni değeri ile ölçülen değer arasındaki fark olarak tanımlanan hata bilgisiyle bu hata bilgisinin türevini ve integralini giriş olarak kullanır. Kontrolör kazançları aracılığıyla kontrol işareti

oluşturulur ve süreç çıkış değerinin hedeflenen referans noktasına taşınması sağlanır.



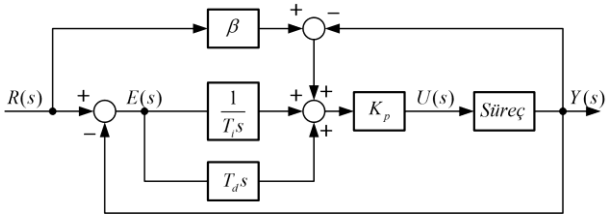
Şekil 1: 1-SD kapalı çevrim kontrol yapısı

PID kontrolörün çıkış değeri, yani kontrol işaretinin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$u(t) = K_p\left(e(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)d\tau + T_d\frac{de(t)}{dt}\right) \quad (1)$$

Yukarıdaki ifadede $u(t)$ kontrol işaretini, $e(t)$ hata işaretini belirtmektedir. PID kontrolörün üç parametresi ise şunlardır: K_p oransal kazanç, T_i integral zamanı, T_d ise türevsel zamandır. PID kontrolörünün yaygın olarak kullanıldığı 1-SD kontrol yapısı Şekil 1'de verilmiştir.

2-SD kontrol yapısına sahip PID kontrolörün ana kullanım nedeni, bozucu bastırma performansını korurken referans takip performansını da eş zamanlı iyileştirmektir. Bu aynı zamanda sistem performansı ve dayanıklılığının da korunması anlamına gelmektedir. 2-SD PID kontrolör yapısında bulunan ek serbestlik derecesi, referans ağırlıklama faktörü olarak nitelendirilen β parametresi $(0 \le \beta \le 1.0)$ ile sağlanır. Bu parametre sayesinde referans işaretinde bir değişim olduğunda oransal kontrol aksiyonunun aşırılığının önüne geçilmiş olur.



Şekil 2: 2-SD PID kontrolör yapısı

Şekil 2'deki 2-SD PID kontrolör yapısına ait kontrol işareti şu şekilde ifade edilebilir:

$$u(t) = K_p\left\{e_p(t) + \frac{1}{T_i}\int_0^t e(\tau)d\tau + T_d\frac{de(t)}{dt}\right\}$$
$$e_p = \beta r(t) - y(t) \quad (2)$$
$$e = r(t) - y(t)$$

Denklem 2'de görüldüğü üzere β parametresi sadece hatanın oransal kazancına etki etmektedir. İntegral ve türev terimlerine bir etkisi yoktur. 2-SD PID kontrolör yapısı, 1-SD yapıya göre bazı kısıtları aşıp, bir takım avantajlar sunsa da tasarımı kısman daha zordur. Dolayısıyla 2-SD PID yapısı ayarlanması gereken 4. parametre olan β parametresini de kontrolör yapısına katmakta, kontrolör yapısını daha karmaşık bir hale getirmektedir.

3. Bir ve İki Serbestlik Dereceli PID Kontrolörler için Tasarım Yöntemleri

3.1 Yöntem 1 (Arrieta, 2010)

İlgili çalışmada [6], PID kontrolörlerin ayar modları ve çalışma modları arasında farklılık olduğunda ortaya çıkan problemlere değinilmiş ve buna çözüm getirilmeye çalışılmıştır. Örneğin, bozucu bastırma için ayarlanan bir kontrolörün bulunduğu süreçte, referans işaretinde değişim olması durumunda, süreç çıkış değerinin kötü bir geçici hal performansı sergileyeceği açıktır. Bu sebeple referans takibi ve bozucu bastırma modlarını belirli ölçülerde harmanlayan bir tasarım fikri ortaya atılmıştır.

Birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) bir süreç aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (3)$$

Denklem 3'teki süreç parametreleri, K statik kazanç, T zaman sabiti, L ise ölü zamandır. BMÖZ süreç parametrelerine bağlı ayar kurallarına aşağıda yer verilmiştir:

$$K_p = \frac{a_1}{K}(\tau)^{b_1}, T_i = \frac{T}{a_2 + b_2\tau}, T_d = a_3T(\tau)^{b_3} \quad (4)$$

$$K_p = \frac{a_1}{K}(\tau)^{b_1}, \frac{1}{T_i} = \frac{a_2}{T}(\tau)^{b_2}, T_d = a_3T(\tau)^{b_3} \quad (5)$$

Denklem 4'te referans takip, Denklem 5'te ise bozucu bastırma için olan ayar kuralları verilmiştir. Daha sonra ise iki ayar modunu uygun ölçülerde harmanlamak üzere aşağıdaki kurallar önerilmiştir:

$$K_p(\gamma_1) = \gamma_1K_p^{bb} + (1-\gamma_1)K_p^{rt}$$
$$T_i(\gamma_2) = \gamma_2T_i^{bb} + (1-\gamma_2)\mathrm{T}_i^{rt} \quad (6)$$
$$T_d(\gamma_3) = \gamma_3T_d^{bb} + (1-\gamma_3)\mathrm{T}_d^{rt}$$

Denklem 6'dan da anlaşılacağı üzere harmanlama parametresi olan γ, 0 seçildiğinde kontrolör referans takibi için, aynı parametre 1 olarak seçilirse de bozucu bastırma için ayarlanmış olacaktır. Harmanlama parametresi γ'nın ara modlara ilişkin ayarı için şu formülasyon önerilmiştir:

$$\gamma_i(\tau) = a + b\tau + c\tau^2, \tau \in [0.1,1.0] \cup [1.1,2.0] \quad (7)$$

Denklem 7'deki a, b ve c parametrelerine [6]'dan ulaşılabilir.

3.2. Yöntem 2 (Arrieta, 2011)

Bu yöntemin sunulduğu çalışmada [7] da birinci yönteme paralel bir yol izlenmiş fakat integral etkili ve kararsız süreçler ele alınmıştır. İntegral etkili ölü zamanlı (İEÖZ) süreçler için ayar kuralları aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 1: İEÖZ süreçler için referans takip, bozucu bastırma ayar kuralları

PID parametresi	Referans takibi	Bozucu Bastırma
K_p	1.03/KL	1.37/KL
T_i	-	1.49/L
T_d	0.49/L	0.59/L

Denklem 6 ve 7, bu yöntemde de aynı şekilde PID parametreleri ve harmanlama parametresi γ'nın ayarlanmasında kullanılmaktadır.

3.3. Yöntem 3 (Arrieta, 2012)

Daha önce sunulan iki yöntemde de referans takibi, bozucu bastırma ve ara durumlar için PID kontrolör parametrelerinin ayarlanmasına değinilmiş olsa da, dayanıklılık kıstasına yer verilmemişti. Bu yöntemde ise referans takibi ve bozucu bastırma ayar durumlarıyla beraber dayanıklılıkta da bir tasarım kıstası olarak öne sürülmüştür [8]. Sistem dayanıklılığının bir göstergesi olarak duyarlılık fonksiyonunun tepe değeri (M_s) kullanılmıştır. Yöntem BMÖZ süreçler için uygulanabilir.

$$M_s \doteq \max_{\omega} \left|S(\mathrm{j}\omega)\right| = \max_{\omega} \frac{1}{\left|1+\mathrm{C}(\mathrm{j}\omega)\,\mathrm{P}(\mathrm{j}\omega)\right|} \tag{8}$$

Ayar kurallarına ise aşağıda verilmiştir:

$$\begin{aligned} K_p K &= a_1(M_s^d)\tau^{b_1(M_s^d)} + c_1(M_s^d) \\ \frac{T_i}{T} &= a_2(M_s^d)\tau^{b_2(M_s^d)} + c_2(M_s^d) \\ \frac{T_d}{T} &= a_3(M_s^d)\tau^{b_3(M_s^d)} + c_3(M_s^d) \end{aligned} \tag{9}$$

Ayar kurallarındaki a_i, b_i ve c_i sabitlerine aşağıdaki denklemlerle ulaşılabilir.

$$\begin{aligned} a_1 &= -0.3112(\mathrm{M_s^d})^2 + 1.6250(\mathrm{M_s^d}) - 1.2340 \\ b_1 &= 0.0188(\mathrm{M_s^d})^2 - 0.0753(\mathrm{M_s^d}) - 0.9509 \\ \mathrm{c}_1 &= -0.1319(\mathrm{M_s^d})^2 + 0.7042(\mathrm{M_s^d}) - 0.5334 \\ a_2 &= -0.5300(\mathrm{M_s^d})^2 + 1.7030(\mathrm{M_s^d}) - 0.5511 \\ b_2 &= -0.1731(\mathrm{M_s^d})^2 + 1.0970(\mathrm{M_s^d}) - 0.7700 \\ \mathrm{c}_2 &= -0.0963(\mathrm{M_s^d})^2 + 0.7899(\mathrm{M_s^d}) - 0.6629 \\ a_3 &= 0.1875(\mathrm{M_s^d})^2 - 0.7735(\mathrm{M_s^d}) + 1.0740 \\ b_3 &= 1.3870(\mathrm{M_s^d})^2 - 4.7810(\mathrm{M_s^d}) + 4.9470 \\ \mathrm{c}_3 &= 0.1331(\mathrm{M_s^d})^2 - 0.4733(\mathrm{M_s^d}) + 0.4032 \end{aligned} \tag{10}$$

3.4. Yöntem 4 (Alcantara, 2013)

İlgili çalışmada dayanıklılık / performans, referans takibi / bozucu bastırma ödünleşimleri yönünden model tabanlı PID kontrolör tasarımına yer verilmiştir [11]. Çalışma kararlı ve kararsız süreçlerin bir arada kapsanması açısından da ayrıca önemlidir. PI ayar kuralları aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{T(\gamma+\lambda+L)-\lambda\gamma}{K(\lambda+L)(\gamma+L)} \\ T_i &= \frac{T(\gamma+\lambda+L)-\lambda\gamma}{T+L} \end{aligned} \tag{11}$$

Ayar kurallarında verilen λ ve γ tasarım parametreleridir. λ performans ve dayanıklılık arasındaki ödünleşimi ayarlarken, γ parametresi ile de referans takibi/bozucu bastırma ödünleşimi arasında istenen bir denge noktası bulunabilir.

3.5. Yöntem 5 (SIMC)

İkinci mertebeden ölü zamanlı (İMÖZ) bir süreç aşağıdaki gibi ifade edilebilir [5]:

$$P(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{(T_1 s+1)(\mathrm{T}_2\, s+1)} \tag{12}$$

Yukarıdaki ifadede K statik kazanç, T_1 baskın zaman sabiti, T_2 ikinci mertebe zaman sabiti, L ise ölü zaman sabitini ifade etmektedir. $T_2 = 0$ alındığında birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) süreçleri de kapsamak mümkün olmaktadır. Buna göre ilgili SIMC PID ayar kuralları şu şekilde olmaktadır:

$$\begin{aligned} K_p &= \frac{1}{K}\frac{T_i}{\tau_c + L} = \frac{1}{K'}\frac{1}{\tau_c + L} \\ T_I &= \min\left\{T_1, 4(\tau_c + L)\right\} \\ T_D &= T_2 \end{aligned} \tag{13}$$

Görüldüğü gibi SIMC PID ayar kuralları süreç parametrelerine bağlı olup, tek tasarım parametresi olan τ_c, hedeflenen kapalı çevrim zaman sabitidir. Tasarım parametresi τ_c aşağıdaki hususlara uygun olarak ayarlanabilir.

- Hızlı cevap ve iyi bozucu bastırma performansı için, τ_c küçük seçilmelidir.
- Kararlılık ve dayanıklılık, hız ve performansa göre öncelikliyse, τ_c büyük seçilmelidir.

Yukarıda bahsi geçen ödünleşimler arasında ortak bir nokta bulunmak istenirse $\tau_c = L$ seçimi önerilmektedir. BMÖZ, İMÖZ ve integral etkili ölü zamanlı (İEÖZ) süreçler için SIMC ayar kuralları aşağıdaki tabloda verilmiştir.

Tablo 2: SIMC PID ayar parametreleri

Süreç	P(s)	K_p	T_i	T_d
BMÖZ	$\frac{Ke^{-Ls}}{T_1 s+1}$	$\frac{T_1}{K(\tau_c+L)}$	$\min\{T_1, 4(\tau_c+L)\}$	-
İMÖZ	$\frac{Ke^{-Ls}}{(T_1 s+1)(T_2 s+1)}$	$\frac{T_1}{K(\tau_c+L)}$	$\min\{T_1, 4(\tau_c+L)\}$	T_2
İEÖZ	$\frac{K'e^{-Ls}}{s}$	$\frac{T_1}{K'(\tau_c+L)}$	$4(\tau_c+L)$	-

Aşağıda yer verilen 2 yöntem ise 2-SD PID kontrolör yapılarıyla ilgilidir.

3.6. Yöntem 6 (MoReRT)

Daha önce de söz edildiği gibi 1-SD kontrolör yapılarıyla bozucu bastırma ve referans takip performanslarını eş zamanlı eniyilemek mümkün olmamaktadır. Bu sebeple de 2-SD kontrolör fikri ortaya atılmıştır [12-14]. Ekstra serbestlik derecesiyle süreç çıkışındaki yüksek aşımların ve kontrol işaretindeki aşırılıkların önüne geçilmesi sağlanmakta ve daha iyi bir geçici hal performansı elde edilmesi mümkün olmaktadır.

Bu çalışmada maksimum duyarlılık değeri 1.4-2 arasında seçilerek istenen dayanıklılık seviyesi ayarlanabilmektedir. 2-SD PI kontrolöre ilişkin ayar kuralları aşağıdaki gibidir [15]:

$$\begin{aligned} \kappa_p &= \frac{a_0 + a_1\tau_0}{a_2 + a_3\tau_0 + a_4\tau_0^2 + a_5\tau_0^3} \\ \tau_i &= \frac{b_0 + b_1\tau_0}{b_2 + b_3\tau_0 + b_4\tau_0^2 + b_5\tau_0^3 + b_6\tau_0^4} \\ \beta &= c_0 + c_1\tau_0 + c_2\tau_0^2 + c_3\tau_0^3 \end{aligned} \tag{14}$$

Denklem 14'te verilen ayar kurallarındaki a_i, b_i ve c_i sabitlerine [15]'ten ulaşılabilir. Bu sabitler her bir M_s değeri için farklıdır ve tablolar ile sunulmuştur. Denklemlerde geçen κ_p, τ_i ve τ_o parametreleri, kontrolöre ait normalleştirilmiş

kazanç, integral zamanı ve normalleştirilmiş ölü zamandır. Bu parametrelere aşağıda yer verilmiştir:

$$\kappa_p = K_p K, \tau_i = \frac{T_i}{T}, \tau_o = L/T \tag{15}$$

3.7. Yöntem 7 (ART_2)

MoReRT metodunda M_S değeri sadece 1.4,1.6,1.8 veya 2.0 olarak seçilebilmektedir. Bu yöntemde ise istenen M_S değerine göre ayar kuralları oluşturulabilmektedir [16]. Dolayısıyla MoReRT metoduna göre daha esnek bir performans/dayanıklılık ayarı yapılması mümkündür. İlgili 2-SD PI ayar kuralları aşağıda verilmiştir:

$$\kappa_p = K_p K = \frac{2\tau_c - \tau_c^2 + \tau_o}{(\tau_c + \tau_o)^2}$$
$$\tau_i = \frac{T_i}{T} = \frac{2\tau_c - \tau_c^2 + \tau_o}{1 + \tau_o} \tag{16}$$

Referans ağırlıklandırma parametresi olan β ise şu şekilde ayarlanmaktadır:

$$\beta = \frac{\tau_c T}{T_i}, \quad 0 < \tau_c \le 1$$
$$\beta = 1, \quad 1 < \tau_c < 1 + \sqrt{1 + \tau_o} \tag{17}$$

Tasarım parametresi olan minimum kapalı çevrim zaman sabiti değeri τ_c şu şekilde hesaplanmaktadır:

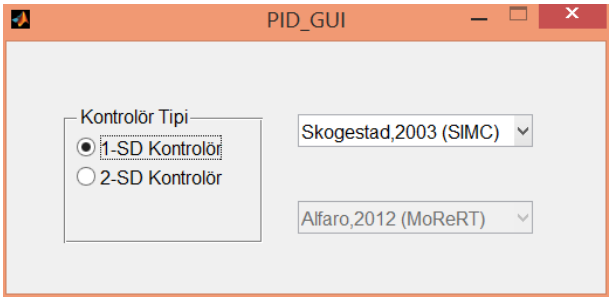
$$\tau_{c\min} = k_{11}(M_s) + \left[\frac{k_{21}(M_s)}{k_{22}(M_s)}\right]\tau_0$$
$$k_{11}(M_s) = 1.384 - 1.063M_s + 0.262M_s^2 \tag{18}$$
$$k_{21}(M_s) = -1.915 + 1.415M_s - 0.077M_s^2$$
$$k_{22}(M_s) = 4.382 - 7.396M_s + 3.0M_s^2$$

Denklem 18'de de görüleceği üzere tek tasarım parametresi olan τ_{cmin} değeri de M_S 'e bağlıdır. Dolayısıyla sistem dayanıklılığının da bir göstergesi olan M_S tek tasarım parametresi olarak öne çıkmaktadır.

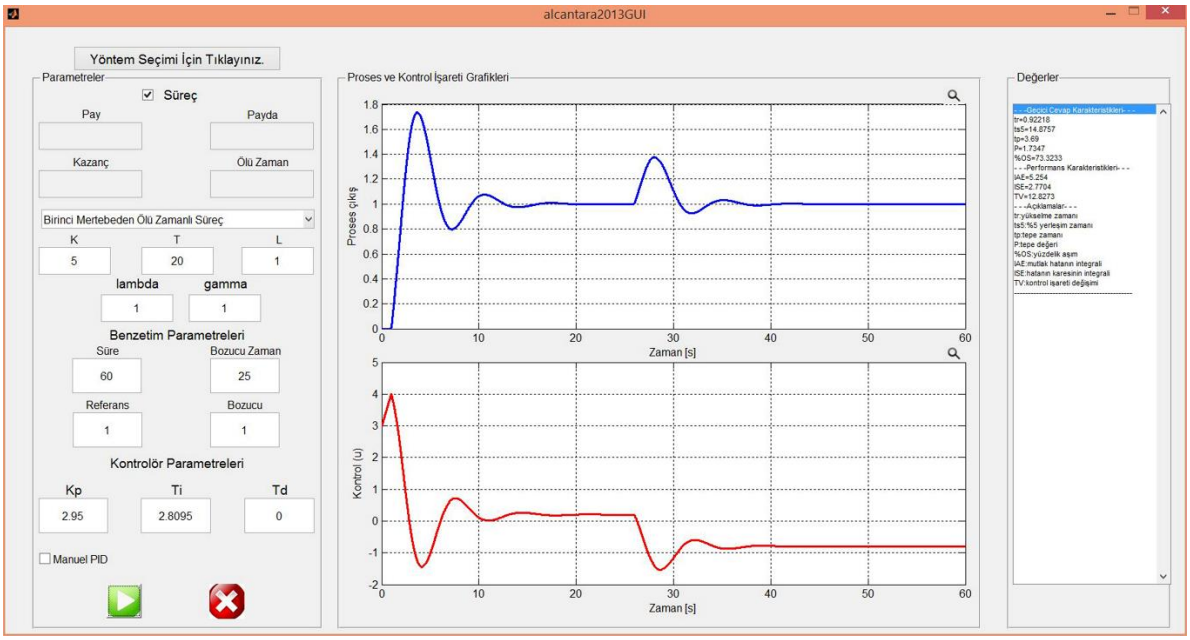
4. Arayüz Tasarımı

Öncelikle mühendislik eğitim ve öğretiminde, teorik bilginin pratiğe dökülmesi ve gözlemlenmesi, ilgili konuların daha iyi ve derin anlaşılmasında önem arz etmektedir. Bu sebeple, çalışmaların ve yöntemlerin tekrarlanabileceği, analiz edilebileceği ve ilgili sonuçların tartışılabileceği yardımcı programların kullanımı öne çıkmaktadır. Kontrol ve Otomasyon mühendisliği ve Mekatronik mühendisliği alanlarında MATLAB/Simulink paket programı esnek, pratik ve görsel bir yapı sunmaktadır. Bu kısımda, bir önceki bölümde anlatılan yöntemlerin tekrarlanıp, analiz edilebileceği MATLAB üzerinde geliştirilen bir arayüz tasarımına ve kullanımına değinilmiştir. İlgili arayüzün, kontrol tasarımının geçtiği birçok mühendislik eğitiminde fayda sağlayabilecek bir araç olarak kullanılabileceği düşünülmektedir.

Arayüzün ilk kısmı Şekil 3'te gösterilmiştir. Bu kısımda, kullanıcının çalışmak istediği kontrolör tipine ait serbestlik derecesini ve buna uygun yöntemi seçmesi beklenmektedir. Bu yönergeler uygun şekilde takip edildiğinde, kullanıcının seçtiği yönteme ait arayüz karşısına gelecektir.



Şekil 3: Kontrolör tipi ve yöntem seçim ekranı



Şekil 4: Seçilen yönteme ait arayüz ekranı

Kullanıcı, Şekil 4'te de gösterilen arayüzdeki sol menüden ilgili yönteme ait gerekli bilgileri girmelidir. Bunlar, kullanılacak sürecin transfer fonksiyonuna ait kazanç, pay, payda, ölü zaman, ya da sürecin BMÖZ modeline ait kazanç, zaman sabiti, ölü zaman bilgileridir. Bu noktadan sonra kullanıcı her bir yöntemde birbirinden farklılık gösteren ayar tipini seçmeli veya ilgili tasarım parametresini girmelidir. Daha sonra ise benzetime ait parametrelerden, benzetim süresi, bozucunun sürece etkiyeceği zaman, referans ve bozucu işaretlerinin büyüklükleri girilmelidir. Kullanıcı ilgili parametreleri girdikten sonra, benzetim hazırdır ve yeşil 'çalıştır' butonu ile benzetim başlatılabilir.

'Çalıştır' butonuna basıldıktan sonra, kullanıcının girdiği ilgili parametreler ana çalışma ortamına (workspace) aktarılmakta ve arka planda ilgili yönteme ait Simulink modeli koşturulmaktadır. Bunun sonucu olarak, kullanıcı orta bölümdeki 'Proses Çıkış ve Kontrol İşareti Grafikleri' panelinden ilgili grafikleri elde edebilir. Her bir grafiğin sağ üstündeki 'yakınlaştır' butonu ile kullanıcı grafikleri daha büyük bir halde görebilir, kaydedebilir ve değişiklikler yapabilir.

Benzetimin tamamlanmasıyla beraber sağ taraftaki 'Değerler' paneline sürece ilişkin bilgi verecek karakteristik değerler atanmaktadır. Bunlar geçici cevap davranış kriterlerinden yükselme zamanı, yerleşim zamanı, tepe zamanı, tepe değeri ve yüzdelik aşımdır. Performans karakteristiklerinden ise mutlak hatanın integrali, hatanın karesinin integrali ve kontrol işaretinin toplam değişimi gibi değerlere yer verilmiştir.

Kullanıcı yeni bir benzetim yapmak isterse, sürece ilişkin parametreleri tek tek değiştirebileceği gibi, kırmızı 'sil' butonuna basarak da bütün parametreleri, eksenleri ve performans değerlerini temizleyebilir. Eğer kullanıcı farklı bir yöntemle çalışmak isterse, parametre panelinin üzerindeki 'Yöntem Seçimi' butonuna basarak yöntem seçim ekranına geri dönebilir.

Kullanıcı ayrıca, her bir yöntemde istediği süreci ve parametreleri girerek manuel K_p , T_i ve T_d seçimi yapıp, istediği gibi benzetimi şekillendirebilir ve ilgili PID parametrelerinin değişiminde süreç çıkış ve kontrol işaretindeki değişimleri yorumlayabilir. Bunun için 'Manuel PID' veya '2-SD Manuel PI' seçilmelidir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada endüstride ve akademide sıklıkla kullanılan bir ve iki serbestlik dereceli PID kontrolör yapıları tanıtılmış ve öne çıkan yöntemlere yer verilmiştir. Sonrasında ise öncelikle kontrol ve otomasyon mühendisliği ile mekatronik mühendisliği eğitim ve öğretimine fayda sağlayacağı düşünülen esnek bir arayüz geliştirilmiştir. İlgili arayüzde kullanıcının hem bahsi geçen yöntemleri kullanabilmesi hem de istendiğinde kendi kurguladığı senaryoya uygun benzetim çalışmaları yapabilmesi sağlanmıştır. Geliştirilen arayüz sayesinde, programlama ve bilgisayar becerileri kısıtlı kullanıcıların da bahsi geçen konularda bilgilerini pekiştirmesi ve kendilerini geliştirmeleri mümkün olacaktır.

Çalışmanın sonraki evrelerinde arayüze, kök yer eğrisi, Bode, Nyquist diyagramları gibi elde edilen sonuçların daha detaylı incelenip, analiz edilebileceği grafiklerin de eklenmesi düşünülmektedir. Ayrıca, farklı yöntemlerin aynı grafik üzerinde karşılaştırılabileceği bir yapı elde etmek de ileriki çalışmaların hedefleri arasındadır.

Kaynakça

[1] S. Bennett, "The past of PID controllers", in: IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control, 5–7 April, Terrassa, Spain, 2000.

[2] K.J. Åström, T. Hägglund, "The future of PID control", Control Engineering Practice 9 (2001) 1163–1175.

[3] A. O'Dwyer, "Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules", 2nd ed., Imperial College Press, London, UK, 2006.

[4] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers", ASME Transactions 64 (1942) 759–768.

[5] S. Skogestad, "Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning", J. Process Control 13 (2003) 291–309.

[6] Arrieta, O., Visioli, A., Vilanova, R. "PID autotuning for weighted servo/regulation control operation", J. Process Control 2010, 20, 472–480.

[7] Arrieta, O., Vilanova, R., Visioli, A., "Proportional-Integral-Derivative tuning forservo/regulation control operation for unstable and integrating processes", Ind. Eng. Chem.Res. 50(6), 3327–3334 (2011)

[8] Arrieta, O. and Vilanova, R. (2012), "Simple Servo/Regulation Proportional-Integral-Derivative (PID) Tuning Rules for Arbitrary Ms-Based Robustness Achievement", Industrial & Engineering Chemistry Research.

[9] S. Alcántara, C. Pedret, R. Vilanova, "On the model matching approach to PID design: analytical perspective for robust Servo/Regulator tradeoff tuning", Journal of Process Control 20 (5) (2010) 596–608.

[10] S. Alcántara, R. Vilanova, C. Pedret, S. Skogestad, "A look into robustness/performance and servo/regulation issues in PI tuning", in: Proceedings of the IFAC Conference on Advances in PID Control PID'12, 2012.

[11] S. Alcántara, R. Vilanova, C. Pedret, "PID control in terms of robustness/performance and servo/regulator trade-offs: a unifying approach to balanced auto-tuning", J. Process Control 23 (2013) 527–542.

[12] M. Araki, "On two-degree-of-freedom PID control system", Tech. rep., SICE Research Committee on Modeling and Control Design of Real Systems (1984).

[13] M. Araki, "Two-degree-of-freedom control system" – I, Systems and Control 29 (1985) 649–656.

[14] H. Araki, M. Taguchi, "Two-degree-of-freedom PID controllers", International Journal of Control, Automation, and Systems 1 (4) (2003) 401–411.

[15] VM Alfaro, R. Vilanova, "Model-reference robust tuning of 2DoF PI controllers for first-and second-order plus dead-time controlled processes", Journal of Process Control 22 (2), 359-374

[16] R. Vilanova, VM. Alfaro, "Simple robust autotuning rules for 2-DoF PI controllers", ISA Trans. 2012 Jan;51(1):30-41

Bir Esnek Çubuğun Uç İzleme Kontrolü

Claudia F. Castillo[1], Şeref Naci Engin[2], Vicente Feliu Battle[1]

[1]Elektrik, Elektronik ve Otomatik Kontrol Mühendisliği Bölümü
Castilla-La Mancha Üniversitesi, Ciudad Real, İspanya
claudiafer54@hotmail.com, Vicente.Feliu@uclm.es

[2]Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Elektrik-Elektronik Fakültesi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
nengin@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride çeşitli hareketli mekanizmaları temsil edebilen bir esnek tek çubuğun uç kontrolü üzerine yapılan çalışmalar sunulmuştur. Bu çalışmaların ilk safhası bu yeni esnek robotik çubuk düzeneğinin tasarımıdır. Titreşim kontrolü için sistemin basit bir küme (lumped) modeli kullanılmıştır. Giriş durum doğrusallaştırması kullanarak sistem dinamiklerinin tersini üretmek ilkesiyle çalışan bir titreşim kontrolörü geliştirilmiştir. Ayrıca tüm deneysel düzeneği hareket ettiren iki servo-motorlu sistemin konum kontrolleri için iki PID denetleyici kullanılmıştır. Bu çalışmada tasarımı yapılan model temelli kontrolörün tatminkâr performansı, modeldeki belirsizliklere ve sistemdeki doğrusalsızlıklara karşı dayanıklılığı deneysel test düzeneği üzerinde gösterilmiştir.

1. Giriş

Robotik kol olarak kullanılan esnek ve esnek olmayan (katı) bağlantı elemanları birkaç bakımdan önemli farklılıklar arz ederler. Esnek linkleri tahrik etmek için tasarlanan robotlar katı linklileri tahrik edenlere göre daha hafiftirler. Esnek linkler yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilirler ve bunların tahriki oldukça küçük eyleyicilerle yapılabilir. Bununla birlikte esnek linklerin modellenmesi ve kontrolü karmaşıktır ve başarılı uygulamalar için matematiksel modelin doğruluğunun yüksek, hesaplama algoritmalarının etkin olması gerekir. Buna ilaveten, kapalı çevrim kontrol sistemlerinin kararlılığı model parametrelerindeki belirsizliklere ve modellenemeyen yüksek mertebeli dinamiklere karşı hassastır.

Esnek robotikle ilgili ilk yayına 1970'lerin sonunda rastlanır [1]. Bununla birlikte günümüze kadar yapılan yayınların çoğu tek serbestlik dereceli (1-DOF) esnek linklere odaklanmıştır [2, 3, 4 ve 5]. Tek linkin dinamik modelini analiz etmek üzere kümelenmiş kütleler, genelleştirilmiş Newton ve Euler algoritmaları, Lagrange denklemleri, sonlu elemanlar gibi birçok model önerilmiştir. Esnek linkin dinamikleri çoğu zaman dağıtık kütleler kabulüyle modellenir. Ancak hesap karmaşıklığını önlemek amacıyla sonsuza giden yüksek mertebeli dinamikler dikkate alınmaz. Link dinamikleri kümelenmiş ve dağıtık kütleler yaklaşımlarıyla incelenmektedir, [6], [7] ve [8]. Bir diğer çalışmada ucundaki yükün etkisi altında doğrusal sapma yapan elastik malzemenin dinamiği analiz edilmiştir [9]. Bu bir çeşit duyarga veya anten görevi yapabilen dokunma algılayıcılarını etkin bir biçimde kontrol etmek için sistemin hassas dinamik modeline dayalı esnek link uç kontrolü metodolojileri kullanılmalıdır. Bazı yaklaşımlar ise küçük elastik yer değişimler kabulü altında dinamiklerin iyileştirilmesi ile ilgilidir [10, 11].

Esnek linkleri kontrol etmek için literatürde önerilen önemli kontrol yöntemleri bulunmaktadır: doğrusal karesel Gauss tipi denetim [12], doğrusal karesel düzenleyici [13], kutup atama [14], ters dinamik temelli kontrol [15], "integral manifold" kavramıyla kontrol [16], modifiye pozitif konum geri-beslemesi [17], vb. Bu yayın taraması, bilinen bir gerçeği teyit etmiştir: sistemin mertebesi yükseldikçe kontrol algoritmasının karmaşıklığı önemli derecede artmaktadır. Esnek linkin yüksek mertebeden, doğrusal olmayan dinamikleri, esneklikten kaynaklanan sürekli salınmaya eğilimli davranış özelliği, dahası uç konumuyla giriş momentinin minimum olmayan fazda olması gibi etmenler link kontrolünü ilgi çekici kılmaktadır.

Bu çalışmada sistem dinamiklerinin tersini alırken motor dinamikleri ve çubuğun kümelenmiş dinamik modelini temel alan indirgenmiş dinamik model kullanılmıştır. Bu yöntem motorların konumlandırma görevini yerine getirmede, Coulomb sürtünme etkisini azaltmada, linkin ucunu kontrol etmede ve çubuğun bükülme titreşimini asgariye indirmede faydalı olmalıdır. Bu bildiri şu biçimde düzenlenmiştir: Giriş kısmının ardından Kısım II'de esnek çubuk robotik platformu, Kısım III'de kümelenmiş dinamik model anlatılmıştır. Kullanılan tüm kontrol yöntemleri Kısım IV'te ayrıntılı olarak sunulmuştur. Motorlu sistemin deneysel doğrulanması ve sistemin lineerleştirilmesi Kısım V'te anlatılmıştır. Kısım VI'da ise elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

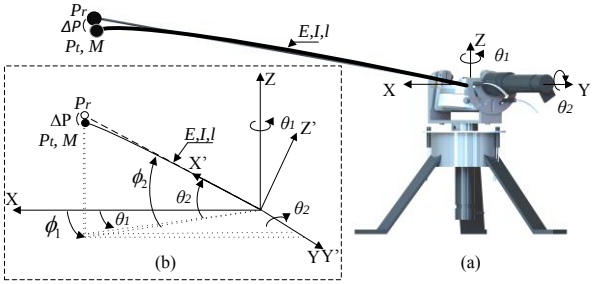
2. Esnek Tek Çubuklu Deneysel Düzenek

Bu kısımda belirli mekanizma karakteristikleri verilerek ve daha önceki yayınımızda sunulan model kabulleri ile sistem tanıma çalışmaları kısaca anlatılarak deney düzeneği izah edilmiştir.

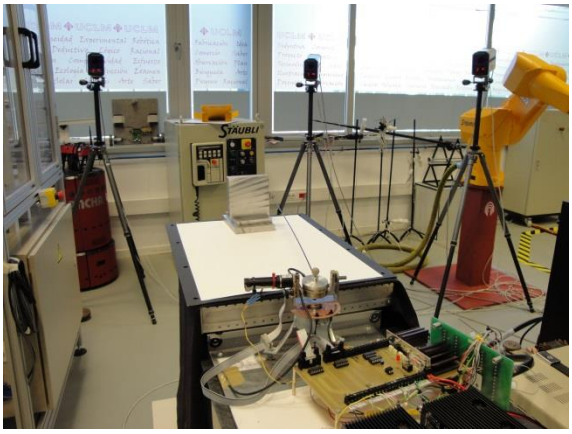
2.1. Mekanizma karakteristikleri

Çok eksenli Kuvvet-Moment algılayıcısını (F-T sensor) tutan mekanizma Şekil 1(a)'da sunulmuştur. Bu sensörü sürmek için iki servo motorlu bir düzenek geliştirilmiştir, sensörün tam üzerinde esnek bir anten çubuk bulunmaktadır. Bu çubuğun tutturulduğu tabana her iki motorun mili vasıtasıyla iki doğrultuda hareket etme kabiliyeti kazandırılmıştır. Bu kısımda "*i*" indisi belirli bir serbestlik derecesini gösterecek; açıdaki indis i=1 ufuk açısı (yatay dönme açısı), i=2 ise yükselme açısı (düşey açı) boyunca motorun hareketini ifade

edecektir. Şekil 1(b) çubuğun hareket ettiği koordinat sistemini göstermektedir, burada l esnek çubuğun normal uzunluğu, P_t uç konumu, P_r ise çubuğun katı olduğu kabul edildiğindeki konumudur. Buna göre ΔP, P_t ve P_r'nin farkıyla tarif edilen ve çubuk ucundaki sapmayı (sehimi) işaret eden bir 3B vektör; E Young modülü, I seçilen koordinat sisteminde esnek çubuğun uzunluk kesitine göre alınan atalet momenti, g yerçekimi ivmesi, M ise uçtaki kütledir. Uç konumuyla ilgili ϕ_1 ve ϕ_2 mutlak Kartezyen sistemi (X,Y,Z)'ye göre küresel koordinatlarda konum açılarıdır. Motorun tahrikiyle θ_1 ve θ_2 açılarıyla dönen sistemin katı kısmı hem Kuvvet-Moment sensörünü, hem de esnek anten çubuğu tutmaktadır. Bu montaj sayesinde Kartezyen kuvvet çiftlerinin, $F_s = (F_x,F_y,F_z)$, ve momentlerin, $\Gamma_s = (\Gamma_x, \Gamma_y, \Gamma_z)$, ölçülmesi mümkün olmaktadır. Bu çalışmada çubuğun bağlantı noktasında ölçülen moment değerleriyle ucunun konumu kestirilmektedir. Ucun konumu (X,Y,Z) koordinatlarında ifade edilmektedir, bu koordinatlar katı mekanizmanın dönmesiyle (X',Y',Z') koordinatlarına ötelenmektedir. Deney platformu Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Esnek çubuk algılayıcı: (a) tasarlanan mekanizma, (b) çubuğun hareketlerini gösteren koordinat sistemi.



Şekil 2: Esnek anten çubuk sistemini gösteren deney platformu.

2.2. Çubuk parametreleri

Anten çubuk çok esnek yapıda, karbon fiberden imal edilmiştir ve planlanan çalışma uzayına göre belirlenen parametreleri Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1: Esnek çubuğun parametreleri

Parametre	**Değer**	**Birim**
Çap r	0.001	m
Uzunluk l	0.55	m
Atalet momenti I	$7\text{x}10^{-5}$	m^4
Young modulü E	$154\text{x}10^{9}$	N/m^2
Doğal frekans ω	2.36	s^{-1}
Uç kütlesi M	0.010	kg

2.3. Servo-motor parametreleri

Hareket kontrolcüsü tasarımı için motor parametrelerinin tanılaması yapılmıştır. Tablo 2 ana parametreleri göstermektedir, burada i= 1,2 mafsalları sırasıyla ufuk ve yükselme açılarına karşılık gelmektedir. Motor sabitleri $\hat{K}_i$ ile, ataletler $\hat{J}_i$ ile, viskoz sürtünme katsayıları $\hat{v}_i$ ile, statik sürtünmenin sebep olduğu motor momentleri $(\hat{\Gamma}_i)^{nlf}$ ile ve motor saturasyonu ϑ_{imax} ile gösterilmiştir.

Tablo 2: Servo-motor parametreleri

Mafsal i	$\hat{K}_i$ (Nm/V)	$\hat{J}_i$ (kgm^2)	$\hat{v}_i$ (Nms)	$\frac{(\hat{\Gamma}_i)^{nlf}}{K_i}$ (V)	ϑ_{imax} (V)
θ_1	0.003	$6.18\text{x}10^{-7}$	$3.04\text{x}10^{-6}$	0.48	1.2
θ_2	0.003	$1.85\text{x}10^{-7}$	$2.85\text{x}10^{-6}$	0.42	1.2

2.4. Yazılım, donanım ve algılama sistem isterleri

Kontrolörler sınırlı bir örnekleme zamanına sahip, T_s= $4\text{x}10^{-3}$ saniye, basit bir bilgisayarda uygulanmıştır. Veri toplama ve kontrol algoritmaları LabView 7.1 kullanılarak programlanmıştır. Bu sistem analog kontrol işaretlerini, platform üzerindeki iki lineer servo-motor için enkoder sayıcılar ile dört sınır anahtar bilgisini işlemek üzere analog ve dijital giriş ve çıkışlara sahip olan NI PCI-6229 veri toplama ve kontrol kartına sahiptir.

Servo-motor açıları hassasiyeti 7×10^{-5} rad olan enkoderler kullanılarak ölçülmüştür. Ölçme sistemi bir ATI Mini 40 F-T sensor, transduser donanımı ile ölçüm verilerini elde etmek için NI PCI-6220 dijital kartını kullanmaktadır. F-T sensörü çubuk tabanındaki momentleri ölçerek uç konumunun kestirilmesinde ve aynı zamanda kontrol sisteminde geri-besleme elemanı olarak kullanılmıştır

3. Esnek Çubuğun Kümeli Dinamik Modeli

Bu çalışmada yapılan modelleme kabulleri şöyledir: esnek çubuk homojendir, basit bir çubuktur ve Euler-Bernoulli çubuğu olarak modellenmiştir. Çubuk, ucundaki kütleye göre oldukça hafiftir, dolayısıyla bütün kütlenin uçta toplandığı kabul edilmiştir. Eksenel momentlerin etkileri (Γ_t =0) ve uçtaki dönel atalet ihmal edilmiştir. Esnek çubuğun uzunluğunun sabit olduğu kabul edilmiş ve çok büyük sehimler hesaba alınmamıştır.

Esnek çubuğun konum kontrolünün daha etkin yapılabilmesi için ucuna küçük bir yük eklenmiştir, böylece çubuğun hâkim titreşim frekansı 2 Hz'e kadar düşmüş, yüksek frekanslı bileşenler ise ihmal edilebilir derecede azalmıştır. Bu durumda tek bir titreşim modu beklendiğinden sistem dinamikleri sadeleşmiş, dolayısıyla basit bir kümelenmiş ve tersi alınabilir dinamik modelle etkin bir kontrolün yolu açılmıştır.

Burada izah edilen dinamik model ve kontrol yaklaşımları benzer biçimde önceki çalışmalarımızda sunulmuştur [18,19,20]. Ancak bu çalışmalarda geliştirilen dinamik model bir katı tabana bağlanmış esnek çubuk için tanımlanmış ve doğrulanmıştır. Oysa bu hâlihazırdaki çalışmada deney platformu modifikasyon yapılarak iyileştirilmiş ve yukarıda bahsi geçen katı link ortadan kaldırılmıştır. Bu tasarım değişikliğiyle platformda esnek çubuğun doğrudan ve

mükemmel bir biçimde iki motor miline bağlanması mümkün kılınmıştır. Dolayısıyla elde edilecek dinamik modelin sadece esnek çubuğun dinamiklerini içermesi sağlanmıştır. Kullanılan bu indirgenmiş model Lagrange denklemi ve sistem enerjileriyle elde edilmiştir [18,19]. Bu durumda modelin birinci ve ikinci denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$\ddot{\phi}_1 = 2\dot{\phi}_1\dot{\phi}_2\tan(\phi_2) + \frac{K_a}{\cos(\phi_2)}\cos(\theta_2)\sin(\theta_1-\phi_1) \quad (1)$$

$$\ddot{\phi}_2 = -\big[\dot{\phi}_1^2\sin(\phi_2)\cos(\phi_2) + K_g\cos(\phi_2) + K_a\sin(\phi_2)\cos(\theta_2)\cos(\theta_1-\phi_1)\big] \quad (2)$$

4. Kontrol Sistemi

Bu kısımda sistem kısıtlarını da göz önüne alarak iç çevrim olarak atfettiğimiz iki motor kontrol çevrimi ve esnek çubuğu mümkün olan en doğru ve en hızlı biçimde konumlandıracak bir dış çevrimin temel teşkil ettiği komple kontrol stratejisi açıklanacaktır.

4.1. İç çevrim

Motor konum kontrolü iki serbestlik dereceli (2DOF) PID denetleyicileriyle gerçekleştirilmiştir. Bu denetleyiciler kritik sönümlü cevaplar sağlayarak hızlı ve hassas yörünge izlenmesini ve statik sürtünmelerden $\left(\hat{T}_i\right)^{nlf}$ kaynaklanan modellenemeyen bileşenlerin kompanze edilmesini mümkün kılmaktadır. Kontrol blok diyagramı Şekil 3'te sunulmuştur.

Motor dinamikleri kullanılarak aşağıdaki moment denklemi elde edilebilir.

$$\hat{\Gamma}_i = \hat{K}_i\vartheta_i = \hat{J}_i\ddot{\hat{\theta}}_i + \hat{\upsilon}_i\dot{\hat{\theta}}_i + \left(\hat{\Gamma}_i\right)^{nlf} + \left(\hat{\Gamma}_i\right)^{coup},\ i=1,2 \quad (3)$$

Çubuk tarafından görülen büyüklükler normal harflerle temsil edilirken, dişlinin motor tarafından görülen büyüklükler şapkalı, "^", harflerle gösterilmektedir. Moment çiftlerini, $\left(\hat{T}_i\right)^{coup}$ ihmal ederek giriş kontrol işareti ϑ_i ile motor açısal konumu θ_i arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\hat{G}_i(s) = \frac{\hat{K}_i}{s\left(\hat{J}_i s + \hat{v}_i\right)} = \frac{\hat{g}_{n,i}(s)}{\hat{g}_{d,i}(s)} \quad (4)$$

Şekil 3'teki blok diyagramında görülen $G_i(s)$, dişlinin çubuk tarafında görülen motor transfer fonksiyonudur. Kontrolör transfer fonksiyonlarında yer alan $n_{1i}(s)$, $n_{2i}(s)$ ve $d_i(s)$ polinomları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$n_{1,i}(s) = a_{2,i}s^2 + a_{1,i}s + a_{0,i} \quad (5)$$

$$n_{2,i}(s) = b_{2,i}s^2 + b_{1,i}s + b_{0,i} \quad (6)$$

$$d_i(s) = s\left(s + c_{a,i}\right) \quad (7)$$

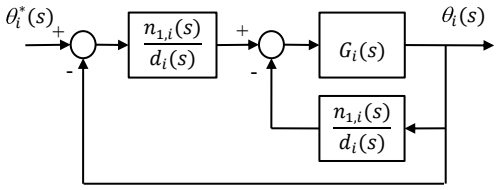
Burada, $a_{0,i}$, $a_{1,i}$, $a_{2,i}$, $b_{0,i}$, $b_{1,i}$, $b_{2,i}$, ve $c_{a,i}$, kontrolör parametreleridir. Dişlinin çubuk tarafından görülen giriş referans açıları $\theta_i^*(s)$ ve motor giriş açıları $\theta_i(s)$ dikkate alınarak $M_i(s)$ transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M_i(s) = \frac{G_i(s)n_{1,i}(s)}{d_i(s)+G_i(s)\left(n_{1,i}(s)+n_{2,i}(s)\right)} \quad (8)$$

$M_i(s)$ motor tahrik sisteminin dördüncü mertebeden bir kapalı çevrim transfer fonksiyonudur ve dört kutbunun da, p_i, üst üste (eşit) yer almasını sağlayacak bir karakteristik denkleme sahip olması tasarlanmıştır. Buna göre tasarım şartları aşağıdaki denklemle ifade edilebilir.

$$d_i(s)g_{d,i}(s) + g_{n,i}(s)\left(n_{1,i}(s)+n_{2,i}(s)\right) = (s-p_i)^4 \quad (9)$$

Basamak komutlarına ve motor girişlerindeki distürbanslara sıfır kalıcı hal hatasıyla cevap verebilmek için kontrolöre orijinde yer alan bir kutup eklenmiştir (payda polinomu $d_i(s)$ orijinde bir köke sahip olmuştur). Deneylerle elde edilen uygun kontrolör parametreleri Tablo 3'te sunulmuştur.



Şekil 3: PID kontrolörle yapılan motor konumlaması (iç çevrim)

Sonuç olarak $M_i(s)$ transfer fonksiyonları şöyle yazılabilir.

$$M_i(s) = \frac{\theta_i(s)}{\theta_i^*(s)} = \frac{1}{\left(1+\alpha_i s\right)^2},\ \alpha_i = -p_i^{-1} \quad (10)$$

Burada α_i kapalı çevrim motor dinamiklerine göre motor hızını tanımlar. Her bir motor bağımsız olarak kontrol edilir ve Denklem (10)'de verilen kapalı çevrim dinamikleri aşağıdaki gibi ifade edilir (11),

$$\theta_i^* = \theta_i + 2\alpha_i\dot{\theta}_i + \alpha_i^2\ddot{\theta}_i,\ i=1,2 \quad (11)$$

Tablo 3: Kontrol parametreleri

	p_i	$a_{0,i}$	$a_{1,i}$	$a_{2,i}$	$b_{0,i}$	$b_{1,i}$	$b_{2,i}$	$c_{a,i}$
θ_1	-60	267110	8903	74.9	0	8903	347	235
θ_2	-70	148210	4234	30.2	0	4234	126	264

4.2. Giriş durum doğrusallaştırması temelli sistem evriği

Bu bildiride aşağıdaki adımları içeren yeni bir kontrol yöntemi önerilmiştir.

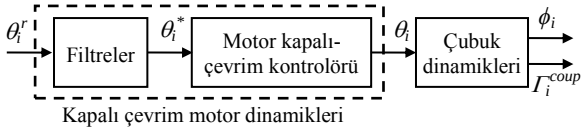
1. Sistemin eşdeğer mertebesini azaltacak filtrelerin eklenmesiyle kapalı çevrim motor dinamiklerinin bertaraf edilmesi
2. Daha önceki indirgenmiş sistemin durum uzay modeli çok girişli ılgın (affine) modele dönüştürülmüş, bunun için yeni bir hayali (fiktif) giriş tanımlanmıştır.
3. İndirgenmiş sistem için tam durum gözleyicisi tasarlanmıştır.

4.2.1. Alçak geçiren filtreler

Şekil 4'te gösterildiği gibi $F_i(s)$ filtreleri sistemine girişine bağlanabilir. Tersi alınacak transfer fonksiyonları Denklem (10)'da verilmiştir. $F_i(s)$ filtreleri ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

$$\frac{\theta_i^*(s)}{\theta_i^r(s)} = F_i(s) = \frac{M_i^{-1}(s)}{(1+\delta_i\cdot s)^2} = \left(\frac{1+\alpha_i\cdot s}{1+\delta_i\cdot s}\right)^2;\quad \delta_i << \alpha_i \quad (12)$$

Şekil 4'te görüldüğü üzere $F_i(s)$'lerin sisteme alınmasıyla motor kontrolör gecikmelerini telafi edecek θ_i^r girişlerinin filtrelerden geçmesi sağlanmış olur, çıkışta üretilen θ_i^* motor referans değerleri ile θ_i girişini θ_i^r referans değerlerine yaklaştırır. Böylece eşdeğer dördüncü mertebeden yararlı bir sistem elde edilmiş olur.



Şekil 4: Kapalı çevrim motor dinamikleri, eviren filtreler ve çubuk dinamikleri

4.2.2. *Yeni hayali girişlerin tanımlanması*

Yukarıda verilen Denklem (1) ve (2) kullanılarak sistemin durum uzay modeli elde edilmiştir. Modele ait sistem girişleri ölçümleri yapılan θ_1 ve θ_2 açılarıdır; sistem çıkışları ise uç konumunu veren ϕ_1 ve ϕ_2'dir, ve kontrol edilen değişkenlerdir. Sistem girişlerini $\underline{\Theta} = [\theta_1 \ \theta_2]^T$ olarak, çıkışlarını $\underline{Y} = [\phi_1 \ \phi_2]^T$ olarak ve durum vektörünü ise $\underline{X} = [\phi_1 \ \dot{\phi}_1 \ \phi_2 \ \dot{\phi}_2]^T$ olarak tanımlayalım. Bu doğrusal olmayan sistemin durum denklemleri yeniden tanımlanırsa,

$$\dot{\underline{X}} = f(\underline{X},\underline{\Theta}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ 2x_2x_4\tan x_3 + \dfrac{K_a}{\cos x_3}\cos\theta_2\sin(\theta_1 - x_1) \\ x_4 \\ -x_2^2\sin x_3\cos x_3 - K_g\cos x_3 + K_a(\cos x_3\sin\theta_2 - \sin x_3\cos\theta_2\cos(\theta_1 - x_1)) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\underline{Y} = g(\underline{X}) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Bu eşdeğer sistemin girişi artık motor açıları $\underline{\Theta}$ değil, yeni referans açı girişleri $\underline{\Theta}^r = [\theta_1^r \ \theta_2^r]^T$ 'dir. Böylece girişi ılgın (affine) olmayan (ya $\underline{\Theta}$ ya da $\underline{\Theta}^r$) başka bir dördüncü mertebeden sistem ifade edilmiş olur. Şimdi artık işimize yarayacak hayali girişlerimizi $\underline{U} = [u_1 \ u_2]^T = \Psi(\underline{\Theta}^r, \underline{X})$ olarak tanımlayabiliriz. Burada Ψ aşağıdaki formdadır,

$$u_1 = \cos(\theta_2^r)\cdot\sin(\theta_1^r - x_1)$$
$$u_2 = \cos(x_3)\cdot\sin(\theta_2^r) - \sin(x_3)\cdot\cos(\theta_2^r)\cdot\cos(\theta_1^r - x_1) \quad (15)$$

Bu girişleri durum denklemleri (13) ve (14)'te yerlerine konursa onlar da ılgın girişli (input-affine) haline gelir:

$$\dot{\underline{X}} = f_X(\underline{X}) + f_U(\underline{X})\cdot\underline{U} \quad (16)$$

Denklem (16)'daki durum değişkenleri aşağıda formdadır,

$$f_X(\underline{X}) = \begin{bmatrix} x_2 \\ 2x_2x_4\tan(x_3) \\ x_4 \\ -x_2^2\sin(x_3)\cos(x_3) - K_g\cos(x_3) \end{bmatrix}$$

$$f_U(\underline{X}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \dfrac{K_a}{\cos(x_3)} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & K_a \end{bmatrix} \quad (17)$$

Elde edilen bir başka özellik de (15)'de tanımlanan Ψ fonksiyonunun tersinin alınabilir olmasıdır. Bu durumda $\underline{\Theta}^r = \Psi^{-1}(\underline{U},\underline{X})$ elde edilir ve formu da aşağıdaki gibi olur.

$$\theta_2^r = a\sin(\cos(x_3))u_2 \pm \sin(x_3)\sqrt{1 - u_1^2 - u_2^2}$$
$$\theta_1^r = x_1 + \frac{u_1}{\cos(\theta_2^r)} \quad (18)$$

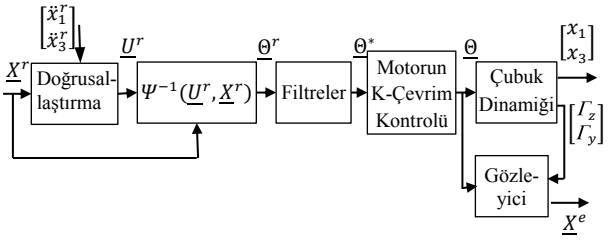
Durum denklemleri (16) ve (17) çok ılgın-girişlidir (multi-input affine). O halde bu denklemlerin hayali kontrol işaretleri $\underline{V} = [v_1 \ v_2]^T$ vasıtasıyla giriş-durum doğrusallaştırması yapılabilir ve bu da aşağıdaki formu alır.

$$v_1 = 2\cdot x_2\cdot x_4\cdot\tan(x_3) + \frac{K_a}{\cos(x_3)}\cdot u_1 \quad (19)$$
$$v_2 = -x_2^2\cdot\sin(x_3)\cdot\cos(x_3) - K_g\cdot\cos(x_3) + K_a\cdot u_2$$

Denklem (19)'un tersi kolaylıkla alınabilir ve aşağıdaki (20) ifadesi elde edilir.

$$\underline{U} = -\frac{1}{K_a}\cdot\begin{bmatrix} 2\cdot x_2\cdot x_4\cdot\sin(x_3) \\ -x_2^2\cdot\sin(x_3)\cdot\cos(x_3) - K_g\cdot\cos(x_3) \end{bmatrix} + \frac{1}{K_a}\cdot\begin{bmatrix} \cos(x_3) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\cdot\underline{V} \quad (20)$$

Şimdi farz edelim ki uç konumu ve birinci türevinin değerlerini biliyoruz: $\underline{X}^r = \begin{bmatrix} x_1^r & x_2^r & x_3^r & x_4^r \end{bmatrix}^T$. Bu referans durumu Denklem (20)'de yerine kor ve $\underline{V}^r = [\ddot{x}_1^r \ \ddot{x}_3^r]^T$ alırsak, hayali giriş $\underline{U}^r$ elde edilir. Bunun ardından $\underline{\Theta}^r$ motor konum bilgisi, çubuk dinamiklerinin açık-çevrim evriği olan $\Psi^{-1}(\underline{U}^r, \underline{X}^r)$ fonksiyonundan elde edilir.



Şekil 5: Tüm sistemin doğrusallaştırılması

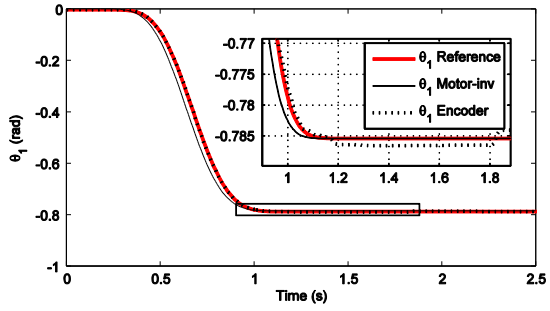
4.2.3. *Durum kestirimi*

Kuvvet-moment sensörüyle ölçülen $\Gamma_s = (\Gamma_x, \Gamma_y, \Gamma_z)$ momentleri ve enkoderle ölçülen motor açıları θ_1 ve θ_2 kullanılarak x_1 ve x_3 durumları ile temsil edilen uç konumu için basit bir gözleyici tasarlanabilir. Kestirilen uç konumu x_1^e ve x_3^e aşağıdaki gibi elde edilebilir:

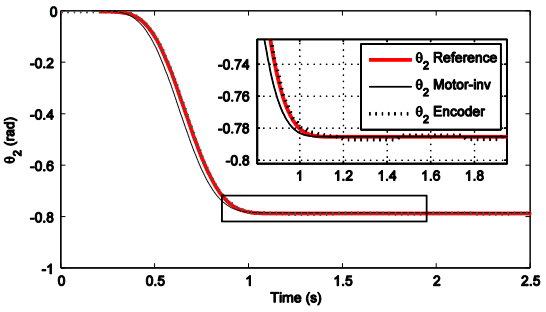
$$x_1^e = \theta_1 - \frac{\Gamma_z}{c\cos(\theta_2)};\ x_3^e = \theta_2 - \frac{\Gamma_y}{c} \quad (21)$$

5. Deneysel Sonuçlar

Anten çubuğun düşey ve yatay hareketlerinin kontrol başarımları Şekil 6 ve 7'de sunulmuştur. Bezier eğrileriyle elde edilen motor referansları gösterilmiştir. Arzu edilen motor çıkışlarını elde etmek için, referans girişler kapalı çevrim kontrol dinamikleri evrilerek arttırılmıştır. Başlangıç referansından önce gelen bu yeni referans gerçekte kontrolörlere verilen girişlerdir ve böylece hareket kontrolörlerinin gecikmesi azaltılmış olmaktadır. Motor cevabının verilen referansları aynen üretmeye çalıştığı kontrol performansından görülmektedir. Cevaplar kritik sönümlüdür, hızlıdır ve kalıcı hal hatası küçüktür. Tasarlanan kontrolör bekleneni vermiştir.

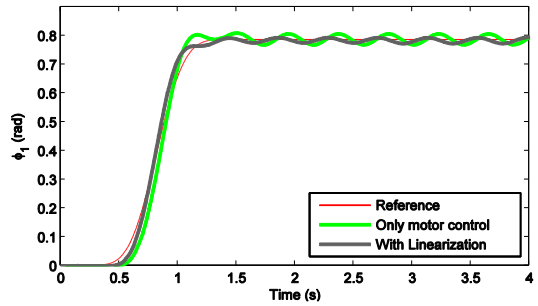


Şekil 6: Hareket kontrol cevabı - yatay hareket (sağa-sola dönüş)

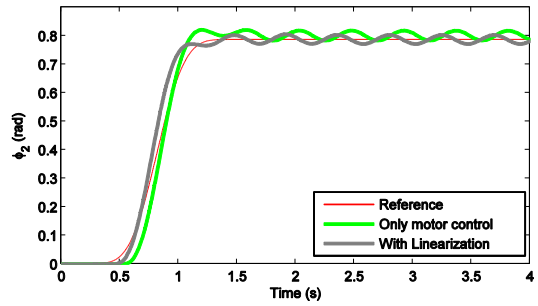


Şekil 7: Hareket kontrol cevabı - düşey hareket (alçalma-yükselme)

Deneylerden elde edilen esnek çubuğun uç konum değişimi sonuçları (evirmeli ve evirmesiz) Şekil 8 ve 9'da sunulmuştur. Sistem evriği temelli referans, arzu edilen uç yörüngesini izlemeye çalışan bir motor giriş işareti üretmiştir. Doğrusallaştırma yöntemiyle elde edilen sistem tersini (evrik) almayan sisteme göre daha iyi sonuçlar sergilemiştir. Bununla birlikte hâlâ çubuğun ucunda titreşim vardır. Şekil 8'de görüldüğü gibi esnek ucun titreşimi toplam titreşimin %80'ine kadar azaltılmıştır. Uç titreşimi ise toplam titreşimin %50'sine kadar azaltılmıştır, Şekil 9.



Şekil 8: Deneysel esnek link uç konumu, evrik alınarak ve alınmayarak – yatay hareket.



Şekil 9: Deneysel esnek link uç konumu, evrik alınarak ve alınmayarak – dikey hareket.

6. Değerlendirme

İki PID kontrolörü ve bir esnek çubuk dinamiklerinin doğrusallaştırılması temelli bir hareket kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Birim motor dinamikleri kabulü altında cebirsel kontrolör sistemin hızlı, kritik sönümlü (aşımsız) ve kalıcı hal hatası önemsiz bir kontrol cevabı vermesini sağlamıştır. Ayrıca, doğrusal olmayan Coulomb sürtünmesi bileşenlerinin özel olarak kompanse edilmesine gerek kalmamıştır.

Anten çubuğun uç titreşimini söndürmek için tasarımı yapılan kontrol yönteminde sistem dinamiklerinden yararlanılmıştır. Kontrol yöntemi deneysel olarak doğrulanmış ve dinamik modelin ters dinamik temelli kontrol stratejisi gerçekleştirmede etkili bir araç olduğu kanıtlanmıştır. Bununla birlikte, bu açık-çevrimli kontrolör uçtaki titreşimleri tamamen gidermede yeterli değildir. Bu çalışmada geliştirilen dokunma temelli algılayıcı anten çubuk, görme ve duyma temelli algılayıcıların (kamera, IR, US, vb. sensörlerin) işlevlerini yeterince icra edemedikleri ortamlarda üzerinde bulundukları hareketli platforma çok önemli bir konumlama yeteneği kazandırabilecektir. Sistem iyileştirme çalışmaları devam etmektedir.

7. Kaynakça

[1] Balas M.J. et al. *Feedback-control of flexible systems*, Journal of Optimization Theory and Applications, 23(4), 673-679, 1978.

[2] Moulin, H. and Bayo, E. *Accuracy of Discrete Models for the Solution of the Inverse Dynamics Problem for Flexible Arms, Feasible Trajectories*. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol.119, Issue 3, 396, 1997.

[3] Theodore, RJ. Goshal, A. *Modelling of flexible-link manipulators with prismatic joints*. IEEE Trans Syst, Man, Cybern B, Vol.27, Issue 2, pp. 296-305, 1997.

[4] Xiaoyun Wang, James K. Mills, *Dynamic modelling of a flexible-link planar parallel platform using a sub structuring approach*. Mechanism and Machine Theory, vol.41, Issue 6, pp. 671-687, ISSN 0094-114X, 2006.

[5] Sanz, A. and Etxebarria, V., *Experimental control of a single-link flexible robot arm using energy shaping*. Int. Journal of Systems Science, 38 (1), 61–71, 2007.

[6] Feliu, V., Rattan, KS., Brown, J., *Modelling and control of single-link flexible arms with lumped masses*. ASME J Dyn. Syst. Meas Control, 114(3), 59-69, 1992.

[7] Nicosia, S. Valigi, P. Zaccarian, L. (1996) "Dynamic modelling of a two link flexible robot and experimental validation". Proceedings IEEE International Conference on Robotics and Automation, 1953-58.

[8] Yoshikawa, T. Hosoda, K. (1996) "Modelling of flexible manipulators using virtual rigid links and passive joints". The Int. J Robotic Res, 15(3), 290-9.

[9] Belendez, T. Neipp, C. and Belendez, A. (2002) "Large and small deflections of a cantilever beam". European Journal of physics, vol.23, no.3, 371-379.

[10] Benosman M. and Vey L.G. (2004) "Control of flexible manipulators: A Survey". Robotics, vol. 22(5), pp. 533-545.

[11] Dwivedy S.K. and Eberhard P. (2006) "Dynamic analysis of flexible manipulators, a literature review". Mechanism and machine Theory, vol. 41, pp. 749-777.

[12] Canon R.H., Schmitz E. (1984) "Initial experiments on the end-point control of a fexible robot". Int. J. Robot. Res, vol. 3, no. 3, pp. 62-75.

[13] Etxebarria V., Sanz A. and Lizarraga I. (2004) "Real time experimental control of a flexible robotic manipulator using a composite approach". Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl. September, pp. 955-960.

[14] Kotnick T., Yurkovich S. and Ozguner U. (1998) "Acceleration feedback control for a flexible manipulator arm". J. Robot. Syst. vol. 5, no. 3, pp. 181-196.

[15] De Luca A., Lucibello P. and Ulivi G. (1989) “Inversion techniques of trajectory control of flexible robot arm”. J. Robot. Syst., vol. 6, no. 4, pp. 325 344.

[16] Vakil, M. and Fotouhi, R. and Nikiforuk, P.N. (2011), “End-effector trajectory tracking of a flexible link manipulator using integral manifold concept” International Journal of Systems Science, Vol.42, No.12, p. 2057-2069.

[17] Kumar R. (2012) “Effective active vibration control of single link flexible manipulator with modified positive position feedback control in the presence of instrumentation phase lead/lag”. Journal of vibration and control. doi: 10.1177/1077546312448409.

[18] Castillo, CF., Feliu V. and Castillo-Garcia, FJ. Experimental validation of a 2 degrees of freedom whisker sensor dynamic model. In: World Congress; 2011 Aug. 28- Sep. 2; Milano, Italy, vol. 18, No. 1, p. 3148-3152.

[19] Castillo CF, Castillo FJ, and Feliu V. Inverse Dynamics Feed Forward Based Control of 2 Degrees of Freedom Whisker Sensor. In: IEEE International Conference on Mechatronics; 2011 Apr. 13-15; Istanbul, Turkey. p. 684-689.

[20] Castillo CF, Engin SN and Feliu V. Design, Dynamic Modelling and Experimental Validation of a 2DOF Flexible Antenna Sensor. Journal of Systems Science 2014; 45(4):714-727, 2014.

D1 – Poster Oturumu I

11 Eylül 2014 Perşembe – 2. Oturum (Poster Alanı)

- Akıllı Nesneler ile Engelden Sakınma Algoritması **(Bildiri No: 7)**
- PLC Kontrollü Kompakt, Şişe Dolum ve Kapaklama Otomasyonu **(Bildiri No: 18)**
- Doğrusal Ters Sarkacın Denge Kontrolü İçin Yapay Bulanık Mantık & LQR Kontrolcü Tasarımı **(Bildiri No: 25)**
- Mikrodenetleyici Tabanlı Vagon Kontrol Sistemi Tasarımı ve Simülasyonu **(Bildiri No:28)**
- Anten Azimut Konum Kontrol Sisteminde PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kipli Denetleyicilerin Karşılaştırılması **(Bildiri No: 35)**
- Görüntü İşleme ve Yapay Sinir Ağları ile Araç Plaka ve Site Araç İşlemleri **(Bildiri No: 42)**
- Çift Tank Sıvı Seviye Sisteminin Modellenmesi ve Sezgisel Yöntemlerle Parametreleri Optimize Edilmiş PID ile Kontrolü **(Bildiri No: 45)**
- Kinect Sensör ve ICP Algoritması Kullanarak Üç Boyutlu Nokta Bulutu Eşleştirme **(Bildiri No: 69)**
- Akıllı Tekerlekli Sandalye (ATEKS) Platformunun Gezgin Robot Eğitim ve Araştırmasında Kullanılması **(Bildiri No: 74)**
- Mekatronik Tabanlı Bir Hidrofor Sistemi **(Bildiri No: 80)**
- Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Düşük Güçlü İndüksiyon Isıtıcı Araştırma ve Uygulaması **(Bildiri No: 83)**
- Lityum Polimer Bataryalar İçin Batarya Yönetim Sistemi Araştırma ve Uygulaması **(Bildiri No: 84)**
- Elektropnömatik Sistemlerin Kontrolünde Petri Ağlarının Kullanımı ve Mikrodenetleyici Temelli PLC İle Gerçekleştirilmesi **(Bildiri No: 101)**
- Portal Tip Üç Eksenli CNC Freze Tezgâhının Tasarımı ve İmalatı **(Bildiri No : 105)**
- 8051 Mikrodenetleyici Kullanarak DC Motorun PID İle Pozisyon Kontrolü **(Bildiri No:218)**
- Hidrolik Giyotin Makas Kontrolörü Tasarımı ve Üretimi **(Bildiri No : 221)**

Akıllı Nesneler ile Engelden Sakınma Algoritması

Şahin YILDIRIM[1], Ebubekir YAŞAR[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği
Erciyes Üniversitesi, Kayseri
sahiny@erciyes.edu.tr

[2]Meslek Yüksekokulu Bilgisayar Teknolojisi
Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Tokat
ebubekir.yasar@gop.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, robotik uygulamalarda hareket planlamanın ilk aşaması olan, engellerin bulunduğu bir ortamda engelden uzak bir yol belirleme algoritması geliştirilmiştir. Literatürdeki algoritmalardan farklı olarak, nesne tabanlı programlama yoluyla oluşturulan akıllı nesneler yardımıyla, birçok farklı geometriye sahip engellerin bulunduğu bir ortamda serbest yapılandırma alanının(C_{free}) belirlenmesine gerek duyulmadan engelden uzak bir yol belirlenmiştir. Geliştirilen algoritma ile sadece olası yolların ve noktaların tamamının çıkartılmayışı ve bunun yanında akıllı nesnelerle en kısa yolu bulma ve yol düzgünleştirme beraber değerlendirilmektedir.

Geliştirilen bu algoritma ile özellikle mobil robotlar için engelden uzak bir yol belirlenebilecektir.

Bu algoritma ilerleyen çalışmalarda yapılacak eklemelerle birçok özgün çalışmanın temelini oluşturabilecek derinliktedir.

1. Giriş

Hareket planlama süreci, başlangıç noktasını hedef noktaya engellerden kaçınarak birleştirmek için sürekli hareket üretmektir. Robot hareket planlaması, dinamik yapıyı ve sınırlandırmaları göz ardı ederek yalnızca robot nakline ve gerekli dönüşlere odaklanır[2].

Yol planlama çalışmaları engelden uzak bir yolun bulunması üzerine kuruludur. Bu bağlamda araştırmacılar çarpışmadan uzak serbest bir yol sunan algoritma üretmeye odaklanmışlardır. Hareket planlamaya, mobil robotlar için -bir robot hareket yardımıyla gerçek dünyada görevlerini yerine getirir- tanımı gereği fazlasıyla ihtiyaç duyulur[5]. Bu konuda birçok yöntem geliştirilmiştir.

1970'li yıllarda hareket planlama önemli araştırmaların konusu olmuştur. En erken 1969 yılında Nilsson, hareket planlama kabiliyeti olan mobil robot sistem tanımı yapmıştır. Nilsson, çokgen geometriye sahip engeller içerisinde noktasal bir robotun engellerden uzak en kısa yolu bulmak için A* arama algoritması ile birleştirilmiş görünürlük grafik(visibility graph) yöntemini tanıtmıştır. Bu teknik son derece popüler kalmıştır[8].

1977 yılında Udupa, engelden sakınma algoritmaları için robotun nokta boyuta küçülme fikrini ortaya atmıştır. Lozano Perez ve Wesley bu fikirden yararlanarak çokyüzlü/çokgen engellere değmeden çokyüzlü/çokgen robotların yol planlaması için daha genel ve sistematik bir fikir önermişlerdir[10]. Bu çalışma yapılandırma alanı(C_{Space}) kavramına yol açmıştır[8]. Yapılandırma kavramı robotun serbestlik derecelerini tanımlayan parametre uzayında tek bir nokta olarak temsil edilmesini ifade eder[8].

Engeller yapılandırma alanında yasaklı bölgeleri temsil ederken bu alanın tersi serbest uzayı(C_{free}) temsil eder[8]. Robotun olası hareket alanı bu alandır.

1979 yılında Tomas Lozano-Perez ve Michael A. Wesley çalışmalarında görünürlük diyagramı (visibility diagram) olarak isimlendirilen yöntemde tüm engellere ait birbirini gören köşelerinin karşılıklı birleştirilmesi ile oluşan hat yapı sayesinde, problem çizge kuramına(graph theory) dönüştürülerek en kısa yol aranır.

1983 yılında Andrews ve Hogan ve 1985 yılında Khatib[6], robotun çalıştığı ortamın hayali potansiyel alan(potential field) içerisinde olduğundan hareketle potansiyel alan metodunu geliştirmişlerdir. Robotun içerisinde bulunduğu potansiyel alanda hedef nokta çekici, engeller ise itici bir potansiyel alan oluşturmaktadır. Potansiyel alan içerisindeki robot hedefe doğru engellerden kaçınarak ortamda sanki bir meyil varmış gibi itme ve çekme kuvvetleri etkisinde ilerler. Potansiyel alan metodunun en büyük problemi yerel minimumlara sahip olmasıdır. Bu durumda robot hedefe varmadan, hedefe varmış sonucunu doğurmaktadır. Bu noktaya yerel minimum denmektedir.

B. Chazelle 1987 yılında geliştirdiği teknikle engellerinde bulunduğu çalışma ortamını belirli boyutlarda hücrelere(approximate decomposition cells) bölerek engellere değmeyen hücreler üzerinden hedefe giden yolu aramıştır. Engellere değen hücreler hedefe ulaşmıyorsa hücrelerin boyutları küçültülerek tekrar bölme işlemi yapılır. Hücreleme algoritmasının farklı bir uygulaması ise düşey bölme(vertical decomposition) yöntemidir. Burada düşey hatlarla bölünen uygulama alanı engellerin kesmediği aradaki ve kenardaki kalan hatların orta noktaları engellerin olmadığı noktalardır. Bu noktalar görünürlük diyagramı yönteminde olduğu gibi problem çizge kuramına(graph theory) dönüştürülerek en kısa yol aranır[2].

1991 yılında F. Aurenhammer'in Voronoi diyagram tekniği düzlemi en yakın komşu kuralına göre ayırır[4]. Bu kural; her bir noktanın kendisine en yakın düzlem alanı ile ilişkili olduğudur. Komşu engellerin ikisine eşit uzaklıkta

bulunan noktaların birleşmesi ile olası yollar elde edilerek diyagram oluşturulur. Bu diyagram üzerinde olası yollar içerisinden en kısa yol aranır.

1994 yılında ise Kavraki ve arkadaşları[12] olasılık temelli yol(PRM) bulma çalışmasında yapılandırma alanından alınan rasgele bir nokta eğer serbest uzaya(C_{free}) ait ise onu bir köşe noktası olarak kabul edip yakın köşeleri yerel planlayıcı yardımıyla bir hatla birleştirme yoluna gitmişlerdir. Yerel planlayıcı oluşan hatların engel üzerinde olup olmadığını kontrol eder. Geçerli birleştirmeler graph yapıya eklenirler.

1998 yılında LaValle ve Kuffner [13] rasgele ağaç yapıda hızlı arama (RRT) çalışmalarında geliştirdikleri algoritmada, yapılandırma alanından alınan ilk örneği kademeli genişleterek komşu en yakın noktaları bulmak suretiyle uç uca bağlayarak ağaç yapı oluşturulur. Burada yeni noktalar rasgele biçimde bulunur. Alan bu şekilde belirlenen tekrar sayısı kadar bağlantı koluna sahip ağaç yapıdan oluşur.

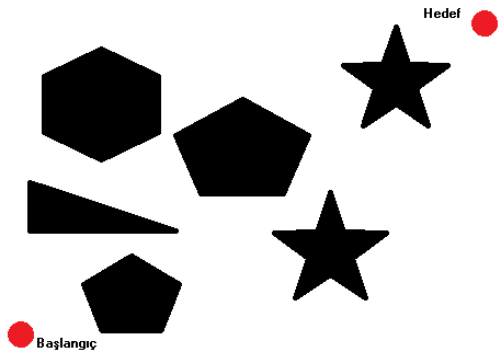
Bahsedilen çalışmalarda engellerden uzak olası noktalar belirlendikten sonra başlangıç ve hedefi birleştiren en kısa mesafeye sahip noktalar bulunur. Bu noktalar birleştirilerek bir yol oluşturulur. Bu yol kesikli(sürekli olmayan) özelliktedir. Sonrasında sürekli olmayan bu yol düzgünleştirilerek engelden uzak, keskin dönüşleri olmayan sürekli biçime dönüştürülür.

2. Engelden Uzak Bir Yol Belirlenmesi

Bu çalışmada başlangıç ve hedef arasında doğrudan kuş uçuşu nesne tabanlı programlama dillerinden Delphi™ ile oluşturulmuş akıllı nesnelerin birbirine bağlanması ile bir bağlantı oluşturulur. Bu sayede hedefe giderken yol belirlenmesinde önemi olmayan engeller hesaba katılmayacaktır. Ayrıca robotu nokta boyutuna indirgeyen serbest yapılandırma alanı(Configuration free = C_{free}) belirlemeye ihtiyaç kalmayacaktır. Çünkü nesnelerin boyutu robotun manevra durumuna göre belirlendiği takdirde zaman alan yapılandırma alanı hesabı gerekmeyecektir. Bu çalışmada ortam 2 boyut olarak kabul edilmiş olup engeller rasgele herhangi bir şekle, kenar sayısına biçimine ve pozisyona sahip olabilir.

2.1. Akıllı Nesneler Algoritması Adımları

1) İçerisinde engellerin, başlangıç ve hedef noktalarının olduğu bitmap tabanlı resim eşik değer metodu(threshold) ile iki renge indirgenmiş sonrasında ise kırmızı renkli hedef ve başlangıç noktaları eklenmiştir.



Şekil 1: Engelli ortam

2) Oluşturulacak nesnenin şekli ve boyutları belirlenmelidir. Uygulamamızda nesne şekli yuvarlak ve boyutları 10x10 piksel uzunluğundadır.

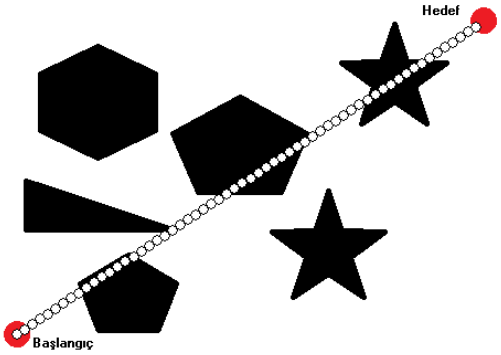
3) Başlangıç noktadan hedef noktaya doğru aşağıdaki denklem yardımıyla doğrusal bir hat üzerinde belirli sayıda yuvarlak nesneler oluşturulur.

$$\frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} = \frac{y - y_2}{x - x_2} \qquad (1)$$

Eğim(m) ise aşağıdaki ifade ile hesaplanır.

$$m = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \qquad (2)$$

Formülde (x_1,y_1) başlangıç koordinatları, (x_2,y_2) ise hedef koordinatlarıdır.



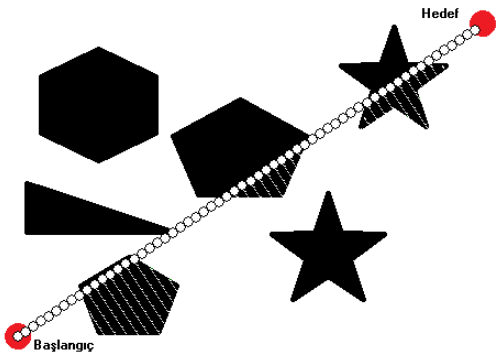
Şekil 2: Nesnelerin 1.1 denklemine göre yerleşimi

4) Bu adımda bir nesne, altındaki engelin üstünden aşağıdaki şekle göre ya aşağı, ya da yukarı doğrultuda hareket edip engeli atlayacaktır. Hareket doğrultusu (1)'e göre oluşturulmuş doruya dik olacak her bir nesneye ait doğruların denklemi aşağıdaki eşitlikle bulunabilir.

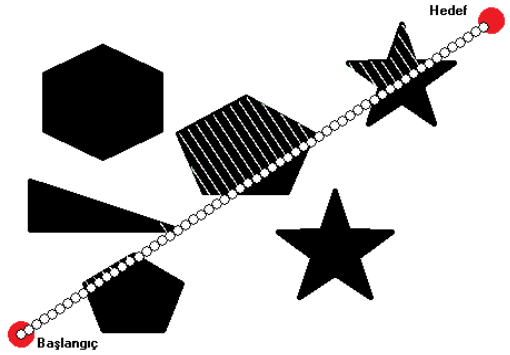
$$y - y_1 = m_n.(x - x_1) \qquad (3)$$

Yukarıdaki eğim(m_n) ifadesi (2) denklemindeki eğim yardımıyla elde edilip denklem (4)'te yerine konularak bulunur.

$$m \times m_n = -1 \qquad (4)$$



Şekil 3. Aşağı yönde nesnelerin gidebileceği doğrultular

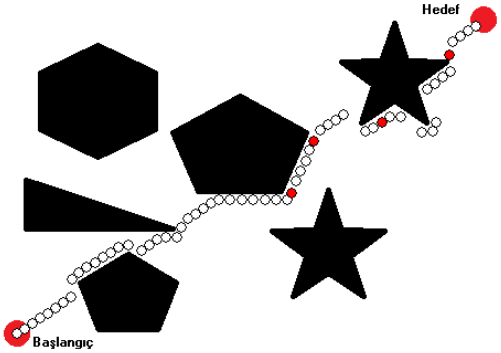


Şekil 4. Yukarı yönde nesnelerin gidebileceği doğrultular

Eğer engelin kenarı ortam sınırları ile çakışıksa bu engel için seçenek tektir. Çünkü robot engel ile ortam arasından geçemeyecektir. Yukarıdaki şekilde böyle bir durum söz konusu değildir.

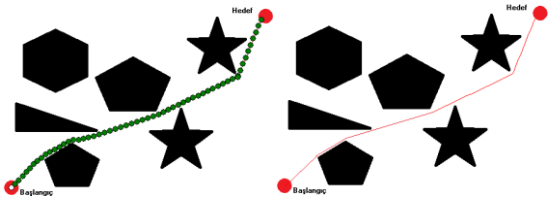
5) Nesnelerin hareket yönü belirlenirken engelden daha az uzaklaştıran yönde hareket minimum mesafeye götürecektir. Nesneler belirlenen doğrultuda hareket ederken kendinden önceki nesnelerden en az birisini görebilmelidir(arada engel olmamalıdır). Eğer göremiyorsa görene kadar engeli geçse de aynı yönde hareket etmesi gerekmektedir. Bu şekilde hareket ettirilen nesneler aşağıda kırmızı renkte gösterilmiştir.

Eğer iki engel arasına nesne sığmıyorsa(nesne iki engele de değiyorsa) nesne aynı doğrultudaki bir sonraki nesnenin bittiği yere kadar gider.



Şekil 5. Nesnelerin engellerin üzerinden kayması.

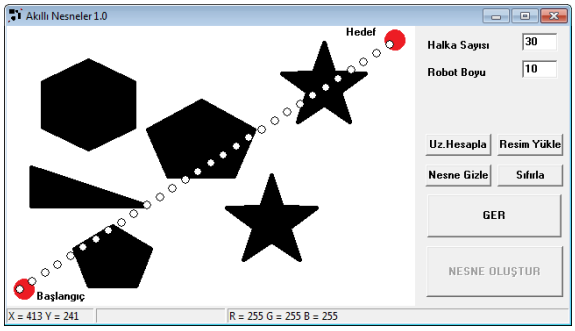
6) Minimum mesafe belirlendikten sonra sırada nesnelerin oluşturduğu yolun düzgünleştirilmesi gerekmektedir. Başlangıç noktasından başlayarak birbirini gören nesnelerin iki başı arasındaki nesneleri aynı doğrultuya getirmek gerekmektedir. Bu sayede lokal eğriler düzgünleştirilmiş olur.



Şekil 6. Solda: Yol düzgünleştirme ve sağda uzaklık hesaplama.

2.2 Bilgisayar Programı

Delphi'de hazırlanan program herhangi bir boyuta sahip bmp formatında resimleri desteklemektedir. Programın kullanımı basit olup herhangi bir resim çizim programında hazırlanan resimleri kullanabilmektedir. Programı kullanırken önce "RESİM YÜKLE" butonu ile resim yüklenmeli ve sonrasında istenen boyutta ve sayıda "NESNE OLUŞTUR" butonuna tıklayarak nesneler oluşturulmaktadır. Nesneler oluştuktan sonra otonom olarak 4. ve 5. adımlar icra edilir. En sonunda ise "GER" düğmesine tıklayarak nesneler gerdirilir. Yolun uzunluğunu hesaplamak için Uz. HESAPLA düğmesine tıklanır ve sayısal olarak uzaklık hesaplanır. Oluşan yolu görmek için NESNE GİZLE butonu tıklanarak Şekil 5. sağdaki görüntü elde edilir. SIFIRLA düğmesi ise programı ilk açılış ayarlarına getirir, nesneleri siler(hafızadan atar).



Şekil 7. Hazırlanan program arayüzü

3. Sonuç

Bu çalışmada, engelden uzak bir yol belirlemek amacıyla farklı bir algoritma geliştirilmiş ve uygulanmıştır. Bu algoritma önceki yöntemlerden farklı olarak; serbest yapılandırma alanı(C_{free}) belirleme(gerek yok), engelden uzak noktaların tespiti, en kısa mesafenin bulunması ve belirlenen yolun düzgünleştirilmesi sürecini tamamen kapsamaktadır.

Nesne tabanlı geliştirilen engelden uzak bir yol belirlenmesi çalışmasında robotun boyutları dikkate alınarak en kısa mesafe bulunmaktadır. Hazırlanan program istenirse görsel çizimler gösterilmeden kullanılabilir. Sonuçta görsel çizimler kullanıcı için anlam ifade ederler. Programın birinci özgün tarafı, nesne tabanlı programlamaya ait yapıyı kullanarak engelden uzak en kısa mesafeyi bulmasıdır. İkinci özgün tarafı, olası tüm yolları çıkartmadan doğrudan en kısa yolu aramasıdır. Üçüncüsü ise yol düzgünleştirme işlemini aynı nesne modelle tek bir çatı altında toplayabilmesidir. Geleneksel metotlarla bunların hepsi ayrı yöntemler kullanılarak çözümlenmektedir.

İleriki çalışmalarda örneğin yılansı robotlar geniş ortamlarda daha hızlı hareket ettiğinden bazen matematiksel olarak en kısa mesafe, en kısa sürede alınamayabilir. Nesnelerin boyutları ile oynayarak büyük nesnelerin sığdığı alanlar yılansı robotların daha hızlı gidebileceği alanları bulmada kullanılabilir.

4. Kaynakça

[1] T. Lozano-Perez ve M. A., Wesley, *An algorithm for planning collision-free paths among polyhedral obstacles*, Commun. Of ACM, 22 (1979), 560-570

[2] Steven M. LaValle, *Planning Algorithms*, Cambridge University Press, 2006, ISBN 0-521-86205-1.

[3] B. Chazelle, *Approximation and decomposition of shapes*, In J. T. Schwartz and C. K. Yap, editors, Algorithmic and Geometric Aspects of Robotics, pages 145–185. Lawrence Erlbaum Associates, Hillsdale, NJ, 1987.

[4] F. Aurenhammer, *''Voronoi diagrams—A survey of a fundamental geometric data structure,''* ACM Comput. Surv., vol. 23, no. 3, pp. 345–405, 1991.

[5] J.C. Latombe, *Robot Motion Planning*, Kluwer Academic Publishers 1991

[6] O.Khatib, *Real-Time Obstacle Avoidance for Manipulators and Mobile Robots*, The International Journal of Robotics Research, Vol. 5, No. 1, 1986

[7] Nilsson N.J., *A Mobile Automaton: An Application of Artificial Intelligence Techniques*, Proc. 1. Int. Joint Conf. On Artificial Intelligence Washington D.C, 509-520 1969

[8] J.C. Latombe, *Motion Planning*: *A Journey of Robots Molecules Digital Actors and Other Artifacts*, The International Journal of Robotics Research 30: 846-894 1999

[9] Udupa,S., *Collision Detection and Avoidance in Computer Controlled Manipulators*, Ph.D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, California Institute of Technology Pasadena, CA. 1977

[10] Lozano Perez T. ve Wesley M.A., *An Algorithm for Planning Collision Free Paths Among Polyhedral Obstacles*, Comm. ACM 22(10):560-570 1979

[11] Lozano Perez T., *Statial Planning: A Configuration Space Approach*. IEEE Tr. Computers, C-32(2):108-120 1983

[12] Kavraki, L. E., P. Svestka, J-C. Latombe, ve M. Overmars, *"Probabilistic Roadmaps for Path Planning in High Dimensional Configuration Spaces"*, IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol. 12, issue 4, no. 4, pp. 566-580, 1996.

[13] S. M. LaValle and J. J. Kuffner, *Randomized kinodynamic planning. In Proceedings*, IEEE International Conference on Robotics and Automation, pages 473--479, 1999

PLC KONTROLLÜ KOMPAKT, ŞİŞE DOLUM VE KAPAKLAMA OTOMASYONU

Recep Yenitepe[1], *İsmail Güney*[2]

[1]Marmara Üniversitesi Teknoloji Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü
Göztepe Kampüsü, 34722 Kadıköy/İSTANBUL
ryenitepe@marmara.edu.tr

[2]İnönü Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Merkez Kampüs, 44280 /MALATYA
ismail.guney@inonu.edu.tr

Özetçe

Meşrubat dolum ve kapaklama işlemleri genelde seri üretime dayalı otomasyonlar ile yapılmaktadır. Dolum ve kapaklama işlemleri farklı alan veya farklı hatlarda konveyör sistemleri ile gerçekleştirilir. Şişematik olarak adlandırılan bu çalışmada; cam şişeye sıvı doldurma, kapağın yerleştirmesi ve basılması işlemlerinin otomatik yürütülmesi bütünleşik bir sistem üzerinde tasarlanmış ve üretilmiştir. Sistemin kontrolü PLC (Programlanabilir Lojik Kontrolör) ile sağlanmıştır. Sistem, donanım ve yazılım bakımından detaylarıyla ele alınarak ve bir kişinin rahatlıkla kontrol edebileceği duruma getirilmiştir. Sistem; çalışması için bir kişiye ihtiyaç duyması, gerektiğinde kolay bir şekilde taşınması, şişe boyları ve farklı ürünlerin doldurulabilmesi bakımından esnek olması, güvenli bütünleşik bir yapıya sahip olmasıyla özgündür. Sistemin, kompakt bir makine olarak piyasadaki meşrubat otomatlarına alternatif bir prototip olabileceği tahmin edilmektedir.

1. Giriş

Otomasyon; algılayıcılar, koşullayıcılar, bilgi kaynakları ve bilgisayarlı donanımların kullanılarak işlerin yürütülmesinde insanın müdahalesini minimuma veya sıfıra indirilerek yüksek kapasite ve yüksek kalitede standart üretimin gerçekleştirilmesi şeklinde tanımlanmıştır[1,2].

Endüstriyel uygulamaların her dalında yapılan genel amaçlı ve otomasyon çalışmalarının bir sonucu olan PLC tekniği, sistemlere her türlü çözüm getirebilen çok amaçlı bir teknoloji alt grubudur. 30 yılı aşkın süredir sanayinin çeşitli ihtiyaçlarını karşılayan PLC; sistemlerde hız, kontrol, güvenlik, yeniden programlanabilme gibi artılarıyla tercih sebebi olmaya devam etmektedir[3].

Şişe dolum, paketleme endüstrisindeki en temel ve yaygın paketleme metotlarından birisidir. Yiyecek-içecek, ilaç ve kimyasal endüstrileri tipik örnekleridir[4]. Bu sektörde; seri üretim, dolayısıyla otomasyon vazgeçilmezdir. Fakat seri üretim söz konusu değilse manuel sistemlerle çalışma esastır. Literatürdeki çalışmalarda sterilizasyon, şişe dolum, kapaklama, etiketleme işlemlerini içeren seri imalatın otomatik kontrolü ele alınmıştır. Bu çalışmalarda PLC ve çeşitli otomatik kontrol yöntemleri kullanılmıştır[5,6]. Bu çalışmada cam şişeye sıvı doldurma, kapak koyma ve kapak basma işlemlerini bir arada yapan; kesikli üretim prensibinde ve PLC kontrollü çalışan otomasyonun tasarımı yapılmış ve prototipi üretilmiştir.

2. Materyal ve Yöntem

2.1. Tasarım ve Uygulama

Sistemde temel olarak bir cam şişenin sıvı ile dolumu, kapağın yerleştirilmesi ve kapağın sızdırmaz olarak kapatılması işlemlerinin otomatik olarak gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu hedef doğrultusunda beş adet istasyon belirlenerek bunlar; Sisteme Giriş, Sıvı Dolum, Kapak Yerleştirme, Kapak Basma ve Sistemden Çıkış şeklinde isimlendirilmiştir(*Şekil 2*). Tasarımda öncelikle sistemin sac iskeleti ve standart olmayan parçaları SolidWorks programında ayrı ayrı çizilerek montajı yapılmıştır.

Tasarlanan sac iskelet, malzemesi poliamid olan taret ve taret mili (*Şekil 5*), dişliler gibi sistemin ana elemanları gerekli talaşlı ve talaşsız imalat işlemlerinden geçirilerek üretilmiştir. Sistemde iki adet çift etkili pnömatik silindir; bunları kontrol eden çift taraftan solenoid uyarılı 5/3 (A silindiri) ve 5/2 (B silindiri) yön kontrol valfleri kullanılmıştır (*Şekil 3*). Sıvı dolumu için ise mevcut bir hazne ve akışı kontrol eden 2/2 solenoid

vana sisteme entegre edilmiştir. Taretin hareketi DC motor ile sağlanacaktır. Hareket aktarma organı olarak modülleri 2 mm, diş sayıları 20 diş ve 50 diş olan iki adet düz dişli tercih edilmiştir (*Şekil 4*).

Eksenel rulman, cıvata, somun, silindirik pim gibi standart elemanlar kullanılarak sistem montaj edilerek manuel olarak denemeler gerçekleştirilmiştir. Sistemin bütün olarak çalışabilirlik denetimi sonrası elektrik motoru, elektropnömatik valfleri ve LED lerin PLC ile bağlantıları oluşturularak atama listesi tablo şekline getirilmiştir.



Şekil 1: Sistemin 3B katı modeli.

Tablo 1: Atama listesi - Girişler

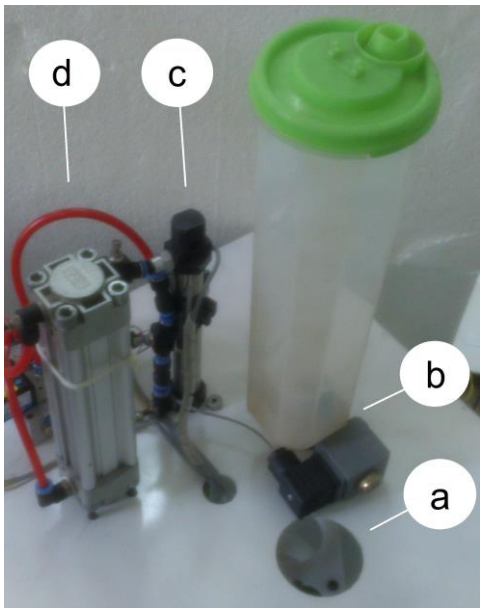
PLC Adres	Sembol	Tanım/Açıklama
I0.0	S0	START/Şişe-Kapak_Koyuldu
I0.1	S1	STOP
I0.2	S2	A_Geride
I0.3	S3	A_İleride
I0.4	S4	Motor_Tam_Devir
I0.5	S5	Motor_Yarım_Devir
I0.6	S8	RESET

Tablo 2: Atama listesi - Çıkışlar

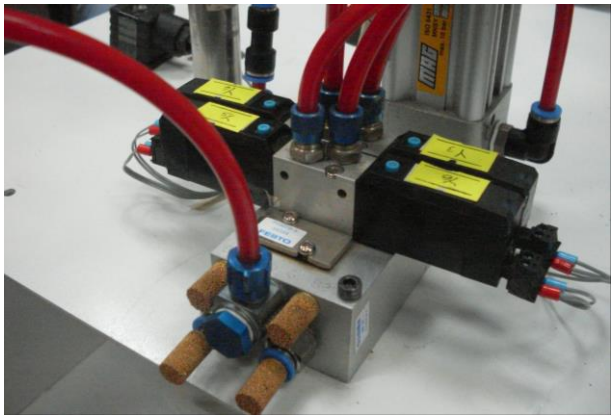
PLC Adres	Sembol	Tanım/Açıklama
O0.0	Y0	Işıklandırma (LED)
O0.1	Y1	Vana_Açık
O0.2	M1	Motor_Dönme_ Hareketi
O0.3	Y3	A+
O0.4	Y4	A-
O0.5	Y5	B+ (Kapak_Basma)
O0.6	Y6	B- (Kapak_Basma_Bitiş)
O0.7	Y7	Şişe/Kapak_Bekleme(LED)

Tablo 3: Atama listesi - Merker ve Zamanlayıcılar

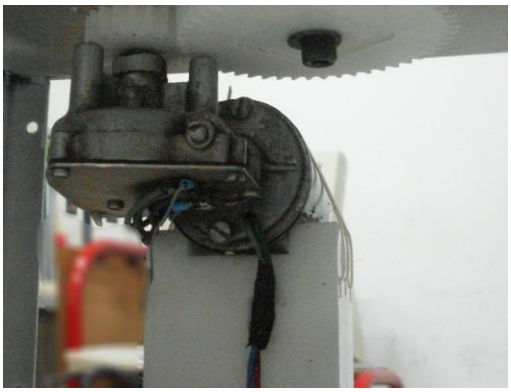
PLC Adres	Sembol	Tanım/Açıklama
F0.1		Başlangıç Fonksiyonu
T1	Z1	Bekleme_1 (Başlangıç)
T2	Z2	Bekleme_2 (Sıvı_Dolum)
T3	Z3	Bekleme_3 (Kapak_Basma)



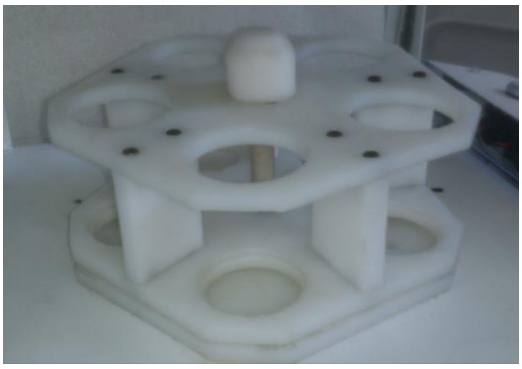
Şekil 2: Sistemin üst kısmındaki istasyonlar a)Sisteme Giriş b)Şişe Dolum c)Kapak Yerleştirme d)Kapak Basma



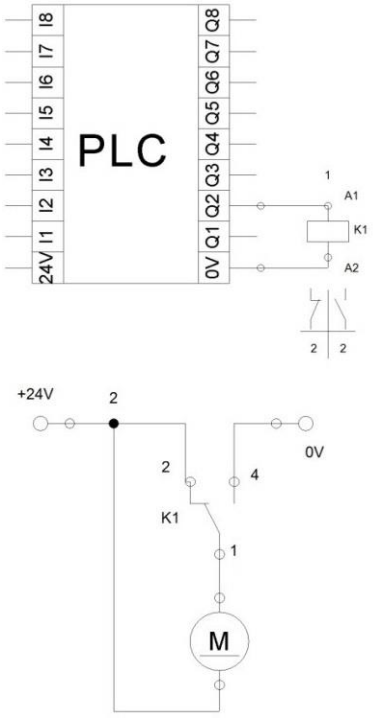
Şekil 3: Yön kontrol valflerinin elektronik ve pnömatik bağlantıları



Şekil 4: Sistemdeki motor-dişli bağlantısı



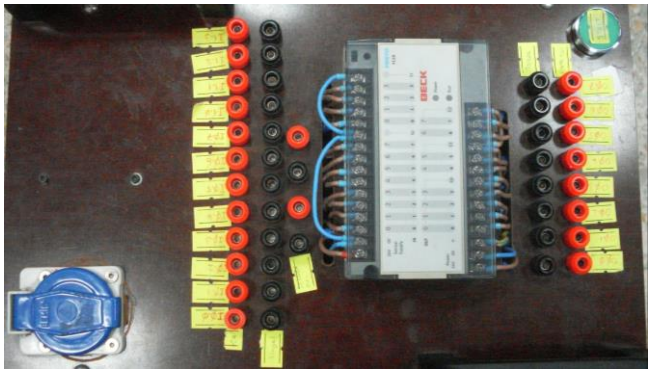
Şekil 5: Taret ve taret mili



Şekil 6: DC motorun röle yardımıyla dışarıdan beslenerek PLC ile kontrolü

2.2. PLC seti

Çalışmada Festo firmasının; 64 kB program hafıza, 12 adet giriş ve 8 adet çıkışa sahip FEC FC20-FST [7] isimli PLC modeli tercih edilmiş ve bir set dahilinde kullanılmıştır (*Şekil 7*). PLC seti, üzerinde PLC ve bağlantı elemanlarını bulundurmaktadır ve 220V 'luk enerjiyle beslenmektedir. PLC cihazının ihtiyaç duyduğu enerji 24V olduğundan, 1.1A 'lik ve DC 24V çıkışlı bir güç kaynağı kullanılmıştır. İhtiyaç duyulduğunda kullanmak için PLC kontrol panosu üzerinde 220V'luk bir çıkış verilmiştir. Pano, izolasyonu amacıyla yalıtkan fiber malzemeden imal edilmiştir.[8].



Şekil 7: Sistemde kullanılan PLC seti

PLC setinde yedi adet giriş ve sekiz adet çıkış kullanılmıştır. START, STOP ve RESET olmak üzere üç adet butondan gelen, A silindirinin konumlarından reed anahtarları vasıtasıyla gelen, DC motorun üzerinde entegre olarak motorun yarım ve tam tur konumlarını algılayan algılayıcıdan gelen giriş sinyalleri; PLC nin girişlerini oluşturmuştur.

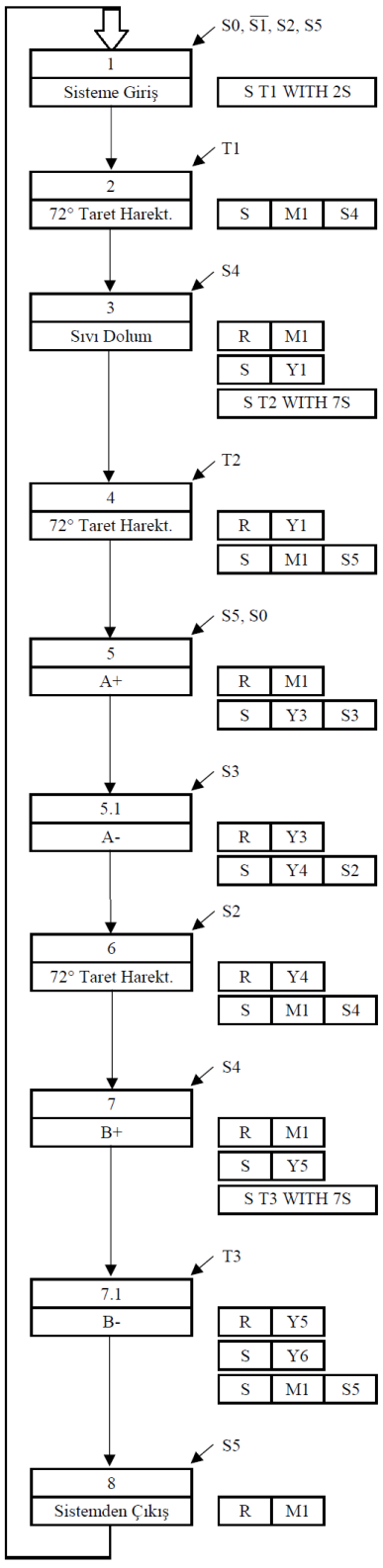
PLC nin çıkışlarından enerji alarak iş yapan elemanlar ise; sistemde enerji olduğu sürece aktif olan ışıklandırma, vana ve yön kontrol valflerinin solenoidleri, sistemin şişe veya kapak ihtiyacını gösteren START butonu içerisindeki LED, DC motorun dolaylı kontrolünü sağlayan röle şeklindedir (*Şekil 6*).

2.3. Akış Diyagramı

Akış diyagramı; iş elemanlarının hareket etmeleri için başlangıç şartlarını, şartın yerine gelmesi için sınır anahtarlarının gösterimi ve iş elemanlarını kontrol eden valflerin uyarıldıklarında SET veya RESET konumlarını göstererek PLC programlamaya ön hazırlık aşamasıdır.

Şekil 8 'deki akış diyagramında başlangıç şartları soldaki kutucukların üst kısımlarında verilmiştir. Sağ taraftaki kutucuklar ilk iki bölümünde başlangıç şartına göre iş elemanlarını nasıl bir uyarı alacaklarını ve kutucukların son bölümünde ise aldıkları uyarıyı hangi

konum bilgisi gelene kadar işleme devam edeceğini göstermektedir [8].



Şekil 8: Sistemin akış diyagramı

2.4. Programlama

PLC programlama safhasında, farklı ihtiyaç ve durumları karşılayabileceği öngörülen üç farklı program oluşturulmuştur:

1) Bir şişe için çevrim

2) Beş şişe için çevrim

3) İsteğe bağlı (sonsuz) çevrim.

Bir şişenin çevrim programında şu yol izlenecektir:

Boş şişe koyulup START (S0) butonuna basıldığında motorun dişliler vasıtasıyla tahrik ettiği taret 72° (=360°/5) dönerek şişeyi 2. konum kabul edilen dolum istasyonuna geçirir. Burada zamanlayıcı ile belirlenen sürede şişe dolar. Sistem "Kapak Koyuldu" onayı bekler ve onayı almasıyla şişe 3. konum olan kapak yerleştirme istasyonuna ilerler. Bu hareket esnasında A silindiri 'kapağı koyma' ve 'kapağı bırakma' olmak üzere iki hareket gerçekleştirir. Üzerinde kapak olan dolu şişe, kapak basma işlemi için 4. istasyona gelerek çift etkili B silindirinin 4 barlık hava basıncı ile oluşturduğu 113 N luk kuvvetine maruz kalarak kapanır. B silindiri geri çekilir, ardından taretin son hareketiyle şişe alt haznedeki sert süngerden yapılmış tablaya düşer ve çevrim tamamlanır.

Diğer oluşturulan programlarda (beş şişe çevrimi ve sonsuz şişe çevrimi) tek şişe çevriminden farklı olarak tüm istasyonlar aktif olarak çalışırlar. Örnek olarak; sisteme giren 3. şişeye kapak koyulma işlemi uygulanırken aynı anda 4. şişeye dolum yapılmaktadır.

Sistem çalıştığı esnada herhangi bir konum veya işlem sırasında STOP (S1) butonu basıldığı takdirde sistem durur. Bu durumda Y1, Y3, Y4, Y5, Y6, Y7, M1 çıkışları reset'lenerek; taretin, A ve B silindirinin durması, yay geri dönüşlü solenoid vananın ise kapalı konuma geçerek sıvı akışını durdurması sağlanır.

STOP butonuna herhangi bir işlem veya taret hareketi sırasında basılabilir. Programların üçünde de böyle durumda sistemin en baştan başlaması istenmiştir. Bunun sonucu olarak silindirlerin veya taretin kaldığı yerden işlemlerine devam etmesi söz konusu değildir. Silindirler veya taretin bir durdurma işleminde ara konumlarda kalmaları kuvvetle muhtemeldir. RESET (S8) butonu bu durumda sistemin baştan başlayabilmesi için sırasıyla; ilerideki silindirleri Y4 ve Y6 çıkışları set'lenerek ilk konumlarına gelmesini, ardından da taretin ara konumlardan referans konumlardan (her 72° deki) birine gelmesini sağlar.

PLC programlaması için; takibinin kolaylığı ve anlaşılırlığı göz önünde bulundurularak STL (Deyim Listesi) programlama metodu tercih edilmiş ve programdan kısa bir bölüm Şekil 9'da sunulmuştur. Tasarımı ve prototip üretimi yapılmış olan sistemin genel görünümü Şekil 10'da verilmiştir.

```
STEP 60
 IF                S1            'STOP
 THEN  JMP TO 100
 IF          N     T3            'BEKLEME_3  (su_doldurma)
 THEN  RESET       Y1            'SU AÇIK
       SET         Y5            'B+  (kapak_basma)
       SET         T4            'BEKLEME_4  (kapak_basma)
         WITH      1.53s

STEP 61
 IF                S1            'STOP
 THEN  JMP TO 100
 IF          N     T4            'BEKLEME_4  (kapak_basma)
 THEN  RESET       Y5            'B+  (kapak_basma)
       SET         Y6            'B-  (kapak_basma_bitiş)
       SET         Y7            'ŞİŞE/KAPAK_BEKLEME(LED)

STEP 62
 IF                S1            'STOP
 THEN  JMP TO 100
 IF                S0            'START / ŞİŞE-KAPAK_KOYULDU
 THEN  RESET       Y7            'ŞİŞE/KAPAK_BEKLEME(LED)
       SET         Y4            'A-
       RESET       Y6            'B-  (kapak_basma_bitiş)

STEP 63
 IF                S1            'STOP
 THEN  JMP TO 100
 IF                S2            'A_GERİDE
 THEN  RESET       Y4            'A-
       SET         M1            'MOTOR_DÖNME_HAREKETİ
```

Şekil 9: STL dilinde yazılan programdan bir bölüm



Şekil 10: Sistemin genel görünümü

3. Tartışma

Günümüzde; taze meyve suyu, meyve kokteyli gibi şişelemeye ihtiyaç duyulan içeceklerin manuel olarak şişelenerek ve kapaklanarak müşteriye sunulduğu bilinmektedir. Meşrubat otomatları ise daha önceden seri üretimle hazırlanan meşrubatı sunmaktadır. Literatürde, bahsedilen bu iki işlemin otomatik olarak çalışan bütünleşik yapıda birleştiği bir örnekle karşılaşılmamıştır, bunun yanında profesyonel yaşamda mevcut durumu ise kesin olarak bilinmemektedir. Bu çalışmanın şu anki haline otomatik meyve suyu sıkma veya benzeri ünite eklenerek ve yapısı geliştirilerek bireyin müdahalesine ihtiyaç duymayan otomatik bir yapı olarak hizmete sunulabileceği öngörülmektedir.

4. Sonuçlar

Yapılan çalışmada PLC kontrollü şişe dolum ve kapaklama otomasyonu tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Tasarım safhasında öngörülen tüm işlemler 'etiketleme işlemi' haricinde prototipte uygulanmış ve başarılı bir şekilde çalışması sağlanmıştır. Etiketleme işleminin, hareket alanı yetersizliği nedeniyle uygulama safhasında sisteme adapte edilmemesine karar verilmiştir.

Şişe başına işlem süreleri tekli çevrimde ortalama 23 saniye iken çoklu çevrimlerde ortalama 14 saniye olarak gözlenmiştir. Aynı anda 5 şişeye prosesin uygulanmasından dolayı işlem süresinin azalmasında etkili olduğu gözlenmiştir. Sistemden çıkan şişelerdeki dolum seviyeleri istenen düzeydedir. Kapaklardaki sızdırmazlık konusunda ise 4 barlık hava basıncının başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.

Teşekkür

Bildiri yazarları, bu çalışmayı lisans tezleri olarak üzerinde çalışan ve emeği geçen Muhammed Bal, Tolga Vatansever, Semih Yüksel, Sercan Sürek ve Salih Şimşek'e teşekkürü bir borç bilir.

Kaynakça

[1] Yılmaz C., "Bina İçi Mekanlarda Profibus-DP Ağı Üzerinden Dinamik Aydınlatma Denetimi", Mühendislik Bilimleri Dergisi, 13 (1) 7-13, 2007.

[2] Danacı E., "14 Eksenli PVC Profil İşleme Merkezi Otomasyonu", Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2011.

[3] Yağcı E., "PLC Kontrollü Vidalı Susuzlandırma Presi Tasarım ve İmalatı", Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 2006.

[4] Yazdi L., Prabuwono A. S., Golkar E., "Feature Extraction Algorithm for Fill Level and Cap Inspection in Bottling Machine", International Conference on Pattern Analysis and Intelligent Robotics, Putrajaya, Malaysia, pp. 47-52, 2011.

[5] Troy D. , McQueen R., "A development environment for batch process control", Computers in Industry, 31, 61-84, 1996.

[6] Bonfe M., Fantuzzi C., Secchi C., "Design patterns for model-based automation software design and

implementation", Control Engineering Practice, 21, pp. 1608–1619, 2013.
[7] www.festo.com/net/tr_tr/SupportPortal, Erişim: Mayıs 2014.
[8] Yenitepe R., Çiçek Y., "PLC Denetimli Profil Kaplama Aparatı Tasarımı Ve Uygulaması", TOK 2013, 26-28 Eylül, pp. 1195-1204, 2013.

Doğrusal Ters Sarkacın Denge Kontrolü İçin Yapay Sinir Ağı Tabanlı Bulanık Mantık & LQR Kontrolcü Tasarımı

Hasan Hüseyin Bilgiç[1], *Muhammed Arif Şen*[2], *Ahmet Yapıcı*[3], *Mete Kalyoncu*[4]

[1,3]Makina Mühendisliği Bölümü
Mustafa Kemal Üniversitesi, İskenderun, Hatay, Türkiye
hhbilgic@mku.edu.tr, ayapici@mku.edu.tr

[2,4]Makina Mühendisliği Bölümü
Selçuk Üniversitesi, Konya, Türkiye
marifsen@selcuk.edu.tr, mkalyoncu@selcuk.edu.tr

Özetçe

Kararsız ve doğrusal olmayan yapısı ile ters sarkaç sistemi, üzerinde birçok kontrol teorisinin çalışılmasına olanak sağlayan klasik bir kontrol düzeneğidir. Ters sarkacın denge problemine farklı bir yaklaşım olan bu çalışmada, sarkacın denge kontrolünü iyileştirmeye yönelik olarak Yapay Sinir Ağı Tabanlı Bulanık Mantık (YBM) Kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir ve klasik kontrol yöntemlerinden olan LQR kontrolcüye göre performansı deneysel olarak karşılaştırılmıştır. Sistemin matematiksel modeli ve kontrol teorisi detaylı olarak incelenmiş, sistemin kontrolü için tasarlanan mevcut LQR kontrolcü verilmiştir. LQR kontrol uygulama verileri MATLAB/Simulink ANFIS Editor ortamında yapay sinir ağı tabanlı eğitilerek elde edilen YBM ve LQR kontrolcü performansları karşılaştırılmıştır. Kontrol sistemleri MATLAB/Simulink ortamında tasarlanarak Quanser doğrusal ters sarkaç deney cihazında uygulanmıştır. Kontrolcülere göre sistem cevapları değerlendirildiğinde YBM kontrolcünün sistemin kontrolünde iyileşme sağladığı anlaşılmıştır.

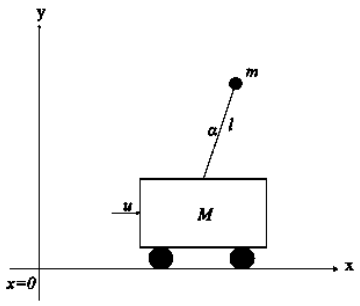
1.Giriş

Geçmişten bugüne araştırmacıların ilgisini çeken ters sarkaç problemi kanonik ve doğrusal olmayan yapısı ile kontrol teorileri ve uygulamaları için son derece popüler bir konu olmuştur. Tek çubuklu arabalı ters sarkaç [1-10], çift çubuklu arabalı ters sarkaç [11, 12], döner ters sarkaç [13, 14], gezgin ters sarkaç [15, 16] sistemlerinin dengeleme problemleri literatürde yaygın bir şekilde yer almaktadır ve hala güncelliğini korumaktadır.

Ters sarkacın denge problemine yönelik farklı bir yaklaşımla gerçeklenmiş olan bu çalışmada sarkacın doğrusal olmayan matematik modeli doğrusallaştırılmış ve tam durum geri beslemesi ile kontrolü yapılmıştır. Kontrolcü tasarlanırken, sarkacın dikey olarak dengede tutulması ve arabanın başlangıç noktasına getirilmesi hedeflenmiştir.

2. Ters Sarkaç Sistemi

Arabalı ters sarkaç sistemi temelde *M* kütleli bir araba ve araba üzerinde serbest durumda dönebilecek şekilde bağlanmış *m* kütleli ve *l* boyundaki bir sarkaçtan oluşur. Sarkacın iki denge noktası vardır bunlardan biri α açısının sıfır olduğu kararsız denge noktası ve diğeri π olduğu kararlı denge noktasıdır. Amaç; sarkacın dikeyle yaptığı α açısını sıfır değerinde dengede tutmaktır. Bunu gerçekleştirmek için de arabaya bir "*u*" girişi uygulanmaktadır (Şekil 1). Girişin "u" olduğu sistemde çıkışlar sarkaç açısı"α" ve arabanın konumu "x" tir.



Şekil 1: Arabalı ters sarkaç modeli

Newton'un hareket kanunlarına göre arabanın yatayda yaptığı hareket ve sarkacın yataydaki kuvvet analizi denklemlerinin ortak çözümünden aşağıdaki denklem elde edilir.

$$(M+m)\ddot{x} + b\dot{x} + ml\ddot{\alpha}\cos\alpha - ml\dot{\alpha}^2\sin\alpha = u \tag{1}$$

Sarkacın düşey yöndeki kuvvet analizi ve sarkacın merkezinde oluşan moment denklemlerinin ortak çözümünden aşağıdaki denklem elde edilir.

$$(I+ml^2)\ddot{\alpha} + mgl\sin\alpha = -ml\ddot{x}\cos\alpha \tag{2}$$

Analiz ve kontrol teknikleri doğrusal sistemlerin kontrolleri için geçerlidir ve elde ettiğimiz denklemlerin doğrusallaştırılmaları gerekmektedir. Bunun için $\dot{\alpha}^2$, *sinα* ve *cosα* terimlerinin yok edilmesi gerekmektedir.

Sarkaç açısındaki değişimin çok küçük olduğunu varsayarak aşağıdaki kabulleri uygulayabiliriz.

$$\begin{aligned} &\alpha = \pi + \phi \\ &\sin\alpha = \sin(\pi+\phi) \approx -\phi \\ &\cos\alpha = \cos(\pi+\phi) \approx -1 \\ &\dot{\alpha}^2 = \dot{\phi}^2 \approx 0 \end{aligned} \tag{3}$$

(1) ve (2) numaralı denklemlere yukarıdaki kabullerimizi uygulayarak doğrusallaştırılmış iki denklem elde ederiz.

$$(I + ml^2)\ddot{\phi} - mgl\phi = ml\ddot{x} \tag{4}$$

$$(M + m)\ddot{x} + b\dot{x} - ml\ddot{\phi} = u \tag{5}$$

2.1. Transfer Fonksiyonu

Doğrusallaştırılmış sistem denklemlerinin (4), (5) transfer fonksiyonlarını elde etmek için başlangıç koşullarını sıfır kabul ederek denklemlerin Laplace dönüşümü alınır.

Transfer fonksiyonunda başlangıçta hem kutup hem de sıfır vardır. Sıfırı iptal ederek gerekli düzeltmeler yapılarak sarkacın açısının çıkış olduğu (6) ve arabanın pozisyonunun çıkış olduğu (7) transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{\Phi(s)}{U(s)} = \frac{\frac{ml}{q}s}{s^3 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^2 - \frac{(M+m)mgl}{q}s - \frac{bmgl}{q}} \quad [\frac{rad}{N}] \tag{6}$$

$$\frac{X(s)}{U(s)} = \frac{\frac{(I+ml^2)s^2 - gml}{q}}{s^4 + \frac{b(I+ml^2)}{q}s^3 - \frac{(M+m)mgl}{q}s^2 - \frac{bmgl}{q}s} \quad [\frac{m}{N}] \tag{7}$$

$$q = [(M + m)(I + ml^2) - (ml)^2] \tag{8}$$

2.2. Durum–Uzay Modeli

Sistemin durum-uzay gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(I+ml^2)}{I(M+m)+Mml^2} & \frac{m^2gl^2}{I(M+m)+Mml^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-mlb}{I(M+m)+Mml^2} & \frac{mgl(M+m)}{I(M+m)+Mml^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \phi \\ \dot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{I+ml^2}{I(M+m)+Mml^2} \\ 0 \\ \frac{ml}{I(M+m)+Mml^2} \end{bmatrix} u \tag{9}$$

$\dot{x}=Ax+Bu$ olan durum-uzay modeli için durumlarımız; $x_1=x$: arabanın konumu, $x_2=\dot{x}$: arabanın doğrusal hızı, $x_3=ø$: sarkacın açısı, $x_4=\dot{ø}$: sarkacın açısal hızıdır, A sistem matrisi ve B giriş matrisidir.

$$\dot{x} = [\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dot{x}_3, \dot{x}_4]^T \tag{10}$$

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad \dot{x}_2 = \ddot{x}_1, \quad \dot{x}_3 = x_4, \quad \dot{x}_4 = \ddot{x}_3 b \tag{11}$$

2.3. Deney Düzeneği

Deneysel çalışmalar için Şekil 2' de görülen Quanser marka doğrusal ters sarkaç deney seti kullanılmıştır. Literatürde bu deney seti kullanılarak yayınlanmış birçok makale bulunmaktadır [1,3].

Yüksek hassasiyet ve MATLAB/Simulink ile eş zamanlı kullanımı bu deney setinin seçilmesinde önemli etkenlerdir. MATLAB/Simulink modülü ile eş zamanlı çalışabilen deney seti, aynı zamanda sistemden aldığı verileri bilgisayara kaydedebilmektedir. Deney setini basit olarak tanıtmak gerekirse; araba, kramayer dişli üzerinde DC servo motorun miline bağlı dişlinin dönmesi ile doğrusal olarak hareket eder. Sistemde bulunan bir enkoder yardımı ile sarkacın açısı ölçülür.



Şekil 2: Deney düzeneği

Sarkacın açısının ve arabanın konumunun doğrudan, sarkacın açısal hızının ve arabanın doğrusal hızının bu iki durumunun türevleri alınarak bulunduğu sisteme ait gerekli parametreler Tablo 1' de verilmiştir.

Tablo 1: Quanser doğrusal ters sarkaç deney setine ait gerekli parametreler [17].

Parametre	Açıklama
g=9.81	Yer çekimi sabiti [m/sn^2]
M=0.75	Sarkaç arabasının arabanın ağırlığı [kg]
M=0.230	Sarkacın ağırlığı [kg]
I=7.88 10^{-3}	Sarkacın atalet momenti [kgm^2]
L=0.643	Sarkacın uzunluğu [m]
B=5.4	Sarkaç arabasının eşdeğer viskoz sönüm oranı[N m sn/rad]
K_{ep}=0.0015	Sarkaç encoder hassasiyeti [rad/tur]
f_{maks}=50	Maksimum motor giriş voltaj frekansı [Hz]
I_{maks}=1	Maksimum motor giriş akımı [A]
ω_{maks}=026.3	Maksimum motor hızı [rad/sn]

3. Ters Sarkaç Sistemi İçin Kontrolcü Tasarımı

3.1. Doğrusal Kuadritik Kontrolcü (LQR) Tasarımı

Durum darbe cevaplarının minimize edilmesini amaçlayan LQR kontrol, doğrusal optimal durum geri besleme kontrol olarak da adlandırılabilir. Çok düzenli bir sentez sürecine sahip olan LQR kontrol aynı zamanda da yüksek seviyede dayanıklı kararlılığa sahiptir [18]. Bu sebeple sonraki bölümde tasarlanan YBM kontrolcü

performansı LQR kontrolcü performansı ile karşılaştırılmıştır.

LQR kontrolcü tasarlanırken sarkacın bağlı olduğu arabanın sarkacı dengede tutarak yatay eksende belirlediğimiz bir referans noktasına gelmesi amaçlanmıştır. Kontrol yöntemi, sistem değişkenlerinin hata değerlerinin geri beslenmesi yoluyla uygulanmaktadır. Bir nevi kutup yerleştirme mantığı kullanılmaktadır [10].

LQR kontrol yöntemi uygulanırken, durum takip hatası ve sistem girdi maliyeti kullanılarak Denklem 12' de görüldüğü üzere *J* performans indeksi olarak bilinen bir ilişki tanımlanır.

$$J = \frac{1}{2}\int_0^\infty (e^T Q e + u^T R u)dt \tag{12}$$

Burada amaç J' nin minimize edilmesidir. Bu ifadede e^TQe ve u^TRu kuadritik formda olup *Q* pozitif belirli veya yarı belirli ve R pozitif belirli köşegen matrisdir.

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_1 \end{bmatrix}, \quad R = r_1 \tag{13}$$

LQR kontrolde kullanıcının tanımladığı q_i ve r_1 katsayılarına bağımlı olarak performans indeksi minimize edecek sistem girdisi (*u*) bulunur. Sistemin durum-uzay modelinde de görülen $\dot{x}=Ax+Bu$ için sistem girdisi (*u*) temelde $u=K.x$ şeklindedir. Burada $K=R^{-1}B^TP$ olup, *P* ise aşağıdaki Ricatti eşitliğinin çözümünden bulunabilen simetrik matristir.

$$PA+A^TP+Q-PBR^{-1}B^TP=0 \tag{14}$$

Bu eşitliği nümerik olarak çözen programlardan biri de MATLAB tır. Ağırlık matrisleri *Q*, *R*, sistem matrisi *A* ve giriş matrisi *B* bilindiğinde *K* geri besleme matrisi "lqr" komutu ile bulunmaktadır.

Sistemimiz için;

$$Q = \begin{bmatrix} 35 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 350 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad R = 0.02 \tag{15}$$

Q, *R*, *A* ve *B* matrisleri MATLAB' da "lqr" komutu yardımı ile nümerik olarak çözdürüldüğünde geri besleme matrisi

K=[-41.8330, 182.7171, -46.5589, 25.9586]

olarak bulunur.

3.2. Yapay Sinir Ağı Tabanlı Bulanık Mantık (YBM) Kontrolcü Tasarımı

Yapay sinir ağı tabanlı bulanık mantık (YBM) kontrolcü, yapay sinir ağlarının paralel hesaplayabilme ve öğrenme kabiliyeti ile bulanık mantığın uzman bilgisini kullanarak sonuç çıkarabilme özelliklerinin birleşiminden oluşur. Sonuçta sinirsel bulanık sistemler sayesinde yapay sinir ağları daha anlaşılır hale gelir [18].

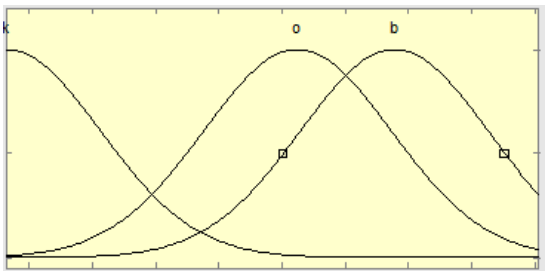
Jang'ın geliştirdiği Anfis yöntemi doğrusal olmayan fonksiyonların modellenmesinde ve kaotik zaman sinirlerinin tahmininde kullanılmıştır. MATLAB' ın ANFIS Editor modülü aracılığı ile yöntem araştırmacıların kullanımına sunulmuştur [16, 19, 20].

MATLAB/Anfis ile kontrolcü tasarlarken aşağıdaki adımlar takip edilmelidir [19, 21].

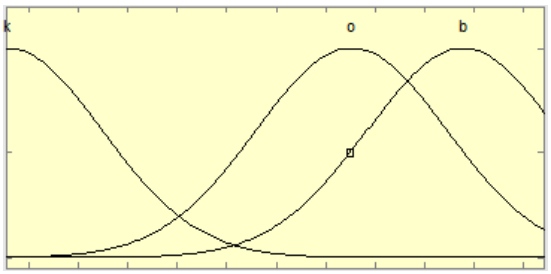
- Kontrol edilecek sistem için veri toplayarak bu verileri ANFIS' in kullanabileceği şekilde arabirime yüklemek.
- Uygun yapıyı oluşturmak: Bunun için, önceden hazırlanmış veya boş bir yapı kullanabiliriz. Boş yapıda giriş-çıkış ilişkisinin nasıl belirleneceğini gösteren iki yöntem vardır. Bunlar: Grid Partitioning ve Subtractive Clustering. Bu aşamada giriş ve çıkış üyelikleri ile ilgili tanımlamalar da yapılabileceği gibi optimizasyon da yaptırılabilmektedir. Yalnız, çıkıştaki üyelik sayısını, dolayısıyla kural sayısını belirlemek veya bir kısıtlama getirmek mümkün değildir. ANFIS bunları kendisi otomatik belirler.
- Ağı eğitmek: Burada eğitim hatasının sıfır olması istenilir. Eğitimde hatanın yayılması iki şekilde olur; sadece geri yayılım veya hibrit bir metot kullanılır.
- Sonuç olarak meydana gelen fismat yapısının performansı kontrol verisi yardımıyla belirlenerek grafik olarak kullanıcıya sunulur.

YBM kontrolcü için LQR kontrolcüsündeki dört adet kazanç sabiti ve bir adet çıkış olmak üzere beş adet veri elde edilmiştir. Bu sayede sistem hakkında yeterli veri elde edilmiştir.

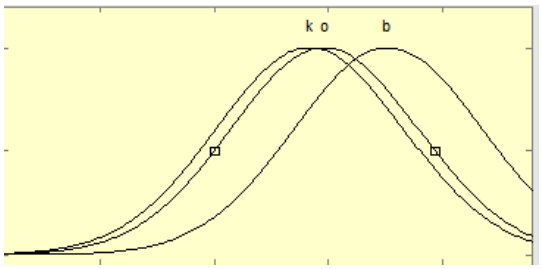
Elde edilen veriler ANFIS arabirimine yüklenmiştir. Tasarımda dört girişin her biri için küçük (k), orta (o) ve büyük (b) şeklinde üçer üyelik fonksiyonu olmak üzere toplamda on iki üyelik fonksiyonu gerçekleşmiştir (Şekil 3, 4, 5, 6).



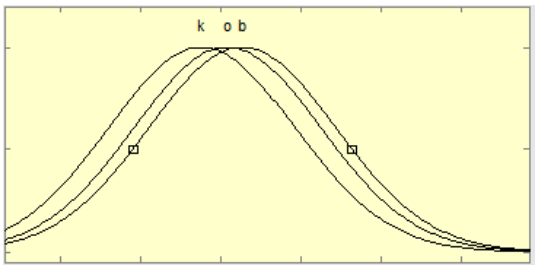
Şekil 3: Araba konumu üyelik fonksiyonları



Şekil 4: Sarkaç açısı üyelik fonksiyonları

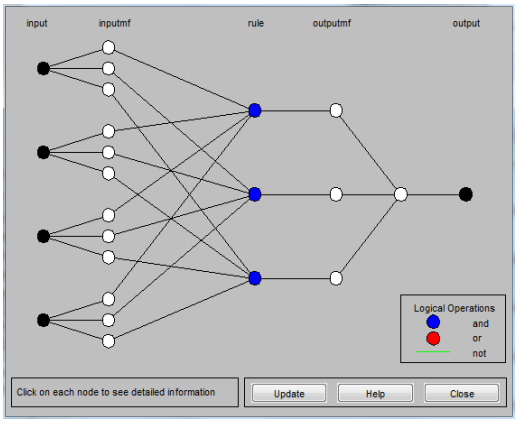


Şekil 5: Araba hızı üyelik fonksiyonları



Şekil 6: Sarkaç açısal hızı üyelik fonksiyonları

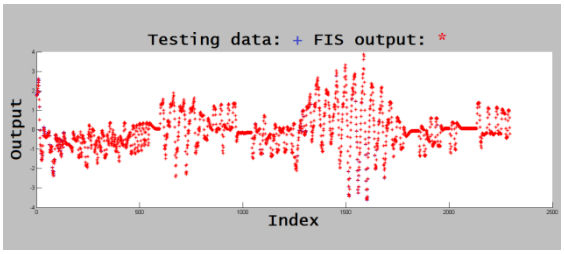
Hibrit metod kullanılarak ve hata toleransı sıfır alınarak ağ eğitilmiştir. Oluşturulan ANFIS yapısında toplam 37 adet düğüm vardır. 15 tane doğrusal ve 24 tane doğrusal olmayan 39 parametre kullanılmıştır. Sugeno tipi bulanık çıkarım yönteminin kullanıldığı eğitimde üç tane de kural mevcuttur. Oluşturulan yapay sinir ağının yapısı Şekil 7' de gösterilmiştir.



Şekil 7: Yapay sinir ağı yapısı

Eğitim için 2449, test için 2294 verinin kullanıldığı ANFIS eğitimi, test sonuçları ile desteklenmiş ve Şekil 8' de gösterilmiştir. Yapılan eğitim sonucunda RMSE (istatiksel hata) değeri 0.00035524 olarak hesaplanmış, eğitim ve test verilerinde de büyük bir oranda örtüşme olduğu görülmüştür. Bu bağlamda kullanılan veri sayısının ANFIS eğitimi için yeterli olduğu söylenebilir.

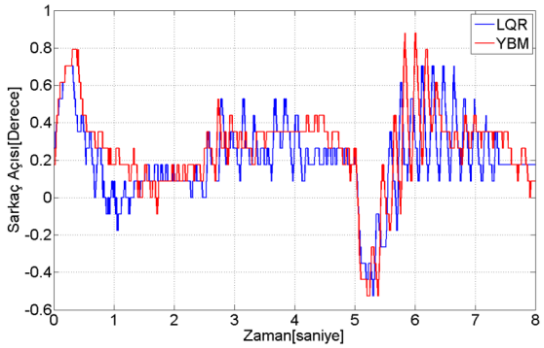
MATLAB' ın ANFIS Editor modülü yardımı ile tasarlanan YBM kontrolcü MATLAB/Simulink ortamında uygulanmıştır. Elde edilen kontrolcü cevapları, bulgular ve tartışma kısmında ele alınmıştır.



Şekil 8: ANFIS eğitimi test sonuçları

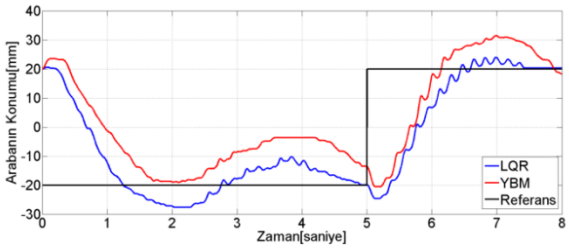
4. Bulgular ve Tartışma

Tablo 1' deki parametreler kullanılarak yapılan çalışmalarda α açısı başlangıçta sıfır olduğunda kontrolcü devreye girmiş ve sarkacı kararsız denge noktasında dengede tutma karalığını sürdürürken arabayı da başlangıç noktasında tutmaya çalışmıştır. Sarkacın açısı, arabanın konumu ve motor voltajının zamana bağlı değişim grafikleri Şekil 9, 10 ve 11'de görülmektedir.



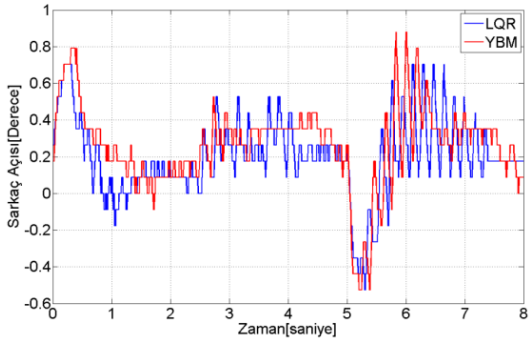
Şekil 9: YBM ve LQR kontrolcü ile sarkaç açısının zamana bağımlı değişimi

Şekil 9' da YBM kontrolcü ve LQR kontrolcü için sarkaç açısının zamana bağlı değişim grafiği görülmektedir. Şekilde de görüldüğü üzere YBM kontrolcü ve LQR kontrolcü benzer eğilimler göstermesinin yanı sıra YBM kontrolcü cevabında belli aralıklarda daha az maksimum aşma gözlenmiştir. Ayrıca LQR kontrolcüye göre daha az gürültülü bir cevap verdiği anlaşılmaktadır. LQR kontrolcü ise YBM kontrolcüye göre oturma süresini açısından daha avantajlıdır.



Şekil 10: YBM ve LQR kontrolcü ile arabanın konumunun zamana bağımlı değişimi

Şekil 10' da YBM kontrolcü ve LQR kontrolcü için sarkacın bağlı olduğu arabanın konumunun zamana bağlı değişim grafiği görülmektedir. Şekilde de görüldüğü üzere YBM kontrolcü için arabanın konumu LQR kontrolcü ile elde edilen cevaplara benzer bir eğilim göstermiştir. YBM kontrolcünün LQR kontrolcüye göre daha az gürültüye sahip olduğunun söylenebileceği gibi LQR kontrolcünün de maksimum aşma değerine göre daha avantajlı olduğu görülmektedir.



Şekil 11: YBM ve LQR kontrolcü ile motor voltajının zamana bağımlı değişimi

Şekil 11' de YBM kontrolcü ve LQR kontrolcü için motor voltajının zamana bağlı grafiği görülmektedir. Şekilde de görüldüğü üzere YBM kontrolcü için motor voltajı LQR kontrolcü motor voltajına göre daha az gürültülüdür. Bu istenmeyen bir durum olsa da sarkaç açısının daha hızlı denge konumuna getirilmesi kontrolcünün esas amacı olduğu için gürültü göz ardı edilebilir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, tek serbestlik dereceli doğrusal ters sarkacın denge kontrolünü iyileştirmeye yönelik yapay sinir ağı tabanlı bulanık mantık (YBM) kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiş ve klasik kontrol yöntemlerinden olan LQR kontrolcü ile kıyaslanarak kontrolcü performansı karşılaştırılmıştır. MATLAB/Simulink ortamında oluşturulan kontrol blok diyagramları deney cihazı ile eş zamanlı olarak çalıştırılmış, YBM ve LQR kontrolcü performansları karşılaştırılmıştır. LQR kontrolcüde, sistemin bütün durum değişkenleri aynı ağırlıkta değerlendirilirken, YBM kontrolcüde ise sarkaç açısının minimize edilmesi ve arabanın referans konumu gerçekleştirmesi öncelikli kontrolcü performans kriteri olarak alınmıştır.

Daha çok doğrusal sistemlerin kontrolü için önerilen LQR kontrol belli bir çalışma aralığında doğrusallaştırdığımız sistemin kontrolünde uygulanmıştır. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için tercih edilen YBM kontrolcü ile doğrusal olmayan sistem davranışlarındaki olumsuz etkiler azaltılmaya çalışılmıştır.

Sonuç olarak, YBM kontrolcü LQR kontrolcüye kıyasla belirtilen kontrolcü performans kriterini sağlamakta daha başarılı olduğu görülmüştür. Ayrıca bu çalışma kapsamında incelenen ters sarkaç sistemine benzer sistemlerin davranışları hakkında bilgi sahibi olunduğu zaman ANFIS ile bulanık mantık, kontrolcü tasarımında denenebilir, kontrol cevapları üzerinde olumlu etki yapabilir. Özellikle YBM kontrolcünün, LQR kontrolcüdeki doğrusal olmayan sistem performansını iyileştirmeye yönelik uygulanabileceği anlaşılmıştır.

Kaynakça

[1] Vinodh Kumar, E., and Jovitha Jerome. "Robust LQR Controller Design for Stabilizing and Trajectory Tracking of Inverted Pendulum." *Procedia Engineering*64 (2013): 169-178.

[2] S. Kahvecioğlu, A. Karamancıoğlu, A. Yazıcı, "Enerji Kontrolüne Dayalı Doğrusal Olmayan Model Öngörümlü Denetim İle Ters Sarkacın Yukarı Kaldırılması" http://www.emo.org.tr sitesinden 02.05.2014 tarihinde alınmıştır.

[3] Gawthrop, Peter J., and Liuping Wang. "Intermittent predictive control of an inverted pendulum." *Control Engineering Practice* 14.11 (2006): 1347-1356.

[4] A. Özbey, E. Uzal, "Ters Sarkacın Nonlineer Kontrolü" TİMAK Tasarım İmalat Analiz Kongresi, Balıkesir, Türkiye, Nisan 26-28, 378-384, 2006.

[5] Muskinja, N., Tovornik, B., "Swinging Up and Stabilization of a Real Inverted Pendulum", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 53, NO. 2 (2006).

[6] Nundrakwang, S., Benjanarasuth, T., Ngamwiwit, J., Komine, N., "Hybrid PD - Servo State Feedback Control Algorithm for Swing up Inverted Pendulum System", *ICCAS2005*, KINTEX, Gyeonggi-Do, Korea (2005).

[7] Aström, K.J., Aracil, J., Gordillo, F., "A NEW FAMILY OF SMOOTH STRATEGIES FOR SWINGING UP A PENDULUM", *Automatica (2008)*,

[8] Yazici A., Karamancioglu A., "A Nonlinear Programming Approach For The Swing-Up Control Problem", Journal of Engineering and Architectural Faculty of Eskişehir Osmangazi University, v. .XXI, no. 2, s.107-122, 2008

[9] Yazıcı A., Karamancıoğlu A., "Structured Robust Stability Analysis of an Inverted Pendulum System with a Fixed Feedback", Journal of Engineering and Architectural Faculty of Eskişehir Osmangazi University, v.XVIII, no. 2, s. 55-70, 2005.

[10] A. Yazıcı, A. Karamancıoğlu, "Ters Sarkaç Sisteminin Kontrol Eğitiminde Test Aracı Olarak Kullanılması." http://www.emo.org.tr sitesinden 02.05.2014 tarihinde alınmıştır.
[11] Sun, Zhe, Ning Wang, and Yunrui Bi. "Type-1/Type-2 fuzzy logic systems optimization with RNA genetic algorithm for double inverted pendulum." *Applied Mathematical Modelling* (2014).
[12] Inoue, A., Deng, M., Tanabe, T., "Practical Swing-up Control System Design of Cart-type Double Inverted Pendulum", *25th Chinese Control Conference* 7–1 August, 2006, Harbin, Heilongjiang (2006).
[13] Spong, M.W., Corke, P., Lozano, R., "Nonlinear control of the inertia wheel pendulum", *Automatica, 37, 2001, 1845-1851 (2001).*
[14] Nath, Vishwa, and R. Mitra. "Swing-up and control of Rotary Inverted Pendulum using pole placement with integrator." *Engineering and Computational Sciences (RAECS), 2014 Recent Advances in*. IEEE, 2014.
[15] Grasser, F., Arrigo, A., Colombi, S., Rufer, A.C., "JOE: a mobile, inverted pendulum", *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 49, Issue 1, Feb*2002 Page(s):107 – 114 (2002).
[16] Wu, Junfeng, and Shengwei Jia. "TS adaptive neural network fuzzy control applied in two-wheeled self-balancing robot." *Strategic Technology (IFOST), 2011 6th International Forum on*. Vol. 2. IEEE, 2011.
[17] Quanser Inc., Canada, 2012 . Inverted pendulum plant manual.
[18] Kashani, R., Active Vibration Damping Using Optimal Control Techniques. 2003.
[19] Jang J.S., ANFIS: Adaptive-Network-based Fuzzy Inference System, IEEE Trans. On System, Man and Cybernetics. Vol.23, No 3, 665-685, May/June 1993.
[20] Kalyoncu, M., Tınkır, M., "Hierarchical adaptive network based fuzzy logic controller design for a single flexible link robot manipulator", EPE-PEMC'2008, The 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, Poland, September 1-3, 989-996, 2008.
[21] Jang, J. S., Gulley N., Fuzzy Logic Toolbox User's Guide, The Mathworks Inc., 1995.

MİKRODENETLEYİCİ TABANLI VAGON KONTROL SİSTEMİ TASARIMI VE SİMÜLASYONU

Özgür Kepenek[1], Nurhan Karaboğa[2]

[1]TCDD 4. Bölge Müdürlüğü, Sivas
ozgurkepenek@tcdd.gov.tr

[2] Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Erciyes Üniversitesi, Kayseri
nurhan_k@erciyes.edu.tr

Özetçe

Raylı taşımacılıkta trenlerin güvenlik durumlarının tespiti önemlidir. Raylarda seyir halindeki vagonların dinamik yük ve güvenlik durumları, belirlenmiş kontrol noktalarında, yüksek güvenirlilik ve hassaslıkta tespit edilebilmektedir. Kurplar, makaslar ve ray bağlantıları trenler için riskli bölgeler olduğundan bu bölgelerde tren serileri raydan çıkabilmektedir. Bu durumun eş zamanlı olarak fark edilmesi, oluşacak hasarların minimuma inmesini sağlayacaktır. Bu çalışmada, trenlerin raydan çıkmasının belirlenmesi ve böylece deray kazalarının sebebiyet verdiği zararların minimuma indirilmesi için mikrodenetleyiciler kullanılarak geliştirilen bir sistem önerilmektedir. Önerilen vagon kontrol sistemi, basit ve maliyet açısından uygun bir çözüm sunmaktadır.

1. Giriş

Yaşantımızın vazgeçilmez bir parçası olan ulaştırma sistemi, ekonomik ve sosyal açıdan toplumu sürekli etkileyen bir yapıya sahiptir. Ulaşımda amaç insanların ve eşyanın en kısa sürede ucuz ve emniyetli bir şekilde taşınmasıdır. Demiryolu ulaşımı, kullanılan hat kapasitesi ve arazi miktarı, yapım maliyeti, enerji tüketimi, çevre dostu, kullanım ömrünün uzun olması gibi avantajlarına ek olarak en güvenli ulaşım aracı olarak da önem taşıması dolayısıyla 21. yüzyılın taşıma sistemi olarak kabul edilmektedir. Kar, don, sis, yağmur gibi tabiat şartlarından çok fazla etkilenmemesi sebebiyle demiryolları, tehlikesiz ve risksiz bir ulaştırma aracı olarak görülmektedir. Uluslararası Demiryolları Birliği istatistiklerine göre bir milyar yolcu/km başına kazalarda ölen yolcu sayısı demiryolları ve havayolunda 1 kişi iken karayollarında 30 kişidir. Avrupa'da yapılan diğer bir araştırmaya göre, ulaştırma sistemlerinde ölüm riski 1 milyar yolcu/km başına demiryollarında 17 iken karayollarında 140'tır. Yine yaralanma riski demiryollarında 41 iken karayollarında 8500-10.000'dir [1]. Demiryollarında kazaların daha az olmasının nedenleri; kurallı ve belirgin seyir yöntemlerinin uygulanması, sinyal ve otomatik tren gibi özel emniyet sistemlerinin bulunması, işletme emniyetinin hava şartlarından etkilenmemesi ve merkezden kontrol edilebilir olması olarak sayılabilir.

Vagonların yük ve güvenlik durumlarının belirlenmesi amacıyla yapılan bir çalışmada; seyir halinde raydan çıkma tespiti, otomatik tren kontrolü, ray üzerinde seyahat emniyetinin ölçümü ve kurblarda EN 14363 standardına uygun ölçümler irdelenmiştir. Raylar üzerinde kullanılan sensör ve cihazlar sayesinde bazı deneyler yapılmış ve sistemin demiryolu sinyalizasyon sistemlerine uyumu sağlanarak kullanılabilirliği vurgulanmıştır[2].

Derayman veya deray demiryolu araçlarının raydan çıkması anlamına gelmektedir. 1997–2000 yılları arasında gerçekleşen toplam demiryolu kazalarının % 86'sının deray sebebiyle meydana geldiği tespit edilmiştir [1]. 2007 yılı istatistiklerine göre Türkiye'de 89, 2009 yılında ise 63 defa demiryolu araçlarının raydan çıkması sonucu kaza yaşanmıştır [3]. Demiryolu hattına bağlı derayların % 14'ü ray kırılması ve yol-makas arızasından kaynaklanmaktadır. Demiryollarında gerekli bakım ve yenileme çalışması yeterli miktarlarda yapılamadığı için sık sık ray kırılması ve yol makas arızası oluşmakta ve bu da deraylara yol açmaktadır. Bu çalışmada deray dolayısıyla ortaya çıkan zararın mümkün olduğunca düşürülmesi için vagonun raydan çıkma durumunun hızlı bir şekilde tespit edilip, makinistin trenin durdurulması yönünde hareket etmesini sağlayacak bir vagon kontrol sistemi önerilmiştir. Mikrodenetleyiciler kullanılarak tasarlanan vagon kontrol sistemi basit olmasının yansıra maliyet açısından da uygun bir çözüm sunmaktadır. Çalışmanın ikinci bölümünde deray konusu tanıtılmakta üçüncü bölümde ise önerilen sistemin yapısı ve gerçekleştirilen simülasyon anlatılmaktadır.

2. Deray

Demiryolu hattındaki bozulmalar; burulma, hat genişliğinin bozulması, demiryolu hattının ekseninden sapması, dever bozulması ve nivelman bozulmasıdır. Her bir rayın yatay ve düşey doğrultuda iki serbestlik derecesi olması sebebiyle demiryolu hattında meydana gelen bozulmalar her bir ray için değişiklik gösterebilir. Bozulmalar başlangıçta küçüktür. Hattaki sık tren geçişleri contalarda, kaynaklarda çökmelere ve ray yüzeyinde bozulmalara sebebiyet verir. Bu bozulmaların bulunduğu yerlerde vagonlar hat üzerinde aşağı/yukarı ve sağa/sola hareket etmeye başlarlar. Hareketler, bozulma şekline bağlı olarak değişiklik gösterir. Uzun dalga bozulmaları olarak bilinen geniş bir açıklıktaki hat bozulmalarında görülen değişmeler, konforsuz bir sürüşle sonuçlanan düşey ve yatay gövde titreşimlerine sebep olur. Kısa dalga hat bozuklukları, tekerlek ve ray arasında şok etkilere ve yüksek frekanslı titreşimlere sebep olurlar. Böylece hattın üzerinde aşırı bir yükleme, gürültü ve titreşim meydana

gelir. Vagonun kurp içinde yüksek hızla hareket etmesi esnasında yolcular da hıza bağlı olarak oluşan dengelenmemiş merkezkaç kuvvetinin etkisiyle kurp dışına doğru savrulurlar. Büyük bir reaksiyon kuvvetinin raylara etkimesiyle vagon kurp boyunca devrilir ve trenler raydan çıkabilir. Bu durum yani trenlerin raydan çıkması olayı derayman veya deray olarak adlandırılmaktadır [4]. Derayman; hemzemin geçitte otomobil ile trenin çarpışması, demiryoluna bir kaya parçasının düşmesi, deprem sebebiyle hat genişliğinin aniden artması, rayların kırılması veya burulması, taşıt tekerleklerinin kırılması gibi çok farklı nedenlerle oluşabilir. Derayman olayı genel olarak üç sınıfta incelenmektedir [1]:

- Yol veya taşıttan herhangi birinin gerekli standartlara uygun olmaması durumunda meydana gelen deraymanlar,
- Yol ve taşıtın ikisinin gerekli standartlara uygun olmasına rağmen meydana gelen deraymanlar,
- Yolun, taşıtın ya da yol/taşıt ilişkisinin dışındaki nedenlerle oluşan deraymanlar.

Oldukça fazla sebeplerden dolayı meydana gelen deraymanları tamamen önlemek mümkün değildir. Ancak derayman olaylarının sebeplerinin tespit edilip, gereken önlemlerin alınması, deraymanların azalmasına ve dolayısıyla demiryollarına olan güvenilirliğin ve talebin artmasına neden olacaktır.

3. Önerilen Sistem

Elektronik ve haberleşme sistemlerinin en temel çalışma elemanlarından olan ve genellikle yer aldıkları uygulama devresinin içine gömülmüş olan mikrodenetleyiciler, komple bir bilgisayarın tek bir entegre devre üzerinde üretilmiş halidir. Hafıza birimleri ve giriş/çıkış uçlarına sahip olmaları sayesinde tek başlarına çalışabildikleri gibi aynı zamanda donanımı oluşturan diğer elektronik devrelerle bağlantı kurarak uygulama açısından gerekli fonksiyonları da gerçekleştirebilirler. Düşük maliyete sahip olmalarının yanı sıra az yer kaplamaları, düşük güç tüketimine ve yüksek performansa sahip olmaları gibi özellikleri nedeniyle kontrol ağırlıklı uygulamalarda genellikle tercih edilmektedirler. Gerçek zamanlı uygulamalarda dış dünyadan, yani işlemcinin dışındaki elektronik ortamdan, gelen işaretler çok hızlı değişim gösterdiğinden bu işaretlerin işlenip gereken çıkışların çok hızlı bir şekilde dış dünyaya uygulanması gerekir. Bu durumlar için de yine çok düşük güç tüketen mikrodenetleyicilerin kullanılması tercih edilmektedir.

Bu çalışmada, hangi vagonun raydan çıktığı bilgisinin yani vagonların anlık kontrol bilgisinin çok hızlı bir şekilde belirlenerek makiniste ulaştırılması hedeflenmiştir. Böylece makinist, aldığı bilgiye bağlı olarak trenin bir an önce durdurulması yönünde hareket edebilir. Vagonlar birbirlerine çekme demiri ve fren sistemi için kullanılan hava hortumları ile bağlantılıdır. Şekil 1'de vagonlar arası bağlantı görülmektedir.



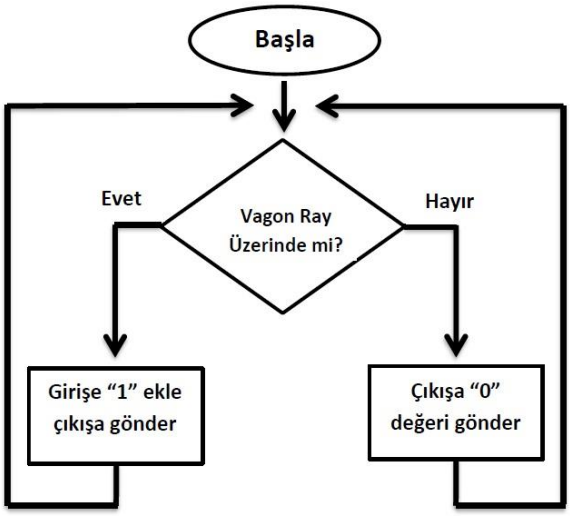
Şekil 1: Vagonlar arası bağlantı [5]

Vagonların rayların üzerinde bulunup bulunmadığı yani vagon kontrol bilgisi endüktif sensörler kullanılarak belirlenecektir. Bir endüktif sensör, kendisine yaklaşan metal cismi temas etmeden algılamaktadır. Bu sensörler vagonların tekerlerine yakın kısımlarına monte edilerek kontrol noktasına vagonun ray üzerinde olduğu bilgisini iletecektir. Her bir vagona endüktif sensörler ile birlikte ayrıca haberleşme sistemi için gerekli olan haberleşme iletim hattı, mikrodenetleyici modülü ve beslemeler için gerekli olan güç kaynağı dönüştürücüleri de montaj edilecektir. Şekil 2'de 75 mm. mesafeden algılama yapabilen bir endüktif sensör gösterilmektedir.



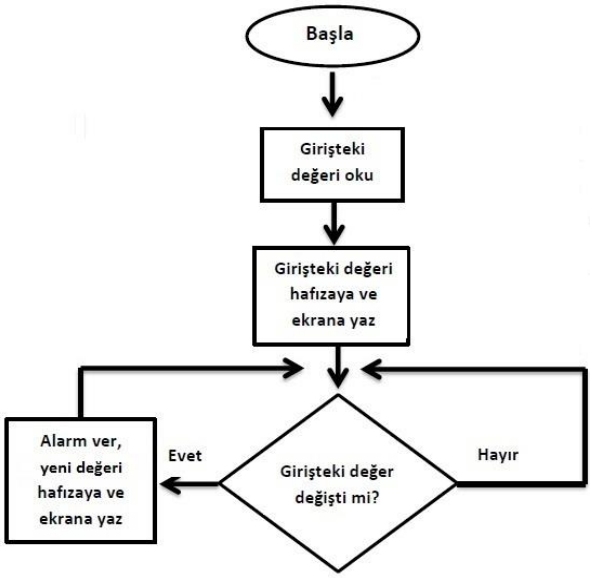
Şekil 2: Endüktif Sensör [6]

Sensör algılama sahasında manyetik bir alan oluşturmakta ve bu sahaya giren metal cisim bu alanın değişmesini sağlamaktadır. Bu değişim sensörde işlenerek sensörün çıkış sinyalini değiştirmektedir. Böylelikle sensör algılama sahasına giren metale (ray) göre bilgi üretecektir. Endüktif sensörden gönderilen bilgi sıfır (0) veya bir (1) olmaktadır. Sensör, rayı yeterli mesafeden algılıyorsa 1, algılamıyorsa 0 değerini sisteme gönderir. Bu bilgi her vagonun kendi üzerindeki mikrodenetleyicisinde işlenir. Mikrodenetleyici; endüktif sensörden gelen bilgi 1 ise kendinden önceki değere 1 ekleyerek, sensörden gelen bilgi 0 ise kendinden önce gelen değere bakmaksızın 0 değerini çıkışa gönderir. Her vagon için bu işlem uygulanır ve lokomotife kadar bu bilgi iletilir. Şekil 3'de geliştirilen vagon mikrodenetleyici algoritmasının yapısı verilmektedir.



Şekil 3: Geliştirilen vagon mikrodenetleyici algoritması

Vagonlardakinden farklı olarak lokomotifte LCD (liquid-crystal display - sıvı kristal ekran) yi sürebilecek bir mikrodenetleyici modeli kullanılır. Böylelikle hem gelen bilgi işlenir hem de işlenen bilgiler bir bilgi ekranında gösterilir. Sistem aktif edildiğinde, mikrodenetleyici elde edilen toplam katar sayısını hafızasına kaydeder. Seyir sırasında bu değer değişirse sistem alarm verir. Şekil 4'de geliştirilen lokomotif üzerindeki mikrodenetleyici algoritması görülmektedir.



Şekil 4: Geliştirilen lokomotif mikrodenetleyici algoritması

Önerilen sistemde mikrodenetleyicilere toplama işlemi yaptırılmaktadır. Arızalı vagon kendisinden önceki vagon değerlerini göndermediği için sistem sadece arızalı vagona kadar olan sayıyı ekranda gösterecektir. Böylece arızalı vagonun numarasının tespit edilmesi mümkün olacaktır. Önerilen sistem, simülasyon programında çalıştırılarak test edilmiştir. Simülasyon programında sistemin iletim hızı, mikroişlemcilerin gönderdiği bilgilerin stabil olması için lokomotifte bulunan mikroişlemciye 100-200 ms. arasında bir gecikme değeri ile tanımlanmıştır. Sisteme tanımlanan zaman gecikmesi değeri büyük bir değer olursa sistem yavaş çalışmaktadır, eğer tanımlanan değer küçük bir değer olur ise sistem yeterli çıkışı üretemeden hataya düşmektedir. Bu yüzden seçilen değer kullanılacak iletim ağı hızına göre değişmektedir. İletim ağı hızını ise kullanılan malzeme, iletim ortamının uzunluğu ve dış etkenler etkilemektedir. Şekil 5'de önerilen vagon kontrol sisteminin simülasyon görüntüsü verilmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada deray kazalarının vereceği zararların minimuma indirilmesi için mikrodenetleyiciler kullanılarak vagonların anlık kontrol bilgisinin makiniste ulaştırılmasını hedefleyen bir vagon kontrol sistemi önerilmiştir. Bilgisayarda simülasyonu yapılarak test edilen vagon kontrol sistemi, basit olmasının yanı sıra maliyet açısından uygun bir çözüm sunmaktadır.

Teşekkür

Bu bildirideki çalışmalar Erciyes Üniversitesi tarafından 4966 numaralı proje kapsamında desteklenmiştir. Desteklerinden ötürü Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimine teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

[1] Murat Vergi Taciroğlu, "Derayman Nedenlerinin Araştırılması ve Nadal Kuramı", Süleyman Demirel Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Isparta, 2008

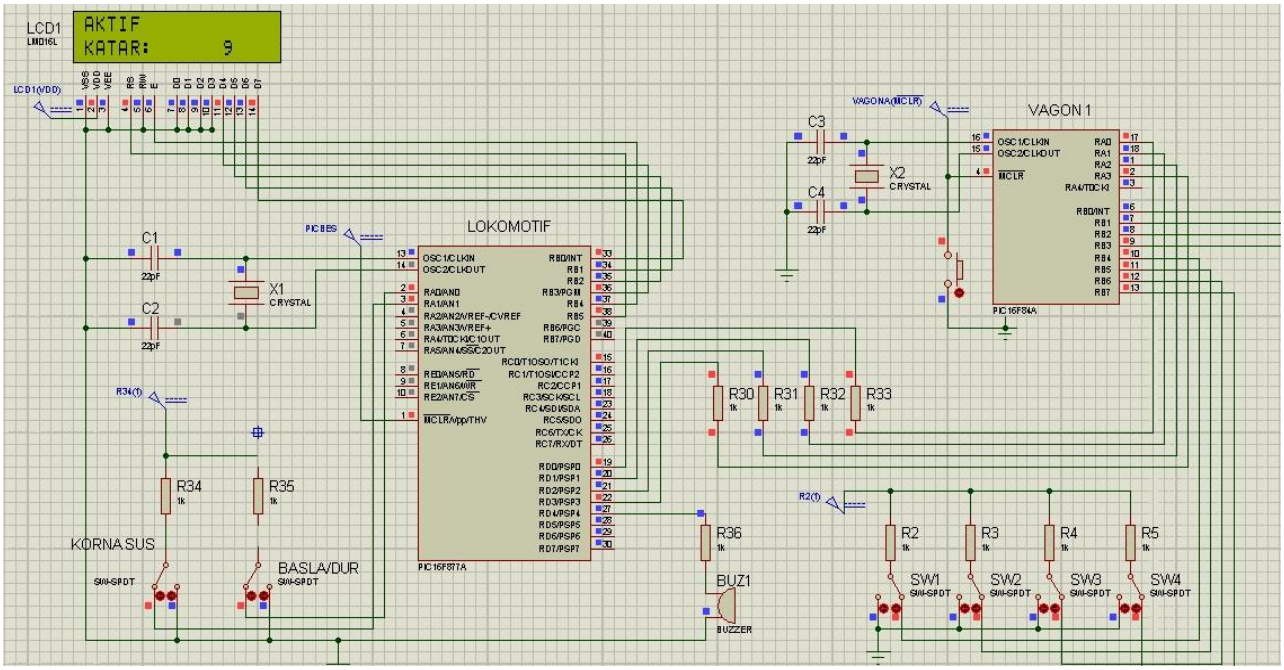
[2] Bülent Aydemir, Yurday Akgül, Emre Tolay, International Iron & Steel Symposium, "Demiryolu Uygulamalarında Vagonların Yük ve Güvenlik Kontrolünün İzlenmesi", Karabük, 2012

[3] TMMOB Makine Mühendisleri Odası, "Ulaşımda Demiryolu Gerçeği" 3. Baskı Ankara, 2012

[4] Hakan Güler, Statislav Jovanovic, "Demiryollarında Hız Yükseltilmesi Amacıyla Yapılması Gerekli Ön Çalışmalar", 6. Ulaştırma Kongresi, İstanbul, 2005

[5] Özgür Kepenek, Nurhan Karaboğa, "Demiryolu Ulaşımında Vagon Kontrol Sistemi" Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Malatya, 2013

[6] http://www.pepperlfuchs.com/global/en/classid_143.htm?view=productdetails&prodid=24943



Şekil 5: Sistemin simülasyon görüntüsü

Anten Azimut Konum Kontrol Sisteminde PID, Bulanık Mantık ve Kayan Kipli Denetleyicilerin Karşılaştırılması

Selin Aydın Fandaklı, Halil İbrahim Okumuş, Cemil Gürünlü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi
selinaydin@ktu.edu.tr, okumus@ktu.edu.tr, gurunlu@ktu.edu.tr

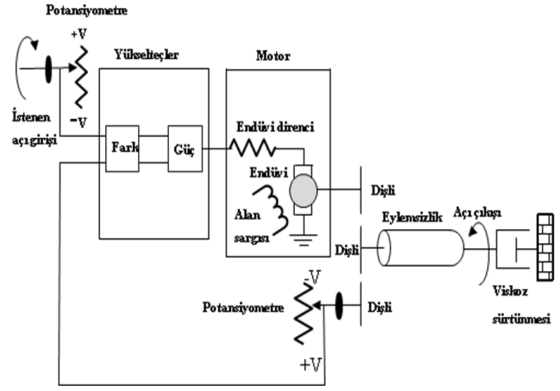
Özetçe

Çağımızda zaman ve mekân seçmeksizin haberleşmeyi sağlayan en önemli teknoloji hiç şüphesiz uydu haberleşmesidir. Yaptığımız telefon görüşmelerinde, televizyon yayınlarının sağlanmasında, internetle veri erişiminde, askeri alanda hedef takibinde uydu haberleşmesi kullanılmaktadır [1]. Bu haberleşmenin sağlanmasında takip doğruluğu yüksek olan anten konum kontrol sistemleri kullanılmaktadır. Bu bildirinin amacı, anten yönlendirildikten sonra oluşan açı sapmasının minimum olmasıdır. Bu amaçla anteni süren doğru akım motorunun mekaniksel ve elektriksel denklemleri çıkarılarak transfer fonksiyonu elde edilmiştir. MATLAB/Simulinkte anten konum kontrol sistemi tasarlanmış ve bu sisteme PID, bulanık mantık ve kayan kipli denetleyici uygulanmıştır. Simulasyon sonuçları karşılaştırılmış ve en uygun kontrol yöntemi belirlenmiştir. Antenin yönlendirilmesindeki hassasiyet ve doğruluk artırılmıştır. Yönlendirme sonucu oluşan açı sapmaları tasarlanan kontrol yöntemiyle minimum seviyeye indirilmiştir.

1. Giriş

Anten azimut konum kontrol sistemi Şekil 1'de verilmiştir. Şekilde verilen blok diyagramında, sistemin girişine antenin yatayda yönlendirilmesi istenilen konum bilgisi girilir. Bu konum bilgisi bir potansiyometre yardımıyla gerilime dönüştürülür. Çıkışta elde edilen antenin anlık konum verisi yine bir potansiyometreyle gerilime dönüştürülerek geri besleme yoluyla girişe aktarılır. Burada fark yükselteci sayesinde girişle çıkıştan gelen verilerin farkı alınarak, motor ve dişlileri harekete geçirecek hata sinyali oluşturulur. Hata sinyali, güç yükseltecinden geçirilerek sistemi sürecek yükseltilmiş sinyal elde edilir, böylece motor ve dişli takımı sayesinde antenin yönlendirilmesi gerçekleştirilir.

Anten konum kontrol sisteminin amacı hatayı sıfıra çekerek sistemi dengeye getirmektir. Bunu sağlamak amacıyla şekilde verilen sisteme kontrol ünitesi eklenir. Kontrol ünitesi temelde karşılaştırma yapan bir hesaplama mantığıyla çalışarak hata sinyalini işler ve kontrol sinyali üretir ve bu denetim sinyaliyle motor ve dişliler istenilen konuma doğru yönelmeye başlar. Bu yönlenme işlemi girişle çıkış sinyali eşit oluncaya kadar devam eder. Eşitlenmesi hata sinyalinin sıfır olduğu anlamına gelir ve motora dur komutu gönderilir. Aynı şekilde giriş ile çıkış arasındaki fark artınca da motora ulaşan sinyal artacak ve motorun hızlı çalışmasına neden olacaktır [2].



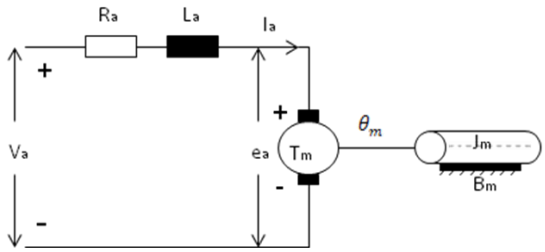
Şekil 1. Anten azimut konum kontrol sisteminin şematik gösterimi

2. DA Motor

Doğru akım motorları, günümüzde endüstriyel uygulamalarda yaygın kullanılan hareket elemanlarıdır. Teknolojik gelişmelerle birlikte elektrikli ev aletleri, elektrikli tren, vinçler, yük asansörleri, yazıcı, tarayıcı, fotokopi makineleri, elektrikli taşıtlar, disket sürücü, kâğıt endüstrisi, otomasyon, robotik, takım tezgâhı gibi yerlerde kullanılırlar [3]. Geniş uygulama alanına sahip olmasının birçok önemli sebebi vardır: Kolay kontrol edilebilmesi, yüksek performans göstermesi, geniş sınırlar içerisinde hız ayarı ve hassas konumlandırma yapılabilmesi gibi [4]. Bu çalışmada, öncelikle anten konum kontrolünde hassas ve kolay kontrol imkânı sağlayan sabit mıknatıslı doğru akım motorunun (SMDA) elektriksel ve mekaniksel dinamik denklemleri çıkartılmış, transfer fonksiyonları elde edilmiştir.

2.1. DA Motorun Modellenmesi

Anten konum kontrol sisteminin benzetiminin yapılabilmesi için DA motorunun da matematiksel modellerinin çıkarılması gerekir. SMDA motoru endüvi devresi, endüvi direnci R_a, ona seri bağlı endüvi endüktansı L_a ve rotor döndüğünde endüvide meydana gelen zıt EMK e_a ile modellenir [5].



Şekil 2. SMDA motorun eşdeğer devresi

Şekil 2'de SMDA motorun eşdeğer devresi verilirken Tablo 1'de denklemlerde kullanılan parametreler ve birimleri verilmiştir.

Tablo 1. Motor eşdeğer devre parametrelerinin sembolleri, adlandırmaları ve birimleri

Semboller	Adlandırmalar	Birimler
R_a	Endüvi direnci	[Ω]
L_a	Endüvi endüktansı	[H]
i_a	Endüvi akımı	[A]
e_a, V_a	Zıt EMK, Uygulanan gerilim	[Volt]
K_e	Zıt EMK sabiti	[V/rad/s]
K_t	Moment sabiti	[Nm/A]
T_L, T_m	Yük momenti, Mil Momenti	[Nm]
ω_m	Açısal hız	[Rad/s]
θ_m	Açısal konum	[Rad]
J_m	Rotor eylemsizliği	[Kgm^2]
B_m	Viskoz-sürtünme katsayısı	[Kgm^2/s]

SMDA motorun elektriksel ve mekaniksel yana ait dinamikleri (1), (2), (3) ve (4)'te verilmiştir.

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{d i_a(t)}{dt} + e_a(t) \quad (1)$$

$$T_m(t) = J_m \frac{d\omega_m(t)}{dt} + B_m \omega_m(t) - T_L(t) \quad (2)$$

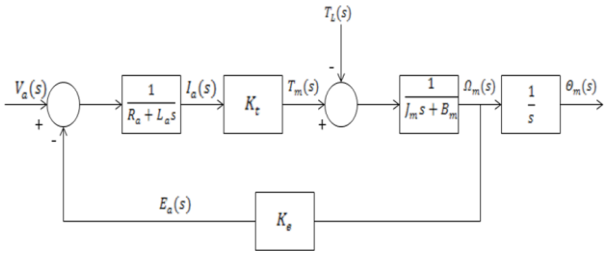
$$e_a(t) = K_e * \omega_m(t) \quad (3)$$

$$T_m = K_t * i_a(t) \quad (4)$$

Bu çalışmada, simulasyon bazında antenin momenti $T_L(t)$=4 Nm alınarak sonuç elde edilmiştir, daha sonra yüksüz olarak çalıştırılmıştır. Simulasyon sonuçlarına bakıldığında, aradaki fark ihmal edilecek kadar küçük olduğundan ve hesaplama kolaylığı açısından başlangıç şartları ve $T_L(t)$ sıfır kabul edilerek, SMDA motorun açısal konumu ve giriş gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu (5) eşitliğindeki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_t}{L_a J_m s^3 + (R_a J_m + B_m L_a) s^2 + (K_t K_e + R_a B_m) s} \quad (5)$$

SMDA motorun transfer fonksiyonundan, Şekil 3'teki blok diyagramı oluşturulur.



Şekil 3. SMDA motorun blok diyagramı

Modelleme yapılırken basitleştirme yoluna gidilerek transfer fonksiyonu yeniden düzenlenirse (6) eşitliği elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{K_t}{R_a J_m}}{s^2 + \frac{1}{J_m}\left(B_m + \frac{K_t K_e}{(R_a)}\right) s} \quad (6)$$

J_m ve B_m sırasıyla (7) ve (8) eşitliklerinde verilmiştir. Burada, J_a, motorun, J_L yükün eylemsizlik sabiti iken B_a motorun, B_L de yükün sönüm sabitidir. N_1 ve N_2 dişlinin dişleridir ve değerleri Tablo 3'te verilmiştir. N_1/N_2 oranı dişli oranını ifade etmektedir. Antenin sönüm ve eylemsizlik bileşenleri dişli oranıyla hesaplanmaktadır ve yükün modellenmesinde rol oynamaktadır.

$$J_m = J_a + J_L \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (7)$$

$$B_m = B_a + B_L \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (8)$$

3. Kontrol Sistemleri

Sistemlerin verimli olarak çalışması için öncelikle iyi analiz edilmesi, modellenmesi ve kontrol edilmesi gerekmektedir [6]. Başarılı bir kontrol sistemi tasarımı için, sistem ve sinyallerin dinamik özelliklerinin iyi anlaşılması gerekir [7].

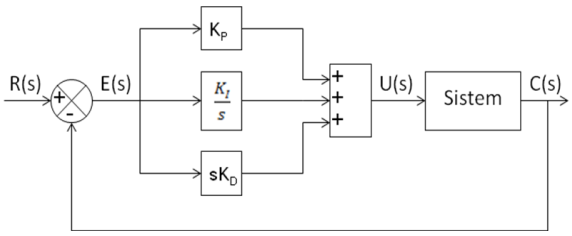
Tasarım işlemlerinde ilk adım, sistem hedeflerini tespit etmektir. Bu çalışmadaki amaç, çanak antenin uydu sinyallerini hatasız olarak takip etmesidir. İkinci adım, kontrol etmek istenilen değişkenleri tanımlamaktır. Bu çalışmada kontrol edilmek istenilen değişken SMDA motor milinin açısal konumudur. Üçüncü adım değişkenlerin özelliklerini yazmaktır. Bu adımlardan sonra, istenilen kontrol performansını sağlayacak şekilde sistem ayarlanır, sistem için bir tahrik elemanı ve ölçüm yapacak sensör belirlenir. Sistem, tahrik elemanı ve sensör için modelleme yapılır. Daha sonra toplam sisteme bir denetleyici eklenir.

3.1. PID Denetleyici

PID denetleyici, ilk kontrol stratejilerinden biridir ve basit kontrol yapısından ötürü endüstriyel alanda uygulama alanı çok geniştir [8].

PID denetleyici birçok önemli fonksiyonu yerine getirir: Geri besleme yoluyla sistemin kontrol edilmesini sağlar, oransal işleviyle sistem tepkesi hızlandırılır, integral işleviyle kararlı durum hatası ortadan kaldırılır ve türev işleviyle de gelecek işlem önceden tahmin edilir ve aşma ortadan kaldırılır [9]. PID denetleyicinin transfer fonksiyonu (9) eşitliğinde verilmiştir. Şekil 4'te ise PID denetleyicinin blok diyagramı görülmektedir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = k_P + \frac{k_I}{s} + k_D s \tag{9}$$

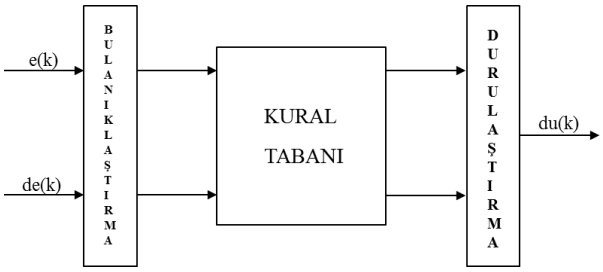


Şekil 4. PID denetleyici blok diyagramı

3.2. Bulanık Mantık Denetleyici

Bulanık mantık, matematiksel denklemler yerine dilsel terimlerin kullanıldığı bir yöntemdir. Karmaşık fiziksel bir sistemin, diferansiyel denklemler kullanılarak matematiksel bir modeli oluşturulamadığı ve dilsel terimleri kullanan insan deneyimine ihtiyaç duyulduğu durumda, bulanık sistemler ve bulanık kontrol teorilerinin kullanılması daha caziptir [10].

Bulanık mantık denetleyicinin (BMD) genel yapısı Şekil 5'te verilmiştir [11].



Şekil 5. BMD'nin genel yapısı

Bulanık mantık denetleyicinin girişleri hata e(k) ve hatanın değişimi de(k)'dir. Bu iki giriş kesin değerlerdir. Simulink blokları (10) ve (11)'de verilen eşitliklere göre oluşturulmuştur. Burada, r(k), referans giriş, y(k), gerçek çıkış ve k da iterasyon sayısıdır.

$$e(k) = r(k) - y(k) \tag{10}$$

$$de(k) = e(k) - e(k-1) \tag{11}$$

Bulanıklaştırma evresinde kesin değerler, bulanık üyelik değerlerine dönüştürülür. Bulanık üyelik değerlerini elde etmek için hata ve hatanın değişimi yedi alt kümeye ayrılmıştır. Bunlar negatif büyük (NB), negatif orta (NM), negatif küçük (NS), sıfır (ZZ), pozitif küçük (PS), pozitif orta (PM) ve pozitif büyük (PB)'dir. Üyelik fonksiyonu olarak üçgen kullanılmıştır. Üçgen üyelik fonksiyonun matematiksel ifadesi (12)'de verilmiştir.

$$A_{\Delta} = \max\left(\min\left(\frac{x - x_1}{x_r - x_1}, \frac{x_2 - x}{x_2 - x_r}\right), 0\right) \tag{12}$$

Bu çalışmada 49 kurallı bulanık mantık denetleyici kullanılmıştır. 9 kurallı ve 25 kurallı bulanık mantık denetleyici ile denemeler yapılmış; fakat istenilen sonuç elde edilemediğinden 49 kurallı seçilmiştir. Bunlar, Tablo 2'de verilmiştir.

Tablo 2. BMD 49 kurallı kural tablosu

du		e						
		NB	**NM**	**NS**	**ZZ**	**PS**	**PM**	**PB**
de	**NB**	NB	NB	NM	NM	NS	NS	ZZ
	NM	NB	NM	NM	NS	NS	ZZ	PS
	NS	NM	NM	NS	NS	ZZ	PS	PS
	ZZ	NM	NS	NS	ZZ	PS	PS	PM
	PS	NS	NS	ZZ	PS	PS	PM	PM
	PM	NS	ZZ	PS	PS	PM	PM	PB
	PB	ZZ	PS	PS	PM	PM	PB	PB

3.3. Kayan Kipli Denetleyici

Kayma Kipli Kontrol (KKK), Değişken Yapılı Kontrolün (DYK) özel bir çeşididir. DYK sistemleri, 1960'ların başlarında Sovyet araştırmacılar Emelyanov ve Barbashin tarafından ortaya atılmış ve öncü çalışmalarıyla geliştirilmiştir [12-14]. 1970'lerin ortalarına kadar geliştirilen bu kontrol tekniği, Rusya'nın dışına çıkamamıştır. Daha sonra Aizerman, Itkis ve Utkin, yaptıkları çalışma ve kitaplarının İngilizce olarak yayınlanmasıyla bu tekniğin yayılmasına katkı sağlamışlardır [15-17].

Başlarda, sadece kuramsal olarak bu yöntemin başarısı ortaya konulurken uzun süren çalışmalar sonucunda olgunlaşarak uygulamalarda da kullanılır hale gelmiştir ve son zamanlarda özellikle güç ve kontrol uygulamalarında oldukça başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Temelde Lyapunov kararlılık koşullarına dayanan bu KKK yöntemi, sistem belirsizliklerine, sistem içerisindeki parametre değişimlerine ve sisteme çevreden gelen bozucu etkilere karşı duyarlı ve dayanıklıdır. Doğrusal ya da doğrusal olmayan sistemler için denetleyici tasarımında, kolaylıkla uygulanabilen bir algoritmaya sahiptir ve yüksek dereceli sistemlerin derecelerinin düşürülmesinde kullanılır [18].

KKK'de denetleyici, sistemin durum gidişatının durum uzay bölgesine doğru hareket etmesini ve bu bölgede kalmasını sağlamak için tasarlanır. Burada durum uzay bölgesi olarak tanımlanan anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyidir. Kayma yüzeyine ulaşılınca kayma hareketi, bu bölgede kalmaya zorlanır ve sistem dengeye gelene kadar denge noktasında kaymaya devam eder. Dengeye ulaşan sistem kayma rejimine girer ve yukarıda anlatılan tüm olumsuzluklardan etkilenmez hale gelir [19].

KKK yönteminin avantajlarının yanında dezavantajları da bulunmaktadır. Çatırtı sorunu ve kayma yüzeyi etrafındaki frekansı çok yüksek olan salınımlar kontrol doğruluğunun

düşük olmasına, enerji kaybına, mekanik hareketli parçalarda aşınmalara, sistem hasarına vb. neden olabilmektedir [20]. Denetimi yapılacak olan sistemin, tüm dinamiklerinin hesaba katılmasını gerektiren eşdeğer kontrolün hesaplama zorluğu da bu yöntemin neden olduğu sorunlardandır. Ancak bu sorunları ortadan kaldıracak yöntemler bulunmaktadır. İşaret fonksiyonu yerine doyma fonksiyonunun kullanılması çatırtı sorununu engellerken, en küçük kareler yöntemiyle kestirim veya ardışıl en küçük kareler yöntemiyle kestirim kullanılarak eşdeğer kontrolün hesaplama zorluğu aşılmıştır [21].

Bu çalışmada, (13) denklemindeki gibi bir kayma yüzeyi seçilmiştir.

$$s = \dot{e} + \lambda e$$

$$\dot{s} = \ddot{e} + \lambda \dot{e} \qquad (13)$$

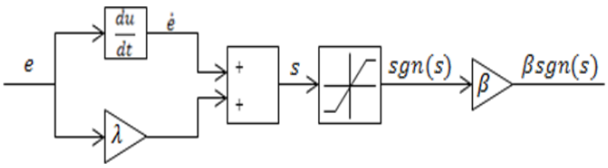
Hatanın fonksiyonu ise (14) eşitliğinde verilmiştir.

$$e = \theta_r - \theta$$

$$\dot{e} = \dot{\theta}_r - \dot{\theta} \qquad (14)$$

$$\ddot{e} = \ddot{\theta}_r - \ddot{\theta}$$

Burada θ_r, referans açı girişini ifade etmektedir. Tasarımda sabit değişimli erişme kuralı kullanılmıştır. Şekil 6'da kayma yüzeyi seçimine ait blok diyagramı verilmiştir.



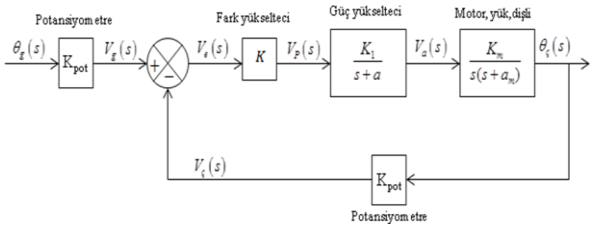
Şekil 6. Kayma yüzeyi seçimi blok diyagramı

4. Sistem Tasarımı

Anten azimut konum kontrol sistemi indirgenmiş blok diyagramı Şekil 7'de verilmiştir. Blok diyagramında ve (6), (7), (8) eşitliklerinde kullanılan parametre değerleri Tablo 3'te verilmiştir. Tablo 3'te verilen değerler (6) eşitliğinde yerine koyulduğunda (15) eşitliği elde edilir.

$$\frac{K_m}{s(s + a_m)} \qquad (15)$$

Şekil 7'deki anten azimut konum kontrol blok diyagramında Tablo 3'teki veriler kullanılarak elde edilen kapalı çevrim transfer fonksiyonu (16) eşitliğinde verilmiştir.



Şekil 7. Anten azimut konum kontrol sistemi blok diyagramı

Tablo 3. Anten konum kontrol sistemi parametre değerleri

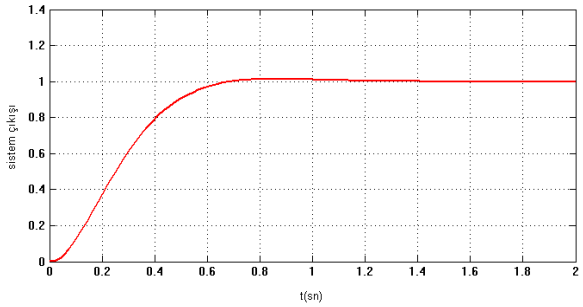
Sembol	Parametre Değerleri
R_a	0.5 Ω
L_a	0 H
K_e, K_t	0.5 V/rad/s, Nm/A
T_L	0 Nm
J_a, J_L	0.01, 1 Kgm^2
B_a, B_L	0.005, 0.125 Kgm^2/s
N_1, N_2	50, 250
K_{pot}	$3/\pi$
K_1, a	150, 150
K_m, a_m	4, 10.2

$$T(s) = \frac{572.96K}{s^3 + 160.2s^2 + 1530s + 572.96K} \qquad (16)$$

Ön yükselteç ya da fark yükselteci olarak belirlediğimiz K kazancını belirlerken Routh-Hurwitz kriteri kullanılarak kararlılık analizi yapılmıştır. Buna göre, 0<K<428 için sistem kararlıdır. Farklı K değerleri için simulasyon sonuçları alınmış ve en uygun çözümün K=10 olduğu tespit edilmiş ve bu değere göre sisteme denetleyiciler eklenmiştir.

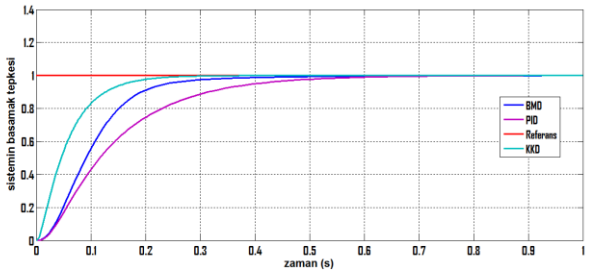
5. Simulasyon Sonuçları

Şekil 8'de denetimsiz sistemin basamak girişe verdiği tepke verilmektedir.



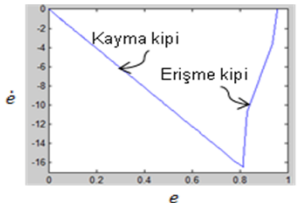
Şekil 8. K=10 için denetimsiz sistemin basamak tepkesi

Denetimsiz sistemin simulasyon sonuçlarına göre yerleşme süresi 0.784, yüzde aşması %1 olduğu görülmektedir. Bu sisteme ayrı ayrı PID, BMD ve kayan kipli denetleyici (KKD) eklenmiş ve Şekil 9'daki simulasyon sonucu elde edilmiştir.



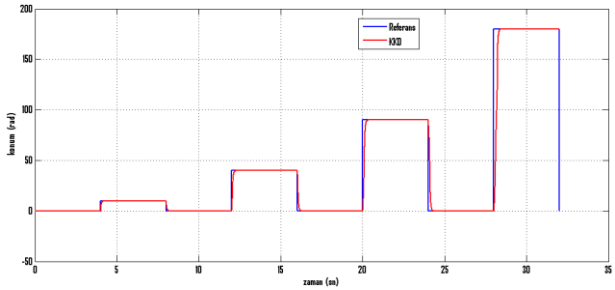
Şekil 9. PID, BMD ve KKD'nin basamak girişe verdiği tepke

PID'li sistemin girişine birim basamak tepkesi uyguladığımızda sistem çıkışında aşmanın olmadığı ve yerleşme süresini %2 toleranslı olarak kabul ettiğimizde, 0.51 saniyede 0.98'e karşılık gelen referansı yakaladığı görülmektedir. BMD'li sistem için yerleşme süresi 033 saniye olurken KKD'li sistem için 0.208 saniye olmaktadır. Buradaki amaç referansı en kısa sürede, aşmasız ve kararlı durum hatası olmadan takip edebilmektir. Bunu sağlayan en iyi yöntemin kayan kipli denetleyici olduğu görülmektedir. Şekil 10'da anten konum kontrol sisteminin faz düzlemi verilmiştir.



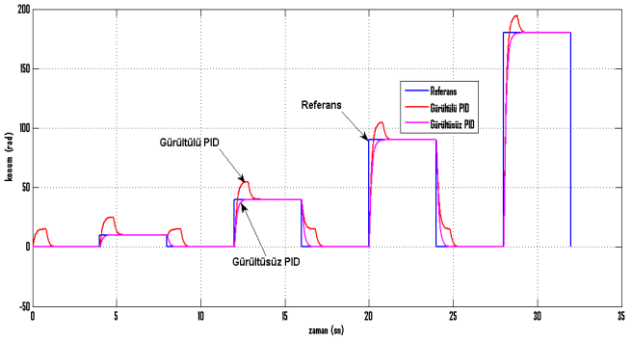
Şekil 10. Anten konum kontrol sistemi faz düzlem

Şekil 11'de kayan kipli denetleyicinin farklı açı değerlerini takibine ait simulasyon sonuçları verilmiştir.

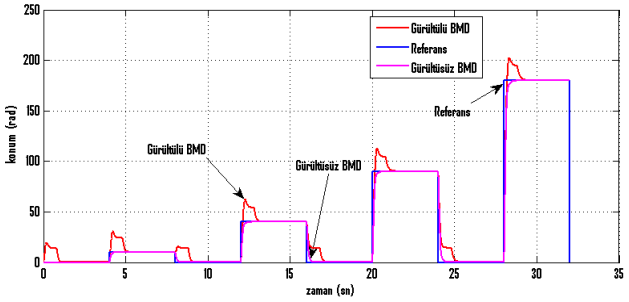


Şekil 11. KKD'nin farklı konumlara verdiği tepke

Simulasyon sonuçları incelendiğinde, KKD'nin farklı referansları takip ettiği görülmektedir. Şekil 12'de PID denetleyicili sisteme gürültü eklendikten sonraki simulasyon sonuçları verilirken Şekil 13'te BMD'li sisteme gürültü eklendikten sonraki simulasyon sonuçları verilmiştir. Gürültü olarak harici periyodik bir sinyal uygulanmıştır. Sonuçlara göre sisteme gürültü eklendiğinde PID ve BMD durumdan etkilenirken KKD etkilenmemektedir. KKD'nin gürültülü simulasyon sonucu Şekil 11'deki sonuçla aynıdır.



Şekil 12. Gürültü eklenmiş sisteme PID'nin verdiği tepke



Şekil 13. Gürültü eklenmiş sisteme BMD'nin verdiği tepke

6. Sonuç

Bu çalışmada Matlab/Simulink ortamında anten konum kontrol sistemi tasarlanmış, tasarlanan sisteme farklı denetleyiciler eklenerek performans analizi yapılmıştır. Ayrıca kayan kipli denetleyicinin üstünlüğü sınanmıştır ve elde edilen sonuçlar tatmin edici olmuştur. Böylece antenin yönlendirilmesindeki hassasiyet ve doğruluk artırılmıştır.

Kaynakça

[1] İ. Ölmez, *Uydu Haberleşme Sistemlerinde Kullanılan Antenlerin Bilgisayar Simulasyonu*, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kırıkkale Üniversitesi, 2006.

[2] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc. 2000.

[3] İ. Çolak, R. Bayındır, *PIC 16F877 ile DA Motor Hız Kontrolü*, Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt.11, 277-285.

[4] S. Vadi, S. Reyhanoğlu, S.Çelik, *Mikrodenetleyci Tabanlı DA Motor Kontrolü ve PC Üzerinden İzlenmesi*, 6th International Advanced Technologies Symposium, 16-18 May 2011, Elazığ, Türkiye.

[5] G. Chang, Y. Li, Q. Gang, *Intelligent Controller Design for PMDC Motor Position Control Using Evolutionary Programming*, 2011 IEEE Second International Conference on Computing, Control and Industrial Engineering, 20-21 Aug. 2011, 37-40.

[6] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, Third Edition, Prentice-Hall Inc., 1975.

[7] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, Üçüncü Baskı, Prentice-Hall Inc., ABD, 1997.

[8] D. Xue, Y. Chen, D. P. Atherton, *Linear Feedback Control Analysis and Design with Matlab*, Society for Industrial and Applied Mathematics, 2009.

[9] K. J. Åström, T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design and Tuning*, Second Edition, Instrument Society of America: Research Triangle Park, 2005.

[10] G. Chen, T. T. Pham, *Introduction to Fuzzy Sets, Fuzzy Logic and Fuzzy Control Systems*, CRC Press, 1999.

[11] H. İ. Okumuş, E. Şahin, Ö. Akyazı, *Antenna Azimuth Position Control with Classical PID and Fuzzy Logic Controllers*, Symposium on Innovtions in Intelligent Systems and Applications, 2012, 1-5.

[12] E. A. Barbashin, A. Tabueva, R. M. Eidinov, *On the Stability of Variable Structure Control Systems When Sliding Conditions are Violated*, Automation and Remote Control, 1963, Volume.7, 81-86.

[13] S. V. Emelyanov, *Variable Structure Automatic Control Systems*, Moscow, Russia: Nauka, 1967.

[14] E. A. Barbashin, *Introduction to Theory of Stability*, Moscow, Russia: Nauka, 1967.

[15] M A. Aizerman, E. S. Piatnitskii, *Foundations of a theory of discontinuous systems: Part I*, Automation and Remote Control, 1974, 35(7), 1066-1079.

[16] U. Itkis, *Control Systems of Variable Structures*, NewYork USA: Wiley, 1976.

[17] V. I. Utkin, *Sliding Modes and Their Applicatons in Variable Structure Systems*, Moscow, Russia: Mir Publisher, 1978.

[18] G. Şefkat, S. Telli, *Elektrik Motoru ile Tahrik Edilen Dört Çubuk Mekanizmasının Kayan Kip Hız Kontrolü*, Uludağ Üniversitesi, Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi, Cilt 13, Sayı 2, 2008.

[19] G. Gezer, *Ters Sarkaç Sisteminin Bulanık Mantık ve Kayan Kipli Denetimi*, Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2011.

[20] G. Guglieri, D. Sartori, *Design of a Sliding Mode Control for Wing Rock Suppression in Highly Swept Wing Aircraft*, International Journal of Aerosapce Sciences, 2013, Volume.2, Issue.1, 1-10.

[21] K. J. Astrom, B. Wittenmark, *Adaptive Control*, Addison –Wesley Pub, 1989.

Görüntü İşleme ve Yapay Sinir Ağları ile Araç Plaka ve Site Araç İşlemleri

Nadir Subaşı[1], *Pınar Elmas*[2], *Erdal Yılmaz*[3]

[1]Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu
Kırklareli Üniversitesi, Kırklareli
nadir.subasi@klu.edu.tr

[2]Bilgisayar Mühendisliği
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
pnar.elmas@yahoo.com

[3]Uzaktan Eğitim Merkezi
Okan Üniversitesi, İstanbul
erdal.yilmaz@okan.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada gerçek olmayan bir site için giriş çıkış yapan araçların kayıt işlemleri görüntü işleme ve yapay sinir ağı (YSA) yardımı ile gerçekleştirilmiştir. Gelen ve çıkan araçların plakasına bakılarak aracın site sakinlerine mi yoksa dışarıdan birine mi ait olduğu ve buna göre sitede kaç misafir aracın bunduğu ve yeni misafir araçlarının siteye alınıp alınmayacağı, sitede site sakinlerine ait araçların hesaplanması gibi bir siteye ait araç işlemleri yapılmıştır.

1. Giriş

Literatürde araç plaka tanıma ile ilgili birçok çalışma bulunmaktadır, bu çalışmalar genellikle güvenlik ve trafik sistemleri üzerinedir [1, 2, 3, 4, 5]. Bu çalışmalardan bazıları sadece araç plaka yerinin tespiti için yapılmıştır [6]. Bazıları da araçların plakalarını tanıma ile ilgilidir. Bu çalışmada daha önce yapılan çalışmalarda olduğu gibi araç plaka yeri tespiti görüntü işleme yardımı ile bulunmuştur. Daha sonra araç plakası üzerinde bazı görüntü işleme yöntemleri kullanılarak plakadaki karakterler birbirinden ayrıştırılmıştır, literatürde buna benzer çalışmalar mevcuttur [7, 8]. Ayrıştırılan bu karakterlerin hangi harf ve rakama denk geldiği yapay sinir ağı kullanılarak belirlenmiştir. YSA ile karakter tanıma konusunda daha önce yapılmış çalışmalar bulunmaktadır [9, 10, 11, 12, 13].

2. Yöntem

Bu başlık altında görüntü işleme ile araç plakalarının yerinin tespiti, plakadaki karakterlerin yerlerinin tespiti ve YSA ile karakter tanıma hakkında bilgileri verilmiştir.

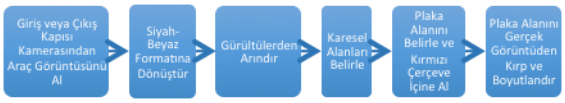
2.1. Görüntü İşleme Yöntemleri ile Araç Plaka Yeri Tespiti

Araç plakaları tanımada öncelikle aracın plakasının tespiti yapılmalıdır. Bu başlık altında araçlara ait plakanın aracın neresinde olduğunun tespiti anlatılmıştır. Literatürde yapılan çalışmalardan [1, 2, 3, 4, 5] araç plaka tespiti hakkındadır.

Burada araca ait görüntü alınır, renkli görüntüler üzerinde çalışmak daha çok zaman aldığı için alınan görüntü siyah-beyaz formatına dönüştürülür. Daha sonra görüntüdeki boşluklar doldurulup görüntüdeki karesel bölgeler belirli koşullara bağlı olarak tespit edilir. Bu karesel alanların alan ve resim üzerindeki koordinatları görüntü işleme komutları ile belirlenir [15].

Belirlenen karesel alanların konum bilgilerinden yararlanılarak genişlik ve yükseklik bilgileri elde edilir, bu bilgiler daha önceden belirlenen plaka genişlik ve yükseklik bilgileri ile karşılaştırılarak bulunan karesel alanların plaka olup olmadığı tespiti yapılır. Plaka boyutlarına uygun alan bulunduğunda bulunan alan kırmızı çerçeve içine alınır [15].

Plaka tespitinden sonra ilgili alan gerçek resimden kırpılarak alınır, daha sonra üzerinde işlem yapılmak üzere belirli genişlik ve yükseklik değerlerine bağlı olarak yeniden boyutlandırılır [15].



Şekil 1 Araç plaka yeri tespiti akış şeması

2.2. Görüntü İşleme ile Plakadaki Karakterler Yerlerinin Tespiti ve YSA için Uygun Hale Getirilmesi

Daha önce yeri tespit edilerek gerçek resimden kırpılarak yeniden boyutlandırılan plaka üzerinde bir önceki başlıkta verilen yöntemlere benzer yöntemler kullanılarak plakadaki karakterlerin yerleri tespit edilir. Bunun için ilk önce plaka görüntüsü siyah-beyaz formata dönüştürülür, sonra bazı küçük gürültülerden arındırılır. Görüntü işlemede kullanılan kenar algılama yöntemi ile ilgili görüntü içerisindeki şekillerin (karakterlerin) kenarları belirlenir. Daha sonra bulunan kenarların içerisi doldurulur.

Belirli algoritmalarla kenarları belirlenen ve bu kenarlara göre içleri doldurulan görüntü kullanılarak içerisinde bulunan karakterlerin başlangıç ve bitiş koordinatları belirlendikten sonra bu karakterler ayrı ayrı ilgili görüntüden kırpılarak YSA için uygun hale getirilmektedir [15].



Şekil 2 Araç plaka yeri tespiti akış şeması

2.3. YSA ile Karakter Tanıma

Daha önce yapılmış [9, 10, 11, 12, 13] çalışmaları karakter tanıma hakkındadır.

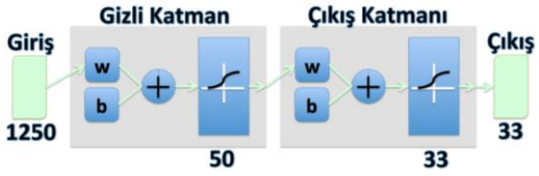
Bir YSA'da en önemli kısım ağın eğitilmesidir. Eğitimde kullanılacak verilerin doğruluğu, eğitim modeli, eğitim sonlandırma kriterleri YSA'nın doğru sonuçlar vermesi konusunda oldukça önemlidir [14].

Bu çalışmada YSA'nın eğitilmesi için Türk alfabesinde bulunan 23 harf (Ç, Ğ, İ, Ö, Ş, ve Ü harfleri plakalarda kullanılmadığından) ve 10 rakam resim olarak oluşturulmuştur. Bu resimler daha sonra siyah-beyaz formatına getirilmiş ve 50*25 piksel boyutlarında bir matrise dönüştürülerek sayısallaştırılmıştır. Sayısallaştırılan bu karakterler ayrı ayrı sütün (1250*1 piksel boyutunda) matrisleri haline getirilmiştir. Harflerden elde edilen bu matrisler YSA'nın giriş verileri olarak kullanılmıştır. Giriş verilerinin hangi harf veya rakama denk geldiklerini YSA'ya öğretmek için 33*33 boyutunda bir hedef birim matrisi oluşturulmuştur. YSA için veri giriş-çıkış seti bu şekilde elde edilmiştir [16].

Tablo 1 YSA'ya ilişkin bilgiler

Kriter	Değer
Ağ tipi	Feed Forward
Gizli Katman Sayısı	50 (log-sigmoid transfer fonksiyonu ile)
Çıkış Katman Sayısı	33 (log-sigmoid transfer fonksiyonu ile)
Giriş Matrisi	1250*33 boyutlarındaki eğitim giriş verileri matrisi
Hedef Matrisi	33*33 boyutlarındaki birim matris
Performans Fonksiyonu	Toplam Karesel Hata (sse)
Eğitim İterasyon Sayısı	10000
Eğitim Amaç Değeri	1.00E-09

Tablo 1'de verilen parametreler kullanılarak uygulamada kullanılan ağ oluşturulmuştur.

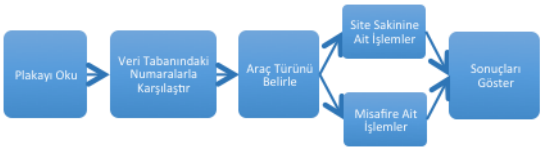


Şekil 3 Uygulamada kullanılan Yapay Sinir Ağı'nın yapısı

Şekil 3 ile verilen ağ daha önceden oluşturulmuş olan veri giriş-çıkış seti ile eğitilmiştir. Eğitim sırasında kullanılan performans fonksiyonu, iterasyon sayısı ve eğitim amacı değerleri yine tablo 1'de verilmiştir.

2.4. Site Araç İşlemleri

Giriş ve çıkış kameralarından alınan araç görüntülerindeki plakalar tespit edilip YSA ile plakadaki karakterler tespit edildikten sonra sitede bulunan araçların toplam sayısı, kaç tanesinin misafir aracı ve kaç tanesinin site sakinlerine ait olduğu hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalara göre dışarıdan gelen araçların sitede kalıp kalamayacağına karar verilmiş olmaktadır.



Şekil 4 Site araç işlemleri akış şeması

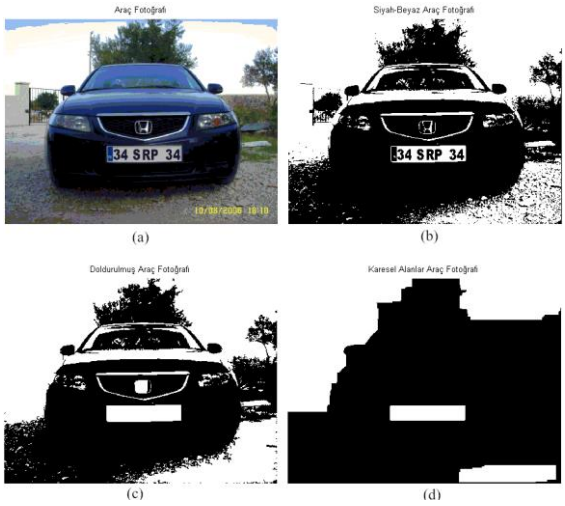
3. Uygulama

Çalışmanın bu bölümünde gerçek olmayan bir siteye ait araç giriş-çıkış kapısındaki giriş ve çıkış kameralarından görüntü alındığı varsayılmıştır.

Giriş ve çıkış işlemlerinde kullanılan görüntü işlem ve YSA ile karakter tanıma işlemleri tamamen aynıdır, bu nedenle uygulamada sadece giriş yönündeki işlemleri anlatılacaktır.

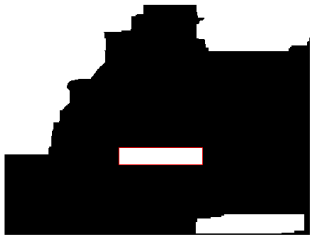
3.1. Görüntünün Alınması ve Plaka Yerinin Tespiti

Giriş kamerasından şekil 6-a'daki gibi bir görüntü alınmıştır. Görüntü işlem kolaylığı için siyah-beyaz formatına dönüştürülmüştür, şekil 6-b. Görüntüdeki gürültüler silinmiştir, şekil 6-c. Görüntüdeki karesel alanlar dışındaki alanlar kaldırılmıştır, şekil 6-d.



Şekil 5 Görüntü işleme ile araç plaka yeri tespiti

Daha önceden belirlenmiş plaka boyutlarına uygun olan alanlar kırmızı çerçeve içine alınarak belirlenmiştir, şekil 7.



Şekil 6 Plaka alanının kırmızı çerçeve içine alınması

3.2. Plakadaki Karakterlerin Yerlerinin Tespiti

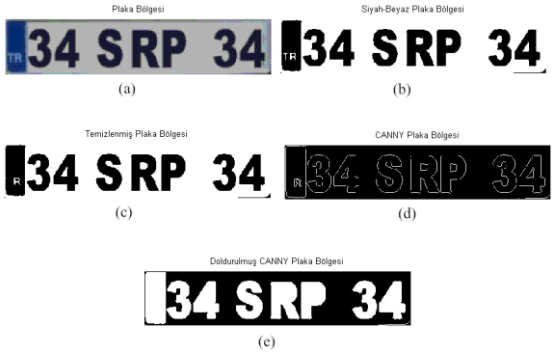
Şekil 7'de verilen, gerçek görüntü içerisindeki koordinatları belli olan ve kırmızı çerçeve içine alınan alan gerçek görüntüden kırpılır, şekil 8.



Şekil 7 Araca ait plakanın gerçek görüntüden kırpılması

Şekil 8 ile verilen görüntü plakadaki karakterlerin yerlerinin belirlenmesi için yeniden boyutlandırılır. Yeniden boyutlandırılmış plaka görüntüsü üzerinde sırasıyla aşağıdaki işlemler yapılmıştır.

1. Plaka görüntüsü işlem kolaylığı için siyah-beyaz görüntüye dönüştürülür, şekil 9-b.
2. Görüntü gürültülerden ayrıştırılır, şekil 9-c.
3. Görüntüdeki şekillerin (karakterlerin) kenarları belirlenir, şekil 9-d.
4. Kenarları belirlenen alanların içleri doldurulur, şekil 9-e.



Şekil 8 Görüntü işleme ile plaka karakterleri işlemleri

Şekil 6-c ile verilen görüntü her pikseli 1 veya 0 olacak şekilde sayısallaştırılır. Sayısallaştırma sonrasında karakterlerin başlangıç ve bitiş sütün değerleri belirlenir. Daha sonra belirlenen bu değerler kullanılarak karakterler görüntüden kırpılır. Kırpılan bu sayısallaştırılmış alanlar önce 50*25 piksel boyutlarına daha sonra da 1250*1 boyutlarına dönüştürülerek YSA'nin girişi için uygun hale getirilir.

Uygulamanın YSA bölümünde kendisine sayısallaştırılmış blok halinde gelen plakadaki karakterler sırası ile ağa verilerek hangi karakter olduğu tespiti yapılır. Belirlenen karakterler bir dizi ile belirlenmiş olan 23 harf ve 10 rakamın metinsel ifadeleri ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucu ile plakadaki karakterler belirlenmiş olur.



Şekil 9 Araç, kırmızı çerçeveli plaka yeri ve plaka

Uygulamanın son bölümü ise plakasındaki karakterleri belirlenmiş, şekil 9, ve tam bir ifade haline getirilmiş aracın site sakinlerinden birine mi ait olduğu yoksa misafir aracı mı olduğu, buna bağlı olarak site içindeki

araç sayısını ve hangi tür araçtan kaç tane olduğunu belirlenerek program çıktısı olarak verilir.

Uygulamadan aşağıda belirtilen araçların giriş-çıkış durumları, plaka yeri tespitinin doğru yapılıp yapılamadığı, plakanın doğru okunup okunmadığı ve benzeri durumlar için bir tablo 2'de özetlenmiştir.

Tablo 2 Site araç işlemleri

Araç Plak Numarası	Plaka Yeri Tespiti	Plaka Numarası Tespiti	Araç Sahibi	Hareket Yönü	İzin Durumu	Site Sabihi Araç Durumu	Misafir Araç Durumu
01AB2345	Doğru	Doğru	Misafir	İçeri	Verildi	10	5
02ABC789	Doğru	Doğru	Misafir	İçeri	Verilmedi	10	5
34BJK34	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	11	5
34FB1453	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	12	5
30Y1489	Doğru	Doğru	Misafir	Dışarı	Verildi	10	4
02ABC789	Doğru	Doğru	Misafir	İçeri	Verildi	10	5
34FR1789	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	13	5
34GS1453	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	12	5
34HYT34	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	13	5
34SRP34	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	14	5
34TS1453	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	15	5
34VY489	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	16	5
34TY34	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	15	5
34HYT34	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	14	5
34SRP34	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	13	5
30Y1489	Doğru	Doğru	Misafir	İçeri	Verilmedi	10	5
34TS1453	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	12	5
34VY489	Doğru	Doğru	Site Sakini	Dışarı	Verildi	11	5
02ABC789	Doğru	Doğru	Misafir	Dışarı	Verildi	11	4
01AB2345	Doğru	Doğru	Misafir	Dışarı	Verildi	11	3
34HYT34	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	12	3
34SRP34	Doğru	Doğru	Site Sakini	İçeri	Verildi	13	3
30Y1489	Doğru	Doğru	Misafir	İçeri	Verildi	13	4

4. Sonuçlar

Geliştirilen uygulama görüntü işleme ve YSA tekniklerini içermektedir. Bu teknikler ile gerçek olmayan bir sitede bulunan kameralardan araçların girip çıktıklarına ilişkin görüntülerin alındığı varsayılmıştır. Siteye giren ve çıkan araçların plakalarının yerleri tespiti ve plakadaki karakterlerin yerleri görüntü işleme teknikleri ile belirlenmiştir. Daha sonra bir YSA ile bu karakterlerin hangi karakterler olduğu tespit edilmiştir. Yapılan çalışmalar sonucu siteye giren veya çıkan araçlardaki plakaların tamamı doğru bir şekilde tespit edilmiş, giriş veya çıkış hareket yönlerine göre izin durumları ve sitedeki her araç kullanıcı türüne göre sonuçlar tablo 2'de verilmiştir.

Uygulama sadece belirli bir formattaki plakaların karakter tespiti için kullanılmıştır. Yapılacak olan sonraki çalışmalarda farklı formattaki plakaların da tespiti şeklinde olacaktır.

Kullanılan YSA modeli ve parametreleri değiştirilerek farklı formattaki plakaların tespiti yapılabilir. Ayrıca uygulamanın gerçek bir sitede uygulanması deneysel çalışmalardan kötü sonuçlar verebilir.

Kaynakça

[1] A. A. Mohamed, "Evaluating the Improvements in Traffic Operations at a Real-life Toll Plaza with Electronic Toll Collection", Master's thesis, Universty of central Florida, Orlando,1995, Florida.

[2] M. L. Zarrilla, A. E. Raduvan, H. M. Aldeek, "Modelling Traffic Operations at Electronic Toll Collecting and Traffic Management Systems", Computers Ind. Engng. Vol 33, pp. 857-860,1997, Progman.

[3] P. Grattoni, G. Pottiti, M. L. Rostello, "Experimental set-up for the characterination of automated number-pate recognizers", Measurement, vol 26, pp. 103-124, 1999, Elsevier.

[4] M. S. Aksoy, G. Çağı l, A. K. Türker, "Number-plate recognition using inductive learning", Robotics and Autonormous Systems, vol 33, pp.149-153., 2000, Elsevier.

[5] C. Öz, R. Köker,"Vehicle Licence Plate Recognition Using Artificial neural Networks", ELECO'2001, Bursa,Turkey.

[6] E. Seke, N. Adar, "Plaka Bulmada Çoklu Öznitelik Kullanma", IEEE 16. Sinyal İşleme, İletişim ve Uygulamaları Kurultayı SİU,2008

[7] P. Collomosse and M. A. Oliver, Recognition of Vehicle Licence Plates from Real World Images. Final year project. University of Bath, 2001.

[8] D. Chanson and T. Roberts, License Plate Recognition System, The 2001 International Conference on Imaging Science, Systems, and Technology (CISST'2001), Monte Carlo Resort, Las Vegas, Nevada. USA, 2001.

[9] S. Draghici, A Neural Network Based Artificial Vision System for Licence Plate Recognition, International Journal of Neural Systems, Vol.8, pp. 113-126, no. 1, 1997.

[10] K. S. Yap, Y. H. Tay, M. Khalid, T. Ahmad,. Vehicle License Plate Recognition by Fuzzy Artmap Neural Network, World Engineering Congress 1999 (WEC'99), Universiti Putra Malaysia, 19-22 July, 1999.

[11] M. M. M. Fahmy, Computer Vision Application to Automatic Number-Plate Recognition, In Proceedings of 26th. International Symposium on Automotive Technology and Automation, pp. 625-633, Aachen, Germany, 1993.

[12] G. Auty, P. Corke, P. Dunn, M. Jensen, I. Macintyre, D. Mills, H. Nguyen, B. Simons. An Image Aquisition System for Trafic Monitoring Applications, SPIE: Cameras and Systems for Electronic Photography and Scientific Imaging, pp. 118-133, February 1995.

[13] J. Setchell, Application of Computer Vision to Road-Traffic Monitoring, PhD Thesis, University of Bristol, 1997.

[14] K. Gülez, "Akıllı Kontrol Sistemleri Dersi", Yıldız Teknik Üniversitesi, 2014.05.12

[15] http://www.mathworks.com, Erişim: 2014.05.22-28

[16] E. Yılmaz, A.F. Baba, V. Topuz, " Hidrolik Bir Sistemin YSA ile Modellenmesi ve GA-PID ve PSO-PID ile Kontrolü", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK), Malatya, 2013.

Çift Tank Sıvı Seviye Sisteminin Modellenmesi ve Sezgisel Yöntemlerle Parametreleri Optimize Edilmiş PID ile Kontrolü

Burcu Bektaş[1], *Erdal Yılmaz*[2], Sevan Katrancıoğlu[2]

[1]Gedik Meslek Yüksekokulu
Gedik Üniversitesi, İstanbul
burcu.bektas@gedik.edu.tr

[2]Uzaktan Eğitim Merkezi
Okan Üniversitesi, İstanbul
erdal.yilmaz@okan.edu.tr
sevan.katrancioglu@okan.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada çift tank sıvı seviye sisteminin matematik modeli çıkarılmıştır. Modelin kontrolü için PID kontrolör kullanılmış olup, kontrolör parametreleri olan Kp, Ki ve Kd katsayılarının optimal değerleri aynı maliyet fonksiyonu kullanılarak genetik algoritma (GA) ve parçacık sürü optimizasyonu (PSO) yöntemleri ile bulunmuştur. PID için bu iki farklı optimizasyon yöntemi ile bulunan parametreler kullanılarak model farklı referans girişler için çalıştırılmış ve yükselme zamanı, oturma zamanı, üst aşım, tepe değeri ve tepe zamanı gibi kriterler göz önünde bulundurularak karşılaştırılmıştır.

1. Giriş

Literatürde sıvı seviye kontrolü ile ilgili birçok çalışma bulunmaktadır. Tunyasrirut ve Wangnipparnto dikey şekilde tasarlanan çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin kontrolü için C programlama dilinde yazılmış bir bulanık mantık kontrolör (BMK) kullanmışlardır [1]. Chen ve Su çalışmalarında su tankı sıvı seviye kontrol sistemi için kayan kipli kontrolör (KKK) geliştirmişlerdir [2]. Daha sonra çalışmalarını ilerleterek su tankı sıvı seviye kontrol sistemine kaskat integralli KKK uygulamışlardır [3]. Li ve diğerleri üç tanktan oluşan bir sıvı seviye kontrol sisteminin fiziksel modeli çıkartmış, doğrusallaştırmış ve simule etmişlerdir [4]. Ünal ve diğerleri Gunt RT 532 Basınç kontrol sisteminin kontrolünde kullanılan PID'in parametreleri GA ve Karınca Kolonisi algoritmaları (KKA) ile optimize edilmiştir [5, 13]. Beyhan ve diğerleri iki kaplı sıvı seviye kontrol sistemi tasarlanmış ve gerçek zamanlı kontrolü yapılmıştır [6]. Ergüzel ve Akbay sıvı seviye sisteminin kontrolü için bulanık mantık kullanılmıştır. Kullanılan bulanık mantık kontrolörün parametrelerinin optimizasyonunda ise KKA ve GA kullanılmıştır [7]. Zhang ve Zhang çalışmalarında çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin modeli çıkartılmış ve Matlab üzerinden PID ve Bulanık PID ile kontrolünü sağlanmıştır [15]. Yılmaz ve diğerleri hidrolik bir sistemin yapay siniz ağları (YSA) ile modellenmesin ve kontrolünde GA ve PSO ile parametreleri optimize edilmiş PID kullanılmıştır [16, 20]. Cinal ve diğerleri hazırlamış olukları sıvı seviye kontrol sisteminin kontrolünde PID kullanmışlardır [17]. Böcekçi ve diğerleri sıvı seviye kontrol sistemi için PAC tabanlı bir SCADA uygulaması geliştirmişlerdir [18]. Özçalık ve diğerleri sıvı seviye kontrol sisteminin kontrolü için BMK kullanılmıştır, kullanılan kontrolörün üyelik fonksiyonların farklılıklarının sistemin denetimindeki etkilerini incelemişleridir [19].

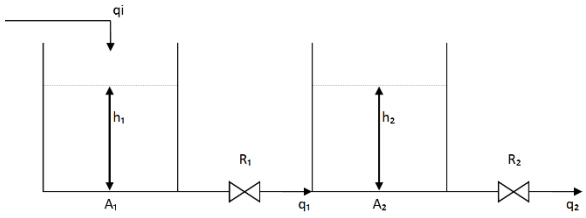
2. Sistemin Modellenmesi ve Simülasyonu

Bu bölümde çift tank sıvı seviye sisteminin matematiksel modeli klasik modelleme yöntemi ile bulunmuştur. Klasik modellemede sistemin elemanları arasındaki bağlantı fiziksel kanunlara bağlı olarak ifade edilir [8]. Klasik modelleme sonucu sistemin transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Elde edilen bu transfer fonksiyonu Matlab-Simulink ortamında girilerek sistemin simülasyonu elde edilmiştir.

2.1. Sistemin Modellenmesi

2.1.1. *Sistemin Genel Yapısı*

Çift tank sıvı seviye sisteminin genele yapısı şekil 1'de verilmiş olup şekil 1 üzerinde bulunan değişkenler aşağıda açıklanmıştır. Daha sonra sistemin matematiksel modeli çıkarılmıştır.



Şekil 1 Sistemin Fiziksel Yapısı

Burada;

q_i: Kaynak sıvı haznesinden 1. tanka akan sıvı miktarı,
q_1:1. tanktan 2. tanka akan sıvı miktarı,
q_2:2. tanktan sistem çıkışına akan sıvı miktarı,
h_1:1. tanktaki sıvının yüksekliği,
h_2:2. tanktaki sıvının yüksekliği,
A_1:1. tankın yüzey genişliği (3 m^2),
A_2: 2. tankın yüzey genişliği (1.5 m^2),
R_1: 1. tank ile 2. tank arasındaki vana direnci (2),
R_2: 2. tank ile sistem çıkısı arasındaki vana direncidir (3).

2.1.2. *Sistem Modelinin Çıkartılması*

Giriş sıvı miktarı ile birinci tanktan çıkan sıvı miktarı arasındaki fark denklem (1)'de, birinci tanktan çıkan sıvı miktarı ile ikinci tanktan çıkış sıvı miktarı arasındaki fark ise denklem (2)'de verilmiştir.

$$q_i - q_1 = A_1 \frac{dh_1}{dt} \quad (1)$$

$$q_1 - q_2 = A_2 \frac{dh_2}{dt} \quad (2)$$

Birinci tankın çıkış sıvı miktarı denklem (3)'te verilen iki tank arasındaki vana direncine ve iki tankın içerisinden sıvı seviyelerine bağlı olarak hesaplamak mümkündür. Benzer şekilde ikinci tankın çıkış sıvı miktarı da denklem (4) ile hesaplanabilir.

$$q_1 = \frac{1}{R_1}(h_1 - h_2) \quad (3)$$

$$q_2 = \frac{h_2}{R_2} \quad (4)$$

Denklem (1), (2), (3) ve (4)'ü durum-uzayı denklemlerine dönüştürdüğümüzde sırasıyla denklem (5), (6), (7) ve (8) elde edilmiş olur.

$$q_{i,s} - q_{1,s} = 0 \quad (5)$$

$$q_{1,s} - q_{2,s} = 0 \quad (6)$$

$$q_{1,s} = \frac{1}{R_1}(h_{1,s} - h_{2,s}) \quad (7)$$

$$q_{2,s} = \frac{h_{2,s}}{R_2} \quad (8)$$

Giriş sıvı miktarındaki değişim, birinci tanktan çıkan sıvı miktarı, ikinci tanktan çıkan sıvı miktarı, birinci tanktaki sıvının seviyesi ve ikinci tanktaki sıvının seviyesi değişimleri denklem (9), (10), (11), (12) ve (13) verilmiştir.

$$q_i' = q_i - q_{i,s} \quad (9)$$

$$q_1' = q_1 - q_{1,s} \quad (10)$$

$$q_2' = q_2 - q_{2,s} \quad (11)$$

$$h_1' = h_1 - h_{1,s} \quad (12)$$

$$h_2' = h_2 - h_{2,s} \quad (13)$$

Denklem (1), (2), (3) ve (4)'ü tekrar düzenleyecek olursak;

$$q_i' - q_1' = A_1 \frac{dh_1'}{dt} \quad (14)$$

$$q_1' - q_2' = A_2 \frac{dh_2'}{dt} \quad (15)$$

$$q_1' = \frac{1}{R_1}(h_1' - h_2') \quad (16)$$

$$q_2' = \frac{h_2'}{R_2} \quad (17)$$

elde edilmiş olur.

Denklem (14), (15), (16) ve (17)'nin Laplace dönüşümleri yaparsak;

$$Q_i'(s) - Q_1'(s) = A_1(sH_1'(s) - sH_1'(O)) \quad (18)$$

$$Q_1'(s) - Q_2'(s) = A_2(sH_2'(s) - sH_2'(O)) \quad (19)$$

$$Q_1'(s) = \frac{1}{R_1}(H_1'(s) - H_2'(s)) \quad (20)$$

$$Q_2'(s) = \frac{H_2'(s)}{R_2} \quad (21)$$

elde edilmiş olur.

$$Q_i'(s) - Q_1'(s) = A_1 s(R_1 Q_1'(s) + H_2'(s)) \quad (22)$$

$$Q_i'(s) - Q_1'(s) = A_1 s R_1 H_2'(s) Q_1'(s) + A_1 s H_2'(s)) \quad (23)$$

$$Q_1'(s) = A_2 s H_2'(s) + \frac{H_2'(s)}{R_2} \quad (24)$$

$$Q_i'(s) = A_1 R_1 s\left[\frac{H_2'(s)}{R_2} + A_2 s H_2'(s)\right] + A_1 s H_2'(s) + \left[\frac{H_2'(s)}{R_2} + A_2 s H_2'(s)\right]$$

$$Q_i'(s) = A_1 R_1 s \frac{H_2'(s)}{R_2} + A_1 R_1 s A_2 s H_2'(s) + A_1 s H_2'(s) + \frac{H_2'(s)}{R_2} + A_2 s H_2'(s)$$

Denklem (22), (23), (24), (25) ve (26) ile verilen matematiksel işlemler yapıldığında giriş sıvı miktarı ile ikinci tankın içerisindeki sıvı seviyesi arasındaki ilişki denklem (27) gibi olur.

$$Q_i'(s) = H_2'(s) * \left[\frac{A_1 R_1 s + A_1 R_1 s A_2 s + A_1 R_2 s + 1 + A_2 R_2 s}{R_2}\right] \quad (27)$$

Burada;

$A_1 R_1 \triangleq \tau_1$,
$A_2 R_2 \triangleq \tau_2$,
$A_1 R_2 \triangleq \tau_3$,
şekillerinde tanımlanırsa, giriş sıvı miktarı ile ikinci tanktaki sıvı seviyesi arasındaki ilişki denklem (28) ile;

$$\frac{H_2'(s)}{Q_i'(s)} = \frac{R_2}{1 + \tau_1 s + \tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + \tau_3 s} \quad (28)$$

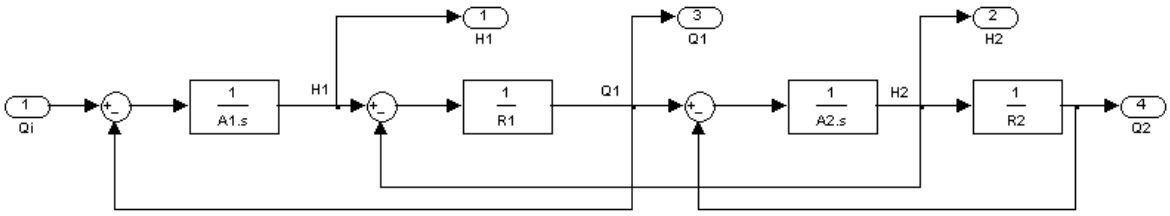
giriş sıvı miktarı ile ikinci tanktaki sıvı miktarı arasındaki ilişki denklem (29) ile;

$$\frac{Q_2'(s)}{Q_i'(s)} = \frac{1}{1 + \tau_1 s + \tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_2 s + \tau_3 s} \quad (29)$$

hesaplanır.

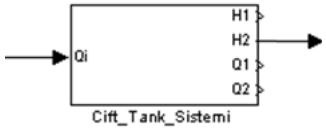
2.1.3. *Sisteminin Matlab-Simulink Modeli*

Sistemin simülasyonu için Matlab-Simulink ortamı kullanılmıştır. Denklem (28) ile verilen transfer fonksiyonu şekil 2'deki gibi simule edilmiştir.



Şekil 2 Sistemin Matlab-Simulink Modeli

Şekil 2'deki gibi elde edilen model Simulink'te "Cift_Tank_Sistemi" adında bir alt sistem olarak kaydedilmiştir.



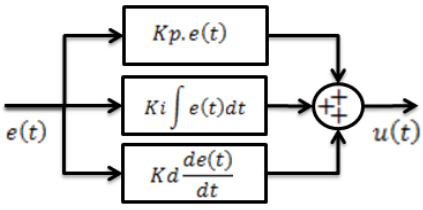
Şekil 3 "Cift_Tank_Sistemi" Alt Sistemi

Şekil 3'te de görüldüğü üzere alt sistemin bir giriş (Qi) ve dört çıkışı (H1, H2, Q1 ve Q2) bulunmaktadır. Bu çalışmada ikinci tankın içerisinde bulunan bulunana sıvının yüksekliği kontrol edileceği için sadece H2 çıkışı aktif edilmiştir.

3. Kontrol Algoritması ve Parametrelerinin Optimal Değerlerinin Bulunması

3.1. Kontrol Algoritması

Çift tank sıvı seviye sisteminin kontrolünde PID kontrol algoritması kullanılmıştır. PID kontrolörün basit yapısı ve kullanışlığı ile endüstriyel kontrol sistemlerinde halen yaygın olarak kullanılan geri beslemeli bir kontrol yöntemidir [5]. Bir PID kontrolör ölçülü bir süreç içinde değişen ve istenilen ayar noktası ile arasındaki farkı olarak bir "hata" değerini hesaplar. Bu hata değerini belirli parametreler ile işleme tabi tutarak bir kontrol sinyali üretir. Şekil 4'te PID kontrolörün yapısı verilmiştir.



Şekil 4 PID Kontrolörün Yapısı

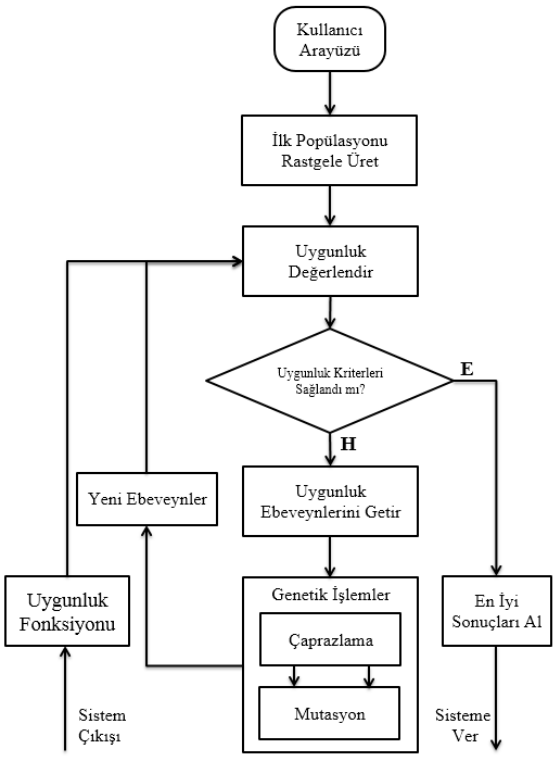
Şekil 4'te verilen PID algoritmasının denklem (30)'deki gibidir [8].

$$u(t) = Kp * e(t) + Ki \int e(t)dt + Kd \frac{de(t)}{dt} \qquad (30)$$

3.2. Kontrolör Parametrelerinin Optimal Değerlerinin Bulunması

PID kontrolörün parametreleri olan Kp, Ki ve Kd'nin optimal değerlerinin bulunması için GA ve PSO algoritmaları çift tank sıvı seviye sisteminin simulink modeli üzerinde kullanılmıştır.

3.2.1. *Genetik Algoritma ile PID Parametrelerinin Bulunması*



Şekil 5 Genetik Algoritma Akış Şeması

Şekil 5'te verilen GA akış şeması [16] için tablo 1'de verilen parametreler kullanılmış olup algoritma sonlandırıldığında tablo 2'de verilen PID parametreleri elde edilmiştir.

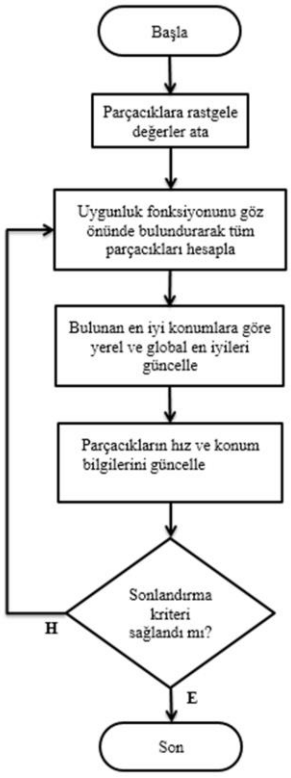
Tablo 1 GA Parametreleri

Popülasyon Boyutu	40
İterasyon Sayısı	40
Parçacık Sayısı	3
Popülasyon Türü	Çift Vektör
Parçacık Aralığı	0 - 10

Tablo 2 GA ile Bulunan PID Parametreleri

	PID		
	K_p	**K_i**	**K_d**
GA	7.5450	0.3740	8.7800

3.2.2. *Parçacık Sürü Optimizasyonu ile PID Parametrelerinin Bulunması*



Şekil 6 Parçacık Sürü Optimizasyonu Akış Şeması

Şekil 6'da verilen PSO akış şeması [16] için tablo 3'de verilen parametreler kullanılmış olup algoritma sonlandırıldığında tablo 4'te verilen PID parametreleri elde edilmiştir.

Tablo 3 PSO Parametreleri

Kuş Sayısı	40
İterasyon Sayısı	40
Parçacık Sayısı	3
Hız Çarpanı	0,75
Öğrenme Faktörleri	C1=0,5, C2=1
Parçacık Aralığı	0 - 10

Tablo 4 PSO ile Bulunan PID Parametreleri

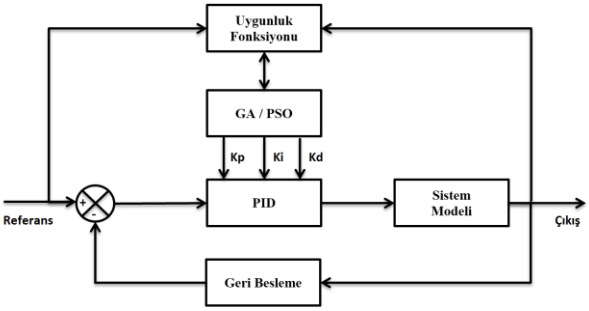
	PID		
	K_p	**K_i**	**K_d**
PSO	10.0000	0.5238	10.0000

3.2.3. *Uygunluk Fonksiyonu*

Şekil 5'te verilen GA akış şeması ve Şekil 6'da verilen PSO akış şemalarında "Uygunluk Fonksiyonu" blokları bulunmaktadır. Uygunluk fonksiyonu sistem çıkışı ve referans giriş kullanılarak GA ve PSO uygun hale getirilmesinde kullanılan ve (31) denkleminde verilen fonksiyonudur [5].

$$\emptyset = \frac{\sum_{k=1}^{n} \sqrt{(r_k - y_k)^2}}{n} \qquad (31)$$

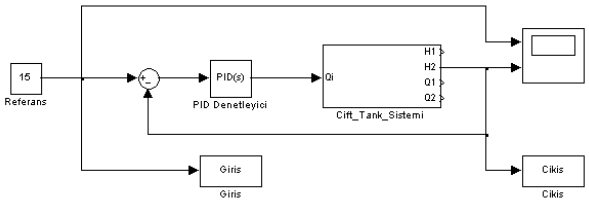
Burada;
k: örnek sayısı,
n: toplam veri sayısı,
r_k: k'nıncı referans değeri,
y_k: k'nıncı sistem çıkış değeridir.



Şekil 7 GA ve PSO ile PID Parametrelerinin Bulunması [20]

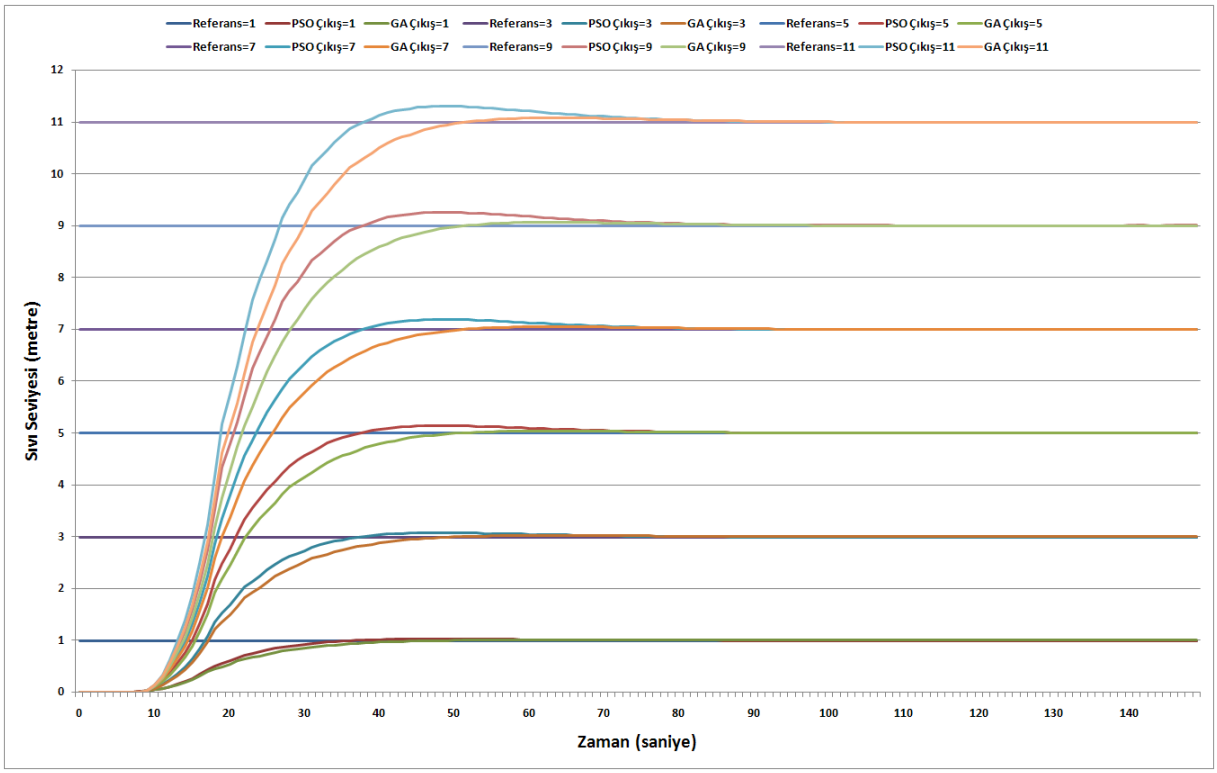
4. Deneysel Çalışmalar

Deneysel çalışmalar için şekil 8'de verilen çift tank sıvı seviye kontrol sisteminin Matlab-Simulink modeli kullanılmıştır. Modeldeki PID'in parametreleri olarak GA ve PSO algoritmaları ile bulunmuş olan tablo 2 ve tablo 4'te verilen parametreler kullanılmıştır.



Şekil 8 Deneysel Çalışmaları için PID Kontrollü Sistem Matlab-Simulink Modeli

GA-PID ve PSO-PID ile şekil 8'de verilen modele farklı referans değerlerde basamak girişler uygulanarak şekil 9'daki cevaplar elde edilmiştir.



Şekil 9 Belirli Basamak Girişler için Modelin GA-PID ve PSO-PID Cevapları

Model GA-PID ve PSO-PID kontrolörler ile 3, 5, 7, 9 ve 11 değerlerindeki basamak girişler ile yapılan çalışmalarda yükselme zamanı, oturma zamanı, üst aşım, tepe değeri ve tepe zamanı değerleri tablo 5'te verilmiştir.

Tablo 5 Belirli Referanslar için Sistem ve Modelin GA-PID ve PSO-PID Sonuçları

Referans	**3**		**5**		**7**		**9**		**11**	
Algoritma	**PSO**	**GA**	**PSO**	**GA**	**PSO**	**GA**	**PSO**	**GA**	**PSO**	**GA**
Yükselme Zamanı	16,7353	21,1308	16,6002	20,8494	16,6841	21,0058	16,694	21,1268	16,6819	20,9656
Oturma Zamanı	59,59	44,6506	59,9463	44,7393	60,1249	44,9469	60,3405	45,2896	60,4728	45,4551
Oturma Min.	2,7431	2,7002	4,5585	4,5028	6,3457	6,3575	8,1256	8,1443	9,9005	9,9691
Oturma Mak.	3,0838	3,0206	5,1396	5,0344	7,1954	7,0481	9,2513	9,0619	11,3072	11,0756
Üst Aşım	2,7957	0,7511	2,7931	0,7482	2,7922	0,7505	2,7932	0,7487	2,7941	0,7505
Tepe	3,0838	3,0206	5,1396	5,0344	7,1954	7,0481	9,2513	9,0619	11,3072	11,0756
Tepe Zamanı	49	63	49	64	49	64	50	64	50	64

Şekil 9'dan yararlanılarak oluşturulan tablo 5'deki veriler incelendiğinde;

- Yükselme zamanı ve tepe zamanı kriterlerinde PSO-PID kontrolörün GA-PID kontrolörden daha iyi sonuç verdiği,
- Oturma zamanı, üst aşım ve tepe değeri kriterlerine göre GA-PID kontrolörün PSO-PID kontrolörden daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada çift tank sıvı seviye sisteminin modelinin çıkarılması, simule edilmesi, GA ve PSO kullanılarak sistemin kontrol algoritması olan PID'in parametrelerinin optimal değerlerinin bulunması, elde edilen parametreler ile oluşturulan GA-PID ve PSO-PID ile modelin farklı referanslarda çalıştırılarak karşılaştırılması verilmiştir.

Sistemin modellenmesinde klasik modellemeden yararlanılmıştır. Fiziksel bağlantılar kullanılarak sistemin matematiksel modeli elde edilmiştir. Elde edilen bu matematiksel model Matlab-Simulink ortamına aktarılmış olup, deneysel çalışmalar bu model üzerinde gerçekleştirilmiştir.

Sistemin modelinin kontrolü PID kontrolör ile sağlanmıştır. PID kontrolörün parametrelerinin optimal değerleri GA ve PSO yöntemleri ile bulunmuş ve tablo 2 ve tablo 4'te verilmiştir. Bulunan bu değerler ile GA-PID ve PSO-PID kontrolörleri elde edilmiştir.

Matlab-Simulink ortamında oluşturulan model GA-PID ve PSO-PID ile farklı referans, 3 m, 5 m, 7 m, 9 m ve 11 m, değerlerinde çalıştırılarak bu deneylerin sonuçları tablo 5'te belirtilen kriterlere göre değerlendirilmiştir.

Yükselme zamanı ve tepe zamanı kriterlerinde PSO-PID kontrolörün GA-PID kontrolörden daha iyi bir performans göstermiş ancak oturma zamanı, üst aşım ve tepe değeri kriterlerine göre ise daha kötü bir performans göstermiş olduğu sonucuna varılmıştır.

Kaynakça

[1] Tunyasrirut, S. ve Wangnipparnto, S., "Level Control in Horizontal Tank by Fuzzy Logic Controller", International Joint Conference (SICE-ICASE), ISBN: 89-950038-4-7, Sayfa: 2491 - 2494, Busan, 2006.

[2] Chen, H. M. ve Su, J. P., "Design of a Sliding Mode Controller for a Water Tank Liquid Level Control System", Innovative Computing, Information and Control (ICICIC), ISBN: 0-7695-2882-1, Sayfa: 5-7, Kumamoto, 2007.

[3] Chen, H. M. ve Chen, Z. Y., "Implement of a Cascade Integral Sliding Mode Controller for a Water Tank Level Control System", Innovative Computing Information and Control (ICICIC), ISBN: 978-0-7695-3161-8, Sayfa: 162, Dalian, Liaoning, 2008.

[4] Li, X.,Li J. ve Shi L., "Modeling and Simulation of Water Level System", Automation and Logistics (ICAL), ISBN:978-1-4244-2502-0, Sayfa: 2856-2859, Qingdao, 2008.

[5] Ünal, M., "PID Kontrolörün Karınca Kolonisi / Genetik Algoritma Tabanlı Optimizasyonu ve Gunt RT 532 Basınç Prosesinin Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2008.

[6] Beyhan S., Y. G. Ömür ve M. Alcı, "İki Kaplı Sıvı Seviye Kontrol Sistemi Tasarımı ve Gerçek Zamanlı Denetleyici Uygulamaları", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'09), İstanbul , 2009.

[7] Ergüzel, T., Akbay, E., "Sıvı Seviye Kontrolü¨ İçin Bulanık Kontrolör Parametrelerinin Karınca Koloni ve Genetik Algoritma İle Optimizasyonu", Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'09), İstanbul , 2009.

[8] Likun H.,Guangping, L. ve Wenqin, H., "Level Control System of Double-Hold Water Tank Based on Inverse System Methodand PID", Intelligent Human-Machine Systemsand Cybernetics (IHMSC), ISBN: 978-1-4244-7869-9, Sayfa: 129-132, Nanjşng, Jiangsu, 2010.

[9] Xiao, Q.,Zou, D. ve Wei, P., "Fuzzy Adaptive PID Control Tank Level", Multimedia Communications (Mediacom), ISBN: 978-0-7695-4136-5, Sayfa: 149-152, Hong Kong, 2010.

[10] Wei, J., "Intelligent Building Control of Water Tank Based on Fuzzy Theory", Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA), ISBN: 978-1-4244-7279-6, Sayfa: 549-552, Changsha City, 2010.

[11] Zhao, Y., "Research on Application of Fuzzy PID Controller in Two-Container Water Tank System Control", Machine Visionand Human-Machine Interface (MVHI), ISBN: 978-1-4244-6595-8, Sayfa: 679-682, Kaifeng, China, 2010.

[12] Li, Q.,Fang, Y., Son, J. ve Wang, J., "The Application of Fuzzy Control in Liquid Level System", Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), ISBN: 978-1-4244-5001-5, Sayfa: 776-778, Changsha City, 2010.

[13] Ünal, M., Erdal, H. ve Topuz, V., "Trajectory Tracking Performance Comparison Between Genetic Algorithm and Ant Colony Optimization for PID Controller Tuning on Pressure Process", Computer Application in Engineering Education, 2010.

[14] Leticia, C. ve Oscar, C., "Intelligent Control of the Three Tank Water Level with a Type-2 Fuzzy Granular Approach",World Automation Congress (WAC), ISBN: 978-1-4673-4497-5, Sayfa: 1-6, Puerto Vallarta, Mexico, 2012.

[15] Zhang, H., ve Zhang, L., "The Simulation on Double Tank Water Level Control Based MATLAB", Applied Mechanicsand Materials, ISSN: 1662-7482, Sayfa: 1435-1439, 2012.

[16] Yılmaz, E., "Hidrolik Bir Sistemin Yapay Sinir Ağları ile Modellenmesi ve Katsayıları Genetik ve Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritmaları ile Optimize Edilmiş PID ile Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, 2012.

[17] Cinal, Ş. ve Eminoğlu, İ., "Endüstriyel PID Denetleyici İle Sıvı Seviye Denetimi Deney Düzeneği Tasarımı", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK), Malatya, 2013.

[18] Böcekçi, S. C., Badur, S., Böcekçi, V. G. ve Baba, A. F., "Akış ve Sıvı Seviye Kontrol Sistemi için PAC Tabanlı SCADA Uygulaması ", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK), Malatya, 2013.

[19] Özçalık, H. R., Kılıç, E., Yılmaz, Ş. ve Gani, A., "Bulanık Mantık Esaslı Sıvı Seviye Denetiminde Farklı Üyelik Fonksiyonlarının Denetim Performansına Etkisinin İncelenmesi", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK), Malatya, 2013.

[20] Yılmaz, E., Baba, A. F., Topuz, V., " Hidrolik Bir Sistemin YSA ile Modellenmesi ve GA-PID ve PSO-PID ile Kontrolü", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı ve Sergisi (TOK), Malatya, 2013.

Kinect Sensör ve ICP Algoritması Kullanarak Üç Boyutlu Nokta Bulutu Eşleştirme

Recai Sinekli, Ömer Faruk Budak, Mehmet Kürşat Yalçın

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Üniversitesi, Niğde
{recai.sinekli,faruk.budak,mkyalcin}@nigde.edu.tr

Özetçe

Ortam haritasının çıkarılması otonom uygulamalarda genellikle temel aşamadır. Küresel konumlama sistemi (GNSS) verisinin olmadığı ortamda bulunan bir robot, yol planlama için ortam haritasını çıkarmalı ve kendisini bu haritaya göre konumlandırmalıdır. Bu çalışmada, üç boyutlu nokta bulutu veren bir sensör olan Kinect sensör verilerini işleyen bir tarama eşleştirme algoritması kullanılmış ve tekrarlanabilirliği ±0.03 mm olan KUKA KR-Agilus robot kol ile karşılaştırılarak algoritmanın başarımı test edilmiştir.

1. Giriş

Lazer tarama kullanarak 2 boyutlu ve 3 boyutlu yüzeyleri yeniden oluşturma, robotları bulundukları ortam içerisinde konumlandırma, robotlar için en uygun rotayı planlama konuları bilgisayarlı görme ve robotik çalışanlar için çözülmesi gereken problemlerdir. Bu problemlerin çözümünde tarama eşleştirme algoritmaları kullanılmaktadır. Bunlardan en bilineni ICP(Iterative Closest Point) algoritmasıdır [1]. Bu algoritma genel olarak iki veya daha fazla nokta seti arasındaki farkı en aza indirmek için kullanılır. Eş zamanlı konumlandırma ve haritalamada [2], [3], [4], insan vücudunun veya bir nesnenin hareketinin takip edilmesinde [5], bir mobil robotun kendi hareketini kestirmesinde [6], [7], tarama ile üç boyutlu şekillerin yeniden oluşturulmasında [1], [8] ICP temelli algoritmalar kullanılmaktadır. ICP algoritması temel olarak aşağıdaki şekilde açıklanabilir:

- Bir veri setinden bir nokta seçilir.
- Diğer veri setinde, seçilen nokta ile ilişkili en yakın nokta bulunur.
- İlişkili noktalar arasındaki hata en aza inene kadar transformasyon kestirimi yapılır.

ICP algoritmasının en büyük dezavantajı işlem yükünün çok fazla olmasıdır. Veri setlerindeki nokta sayısı arttıkça, bir veri seti ile diğer veri seti arasındaki ilişkili en yakın noktaları bulmak için geçen zaman da ciddi bir şekilde artmaktadır. ICP algoritmasının hızlandırılması için bazı yöntemler önerilmiştir [1], [5]. En yakın noktayı bulmak ICP algoritmasında en çok zaman alan işlemdir. Bu işlemin hızlandırılması için k-d tree (k-dimensional tree) [9] algoritması kullanılmaktadır. k-d tree bilgisayar grafikleri alanında çokça tercih edilen bir arama algoritmasıdır. İlişkili noktalar bulunduktan sonra bu noktalar arasında belirli bir eşik değerin üzerinde olan aykırı noktalar tespit edilir ve eşlenen noktalar arasından çıkarılır. Aykırı noktaların tespit edilmesinde en çok tercih edilen yöntem ise RANSAC (Random Sample Consensus) algoritmasıdır [10]. Aykırı noktalar çıkarıldıktan sonra iki veri seti arasında, bir seti diğerinin düzlemine taşıyacak dönme ve öteleme kestiriminin yapılmasında ise SVD (Singular Value Decomposition) algoritması [11] en çok tercih edilen yöntemdir. ICP algoritması döngüsel bir algoritmadır ve hata miktarının belirli bir sınırın altına inmesi veya maksimum döngü sayısına erişilmesi ile işlem sonlandırılır. Bu çalışmada, bir ortamı üç boyutlu nokta bulutu olarak verebilen bir sensör olan, Microsoft'un Xbox 360 için geliştirdiği, herhangi bir kontrolör olmadan oyun oynamaya imkan tanıyan Kinect kullanılmıştır. Kinect sensörden alınan üç boyutlu nokta bulutları açık kaynak kodlu bir nokta bulutu işleme kütüphanesi olan PCL (Point Cloud Library) kullanılarak işlenmiştir.

ICP algoritması başlangıç olarak kabaca bir hizalamaya ihtiyaç duyar. Nokta bulutları arasındaki mesafeye bağlı olarak başlangıç hizalaması önem kazanır. Bu çalışmada, Kinect sensör 1'er derecelik açılarla KUKA KR-Agilus robot kol ile döndürülmüş ve ICP algoritmasının herhangi bir başlangıç hizalaması verilmeden çalıştırılması durumundaki başarımı incelenmiştir.

Bildirinin geri kalanı şu şekilde planlanmıştır; ikinci kısımda tarama eşleştirme problemi tanımlanmış ve ICP algoritması sözde kod olarak verilmiştir. Üçüncü kısımda ise veri toplama ve eşleştirme için geliştirilen yazılımlardan bahsedilmiştir. Devam eden kısımda, eşleştirilen verilerle robot kol açılarının karşılaştırılması yapılmış ve son olarak da sonuçlar ile gelecek çalışmalara yer verilmiştir.

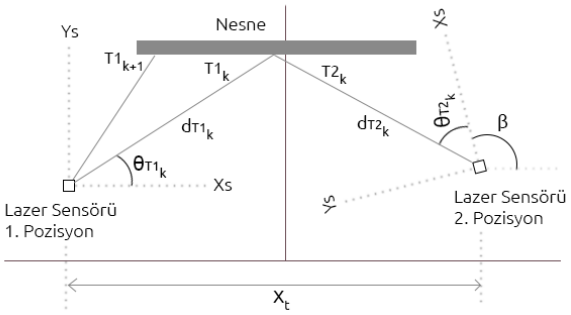
2. Tarama Eşleştirme ve ICP Algoritması

Bu çalışmada, nokta bulutu eşleştirme üç boyutlu olarak yapılmıştır ancak konuyu anlaşılabilir kılmak için tarama eşleştirme problemi iki boyutlu düzlemde incelenmiş ve ICP algoritması için gerekli aşamaları içeren bir sözde kod verilmiştir.

2.1. Tarama Eşleştirme

İki boyutlu bir lazer mesafe sensörünün bir taramasında aralarında belirli bir açı bulunan belirli sayıda lazer ışını bulunur. Çevresindeki herhangi bir nesne ile kesişen bir lazer ışını, kutupsal koordinat sisteminde bir açı ve bir mesafe ile temsil edilir. Şekil 1'de sensörün birinci pozisyonu için k anındaki ölçüm ($\mathrm{T1}_k$), d_{T1_k} mesafesi ve θ_{T1_k} açısı ile temsil edilmiştir. İkinci pozisyonda sensör $\mathrm{X_t}$ kadar ötelenmiş ve β kadar döndürülmüştür. Birinci pozisyonda nesne üzerinde görülen bir nokta, ikinci pozisyonda d_{T2_k} mesafesi ve θ_{T2_k} açısı ile temsil edilen $\mathrm{T2}_k$ lazer ışını ile kesişmiştir. Ardışık iki lazer taramasının eşleştirilmesi sonucunda, ikinci pozisyondaki $\mathrm{T2}_k$ lazer ışını ile ölçülen noktanın birinci

pozisyondaki görüntüsü bulunur. Böylece lazer sensörün evrensel koordinat sistemine göre ne kadar ötelendiği ve döndürüldüğü bilgisi elde edilmiş olur.



Şekil 1: Ardışık iki lazer taraması

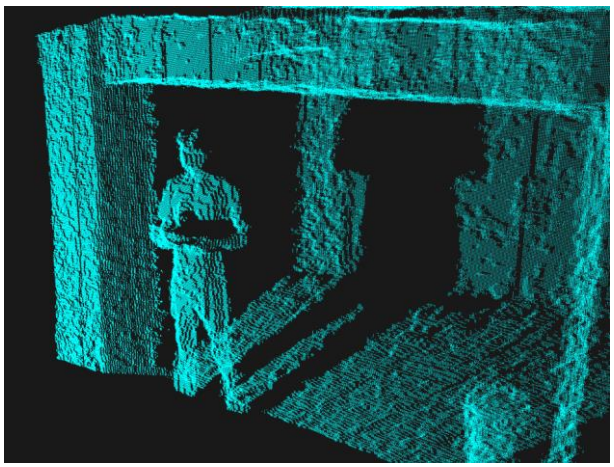
Kutupsal koordinat sisteminde olan ölçüm sonuçları denklem (1) yardımıyla kartezyen koordinat sisteminde ifade edilir.

$$X_{T1}(k) = d_{T1_k}\cos(\theta_{T1_k})$$
$$Y_{T1}(k) = d_{T1_k}\sin(\theta_{T1_k}) \quad (1)$$

X ekseninde Δx, Y ekseninde Δy kadar ötelenmiş ve Δφ kadar döndürülmüş bir veri seti için transformasyon işlemi denklem (2) yardımıyla gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix}\hat{x}_{T1}(j)\\ \hat{y}_{T1}(j)\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\cos(\Delta\varphi) & -\sin(\Delta\varphi)\\ \sin(\Delta\varphi) & \cos(\Delta\varphi)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x_{T2}(j)\\ y_{T2}(j)\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\Delta x\\ \Delta y\end{bmatrix} \quad (2)$$

Burada $\hat{x}_{T1}(j)$ ve $\hat{y}_{T1}(j)$ ikinci taramadaki noktaların birinci taramanın bulunduğu koordinat sistemindeki görüntüsünü ifade etmektedir.



Şekil 2: Kinect sensör verisi

Kinect sensörü Şekil 2'de gösterildiği gibi üç boyutlu nokta bulutu verisi ürettiği için transformasyon işleminin üç boyutlu olarak yapılması gerekmektedir. Üç boyutlu ortamda transformasyon işlemi (3) denklemindeki gibi 4x4 matris ile ifade edilir.

$$T = \begin{bmatrix}a & b & c & t_x\\ d & e & f & t_y\\ h & i & j & t_z\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \quad (3)$$

Bir noktanın üç boyutlu ortamda transformasyonu (4) denkleminde gösterildiği gibi yapılır.

$$\begin{bmatrix}x'\\ y'\\ z'\\ 1\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}a & b & c & t_x\\ d & e & f & t_y\\ h & i & j & t_z\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}x\\ y\\ z\\ 1\end{bmatrix} \quad (4)$$

(4) denkleminde t_x, t_y ve t_z ötelemeyi, sol üstten başlayan 3x3'lük matris ise dönmeyi gerçekleştirir. Sırasıyla x-ekseni etrafında α, y-ekseni etrafında β ve z-ekseni etrafında γ açısıyla rotasyon matrisleri (5), (6) ve (7) denklemlerinde verilmiştir.

$$R_x(\alpha) = \begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & cos\alpha & -sin\alpha & 0\\ 0 & sin\alpha & cos\alpha & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \quad (5)$$

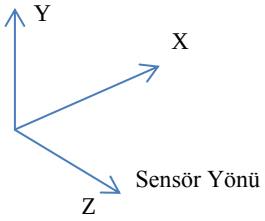
$$R_y(\beta) = \begin{bmatrix}cos\beta & 0 & sin\beta & 0\\ 0 & 1 & 0 & 0\\ -sin\beta & 0 & cos\beta & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \quad (6)$$

$$R_z(\gamma) = \begin{bmatrix}cos\gamma & -sin\gamma & 0 & 0\\ sin\gamma & cos\gamma & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\end{bmatrix} \quad (7)$$

Genelleştirilmiş rotasyon matrisi dönme yönüne bağlıdır. Örneğin; önce x, sonra y ve daha sonra z-ekseni etrafında dönmek için (8) denklemi kullanılırken, önce z, sonra y ve daha sonra x-ekseni etrafında dönmek için (9) denklemi kullanılmalıdır.

2.2. ICP Algoritması

Bu çalışmada, t anında alınan bir kinect sensör verisi ile t+1 anındaki sensörün kendi düzlemindeki (Şekil 3) Y-ekseni etrafında 1 derece döndürülmüş kinect sensör verisi ICP algoritması kullanılarak, eşleştirilmiş ve iki veri seti arasındaki Y-ekseni etrafında 1 derecelik dönme açısı bulunmuştur. Daha sonra dönme açısı arttırılmış ve ICP algoritmasının başlangıç hizalaması olmadan kaç derecelik farka kadar başarılı olduğu test edilmiştir.



Şekil 3: Kinect sensör düzleminde koordinat sistemi

$$R_z R_y R_x = \begin{bmatrix} cos\beta cos\gamma & cos\gamma sin\alpha sin\beta - cos\alpha sin\gamma & cos\alpha cos\gamma sin\beta + sin\alpha sin\gamma & 0 \\ cos\beta sin\gamma & cos\alpha cos\gamma + sin\alpha sin\beta sin\gamma & -cos\gamma sin\alpha + cos\alpha sin\beta sin\gamma & 0 \\ -sin\beta & cos\beta sin\alpha & cos\alpha cos\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$R_x R_y R_z = \begin{bmatrix} cos\beta cos\gamma & -cos\beta sin\gamma & sin\beta & 0 \\ cos\alpha sin\gamma + sin\alpha sin\beta cos\gamma & cos\alpha cos\gamma - sin\alpha sin\beta sin\gamma & -sin\alpha cos\beta & 0 \\ sin\alpha sin\gamma - cos\alpha sin\beta cos\gamma & sin\alpha cos\gamma + cos\alpha sin\beta sin\gamma & cos\alpha cos\beta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

ICP algoritması için takip edilmesi gereken adımlar aşağıdaki gibidir.

-T_0 4x4 birim matrisi başlangıç transformasyonu olarak al.

- $D_{maksimum}$ eşik değeri belirle.

- $R_{maksimum}$ eşik değeri belirle.

- İşlem hızını artırmak için her iki nokta bulutundaki nokta sayılarını azaltacak şekilde örnekleme yap.

- $D_{maksimum}$ eşik değerinden daha uzakta olan noktaları hesaplamaya dahil etme.

- i = 0 ... $I_{maksimum}$değerine veya ilişkili noktalar arasındaki hata minimum değerine ulaşıncaya kadar tekrarla {

  - Hedef nokta bulutundaki her bir nokta için diğer nokta bulutundaki en yakın noktayı bul.

  - Eşleşen noktalardan mesafesi $R_{maksimum}$'dan daha büyük olanları eşleşme listesinden çıkar. (Aykırı noktalar)

  - $D_{maksimum}$ değerini ε kadar azalt

  - Eşleşen noktalara göre iki nokta bulutu arasında transformasyon kestirimi yap

  - T_0 = T_0* Kestirilen transformasyon

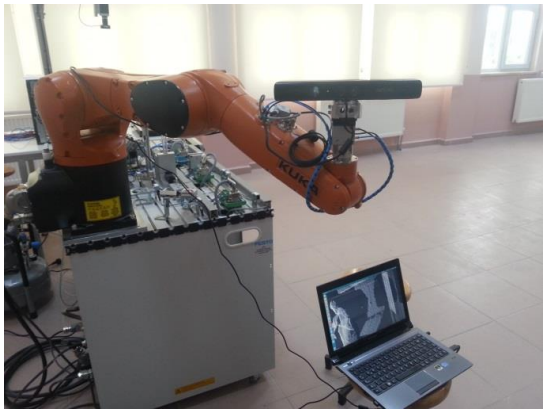
  - T_0 transformasyonunu nokta bulutuna uygula

}

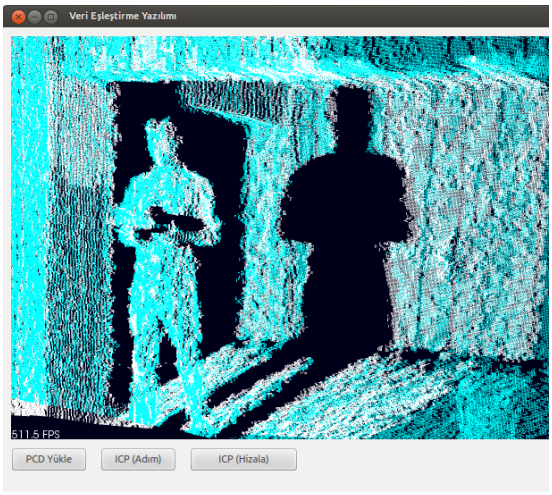
3. Veri Toplama ve Eşleştirme Yazılımları

Kinect sensör ile iletişim kurabilmek için açık kaynak kodlu programlama ara yüzü sağlayan OpenNI çatısı kullanılmıştır. Kinect sensörden alınan ham derinlik bilgisi (Şekil 2) PCL kütüphanesi tarafından oluşturulan "pcd" dosya formatında kaydedilmiş ve PCL kütüphanesinin nokta bulutu eşleştirme için geliştirilen PCL::Registration sınıfından faydalanılmıştır. PCL kütüphanesi, görüntü ve nokta bulutu işleme için çok sayıda algoritma içeren geniş ölçekli ve açık kaynak kodlu bir projedir [12]. ICP algoritması da bu kütüphanenin içerdiği algoritmalardan biridir. Şekil 4'te gösterildiği gibi bir düzenek kurulmuş ve Kinect sensör, tekrarlanabilirliği ±0.03 mm olan robot kol yardımıyla 1'er derecelik açılarla döndürülerek nokta bulutu verileri kaydedilmiştir. Kaydedilen veriler, PCL kütüphanesi kullanılarak geliştirilen başka bir yazılım aracılığıyla (Şekil 5) eşleştirilmiş ve iki nokta bulutu arasındaki dönme öteleme değerleri elde edilerek robot kol açıları ile karşılaştırılmıştır.

PCL kütüphanesi ICP algoritmasında, nokta sayılarını azaltacak şekilde örnekleme yapmak için VoxelGrid filtresi, en yakın nokta arama algoritması olarak k-d tree, aykırı noktaları bulmak için RANSAC, transformasyon kestirimi için ise SVD algoritmasını kullanmaktadır.



Şekil 4: Veri toplama düzeneği

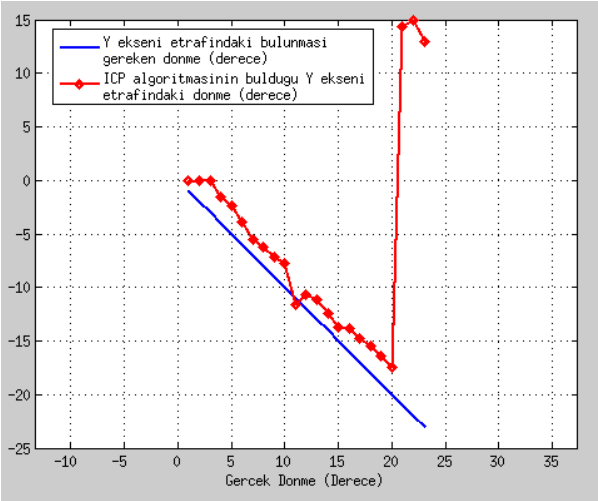


Şekil 5: Veri eşleştirme yazılımı

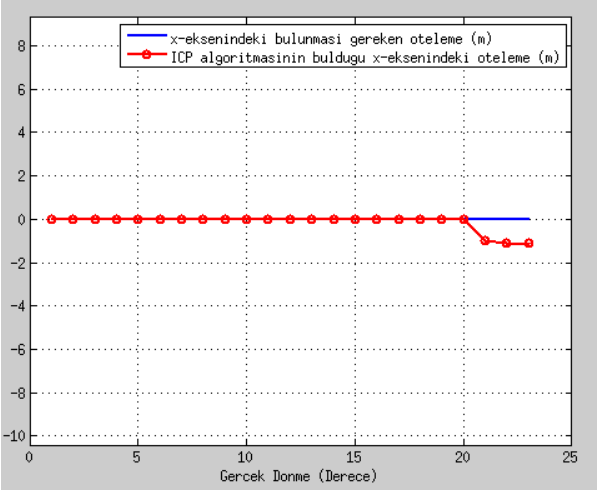
4. Nokta Bulutlarının Eşleştirilmesi Sonucu Açıların Karşılaştırılması

Kinect sensörün kendi düzleminde Y-ekseni etrafında 1'er derece döndürülmesiyle elde edilen verilerin tamamı sensörün ilk pozisyonu ile eşleştirilmiştir. Üç farklı test yapılmış ve her test sonucunda ICP algoritmasının eşleştirilmeye çalışılan iki tarama arasında 19 dereceden daha az bir dönme olduğunda başarılı olduğu görülmüştür.

Birinci testte, sensörün birinci konumuna göre Y-ekseni etrafında 21 derece döndürüldüğü durumda, Y-ekseni etrafında dönme açısı Şekil 6-a'da görüldüğü gibi hatalı hesaplanmış ve Şekil 6-b'de görüldüğü gibi x-ekseninde -1.017 m öteleme bulunmuştur. Ancak sensör, testler sırasında ötelenmeden sadece Y-ekseni etrafında döndürülmüştür.

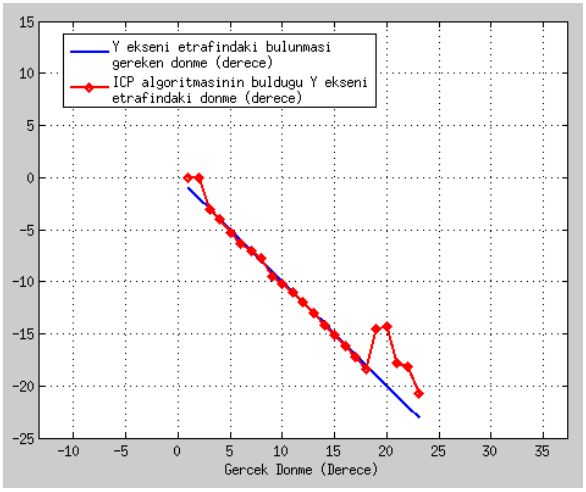


Şekil 6-a: Birinci test dönme sonuçları

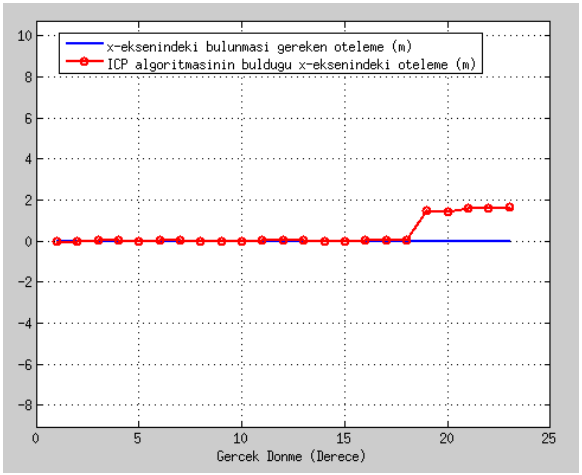


Şekil 6-b: Birinci test öteleme sonuçları

İkinci testte, sensörün birinci konumuna göre Y-ekseni etrafında 19 derece döndürüldüğü durumda, Y-ekseni etrafında dönme açısı Şekil 7-a'da görüldüğü gibi hatalı hesaplanmış ve Şekil 7-b'de görüldüğü gibi x-ekseninde 1.47 m öteleme bulunmuştur.

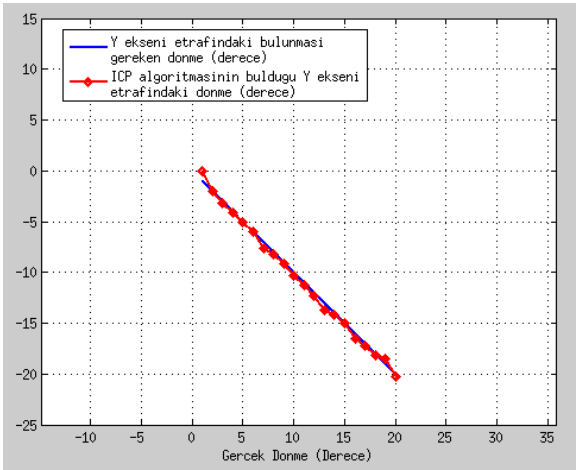


Şekil 7-a: İkinci test dönme sonuçları

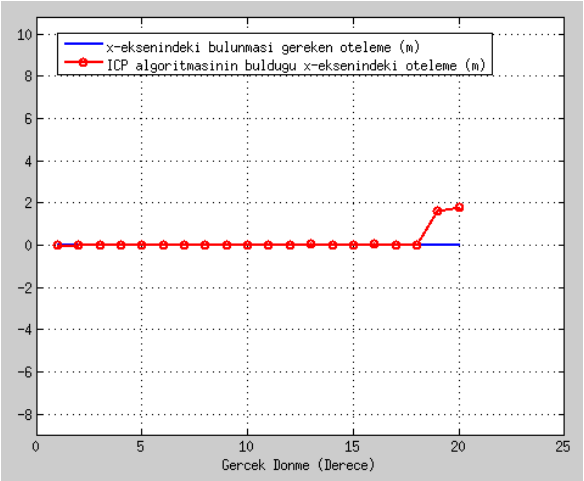


Şekil 7-b: İkinci test öteleme sonuçları

Üçüncü testte ise, sensörün birinci konumuna göre Y-ekseni etrafında 19 derece döndürüldüğü durumda Y-ekseni etrafında dönme açısı Şekil 8-a'da görüldüğü gibi yaklaşık olarak doğru hesaplanmış ancak Şekil 8-b'de görüldüğü gibi x-ekseninde 1.63 m öteleme bulunmuştur.



Şekil 8-a: Üçüncü test dönme sonuçları



Şekil 8-b: Üçüncü test öteleme sonuçları

Her üç testte de Rx ve Rz dönme açıları, y-ekseni ve z-ekseninde öteleme miktarları yaklaşık sıfır olarak hesaplanmıştır. Farklı veri setleri her seferinde parametreleri aynı olan ICP algoritması ile test edilmiştir. Kullanılan ICP algoritmasının parametreleri Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1: ICP Algoritmasının Parametreleri

ICP Döngü Sayısı ($I_{maksimum}$)	1000
Noktaların filtrelenmesi için VoxelGrid yaprak boyutu (Leaf Size)	0.05
Hesaplamaya dâhil edilmeyecek noktalar için mesafe eşik değeri ($D_{maksimum}$)	0.5
$D_{maksimum}$ adım aralığı (ε)	0.001
RANSAC Döngü Sayısı	1000
RANSAC ile aykırı noktaların tespiti için hedef nokta ile kaynak nokta arasındaki mesafe eşik değeri ($R_{maksimum}$)	0.05

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, kinect sensörden alınan nokta bulutları ICP algoritması kullanılarak eşleştirilmiştir. Nokta bulutlarını eşleştirmek için geliştirilen yazılımda PCL (Point Cloud Library) kütüphanesinin PCL::Registration sınıfı kullanılmıştır. Kinect sensör kendi düzleminde Y-ekseni etrafında 1'er derece döndürülerek ICP algoritmasının, başlangıç hizalaması verilmeden, kaç derecelik farka kadar başarılı olacağı test edilmiştir. Yapılan üç ayrı testte, algoritmanın 19 dereceden daha az dönmelerde başarılı olduğu görülmüştür. Bu çalışma sonucunda, üç boyutlu nokta bulutu veren bir sensör kullanarak tarama eşleştirme yapıldığında, sensörün herhangi bir eksende 19 dereceden daha büyük bir açıda döndürülmesi durumunda kabaca bir başlangıç hizalaması verilmesi ve ICP algoritmasının daha sonra koşturulması gerektiği anlaşılmıştır. Bu başlangıç hizalaması bir IMU (Ataletsel Ölçüm Birimi) sensör yardımıyla elde edilebilir. Gelecek çalışmalarda kinect sensör ile bir IMU sensör birleştirilerek ICP algoritmasının başarımının artırılması denenecek ve PCL kütüphanesinde noktaların eşleştirilmesi için kullanılan k-d tree algoritması lineer arama ile aykırı noktaların bulunması için kullanılan RANSAC algoritması ise nokta bulutunun ortalama değerine bağlı olarak aykırı noktaları bulan bir algoritma ile değiştirilerek hız ve performans açısından karşılaştırılacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma 113E210 numaralı TÜBİTAK projesi kapsamında yapılmıştır.

Kaynakça

[1] P. J. Besl ve N. D. McKay, "A method for registration of 3-D shapes", *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, c 14, sayı 2, ss 239–256, 1992.

[2] W. F. Costa, J. P. Matsuura, F. S. Santana, ve A. M. Saraiva, "Evaluation of an ICP Based Algorithm for Simultaneous Localization and Mapping Using a 3D Simulated P3DX Robot", 2010, ss 103–108.

[3] H. Yoshitaka, K. Hirohiko, O. Akihisa, ve Y. Shin'ichi, "Mobile robot localization and mapping by scan matching using laser reflection intensity of the sokuiki sensor", içinde *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*, 2006, ss 3018–3023.

[4] T. Fujita, "3D Sensing and Mapping for a Tracked Mobile Robot with a Movable Laser Ranger Finder", *Int. J. Electron. Electr. Eng.*, c 6, ss 243–268, 2012.

[5] Daehwan Kim ve Daijin Kim, "A Fast ICP Algorithm for 3-D Human Body Motion Tracking", *IEEE Signal Process. Lett.*, c 17, sayı 4, ss 402–405, Nis 2010.

[6] F. Bonaccorso, G. Muscato, ve S. Baglio, "Laser range data scan-matching algorithm for mobile robot indoor self-localization", içinde *World Automation Congress (WAC), 2012*, 2012, ss 1–5.

[7] J. L. Martínez, J. González, J. Morales, A. Mandow, ve A. J. García-Cerezo, "Mobile robot motion estimation by 2D scan matching with genetic and iterative closest point algorithms", *J. Field Robot.*, c 23, sayı 1, ss 21–34, Oca 2006.

[8] R. S. J. Estépar, A. Brun, ve C.-F. Westin, "Robust generalized total least squares iterative closest point registration", içinde *Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention–MICCAI 2004*, Springer, 2004, ss 234–241.

[9] J. L. Bentley, "Multidimensional binary search trees used for associative searching", *Commun. ACM*, c 18, sayı 9, ss 509–517, Oca 1975.

[10] M. A. Fischler ve R. C. Bolles, "Random sample consensus: a paradigm for model fitting with applications to image analysis and automated cartography", *Commun. ACM*, c 24, sayı 6, ss 381–395, 1981.

[11] K. S. Arun, T. S. Huang, ve S. D. Blostein, "Least-Squares Fitting of Two 3-D Point Sets", *IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell.*, c PAMI-9, sayı 5, ss 698–700, Eyl 1987.

[12] "PCL - Point Cloud Library (PCL)". [Çevrimiçi]. Available at: http://pointclouds.org/. [Erişildi: 15-May-2014].

Akıllı Tekerlekli Sandalye (ATEKS) Platformunun Gezgin Robot Eğitim ve Araştırmasında Kullanılması

Bora Akar[1], Uğur Yayan[1], Mehmet Akçakoca[1], Ahmet Yazıcı[2], Hikmet Yücel[1], Veli Bayar[1]

[1]İnovasyon Mühendislik Ltd. Şti.
E.T.G.B Osmangazi Teknopark, Eskişehir
bora.akar@inovasyonmuhendislik.com
ugur.yayan@inovasyonmuhendislik.com
mehmet.akcakoca@inovasyonmuhendislik.com
hikmet.yucel@inovasyonmuhendislik.com
veli.bayar@inovasyonmuhendislik.com

[2]Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir
ayazici@ogu.edu.tr

Özetçe

Gezgin robotlar konusunda çeşitli yelpazelerde çalışmalar yapılmaktadır. Bu bağlamda, insan – robot etkileşimi, sosyal robotlar ve eğitim konusunda yapılan araştırmalar son yıllarda oldukça ivme kazanıp, bu robot sistemleri üzerindeki çalışmalar, yaygın uygulama alanlarının bulunması nedeniyle artarak devam etmektedir. Bu alanda geliştirilen sistemlere bakıldığında araştırma ve eğitim robotlarının çoğunlukta olduğu görülmektedir. Akıllı tekerlekli sandalyeler de bu sistemlere örnek olarak verilebilmektedir. Bu çalışmada, otonom gezgin robot sistemlerinde yöntem geliştirme ve eğitim amacıyla kullanılabilecek Akıllı TEKerlekli Sandalye (ATEKS) platformu tanıtılmaktadır. Ayrıca, ATEKS platformu ile yapılabilecek eğitim ve araştırma amaçlı uygulamalar hakkında da bilgi verilmektedir.

1. Giriş

Gezgin robot sistemleri alanında araştırmalar her geçen gün artmaktadır. Başlangıçta, fabrikalarda tek düze veya insanlar için tehlikeli olan işleri yapan robotlar zamanla hayatın her alanında kullanılmaya başlanmıştır. Amerika [1] ve Avrupa [2] robotik araştırmacıları tarafından yayınlanan robotik araştırma yol planları, 10 – 20 yıllık bir süreçte gezgin robot sistemlerinden beklentileri ortaya koymaktadır. Bu yayınlara göre, gezgin robotların, gelişmiş üretim sistemleri, sağlık sektörü, dış ortamda otonom araçlar, uzay keşifleri, maden arama, tarım, su altı ve kurtarma sistemleri, eğitim gibi geniş bir alanda uygulamalarını görmenin mümkün olacağı açıktır. Birçok alanda uygulama ortamı bulan gezgin robot sistemlerinde araştırmacı yetiştirmek, bu teknolojiyi kullanmak ve gelişimine katkı sağlamak için önemli bir yere sahiptir.

Literatürde, robotik eğitimine yönelik benzetim tabanlı, gerçek robot tabanlı ve bu ikisinin birlikte kullanıldığı eğitimler [19 – 21] olmak üzere üç farklı yaklaşımın benimsendiği görülmektedir. Kaynak [4]'te, robotik eğitimi tamamen sanal laboratuarda gerçekleştirilmektedir. Öğrenciler, proje tabanlı olarak katıldıkları ders kapsamında, 3 boyutlu sanal laboratuar yazılımını kullanarak, robotların mekanik tasarımlarını ve algılayıcı yapılandırmalarını belirlemekte, kontrol yazılımlarını geliştirmekte ve sonuçlarını gözlemleyebilmektedir. Bu yaklaşım ile yetişen öğrenciler için gerçek ortamdaki deneyimleri kazanamayacak olmaları bir dezavantaj doğurabilmektedir.

Bir diğer yaklaşım ise, eğitimde benzetim ortamının kullanımı yerine sadece gerçek robotların kullanımını içermektedir. Kaynak [3] te, benzetim ortamında eğitilen öğrencileri gerçek ortamda karşılaşılan beklenmedik faktörlerden deneyim kazanamayacağını ileri sürmektedir. Bu sebeple, tasarladıkları küçük boyutlu otonom robotlarla oluşturulan laboratuar ortamında eğitim gerçekleştirilmektedir. Küçük boyutlu robotların seçimi, deneysel ortamın kurulum zamanını kısaltacaktır. Gerçek ortamdaki uygulamalarda, modellenemeyen faktörlerin öğrencilere önemli deneyimler kazandıracağı açıktır. Ancak, gerçek robotlar üzerindeki çalışmalar öğrencilerin çok zamanını alacak ve laboratuar imkânının kısıtlı bir kaynak olduğu düşünüldüğünde birden çok öğrencinin eş zamanlı çalışmasında problemler doğurabilecektir.

Son olarak, hem benzetim araçlarının hem de gerçek robotların kullanımı ile eğitim gerçekleştirilmesini benimseyen yaklaşımlar mevcuttur. Kaynak [5]'te, otonom robotlardaki eğitimde hem benzetim ortamı hem de gerçek robotlar kullanılmaktadır. Öğrenciler, robot kontrol programlarını web tabanlı grafiksel benzetim ortamında uygulamalar deneyerek geliştirmekte ve başarılı sonuçlar elde ettikleri programlarını gerçek robotlara yükleyerek çalıştırmaktadırlar. İnternet üzerinden laboratuar ortamındaki robotlara ulaşarak uygulamaların gerçekleştirildiği eğitim çalışmaları da yaygın olarak gözlenmektedir. Kaynak [6] ve [7]'de, robotik eğiminde uzaktan eğitim programları için tercih edilebilecek bir sistem kullanılmaktadır. Öğrenciler,

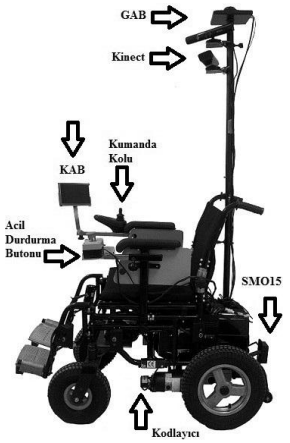
robotik ile ilgili aldıkları teorik bilgileri robotlarda uygulamalı öğrenmek amacıyla, programlarını benzetim ortamında test etmekte ve gerçek robotlar üzerindeki uygulamalarını internet üzerinden gözlemleyebilmektedir. Kameralar ile izlenebilen laboratuar ortamındaki robotlar, bir sunucu yazılımı vasıtasıyla internet ortamında yönetilebilmektedir. Bu yaklaşımda, çok sayıda öğrenci laboratuardan faydalanmakta ve kaynaklar verimli kullanılmaktadır.

Gezgin robotlar ile ilgili olarak gerçekleştirilen eğitim yaklaşımlarındaki ortak nokta, benzetim ya da gerçek ortamda uygulamaların yapılmasının gerekliliğidir. İnovasyon Mühendislik bünyesinde yürütülen projelerde gezgin robotlarla ilgili eğitim veya araştırma konularında uygulamalara yer verilmektedir. Türkiye'de bulunan gezgin robotlar üzerine yapılan çalışmaları bir çatı altında toplamak üzere Anatolianrobot [14] platformunu oluşturmak üzere çalışmalara da başlanılmıştır.

Bu çalışmada eğitim ve araştırma amaçlı kullanılabilen ATEKS platformu ve ATEKS ile yapılabilecek eğitim ve araştırma amaçlı uygulamalar sunulmaktadır. Takip eden bölümde ATEKS tanıtılmakta, ardından bölüm 3'te ise ATEKS kullanılarak geliştirilen ve geliştirilebilecek deney ve uygulamalar hakkında bilgi verilmektedir.

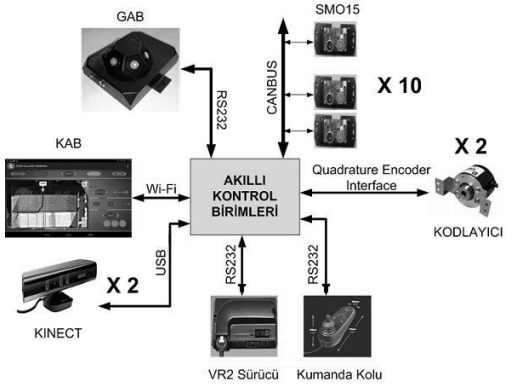
2. Sistem Tanıtımı

ATEKS [13]; gezgin robot, insan – makine etkileşimi, insan – robot etkileşimi, algılayıcı tabanlı kontrol vb. çalışmalarda eğitim/araştırma ve engelli veya yaşlı insanların günlük hayatta kullanımı için geliştirilen çok amaçlı bir platformdur. ATEKS platformu; Kullanıcı Modu, Sürüş Destek Modu ve Özerk Modu olmak üzere üç farklı kullanım moduna sahiptir. Kullanıcı modunda platform tamamen kullanıcının kontrolüne bırakılmıştır. Sürüş destek modunda, herhangi bir çarpışma ihtimali oluştuğunda, ATEKS otomatik olarak durdurulmaktadır. Özerk modda ise, platform kullanıcıdan tamamen bağımsız bir şekilde özerk olarak hareket etmektedir. Düşük fiyatlı algılayıcı donanımlar ve açık kaynak kodlu yazılım kütüphanelerine sahip bir platform olarak geliştirilmiştir. Şekil 1'de ATEKS platformu gösterilmektedir.



Şekil 1: ATEKS Platformu

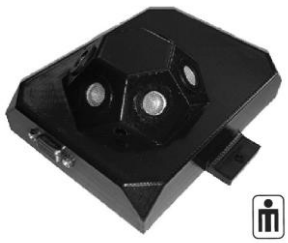
ATEKS; Düşük Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – DSK), Yüksek Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – YSK), Kullanıcı Arayüzü Birimi (KAB) ve gerekli algılayıcılardan (SMO15, GAB, Kinect, Kodlayıcı) oluşmaktadır. ATEKS platformunun ön tarafında 4 adet, sağ sol ve arka taraflarına 2'şer adet monte edilmiş olmak üzere toplam 10 adet SMO15 mesafe algılayıcısı bulunmaktadır. Sandalyenin sağ arka tekerlek yanından bir direk sabitlenmiştir. Bu direk üzerinde konum algılayıcısı olan GAB ve mesafe algılayıcısı Kinect [10] bulunmaktadır. Şekil 2'de ATEKS üzerindeki çevre ve kontrol birimleri gösterilmektedir.



Şekil 2: ATEKS Çevre ve Kontrol Birimleri

ATEKS, İÇKON [16] sistemini kullanarak konumunu bulabilmektedir. İÇKON sisteminin ATEKS üzerinde olan birimi GAB, kapalı ortamlar için 10 cm hata payıyla konum hesaplaması yapabilmektedir. SMO15 ses üstü mesafe ölçer ve Microsoft Kinect algılayıcıları sisteme bütünleşik çalışabilmektedir. SMO15 ler 2 – 500 cm arasında 1 cm doğruluk ile ölçüm yapabilmekte ve USB/CANBUS üzerinden hesaplanan mesafeyi gönderebilmektedir. Microsoft Kinect algılayıcısı ise 0.4m – 4m arasında derinlik ve RGB renk değerlerini döndürebilmektedir. KAB [17], ATEKS platformunun otonom davranışları için yüksek seviye planlama işlemlerini gerçekleştirmeyi ve bu birime ait verilerin görselliğini sağlayan, Android işletim sisteminde çalışan bir mobil uygulamadır.

Konumlandırma; robotik, sinyal işleme ve algılayıcı ağları gibi uygulamalarda önemli bir role sahiptir. Bu tip uygulamalar için iç ortamlarda konumlandırmaya ihtiyaç olmasına karşın dış ortamlarda olduğu gibi herkes tarafından kabul edilen bir sistem bulunmamaktadır. İç ortamlarda uygulama tipine bağlı olarak farklı konumlandırma sistemleri önerilmektedir. ATEKS'in iç ortamlarda konumlandırılması için sadece sesüstü sinyaller kullanan ve cm hassasiyetinde konum hesaplayan İÇ ortamlar için KONumlandırma (İÇKON) sistemi kullanılmaktadır. İÇKON sistemi, ortamı kapsaması için çok hücreli bir yapıda tasarlanmıştır. Sistem, tüm verileri saklayan ve sistem birimlerini kontrol eden Merkezi Kontrol Birimi (MKB), hücrelere ait vericileri kontrol eden Hücre Kontrol Birimi (HKB), MKB ile HKB'ler arasındaki haberleşmeyi sağlayan İletişim Sistemi Birimi (İSB) ve ortamdaki sinyalleri algılayarak konum hesaplayan ve Şekil 3'te gösterilen Gezgin Algılayıcı Birim (GAB)'den oluşmaktadır.



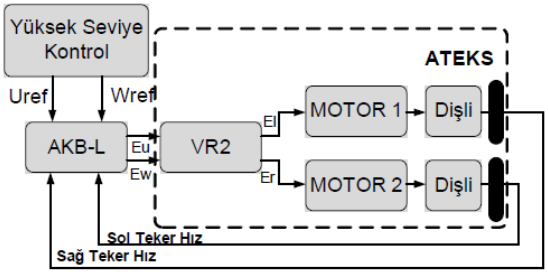
Şekil 3: Konum Hesaplama Birimi

ATEKS platformu, ROS [22] ara katmanı üzerinde çalışmaktadır. Robotik davranışların başarıyla gerçeklenebilmesi için gerekli algılama, hareket ve koordinasyonu sağlamak üzere ROS ara katmanında çalışan yazılım düğümleri bulunmaktadır. Çevre birimleri için yazılım sürücüleri geliştirilmiştir. ROS üzerinde geliştirilen yazılımlar GAZEBO benzetim ortamında test edilmektedir. Böylece gerçek ortam testlerinden önce geliştirilen yazılımlar benzetim ortamında yapılabilmektedir.

İnovasyon Mühendislik bünyesinde geliştirilen ATEKS platformunun 2014 yılı itibariyle temel paket halinde satış fiyatı ₺14500'dir. Bu paket içerisinde 8 adet SMO15 mesafe ölçer, 2 adet enkoder, AKB-DSK birimi ve PC arayüzünü içeren ATEKS platformu bulunmaktadır. Temel pakete İÇKON konumlandırma sistemi eklenmesinin maliyeti $40m^2$'lik bir alan için ₺2000'dir. ATEKS'in İÇKON birimi üzerinden kendi konumunu bulabilmesinde alıcı görevi gören GAB biriminin fiyatı ₺1500'dir. Geliştirilen konum hesaplama algoritmaları bu fiyata dahildir. ROS'ta geliştirilen yazılım kütüphaneleri ile birlikte Kinect sensörlerinin sisteme dahil edilmesi ₺750 ek ücrete tabidir. Bu paketler ve diğer paketlerin detayı için [25] üzerinden iletişime geçilebilir.

3. ATEKS Kullanılarak Yapılabilecek Örnek Gezgin Robot Eğitim ve Araştırma Çalışmaları

Gezgin robot eğitim ve araştırmalarında kullanılabilecek ATEKS platformu ile gerçekleştirilebilecek farklı yelpazede uygulamalar vardır. ATEKS platformu ile Eskişehir Osmangazi Üniversitesi Teknopark Binasında ve GAZEBO benzetim ortamında yapılan uygulamalardan bazıları aşağıda verilmiştir.

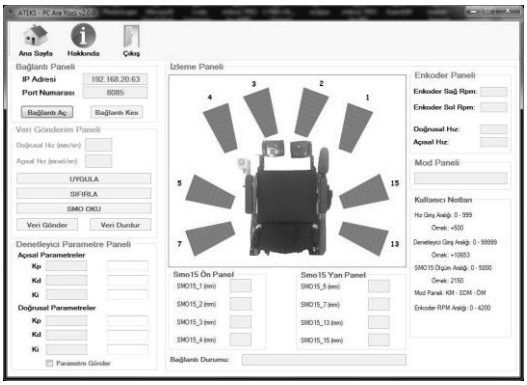


Şekil 4: Düşük Seviye Denetleyici

Uygulama 1 – ATEKS İçin Düşük Seviye Kontrol Sistemi Geliştirme

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir tanesi, denetleyici tasarımıdır. Bu çalışmada [24], ATEKS'in düşük seviyeli kontrolü için Şekil 4'te gösterilen denetleyici tasarlanmıştır.

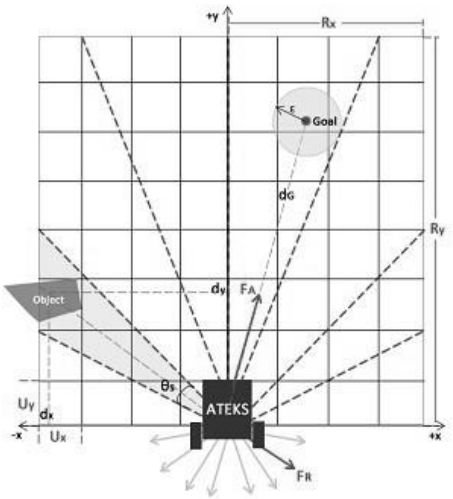
Denetleyici, özerk modda yüksek seviyeli denetleyiciden aldığı doğrusal ve açısal referans hız değerlerinin araç tarafından takibini gerçeklemektedir. Geliştirilen matematiksel model doğrusal ve açısal hız kontrolü için birbirinden bağımsız iki denetleyici tasarımına imkân vermektedir. Doğrusal ve açısal hız takibi için iki farklı PID denetleyicisi tasarlanmıştır. Tasarlanan denetleyicilerin gerçek araç üzeri uygulanmasında eyleyici girişlerindeki doyumdan kaynaklanan problemin çözümü için ise integral antiwindup tekniği kullanılmıştır. Tasarlanan denetleyici gömülü sistemde gerçeklenerek ATEKS üzerinde de başarı ile test edilmiştir. Bu uygulama da ilgili denetleyici parametrelerinin değiştirilebilmesi, algılayıcı bilgilerinin okunabilmesi vb. işlemleri yapılabilmesi için bilgisayar ara yüzü yazılım geliştirilmiştir. Şekil 5'te gösterilen bu arayüz ile eğitim amaçlı denetleyici tasarlanabilir, matematiksel model çıkartılabilir ve testleri gerçekleştirilebilir.



Şekil 5: Düşük Seviye Denetleyici Bilgisayar Arayüzü

Uygulama 2 – Algılayıcı Tabanlı Kontrol:Potansiyel Alanlar yazılımı kullanarak ATEKS için Navigasyon Yazılımı Geliştirme

ATEKS ile yapılan uygulamalardan bir diğeri, potansiyel alanlar kullanarak navigasyon yazılım geliştirmedir. Bu uygulamada [9], ATEKS için sonlu durum makinesi tabanlı yüksek seviye denetleyici ile Kinect algılayıcı tabanlı navigasyon algoritması geliştirilmiştir. Algoritmanın geliştirilmesi için Xbox 360 Kinect sensörü bilgisinin çözülmesi için PointCloud (PCL) [11] kütüphanesi kullanılmıştır. Bu kütüphane, ROS'ta ham sensör bilgisini OpenNI sürücüsü yardımıyla Kinect'i orijin olarak alan koordinat sistemine çevirmektedir (Şekil 6).



Şekil 6: Robota ait Izgara ve Sektör Gösterimi

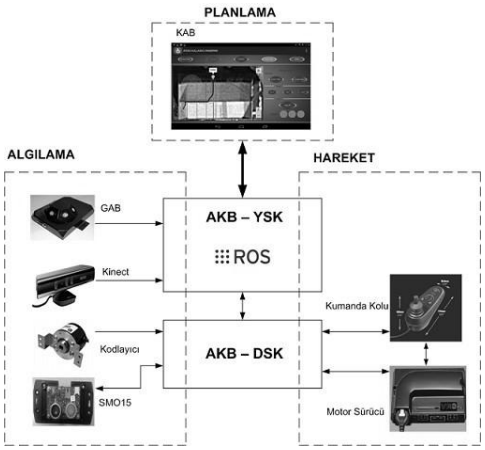
Robot navigasyonu, potansiyel alanlar [12] algoritması temeline dayanmaktadır. Bu algoritmada navigasyon, sensör ve hedef durumuna göre oluşturulan kuvvetler ve bunların hıza dönüştürülmesi ile gerçeklenmiştir.

Uygulama 3 – Algılayıcı Tabanlı Kontrol: Vektör Alan Histogramı kullanarak *ATEKS için navigasyon yazılımı geliştirme*

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir diğeri, algılayıcı tabanlı davranış geliştirmedir. ATEKS gezgin platformunun otonom davranışları için geliştirilen algılayıcı tabanlı davranışlarda çeşitli algoritmalar kullanılmıştır. Hedefe gitme, koridor takibi, kapıdan geçme, cisme yanaşma gibi davranışlar Vektör Alan Histogramı (VFH) yöntemi ile gerçeklenmiştir. Davranış ortamın haritasını bilmemektedir. Kullanıcı arabiriminden gelen hedef nokta ve seçilen alt davranış türü bilgileri davranış tarafından kullanılmaktadır. Kullanılan iki adet Kinect mesafe algılayıcılarından alınan veriler 2B ızgara üzerine dönüşümü yapılarak birleştirilmektedir. Çevrede bulunan engellere ve hedef noktasına göre aracın gideceği sektör hesaplamaları yapılıp aracın belirlenen sektöre yönelimi için açısal ve doğrusal hızlar üretilmiştir. Geliştirilen sistem GAZEBO [23] benzetim ortamında ve gerçek ortamda başarı ile gerçeklenmiştir.

Uygulama 4 – Açık Ajan tabanlı Yüksek seviye kontrol geliştirme

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir diğeri, açık ajan tabanlı yüksek seviye kontrol sistemi geliştirmektir. Bu çalışmada, ATEKS platformunun özerk kontrolü için yüksek seviye kontrol sistemi ve alt davranışlar gerçeklenmiştir. Özerk davranışın yanı sıra sürüş destek amacı ile de kullanılabilmektedir. Ayrıca ATEKS, Düşük Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – DSK), Yüksek Seviye Akıllı Kontrol Birimi (AKB – YSK), Kullanıcı Arayüzü Birimi (KAB) ve gerekli algılayıcılar gibi gezgin robot eğitim ve araştırmalarında kullanılacak temel bileşenlere sahiptir. ATEKS'in özerk kontrolü melez yüksek seviye kontrol mimarisi (Şekil 7) üzerinde gerçeklenmiştir.

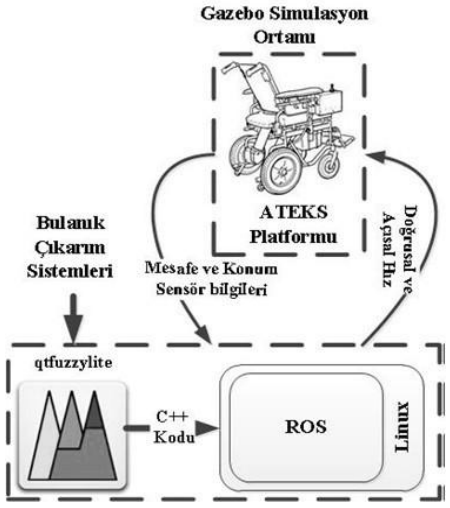


Şekil 7: Yüksek Seviye Kontrol Mimarisi

Bu mimaride, ATEKS sisteminin farklı alt birimleri arasındaki koordinasyon açık ajan tabanlı robot işletim sistemi (Robot Operating System, ROS) kullanılarak gerçeklenmiştir. İlgili özerk davranışların koordineli kontrolü için ROS ile entegre çalışan sonlu durum makinası geliştirilmiştir. Geliştirilen yüksek seviye kontrol mimarisi, GAZEBO benzetim ortamında ve Eskişehir Osmangazi Teknopark binasında gerçekleştirilen uygulamalarla test edilmiştir.

Uygulama 5 – ATEKS için Bulanık Mantık Tabanlı Kontrol Sistemi Geliştirme

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir diğeri, bulanık mantık tabanlı kontrol sistemi geliştirilmesidir. Bu uygulamada [18] ATEKS için bulanık mantık tabanlı bir kontrol sistemi, ROS ara katmanı üzerinde geliştirilmiştir (Şekil 8).

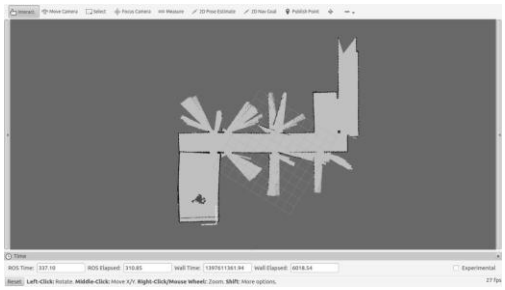


Şekil 8: Bulanık Kontrol Sistemi Uygulaması Yapısı

Uygulamada ATEKS'in bir noktadan başka bir noktaya navigasyonunu gerçeklemek amacıyla hedefe gitme ve bulunduğu ortamdaki engel ve duvarlardan sakınabilmesi için de engelden sakınma davranışları geliştirilmiştir. Geliştirilen uygulama öncelikle GAZEBO benzetim platformu üzerinde test edilmiştir. Yapılan testler sonucunda başarılı bir şekilde çalıştığı görülen uygulama, ATEKS üzerinde gerçek ortamda test edilmiştir. Geliştirilen bulanık mantık tabanlı kontrol sisteminin gürbüz bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiş ve konu hakkında bir ulusal diğer uluslar arası iki bildiri çalışması yapılmıştır.

Uygulama 6 – ATEKS ile SLAM Uygulaması Geliştirme

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir diğeri, SLAM uygulaması geliştirilmesidir. Bu uygulamada ATEKS kullanılarak konumlandırma ve harita çıkarma – SLAM [15] (Simultaneus Localization and Mapping) üzerine çalışma yapılmıştır (Şekil 9).



Şekil 9: SLAM ile Teknopark Haritası Çıkarımı

SLAM, Gezgin robot lokalizasyonunda, aracın önceki durumuna göre güncelleme işlemine (dead reckoning [15]) dayanan yapılarda, odometri verilerinin belli bir süre bozulması nedeni ile daha düzgün konum verisi elde edilmesi amacıyla ortaya çıkan bir kavramdır. Çalışmada gezgin robot üzerinde bulunan Kinect algılayıcıları kullanılarak robotun ortamdaki anlık konum bilgisinin elde edilmesi ve ortam haritasının çıkartılması işlemleri yapılmaktadır. Uygulamanın öncelikle GAZEBO benzetim ortamında testleri yapılmıştır. Daha sonra gerçek ortamda testleri gerçeklenmiş ve Osmangazi Teknoparkı Binası giriş katının haritası çıkartılmıştır.

Uygulama 7 – ATEKS ile Hardware In Loop (HIL) Çalışmaları

ATEKS ile gerçeklenen uygulamalardan diğeri ise, HIL (Hardware In Loop) çalışmalarıdır. Bu uygulamada kullanıcı modu ve özerk mod için olmak üzere iki farklı senaryoda HIL çalışması yapılmıştır. Döngüde Donanımsal Benzetim (HIL), kompleks gerçek zamanlı gömülü sistemlerin tasarım ve test aşamasında gittikçe artan bir şekilde kullanılan bir benzetim tekniğidir. Bu tekniğin amacı; gömülü sistemlerinin etkili ve kolay bir şekilde tasarlanabilmesini sağlayacak bir platform oluşturmaktır. Donanımsal benzetim çalışmaları kontrol kartının GAZEBO benzetim ortamında simüle eden benzetim düğümü oluşturularak gerçeklenmiştir. Bu düğüm, birebir olarak AKB – DSK kontrol kartının yapmış olduğu işlemleri yazılımsal olarak gerçekleştirmektedir. Özerk mod, senaryosunda, HIL'de belirlenen senaryolara göre geliştirilen davranışlar ve sonlu durum makinesi ile araç üzerinde AKB – YSK adı verilen ve içerisinde UBUNTU işletim sistemi kurulu donanım elemanı kullanılmıştır. Geliştirilen senaryolarda ATEKS'in belirtilen noktadan hedef noktasına gitmesi amaçlanmıştır. Senaryolar, GAZEBO'da test edilmiştir.

Kullanıcı modu HIL senaryosu, özerk mod HIL senaryosundan farklı bir yapıya sahiptir. Bu senaryoda amaç, gerçek araç üzerinde bulunan kumanda kolu ile GAZEBO'da ATEKS modelini sürmektir. Kullanıcı modu HIL'ın gerçeklenmesindeki amaç, ATEKS platformu benzetiminin, gerçek donanımlar ile sanal ortamda test edilmesi ve engelliler için bir eğitim platform olarak kullanımının planlanmasıdır. Günümüzde geliştirilen otonom araçların güvenlik ve kontrol mimarileri testleri, gerçek donanım bileşenleri olmadan yapıldığında, donanım ekipmanlarını test etme imkânı vermemektedir Donanımın yazılım döngüsü içine katılması, gerçek araçlarda meydana gelebilecek donanımsal hataların belirlenmesinde oldukça etkilidir. HIL benzetimlerinin amacı, geliştirilen sistemde gerçek sistemi test etmeden önce donanım ve yazılımın bir döngü içinde test edilmesi ile olası kazaları, bu kazalar sonucu oluşabilecek maddi hasarları engellemek ve sistem donanımı ve yazılımı için gerekli iyileştirmelerin sistematik bir şekilde yapılmasına imkân tanımaktır.

Uygulama 8 – ATEKS ile Çok Ajanlı Bir Yapıda Lider Takibi Gerçekleştirme Uygulaması

ATEKS ile yapılabilecek uygulamalardan bir diğeri, çok ajanlı sistemler üzerinde uygulamalar geliştirmektir. Buna örnek olarak lider takibi davranışı verilebilir.

Gezgin robotlar konusunda farklı yelpazede çalışmalar yapılmaktadır. Çoklu robotların kullanıldığı ortamlarda arama kurtarma, temizlik vb. robotların birbiri ile etkileşimi, sistemin bileşenlerinin uyumlu çalışması çoklu ajan mimarisinin uygulandığı alanlardır. Bu noktadan hareketle, çoklu ajan sistemi mimarisine dayanan engelden sakınma ve lider takibi eylemleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada tasarlanan çoklu ajan mimarisi, robotlar arasında haberleşmeyi, etkileşimi, bilgi tabanlı vb yapıları etkili bir biçimde kullanmaktadır. Kullanılan yapı asenkron çalışmayı sağladığından robotların kendi içinde engelden sakınma algoritmasını kullanarak engelden sakınma ve robotlar arası haberleşme ile robotların uyum içinde takip sıralarının belirlenebildiği lider takibi eylemi gerçeklenmiştir.

Bu çalışmalar dışında, engelliler için tekerlekli sandalye kullanımının benzetim ortamlarında öğretilmesi birçok kazanın da engellenmesine yardımcı olmaktadır. Günümüzde birçok araç (otomobil, uçak, gemi vb.) eğitimi benzetim programlarında verilmekte, sonrasında gerçek araç üstünde çalışılmaktadır. ATEKS için geliştirilen HIL ile verilen eğitimler, özellikle rehabilitasyon merkezleri, hastane ve huzur evi gibi yerlerdeki hasta veya engelli kişilere tekerlekli sandalye kullanımının öğretilmesi açısından önem arz etmektedir.

4. Sonuç

Gezgin robot sistemleri ile ilgili eğitim ve araştırmalarda, gerçek robotların kullanılması etkin öğrenime katkı sağlamaktadır. Teorik olarak anlatılan yöntemlerin, araştırmacılar tarafından programlanması ve robot üzerinde sonuçların gözlemlenmesi bilgiyi kalıcı kılmakta, uygulama deneyimi kazanılmasına imkân vermekte, karşılaşılan hataların sebeplerinin belirlenmesinde sistematik yaklaşımların geliştirilmesi ve iyi çözüm yollarının denenerek bulunması sağlanmaktadır. Gezgin robot eğitim ve araştırmaları için önemli bir yere sahip olan ROS uyumlu ATEKS platformu, ayrıca güncel algılayıcı ve yöntemlerin kolayca entegre edilebileceği, farklı uygulamalarda kullanılabilecek modüler bir yapıya sahiptir.

Bilgi

Bu çalışma, 7120742 nolu Tübitak Teydeb 1507 Gezgin Robotlar İçin Akıllı Kontrol Sistemi Projesi tarafından desteklenmektedir.

Kaynakça

[1] "A Roadmap for US Robotics From Internet to Robotics Bildirinin Başlığı", http://www.us-robotics/, May 21, 2009.

[2] European Robotics Network (EURON), Network of Excellence Information Society Technologies Priority Research Roadmap V1.3, http://www.euron.org/ miscdocs/docs/year3/DR.1.3.pdf, May 31, 2007.

[3] Howell A., Way E., McGrann R. and Woods R.., "Autonomous Robots asa a Generic Teaching Tool", 36th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, october 28 – 31, 2006, San Diego, CA.

[4] Sucar L.E., Nougez J., and Huesca G., "Project orinted learning for basic robotics using virtual laboratories and intelligent tutors", 35th ASEE/IEEE Frontiers in Education Conference, October 19-22, 2005, Indianapolis, IN.

[5] Kuc R., Jackson E.W., Kuc A., "Teaching Introductory Autonomous Robotics With JavaScript Simulations and Actual Robots", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 47, No. 1, pp.74-82, February, 2004.

[6] Buiu C., "Hybrid Educational Strategy for a Laboratory Course on Cognitive Robotics", IEEE Transactions on Education, Vol. 51, No. 1, pp.100-107, February, 2008.

[7] Guimaraes E., Maffeis A., Pereira J., Cardozo J.R.B., Bergerman M. and Magalhaes M.F., "REAL: A Virtual Laboratory for Mobile Robot Experiments", IEEE Transactions on Education, Vol. 46, No. 1, pp. 37-42, February, 2003.

[8] The Player Project, http://playerstage.sourceforge.net/, Mayıs 2014.

[9] Özçelikörs M, Çoşkun A., Say G., Yayan U., Akçakoca M., Kılıç İ., "Kinect based intelligent wheelchair navigation with potential fields", Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), s: 397-400, 2014.

[10] Microsoft Kinect, 2014, http://www.microsoft.com/en-us/kinectforwindows/

[11] Point Cloud Library,2014, http://pointclouds.org/

[12] Khatib O., 1985, Real-Time Obstacle Avoidance For Manipulators and Mobile Robots, IEEE, H2152-7/85/0008/0500$0.1O Q 0

[13] Akar B., 2014, Yüksek Lisans Tezi, Akıllı Tekerlekli Sandalye İçin Yüksek Seviye Kontrol Sistemi Gerçekleme, ESOGU Fen Bilimleri Enstitüsü.

[14] Anatolian Robot, 2014, anatolianrobot.com.

[15] Durrant-Whyte H. and Bailey T., Simultaneous Localisation and Mapping: Part I The essential Algorithms, IEEE.

[16] Yücel H., Edizkan R., 2012, Yazıcı A., Yayan U., İç Ortamlar İçin Konumlandırma Sistemi (İÇKON)'nde Kodlayıcı Desteği ile Performans İyileştirme, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK'12) Bildiriler Kitabı, Niğde, 546 – 551 s.

[17] Yayan U., Akar B., Inan F., Yazici A., "Development of indoor navigation software for intelligent wheelchair", Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), p: Page(s): 405- 408, 2014.

[18] Bayar V, Akar B., Yayan U., Yavuz H.S., Yazıcı A., "Fuzzy logic based control system implementation in ROS middleware", Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU), p:614-617.

[19] Gunes M., Fevzi A., Educational Tool for Design and Implementation of an Autonomous Mobile Robot, International Jurnal of Engineering Education Volume: 25, Issue: 2, Pages: 239-249

[20] ISTANBULLU A., Mobilim: Mobile Learning Management Framework System for Engineering Education, International Journal of Engineering Education, 24, 1, pp 32-39.

[21] Bingol O. and Aydogan O., (2012), Web Based Remote Controlled Electrical Motor Laboratory used as Educational Tool, PRZEGLAD ELEKTROTECHNICZNY Volume: 88 Issue: 6 Pages:342-346.

[22] ROS (Robot Operating System), 2014, www.ros.org

[23] GAZEBO Robot Simulation Environment, 2014, www.gazebosim.org

[24] Akçakoca M. ve Kılıç İ ., Yayan U., Yazıcı A., Akıllı Tekerlekli Sandalye İçin Düşük Seviye Denetleyici Tasarımı, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK2013) Bildiriler Kitabı, Malatya.

[25] İnovasyon Mühendislik, 2014, http://inovasyonmuhendislik.com.

Mekatronik Tabanlı Bir Hidrofor Sistemi

Şinasi Arslan

Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, mekatronik yaklaşımından yararlanarak tasarlanan mikroişlemci tabanlı bir hidrofor sistemi modellenmiştir. Klasik hidrofor sistemlerindeki pompalar ya tam hızda çalışmakta ya da durmaktadır. Sürekli çalışma-durma olduğundan su basıncı yükselir ve düşer. Bu basınç kaybını önleyebilmek ve sistem basıncının sabit kalmasını sağlayabilmek için mikroişlemci hidrofor sisteminin kontrolünde kullanılmıştır. Mekatronik tabanlı hidrofor sistemi modellenerek simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlar karşılaştırılmış ve mekatronik tabanlı hidrofor sisteminin avantajları gözlenmiştir.

1. Giriş

Geçmiş yıllarda; kontrol ve bilgisayar mühendisleri, makine ve ürün projelerinde meydana gelen problemleri akıllı kontrol algoritmaları ve bilgisayar yardımı ile çözülebilir duruma getirmiştir [1-3]. Teknolojik gelişmelere paralel olarak mekatronik yaklaşımların geliştirilmesi mikroişlemcilerinin değerini ve sayısını artırmaya devam etmektedir. Bu da, günümüzde makinelerin yapısal özelliklerinin değişmesine yol açmaktadır.

Mekatronik, makine mühendisliği, elektrik/elektronik mühendisliği ve bilgisayar teknolojisinin eş amaçlı tümleşik bir yapıda gerçekleştirilmesi ve uygulanmasıdır [1]. İlk kez 1960'lı yılların sonunda; Japonya'nın Yaskawa Elektrik Şirketi'nde görevli bir mühendis tarafından elektrik motorlarının bilgisayarla kontrolünün sağlanması için kullanılmıştır [2]. Geçmiş yıllarda, makine ve ürün projelerinde; mekanik uygulamalara, kontrol ve bilgisayar mühendislerinin, meydana gelen problemleri programlama ve kontrol etmesi eklenerek, bu problemler akıllı kontrol algoritmaları ve bilgisayar yardımıyla çözülebilir duruma gelmiştir. Temelde; mekatronik, "mekanik" ve "elekronik" kelimelerinin parçaları uygun bir şekilde birleştirilmesi ile ortaya çıkmıştır. Bu tanımlar çerçevesinde mekatronik, teknolojik alanda yerini almış ve günden güne gelişmektedir.

1970'li yıllarda, mekatronik, daha çok servo teknolojinin kullanıldığı donanımlarda kullanılmıştır. 1980'li yılların başlarından itibaren, mekatroniğin gelişmesiyle beraber mikro-sistemlerin performansı iyileştirilmiş ve mekatronik bu alanda etkin olarak kullanılmıştır [3]. 1990'lı yıllarda, üretim hatlarının büyük iletişim ağlarına bağlanması gerçekleşmiştir. Böylece, teknolojik gelişmelere paralel olarak mekatronik yaklaşımların geliştirilmesi mikroişlemcilerin değerini ve sayısını artırmıştır. Bu da, günümüzde makinelerin yapısal özelliklerinin değişmesine yol açmıştır. Birçok makine ve sistemlerin, otomotiv, üretim, test ve ölçüm alet ve donanımları, endüstriyel otomasyon ve diğer uygulamalar mikro elektro-mekanik yapıya sahiptirler. Sistemler daha geniş ve daha karmaşık bir hal aldığında, genel olarak sistemlerin analizinin yapılması ve bütünleşmesinde mekatronik önemli bir yer rol oynamaktadır.

Bu çalışmada, mikroişlemcinin kullanıldığı hidrofor sistemleri örnek olarak verilip analiz edilmiştir. Bir mikroişlemcinin mekatronik yaklaşım ile konutlardaki kullanma suyu tüketimindeki sabit basıncın hidrofor sisteminde uygulanabilirliğine yer verilmektedir. Bu uygulama esnasında klasik hidrofor sistemleri ile mikroişlemci kontrollü hidrofor sistemi arasında karşılaştırmalar yapılmıştır. Klasik hidrofor sistemlerinin belli basınç değerleri arasında çalışmasının karşısında, mekatronik yaklaşımla mikrosistem kontrollü hidrofor sisteminin sabit basınçla çalışması incelenmiştir.

2. Sistemin Tanımı

İnsanların, konutlardaki su tüketiminde genel istekleri, sistemden istenilen zamanda sabit basınçlı suyu sürekli elde edilebilmektir. Dolayısıyla, sistem basıncı zamana ve debiye bağlı olmadan sabit kalmalıdır. İnsanların suyu kullanmasını sağlayan hidrofor sistemlerindeki pompalar ya tam hız çalışmaktadır ya da durmaktadır. Sürekli çalışma-durma söz konusu olduğundan basınç da yükselmekte ve düşmektedir. Geniş kullanım alanına sahip mikroişlemci ise bu basınç kaybını önlemekte, sistem basıncının sabit kalmasını sağlayabilmektedir.

2.1. Klasik Hidrofor Sistemi

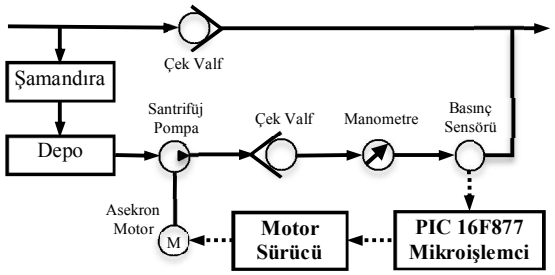
Mekanik destekli hidrofor sistemleri yani klasik bir hidrofor sisteminin çalışmasını sağlayan elemanlar; genleşme tankı, basınç şalteri, basınç manometresi, santrifüj pompa, santrifüj pompanın çalışmasını sağlayan elektrik motoru, pompayı tesisata bağlayan kollektör ve çek valftır. Genleşme tankı, pompa çalıştığında, su hattında oluşacak su şoklarını absorbe eder [4-6].

Pompa sistem basıncının 3 ile 5 bar basınç değerleri arasında 2900 dev/dak ile çalışmaktadır. Böylece sistem basıncı, 3 bar'a düştüğünde motor devreye girmekte; sistem basıncı 5 bar'a yükseldiğinde ise motor devreden çıkarak durmaktadır.

2.2. Mikroişlemci Destekli Hidrofor Sistemi

Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminin Şekil 1'de gösterilen temel elemanları; basınç sensörü, PIC mikroişlemci kartı, motor sürücüsü, asenkron motor, santrifüj pompadır.

Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminde, klasik hidrofor sisteminde bulunan genleşme tankı ve basınç şalterinin yerini basınç sensörü, mikroişlemci kart ve motor sürücüsü almaktadır.



Şekil 1: Mikroişlemcili hidrofor sisteminin çalışma şeması.

3. Sistemin Modellenmesi

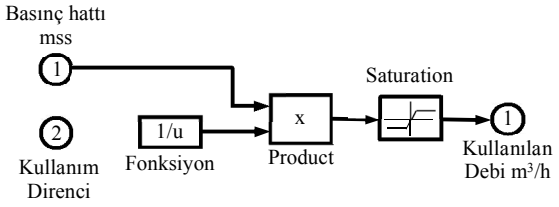
Sistemlerin modellenmesi yapılırken, klasik hidrofor sistemi ve mikroişlemci destekli hidrofor sisteminde aynı özelliklerde; 1,1 kW güç ve 2900 dev/dak hızında asenkron motor ve 7 m^3/h kapasitesinde santrifüj pompa kullanılmıştır. Klasik hidrofor sisteminde; 100 lt hacminde genleşme tankı ve 3-5 bar basınç değerlerine ayarlanmış basınç şalteri kullanılmış ve sistem bu basınç değerleri arasında çalışmaktadır. Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminde 0-10 bar arasındaki basınç değerlerini algılayan ve 4-20 mA değerler arasında çıkış sinyali ileten bir basınç sensörü kullanılmaktadır. Sistemde PIC mikroişlemcili kart 4-20 mA'lik akım değerlerini, 0-5 V değerleri arasında motor sürücüsüne iletmektedir. Mikroişlemci destekli hidrofor sistemi için sabit tutulması istenen basınç değeri 4 bar olarak ayarlanmıştır. Modelleme yapılırken, tüm bu ayrıntılar dikkate alınarak, sistemin analizi yapılmaya çalışılmıştır.

3.1. Klasik Hidrofor Sisteminin Modellenmesi

Sistemde su kullanımı olmazken, kullanım hattında sonsuz direnç oluşmaktadır. Buna göre direnç katsayısı "K" olarak alınırsa; kullanım olmazken, bu katsayı sonsuz, kullanım tam iken ise bu katsayı 1'dir. "K" katsayısı "0" olamaz. Su tüketimi, sistem basıncıyla doğru orantılı olmak üzere, basınç ve debi bağıntısı

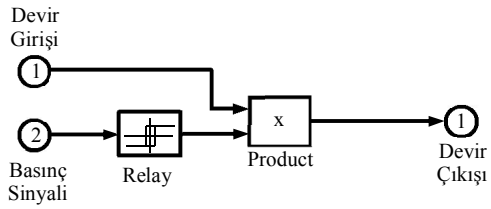
$$Q = \frac{P}{K} \tag{1}$$

yazılabilir. Burada, Q debiyi, P basıncı, K ise direnç katsayısını ifade etmektedir. Su kullanım ifadesinin MATLAB'deki modeli Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 2: Su kullanım modeli.

Basınç şalteri, sistemde on-off kontrolör görevini yürütür, basınç değeri 3 bar'a düştüğünde elektrik motorunun çalışmasını, sistem basıncının 5 bar'a yükseldiğinde elektrik motorunun durmasını sağlamaktadır. Basınç şalterinde iki adet ayarlama ünitesi bulunmaktadır. Basınç şalterindeki anahtar konum değiştirdikçe, elektrik motoru devreye girmekte veya devreden çıkmaktadır. Basınç şalterinin MATLAB'de modeli Şekil 3'de gösterilmiştir. Dolayısıyla, sistem basıncı 3-5 bar arasındaki değerlerde konum değiştirecek şekilde ayarlanmıştır. Bu görev, modelde "Relay" bloğu ile yapılır [7].

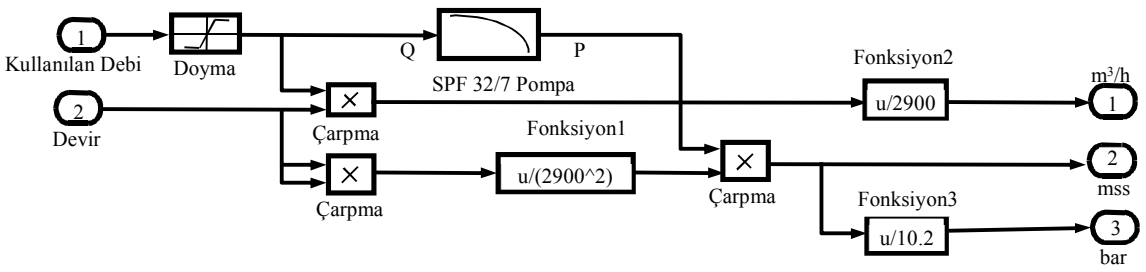


Şekil 3: Basınç şalterinin modeli.

Sistem modelinde; SPF 32/7 tipi santrifüj pompanın basınç ve debi özelliklerini gösteren çalışma karakteristiği tablo bloğu olarak verilecektir. Bu pompanın MATLAB'deki modeli Şekil 4'de gösterilmektedir. Sistemdeki basınç-debi-devir sayısı ilişkileri

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 \; ve \; \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{n_1}{n_2} \tag{2}$$

ile ifade edilir. Burada, P sistem basıncını, n devir sayısını, Q ise, debiyi belirtmektedir. Santrifüj pompada elde edilen basınç değeri, sistemde kullanılan su miktarı ile asenkron motorun devir sayısına bağlıdır.



Şekil 4: Santrifüj pompanın modeli.

Sistemdeki genleşme tankı, sistem basıncını etkilemektedir. Sistem basıncı, genleşme tankının dolum seviyesi değişimi

$$q_i - q_o = \frac{dV}{dt} = A\frac{dh}{dt} \quad (3)$$

ile doğru orantılıdır. Burada, q_i giren su debisi, q_o çıkan su debisi, V genleşme tankındaki hacım değişimi, h dolum seviyesi ve A genleşme tankı kesit alanıdır. Valf boyunca, akışın doğrusal olduğu ve R valf direnci olduğu düşünülürse; "R", basınç farkındaki değişimin debideki değişime oranı olup Denklem 3'den genleşme tankının transfer fonksiyonu

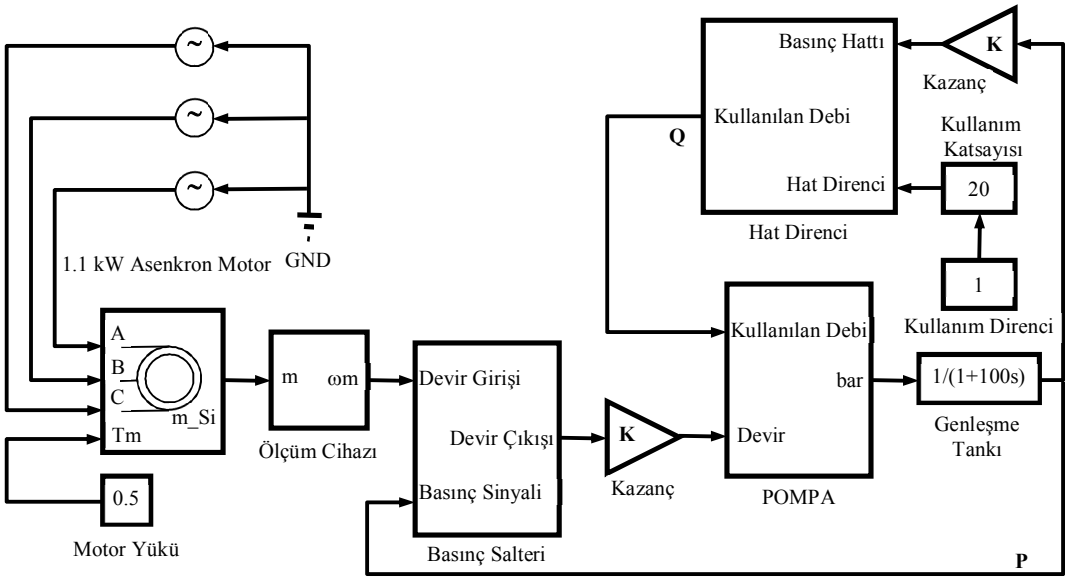
$$Q_i - Q_o = AsH \; ve \; Q_o = \frac{H}{R} \quad (4)$$

$$\frac{Q_o}{Q_i}(s) = \frac{1}{1 + ARs} \quad (5)$$

elde edilir. Genleşme tankının çapı 50 cm, deneysel sonuçlara göre valf direnci ise 25 Nm/s olduğuna göre genleşme tankının transfer fonksiyonu

$$\frac{Q_o}{Q_i}(s) = \frac{1}{1 + 5s} \quad (6)$$

elde edilir. Yukarıda verilen elemanların bir araya getirilmesiyle elde edilen klasik hidrofor sisteminin komple modeli Şekil 5'de gösterilmiştir.



Şekil 5: Klasik hidrofor sisteminin MATLAB'deki modeli.

3.2. Mikroişlemci Destekli Hidrofor Sisteminin Modeli

Sistemdeki su kullanım modeli, klasik hidrofor sistemindeki model ile aynıdır. Sistemde 0-10 bar, 4-20 mA tipinde basınç sensörü için, giriş basınç değeri ile çıkış akım değeri bağlantısı

$$I_s = 1.6P_s + 4 \quad (7)$$

olarak ifade edilir [6].

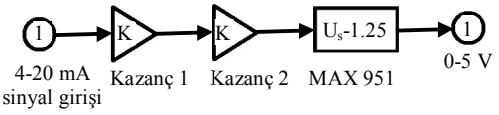
Şekil 6'da 0-5 V dönüştürücünün ara birim modeli verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi 0-10 bar'lık değer, 4-20 mA değerindeki sinyale dönüştürülmüştür. Bu sinyal, R=10 kΩ'luk bir direnç üzerinde "U_s" gerilimi oluşturmaktadır. "U_s" değeri

$$U_s = R\frac{I_s}{1000} \quad (8)$$

ifade edilir. Bu gerilim değeri, MAX 472 entegresine aktarılarak, 31,25 kat yükseltilmektedir. Bu yükseltilmiş gerilim MAX 951 entegresi vasıtasıyla 1,25 V azaltılarak 0-5 V'luk sinyal elde edilmektedir. Bu bağıntı

$$U_ç = \left(31.25\frac{1.6P_s + 4}{100}\right) - 1.25 \quad (9)$$

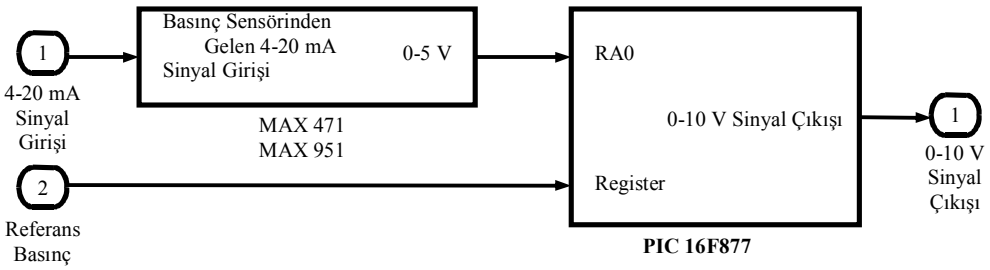
ifade edilir. Bu verilen bağıntılara göre ara birim modeli Şekil 6'daki gibi gösterilebilir.



Şekil 6: Ara birim modeli.

Sistemdeki mikroişlemci kartın görevi, 0-5 V gerilim değerini referans basınç değeriyle işleyerek, motor sürücüsüne iletmektir.

Şekil 7'de 4-20 mA sinyalin, 0-5 V sinyale dönüştürülüp RA0 portuna aktarıldığı model verilmiştir. Bu iletilen gerilim mikroişlemci içinde bulunan ADC (Analog-Digital Converter: Analog-Dijital Dönüştürücü) sayesinde sayısal bir değere dönüştürülür.

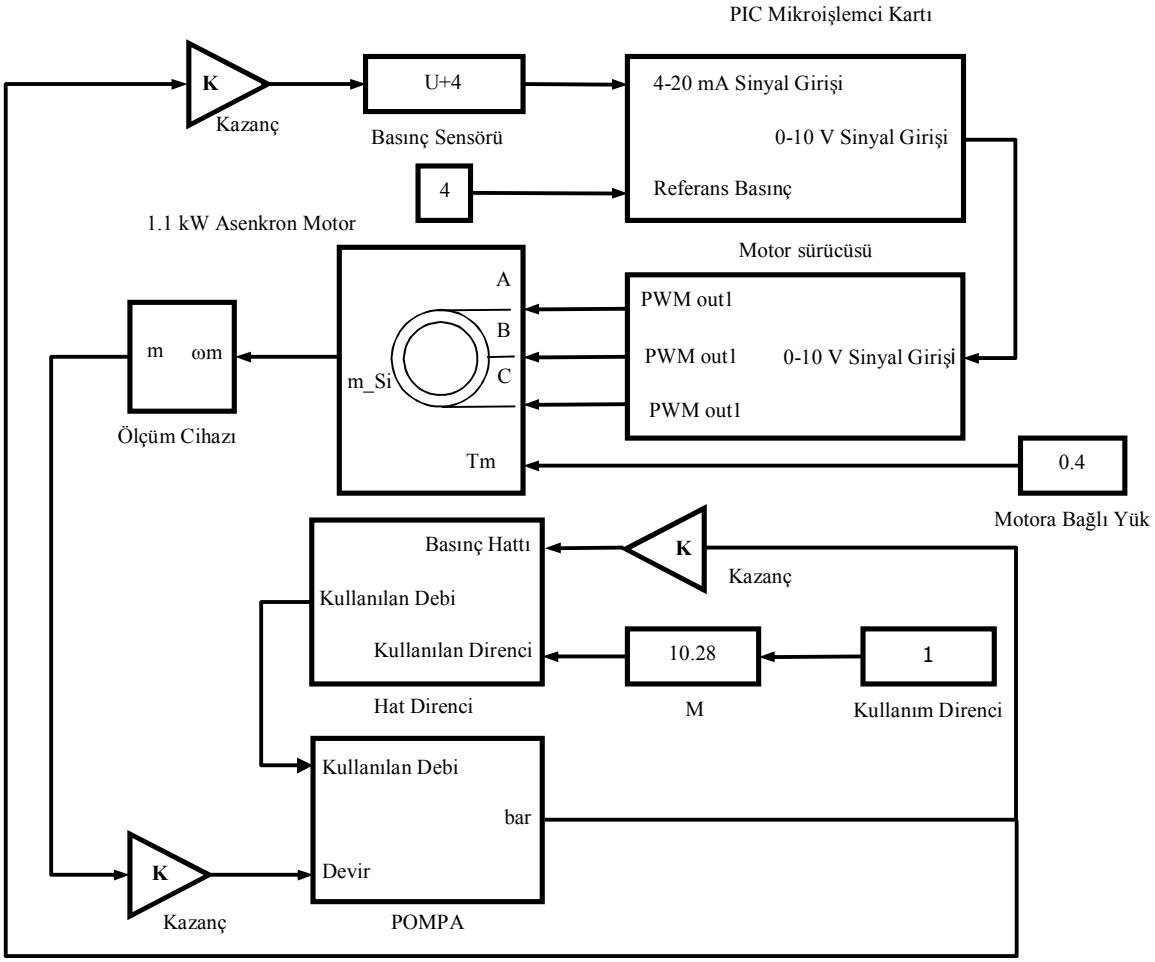


Şekil 7: 4-20 mA akımın 0-5 V gerilim ile PIC'in RA0 portuna aktarıldığı model.

Eğer sistem basınç yazmacındaki değer, referans basınç yazmacındaki değerden büyük ise, PWM dalganın modülasyonu azaltılmakta, dolayısıyla çıkış gerilimi azaltılmaktadır. PIC mikroişlemci karttan sağlanan 0-10 V'luk gerilim değeri, motor sürücüsünün analog sinyal girişine aktarılmaktadır. Motor sürücüsünün içinde bulunan örnekleyici, bu değerleri zamana göre örneklendirerek, karşılık gelen değerine uygun trifaze sinüzodial dalgasını üretir. Bu üretilen sinozodial gerilim, 1980 Hz'lik bir taşıyıcı dalga ile, PWM olarak modüle edilir. Bu modüle edilmiş sinyal ise, çıkış IGBT'ü (yalıtılmış kapılı iki kutuplu transistör) tetikleyerek, iletime geçirir. IGBT ise asenkron motoru besler.

Sistemde kullanılan asenkron motorun tipi, sincap kafesli trifaze elektrik motorudur. Bu motorun çıkış devir sayısı, besleme frekansıyla doğru orantılıdır [8].

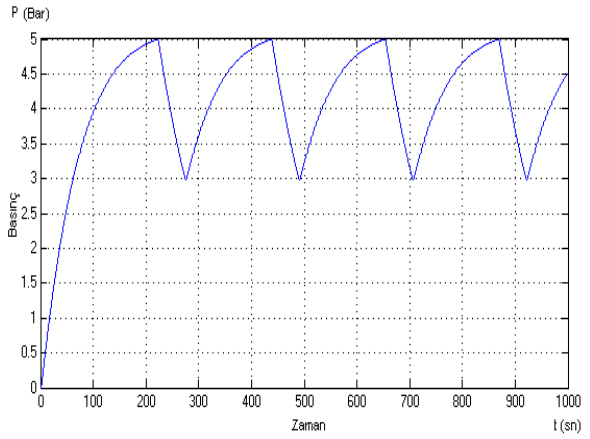
Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminde kullanılan santrifüj pompa, klasik hidrofor sistemindeki santrifüj pompa ile aynıdır. Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminin komple modeli Şekil 8'de verilmiştir.



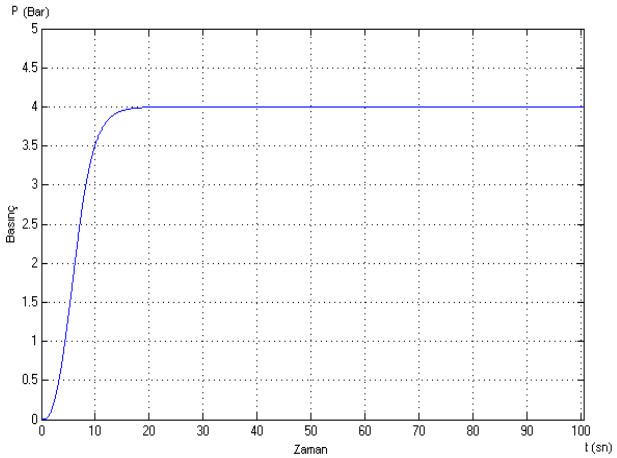
Şekil 8: Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminin MATLAB'deki modeli.

4. Sonuçlar

Klasik ve mikroişlemci tabanlı hidrofor sistemleri için tasarlanmış simülasyon modellerin Matlab ortamında çalıştırılmasıyla elde edilen grafikler ile her iki sistem karşılaştırılmıştır. Şekil 9'da gösterilen klasik hidrofor sisteminde basınç zaman grafiğinden görüldüğü gibi sistem 3



Şekil 9: Klasik hidroforda basınç-zaman grafiği.



Şekil 10: Mikroişlemcili hidroforda basınç-zaman grafiği.

Klasik hidrofor sistemindeki basınç dalgalanmalarından dolayı sistemde gürültülere neden olmasına karşın, mikroişlemci tabanlı sistemde basınç dalgalanmalarının yok denecek kadar az olmasından dolayı sistemin daha sessiz çalışması sağlanır ve tüm sistem daha az zarar görür.

bar ile 5 bar basınç değerleri arasında çalışmasından dolayı olası büyüklükte basınç kaybı ortaya çıkmaktadır. Şekil 10'da mikroişlemci tabanlı oransal kontrolör ile sistemin basınç zaman grafiğinde sistem 3,9 bar ile 4,1 bar basınç değerleri arasında çalıştığı görülmektedir ve sistem basınç kaybı yok denilecek kadar azdır.

Mikroişlemci destekli hidrofor sisteminin diğer bir avantajı da ekonomik sonuçlar sağlamasıdır. Klasik hidrofor sistemindeki asenkron motor, konutlarda su tüketimi az da olsa, fazla da olsa, her devreye girişinde en yüksek değerde yani 2900 dev/dak hızında çalışmakta dolayısıyla her çalışmasında, şebekeden en yüksek güç değeri 1,1 kW güç çekmektedir. Buna karşılık, mikroişlemci destekli hidrofor sistemindeki asenkron motor, konutlarda su tüketimi az olduğunda düşük hızda, su tüketimi fazla olduğunda ise yüksek hızda çalışacağından, şebekeden çekeceği güç de değişkenlik göstererek fazla güç çekimine engel olacaktır. Böylece elektrik sarfiyatlarını da asgariye indirecektir.

Klasik sistemde suyun gerekli çalışma basıncına ulaşması, mikroişlemci tabanlı sistemdeki çalışma basıncına göre 10 kat daha fazla zaman almaktadır.

Bu karşılaştırmalar, mikroişlemci tabanlı hidrofor sisteminin konutlarda su sarfiyatında sistem işletme basıncını sabit değerde tutarak daha ekonomik ve randımanlı olduğunu göstermiştir. İleride gerçek zaman uygulamalarında yapılacak çalışmalarla, bu sonuçların doğrulanabileceği düşünülmektedir.

Kaynakça

[1] D. M. Auslander, "What is Mechatronics?", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics,* Vol.1, No.1, pp. 5-11, March 1996.

[2] F. Harashima, and M. Tomizuka, "Mechatronics-What Is It, Why and How?", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics.,* Vol.1, No.1, pp.1-4, March 1996.

[3] D. Reynaerts, J. Peirs, and H. VanBrussel, "A Mechatronics Approach to Microsystem Design", *IEEE/ASME Trans. Mechatronics.,* Vol.3, No.1, pp. 24-33, March 1998.

[4] M. Şen, *"Sanrifüj Pompalar ve Pompa Tesisatları",* İ.T.Ü. Matbaası, İstanbul, Mart 2003.

[5] E. S. Öz, K. Boran ve S. Akkaplan, "Su Basınçlandırma Sistemleri", *Teskon Dergisi,* İstanbul, Nisan 2000.

[6] *Danfoss Hidrofor Sistemleri Kataloğu*, İstanbul, 2000.

[7] M. Uzunoğlu, A. Kızıl ve Ö. Ç. Onar, *"MATLAB 6.0-6.5"* Atagür Matbaası, İstanbul, 2002.

[8] K. Sarıoğlu, *"Asenkron Makinalar"*, Çağlayan Basımevi, İstanbul, 1983.

Sıfır Gerilim Anahtarlamalı Düşük Güçlü İndüksiyon Isıtıcı Araştırma ve Uygulaması

Şahin Soydaş[1], Can Bülent Fidan[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sahinsoydas@saitem.org

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Karabük Üniversitesi, Karabük
cbfidan@karabuk.edu.tr

Özet

İndüksiyon ısıtıcılar metallerin eritilmesi, yüzey sertleştirme ve diğer ısıtma işlemlerinden başka günümüzde verimliliği arttırmak, enerji tasarrufu sağlamak için ankastre mutfaklarda yaygın olarak kullanılmaktadır. İndüksiyon ısıtıcıların diğer ısıtıcılara göre hızlı, temiz, yüksek verimli olması ve çalıştığı ortam ısısını yükseltmemesi gibi önemli avantajları vardır. Bu amaçla, küçük güçlü bir indüksiyon ısıtma sistemi prototipi uygulanmaya çalışılmıştır. Sistemde rezonans anahtarlama tekniği kullanılarak anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azaltılmak istenmiştir.

Anahtar Sözcükler: İndüksiyon ısıtma, ZVS, Sıfır gerilim anahtarlama, Class-E.

1. Giriş

İndüksiyon ısıtma sistemlerinin temeli 1831 yılında Michael Faraday'ın ortaya koyduğu Faraday Kanunu olarak anılan elektromanyetik indüksiyonla başlamıştır. Bu konuda ilk yazılı eser Heaviside tarafından yayınlanmıştır (Heaviside, 1884).

İndüksiyon ısıtma sistemleri ile ısıtma, eritme, kaynak yapma, tavlama, haddeleme, sertleştirme, yüzey sertleştirme vb. endüstriyel işlemler yapılabilmektedir (Davies, 1979).

İndüksiyonla ısıtma sanatı, metalik iş parçalarını belirtilen sıcaklık ve sürelerde ısıtmaktır. Denetim kolaylığı, yüksek verimliliği, madde kayıplarının son derece düşük olması tam otomatik üretime uygunluğu ve çevre kirliliği yaratmaması gibi nedenlerden dolayı indüksiyonla ısıtma, eritme, yüzey sertleştirme ve sertleştirme günümüzde giderek yaygın bir kullanım kazanmaktadır. İndüksiyonla ısıtmada, malzemenin cins ve ebadına, ısıl işlemlerin amacına göre, düşük frekanstan yüksek frekansa kadar alternatif gerilim veya güç kaynaklarına ihtiyaç vardır. Normal olarak, AC şebeke, frekans dönüştürücü, motor jeneratör grubu, vakum lambası vasıtası ile elde edilir.

Elektrik enerjisinin diğer enerji türlerine kolay çevrilmesi, üretimin kolay olması özellikle de tüketiminde diğer fosil kaynaklı yakıtlar gibi çevreye zarar vermemesi, kontrollü bir düzen olması ve çok çeşitli kaynaklardan elde edilebilmesi üstünlükleridir.

Bu çalışmada mikroişlemcinin giriş çıkış pinleri yardımı ile istenilen frekansta sinyal üretilerek E sınıfı bir invertör yapılmak istenmiştir.

2. İndüksiyon Fırınlarının Tarihçesi ve Üstünlükleri

2.1. Tarihçe

İndüksiyonla ısıtmanın dayandığı temel prensip, teorik düzeyde Faraday (1791 - 1867) zamanında biliniyordu. Ancak bu devrede indüksiyonla ısıtma için yeterli güç kaynaklarının bulunmamış olması nedeniyle teorik prensiplerin uygulamaya geçmesi mümkün olmadı.

İndüksiyon ocakları ile ilgili ilk patent 1897'de İngiltere'de Ferranti tarafından alındı. Bulunan bu ocak tipine, metal bobinin dışına konduğu için "halka" veya "nüveli" ocak adı verildi. Ticari ilk uygulama ise 1900 yılında İsveç'te Gysimge'de Kjellin tarafından kurulan 80 kg kapasite ve 73 kW güçlü çelik eritme ocağı oldu.

İlk orta frekans eritme ocağı 1927 yılında Sheffild'da Electric Furnace Company (EFCO) tarafından gerçeklenmiş, bu tarihten sonra paslanmaz çelik üretimi ve özel alaşım hazırlanmasında kullanımı yaygınlaşmaya başlamıştır.

İndüksiyon ısıtıcılarının ilk kullanılmaya başlandığı dönemlerde ilk yatırım maliyetlerinin diğer sistemlere göre yüksek olduğu bir gerçektir. Özellikle orta frekans ısıtıcılar (motor-alternatör grupları) hem ilk yatırım, hem de periyodik bakım giderleri açısından pahalı bir sistem oluşturmaktadır. 1966 yılından itibaren yarıiletken güç sistemlerinin geliştirilmesi ile indüksiyon eritmede yeni bir devir başladı.

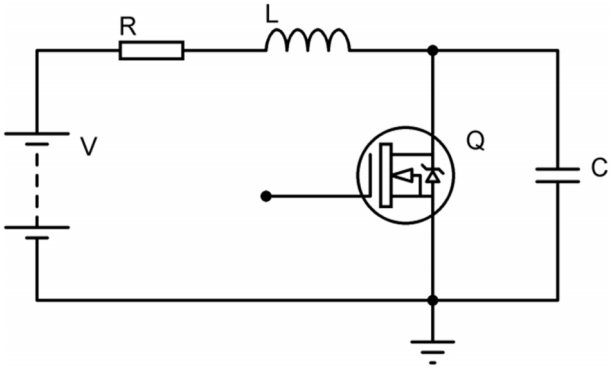
2.2. İndüksiyon Fırınlarının Diğer Isıtma Yöntemlerine Göre Üstünlükleri

İndüksiyon ısıtmanın, metal-işleme endüstrisinde yaygın kullanımına neden olan bazı avantajları şunlardır.

1) Metalleri ısıtma süresi çok kısadır.
2) Bütün parçayı ısıtmak yerine yüzeyin istenile bölümlerini ısıtabilme yeteneği
3) Gücün yalnızca gerektiğinde ısıtma için kullanılması-sürekli fırın sıcaklığının korumak zorunluluğunun bulunmaması
4) Kullanıcıya fuel-oil veya gaz ateşlemeli fırınlardan daha iyi çalışma imkânı sağlanması
5) Diğer fırınlarda kullanılan gazlar nedeni ile hava kirliliğinin bulunmaması
6) Eritmede alaşımların mükemmel şekilde karışmasıdır.
7) Fırın ısısının kontrolünün çok kolay ve hassas bir şekilde gerçekleştirilebilmesi

3. E Sınıfı İnvertör

E sınıfı invertör devresi Şekil.1'de görülmektedir. Bir adet elektronik anahtara (MOS-FET) sahip olan devrede, L indüksiyon bobinin endüktansını, R bobinin ve iş parçasının eşdeğer direncini, C rezonans kondansatörünü göstermektedir.



Şekil-1: Yük direnci ve endüktansının eşdeğer devresi

Şekil.1'deki MOS-FET iletime geçtiğinde giriş gerilimi RL seri devresi üzerinden devresini tamamlar ve iletimi boyunca bobin enerji depo eder. Bobin iletimin sonunda maksimum akımını depo eder. MOS-FET yalıtıma geçtiği anda kondansatör gerilimi maksimum değerine ulaşır. Bobin ve kondansatör, bobin ve yük direnci nedeniyle sönümlü osilasyon meydana getirir. Kondansatör gerilimi maksimum değerinden sıfıra kadar düşer. Osilasyonuna negatif gerilimde devam edeceği esnada diyot iletime geçerek negatif gerilime geçmesini önlemeye çalışır. Bobin akımı diyot üzerinden osilasyonuna devam ederek enerjisini kaynağa doğru ulaştırır. Devrenin rezonans frekansı (1) eşitliği ile bulunabilir.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1)$$

Devrenin sönümlü osilasyon frekansı rezonans frekansına ve devredeki yüke bağlıdır:

$$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} \quad (2)$$

Bobinin ilk enerjisinin sıfır olduğu kabul edilirse anahtar iletimde iken bobin akımındaki üstel değişim, zaman sabitine bağlı olarak Eşitlik 4'deki gibi olur.

$$\tau = \frac{L}{R} \quad (3)$$

$$I(t) = \frac{V}{R} + \left[I(t0) - \frac{V}{R}\right] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4)$$

$$Vc(t) = 0 \quad (5)$$

Anahtar ve diyot yalıtımda iken bobin akımı ve kondansatör gerilimi denklemleri Eşitlik 6 ve 7'deki gibi olur. I_0 bobin akımının başlangıç değeri, B sabiti ise kararlı durum değeridir.

$$I(t) = e^{-\alpha t}(A1\sin(\omega dt) + A2\cos(\omega dt)) + B \quad (6)$$

$$Vc(t) = V - RI(t) - L\frac{dI(t)}{dt} \quad (7)$$

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad (8)$$

$$A1 = \frac{V - R*I0}{L*\omega d} + \frac{\alpha*I0}{\omega d} \quad (9)$$

$$A2 = I0 \quad (10)$$

Diyot iletime geçtiğinde kondansatör gerilimi sıfırdır, bobin akımı Eşitlik 11'den hesaplanır.

$$I(t) = \frac{V}{R} + \left[I(t3) - \frac{V}{R}\right] e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (11)$$

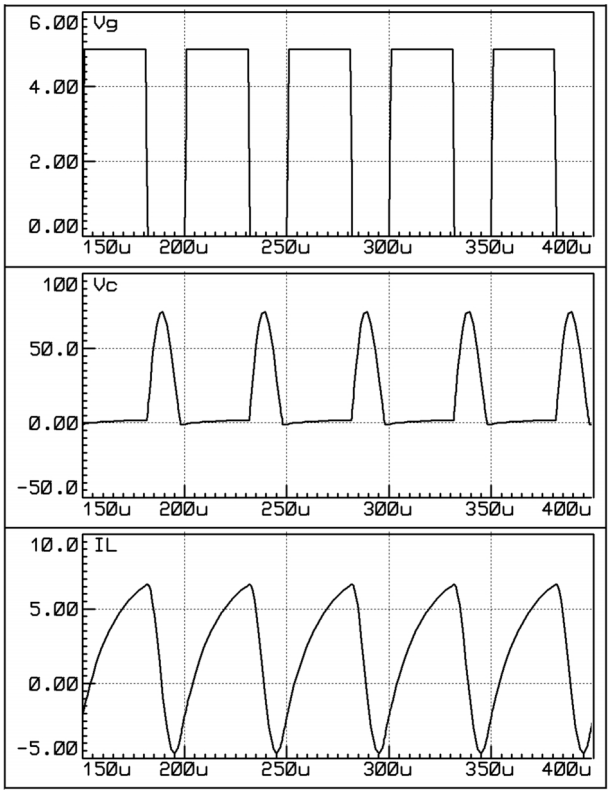
$$Vc(t) = 0 \quad (12)$$

Bobin akımının etkin değeri anahtarlama periyodunda (T) bobin akımının karesinin belirli integraline bağlı olarak hesaplanır. Eşitlik 13'deki belirli integralden akımın etkin değeri hesaplanır. Eşitlik 14'den de sistemin harcadığı güç hesaplanır.

$$Ief = \sqrt{\frac{1}{T}\left[\int_0^T (I(t))^2 dt\right]} \quad (13)$$

$$P = (Ief)^2 R \quad (14)$$

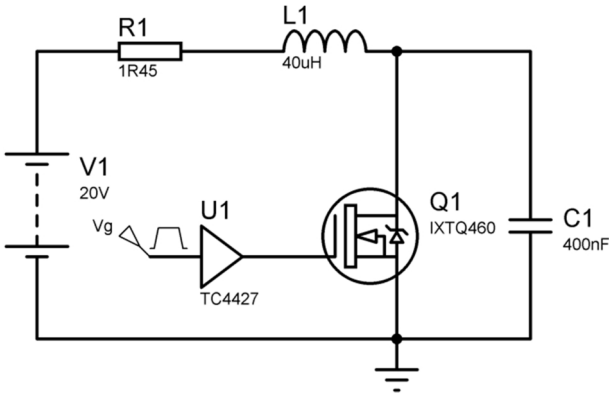
Kondansatör tamamen deşarj olduğunda anahtar tekrar iletime geçerek anahtarın sıfır gerilim şartları sağlanmış olur. Anahtarın iletim süresi kontrol edilerek çıkış gücü değiştirilebilir.



Şekil-2: MOS-FET giriş geriliminin, Kondansatör geriliminin, Bobin akımının sinyalleri

4. Deneysel Çalışma

Devrede giriş gerilimi olarak 20V DC gerilim kullanılmıştır. Devrenin bobini 0.35 mm'lik bobin teli 5 kat yapılıp burularak elde edilen telin 50 mm'lik PVC boru üzerine 25 sipir sarılması ile elde edilmiştir. Yük olarak cıvata kullanılmıştır. Yükle birlikte bobin endüktansı 40 µH olarak ölçülmüştür. Devrede kondansatör olarak 250V'luk 4 tane 100 nF kondansatörün paralel bağlanması ile elde edilen kapasite kullanılmıştır. Elektronik anahtar olarak deney aşamasında IRFP serisi IRFP 460, IRFP 450 ve IXTQ seri IXTQ460 MOS-FET'leri denenmiştir. En son elektronik anahtar olarak IXTQ serisi IXTQ460 MOS-FET'leri kullanılmıştır. MOS-FET'i sürmek için TC4427 sürücü entegresi giriş sinyali 5V'tan 12V'a yükseltilmiştir. Devreye tetikleme sinyali olarak %60 görev saykılına sahip 20 KHz 5V kare dalga sinyal gönderilmiştir. Devre şeması Şekil-3 gösterilmiştir.



Şekil-3: E sınıfı invertör

Daha sonra devre geliştirilme aşamasına geçişmiştir. Bir mikrodenetleyici yardımı ile devreye sinyal uygulanmış ve geri besleme alınarak sinyal istenilen şekilde düzenlenmiştir. Mikrodenetleyici ile sıfır gerilim anahtarlama şartları sağlanmaya çalışılmıştır.

Mikrodenetleyici devreye 20 KHz kare dalga sinyalin t_{on} süresi değerinde(30 µSn.) 1 sinyali uygular ve MOS-FET'i iletime geçirir MOS-FET iletimde iken bobin enerji depo eder. Kondansatör gerilimi sıfır volttur. Sinyal kesildiğinde MOS-FET yalıtıma geçer ve kondansatör gerilimi tepe değerine ve tekrar sıfıra ulaşır. Kondansatör sinyalinin çıkışı, gerilim bölücü dirençle düşürülür. Transistörle 5 volt kare dalga sinyal şekline getirilir ve mikrodenetleyiciye geri besleme olarak uygulanır. Mikrodenetleyici bu sinyalin yükselen kenarında capture(yakalama) kesmesi yapar daha sonra yeniden t_{on} sinyalini uygular ve sonlandırır. Bu şekilde geri besleme alarak MOS-FET tetikleme sinyali üretilir ve sıfır gerilim şartları sağlanır. Devrede butonlar yardımı ile istenilen ısı ve t_{on} süresi ayarlanır.

Şekil-4'de devrenin tetikleme sinyali, kondansatörün gerilim sinyali, bobin akımının sinyali ve değerleri görülmektedir. Osilaskop gerilim ölçtüğü için akım sinyalinin değeri gerilim olarak gösterilmiştir. Akım sinyalinin gerçek değeri (0.2 mA/mV) şeklinde bir sabit ile çarpılarak bulunabilir.



Şekil-4: Kondansatör Gerilimi ve Bobin Akım Sinyali(üstte), Tetikleme Sinyali ve Bobin Akım Sinyali(altta)

5. Sonuç

Devre ilk modelinde %60 görev saykılında 20 KHz tetikleme sinyali 20V'ta çalıştırıldığında 2.12A akım çekiyor. Bobin içindeki yük oluşan manyetik alan sonucunda ısınıyor. Fakat elektronik anahtar(MOS-FET) bu çalışma sıfır gerilim anahtarlamayı sağlamadığı için ısınma yapıyor. Devre sıfır gerilim anahtarlama şartları sağlanarak maksimum 30V, 3.1A değerlerinde çalıştırılmıştır. Sıfır gerilim anahtarlama ile iletim ve yalıtım esnasında oluşabilecek anahtarlama kayıpları en aza indirilmek isteniyor. İletim süresinin değiştirilmesi ile ısıtılacak yüke aktarılan güç miktarı kontrol edilmek istenmektedir.

Devre de mikrodenetleyici kullanarak güç kontrolü yapmaya ve sıfır gerilim anahtarlamaya uygun tetikleme sinyalini yakalamaya çalışılmıştır. Mikrodenetleyici vasıtası ile tetikleme sinyali uygulanmış ve tetikleme sinyalinin görev saykılı değiştirilerek uygun ısıtma yapılmıştır.

Teşekkür

Bu çalışmada yüksek lisans dersi olarak aldığım indüksiyon ısıtıcılar dersinde ve E sınıfı invertör konusunda bana yardımcı olan Yrd.Doç.Dr.Selim Öncü'ye, laboratuvar konusunda bu çalışmamda bana yardımcı olan Saitem(Sakarya Üniversitesi İleri Teknolojiler Uygulama Topluluğu) ekibine ve ekip arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim.

Kaynaklar

[1] Çetin S., Sazak, B.S. "Mutfak Tipi Isıtma Uygulamaları İçin İki Çıkışlı Bir İndüksiyon Isıtma İnverteri Tasarımı", Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt:12, No:3, pp.397-401, 2006.

[2] Öncü, S., Sazak, B. S., E Sınıfı İnverterli Mutfak Tipi Bir İndüksiyon Isıtma Uygulaması, YTÜ Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, Sigma, 2, 68-73, 2004.

[3] Sazak, B. S., Öncü, S., Çetin S., Bir Ev Tipi İndüksiyon Isıtma Sistemi Tasarım Metodu, Zonguldak Karaelmas Üniversitesi Teknoloji Dergisi, Cilt 8, Sayı 4, 321-329, 2005.

[4] Boonyaroonate, I., Mori, S., Analysis And Design Of Class E Isolated DC/DC Converter Using Class E Low dv/dt PWM Syncronous Rectifier, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 16(4),514-521,2001.

[5] Fujii, M., Suetsugu, T., Shinoda, K., Mori, S., Class E Rectifier Using Thinned-out Method, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12(5),832-836, 1997.

[6] Ünver H. M. İndüksiyon Ocaklarının Güç Kaynaklarında Kullanılan Eviricilerin PLC ile Denetiminin Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi, Elektrik – Elektronik – Bilgisayar Mühendisliği 10. Ulusal Kongresi, İstanbul, 18-21 Eylül 2003, s.181-184

LİTYUM POLİMER BATARYALAR İÇİN BATARYA YÖNETİM SİSTEMİ ARAŞTIRMA VE UYGULAMASI

Şahin Soydaş[1], *Can Bülent Fidan*[2]

[1]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Sakarya Üniversitesi, Sakarya
sahinsoydas@saitem.org

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Karabük Üniversitesi, Karabük
cbfidan@karabuk.edu.tr

Özetçe

Günümüzde elektrikli arabaların oranı gittikçe artmaktadır. Elektrikli arabaların yakıt tipi olan bataryalar gittikçe önem kazanmıştır. Bataryalar ek koruma devrelerine ihtiyaç duyarlar. Batarya yönetim sistemiyle seri şekilde bağlı bataryaların gerilim değerlerinin aynı değerde tutulması, aşırı akım ve gerilim koruması amaçlanır.

Batarya yönetim sistemi elektrik arabası, güneş arabası vb. yerlerde kullanılmaktadır. Bu çalışmada batarya yönetim sisteminin içeriğinden bahsedilmiştir. Çalışma boyunca birçok farklı yöntemler araştırılmıştır. Op-Amp ve Mikrodenetleyici özellikleri incelenmiştir. Pasif dengeleme metodu kullanılmıştır. Dengeleme devresinde optokuplör ile Transistör tetikleme yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Güneş arabası, elektrikli araba, lityum polimer piller, batarya yönetim sistemi

1. Giriş

Dünyada ilk elektrikli araçlar 1900'lü yılların başında yapılmaya başlandı. O yıllarda New York'ta elektrikli arabaların sayısı benzinli arabalara göre daha fazlaydı. Elektrikli araçların o dönemde birçok fazlası vardı. Fakat bu arabalar bataryalarından dolayı pahalıydı.

Elektrik ve güneş arabaları arttıkça birçok yeniliği de yanında getirecektir;

- ✓ Elektrik ve güneş araçları elektrik motoru, güç konvertörü ve enerji kaynağı içerir.
- ✓ Yakıt olarak güç kaynağı veya güneş enerjisi ile bataryalar doldurulabilecek.
- ✓ Araçlar sıfır emisyon ve yüksek verimlerde çalışacaktır.

Günümüzde elektrik araçların çoğalması ile batarya, elektrik motoru ve güç elektroniği parçaları üreten sanayiler oluşabilir. Bataryaların seri üretim olmaması durumunda yüksek maliyetler gerektirebilir. Şarj süresi ve menzilleri de dezavantaj olarak görülebilir.

Yüksek enerji kapasitesine ihtiyaç duyulan, tamamen batarya veya batarya desteğiyle çalışması için tasarlanmış sistemlerde, lityum polimer tipi batarya hücreleriyle oluşturulmuş batarya paketleri kullanımı yaygın bir uygulamadır. Yüksek enerji kapasiteleri elde etmek için, batarya hücreleri birbirlerine seri ve paralel bağlanarak, istenilen gerilim seviyesinde istenilen kapasite ayarlanmaya çalışılır.

Lityum polimer bataryalar kapasite, enerji yoğunluğu ve ağırlık bakımından halen geliştirilmektedir. Çeşitli kimyasal ürünlerle en verimli ve karakteristiği bakımından uygulamalara özelleşmiş bataryalar üretilmesi için çalışmalar sürmektedir. Bu gelişmelere paralel olarak batarya yönetim sistemleri de halen geliştirilmeye ihtiyaç duyan ürünlerdir.

Lityum bataryalar elektrik araçlarda da yaygın olarak kullanılır. Elektrik araçlarda elektrik motoru, motor sürücüsü, batarya bulunur. Bataryaların şarjı bir güç kaynağı yardımıyla yapılır. Elektrik araçlarda tahrik kaynağı bataryalardır.

2. Bataryalar

Bataryalar elektrik enerjisini kimyasal enerji olarak depo eden, istenildiğinde bunu elektrik enerjisi olarak veren enerji kaynaklarıdır. Batarya hücreleri birbirine seri ve paralel olarak bağlanılabilir.

2.1. Lityum-İyon Bataryalar

Lityum-iyon bataryaların enerji yoğunluğu diğer bataryalara göre daha fazladır. Lityum-iyonlar çevreye en az zarar veren kimyasal ve metalleri içerir. Şekil 1 de örnek bir lityum-iyon bataryası gösterilmiştir.



Şekil 1: Lityum-İyon Batarya

Lityum-iyon batarya genel özellikleri

- ✓ Yapılarından dolayı fiziksel olarak dayanıklıdır. Bu yüzden elektrikli arabalarda ve helikopterlerde kullanılır.
- ✓ 2000-3000 kere şarj edilebilir.
- ✓ Periyodik olarak şarj edilmesine gerek yoktur.

Lityum-iyonların artılarının yanında bir takım eksileri de vardır. Güvenli olarak şarj edilmesi için batarya yönetim sistemi tarzı özel koruma devreleri gerekmektedir.

Bütün bataryalarda olduğu gibi lityum-iyon bataryaların da ömrü saklanma sıcaklığıyla değişiyor. Kullanılmadan saklama yapmak için %40 doluluk seviyesi öneriliyor.

2.1.1. *Lityum-İyon Bataryanın Üstünlükleri*

- ✓ Yüksek enerji yoğunluğu ve araştırmalarla daha da yüksek yoğunluğa çıkma olasılığı
- ✓ İlk şarjda uzun şarj gerektirmiyor. Normal şarj edilir gibi başlanılıyor.
- ✓ Bakımı yok denecek kadar azdır, periyodik şarj-deşarj döngüsü gerektirmiyor
- ✓ Özel yapılmış Lityum bataryalar yüksek akım gerektiren sistemlere de cevap verebilir.

2.1.2. *Lityum-İyon Bataryanın Zayıf Noktaları*

- ✓ Şarj-deşarj sırasında akım ve gerilimin güvenli sınırda tutulması için batarya yönetim sistemi devresi gereklidir.
- ✓ Hiç kullanılmasa bile yaşlanma etkisi gösterir.
- ✓ Nikel bataryalara göre 40 kat daha fazla maliyetle üretilmektedir.

2.2. Lityum-Polimer Batarya

Lityum-polimer bataryalar kullanılan elektrolitik içeriği bakımından diğer bataryalara göre farklıdır. İlk yapıldığı yıllarda katı polimer elektrolitik kullanılıyordu. Plastiğe benzer film tabakasından oluşan elektrolit elektriği iletmemesine rağmen iyon değişimine izin veriyordu.

Kuru polimer tasarımı üretim, dayanıklılık ve boyutların küçültülmesi noktasında kolaylık sağlıyordu. Artık tasarımlarda hücre kalınlığı 1mm ye kadar inebilmektedir.

Lityum-polimer bataryalar düşünüldüğü kadar piyasada tutulmadı. Bunun sebebi hem üretim maliyetinin düşürülememiş olması hem de diğer batarya gruplarından çok fazla artısı olmamasıdır. Lityum-polimer bataryalar hala sağladığı güç olarak lityum-iyon bataryaların gerisindedir. Ancak çok ince yapılı bataryaların gerektiği sistemlerde kullanılmaktadır.

2.2.1. *Lityum-Polimer Batarya Genel Özellikleri*

- ✓ 2000-3000 sefer şarj edilebilir.
- ✓ Nominal 3.7V gerilim sağlar.
- ✓ Metal kasa ihtiyacı olmadığı için çok hafiftirler.
- ✓ Batarya ömrünü azaltmamak için batarya sonuna kadar bitirilmemelidir.

2.2.2. *Lityum Polimer Bataryaların Üstünlükleri*

- ✓ Çok ince bir kesite sahiptir artık kredi kartının içine sığabilecek kadar küçüldü.
- ✓ Esnek fiziki yapıya sahiptir. Standart bir boyutu yoktur istenilen her boyutta üretilebilir.
- ✓ Çok hafiftir. Metal kutu gereksinimi yoktur.

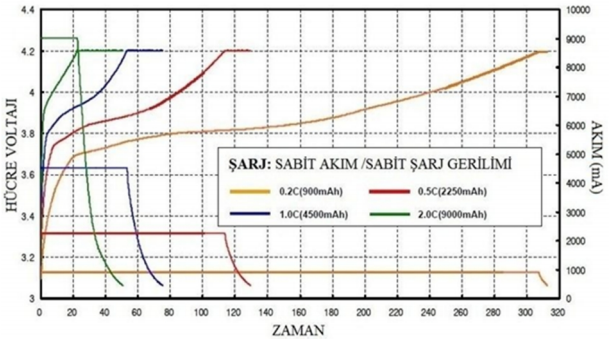
2.2.3. *Lityum Polimer Bataryaların Zayıf Noktaları*

- ✓ Lityum-iyon bataryalara göre daha az enerji yoğunluğu ve daha az şarj-deşarj döngüsü
- ✓ Standart boyutlarda üretilmemekte, firmaların isteklerine göre üretiliyor.
- ✓ Lityum-iyon pillere göre daha pahalıdır.

2.2.4. *C Değeri*

Genel bir batarya terimi olan C değeri bataryanın elektrik yükünü hangi hızla boşaltabileceğini gösterir. 1C kapasitesi bataryanın bir saatte verebileceği akımdır. C değeri arttıkça bataryanın elektrik yükünü boşaltma hızı artar. Lityum-polimer bataryalarda iki adet C değeri vardır. Bunlardan biri anlık C değeri, diğeri de devamlı C değeridir.

Şekil 2 de bir lityum-polimer bataryanın farklı C değerlerinde batarya şarj karakteristiği gösterilmiştir.



Şekil 2: Bir Lityum-Polimer Bataryada Farklı C değerlerinde Batarya Şarj Karakteristiği

2.2.5. *Lityum Polimer Batarya Kullanırken Dikkat Edilmesi Gereken Hususlar*

Lityum polimer bataryalar uygun şekilde kullanılmazsa alev alabilir ve yangın tehlikesi oluşturabilir. Lityum polimer bataryalar yapı itibari ile hassas bataryalardır.

- ✓ Her hücrenin gerilimini tek tek ölçüp dengeleyen ve şarj tamamlanınca akımı kesen bir batarya yönetim sistemine ihtiyaç vardır.
- ✓ Bataryaları şarj ve deşarj sırasında kontrolsüz bırakmamak gerekir.
- ✓ Lityum polimer bataryalar özel yanmaz kutularda saklanmalıdır.

3. BATARYA YÖNETİM SİSTEMİ

Batarya yönetim sistemi devresi şarj sırasında gerilimi belirli bir noktada sınırlıyor ve belli bir seviyenin altına inmesine de izin vermiyor. Bataryaların sıcaklık kontrolü de yapılarak sıkıntı hücrenin şarjı kesilebiliyor.

Batarya yönetim sisteminin temel amaçlarından biri hücre dengeleme sistemidir. Hücre dengeleme sistemi pasif hücre dengeleme ve aktif hücre dengeleme olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Pasif dengeleme sisteminde fazla olan enerji dengeleme direnci üzerinden boşaltılırken, aktif dengeleme sisteminde fazla olan enerji az enerjili olan bataryaya aktarılır.

3.1. Hücre Dengeleme Sistemi

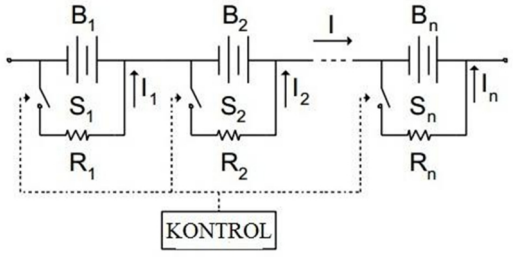
Elektrikli araçlarda gerekli gücü elde etmek için çok fazla batarya hücresi kullanılır. Hücrelerin seri bağlanmasıyla bataryaların toplam voltajı artırılır. Hücrelerin paralel bağlanmasıyla da toplam akım değeri artırılır. Batarya kullanılmaya başlandıktan sonra hücreler arasındaki gerilim farkları giderek artar. Bunun sonucunda farklı iç direnç ve kapasiteye sahip olan bataryalar her şarj ve deşarj çevrimi sonucu aşırı şarj ve deşarj edilebilir. Bunun sonucunda hücreler erken yaşlanabilir. Bunun sonucunda hücreler kalıcı olarak da hasar görebilir. Lityum bataryalardaki hücreler arası fark oluşmasının sebebi batarya iç direncindeki farklılık ve batarya doluluk oranındaki sapmalardır.

Lityum bataryalarda her hücrenin belirli bir voltajın altına inmemesi ve belirli bir voltajın üzerine çıkmaması gerekir. Batarya hücreleri voltaj farklarını gidermek için ve batarya ömrünü artırmak için hücre dengeleme sistemi kullanılmaktadır. Batarya yönetim sistemine bağlı olarak çalışan bu sistem hücre koruma görevini de yapar. Örnek vermek gerekirse batarya yönetim sistemiyle şarj sırasında maksimum değere ulaşan zayıf hücrenin şarj olması engellenir ve diğer hücrelerle aynı seviyeye getirilmeye çalışılır. Tersi durumda da düşük voltaj koruması yapılarak minimum voltajın altına inmesine izin verilmeyecektir.

Dengeleme işlemi pasif ve aktif hücre dengeleme şeklinde yapılabilir.

3.2. Pasif Dengeleme Yöntemi

Pasif dengeleme yönteminin temel mantığı şarj sırasında hücrelerde oluşan fazla enerjinin seri bağlı dengeleme dirençleri üzerinden boşaltılması yönündedir. Bu yöntem basitliği ve ucuzluğu sebebiyle yaygın olarak tercih edilir. Bu yöntemde yüksek gerilime sahip hücrelere ait dengeleme dirençleri kısa devre yaptırılarak fazla olan enerji direnç üzerinde harcanarak boşaltılır.

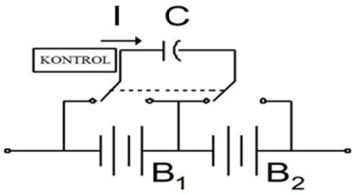


Şekil 3: Direnç ile Dengeleme Metodu

Şekil 3 de bir kontrol işareti ile dirençlerin yönetimi gösterilmiştir. Bu yöntemde dengeleme dirençleri sürekli devreye alınıp çıkarılarak dengeleme işlemi olur. Bu yöntemin verimliliği dengeleme direnci ve algoritmaya bağlıdır. Fazla enerjinin direnç üzerinden ısı enerjisine dönüştürülmesi bir dezavantajdır. Fakat basitliği ve ucuzluğu nedeniyle güneş arabası, elektrikli araba, elektrikli bisiklet vs. sistemlerde tercih sıklıkla tercih edilen bir yöntemdir.

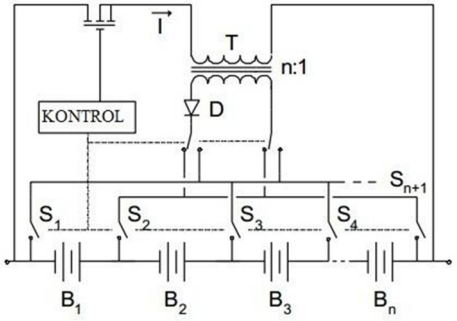
3.3. Aktif Dengeleme Yöntemi

Birçok aktif dengeleme metodu mevcuttur. Bu yöntemin temel mantığı fazla enerjiye sahip bir hücreden düşük enerjiye sahip hücreye enerji transferidir. Genelde gerilim taşıma ve enerji dönüşümü olmak üzere iki farklı aktif dengeleme yöntemi mevcuttur. Gerilim taşıma yönteminde seçilen hücreden enerji alınır, depolanır ve diğer bir hücreye iletilir. Gerilim taşıma yönteminde en çok kullanılan metot hareketli kapasitör yöntemidir. Bu yöntemde kapasitörler yüksek voltaj seviyesindeki hücre ile doldurulur ve en düşük voltaj değerindeki hücreye boşaltılır. Şekil 4 de kapasitörle aktif dengeleme yöntemi gösterilmiştir.

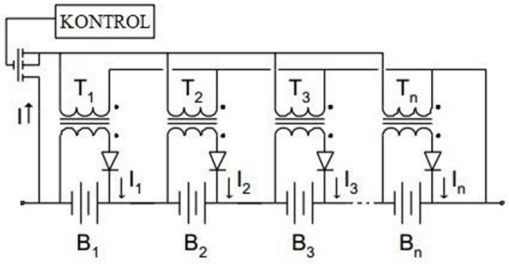


Şekil 4: Kapasitörle Aktif Dengeleme Yöntemi

Diğer aktif dengeleme yöntemi olan enerji dönüşümü yönteminde bir hücreden alınan enerji diğer bir hücreye indüktör veya transformatör ile iletilir. Hareketli kapasitör yöntemine benzeyen bu yöntemde dengeleme işlemi hızlı bir şekilde yapılır. Fakat sistemin karışıklığı ve yüksek maliyeti dezavantajlarıdır. Şekil 5 de anahtarlamalı transformatör yöntemi gösterilmiştir.



Şekil 5: Anahtarlamalı Transformatör Yöntemi



Şekil 6: Çoklu Transformatör Yöntemi

Şekil 6 de aktif dengeleme yöntemlerinden olan çoklu transformatör yöntemi gösterilmiştir.

Lityum bataryaya sahip sistemlerde enerji verimliliği ve uzun batarya ömrü için aktif veya pasif dengeleme yöntemlerinden biri mutlaka kullanılmalıdır.

4. Bataryanın Pasif Dengeleme Yöntemi Kullanılarak Dengelenmesi

4.1. ADC Modülü

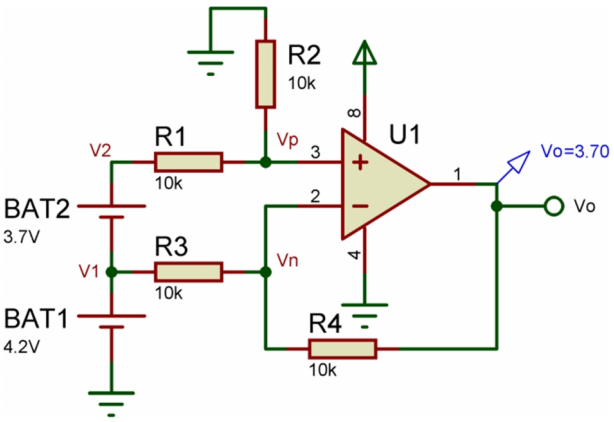
Doğada doğal olarak bulunan tüm sistemler analog düzendedir. Kullandığımız mikrodenetleyiciler ise dijital sistemlerdir. Bu yüzden dış dünya ile iletişim kurmak ve dış dünyadan veri almak için bu iki sistemin bir şekilde birbirini anlaması gereklidir. Bu iş içinde doğada bulunan analog sinyallerin (ısı, ışık, ses, vb.) mikrodenetleyicilerin anlayacağı dijital sinyallere çevrilmesi gereklidir. Bunun için ADC devreleri ve entegreleri kullanılmaktadır. Batarya yönetim sisteminde kullanacağımız PIC16F877 mikrodenetleyicisinde ADC modülü bulunmaktadır. Böylece harici bir devre veya entegre kullanmadan analog sinyaller dahili ADC modülü sayesinde dijital sinyallere çevrilebilir. Batarya yönetiminde bu modülü kullanmamız gerekecektir.

4.2. Bataryalar Arası Fark Alma İşlemi

Mikrodenetleyicinin algoritmasını yürütebilmesi için ADC girişlerinden gelecek voltaj değerlerine ihtiyacı vardır. Bataryalarımız seri bağlı olduğundan 6x4.2V=25.2V'a ulaşmaktadır. Mikrodenetleyicinin maksimum giriş voltajı 5 volttur. Seri bağlı batarya voltajlarını yüksek voltaja ulaştığı için ADC girişine uygulayamayız. Bu yüzden bataryaların farkını alacak sistemi uygulamak gerekir.

4.2.1. *Op-Amp ile Fark Alma İşlemi*

Fark alıcı devre, genelde ölçme ve kontrol sistemlerinin tasarımında kullanılan temel yükselteç devresidir. Şekil 7 de temel fark alma devresi verilmiştir.



Şekil 7: Fark Alma Devresi

Devrede V2, V1, V, Vo, R1, R2, R3, R4 parametreleri vardır. R1=R2=R3=R4 eşitliği sağlanmalıdır.

$$V_n = V_p = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 \qquad (1)$$

$$I_1 + I_2 = 0 \qquad (2)$$

$$I_1 = \frac{V_1 - V_n}{R_3} \qquad (3)$$

$$I_2 = \frac{V_O - V_n}{R_4} \qquad (4)$$

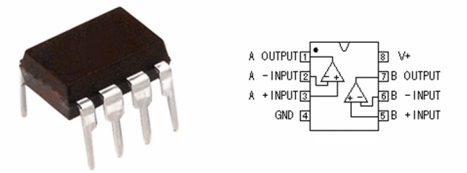
(1) Numaralı denklem (3) ve (4) numaralı denklemlerde yerine koyulur sonra (3) ve (4) numaralı denklem (2) numaralı denklemde yerine koyulur V_O yalnız bırakılırsa (5) numaralı denklem elde edilir.

$$V_O = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_2 - \frac{R_4}{R_3} V_1 \qquad (5)$$

(5) Numaralı denklemde dirençler sadeleştirildiğinde (6) numaralı denklem elde edilir.

$$V_O = V_2 - V_1 \qquad (6)$$

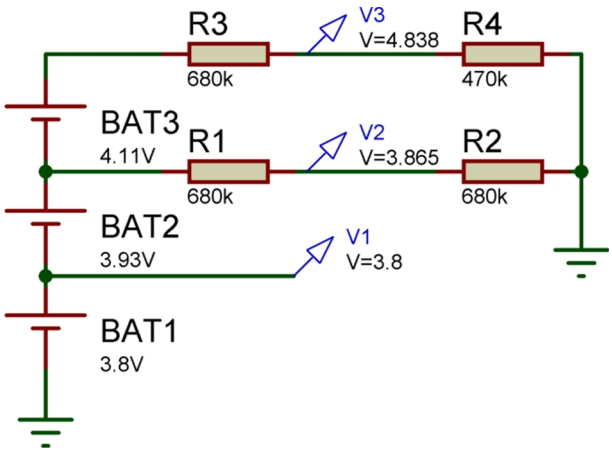
Op-Amp kullanılırken birkaç detay vardır. Fark alınması istenen Op-Amp'a besleme voltajından büyük giriş voltajı uygulanamaz. Eğer uygulanırsa pratikte Op-Amp düzgün ölçüm yapamaz ve ısınıp yanabilir. Çıkış voltajı besleme voltajından büyük olamaz. Şekil 8 da Op-Amp ve pin diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 8: Op-Amp ve pin diyagramı

4.2.2. *Gerilim Bölücü Yöntemiyle Fark Almak*

Yöntemin temel amacı dirençler vasıtasıyla gerilim değerini 5 voltun altında tutmaktır. 5 voltun altına inen gerilimler mikrodenetleyicilerin analog girişlerine uygulanmaktadır. Piyasada satılan dirençlerin belirli toleransları vardır. Hiçbir zaman idealdeki değeri yakalayamayız. Yine de SMD dirençlerle ideale yaklaşılmıştır. Gerilim bölücü yönteminde bizi kısıtlayan faktör sadece dirençlerin tolerans değeri değildir. Devre çalışmaya başladığı zaman dirençler üzerinden akım akacak ve dirençler ısınabilecektir. Dirençlerin ısınması sonucunda direnç değerleri değişebilecektir. Direnç değerlerinin bu şekilde oynaması istediğimiz durum değildir. Hassas ölçümler yapmamızı engelleyecektir.



Şekil 9: Gerilim Bölücü Devresi

Şekil 9 da sadece V1 değeri batarya değerini yansıtmaktadır. V2 ve V3 değerlerine matematiksel hesap yapılacaktır.

BAT2 değerini hesaplayacak olursak (7) numaralı denklemden hesaplanır.

$$BAT2 = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_2 - V_1 \qquad (7)$$

BAT3 değerini hesaplayacak olursak (8) numaralı denklemden hesaplanır.

$$BAT3 = \frac{R_3 + R_4}{R_4} V_3 - (V_1 + BAT2) \qquad (8)$$

4.3. Batarya Dengeleme Devresi

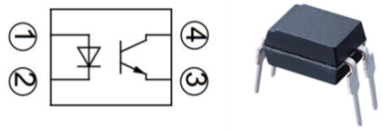
Değerlendirme algoritması uygulandıktan sonra mikrodenetleyiciden gelen kontrol işareti ile batarya dengelemenin yapılması gerekir. Optokuplör ile Mos-Fet veya transistör tetikleyerek boşaltma işlemi yapılabilir.

4.3.1. *Optokuplör ile Mos-Fet Tetikleme Yaparak Dengeleme*

Anahtarlama mantığı olarak gerilim ile anahtarlama kullanılmak isteniyorsa Mos-Fet kullanılır. Optokuplör ve Mos-Fet ikilisi ile bu işlem gerçekleştirilir.

Optokuplör

Optokuplör bir infaruj led ve foto alıcıdan oluşur. Aralarındaki iletim ışık ile sağlanır. Led'e voltaj uygulandığında ışık verir ve transistör iletime geçer. Genelde mikrodenetleyicilerin ürettiği kontrol sinyallerinde optokuplör kullanılır. Bu şekilde elektriksel bir bağlantı olmadığından optik izolasyon sağlanmış olur. Şekil 10 da optokuplör ve pin yapısı verilmiştir.



Şekil 10: Optokuplör pin yapısı ve örnek bir Optokuplör

Mos-Fet

Alan etkili transistörün (FET) geliştirilmiş tipi genellikle Mos-Fet olarak bilinen metal oksit yarı iletkendir. İzole edilmiş gate özelliğinden dolayı Mos-Fetlerin giriş empedansı çok yüksektir ve elektrotlar arası iç kapasitansı çok düşüktür. Bu özelliklerinden dolayı Mos-Fet normal transistörlerin frekans sahasının çok daha üstündeki frekanslarda ve yüksek giriş empedanslı yükselteçlere ihtiyaç duyulan devrelerde daha fazla kullanılır. Bu yüzden Mos-Fet voltmetre, ohmmetre vb. test aletlerinde kullanılırlar. Mos-Fetlerin transistörlere göre diğer avantajı gürültüsünün az olması ve band genişliğinin fazla olmasıdır. Akım harcamaması da diğer bir avantajıdır. Mos-Fetlerin şu şekilde sınıflandırılır;

- ✓ Azalan (Boşluk şarjlı, depletion tipi) Mos-Fet
- ✓ Çoğalan (Enhancement tipi) Mos-Fet

Mos-Fetler kendi aralarında n-kanallı ve p-kanallı azalan ve çoğalan tip olarak ayrılır.

4.3.2 *Optokuplör ile Transistör Tetikleme Yaparak Dengeleme*

Anahtarlama mantığı olarak akım ile anahtarlama kullanılmak isteniyorsa transistör kullanılır. Optokuplör ve transistör ikilisi ile bu işlem gerçekleştirilir.

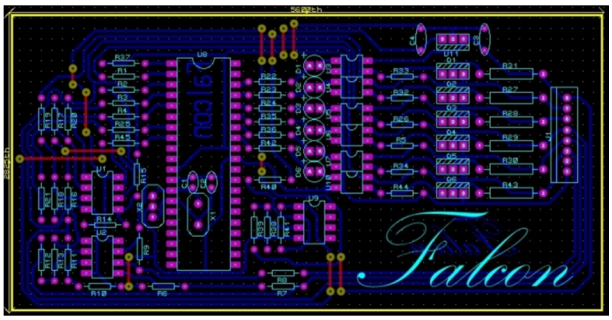
Transistör

Transistör imalatında kullanılan yarı iletkenler, birbirlerine yüzey birleşimli olarak üretilmektedir. Bu nedenle bipolar jonksiyon transistör olarak isimlendirilir. Bipolar transistörler PNP ve NPN olmak üzere ikiye ayrılır. İletimde olması için base, emitere göre pozitif olmalıdır. Buradaki gerilim farkı 0.7V (silisyum), 0.3V (germanyum)ya da daha fazla olmalıdır.

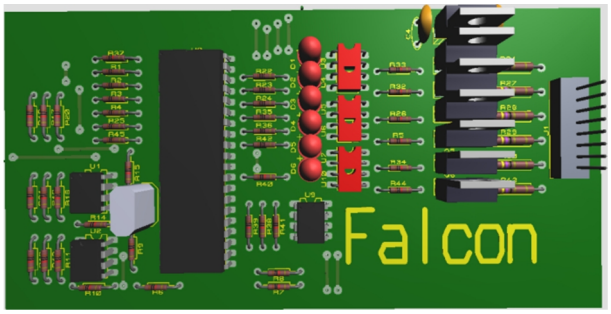
Sayıcılar, bilgisayarlar, yükselteç devreleri gibi bir kısım devrenin çok hızlı çalışması ve sükûnete geçmesi gerekebilir. Bu gibi durumlarda çok hassas bir anahtarlama yapılmalıdır. Bu devrelerde transistör anahtar olarak yararlanılmaktadır.

4.4. Baskı Devre Çizimleri ve Sanal Görüntüsü

Şekil 11'de 6 adet seri bataryayı dengeleyebilen batarya yönetim sistemi devre çizimi verilmiştir ve Şekil 12'de sanal görüntüsü verilmiştir.



Şekil 11: 6'li Batarya Yönetim Sistemi Devresi Çizimi



Şekil 12: 6'lı Batarya Yönetim Sistemi Devresi Sanal Görüntüsü

5. Sonuçlar

Bu çalışma kapsamıyla elektrik ve güneş arabalarının genel özelliklerinden ve yaygın olarak kullanılan batarya tiplerinden bahsedilmiştir. Benzin ve dizel taşıtların çıkardığı egzoz gazları çevreye ve insan sağlığına zarar verdiğinden günümüzde alternatif enerji ile çalışan araçlar çoğalmaya başlamıştır. Elektrik ve güneş arabalarının enerjisini oluşturan bataryalar bu bağlamda önemlidir. Bu çalışmada bataryaların daha verimli ve uzun ömürlü olabilmesi için batarya yönetim sistemi tasarlanmıştır.

Diğer batarya yönetim sistemlerine göre verimliliği arttırmak amacıyla anahtarlama elemanlarının kayıpları azaltılmıştır. Devrenin kullandığı enerjinin azalması sebebiyle devrenin verimi arttırılmıştır. Devrenin beslemesi için gerekli olan enerji dengeleme yaptığı bataryalardan sağlanmaktadır. Devre %0.1 hassasiyet ile dengeleme yapmaktadır.

Sakarya Üniversitesi'ne bağlı Saitem ekibi 3.sünü ürettiği elektrikli aracı Evrim3 ile Mayıs 2014'de düzenlenen Shell Eco-Marathon Europe 2014 yarışına katılmıştır. Bir verimlilik yarışı olan bu yarışta aracın bataryalarında kullanılan bu devre batarya hücrelerini pasif dengeleme sistemi ile aynı voltajda olması sağlanmıştır. Devre verimliliği nedeni ile Shell Eco-Marathon teknik kontrol ekibi tarafından beğenilmiştir.

TÜBİTAK her yıl Formula-G(güneş arabası yarışı)'yi düzenlemektedir. Bu yarışta birçok üniversiteden ekipler kendi tasarladıkları araçlarla yarışmaktadırlar. Fakat araçlardaki en büyük sıkıntı batarya olmaktadır. Birçok ekip batarya yönetim sistemi kullanmamaktadır ve bu yüzden her zaman bir tehdit altındadır. Önceki senelerde iki tane araç bu konuda ciddi sıkıntılar çekmiştir. Batarya yönetim sistemi olmadığından dolayı hücreler arasında voltaj farkları oluşmuştur. Araçlardan birinde bir hücre patlama yapmıştır ve araçta ciddi oranda bir yangına sebebiyet vermiştir. Bu bağlamda batarya yönetim sistemi önemlidir. Bu çalışmada da batarya yönetim sistemi metotları, tasarımı ve uygulanabilirliği anlatılmıştır.

Kaynakça

[1] DAVIDE ANDREA, 2010, Battery Management Systems for Large Lithium-Ion Battery Packs, Artech House, London, 1-60807-104-9

[2] Zheng, M., Qi, B., Wu, H., 2008, A Li-on Battery Management System Based on CAN-bus for Electric Vehicle, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, China, 978-1-4244-1718-6.

[3] Qaisar, S., M., Dallet, D., Desprez, Phillipe, D., Benjamin, S., 2010, An Evaluation Methodology for the Li-Ion Battery Multiplexed Voltage Measurement Systems, France, 978-1-4244-2833-5

[4] Baronti, F., Fantechi, G., Roncella, R., Saletti, R., 2013, High-Efficiency Digitally Controlled Charge Equalizer for Series-Connected Cells Based on Switching Converter and Super-Capacitor, IEEE Transactions on Industrial Informatics Vol.9 No.2, 1139 – 1147, 1551-3203

[5] Zenginal O., "Batarya Yönetim Sistemi" Elektrik-Elektronik Mühendisliği Lisans Tezi, Sakarya Üniversitesi, 2013

[6] Sayın, A.A, Yüksel İ, 2011, Elektrikli Renault Fluence Aracı Lityum-İyon Bataryasının Modellenmesi ve Batarya Yönetimi, 12. Otomativ ve Üretim Teknolojileri Sempozyumu Bildiriler Kitabı, 13 - 14 Mayıs 2011 Bursa Uluslararası Fuar ve Kongre Merkezi Tüyap, Bursa: Yiğitcan Ajans, 46 - 54,978-605-01-0108-9.

[7] http://batteryuniversity.com/

[8] www.kokam.com/

[9] http://www.panasonic.com/

ELEKTROPNÖMATİK SİSTEMLERİN KONTROLÜNDE PETRİ AĞLARININ KULLANIMI VE MİKRODENETLEYİCİ TEMELLİ PLC İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Yasemin İÇMEZ[1], *Gökhan GELEN*[2]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Tokat
yicmez@hotmail.com

[2] Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Tokat
Gokhan.gelen@gop.edu.tr

Özetçe

Günümüz endüstrisinde elektropnömatik sistemler yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemlerin kontrolü genellikle programlanabilir denetleyiciler (PLC) kullanılarak sağlanmaktadır. PLC' ler için kontrol kodu oluşturulmasında formal yöntemlerin kullanımı önemlidir. Bu çalışmada deneysel bir elektropnömatik sistemin formal bir yöntem olan Petri ağları ile kontrolü gerçekleştirilmiştir. Deneysel sistemi kontrol etmek için PLC' lerde uygun fiyatıyla alternatif olan mikrodenetleyici tabanlı PLC donanımı kullanılmıştır. Bu PLC 16F877A temelli olup PLC' lerin komut listesi programlama diline benzer şekilde programlanmaktadır. Petri ağı modeli dikkate alınarak sistem için oluşturulan kod PIC-PLC' ye yüklenerek sistemin kontrolü sağlanmıştır. Yapılan gerçek zamanlı denemelerde sistemin başarılı biçimde kontrol edildiği gözlemlenmiştir. Mikrodenetleyici temelli bu donanım, kolay programlanması ve maliyetinin PLC' lere göre düşük olması bakımından kullanıcılara avantaj sunmaktadır.

1. Giriş

Elektropnömatik sistemlerin Programlanabilir Lojik Denetleyici (PLC) ile kontrolü otomasyon ve kontrol sistemlerinde yaygın olarak çalışılmaktadır [1-7]. Endüstrideki otomasyon sistemleri ve üretim hatlarında pnömatik elemanlar çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu elemanlar malzeme aktarımı, parça işlenmesi, montaj ve paketleme gibi otomatik üretim işlemlerine imkân sağlar. Elle yapılan birçok üretim işlemindeki kontrol ve emniyet sistemlerinde pnömatik cihazlardan yararlanılır. Pnömatik sistemler ve bu sistemlerin PLC ile kontrolü günümüz endüstrisinin güncel konularıdır. Pnömatik sistemlerin; basınçlı havanın üretiminin kolaylığı, temizliği, hortum ve borular ile kolayca taşınabilirliği, geri dönüş hattı olmaması kolay depolanabilirliği, sıcaklık karşısında hassas olmaması, kıvılcım oluşması sonucu patlama tehlikesi olmaması ve güvenli olması tercih edilmesini arttıran sebepler arasında yer almaktadır. Ayrıca, yüksek çalışma hızı ve devre elemanlarının ucuz olması gibi avantajlarıyla PLC' nin hızlı çalışma, güvenlik, gelişen haberleşme teknolojileriyle tek bir noktadan kontrol edilebilme gibi avantajları bir araya gelince kontrol edilen pnömatik sistemler günümüz endüstrisinin vazgeçilmezi olmuştur.

Sürekli değişiklik gerektiren elektropnömatik sistemlerin PLC ile kontrolü değişikliklerin ve eklemelerin kolay yapılmasını sağladığı gibi zaman kayıplarını da en aza indirir. Birden fazla elektropnömatik sistemin tek merkezden idare edilmesine imkân sağlar. Sistemin çalışması ekranlar üzerinden incelenebilir, sistem gerçek zamanlı çalıştırılmadan önce simülasyon üzerinden düzgün çalışıp çalışmadığı gözlemlenerek olası bir tehlike önceden fark edilebilir. Böylece güvenli çalışma imkânı sağlanır [3].

Elektropnömatik devrelerin PLC ile kontrolünde sezgisel, mantıksal veya ayrık olay sistem yaklaşımlarına dayanan yöntemler kullanılabilir [2]. Endüstriyel otomasyon sistemlerinin tasarımında sezgisel yaklaşım sıkça kullanılır. Bu yaklaşım büyük ölçüde programcının tecrübe ve sezgilerine dayanan bir yöntemdir. Bu yöntem kullanılarak hazırlanan devrelerde programcının izlediği yol kişiden kişiye değişiklik gösterebileceği için daha sonra sistem üzerinde yapılacak değişiklikler çok zordur ve uzun zaman alan yorucu işlemler gerektirir. Fakat en kısa çözümler ile direk çözümler üretebilmektedir. Ayrık olay sistem yaklaşımından yararlanılarak gerçekleştirilen devrelerde izleme, değişiklik veya eklenti yapma gibi işlemler çok daha kolay ve kısa sürede gerçekleştirilebilir.

Kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesi ayrık olay sistemleri yaklaşımlarından durum grafiği (otomat) veya Petri ağları kullanılarak yapılabilir. Petri ağları kullanılarak yapılan tasarımlarda daha güçlü bir analiz gerçekleştirilebilir ancak, sistem modelinin kurulması durum geçiş grafiği modeline göre daha zordur, daha fazla zaman ve deneyim gerektirir. Bir endüstriyel otomasyon sistemi tasarım ve gerçekleştirilmesinde en önemli husus sisteme ilişkin doğru modelin oluşturulmasıdır. Durum geçiş grafiği modeli diğer

modellere göre daha kolay ve kısa sürede kurulabildiği ve daha az tecrübe gerektirdiği için öne çıkmıştır. Sisteme ilişkin ifadeler oluşturulan durum geçiş grafiği modelinden yararlanılarak kolayca elde edilip bir PLC yardımıyla kolayca programlanabilir [2]. Petri ağlarının endüstriyel otomasyon sistemlerinde kullanımı ve PLC ile gerçekleştirilmesi konusunda çok çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [8-11]. Bu çalışmaların tamamında donanım olarak PLC' ler kullanılmıştır. PLC' ler güvenli çalışması ve programlamasının kolay olması nedeniyle endüstrinin vazgeçilmez denetleyicileridir. Çeşitli firmaların üretmiş olduğu değişik donanım ve fiyatlarda PLC' ler mevcuttur. PLC programlamada yaygın olarak merdiven diyagramı programlama dili ve komut listesi programlama dili kullanılmaktadır. PLC' lere alternatif bir ürün Uzam tarafından PIC mikrodenetleyicisi temelli olarak geliştirilmiştir [12]. Kart olarak gerçekleştirilen bu donanımda PIC16F877A mikrodenetleyicisi kullanılmış olup 16 giriş (izolatör yalıtımlı 5V, 24V standardında) ve 16 röle çıkışı mevcuttur. Hazırlanan makrolar yardımıyla standart PLC' lere benzer komut listesi kodu ile programlama yapılmaktadır. Derleyici programlar Mikrodenetleyici firması tarafından ücretsiz sunulmaktadır.

Bu çalışmada, elektropnömatik sistem içeren bir deney setinin mikrodenetleyici tabanlı PLC ve formal bir yöntem olan Petri ağları kullanılarak denetlenmesi amaçlanmaktadır. Bu kapsamda ilk olarak sistem için çalışılan kontrol senaryosu Petri ağları kullanılarak modellenmiştir. Bu model PLC koduna ve Mikrodenetleyici koduna dönüştürülerek PLC donanımına aktarılarak denemeler yapılmıştır. Yapılan gerçek zamanlı denemelerde sistemin başarılı biçimde kontrol edildiği gözlemlenmiştir. Mikrodenetleyici temelli bu donanım, kolay programlanması ve maliyetinin PLC' lere göre düşük olması bakımından kullanıcılara avantaj sunmaktadır.

Bu bildirinin ikinci bölümünde Petri ağları ve 16F877A temelli mikrodenetleyici PLC kartı (PIC-PLC) tanıtılmaktadır. Üçüncü bölümde deney düzeneği ve uygulamalarda kullanılacak kontrol senaryosu sunulmuştur. Dördüncü bölümde ilgili kontrol senaryosu için tasarlanan Petri ağı modeli ve PIC-PLC kodu verilmiştir. Son olarak, çalışmanın sonuçları son bölümde tartışılmaktadır.

2. Temel konular

Bu kısımda çalışma kapsamında kullanılan Petri ağları ve Mikrodenetleyici temelli PLC (PIC-PLC) hakkında kısa bilgiler sunulmaktadır.

2.1. Petri ağları

Petri ağları ilk olarak 1962 yılında Carl Adam Petri tarafından doktora tezinde önerilmiş olup, otomasyon sistemlerinde yaygınlığı git gide artarak günümüze kadar gelmiştir [13].

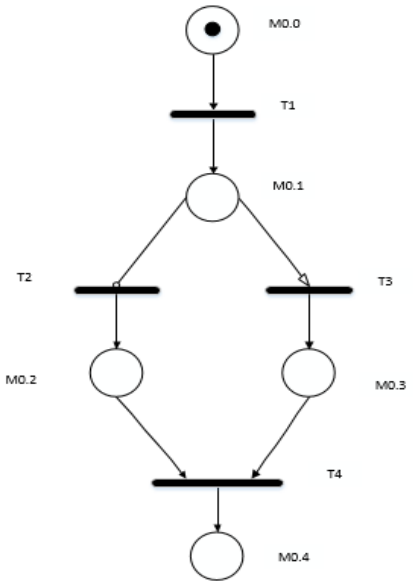
Petri ağları (PA) matematiksel olarak basit bir dörtlüyle ifade edilmektedir. Bu dörtlü şu şekilde tanımlanmaktadır;

$$PN = (P, T, Pre, Post,) \quad (1)$$

P = { p_1 , …… , p_n }, sonlu mevkiler kümesini,

T = { t_1 , …… , t_n }, sonlu geçişler kümesini ifade etmektedir.

Petri ağı iki tip düğümden oluşur, dairelerle (O) gösterilen mevkiler ve çubuklarla (—) gösterilen geçişler. PA' da üç tip ok kullanılır. Şöyle ki; yönlenmiş bir okla (→) gösterilen *sıradan oklar*, sonu daire olan bir okla (—o) gösterilen *yasaklama okları* ve son olarak, ucu boş bir yönlenmiş okla gösterilen *yetkileme okları*. Yetkileme okları ve yasaklama okları sadece mevkileri geçişlere bağlarken; yönlenmiş sıradan oklar mevkileri geçişlere ve geçişleri de mevkilere bağlarlar. Örnek bir Petri ağının grafiksel gösterimi Şekil 1'de sunulmuştur.

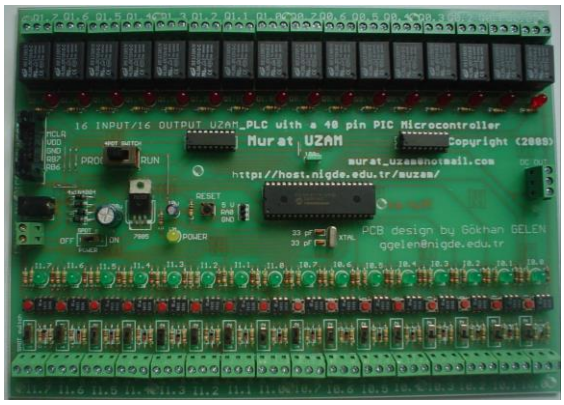


Şekil 1. Örnek petri ağı modeli

Petri ağlarında sistem dinamiği ağ içerisindeki jetonların hareketi ile karakterize edilmektedir. PA' nın işareti, her mevkideki jeton sayılarıyla gösterilmektedir, jetonlar siyah noktalarla (●) gösterilmektedir. Jetonların mevkiler arasındaki hareketi PA' nın gelişimini gösterir ve bu, açık geçişlerin tetiklenmesiyle yapılır. Jetonların ağdaki akışı açılma ve tetikleme kuralları ile belirlenir. *Açılma Kuralları:* PA' da bir geçişin tetiklenmek için açık olduğunu tanımlayan kurallardır. Eğer bir *t* geçişinin giriş mevkisi geçişe yönlenmiş sıradan bir okla bağlıysa giriş mevkisi *p*, bir tane jeton içerdiği zaman, *t* geçişi açıktır denir. Eğer bir *t* geçişinin giriş mevkisi geçişe bir yetkileme okuyla bağlıysa, giriş mevkisi *p*; bir tane jeton içerdiği zaman *t* geçişi açıktır denir. Eğer bir *t* geçişinin giriş mevkisi geçişe bir yasaklama oku ile bağlıysa, giriş mevkisi *p*, jeton içermediğinde *t* geçişi açıktır denir. *Tetikleme Kuralları:* PA' da açık bir *t* geçişi *t'*nin dış tetikleme koşulun sağlanması ile tetiklenebilir. $\chi = 1$ olduğu özel durumda, *t* geçişi açıktır ve her zaman tetiklenmesine izin verilmektedir. Açık bir *t* geçişi tetiklendiğinde, her *p* giriş mevkisinden bir jeton eksilir. Aynı zamanda her *p* çıkış mevkisine bir jeton yerleştirir. Açık bir *t* geçişinin tetiklenmesinin, *t* geçişine sadece yetkileme veya yasaklama oklarıyla bağlı olan giriş mevkilerinin işaretini değiştirmediğine dikkat edilmelidir.

2.2. PIC-PLC

Mikrodenetleyici temelli PLC donanımında PIC16F877A kullanılmıştır. Microchip firması tarafından geliştirilen PIC mikrodenetleyicileri, çok fonksiyonlu lojik uygulamaların hızlı ve ucuz bir yazılım programı ile gerçekleştirilmesini sağlarlar. PIC 16F877A temelli PIC-PLC kartı donanım yapısı beş kısımdan oluşmaktadır. Bu kısımlar; güç kısmı, program yükleme kısmı, merkezi işlem birimi, girişler ve çıkışlardan oluşmaktadır [12]. Kartın donanım yapısı ve çalışması konusunda detaylı bilgi [12]'de bulunabilir. PIC-PLC' nin görünümü Şekil 2'de verilmiştir.



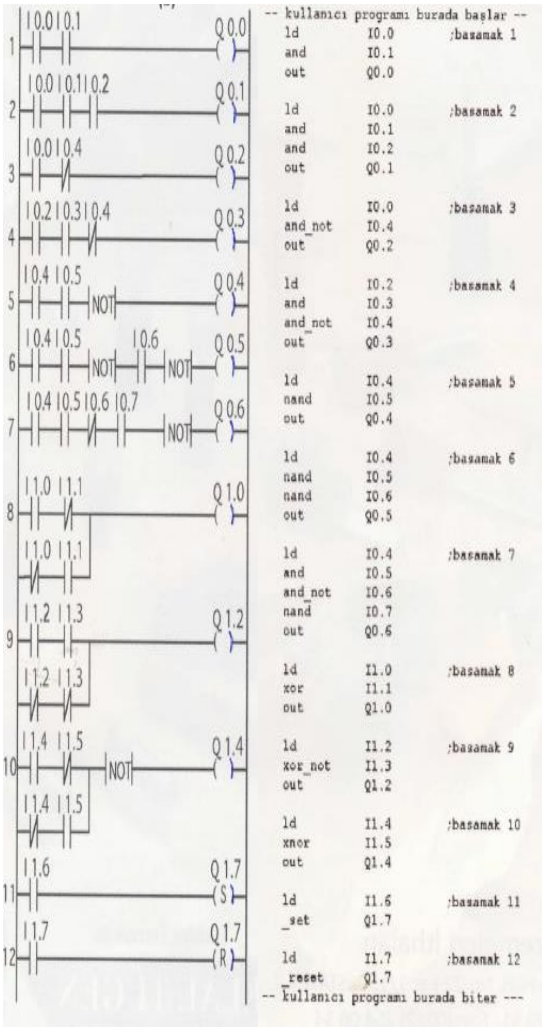
Şekil 2. PIC-PLC kartının görünümü

PIC-PLC kartı, için PLC diline benzer bir programlama dili geliştirilmiştir. Bu dile ait makro ve tanımlamalar kullanıcılara ücretsiz olarak sunulmaktadır [12]. Yazılan kodlar PIC için ücretsiz temin edilebilecek MPLAB Programında derlenerek bir programlayıcı vasıtasıyla karta aktarılmaktadır. Kart üzerinde girişlerin simülasyonu için kalıcı anahtar ve buton ile ledler mevcuttur. Çıkış simülatörü olarak ta ledler mevcut olup yüklenen kodun çalışması buton ve ledler kullanılarak takip edilebilir.

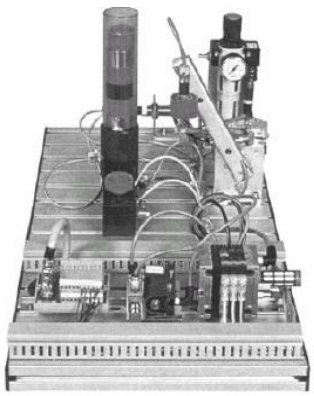
Şekil 3'te örnek bir PLC merdiven diyagramı (ladder) kodu ve kodun PIC-PLC karşılığı görülmektedir. PLC' lerde kullanılan çoğu komut (ld, and, or, not, set, reset vb.) PIC-PLC için tanımlanmış olup kullanımı mevcuttur. PIC-PLC için tanımlanan makrolar ve detayları için okuyucu [12] nolu referansta detaylı bilgi bulabilir.

3. Deney düzeneği

Uygulamalarda Gaziosmanpaşa Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü Endüstriyel Otomasyon Laboratuvarında bulunan Festo MPS 200 dağıtım istasyonu kullanılmıştır. Bu sistem Festo [14] tarafından eğitim amaçlı olarak üretilmiş olup, pnömatik ve elektriksel aktüatörler ile sensörlerden oluşmaktadır. Dağıtım istasyonunun amacı bir iş parçasını, manipülatör yardımıyla besleme haznesinden alarak üretim tesisindeki bir başka istasyona taşımaktır. Bu istasyonun resmi Şekil 4'te görülmektedir. Bir pnömatik piston besleme istasyonundaki iş parçalarını manipülatörün alacağı kısma iter. Silindirin besleme haznesinin alt kısmına yerleştirilmiş bir optik sensör besleme haznesi içinde parça olup olmadığı bilgisini, pistonun geri ve ileri konumlarına yerleştirilen iki tane yakınlık sensörü de aktüatörün konum bilgisini verir. Manipülatör (transfer modülü) pnömatik aktüatörlerden oluşmuştur. İş parçaları bir vakumlu başlık sayesinde manipülatör tarafından tutulur ve sonraki istasyona bir bırakma aracıyla bırakılır. İki tane temas sensörü manipülatörün konum bilgisini verir. 0º manipülatörün iş parçasını aldığı besleme haznesi konumunu 180º sonraki istasyon konumunu ifade eder.

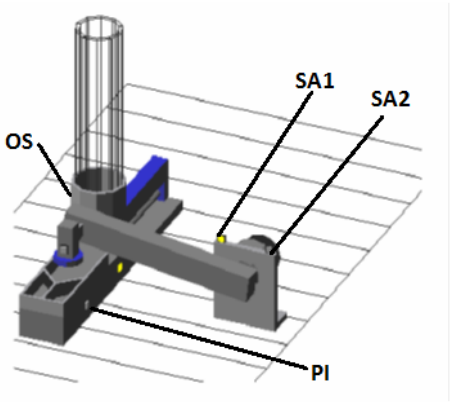


Şekil 3. Örnek bir PLC Ladder kodu ve PIC-PLC kodu karşılığı [12]



Şekil 4. Dağıtım istasyonunun resmi [14]

Şekil 4'te resmi görülen dağıtım istasyonunun çalışmasının daha net anlaşılması açısından üzerinde bulunan sensörlerin konumları Şekil 5'te gösterilmiştir. Sensörler yardımıyla alınana geri besleme sinyalleri kullanılarak sistem kontrol edilmektedir. Sensörlerin PIC-PLC bağlantısı Tablo 1'de görülmektedir.



Şekil 5. Dağıtım istasyonundaki sensörlerin yerleşimi

Tablo 1. Sensörlerin görevleri ve PIC-PLC bağlantıları

Sensör	PIC-PLC Bağlantısı	Açıklama
SA1	I0.4	Manipülatör 0° konumunda
SA2	I0.5	Manipülatör 180° konumunda
PI	I0.2	Piston ileride
OS	I0.6	Besleme haznesinde parça var

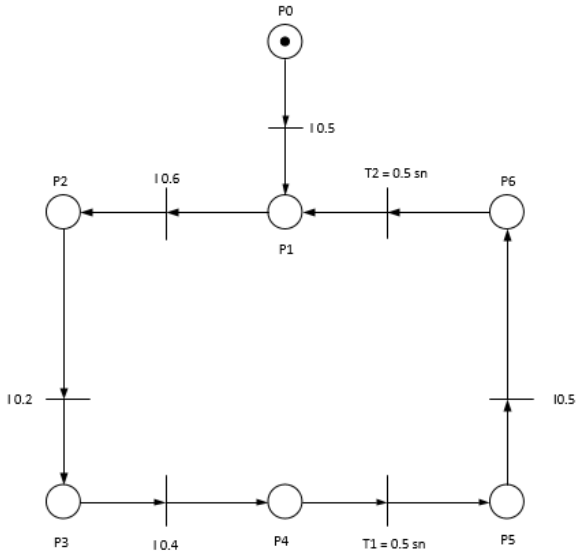
Bu çalışmada dağıtım istasyonu için kullanılacak kontrol senaryosu aşağıdaki gibidir.

- Manipülatör 180º pozisyonuna gider.
- Pnömatik piston ileri yönde hareket ederek iş parçasını sürer ve geri döner.
- Manipülatör 0º pozisyonuna gider.
- Vakum 0. 5 saniye açılır. (parça tutulur)
- Manipülatör 180º pozisyonuna gider.
- Parça bıraktırıcı 0. 5 saniye açılır.
- Döngü yeniden başlar.

4. Uygulama

Bu bölümde yukarıda verilen kontrol senaryosunu yerine getirecek PIC-PLC kodunun formal olarak nasıl elde edildiği açıklanmaktadır. Uygulamalarda PIC-PLC kartı, yazılan kodun derlenmesi için MPLAB programı ve PIC programlayıcı olarak ta Mikroelektronika PICFlash2 programlayıcısı kullanılmıştır. PIC-PLC kodu MPLAB programında yazılarak derlenip PIC programlayıcı aracılığıyla PIC_PLC kartına aktarılmıştır.

Dağıtım istasyonunun verilen kontrol senaryosu için oluşturulan Petri ağı modeli Şekil 6'da görülmektedir. Bu modelde 7 mevki ve 7 geçiş mevcuttur. Mevkilerin ve geçişlerin açıklamaları sırasıyla Tablo 2 ve 3'te sunulmuştur.



Şekil 6. Dağıtım istasyonuna ait Petri ağı modeli

Tablo 2. Petri ağı modelindeki mevkilerin açıklaması

Mevki	Açıklama
P0	Manipülatör 180° ye gidiyor
P1	Manipülatör ve piston hazır
P2	Piston ileri gidiyor
P3	Manipülatör 0° ye gidiyor
P4	Vakum açılıyor
P5	Manipülatör 180° ye gidiyor
P6	Vakum kapanıyor

Tablo 3. Petri ağı modelindeki geçişlerin açıklamaları

Geçiş	Açıklama
t1	Manipülatör 180° de
t2	Manipülatör 180° de ve magazinde parça var
t3	Piston ileride
t4	Manipülatör 0° de
t5	0.5 saniye tutma süresi
t6	Manipülatör 180° de
t7	0.5 saniye bırakma süresi

Dağıtım istasyonuna ait Petri ağı modelinin gerçekleştirilmesi için modeldeki her bir duruma bir hafıza biti ataması yapılmıştır. Geçişler dikkate alınarak mevkiler arası jeton aktarımını taklit edecek kod ilgili sensör girişleri ve zamanlayıcı durum bitleri ile sağlanmaktadır. Petri ağı modelinde mevkiler için kullanılan hafıza biti karşılıkları Tablo 4'te sunulmuştur.

*Tablo 4. M*evkilere atanan hafıza bitleri

Mevkiler	Hafıza Biti
P0	M0.0
P1	M0.1
P2	M0.2
P3	M0.3
P4	M0.4
P5	M0.5
P6	M0.6

Petri ağı modelindeki geçişlerin tetiklenmesi ile jeton bir mevkiden diğer bir mevkiye geçmektedir. Başlangıçta jeton P0 (manipülatör 180°'ye gidiyor) mevkisindedir. Başlangıçta kolun konumu bilinmediğinden manipülatör kol başlangıçta nerede olursa olsun 180° konumuna getirilmektedir. P0 mevkisinde jeton varken ve I0.5 (manipülatör 180°' de) sensör bilgisinin oluşmasıyla jeton P1 mevkisine hareket etmektedir. Yani kol 180° konumuna getirilmiştir ve sistem çalışmaya artık hazırdır. Jeton P1 mevkisinde iken I0.6(besleme haznesinde parça var) bilgisi ile geçiş tetiklendiğinde jeton P2 (piston ileri gidiyor) mevkisine aktarılır. Piston ileri gelip I0.2 (piston ileride) bilgisi oluştuğunda, jeton P3 (manipülatör 0°'ye gidiyor) mevkisine geçer. I0.4 (manipülatör 0°'de) gerçekleştiğinde, jeton P3 mevkisinden P4 (vakum açılıyor) mevkisine geçmektedir. Vakum açıldıktan sonra t1 (0. 5 sn. tutma süresi doldu) geçişi tetiklenir ve jeton P4' ten P5 (manipülatör 180°' ye gidiyor) mevkisine geçer. Jeton P5 mevkisinde iken I0.5 (manipülatör 180°' de) gerçekleşmesiyle jeton P6 (vakum kapanıyor) mevkisine geçmektedir. Jeton P6 durumunda iken t2 (0. 5 sn. bırakma süresi doldu) geçişinin tetiklenmesi ile tekrar P1 (manipülatör ve piston hazır) mevkisine geri dönmektedir. Böylelikle jeton sistemin normal çalışma ilk konumu olan P1 mevkisine dönerek yeni bir döngüye başlayabilir.

Elde edilen petri ağı modelinin PIC-PLC kodu karşılığı Ek 1'de görülmektedir. Kodun ilk basamağında başlangıç durumu gerçekleştirilmektedir. Petri ağı modeli başlangıçta P0 durumunda olduğundan kodun başlangıcında bir defalığına P0 için atanan hafıza biti set edilmekte diğer hafıza bitleri ise resetlenmektedir.

Başlangıç atamasının ardından, Petri ağı modelindeki jeton hareketi gerçekleştirilmiştir. Sırasıyla P0 mevkisinden başlanarak mevkiler arası geçişler harici tetikleme koşulları (sensör vb. bilgiler) dikkate alınarak set – reset komutları yardımıyla hafıza bitleri üzerinde gerçekleştirilmektedir.

Kodun son kısmında, sistemi çalıştıracak aktuatörlerin çıkış atamaları yapılmıştır. Mevkilerde çalışması gereken piston ve valfler PIC-PLC kartı bağlantısı uygun olacak şekilde atama işlemi gerçekleştirilmiştir.

4. Sonuç

Bu çalışmada elektropnömatik sistemlerin kontrolünde formal bir yöntem olan Petri ağlarının kullanımı gösterilmiştir. Petri ağı olarak modellenen denetleyici Mikrodenetleyici temelli PLC (PIC-PLC) kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Denemeler sonucunda oluşturulan kodun belirlenen kontrol senaryosunu eksiksiz yerine getirdiği gözlemlenmiştir. Mikrodenetleyici temelli bu donanım, kolay programlanması ve maliyetinin PLC' lere göre düşük olması bakımından kullanıcılara avantaj sunmaktadır. Daha büyük boyutlu sistemlerin kontrolü gelecek çalışmaların konusu olacaktır.

Kaynakça

[1] Aycan Deniz Gök, PLC Temelleri ve Uygulamaları, Okutman Yayıncılık, 3. baskı Şubat 2008.

[2] Salman Kurtalan, *PLC ile Endüstriyel Otomasyon*, Birsen Yayınevi, 6. baskı Ocak 2010.

[3] MEGEP (Mesleki Eğitim ve Öğretim Sisteminin Güçlendirilmesi Projesi), *PLC ile Elektropnömatik Sistemlerin Kontrolü*, Ankara 2007.

[4] Mesleki Eğitim ve Öğretim Sisteminin Güçlendirilmesi Projesi (MEGEP), Pnömatik ve Hidrolik Sistemler, Ankara Ocak 2005.

[5] Elif Erzan Topçu, İbrahim Yüksel, *Elektropnömatik Bir Sistemde Konum denetiminin Araştırılması*, III. Ulusal Hidrolik Pnömatik Kongresi ve Sergisi, 2003, 439-449.

[6] M. Sinan Güzelbey, Sedat Bayseç, *Pnömatik Kontrol Devrelerinin Bilgisayar Destekli Tasarımı*, IV. Ulusal Hidrolik Pnömatik Kongresi.

[7] İsmail Karacan, Pnömatik Kontrol, Bilim Yayıncılık, 1994.

[8] M. Uzam and A.H. Jones, *Discrete Event Control System Design Using Automation Petri Nets and Their Ladder Diagram Implementation*, The International Journal of Advanced Manufacturing Technology, vol. 14, no. 10, pp. 716-728, October 1998.

[9] Hasdemir, İ. T., Kurtulan, S. and Gören, L., An Implementation Methodology for Supervisory Control Theory, International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 36, 373-385, 2008.

[10] G. Gelen ve M. Uzam, *Ayrık Olay Sistemlerinin R&W Yöntemi ve Petri Ağları Temelli Melez Kontrolü*, TOK 50nci Yıl, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, İTÜ – İstanbul, 13-15 Kasım 2008, bildiriler kitabı, Cilt 2, s. 719-724.

[11] G. Gelen, M. Uzam, *Ayrık Olay Sistemleri için Petri Ağları ve R&W Metodu Tabanlı Modüler Melez Gözeticilerin Sentezlenmesi*, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı Bildiriler Kitabı, TOK 2012, Niğde, 11-13 Ekim, 2012, Cilt 1, s. 200-205.

[12] M. Uzam *PIC16F877A Temelli PLC*, Birsen Yayınevi, ISBN: 978-975-511-586-3, 322 sayfa, 2013.

[13] Tadao Murata, "Petri Nets: Properties, Analysis and Applications ," Proceeddings of the IEEE, Nisan 1989.

[14] www.festo.com, 03.07.2011 tarihinde aktif.

EK-1

```
;------------------ PIC-PLC kodu -------------------------------------
;              2014 Yasemin Yılmaz
;--------------------------------------------------------------------------
scan
              get_inputs
;---------------- kullanıcı programı burada başlar --------------------
;---------- Başlangıç jeton dağılımın atanması ------------------
ld_not   M1.0
_set      M0.0
_set      M1.0
_reset    M0.1
_reset    M0.2
_reset    M0.3
_reset    M0.5
_reset    M0.6
;---------- P0 mevkisi ile P1 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.0
and     I0.5
_set     M0.1
_reset   M0.0
;---------- P1 mevkisi ile P2 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.1
and      I0.6
_set     M0.2
_reset   M0.1
;---------- P2 mevkisi ile P3 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.2
and      I0.2
_set     M0.3
_reset   M0.2
;---------- P3 mevkisi ile P4 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.3
and      I0.4
_set     M0.4
_reset   M0.3
;---------- P4 mevkisi ile P5 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.4
TON_8    0,T1.1,.10
ld       M0.4
and      TON8_Q0
_set     M0.5
_reset   M0.4
;---------- P5 mevkisi ile P6 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.5
and      I0.5
_set     M0.6
_reset   M0.5
;---------- P6 mevkisi ile P1 mevkisi arası geçiş------------------
ld       M0.6
TON_8    1,T1.1,.10
ld       M0.6
and      TON8_Q1
_set     M0.1
_reset   M0.6
;------------------------- Çıkış Atamaları  -----------------------------
ld       M0.2
out      Q0.0            ; Piston ileri
ld       M0.4
out      Q0.1            ;Vakum aç
ld       M0.6
out      Q0.2            ;Vakum kapat
ld       M0.3
out      Q0.3            ; Manipülatör 0° hareket eder
ld       M0.0
out      Q0.4            ; Manipülatör 180° ye hareket eder
;---------------- kullanıcı programı burada biter --------------------
send_outputs
goto        scan
end
```

Portal Tip Üç Eksenli CNC Freze Tezgâhının Tasarımı ve İmalatı

Muhammed Fatih ÇORAPSIZ[1], *Köksal Erentürk*[2]

[1]Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
corapsiz@atauni.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Atatürk Üniversitesi, Erzurum
keren@atauni.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, portal tip üç eksenli bir CNC yapısının tasarımı ve imalatı gerçekleştirilmiştir. Tasarım aşamasında Solid Works katı modelleme programından yararlanılmıştır. Katı modelden elde edilen ağırlık değerleri kullanılarak her bir eksen üzerine etki edecek maksimum kuvvetler hesaplanmıştır. Yapılan hesaplamalara göre gerekli malzemeler seçilerek montajı gerçekleştirilmiştir. Eksenlerde tahrik elemanı olarak adım motorları ve hareket iletim mekanizması olarak bilyeli vidalı miller kullanılmıştır. Portal tip üç eksenli CNC freze tezgâhında hareket kontrolü için adım motoru sürücüleri ve bu sürücüler için gerekli darbe dizilerini üretmek için CNC USB kontrol kartı kullanılmıştır

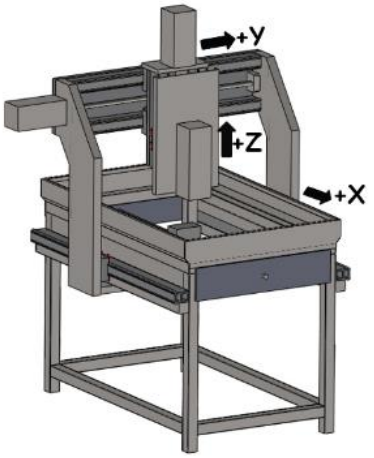
1. Giriş

Endüstrilerin gelişmesine ve üretim hacminin artmasına olanak sağlayan esnek üretim sistemlerine her alanda ihtiyaç vardır. Otomasyon denilince hiç şüphesiz akla robotik sistemler gelmektedir. Bu sistemler üretim hacmini ve ürün kalitesini artırmaktadır. Ayrıca bu sistemler üretim maliyetini azaltmakta, çalışma şartlarını geliştirmekte, enerji, zaman ve insan gücünden tasarruf sağlamaktadır.

1952 yılında MIT üniversitesinde geliştirilen bir CNC ile savunma endüstrisinde kullanılacak bazı parçaların otomatik olarak üretilmesi sağlanmıştır. Geliştirilen bu projede CNC eksenlerinin hareket edeceği konumlar hesaplanarak delikli kâğıt şerit üzerine geçirilmiştir. Bu delikli kâğıt şerit tezgah üzerine yerleştirilmiş okuyucu aracılığı ile alınan koordinat bilgilerine göre eksenlerin istenen konumlara hareket ettirilmesine olanak sağlamıştır. Geliştirilen bu mekanizma ile ilk olarak ABD Hava Kuvvetlerinin kullandığı uçakların motor piston kolları üretilmiştir. Bu sistemler endüstriyel parçaların üretiminde kolaylık sağlamasına rağmen kontrolünde kullanılan vakumlu tüp, röle vb. elemanların sık sık tamire ve değişime ihtiyaç duyması yapılan işlerin aksamasına neden olmaktaydı. 1960'lı yıllar ve sonrasında bu sistemlerin bilgisayarlar ile bütünleştirilmesiyle üretim alanında bir devrim yapılmıştır [1].

Bilgisayar destekli olarak tasarlanan bu mekanizmaların ana amacı, ürün kalitesini artırmak, üretim maliyeti ve zamanını düşürmektir. Bilgisayarlar veya mikro denetleyicilerle kontrol edilen CNC tezgâhları, birden çok ve farklı görevleri yerine getirebilmeleri için kolayca yeniden programlanabilmektedirler. Endüstride esnek üretim (programa dayalı) hücreleri (FMC- Flexible Manufacturing Cell) ve birden çok esnek üretim hücresinin birleşiminden oluşan esnek üretim sistemi (FMS- Flexible Manufacturing Systems) olarak adlandırılan bu metotlar sayesinde üretim zamanında ve maliyetinde ciddi bir düşüş yaşanmaya başlanmıştır [2].

2. Portal Tip Üç Eksenli CNC Freze



Şekil 1: Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC yapısının Solid Works'te çizilmiş katı modeli.

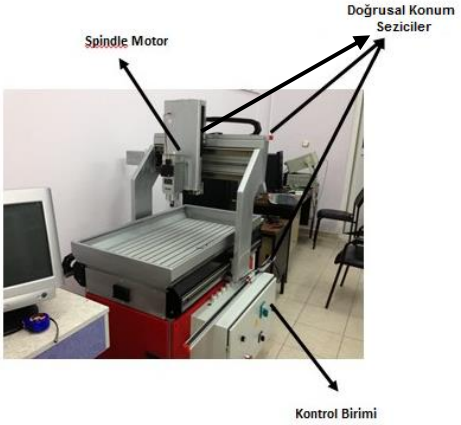
Esnek üretim sistemlerinde çok farklı tip ve boyutlarda CNC tezgâhları kullanılmaktadır. Her üretim sisteminde olduğu gibi portal tip CNC sistemlerde de kullanılacak malzemelerin belirlenmesi, bu sistemlerde yapılacak işlemlerin hassasiyeti açısından büyük önem taşımaktadır. Bir CNC freze tezgâhının konstrüksiyonundan beklenen en önemli özellikler yüksek mukavemet, hafiflik ve dinamik kararlılıktır [3]. Bu özellikleri sağlayabilmek için seçimi yapılacak malzemeler ve konstrüksiyon geometrisi büyük önem taşımaktadır. Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC tezgâhına ait katı

model Şekil 1'de gösterilmiştir. Bu CNC tezgâhının çalışma uzayı, alt tabla boyutları ve Şekil 1'deki katı model kullanılarak Solid Works programında elde edilen ağırlıkları Tablo 1'de sunulmuştur.

Tablo 1: Tasarlanan tezgâhın boyutları ve eksen ağırlıkları

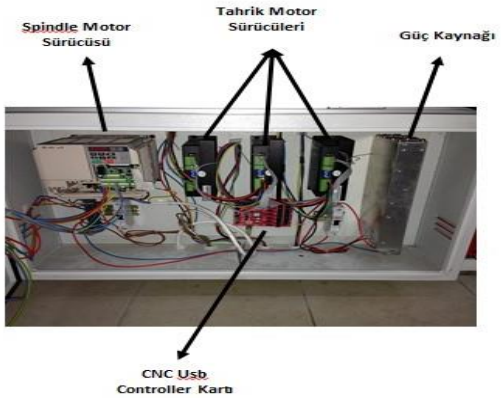
	X	Y	Z
Çalışma Uzayı (mm)	905	400	180
Tabla Boyutları (mm)	1085	692	–
Eksen Ağırlığı (kg)	130,34	56,47	30,18

Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC tezgâhı Şekil 2'de gösterilmiş olup imalatında kullanılan malzemeler detaylı olarak incelenecektir.



Şekil 2: Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC.

Şekil 2'de gösterilen kontrol ünitesinde 3 adet Leadshine M 880A adım motor sürücüsü, 1 adet Yaskawa V 1000 spindle motor sürücüsü, çok eksenli CNC USB kontrol kartı ve 48 V – 21 A' lik güç kaynağı bulunmakta olup bu yapı Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC.

2.1. Ana Gövde ve Ayaklar

Tezgâh tipine göre, tezgâh gövdeleri birbirinden oldukça farklıdır. Ancak bir genelleştirme yapılırsa portal tip CNC tezgâhların gövdesi, şase ve kolonlardan meydana gelir. Şase, robotun bulunduğu zemine göre yatay; yan kolonlar, bu zemine göre dikey vaziyette bulunan gövde kısmıdır [2]. Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen portal tip CNC sisteminde şase ve yan kolonlar ST-37 kalitede 5 mm kalınlığında, tabla yanları ise yine aynı kalite de 1,5 mm saçlardan imal edilmiştir. CNC tezgâhlarının hareketli mekanizmalarının üzerine yerleştirildiği ayaklar $40\,x\,40$ kutu profilden imal edilmiş olup bu yapı Şekil 4'te gösterilmiştir.



Şekil 4: ST-37 kalitede saçlardan yapılmış ana gövde ve yan kolonlar

2.2. Alüminyum Profiller

Bu profiller emsallerine göre oldukça dayanıklı ve hafif olmakla beraber, sökme-takma işlemlerini kolaylaştıran bir yapıda imal edilmişlerdir. Uygulama alanlarına göre özel olarak tasarlanmış bu profillerin 8 mm ve 10 mm'lik kanal ölçüleri sayesinde statik ve dinamik yüklemelere karşı daha sağlam bağlantılar yapmak mümkündür. Profiller modüler bir yapıya sahip oldukları için gerekli aksesuar montajları kolayca yapılabilmektedir.

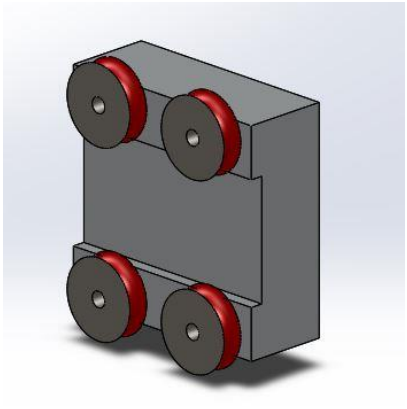
Bu özellikleri nedeni ile tasarımı gerçekleştirilen kartezyen robot sisteminde sistem alt tablası için $30x90$ mm boyutlarında alüminyum sigma profil kullanılmıştır. X, Y ve Z eksenlerindeki lineer makaralı yatakların üzerinde hareket edebilmesi içinde $45x45$ mm boyutlarında sigma profiller kullanılmıştır. Ayrıca X,Y ve Z eksenlerinde sürtünmeyi çok küçük değerlere indirgemek için kullanılan alüminyum sigma profiller üzerine yataklanmış indüksiyonla sertleştirilmiş çelik miller bulunmakta olup Şekil 5' te gösterilmiştir.



Şekil 5: Alt tablada ve eksenlerde kullanılan alüminyum profiller

2.3. Alüminyum Lama ve Araba

Alüminyum lamalarda portal tip CNC sistemlerde sigma profiller gibi büyük bir öneme sahiptir. Yüksek rijitlik ve hafiflik gibi gereksinimleri karşıladığı için tasarımda hareket eden araba adını verdiğimiz sistemin oluşturulmasında alüminyum lamalar kullanılmıştır. Bu lamalara monte edilen rulmanlı çelik makaraların, indüksiyonla sertleştirilmiş çelik miller üzerinde yuvarlanmasıyla hareketli kısımlar kasıntı ve zorlamalara maruz kalmamaktadır. Doğrusal hareketler sağlayan rulmanlı makaralar az gürültülü ve hassas çalışma imkânı sağlar [2]. Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde eksenlerin kasıntı ve zorlamalara maruz kalmaması için alüminyum lamalar üzerine makaralar yerleştirilerek araba mekanizmaları yapılmış olup Şekil 6'da bu arabanın Solid Works programında çizilmiş katı modeli gösterilmiştir.

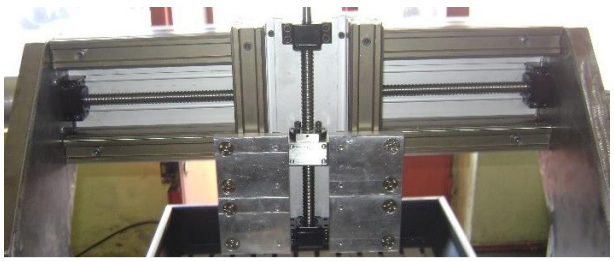


Şekil 6: Alüminyum lamalardan yapılmış arabanın katı modeli.

2.4. Bilyeli Vidalı Mil ve Somunu

Vidalı miller, vida-somun mekanizması yardımıyla doğrusal hareket elde edilmesini sağlayan makine elemanlarıdır. CNC sistemlerdeki mekanik gelişmelerin en önemlilerinden biri de bilyeli-vidalı mildir. Bilyeli-vidalı mil, uzun bir çubuğun üzerine açılmış eşit adımlı vida oyuğu, bu oyukta çalışan küresel bilyeler ve bilyeleri içinde hapseden bir somundan ibarettir. Milin döndürülmesi sonucu somun içerisine yerleştirilen küresel bilyeler sürekli bir döngü şeklinde birbirini takip ederek eksen hareketlerini sağlarlar. Somun, vida boşluğunu sıfıra indiren bir yapıya sahiptir.

Vidalı mil iki ucundan yataklanarak bir ucundan bir eyleyici vasıtası ile döndürülmektedir. Bilyeler vida dış çapındaki oyuklar ile somun iç çapındaki oyuklar arasında kapalı bir kanal içerisinde dolaşmaktadırlar



Şekil 7: Eksenlerde kullanılan bilyeli vidalı miller, mil sonu destekleri ve alüminyum lamalardan yapılmış arabalar.

Klasik millerde karşılaşılan kayma sürtünmesi bilyeli-vidalı milde yuvarlanma sürtünme direncine dönüşmüştür (yuvarlanma sürtünmesi, yuvarlanma hareketine karşı temas yüzeylerinde oluşan dirençtir) yuvarlanma sürtünme direnci kayma sürtünme kuvvetine göre çok küçük olduğundan vida ve somun aşınması son derece azaltılmıştır. Bunun sonucunda elemanların ömrü ve hassasiyeti yüksek oranda artmıştır [5]. Bu sebeple tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde X,Y ve Z eksenlerindeki hareket kabiliyetini ve hassasiyeti artırmak amacıyla DKM–1605FSU modeli bilyeli vidalı miller ve 1605RSU silindirik somunlar kullanılmıştır. Ayrıca bilyeli vidalı miller mil sonu destekleri ile robot gövdesine sabitlenmiş olup Şekil 7'de gösterilmiştir.

2.5. Kaplin

Bilyeli vidalı millerin kullanımında en önemli noktalardan biri de motor ile vidalı milin bağlantısında boşluk olmamasıdır. Buradaki boşluk amaçlanan hassasiyeti bozacak istenilen sonuca ulaştırmayacaktır. Bu nedenle tasarlanan ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde bilyeli vidalı millerle motor arasındaki bağlantıyı sağlayabilmek için sert alüminyumdan yapılmış adım motor kaplinleri kullanılmıştır. Ayrıca bu kaplinlerin zamanla aşınmasından dolayı oluşacak boşlukların alınabileceği bir vida mekanizması bulunmakta olup bu tip bir kaplin Şekil 8'de gösterilmiştir.



Şekil 8: Adım motorları için özel üretilmiş kaplin.

2.6. İş/Fener Mili Motoru

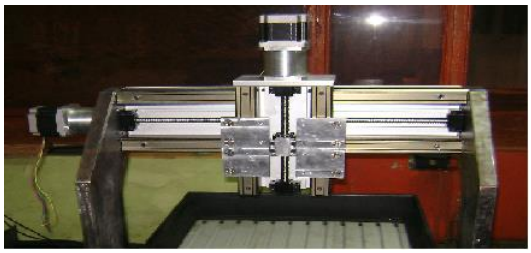
Portal tip CNC sistemlerinde kesicinin dönme hareketini sağlayan parçasına iş/fener mili (spindle) motor denir. Portal tip CNC sistemlerinin tasarımında göz önünde bulundurulması gereken önemli parçalardan biri de iş milidir. İş milinin eğilme ve burulmaya karsı dayanıklı olması ve ekseni boyunca etki eden tüm kuvvetlere dayanacak sağlamlıkta olması gerekir. Bu nedenle iş mili çok iyi yataklanmalı ve titreşim oluşturmayacak şekilde montajı yapılmalıdır. Yeterli olmayan destek yalnızca boyutsal hatalara değil, aynı zamanda kötü yüzey kalitesi ve titreşimlere neden olur. Genellikle küçük güçlü uygulamalarda DC motorlar, büyük güçlü uygulamalarda ise AC motorlar kullanılmaktadır [6-7]. Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde iş mili olarak Arel marka ARFM 3Y S3 model 2,2 KW güce 18 000 dv/dk hıza sahip ve yüksek frekanslı pensli tip asenkron motor kullanılmış olup Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 9: CNC sisteminde kullanılan iş mili motoru.

2.7. Adım Motorları ve Sürücüleri

Adım motorları diğer elektrik motorlarından farklı olarak sürekli bir dönme hareketi yerine eşit büyüklükteki adım açıları ile hareket edebilen elektromekanik bir sistemdir. Eşit büyüklükteki adım açıları üretmesi nedeniyle hassas konumlandırma istenilen uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca hareketi için gerekli olan darbe dizilerinin frekansı değiştirilmedikçe sabit hızda çalışması ve rotoru dururken yüksek tutma torku üretmesi gibi özellikleri adım motorunu diğer motor tiplerine üstün kılmaktadır [9]. Bu nedenle tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde eksen hareketlerini sağlamak amacıyla sırasıyla X, Y ve Z eksenleri için 8,5 Nm, 4,5 Nm ve 4,5 Nm tutma torkuna sahip hibrit adım motorları kullanılmış olup eksenlere montajı için bağlantı flanşları kullanılmıştır. Şekil 10'da Y ve Z eksenlerine bağlı iki fazlı hibrit adım motorları gösterilmiştir.



Şekil 10: Y ve Z eksenlerine bağlı motorlar ve bağlantı flanşları.

Adım motoru sürücüleri kontrolcüden aldığı dönüş yönü (ve adım bilgisi sinyalleri doğrultusunda motorun hareketini sağlayan sistemlerdir. Tasarlanan sistemde eyleyici olarak kullanılan hibrit adım motorlarını sürmek için Leadshine M880A marka sürücüler kullanılmış olup Şekil 7'de gösterilmiştir.

Şekil 11'de verilen sürücünün besleme gerilimi 48-80 V aralığında değişmektedir. Bu sürücünün en önemli özelliği iki fazlı hibrit adım motorlarını 400 ile 51200 adım arasında değişen 16 farklı adım kipinde sürebilmesidir. Arzu edilen adım değerleri sürücü üzerindeki dip anahtarlar yardımıyla sağlanmaktadır. Sürücü üzerinde stator sargılarının uyarılması için motor besleme girişleri $(A, B, \bar{A}, \bar{B})$ bulunmaktadır. Ayrıca sürücü devre üzerinde motorların akımlarını sınırlayabilmek için yerleştirilmiş dip anahtarlar bulunmaktadır.

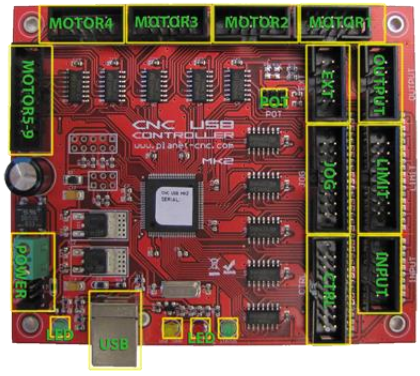


Şekil 11: Leadshine M880A adım motoru sürücüsü .

Kullanılan yazılım tarafından üretilen G kodlarının denetleyici birimi tarafından yorumlanarak darbe dizileri halinde sürücüye aktarılmaktadır. Sürücü aldığı bu darbe dizilerine bağlı olarak eksenlerdeki hareketleri gerçekleştirmektedir. Bu hareketler sonucunda uç işlevci, belirlenen konumlara ulaşarak parça malzeme üzerinde istenen işlemlerin gerçekleştirilmesini sağlayacaktır.

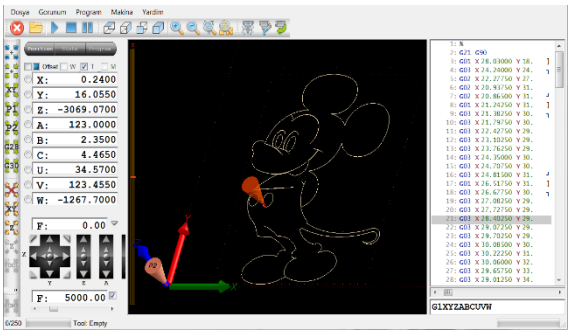
2.8. CNC USB Kontrol Kartı ve Arayüz Programı

Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen CNC sisteminde eksen hareketlerini kontrol etmek amacı ile CNC USB kontrol kartı kullanılmıştır. Bu denetleyici birimi USB bağlantı portuna ve 100 KHz darbe çıkış frekansına sahip olup yapısı Şekil 12'de gösterilmiştir. Bu denetleyici yapısı hemen hemen piyasadaki tüm adım ve servo sürücülerle uyumludur. Denetleyici üzerinde her eksen için sınır anahtarları bağlantı birimi bulunmaktadır. Ayrıca soğutma, vakumlama ve iş mili motoru için kullanılacak darbe dizilerini üretme gibi amaçlar için kullanılacak 7 sayısal çıkışa sahiptir [8].



Şekil 12: CNC denetleyici kartı.

Gelecekte tezgâha eklenecek eksenler içinde kullanılması amacıyla denetleyici kart çok eksenli seçilmiştir. Bu denetleyici birimi ile birlikte yazılımı da satın alınmış olup bu yazılıma ait arayüz görüntüsü Şekil 13'te gösterilmiştir. Denetleyici ve yazılımın aynı firmaya ait olması yazılım-donanım uyum problemlerini ortadan kaldırmaktadır. Arayüz programının Türkçe olması kullanım açısından büyük kolaylıklar sağlamaktadır. Bu arayüz programı özellikleri nedeniyle profesyonel amaçlı CNC tezgâhlarında sıklıkla kullanılmaktadır [8].



Şekil 13: Denetleyici arayüz programı.

Bu arayüz programı, bilgisayar ortamında çizilmiş iki veya üç boyutlu bir çizimin, verilen herhangi bir malzeme üzerine CNC uç işlevcisi tarafından işlenebilmesi için gereken konum bilgilerinin üretilmesini sağlamaktadır. DXF, HPGL, PLT, NC Drill, GERBER dosya formatlarını desteklemektedir. Ayrıca program üzerinden G kodu manipülasyonları da yapılabilmektedir [8]. Program arayüzünde anlık olarak her bir eksenin konumu ve arzu edilen çizimin hangi noktasında işlem yaptığı izlenebilmektedir. Program üzerinde jog hızı ayarı ve eksenleri hem birbirinden bağımsız ve hem de ikişerli olarak hareket ettirebilecek butonlar mevcuttur. Herhangi bir iş esnasında programı durdurup daha sonra kaldığı yerden devam ettirme özelliğine sahip olması yine bu programın bir üstünlüğüdür [8].

Bir iş parçasının işlenmesi için tezgâha gönderilen komutların tamamına CNC programı adı verilir. Takımlar programdaki komutların sırasına göre hareket eder ve iş parçasını işler. Programı oluşturan komutlar ISO standartlarına göre düzenlenmiş olup (G, M, F, S) kodları ve bunu takip eden sayısal değerlerden oluşur. Böylece G01, M03, Z-25 gibi ifadeler meydana gelir. Bunların her birine komut adı verilir [4].

Bir CNC sistemi üzerinde iş parçasının işlenebilmesi için oluşturulan programının en başında genellikle kullanılacak koordinat sisteminin, ölçülendirme sisteminin ve kesici takımın, referans noktasının düzenlenmesi, iş milinin döndürülmesi ve soğutma sıvısının açılması gibi hazırlık komutları bulunmaktadır. Programın ana bölümünde parçanın işlenmesi için gerekli olan tüm komutlar ve programın bitiş bölümünde de milin durdurulması, soğutma sıvısının kapatılması vb. işlem sonlandırma komutları bulunmaktadır. Oluşturulan programlardaki komutlar verilen sıra ile çalıştırılarak denetleyici birimine gönderilmektedir [4].

2.9. Doğrusal Konum Seziciler

Tasarımı gerçekleştirilen portal tip CNC tezgâhının X, Y ve Z eksenlerinde konum bilgilerinin elde edilebilmesi için Opkon marka 2,5 µm hassasiyete sahip manyetik doğrusal konum seziciler kullanılmış olup bu doğrusal konum sezicinin yapısı Şekil 14'te gösterilmiştir.



Şekil 14: Manyetik doğrusal konum sezici.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada portal tip üç eksenli bir CNC freze tezgâhının tasarımı ve imalatı gerçekleştirilmiştir. Eksenlere etki edecek maksimum kuvvetler (kesme kuvvetleri dâhil) hesaplanmış olup imalatta kullanılacak olan malzemelerin seçimi bu hesaplamalara bağlı olarak yapılmıştır. Portal tip üç eksenli CNC freze tezgâhı $900x400x180\ mm$'lik çalışma uzayına sahiptir. Eksenlere paralel bağlanan manyetik doğrusal konum seziciler, her bir eksendeki konumun anlık olarak elde edilebilmesine olanak sağlamaktadır. Yapılan bu çalışma sonucunda baskı devre, ahşap işleme ve bazı robotların endüstriyel plastik parçalarının işlenmesi gibi işlemlerde başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Paso derinliği 1 mm değerini aşmamak şartı ile demir ve bileşenleri işlenebilmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, Atatürk Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümü Robotik – Mekatronik Araştırma Laboratuvarında gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

[1] Douglas T. R., "Automatic Programming for Numerically Controlled Machine Tools". *Massachusetts Institute of Technology, Cambridge*, 1958.

[2] Akkurt, M., "Talaş Kaldırma Bilimi ve Teknolojisi CNC Takım Tezgahları ve Üretim Otomasyonu". Birsen Yayınevi, 533s, İstanbul, 2010.

[3] Büyükşahin, U., "Üç Eksenli CNC Tezgah Tasarımı ve Uygulaması". Y Lisans Tezi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 2006.

[4] Demir, M., Kuncan M.,Ertunç M.H., "Üç eksenli mini CNC tezgah Tasarımı ve İmalatı", Niğde, 2013.

[5] Michael H. H., "Hassas kalıpların yüksek produktivite ile üretilme usulleri" Makine İhtisas Dergisi Nisan 2006, İstanbul.

[6] MEGEP, "CNC Lazerle Kesme" Ankara, 2006.

[7] MEGEP, "CNC Freze Tezgâhları," Ankara, 2006.

[8] Planet CNC, CNC USB Controller User Manual.

[9] Acarnely P. Stepping Motors a Guide to Theory and Practice. The Institution of Engineering and Technology, pp 153, London, United Kingdom, 2007.

8051 MİKRODENETLEYİCİ KULLANARAK DC MOTORUN PID İLE POZİSYON KONTROLÜ

İshak Ertuğrul[1,] Osman Ülkir[2],Melih Kuncan[3], H. Metin Ertunç[4]

[1,2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Marmara Üniversitesi, Göztepe/İstanbul
ishak.ertugrul@marmara.edu.tr, osman.ulkir@marmara.edu.tr

[3,4]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/Kocaeli
melih.kuncan@kocaeli.edu.tr, hmertunc@kocaeli.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, Doğru Akım (DC) motorun pozisyon kontrolünü sağlayan bir sistem geliştirilmiştir. Literatürde DC motor pozisyonu için çok çeşitli kontrol yöntemleri bulunmakla beraber, bu projede PID kontrol algoritması kullanılmıştır. Sistem iki ana kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; bilgilerin alınıp işlendiği yazılım kısmı ve bu yazılım esasına göre çalışan elektronik devre kısmıdır. Yazılım kısmı KeiluVision programında C kodları ile yazılmıştır. Yazılan kodların hex dosyaları mikrodenetleyicilere programlama kartı vasıtasıyla gömülmüştür. Elektronik kısımda ise ATMEL AT8951RC2 mikrodenetleyicilerini üzerinde bulunduran 8051 geliştirme kitleri ve DC motor sürücü devresi bulunmaktadır. Elektronik kısmın tasarım ve baskı devre şemaları ISIS 7 Profesional programında hazırlanmıştır.

Keywords:8051 Mikrodenetleyicisi, Pozisyon Kontrolü, PID Kontrol

1. Giriş

Günümüzde elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren makinelerden biri olan DC motor ve sürücü sistemleri, endüstrinin birçok kolunda kullanılmaktadır [1]. DC motorlar üretim araçları, endüstriyel robot vb. birçok uygulama ile uyumludurlar. Çok çeşitli boyutlarda ve fiyatlarda DC motor çeşitleri bulunmaktadır. Alternatif Akım (AC) motorlara kıyasla fiyatları çok ucuzdur. Ayrıca DC motorlar, çok basit ve kararlı kontrol yöntemleri ile uyum sağlamaktadırlar. Diğer bir avantajı ise yüksek verimlik ve ani oluşan yük artışlarına yüksek başlama torkudur [2].

Yıllar önce, konum kontrolü için kullanılan servo motorların birçoğu Alternatif Akım (AC) ile çalıştırılmaktaydı. AC motorların kontrolünün zor ve doğrusal olmayan özelliklerinin baskın olması sebebiyle DC motorlar birçok uygulamada tercih edilir. Diğer yandan DC motor içindeki fırça ve komütatör, bakımı zorlaştırmakta ve masrafı artırmaktadır [3]. Bu tür problemlerden dolayı yapılan çalışmalar sonucunda fırçasız DC motorlar ortaya çıkmıştır. Günümüzde fırçasız DC motorlar geleneksel DC motorların yerini almaya başlamıştır.

Günümüzde DC motor hız, konum kontrolü gerçekleştirilmekte ve ayrıca DC motor kontrol yöntemleri çeşitlilik göstermektedir [4]. Bunlardan bir kaçı geleneksel PI, PID, bulanık mantık tabanlı, doğrusal olmayan, uyarlanır değişken yapı, model referans uyarlamalı kontrol, yapay sinir ağları, ileri beslemeli hesaplanmış moment denetim yöntemleridir [5-6].

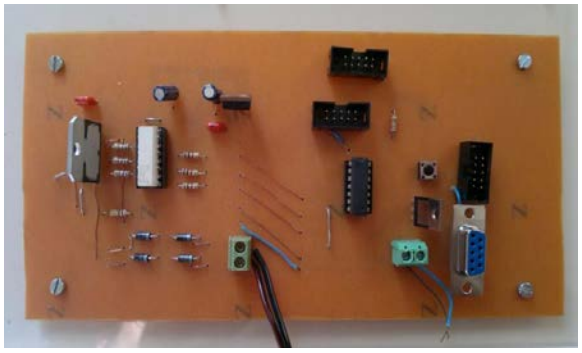
PID kontrol tekniği, dinamik sistemlerin kontrolünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Dinamik kontrollerin % 85'i PID kontrol tabanlıdır [7].

Bu çalışmada da PID kontrol çalışması incelenmiş ve uygulamada bir DC motorun mikrodenetleyici

ile PID kontrolü gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan kontrolörün, sistem davranışı üzerine olan etkisi farklı katsayı oranları uygulanarak ile gözlemlenmiştir. Projede iki mikrodenetleyici kullanılmıştır. Bunlardan biri PID uygulamak, enkoderden bilgi almak ve seri haberleşme sağlamak amacıyla diğeri ise PWM üretmek amacıyla kullanılmıştır. Enkoderden gelen bilgi 8051 mikrodenetleyicisine aktarılır ve bu bilgiye göre diğer mikrodenetleyici sayesinde gerekli olan PWM oluşturulur. Motor sürücüsüyle uygulanan PWM sayesinde motor mantıklı bir şekilde hareket ettirilmiş olur. Ayrıca bir Visual Basic ara yüz ile referans, Kp, Ki ve Kd değerleri girilerek sistemin cevabı eş zamanlı olarak çizdirilmiştir. Yükselme ve yerleşme zamanları, aşım ve hatada ara yüz sayesinde hesaplanmıştır.

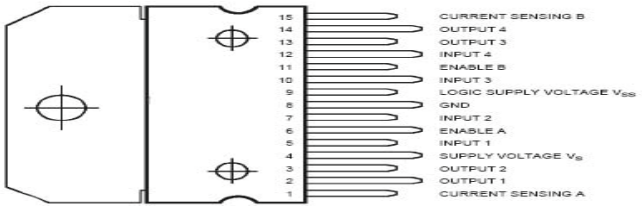
2. Sürücü Tasarımı

Çalışmamızda kullandığımız fırçalı DC motoru sürmek için L298 motor sürücü entegresi kullanılmıştır. L298 entegresi içerisinde, DC motoru iki yönlü sürebilecek 8 adet transistör bulunmaktadır. Çalışma gerilimi 46V'a kadar çıkabilmektedir. Toplam çıkış akımı 4A'e kadar çıkmaktadır. Düşük satürasyon voltajına sahip olup, aşırı ısı korunmasına karşı güvenilir olarak üretilmiştir. 1,5V'a kadar lojik "0" seviyesi olarak kabul etmektedir. A ve B sürücü devrelerine sahiptir [8]. Şekil 1'de tasarlanan sürücü kartı gösterilmektedir.



Şekil1. Motor Sürücü Devresi [8]

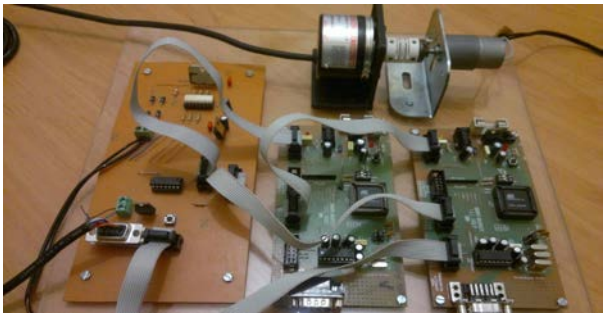
L298 motor sürücü entegresi, mikrodenetleyicili bir devrede kullanıldığında; Vspini DC motorun bağlandığı beslemenin pozitif ucuna, Vss pini ise mikrodenetleyicinin besleme geriliminin pozitif ucuna (+5V) bağlanmalıdır. Enable pinleri, A ve B sürücü devrelerinin aktif yapılması için kullanılır.



Şekil 2.L298 sürücü entegresinin görünümü ve pin tanımlamaları [8]

3. Kontrolör Tasarımı

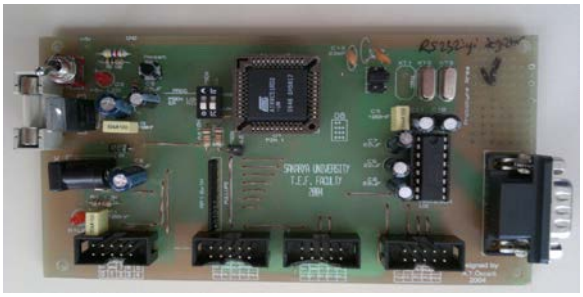
Bu çalışmada PID kontrol yöntemi kullanılmıştır. Bu yönteme uygun olarak kontrolör yapısı tasarlanmıştır. Uygulamada mikrodenetleyiciler C programlama dili kullanılarak kodlanmıştır. Ayrıca geliştirme ortamı olarak da Keil kullanılmıştır. İki mikrodenetleyiciden birine sadece PWM oluşturması için kod yazılmışken, diğerine ise enkoderden gelen pozisyon verisinin alınıp, PID satırının koşturulması ve seri haberleşmenin yapılması için kod yazılmıştır. Burada 8051 mikrodenetleyicisi için gerekli kesme, seri haberleşme ve zamanlayıcı-sayıcı fonksiyonları kullanılmıştır.



Şekil 3. Sistemin Genel Görünümü

Kontrol kartı olarak üzerinde AT89C51RC2 işlemcisini üzerinde bulunduran 8051 geliştirme kiti kullanılmıştır. Adaptör girişinden verilecek 7,5-12v'luk bir DC gerilim devrenin çalışması için yeterlidir.

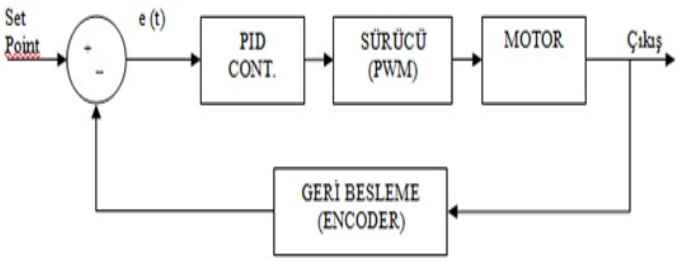
Geliştirme kartı üzerinde bir adet seri port ucu vardır. Seri haberleşmeyi sağlayacak olan RS-232 kablosu bir USB dönüştürücü ile bilgisayara bağlanarak programlama işlemleri gerçekleştirilebilir.



Şekil 4. 8051 Geliştirme Kartı

4. PID Kontrol

PID günümüzde çok kullanılan bir kontrol yöntemidir. Endüstrideki uygulamaların bir çoğunda yaygın bir şekilde uygulanmaktadır[9]. PID kontrol kullanım kolaylığı, basit oluşu ve etkin bir çözüm sunması sebebiyle motor kontrolünde en çok kullanılan uygulamalardandır. Bu kontrol yöntemine ait genel blok diyagramı Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. PID Kontrol Blok Diyagramı

Şekil 5'de görüldüğü üzere belirlenen referans değeri ile enkoder aracılığıyla alınan sistemin o anki konum değeri arasındaki fark kontrolöre hata verisi olarak yollanır. Hata verisini işleyen kontrolör çıkış üretir ve bu çıkış da PWM oluşturulmasını sağlar. Uygun sürücülerle motora uygulanan PWM sayesinde motor mantıklı şekilde hareket ettirilmiş olur.

PID kontrolü oluşturan oransal, integral ve türev kazançlarından her biri sistemin çalışmasına çeşitli şekillerde etki etmektedir [10]. Oransal denetleyici (Kp) yükselme zamanını azaltmada etkili olur ama kalıcı durum hatasını hiçbir zaman ortadan kaldırmaz. Integral denetleyici (Ki) kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmada etkili olur ama geçici cevabı daha kötü yapabilir. Türevsel denetleyici (Kd) sistem kararlılığının artmasında, aşmanın azalmasında ve geçici cevabın düzelmesinde etkili olur. PID denetleyici çıkışı :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt}$$

Şeklinde ifade edilir [11].

u(t) : PID denetleyici çıkışı
e(t) : Hata
Kp: Oransal Etki Kazancı
Kd : Türevsel Etki Kazancı
Ki: İntegral Etki Kazancıolarak verilmiştir.

Bu çalışmada Mikrokontrolör ile PID kontrolü gerçekleştirilirken integral ve türev terimleri için bazı yaklaşımlar kullanılmıştır. Türev ve integral terimlerini hesaplamak için denklem 1 ve 2'den yararlanılmıştır.

$$\frac{dE(t)}{dt} \cong \frac{E[n] - E[n-1]}{Ts} \qquad (1)$$

$$\int_0^t E(t)dt \cong Ts \sum_0^n E[n] \qquad (2)$$

Denklemde E[n] o andaki hatayı, E[n-1] önceki hatayı ve Tsise örnekleme periyodunu göstermektedir. Örnekleme periyodu olarak 100ms kullanılmıştır.

Bu yaklaşımlarla kontrolör içerisinde koşturulan PID satırı denklem 3' de görüldüğü gibidir.

$$C[n] = K_p E[n] + K_i Ts \sum_0^n E[n] + K_d \frac{E[n] - E[n-1]}{Ts} \qquad (3)$$

5. Sistemin Genel Yapısı ve Çalışma Şekli

Bu bölümde sistemi oluşturan kısımlar ve sistemi oluşturan kısımların birbiri ile ilişkisi, bir bütün halinde verilerek sistemin çalışma prensibi anlatılmıştır.

5.1. Sistemin Genel Yapısı

Daha öncede belirtiğimiz gibi sistemimiz yazılım ve bu yazılım doğrultusunda çalışan elektronik kısımdır. Programlamada C dili kullanılmıştır. İki mikrodenetleyiciden birine sadece PWM oluşturması için kod yazılmışken, diğerine ise enkoderden gelen pozisyon verisinin alınıp, PID

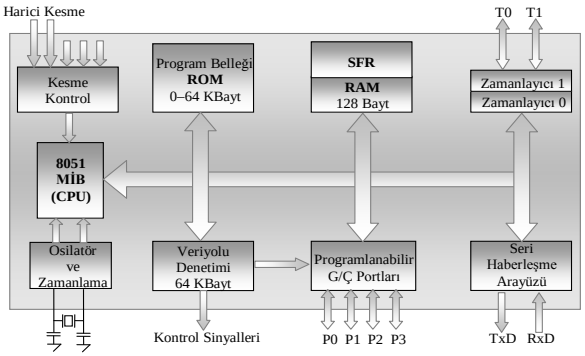
satırının koşturulması ve seri haberleşmenin yapılması için kod yazılmıştır. Ayrıca sistemin gerçek zamanda görülmesi için bilgisayarda visualbasic ile bir ara yüz tasarlanmıştır. Projede kullanılan ana malzemeler Tablo 1'de gösterildiği gibidir.

Tablo 1. Projede Kullanılan Ana Malzemeler	
Redüktürlü DC Motor	1 Adet
Enkoder	1 Adet
8051 Mikro denetleyici (AT89C51RC2)	2 Adet
DC Motor Sürücü Devresi	1 Adet

5.2. 8051 Mikrodenetleyicisi

Günümüzde 8051 tabanlı mikrodenetleyiciler daha düşük güç tüketen CMOS teknolojisi ile üretilmektedir ve 80C51 şeklinde adlandırılırlar. 8051 mikrodenetleyicisinin standart özellikleri şunlardır [12]

- Kontrol uygulamalarına yönelik 8 bit CPU
- Mantıksal işlemci
- 64 KB program bellek adres alanı
- 64 KB veri bellek adres alanı
- 128 Byte RAM
- 4 adet 8 bit giriş çıkış portu (32 uç)
- 2 adet 16 bit zamanlayıcı/sayıcı



Şekil 6. 8051 Mikrodenetleyicisinin Mimari Açıdan İç Yapısı ve Birimleri [12]

5.3. Visual Basic

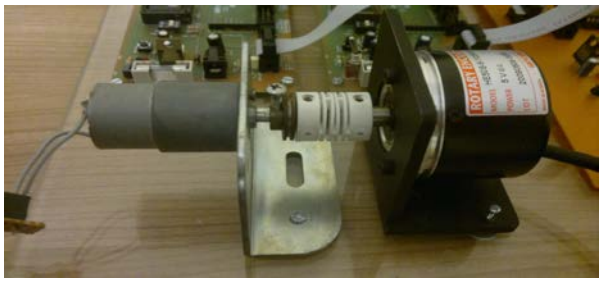
Visual Basic (VB olarak da anılır) Microsoft tarafından geliştirilmiş modern bir programlama ortamıdır. Visual Basic'in en önemli özelliği bir programın yazılıp çalıştırılmasından öte, program geliştirmek için çok sayıda araca sahip olmasıdır.

Visual Basic ile hazırlanan ara yüz sayesinde PID katsayıları ve referans girişi kullanışlı ve görsel açıdan daha iyi bir hale getirilmiştir. Referans, Kp, Ki ve Kd değerlerinin programa girilmesi için gerekli ara yüz tasarlanmıştır. Hata, aşım, yükselme ve yerleşme zamanı hesaplanması için kodlar yazılmıştır. Sistemin istenilen referansa, PID katsayılarıyla oynanarak oturması sağlanmış ve grafiği çizdirilmiştir.

5.4. Enkoderin Çalışması

Sistemdeki enkoder artımlı bir enkoderdir. Bu Enkoderler, her pozisyonda benzer çıkış sinyalleri (Kare Dalga) üretirler. Bu sinyaller hız ölçümü ya da sayma işlemi için kullanılabilirler.

Kullanılan enkoder bir tam turda 1024 puls (darbe) vermektedir. Bu tip enkoder milin dönme açısına göre seri çıkış darbeleri üretir. Mil dönmüyorken çıkış darbesi vermez. Çıkış darbeleri sayısını saymak için ayrı bir sayıcı gerekir. Enkoder, sayılan darbe sayısı ile dönme pozisyonu algılar. Bu enkoder, tek yönlü tip(Yalnızca kanal A çıkışı; bu tip mil dönerken darbe üretir) ve çift yönlü tip (A ve B kanalları; çıkış bu tip mil dönme yönünü de algılar) olmak üzere sınıflandırılır.



Şekil 7.DC Motor ve Enkoder

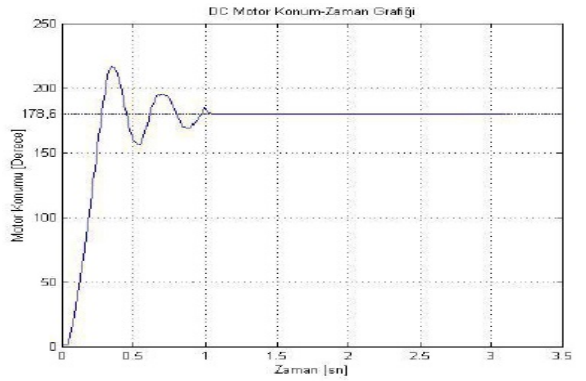
5.5. Sistemin Çalışma Prensibi

Uygulamada DC motordan pozisyon verisini almak için 1 adet enkoder kullanılmıştır. Kullanılan enkoder 1 tam turda 1024 puls (darbe) vermektedir. Birçok çıkışı olmasına rağmen A ve B kanallarından alınan 2 çıkış sayesinde, aralarındaki faz farkından yararlanılarak motor pozisyonu elde edilebilmektedir. Uygulamada da bu 2 çıkış kullanılmıştır. Puls (darbe) kaçırmadan pozisyon verisini bulabilmek için enkoder çıkışlarından birisi mikro denetleyicinin kesme ucuna

bağlanmıştır. Kesme devreye girdiğinde diğer çıkış kontrol edilerek 0 veya 1 olması durumuna göre uygun yönde pozisyon arttırılarak pozisyon verisi elde edilmiştir.

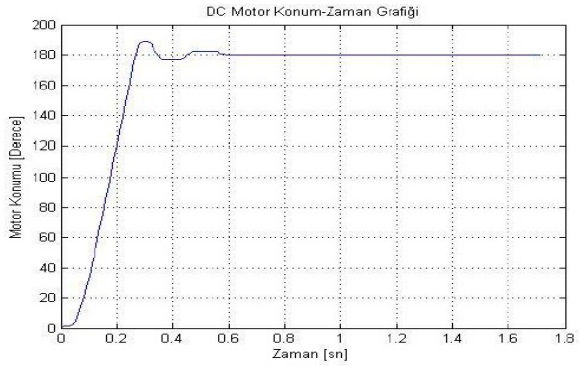
6. Deneysel Sonuçlar

DC motorun konum kontrolü denetiminde Kp, Ki, Kd katsayıları değiştirilerek, bu katsayıların sistem cevabı üzerindeki tepkileri incelenmiştir. Aşağıda bazı farklı PID katsayı değerleri için sistemin grafikleri elde dilmiştir.



Kp= 100, Kd= 0, Ki=0, ref=180

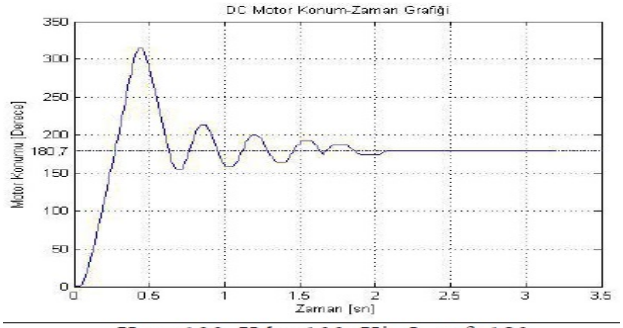
Şekil 9. Farklı PID Katsayıları için sistem grafiği



Kp = 300, Kd =600, Ki = 0.08, ref=180

Şekil 10. Farklı PID Katsayıları için sistem grafiği

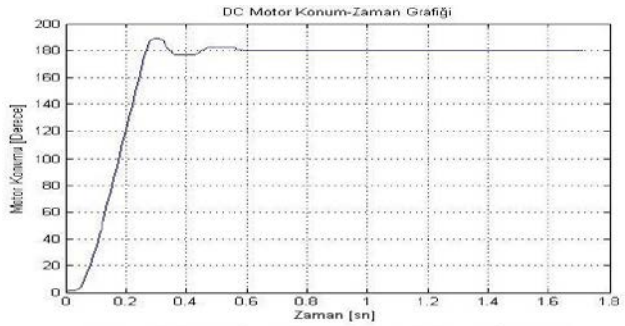
Şekil 9-10'da görüldüğü gibi farklı PID katsayılarına göre sistemin cevabı görülmektedir. Şekil 9'da sadece Kp değeri 100 yapılmış ve çizdirilmiştir. Aşımın fazla olduğu görülmektedir. Bunu gidermek için Kd parametresi değiştirilmiş ve Şekil 10'da 100 yapılmıştır. Grafikten görüldüğü gibi aşım biraz daha azalmıştır. Ayrıca yerleşme zamanının da iyileştiğini görülmüştür. Şekil 11'de ise Ki eklendiğinde yerleşme zamanı ve aşmanın çok arttığı görülmüştür.



Kp = 100, Kd = 100, Ki=5, ref=180

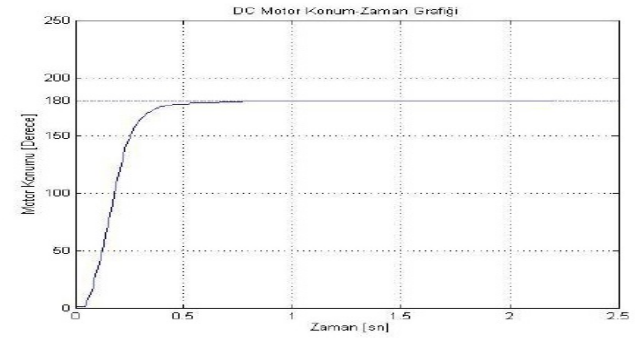
Şekil 11. Farklı PID Katsayıları için sistem grafiği

Şekil 12. Farklı PID Katsayıları için sistem grafiği



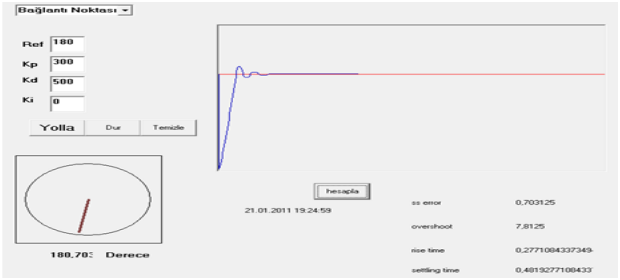
Kp = 300, Kd =600, Ki = 0.08, ref=180

Şekil 13. Farklı PID Katsayıları için sistem grafiği



Kp = 150, Kd = 1200 Ki = 0.07, ref=180

Şekil 12'de uygulanan PID parametreleriyle kalıcı durum hatasının sıfıra indirildiği görülmüştür. Motor konumu istenilene çok yakın bir hal almıştır. Şekil 13'de uygulanan PID parametreleriyle de yine kalıcı durum hatası sıfıra indirilmiş ve aşmanın da sıfır olduğu görülmüştür. Sistemin en iyi durumu elde edilmiştir. Sistemin farklı referans değerleri için konum grafikleri Şekil 14-15'de verilmiştir.



Şekil 14. 0 dereceden 180 dereceye konum grafiği



Şekil 15. 180 dereceden 240 dereceye konum grafiği

Şekil 14-15'den de görüldüğü gibi motor istenilen referans değere çok az bir hatayla oturmuştur. Hata, aşım yerleşme ve yükselme zamanları hesaplanmıştır.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada enkoderden alınan pozisyon bilgisinin ATMEL AT8951RC2 mikrodenetleyicilerini üzerinde bulunduran 8051 geliştirme kartı yardımıyla aktarılması ve PID kontrol algoritması kullanılarak DC motorun pozisyon kontrolü yapılmıştır. Projede hem görsellik hem de kontrol edilebilirlik açısından Visual Basic programında bir arayüz tasarlanmıştır. Bu arayüz, PID katsayılarının istenilen şekilde ayarlanmasına ve motor yörüngesinin gerçek zamanda gözlemlenmesine imkân sağlamaktadır.

Bilindiği gibi üretim teknolojileri artık otomasyon sistemlerine dayalı hale gelmiştir. Bu çalışmada, bütün otomasyon sistemlerinin temelini oluşturan elektrik motorlarından olan DC motorun PID kontrolü etkin bir şekilde yapılmıştır.

8. Kaynaklar

[1]Z.Z. Liu, F.L. Luo ve M.H. Rashid, "Speed nonlinear control of DC motor drive with field weakening," IEEE Transactions on Industry Applications, Cilt: 39, No: 2, s:417-423, 2003.

[2] Siemens Training Education Program, STEP 2000 Series, "Basics of DC drive sandrelated products".

[3]J.B. Lee, J.H. Choi, J.K. Chung ve J.H. Lim, "Design and implementation of integrated rive circuitfor a small BLDC motor," Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems, Cilt: 2, s:491-494, 2003.

[4] A.M. Sharaf ve C. Johnson, "A novel adaptive rule based speed controller for PMDC motor drives," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '95, s:272-278, 1995.

[5]S.Saneifard, N.R. Prasad, H.A. Smolleck ve J.J. Wakileh, "Fuzzy-logic-based speed control of a shunt DC Motor," IEEE Transactions on Education, Cilt: 41, No: 2, s:159- 164, 1998.

[6]N. Barakat ve R. Rajagopalan, "Speed control of a DC motor using a feed forward computed torque control scheme," IEEE International Symposium on Intelligent Control, s:432-437, 1996.

[7] Robert A. Paz," The Design of the PID Controller", Klipsch School of Electrical and Computer Engineering, June 12, 2001

[8] http://www.st.com, l298 Datasheets.

[9]Otomatik Kontrol (PID Kontrol), Hilmi Kuşçu, Ders Notu, Trakya Üniversitesi

[10] Serhat YILMAZ," PID Denetleyici Tasarımı", Ders Notu, Kocaeli Üniversitesi.

[11] Çolak İ. ve Bayındır R.,"DA Motoru Hız Kontrolü İçin Denetleyiciyi PI Kontrolörü Olarak Programlama" , Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi, Mühendislik Bilimleri Dergisi, Cilt 11, Sayı 2, 2005.

[12] "8051 Mikrodenetleyici Uygulamaları", Dr. Ahmet Turan Özcerit, Murat Çakıroğlu, Cüneyt Bayılmış.

Hidrolik Giyotin Makas Kontrolörü Tasarımı ve Üretimi

Ünal Tenekeci, Ahmet Bakır, Orkun Kasapoğlu, Nizam Muzafferoğlu

Ermaksan Makine, Bursa
unal.tenekeci@ermaksan.com.tr, ahmet.bakir@ermaksan.com.tr,
orkun.kasapoglu@ermaksan.com.tr, nizam.muzafferoglu@ermaksan.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Ermaksan Makine bünyesinde geliştirilen CNC hidrolik giyotin makas kontrolöründen bahsedilmektedir. CNC hidrolik giyotin makaslar genel olarak kesim uzunluğunun ayarlandığı motor tahrikli arka dayama, kesim işlemini gerçekleştiren hidrolik tahrikli çene, bıçak boşluğunu, kesim açısını ve kesim boyunu ayarlayan hidrolik pistonlardan meydana gelmektedir. Geliştirilen makas kontrolörü; enkoder tarafından gönderilen sinyallere göre pozisyon ve kesim boyu kontrolü yapabilen, analog kanaldan gelen sinyallere göre bıçak boşluğunu ayarlayabilen ve diğer tüm sensörlerden gelen bilgileri tanımlayıp yorumlayabilen yapıdadır. Kontrolör, geniş, renkli dokunmatik ekran arayüzü sayesinde kullanıcıya, kolay programlama ve kullanım imkanı sunmaktadır. Kullanıcı arayüzü tarafından girilen verilere göre CNC hidrolik giyotin makas, kontrolör tarafından kesime hazır hale getirilmekte ve operatör tarafından kullanılan bir ayak pedalı vasıtasıyla kesim işlemi gerçekleştirilmektedir.

1. Giriş

Sac kesim makasları en temel yapısıyla alt çene üzerine yerleştirilen sacın üst çene tarafından bir kuvvet uygulanarak kesilmesi mantığıyla oluşturulmuş makinelerdir [1]. İlkel yöntemler kullanılarak, tüm kesim işlemlerinin manuel olarak yapıldığı manuel makasların yanında [2], tüm kesim özelliklerinin girilen parametrelere göre ayarlandığı CNC kontrollü makaslar da mevcuttur. Şekil 1'de Ermaksan Makine tarafından üretilen CNC kontrollü makas görülmektedir.

Manuel sac kesim makaslarının kullanım alanı, ihtiyacı karşılayabilme yetisinin düşük olması nedeniyle neredeyse yok olmuştur. Teknolojinin gelişmesi ile birlikte kesim uzunluğunun ve kesim boyunun otomatik olarak ayarlanabildiği sac kesim makasları geliştirilmiştir. Otomatik makinelerin geliştirilmesi ihtiyacı, beraberinde yeni kontrolörlerin ve kontrol yöntemlerinin geliştirilmesi ihtiyacını doğurmuştur. Oluşan bu ihtiyaca, ilk olarak basit bir tuş takımına sahip, display göstergeli, kesim uzunluğunun ve kesim boyunun yarı otomatik olarak ayarlandığı kontrolörler ile cevap verilmiştir.

Kontrolörlerde ve kontrol yöntemlerindeki gelişmelere paralel olarak sac kesim makasları da oluşan ihtiyaç doğrultusunda geliştirilmeye devam edilmiştir. Geliştirilen bu makinelerin kontrolü için kullanılan onlarca parametrenin küçük display göstergeli bir kontrolör tarafından girilmesi, makinenin devreye alınması ve kullanılması aşamasında sorun teşkil etmeye başlamıştır. Ortaya çıkan tüm bu problemlere, geniş, renkli dokunmatik ekranlı kontrolörlerle çözüm üretilmiştir. Şekil 2'de Ermaksan tarafından üretilen CNC hidrolik giyotin makas kontrolörü görülmektedir.



Şekil 1: CNC HVR 4100x13.

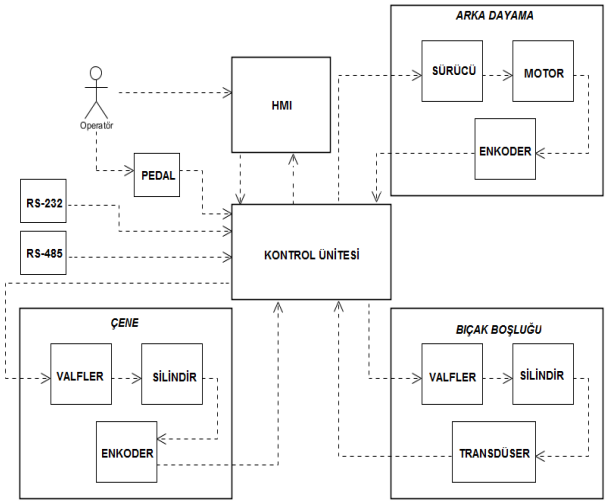
Üretilen CNC hidrolik giyotin makas kontrolörü, sac kesim makineleri tarafından hassas bir kesim yapılabilmesi için gerekli tüm parametrelere sahiptir. Kontrolörün geliştirilmesindeki tüm aşamalarda kullanıcı istekleri göz önünde bulundurulmuş, en hassas kontrolün, kullanıcı tarafından en basit şekilde yapılabilmesi hedeflenmiştir.

Geliştirilen kontrolör 16 dijital girişe, 16 dijital çıkışa, 6 analog girişe, 2 analog çıkışa ve 2 enkoder girişine sahip esnek bir yapıda tasarlanmıştır. Bu sayede, oluşabilecek müşteri ihtiyaçlarına, donanımsal herhangi bir değişiklik yapılmaksızın cevap verebilecektir.



Şekil 2: CNC hidrolik giyotin makas kontrolörü.

2. Makas Kontrolörünün Blok Şeması



Şekil 3: CNC hidrolik giyotin makas kontrolörü blok şeması.

Şekil 3'te CNC hidrolik giyotin makas kontrolörünün blok şeması gösterilmektedir.

2.1 HMI

HMI, bir sistemde kullanıcı ile makine arasındaki iletişimi sağlayan birimdir. Makinenin tüm fonksiyonlarının doğru ve kolay bir biçimde kullanılabilmesinde iyi bir arayüz tasarımı anahtar rol oynar. Paul'un kullanıcı merkezli tasarım kurallarına göre iyi bir arayüz tasarımında tasarımcı; kullanıcının hangi bilgilere ihtiyacı olduğunu, bu bilgileri kullanıcıya aktarmanın en iyi yolunun ne olduğunu, ağırlıklı olarak kullanılacak bilgileri ve bu bilgilerin en verimli biçimde kullanıcıya nasıl aktarılacağını çok iyi analiz etmelidir [3]. Kullanıcı, kullandığı arayüzde önemli verilere kolay ulaşabilmeli, makinenin o an ki durumunu görebilmeli ve bir sonraki durumda ne olacağını tahmin edebilmelidir [4]. Arayüzde kullanılan renkler dikkatle seçilmeli ve çok fazla renk kullanılmamalıdır. Sınırlı sayıda renk kullanılması durumunda kullanıcı renkleri ve ne anlam ifade ettiklerini kolaylıkla ezberleyebilir. Sistemdeki hata göstergeleri parlak ve koyu renklerle, normal çalışma durumu hakkında bilgi veren göstergeler ise daha açık renklerle gösterilmelidir [5].

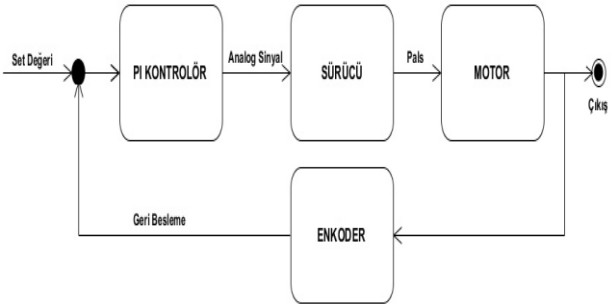
Tasarımı yapılan arayüzde, uluslararası standartlara uyularak, kullanıcının kısa bir eğitimle sistemin tüm özelliklerini hatasız bir şekilde kullanabilmesi hedeflenmiştir.

2.2 Arka Dayama

Sac kesim makinelerinde, kesilecek olan sacın uzunluğu, arka dayamanın konumlandırılması ile belirlenmektedir. Bu makinelerde, arka dayamanın hassas konumlandırılması, en önemli kontrol problemlerinden birisidir.

Kontrol edilen sistemde, arka dayamanın hareketini sağlayan motor, bir sürücü ile sürülmektedir. Sürücü, kontrolörden gelen analog sinyal seviyesine göre motorun hızını ayarlamaktadır.

Şekil 4' de arka dayama kontrolünün blok şeması görülmektedir.



Şekil 4: Arka dayama kontrolünün blok şeması.

Arka dayamanın hız ve konum kontrolünde, endüstriyel kontrol sistemlerinde geniş kullanım alanı bulan PID kontrolör kullanılmıştır. PID kontrol sisteminde; P terimi anlık hata, I terimi geçmiş hataların toplamı ve D terimi de oluşacak hataların tahmini olarak tanımlanabilir [6]. Bir PID kontrolör, kontrol için kullanılan PID terimlerine göre PI, PD, P veya I kontrolör olarak da isimlendirilebilir.

Arka dayamanın hassas bir şekilde konumlandırılması için yapılan testler sonucunda, hız kontrolünde D teriminin, konum kontrolünde ise I ve D terimlerinin kullanılmasına gerek duyulmamıştır. Bunun sonucunda, arka dayamanın hız kontrolünde PI kontrolör, konum kontrolünde ise P kontrolör kullanılmıştır.

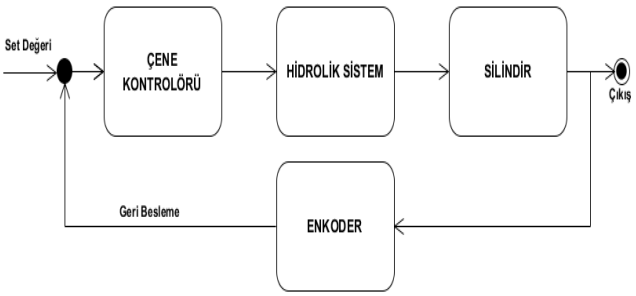
PID terimlerinin belirlenmesinde Ziegler & Nichols yöntemi kullanılmış ve uygun katsayılar tespit edilmiştir [7]. Yapılan kontrol sonucunda 0.05 mm konumlama hassasiyetine ulaşılmıştır.

2.3 Çene

Çene, bir makas sisteminde, sac kesim işlemini yapan mekanizmadır. Alt çene ve üst çeneden oluşan mekanizmada, alt çene sabit, üst çene ise hareketlidir. Üst çene, hidrolik kuvvetin etkisi ile aşağı indirilerek, alt çene üzerine sabitlenmiş olan sac metalin kesilmesini sağlar.

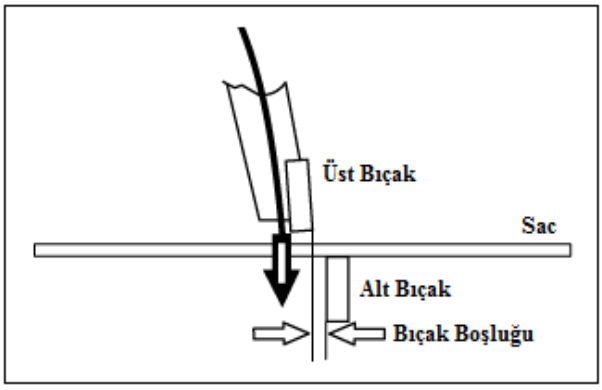
Gerek enerji tasarrufu, gerekse kesim süresini kısaltmak için, kesim işlemini gerçekleştiren üst çenenin, kesim boyu kadar hareket etmesi istenir. Kesim boyu bazı makinelerde zaman sayacı ile ölçülürken, CNC hidrolik giyotin makas sisteminde enkoder ile ölçülmektedir. Bu da kesim boyunun hassas ayarına imkân sunar.

Şekil 5'te çene kontrolünün blok şeması görülmektedir.



Şekil 5: Çene kontrolünün blok şeması.

2.4 Bıçak boşluğu



Şekil 6: Bıçak boşluğunun grafiksel gösterimi.

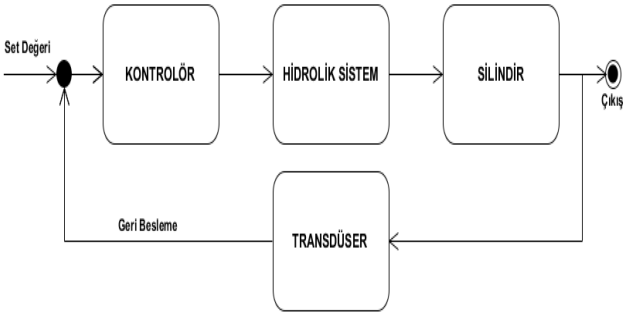
Sac kesim makinelerinde bıçak boşluğu, alt bıçak ve üst bıçak arasındaki açıklığı ifade eder. Alt ve üst bıçak arasındaki bu boşluk, kesim kalitesini doğrudan etkileyen bir parametredir. Şekil 6'da bıçak boşluğunun grafiksel gösterimi bulunmaktadır.

Bıçak boşluğu ve bıçak tipi, kesilecek sacın malzemesine ve kalınlığına göre değişen bir parametredir [1]. Sac kesim makinelerinde, bıçak boşluğu ayarının hassasiyeti ve doğruluğu, kesilecek sacın kesim yüzeyi kalitesini etkileyen en önemli unsurlardan ikisidir. Kesilecek sacın malzemesine ve kalınlığına bağlı olarak değişen bıçak boşluğu değerleri, yapılan testler sonucunda belirlenmekte ve devreye alma esnasında, operatör tarafından kontrolörün ilgili bölümlerine kaydedilmektedir. Bu değerler, konusunda uzman kişiler tarafından belirlenmeli ve doğru değerlerin tespit edildiğinden emin olunmalıdır.

Bıçak boşluğu ayarında yaşanan bir problem, alt ve üst bıçağın birbirine çarpmasına ve makine konstrüksiyonunun zarar görmesine sebep olabilir. Bu nedenle, kullanılan kontrolör, bıçak boşluğunu 0.01 mm'den daha hassas bir şekilde kontrol edebilecek özellikte olmalıdır.

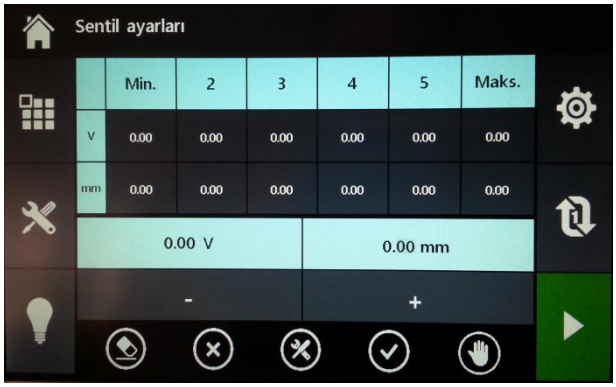
Yapılan bu çalışmada, geliştirilen hassas ayar algoritması sayesinde bıçak boşluğu 0.004 mm hassasiyetinde kontrol edilebilmektedir.

Şekil 7'de bıçak boşluğu kontrolünün blok şeması görülmektedir.



Şekil 7: Bıçak boşluğu kontrolünün blok şeması.

2.4.1 Bıçak boşluğu ayarları



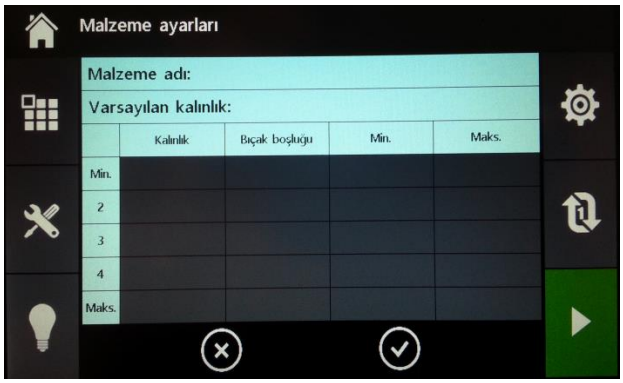
Şekil 8: Bıçak boşluğu ayarları sayfası.

Sac kesim makineleri, kesme uzunluğuna ve kesebileceği maksimum malzeme kalınlığına göre farklı boyut ve özelliklerde üretilmektedir. Ayrıca, aynı özellikteki makinelerde dahi, montaj esnasında farklılıklar olmakta ve aynı bıçak boşluğu için farklı seviyelerde kontrol sinyalleri gerekebilmektedir. Geliştirilen kontrolör ile bu talebe cevap verilebilmektedir. Sistemin devreye alınması esnasında, bıçak boşluğunun hassas ayarı için, bıçak boşluğu ayarları tablosuna doğru veriler girilmeli ve makine özellikleri kontrolöre öğretilmelidir.

Şekil 8'de kontrolörün bıçak boşluğu ayarları sayfası gösterilmektedir. Bıçak boşluğu ayarları sayfasındaki boş hücreler, makinenin devreye alınması aşamasında operatör tarafından doldurulacaktır. Bu değerlerin belirlenmesinde, özel teknikler kullanılmakta ve gerekli değerler en hassas şekilde belirlenerek kontrolöre girilmektedir.

2.4.2 Malzeme özellikleri

Kontrolörün malzeme özelliklerine göre bıçak boşluğu ayarı yapabilmesi için malzeme özelliklerinin de kontrolöre kaydedilmesi gerekmektedir. Bu özellikler, kurulum aşamasında kontrolöre kaydedilir ve üstünde değişiklik yapılana ya da silinene kadar kontrolörün hafızada saklanır. Kontrolör, 12 malzemeyi hafızasında tutabilir ve malzeme seçimi sayfasında tüm malzemeler tek sayfada gösterilir.



Şekil 9: Malzeme ayarları sayfası.

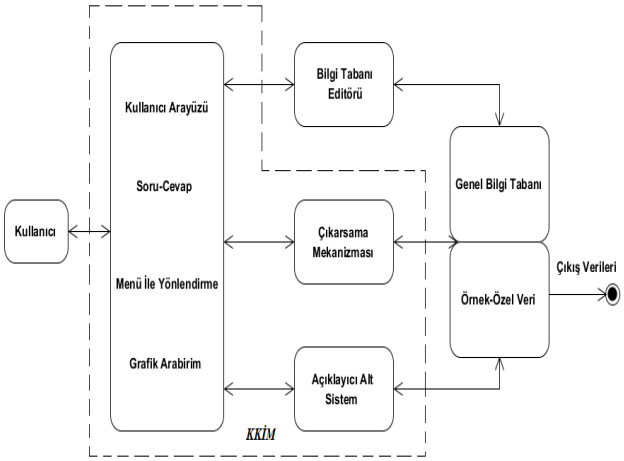
Şekil 9'da kontrolörün malzeme ayarları sayfası gösterilmektedir. Kesim yapılacak her malzeme için bu tablo doldurulmalı ve malzeme kaydı yapılmalıdır. Kontrolör, bıçak boşluğu ayarları ve malzeme ayarları sayfasındaki verileri işleyerek, kesimi yapılacak olan malzeme için gerekli bıçak boşluğunu tespit etmektedir.

2.4.3 Bıçak boşluğunun ayarlanması

Bıçak boşluğu ayarında bir hidrolik sistem kullanılır. Hidrolik sistem tarafından açılan ya da kapanan bıçak boşluğu, bir transdüser tarafından okunarak kontrolöre bildirilir. Kontrolör gelen veriyi yüksek hassasiyetle okuyarak ilgili yerlere aktarır. Okunan bıçak boşluğu değeri, kontrol algoritması tarafından değerlendirilir ve kontrol döngüsü çalıştırılarak bıçak boşluğunun hassas ayarı tamamlanır. Bıçak boşluğu ayarının hassasiyeti, kontrol algoritmasına eklenen uzman parametreler tarafından arttırılmıştır. Makine yapısına bağlı olarak doğru parametrelerin tespit edilmesiyle, bıçak boşluğu hassasiyetinin daha da arttırılması mümkündür.

3. Kesim Kalitesi İyileştirme Motoruna (KKİM) Sahip Kural Tabanlı Uzman Sistem

Hassas bir kesim işlemi gerçekleştirmek için, doğru parametrelerin saptanması ve bu parametrelerin doğru algoritmalarla en verimli şekilde kullanılması gerekmektedir. İyi bir algoritmanın yanında, kontrol parametrelerinin doğru bir şekilde belirlenmesi ile kontrolörün sistemi daha iyi tanıması sağlanmıştır. Kontrolör, kesilecek sac verilerinin yanında, onlarca kontrol parametresini de değerlendirerek kontrol çıkışlarını ayarlamaktadır. Tüm bu işlemlerin yapılabilmesi için bir uzman sistem tasarlanmıştır. Uzman sistemler, belirli bir uzmanlık alanında, gerçek kişilerden derlenen bilgileri temel alarak, zamanla kendisini geliştirebilme yeteneği de olan yazılımlardır [8]. Uzman sistemler; kural tabanlı uzman sistemler, çerçeve tabanlı sistemler, melez sistemler ve model tabanlı sistemler olarak sınıflandırılabilir [9]. Sac kesim makinelerinin kontrolünde kullanmış olduğumuz sistem, kural tabanlı bir uzman sistemdir. Şekil 10'da sac kesim makinelerinin hassas kontrolünde kullanılan kural tabanlı uzman sistemin blok şeması görülmektedir.



Şekil 10: Kesim kalitesi iyileştirme motoruna sahip kural tabanlı uzman sistem.

Şekil 10'da görülen uzman sistem, kullanıcı tarafından grafik arabirim vasıtasıyla girilen kesim boyu, kesim uzunluğu, malzeme tipi ve malzeme kalınlığı verilerini kullanarak optimum kesim kalitesine ulaşmak için, geliştirilen özel kesim kalitesi iyileştirme motorunu çalıştırarak gerekli çıkış sinyallerini üretir ve makineyi kesime hazır duruma getirir.

4. Sonuç

Sac kesim makinelerinde en önemli kontrol parametreleri, arka dayamanın konumlandırılması, kesim boyunun ve bıçak boşluğunun hassas bir şekilde ayarlanmasıdır. Kontrol edilecek tüm alt sistemler için gerekli parametreler belirlenmiş ve kontrolöre eklenmiştir. Dokunmatik ekran arayüzü, standartlara uygun olarak, kullanım kolaylığı ön planda tutularak tasarlanmıştır. Arka dayama kontrolünde PID kontrol algoritması kullanılmış ve 0.05 mm konumlama hassasiyetine erişilmiştir. Bıçak boşluğunun hassas ayarı için özel parametreler eklenmiş, 0.004 mm konumlama hassasiyetine ulaşılmıştır. Kontrolörün, farklı boyutlarda ve farklı özelliklerdeki makinelerde de kullanılabilir olması için, makine özelliklerinin girilebildiği bir kullanıcı arayüzü tasarlanmıştır. Üretilen kontrolör ile önceki kontrolörlerde yaşanan bıçak boşluğu hassasiyeti problemi çözülmüştür. Ermaksan bünyesinde tasarlanıp üretilen bu kontrolör ile makas kontrolörü konusunda yurtdışına bağımlılık azalmıştır. Üretilen kontrolör, yapılacak yazılımsal değişiklikler ile farklı makinelerde de kullanılabilecek bir altyapıya sahiptir.

Kaynakça

[1] Stephen A. Lazinsky, *"Analyzing Shear Features"*, The Fabricator, 2001.

[2] *"Hand-Operated Metal Shear for Heavy-Duty Work"*, Popular Mechanics, 1930.

[3] Paul Gruhn, *"Human Machine Interface (HMI) Design: The Good, The Bad, and The Ugly (and what makes them so)"*, P.E., ICS Triplex | Rockwell Automation, Houston, 2011.

[4] Mica R. Endsley, *"Designing for Situation Awareness in Complex Systems"*, Second International Workshop on Symbiosis of Humans, Artifact, and Environment, Kyoto, Japan, 2001.

[5] Mark Carrigan, *"The High Performance HMI, Proper Graphics for Operator Effectiveness"*, PAS, Rockwell Automation, Chicago, 2011.

[6] Araki M., *"PID Control"*, Kyoto University, Japan, 2002.

[7] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, *"Optimum Settings for Automatic Controllers"*, Trans. ASME, Vol. 64, 1942.

[8] Peter Jackson, *"Introduction To Expert Systems"*, Addison Wesley, 1998.

[9] E. Turban, *"Decision Support Expert Systems"*, Macmillan Publishing Company, New York, 1990.

D2 – Poster Oturumu II

12 Eylül 2014 Cuma – 4. Oturum (Poster Alanı)

- Doğru Akım Elektrik Motorunun Doğrusal Karesel Regülatör ve Bulanık Mantık Kontrolörü ile Hız Kontrolü **(Bildiri No: 119)**
- Jiroskop Destekli Bir Motosikletin Tasarımı Ve Kontrolü **(Bildiri No: 130)**
- Rehberlik yapan bir otonom mobil robot: RoboSantral **(Bildiri No: 131)**
- Altı Serbestlik Dereceli Haptik Robotun Performans Analizi **(Bildiri No: 133)**
- İnternet Üzerinden Kontrol Edilebilen Yemleme ve Sulama Otomasyonu **(Bildiri No: 150)**
- Uydu Konum Denetimi İçin Yeni Bir Kayan Kipli Denetçi Tasarımı İşlemleri **(Bildiri No: 172)**
- Kendini Dengeleyebilen İki Tekerlekli Aracın Kontrolü **(Bildiri No: 184)**
- Vektör Denetim Yöntemi ve Doğrudan Moment Denetim Yöntemi Uygulanan Asenkron Motorun Hız Performansının Karşılaştırılması **(Bildiri No: 195)**
- Sıvı Sıcaklık Denetiminde PSO Tabanlı PID Denetleyicinin Başarımının İncelenmesi**(Bildiri No: 196)**
- Mekanum Tekerlekli Gezgin Aracın 5-Eksen Joystick ile Kontrolü **(Bildiri No: 204)**
- Bir Doğru Akım Motor Sistemine Uygulanan Geleneksel (PID) Denetimci ve Yapay Zeka ile Hesaplama Yöntemleri Arasında Karşılaştırma **(Bildiri No: 210)**
- Güneş Panelleri için Yüksek Verimli Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MPPT)Tasarımı **(Bildiri No: 216)**
- Görüntü İşleme Tabanlı Yürüyen Bant Sistemi ile Nesne Ayırma **(Bildiri No: 217)**
- S7 300 İle Profibus ÜZerinden Sistemin Gerçek Zamanlı PID Katsayılarının Bulunarak PID İle Kontrolü **(Bildiri No : 220)**
- Çift Eksenli Eş Güdümlü Hareket Kontrolü Yapan PLC benzeri Esnek Yapılı Bir Makine Kontrol Cihazının Tasarlanması ve Üretimi **(Bildiri No: 223)**
- Yeraltı Sistemleri İçin Kablosuz haberleşme tabanlı Akıllı Sensör Ağı Uygulaması **(Bildiri No: 229)**
- 4x4 ZPT Platformlarında MR Damperli Yarı Aktif Süspansiyon Sistemlerinin Modellenmesi ve Tasarım Girdilerinin Oluşturulması Üretimi **(Bildiri No : 233)**

Doğru Akım Elektrik Motorunun Doğrusal Karesel Regülatör ve Bulanık Mantık Kontrolörü ile Hız Kontrolü

Şinasi Arslan[1], *Gülçin Mühürcü*[1]

[1]Makine Mühendisliği Bölümü
Sakarya "Üniversitesi, Esentepe-Sakarya
sarslan@sakarya.edu.tr

Özetçe

Doğru Akım (DC) elektrik motorları endüstride kapalı çevrim uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu uygulamaların birçoğu yüksek başarım sağlayacak kontrol gerektiren uygulamalardır. Bunun nedeni yüksek başarımın, endüstri için kaçınılmaz olmasıdır. Bu çalışmada, bir DC motorunun rotor hız kontrolü, bir optimal kontrolör olan doğrusal karesel regülatör (LQR) ile bir yapay zeka (AI) kontrolü olan bulanık mantık kontrolörü (FLC) yöntemleri kullanılarak simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistem girişine farklı ve sürekli değişen referans sinyalleri uygulanarak motor hızının her iki kontrol yönteminde *r(t)* istenilen değerde tutulması amaçlanmıştır. LQR ve FLC yöntemleriyle elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırılmıştır. Kontrol süreci değişken yük bozucuları ve istenen değişken hız referans büyüklükleri için çevrim içi simülasyonu yapılarak sonuçlar irdelenmiştir.

1. Giriş

Günümüzde elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren makinelerden biri olan doğru akım (DC) elektrik motorları kolay kontrol edilmeleri ve yüksek başarımları nedeniyle endüstriyel uygulamalarda önemli bir yere sahiptir [1].

DC motorların en yoğun kullanım alanı ihtiyaca dayalı olarak istenilen süre boyunca sabit rotor hızı ile döndürülmesidir. Sabit rotor hızı için klasik, modern ve yapay zekâ (AI) kontrol yöntemlerinden yararlanılarak çeşitli hız kontrol algoritmaları geliştirilmiştir [2-5].

Uygulamalarda sürücünün yanı sıra, kullanılan hız kontrol sistemi de önemlidir. Sabit hız uygulamalarında açık çevrimli sistem kullanılmaz. Bu sistemlerde yükle motor gerilimindeki ve motor devir sayısındaki değişiklikler dikkate alınmadığından, yük durumuna göre devir artar veya azalır. Bu nedenle, sabit hız uygulamalarında açık çevrimli sistem tercih edilmeyip, kapalı çevrimli sistemler kullanılır. Bu kapalı çevrimli sistemlerde oransal-tümlev (PI) kontrolör en sık kullanılan yöntemdir [6-10].

Kapalı çevrimli sistemde motor hızı referans değeri ile ayarlanır. Sistemde kullanılan elektro-mekanik bir algılayıcı yardımı ile gerçek hız ölçülür. Motor yük durumuna göre rotor sargısı veya uyartım sargısı gerilimi değiştirilerek motor hızının referans değerinde kalması sağlanır. Motor gerilimi yarı iletkenler yardımı ile ayarlandığından, sistem verimli ve güvenilir hale getirilir.

Günümüzde DC motor hız, konum kontrolü geleneksel PI, PID, bulanık mantık tabanlı, doğrusal olmayan, uyarlanır değişken yapı, model referans uyarlamalı kontrol, yapay sinir ağları, ileri beslemeli hesaplanmış moment kontrol yöntemleridir [6,7,8-13].

Klasik ve modern kontrol alanında geliştirilmiş olan kontrol algoritmalarının kontrol güvenirliği bir takım parametrelere bağlıdır. Bu parametrelerin en önemlisi şüphesiz kontrol edilecek sistemlerin eksiksiz tanımlanması ve sisteme ait parametre değerlerinin sabit kalmasıdır. Bu iki ön koşul sağlanmaması durumunda kontrol algoritmasının güvenirliği azalmaya başlar. Bu duyarlılığı yok etmek amacıyla AI teorisi kullanılarak yapay sinir ağı (ANN), bulanık mantık (FL), yapay sinir ağı ve bulanık mantık bileşimi olan bulanık sinir ağı (FNN) tabanlı gibi çeşitli kontrol algoritmaları geliştirilmiştir [11-13].

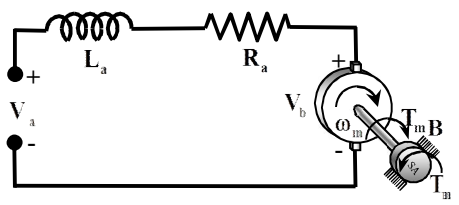
Bu çalışmada, modern optimal kontrol ve AI kontrol teorisinden yararlanarak gerçekleştirilen LQR ve FLC kontrolörün değişken koşullar altında kontrol başarısı incelenmiştir. Motor hızı, değişken genlikli bozucu yük altında ve değişken referans hızlarında Matlab ortamında gözlemlenmiştir.

2. DC Motor Modeli

Bu çalışmada kullanılan kalıcı mıknatıslı DC motoru V_a gerilim kaynağından sağlanan elektrik enerjisini manyetik eşleme yöntemi ile dönen rotor vasıtasıyla mekanik enerjiye dönüştürür.

DC motoru Şekil 1'de görüldüğü gibi uygulanan V_a giriş gerilim altında, *Ra* armatür direnci ve L_a endüktansı olan seri bir devre ile rotor döndüğünde oluşan bir V_b zıt elektromotor gerilimi olarak ifade edilir. Rotor iletkenlerinden akım geçtiğinde, iletkenler manyetik alan tarafından alanın dışına doğru itilirler. Böylece rotor çevresinde, rotoru döndüren bir moment meydana gelir.

Bu çalışmada, DC motor modeli olarak JDH-2250-HF-2C-E seçilmiştir. DC motoru ile ilgili parametreler Tablo 1'de verilmiştir.



Şekil 1: DC motorun elektrik ve mekanik eşdeğer diyagramı.

Tablo 1: DC motor parametreleri

DC motor modeli: JDH-2250-HF-2C-E		
Parametre tanımı	**Değer**	**Birim**
Armaür direnci (R_a)	2.7	[Ω]
Armatür indüktansı ($L_{a)}$	$4x10^{-3}$	[H]
Motor moment katsayısı (K_i)	0.105	[Nm/A]
Hız volt katsayısı (K_b)	0.105	[Vs/rad]
Sürtünme katsayısı (B)	$0.93x10^{-5}$	[N.m.s/rad]
Atalet momenti (J_m)	$0.1x10^{-3}$	[Kg.m^2]
Maksimum tork ($T_{max)}$	0.85	[Nm]
Sürekli tork (T_s)	0.11	[Nm]
Güç (P)	0.85	[kW]

Motor milinde oluşan T_m moment, Φ manyetik alan akısı ve i_a armatür akımıyla doğru orantılıdır. T_m motor momenti

$$T_m(t) = K_m \Phi i_a(t) \tag{1}$$

ile ifade edilir. Denklem 1'de Φ sabit olduğundan, K_i [Nm/A] moment katsayısı olarak ele alındığında T_m motor momenti

$$T_m(t) = K_i i_a(t) \tag{2}$$

olarak yazılır. ω_m motor milinin açısal hız ile V_b zıt elektromotor gerilimi arasında

$$V_b(t) = K_m \Phi \omega_m(t) \tag{3}$$

ilişkisi olup, Denklem 3 rotor açısal hızı cinsinden

$$V_b(t) = K_b \omega_m(t) \tag{4}$$

olarak ifade edilebilir. DC motor elektrik ve mekanik eşdeğer devresinde Kirchoff ve Newton kanunları uygulandığında, DC motorunun zaman tanım alanında matematik modeli

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{1}{L_a} V_a(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) - \frac{1}{L_a} V_b(t) \tag{5}$$

$$\frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} = \frac{1}{J_m} T_m(t) - \frac{1}{J_m} T_L(t) - \frac{B}{J_m} \frac{d\theta_m(t)}{dt} \tag{6}$$

elde edilir. Burada; θ_m rotor açısal konum, B viskoz sürtünme katsayısı, T_L yük momenti ve J_m motor eylemsizlik momentini gösterir.

Sistemin $x(t) = [i_a, \omega_m]^T$ durum değişkenleri; $i_a(t)$ armatür akımı ile $\theta_m(t)$ motor milinin açısal konumdur.

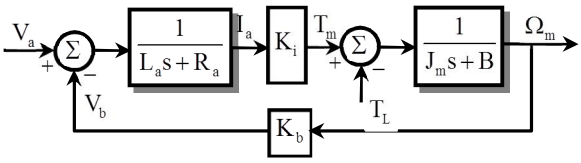
2.1. Transfer Fonksiyonu

Denklem 5 ve 6'in $i_a(0)=0$ ve $\theta_m(0)=0$ başlangıç değerlerinde Laplace dönüşümleri düzenlenirse, $T_L=0$ için DC motorun armatür akımının ve motor milinin açısal konumunun frekans tanım alanındaki ifadeleri

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - V_b(s)}{L_a s + R_a} \tag{7}$$

$$\Omega_m(s) = \frac{T_m(s)}{J_m s + B} \tag{8}$$

elde edilir. Denklem 7 ve 8'den DC motorunun blok diyagramı Şekil 2'de gösterildiği gibi elde edilmiştir.



Şekil 2: DC motor blok diyagramı.

Şekil 2'den yararlanarak DC motorun transfer fonksiyonu

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K_i}{J_m L_a s^2 + (BL_a + J_m R_a)s + BR_a + K_i K_b} \tag{9}$$

ifade edilir. Burada $\tau_e = L_a/R_a$ elektriksel ve $\tau_m = J_m/B$ mekaniksel olmak üzere iki adet zaman sabiti bulunmaktadır. $\tau_m >> \tau_e$ göz önünde bulundurulursa, Denklem 9

$$\frac{\Omega_m(s)}{V_a(s)} = \frac{K}{\tau s + 1} \tag{10}$$

$$K = \frac{K_i}{R_a B + K_i K_b} \text{ ve } \tau = \frac{J_m R_a}{R_a B + K_i K_b}$$

olarak birinci dereceden doğrusal bir modele dönüştürülür.

2.1. Durum Uzay Modeli

Denklem 5 ve 6 vektör-matris biçiminde düzenlenirse, $T_L=0$ için DC motor durum uzay modeli

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{d\omega_m(t)}{dt} \end{bmatrix}}_{\dot{x}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -R_a/L_a & -K_b/L_a \\ K_i/J & -B/J_m \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 1/L_a \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} V_a(t) \\ 0 \end{bmatrix}}_{u} \tag{11}$$

$$y(t) = \underbrace{[0,1]}_{C} \underbrace{\begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \end{bmatrix}}_{x} \tag{12}$$

ifade edilir.

3.Kontrol Yöntemi

Bu çalışmada, DC motorunun istenen hız başarımını iyileştirmek için modern kontrol yöntemlerinden model tabanlı optimal doğrusal karesel kontrol ve yapay zekâ kontrol yöntemlerinden model tabansız bulanık mantık kontrol yöntemlerine uygun yapılar tasarlanmış ve geliştirilmiştir.

3.1. LQR yöntemi

Modern kontrol teorisinde yer alan LQR, 1950'li yıllarından beri kullanılan en uygun kontrol yöntemidir [13]. LQR yöntemi ile hesaplanmış kalman kazanç katsayıları ile kontrol edilen sistem çıkışı en uygun kontrol girişi ile geçici rejimden sürekli rejime geçiş yaparak istenen giriş referans değerini yakalar.

Bunun için bir J başarım fonksiyonundan faydalanılır. Bu fonksiyon

$$J(x,u) = \int_0^\infty \left(x^T Q x + u^T R u \right) dt \tag{13}$$

ile ifade edilir [14]. Burada, Q pozitif simetrik durum ağırlık ve R pozitif simetrik denetim ağırlık matrisleridir.

Denklen 13 ile verilen başarım fonksiyonunu en aza indiren K optimal Kalman kazanç matrisi, indirgenmiş Riccati matris denkleminden elde edilebilir [14]. Zamanla değişmeyen

doğrusal (LTI) sistemin en uygun kontrolü için indirgenmiş Riccati matris denklemi

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (14)$$

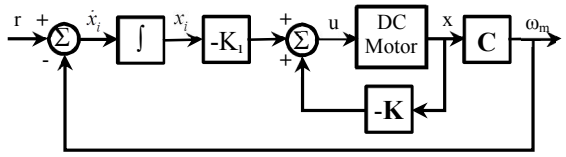
çözümünden P pozitif tanımlı ve simetrik matrisi elde edilir. Böylece, x(t) durum geri beslemeli kontrol olduğundan u(t) optimal kontrol

$$u(t) = -Kx(t) = R^{-1}B^T Px(t) \quad (15)$$

elde edilir. Uygun Q ve R ağırlık matrisleri seçilerek optimal durum geri beslemeli kontrolör ile nominal sistemin hedeflenen geçici rejim davranışını göstermesi sağlanır.

Denklem 13'de verilen başarım fonksiyonunu en aza indirecek; Q matrisi hedeflenen kapalı çevrimli sistemin geçici rejim başarımını belirleyecek ve R matrisi uygulamada kontrol işaretini doyuma sokmayacak şekilde seçilir.

Bu çalışmada, LQR yöntemi için DC motorunun hız kontrolü kapalı çevrim blok diyagramı Şekil 3'deki gibi uyarlanmıştır.



Şekil 3: LQR yöntemi blok diyagramı.

LQR tasarımında sistemin durum uzay gösterimi olan Denklem 11 ve 12'nin genişletilmiş durum uzay gösterimine getirilmesi gerekir. Bu sistemin ω_m çıkış ile r referans girişi arasındaki hatanın tümlevi sistemin durum uzay gösterimine ilave edilerek bulunur. Buna göre genişletilmiş durum uzay gösterimi

$$\dot{\bar{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_i \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}}_{\bar{A}} \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_{\bar{B}} [u] + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ C^T \end{bmatrix}}_{\bar{C}} [r] \quad (16)$$

$$\dot{x}_i = e = r - \boldsymbol{C}x$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 675 & 26.25 & 0 \\ 1050 & -0.1 & 0 \\ 0 & -0.1 & 0 \end{bmatrix}; \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 250 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

oluşturulur. Burada $\bar{x}$ genişletilmiş durum değişkenleri olup yukarıdaki kapalı çevrim için optimal kontrol input

$$u(t) = [K, K_i] \begin{bmatrix} x \\ x_i \end{bmatrix} \quad (17)$$

ile ifade edilir. Burada, $\boldsymbol{K} = lqr(\boldsymbol{A}, \boldsymbol{B}, \boldsymbol{Q}, \boldsymbol{R})$ genişletilmiş Kalman kazanç katsayıları Matlab fonksiyonu ile LQR yöntemiyle $\boldsymbol{K} = [4.9154, 4.8458, -10000]$ bulunur. Q ve R ağırlık matrisleri

$$R = 0.01;$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 & 0 \\ 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 10000 \end{bmatrix}$$

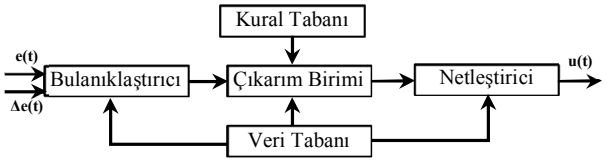
olarak seçilmiştir. Seçilen ve sistemin parametrelerinin nümerik değerlerinden P pozitif tanımlı ve simetrik matrisi

$$P = \begin{bmatrix} 0.0042 & 0.0032 & -0.4000 \\ 0.0032 & 0.0026 & -0.3582 \\ -0.4000 & -0.3582 & 90.9708 \end{bmatrix}$$

bulunur. Q ve R'in seçimi sistemin cevabının hızını ve kontrol yükü ayarı için tasarımcının tercihine bırakılır.

3.2. FLC yöntemi

Bulanık Mantık Kontrolörü (FLC) yöntemi ilk kez 1965 yılında ortaya atılan bulanık küme teorisinin önemli bir uygulamasıdır. Bulanık küme kavramını klasik küme kavramından ayıran en önemli özellik sayısal değişkenlerin yerine sözel değişkenlerin kullanılmasıdır. Genel bir FLC blok Diyagramı Şekil 4'de verilmiştir. Genel yapısıyla bulanıklaştırıcı, veri tabanı, çıkarım birimi ve netleştirici olmak üzere dört temel bileşenden oluşur.



Şekil 4: FLC'nin genel yapısı.

FLC kontrolörün giriş değişkeni olarak; e(t) hatası ve Δe(t) hata değişimi alınmıştır. FLC'nin u(t) çıkış kontrol sinyali sürücünün giriş değişimi için kullanılır. FLC yönteminde, kontrol mekanizması girişleri e(t) hata ve de(t) hatanın değişimi

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (18)$$

$$\Delta e(t) = e(t) - e(t-1) \quad (19)$$

ile ifade edilir. Burada; r(t) istenen giriş, y(t) çıkış, e(t) mevcut hata ve e(t-1) önceki hatadır.

Bulanıklaştırıcı birimi, sistemden alınan giriş bilgilerini dilsel niteleyiciler olan sembolik değerlere dönüştürme işlemidir.

Veri tabanı, kontrol edilen sistemle ilgili bilgilerin toplandığı bir veri tablosundan ibarettir

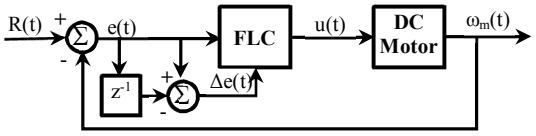
Bulanık çıkarım birimi, bulanıklaştırıcı biriminden gelen bulanık değerleri, kural tabanındaki kurallar üzerinde uygulayarak bulanık sonuçları üretir. Girişler ve çıkışlar arasındaki bağlantılar, kural tabanındaki üretim kuralları ile sağlanır. Bu kurallar If - Then (Eğer - O halde) mantıksal ifadeleri ile oluşturulur. Bu birimde elde edilen değer kural tablosundan dilsel ifadeye çevrilir ve netleştirme birimine gönderilir.

Netleştirme birimi, karar verme biriminden gelen bulanık bir bilgiden bulanık olmayan ve uygulamada kullanılacak gerçek değerin elde edilmesini sağlar. Netleştirme, bulanık bilgilerin sonuçlara dönüştürülmesi işlemidir.

Netleştirme işleminde değişik yöntemler esas alınmaktadır. Ağırlık merkezi yöntemi en yaygın kullanılan yöntemdir [15].

3.2.1. Bulanıklaştırma

Bu çalışmada tasarlanan FLC'de Şekil 5'de görüldüğü gibi iki tane giriş seçilmiştir.



Şekil 5: FLC yöntemi blok diyagramı.

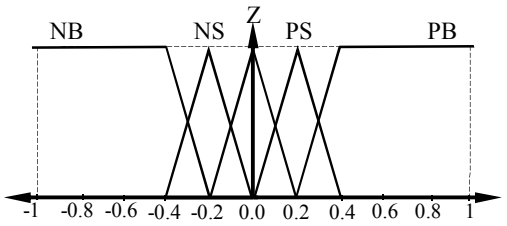
Bu girişler; (e) hız hatası (r) istenen hız değeri ile (ω_m) gerçek hız değeri arasındaki, Δe(t) hız hata değişimi e(t) mevcut hız hatası ile e(t-1) önceki hız hatası arasındaki farktır.

Hız hata, hız hata değişimi ve u(t) kontrolör çıkış değişkenleri ilgili evrensel kümeye yerleştirilmiş ve çeşitli aralıklarda bölünerek FLC'nin giriş verisi olarak kullanmak üzere bulanık kümelerin etiketi olacak şekilde uygun sözcük veya sembollere çevrilerek Tablo 2'de gösterilmiştir.

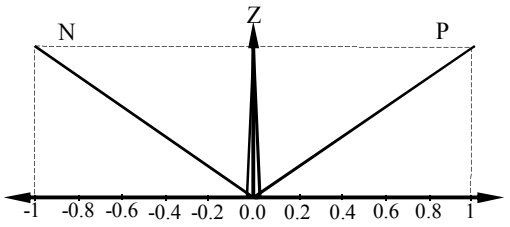
Tablo 2: FLC2'nin giriş ve çıkış değişkenleri.

FLC giriş		FLC çıkış
Hız Hata (e)	**Hız Hata Değişimi (Δe)**	**Çıkış (u)**
NB: Negatif Büyük NB =[-1, -1, -0.5, -0.2]	**N**: Negatif NB =[-1 -1,-0.0]	**NB**: Negatif Büyük NB =[-1, -0.8, -0.6]
NS: Negatif Küçük NS =[-0.4, -0.2, 0]		**NS:** Negatif Küçük NS =[-0.6, -0.5, -0.4]
Z: Sıfır Z =[-0.2, 0.0, 0.2]	**Z**: Sıfır Z =[-0.2, 0.0, 0.2]	**Z**: Sıfır Z =[-0.004, 0.0, 0.004]
PS: Pozitif Küçük PS =[0, 0.2, 0.4]	**P**: Pozitif PS =[0.0, 1, 1]	**PS**: Pozitif Küçük PS =[0.4, 0.5, 0.6]
PB: Pozitif Büyük PB =[0.2, 0.5, 1, 1]		**PB**: Pozitif Büyük PB =[0.6, 0.8, 1]

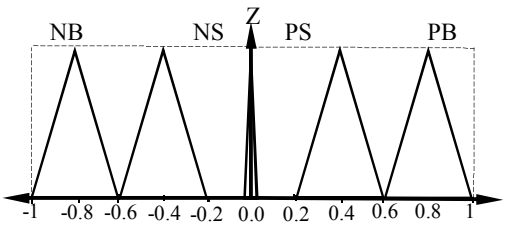
Tablo 2'deki NB, NS, Z, PS ve PB hız hataları, hız hata değişim değişkenleri ve çıkış değişkenleri bulanık kümeleri üçgen üyelik fonksiyonları ile tanımlanmış ve Şekil 6, 7 ve 8' de gösterilmiştir.



Şekil 6: Hız hata üyelik fonksiyonları.



Şekil 7: Hız hata değişimi üyelik fonksiyonları.



Şekil 8: Kontrol çıkış üyelik fonksiyonları.

3.2.2. FCL kontrol kuralların elde edilmesi

Kuralların elde edilebilmesi için hız hata sinyalinin davranışının önceden bilinmesi gerekmektedir. Ölçülen motor hızının verilen referans giriş hızına göre hız hata ve hız hata değişimlerini ve bunlara karşı gelen u kontrol çıkış değerleri Tablo 3'de sözel kuralların çıkarılması için ifade edilmiştir.

Tablo 3: Sözel kural tablosu.

u		Δe		
		N	Z	P
e	NB	**NB**	**NS**	**NS**
	NS	**NB**	**NS**	**NS**
	Z	**NS**	**Z**	**PS**
	PS	**PS**	**PS**	**PB**
	PB	**PS**	**PB**	**PB**

FLC'nin üretim kuralları genellikle şart cümleleri ile ifade edilir. Bu çalışmada, Tablo 3' ü kullanılarak 15 üretim kuralından 3 kural örnek olarak verilmiştir.

1. If (e is PB) and (de is N) then (u is NB)
2. If (e is NB) and (de is Z) then (u is NS)
3. If (e is NB) and (de is N) then (u is NB)

Aynı şekilde tüm kural tabanı elde edildikten sonra, bulanık mantık çıkarım yönteminin belirlenmesi gerekmektedir. Bulanık mantık çıkarımını gerçekleştirmek için birçok teknik mevcuttur. Bu uygulamada Max-Min bulanık mantık yöntemi seçilmiştir.

3.2.3. Netleştirme

Bulanık mantık çıkarım biriminden gelen bulanık kontrol değerlerinin kesin değerlere çevrilmesi gerekmektedir. Netleştirme birimi kesin çıkış değerlerini Mamdani [16] yönteminde ağırlık merkezi ortalaması alınarak bulunur. FLC'ünün çıkış değişkeni için

$$\Delta u = \frac{\sum_{i=1}^{m} \mu_{ci}(\bar{z})\bar{z}_i}{\sum_{i=1}^{m} \mu_{ci}(\bar{z})} \tag{20}$$

ifadesi kullanılır. Burada 'μ_{ci}' her bir '*ci*' çıkış üyelik fonksiyonunun üyelik derecesi, '$\bar{z}_i$' her bir kuraldaki giriş değerine karşı gelen çıkış değerini, '*i*' üyelik fonksiyonun numarasını ve 'Δu' netleştirilmiş kontrol çıkışını temsil etmektedir. DC motorunun istenen referans girişine karşı gelen bir adım ileri FLC'ünün çıkış değeri

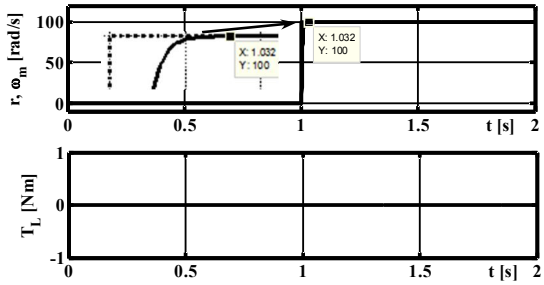
$$u(t+1) = u(t) + \Delta u \tag{21}$$

şeklinde hesaplanır.

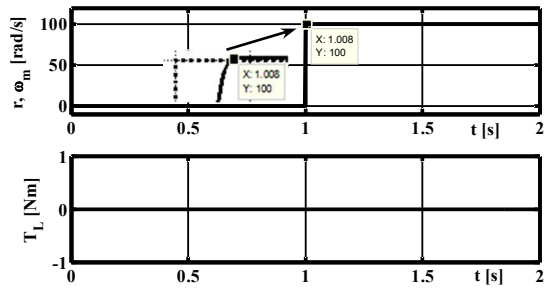
4. Simülasyon Çalışmaları

Her iki LQR ve FLC'ünün kontrol algoritmalarının yüksüz, sabit ve rassal yük altında değişen hızlarda aynı motor parametreleri için eş zamanlı simülasyon başarımları incelenmiştir.

Şekil 9 ve 10'da DC motoru başlangıçtan itibaren yüksüz, $r = 100\,rad/s$ istenen adım referans giriş hızına karşı her iki kontrolörün başarımı izlenmiştir.

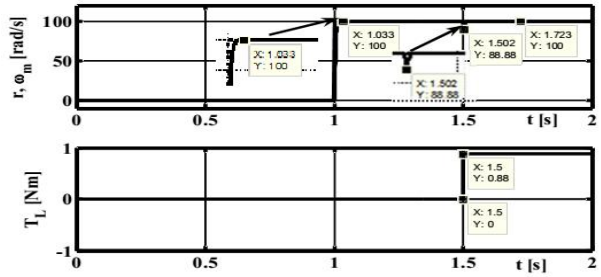


Şekil 9: Yüksüz $r = 100\, rad/s$ adım girişine LQR cevabı.

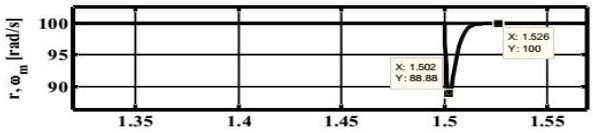


Şekil 10: Yüksüz $r = 100\, rad/\, s$ adım girişine FLC cevabı.

Şekil 11 ve 12'de yüksüz, $r = 100\, rad/s$ istenen adım referans giriş hızında 1.5'inci saniyede $T_L = 0.88\, Nm$ bozucu yük ilavesi ile her iki kontrolörün başarımı gösterilmiştir.

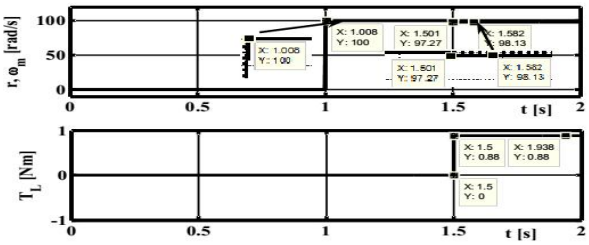


a: LQR'ün (0-2) saniye aralığında cevabı.

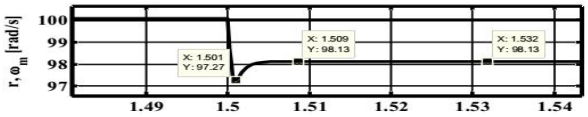


b: LQR'ün 0.25 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 11: LQR'ün $T_L = 0.88\, Nm$ ilave bozucu yüke cevabı.



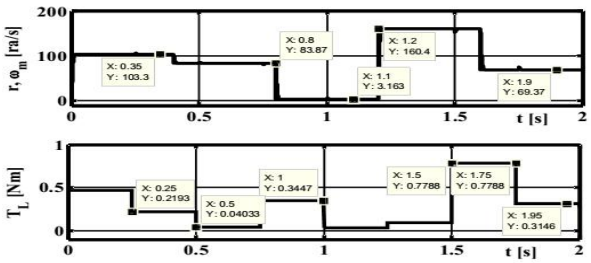
a: FLC'ün (0-2) saniye aralığında cevabı.



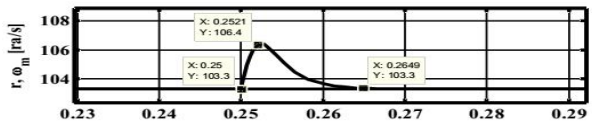
b: FLC'ün 0.25 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 12: FLC'ün $T_L = 0.88\, Nm$ ilave bozucu yüke cevabı.

Şekil 13 ve 14'de $r = (0 - 200)\, rad/s$ arasında her 0.4 saniyede rassal olarak değişen adım referans giriş hızlarında, aynı şekilde $T_L = (0 - 85)\, Nm$ arasında her 0.25 saniyede rassal olarak değişen bozucu yük altında her iki kontrolörün eş zamanda hız başarım cevapları detayları ile birlikte gösterilmiştir.

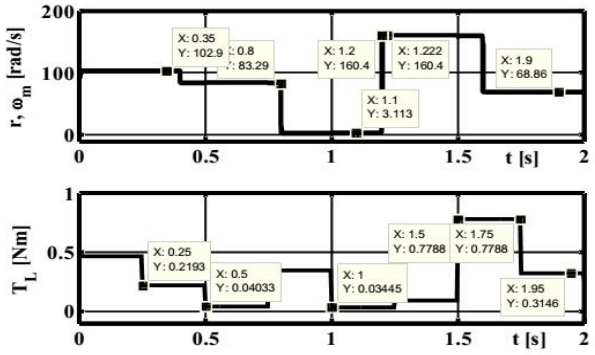


a: LQR'ün (0-2) saniye aralığında cevabı.

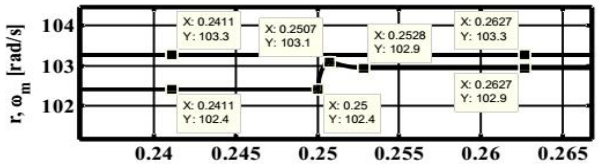


b: LQR'ün 0.25 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 13: LQR'ün rassal hız ve ilave bozucu yüke cevabı.



a: FLC'ün (0-2) saniye aralığında cevabı.



b: FLC'ün 0.25 inci saniyedeki cevabı.

Şekil 14: Rassal hız ve ilave bozucu yük ile FLC cevabı.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir DC motorun açısal hız sabitleme kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla model tabanlı LQR yöntemi ile yapay zeka veri tabanlı FLC yöntemi kullanılmış, Matlab simülasyon ortamında bu iki yöntem karşılaştırılmıştır.

Yüksüz çalışma ortamında FLC istenen giriş hızına 8 ms'de ulaşırken LQR 32 ms'de ulaşmıştır. Her iki kontrolörün kalıcı durum hatası sıfır olup aşımsız olarak cevap vermiştir.

DC motoruna 1.5'inci saniyede uygulanan 0.88 Nm'lik bozucu yük altında yüksüz durumdaki gibi FLC daha hızlı cevap verirken 2 rad/s'lk bir kalıcı durum hatası vermiştir.

Rassal hız ve bozucu yük altında çalışırken FLC daha hızlı kalıcı duruma geçerken aynı şekilde yaklaşık % 0.5 oranında çok küçük kalıcı durum hatası verdiği izlenmiştir.

Değişik koşullar altında yapılan simülasyon çalışmaları sonunda FLC'nin başarımı LQR'e göre daha iyi olmasına rağmen küçük de olsa kalıcı durum hatası vermiştir. Bu hatanın ortadan kaldırılması FLC'e ilave bir PI kontrolörü ile sağlanacağı ve FLC'ün kural sayısının artırılması ile çok daha iyi sonuç alınabileceği düşünülmektedir.

Kaynakça

[1] Z. Z. Liu, F. L. Luo, and M. H. Rashid, "Speed Nonlinear Control of DC Motor Drive with Field Weakening", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 2, pp. 417-423, 2003.

[2] T. Chamsai, P. Jirawattana, and T. Radpukdee, "Sliding Mode Control with PID Tuning Technique: An Application to a DC Servo Motor Position Tracking Control", *Energy Research Journal,* Vol. 1 No: 2, pp. 55-61, 2010.

[3] R. Malhotra, and T. Kaur, "DC Motor Control Using Fuzzy Logic Controller", *International Journal of Advanced Engineering Sciences and Technologies*, Vol. 8, No. 2, pp. 291-296, 2011.

[4] A. Goel, A. Uniyal, and A. Bahuguna, "Performance Comparison of PID and Fuzzy Logic Controller Using Different Defuzzification Techniques for Positioning Control of DC Motors", *Journal of Information Systems and Communication,* Vol. 3, No:1, pp. 235-238, 2012.

[5] B. Hamed, and M. Almobaied, "Fuzzy PID Controllers Using FPGA for Real Time DC Motor Speed Control", *Intelligent Control and Automation*, Vol. 2, pp. 233-240, 2011.

[6] A. M. Sharaf, I. H. Altas ve E. Ozkop, "Elektrikli Araçlar için Çift Çevrim Destekli DC Motor Kontrol Uygulaması", *XII. EEBB Mühendisliği Ulusal Kongresi*, 2007.

[7] A. M. Sharaf, and C. Johnson, "A Novel Adaptive Rule Based Speed Controller for PMDC Motor Drives", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, ISIE '95, pp. 272-278, 1995.

[8] S. Saneifard, N. R. Prasad, H. A. Smolleck, and J. J. Wakileh, "Fuzzy Logic-based Speed Control of a Shunt DC Motor", *IEEE Transactions on Education*, Vol. 41, No. 2, pp. 159- 164, 1998.

[9] S. Mehta, and J. Chiasson, "Nonlinear Control of a Series DC Motor: Theory and Experiment", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45, No. 1, pp. 134-141, 1998.

[10] A. A. El-Samahy, "Speed control of DC motor using adaptive variable structure control", *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, PESC, pp. 1118-1123, 2000.

[11] S. Weerasooriya, and M. A. El-Sharkawi, "Identification and control of a DC Motor Using Back-propagation Neural Networks", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, No. 4, pp. 663-669, 1991.

[12] Z. Haishui, W. Dahu, and H. Keming, "Design on a DC Motor Speed Control", *IEEE Intelligent computation Technology and Automation*, Vol. 2, 11-12 May 2010.

[13] M. Ghribi, and H. Le-Huy, "Optimal Control and Variable Structure Combination Using a Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE-IAS Annual Meeting*, Vol. 1, pp. 408-415, 1994.

[14] G. F. Franklin, J. D. Powel, and A. Emami, *"Feedback Control of Dynamic Systems"*, Addison-Wesley, 2002.

[15] M. Jamshidi, "Fuzzy Logic and Control", Prentice Hall PTR, 1993.

[16] E. H. Mamdani, "Twenty Years of Fuzzy Control: Experiences Gained and Lessons Learned", *Second IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, pp. 339-344, 1992.

Jiroskop Destekli Bir Motosikletin Tasarımı ve Kontrolü

Muhammed BOZAR[1] Sertaç Emre KARA[2], Servet SOYGÜDER[3] Hasan ALLİ[4]

[1] Makine Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
muhammedbozar@gmail.com

[2] Makine Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
sekara@firat.edu.tr

[3] Makine Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
ssoygüder@firat.edu.tr

[3] Makine Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi, Elazığ
halli@firat.edu.tr

Özetçe

Bu bildirinin amacı iki tekerli bir motosikletin jiroskoplar yardımı ile dengelenmesinin incelenmesidir. Motosikletin şasisi CAD\CAM programında tasarlanmış olup dinamik modelinin kontrol benzetimleri Matlab/SimMechanics ile gerçekleştirilmiştir. Kontrolcü olarak PID kontrol tercih edilmiştir ve kontrol katsayıları deneme yanılma yoluyla elde edilmiştir. Tasarımdan sonra motorsikletin şasisi imal edilmiştir. Sistemin yapısal işlevini yerine getirmesi için gerekli yerlerde yüksek torka sahip DC motor ve servo motorlar kullanılmıştır.



Şekil 1 İmalatı tamamlanmış deney düzeneği.

1. Giriş

Günümüzde trafik kazalarında can kaybının büyük bir bölümü ikitekerlekli araçlarda yaşanmaktadır. Bu araçlarda sürücünün etrafını kaplayan bir kabin olmaması ve bu sistemlerin hız ve belirli koşullarda denge problemi yaratması kazalarda temel sorun olmaktadır. Son asırda çift terkerlekli araçların denge probleminin aşılmasında jiroskop temelli sistemler geliştirilmiştir. Bunun ilk örneğini patenti 1913 yılında yayınlanan jiroskop dengelemeli oyuncağı gösterebiliriz [1]. Sonraki yıllarda bu sistemi referans alan benzer patentler yer almaktadır[2,3].

Çalışmayı yürüttüğümüz sistem elektrik enerjisi ile çalışmaktadır. Sistem üzerinde bulunan elektrik motorları ve servo motor ile tahrik edilmektedir. Sistemin imalat aşaması tamamlanmış olup deneyler çalışmalar bu bildiri metninin dışında tutulmuştur.

Bildiri metninde jiroskop destekli motorsiklete ait çalışma prensibi matematiksel olarak ifade edilmiştir. Tasarlananan sistemin katı modeli üzerinde çalışma prensibi ifade edilmiştir. Tasarlanan sistemin katı modeline ait benzetim çalışmaları için Matlab/Sim Mechanics yazılımı kullanılmıştır. Kontrol yapısı PID kontrol seçilmiş ve parametreler deneme yanılma yolu ile elde edilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları verilmiş ve yorumlanmıştır.

2. Jiroskobun Temelleri

Bisiklete binen herkes, bir bisiklet hızlı gittiği vakit dengeyi sağlamanın, yavaş gittiği vaktinkine göre çok daha kolay olduğunu bilir. Bir topaç, dönme hızı büyükse, dik kalarak dönmeye devam eder, fakat yavaşladıkça yana yatmaya başlar ve sonunda devrilir. Bu örneklerin her ikisinde de, kararsız olan (yani kolayca düşebilecek olan) cisimler, yeterli hızla hareket halinde oldukları vakit dik durabilmektedir. İşte bu durumun sebebi hareket halindeki bisiklette ya da dönen topaçtaki dönmeden dolayı meydana gelen açısal momentum faktörüdür. İşte bu açısal momentum yapay olarak yaratıldığında iki tekerli bir aracı ya da denge gerektiren herhangi bir platformu dengelemek mümkün olur.

Momentum ya da devinirlik bir nesnenin kütlesi ve hızının çarpımıdır. Hız gibi, momentum da vektörel bir niceliktir, yani büyüklüğünün yanı sıra bir yöne de sahiptir. momentum korunumlu bir niceliktir (çizgisel momentumun korunumu); yani bu, eğer kapalı bir sistem herhangi bir dış kuvvetin etkisi altında değilse, o kapalı sistemin toplam momentumunun değişemeyeceği anlamına gelir.

$$\mathrm{p} = m\,\mathrm{v} \tag{1}$$

burada **p** momentum, *m* kütle ve **v** hızdır.

Açısal momentum ise, bir cismin çizgisel momentumunun herhangi bir noktaya göre dönmesi halinde O koordinat başlangıcına göre bir parçacığın L açısal momentumu, o andaki r konum vektörü ile p doğrusal momentumunun vektörel olarak çarpımıdır.

$$\mathrm{L} = r \times \mathrm{p} = \mathrm{r} \times m\,\mathrm{v} \tag{2}$$

burada **L** açısal momentum, **r** ise dönme merkezine olan uzaklıktır.

Newton'un ikinci yasasına göre, bir parçacığın momentumunun değişim hızı, parçacık üzerine etki eden net kuvvetle doğru orantılıdır ve yönü ise bu net kuvvetin yönündedir. Net kuvvetin, momentumdan türetilmesi aşağıdaki gibidir.

$$\sum F = \frac{d\mathrm{p}}{dt} = m\frac{d\mathrm{v}}{dt} + \mathrm{v}\frac{dm}{dt} \tag{3}$$

Eğer kütle zaman içinde sabitse, türevin ikinci terimi

$$\mathrm{v}\frac{dm}{dt} = 0 \tag{4}$$

olmaktadır. Böylece şunu yazabiliriz:

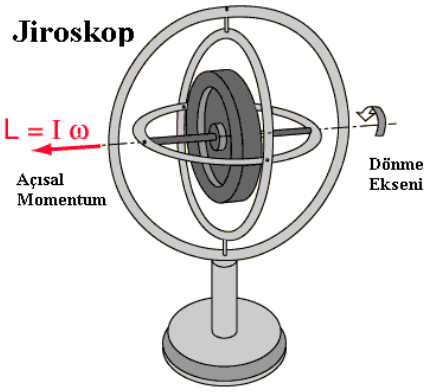
$$\sum F = m\,\mathrm{a} \tag{5}$$

şekline dönüşmektedir.

Dönme hareketinde ise bileşke tork, açısal momentumun zamana göre değişim hızıdır.

$$\sum \tau = \frac{dL}{dt} = 0 \Rightarrow \Delta L = 0 \tag{6}$$

Klasik fizikte bir nesne üzerine etkiyen kuvvetin olmaması halinde cismin ataletini koruyacağı biliniyor. Newton'un kanunları bu ifadenin matematiksel ispatıdır. Bir başka deyişle hareket eden bir cisim hareketi doğrultusunda bir momentuma sahiptir. Bu cisme dışarıdan bir kuvvet ya da tork uygulanmaması halinde momentumu sabit kalacaktır. Bilim insanları fiziğin bu kanunundan faydalanmanın yollarını aramış ve yeni icatlar geliştirmeye başlamıştır. Jiroskopta bunlardan biridir.



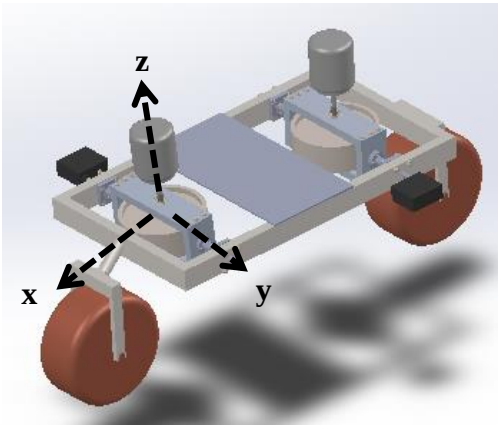
Şekil 2 Jiroskopun Yapısı

Bu projede açısal momentumun korunumu baz alınarak, jiroskopik kuvvetlerden faydalanmanın yolları aranmıştır. Bu etki günümüzde özellikle uçaklarda yön kontrolü sağlamak ve alçak irtifa uydularının dengesini sağlamasında ve yörüngede kararlı bir harekete sahip olması için kullanılıyor. Literatürde bu sistem CMG (ing: control moment gyro) olarak adlandırılır. Tanımdan da anlaşılacağı üzere dönen bir cisim mevcut açısal hızından dolayı bir mekanik enerji depolayan batarya görevi görecektir. Depolanan bu enerjiyi tork üretmede kullanarak bir veya daha çok serbestlik dereceli bir platformun dengeleme işlemi sağlanabilir.

3. Tasarım ve Yöntemler

Sistemin mekanik yapısı Solidworks yazılımı ile tasarlanmış tır. Tasarım temelinde bir önceki bölümde anlatılan jiroskop sistemi kullanılmıştır. Şekil-3'de görüldüğü gibi Dc motor ile tahrik edilen diskin dönmesiyle (sabit 2500 d/d) z ekseninde $I_{tekerlek}$ açısal momentumu oluşmaktadır. Servo motor ile tahrik edilecek olan çerçeve ise diskin dönüş yüzeyini değiştirmek için kullanılır. Moment x ekseninde oluşur ve (7) ile hesaplanabilir [4,5,6].

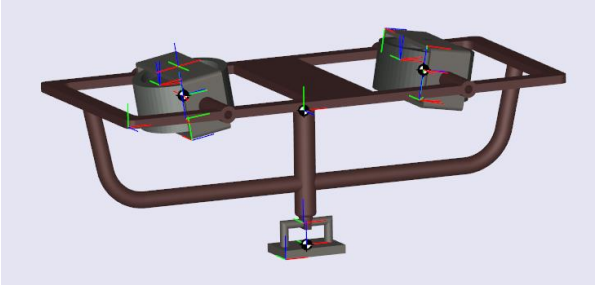
$$\vec{\tau i} = \omega_{çerçeve}\,\vec{j} \times \vec{H}_{disk}$$
$$\tau = \omega_{çerçeve} I_{disk} \omega_{disk} \tag{7}$$



Şekil 3 Sistemin katı modeli

3.1 Kontrol Yöntemi

Sistemin Katı modeli basitleştirilerek tek mafsal etrafında dönebilen bir platform haine getirilmiştir. Basitleştirilmiş platform Şekil 4'de görülmektedir. Benzetim çalışmalarında bozucu etken ağırlık merkezine dik kuvvet şeklinde uygulanmıştır. Sistemile ilgili parametreler Tablo 1 'de görülmektedir.

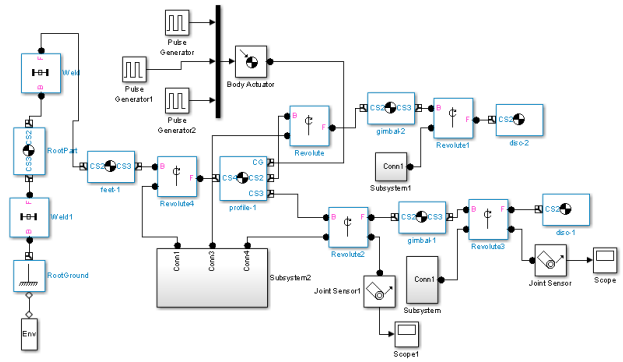


Şekil 4Sistemin Basitleştirilmiş CAD modelinin Sim Mechanics Görseli

Sistemin CAD modeli Matlab Sim Mechanics'e aktarılmış ve sistemin kontrolü için PID kontrolör kullanılmıştır. Sistemin Sim Mechanics yapısı Şekil 4'de görülmektedir.

Tablo 1 Basitleştirilmiş Sistem Parametreleri

Parametre	***Büyüklük***
Ağırlık Merkezi Mafsal Arası Uzaklık	0.3 m
Gövdenin Kütlesel Atalet Momenti	0.054 kgm^2
Diskin Dönme Hızı	2500 d/d
Diskin Ağırlığı	4.7 kg
Çerçevenin Kütlesel Atalet Momenti	0.002 kgm^2

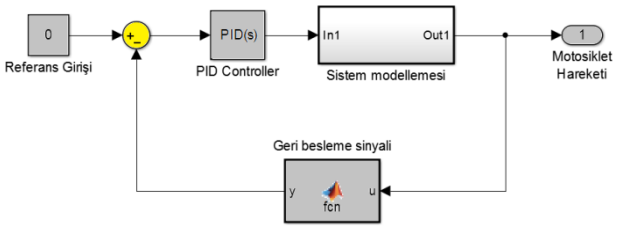


Şekil 5 Sistemin Sim Mechanics Blok Şeması

Sistemler belirli görevleri yerine getirmek amacıyla tasarlandığı için, tasarlanacak sistemden hangi görevler beklendiği ve bu görevleri hangi doğrulukta ve sürede yapmaları konusu önem arz etmektedir. Belirli bir amaç için tasarlanacak olan sistemin, tasarım aşamasında performansını etkileyecek olan kriterlerin bilinmesi ve bunların tasarım süresince sisteme uygulanması gerekir.

Bu sistemde kontrolör olarak negatif geri beslemeli PID kontrolör kullanılmıştır. PID (Proportional-Integral-Derivative) günümüzde çok kullanılan bir kontrol yöntemidir. Endüstrideki uygulamaların %75'inde uygulanmıştır.

Dengelenen platformun(motosiklet) açısını geri besleme olarak kullanıp referans girişinden farkı alınmıştır. Referans girişi 0 derece olarak belirlenmiştir. Yani dengelenen platformun kendi x ekseninde açı yapmadan kalmasını sağlamaktır. Gerekli PID kontrol katsayıları belirlenip sistem dengelemeye uygun hale getirilmiştir. Kontrolör sonrasındaki toplama bloğuna sinyal jeneratörüyle yapılan giriş bozucu etmeni* simule edebilmek içindir. PID çıktısı sistemde çerçeveyi tahrik için servo motorlara bağlanmıştır. Bozucu etmenin kaynağı olarak sinyal üreteci kullanılmıştır. Bozucu etmenden söylenmek istenen, motosikletin dışarıdan aldığı bir etkidir (ani darbe, araç çarpmaları gibi).



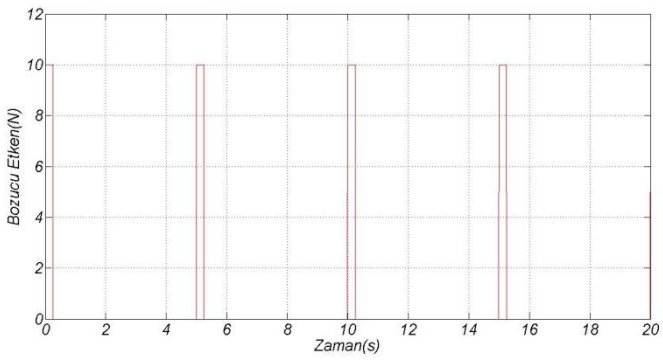
Şekil 6 Kontrol Sisteminin Blok Diyagramı

4.Benzetim Çalışmaları

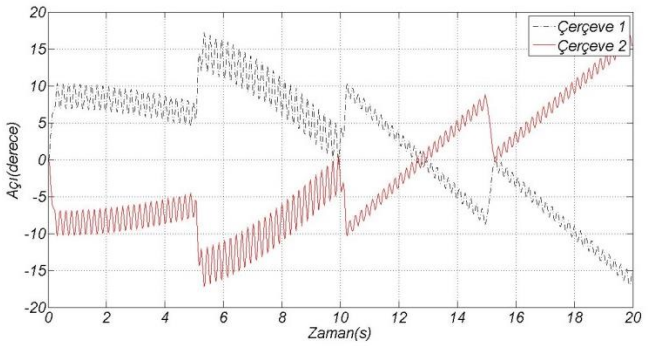
Sistemin benzetim çalışmalarında bozucu etken gövdenin ağırlık merkezine dik uygulanmış olup bozucu etkenin periyodu 5 saniyede bir 10 N luk bir kuvvettir. Bozucu etken Şekil 7 'den izlenebilir.

Sistemin dengesi çerçevelerin hareketi ile sağlanmaktadır. Çerçevelerin maksimum açısı 20 derece olarak Şekil 8 'den izlenebilmektedir. Görüldüğü gibi her 5 saniyede uygulanan bozucu etkene karşı çerçevelerin açılarındaki etki izlenebilmektedir.

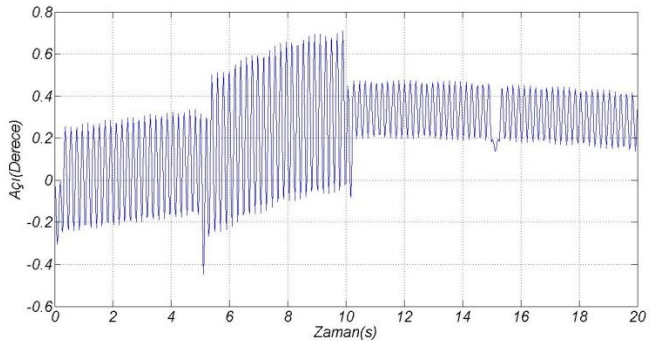
Sistemin gövde açısı kontrol edilmek istenen temel parametredir. Gövde açısı değişimi Şekil 9'da görüldüğü gibi 0.8 dereceyi geçmemektedir.



Şekil 7Boucu Etken

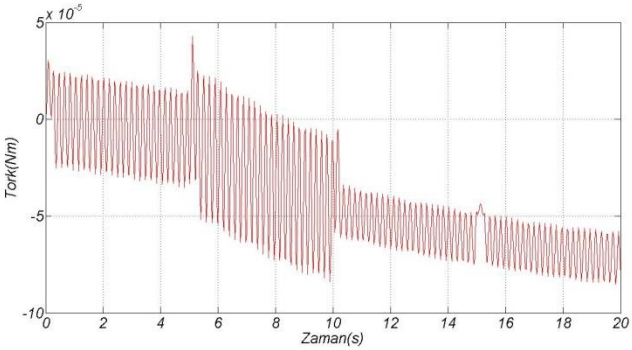


Şekil 8 Çerçevelerin Açıları



Şekil 9Gövdenin Açısı

Çerçeveye uygulanan tork bize kullanılacak motoru seçmede yardımcı olmaktadır. Şekil 10 'dan görüldüğü gibi kontrol torku tatmin edici değer vermektedir.



Şekil 10 Çerçeveye uygulanan Tork

5. Sonuçlar

Bu projede iki tekerli araçların denge problemi üzerinde durulmuş ve problemin çözümü yapılmaya çalışılmıştır. Yapılan çalışmalarda dengelemek üzere tasarlanan bir motosikletin şasisine iki adet jiroskop yerleştirilmiş ve bunların kontrolü sağlanmıştır. İmalata geçmeden önce sanal ortamda benzetim işlemleri yapılmış, alınan veriler sonucu konstrüksiyon oluşturulmaya başlanmıştır. Üretimi tamamlan model dengelemede başarılı olmuş, geliştirilmeye hazır bir prototip elde edilmiştir. Yakın gelecekte benzetim çalışmaları doğrultusunda gerçek prototip üzerinde çalışmalar yapılacaktır. Bu proje güncel olarak kalması amacıyla bildiri halinde sunulmuştur. Bu konunun geliştirilmesi amacıyla LQR benzeri optimum kontrol metodları uygulanabilir.

Teşekkür

Bu bildiride geçen projeyi 2209/A maddesi kapsamında destekleyen TUBITAK kurumuna ve Fırat Üniversitesi Müh. Fak. Makine Mühendisliği bölümüne ilgilerinden ve desteklerinden dolayı teşekkür ederim.

Kaynakça

[1] Patent: US 1073880 A, 1913

[2] Patent, US 5368516 A, 1994

[3] Patent: US 8706390 B2, 2014

[4] V. J. Lappas, "A control moment gyro based attitude control system for agile satellites,"PhD Thesis, University of Surrey, Guildford, Surrey, United Kingdom, October 2002.

[5] E. Yavuzoğlu, "Steering laws for control moment gyroscope systems used in space crafts attitude control." Msc Thesis, Middle East Technical University, Turkey, Ankara,November 2003.

[6] H.B. Ertan, K. Yılmaz,"Kontrol Jiroskobu için Çift Rotorlu Eksenel AkılıMotor Kutup Sayısı Seçimi ve Tasarımı", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Niğde, Türkiye,Cilt 1 ,s:16-21, 2012

Rehberlik Yapan

Bir Otonom Mobil Robot: RoboSantral

A.Denker, A.U.Dilek, B.Sarıoğlu, J.Savaş, Y.D.Gökdel*

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Bilgi Üniversitesi, 34060 Eyüp, İstanbul
*ahmet.denker@bilgi.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride bir üniversite yerleşkesine gelen misafir ve ziyaretçileri karşılamak ve onlara rehberlik yapmak amacıyla tasarlanıp gerçekleştirilen otonom bir mobil robot sunulmaktadır: RoboSantral. Üniversite yerleşkeleri yıl boyunca birçok kişi tarafından ziyaret edilmektedir. Burada sunulan rehber robot misafirlere kampüs içinde eşlik edebilmekte ve bu esnada özet bilgi içeren sunumlar yapabilmektedir. Robot konumunu GPS sensörü ile algılamaktadır. Fakülte binası, müze gibi belirli konumlara ulaşıldığında ise bu konumlara atanmış özel etiketler, robot üzerindeki USB kamera yardımı ile algılanmakta ve görüntü işleme yöntemleri kullanılarak bu etiketlerin tanınması sağlanmaktadır. Robot kontrol ünitesinde mikro-denetleyici olarak Arduino ve mikro-işlemci olarak Raspberry Pi kullanılmıştır. Bunun yanı sıra mikro-denetleyiciye bağlı motorlar, motor sürücü, küresel konumlama sistemi sensörü, kızılötesi sensörü, jiroskop sensörü, ışık algılayıcı, sıcaklık algılayıcı ; ilave olarak, mikro-işlemciye bağlı USB kamera, hoparlör ve likit kristal ekran, robotun donanımı oluşturmaktadır. RoboSantral İstanbul Bilgi Üniversitesi kampüsünde sınanmış ve ayrıca Madrid'de bir uluslararası robot yarışması finalinde yer almıştır. Bu sınamalarda, RoboSantral'ın hedeflenen görevleri başarıyla yerine getirdiği gözlemlenmiştir.

1. Giriş

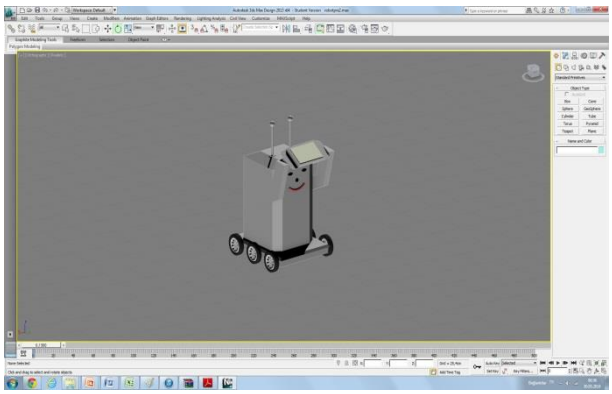
Endüstriyel robotlardaki hareket sınırlamasını ortadan kaldırma gereksiniminden türeyen mobil robotlar, başlangıçta insanlar için tehlikeli olabilecek ortamlarda rol almış; başka bir gezegenin yüzeyinde keşif yapmak, okyanusun derinliklerinde ulaşılamayan noktalara ulaşmak v.b. görevlerde kullanılmıştı [1]. Maliyetlerindeki ucuzlama nedeniyle, giderek bu robotların kullanım alanı günlük hizmet alanlarını kapsayacak şekilde genişlemiştir.

Bu bildiride bir ünivesitenin yerleşkesini misafir ve ziyaretçilere tanıtmak ve onlara rehberlik etmek üzere tasarlanıp geliştirilmiş bir mobil robot sunulmaktadır: RoboSantral. Amfi, tiyatro, konser alanları, kütüphane ve müzeleri ile üniversite yerleşkeleri bulundukları şehirlerin en gözde sanat ve kültür kompleksleri arasında yer almaktadır. Bu durum, üniversite yerleşkelerini, öğrencileri dışında da, yerli ve yabancı büyük bir kitle için çekim merkezi haline getirmektedir. Bu kitleye tanıtım ve rehberlik hizmeti verebilmek için gerekli insan gücü göz önüne alındığında, navigasyon yeteneğine sahip bir gezgin robot sistem ile bu işin yapılması cazip hale gelmektedir.

Bu amaca yönelik olarak, RoboSantral ismini verdiğimiz bir rehber robot geliştirilmiştir. RoboSantral otonom bir mobil robottur. Arduino, Raspberry Pi, ekran, sensörler, hoparlörler, hareket kiti gibi çeşitli bileşenlere sahipir. Tasarımımızda bu bileşenleri, nerede olduğunun farkında olan ve bulunduğu yer hakkında bilgi verebilen bir rehber robot gerçekleştirmek icin entegre ettik. Bu bileşenler kullanılarak dış ortamdan algılanan veriler daha önceden RoboSantral'a yüklenen yazılım koşularak değerlendirilmekte, böylelikle robotun çeşitli rehberlik görevlerini yapması sağlanmaktadır. Bildirinin takip eden bölümlerinde RoboSantral'ın tasarım, gerçekleştirilme ve test aşamaları hakkında bilgi sunulmuştur.

2. Mekanik Tasarım Özellikleri

Başarılı bir mobil robot uygulamasının arkasında yatan bir temel yaklaşım vardır: Mobil robotların tasarımı esnasında



Şek.1 RoboSantal'ın üç boyutlu çizimine ait bir ekran görüntüsü

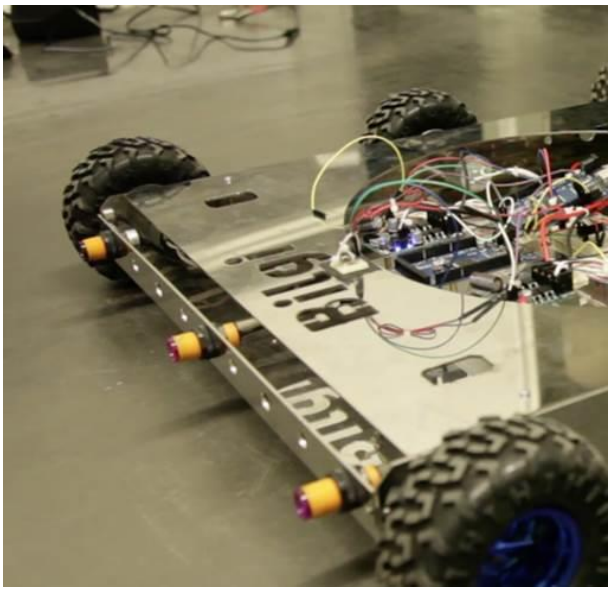
değişik alanlarındaki elemanların entegrasyonu kritik bir rol oynar. Bu nedenle tasarım safhasında hareket problemlerinin nasıl çözüleceği, mekanik ve kinematiğin birlikte ele alınışı, dinamik ve kontrolun göz önünde tutulması gerekmiştir. Mekanik tasarımın ilk adımı olarak muhtemel görünüş hakkında fikirler ileri sürülmüş ve gövdesi yanısıra, yüzü ve kolları olan insansı görünüşe sahip bir robotta karar kılınmıştır. Bilgi vermede kullanılacak olan bir likit kristal ekran robotun kollarınca kaldırılıp, misafirlere sunuş yapacak pozda konumlandırılmıştır.

Robotun mekanik tasarımında 3dsMax, AutoCad gibi 3-boyutlu tasarım ve animasyon imkanları sunan yazılımlar kullanılmıştır (Şek.1). Tasarım; taban, gövde ve kollar olmak üzere üç parça halinde hazırlanmıştır. Öncelikle taban hazırlanmış ve altı adet tekerlek üçerli halde tabanın sağ ve solunda konumlandırılmıştır. Son olarak da kollar, likit kristal ekranı tutacak şekilde tasarlanmıştır. Ayrı ayrı tasarlanan parçaların entegre edilmisi ile nihai tasarım ortaya çıkmıştır (Şek.2). Çizimden sonra robotun çalışması ve hareketleri konusuda ileriye dönük rehberlik etmesi için çizim animasyon haline getirilmiştir. Animasyon için 3dsMax programı kullanılıp, kampüsün yolları, binalar, binalara ait işaretler, yeşil alanlar çizime aktarılmıştır. Animasyonda robot kampüsün yolları boyunca ilerlemekte, bir bina algılanınca yakınına gidip işareti okumakta ve ziyaretçilere dönüp lokasyon hakkında özet bilgi içeren bir sunum yapmaktadır.



Şek.2 RoboSantral tasarımının son halini gösteren bir ekran görüntüsü

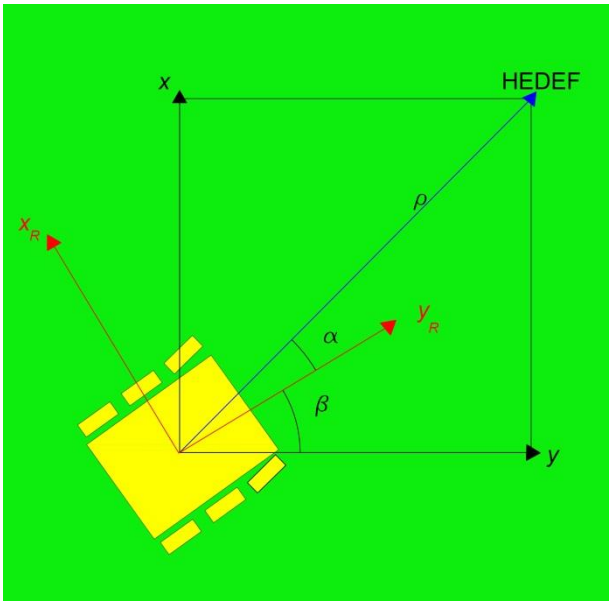
Hareket platformu tasarımı üniversite yerleşkelerindeki değişken arazi şartları gözetilerek yapılmıştır. Robotun üretiminde engebeli arazi şartları düşünülerek, taban çelikten yapılmış, arazi lastikleri kullanılmıştır (Şek. 3). Donanım parçalarının yerleştirilmesi ve test sürüşünden sonra gövde için tekrar ölçüler alınmış, kolay üretim ve taşıma kriterleri göz önünde bulundurularak gövde elemanları iki ve üç boyutlu olarak çizilip üretime gönderilmiştir. CNC tezgahından elde edilen ölçülere uygun kesimlerle gövde oluşturulmuştur. Nihai tasarım sonucunda ortaya çıkan: 51cm x 65 cm x 85 cm boyutlarında bir mobil robot olmuştur, üzerinde 20 cm' lik iki adet anten ve 11 inch' lik bir monitör bulunmaktadır.



Şek.3 RoboSantral'ın hareket platformu

3. RoboSantral'ın Hedefe Erişimi

RoboSantral'ın hedefe ulaşmasında rol oynayan ve kinematik modellemede göz önünde tutulması gereken değişkenler Şek.4'de gösterilmiştir.



Şek.4 RoboSantal'ın hedefe ulaşmasında rol oynayan değişkenler

Bu şekilde **x-y** referans sistemini, $\mathbf{x_R}$ ve $\mathbf{y_R}$ robot üzerine sabitlenmiş koordinat exenlerini, **ρ** hedefe olan uzaklığı, **α** robotun halihazır oryantasyonunu nekadar değiştirmesi

gerektiğinin açısal değerini, **β** ise robotun **x-y** referans sistemine göre oryantasyonunu göstermektedir.

α açısının sıfırlanması halinde robot kendisini hedefe ulaştıracak doğrultuya dönmüş olacaktır. Bu diferansiyel sürüş tekniği olarak bilinen tekniğin kulanılması ile gerçekleştirilmektedir [2]. Hareket platformunun iki yanında yer alan iki tekerleğinin farklı hızlara sahip olmasına dayalı olarak RoboSantral bir tarafa doğru dönüş gerçekleştirir; **α** açısının sıfırlanması durumunda tekerleklerin aynı hıza ve yöne sahip olması ile hedefe doğru ilerler.

Böyle bir hareket sistemine sahip bir mobil robotun kinematik ve dinamik modelleri [3]'de verilmiştir.

4. Sistem Tasarımı ve Çalışma Prensipleri

Sistem tasarımını gösteren blok çizenek Şek.5'de sunulmuştur. Bu çizeneğin en solunda sisteme girdi temin eden giriş bloğu yer almaktadır. RoboSantral'ın çevre hakkında bilgi toplama yeteneği bu blok tarafından sağlanmakta, blok içinde yer alan değişik algılayıcılar vasıtasıyla toplanan bilgilerden robot hareketlerinin tespit edilmesinde kullanılan bilgilerin çıkarımı gerçekleştirilmektedir. RoboSantral kampüs içinde hareket ederken daha önce karşılaşmadığı sahne ve görüntülerle karşılaşabilmekte, algılanan bu sahne ve görüntüler görüntü işleme yazılımları kullanılarak tanılanmakta ve tanınmaktadır.

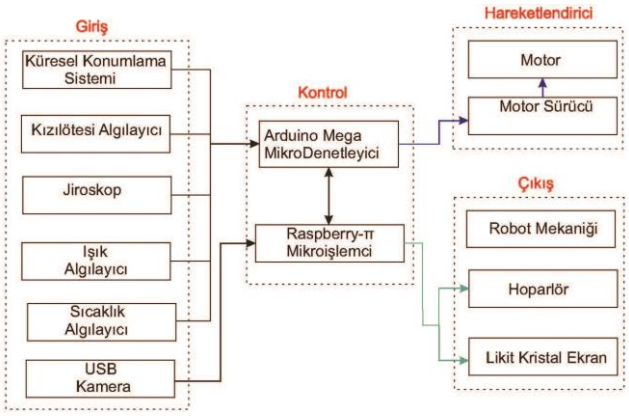
Bu amaçla**,** OpenCV adında bir program kullanılmış ve C++ kodlama ile uygulama amacına yönelik "add-on" lar eklenmiştir.

Giriş bloğunda yer alan kızılötesi sensörlerden robot üzerinde 4 adet mevcuttur. Bunların 2 tanesi sağı ve solu,1 tanesi ileriyi ve bir tanesi de geriyi kontrol etmektedir. Bu sensörler yardımı ile robot 50 cm yakınında bir engel ile karşılaştığında ilk olarak durup beklemekte, eğer engel 10 s. içerisinde çekilirse robot kaldığı yönden devam etmekte, aksi halde ise yön değiştirerek engelden kaçmaktadır.

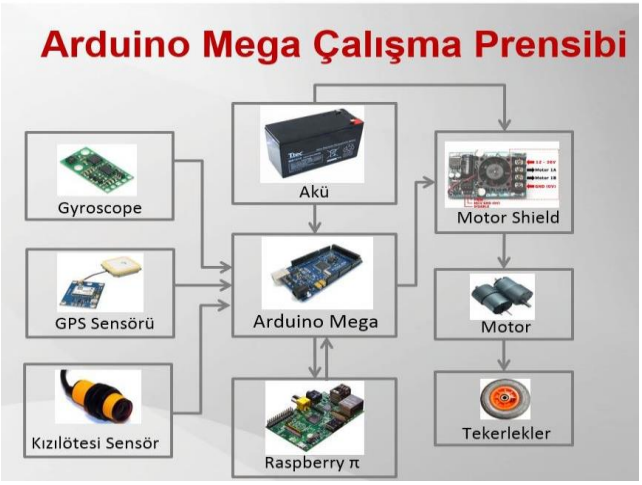
Giriş bloğunda, bunların yanı sıra Jiroskop ve GPS sensörleri bulunmaktadır. Jiroskop ve GPS yardımı ile robot kendi konumu hakkındaki bilgileri almakta ve doğrultusunu istenilen noktaya gitmek üzere değiştirebilmektedir. Ayrıca, GPS ten gelen veriler Arduino'dan Raspberry-π'a iletilmekte ve RobSantral'ın gittiği istikamet ile ile ilgili video ve ses dosyalarının oynatılması sağlanabilmektedir. Arduino ve Raspberry-π arasındaki iletişim ''serial monitör'' üzerinden sağlanmaktadır.

Kontrol bloğunda yer alan Arduino ve Raspberry-π ile robot çalıştırılmakta ve kontrolu sağlanmaktadır. Hareketlendirici blokta yer alan motor sürücü ünitesi kullanılarak motorlar sürülmektedir. Motor sürücü vasıtası ile motorlara eşit akım aktarımı sağlanmakta olup, ayrıca robotun sağ ve sol yöne dönüş hareketleri yapması mümkün kılınmaktadır.

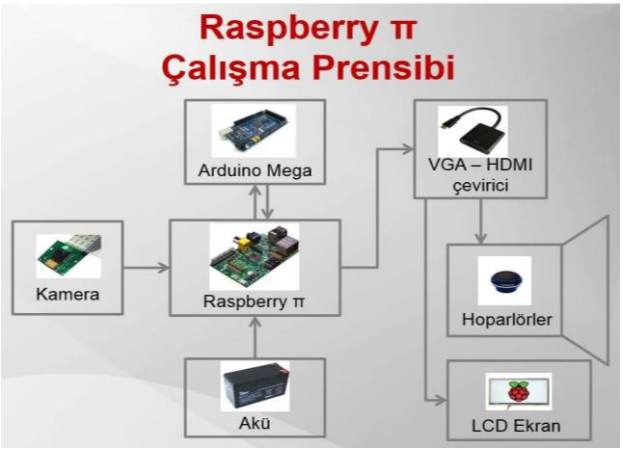
Motor sürücüsü tarafından sürülen motorlardan robot üzerinde 12 V/200-rpm özelliğinde 6 adet motor bulunmaktadır.



Şek.5 Sistemin blok çizeneği



Şek.6 Arduino'nun çalışma çizeneği



Şek.7 Raspberry- π 'in çalışma çizeneği

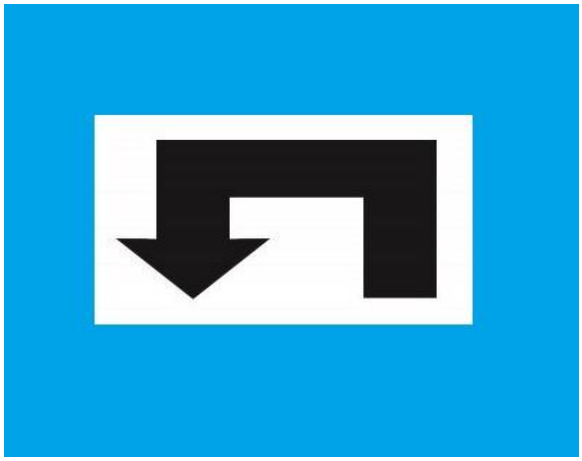
RoboSantral de görüntü işlemeyi OpenCV, Raspberry- π ve USB kamera yardımıyla yapmaktadır. OpenCV gerçek zamanlı görüntü işleme, hareket izleme ve yüz tanıma için yaygın olarak kullanılan ücretsiz kütüphaneye sahip bir programdır. OpenCV C, C++ ve Python programlama arabirimleri vardır. Bu projede C++ programlama dili kullanılmıştır. Kod içerisine önceden tanımlanan işaretler bulunmaktadır. USB kamera ile bu işaretler tanımlandığında Raspberry- π Arduino'ya bilgi gönderebilmekte ve bu sayede robot ileri, geri, sağa ve sola gidebilmektedir. Bu esnada ekranda robotun bulunduğu konumu anlatan bir video açılmaktadır.

Görüntü işleme kodu 3 modülden oluşmaktadır. Bunlar;

1. Kütüphanelerin ve kaynak dosyalarının tanımlanması
2. Kamera girdileri ile kaynak dosyalarının karşılaştırılması
3. Karşılaştırma sonucuna göre video oynatma ve Arduino ile iletişime geçme

Fonksiyonlarını yerine getirmektedir.

RoboSantral üniversitesi yerleşkesindeki mekanları üzerlerine yerleştirilmiş özel amaçlı işaretler sayesinde tanımaktadır. Bu işaretler hem mekan hakkında bilgi vermekte hem de RoboSantral'ın bir sonraki manevrasının ne olacağını söylemektedirler. Bkz. Şek.8

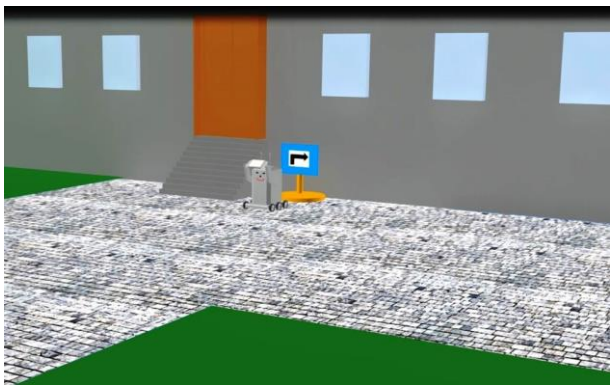


Şek.8 Binaların üzerinde bulunan önceden tanımlanmış işaretler.

Şek. 9'da RoboSantral işareti okuduktan sonra binayı tanıması ve bir sonraki hedefe gitmek üzere işaret tarafından söylenen manevrayı yapmasına ait bir animasyon çıktı görüntüsü yer almaktadır.

Tanıma işleminde Canny yöntemi ve Gaussian Blur Filtreleme kullanılmıştır. 1986' da John F. Carry tarafından geliştirilmiş olan Canny yöntemi[4]' nin kullanılmasındaki amaç, bir görüntüdeki ayrıntıları ayıklıyarak, sadece tanıma işlemine yarayacak özellikleri saklı tutmak; böylelikle, şekil tanıma işlemlerinin hızlanmasını sağlamaktır.

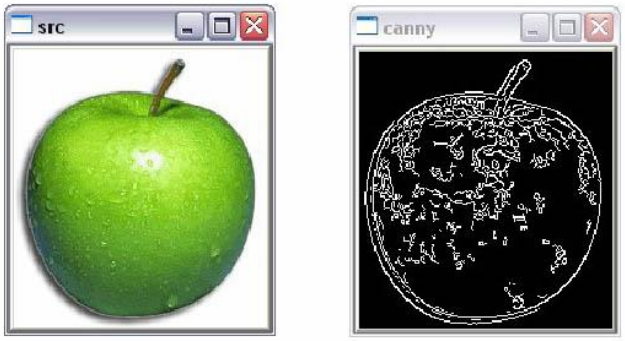
GaussianBlur fonksiyonunu kamera görüntüsündeki gerekli olmayan ayrıntıları ayıklayarak görüntüyü daha sade bir hale getirmek için kullanılmıştır. Görüntü sadeleştiği zaman şekil tanıma işlemi daha hızlı yapılabilmektedir. GaussianBlur filtrelemesinden sonra kod Canny fonksiyonu



Şek. 9 RoboSantral'ın tanıma ve manevra işlemlerine ait bir animasyon çıktısı

uygulanmaktadır ve filtrelenmiş görüntünün Canny çıktısı alınmaktadır. Bu fonksiyondan sonra daha sade ve pürüzsüz bir harita elde edilmektedir.

Şekil 10. de bir elmanın görüntüsü üzerine Canny algoritması uygulandıktan sonra elde edilen çıktı görülmektedir.

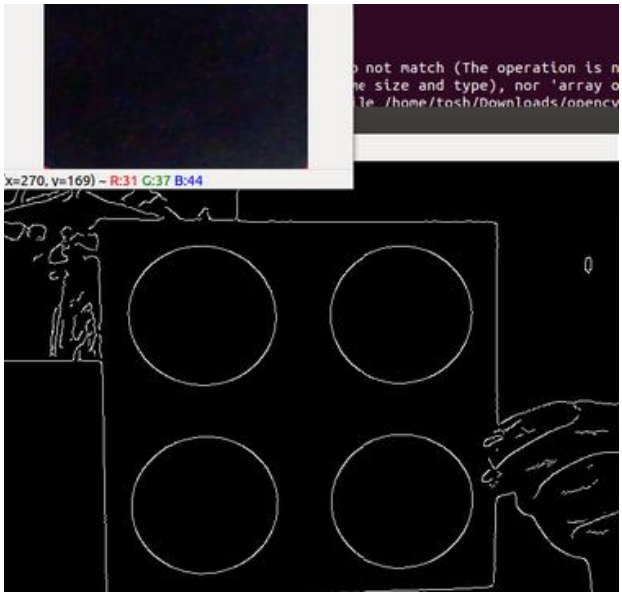


Şek. 10 Bir elma ve onun Canny efekti

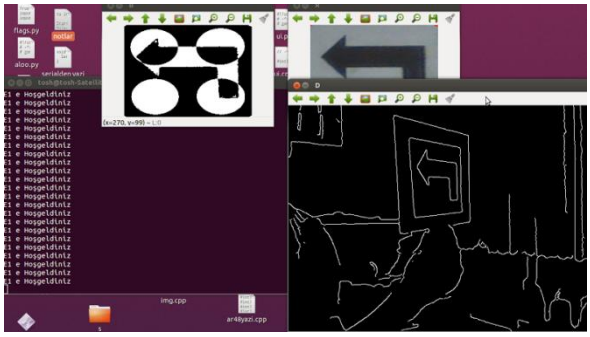
Dairesel bir görüntüye Canny yöntemi ve Gaussian Blur filtreleme uygulandığında Şek. 11 ' deki gibi sadece bir çember görülmektedir.

Görüntü perspektifini düzeltmek amacıyla, "warpPerspective" adını verdiğimiz bir yazılım geliştirerek kamera açısının 30 dereceye kadarki durumlarında çalışabilen bir perspektif düzeltici modülü gerçekleştirdik. Bu sayede Robo Santral bina üzerlerindeki şekilleri onların tam karşısında bulunmasa bile tanıyabilmektedir.

Şek. 12' de bir bina üzerindeki tanıtıcı işaretin görüntüsünün işlenmesi ve tanıma işlemlerine ait bir çıktı görüntüsü yer almaktadır.



Şek. 11 Dairesel bir görüntüye Canny yöntemi ve filtreleme uygulandıktan sonraki sonuç



Şek. 12 Bir bina üzerindeki şekle ait görüntü işleme işleminin sonucu

Sonuçlar

Robo Santral İstanbul Bilgi Üniversitesi'nin Santral Kampüsü'nde test edilmiştir. Bu teste ait iki görüntü Şek. 13 ve Şek. 14'de sunulmuştur.

Kampüs'ün yoğun olduğu saatlerde yapılan testlerde bile, RoboSantral insanlara çarpmadan, engellerden sakınarak kendisine ve başkalarına zarar vermeden verilen görevleri başarıyla yerine getirmiştir.

Alınan bu sonuçlar, üniversite yerleşkelerinde rehberlik v.b. görevlerinin otonom mobil robotlar tarfından başarı ile yerine getirilebileceğini göstermiştir.



Şek. 13 RoboSantral kampüsde rehberlik görevini yaparken



Şek. 14 RoboSantral gösterilen hedefe doğru düz bir yol izleyerek yol alırken

Kaynakça

[1] B. Sciliano ve O. Khatib, *Springer Handbook of Robotics*, Springer-Verlag, 2008.

[2] R. Siegwart, IR Nourbakhsh ve D. Scaramuzza, *Introduction to Autonomous Mobile Robots*, MIT Press, 2011.

[3] P.Corke,*Robotics, Vision and Control*,Springer tracts in advanced robotics, 2011

[4] J. Canny, " A computational effect to edge detection", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, PAMI-8(6):679-698, Nov. 1986

Altı Serbestlik Dereceli Haptik Robotun Performans Analizi

Tayfun Abut[1], *Servet Soygüder*[2], *Hasan Alli*[3]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
Muş Alparslan Üniversitesi
tayfunabut@gmail.com

[2] Makina Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi
ssoygüder@fırat.edu.tr

[3] Makina Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi
halli@fırat.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada PHANTOM omni haptik cihazın performans analizi hedeflenmektedir. Bu kapsamda haptik robotun yeniden düz ve ters kinematiği oluşturuldu. Jakobiyen matrisi teorik ve deneysel olarak hesaplandı. Kinematik ve dinamik analizleri gerçekleştirildi ve çalışma uzayında noktalar belirleyip bu noktalar öğretilerek yörünge takibi deneysel çalışmalar ile test edildi. Elde edilen grafiksel sonuçlar irdelendi.

1. Giriş

Haptik kelimesi Yunanca kökenli olup dokunma duygusu anlamına gelmektedir. Haptik dokunma yoluyla doğal veya yapay mekanik ortamı hissetme yeteneği anlamına gelir. Haptik cihazlar haptik arayüzlerde kuvvet yansıtan manipülatörlerdir. Haptik cihazlar kullanıcıyla etkileşim içinde olan manipülatorlerdir. Cihaz kullanıcının hareketlerini, kuvvetlerini algılar ve kullanıcıya güç uygulayarak sanal veya uzak çevre özelliklerini hissettirir. Kuvvet geribildirimi sağlamak için, sanal çevreye göre, belirli serbestlik derecesine sahip manipülatöre ihtiyaç duyulur. Sanal gerçeklik, katılımcılarına gerçekmiş hissi veren, bilgisayarlar tarafından yaratılan dinamik bir ortamla karşılıklı iletişim olanağı tanıyan, bir benzetim modelidir.

Aslında haptik cihazlar özel kontrol üniteleriyle mekanik manipülatörlerin bir çeşididir**.** Haptik aygıtların kullanılmasının amacı, kullanıcıların simüle edilen veya uzaktan kontrol edilen ortamlar yardımıyla deneyimlerini artırmalarını sağlamaktır. Uzaktan kontrolü başarıyla gerçekleştirebilmek için kullanıcının tüm bilgileri hazır bulundurması ve hatasız uygulaması gerekmektedir. Haptik cihazlar, üç boyutlu modelleme ve tasarım aşamalarında, diğer bütün uygulamalarda olduğu gibi, kullanıcıyla sanal ortamın ilişkisini artırmakta, buna bağlı olarak bilgisayar-destekli-tasarımı geliştirmekte ve kolaylaştırmaktadır. Çoğu benzetimlere uygulanabilirliği haptik cihazları önemli yapmıştır. Bu yönüyle, deneylerin tekrarlanabilirliği artar ve doğru sistem modeli yapılırsa deney fiyatları azalır. Ürünlerin etkileri onları üretmeden önce sanal çevre kullanılarak tahmin edilebilir.

Haptik cihazlarla ilgili genel çalışmalar tıp, askeri, eğitim ve öğretim, CAD/CAM, mühendislik ve sanat alanındadır.

Başlangıçta Massie ve Salisbury (1994) tarafından tasarlanan sonradan Sensable teknolojileri şirketi tarafından ticari olarak piyasa sürülen Phantom dokunsal arayüzler, geniş çalışma alanı, düşük atalet uygulamaları, düşük sürtünme ve hassas pozisyon özellikleri ile yaygın kullanım alanına sahiptir[1]. Bu cihaz Sensable teknolojileri şirketi tarafından geliştirilerek ve piyasaya sürülen ilk dokunsal cihazlardan biridir. Phantom arayüzlü cihazın küçük boyutu, nisbeten düşük maliyeti ve dokunsal bilginin basitleştirilerek sunulması yenilikleri tercih edilmesinin sebeplerindendir. Bu dokunsal cihaz birçok farklı noktadan bilgi görüntülemek yerine, tek bir noktadan yüksek kalitede dokunmayı simüle ederek geribildirim sağlar. Üç küçük motorla kalem üzerine basınç uygulayarak kullanıcıya kuvvet geribildirimi sağlanır. Yani kullanıcı sanal bir balonun elastikliğini ya da tuğla duvarın sertliğini hissedebilir. Ayrıca kullanıcı doku, sıcaklık ve ağırlık hissedebilir. Kalemle herhangi bir nesneyi gerçeğe yakın yani birebir benzeri isteğe bağlı özelleştirebilir.

PHANTOM Omni elektromekanik haptik cihaz birçok uygulama alanında kullanılmaktadır. Örneğin rehabilitasyon, tele-robotik, teleoperasyon, eğlence vb. uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır[2-4]. Çavuşoğlu, M.C. ve Feygin, D. [5]' de Phantom 1.5 modelin kinematik ve dinamik analizi üzerinde çalışmıştır, bu çalışmada sürtünme kuvvetleri ihmal edilmiştir. Çavuşoğlu, M.C. ve Feygin, D. and Tendıck., F. , [6]' da Phantom 1.5 modelinin sanal ortamlarda ve teleoperasyonlarda, elektriksel ve mekaniksel olarak haptik arayüzü incelemiş, yüksek performanslı kontrol yapıları geliştirilmesi üzerine çalışma yapmışlardır. A.J.Silva, O.A.D.Ramirez, V.P.Vega, J.P.O.Oliver, [8]' de ise Phantom robot için kinematiği ve uygulanabilirliği üzerinde çalışma yapmıştır. Phantom haptik cihazlar ile ilgili bazı çalışmalar yapılmıştır[9-15].

Bu çalışmanın katkısı Phantom Omni dokunsal cihaz ile ileride yapılacak hareket kontrolü uygulamasını geliştirmek için matematiksel modeller oluşturmaktır. Çalışmamızda yüksek performans alabilmek amacıyla Phantom Omni için teorik ve deneysel modeller geliştirildi. Bu kapsamda cihazın yeniden kinematik ve dinamik modellemeleri gerçekleştirildi, cihazın çalışma alanında noktalar belirleyip bu noktalar öğretilerek yörünge takibi test edilerek sistem tanımlamaya çalışılmıştır. Çalışmadaki parametre değerleri Phantom Omni haptik cihaza aittir. Aşağıdaki şekilde görüldüğü gibi sistemimiz 6 döner ekleme sahiptir fakat ilk 3 eklem aktif, 3 bilek eklemi ise pasiftir yani motorla tahrik edilmemektedir. Genellikle sistem 3 serbestlik dereceli kabul edilir fakat sistemde 6 adet kodlayıcı (encoder) vardır.

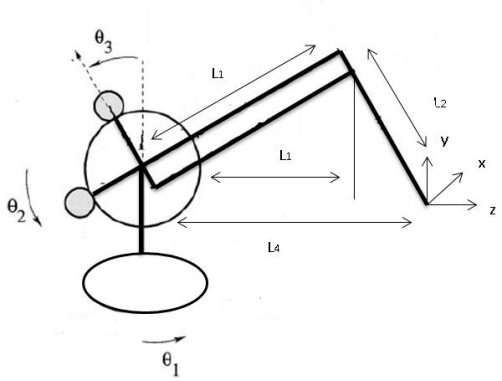


Şekil 1: Phantom Omni Haptik robotun şekli

Son olarak amacımız deneysel uygulamalar ile bir dizi değişiklikleri değerlendirerek sonuçların genelleştirilebilirliğini tartışmaktır.

2. Kinematik

Bir robotun analizinin yapılabilmesi için, önce robotun tabanına referans eksen takımı kabul edilen genel (global) bir kartezyen koordinat sistemi yerleştirilir. Sonra benzer şekilde her eklem ya da uzva birer eksen takımı yerleştirilir. Robotun konum ve yönlenmesi, işte bu eklemlere yerleştirilen yerel koordinat sistemlerine göre bağıl konumları ile belirlenir. Kinematik analizlerin yapılabilmesi için koordinat sistemlerinin birbirleri ile ilişkisini belirleyen dönüşümlere homojen dönüşümler denir. Bu ilişkileri sistematik olarak ilk defa Denavit-Hartenberg tarafından belirlenmiştir [16]. Bu bölümde, cihaz için düz, ters kinematik ve jakobiyen matrisi hesaplamaları yapılmıştır.



Şekil 2: Phantom Omni Haptik robotun serbest cisim diyagramı

2.1. Düz Kinematik

İleri kinematik, verilen eklem değişkenlerine göre robotun kartezyen uzayda nerede olduğunu belirleme işlemi olarak da tanımlanabilir. Düz kinematik için Denavit - Hartenberg yöntemi [16] kullanılmıştır. Bir sistemin belirli durumlarını göze alarak nasıl hareket ettiğini anlamak için bu sistemin kuvvet, atalet ve enerji gibi dinamik büyüklüklerini bilmemiz gerekir. Robotun ileri yön kinematiği (forward kinematics); robotu oluşturan linklerin konumları, hızları ve ivmeleri arasındaki ilişkiyle ilgilenir [17].

$$T = \begin{bmatrix} Cos\theta_1 & -Sin\theta_1 Sin\theta_3 & Cos\theta_3 Sin\theta_1 & l_1.Cos\theta_2 Sin\theta_1 + l_2 Sin\theta_1 Sin\theta_3 \\ 0 & Cos\theta_3 & Sin\theta_3 & l_2 Cos\theta_3 + l_1 Sin\theta_2 \\ -Sin\theta_1 & -Cos\theta_1 Sin\theta_3 & Cos\theta_1 Cos\theta_3 & l_1 Cos\theta_1 Cos\theta_2 + l_2 Cos\theta_1 Sin\theta_3 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

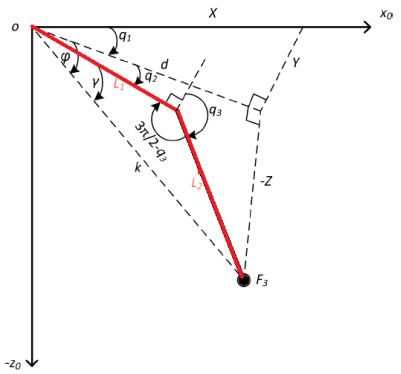
$$x = Sin\theta_1(l_1.Cos\theta_2 + l_2 Sin\theta_3) \quad (2)$$

$$y = l_2 Cos\theta_3 + l_1 Sin\theta_2 \quad (3)$$

$$z = Cos\theta_1(l_1 Cos\theta_2 + l_2 Sin\theta_3) \quad (4)$$

2.2. Ters Kinematik

Ters kinematik (inverse kinematics) hesaplamaları robot kontrol işlemlerinde çok önemli bir yere sahiptir. Ters kinematik, uç işlevcisinin verilen konum ve yönelim verilerine göre eklem değişkenlerinin değerlerinin bulunması işlemidir. Yani robot uç işlevcisinin istenilen konuma gitmesi için eklemlerin dönme, kayma miktarları gibi değerlerini belirlemek için ters kinematik sonuçlarını bulmamız gerekir. Ters kinematik çözümü aktüatörlerin eklem torklarının hesaplanması, gerçek zamanlı kontrol ve yörünge planlaması gibi işlemlerde ön plana çıkmaktadır [18-19].



Şekil 3: Phantom Omni Haptik robot için ters kinematik şekli

$$\theta_1 = -a\tan 2(y/x) \quad (5)$$

$$\theta_2 = \phi - \gamma \quad (6)$$

$$\theta_3 = \frac{3\pi}{2} - \cos^{-1}\left(\frac{L_1^2 + L_2^2 - k^2}{2L_1 L_2}\right) \quad (7)$$

$$k = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (8)$$

$$\phi = \cos^{-1}\left(\frac{d}{k}\right), z \le 0 \quad (9)$$

$$\phi = -\cos^{-1}\left(\frac{d}{k}\right), z \succ 0$$

$$d = \sqrt{x^2 + y^2} \qquad (10)$$

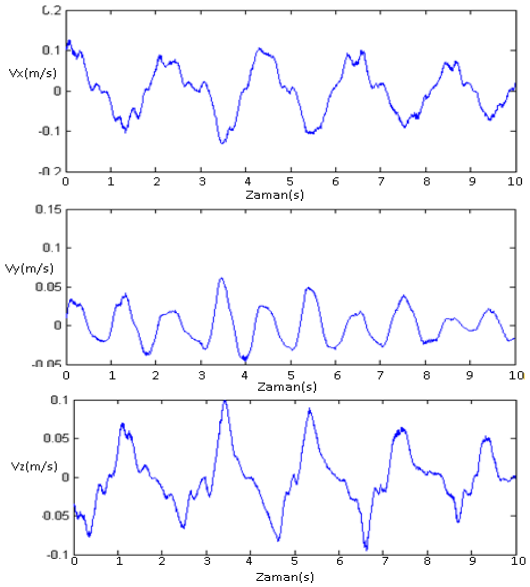
$$\gamma = \sin^{-1}\left(\frac{L_2 \sin(\frac{3\pi}{2} - \theta_3)}{k}\right) \qquad (11)$$

2.3. Jakobiyen Matrisi

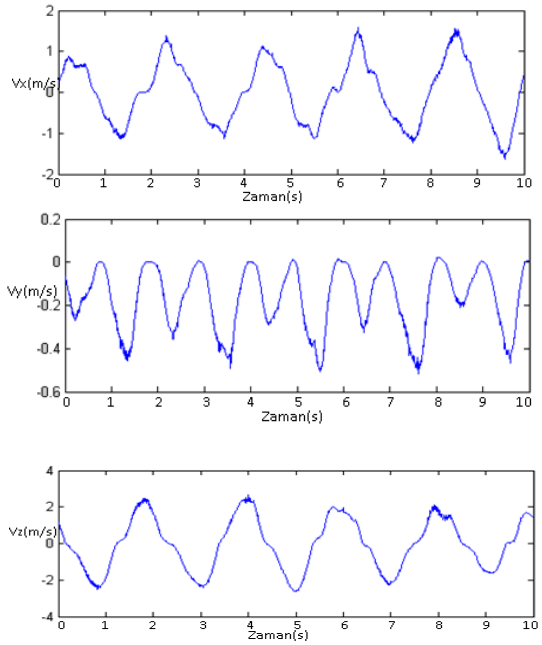
Bu bölümde yalnızca robotun son pozisyonu ile değil, aynı zamanda hızı ile ilgilenilmiştir. Robotun belirlenmiş yönde, belirlenmiş bir hızda hareket edebilmesi için, her eklemin hareketi koordineli olmalıdır. Bilindiği üzere robotun pozisyonu ve dönmesi direk olarak eklemlerin hareketine bağlıdır. Bundan dolayı, eklem hareketini koordine etmek için eklem deplasmanları ile robotun pozisyonu arasındaki diferansiyel ilişkiyi denklem 13 verilmiştir. Aşağıdaki grafikler robotun uç efektörünün ve eklemlerin hız grafikleridir. Jakobiyen matrisi cihazın gerçek çalışma alanının belirleyen tekil noktalardan kurtaran ve cihazın uygulanabilirliğini göstermektedir. Grafiksel sonuçlar hesaplanan matematiksel modellerden oluşturulan simulink ile sistemin kendi verileriyle oluşturulan simulink ve bir adet m-file dosyasından elde edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = [J].\dot{q} \qquad (12)$$

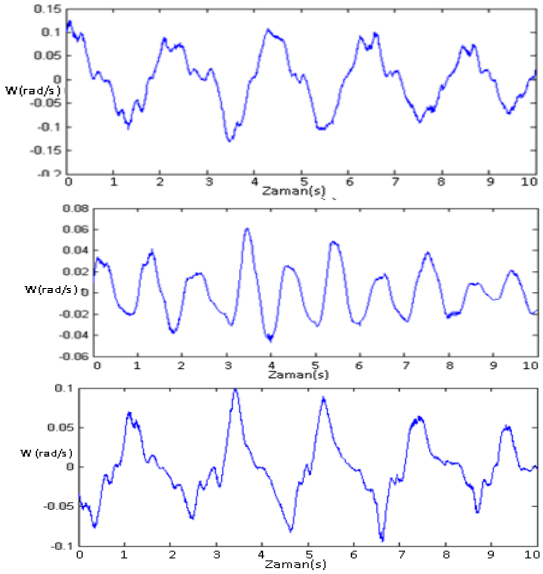
$$J = \begin{bmatrix} l_1\cos\theta_2 + l_2\sin\theta_3 & 0 & 0 \\ 0 & l_1\cos(\theta_2 - \theta_3) & 0 \\ 0 & -l_1\sin(\theta_2 - \theta_3) & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \cos\theta_3 & 0 & 0 \\ \sin\theta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{6x3} \qquad (13)$$



Şekil 4: Ölçülen lineer hız sonuçları



Şekil 5: Jakobiyen matrisi kullanılarak hesaplanan lineer hız sonuçları



Şekil 6: Grafikler sırasıyla 1. 2.ve 3.ekleme ait açısal hız sonuçları

3. Sistemin Hareket Denklemleri

Dinamik denklemlerinin çıkartılmasında hem sistematik ve kolay olması hem de robot dinamik denklemlerinde çok yaygın kullanılması sebebiyle Lagrange-Euler (L-E)metodu kullanılmıştır. Sistemin kinetik enerjisi genel koordinatlara göre aşağıdaki eşitlikten faydalanılarak elde edilmiştir.

$$T = \frac{1}{2}\sum_{1}^{m}\left[m(\dot{x}_i^{\,2} + \dot{y}_i^{\,2}) + J\dot{\theta}_i^{\,2}\right] = \frac{1}{2}\dot{q}^{\,T} M(\theta)\dot{q} \qquad (14)$$

Sistemin kayıp enerjisi aşağıdaki denklem yardımıyla elde edilmiştir.

$$D = \frac{1}{2}\sum_{1}^{n-1}\left[c\dot{v}_i^{\,2} \right] = \frac{1}{2}\dot{q}^{\,T} N(\theta)\dot{q} \qquad (15)$$

Genel olarak Lagrange-Euler denklemi aşağıdaki formülle elde edilmiştir.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial D}{\partial \dot{q}_i} = Q_k + \tau_k \quad i = \{1,.....n\} \qquad (16)$$

Tüm çevresel genelleştirilmiş kuvvetler F_j tarafından uygulanan kuvvetleridir. Q_f ise sisteme etki eden Coulumb ve viskoz sürtünme kuvvetlerinin içeren matristir. τ_i Genelleştirilmiş kuvvetler dışında yörünge takibi için gerekli motor torkunu ifade etmektedir.

$$M(\theta)\left[\ddot{\theta}\right] + C\left(\dot{\theta},\theta\right)\left[\dot{\theta}\right] + N\left[\dot{\theta}\right] = \tau + Q \qquad (17)$$

Sistemin Corriolis matrisi $C\left(\dot{\theta},\theta\right)\left[\dot{\theta}\right]$, ifadesi Corriolis ve merkezkaç kuvvetlerini göstermektedir. Ayrıca sistemin genelleştirilmiş kuvvetleri vektör formunda aşağıdaki gibi ifade edilmektedir. $M(\theta)$ ise 3*3'lük pozitif tanımlı simetrik bir matris olup aynı zamanda sistemin atalet matrislerini de içermektedir. Matrisin sabitlerini m, L, J temsil etmekte sistemin değişkenleri yalnızca θ ' dır. Sistemin Corriolis matrisi, Corriolis ve merkezkaç kuvvetlerini göstermektedir. Burada $N(\theta)$ ise 3*3'lük bir matris olup ağırlık kuvvetlerinden oluşur ve matrisin değişkenleri yalnızca θ ' dır. Ff 6 parametreli vektörü ifade eder.

$$Q_f = F_{fc}\,\mathrm{sgn}(\dot{\theta}) + F_{fv}\,\dot{\theta} \qquad (18)$$

$$Q_f = \begin{bmatrix} Q_{f1} \\ Q_{f2} \\ Q_{f3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{fc1}\,\mathrm{sgn}(\dot{\theta}_1) + Q_{fv1}\,\dot{\theta}_1 \\ Q_{fc2}\,\mathrm{sgn}(\dot{\theta}_2) + Q_{fv2}\,\dot{\theta}_2 \\ Q_{fc3}\,\mathrm{sgn}(\dot{\theta}_3) + Q_{fv3}\,\dot{\theta}_3 \end{bmatrix} = Z_f F_f \qquad (19)$$

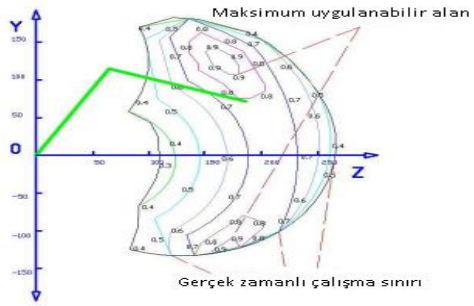
$$Z_f = \begin{pmatrix} \mathrm{sgn}(\dot{\theta}_1) & 0 & 0 & \dot{\theta}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathrm{sgn}(\dot{\theta}_2) & 0 & 0 & \dot{\theta}_2 & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{sgn}(\dot{\theta}_3) & 0 & 0 & \dot{\theta}_3 \end{pmatrix} \qquad (20)$$

$$F_f = \begin{bmatrix} F_{fc1} & F_{fc2} & F_{fc3} & F_{fv1} & F_{fv1} & F_{fv1} \end{bmatrix}^T \qquad (21)$$

4. Sistemin Kontrolü

Bu bölümde yörünge izleme sorunun çözmek için klasik kontrol metodu olan PID kontrolör kullanıldı. Oransal integral türev (PID) denetleyici robotlarda yaygın olarak kullanıldığından sistemimizde tercih edilmiştir. Haptik cihazlar için en önemli performans ölçütlerden biri uygulanabilir olmasıdır. Bir cihazın uygulanabilirliği hareket kabiliyetini gösterebilir[20].Bir cihazın uygulanabilirliği hakkında bir çalışma olan Craig ve Salisbury (1982) tarafından tanımlanan Yoshikawa tarafından geliştirilen verilen [21] matematiksel formül $^{S}F=F^{h}$ biçimindedir.

Uygulanabilirlik $\mu = \sigma_{\min}(J_u)/\sigma_{\max}(J_u)$ formülüyle hesaplandı. $\sigma_{\min}$ ve $\sigma_{\max}$ minimum ve maksimum tekil değerler oluşan ve Jakobiyen matrisin üst yarısına karşılık gelen Ju matrisidir.



Şekil 7: Bu grafik x=0 da y ve z eksenlerindeki gerçek çalışma alanı ve maksimum uygulanabilirlik

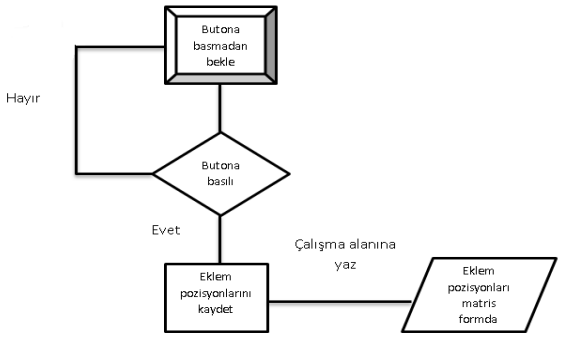
5. Deneysel çalışmalar

Deneysel çalışmalarda elde edilen denklemlerin doğruluğunu test etmek amaçlı yapılmıştır. Yapılan çalışmalar yörünge takibi kontrolü amaçlanmıştır. Yörünge takibi için yapılan çalışmalarda, çalışma uzayında çeşitli noktalar belirtilerek bu noktaların takibi kontrol edilmiştir.



*Şekil 8:*Deney düzeneği şekli 1

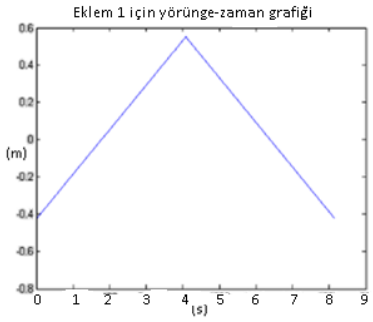
Deneysel çalışmaya başlamadan önce Matlab programı ile çalışan Phansim araç kutusu açılır. Phansim araç kutusu OpenHaptik toolkiti üzerine kurulur. Haberleşme arabirimi için kullanılan OpenHaptik C++ dayalı gerçek zamanlı programlama aracılığıyla kullanılır. Bu çalışmada gerçek zamanlı uygulama Phansim araç kutusu kullanılarak Matlab tarafından uygulanmaktadır[22].



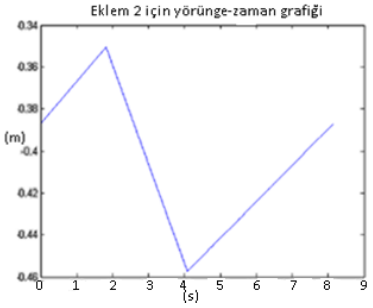
Şekil 9: Noktaların öğretilmesi için kullanılan akış şeması

5.1. Deneysel çalışma 1

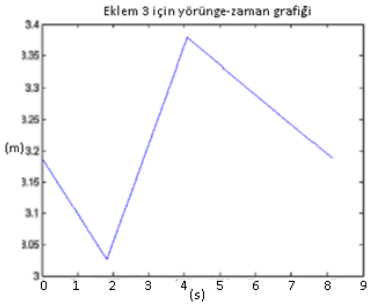
İlk çalışmamızda pendant üzerinde noktalar belirleyip eklemlerin lineer yörünge takibi dikkate alınmıştır. Bu kapsamda sistemimiz iki ana program ve bir adet simulink programından oluşmaktadır. Bu ana programlar ve alt program sürekli eş zamanlı olarak birbirleri ile veri alış verişinde bulunarak ilişkili çalışmaktadırlar. Ana programlarda sisteme ait başlangıç değerleri, robot parametreleri, dinamik denklemleri ve simülasyona ait grafik komutları mevcuttur. Öncelikle pendant üzerindeki 4 noktasının 2-3 cm üzerinde uç efektör tutularak butona basılır daha sonra aynı şekilde 8 ve 3 noktalarında aynı işlem gerçekleştirilerek eklemlere lineer yörünge öğretilmeye çalışıldı.



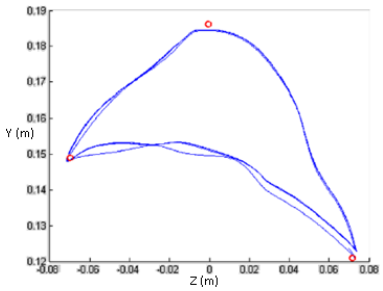
Şekil 10: 1.eklem için oluşturulan yörünge



Şekil 11: 2.eklem için oluşturulan yörünge



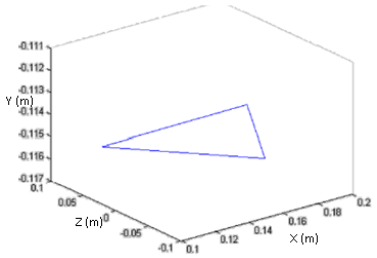
Şekil 12: 3.eklem için oluşturulan yörünge



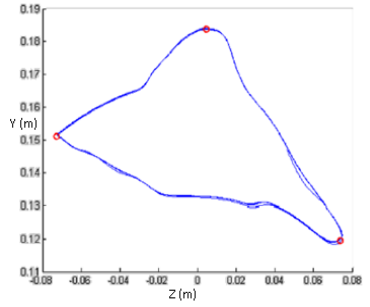
Şekil 13: Robotun uç efektör noktasının izlediği yörünge

5.2. Deneysel çalışma 2

Bu çalışmamızda ise çalışma uzayında noktalar belirleyip lineer yörünge takibi dikkate alınmıştır. Bu kapsamda sistemimiz iki ana program ve bir adet simulink programından oluşmaktadır. Bu ana programlar ve alt program sürekli eş zamanlı olarak birbirleri ile veri alış verişinde bulunarak ilişkili çalışmaktadırlar. Ana programlarda sisteme ait başlangıç değerleri, robot parametreleri, dinamik denklemleri ve simülasyona ait grafik komutları mevcuttur.



Şekil 14: Çalışma uzayında 3B oluşturulan yörünge



Şekil 15: Çalışma uzayında izlenen yörünge

6. Sonuçlar ve Gelecek çalışmalar

Bu çalışmada altı serbestlik dereceli haptik robot tanıtıldı ve cihazın performansını belirlemede uygulanabilirliği hesaplandı. Cihazın kinematik ve dinamik analizleri gerçekleştirildi. Dinamik analizi gerçekleştirilirken sisteme etki eden kuru ve viskoz sürtünme kuvvetleri de hesaplanmıştır. Ayrıca mevcut deneylerin yapılma amacı matematiksel modellemeleri teyit etmek ve cihazın performansını doğrulamaktır. Ayrıca sistemin jakobiyen matrisi teorik ve deneysel olarak hesaplandı. Phantom Omni haptik cihaz ile eklemler ve çalışma alanı için yörünge takibi deneysel olarak gerçekleştirildi. Sistemin konum hassasiyeti fazla olmasına rağmen, değişken konumu ve hız tahmini için yüksek hassasiyetli optik kodlayıcı vasıtasıyla hassasiyeti arttırılabilir. Gelecek çalışmalarda ise bu verilerle teleoperasyon yöntemi ile sanal ve reel ortamlarda hareket kontrolü hedeflenmektedir.

Kaynakça

[1] Sensable Technologies Corporation, http://www.sensable.com/.

[2] N.Diolaiti, C.Melchiorri, "Teleoperation of a mobile robot through haptic feedback", IEEE Int.Workshop on Haptic Virtual Environments and Their Applications, pp.67-72, 2002.

[3] A. Nygaard, "High-Level Control System for Remote Controlled Surgical Robots Haptic Guidance of Surgical Robot, Master thesis of Science in Engineering Cybernetics, Department of Engineering Cybernetics, Norwegian University of Science and Technology, 2008.

[4] Dominguez-Ramirez, O. A. and V. Parra-Vega, Texture, Roughness and Shape Haptic Perception of Deformable Virtual Objects with Constrained Lagrangian Formulation,IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, Proceedings of IROS 2003 ISBN 0-7803-7861-X, Vol. 4, pp. 3106-3111, 2003.

[5] CAVUSOGLU, M.C.,& FEYGIN, D. (2001). Kinematics and dynamics of PHANToM(TM) model 1.5 haptic interface. (Tech. Rep.). University of California at Berkeley, Electronics Research Laboratory Memo M01/15.

[6] M. CAVUSOGLU, D. FEYGIN, AND F. TENDICK. A Critical Study of the Mechanical and Electrical Properties of the PHANToM Haptic Interface and Improvements for High Performance Control. Presence: Teleoperators and Virtual Environments, 11(6):555--568, 2002.

[7] DAVID WANG. GEORGE LEE. MEHRDAD HOSSEINI-ZADEH. JAMES KUNZ, Handshake proSENSE™ Lab Series. Handshake VR Inc., LM-101205. 2001-2005

[8] A.J.Silva, O.A.D.Ramirez, V.P.Vega, J.P.O.Oliver, "PHANToM Omni Haptic Device: Kinematic and Manipulability", Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, CERMA, pp.193-198, 2009.

[9] Massie, T. H., & Salisbury, J. K. (1994). The PHANToM haptic interface: A device for probing virtual objects. Proceedings of the ASME Winter Annual Meeting, Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems, 295–302.

[10] Sherman, A., Cavusoglu, M. C., & Tendick, F. (2000). Comparison of teleoperator control architectures for palpation task. Proceedings of the ASME Dynamic Systems and Control Division, Part of the ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition (IMECE 2000), 2, 1261–1268.

[11] Ildar Farkhatdinov and Jee-Hwan Ryu. Hybrid position-position and position-speed command strategy for the bilateral teleoperation of a mobile robot. International Conference on Control, Automation, and Systems 2007, pages 2442 { 2447, October 2007.

[12] Brandon A. C. Peters, Carl A. Moore Jr., and Rodney G. Roberts. Teleoperaton setup for wire-cutting application in the _eld. 2012 IEEE Southeast Symposium on System Theory, March 2012.

[13] Gang Song and Shuxiang Guo. Development of a novel tele-rehabilitation system. Proceedings of the 2006 IEEE International Conference on Robotics and Biomimetics, pages 785 { 789, December 2006.

[14] Sung Ho Ahn, Byung Suk Park, and Ji Sup Yoon. A teleoperation position control for 2-dof manipulators with control input saturation. ISIE, pages 1520 { 1525, 2001.

[15] SensAble Technologies, Inc. (1997). *PHANToM haptic interface hardware installation and technical manual* (revision 5.1).

[16] J. Denavit and R.S. Hartenberg, "A kinematic notation for Lower-pair mechanisms based on matrices", ASME Jappl. Mechan. pp. 215-221, June 1955.

[17] Z. Bingül, S. Küçük, "Robot Tekniği I", Birsen Yayınevi, pp. 104-200, 2005.

[18] H. Asada and J.J.E. Slotine, "Robot Analysis and Control", *Wiley-Interscience Publication*, USA, 1986.

[19] F.J.M. Kerrow, "Introduction to Robotics", Addison-Wesley Publishing, USA, 1991.

[20] MURRAY, R. M., LI, Z., & SASTRY, S. S. (1994). A mathematical introduction to robotic manipulation. CRC Press, Inc. Boca Raton, FL.

[21] TSUNEO YOSHIKAWA, Manipulability of robot mechanisms, The International Journal of Robotics Research, vol. 4, no. 2, pp. 3–9, 1985.

[22] SensAble Technologies. "Openhaptics toolkitprogrammers guide", Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions, 2008.

İnternet Üzerinden Kontrol Edilebilen Yemleme ve Sulama Otomasyonu

Muhammet Tutar[1], *Batıkan Erdem Demir*[2], *Raif Bayır*[2*]

[1]Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Bölümü
Karabük Üniversitesi, Karabük
muhammettutar@outlook.com

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Karabük Üniversitesi, Karabük
bedemir@karabuk.edu.tr *rbayir@karabuk.edu.tr

Özetçe

İnternet üzerinden kontrol edilebilen yemleme ve sulama otomasyonunda, çiftçilerin gittikleri yerlerden çiftlik hayvanlarını besleme ve sulama işlemlerini internet üzerinden kolay bir şekilde gerçekleştirmeleri amaçlanmaktadır. Sistemde yem ve su haznesizin altında bulunan ağırlık ölçen yük hücreleri (load cell) sayesinde haznelerde ne kadar yem ve su kaldığını kullanıcı internet üzerinden görebilmektedir.

Sistemin manual ve otomatik olmak üzere iki farklı çalışma modu vardır. Sistemin manual modunda kullanıcı yemin ve suyun kalmaması durumunda haznelere su ve yem eklenmesini internet üzerinden gerçekleştirebilir. Sistemin otomatik modunda ise yem ve su haznesinin ağrılığının belirlenen miktarın altına düşmesi durumunda yük hücrelerinden sisteme gelen bilgi doğrultusunda sistem otomatik olarak çalışabilir.

Sistem üç ana bölümden oluşmaktadır. Bunlar; bilgisayarla iletişimi sağlayan elektronik kontrol kartı, kontrol kartına ve internete bağlı olan sunucu bilgisayar ve internetten kontrolü sağlayacak olan istemci bilgisayardır.

1. Giriş

Hayvancılıkla uğraşan çiftçilerimiz, hayvanlarının sürekli yemlenme ve sulama ihtiyacı olduğundan dolayı farklı kişisel işleri için bakımından sorumlu oldukları hayvanların yanından ayrılmakta zorlanmaktadırlar. Bu otomasyon sayesinde hayvanlarının yemleme ve sulama gibi asli ihtiyaçlarını uzaktan takibini ve kontrolünü gerçekleştirebileceklerdir. Hayvancılıkla uğraşan kişiler internet üzerinden kontrol edilebilen yemleme ve sulama otomasyonu sayesinde hayvanlarının yemleme ve sulama işlemlerini internet üzerinden kontrol edebilecek, bunun yanı sıra tercihe bağlı olarak gerekli durumlarda internet üzerinden kontrol yerine sistemi otomatik çalışma moduna alabileceklerdir.

Tavuk kümesleri için daha önceleri otomatik sulama sistemleri yapılmıştır [1]. Entegre bir et tesisinde kullanmaya yönelik PLC denetleyicili SCADA tabanlı endüstriyel sulama-yemleme otomasyonu çalışması gerçekleştirilmiştir [2]. Fakat oluşturduğumuz sistem internet üzerinden kontrol edilebilen bir tasarıma sahip olduğundan bu sistemlerden ayrılır.

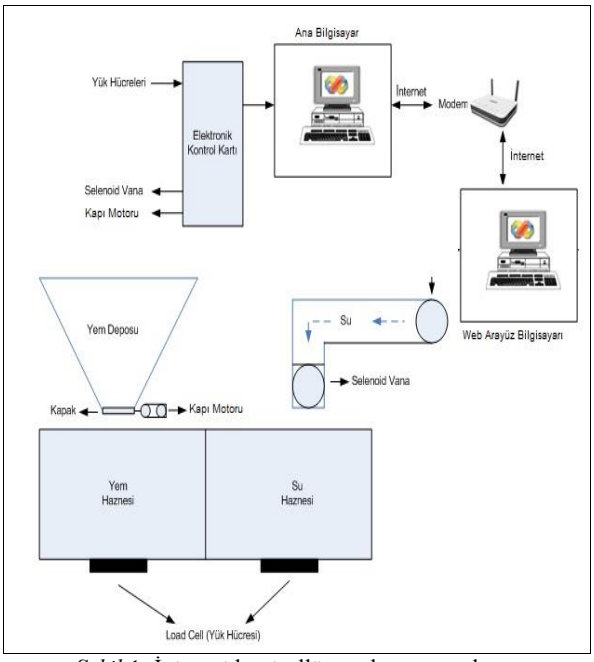
Sistem için tasarlanan elektronik kontrol kartında Microchip firmasının ürettiği USB bağlantısını destekleyen PIC18F4550 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Bu mikrodenetleyici için CCS PIC C programında gerekli program kodları yazılmıştır. Elektronik kartının bilgisayarla haberleşmesi için USB port kullanılmıştır [2]. Bilgisayar, elektronik devre ve internete bağlı diğer bilgisayar arasındaki haberleşme Microsoft Visual Studio'nun nesne tabanlı programlama dili olan C# kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İnternete bağlı bilgisayar ile sisteme bağlı bilgisayarın haberleşmesi için Microsoft Visual Studio'nun asp.net platformu kullanılarak internet ara yüz kontrol paneli oluşturulmuştur. İnternet üzerinden kontrol sisteme bağlı bilgisayar sunucu, internet arayüz bilgisayarı ise istemci tarafını oluşturmaktadır.

2. Sistemin Genel Yapısı

Manual kontrolde, internet arayüz bilgisayarından internet aracılığıyla modeme gelen veri ana bilgisayara aktarılır. Ana bilgisayara gelen veri değerlendirilir ve USB port aracılığıyla elektronik kontrol kartına gönderilir [4]. Elektronik kontrol kartında 10 bit analog-dijital dönüştürme özelliğine sahip PIC18F4550 mikrodenetleyicisi, yük hücrelerinden alınan yem ve su miktarı analog ölçüm verilerini okur ve sisteme aktarır. Okunan analog değerler ile programda belirlenen ağırlık değerleri mikrodenetleyici tarafından karşılaştırılır ve selenoid vananın veya kapı motorunun kontrolü sağlanır.

Otomatik kontrolde, ana bilgisayar devreye 2 saniye aralıklarla kontrol verileri göndermekte ve sistem taranmaktadır. Haznelerin altında bulunan yük hücreleri devreye yem ve su miktarları hakkında veri göndermektedir. Yem veya su miktarları belirlenen ağırlık değerlerinin altına düştüğünde selenoid vanayı veya kapı motorunu mikrodenetleyici tarafından açılmaktadır. Ağırlık miktarı istenilen seviyeye ulaştığında ise selenoid vana veya kapı motoru kapatılmaktadır. Sistem mod seçimi değiştirilene kadar sürekli olarak bu şekilde çalışmaktadır.

Sistemin her iki çalışma modunda on/off (aç/kapa) kontrol yönteminden yararlanılmaktadır. Sistemde kullanılan diğer birimler sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak anlatılacaktır. İnternet kontrollü yemleme ve sulama otomasyon sisteminin genel şeması Şekil 1' de görülmektedir.



Şekil 1: İnternet kontrollü yemleme ve sulama otomasyon sisteminin şeması.

3. Materyal ve Metot

Sistem ağırlık algılama mekanizması, su ekleme mekanizması ve yem ekleme mekanizması olmak üzere üç ana mekanizmadan oluşmaktadır. Sistemin mekanizmaları ayrıntılı olarak incelenecektir.

3.1. Ağırlık Algılama Mekanizması

Sistemde ağırlık algılama mekanizmasının alt kısmı 2 cm kalınlığında sunta, suntanın üzerine 5 mm kalınlığında 40x40 ebatlarında metal sac yerleştirilerek oluşturulmuştur. Alt kısmın üzerine 50 kg'a kadar ağırlık ölçebilen yük hücresi monte edilmiştir. Yük hücresinin üzerine 5 mm kalınlığında 40x40 ebatlarında metal sac yerleştirilerek oluşturulmuştur.

Ağırlık algılama mekanizmasının üzerine yerleştirilen haznedeki yem ve suyun yük hücresinde oluşturduğu analog gerilim değeri vericiye (transmitter) iletilmektedir. Yük hücresinin ürettiği 2 mV/V çıkış sinyali verici tarafından yükseltilerek elektronik kontrol kartına aktarılmaktadır. Devreye gelen analog gerilim değeri mikrodenetleyici tarafından değerlendirmekte, bu sayede sistemdeki yem ve su miktarlarının kilogram karşılığı hakkında bilgi sahibi olunmaktadır. Otomatik kontrol modunda haznelerdeki ağırlık belirlenen alt sınır değerinin altına düştüğü durumlarda haznelere ekleme yapılmakta, ağırlık üst sınıra ulaştığında ekleme işlemi sonlandırılmaktadır. Otomatik kontrol modunda yapılan deneysel uygulamalarda alt sınır 1 kg ve üst sınır 5 kg olarak belirlenmiştir.

3.2. Su Ekleme Mekanizması

Sistemde su ekleme işlemi için selenoid vana kullanılarak kontrol edilmiştir. Selenoid vana 12 V gerilim ile çalışmaktadır. Su ekleme işleminde selenoid vana kontrol edebilmek için 5 V röle kullanılmıştır. Su eklenmesi gerektiğinde ilgili çıkışı bir transistöre bağlı olan mikrodenetleyici röleyi sürerek vanaya 12 V gerilim gitmesini sağlamaktadır. Bu sayede selenoid vana devreye girerek su ekleme işlemi gerçekleştirilmektedir.

3.3. Yem Ekleme Mekanizması

Yem ekleme mekanizmasında, yem haznesinin alt ucunda bulunan yem kapağının açılmasıyla yem ekleme işlemi gerçekleşmektedir. Yem kapağı 12 V'luk kapı kilit motoru ile kontrol edilmektedir. Kapı kilit motoruna +12 V gerilim uygulandığı zaman kapak kapanmakta -12 V gerilim uygulandığında ise kapak açılmakta ve yem ekleme işlemi gerçekleşmektedir. Kapı kilit motoru H-köprü bağlı transistörler ile sürülmektedir. Mikrodenetleyicinin çıkışından gelen işleme göre transistörler aracılığıyla kapı kilit motoruna +12 V veya -12 V gerilim uygulanarak yem ekleme işlemi gerçekleştirilmektedir.

4. Sunucu İşlemci Kontrol Yazılımı

Bu bölümde robot kontrolü için geliştirilen sunucu-istemci taraflı çalışan program ayrıntılı olarak anlatılmaktadır. Sunucu tarafı kontrol programı, nesne yönelimli bir dil olan C# ile yazılmıştır. İstemci tarafı kontrol programı ise asp.net platformunda yazılmıştır.

4.1. İstemci Tarafı Kontrol Programı

İstemci tarafı kontrol programı elektronik devreye bağlı olan bilgisayar ile iletişim kuracak olan bilgisayarın üzerinde çalıştırılan programdır. Bu program Microsoft Visual Studio asp.net platformunda geliştirilmiştir. İki bilgisayar arasındaki haberleşme önceki bölümlerde anlatılan TCP/IP protokolü üzerinden gerçekleşmektedir [5].

İstemci tarafı kontrol programı web sayfası olarak tasarlanmıştır. Bu internet sayfayı yayınlayarak internet bağlı olan tüm bilgisayardan kullanıcı adı ve şifre ile giriş yapılarak erişim sağlanabilir. Bağlantı için sadece sunucu bilgisayarın ipv4 adresini bilmek yeterlidir. Bağlantı kurulduktan sonra eğer bağlantıda sorun olursa internet arayüzü kullanıcıya bunu bildirmektedir. İpv4 üzerinden bağlantı gerçekleştirebilmek için C# programlama dilinin network sınıfları kullanılmıştır.

İnternet kontrol arayüzüne kullanıcı adı ve şifre girilerek giriş yapılmaktadır. Giriş yapıldıktan sonra ipv4 adresi ile sunucu bilgisayar ile bağlantı kurulmaktadır. İnternet kontrol arayüzü 10 saniye aralıklarla yem ve su bilgilerini sunucu bilgisayardan almaktadır. Uygun mod seçimi yapılarak sistem kontrol edilmektedir. Sunucu bilgisayardaki tüm işlemler internet arayüzünden de yapılabilmektedir. Son yapılan işlemler listbox' ta listelenmektedir.

4.2. Sunucu Tarafı Kontrol Programı

Sunucu tarafı kontrol programı elektronik devreye bağlı olan bilgisayarın üzerinde çalıştırılan programdır. Bu program Microsoft Visual Studio C# programlama dili üzerinde yazılmıştır.

Sunucu tarafı program sistemin internetle devre arasındaki bağlantı aracıdır. Elektronik devreyle ve internetle erişimi sağlayan ara katman programıdır. Bu programda USB aracılığıyla iletişimi kurması için usb_api sınıfı oluşturulmuş ve bu sınıf kullanılarak iletişim sağlanmıştır.

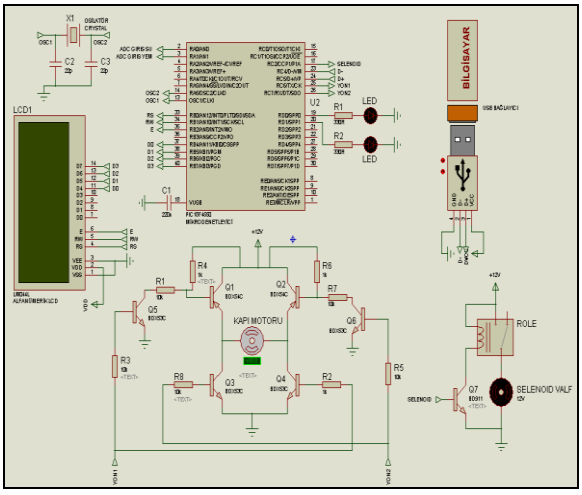
İnternet haberleşmesi için ise soket programlamanın network sınıfları kullanılmıştır. Bilgisayara TCP/IP protokolü üzerinden erişim sağlanmış ve bu yolla haberleşme gerçekleştirilmiştir [5]. Haberleşmenin sürekli olarak

sağlanabilmesi için program sürekli olarak 2222 numaralı portu dinlemektedir. İnternetten programa gönderilen verilen bu port üzerinden bilgisayara giriş yapmaktadır. Eğer bir veri gelmişse gerekli işlem gerçekleştirilmektedir. Portun sürekli dinlenebilmesi için de iş parçacıkları (thread) kullanılmıştır. İş parçacıklarının özelliği aynı anda bilgisayara birden fazla işlemin yaptırılması gerektiği durumlarda bu işlevi gerçekleştirmektedir.

Program çalıştırıldığı anda internetten gelen veri olup olmadığı kontrol etmek için iş parçacıkları çalışmaya başlayarak 2222 numaralı portu sürekli dinlemektedir. Bağlan butonuna tıklandığında eğer devre bilgisayara bağlı ise devreyle bağlantı kurulmaktadır. Bağlantı kurulduysa su ve yem bilgileri label4 ve label5 te görüntülenmektedir. Bağlantı kurulduğunda mod seçimi ile ilgili nesneler aktif duruma geçmektedir. Eğer bağlantıda problem varsa bağlantı label1'de "bağlantı kurulamadı" diye uyarı vermektedir ve nesneler pasif kalmaktadır. Mod Seç butonu ve radio butonlar ile mod seçimi gerçekleştirilmektedir. Manual mod seçildiği durumda yem ekleme ve su ekleme butonları aktif olmaktadır. Otomatik mod ise devrenin 2 saniye aralıklarla sistemi kontrol etmesini sağlamaktadır. Son yapılan işlemler listbox'ta listelenir.

5. Elektronik Kontrol Kartı

Elektronik kontrol kartı sistemin bilgisayarla haberleşmesini, bilgisayardan gelen komutları değerlendirerek sistemin çalışmasını sağlamaktadır. Elektronik kontrol kartında bulunan PIC18F4550 mikrodenetleyicisi, kontrol kartının USB konnektör aracılığıyla bilgisayarla haberleşmesi, analog veri okunması, selenoid valfin ve kapı motorunun sürülmesi işlemlerini gerçekleştirmektedir [6]. Kontrol kartında bulunan röle, mikrodenetleyiciden gelen bilgi doğrultusunda iletime geçerek 12V selenoid vananın anahtarlama kontrolünü gerçekleştirmektedir. Kontrol kartında bulunan H-köprü bağlantılı transistörler, kapı motorunun anahtarlama kontrolünü sağlamaktadır. Elektronik kontrol kartının Proteus ISIS elektronik devre simülasyon programı ortamında tasarlanan devre şeması Şekil 2'de görülmektedir.



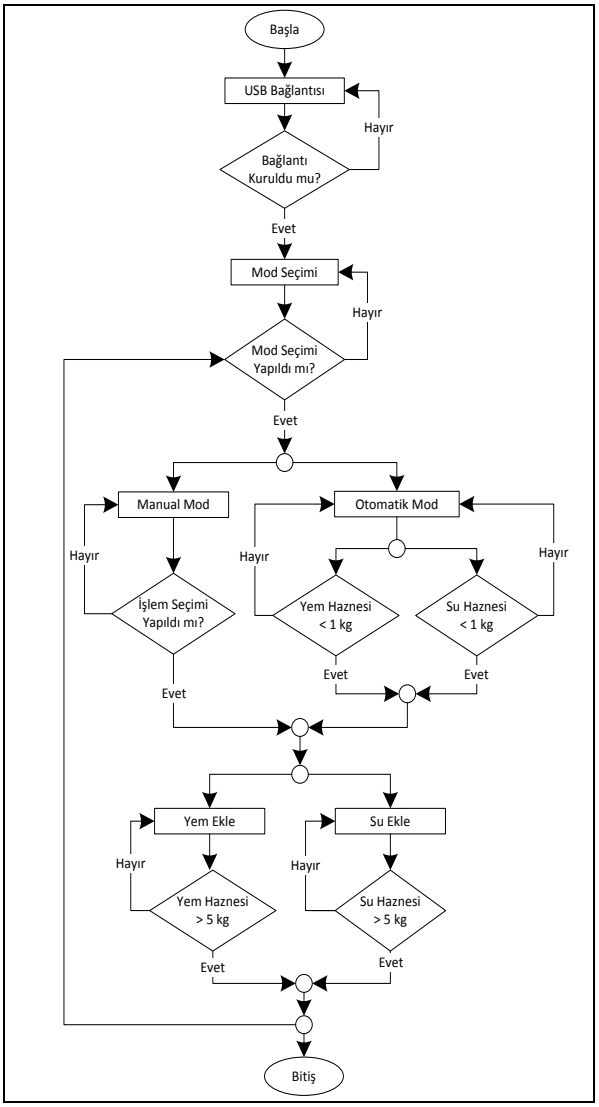
Şekil 2: Elektronik kontrol kartı devre şeması.

Mikrodenetleyici, röle ve LCD ekranın beslemesi bilgisayarın USB portu aracılığıyla sağlanmaktadır. Diğer devre elemanları için gerekli beslemeler harici güç kaynağı kullanılarak sağlamaktadır.

Mikrodenetleyicinin RA0 ve RA1 pinleri ADC okuma pinleri olarak, B portu LCD ekran için, D0 ve D1 pinleri led kontrolleri için, C6 ve C7 pinleri kapı motorunun kontrolü için, C2 pini ise selenoid vana kontrolü için kullanılmıştır.

5.1. Kontrol Kartı Yazılımı

Kontrol kartı yazılımı CCS PIC C derleyicisinde yazılmıştır. Programın algoritmasının akış diyagramı Şekil 3'de verilmiştir.



Şekil 3: Mikrodenetleyici kontrol yazılımı akış diyagramı.

CCS PIC C derleyicisinin tercih edilmesinin sebebi USB haberleşmesi için kullanılabilecek kütüphaneleri içermesidir. Kontrol kartı yazılımında USB port sürekli olarak dinlenmekte ve bilgisayarla veri alış verişi gerçekleştirilmektedir. Mikrodenetleyici gelen bilgilere göre manual veya otomatik mod seçimi işlemini çalıştırmaktadır. Manual işlem seçildiğinde mikrodenetleyici yem ekleme veya su ekleme komutunu beklemektedir. Bu komutlardan herhangi biri geldiği zaman yem veya su ekleme gerçekleşmeye başlamaktadır. Ağırlık 5 kg'a ulaşana kadar bu işlem devam etmektedir. Bununla birlikte otomatik kontrol modunun tercih

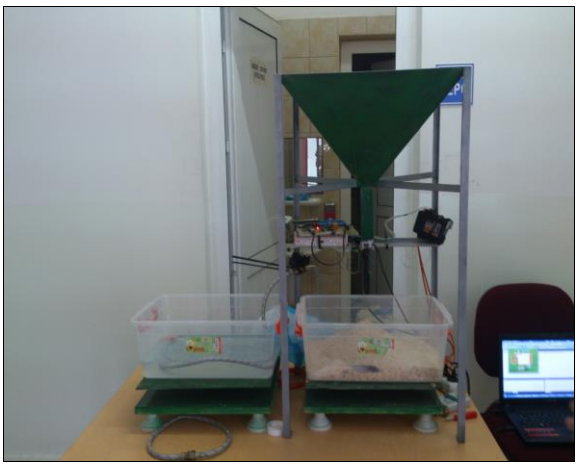
edildiği durumda sistem tarafından hazne ağırlıklarını 2 saniyelik aralıklarla kontrol edilir. Yem veya su miktarının herhangi birisinin veya ikisinin hazne ağırlığının 1 kg'ın altına düşmesi durumunda yem ekleme ve su ekleme işlemi ağırlık 5 kg'a ulaşana kadar devam eder.

5.2. Kontrol Kartı Devre Şeması

Kontrol kartında mikrodenetleyiciye ve LCD ekrana 5V gerilim verilmektedir. Mikrodenetleyici, röle ve LCD ekranın beslemesi bilgisayardan USB port aracılığıyla alınmaktadır. Diğer devre elemanları için gerekli beslemeler dışarıdan güç kaynağı aracılığıyla sağlamaktadır.

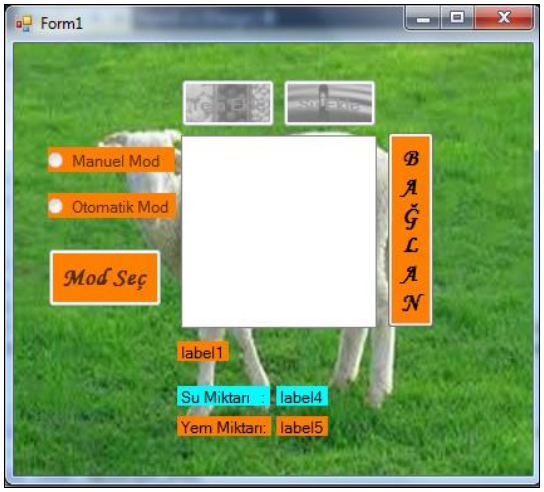
6. Sistemin Uygulama Aşaması

Sistemin genel görünümü Şekil 4'de verilmektedir.



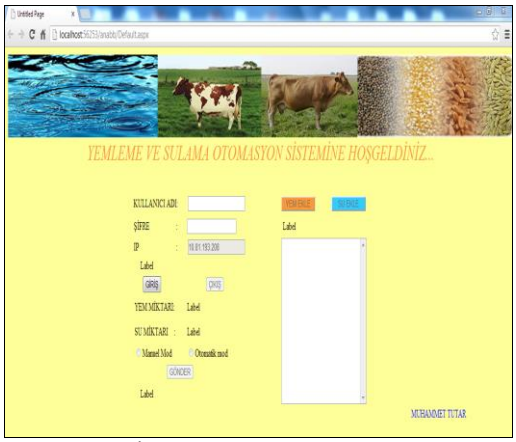
Şekil 4: Sistemin genel görünümü.

Form üzerindeki düğmeler aracılığıyla sistem kontrol edilebilmektedir. Form ekranı ve devreden gelen ağırlık verilerinin ana bilgisayardaki görünümü Şekil 5'de verimektedir.



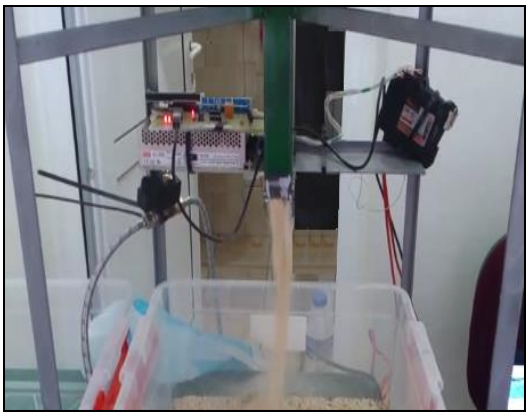
Şekil 5: Ana bilgisayar ekran görüntüsü.

İnternet arayüzündeki butonlar aracılığıyla internetten üzerinden sistem kontrol edilebilmektedir. İnternet ara yüzü ve internet üzerinden sistemden gelen ağırlık verilerinin internet arayüzündeki görünümü Şekil 6'da verilmektedir.



Şekil 6: İnternet arayüzü ekran görüntüsü.

Ana bilgisayardan gelen komut sonrası yem ekleme işlemi Şekil 7'de görülmektedir. Yem haznesinin ağırlığı, üst sınır olarak belirlediğimiz 5 kg'a yaklaşık olarak 4 dakikada ulaşmaktadır.



Şekil 7: Yem ekleme işlemi.

Ana bilgisayardan gelen komut sonrası su ekleme işlemi Şekil 8'de görülmektedir. Yem haznesinin ağırlığı, üst sınır olarak belirlediğimiz 5 kg'a yaklaşık olarak 2 dakikada ulaşmaktadır.



Şekil 8: Su ekleme işlemi.

7. Sonuçlar

İnternet kullanımın her alanda yaygınlaştığı günümüzde bilgisayar destekli elektronik donanımlarının internet üzerinden kontrolü önemli bir çalışma konusu olmaktadır. Bununla birlikte internet teknolojisinin hayatımıza girmesi beraberinde birçok kolaylıklar getirmiştir. Gerçekleştirilen internet üzerinden kontrol edilebilen yemleme ve sulama otomasyonu çalışmasıyla, çiftlik hayvanı bakımıyla uğraşanların internet teknolojisinin sağladığı kolaylıklardan yararlanabileceği endüstriyel bir otomasyon sistemi oluşturulmuştur.

Sistemde öncelikle internet üzerinden kontrol alt yapısının oluşturulması sağlanmıştır. İnternet arayüzüne kullanıcı adı ve şifre ile giriş yapılarak ipv4 adresi ile bağlantı kurulmuştur. Veri akışı da TCP/IP protokolü üzerinden gerçekleştirilmiştir. İnternet kontrol arayüzü sunucu üzerinde yayınlandığı takdirde internet bağlantısı olan her bilgisayardan erişim saylanabilmektedir. Bu da sistemin kullanıcısına büyük kolaylık sağlamaktadır.

Sunucu tarafı bilgisayar programı, internet kontrol arayüzü ile elektronik devre arasındaki iletişimi sağlayan ara katman olarak tasarlanmıştır. Sürekli olarak 2222 numaralı portu takip ederek, istemci bilgisayardan gelen komutları anında elektronik kontrol kartına aktarmaktadır. Ayrıca bu bilgisayara ulaşan verileri internet arayüzü bilgisayarına iletilmektedir. İçerlerinde yem ve su bulunan haznelerdeki ağırlıklar yük hücreleri ile analog gerilim değeri olarak elde edilmekte ve verici ile yükseltilmektedir. Yükseltilen bu analog değerler mikrodenetleyici tarafından okunup dijitale çevrilip belirli katsayılarla çarpılmış ve haznelerin ağırlık değerleri elde edilmiştir. Yem ekleme, su ekleme, analog veri okuma ve ağırlıkların bilgisayara gönderilmesi işlemleri yerine getirilmektedir. Bu ağırlık değeri mikrodenetleyici üzerinden sunucu bilgisayara, sunucu bilgisayardan da internet ortamına aktarılmaktadır. Manual ve otomatik kontrol modlarıyla yem ve su ekleme işlemleri sağlanmakta ve 2 saniyelik periyotlarla alınan hazne ağırlık bilgileri bilgisayara aktarılmaktadır. Bilgisayara aktarılan güncel ağırlık bilgileri 10 saniyelik periyotlarla internet arayüzünden gözlemlenmektedir. Literatürde mevcut yemleme ve/veya sulama amaçlı endüstriyel otomasyon sistemlerine yenilik olarak internet teknolojisinin bu alanda kullanımı başarıyla gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmanın çiftlik yaşamında veya entegre üretim tesislerinde kullanılabilir ölçü ve zamanlama kriterlerine sahip olacak şekilde yeninden tasarlanması ve uygulanması geliştirilebilir yönüdür.

Teşekkür

Bu çalışma “İnternet Üzerinden Kontrol Edilebilen Yemleme ve Sulama Otomasyonu” projesi adı altında, TÜBİTAK-BİDEB 2209-A üniversite öğrencileri yurt içi araştırma projeleri destek programı kapsamında desteklenmiştir.

Kaynakça

[1] A. Varol. “Tavuk Kümesleri İçin Sulama Otomasyonu”, *Otomasyon, Aylık Elektrik Elektronik Makine Bilgisayar Dergisi*, sayı 88, s. 94-99, Ekim 1999.

[2] Ö. Aydoğdu, M. G. Hasırcı, H. Akçay. “Bir Entegre Et Tesisinde SCADA Tabanlı Endüstriyel Kontrol Uygulaması”, *Bursa Eleco*, 2008.

[3] R. Seifert. “PIC Communication with USB.” İnternet: www.mikroe.com, 2010.

[4] M. Yıldırımoğlu. *Her Yönüyle İnternetin Altyapısı TCP/IP*, İstanbul, Pusula Yayıncılık, 2013.

[5] S. Çiçek. *CCS C İle PIC Programlama*, Altaş Yayıncılık, 2012.

[6] Microchip. “PIC18F2455/2550/4455/4550 Data Sheet.” İnternet: www.microchip.com/downloads, 2009.

Uydu Konum Denetimi İçin Yeni Bir Kayan Kipli Denetçi Tasarımı

Orçun Biçer[1],Metin U. Salamcı[2]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
Yıldırım Beyazıt Üniversitesi, Ankara
obicer@ybu.edu.tr

[2]Makina Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
msalamci@gazi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, seçilen maliyet fonksiyonuna göre optimal olarak belirlenen ve durum değişkenlerine bağlı olarak değişen kayma yüzeyi kullanılarak Kayan Kipli Denetim (KKD) algoritması tasarımı gerçekleştirilmiş ve bir uydu modeline uygulanmıştır. Yöntem için uydunun doğrusal olmayan hareket denklemleri kullanılmış ve belirli bir çalışma bölgesindeki doğrusal olmayan katsayılar matrisleri belirlenmiştir. Durum değişkenlerine bağlı katsayılar matrisinin verilen durum değişkenleri vektöründe değerlendirilmesi ile elde edilen noktasal doğrusal sistemler için, optimal kayma yüzeyleri tasarlanmıştır. Kayma yüzeyi eğimi için Durum Bağımlı Riccati Denklemi (State Dependent Riccati Equation, SDRE) çözülmüş daha sonra bu eğim kullanılarak KKD tasarlanmıştır. Doğrusal olmayan sistemin denetimi için sürekli güncellenen kayma yüzeyi ve KKD ile sistemin denetimi sağlanmıştır. Ayrıca kayan kipli denetim algoritmasının değişken yapılı özelliği sonucu ortaya çıkan çatırtı üstünde durulmuş ve bu etki kontrol fonksiyonu değiştirilerek azaltılmıştır. Böylelikle uydu konum denetimi sırasında çatırtıdan kaynaklanabilecek teker yorulmasının önüne geçilmeye çalışılmıştır.

1. Giriş

Kayan Kipli Denetim (KKD), değişken yapılı sistemler teorisi içerisinde özel bir alanı işgal eden gürbüz denetim yaklaşımlarından birisidir [1, 2]. Diğer kontrol yaklaşımlarından farklı olarak, KKD tasarımında amaç sistem yörüngelerini sistemin kararlı olacağı bir yörüngeye oturtmak ve daha sonra sistemin bu yörünge üzerinde kalmasını sağlamaktır. Bu bağlamda KKD tasarımı iki kısımdan oluşur; birinci kısım sistemin kararlı davranışını sağlayacak ve "kayma yüzeyi" olarak adlandırılan bir yüzey tasarımı, ikincisi ise sistem yörüngelerinin kayma yüzeyine yönlendirilmesini sağlayacak denetim girişi tasarımıdır. Kayma yüzeyinin seçimi direkt olarak sistemin kararlılığı ile ilgili olduğundan bu yörüngenin seçimi çok önemlidir. Genel olarak kayma yüzeyi tasarımında izlenen yol, sistemin bir koordinat dönüşümü yardımıyla iki alt sisteme ayrılmasına dayanır. Bunlardan birincisinde herhangi bir kontrol terimi yoktur ve kayma yüzeyin eğimi bu alt sistemin kararlı kalmasını sağlayacak biçimde belirlenir. Yüzey eğimi bulunduktan sonra yüzey tasarımı ve tasarımın ikinci kısmı olan KKD terimleri bulunarak algoritma tamamlanır [1, 2, 3].

Doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için uygulanan sistematik KKD tasarım metodu, uygun bir dönüşüm matrisi bulma zorluğundan dolayı doğrusal olmayan sistemlere aynı biçimde uygulanamaz. Bu nedenle değişik yaklaşımlar kullanılarak doğrusal olmayan sistemlerin KKD tasarımı için öneriler yer almaktadır. Örneğin doğrusal olmayan sistemlerin belirli bir formda ifade edilmesi ile Durum Bağımlı Riccati Denklemleri'nin kullanılması bu yaklaşımlardan sadece birisidir [3, 4].

Bu çalışmada Durum Bağımlı Riccati Denklemleri yardımıyla kayma yüzeyi eğimi optimal olarak bulunmaktadır. Daha sonra bu eğimlerden yola çıkarak kayma yüzeyi, bu yüzeylerden de kontrol terimi elde edilmektedir. Çalışmanın sonunda ise elde edilen kontrol terimlerinin pratik uygulama açısından sıkıntılarının giderilmesi için kontrol fonksiyonunda bir kısım değişiklikler yapılmakta ve KKD'nin çatırtı sorunu giderilmektedir. Çalışmanın 2. bölümünde Durum Bağımlı Riccati Denklemi kullanılarak Kayan Kipli Denetim tasarımı, 3. bölümde kullanılan uydu parametreleri ve denklemleri, 4. bölümde elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir.

2. Doğrusal Olmayan Sistemler için SDRE Kullanılarak Kayan Kipli Denetim Tasarımı

Doğrusal zamanla değişmeyen dinamik sistemler için Kayan Kipli Denetim tasarım yöntemi sistematik bir biçimde tanımlanmaktadır [1, 2]. Doğrusal olmayan sistemler için ise, böyle bir sistematik KKD tasarım yöntemi yoktur. Ancak Durum Bağımlı Riccati Denklemleri kullanılmak suretiyle, doğrusal sistemlerdeki yaklaşıma benzer biçimde, tasarım yöntemi sistematik bir hale dönüştürülebilir [3, 4]. Bu çalışmada, daha önce [3] ve [4]'de tanımlanan KKD tasarım yöntemi ele alınmakta ve belirsizlik içeren belirli formdaki doğrusal olmayan dinamik sistemler için tasarım yöntemi genelleştirilmektedir. Aşağıdaki gibi bir doğrusal olmayan sistem ele alınırsa,

$$\dot{x} = A(x)x + B(x)u,\ x_0 = x(0) \qquad (1)$$

Burada $x \in R^n$, $u \in R^m$ ve $A(x) \in R^{nxn}$ ve $B(x) \in R^{nxm}$ katsayı matrisleridir. Bu aşamada, Durum Bağımlı Riccati Denklemleri kullanılarak yapılan tasarımlarda olduğu gibi, $(A(x), B(x))$ durum bağımlı katsayılar matrisi çiftinin

noktasal kontrol edilebilir (pointwise controllable) olduğu kabul edilmektedir. Durum bağımlı katsayılar matrislerinin verilen bir durum vektöründe değerlendirilmesi ile doğrusal olmayan dinamik sistem bir nevi dondurularak o an için geçerli olan doğrusal zamanla değişmeyen sistem olarak dikkate alınmaktadır. Doğrusal zamanla değişmeyen sistem,

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t), \tag{2}$$

Minimize edilmek istenen performans indeksi ile birlikte ele alınarak KKD tasarımı gerçekleştirilebilir.

$$J = \frac{1}{2}\int_{t_s}^{\infty} x(t)^T Q x(t) dt \tag{3}$$

Burada $Q \in R^{nxn}$ matrisi pozitif tanımlı ve simetriktir. t_s kayma hareketinin başladığı zamandır. Burada t_s zamanında $x(t_s)$, bilinen ilk şarttır ve $t \to \infty$ iken $x(t) \to 0$ dır.

KKD tasarımında sistemin kararlı hareketini sağlayacak kayma yüzeyini belirlemek amacıyla, bir koordinat dönüşümünün kullanılması tasarımı kolaylaştırmaktadır. Bu maksatla, A, B, Q matrisleri *x* koordinat düzleminden aşağıda tanımlandığı şekilde bir *z* koordinat düzlemine dönüştürülürse,

$$z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} \; ve \; z = T_r x \tag{4}$$

Burada $T_r \in R^{nxn}$ tekil olmayan dönüşüm matrisi olup aşağıdaki şartları sağlamalıdır.

$$T_r A T_r^T = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \tag{5}$$

$$T_r B = \begin{pmatrix} 0 \\ B_2 \end{pmatrix} \tag{6}$$

$$T_r Q T_r^T = \begin{pmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{pmatrix} \tag{7}$$

Burada $Q_{21} = Q_{12}^T$' dir. Denklem (4) ve (7)'deki terimler denklem (3)'de yerine yerleştirilirse yeni performans indeksi;

$$J = \frac{1}{2}\int_{t_s}^{\infty} (z_1^T Q_{11} z_1 + 2 z_1^T Q_{12} z_2 + z_2^T Q_{22} z_2)\, dt \tag{8}$$

Denklem (8) ile verilen performans indeksini minimize etmek üzere standart LQR algoritmalarını kullanabilmek amacıyla maliyet fonksiyonunda yer alan $2 z_1^T Q_{12} z_2$ terimi aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$2 z_1^T Q_{12} z_2 + z_2^T Q_{22} z_2 = (z_2 + Q_{22}^{-1} Q_{21} z_1)^T Q_{22} (z_2 + Q_{22}^{-1} Q_{21} z_1) - z_1^T Q_{21}^T Q_{22}^{-1} Q_{21} z_1 \tag{9}$$

Böylelikle yeni parametreler tanımlanarak;

$$\breve{Q} = Q_{11} - Q_{12} Q_{22}^{-1} Q_{21} \tag{10}$$

$$v = z_2 + Q_{22}^{-1} Q_{21} z_1 \tag{11}$$

Yukarıdaki yeni parametreler denklem (8)'de kullanılırsa, yeni performans indeksi,

$$J = \frac{1}{2}\int_{t_s}^{\infty} (z_1^T \breve{Q} z_1 + v^T Q_{22} v)\, dt \tag{12}$$

Denklem (4)'deki dönüşümü açık halde yazarsak;

$$\dot{z}_1(t) = A_{11} z_1(t) + A_{12} z_2(t) \tag{13}$$

Daha sonra yeni bir parametre daha tanımlanarak;

$$\hat{A} = A_{11} - A_{12} Q_{22}^{-1} Q_{21} \tag{14}$$

Yeni parametreyi ve denklem (11)'deki parametreyi denklem (13)'deki açık formda yerine yazarsak;

$$\dot{z}_1(t) = \hat{A} z_1(t) + A_{12} v(t) \tag{15}$$

Denklem (12)'deki performans indeksi standart hale gelmişti. Bu denklem Durum Bağımlı Riccati denklemi kullanılarak çözülürse;

$$P_1 \hat{A} + \hat{A}^T P_1 - P_1 A_{12} Q_{22}^{-1} A_{12}^T P_1 + \breve{Q} = 0 \tag{16}$$

Burada P_1 Riccati denkleminin pozitif tanımlı çözümüdür. Çözüm bulunduktan sonra bir optimal *v* tanımlanırsa;

$$v = -Q_{22}^{-1} A_{12}^T P_1 z_1 \tag{17}$$

Daha sonra denklem (11) ve denklem (17) eşitlenip çözülürse;

$$z_2 = -Q_{22}^{-1}(A_{12}^T P_1 + Q_{21}) z_1 \tag{18}$$

Böylelikle optimal kayma yüzey eğimi aşağıdaki şekilde bulunur.

$$M = -Q_{22}^{-1}(A_{12}^T P_1 + Q_{21}) \tag{19}$$

Burada $M \in R^{nxm}$ dir. Buradan kayma yüzeyi;

$$\sigma(z) = z_2 + M z_1 \tag{20}$$

Kayma yüzeyi tasarımından sonra sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve daha sonra bu yüzey üzerinde tutacak denetim girişi tasarlanmaktadır. Denetim girişi, aşağıdaki eşitsizlikleri sağlayacak biçimde belirlenmelidir.

$$\sigma(z) > 0 \text{ ise } \dot{\sigma}(z) < 0 \;\; \text{veya } \sigma(z) < 0 \text{ ise } \dot{\sigma}(z) > 0 \tag{21}$$

Kontrol terimi, iki kısımda tanımlanırsa;

$$u = u_{eq} + u_{non} \tag{22}$$

Burada

$$u_{eq} = -B_2^{-1}[A_{21} z_1 + A_{22} z_2 + M(A_{11} z_1 + A_{12} z_2)] \tag{23}$$

ve

$$u_{non} = -k(t,x) B_2^{-1} sgn(\sigma(z)) \tag{24}$$

Burada $k(t,x) > 0'$dır. Kontrol terimlerinin sistemi kararlı hale getirmesi, aşağıdaki şartın sağlanması ile garanti edilir. Bunun için;

$$\sigma(z)\dot{\sigma}(z) < \eta \tag{25}$$

olmalıdır. Burada η pozitif küçük bir sayıdır.

$$\dot{\sigma}(z) = -(-B_2^{-1}[A_{21} z_1 + A_{22} z_2 + M(A_{11} z_1 + A_{12} z_2)]) - \sum_{i=1}^{2} \Delta_i(t)\, z_i + u(t) \tag{26}$$

Burada $u_{eq} \equiv -B_2^{-1}\{A_{21} z_1 + A_{22} z_2 + M(A_{11} z_1 + A_{12} z_2)\}$ olarak tanımlanmaktadır. Δ_i ise sınırları tanımlı olan belirsizliklerdir. Eğer u terimi denklem 22'deki açık hali ile yazılır ve gerekli düzenlemeler yapılırsa bu terim şu hali alır;

$$\dot{\sigma}(z) = -\sum_{i=1}^{2} \Delta_i\, z_i + u_n \tag{27}$$

Bu durumda bir $k(t,x)$ skaler ifadesi tanımlanırsa;

$$k(t,x) \geq \left|\sum_{i=1}^{2} \Delta_i\, z_i\right| + \eta \tag{28}$$

Denklem 24 ve 28'deki ifadeler denklem 26'da yerlerine yerleştirilirse ve bu elde edilen terim denklem 25 eşitsizliğinde yerine yerleştirilirse;

$$\sigma(z)\dot{\sigma}(z) = -\sigma(\left|\sum_{i=1}^{2} \Delta_i\,(t) z_i\right| - k(t,x)|\sigma| \leq |\sigma|\left(\sum_{i=1}^{2} \Delta_i\,(t) z_i\right) - k(t,x) < -\eta|\sigma| \tag{29}$$

elde edilir. Buradan da görüldüğü gibi ulaşılabilirlik şartı ve sistemin kararlılığı sağlanmış olur. Yukarıda Δ_i terimi eşleşme şartını sağlayan bir belirsizliktir ve aşağıdaki şartı sağlar;

$$\alpha_i^- < \Delta_i(t) < \alpha_i^+ \tag{30}$$

Burada, α_i^- ve α_i^+ sayıları bilinen sabit katsayılardır.

Denklem (2)-(30) arasında doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için tanımlanan KKD tasarım süreci, doğrusal olmayan ve denklem (1) ile tanımlanan sistem için durum bağımlı katsayılar matrisi çiftinin $(A(x), B(x))$ her bir durum değişken vektöründe değerlendirilmesi ile elde edilen noktasal doğrusal sistemler için kullanılmaktadır. Diğer bir ifade ile, her bir durum vektöründe tasarım süreci tekrarlanmaktadır.

Yukarıdaki işlemler bir sonraki bölümde, doğrusal olmayan bir uydu modeli kullanılarak, konum kontrolü için KKD tasarımı gerçekleştirilmektedir.

3. Uydu Matematik Modeli

Bu bölümde kullanılan uydu modeline ilişkin denklemler yer almaktadır. Bir uydunun hareketi onun dinamik ve kinematik denklemleriyle ifade edilir. Kontrol etmek için çeşitli fiziksel eyleyiciler kullanılabilir. Örneğin momentum tekerleri, reaksiyon tekerleri, manyetik tekerler gibi. Bu çalışmada üç adet reaksiyon tekeri kullanılmıştır. Bu ekipmanlarla birlikte oluşan sistemin hareket denklem takımları aşağıdaki gibidir;

$$\begin{bmatrix}\dot{w}_x\\ \dot{w}_y\\ \dot{w}_z\end{bmatrix} = -\begin{bmatrix}\frac{1}{I_x} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{I_y} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{I_z}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0 & w_z & -w_y\\ -w_z & 0 & w_x\\ w_y & -w_x & 0\end{bmatrix} \times \left(\left(\begin{bmatrix}(I_x+I_1)w_x\\ (I_y+I_2)w_y\\ (I_z+I_3)w_z\end{bmatrix} - \begin{bmatrix}I_1w_1\\ I_2w_2\\ I_3w_3\end{bmatrix}\right) - \begin{bmatrix}(1/I_x)T_1\\ (1/I_y)T_2\\ (1/I_z)T_3\end{bmatrix}\right) \quad (31)$$

Bu denklemde I_x, I_y, I_z ve I_1, I_2, I_3 sırasıyla uydunun ve kullanılan reaksiyon tekerlerinin x,y,z eksenlerine göre atalet momentleridir. Ayrıca w_x, w_y, w_z ve w_1, w_2, w_3 de sırasıyla x, y, z eksenlerindeki uydunun ve reaksiyon tekerlerinin açısal hızlarıdır. T_1, T_2, T_3 ise kontrol girişleridir.

$$\begin{bmatrix}\dot{w}_1\\ \dot{w}_2\\ \dot{w}_3\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{1}{I_x} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{I_y} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{I_z}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}0 & w_z & -w_y\\ -w_z & 0 & w_x\\ w_y & -w_x & 0\end{bmatrix} \times \left(\left(\begin{bmatrix}(I_x+I_1)w_x\\ (I_y+I_2)w_y\\ (I_z+I_3)w_z\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}I_1w_1\\ I_2w_2\\ I_3w_3\end{bmatrix}\right) - \begin{bmatrix}(1/I_x+1/I_1)T_1\\ (1/I_y+1/I_2)T_2\\ (1/I_z+1/I_3)T_3\end{bmatrix}\right) \quad (32)$$

Son olarak oryantasyon denklemleri aşağıdaki biçimde tanımlanmaktadır,

$$\begin{bmatrix}\dot{\phi}\\ \dot{\theta}\\ \dot{\psi}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}sec\theta\, cos\psi & -sec\theta\, sin\psi & 0\\ sin\psi & cos\psi & 0\\ -tan\theta\, cos\psi & tan\theta\, sin\psi & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}w_x\\ w_y\\ w_z\end{bmatrix} \quad (33)$$

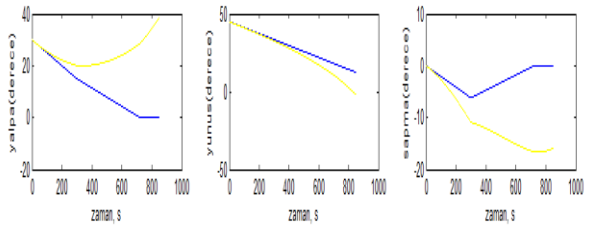
Burada ϕ, θ, ψ sırasıyla Yalpa, Yunus ve Sapma açıları olup Euler açılarıdır [5,6]. Bu çalışmada, jenerik bir uydu modeli ele alınmıştır. Çalışmada kullanılan uydu modeline ait parametreler ve benzetimler için kullanılan değerler Tablo 1'de verilmektedir.

Tablo 1: Uydu parametreleri ve benzetimde kullanılan değerler

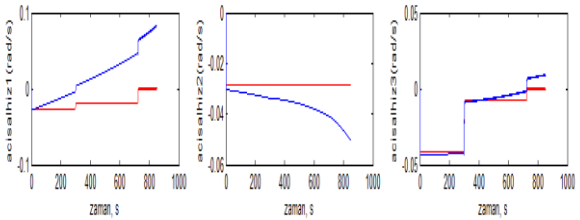
Parametreler	Değerleri
I_x	182 kgm^2
I_y	329 kgm^2
I_z	336 kgm^2
I_{1-2-3}	0.041 kgm^2
Q	$diag\{1 \times 10^5\}$
k	0.0005
ϕ_0	30°
θ_0	45°
ψ_0	0°
Başlangıç açısal hızları	0 rad/s
Δt	0.01 s

4. Benzetim Sonuçları

Şekil 1 ve 2'de katsayı matrisleri sabit kabul edilerek ($(A(x), B(x))$ matrisleri başlangıç koşullarında değerlendirilmek suretiyle sabit matrisler elde edilmiştir) doğrusal bir sistem modeli elde edilmiş ve buradan elde edilen kontrol torku bu sefer doğrusal olmayan uydu modeline uygulanmıştır. Şekil 1'den görüleceği ve beklendiği gibi sabit katsayı matrislerine sahip doğrusal model bu torkla kontrol edilirken (mavi renk), doğrusal olmayan gerçek sistemin konum kontrolü sağlanamamaktadır (sarı renk). Şekil 2'de benzer olarak kırmızı renk ile (sabit katsayılı sistem açısal hızı) kontrol edilirken mavi renk ile gösterilen (doğrusal olmayan sistem açısal hızı) kontrol edilememektedir. Bu benzetimler için zaman aralığı 0-850s olarak alınmıştır.

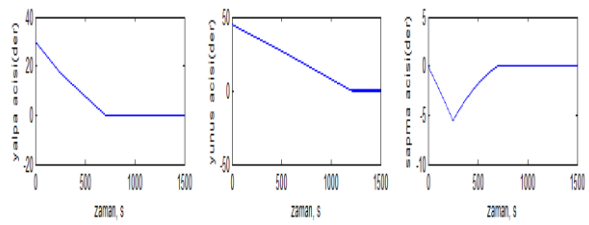


Şekil 1: Sabit katsayı matrisleri kullanılarak elde edilen açısal konumlar



Şekil 2: Sabit katsayı matrisleri kullanılarak elde edilen açısal hız cevapları

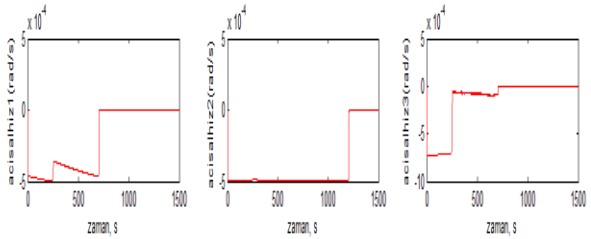
Sonraki aşamada doğrusal olmayan sistemin kontrolü için KKD algoritması tasarlanmıştır. Diğer bir ifade ile $(A(x), B(x))$ katsayılar matrisleri her durum değişkeninde değerlendirilmek suretiyle, bu çalışmada yer alan Durum Değişkenlerine Bağlı Riccati Denklemleri çözülerek KKD tasarımı gerçekleştirilmiştir. Uydu parametrelerinin alındığı kaynakta [7] olduğu gibi ilk aşamada herhangi bir bozucu etki öngörülmemiştir. Fakat [7]'de olduğu gibi reaksiyon tekerlerinin verebileceği tork sınırlandırılmıştır. Reaksiyon tekerlerinin verebileceği tork değerleri sırasıyla 0.56, 0.53 ve 0.24 Nm'dir. Simülasyonlarda bu değerler dikkate alınarak güvenli bölgede kalmak için kontrol giriş üst sınır değerleri 0.5, 0.5 ve 0.2 Nm olarak alınmıştır.



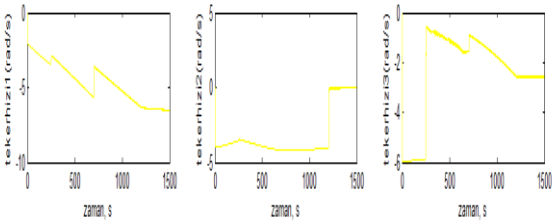
Şekil 3: Doğrusal olmayan KKD ile bozucu etki olmayan uydunun konumlarının zamana göre değişimi

Şekil 3 konumun zamana göre değişimini, Şekil 4 açısal hızın zamana göre değişimini, Şekil 5 reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimini ve Şekil 6'da kontrol

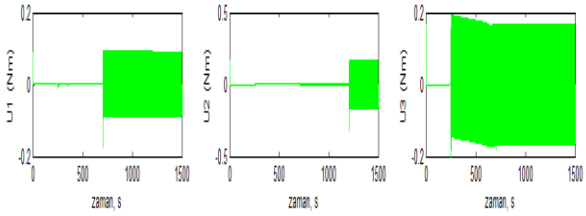
torkunun zamana göre değişimini göstermektedir. Şekil 3-6'dan görüldüğü gibi sistem hem daha hızlı hem de daha az enerji harcanarak kontrol edilmiştir. Şekil 6'da yer alan kontrol girişindeki yüksek frekanslı sinyal değişimi (çatırtı), doğrusal olmayan uydu dinamiğinin tasarlanan optimum kayma yüzeyine yönlendirildiğini ve kayma yüzeyi üzerinde tutulabildiğini göstermektedir. Bu benzetimler için zaman aralığı 0-1500s olarak alınmıştır.



Şekil 4: Doğrusal olamayan KKD ile bozucu etki olmayan uydunun açısal hızının zamana göre değişimi

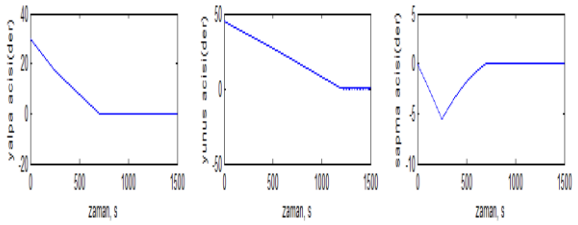


Şekil 5: Doğrusal olmayan KKD ile bozucu etki olmayan uyduya ait reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi



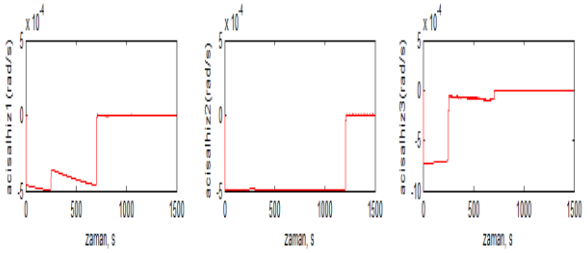
Şekil 6: Doğrusal olmayan KKD ile bozucu etki olmayan uyduya uygulanan kontrol torklarının zamana göre değişimi

Diğer bir simülasyon çalışması ise, sisteme bu kez bozucu etki eklenmesi ile sürdürülmüştür. Benzetimlerde bozucu etkinin sabit olduğu ve eşleşme şartını (matching condition) sağladığı varsayılmıştır. Uygulanan bozucu etkinin büyüklüğü $D=[0.0001\ 0.0001\ 0.0001]^T$ olarak alınmıştır.

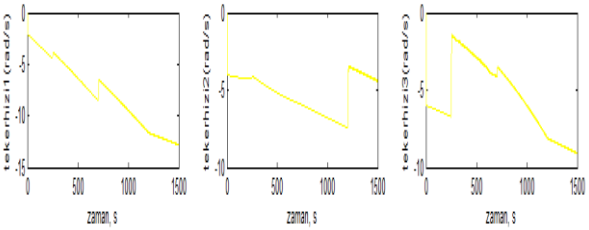


Şekil 7: Doğrusal olmayan KKD ile bozucu etkiyen uydunun konumlarının zamana göre değişimi

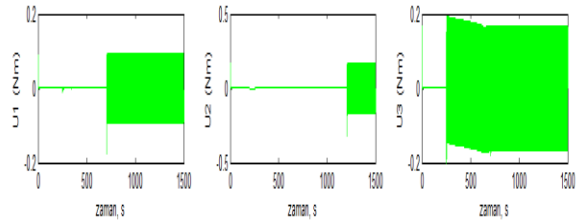
Şekil 7'de sistemin konumunun zamana göre değişimi, Şekil 8'de sistemin açısal hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 9'da sisteme ait olan reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 10'da ise sisteme uygulanan kontrol torkunun zamana göre değişimi verilmiştir. Zaman aralığı 0-1500 s' dir. Benzetim sonuçları, uydunun başarı ile kontrol edildiğini göstermektedir.



Şekil 8: Doğrusal olmayan KKD ile bozucu etkiyen uydunun açısal hızlarının zamana göre değişimi

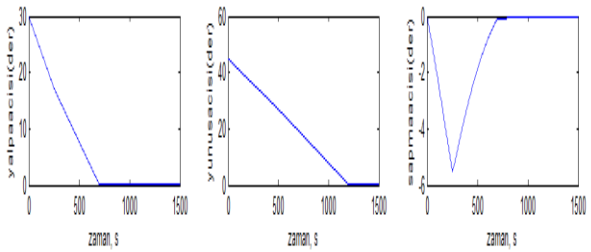


Şekil 9: Doğrusal olamayan KKD ile bozucu etkiyen uyduya ait reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi

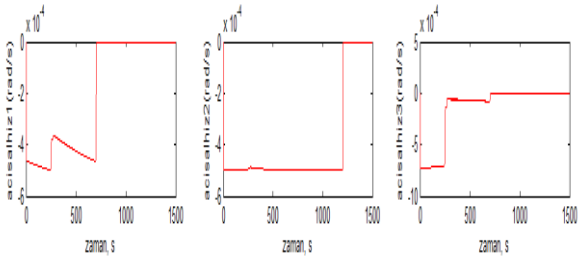


Şekil 10: Doğrusal olamayan KKD ile bozucu etkiyen uyduya uygulanan kontrol torklarının zamana göre değişimi

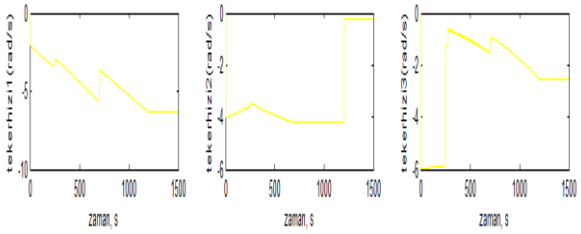
KKD'nin uygulamada ortaya çıkan en önemli sorunu olan çatırtının azaltılması/yok edilmesi için, bir sonraki benzetimlerde kontrol sinyalindeki yüksek frekanslı yön değiştirme durumu azaltılmıştır. Bu amaçla yukarıda verilen kontrol torku hesaplanmasında kullanılan işaret fonksiyonu (sgn) kaldırılarak yerine doyum fonksiyonu (sat) kullanılmıştır. Bu fonksiyonun dönüm noktaları ± 0.001 şeçilmiştir. İlk olarak sistem, bozucu etki olmadan ele alınmıştır. Şekil 11'de uydu konumunun zamana göre değişimi, Şekil 12'de sistemin açısal hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 13'de sisteme ait olan reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 14'de ise sisteme uygulanan kontrol torkunun zamana göre değişimi verilmiştir. Şekillerde görüldüğü üzere uydu konum kontrolü başarı ile gerçekleşmiş ve çatırtı önemli ölçüde azalmıştır. Bazı noktalarda çatırtının kalması seçilen dönüm noktası ile ilgilidir.



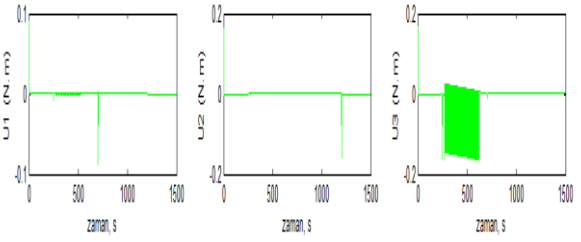
Şekil 11: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkimeyen uydu konumlarının zamana göre değişimi



Şekil 12: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkimeyen uydunun açısal hızlarının zamana göre değişimi

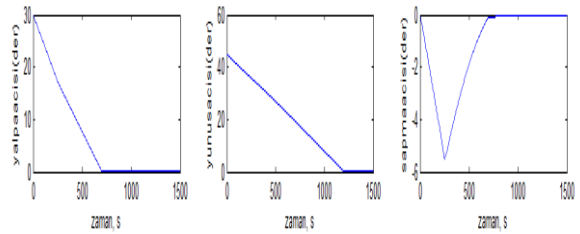


Şekil 13: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkimeyen uyduya ait reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi

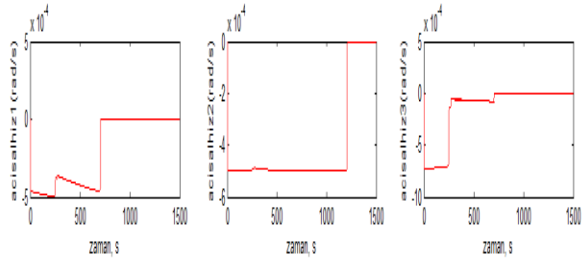


Şekil 14: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkimeyen uyduya uygulanan kontrol torklarının zamana göre değişimi

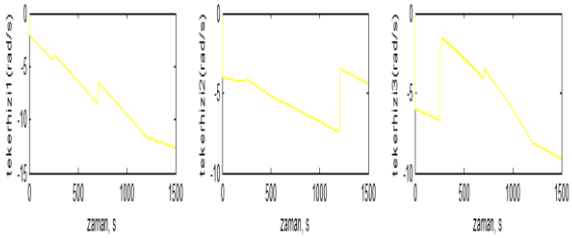
Son olarak çatırtı azaltılmış sisteme bir de daha önce eklenen sabit bozucu etki eklenmiştir. Şekil 15'de uydu konumunun zamana göre değişimi, Şekil 16'da sistemin açısal hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 17'de sisteme ait olan reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi, Şekil 18'de ise sisteme uygulanan kontrol torkunun zamana göre değişimi verilmiştir. Önerilen denetim yönteminin hem bozucu etkileri bastırabildiği hem de pratikte uygulanabilecek denetim sinyali üretebildiği görülmektedir.



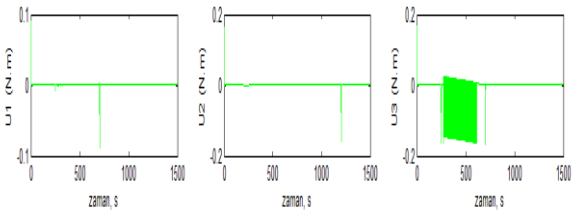
Şeki 15:Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkiyen uydu konumlarının zamana göre değişimi



Şekil 16: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkiyen uydunun açısal hızlarının zaman göre değişimi



Şekil 17: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkiyen uyduya ait reaksiyon tekerlerinin dönme hızlarının zamana göre değişimi



Şekil 18: Doğrusal olmayan doyum fonksiyonuna sahip KKD ile bozucu etkiyen uyduya uygulanan kontrol torklarının zamana göre değişimi

5. Sonuç

Bu çalışmada, Durum Değişkenlerine Bağlı Riccati Denklemleri kullanılarak, yeni bir Kayan Kipli Denetim Tasarım yöntemi ele alınmış ve doğrusal olmayan dinamiğe sahip bir uydu modeline uygulanmıştır. KKD'nin gürbüzlük özelliği kullanılarak, bozucu girişe karşı uydunun konum kontrolü temin edilmiştir. Ayrıca, KKD'de genel bir sorun

olarak karşımıza çıkan "çatırtı" problemi, işaret fonksiyonu yerine doyum fonksiyonu kullanılmak suretiyle giderilmeye çalışılmıştır. Uydu konum kontrolü için pratikte de uygulanabilecek denetim girişinin elde edilmesine çaba gösterilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen KKD yaklaşımının istenen kriterleri sağlayabileceğini göstermektedir.

Kaynakça

[1] S.K. Spurgeon ve C. Edwards, "Sliding Mode Control:Theory and Applications" Taylor & Francis, London, s: 72-74, 1998.

[2] V.I. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization" Springer-Verlag, Berlin, s: 1-10, 1992.

[3] M.U. Salamcı ve G. S. Tombul, "Sliding Mode Control Design with Time Varying Sliding Surfaces for a Class of Nonlinear Systems," Proc. 2006 IEEE International Conference on Control Applications, Münih-Almanya, s: 996-1001, 2006.

[4] F. Irmak, M.U. Salamcı ve E.H. Çopur, "Doğrusal Olmayan Sistemlerin Optimal Kayma Yüzeyi Kullanılarak Denetimi için Yeni Bir Denetçi Tasarımı," *TOK 2013 Bildiriler Kitabı*, s:794-799, 2013.

[5] A. Tewari, "Automatic Control of Atmospheric and Space Flight Vehicles: Design and Analysis with MATLAB and Simulink" Springer, London, s:334-340, 2006.

[6] M.J. Rycroft ve R.F. Stengel, "Spacecraft Dynamics and Control", Cambridge Aerospace Series 7, England, s:167-169, 1997.

[7] C.C. Yang, L.C. Lai ve C.J. Wu, "Minimal energy manueuvering control of a rigid spacecraft with momentum transfer" Science Direct *Journal of the Franklin Institute*, s:991-1005, 2007.

Kendini Dengeleyebilen İki Tekerlekli Aracın Kontrolü

Ulaş Çelik[1], *Ayhan Kural*[2], *Can Özsoy*[3]

[1]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
celikul@itu.edu.tr

[2]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
kuralayh@itu.edu.tr

[3]Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ozsoyc@itu.edu.tr

Özetçe

Kendini dengeleyebilen iki tekerlekli aracın dinamik modelinin oluşturulmasında ters sarkaç mekanizması esas alınmıştır. Ters sarkaç problemi kontrol teorisinin klasik problemlerinden biri olmak ile beraber, birçok araştırmacı tarafından üzerinde çalışılmış bir konudur. Bu çalışmada, kendini dengeleyebilen iki tekerlekli bir aracın modellenmesi, kontrol sisteminin tasarlanması ve sistemin dinamik davranışının benzetimi konuları ele alınmıştır. İki serbestlik dereceli bir sistem olan aracın doğrusal olmayan matematik modeli, Lagrange enerji metodu ile elde edilmiştir. Elde edilen dinamik model için ayrı ayrı PID ve Model Öngörülü Kontrol (MPC) sistemleri tasarlanmış ve Matlab® simülasyon ortamında kontrolcü performansları incelenmiştir.

1. Giriş

Ters sarkaç probleminin matematik modeli ve uygulaması ile ilgili çalışmalar 1980'li yılların sonlarına dayanmaktadır. Hareket denklemleri nonlineer olup, bu denklemlerin elde edilmesi için Newton hareket kanunu ve ya Lagrange enerji methodundan yararlanılmıştır. Literatür incelendiğinde, önerilen hareket denklemleri elde edilirken basitleştirilmek adına çok sayıda varsayım ve kabuller yapıldığı görülmektedir. Bu durum matematik modellerin, gerçek sistemin fiziksel davranışından sapmasına yol açmakta ve yapılan analizlerin ancak sistemin bazı özel halleri için geçerli olmasına neden olmaktadır.

İki tekerlekli ters sarkaç problemi ile ilgili ilk uygulama 1988 senesinde Yamafuji ve Kawamura tarafından gerçekleştirilmiştir [1]. 1996 senesinde Ha tarafından, hareketi birbirinden bağımsız iki tekerlekle sağlanan ve gyro sensörü aracılığıyla açısal hıza bağlı bir çalışma prensibine sahip; iki tekerlekli ters sarkaç mekanizmalı robot geliştirilmiştir [2]. Yine, Ding tarafından 2000 senesinde, insan taşımada kullanılmak üzere; ayarlanabilen ve kullanıcıyı dik konumda tutabilen bir koltuk bulunan iki tekerlekli ters sarkaç mekanizması tabanlı araç geliştirilmiştir [3]. Bu çalışmaların arasında lanse edilen ve ticari olarak en büyük karşılığı alan çalışma; 2007 senesinde Morrell ve Field tarafından oluşturulan bir algoritma ile 'Segway' kontrolü olmuştur [4]. 2009 senesinde 'Puma' adı verilen elektrikli ters sarkaç mekanizmalı araç Segway tarafından tanıtılmıştır [5].

Yapılan uygulamalarda dengeleme problemini aşabilmek için farklı kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Pathak, 2005 senesinde elektrikli aracı dengeleyebilmek adına ve hız-konum kontrolü için kısmi geri beslemeli yöntemden bahsetmiştir [6]. Yine 2006'da durum uzay modeli kullanılarak lineerleştirme yöntemine başvurulmadan giriş ve çıkışların ayarlanması ile konum-hız kontrolü yapılması amaçlanmıştır [7]. Nawawi ise; aracın dengelenmesi için kutup yerleştirme teoremini kullanmıştır [8]. Takahashi ve Jeong ise 2007'de 'Linear Quadratic Regulator' yöntemi ile geri besleme kontrolü yaparak humanoid robotlar üzerinde denemişlerdir [9]. Li ise 2010 senesinde, deneysel bir araç üzerinde PID kontrol uygulamıştır [10]. Yine bilinen yöntemlerden daha farklı olarak 2006 senesinde Charles E. Forrest tarafından yapay sinir ağları kullanılarak araç kontrolünün yapılması amaçlanmıştır [11]. 2009 senesinde, Li ve Xu tarafından bulanık mantık kontrol teoremi kullanılmıştır [12]. Huang tarafından 2011 senesinde stabilizasyonu ve hız kontrolünü sağlamak amacıyla bulanık mantıksal kontrolör tasarlanmıştır [13].

MPC için literatüre bakıldığında, Pontus Giselsson [14], Cahyantari Ekaputri ve Arief Syaichu-Rohman [15] tarafından ters sarkaç sistemine MPC uygulandığı görülmektedir. Yine, Petr Chalupa ve Vladimír Bobál tarafından Newton hareket denklemleri kullanılarak modellenen ters sarkaç sistemine MPC kontrol uygulanmıştır [16].

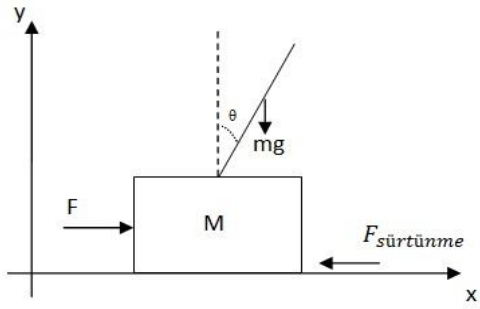
Bu çalışmada, model elde edilirken Lagrange enerji metodundan yararlanılmıştır. Kabul edilen sistemin tekerlerinde bir kayma olmadığı ve tekerlerin yatay yönde hareket etmediği varsayılmıştır. Kontrol edilmek istenen parametre olarak θ sarkaç açısı seçilmiştir. Sistemin, verilen referans girişin ve bozucu altında istenilen performans koşullarını sağlaması beklenmiştir.

İkinci bölümde iki tekerlekli kendini dengeleyebilen aracın dinamik davranış modeli Lagrange metodu kullanılarak elde edilmiştir. Üçüncü bölümde sistemin kapalı çevrim kontrolü için gerekli kontrol sistemleri tasarlanmıştır. Dördüncü

bölümde yazılan matematik model ve tasarlanan kapalı çevrim kontrol sistemi dinamik benzetimlerle incelenmiştir. Son bölümde elde edilen sonuçlar irdelenmiş ve gelecek çalışmalarla ilgili bilgi verilmiştir.

2. Kendini Dengeleyebilen İki Tekerlekli Araç Modeli

Bu çalışmada iki tekerlekli kendini dengeleyebilen aracın dinamik modeli, ters sarkaç problemi esas alınarak çözülmüştür. Dinamik model elde edilirken Lagrange enerji metodu kullanılmıştır.



Şekil 1: Ters sarkaç sistemi.

Şekil 1'den görüldüğü üzere sistem, çubuk ve araç olarak 2 parça halinde düşünülebilir.

Tablo 1: Sistem parametreleri

Parametre	Açıklaması
x	Yere sabit eksen takımına göre sistemin kütlesinin yatayda yaptığı yer değiştirme
y	Yere sabit eksen takımına göre sistemin kütlesinin düşeyde yaptığı yer değiştirme
θ	Sarkacın yere sabit eksen takımına göre açısal konumu
M	Aracın kütlesi
m	Sarkacın kütlesi
g	Yer çekimi ivmesi
l	Araç kütle merkezi ile sarkaç kütle merkezi arasındaki uzaklık
I	Sarkacın atalet momenti
H	Aracın kütle merkezi ile yere sabit eksen takımının y eksenine göre uzaklığı
b	Araç ile yer arasındaki sürtünme katsayısı
F	Araca x doğrultusunda etkileyen harici kuvvet

Şekil 1'deki gibi tanımlanan koordinat eksen takımına göre aracın konumu;

$$\overrightarrow{x_1} = x\vec{\imath} + H\vec{\jmath} \quad (1)$$

çubuğun konumu;

$$\overrightarrow{x_2} = (x\vec{\imath} + 2H\vec{\jmath} + l\cos\theta\,\vec{\jmath} + l\sin\theta\,\vec{\imath}) \quad (2)$$

olarak elde edilir. Lagrange metodunda sistemin kinetik ve potansiyel enerjileri kullanılmaktadır. Sistemin kinetik enerjisinde kullanılmak üzere, kütle merkezlerinin hızları, (1) ve (2) denklemleri kullanılarak

$$\overrightarrow{v_1} = \dot{x}\vec{\imath} \quad (3)$$

$$\overrightarrow{v_2} = \left(\dot{x}\vec{\imath} - l\sin\theta\dot{\theta}\,\vec{\jmath} + l\cos\theta\dot{\theta}\,\vec{\imath}\right) \quad (4)$$

olarak elde edilir. Sistemin kinetik enerjisi (3) ve (4) denklemleri yardımıyla,

$$T = \left(\frac{1}{2}M{v_1}^2 + \frac{1}{2}m{v_2}^2 + \frac{1}{2}I\dot{\theta}^2\right) \quad (5)$$

$$T = \frac{1}{2}M\dot{x}^2 + \frac{1}{2}m\left(\dot{x}^2 + 2\dot{x}l\cos\theta\dot{\theta} + \dot{\theta}^2l^2\right) + \frac{1}{2}I\dot{\theta}^2 \quad (6)$$

(6) denklemi olarak ortaya konulur. Sistemin potansiyel enerjisi, çalışma konumunun potansiyel enerjisi sıfır olmak kaydıyla, yazılırsa;

$$V = (mgh) \quad (7)$$

$$V = mgl(1 - \cos\theta) \quad (8)$$

olduğu görülür. Kinetik-potansiyel (L), kinetik enerji ve potansiyel enerji farkıyla elde edilir (Denklem 9).

$$L = T - V \quad (9)$$

$$L = \tfrac{1}{2}M\dot{x}^2 + \tfrac{1}{2}m\left(\dot{x}^2 + 2\dot{x}l\cos\theta\dot{\theta} + \dot{\theta}^2l^2\right) + \tfrac{1}{2}I\dot{\theta}^2 - mgl(1 - \cos\theta) \quad (10)$$

Elde edilen kinetik-potansiyel kullanılarak, sistemin dinamik denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right) - \left(\frac{\partial L}{\partial q_i}\right) = Q_i \quad (11)$$

$$q_{1,2} = x, \theta \quad (12)$$

Belirtilen değişkenlere göre önce kısmi türevler alınıp ardından zamana göre türevler alınarak; formüldeki gerekli işlemler yapıldığı takdirde,

$$F = (M + m)\ddot{x} + b\dot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml\dot{\theta}^2\sin\theta \quad (13)$$

$$(I + ml^2)\ddot{\theta} + ml\ddot{x}\cos\theta - mgl\sin\theta = 0 \quad (14)$$

(13) ve (14) denklemleri; ters sarkaç sisteminin nonlineer dinamik denklemleri elde edilir. Bu dinamik denklemler çalışma konumu etrafında lineerleştirilirse;

$$\cos\theta \cong 1 \qquad \sin\theta \cong \theta \qquad \dot{\theta}^2 \cong 0 \quad (15)$$

$$F = (M + m)\ddot{x} + b\dot{x} + ml\ddot{\theta} \quad (16)$$

$$(I + ml^2)\ddot{\theta} + ml\ddot{x} - mgl\theta = 0 \quad (17)$$

(16) ve (17) numaralı, ters sarkaç sisteminin lineer dinamik denklemleri elde edilir.

Sistemin transfer fonksiyonunu elde etmek için (16) ve (17) numaralı denklemlerin laplace dönüşümleri yapılırsa,

$$(M+m)X(s)s^2 + bX(s)s + ml\theta(s)s^2 = F(s) \quad (18)$$

$$(I+ml^2)\theta(s)s^2 - mgl\theta(s) = -mlX(s)s^2 \quad (19)$$

denklemleri elde edilir. Sistemin çıkışı θ , girişi F olduğu için; denklem (19) düzenlenip denklem (18)'de yerine yazılırsa, sistemin transfer fonksiyonu;

$$C = \frac{g}{s^2} - \frac{(I+ml^2)}{ml} \quad (20)$$

$$\frac{\theta(s)}{F(s)} = \frac{1}{(mls^2+bCs+(M+m)Cs^2)} \quad (21)$$

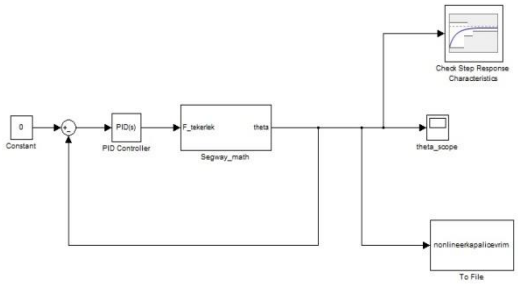
şeklinde elde edilir.

3.Kontrol Sistem Tasarımı

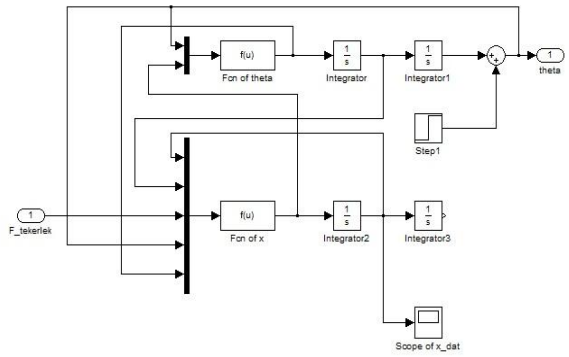
Sarkaç başlangıç konumunda 0 derecede olup bu nokta sistemin kararsız noktasıdır. Sarkaç bu konumda dengede tutulmak istenmektedir. Sistemin denge konumu bozulduğu anda araca uygulanan kuvvet ile sarkacın tekrar denge konumuna getirilmesi amaçlanmaktadır. Modellenen sistemde kontrol edilmek istenen θ sarkaç açısı için, PID ve MPC kapalı çevrim kontrolcüler Matlab-Simulink® ortamında tasarlanmıştır.

3.1. Kendini Dengeleyebilen İki Tekerlerkli Araç İçin PID Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde, elde edilmiş olunan nonlineer dinamik denklemler kullanılarak, Matlab-Simulink® yardımıyla tasarlanan sistem tanımlanmaktadır. Tanımlanan nonlineer sistem için, Matlab optimizasyon bloğu yardımıyla belirlenen performans koşullarına göre tasarlanan PID katsayıları belirlenmektedir. Şekil 2'de nonlineer sistemin PID ile kapalı çevrimi verilmiştir. Şekil 3'te sistemin matematiksel modelinin blok diyagramlarıyla gösterimi mevcuttur. Elde edilmiş olan nonlineer dinamik denklemler blokların içerisine gömülmüştür.

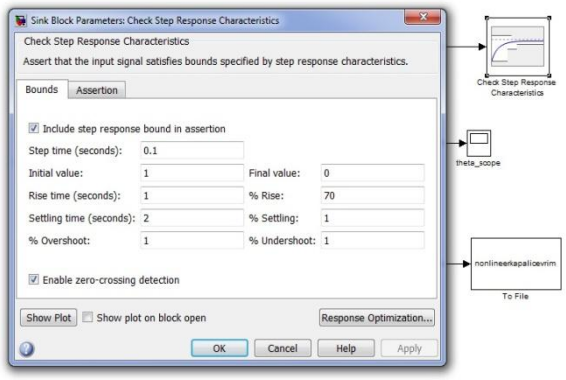


Şekil 2: Nonlineer sistem için PID kontrol blok diyagramı.

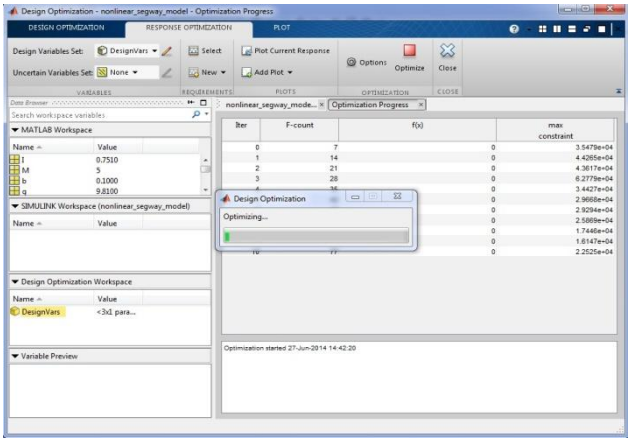


Şekil 3: Nonlineer sistem matematik modeli.

Bu çalışmada diğer çalışmalardan farklı olarak PID katsayıları deneme yanılma yoluyla değil optimizasyon yardımıyla belirlenmiştir. Şekil 4'te optimizasyon bloğunun performans koşulları görülmektedir.



Şekil 4: Matlab optimizasyon bloğu.

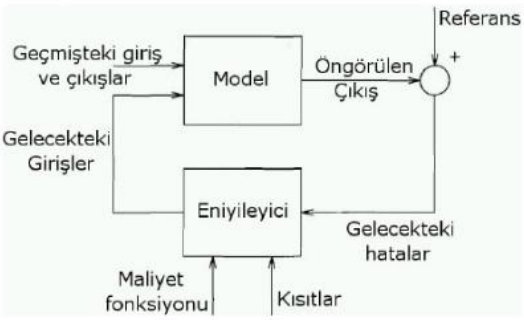


Şekil 5: Matlab PID optimizasyonu.

Şekil 5'de ise optimizasyon bloğunun çalışması görülmektedir. Optimizasyon sonucunda elde edilen PID kontrolcü katsayıları; kp=31 , ki=300 , kd= -9472 şeklindedir.

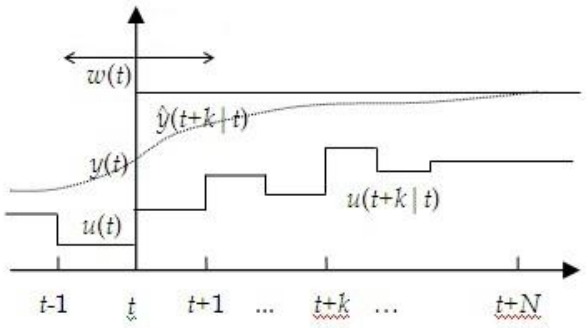
3.2. Kendini Dengeleyebilen İki Tekerlekli Araç İçin MPC Tasarımı

MPC genellikle karmaşık yapılı sistemleri kontrol etmek için kullanılan ve belirli performans kriterlerine göre hesaplanan kontrol kanuna sahip bir yapıdır. Karmaşık sistemleri, uzun zaman gecikmesi olan sistemleri kolayca kontrol etmek için kullanılan bir kontrolcü tipidir. Çok giriş-çok çıkış sistemlere kolayca uygulanabilir olması, bilinen gelecek referans değerlerinde iyi çalışması ve çevrimiçi hesaplamaya zaman tanıması sebebiyle tercih edilebilirdir. En büyük dezavantajı ise modele olan kesin bağımlılığıdır. Modeldeki en ufak hata ve tahmin edilemeyen belirsizlikler kontrolcü performansını düşürecektir. PID kontrolöre karşı olan avantajı ise uzun süreli ve gecikmeli çalışan sistemlerde daha iyi performans vermesidir.



Şekil 6: MPC kontrol çalışma yapısı.

Şekil 6'da MPC'nin çalışma yapısı gösterilmiştir. Buradan da anlaşılacağı üzere kontrolör, bir sonraki adımdaki hatayı öngörerek buna göre kontrol sinyal ayarlaması yapmaktadır.



Şekil 7: MPC kontrol ayrık zaman gösterimi.

MPC algoritmaları kontrol kanunu geçerli kılmak için farklı maliyet fonksiyonlarını kullanır. Amaç; referans sinyalin r(t), ilgili ufuktaki gelecek çıkış y(t) tarafından takip edilmesidir.

Kontrol değişimi;

$$\Delta u(k) = u(k) - u(k-1) \quad (22)$$

şeklinde ifade edilmektedir.

Tasarlamak istediğimiz kontrolcüye göre problemimiz kısıtsız MPC problemi tanımına uymaktadır. Kısıtsız MPC problemi; kontrol probleminde giriş, çıkış ve ya durumlar üzerinde hiçbir kısıtlamanın olmadığı kapalı çevrim öngörülü problemidir. MPC yöntemindeki en önemli iki husus maliyet fonksiyonu ve ağırlık matrislerinin hesaplanmasıdır. Maliyet fonksiyonunu minimize etmek için kontrol edilmek istenen değişkenin ağırlık matrisini arttırılmaktır. Amaç fonksiyonunun örnekleme adımı boyunca minimize edilmesi, öngörü ufku boyunca optimum performansı sağlayacak kontrol değişimlerinin hesaplanmasını sağlar.

$$J(k) = \sum_{j=N_1}^{N_2}[r(t+j) - y(t+j)]^2 + \sum_{j=1}^{N_u}\lambda[\Delta(t+j-1)]^2 \quad (23)$$

$$\Delta_u = (k+j|k=0, j \geq N_u \quad (24)$$

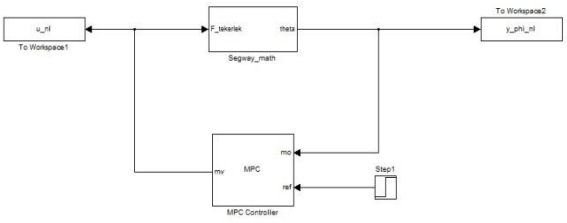
$$x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (25)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (26)$$

Denklem (23)'de görülen genelleştirilmiş amaç fonksiyonunda bulunan N_1 ve N_2 terimleri, minimum ve maksimum öngörü ufuklarını göstermektedir. N_u ise kontrol ufkunu temsil etmektedir. λ terimi ise sistemin gelecekteki davranışlarını etkileyen ağırlık katsayılarıdır.

Denklem (25) ve (26)'da tanımlanan sistem modeline ait, amaç fonksiyonu (23), N_2 boyunca öngörülen çıkışların, istenilen referans değeri farkının karelerinin toplamı ve $N_u$boyunca kontrol değişimlerinin karelerinin λ ile değişimi ile ağırlıklandırılması sonucundaki toplamını ifade etmektedir.

Kendini dengeleyebilen iki tekerlekli sistem için, lineer MPC tasarlanır ve nonlineer modele uygulanır. Şekil 8'de nonlineer sistemin kapalı çevrim blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 8: Nonlineer sistem için MPC kontrol blok diyagramı.

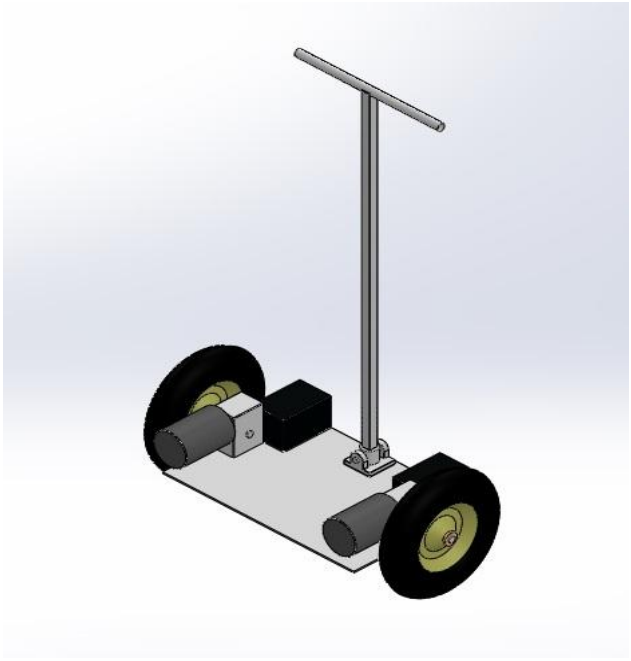
4. Dinamik Benzetimler ve Karşılaştırmalar

Dinamik benzetimler, İTÜ Makine Fakültesi Otomatik Kontrol laboratuvarında bulunan gerçek sistemin parametreleri kullanılarak yapılmıştır. Gerçek sistemin kütle ve kütle merkezleri sistem demonte edilerek ölçülmüştür (Şekil 9).



Şekil 9: Kendini dengeleyebilen iki tekerlekli araç.

Atalet momenti için ise SolidWorks® yazılımı ortamında sistemin katı modeli oluşturularak yazılımın hesapladığı değerler kullanılmıştır (Şekil 10). Tablo 2'de simülasyonlarda kullanılan parametre değerleri görülmektedir.



Şekil 10: Kendini dengeleyebilen iki tekerlekli araç katı modeli.

Tablo 2: Sistem parametre değerleri

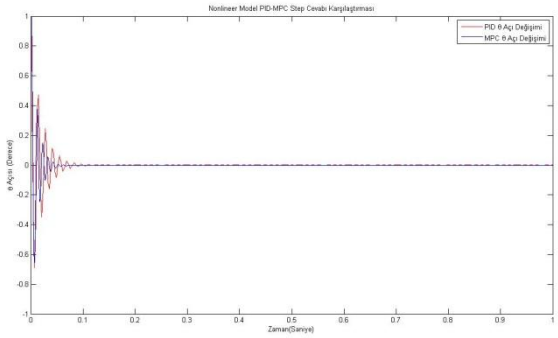
Parametre	Açıklaması
M	5 kg
m	27.5 kg
g	9.81 m/s^2
l	0.625 m
I	0.751 $kg.m^2$
b	0.1 N.s/m

Benzetimler Matlab® yazılımı ile yapılmıştır. 3. Bölümde tanımlanan sistem, sistem için oluşturulan kontrolcüler ve kullanılan parametreler ile simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Sisteme bozucu olarak basamak fonksiyonu uygulanmıştır. Referans olarak '0' açısı verilmiştir ve sistem kontrol edilerek bu açıyı izlemesi hedeflenmiştir.

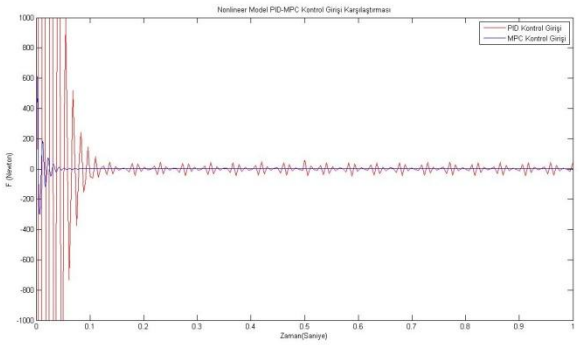
MPC için dizayn parametreli belirlenen performans koşulları deneme yanılma yöntemi ile belirlenmiştir.

Şekil 11'de sistemin basamak bozucusu altında PID ve MPC için θ sarkaç açısının değişimi görülmektedir. Kırmızı renkli cevap PID ile kontrol cevabını, mavi çizgi ise MPC ile kontrol cevabını göstermektedir. Şekil 11'de görüldüğü üzere, PID ve MPC sistemi kontrol edebilmektedir. Fakat karşılaştırmadan da görüleceği üzere; MPC, PID kontrolcüsüne oranla daha hızlı ve daha az salınımla cevap vermektedir.



Şekil 11: Nonlineer model PID-MPC kontrolcüler için θ açısı değişimi.

Şekil 12'de basamak bozucusu altında PID ve MPC kontrol girişleri görülmektedir. Kırmızı çizgi PID kontrolcü girişini, mavi çizgi ise MPC kontrolcü girişini göstermektedir. Şekil 12'de görüldüğü üzere, MPC kontrolcü PID kontrolcüye göre çok daha az efor sarfederek sistemi kontrol edebilmektedir.



Şekil 12: Nonlineer model PID-MPC kontrolcüler için giriş kuvveti.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada öncelikle kendini dengeleyebilen iki tekerlekli aracın modelinin oluşturulmasında ters sarkaç mekanizması esas alınmış ve doğrusal olmayan dinamik modeli elde edilmiştir. Elde edilen dinamik modele göre sistemin dengede kalabilmesi için PID ve MPC tasarlanmıştır. Dinamik benzetimlerde, tasarlanan her iki kontrolcünün de sistemi kontrol edebildiği görülmüştür. MPC, PID'e göre daha hızlı ve daha az salınımla cevap vermektedir. Ayrıca MPC girişi PID kontrolcü girişine göre çok daha az efor sarfederek kontrolü sağlamaktadır.

Bu çalışmanın devamında, laboratuvarda bulunan kendini dengeleyebilen iki tekerlekli araç (Şekil 10) üzerinde gerekli donanım değişiklikleri yapılacak ve tasarlanan kontrol sistemi fiziksel sisteme uygulanacaktır. Sistemin tekerleri fırçalı motor ile tahrik edilecektir. Sarkaç açısının (θ) değişimi IMU (Inertial Measurement Unit) sensörü ile ölçülecek ve oluşturulan algoritma ile bu açının değişimine bağlı olarak motorlardan alınacak olan tahrik hesaplanacaktır. Kapalı çevrim kontrol sistemi Arduino® mikro kontrolcüsünde uygulanacaktır.

Kaynakça

[1] Yamafuji, K. and Kawamura, T., (1988). Study on the postural and driving control of a coaxial bicycle, Transactions of the JSME, Series C, vol. 54, no. 501, pp. 1114-1121.
[2] Ha, Y.-S. and Yuta, S., (1996). Trajectory tracking control for navigation of the inverse pendulum type self-contained mobile robot, Robotics and Autonomous Systems.
[3] Ding, F., Huang, J., Wang, Y., Matsuno, T., Fukuda, T., and Sekiyama, K., (2010). Modeling and control of a novel narrow vehicle, Robotics and Biometrics (ROBIO), 2010 IEEE International Conference, pp. 1130-1135.
[4] Morrell, J. B. and Field, D., (2007). Design of a closed loop controller for a two wheeled balancing transporte, Proceedings of the 2007 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems, (San Diego, CA, USA).
[5]Segway Robotics Project PUMA, http://rmp.segway.com/puma/
[6] Pathak, K., Franch, J., and Agrawal, S. K., (2005). Velocity and position control of a wheeled inverted pendulum by partial feedback linearization, IEEE Transactions on Robotics, vol. 21, no. 3, pp. 505-513.
[7] Nasrallah, D., Angeles, J., and Michalska, H., (2006). Velocity and orientation control of an anti-tilting mobile robot moving on an inclined plane, Robotics and Automation.
[8] Nawawi, S., Ahmad, M., and Osman, J., (2007). Development of a two-wheeled inverted pendulum mobile robot, Research and Development, 2007. 5th Student Conference, pp. 1 - 5.
[9] Jeong, S. H. and Takahashi, T., (2007). Wheeled inverted pendulum type assistant robot: inverted mobile, standing, and sitting motions, IEEE/RSJ International Conference, pp. 1932 1937.
[10] Li, J., Gao, X., Huang, Q., Du, Q., and Duan, X., (2007). Mechanical design and dynamic modeling of a two-wheeled inverted pendulum mobile robot, in Automation and Logistics, 2007 IEEE International Conference, pp. 1614 1619.
[11] Charles E. Forrest Jr., (2006). A Neural Network Control System for the Segway Robotic Mobility Platform, Thesis of Master of Graduate Faculty of North Carolina State University.
[12] Li, Z. and Xu, C., (2009). Adaptive fuzzy logic control of dynamic balance and motion for wheeled inverted pendulums, Fuzzy Sets and Systems, vol. 160, no. 12, pp. 1787 - 1803.
[13] Huang, C.,Wang,W.-J., and Chiu, C.-H., (2011) Velocity control realisation for a self-balancing transporter, Control Theory Applications, IET, vol. 5, pp. 1551 -1560.
[14] Pontus Giselsson, Model Predictive Control in a Pendulum system, Department of Automatic Control LTH Lund University.
[15] Cahyantari Ekaputri, Arief Syaichu-Rohman, Implementation Model Predictive Control (MPC) Algorithm-3 for Inverted Pendulum. Department of Electrical Engineering Bandung Institute of Technology.
[16] Turgay Eray, Lineer Olmayan Sistemlere Kuadratik Optimal Kontrol Yöntemleri İle Model Öngörülü Kontrol Uygulanması ve Karşılaştırılması, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi.
[17] Petr Chalupa,Vladimír Bobál, Modelling and Predictive Control of Inverted Pendulum Department of Process Control, Tomas Bata University in Zlin.

Vektör Denetim Yöntemi ve Doğrudan Moment Denetim Yöntemi Uygulanan Asenkron Motorun Hız Performansının Karşılaştırılması

Hakan Açıkgöz[1], *Beşir Dandıl*[2]

[1]Elektrik ve Enerji Bölümü
Kilis 7 Aralık Üniversitesi
hakanacikgoz@kilis.edu.tr

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Fırat Üniversitesi
bdandıl@firat.edu.tr

Özetçe

Bilindiği gibi asenkron motorlar hız denetimi gereksinimi olan uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Asenkron motorların hız denetiminde yaygın olarak vektör denetimi ve doğrudan moment denetim (DMD) yöntemleri kullanılmaktadır. Bu çalışmada, üç fazlı bir asenkron motorun hız denetimi için benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorun denetiminde rotor alan yönlendirme yöntemi ve DMD yöntemi kullanılmıştır. Her iki yöntem için MATLAB/Simulink paket programı yardımı ile denetim yapısı oluşturulmuş ve hız denetimi için aynı koşullar altında benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmasından elde edilen sonuçlar değişik hız referanslarını izleme ve yük momenti gibi bozucu etkenlere göre incelenmiş ve değerlendirilmiştir.

1. Giriş

Elektrik motorları, elektromekanik dönüştürücüler olarak endüstride yaygın olarak kullanılan elemanlardan biridir. Elektrik motorlarının endüstrideki uygulamaları genelde fan, kompresör veya pompaları içermekle birlikte özellikle otomasyona dayalı seri üretim tesislerindeki artışa bağlı olarak servo uygulamalarda da büyük önem kazanmıştır[1-2]. Özellikle yüksek başarımlı servo ve değişken hızlı sürücü uygulamalarında, uzun yıllar boyunca denetimlerinin kolay olması nedeniyle doğru akım (DA) motorları tercih edilmekteydi. Fakat DA motorlarının pahalı olması, bakım ve işletme masraflarının yüksek olması, verimlerinin düşük olması, boyutlarının büyük olması gibi istenmeyen özelliklerden dolayı, asenkron motorların kullanımı yaygınlaşmıştır [1-5]. Bilindiği gibi asenkron motorların rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiği için dinamik devre modelleri, doğrusal olmayan, zamanla değişen yüksek dereceli diferansiyel denklemler içeren karmaşık bir yapıya sahiptir. Bundan dolayı asenkron motorların devre modellerinin çözümü zor ve karmaşıktır [1-3]. Asenkron motorların elektriksel ve mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kenetleme etkisi nedeniyle bu motorlardan yüksek başarı elde edilmesi güçtür [3].

Mikroişlemciler, sayısal işaret işleyiciler ve güç elektroniği elemanlarındaki hızlı ilerlemelerle birlikte asenkron motorların hız denetimleri daha kolay yapılabilmektedir [1-5].

Serbest uyartımlı doğru akım motorlarında endüvi ve uyartım sargıları birbirine dik olduğu için endüvi ve uyartım sargılarının akımları birbirinden bağımsız denetlenebilir. Asenkron motorlarda ise böyle bir durum yoktur. Asenkron motorlar üzerine yapılan çalışmalar, eğer üç fazlı değişkenler iki fazlı dq-eksenine dönüştürülür ve dq-eksen bileşenlerinin denetimi yapılırsa, bu motorların doğru akım motorlarına benzer bir şekilde denetlenebileceğini göstermiştir. Yapılan çalışmalarla bu eksen dönüşümlerinin yapıldığı vektör denetim yöntemleri geliştirilmiştir [1-7].

Vektör denetimi ilk olarak 1971 yılında Blashcke [7] tarafından ileri sürülmüştür. Asenkron motorlarda moment ve akı birbirine bağımlı olduğu için momentin ve akının birbirinden bağımsız olarak denetlenebileceği birbirine dik iki akım bileşenine ihtiyaç vardır. Vektör denetim yönteminin amacı, moment ve akı arasındaki kenetlenme etkisini ortadan kaldırarak moment ve akının birbirinden bağımsız olarak denetlenmesidir [6].

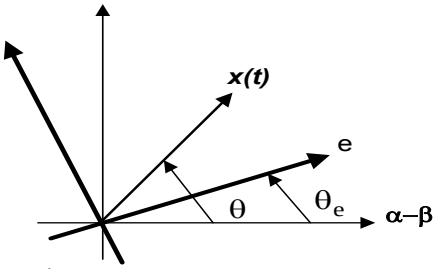
DMD yöntemi ise 1986 yılında Takahashi [8] tarafından önerilmiştir. DMD yöntemi asenkron motorun vektör denetimine alternatif olarak geliştirilen bir yöntemdir. DMD yönteminde motorun akısı ve momenti, motorun ölçülebilen büyüklükleri olan stator akım ve geriliminin ani değerleri kullanılarak hesaplanır ve anahtarlama dizisi elde edilerek uygun gerilim vektörleri eviricideki güç anahtarlarına uygulanır. Bu anahtarlama dizisi daha önceden belirlenmiş olan bir anahtarlama tablosundan seçilir. Böylelikle akı ve moment hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilir ve motordan hızlı bir moment cevabı elde edilir. DMD yönteminin vektör denetimine göre daha kolay uygulanabilmesi nedeniyle son yıllarda bu alanda yoğun çalışmalar yapılmaktadır[9-14].

Bu çalışmada vektör ve DMD yöntemi uygulanan bir asenkron motorun hız denetim performansı incelenmiştir. İkinci bölümde vektör ve DMD yönteminin genel özellikleri ve üçüncü bölümde ise her iki denetim yönteminden elde edilen benzetim çalışması sonuçları verilmiştir. Dördüncü bölümde ise benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar değerlendirilmektedir.

2. Vektör ve DMD Yöntemlerinin İlkeleri

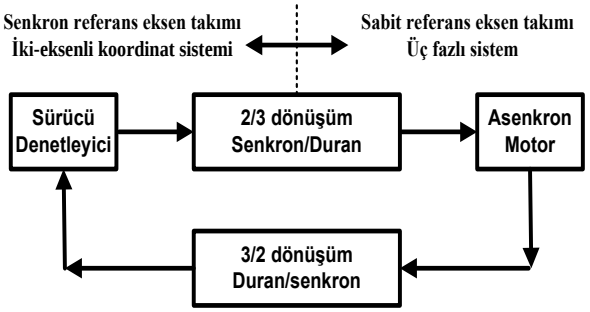
2.1. Vektör Denetimi

Vektör denetiminin temel ilkesi asenkron motorun matematiksel modelinin DA motorunun modeline benzetilmesidir. Bilindiği gibi serbest uyartımlı DA motorlarında endüvi ve uyartım sargıları doğal olarak birbirine diktir ve bu durum endüvi ve uyartım akımlarının birbirinden bağımsız olarak denetlenmesine olanak verir. Moment ve akının birbirinden bağımsız olarak ayrı ayrı denetlenebileceği iki akım bileşeni vardır. Bu iki eksenli teoriyi DA motor denetimi için alternatif akım motor denetimine uygulamak için, motorun alternatif akım niceliklerinin DA bileşenlere dönüştürülmesi gerekmektedir. Bu da senkron eksen takımının referans eksen takımı olarak kullanılması ile sağlanabilir. Senkron hızla dönen senkron eksen takımı rotor akı, stator akı, hava aralığı akı eksenine sabitlenebilir. Şekil 1'de gösterildiği gibi senkron (e) ve duran çatı (α-β) arasındaki dönüşüm aşağıdaki gibi gösterilebilir [6,16]:



Şekil 1: İki referans eksen takımı arasındaki dönüşüm

Koordinat sistemleri ve referans eksen takımlarının alternatif akım motorlarının denetimi için dönüştürülmesi şekil 2'de gösterildiği gibi özetlenebilir. Şekil 2'de görüldüğü üzere denetim tarafındaki değişkenlerin senkron eksen takımından duran eksen takımına dönüştürülmesi gerekmektedir. Tersi durumda ise ölçülen 3 fazlı büyüklüklerin duran α-β eksenine daha sonra ise DA nicelik olarak senkron eksen takımına dönüştürülerek denetim algoritmasına geri beslenmelidir[16].



Şekil 2: Eksen takımları ve koordinat sistemlerinin asenkron motorun denetimi için dönüştürülmesinin gösterimi

Genel bir referans eksen takımına göre asenkron motorun stator ve rotor denklemleri sırasıyla denklem 1 ve 2'deki gibidir [16].

$$V_s^g = i_s^g R_s + j\omega_g \psi_s^g + p\psi_s^g \quad (1)$$

$$0 = i_r^g R_r + j(\omega_g - \omega_r)\psi_r^g + p\psi_r^g \quad (2)$$

Stator ve rotor akı denklemi ise denklem 3 ve 4'teki gibi ifade edilirse,

$$\psi_s^g = L_s i_s^g + L_m i_r^g \quad (3)$$

$$\psi_r^g = L_m i_s^g + L_r i_r^g \quad (4)$$

"g" harfi ile ifade edilen bir genel referans eksen takımını ifade etmektedir. Denklem 3 ve 4´teki rotor akım ve stator akı durum değişkenleri ile gösterilen akı ve akım fonksiyonlarını türetirilirsek;

$$\psi_s^g = \sigma L_s i_s^g + \frac{L_m}{L_r}\psi_r^g \quad (5)$$

$$i_r^g = \frac{1}{L_r}\left(\psi_r^g - L_m i_s^g\right) \quad (6)$$

Buradan;

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$$

Rotor eksen takımında, asenkron motorların dinamik modeli aşağıdaki gibi bulunur:

$$p\psi_r^r = \left[R_r\left(\frac{L_m}{L_r}\right)\right] i_s^r + \left[-j\omega_s - \left(\frac{R_r}{L_r}\right)\right]\psi_r^r \quad (7)$$

Akı denklemi (7) gerilim denklemine uygulandığında;

$$p\psi_r^r = \left(\frac{L_m}{\tau_r}\right) i_s^r + \left[-j\omega_s - \left(\frac{1}{\tau_r}\right)\right]\psi_r^r \quad (8)$$

Durum değişkenleri ile gösterilen motor modelinde rotor akısı alan yönlendirmesi için [6,16];

$$\psi_r^r = \psi_{dr}^r + j\psi_{qr}^r = \psi_{dr}^r \text{ ve } \psi_{qr}^r = 0 \quad (9)$$

Benzer şekilde, stator akımının d-ekseni bileşeni aşağıdaki şekilde türetilebilir [16]:

$$i_{ds}^r = (1 + \tau_r p)\frac{\psi_{dr}^r}{L_m} \quad (10)$$

Burada; r**,** rotor akısı eksen takımı, ψ_s, ψ_r stator ve rotor akısını, d-q ise d ve q ekseni bileşenini, R_s, R_r stator ve rotor direncini, L_s, L_r, L_m stator, rotor ve ortak endüstansı, $\dot{I}_s$, $\dot{I}_r$ stator ve rotor akımını, p diferansiyel operatörü, ω_s kayma frekansını, τ_r rotor zaman sabitini, σ toplam sızıntı faktörünü ve V_s'de stator gerilimini ifade etmektedir. Rotor alan yönlendirmesi için rotor akısının d-ekseni ile çakıştırılması gerekir. Bu ise senkron hız hesaplanarak bulunabilir. Senkron hız ise, hesaplanan kayma hızı ile ölçülen/tahmin edilen mil hızının toplamıyla bulunur. Gerilim-denetimli gerilim beslemeli bir evirici için gerilim komutunun da hesaplanması gerekir. Dolayısıyla, kayma frekansı, gerilim dekuplajı ve mıknatıslanma akımı hesaplamaları da bir rotor alan-yönlendirmeli denetim için gerekli hesaplamalardır[16].

2.2. Doğrudan Moment Denetim Yöntemi

DMD yöntemi son yıllarda asenkron motor sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. DMD yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamasının yanında motor parametrelerinin değişmesine karşı akım denetleyici kullanmadan bile oldukça dayanıklıdır. Ayrıca DMD yöntemi sadece iki adet histerezis bant denetleyici ve en uygun gerilim vektörünün seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleşebilmektedir. İki seviyeli histerezis bant stator akı denetimi ve üç seviyeli histerezis bant ise moment denetimi için kullanılmaktadır. DMD yöntemi özellikle düşük hızlarda, moment ve akı dalgalanmaları, stator direncindeki değişim ve akı düşüşü gibi sorunlara sahiptir. DMD yöntemi uygulanan asenkron motorun moment denklemi aşağıda verilmiştir[9-15]:

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{L_s}\frac{L_m}{L_r}\left|\overline{\psi_r}\right|\left|\overline{\psi_s}\right|\sin\alpha \qquad (11)$$

Burada, α rotor ve stator akı vektörleri arasındaki açıyı, ψ_r ve ψ_s rotor ve stator akısını, P çift kutup sayısını, L_s, L_r, L_m stator, rotor ve ortak endüstansı ifade etmektedir. Denklem 11'de görüldüğü gibi asenkron motor tarafından üretilen momentin değeri, stator ve rotor akı vektörleri arasındaki açıya, stator ve rotor akı değerlerine bağlıdır. Denklem 12'de asenkron motorun stator gerilimi verilmiştir.

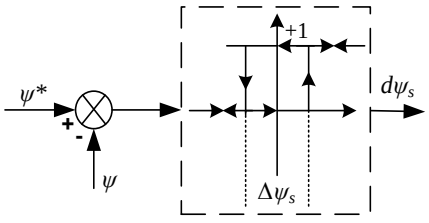
$$\overline{V_s} = \frac{d\psi_s}{dt} + \overline{i_s}R_s \qquad (12)$$

$$\overline{\psi_s} = \int(\overline{V_s} - R_s\overline{I_s}) \qquad (13)$$

Stator sargı direnci üzerindeki omik gerilim düşümü ihmal edilirse bu durumda denklem 14 elde edilir[13-14].

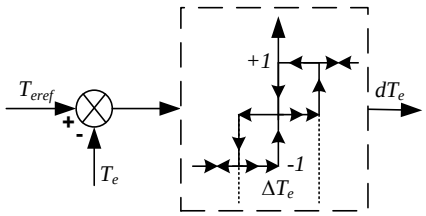
$$\overline{\psi_s} = \int \overline{V_s}\,dt \qquad (14)$$

Denklem 14'te görüldüğü gibi stator akı vektörü, stator geriliminin integralidir ve bu gerilim vektörünün şiddeti ve yönü doğrultusunda hareket eder. Şekil 3 ve 4'te akı ve moment için kullanılan histeresiz karşılaştırıcılar verilmiştir. Bu histerezis bloklarında akı ve moment bant genişlikleri tanımlanır. Bu bant genişlikleri ile akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans değerlerinden sapma miktarı belirlenir.



Şekil 3: İki seviyeli akı histerezis bant denetiminin blok diyagramı

Histerezis blokların çıkış bilgisi ve stator akısının konum bilgisi sayesinde, tablo 1'de verilen anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır. Bu şekilde akı ve moment denetimi yapılmış olur.

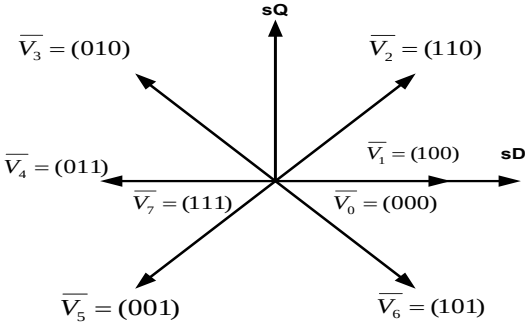


Şekil 4: Üç seviyeli moment histerezis bant denetiminin blok diyagramı

Tablo 1: Optimum anahtarlama tablosu

$d\psi_s$	dT_e	S1	S2	S3	S4	S5	S6
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
0	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Şekil 5'te ise gerilim vektörleri verilmiştir. Akıda bir artma gerekli ise $d\psi_s$=1, azalma gerekiyorsa $d\psi_s$=0 kabul edilir. Momentte bir artma gerekli ise dT_e =1, azalma gerekli ise dT_e=-1, bir değişiklik gerekmiyorsa dT_e=0 kabul edilir.



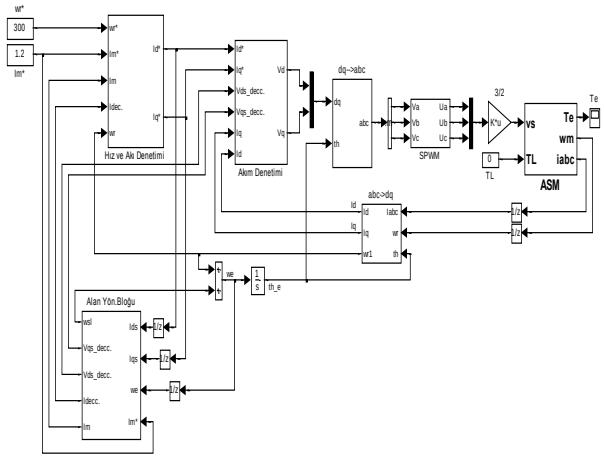
Şekil 5: Gerilim vektörleri

3. Benzetim Çalışması Sonuçları

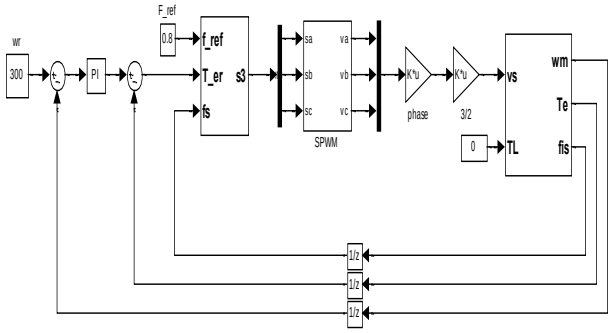
Bu bölümde asenkron motorun rotor alan yönlendirmeli denetimi ve DMD için benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir. Her iki denetim yapısının benzetim çalışmasında MATLAB/Simulink blokları kullanılmıştır. Çalışmada kullanılan motorun paramtreleri ise; Ts=5e-5, Umax=520 V, Rr=4.49Ω, Ls=0.59999 H, Lr=0.59999 H, Lm=0.5787 H'dir.

Rotor alan yönlendirmeli denetim için hazırlanan benzetim modeli, hız-akı denetimi, alan yönlendirme, akım denetimi, Park-Clarke ve ters Park-Clarke dönüşümü, hız denetiminin gerçekleşmesi için gerekli olan farklı frekanslarda gerilim üreten sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (DGM) ve evirici ile asenkron motorun modellendiği ana bloklardan oluşmaktadır. Bu amaçla şekil 6'da verilen denetim yapısında alan yönlendirme bloğunda rotor alan yönlendirmesi

sağlanmıştır. Rotor alan yönlendirme bloğunun içi, bölüm 2'deki rotor alan yönlendirme kısmında verilen denklemleri içermektedir. Bu bloğun stator geriliminin denetimini sağlamak için d-ekseni ve q-ekseni bileşenleri arasındaki kenetleme terimleri simulink blokları yardımı ile hesaplanmıştır.



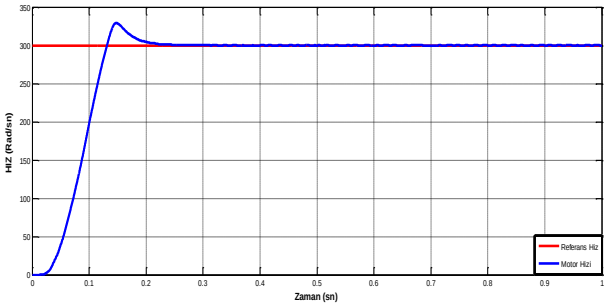
Şekil 6: Asenkron motorun rotor alan yönlendirmeli denetimine ilişkin MATLAB/Simulink modeli



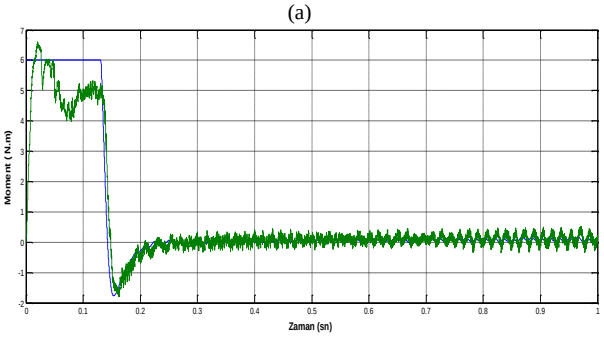
Şekil 7: DMD'li asenkron motorun MATLAB/Simulink modeli

DMD için hazırlanan benzetim modeli şekil 7'de gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi benzetim modeli, hız denetleyici, anahtarlama tablosu, akım-gerilim ölçümleri, evirici ve asenkron motor modelinden oluşmaktadır. Asenkron motorun modellenmesinde d-q modeli kullanılmıştır. DMD yönteminde stator akımı, gerilimi ve stator direnci yardımı sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılarak, referans akı ve moment değerleriyle karşılaştırılır. Elde edilen bu akı ve moment hataları histerezis bloklara uygulanır. Bu histerezis bloklarda akı ve moment bant genişlikleri tanımlanır. Bu bant genişlikleri ile akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans değerlerinden sapma miktarı belirlenir. Histerezis blokların çıkış bilgisi ve stator akısının konum bilgisi sayesinde, anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır. Bu şekilde akı ve moment denetimi yapılmış olur.

Rotor alan yönlendirmesi ve DMD yöntemi kullanılarak asenkron motorun hız denetim başarımının incelenebilmesi için değişik hız referansları ve bozucu giriş olarak ise anma değerinde yük momenti uygulanmıştır. Şekil 8 ve 9 (a)'da motor yüksüz durumda iken motorun sabit 300 rad/sn'lik referans hızı izleme başarımı gösterilmiştir. Şekillerden görüldüğü gibi, motor hızı yaklaşık %5 lik bir aşma ile sürekli durum hatası olmaksızın referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 8 ve 9 (b)'deki moment grafiklerine dikkat edilirse, motorun sadece referans hıza ulaşma süresi içinde yüksek değerde moment ürettiği bunun dışında sürekli durumda sadece kayıpları karşılayacak kadar bir moment ürettiği görülmektedir.

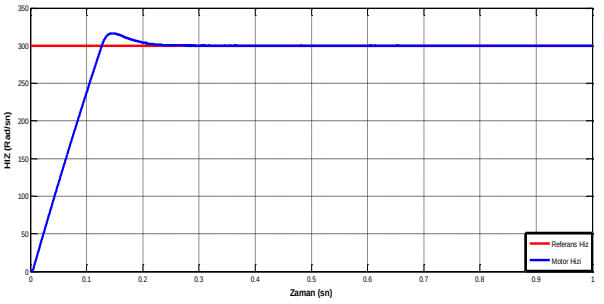


(a)

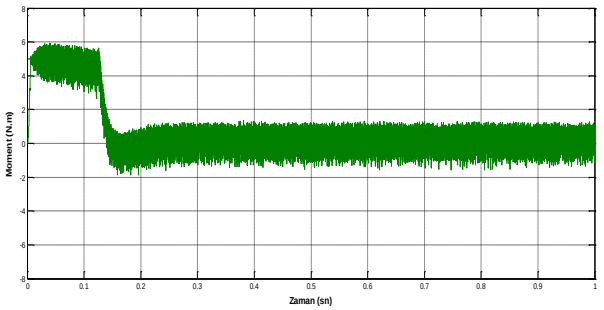


(b)

Şekil 8: Vektör denetimi için 300 rad/sn basamak hızda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı



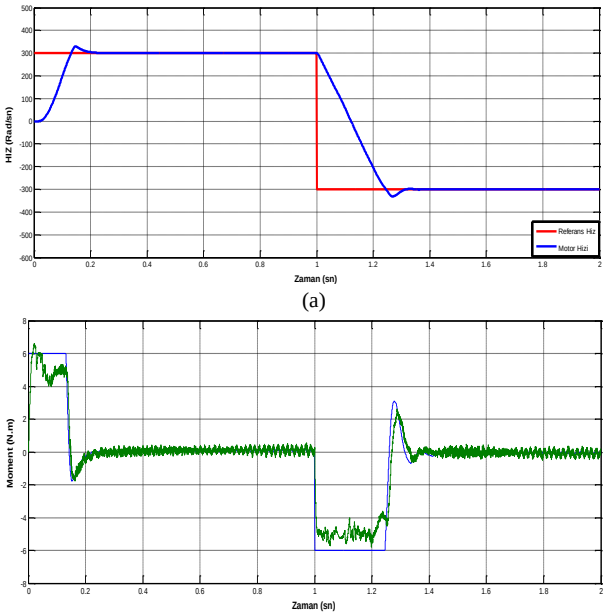
(a)



(b)

Şekil 9: DMD için 300 rad/sn basamak hızda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı

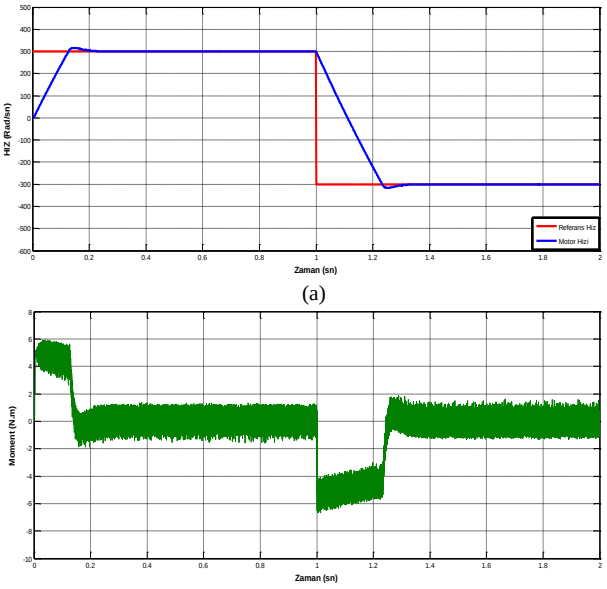
Şekil 10 ve 11'de motor yüksüz durumda iken motor hızının ±300 rad/sn'lik değişik sabit referans hızları izleme başarımı gösterilmiştir. Şekil 10 ve 11 (a)'da motor hızı ve referans hızın değişimleri verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi motor hızı arzu edilen referans hızı başarılı bir şekilde izlemektedir. Şekil 10 ve 11 (b)'de ise moment değişimi görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi motorun sadece verilen referans hıza ulaşma süresi içerisinde yüksek akımlar çektiği görülmektedir. Referans hız -300 rad/sn'ye düşürülmesi sırasında motor bu yavaşlamayı gerçekleştirebilmek için negatif moment üretmiştir. Motor sürekli durumda ise sadece kayıpları karşılayacak kadar moment ürettiği görülmektedir.



(a)

(b)

Şekil 10: Vektör denetimi için sabit basamak hızlarda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı

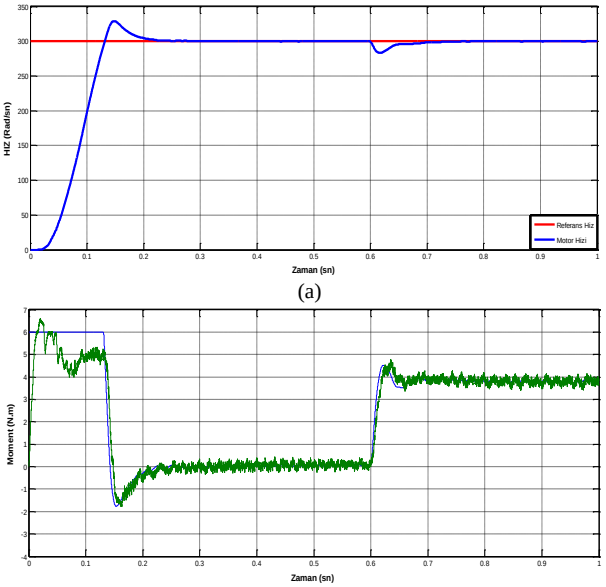


(a)

(b)

Şekil 11: DMD için sabit basamak hızlarda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı

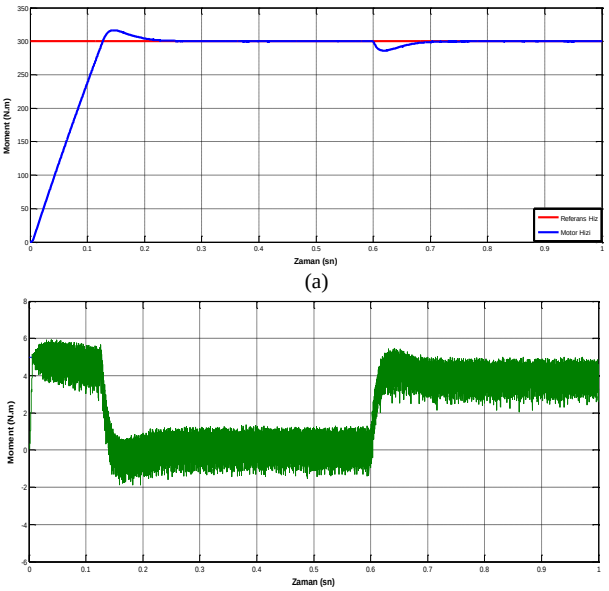
Şekil 12 ve 13'te motor hızı 300 rad/sn sabit hızlıdır ve başlangıçta yüksüz durumdadır. t=0.6 sn'den itibaren motora 3,72 N.m'lik yük bindirilmektedir. Şekil 12 ve 13 (a)'da motora yük bindirildiği andan itibaren motor hızı yaklaşık olarak %4 düşmüş ve çok kısa sürede toparlanarak sürekli durum hatası olmadan referans hızı izlediği görülmektedir. Şekil 12 ve 13 (b)'de ise moment değişimi görülmektedir. Şekillerden de görüldüğü gibi motor yük bindirilmeden sadece kayıpları karşılamak için moment üretmektedir. Yük bindirildikten sonra ise yükü ve kayıpları karşılayacak bir moment üretmiştir.



(a)

(b)

Şekil 12: Vektör denetimi için sabit hızda ve t=0.6 sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı



(a)

(b)

Şekil 13: DMD için sabit hızda ve t=0.6 sn'den itibaren 3.72 N.m yüklü durumda elde edilen sonuçlar a) Hız b) Moment cevabı

4. Sonuçlar

Bu çalışmada asenkron motorların hız denetim yöntemlerinden olan vektör denetim yöntemi ve DMD yöntemi Matlab/Simulink programı yardımıyla oluşturulmuş ve her iki denetim yönteminin sadece hız ve moment cevapları alınmış ve karşılaştırılmıştır. Vektör denetimi ve DMD yönteminin yapılışları farklıdır ama her iki denetim yönteminin de amaçları aynıdır. Her iki denetim yönteminde de amaç; motoru, motor ve yük parametrelerinden etkilenmeden denetlemektir. Vektör denetiminde, hareketli eksen dönüşümlerine ihtiyaç vardır. Bunun içinde dönüşümler uzun zaman almaktadır. Doğrudan moment denetiminde ise dönüşümler durağan eksen takımına göre yapıldığı için hesaplamalar daha az zaman almaktadır. Her iki denetim yönteminin başarımında, ölçülen/tahmin edilen veya hesaplanan parametrelerin önemli etkisi vardır. Çalışmada Vektör denetim ve DMD yöntemlerinin her ikisinde de benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar ışığında yüksek hız ve moment cevabı elde etmenin mümkün olduğu anlaşılmaktadır. Denetim yöntemlerinin her ikisinde de akım ve moment dalgalanmaları mevcuttur. Fakat DMD yönteminin en büyük dezavantajı olan moment dalgalanmaları daha fazladır.

Kaynakça

[1] Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., "Asenkron Makinalar ve Kontrolü", Birsen Yayınevi, İstanbul, 2003.

[2] Çolak, İ., "Asenkron Motorlar", Nobel Yayın Dağıtım, Ankara, 141-159, 2001.

[3] Gökkaya, M., Oğuz, N., "Alternatif Akım Makineleri 1. basım.", Şenyuva basım Sanayi, Ankara, 84-85 (1974).

[4] Bose, B. K., Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice-Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.

[5] Boldea, I., Nasar, S.A., Vector Control of AC Drives, CRC Pres, New York, 1992.

[6] G. R. Slemon, "Modeling of induction machines for electric drives," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 25, pp. 1126–1131, Nov./Dec. 1989.

[7] F.Blaschke., "The principle of field orientation as applied to the new Transvector closed loop control system for rotating field machines," Siemens Rev., vol. 34, pp. 217–220, 1972.

[8] Takahashi, I. and Noguchi, T., "A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-22, No.5, 820-827, 1986.

[9] Bakan, A.F., 2002. Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Geliştirilmesi, Doktora Tezi, Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[10] K.S. Narendra ve K. Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks," IEEE Trans. on Neural Networks, Cilt: 1, No: 1, s:4-27, 1990.

[11] Dandıl B., Gökbulut M., "Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Bulanık Sinir Ağı Denetleyici ile Dayanıklı Hız Denetimi", F. Ü. Fen ve Mühendislik Bilimleri Dergisi, 16(4), 725-734, 2004.

[12] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines using Space Vector Modulation," in IEEE Transactions on Industry Applications. Volume: 28, Issue: 5, pp. 1045-1053, 1992.

[13] R. Toufouti and H. Benalla, "Direct torque control for induction motor using fuzzy logic," in ACSE Journal. Volume: 6, Issue: 2, pp.19-26, 2006.

[14] M. P. Kazmierkowski and A. B. Kasprowicz, "Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 42, pp. 344–350, Aug. 1995.

[15] J.Kang, and S.Sul., "Analysis an prediction of inverter switching frequency in DTC of induction machine based on hysteresis bands and Machine parameters",İEEE trans.on Industrial electronics,Vol.48,Num.3, 2001.

[16] Y. S. Lai, " Machine Modeling and Universal Controller for Vector Controlled Induction Motor Drives," in Proc. IEEE Trans.energy con.,Vol.18,No.1,March, 2003.

Sıvı Sıcaklık Denetiminde PSO Tabanlı PID Denetleyicinin Başarımının İncelenmesi

Hakan Açıkgöz[1], Ahmet Gani[2], Ö. Fatih Keçecioğlu[2], Mustafa Şekkeli[2]

[1]Elektrik ve Enerji Bölümü
Kilis 7 Aralık Üniversitesi
hakanacikgoz@kilis.edu.tr

[2]Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi
agani@ksu.edu.tr, fkececioglu@ksu.edu.tr, msekkeli@ksu.edu.tr

Özetçe

Endüstriyel tesislerde su ve benzeri likitlerin doldurulduğu depolarda sıvı sıcaklık denetiminin doğru bir şekilde yapılması gerekmektedir. Birçok endüstriyel tesiste sıvı sıcaklık denetimi sistem düzeninin en önemli parçasıdır. Bu tesisler için bazı durumlarda sıvı sıcaklığının optimum denetiminin yapılmaması maddi ve manevi zararlara yol açabilir. Günümüzde biyolojik sistemlerden esinlenilmiş birçok hesaplama tekniği bulunmaktadır. Bu tekniklerden biri de kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek ortaya çıkarılmış bir yöntem olan Parçacık Sürüsü Optimizasyon (PSO) algoritmasıdır. Bu çalışmada bir sıvı tankının içindeki sıvının sıcaklık denetimi PSO ve Ziegler-Nichols (ZN) tabanlı PID denetleyici ile ayrı ayrı gerçekleştirilmiş ve dinamik performans karşılaştırması yapılmıştır.

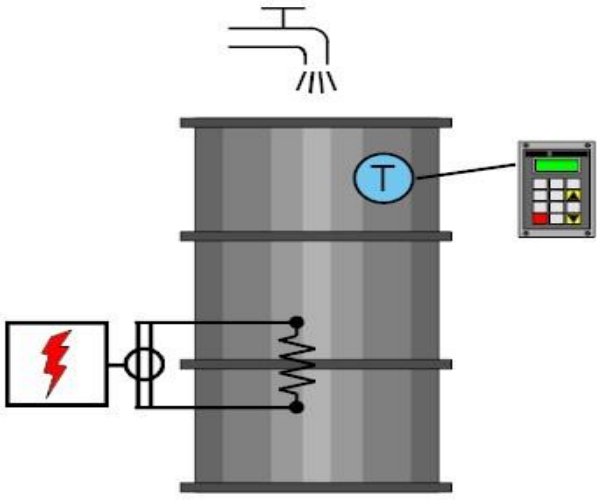
1. Giriş

Günümüz imalat sanayinde kullanılan makinelerin hızlı çalışmaları, üretimin artması bakımından önemlidir. Üretimde insan faktörünün en aza indirilmesi, üretimin kalitesi ve üretimin eşdeğerliği bakımından önem arz etmektedir. Bunu gerçekleştirecek sistemlere otomasyon sistemleri adı verilmektedir [1-2]. Son yıllarda teknolojik ilerlemelerle birlikte endüstride denetim gerektiren her alanda hızlı bir ilerleme kaydedilmiştir. Bu amaçla birçok araştırmacı tarafından çeşitli uygulama ve denetim teknikleri geliştirilmiştir. Endüstride su ve benzeri likitlerin doldurulduğu tanklarda sıcaklık denetiminin doğru ve etkin bir şekilde yapılması gerekmektedir [3-4]. Bilindiği gibi PID denetleyici, endüstriyel denetim süreçleri içerisinde yaygın olarak kullanılan denetleyicidir. Bu nedenle bu denetim işlemi sırasında sistem için en uygun kazanç parametrelerinin belirlenmesi önem kazanmaktadır. Klasik yöntemlerden olan ZN yöntemi bu kazanç parametrelerinin belirlenmesinde oldukça sık olarak kullanılmaktadır [5]. Fakat bu yöntemde, verilen denetim sistemi için en büyük kazanç değerinin belirlenmesi veya salınım periyodunun bulunması gibi bazı sorunlar mevcuttur [5]. Bu nedenle PID denetleyicinin Kp, Ki ve Kd kazanç parametrelerinin daha hızlı ve kolay bir şekilde belirlenmesi için birçok optimal denetim yöntemi geliştirilmiştir [6-10]. Bu yöntemlerden olan genetik algoritmalar (GA), Yapay Arı Kolonisi (ABC), Karınca Kolonisi Optimizasyonu (ACO), Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO) ve Doğrusal Karesel Düzenleyici (LQR) gibi çeşitli optimizasyon yöntemleri kullanılarak en uygun PID denetleyici tasarlanmıştır[6-11].

Bu çalışmada optimal denetim yöntemlerinden olan PSO, geliştirilen sistem için en uygun PID kazanç parametrelerinin belirlenmesi amacıyla kullanılmıştır. Öncelikle PID denetleyicinin kazanç parametreleri klasik metot olan ZN metodu ile ayarlanarak sisteme uygulanmıştır. Daha sonra PSO ile en uygun PID kazanç parametrelerinin bulunması amaçlanmıştır. Çalışmanın ikinci bölümünde sıvı sıcaklık denetim sisteminin modeli incelenmiş ve gerekli denklemler verilmiştir. Üçüncü bölümde ise ZN ve PSO yöntemleri hakkında bilgi verilmiştir. Dördüncü bölümde her iki yöntemden elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Sonuçlar kısmı ise son bölümde verilmiştir.

2. Sıvı Sıcaklık Denetim Sistemi

Isı transferi (geçişi), sıcaklık farkından dolayı ortaya çıkan bir fiziksel mekanizmadır. Doğada ısı akışı yüksek sıcaklıktan alçak sıcaklığa doğru gerçekleşmektedir. Isı bir noktadan diğer bir noktaya üç farklı mekanizma ile transfer edilebilir: iletim, taşınım ve ışınım gibi. Buradaki uygulamada söz konusu ısı geçiş türlerinden iletim ve taşınım bir arada bulunmaktadır. Burada iletim ve taşınım ile çevreye ısı kaybı olmakta ve bir rezistans vasıtasıyla bu kayıp karşılanarak sistemin sıcaklığı sabit tutulmaktadır[12-13]. Şekil 1'de bu sisteme ait mekanizma verilmiştir:



Şekil 1: Sıvı sıcaklık sistemi

Enerjinin korunumu (Termodinamiğin I. Kanunu) gereğince [8];

Sistemin Enerjisindeki Değişim = Giren Enerji – Çıkan Enerji + Üretilen Enerji

$$\Delta E_{sis} = E_g - E_ç + E_ü \quad (1)$$

Sistemin sıcaklığı sabit kabul edildiğinde sistemin enerjisindeki değişim sıfır olacağından ve sistemde enerji üretimi olmadığından enerjinin korunumu denklemi aşağıdaki şekli alır;

$$E_g = E_ç \quad (2)$$

Bu denklemi sisteme uygularsak Sisteme Giren Elektrik Enerjisi = Sıvının Isıtılması İçin Gerekli Olan Isı Enerjisi + Sistemden Çevreye Olan Isı Enerjisi

$$E_e = Q_s + Q_k \quad (3)$$

Sıvının ısıtılması için gerekli olan ısı enerjisi aşağıdaki şekilde hesaplanabilir;

$$Q_s = m \times C \times \frac{dT}{dt} \quad (4)$$

Burada *m* sıvının kütlesi, *C* sıvının özgül ısısı ve Dt/dt zamana bağlı sıcaklık farkını göstermektedir. Sistemden çevreye olan ısı enerjisi iletim ve taşınım toplamı olarak şu şekilde hesaplanır [12-15];

$$Q_k = U \times \frac{dT}{dt} \quad (5)$$

Burada *U* karma ısı transfer katsayısı, DT/dt zamana bağlı sıcaklık farkını göstermektedir.*U* karma ısı transfer katsayısı takip eden denklemle hesaplanır;

$$U = \frac{1}{\frac{1}{(2\pi r_1 H)h_i} + \frac{\ln\left(r_2/r_1\right)}{(2\pi H)k} + \frac{1}{(2\pi r_2 H)h_d}} \quad (6)$$

Burada h_i ve h_d sırasıyla iç ve dış ısı taşınım katsayısı, *k* ısı iletim katsayısı, r_1 ve r_2 sırasıyla tankın iç ve dış yarı çapı, ve *H* ise tankın boyunu göstermektedir. Sonuç olarak enerjinin korunumu denklemi yazarsak;

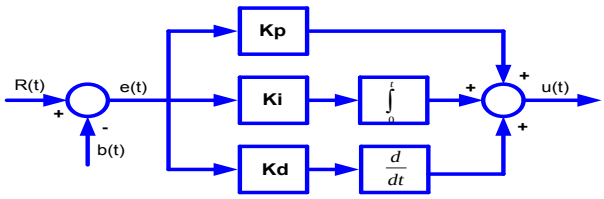
$$E_e = (m \times C)\frac{dT}{dt} + \left(\frac{1}{\frac{1}{(2\pi r_1 H)h_i} + \frac{\ln\left(r_2/r_1\right)}{(2\pi H)k} + \frac{1}{(2\pi r_2 H)h_d}} \right) \frac{dT}{dt} \quad (7)$$

bağıntısı elde edilmiş olur [12-15]. Burada tankın boyutları r_1=0.5m, r_2=0.5m ve tankın boyu H=2 metre, tankın cidar kalınlığı L=10mm, iç ve dış ısı taşınım katsayısı h_i=2800W/m^{2}K, h_d=2800W/m^{2}K, ısı iletim katsayısı k=50W/mK alınmıştır.

3. PID Denetleyici

PID denetleyiciler dayanıklı performans ve basit yapıları nedeniyle denetim sistemlerinde en sık kullanılan denetleyicilerdir. PID denetleyiciyi oluşturan oransal (P), integral (I), türev (D) kazançlarının her biri sistemin çalışmasına çeşitli şekillerde etki etmektedir. PID denetleyiciyi oluşturan kısımların her biri birer katsayı ile yönetilirler. Bu katsayılar her sistem için ayrı değerler almaktadırlar. Şekil 2'de PID denetleyicinin içyapısına ait blok diyagramı verilmiştir. PID denetleyicinin çıkışı ise denklem 8'deki gibi ifade edilebilir [5,15].

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t)dt + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (8)$$



Şekil 2: PID denetleyici blok diyagramı

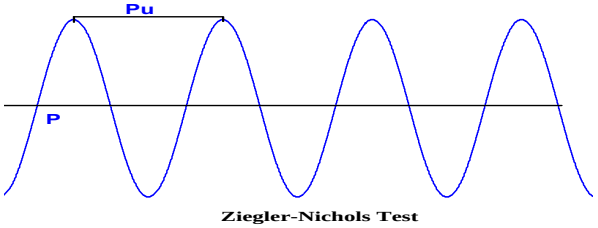
Tablo 1'de ise PID kazanç değerlerinin sistemi nasıl etkilediği görülmektedir.

Tablo 1: P.I ve D ayarlarının bağımsız olarak etkileri

	Yükselme Zamanı	Aşım	Yerleşme zamanı	Sürekli durum hatası
Kp	Azalır	Artar	Az artar	Azalır
Ki	Az artar	Artar	Artar	Çok azalır
Kd	Az değişir	Azalır	Azalır	Önemsiz

3.1. Ziegler-Nichols Yöntemi

Kapalı çevrimli bir sistemin PID kazanç parametreleri ZN yöntemiyle belirlenirken PID denetleyicinin I ve D katsayıları 0 yapılır. P sistem osilasyona gidene kadar yavaş yavaş arttırılır. Elde edilen kazanç değeri Ku olarak ifade edilir. Bu durumda iki tepe arasındaki değer ise Pu değerini ifade etmektedir. Ku ve Pu değerlerini şekil 3'te gösterilen osilasyon dalgası üzerinde belirtilmiştir [5]. PID katsayılarının belirlenmesi tablo 2'ye göre gerçekleştirilir.



Şekil 3: Sistemin osilasyona girdiği andaki cevabı

Tablo 2: ZN metodu için P, I ve D parametrelerinin hesaplanması

Denetleyici	Kp	Ki	Kd
P	Ku/2	-	-
PI	Ku/2.2	Pu/1.2	-
PID	Ku/1.7	Pu/2	Pu/8

3.2. Parçacık Sürüsü Optimizasyonu (PSO)

Doğadaki sistemlerin ve canlıların davranışlarından esinlenerek ortaya konulmuş olan PSO 1995 yılında kuş sürülerinin davranışlarından esinlenerek J. Kennedy ve R.C. Ebarhart tarafından geliştirilmiş popülasyon tabanlı bir optimizasyon tekniğidir [11]. PSO birçok mühendislik problemlerinin çözümünde yaygın olarak kullanılmaktadır [11,16-17]. PSO algoritması genetik algoritmada olduğu gibi rastgele çözümlerle başlar ve fonksiyon sürekli güncellenerek optimum değer bulunmaya çalışır. Ancak PSO'nun yapısında çaprazlama ve mutasyon işlemleri bulunmamaktadır. Bundan dolayı uygulaması daha kolay ve pratiktir. PSO yapısında birer pozisyon ve hız vektörüne sahip parçacık denilen olası çözümler yer almaktadır. Parçacıklar geçen sürede en iyi sonucu elde eden parçacığın bilgilerinden faydalanarak çözüm uzayında dolaşırlar [17-20]. PSO algoritmasında parçacık olarak adlandırılan her bir kuş arama uzayında bir çözümü ifade eder. Bir parçacığın bulunduğu koordinatlara ve hızına göre kuşun yiyeceğe olan uzaklığını belirten bir fonksiyon belirlenir ve bu fonksiyon çözüme olan yakınlığı ifade eder [20-27]. PSO algoritması arama uzayında tüm parçacıkların rastgele bir konum almasıyla başlar ve her adımda komşularının en iyi koordinatlarına ve kendi en iyi koordinatlarına göre parçacıkların pozisyonları güncellenir. En iyi sonucu bulmak için arama işlemi bu şekilde devam eder. Bunun için parçacıkların geçen sürede elde ettikleri en iyi sonuçlar ve bu sonuçların koordinatları saklanmalıdır [17,19]. Parçacıklar reel değerli rastgele olarak üretilmiş n boyutlu arama uzayında hareket ederler. Durum uzayında her bir parçacığın V_{ij}, hız vektörü ve X_{ij}, pozisyon vektörlerine sahiptirler. Burada i parçacığı j ise boyutu belirtmektedir. Ayrıca parçacıklar o zamana kadar elde edilen kendi en iyi pozisyonu (P_{best}) ile tüm parçacıklar tarafından elde edilen global en iyi pozisyon (G_{best}) vektörlerini bir sonraki durum için saklarlar. Herhangi bir durumda i. Parçacığa ait P_{best} vektörü denklem (9)'da gösterilmiştir[19-27]:

$$P_{best} =[P_{i1},P_{i2},\ldots\ldots,P_{in}] \quad (9)$$

G_{best} vektörü tüm parçacıklar için aynıdır ve denklem (10)'da gösterilmiştir.

$$G_{best}=[G_1,G_2,\ldots\ldots\ldots\ldots,G_n] \quad (10)$$

Sürüdeki parçacıklara ait hız (V_{ij}) ve konum matrisleri de (X_{ij}) denklem (11) ve (12)'de gösterilmiştir.

$$X_{ij}=[X_{i1},X_{i2},\ldots\ldots\ldots X_{in}] \quad (11)$$

$$Vij=[Vi1,Vi2,\ldots\ldots.Vin] \quad (12)$$

Parçacıkların V(t) hız değerleri her adımda denklem (13)'deki formül ile $V_{(t+1)}$'i elde etmek için güncellenir.

$$V_{i,j(t+1)}=w*V_{ij(t)}+c_1r_1*[P_{besti,j}(t)-x_{ij}(t)]+c_2r_2*[G_{best}(t)-x_{ij}(t)] \quad (13)$$

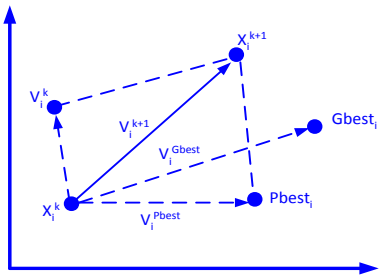
Denklem (13)'deki c_1 ve c_2 genellikle [0-2] aralığında seçilen hızlandırma katsayılarıdır. Aynı şekilde r_1 ve r_2'de [0-1] aralığında rastgele üretilen düzgün dağıtılmış sayılardır. w ise atalet ağırlığını göstermektedir[17-25].

$$W=W_1 - W_2.(\text{Maxiter} - \text{İter})/\text{Maxiter} + W_2 \quad (14)$$

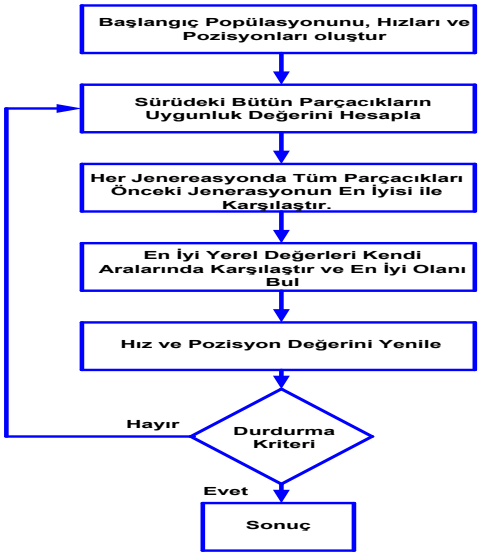
Burada, W_1 sabit başlangıç W_2 ise bitiş değerleridir. Aynı şekilde denklem (14) eşitliğinden yararlanarak parçacığın önceki pozisyon değerine yeni hız değeri eklenerek parçacığın yeni konumu belirlenir.

$$X_{i,j(t+1)}=X_{i,j(t)} + V_{i,j(t+1)} \quad (15)$$

Denklem (15)'deki formül içeriğinde bir önceki adımın hız bilgisini, parçacığın en iyi pozisyonu ile bir önceki adımın konumu arasındaki farktan oluşan idrak kısmı ve bütün parçacıkların elde ettiği en iyi konum ile parçacığın bir önceki adımdaki konumu arasındaki farktan oluşan sosyal kısımları içerir [19-27]. PSO'da parçacıklar çoklu arama uzayında iterasyon tamamlanana kadar pozisyonlarını değiştirirler. PSO'da arama uzayındaki değişimler şekil 4'te gösterilmiştir. Geliştirilen PSO akış diyagramı ise şekil 5'te verilmiştir. Bu



Şekil 4: PSO parametrelerinin vektör olarak gösterilmesi



Şekil 5: PSO akış şeması

Denetleyicinin performansını belirleyebilmek için hatanın mutlak değerlerinin toplamı (IAE), hatanın zaman ağırlıklı mutlak değerleri toplamı (ITAE), hatanın karelerinin toplamı

(ISE) ve hatanın zaman ağırlıklı karelerinin toplamı (ITSE) gibi birçok değerlendirme kriteri mevcuttur [12-17]. Bu performans kriterleri aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir:

$$IAE = \int_0^\infty |e(t)|dt \quad (16)$$

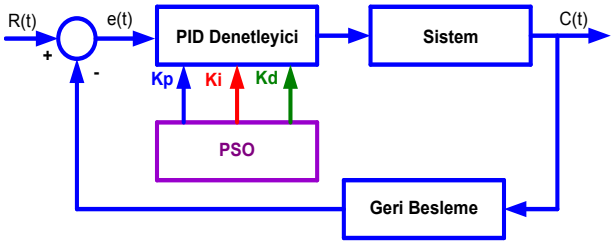
$$ISE = \int_0^\infty e^2(t)dt \quad (17)$$

$$ITAE = \int_0^\infty t|e(t)|dt \quad (18)$$

$$ITSE = \int_0^\infty te^2(t)dt \quad (19)$$

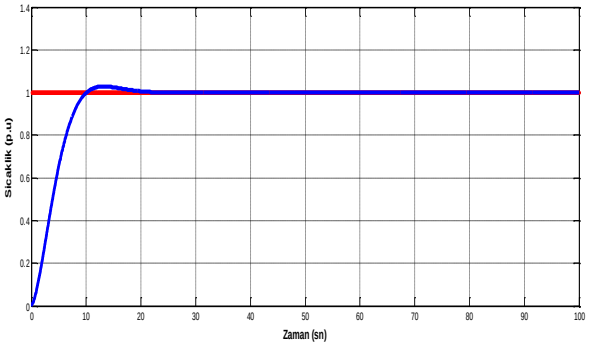
4. Benzetim Çalışması Sonuçları

Şekil 6'da PSO temelli PID denetleyici kullanılarak denetlenen sıvı sıcaklık sistemine ait blok diyagramı verilmiştir.



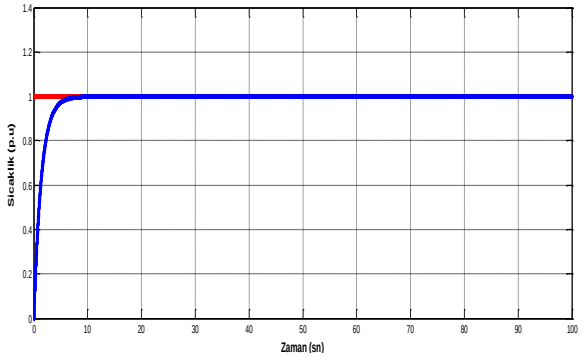
Şekil 6: PSO-PID denetimli sıvı sıcaklık denetimi blok diyagramı

Oluşturulan bu sistem için ilk olarak ZN yöntemi ile PID denetleyicinin kazanç parametreleri bulunmuştur. Bulunan bu değerler daha sonra el ile ayarlanarak daha etkin sonuç verecek kazanç değerleri belirlenmiştir. PSO yöntemi kullanılarak optimal PID kazanç parametreleri belirlenmiş ve sıvı sıcaklık denetim sitemine uygulanmıştır. Bu çalışmada kullanılan PSO parametreleri ise; Popülasyon boyutu: 100, $W_{maksimum} - W_{minimum}$: [0.9 – 0.3], $C_{1\text{-}2}$: 2, K_p [-100 100], K_i [-100 100], K_D [-100 100] olarak alınmıştır. ZN yöntemi ile sistemin PID katsayılarının belirlenmesinden sonra bu değerler kullanılarak yapılan PID denetim çalışması neticesinde birim basamak giriş için elde edilen çıkış cevabı şekil 7'de verilmiştir.



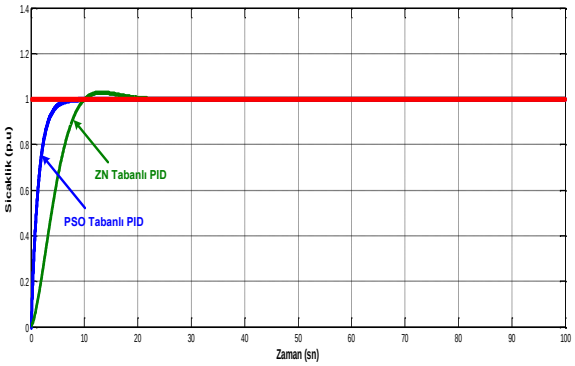
Şekil 7: ZN-PID birim basamak cevabı

PSO yöntemi ile optimal PID denetleyicinin birim basamak giriş için elde edilen çıkış cevabı şekil 8'de verilmiştir.



Şekil 8: PSO-PID birim basamak cevabı

Her iki denetleyicinin birim basamak cevapları karşılaştırmalı olarak şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9: PSO-PID ve ZN-PID denetleyicinin birim basamak cevaplarının karşılaştırılması

Şekil 9'dan görüldüğü gibi ZN temelli PID denetleyici %3.05'lik bir aşma yapmış ve 24.07 sn sonra referansa ulaşarak kararlı duruma geçmiştir. PSO temelli PID denetleyici ise aşma yapmadan ve 9.77 sn'lik yerleşme süresiyle referansı başarı ile yakalamıştır. Ayrıca her iki yöntemden elde edilen yükselme zamanı, yerleşme zamanı ve aşma cevapları tablo 3'te karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 3: ZN- PID ve PSO-PID tabanlı denetim performans parametreleri

Denetleyici	Yükselme Zamanı	Yerleşme Zamanı	Aşma	Kalıcı Durum Hatası
PSO-PID	3.039 sn	9.77 sn	%0	0
ZN-PID	6.51 sn	24.07 sn	%3.05	0

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, PID denetleyicinin parametreleri son yıllarda farklı disiplinlerde yaygın olarak kullanılmaya başlanan ve iteratif bir optimizasyon yöntemi olan PSO ve klasik yöntem olan ZN yöntemi ile ayarlanarak denetlenen sisteme uygulanmıştır. PSO ve ZN yöntemi ile PID kazanç parametreleri Kp, Ki, Kd değerleri hesaplanıp bir tanktaki

sıvının sıcaklığı denetlenerek sistemin birim basamak cevabı incelenmiştir. Denetleyici parametrelerinin PSO ile ayarlanması sonucunda ayar işlemi, algoritmanın diğer evrimsel optimizasyon algoritmalarına göre basitliği, daha az kod satırına ihtiyaç duyması ve daha az iterasyonla sonuca ulaşabilmesi nedeniyle daha kısa sürede gerçekleştirilebilmiştir. Ayrıca bu çalışmada denetleyici performans kriterlerinden ISE kullanılmıştır. Diğer kriterlerde kullanılarak farklı PID kazanç parametreleri belirlenip sisteme uygulanabilir. Sonuç olarak sistemin yükselme zamanı, yerleşme zamanı, aşma ve kalıcı durum hatası gibi değişkenler açısından incelendiğinde PSO temelli PID denetleyicinin daha etkin sonuç verdiği gözlemlenmiştir.

Kaynakça

[1] Mergen Faik, "Elektrik Makineleri Doğru Akım Makineleri " ,Birsen Yayınevi 2006Çolak, İ., "Asenkron Motorlar", Nobel Yayın Dağıtım, Ankara, 141-159 (2001).

[2] Kuo Benjamin C., "Otomatik Denetim Sistemleri", Yedinci Baskı, Prentice Hall 1995.

[3] Gültekin, S.S., "Seviye ve Sıcaklık Denetim Sistem Tasarımı", Selçuk Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu Teknik-Online Dergi, Cilt 6, Sayı 3 ,2007.

[4] Gani A., Keçecioğlu Ö.F., Açıkgöz H., Kuyumcu M.E., "Kapalı Bir Ortamdaki Sıvının Sıcaklık Denetiminde PID Denetleyicinin Performans Analizi", Mühendislik ve Teknoloji Sempozyumu, Çankaya Üniversitesi, 15-16 Mayıs 2014.

[5] J.G. Ziegler, N.B. Nichols, "Optimization Setting for Automatic Controller", Trans. ASME, Vol. 64,pp. 756-769, 1942.

[6] C. Li, J. Lian, "The Application on Immune Genetic Algorithm in PID Parameter Optimization for Level Control System", IEEE International Conference on Automation and Logistics, Jinan, China, pp. 782-786, 2007.

[7] Aydoğdu Ö., "Optimal-Tuning of PID Controller Gains Using Genetic Algorithms", Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 131-135, 2005.

[8] Karaboga, D., Akay B., "Artificial Bee Colony (ABC) Algorithm on Training Artificial Neural Networks", Signal Processing and Communications Applications, 2007. SIU 2007. IEEE 15th.

[9] Gao, W., "Immunized Continuous Ant Colony Algorithm", Control Conference, 2007. CCC 2007. Chinese.

[10] Keçecioğlu Ö.F., Güneş M., Şekkeli, M., "Lineer Kuadratik Regülatör (LKR) ile Hidrolik Türbinin Optimal Kontrolü", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK2013), 26-28 Eylül 2013, Malatya.

[11] Kennedy, J., Eberhart, R." Particle Swarm Optimization", IEEE International Conference on Neural Networks, Perth, Australia, IEEE Servive Center, Piscataway, NJ, 1942-1948, 1995.

[12] Michael J. M., Howard N. S., Daisie D. B., Margaret B. B. 2011 "Principles of Engineering Thermodynamics", 7th edition, John Wiley & Sons Ltd.

[13] Michael J. M., Howard N. S., Daisie D. B., Margaret B. B. 2011. "Principles of Engineering Thermodynamics", 7th edition, John Wiley & Sons Ltd.

[14] Çengel Y. A. 2007 "Heat and mass transfer: a practical approach", 3rd edition. McGraw-Hill.

[15] Çelikel, H. K., "Taşıt Süspansiyon Sistemlerinin Bulanık Mantık Ayarlı PID Denetimi" İstanbul Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi Haziran, 2006 (15-28).

[16] Savaşçı Habeş A., "Yapay Zeka Yöntemleri Kullanılarak PID Denetleyici Parametrelerinin Belirlenmesi", Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi, Mayıs 2008 Kayseri (35-42).

[17] Erdogan, M.E., 2006, "Bir Sistemin Öz Uyarlamalı Bulanık PID Denetleyici İle Denetimi" Yüksek Lisans Tezi, İTÜ. F.B.E., 4-11.

[18] Delice, Y., "Parçacık Sürü Optimizasyonu İle Yapay Sinir Ağlarından Sınıflandırma Kuralı Çıkarımı", Yüksek lisans tezi Erciyes Üniversitesi Sosyal Bilimleri Enstitüsü Kayseri (74-80).

[19] Arumugam, M. S., Chandramohan, A.," A New and Improved Version of Particle Swarm Optimization Algorithm with Global-Local Best Parameters," Knowl Inf Syst, DOI 10.1007/s10115-007-0109-z, 2007

[20] Zhang, J. R., Zhang, J., Lok, T. M., Lyu, M. R.," A Hybrid Particle Swarm Optimization Back-Propagation Algorithm for Feedforward Neural Network Training", Applied Mathematics and Computation, 185, 1026-1037, 2007.

[21] Fan, S. K. S. and Chiu, Y. Y.," A Decreasing Inertia Weight Particle Swarm Optimizer, Engineering Optimization", 39:2, 203 – 228, 2007.

[22] Chen J., Ren Z., Fan X., (2006) Particle Swarm Optimization with Adaptive Mutation and Its Application Research in Tuning of PID Parameters, Systems and Control in Aerospace and Astronautics, ISSCAA 2006 1st International Symposium, Changzhou, China .

[23] Gözde H., Kocaarslan İ., Taplamacıoğlu M.C., Çam E., (2008) İki Bölgeli Güç Sisteminde Parçacık Sürüsü Algoritması İle Yük-Frekans Kontrolü Optimizasyonu, ELECO'08 Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu, (212-216), Bursa, Türkiye.

[24] Kennedy, J., Eberhart, R., (1995) Particle Swarm Optimization, Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks, (pp. 1942-1948), WA, USA.

[25] Kim D. H., Hirota K., (2008) Vector control for loss minimization of induction motor using GA-PSO, Applied Soft Computing, Volume 8, Issue 4.

[26] Tamer S, Karakuzu C, (2006) Parçacık Sürüsü Optimizasyon Algoritması ve Benzetim Örnekleri, ELECO 2006 Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Sempozyumu, Elektronik Bildirileri Kitabı, (302-306), Bursa, Türkiye.

[27] A. Öztürk, S. Alkan, "Parçacık Sürü Optimizasyonu İle Fotovoltaik Sistemlerde Kullanılan Dc-Dc Dönüştürücünün Kontrolü", İleri Teknoloji Bilimleri Dergisi Cilt 2, Sayı 3, 110-120, 2013.

Mekanum Tekerlekli Gezgin Aracın 5 - Eksen Joystick ile Kontrolü

Muharrem Çelebi[1]

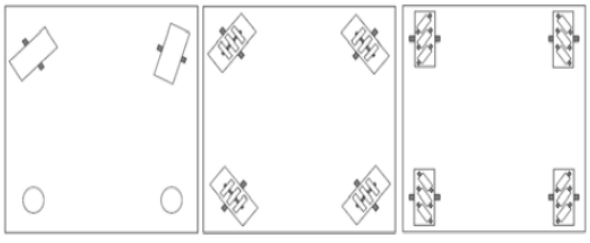
[1]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
muharrem.celebi@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Gezgin robotların araştırma, kontrol, ulaştırma gibi görevlerde kullanımı sürekli olarak önem kazanmaktadır. Çokyönlü (omnidirectional) sürüş, fabrika, depo gibi dar alanlarda araç kontrolü için kullanışlı bir yöntemdir. Mekanum teker ise çokyönlü sürüş tekniklerinden birisidir. Bu tekerler ile ileri, yana ve kendi etrafında olmak üzere üç yönde hareket eş zamanlı olarak sağlanır. İsveçli bir üretici firmanın adından referans alınan Mekanum teker, lastik dişleri gibi silindirlere sahiptir. Bu çalışmada, mecanum tekerlerli ile bir gezgin araç kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrol işlemi için 5-eksenli joystick kumanda konsolu, kablosuz olarak hareket bilgisini gezgin araca iletmektedir. Ayrıca mekanum gezgin aracın kinematiği ve dinamiği ifade edilmiştir. Bu şekilde bir sitemi gerçekleştirmek için mekanik, elektronik ve bilgisayar bilgisine sahip olmak gerekmektedir.

1. Giriş

Tekerlekli araçlar ulaşım ve taşıma için yaygın olarak kullanılmaktadır. Fakat tekerlekli araçların, bazı dezavantajları bulunmaktadır. Eğer çalışma alanı olarak dar alan tercih edilmiş ise bazı zorluklar meydana gelir. Bu gibi dar alanlarda en iyi sürüş tekniği, çok yönlü sürüş tekniğidir. Çok yönlü sürüş ile, uzunlamasına, yanal ve dönme hareketi gibi 3 farklı şekilde hareket gerçekleştirilir. Çok yönlü sürüş kendi için 3 farklı şekilde gerçekleştirilebilir; swerve, holonomik ve mekanum sürüş [1].



Şekil 1: a) Swerve b) Holonomik c) Mekanum [1]

Mobil robot kontrolü otonom veya elle kumanda olmak üzere iki şekilde olabilmektedir. Her iki şekilde de algılayıcılar kullanılarak dış ortamdan algılanan veriler daha önceden mobil robota yüklenen programa bağlı olarak değerlendirilmekte, böylece robotun çeşitli görevleri yapması sağlanmaktadır [2]. Mobil robot kontrolü için elle kumandanın yanında ses ile kontrol de tercih edilen bir yöntemdir [3].

Bu çalışmada Mekanum sürüş tekniği kullanılarak bir gezgin araç 5-eksen joystick ile kablosuz olarak kontrol edilmiştir. Bu uygulama ile mekanum teker kinematiği, XBEE haberleşme protokolü, 5-eksen joystick incelenmiştir. Bahsedilen sistemin elektronik ve mekanik devresi başarılı bir şekilde çalıştırılmıştır.

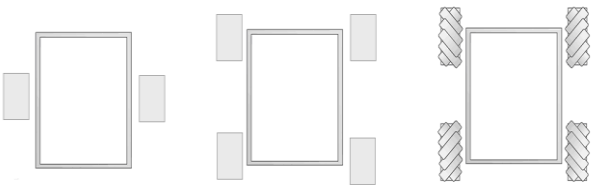
2. Mekanum Teker

Mecanum teker, 1973 yılında İsveçli mühendis, Bengt Ilon tarafından keşfedildi. Teker çevresinde belli açı ile yerleştirilmiş, silindirler bulunur. Bu silindirler, teker düzlemine 45°' lik açı yapacak şekilde yerleştirilmiştir [4].



Şekil 2: Mekanum Teker

Sürüş yöntemleri içinde tercih edilen yöntemlerden birisi diferansiyel sürüş tekniğidir (Şekil 3-a). Diferansiyel sürüş tekniğinde gezgin aracın her iki tarafında birer adet motor bulunmaktadır. Gezgin araç ortak eksen üzerindeki bağımsız iki tekerleğinin farklı hızlara sahip olmasına dayalı olarak hareket eder [5]. Tekerleklerin farklı hızlara sahip olması durumunda araç bir tarafa doğru dönüş gerçekleştirir. Tekerlek hızlarının aynı hıza ve yöne sahip olması durumunda araç ilerler [6].

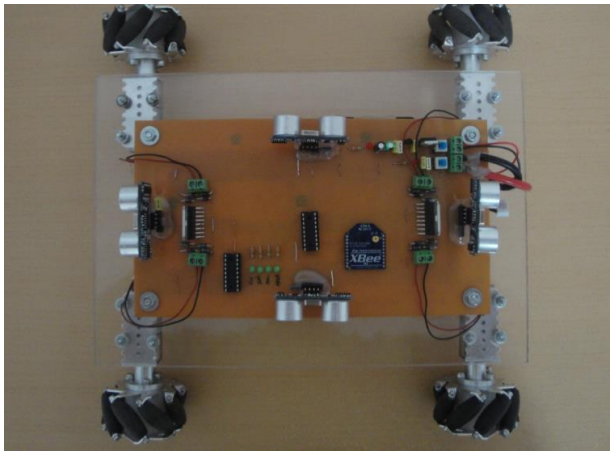


Şekil 3: a) Diferansiyel b) Yanal Kayma c) Mekanum

Şekil 3-b' de Yanal kayma ile sürüş görülmektedir. Bu sürüş tekniğinin iki önemli avantajı bulunmaktadır. İlki sistemin mekanik açıdan basit ve sağlam olmasıdır. İkincisi ise aracın olduğu yerde, hareket etmeden daha iyi bir manevra kabiliyeti sunmasıdır [7].

Şekil 3-c' de Mekanum sürüş tekniği gösterilmiştir. Mecanum Sürüş ile yanal kayma sürüş tekniği birbirine benzer yöntemlerdir. Fakat bu tip sürüş teknikleri, dönüş esnasında zemine zarar verirler. Sürtünmeden dolayı, aracın motorlarının dönüş işlemini gerçekleştirmesi için yüksek torka gerek duyulur. Mecanum sürüş, yanal kayma sürüş ile kıyaslandığında, zemin ile en az sürtünmede bulunduğundan dolayı düşük torka gereksinim duyar.

Çok yönlü tekerlekler mobil robotlarda sıkça kullanılan bir mekanizmadır. Çok yönlü tekerlekleri sahip oldukları serbestlik derecelerine göre, birçok farklı guruplar oluşturmaktadırlar. Günümüze kadar birçok tipte çok yönlü mobil robotlar yapılmıştır. Çok yönlü mobil robotların en önemli özelliklerinden birisi tekerlek doğrultuları değiştirilmeden robotun farklı doğrultularda hareket edebilir olmasıdır. Tekerin çok yönlü bir mekanizma olması, üzerine yerleştirilen pasif hareket yapan silindirik küçük tekerlerdir [8].



Şekil 4 : Mekanum Tekerlekli Gezgin Araç

Mekanum sürüşün bir diğer avantajı, aracın manevra yapmadan yanal olarak hareket edebilmesidir. Bu sayede kapalı ve dar alanlarda kolayca hareket edebilir [9].

2.1. Mekanum Teker Kinematiği

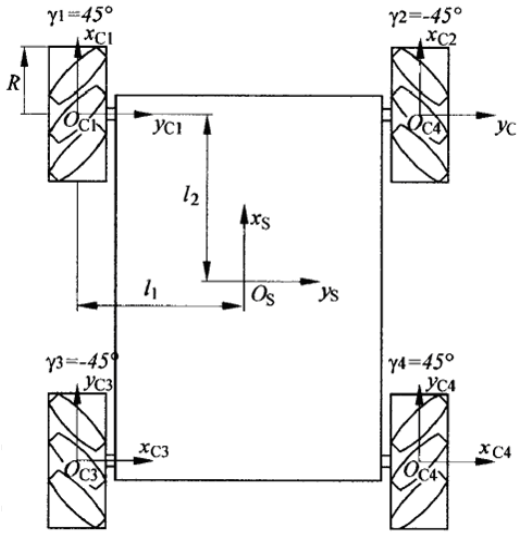
Mekanum tekerler aktif edildiği zaman, açılı olarak yerleştirilmiş olan silindirler tekerin dönme yönüne göre, araca hareketi iletirler.

x_s O_s y_s , gezgin aracın kasasının koordinatlarını temel aldığımız zaman hız formülünü aşağıdaki şekilde yazılabilir [10].

$$\begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ \omega_z \end{bmatrix} = \frac{R}{4} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -\frac{1}{l_1+l_2} & \frac{1}{l_1+l_2} & -\frac{1}{l_1+l_2} & \frac{1}{l_1+l_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada, R tekerlek yarıçapını, w_i, tekerleğin açısal hızını, l_1 *ve* l_2 ise tekerlek merkezinin araç merkezine uzaklığını ifade eder. Denklem 1'in tersi alınır ise, tekerleklerin açısal hızları bulunabilir [10].

$$\begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{R} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -(l_1+l_2) \\ 1 & -1 & l_1+l_2 \\ 1 & -1 & -(l_1+l_2) \\ 1 & 1 & l_1+l_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (2)$$

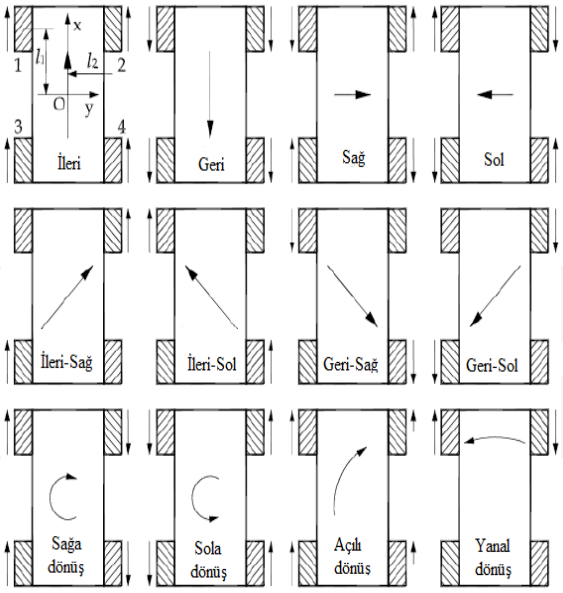


Şekil 5 : Mekanum Aracın Kinematiği [10]

2.2. Mekanum Aracın Hareket Kabiliyeti

Mekanum araç için her tekere birer adet DC motor kullanılmıştır. Bu DC motorlar birbirinden bağımsız olarak hareket edecek şekilde tasarlanır. Her tekerin hızına ve yönüne bağlı olarak gezgin araç hareket eder. 4 tekerin 3 farklı durumuna (ileri, geri, dur) bağlı olarak 3x3x3x3=81 farklı hareketi gerçekleştirir.

Şekil 6' da tekerleklerin hareketlerine bağlı olarak aracın hareket yönleri gösterilmiştir. Her bir teker ileri yönde döndüğü zaman araç ileri yönde hareket eder. Eğer 2-3 numaralı tekerler ileri, 1-4 numaralı tekerler geri yönde hareket ettiğinde, mekanum araç sağa doğru hareket eder. 2-3 numaralı tekerler ileri yönde, 1-4 numaralı tekerler ise hareket etmediği zaman mekanum araç ileri sağa hareket eder [10].



Şekil 6: Mekanum Aracın Hareket Yönleri [10]

2.3. ZigBee Modülleri

ZigBee kolayca geliştirilebilir, düşük maliyetli, düşük güç tüketimine sahip ev, ofis veya fabrika ortamlarında kablosuz haberleşme imkanı sunar.

Tablo 1 : ZigBee , Wi-Fi, ve Bluetooth Karşılaştırılması [11]

	ZigBee 802.15.4	Wi-Fi 802.11	Bluetooth 802.15.1
Veri Oranı	20, 40 ve 250 kbits	11 ve 54 Mbits	100-500 Mbits
Çalışma Mesafesi	10-100 metre	50-100 metre	10 metre
Network Topolojisi	Ad-hoc, iki nokta arası, yıldız	Noktadan Hub'a	Ad-hoc, küçük ağlar
Çalışma Frekansı	868Mhz 900-928Mhz 2.4Ghz	2.4 Ghz 5 Ghz	2.4 Ghz
Karmaşıklığı	Düşük	Yüksek	Yüksek
Güç Tüketimi	Çok düşük	Yüksek	Orta
Güvenlik	128 AES		64 ve 128 bit şifreleme

3. Mekanum Tekerlekli Gezgin Araç

Araç gövdesi olarak 20x30 cm pleksiglas malzeme kullanılmıştır. Bu plakanın üzerine L demir şeklindeki motor tutucular ile DC 200RPM'lik motorlar sabitlenmiştir. Bu motorlara 60mm'lik Mekanum tekerler sabitlenmiştir. Motorları sürmek için L298 motor sürücü entegresi kullanılmıştır.



Şekil 7: L298 Entegresi

İki adet PIC16F88 mikrodenetleyici kullanılmıştır. Birinci mikrodenetleyici ultrasonik sensörler ile mesafe ölçümü yapmaktadır. Eğer engel ile gezgin araç arasındaki mesafe 21cm'den küçük ise araç üzerindeki ledler aktif edilmektedir. Bu sayede aracın herhangi bir yöne hareketinde, etrafındaki engel olup olmadığı belirlenmiş olur.

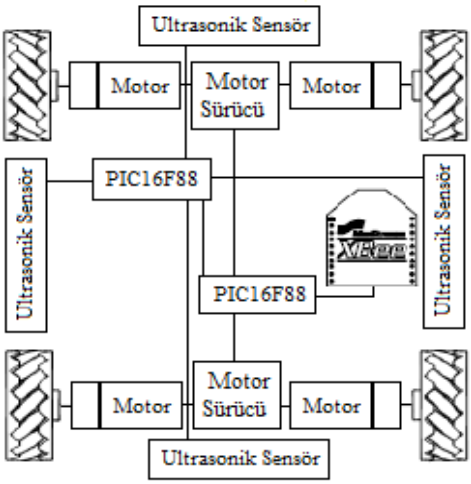


Şekil 8: HC-SR04 Ultrasonik Sensör



Şekil 9: Kullanılan ZigBee Modülü

MaxStream firmasının XBee 1mW alıcı-vericisi modülleri kullanılmıştır. 250kbps veri oranına sahip ve 100 metre alan içinde haberleşebilmektedir. Modüller ISM 2.4Ghz frekansında çalışmaktadır [12].



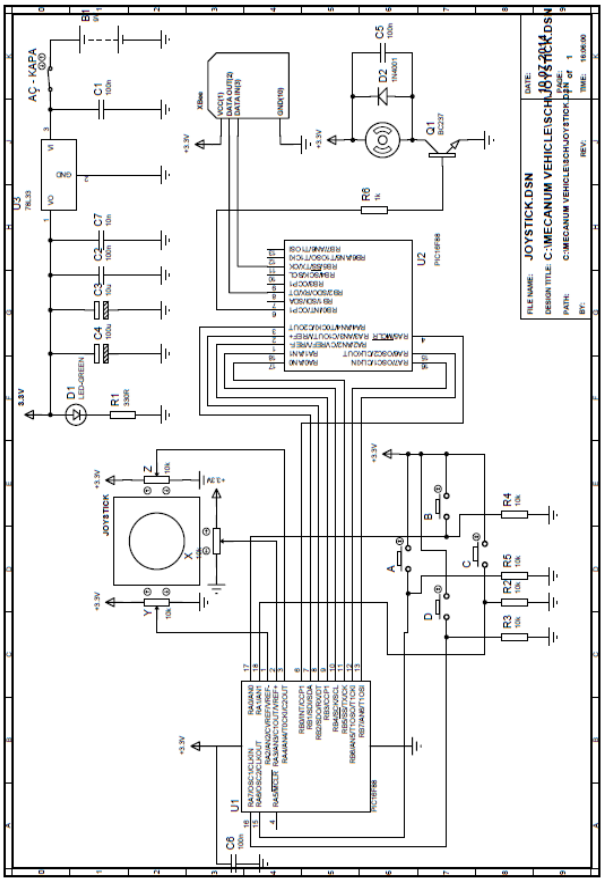
Şekil 10: Mekanum Tekerlekli Gezgin Araç

Bu çalışmada mekanum tekerlekli gezgin aracı kontrol etmek için 5-eksen joystick kullanılmıştır. Bu joystick uçak simülasyonlarında, helikopter kontrollerinde, tekerlekli sandalye kontrollerinde kullanılır. Kullanılan joystick X,Y,Z eksenlerinde hareket edebilmektedir. Ayrıca başparmak kısmında 4 adet butondan oluşturulmuş olan hat switch bulunmaktadır. Bu sayede 5 eksen elde edilmiş olur.



Şekil 11: 5 - Eksen Joystick

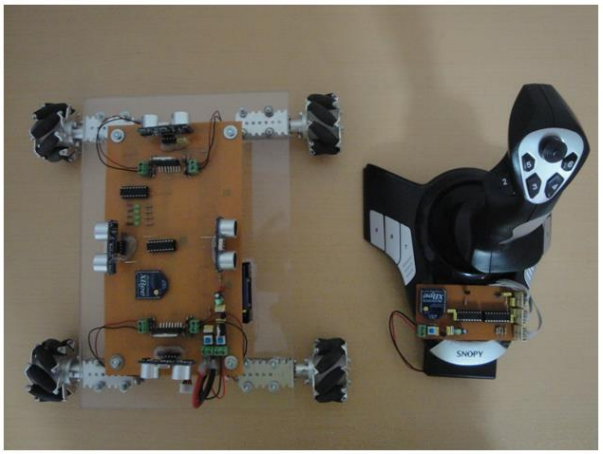
Hot switch ile aracın yanal-sağ, yanal-sol, ileri-sağ, ileri-sol hareketleri buradan kontrol edilmiştir.



Şekil 12 : Joystick Elektronik Şeması

Joystick kısmında XYZ eksenleri mikrodenetleyicinin ADC fonksiyonu ile ölçülmüştür. Hot switch kısmında ise 4 adet buton şeklinde bağlantısı gerçekleştirilmiştir. Kullanılan birinci mikrodenetleyici Joystick açı değerini ölçmektedir. Diğer mikrodenetleyici ise 9600bps 8,N,1 formatında ZigBee haberleşme işlemini gerçekleştirir.

Gezgin araçta 2 adet, joystick kısmında da 2 adet olmak üzere toplam 4 adet mikrodenetleyici kullanılmıştır. Üretilen heksadesimal kodun az yer işgal etmesi ve hızlı çalışması nedeniyle programlama dili olarak assembly tercih edilmiştir.



Şekil 13 : Gerçekleştirilen Sistem

4. Sonuçlar

Bu çalışmada mekanum tekerlekli gezgin bir araç 5-eksen joystick ile kontrolü sağlanmış ve başarılı olmuştur. Mekanum teker, dar alanlarda, kullanım için çok iyi bir yöntemdir. Özellikle hedeflenen noktaya kısa sürede ulaşması bu tekerin kullanımı için bir avantaj sunmaktadır.

Mekanum tekerlekli gezgin aracın gerçekleştirilmesinde bazı olumsuzluklar gözlemlenmiştir. Araç dönme hareketini yüksek hassasiyette gerçekleştirememektedir. Örneğin araç sağa hareket ettirildiğinde düz bir çizgi üzerinde gidememektedir. Gelecek çalışmalarda, ivme sensörü ile geribildirim alınarak düz hareket etmesi sağlanabilir. Ek olarak motorlara bağlanacak enkoderler ile devir bilgisi elde edilerek daha hassas dönüşler elde edilebilir.

Kaynakça

[1] Park, J., ve ark., "Driving Control of Mobile Robot with Mecanum Wheel using Fuzzy Inference System", International Conference on Control, Automation and Systems 2010, Gyeonggi-do, Korea, 2010.

[2] Çelebi, M., "Ultrasonik Engel Algılayıcılı Gezgin Aracın 2 - Eksen Joystick ile Kontrolü", A10, ISITES2014, Karabük Üniversitesi, Türkiye, 2014.

[3] Çelebi, M., "Ses Komut Tanıma ile Gezgin Araç Kontrolü", A17, ISITES2014, Karabük Üniversitesi, Türkiye, 2014.

[4] http://en.wikipedia.org/wiki/Mecanum_wheel (Temmuz 2014).

[5] http://www.robot.metu.edu.tr/dosya/surus_sistemleri.pdf (Temmuz 2014).
[6] Yüksel M., İkizoğlu S., "Bir Mobil Robotun Hedef Noktaya Erişimi Ve Toplanan Verilerin Rf İle Transferi", Kontrol Mühendisliği Bölümü, İstanbul Teknik Üniversitesi.
[7] Mandow A., ve ark., "Experimental kinematics for wheeled skid-steer mobile robots", Universty of Malaga, Spain.
[8] Soygüder S., Alli H., "Çok Yönlü Tekerleklere Sahip Bir Mobil Robotun PLC ile Denetimi", Fırat Üniv. Fen ve Müh. Bil. Dergisi, 2006.
[9] Stephen L., The George W., "Control Of *an* Onmı-Directional Robotic Vehicle With Mecanum Wheels", Woodruff School of Mechanical Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 1991.
[10] Doroftei I., Grosu V., Veaceslav Spinu V., "Omnidirectional Mobile Robot – Design and Implementation", Technical University of Iasi, Romania.
[11] http://estc.dsr-company.com/images/3/35/C2-ZigBee_overview.ppt#281,26,Slayt 26.
[12] XBee veri sayfası.

Bir Doğru Akım Motor Sistemine Uygulanan Geleneksel (PID) Denetimci ve Yapay Zeka ile Hesaplama Yöntemleri Arasında Karşılaştırma

Fathi Darbi[1], *Fuad Aliew*[2], *Anıl Güçlü*[3]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi, Ankara
{fathi_darbi}@yahoo.com

[2]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi, Ankara
{f.aliew}@yahoo.com

[3]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Atılım Üniversitesi, Ankara
{anilguclu}@gmail.com

Özetçe

Bu doküman, bir doğru akım motorunun, yapay zeka hesaplama teknikleri ve geleneksel PID tip denetleyici parametreleri kullanılarak denetim performanslarının karşılaştırılması kapsamında yapılan çalışmayı içermektedir. Bu çalışmada, yapay zeka hesaplama tekniklerinin avantajlarını, kolay uygulanabilirliği ve yüksek veriminin öne çıkarılması amaçlanmıştır.

Bulanık kümeler, sinir ağları ve genetik algoritmalar kullanılarak PID denetimci tasarımı üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Örnek olarak, bir doğru akım motorunun pozisyon denetimdeki kalıcı durum hatalarını, yükseliş zamanı, oturma zamanı ve maksimum aşım değerini gibi adım cevabı karakteristiklerinin iyileştirilmesinde yapay zeka hesaplama teknikleri çok daha verimlidir.

Anahtar kelimeler: Bulanık Mantık, Yapay Sinir Ağı, Doğrusal Olmayan Sistemlerin Modellenmesi, Denetimciler, Matlab/Simulink, Gerçek Zamanlı Denetim

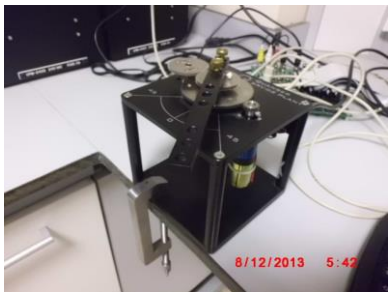
1. Giriş

Doğru akım (DC) motorları, robotik ve elektrik araçlar gibi mekatronik sistemler için büyük bir öneme sahiptir. Doğru akım motoru, sanayi devrimi ve sonrasında birçok uygulamada çok önemli rol oynayan doğrusal olmayan bir sistemdir[2].

DC motorlar otomatik sistemlerin ana parçalarından biridir. Her otomatik sistem, kendi görevini yerine getirmek için bir eyleyici modülüne ihtiyaç duymaktadır. DC motorlar da bu amaçla kullanılan en yaygın motorlardandır. DC motorlar günlük hayatımızın vazgeçilmez parçaları olan birçok aygıtta ve sistemde kullanılmaktadır. Doğru akım motorları, sahip oldukları bu önemden ötürü birçok araştırmacı için araştırma konusu olmuştur. Fakat tüm bu geniş ve yararlı kullanım alanının yanında, DC motor sistemlerinin doğrusal olmayan davranışları ve performanslarına etki eden parametreler bulunmaktadır. Bu nedenle DC motor sistemine denetimci tasarımı halen birçok araştırma konusu arasında öne çıkmaktadır. Bu çalışmalar, bulanık mantık, yapay sinir ağları ve akıllı kontrol konusundaki uygulamaların keşfinden sonra hızla artmıştır. Bu bakış açısı ve DC motor sistemlerinin yüksek verime sahip olmasının önemi düşünüldüğünde; bulanık mantık ve yapay sinir ağları, doğrusal olmayan DC motor sistemlerinin etkilerinin azaltılması ve akıllı denetimcilerin tasarlanmasında önemli bir yere sahiptir [3].

2. DC Motor

Çalışmamızda, gerçek zamanlı açısal konum denetimi için Quanser Motion Servo Plant (SRV02) Model (006S) kullanılmıştır(Şekil 1). Sistemde, alüminyum şasiye sabitlenmiş bir DC motor ve bir planet dişli takımı bulunmaktadır. Kullanılan DC motorun kendi yapısında bir redüktör mekanizması bulunmaktadır. Sistemde dişli yapısının pozisyonun bilgisinin alınması için bir potansiyometre bulunmaktadır. SRV02, dijital posizyon ölçümü için bir enkoder yapısı ile de kullanılabilmektedir[4]



Şekil 1: Servo Sistemin Üstten Görünüşü (Dişli Takımı ile Birlikte)

DC motorun pozisyon denetimi için kullanılan transfer fonksiyon aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\theta_l}{V_m(s)} = \frac{\eta_g \eta_m K_g K_t}{J_{eq} R_m s^2 + (B_{eq} R_m + \eta_g \eta_m K_t K_m K_g^2)s}$$

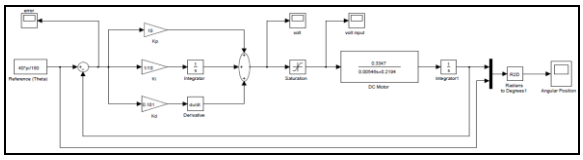
$$J_{eq} = J_l + \eta_g J_m K_g^2$$

J_{eq} , motor sisteminin çıktısında da görüldüğü üzere, motor sisteminin atalet momenti olarak düşünülebilmektedir. DC motorun pozisyon denetimi için yazılan matematiksel model aşağıda verilmiştir.

$$\frac{\theta_l}{V_m(s)} = \frac{0.3347}{0.00546\ s^2 + 0.2194\ s}$$

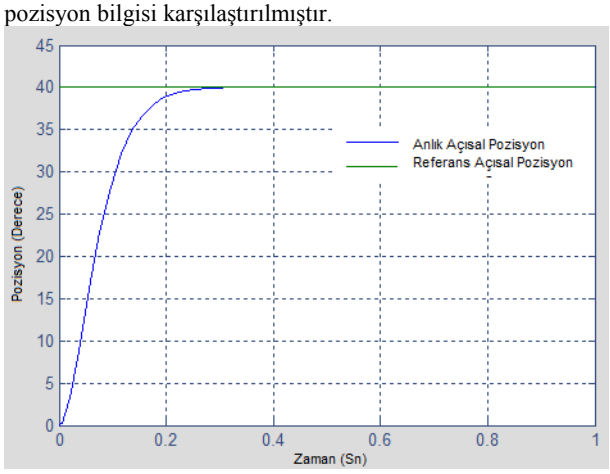
3. Ziegler-Nichols Yönetmi ile Simulink'te PID Denetimci Tasarlamak

Matlab/Simulink ortamında geliştirilen denetimci yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: DC Motor Denetimi Simulink Diyagramı

Geliştirilen denetimci, DC motor modeline uygulandığında Şekil 3 elde edilmektedir. Referans pozisyon olarak 40 derece verilmiş ve potansiyometre aracılığı ile toplanan motor pozisyon bilgisi karşılaştırılmıştır.



Şekil 3: Pozisyon Denetim Cevabı

Tasarlanan denetimcide K_p=10, K_i=0.1 ve K_d=0.101 olarak seçilmiş ve çalıştırılan simülasyonun ardından aşağıdaki parametreler elde edilmiştir.

- Yükselme zamanı (sn): 0.147
- Maksimum aşım (%): 0.08
- Yatışma süresi (sn): 0.211
- Kalıcı durum hatası (%): 0.077

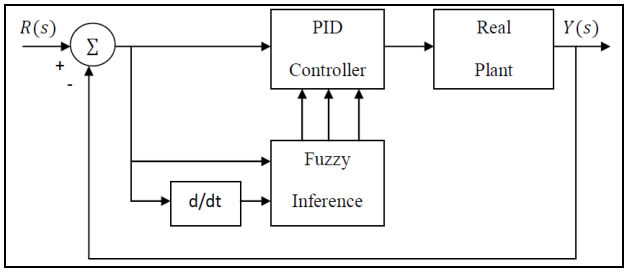
4. Simulink Ortamında Bulanık Kendi Ayarlanan PID Denetimci

Bulanık kendi ayarlanan PID denetimcinin mantığı, PID denetimci kazanç değerleri, hata (e) ve hata değişimi (ec) arasındaki bulanık ilişkiyi bulmaktır. Bulanık çıkarım motoru, denetim sistemindeki kazanç değerlerini aşağıdaki yapıya göre sürekli kontrol etmektedir.

$$e(e = r - y) \text{ and } \left(ec = \frac{de}{dt} \right)$$

$$de(t) = e(t) - e(t-1)$$

Böylece, gerçek sistem, daha dinamik ve daha kararlı bir hal almaktadır. Bulanık kendi ayarlanan PID denetimci yapısı Şekil 4'te gösterilmektedir.



Şekil 4: Bulanık kendi ayarlanabilen PID denetimci yapısı

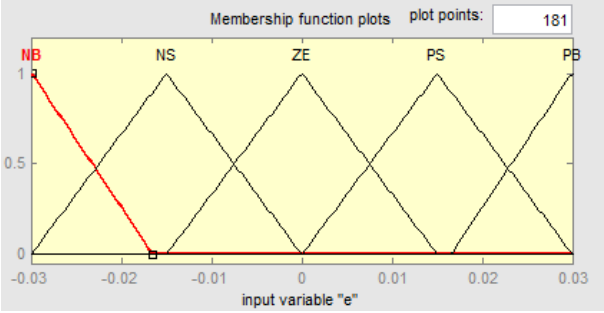
Birim geri beslemesinin, filtreli bir PID denetimci yapısı ile gerçeklenmesinin ardından ataletsel model denetimi PID denetimci parametrelerinin ayarlanması ile gerçekleştirilebilir[5]

Neden bulanık kendi ayarlanabilen PID denetimci?

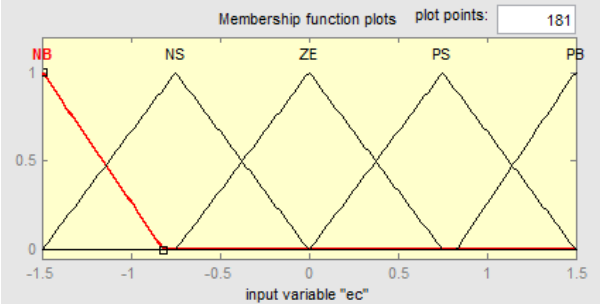
Daha bir denetimci performansı için; PID denetimci kazançları K_p, K_i, K_d, gerçek zamanlı olarak, uygulandığı sistem çalışırken ayarlanmalıdır. Bulanık kendi ayarlanabilen PID denetimci, hata oranı değişimini temel alarak denetimci kazanç değerlerini ayarlayabilmektedir[6].

4.1. Bulanık Kendi Ayarlanabilen PID Denetimci Tasarımı

MATLAB ortamında tasarlanan, tüm girdi değerlerine karşılık gelen üyelik fonksiyonları Şekil 5'te gösterilmektedir.



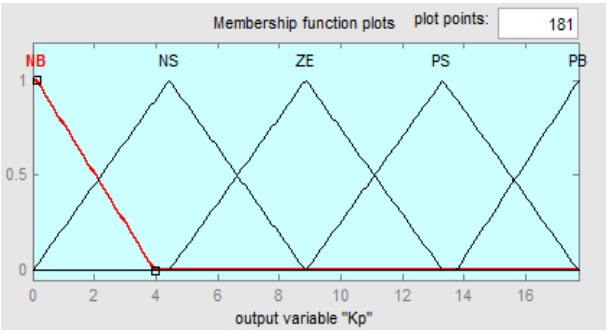
Şekil 5: Hata değerine ‘e’ göre üyelik fonksiyonları



Şekil 6: Hata değişimine ‘ec’ göre üyelik fonksiyonları

Tablo 1: K_P kazanç hesaplanma tablosu

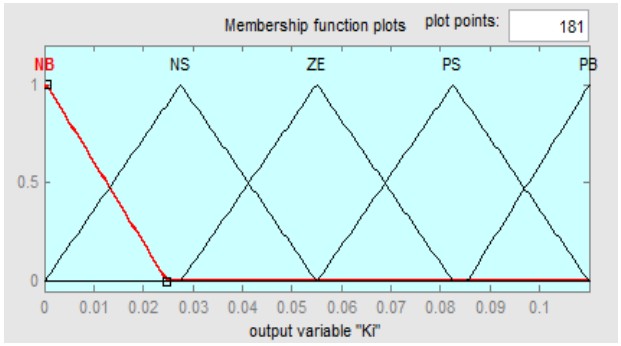
		ec				
	K_p	**NB**	**NS**	**ZE**	**PS**	**PB**
c	**NB**	PB	PB	PB	PS	ZE
	NS	PB	PB	PS	ZE	ZE
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	ZE	ZE	NS	NB	NB
	PB	ZE	NS	NB	NB	NB



Şekil 7: K_P kazanç üyelik fonksiyonları

Tablo 2: K_i kazanç hesaplanma tablosu

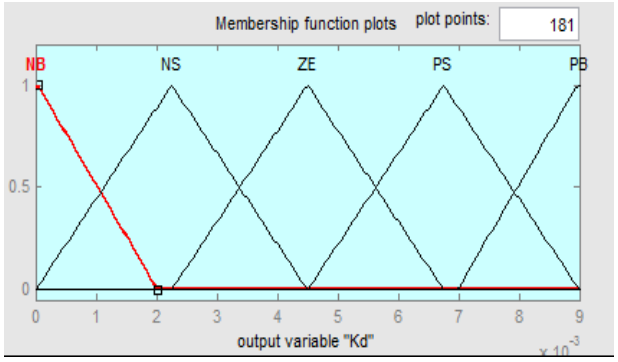
		ec				
	K_i	**NB**	**NS**	**ZE**	**PS**	**PB**
c	**NB**	PB	PB	PB	PS	ZE
	NS	PB	PB	PS	ZE	ZE
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	ZE	ZE	NS	NB	NB
	PB	ZE	NS	NB	NB	NB



Şekil 8: K_i kazanç üyelik fonksiyonları

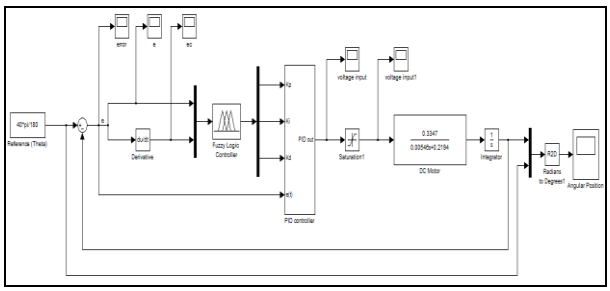
Tablo 3: K_d kazanç hesaplanma tablosu

		ec				
	K_d	**NB**	**NS**	**ZE**	**PS**	**PB**
c	**NB**	PB	PB	PB	PS	ZE
	NS	PB	PB	PS	ZE	ZE
	ZE	PB	PS	ZE	NS	NB
	PS	ZE	ZE	NS	NB	NB
	PB	ZE	NS	NB	NB	NB

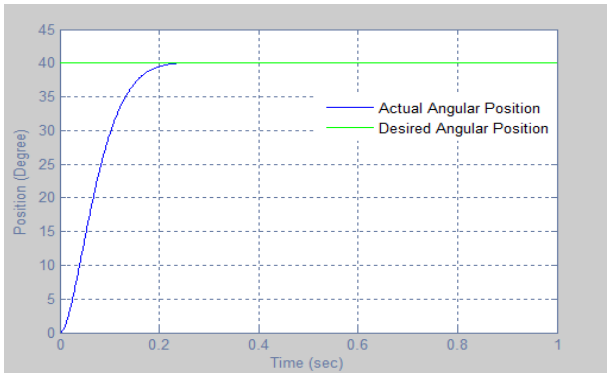


Şekil 9: K_d kazanç üyelik fonksiyonları

4.2. DC Motorun Kendi Ayarlanabilen Bulanık PID Denetimci ile Pozisyon Denetimi



Şekil 10: Simulink Modeli



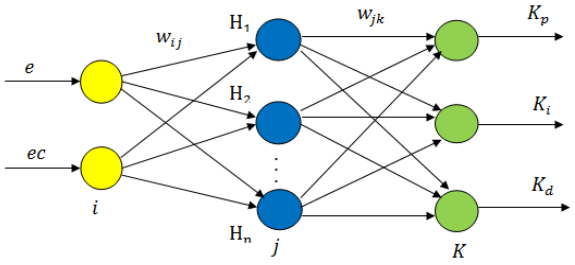
Şekil 11: Kendi ayarlanabilen bulanık PID denetimci cevabı

Tasarlanan denetimcide K_p=8.996, K_i=0.055 ve K_d=0.004 olarak seçilmiş ve çalıştırılan simülasyonun ardından aşağıdaki parametreler elde edilmiştir.

- Yükseliş zamanı (saniye) : 0.14
- Maksimum aşım (%) : 0.296
- Yatışma süresi (saniye) : 0.189
- Kalıcı durum hatası (%) : 0.03

5. İleri Beslemeli Sinir Ağı Tabanlı Bulanık PID Denetimcinin Geri Yayılım Algoritması ile Yeniden Yapılandırılması

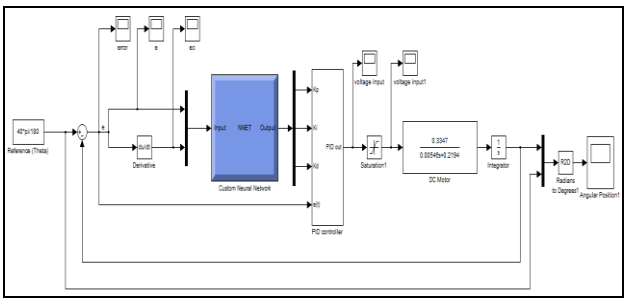
Birçok alanda kullanılan geleneksel PID tip denetimcinin bulanık sistemler ile entegrasyonu ile çok yüksek performanslı bulanık PID denetimci tasarlanabilmektedir. Bunun yanında, bulanık PID denetimci yapısının yüksek hesaplama maliyeti bulunmaktadır. Bu problemin üstesinden gelinebilmesi için yapılan geri yayılım algoritması odaklı çalışma bu bildiride aktarılmıştır. Çalışmalar sonucunda, bulanık PID denetimcinin sinir ağlı geri yayılım sinir ağı ile değiştirilebilineceği sonucuna varılmıştır. Geri yayılımlı denetimci yapısı, bulanık PID tip denetimci performansı ve işlem maliyetini azaltabilmektedir[7].



Şekil 12: Bulanık PID tip denetimcinin, geri yayılım tabanlı sinir ağı ile yeniden yapılandırılması

5.1. DC Motorun Pozisyon Denetiminin Sinir Ağları ile Gerçekleştirilmesi

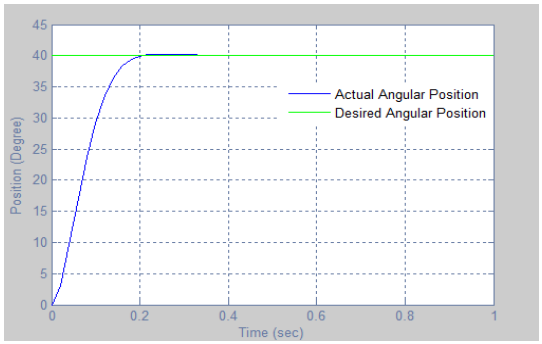
DC motorun pozisyon denetimi için MATLAB/Simulink ortamında geliştirilen kod Şekil 13'te verilmiştir.



Şekil 13: Pozisyon denetimi simulink modeli

Çalıştırılan program sonucunda, istenen açısal pozisyon ve sistemden toplanan motor pozisyon bilgileri Şekil 14'te verilmiştir. Tasarlanan denetimcide K_p=9.084, K_i=0.056 ve K_d=0.004 olarak seçilmiş ve çalıştırılan simülasyonun ardından aşağıdaki parametreler elde edilmiştir.

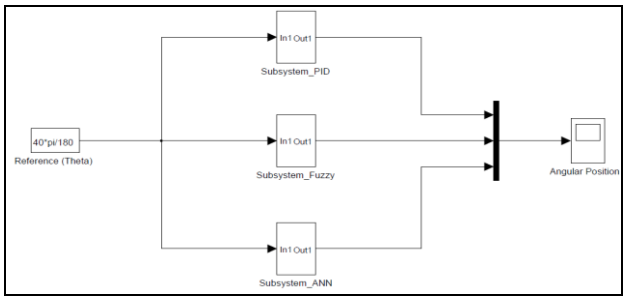
- Yükseliş zamanı (saniye) : 0.136
- Maksimum aşım (%) : 0.68
- Yatışma süresi (saniye) : 0.176
- Kalıcı durum hatası (%) : 0.03



Şekil 14: Sinir ağlı PID denetimci ile DC motor denetimi

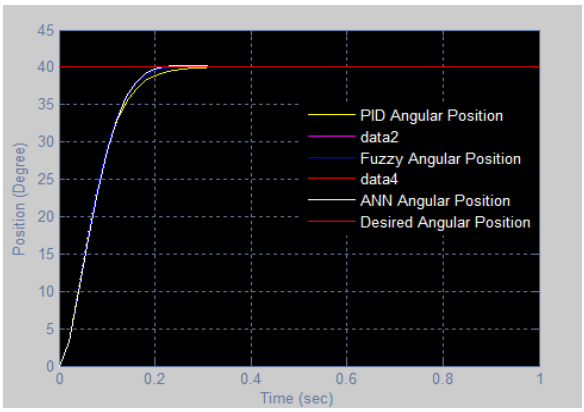
6. Yazılımsal ve Klasik Yöntemler ile Hesaplanan PID Denetimci Kazançlarının Karşılaştırılması

DC motor pozisyon denetimi için, bulanık mantık, sinir ağları ve Ziegler Nichols kullanılarak hesaplanan PID denetimci kazançlarının uygulandığı Simulink alt programı Şekil 15'te verilmiştir.



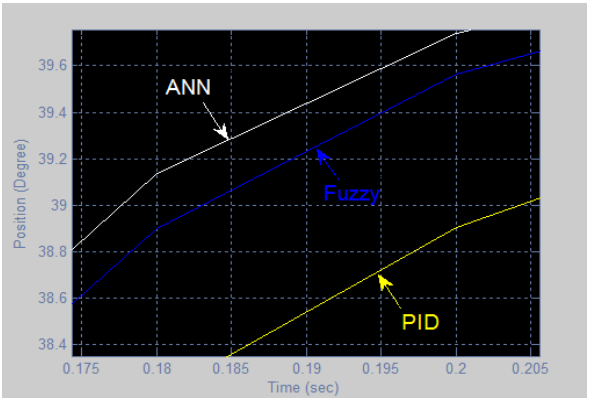
Şekil 15: Simulink alt modeli

DC motorun, bulanık mantık, sinir ağı ve Ziegler-Nichols yöntemleri kullanılarak tasarlanan PID tip denetimciye verdiği geçiş cevabı Şekil 16'da gösterilmektedir.



Şekil 16: DC motor geçiş cevabı

Bulanık mantık, sinir ağı ve Ziegler-Nichols yöntemleri ile tasarlanan PID denetimcilerinin uygulandığı DC motor pozisyon cevap bilgileri Şekil 17'de verilmiştir.



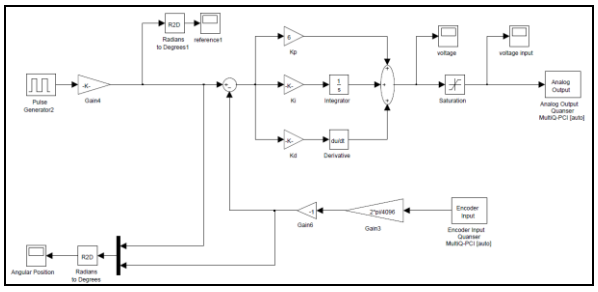
Şekil 17: Pozisyon cevabının yakından incelenmesi

Tablo 4: Denetimci performans karşılaştırmaları

	Ziegler Nichols PID	Bulanık Mantık PID	Sinir Ağı PID
Açısal Pozisyon (Derece)	40	40	40
Yükseliş Zamanı (sn)	0.147	0.14	0.136
Yatışma Süresi (sn)	0.211	0.189	0.176
Maksimum aşım (%)	0.08	0.29	0.68
Kalıcı Durum Hatası (%)	0.077	0.03	0.03

7. PID Tip Denetimcinin Gerçek Zamanda Uygulanması

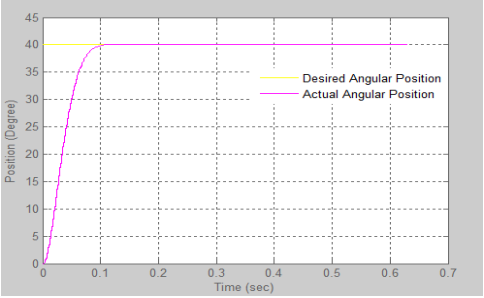
DC motorun gerçek zamanlı denetimi için oluşturulan Simulink modeli Şekil 18'de gösterilmektedir.



Şekil 18: DC motor denetim modeli

Ziegler-Nichols yöntemi ile gerçek zamanlı olarak pozisyon denetimi gerçekleştirilmiştir. Çalıştırılan program sonucunda, istenen açısal pozisyon ve sistemden toplanan motor pozisyon bilgileri Şekil 19'de verilmiştir. Tasarlanan denetimcide Kp=6, Ki=0.1 ve Kd=0.101 olarak seçilmiş ve çalıştırılan simülasyonun ardından aşağıdaki parametreler elde edilmiştir.

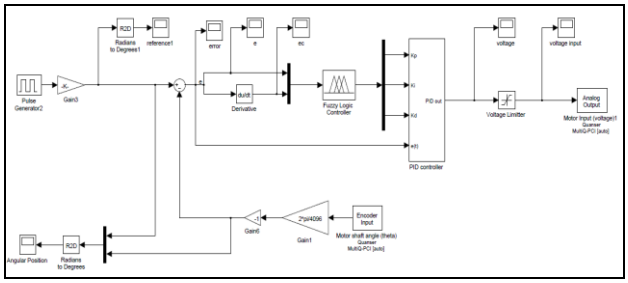
- Yükseliş zamanı (saniye) : 0.066
- Maksimum aşım (%) : 0
- Yatışma süresi (saniye) : 0.086
- Kalıcı durum hatası (%) : 0.025



Şekil 19: Ziegler-Nichols yöntemi ile pozisyon denetimi

8. Bulanık Kendi Ayarlanabilen PID Tip Denetimcinin Gerçek Zamanda Uygulanması

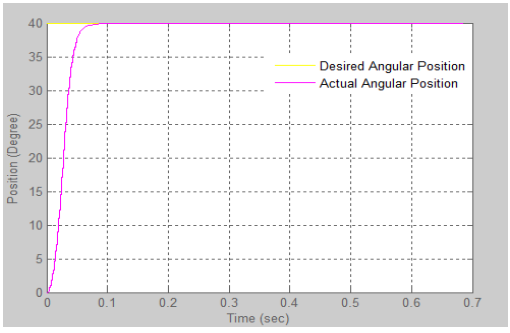
DC motorun gerçek zamanlı pozisyon denetimi için oluşturulan Simulink modeli Şekil 20'da gösterilmektedir.



Şekil 20: Bulanık kendi ayarlanabilen PID tip denetimci ile DC motor pozisyon denetim modeli

Bulanık kendi ayarlanabilen PID tip denetimci ile gerçek zamanlı olarak pozisyon denetimi gerçekleştirilmiştir. Çalıştırılan program sonucunda, istenen açısal pozisyon ve sistemden toplanan motor pozisyon bilgileri Şekil 21'de verilmiştir. Tasarlanan denetimcide K_p=34.74, K_i=0.25 ve K_d=0.446 olarak seçilmiş ve çalıştırılan simülasyonun ardından aşağıdaki parametreler elde edilmiştir.

- Yükseliş zamanı (saniye) : 0.045
- Maksimum aşım (%) : 0
- Yatışma süresi (saniye) : 0.06
- Kalıcı durum hatası (%) : 0.025



Şekil 21: Bulanık kendi ayarlanabilen PID tip denetimci ile pozisyon denetimi

Yazılımsal ve klasik yöntemler ile ayarlanan PID tip denetimcilerin gerçek zamanlı performansları Tablo 5'te karşılaştırılmıştır.

Tablo 5: Denetimcilerin karşılaştırılması

	Ziegler Nichols PID	Bulanık Mantık PID
Açısal Pozisyon (Derece)	40	40
Yükseliş Zamanı (sn)	0.066	0.045
Yatışma Süresi (sn)	0.086	0.06
Maksimum aşım (%)	0	0
Kalıcı Durum Hatası (%)	0.025	0.025

9. Sonuç

PID denetimci tasarımı için Ziegler-Nichols gibi klasik yöntemler ile bulanık mantık ve sinir ağları gibi yazılımsal olarak ayarlanabilen denetimcilerden elde edilen sonuçlar incelendiğinde; yazılımsal olarak tasarlanan PID tip denetimcilerin klasik yöntemler ile tasarlanan denetimcilere göre daha performanslı olduğu gözlemlenmiştir. Bkz. Şekil 3-11-14-16-17-19-21 ve Tablo 4-5

10. Kaynakça

[1] F. O. Karray and C. de Silva, *Soft Computing and Intelligent Systems Design, Theory, Tools and Applications*, 2004.

[2] E. E. Ezema, I. I. Eneh, *Improving the Functional Limitations of DC Motor using Neural Network Controller*, International Journal of Computer Technology and Electronics Engineering (IJCTEE) Volume 3, Issue 5, October 2013.

[3] Y. Makableh, *Efficient Control of DC Servomotor Systems Using Backpropagation Neural Networks, Georgia Southern University*, Master Thesis, 2011

[4] Quanser Documentation, http://www.quanser.com, 2012.

[5] M. K. Pandey, *Analysis of Self Tuning Fuzzy PID Internal Model Control*, Thapar University, Master Thesis, July 2010.

[6] K. B. M. Krishna, *Fuzzy PID Control for Networked Control System of DC Motor with Random Design*, Acharya Nagarjuna University, International Journal of Computer Applications (0975 – 8887) Volume 52 – No. 7, August 2012.

[7] W. Debiao, L. Taifu, Z. Bingxiang , *Remodeling of Fuzzy PID Controller Based on BP Neural Network*, Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, chine, June 25-27, 2008.

Güneş Panelleri için Yüksek Verimli Maksimum Güç Noktası İzleyicisi (MPPT)Tasarımı

Yalçın Erdoğan[1],Taner Dinçler[2], Melih Kuncan[3], H. Metin Ertunç[4]

[1,2,3,4] Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/Kocaeli
yalcin.91@windowslive.com, taner_dincler@hotmail.com, melih.kuncan@kocaeli.edu.tr, hmertunc@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Güneş Panelleri için yüksek verimli Maksimum Güç İzleyici (**M**aximum **P**ower **P**oint **T**racking, MPPT) sistem tasarımı gerçekleştirilmiştir. Fotovoltaik (Phtovoltaic, PV) kaynaklı enerji üretim sistemlerinden mümkün olabilecek en yüksek gücü elde edebilmek, ancak en yüksek güç noktası takibi (MPPT) yöntemleri ile mümkün olabilmektedir. Yüksek frekanslı anahtarlama elemanları ile manyetik malzemelerdeki güç sınırları ise, MPPT tasarımında önemli sınırlamalar getirmektedir. Ayrıca, çeviricinin güç bölgesinin tamamında sabit frekans değerinde çalıştırılması, verim düşüklüğünün yanında çevresel bozucu etkiler de oluşturmaktadır. Yapılan bu çalışmada, yumuşak anahtarlama yöntemiyle toplam anahtarlama kayıplarını minimum seviyeye indiren yükselteç (boost) çevirici yapısı MPPT tasarımında uygulanmıştır. Böylece, güneşten elde edilen enerji maksimum seviyede kullanmak mümkün olmaktadır. Tasarlanan devre, aynı zamanda mikrodenetleyici tarafından denetlenen ikinci bir bağımsız anahtar yardımı ile akü grubunu önceden ayarlanan bir akım değerinde şarj edebilecek şekilde gerçekleştirilmiştir.

1. Giriş

Günümüzde ihtiyaç duyulan enerjinin büyük bir çoğunluğu fosil ve nükleer yakıtlardan elde edilmektedir. Bu yakıtların gerek çevreye verdikleri zararlar ve gerekse birikimlerinin sınırlı oluşu, alternatif enerji kaynakları arayışına sebep olmuştur. Çevrenin korunması, gelecekte insan yaşamı ve çevre dengeleri üzerinde oluşabilecek tehditlerin önlenmesi alternatif enerji kaynaklarının geliştirilmesini ve kullanılmasını gerekli hale getirmektedir. Böylece, enerjinin karşılanma ihtiyacına bağlı olarak güneş, rüzgâr, jeotermal, biokütle, hidrojen gibi alternatif enerji kaynaklar üzerine araştırma geliştirme çalışmaları yoğunlaşmıştır [1].

Dünyanın en önemli enerji kaynağı güneştir. Bu nedenle güneş enerjisinden elektrik üretimi alternatif enerji kaynakları içinde en popüler olanıdır. Güneşten elektrik enerjisi üreten fotovoltaik sistemler uygun modüller ile farklı güçlerde kolaylıkla tasarlanabilirler. PV paneller DA (Doğru Akım) gerilimi üretmektedir. Bu sebeple, elektrikle çalışan uygun güç ve gerilimdeki her türlü alıcı ile doğrudan beslenebilir. Ancak, fotovoltaik sistemlerin kurulumu maliyetli olduğu için, önceleri elektrik enerjisinin iletilemediği ya da iletilmesinde güçlük çekilen yerlerde kullanılmıştır. Geçmişte otoyolların aydınlatılması ve sinyalizasyonu, park bahçe aydınlatması, uzay uygulamaları, su pompaları ile ev ve küçük işyerleri gibi uygulamalarda tercih edilmiştir. Çeşitli üretim tekniklerinde ve değişik maddelerden üretilen PV panellerin verimleri, her geçen gün daha da artarak günümüzde %21'e; optik yoğunlaştırıcılar kullanıldığında ise %35'e kadar ulaşmıştır [2-3]. PV sistemleri için en önemli soru güneş panellerinden elde edilen enerjinin nasıl depolanacağı ve nasıl daha verimli şekilde kullanılacağıdır. PV panellerin karakteristiğine göre panellerden çekilen gücün kullanılacak sisteme göre adapte edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla elde edilen enerjinin en verimli şekilde kullanılması ve depolanması için Maksimum güç noktası izleyicisi(MPPT) tasarımları gerçekleştirilmiştir.

Günümüzde birçok MPPT denetim tekniği kullanılmaktadır. Bu teknikler "dolaylı denetim" ve "doğrudan denetim" olarak iki grupta ele alınabilir [4]. Dolaylı denetim tekniğinde PV çıkışlarının gerçek gücü, sürekli olarak hesaplanmaz. Bu teknikte kontrol işlemi için gerekli olan denetim sinyali oluşturma işlemi, PV hücrelerinin karakteristik özelliklerine göre belirlenmektedir. Bu işlem PV hücrelerinin açık devre gerilimi, kısa devre akımı, ışınım şiddeti ve modül sıcaklığının okunması ile yapılır. Doğrudan denetim tekniği ile oluşturulan sistemler sürekli olarak PV çıkış gücünü okuyarak gerçek MPPT noktasına ulaşmayı sağlayacak dönüştürücü referans sinyalini oluşturur. Dolaylı denetim yöntemleri hızlı olmalarına karşın PV panellere bağımlıdırlar ve gerçek MPPT denetimi yapamazlar. Doğrudan yöntemler ise dolaylı denetim tekniğe göre daha yavaştırlar ancak PV panellerden bağımsızdırlar. Bu sebeple doğrudan denetim tekniği gerçek maksimum güç noktasında çalışmak için en uygun tekniktir. MPPT ve gerilimin uygun seviyelere getirilmesi için kullanılan güç dönüştürücüleri, zorlamalı anahtarlama ve akım ile gerilimdeki ani değişimler nedeniyle elektromanyetik girişim (EMI) ve radyo frekanslı girişim (RFI) oluşumuna neden olurlar [4]. Bu durumu önlemek amacıyla birçok EMI azaltma yöntemleri geliştirilmiştir. Gürültü yalıtım ve bastırma yöntemleri ile yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması bunlardan bir kaçıdır.

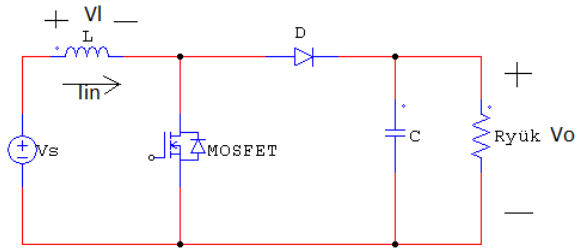
Bu çalışmada yumuşak anahtarlama yöntemiyle MPPT'nin değişken yük altında maksimum verimlilikle çalışması planlanmıştır. Yumuşak anahtarlamanın klasik anahtarlama mantıklarından üstün olmasının sebebi, anahtarlama kayıplarının minimum seviyede olmasıdır. Yapılan uygulamada anahtarlama sıfır akım ve sıfır gerilimde gerçekleştirilecektir. Böylece anahtar elemanı üzerinde hiçbir güç harcanmayacaktır.

2. Mppt Çevirici Topolojisi

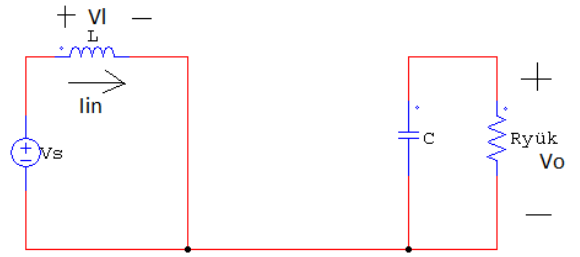
MPPT'ler çalışma mantığı olarak boost converter, buck converter ve buck-boost converter olmak üzere üç temel topoloji ile yapılmaktadır. Bu çalışmada boost converter topolojisi kullanılmıştır.

2.1 Boost converter

İdeal bir yükseltici tip dönüştürücü yapısı Şekil 1'de görüldüğü gibi yarı iletken anahtar, diyot, bobin ve kapasite elemanlarından oluşmaktadır. Şekil 2'de gösterilen devre yarı iletken güç anahtarının iletime geçtiği durumu göstermektedir. Anahtar iletime götürüldüğünde bobin içerisinden geçen akım artar ve bobin üzerinde enerji depolanmaya başlar. Anahtar kesime götürüldüğü anda, bobin içerisinden geçmekte olan şarj akımı D diyotu üzerinden C kapasitesine ve yüke doğru akmaya başlar. Bobin, enerjisini deşarj eder ve üzerindeki gerilimin polaritesinin yönü gerilim kaynağının polaritesi ile aynı olur ve D diyotu üzerinden yüke bağlanır. Böylece çıkış geriliminin seviyesi yükseltilmiş olur. D diyotu da kesime gider ve devre Şekil 2'de görüldüğü gibi iki farklı kısımda incelenir [5].

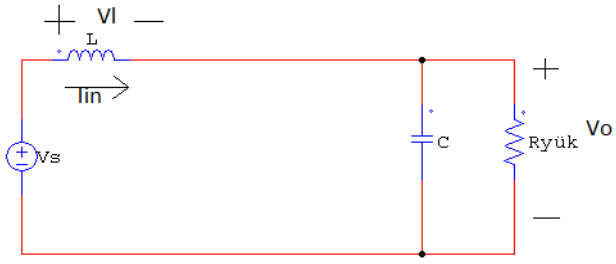


Şekil 1. Yükseltici tip DA-DA dönüştürücü yapısı.

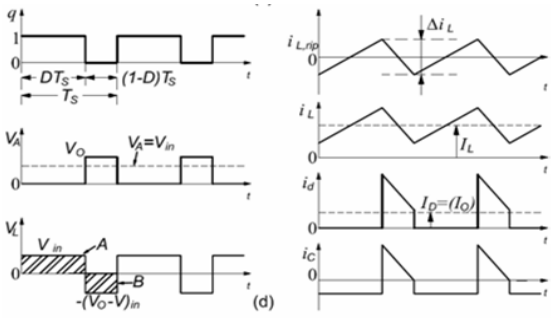


Şekil 2. Yarıiletken anahtarın iletim durumu

Yarıiletken anahtarın kesim durumunu gösteren devre Şekil 3'te gösterilmektedir. Bu durumda yük kaynak üzerinden beslenir.



Şekil 3. Yarıiletken anahtarın kesim durumu



Şekil 4. Sürekli çalışma modu için dalga şekilleri

Analiz için, ilk olarak devre elemanlarının ideal olduğu kabul edilir. Buna göre, anahtar iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü sıfırdır; iletime ve kesime giderken akım ve gerilimde çakışmalar oluşmamaktadır. Diyot iletimdeyken üzerindeki gerilim düşümü sıfırdır. Bobin ve kapasite kayıpsızdır. Devrenin çalışması periyodik olarak gerçekleşmektedir. Diğer bir ifadeyle, bobin içerisinden akan akım periyodiktir ve anahtarlama periyodunun başındaki ve sonundaki değerleri aynıdır. Yarı iletken anahtarın iletimi ve kesimi sabit frekansta yapılmaktadır ve bu frekans değeri T periyodunu belirler. Şekil 4'te gösterildiği gibi, iletim oranı D ile ifade edilir ve iletim süresi DT değerine eşit olur. Anahtarın kesimde olduğu süre ise (1-D)T ile ifade edilir. Bobin akımı süreklidir ve sıfırdan büyüktür. Kapasite yeterince büyük kabul edildiği için RC zaman sabiti çok büyük olur. Bu nedenle, iletim ve kesim durumlarındaki kapasite üzerindeki gerilim değişimleri ihmal edilebilir. Gerilim kaynağı V_S sabittir [6,7]. Anahtarın iletimde kalma süresinin periyot süresine oranı D olmak üzere Eşitlik-1'deki gibi türetilmiştir.

1- Eşitlik. 1 yazılabilir [5];

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_O - V_{IN}}{L}(1-D)T_S \quad (2)$$

$$V_O I_O = V_{IN} I_{IN} \quad (3)$$

$$I_L = I_{IN} = \frac{V_O}{V_{IN}} I_O = \frac{I_O}{1-D} = \frac{1}{1-D}\frac{V_O}{R} \quad (4)$$

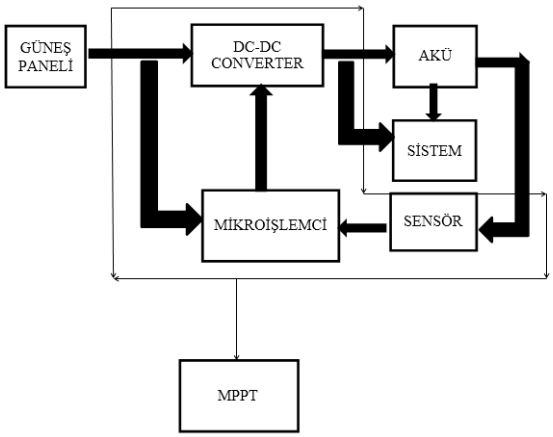
$$I_C(t) = I_D - I_O \quad (5)$$

$$I_{LKritik} = \frac{V_{IN}}{2Lfs} D \quad (6)$$

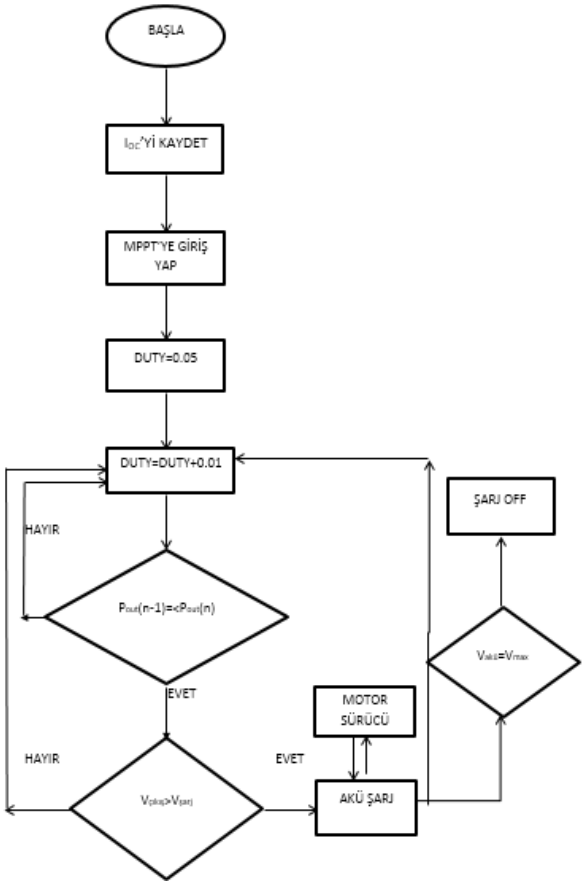
Kaynaktan çekilen akımdaki dalgalanma bobinin değeri ile ilişkilidir. Arzu edilen küçüklükteki dalgacık uygun bobin değeri ile sağlanabilir.

3. MPPT Blok Diyagramı

MPPT güneş panellerinden elde edilen gücten maksimum düzeyde faydalanmak için kullanılan bir elektronik devre yapısıdır. MPPT'nin blok diyagramı Şekil 5'te gösterilmiştir.



Şekil 5. MPPT'nin Blok diyagramı



Şekil 6. MPPT Akış diyagramı

Sistemin akış diyagramı Şekil 6'daki gibi oluşturulmuştur. İlk olarak panellerin kısa devre akımı ölçülüp MPPT' ye giriş yapılmıştır. Panellerin üreteceği maksimum akım kısa devre akımı olduğu için sistem bu değere yaklaşık bir değer bulana kadar doluluk oranını (duty cycle) arttırmaktadır. Bir önceki akım değeri o andaki akım değerinden büyük ise duty (doluluk oranı) en son haliyle kalır ve çıkıştaki gerilim bu şekilde ayarlanmış olur. Çıkış gerilimi akünün maksimum seviyesine ulaştığında ise akü şarjı bitmektedir.

4. Yumuşak Anahtarlama Teknikleri

Çevirici yapısında kullanılan devre elemanlarının daha küçük boyutlarda kullanılabilmesi ve sistemin daha hızlı geçiş cevabı verebilmesi için anahtarlama frekansının yüksek tutulması gerekmektedir. Ancak, anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama kayıpları ve elektromanyetik girişim (EMI) gürültüsü de artar. Bu nedenle, bastırma hücreleri denilen devreler vasıtasıyla anahtarlama kayıpları azaltılarak, anahtarlama frekansı yükseltilebilir.

Anahtarlamanın sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS-zero voltage switching) veya sıfır akımda anahtarlama (ZCS-zero current switching) ile gerçekleştirilmesi sayesinde, rezonanslı dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları önemli ölçüde azalır. Fakat, bu tür dönüştürücülerde, aşırı gerilim ve akım stresleri oluşur. Son yıllarda, rezonanslı ve normal PWM tekniklerinin istenen özelliklerini birleştirmek için, normal PWM dönüştürücülere rezonanslı aktif bastırıcılar eklenerek, çok sayıda sıfır gerilim geçişli (ZVT- zero voltage transition) ve sıfır akım geçişli (ZCT- zero current transition) PWM dönüştürücü sunulmuştur. Bu dönüştürücülerde, iletime ve kesime girme işlemleri, bir rezonans tarafından sağlanan çok kısa bir ZVT veya ZCT süresinde ZVS ve/veya ZCS altında gerçekleşir. Böylece, rezonanslar çok kısa zaman aralıklarında oluştuğu için, dönüştürücü zamanın çoğunda normal bir PWM dönüştürücü olarak davranır. Ancak, bastırma elemanlarının çalışma özellikleri sebebiyle, PWM çalışmanın iletim ve kesim durumları bir minimum süreye sahiptir [8,9].

Yumuşak anahtarlama teknikleri, genel olarak,

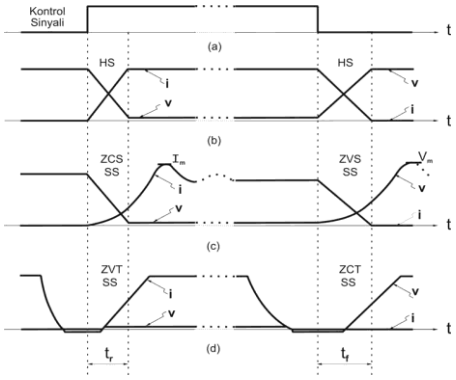
1) Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS)

2) Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS)

3) Sıfır Akımda Geçiş (ZCT)

4) Sıfır Gerilimde Geçiş (ZVT)

şeklinde 4 genel gruba ayrılır. Şekil 7.'de, bir anahtarlama elemanının kontrol sinyali ile sert anahtarlama (HS) ve yumuşak anahtarlama (SS) teknikleriyle ilgili temel dalga şekilleri görülmektedir. ZCS ile ZVS temel ve ZCT ile ZVT ileri yumuşak anahtarlama teknikleridir [10].



Şekil 7.

(a) Bir anahtarlama güç elemanın kontrol sinyali ile

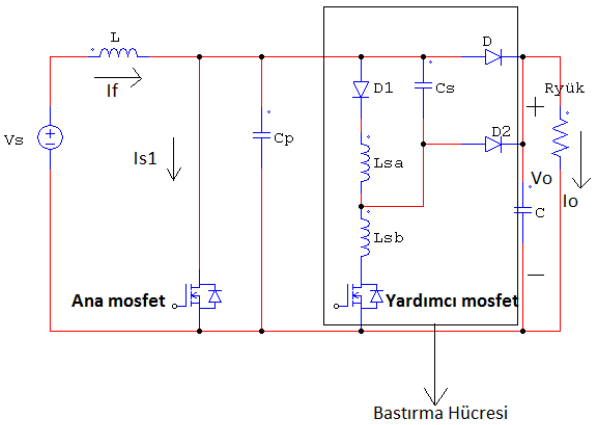
(b) HS

(c) ZCS ile ZVS ve

(d) ZCT ile ZVT çalışmalarıyla ilgili temel dalga şekilleri

5.Örnek Uygulama Devresi ve Kabuller

Sunulan yumuşak anahtarlamalı devre şeması Şekil 8'de görülmektedir. Bu devrede, V_S giriş gerilim kaynağı, V_O çıkış gerilimi, L ana endüktans, C çıkış filtre kondansatörü, ve D ana diyottur. Dikdörtgen kısım içersinde belirtilen devre ise, geliştirilen bastırma hücresidir. Sunulan bastırma hücresi, temel olarak, iki bastırma endüktansı L_{sa} ve L_{sb}, bir bastırma kondansatörü C_S, bir yardımcı mosfet ve iki yardımcı diyot D_1 ve D_2 elemanlarından oluşmaktadır. C_p kondansatörü ise, ana mosfet'in parazitik kondansatörü ile ona katılan diğer parazitik kondansatörlerinin toplamı olarak kabul edilmiştir. Sunulan dönüştürücüde ilave bir C_p kondansatörüne gerek yoktur.



Şekil 8. ZVT-ZCT-PWM dönüştürücü

Şekil 8'de verilen devrenin bir anahtarlama periyodu esnasında kararlı durum analizini kolaylaştırmak için, giriş ve çıkış gerilimleri ile çıkış akımı sabit ve yarı iletken elemanlar ile rezonans devreleri ideal kabul edilmiştir. Ayrıca ana diyot ile diğer diyotların ters toparlanma süreleri dikkate alınmamıştır.

5.1 Tasarım İşlemi

1) C_p kondansatörü, S_1 ana anahtarının ve ona katılan diğer parazitik kapasitansların toplamı olarak kabul edilmiştir.

2) Ana anahtarın maksimum giriş akımı kadar bir ilave akım stresine maruz kalması kabul edilebilir.

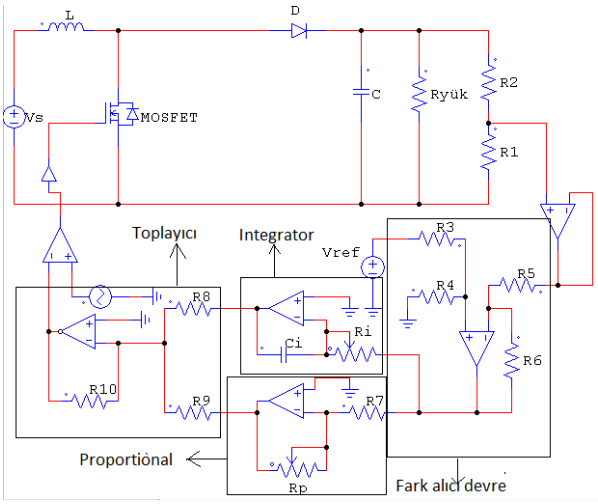
3) Ana anahtarın kesime girmesi esnasında negatif gerilim ile tutulduğu t_{ZCT1} süresi, en az bu anahtarın t_{f1} sönme veya düşme süresi kadar olmak üzere seçilmelidir.

4) Alt bastırma endüktansı olan L_{sb}'nin değeri, yardımcı anahtarın iletime girmesi esnasında ve onun akım yükselme süresi kadar bir zamanda, en fazla maksimum yük akımı kadar bir akım artışına müsaade etmek üzere seçilir.

6. Sistemin Kontrol Algoritması

6.1 Ana anahtarlama elemanın kontrol sinyalinin oluşturulması

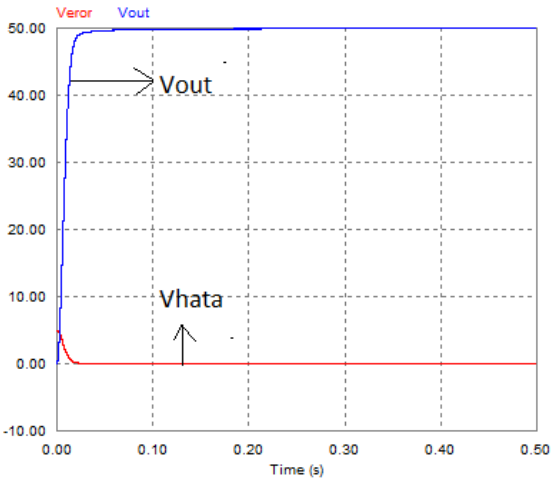
Panellerin ürettikleri güç non-lineer bir değişim göstermektedir. Farklı ışınım şiddetlerinde değişken akım ve gerilim değerleri üretmektedirler. Bu yüzden çeviricinin giriş gerilimi istenilen durumun aksine değişken bir gerilim ile beslenmektedir. Sistem için gerekli olan tasarım işleminde çeviricinin çıkış geriliminin sabit bir değerde tutulması gerekmektedir. Bu işlem ise ana anahtarlama elemanın devrede kalma süresinin kontrol edilmesi ile sağlanmaktadır. Kontrol algoritması op-amp ve mikroişlemci vasıtasıyla gerçekleştirilmiştir.



Şekil 9. Op-amp ile PI kontrolör uygulaması

Şekil' 9 da ki devrede op-amplarla PI regületör uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu uygulama fark alıcı, integretör, kazanç ve toplayıcı devresi olarak 4 aşamada gerçekleştirilmiştir. Fark alıcı devresinde op-ampın "–" bacağına çıkış gerilimi girilmektedir. Çıkış gerilimi gerilim bölücü işlemiyle R1 ve R2 dirençleriyle istenilen voltaj değerlerine ölçeklendirilmiştir. Maksimum çıkış gerilimi 5 V olacak şekilde ölçeklendirme işlemi gerçekleştirilmiştir. Op-

ampın “ + “ bacağına ise MPPT çıkış voltajının sistem için gerekli olan voltaj değerine göre ölçeklendirilen Vref değeri girilmiştir. Fark alıcı devre çıkışı sistemin hata sinyali olarak kabul edilmektedir. Bu hata sinyali PI kontrolör ile istenilen değere ulaşması sağlanmıştır. İntegral alıcı devrede C_i değeri için küçük bir kapasite seçilmelidir. R_i için de potansiyometre kullanılarak istenilen direnç değeri ayarlanabilmektedir. Kazanç devresi içinde R_p yerine potansiyometre kullanılarak kazanç belirlenebilmektedir. İntegral alıcı ile kazanç alıcı devrelerinin çıkışları toplanarak PI kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Bu toplamın çıkışı da oluşturulan üçgen dalga sinyali ile karşılaştırma işlemine tabi tutularak anahtarlama elemanın kontrol sinyali oluşturulmaktadır.

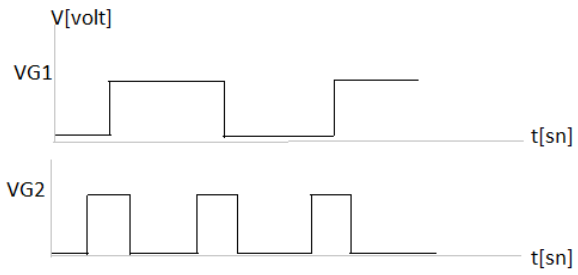


Şekil 10. PI kontrolör ile çıkış gerilimi ve hata değişimi

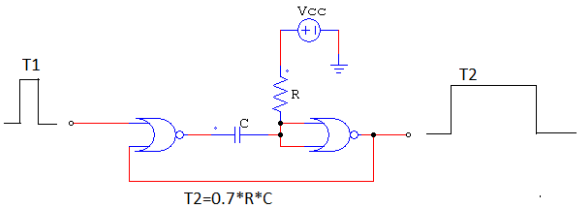
Şekil 10’ da kontrol sonrası elde edilen hata sinyali ve çıkış gerilimi değişim grafiği gösterilmiştir. Bu uygulamada çıkış gerilimi 50 V olacak şekilde referans gerilimi ayarlanmıştır. Giriş gerilimi olarak ise il aşamada 30 V 0.3 s sonrasında 40 V’ luk bir gerilim uygulanmıştır.

6.2 Yardımcı anahtarlama elemanın kontrol sinyalinin oluşturulması

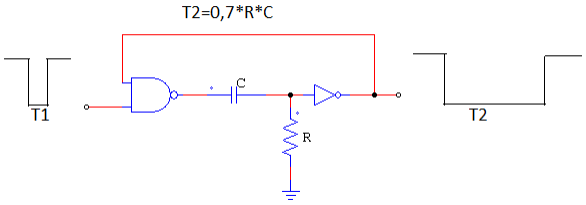
Yardımcı anahtarlama elemanın kontrol sinyalinin oluşturulması için ana anahtarlama elemanın açılma kapanma zamanlarının denetlenmesi gerekmektedir. Ana anahtarlama elemanı açılmadan bir süre önce yardımcı anahtarı açarak ana anahtarlama elemanı üzerinde harcanan gücü minimum seviyeye çekilmesi sağlanmıştır. Ana anahtarlama elemanı kapanmadan önce ise yardımcı anahtar belirli bir süre öncesinden açılarak ana anahtarlama elemanının kapanmasından bir müddet sonra kapatılarak ana anahtarlama elemanının kapatılmasında da harcanan güç seviyesini minimuma çekmiştir. Yardımcı anahtarlama elemanın açılma kapanma süreleri kullanılacak çeviricinin yapısına göre değişim göstermektedir. Bu sebeple kontrol sinyalleri deneysel yollar ile bulunmuştur. Şekil 11’ de anahtarlama elemanlarının kontrol sinyalleri gösterilmektedir. VG1 sinyali ana anahtarlama elemanına, VG2 sinyali ise yardımcı anahtarlama elemanına aittir.



Şekil 11. Ana anahtarlama elemanı ile yardımcı anahtarlama elemanın kontrol sinyalleri

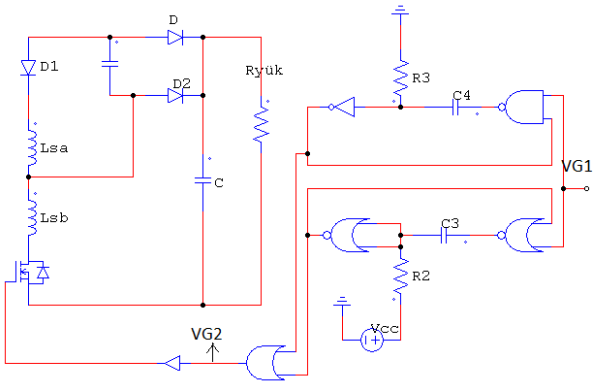


Şekil 12. Yükselen kenar takibi faz kaydırma işlemi

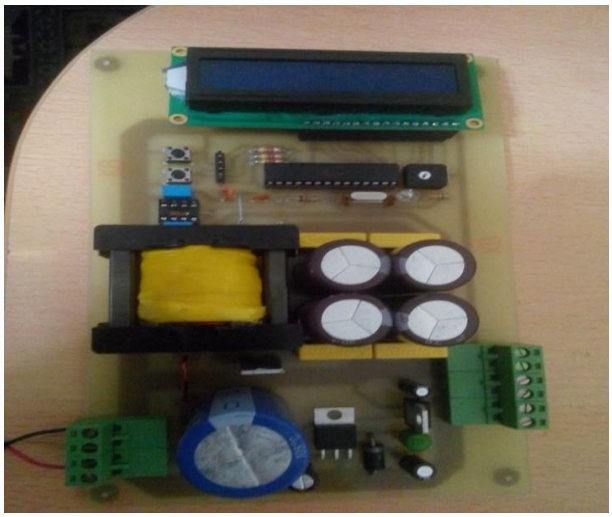


Şekil 13. Düşen kenar takibi faz kaydırma işlemi

Şekil 12 ve Şekil 13’ te yardımcı anahtarın kontrol sinyalin oluşturulması için kullanılan devreler gösterilmektedir. Bu iki devre OR kapısıyla toplanarak Şekil 14’ teki toplam kontrol sinyali oluşturulmuştur. Şekil 12’deki devre ana anahtarlama elemanın kontrol sinyalinin yükselen kenarında yani anahtarın açılması sırasında aktif olmaktadır. Faz kaydırma işlemiyle ana anahtarlama elemanı açılmadan belirli bir süre önce sinyal oluşturulabilmektedir. R ve C değerleri ile oynayarak sinyalin süresi olan T2 değiştirilebilmektedir. Bu işlemin benzeri olarak da ana anahtarlama elemanı kapanırken oluşturulmuştur. Şekil 13’ teki devre yardımıyla da ana anahtarlama elemanı kapanmadan önce yardımcı anahtarlama elemanı açılarak Şekil 11’ deki VG2 sinyali oluşturulmuştur.

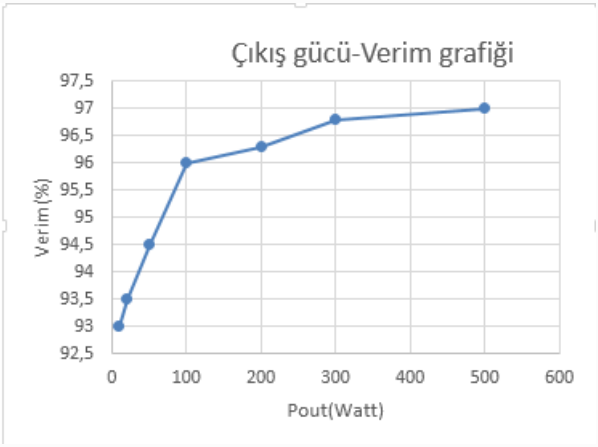


Şekil 14. Yardımcı anahtarlama elemanının kontrol sinyali



Şekil.15 MPPT uygulama devresi

Tasarlanan MPPT deneysel olarak verimliliği %93-%97 arasında değişmektedir. Güç seviyesi arttıkça verimlilikte bir artış gözlenmektedir. Uygulama devresi ve çıkış gücüne bağlı olarak verimin değişim grafiği sırasıyla Şekil 15 ve Şekil 16' da gösterilmiştir.



Şekil 16. Verimim çıkış gücüne bağlı değişim grafiği

7.Sonuçlar

Bu çalışmada PV sistemlerde enerji dönüşüm işleminin etkili bir biçimde uygulanabilmesi için yumuşak anahtarlamalı çevirici tasarlanarak MPPT sistemine uygulanmıştır. Sunulan çevirici yapısı ile çıkış gerilim dalgalılık oranı azaltılmıştır. Ayrıca PV'den elde edilen enerjinin verimli kullanılabilmesi için ihtiyaç fazlası enerji akım ve sıcaklık denetimli çevirici ile depolama birimine aktarılmıştır. Depolanan enerji talep durumunda yüke aktarılarak sistemin çalışma kararlılığı arttırılmıştır.

PV sistemlerden elde edilen enerji maliyetinin diğer kaynaklardan elde edilen enerjilerden daha yüksek olması sistem verimi ve güvenilirliğini ön plana çıkmaktadır. Uygulanan sistem ile depolanabilecek enerji miktarının akü kapasitesi ile sınırlı olması, sadece DC yüklerin beslenebilmesi bir eksiklik olarak görülmektedir. PV sistemlerden enerji elde etme işleminin en etkili bir biçimde yapılabilmek, ayrıca AC sistemlerin enerji ihtiyacını karşılayabilmek, aküler şarjlı iken ihtiyaç fazlası enerjinin kullanılabilmesine imkan sağlamak için şebeke etkileşimli evirici ile birlikte kullanılması önerilmektedir. Bu sayede yerel yükler için fazla gelen enerji şebekeye gönderilebilecek, PV sistemin yeterli gelmediği ya da çalışmadığı durumlarda alıcıya şebekeden enerji verilebilecektir.

Teşekkür

Bu çalışma, Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü Sensör Laboratuvarında yapılmıştır.Tübitak 2241-A sanayi odaklı lisans bitirme tezi programı dahilinde desteklenmiştir.

KAYNAKÇA

[1] Enslin,J.H.R., Wolf, M.S.,Snyman, D. B., Swiegers, W., "Integrated Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Converter", ***IEEE Transactions On Industrial Electronics***, 44(6): 769-773 (1997).

[2] Dimroth F. Baur C,Bett A.W,Mausel M.,Strobal G,"3-6 Junction Photovoltaic Cells For Space And Terrestrail Concentrator Applications" ***31st IEEE Photovoltaic Specialist Conference***, Orlando, Florida, USA, 525-529 (2005).

[3] Mulligan, W. P., Rose, D. H., Cudzinovic, M. J., Ceuster, D. M. D., McIntosh, K. R., Smith, D. D., Swanson, R. M., "Manufacture Of Solar Cells With 21% Efficiency", ***19th European Photovoltaic Solar Energy Conference***, France, 462-465 (2004).

[4]Haddad, K. A., Rajagopalan, V., "Analysis and SimuIation of Multiple Converter Operation to Reduce Losses and EMI", ***IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, 2004***, Urbana, Illinois, USA,183-188 (2004).

[5] **Güç elektroniği çeviriciler,uygulamalar ve tasarım** Ned MOHAN , Tore M. UNDELAND , William P. ROBBINS

[6] Glasner, I., Appelbaum, J., "Advantage Of Boost vs. Buck Topology For Maximum Power Point Tracker In Photovoltaic Systems", ***19th IEEE Convention of Electrical and Electronics Engineers***, Jerusalem, Israel, 355-358 (1996).

[7] Erickson, R. W., "DC-DC Power Converters", ***Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering***, 5:53-63 (1999).

[8] **Güç elektroniği Temel Analiz ve Sayısal uygulamaları** Prof.Dr. Hacı BODUR Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü

[9] Bodur, H., Aksoy, İ., ve Akın, B., (2002), "DC-DC Dönüştürücülerde YumuşakAnahtarlama Teknikleri", Kaynak Elektrik, Sayı 158, 100-108, Haziran.

[10]Cho, J.G., Baek, J.W., Rim, G.H., ve Kang, I., (1998), "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Multiphase Converters," IEEE Trans. on Power Electron., vol.13, 152-159, January.

Görüntü İşleme Tabanlı Yürüyen Bant Sistemi ile Nesne Ayırma

Filiz Harmankuyu[1], *Cansel Öğretmenoğlu*[2], *Fatma Nur Sevgi*[3],*Büşra Şeker*[4], *S.Mert Özer*[5], *Hakkı Ulaş Ünal*[6]

Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Anadolu Üniversitesi
{filiz.harmankuyu[1],canseleal[2], fatmanursevgii[3], sekerbusraa[4]}@gmail.com
{smozer[5], huunal[6]}@anadolu.edu.tr

Özetçe

Günümüz endüstrisinde yürüyen bant sistemlerinin hızla yaygınlaştığı görülmektedir. Endüstrinin gelişen ihtiyaçlarını karşılamak üzere tasarlanan bu sistemler, farklı özelliklere sahip nesnelerin kategorize edilmesinde kullanılır. Bu çalışmada, farklı renge ve şekle sahip olan üç tip nesnenin ayrıştırılarak üç farklı kutudan uygun olanına yerleştirilme işlemi gerçekleştirilmiştir. Ayırma işlemi, nesnelerin renklerinin ve şekillerinin belirlenmesi ve ardından belirlenen bu özelliklere göre ayrıştırılmasını içermektedir. Bu işlem için Matlab görüntü işleme paket programı, Arduino işlemcisi ve programlanabilir mantıksal denetleyici (Programmable Logic Controller (PLC)) kullanılmıştır. Çalışma kapsamında kurulan deney düzeneğinde, nesnelerin karakteristiğini tespit edebilmek için geliştirilen görüntü işleme algoritması, sistemin bir bütün olarak işleyişi için tasarlanan mikroişlemci algoritması ve bandın ilerlemesini sağlayan DC motorların denetlenmesinde kullanılan PLC algoritması gerçek zamanlı olarak test edilmiş ve sonuçları gözlemlenmiştir.

1. Giriş

Yürüyen bant sistemleri, yükleri veya gereçleri havadan veya yerden taşımaya yarayan ayrıca kapalı devre çalışan devamlı aktarma mekanizmalarıdır. Endüstride, yürüyen bantlar, İngilizce'de ileten anlamına gelen "konveyör" kelimesi ile sıkça kullanılmaktadır. Bantlı, rulolu, zincirli, olmak üzere çeşitli konveyör bant sistemleri mevcuttur. Bu projede bantlı tip konveyör bant kullanılmıştır. Bantlı konveyörler, çok çeşitli ürünlerin farklı mesafelere yatay veya eğimli iletiminde, genel taşıma amaçlı kullanılan konveyörlerdir. Bantlı konveyörlerde malzeme taşınması; germe tamburu, motor redüktör, hareket verilen tahrik tamburu arasına gerilen bant ile sağlanır.

Bu çalışmada üç tip cismi birbirinden ayırmak için tasarlanan deney düzeneğinde internet kamerası, konveyör bant, PLC ve Arduino işlemcisi kullanılmıştır. Renk ve şekline göre nesneleri ayırt etmek için kamera ve Matlab'te bulunan Image Acquisition Toolbox kullanılmaktadır [1]. Bu araç, Matlab ile kamera arasında iletişim kurarak tespit edilen görüntünün işlenmesine ve anlamlandırılmasına olanak sağlamaktadır. Sistemin bir bütün olarak çalışması için kurulan ve görüntü işleme ile tespit edilen nesne karakteristiğinin yorumlanarak cismin ilgili kutuya aktarılması için DC motorları sürecek bilginin oluşturulmasını sağlayan algoritma ise Arduino Mega 2560 işlemcisinde koşturulmaktadır. Nesneleri iletmek için kullanılan konveyör bant DC motorlarının kontrolü Mitsubishi Melsec fxon-60mr-ds PLC ile yapılmaktadır. Sistem akışında üretilen bilgilerin, bahsedilen bileşenler arasında doğru olarak aktarılması gerekmektedir. Bileşenler arası haberleşmeyi sağlayabilmek için bazı ara yüzler tasarlanmıştır. Ayrıca sistemin izlenebilirliği için LCD gösterge ekranı ve ledler bulunmaktadır.

2. Görüntü İşleme Teknikleri

Bu projede nesnelerin şekillerinin tanımlanması için taslak resim eşleme (template matching) yöntemi, renklerinin tanımlanması için ise renk analizi yöntemi kullanılmıştır.

2.1 Şekil Tanımlama

Nesne şeklinin tanımlanmasında kullanılan, taslak resim eşleme yöntemi, korelasyon operasyonundan elde edilen verileri temel almaktadır. Kameradan elde edilen orijinal görüntü ile taslak resimleri eşleştirmek amacıyla paint programında kare, üçgen ve daire şekillerini içeren taslak bir dosya oluşturulmuştur. Takip edilen adımlar şu şekilde sıralanabilir:

1. Nesnenin orijinal RGB görüntüsü iki bileşenli görüntüye (binary image) dönüştürüldü.Bu işlem sırasında öncelikle RGB görüntü gri tonlu görüntüye çevrilir.Bu aşamada NTSC dönüşüm formülü uygulanmıştır. NTSC(National Television System Committee), televizyonda görüntüyü meydana getiren yatay ve dikey piksel verilerinin kodlandığı renkli video standardıdır.YIQ, YUV ve YCbCr; NTSC video standardının temelini oluşturan renk uzaylarıdır.[2] Bu projede RGB görüntü gri tonlu görüntüye çevrilirken YUV renk uzayı kullanılmıştır.YUV renk uzayında Y parlaklık ,U ve V ise renk bilgisini tutan bileşenlerdir. Siyah ve beyaz görüntülerde parlaklık bilgisi (luminance Y) bileşeninde bulunmaktadır. Bu nedenle RGB görüntüyü gri tonlu görüntüye çevirirken Y bileşeninden faydalanılmaktadır. Bir sonraki adım olarak, Otsu eşikleme yöntemi (Otsu's Global threshold method) ile gri seviye eşik değeri belirlenir. Otsu Eşikleme Yöntemi gri tonlu resimlere uygulanan, başarılı sonuçlar vermesi nedeniyle genelde tercih edilen bir eşikleme yöntemidir[3]. Otsu eşikleme metodunda, varyans maksimizasyonu yapılarak optimum eşikleme değeri bulunur. Bunun

için temel basamak, görüntünün histogramını bulmaktır. Daha sonra, belirlenen eşik değeri kullanılarak gri tonlu görüntü ikili görüntüye çevrilir. Otsu metoduyla bulunan eşik değerinin altında kalan bütün pixeller 0 (siyah),üzerinde olanlar ise 1 (beyaz) değeriyle değiştirilerek ikili görüntü elde edilir [4].

2. Morfolojik görüntü işleme yöntemlerinden olan genişletme (dilation) yöntemi kullanılarak ikili (binary) görüntünün gürültü sebebiyle iki ayrı nesne gibi algılanması önlendi.

3. Genişletme operasyonu uygulanan görüntü, her adımda 10'ar derece artırılarak 360^o döndürüldü. Her döndürme işleminden sonra orijinal görüntü ile taslak resimler eşit boyuta getirildi ve korelasyon işlemi uygulandı.

4. Korelasyon operasyonundan elde edilen veriler ile bir matris oluşturuldu. Korelasyon, görüntü işleme, örüntü tanımlama ve pek çok alanda kullanılan önemli bir operasyondur. Özellik tespit algoritmalarında, iki veri arasındaki korelasyondan (cross-correlation) faydalanılmaktadır. Bundan sonraki çalışmalarda iki resim arasındaki benzerlik için PSNR yada SSIM yöntemi de korelasyon metoduna alternatif olarak kullanılabilir. Korelasyon işlemi, taslak resim eşleme yönteminde, görüntüler arasındaki öklit uzaklığının bulunmasıyla sağlanır.

$$d^2_{f,t}(u,v) = \sum_{x,y}[f(x,y) - t(x-u,y-v)]^2 \quad (1)$$

Yukarıdaki (1) denkleminde, $d^2_{f,t}(u,v)$ karesi alınmış öklit uzaklığını, f görüntüyü ve u,v ise pozisyonları göstermektedir.

$$d^2_{f,t}(u,v) = \sum_{x,y}[f^2(x,y) - 2f(x,y)t(x-u,y-v) + t^2(x-u,y-v)] \quad (2)$$

Formülde bulunan $t^2(x-u,y-v)$ kısmı sabit bir değerdir, ve $f^2(x,y)$ kısmı da yaklaşık olarak sabit kabul edildiğinde korelasyon formülü şu şekilde bulunur:

$$c(u,v) = \sum_{x,y} f(x,y)t(x-u,y-v) \quad (3)$$

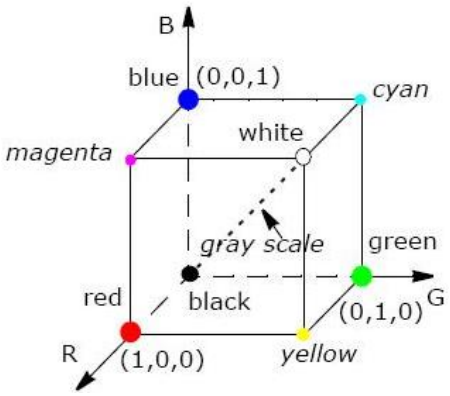
Bu formül eşlenen iki resim arasındaki benzerliğin tespitini sağlamaktadır[5].

5. Satırların şekil, sütunların ise açı bilgisinden meydana geldiği matristeki en yüksek değer tespit edildi. Tespit edilen bu değerin bulunduğu satır, şekil bilgisine ulaşmamızı sağladı.

2.2 Renk Tanımlama

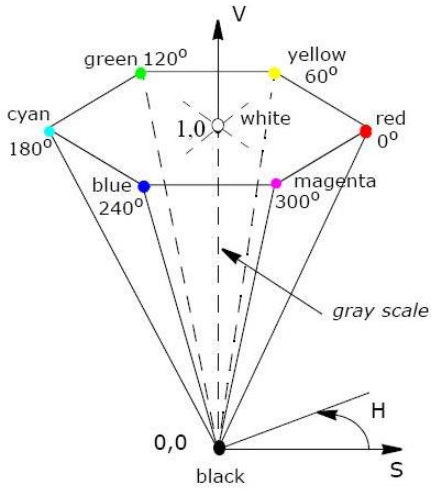
Kullanılan en yaygın renk uzayları; RGB (Red, Green, Blue) , HSV (Hue, Saturation, Value) ve NTSC (National Television System Committee) renk uzaylarıdır.

Şekil 1'de gösterilen RGB renk uzayında, görüntünün renk bilgisi R, G ve B bileşenlerine dağılmıştır.



Şekil 1. RGB Renk Uzayı

Şekil 2'de gösterilen, HSV renk uzayında renk özü (Hue), rengi belirler. Açısal değerler üzerinden tanımlanmaktadır. 0°-360° arasında değerler alır. Doygunluk rengin canlılığını; parlaklık ise rengin aydınlığını ve içindeki beyaz renk oranını belirler. Doygunluk ve parlaklık bilgisi 0-1 arasında değerler alır[6].



Şekil 2. HSV Renk Uzayı

HSV renk uzayında görüntünün renk bilgisi Hue değeri üzerinde tanımlanmakta olduğundan dolayı renk bilgisine göre ayrıştırma yapılacak işlemlerde, HSV renk uzayı üzerinden çalışmak daha doğru bulunmuştur. RGB renk uzayında ifade edilen görüntünün, HSV renk uzayına dönüştürülmesi aşağıda sıralanan formüller ile yapılmaktadır[6].

$$V = \max\{R,G,B\} \quad (31)$$
$$\delta = V - \max\{R,G,B\} \quad (32)$$
$$S = \frac{\delta}{V} \quad (33)$$

$$1.\text{if } R = V \text{ then } H = \frac{1}{6}\frac{G-B}{\delta} \quad (34)$$
$$2.\text{if } G = V \text{ then } H = \frac{1}{6}\left(2 + \frac{B-R}{\delta}\right) \quad (35)$$
$$3.\text{if } B = V \text{ then } H = \frac{1}{6}\left(4 + \frac{R-G}{\delta}\right) \quad (36)$$

Renk tanımlama işleminde, istenilen rengin tanımlanması amacıyla H,S ve V değerlerinin her biri için eşik değerler belirlenmeli ve bu eşik değerler üzerinden kıyaslama yapılmalıdır. Projenin renk tanımlama algoritmasında kullanılan eşik değerleri Tablo 1'de gösterilmektedir.Söz konusu eşik değerleri deneme yoluyla elde edilmiştir.

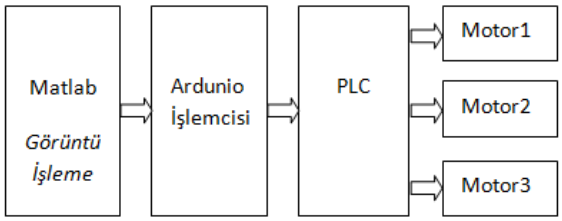
Tablo 1. HSV eşik değerleri

Kırmızı	{ H ≥ 0 ve H < 0.043 } ya da { H > 0.92 }	S > 0.2	V > 0.3
Mavi	H ≥ 0.52 ve H <0.63	S > 0.6	yok

Konveyör bant projesinde Logitech C525 HD kamera kullanılmıştır. Kameranın saniyede aldığı çerçeve sayısı en fazla 30fps@640x480.Video işleme yapılmamış,gelen cismin görüntüsü alınıp işlenmiştir.Bu nedenle kameranın fps(frame per second) oranı bu sistem için önemli bir parametre olmamaktadır.

3.Deneysel Konveyör Bant Düzeneği

Sistemde temel olarak 4 bileşen bulunur. Şekil 3'de de görüldüğü gibi Matlab tabanlı görüntü işleme algoritması sayesinde cismin rengi ve şekli hakkında elde edilen veriler Arduino işlemcisine aktarılır. Arduino sistemin temel işlemcisidir. Matlab görüntü işleme aracı ile elde edilen bilgiler Arduino'da işlenir ve PLC'ye hangi DC motoru sürmesi gerektiği hakkında bilgi verir. PLC gelen bilgiye göre motorları sürer. Bu sayede nesne uygun olan kutuya yerleştirilmiş olur.



Şekil 3. Sistemin temel bileşenleri

Sistemde deneysel nesneler, kamera, Arduino işlemcisi, bilgisayar, PLC, konveyör bant ve DC motorlar ve alt bileşenler bulunmaktadır.

Konveyör bant sisteminin ayırt etmeyi amaçladığı farklı renge sahip deneysel nesneler Şekil 4'te gösterildiği gibi tamamen kırmızı ve kare, tamamen mavi ve kare, kırmızı ya da mavi olmayan, tamamen kırmızı olmayan ve tamamen mavi olmayan nesnelerdir.



Şekil 4. Nesneler

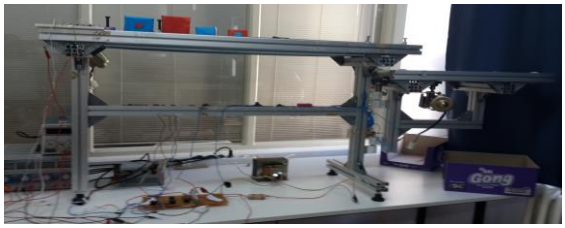
Kamera konveyör bantta ilerleyen nesnelerin Matlab Image Acquisition aracı yardımı ile fotoğrafını çeker. Image Acquisition Toolbox görüntü ve videoların kamera aracılığıyla elde edilmesi ve doğrudan Matlab ve Simulink'e aktarılmasını sağlar. Image Acquisition Toolbox ile mevcut kameranın özellikleri algılanır bu sayede donanım otomatik olarak sistem tarafından tanınmış olur [7].

Kameradan alınan fotoğrafın görüntü işlemesi için Matlab ortamını oluşturur. Matlab'te işlenen görüntü bilgisinin Arduino'ya aktarılmasını sağlar. Arduino bilgisayara COM3 ve COM4 seri portu ile bağlanmıştır.

Sistemin temel işlemcisi olarak Arduino Mega 2560 kullanılmaktadır.ATmega2560 tabanlı bir Arduino kartıdır. 54 dijital I/O pini vardır. Bunların 14 tanesi PWM çıkışı olarak kullanıabilir. 16 analog girişi, 4 UART (serial port), 16 MHz kristal osilatörü, USB bağlantısı, adaptör girişi, ICSP çıkışı ve bir reset butonu vardır. Arduino, Duemilanove ve Diecimila için tasarlanmış tüm eklentilere(shield) uyumludur [8].

PLC, DC motorları sürmek için bir anahtarlama elemanı olarak kullanılmaktadır. Arduino'dan gelen sinyale göre tasarlanan röle devresindeki röleleri enerjilendirmekte ve ilgili motoru sürmektedir. Kullanılan Mitsubishi Melsec fxon-60mr-ds PLC FX0, FX0S FX0N PLC 30 giriş çıkış kapasitesi bulunan bağımsız Melsec PLC sınıfındaki PLC çeşididir.FX0 genişleme modülleri ile güçlendirilebilme özelliğine sahiptir. İki özel fonksiyon bloğu ile 32 giriş çıkış a kadar yükselebilir[9].

Şekil 5'te görülebileceği gibi yürüyen bant sistemi iki banttan oluşmaktadır. İlk bant sabit ve sadece ileri yönde hareket edebilen banttır. İkinci bant ise nesneleri ilerletebilen ve aynı zamanda sağa veya sola hareketi yapabilen banttır. Yürüyen bant sisteminde üç adet özdeş DC motor vardır. Proje kapsamında, bandın ileri yönde hareketini sağlayan motorlar Motor1 ve Motor2 olarak adlandırılmıştır. Bu motorlardan Motor1 ilk bant için, Motor2 ise ikinci bant için ileri hareketini sağlamaktadır. Motor3 ise ikinci bandın sağ veya sola dönüş hareketini bir zincir yardımı ile sağlamaktadır.

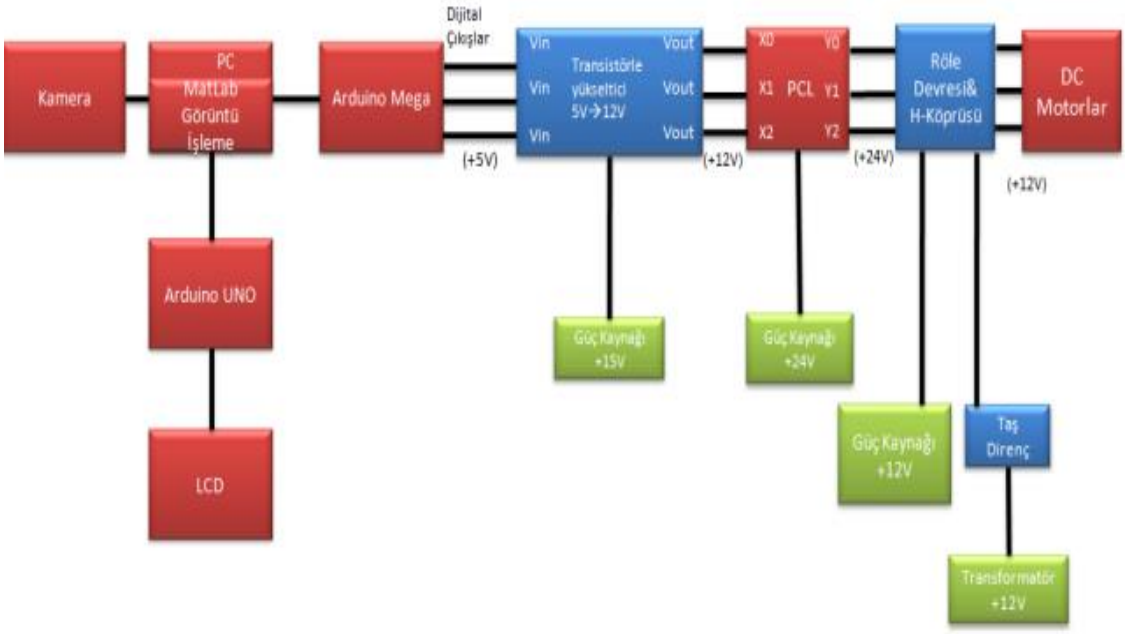


*Şekil 5.*Konveyör bant sistemi

Sistemin çalışabilmesi için farklı akıma ve voltajlara sahip güç kaynakları kullanılmaktadır. LCD gösterge ekranı ve ledler; sistemin durumunu anlayabilmek için kullanılan bileşenlerdir. Ayrıca Arduino-PLC ve PLC-DC motorlar arasında veri alışverişini doğru bir şekilde gerçekleştirebilmek için ara yüzler tasarlanmıştır.

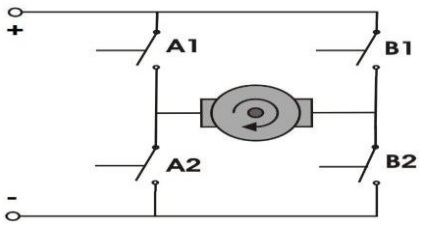
Bu arayüzlerden ilki MATLAB-Arduino için kullanılan Arduino Giriş/Çıkış paketidir. Bu paket sayesinde Arduino ve Matlab haberleşmesi sağlanmaktadır. İkinci

arayüz Arduino-PLC haberleşmesi için kullanılan arayüzdür. Bu arayüzün amacı Arduino'nun dijital 1 yani 5V'luk çıkışını 12V'a yükselterek PLC giriş pinlerini aktif hale getirebilmektir. Voltaj yükseltme işlemi için bir transistör devresi kullanılmaktadır. Son arayüz ise PLC ve DC motorlar arasındakidir. Bu arayüz röle devrelerinden oluşmaktadır. PLC çıkışı ile tetiklenen röle arayüzü gerekli motoru sürebilmek kullanılmıştır. Tüm sistem arayüzlerle birlikte Şekil 6'da gösterilmektedir.



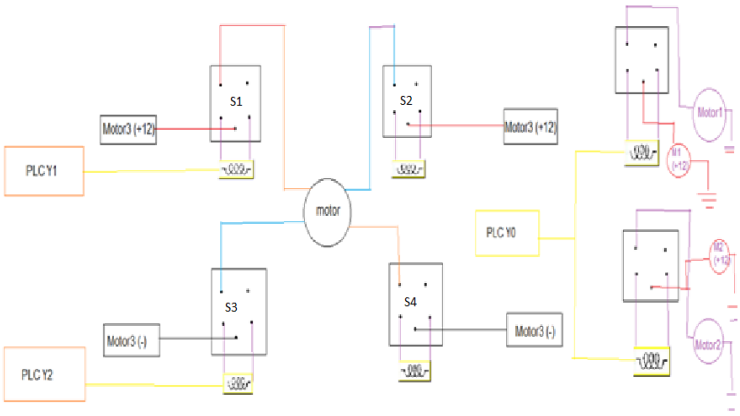
Şekil 6. Düzenekte kullanılan bileşenler

DC Motorlar ve PLC arasındaki iletişimi sağlamak için röle devresi ve H-Köprüsü tasarlanmıştır. H köprüsü; motorun iki yönde de hareketini sağlamak amacıyla kurulan devredir. Bu yapı sayesinde motor üzerinde geçen akımın yönü değiştirilip motorun sağa ya da sola dönmesi sağlanmış olur. Şekil 7'de H köprüsü yapısı gösterilmektedir. Bu devrede A1 ve B2 röleleri aktif edildiği zaman motor sağa döner. Eğer B1 ve A2 aktif edilirse bu seferde motor sola döner. Bu sayede motorun iki yönlü dönüşü sağlanmış olur. Şekil 8'de sistemde kullanılan röle arayüzü gösterilmektedir. Ara yüz iki farklı röle devresi içermektedir. Bunlardan ilki H köprüsüdür. Sistemde Motor3 ün hareketini sağlamak için H köprüsü yapısı, rölelerle oluşturmaktadır. PLC'nin Y1 çıkışı Arduino'dan gelen bilgiyle aktif edilirse S1 ve S4 röleleri iletime geçer ve bu sayede motorun sağa dönme işlemi gerçeklenmiş olur. Eğer PLC'nin Y2 çıkışı Arduino'dan gelen bilgiyle aktif edilirse S2 ve S3 röleleri iletime geçer ve bu sayede motorun sola dönme işlemi gerçeklenmiş olur. Diğer röle devresi ise Motor1 ve Motor2'nin hareketi için kullanılmaktadır.



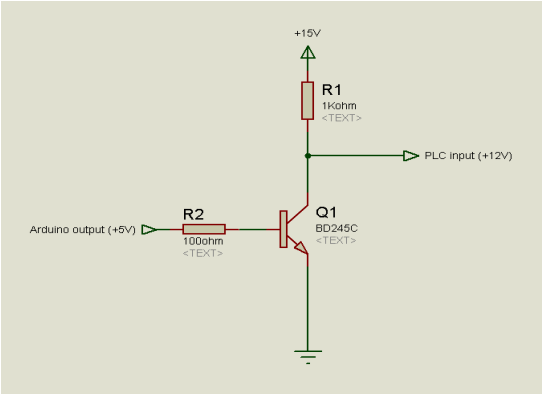
Şekil 7. H köprüsü bağlantısı

Bu devrede eğer PLC'nin Y0 çıkışı Arduino'dan gelen bilgiyle aktif edilirse devrede bulunan birbirinden bağımsız iki röle aktif edilmiş olur. Bu rölelerden biri Motor1 için diğeri ise Motor2'nin ileri yönde hareketini sağlamak amacıyla kullanılmaktadır. Kısacası PLC'nin dijital çıkışlarının aktif olmasıyla o dijital çıkışa bağlı olan röle iletir hale getirilmiş olur ve bu sayede motorlar istenilen yönde sürülür.



Şekil 8. Sistem için kullanılan röle devre şeması

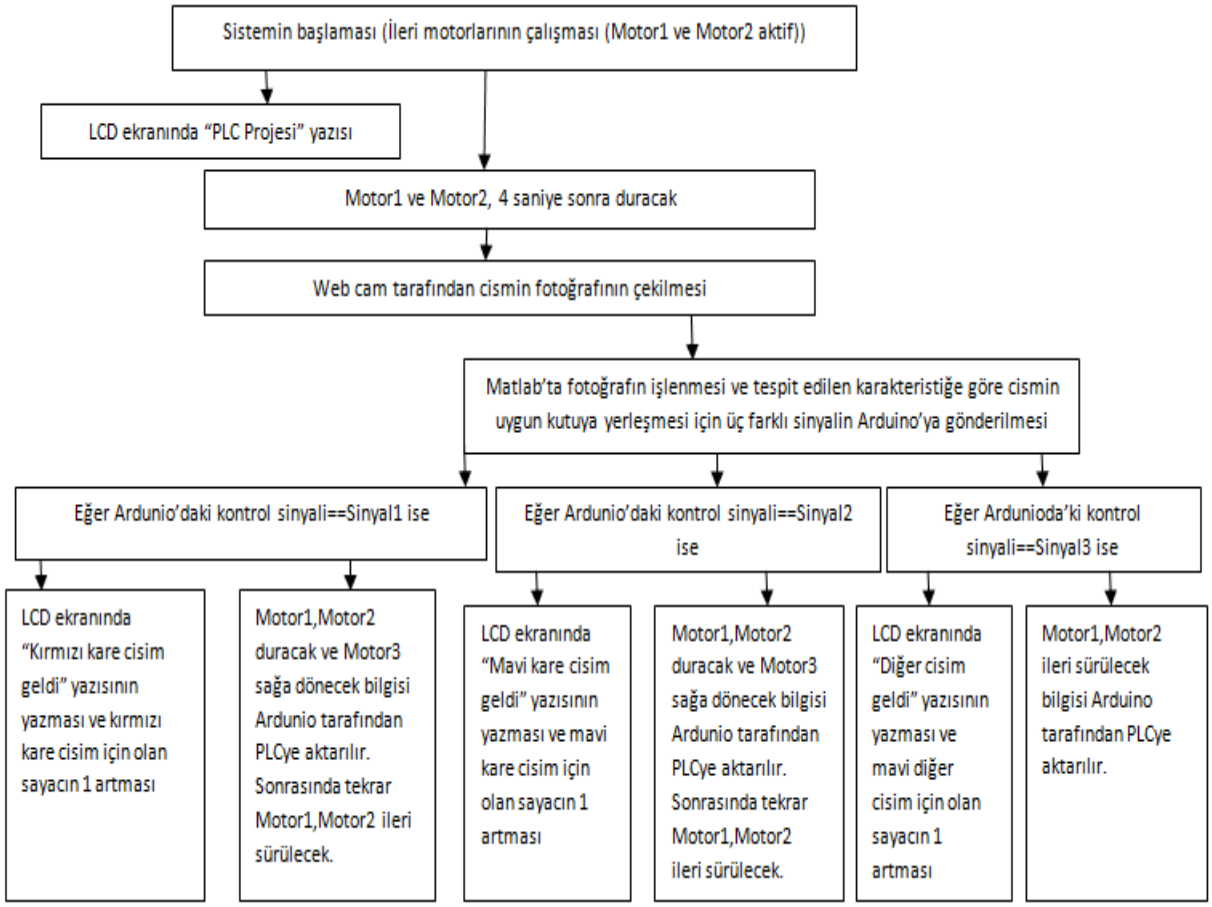
Arduino ve PLC arasındaki iletişimi sağlanmak için Ardunio'nun dijital çıkışının, PLC'nin dijital girişi olarak algılanması gerekmektedir. Bu nedenle transistörlü yükseltici devre tasarlanmıştır. Arduino işlemcisinin 5V'luk çıkışını 12V'a yükselterek PLC giriş pinlerini aktif hale getirmek için tasarlanan devrenin şeması Şekil 9'da gösterilmektedir. Bu devrede, 1 kohm ve 100 ohm olmak üzere iki adet direnç ve BD245C kodlu NPN tipi transistor kullanılmıştır[10].



Şekil 9.Transistör yükseltici devresi

4.Deneysel Düzeneğin Çalışma Algoritması

Bu sistemin işleyişinde amaç kırmızı kare olan nesneleri sağdaki kutuya, mavi kare olan nesneleri soldaki kutuya ve diğer diye adlandıran kırmızı kare veya mavi kare olmayan nesneleri de ortada bulunan kutuya yerleştirmektir. Sistem ilk başlatıldığında ileri motorları olan Motor1 ve Motor2 hareket etmeye başlar ve LCD ekranında "PLC Projesi" yazısı yazdırılır. Dört saniye geçtikten sonra motorlar, nesnenin fotoğrafının çekilmesi için belirli bir süre durdurulur. Fotoğrafın çekilip Matlab'ta işlenmesinden sonra Matlab nesne rengini ve şeklini belirten sinyaller oluşturur ve bu sinyaller seri port aracılığı ile Arduino işlemcisine aktarılır. Arduino'da bulunan kontrol sinyali, gönderilen sinyalden hangisine eşitse o sinyale uygun olarak motorların harekete geçirilmesi için PLC'nin çıkışlarını aktif eder. PLC nin aktif olan çıkışı sayesinde ilgili röle veya röleler iletime geçer ve motorlar sürülmüş olur. Bu işlem sonucunda nesne, ilgili kutuya yerleştirilmiş olur. Şekil 10'da işlemin akış şeması gösterilmektedir.



Şekil 10. Sistem akış şeması

Sonuçlar

Bu projenin uygulamasında, ürünlerin bantlar boyunca ve kameraya erişmeleri icin gecen süre geri besleme parametresi olarak ele alınarak aç-kapa denetimi yapılmıştır. Sistemde kullanılan PLC sayesinde anahtarlama işlemi yapılarak sistemin kontrolü zaman parametresi ile kolay ve dengeli bir şekilde sağlanmıştır. Projede ileride ele alınacak calışma ise, motorlar için PI denetleyici tasarımıdır. Tasarlanan PI denetleyici, PLC üzerinden gerçekleştirelebileceği gibi, sistemden PLC'nin çıkarılıp, PI denetleyicinin elektriksel gerceklemesi kullanılarak da yapılabilir.
Ayrıca sistem kontrolünde sensör kullanılmamıştır. Zaman parametresi kullanılarak bandın dönüşünü kontrol edildiği için projenin ileri aşamalarında bu parametre üzerine hassaslık analizi yapılarak daha kapsamlı bir kontrol işlemi gerçekleştirilebilinir.

Teşekkür

Bu çalışma, Anadolu Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü Kontrol Sistemleri Temelleri Laboratuvarı'nda, EEM494 Control Systems Laboratory dersi kapsamında hazırlanmıştır.

Kaynakça

[1] Image Accusation Toolbox, Mathworks Inc.

[2] Video Demystified,A Handbook for the Digital Engineer,Third Edition by Keith Jack

[3] Zhong Qu andLi Hang"Research on Iimage Segmentation Based on the Improved Otsu Algorithm.",2010

[4] Nobuyuki Otsu (1979). "A threshold selection method from gray-level histograms". IEEE Trans. Sys., Man., Cyber. 9 (1): 62–66

[5] Fast Normalized Cross-Correlation,J. P. Lewis, Industrial Light & Magic

[6] Digital Image Processing (2nd Edition),Rafael C. Gonzalez

[7] Arduino Programming Notebook , Brian W.Evans Creative Commons, 2007

[8]"http://arduino.cc/en/Main/arduinoBoardMega2560" 30.05.2014 12.00' da erişildi.

[9] Mitsubishi Programmle Controllers MELSEC-F Pragramming Manual

[10] BD245C NPN Transistor Datasheet

S7 300 İLE PROFIBUS ÜZERİNDEN SİSTEMİN GERÇEK ZAMANLI PID KATSAYILARININ BULUNARAK PID İLE KONTROLÜ

Ali Uğur Ağlar[1], Sıtkı Öztürk[2], Melih Kuncan[3]

[1,2]Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/Kocaeli
aliuguraglar@hotmail.com, sozturk@kocaeli.edu.tr

[3]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/Kocaeli
melih.kuncan@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, gerçek zamanlı DC motor hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Kontrolör olarak PI (Proportional Integral) kullanılmıştır. PI parametreleri için sistemin gecikmesi ve zaman sabiti bulunarak gerçek zamanlı olarak hesaplanmaktadır. Kontrolör olarak 314-IFM PLC, data toplama için ET200B ve EM235 analog modüller ve haberleşme için CP342-5 ve EM277 PROFIBUS modül kullanılmıştır. Motor hız bilgisini geri besleme olarak kullanmak için de takometre kullanılmıştır. ET200B analog modül ile kontrol işareti DC motora uygulanmış, sistemin verdiği açık çevrim cevabı EM235 analog modül ile takometreden okunarak sistemin zaman gecikmesi ve zaman sabiti bulunmuştur. Bu okunan değerlerden sistemin PI katsayıları hesaplanmıştır. Bu katsayılar kullanılarak sistemin kapalı çevrim PI kontrolü gerçeklenmiştir.

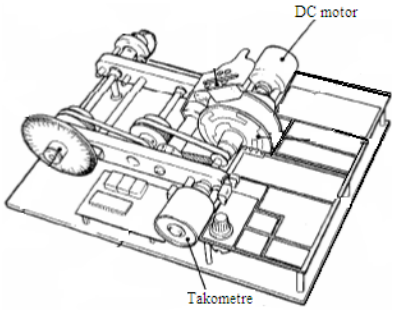
1.Giriş

PID (Proportional, Integral, Derivative) oransal-integral-türevsel kontrolör endüstriyel kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılan genel bir kontrol yöntemidir. PID denetimin sağlanması için, uygun PID katsayılarının belirlenmiş olması gerekir. PID kontrolör denetiminde, PID katsayılarının uygun seçilememesi durumunda, sistemdeki değişimlere tam anlamıyla bir çözüm getirilememektedir ve istenilen denetim sağlanamamaktadır. Bu nedenle PID kontrolörde en önemli nokta PID parametrelerinin belirlenmesidir [1].

Bu çalışmada, PID parametreleri sistem cevabına göre gerçek zamanlı olarak hesaplanmıştır. Bu durum daha hassas ve daha etkili bir denetim sağlanır [2]. Bu yöntemle, PID parametrelerinin belirlenmesi için uzman kişiye gerek duyulmaz. İstenirse, sistem her çalışmasında PID parametreleri, yeniden belirlenebilir ve sistem yeni parametreler ile kontrol edilebilir. Ancak etkili denetim sağlamasının yanında karmaşık matematiksel ifadeler ve maliyet getirir. Bu maliyet ise sistemin zaman sabitine bağlı olup, beş veya altı zaman sabitlik bir süre almaktadır [3].

Bu çalışmada, kontrol için S7-300 PLC kullanılmıştır. PID parametrelerini bulmak için, sistemin açık çevrim cevabı kullanılmıştır. Bu verilerden yararlanılarak sistemin ölü zamanı ve zaman sabiti bulunup gerçekleştirilen algoritmayla PID parametreleri hesaplanmıştır. Daha sonra da sistem kapalı çevrim olarak kontrol edilmiştir [4].

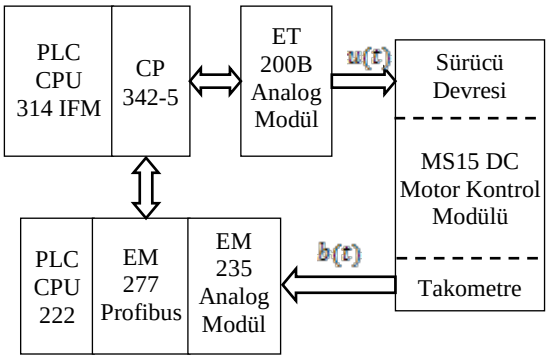
Çalışmada, hız kontrolü yapılan sistem Şekil 1'de verilen MS15 DC Motor Kontrol Modülüdür [5]. Sistemin donanımının genel blok yapısı Şekil 2'de verilmiştir.



Şekil 1. MS15 DC motor kontrol modülü [5].

2. Sistemin çalışması

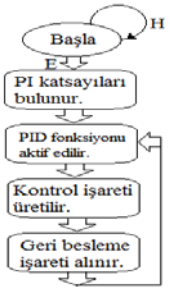
Bu çalışmada, Şekil 2'den de görüldüğü gibi sistemden data toplanması ve kontrol edilmesi için CPU 314IFM kullanılmıştır. Kontrol işareti ET 200B analog çıkış modülü ile DC motor sürücü devresine 0-5V arasında uygulanmaktadır. Takometreden alınan motor hız bilgisi CPU 222 ile 0-10V arasında EM235 analog giriş modülünden okunmaktadır. CPU 314IFM ile CPU 222 CP 342-5 ve EM277 PROFİBUS modülleri ile haberleştirilmiştir.



Şekil 2. Gerçekleştirilen sistemin donanım blok yapısı

Sistemin yazılım algoritması Şekil 3'de verilmiştir. Bu algoritma CPU 314IFM de OB35 zaman kesme bloğunda

yazılmıştır. Zaman kesmesi veya örnekleme zamanı 100ms olarak alınmıştır. OB35 içinde PID parametrelerinin bulunması ve PID kontrolör için iki alt fonksiyon bloğu yazılmıştır. Birincisi, PID parametre bulma bloğu olup, sistem açık çevrim olarak belli bir örnek değer toplanmakta ve bu değerler üzerinden sistemin ölü zamanı ve zaman sabiti bulunarak PI katsayıları hesaplanmaktadır. İkincisinde ise PID bloğu kapalı çevrim olarak çalıştırılmaktadır.

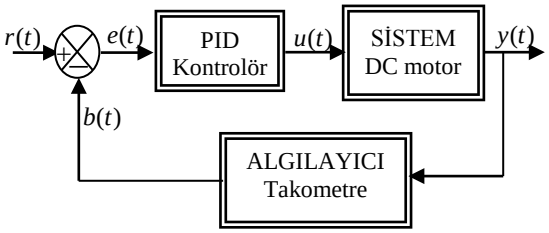


Şekil 3. Sistemin yazılım çalışma algoritması

4.PID Denetim

PID denetim oransal (Kc), türevsel (Ti) ve integral (Td) süreçlerinin birleşmesiyle oluşur. PID kontrolör üç modlu kontrolör olarak da bilinir. Bu parametrelerden hangisinin ya da hangilerinin kullanılacağı sistemler ve istenilen durumlara göre değişir. İntegral bileşeni büyük yük değişimleri nedeniyle oluşan oransal ofseti azaltmak ve yok etmek için kullanılır. Türev yöntemi de salınım eğilimini azaltır ve hata sinyalini önceden sezen bir etki sağlar. Türev yöntemi özellikle ani yük değişimlerinin olduğu sistemlerde çok kullanılışlıdır [6].

Şekil 4'de gerçekleştirilen sistemin blok diyagramı verilmiştir. Blokta, Kontrolör çıkışı u(t), sistem çıkış hız bilgisi y(t), geri besleme işareti b(t) ve referans veya set değeri r(t) değişkenleri kullanılmaktadır.



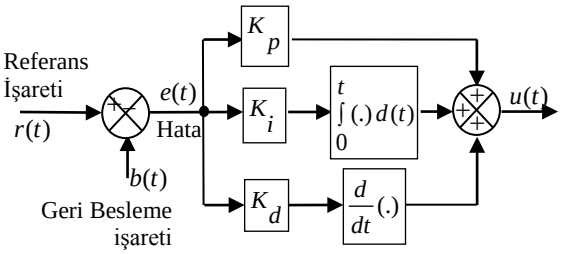
Şekil 4. PID denetim blok diyagramı.

Motorun istenen referans işareti r(t), b(t) işaretiyle karşılaştırılarak Denklem 1'de verilen e(t) hata işareti elde edilmiştir.

$$e(t) = r(t) - b(t) \qquad (1)$$

Kontrolör bu hata işaretini sıfır yapacak u(t) işaretini üretmektedir. Kısaca kontrolörün görevi hata işaretini her türlü bozucu etki karşısında en kısa sürede hatanın sıfır olmasını sağlamaktır. Bu da Şekil 5'deki kontrol parametrelerinin sisteme uygun belirlenmesiyle mümkündür. Şekil 5'den kontrolör çıkış işareti, kontrolör elemanlarının her birinin K_P, K_C ve K_D kazançları olmak üzere Denklem 2'de verilmiştir.

$$u(t) = K_p.e(t) + K_i.\int_0^t e(t).d(t) + K_d.\frac{d}{dt}e(t) \qquad (2)$$



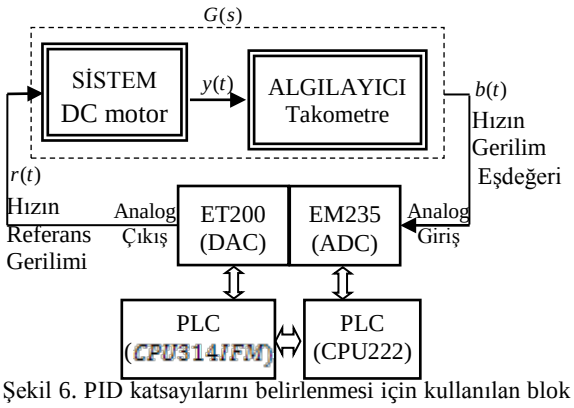
Şekil 5. PID kontrolör blok diyagramı

Benzer şekilde ISA (Industry Standard Architecture) standardına göre kontrolör elemanlarının kazançlarının birbirine bağımlı olarak da Denklem-3'deki gibi yazılabilir. K_C kontrolör çevrim kazancını, T_I entegral zamanı, T_D türev zamanı olarak adlandırılır [7].

$$u(t) = K_c\left[e(t) + \frac{1}{T_i}.\int_0^t e(t).d(t) + T_d.\frac{d}{dt}e(t)\right] \qquad (3)$$

4.1 PID Parametrelerinin Bulunması

PID parametrelerinin belirlenmesi için sistemin transfer ifadesinin kararlılığı araştırılıp buradan PID parametreleri hesaplanacaktır. PID parametreleri gerçek zamanlı olarak bulmak için, S7-300 CPU314IFM PLC ile toplanan datalardan bulunmuştur. Bu amaçla Şekil 4'deki blok yapı Şekil 6'daki açık çevrim blok yapıya dönüştürülmüştür.



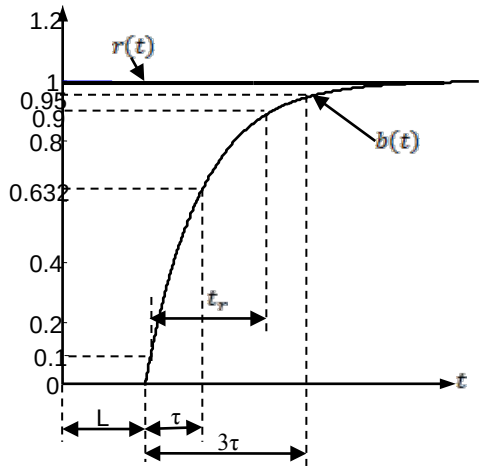
Şekil 6. PID katsayılarını belirlenmesi için kullanılan blok diyagramı.

Sistemin girişine Denklem 4'deki işaret uygulanmıştır. Sistemin çıkış işareti Şekil 11'de görüldüğü gibi elde edilmiştir.

$$r(t) = 2,5u(t) \qquad (4)$$

Bu çıkış işaretinden sistemin davranışının birinci dereceden olduğu anlaşılmaktadır. Bu nedenle kontrolör olarak PID kontrolör yerine PI kontrolü tercih edilmiştir

[8]. Sistemin çıkış işaretinin matematiksel ifadesi Denklem 5 ile modellenmiştir. Şekil 11'deki işaret ayrıntılı ve normalize olarak Şekil 7'de verilmiştir.



Şekil 7. Kapalı çevrim PID denetim blok diyagramı

Burada, r(t) birim genlikli referans işareti, sistemin çıkış işareti hız olarak okunmadığından, takometre çıkışı sistemin çıkış bilgisi $b(t) = y(t)$ olarak alınmıştır. Burada L, ölü zaman olup, r(t) işareti sistemin girişine ilk uygulandığı andan takometreden gözlendiği ilk ana kadar geçen süredir. τ , sistemin zaman sabiti olup, b(t)'nin ilk gözlemlendiği andan, maksimum genliğinin 0.632'üne ulaştığı ana kadar geçen süredir. Sistem çıkışı, , $L + 3\tau$ süresinde b(t)'nin 0.95'ine ve $L + 5\tau$ süresinde b(t)'nin 0.99'una ulaştığı kabul edilir. Sistemin $t = \infty$'da alacağı değere, yaklaşık $L + 5\tau$ 'luk bir süre sonunda ulaştığı kabul edilir [9].

Denklem 4-5'deki sistemin giriş ve çıkış ifadesinden Denklem 7 veya Denklem 8 transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

$$y(t) = 2(1 - e^{\frac{-t-L}{\tau}}).u(t-L) \tag{5}$$

$$\left.\begin{aligned} Y(s) &= G(s).R(s) \\ Y(s) &= \frac{2}{s(\tau.s+1)}e^{-sL} \\ R(s) &= \frac{2,5}{s} \end{aligned}\right\}$$

$$(6)\ \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{2}{s(\tau.s+1)}e^{-sL}.\frac{s}{2,5} = \frac{2.e^{-sL}}{2,5(\tau.s+1)} \tag{7}$$

$$G(s) = K\frac{e^{-sL}}{\tau.s+1} \tag{8}$$

Sistem çıkışının T_S anlarındaki örnek değerleri alınarak sistem durumuna karar verilmektedir. Örnekleme zamanı sistemin üst kesim frekansı f_H bağlı olarak $\frac{1}{T_s} \geq 2f_H$ olmalıdır. Sistemin yükselme zamanı $t_r = 2.2\tau = \frac{2.2}{2\pi f_H}$ ifadesinden $T_s \leq \pi\tau$ olarak bulunur [10]. Örneklenen işaretlerin bir sonraki örnek zamanına kadar (T_S) tutulması gerekir [3]. Tutma Denklem 9'da ve s-düzlemindeki ifadesi de Denklem 10'daki gibi yazılabilir.

$$p(t) = u(t) - u(t - T_S) \tag{9}$$

$$P(s) = \frac{1 - e^{-sT_S}}{s} \tag{10}$$

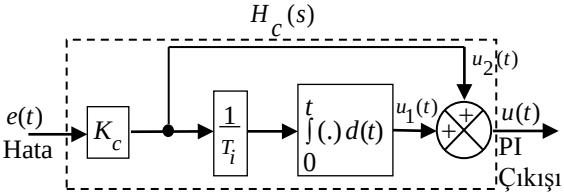
Örnekleme-tutma devresiyle beraber sistemin transfer ifadesi Denklem 11 ve z-düzlemi ifadesi ise Denklem 12 ile verilmiştir.

$$\left.\begin{aligned} H_p(s) &= G(s).P(s) = K\frac{e^{-sL}}{(\tau.s+1)}.\frac{1-e^{-sT_S}}{s} \\ H_p(s) &= K.e^{-sL}(1-.e^{-sT_S})\frac{1}{\tau(s+1/\tau)}.\frac{1}{s} \end{aligned}\right\} \tag{11}$$

$$z \triangleq e^{jwT_s} \triangleq e^{sT_s}$$

$$\left.\begin{aligned} H_p(z) &= Z\left[H_p(s)\right] \\ H_p(z) &= K.z^{-\frac{L}{T_S}}(1-z^{-1})\left(\frac{z}{z-1} - \frac{z}{z-e^{-T_S/\tau}}\right) \\ H_p(z) &= K\frac{1-e^{-T_S/\tau}}{z-e^{-T_S/\tau}}.z^{-\frac{L}{T_S}} \end{aligned}\right\} \tag{12}$$

PI kontrolörün z-düzlemi transfer ifadesi, Şekil 5'deki PID kontrolör yeniden düzenlenerek elde edilen Şekil 6'dan çıkarılabilir [7].



Şekil 8. PI kontrolörün blok diyagramı

Entegral alma işlemi sürekli zamanda Denklem 13'de verilmiştir. Sayısal olarak ise, Denklem 13 sıfırıncı dereceden tutucu ile Euler's forward methodu kullanılarak Denklem 14 ile verilmiştir [11]. Entegral alıcının z-düzlemi dönüşümü Denklem 15 ile; transfer fonksiyonu ise Denklem 16 ile verilmiştir. Benzer şekilde oransal denetim içinde transfer fonksiyonu Denklem 17 ile verilmiştir.

$$u_1(t) = u_1(0) + \frac{K_c}{T_i}\int_0^t e(\tau).d\tau \tag{13}$$

$$u_1(k) = \left[K_c \frac{T_s}{T_i} e(k-1) + u_1(k-1) \right] \tag{14}$$

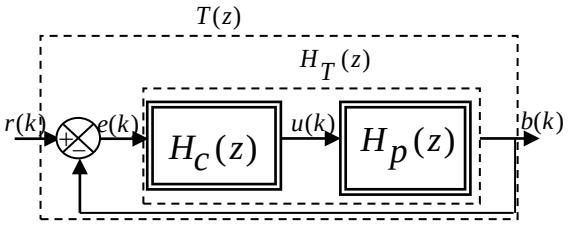
$$U_1(z) = \left[K_c \frac{T_s}{T_i} z^{-1} E(z) + z^{-1} U_1(z) \right] \tag{15}$$

$$\frac{U_1(z)}{E(z)} = K_c \frac{T_s}{T_i} \frac{1}{z-1} \tag{16}$$

$$\frac{U_2(z)}{E(z)} = K_c \tag{17}$$

PI kontrolörün transfer fonksiyonu ise Denklem 16 ve Denklem 17 birleştirilerek Denklem 18 ile elde edilir. Kontrol sistemin kapalı çevrim blok diyagramını Şekil 9'de verilmiştir. Buradan sistemin kapalı çevrim transfer ifadesi $T(z)$ Denklem 19 ile verilmiştir. Transfer ifadesinde sistemin girişi olarak, referans işareti; çıkışı olarak da takometre çıkış işareti alınmıştır. Şekil 9'deki sistemin ayrık zaman açık çevrim transfer ifadesi $H_T(z)$ Denklem 20'de verilmiştir.

$$H_C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = K_C \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{1}{z-1} \right] \tag{18}$$



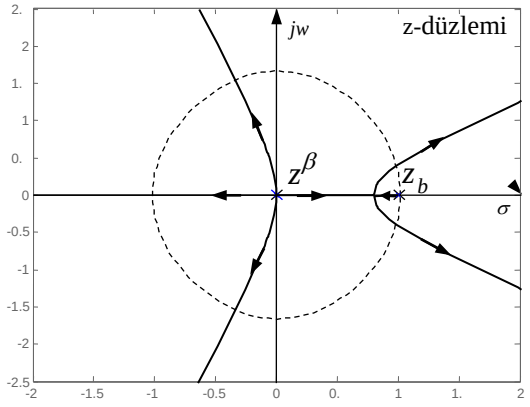
Şekil 9. Sistemin kapalı çevrim blok diyagramı

Bir kapalı çevrim kontrol sisteminin karakteristik denkleminin $(1 + H_T(z))$ köklerinin değişimini gösteren eğriyi, açık çevrim transfer fonksiyonu $H_T(z) = H_p(z).H_C(z)$'nin kutup ve sıfırlarını kullanarak, Denklem 20'deki K_T kazancının $0 \le K_T \le \infty$ aralığında çizimi kök yer eğrisi olarak isimlendirilir [12]. Sistemin karakteristik denkleminin kök yer eğrisinden köklerin yerine bakarak sistemin kararlılık koşulları belirlenebilir.

$$T(z) = \frac{B(z)}{R(z)} = \frac{H_T(z)}{1 + H_T(z)} \tag{19}$$

$$\left.\begin{aligned} &H_T(z) = H_p(z).H_C(z) \\ &H_T(z) = K \frac{1 - e^{-T_S/\tau}}{z - e^{-T_S/\tau}} . z^{-\frac{L}{T_S}} . K_C \left[1 + \frac{T_s}{T_i} \frac{1}{z-1} \right] \\ &E = e^{-T_S/\tau},\ \beta = \frac{L}{T_S},\ \varepsilon = \frac{T_i - T_S}{T_i} \text{ alınırsa,} \\ &H_T(z) = K \frac{1-E}{z-E} . z^{-\beta} . K_C \left[\frac{z-\varepsilon}{z-1} \right] \\ &H_T(z) = K.K_C (1-E). \frac{z^{-\beta}}{z-1} = \frac{K_T}{z^{\beta}(z-1)} \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Ayrık zamanda sistemin kararlılığı, z-düzleminde sistemin karakteristik denkleminin kökleri birim dairenin içinde olup olmasıyla anlaşılır [6]. Eğer karakteristik denklemin kökleri, ya da sistemin kutupları, z-düzleminde birim daire içinde kalıyorsa sistem asimptotik olarak kararlıdır denir [12]. Sistemin, kök yer eğrisinin gerçek eksenden ayrılma ve gerçek eksene geliş noktaları Denklem 20'den elde edilmiştir [12]. Gerçekleştirilen sistemin kararlılığı için karakteristik ifadesinden Denklem 20 kullanılarak Denklem 21'den kökler elde edilir. Gerçekleştirilen sistemin kök yer eğrisi, açık çevrim transfer ifadesinde $\beta = 4$ ve $E = \varepsilon$ alınarak Şekil 10'de verilmiştir. Birim daire üzerindeki sistemin kutbu z_b'de sistemin aldığı K_T kazanç değeri Denklem 22 ile verilmiştir.



Şekil 10. Gerçekleştirilen sistemin kök yer eğrisi

$$\left.\begin{aligned} &1 + H_T(z) = 0 \\ &1 + K_T \frac{z^{-\beta}}{z-1} = 0 \\ &K_T = -\frac{z-1}{z^{-\beta}} \quad \Rightarrow \quad \frac{d}{d(z)} K_T = 0 \\ &z = z_b = \frac{\beta}{1+\beta} \end{aligned}\right\} \tag{21}$$

$$\left|K_T\right| = -\frac{z-1}{z-\beta}\bigg|_{z=\frac{\beta}{1+\beta}} = \frac{\beta^{\beta}}{(1+\beta)^{1+\beta}} \qquad (22)$$

Sonuç olarak gerçekleştirilen sistemin kararlı olması için gerekli kontrolör kazancı Denklem 23'de, entegral zamanı T_i'de Denklem 24'de verilmiştir [3].

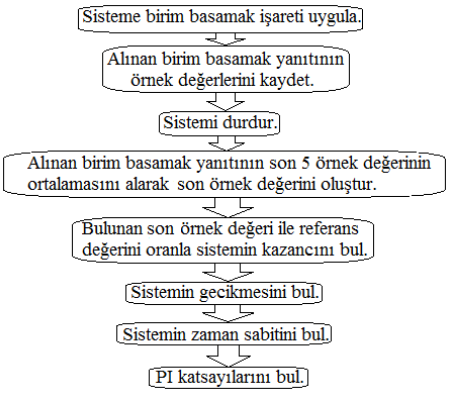
$$\left.\begin{aligned} K_T &= K.K_C.(1-E) = \frac{\beta^{\beta}}{(1+\beta)^{1+\beta}} \\ K_C &= \frac{\beta^{\beta}}{K.(1-E).(1+\beta)^{1+\beta}} \\ \beta &= \frac{L}{T_S} \end{aligned}\right\} \qquad (23)$$

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon &= \frac{T_i - T_S}{T_i} \\ E &= \varepsilon \end{aligned}\right\} \Rightarrow T_i = \frac{T_S}{1-E} \qquad E = \frac{T_i - T_S}{T_i} \qquad (24)$$

PI katsayılarını bulmak için önce sistemin L ve τ değeri hesaplanıp, sonra da açık çevrim kazancı K_C ve entegral zaman sabiti T_i bulunacaktır.

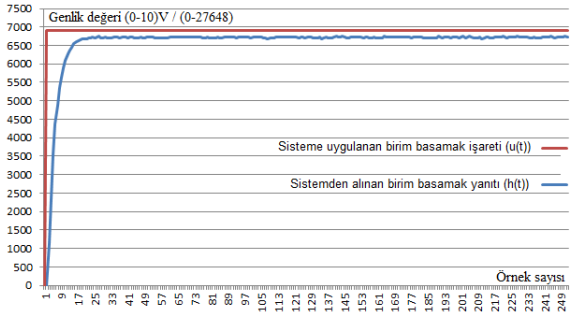
4.1. PID Parametrenin Hesaplanması

Bu çalışmada, Denklem 23-24 de verilen PI parametreli K_C ve T_i nin hesabı, OB35 zaman kesme bloğunda yazılan fonksiyon bloğu içine sistem açık çevrim çalışmak üzere Şekil 11'deki algoritma yardımıyla gerçekleştirilmiştir.



Şekil 11. PI katsayılarını hesaplama algoritması

Burada sistem cevabının son değerinin gürültü etkisiyle yanlış hesaplanması durumunda oluşacak hatayı azaltmak için son değerlerin ortalaması alınmıştır. Algoritmada son değer olarak sistemin birim basamak yanıtının son beş örnek değerinin ortalaması alınmıştır. Sistem ilk değini bulurken de, değişimi üzerinden yaklaşık %10 oranında bir bant oluşturulmuştur. Buradaki amaç ise gürültü etkisinin ölü zaman üzerindeki etkisini azaltmaktır [8]. Sistemin PI katsayılarının bulunması için sisteme 2.5V (6912) genlikli birim basamak işareti uygulanmıştır. Buna karşılık sistemden alınan birim basamak yanıtının son değerinin 2.3V (6752) olduğu Şekil 11'den görülmektedir. Sistemden alınan birim basamak yanıtından yararlanılarak sistemin transfer fonksiyonu çözümlenmiştir. PI katsayıları $K_C = 0.907941$ ve $T_i = 353ms$ olarak bulunmuştur.

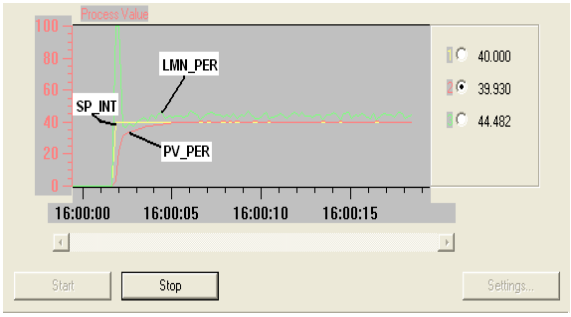


Şekil 11. Sistemin Açık Çevrim Yanıtı ($T_S = 100ms$)

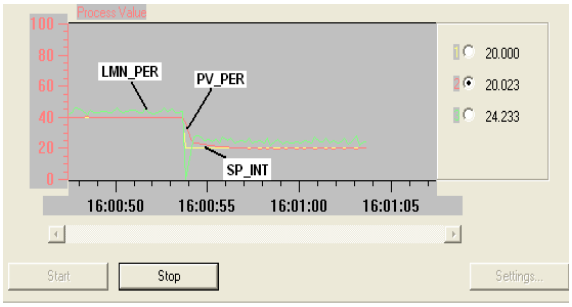
PI kontrolör için yine OB35 bloğunda FB41 hazır PID fonksiyon bloğu kullanılmıştır. Elde edilen PI parametrelerle sistem çalıştırılarak değerler alınmıştır. Bu değerler 10V %100 olmak üzere verilmiştir. Ayrıca şekillerde SP_INT referans değerini, PV_PER sistem takometre çıkışını ve LMN_PER kontrol işaretini göstermektedir. Şekil 12'de set değeri %25(2.5V) olan kontrol sisteminde, sistemin başlangıç durumundaki davranışı gözlemlenmiştir. Şekilde görüldüğü gibi sistem 2ms'den kısa bir sürede set değerine oturmuştur. Şekil 13 set değeri %40(4V) olarak girilmiştir. %40 set değerine karşın sistemin set değerine oturma süresi 4ms'dir. Şekil 14'de ise set değeri %40(4V)'dan %20(2V)'ye düşürüldüğünde, sistemin set değerine oturması 2ms sürmüştür. Son olarak Şekil 15'de set Değeri %25(2.5V) olan kontrol sisteminde, sistemin yük karşısındaki davranışı gözlemlenmiştir. Burada set değeri %25 iken sisteminin çıkış değeri, yük altında %20 seviyesine kadar düşmüştür tekrar set değerine oturması 4ms sürmüştür. Yük kaldırıldığında ise %30 seviyesine kadar çıkmış set değerini yakalaması 2ms sürmüştür. Alınan sonuçlar doğrultusunda sistemin set değerine kısa sürede oturduğu gözlemlenmiştir.



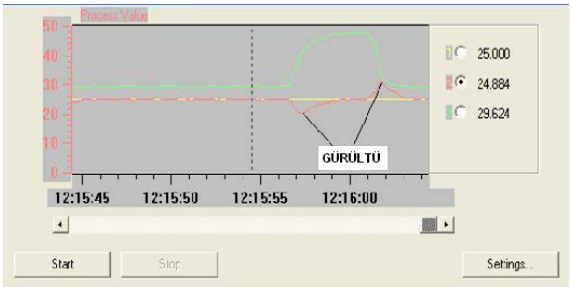
Şekil 12. Referans değeri %25(2,5V) sistemin davranışı



Şekil 13. Referans değeri %40(4V) sistemin davranışı



Şekil 14. Referans değeri %40(4V)'dan %20(2V) ye düşürüldüğünde sistemin davranışı



Şekil 15. Referans değeri %25(2.5V) olduğunda sistemin çıkış yük değişimine karşı davranışı

5.Sonuçlar

Bu çalışmada PI denetim kullanılarak gerçek zamanlı olarak bir motorun hız denetimi S7-300 PLC'de yazılan PI denetim algoritması ile sağlanmıştır. PID parametreleri gerçek zamanlı olarak bulunmuş ve kontrolör bu parametreler ile çalıştırılmıştır. Sistem referans set değişikliklerine ve yük etkilerine karşı hızlı cevap verdiği Şekil 12-15 görülmektedir. Sisteme kontrol işareti maksimum 5V uygulanabildiğinden referans değerinin büyük seçilmesi kontrol işaretinin sisteme yeterince büyük uygulanamamasından sistemin oturma zamanı Şekil 13'de görüldüğü gibi artmıştır. Aynı şekilde set değerinin büyük değerden küçük değer düşürülmesi durumunda da Şekil 14 de gözlemlendiği gibi sistemin oturma süresi artmaktadır. Sistemin referans değerinin yarısında çalıştırıldığında yüke karşı sistemin performansının iyi olduğu Şekil 15'den gözlemlenmiştir. Bu nedenle de algoritma birinci dereceden sistemlere uygulanabilir olduğu görülmüştür.

Kontrolörün parametrelerinin belirlenmesinde uzman operatöre bağımlılık kalmamıştır. İstenirse, gerçekleştirilen algoritma ile kontrolörün parametreleri sistemin her çalışmasında yeniden belirlenebilir.

Kaynakça

[1] İsmail Coşkun, Hakan Terzioğlu, "Hız performans eğrisi kullanılarak kazanç (PID) parametrelerinin belirlenmesi", Journal of Technical-Online, 180-205, 2007.

[2] Dalcı, K.B., "Bulanık kazanç ayarlamalı nonlineer PI kontrolörün kalıcı mıknatıslı doğru akım motor-dinamo sistemine uygulanması", Doğuş Üniversitesi Dergisi, 71-88, 2004.

[3] İrem Koca, Oytun Eriş, "Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı Sistemler İçin Kendini Ayarlayabilen Bir Kontrol Sistemi Gerçeklenmesi", Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, İstanbul, (2008).

[4] Mersin, E. & Öztürk, S. & Erdil, A., "The Determination of PID Coefficients being at Dead-time Systems at Real-time",pp.129-136, 12th International Workshop on "Research and Education in Mechatronics" REM2011, Kocaeli University, Kocaeli, Turkey ,September 16, 2011

[5] http://www.ni.com/pdf/academic/us/me104 lab7 2003.pdf

[6] Kuo, Benjamin C. Bir, Atilla, "Otomatik Kontrol sistemleri", Literatür yayıncılık,2002

[7] Morriss, S. Brian, "Programmable Logic controllers", Prentice-Hall,Inc.,2000

[8] Salman Kurtulan, "PLC ile Endüstriyel Otomasyon", Birsen yayınevi, (2010).

[9] Eralp, Fethi Y., "Lineer devrelerde Geçici Olaylar ve Laplace Transformasyonu", Güven-arı Kitabevi, 1978

[10]Millman, Jacob, Halkios, Christos C.,"Integrated Electronics", McGraw-Hill Kogakusha, Ltd, 1972

[11]Finn Haugen, "Discrete-time signals and systems", TechTeach February 17 2005, http://techteach.no/publications/discretetime_signals_systems/discrete.pdf

[12]Sarıoğlu, M. Kemal, "Digital Kontrol Sistemleri", Birsen Yayınevi Ltd.Şti. 3.Baskı 1998.

Çift Eksenli Eş Güdümlü Hareket Kontrolü Yapan PLC benzeri Esnek Yapılı Bir Makine Kontrol Cihazının Tasarlanması ve Üretimi

Orkun KASAPOĞLU, Ünal TENEKECİ, Nizam MUZAFFEROĞLU

Ermaksan Makine, Bursa
orkun.kasapoglu@ermaksan.com.tr, unal.tenekeci@ermaksan.com.tr,
nizam.muzafferoglu@ermaksan.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada sanayide farklı tipteki makinelerin otomasyonunda PLC veya özel makine kontrolörleri yerine kullanılabilecek esnek bir kontrol cihazı tasarlanmış ve üretilmiştir. Bu kontrol cihazı dijital ve analog giriş-çıkışlar ile artımlı enkoder girişlerine sahiptir ve geri beslemeli yüksek hassasiyetli hareket kontrol uygulamaları için kullanılabilir. Programlamada esnekliği gerçekleştirebilmek için mantıksal denetleme işlemlerinin kolaylıkla makine özelliklerine göre uyarlanmasını sağlayan katmanlı bir gömülü yazılım mimarisi tasarlanmıştır. Bir uygulama programlama ara yüzüne sahip olan bu mimaride mantıksal işlemler ve geri beslemeli hareket kontrol algoritmaları birbirinden ayrılmıştır. Birbirinden bağımsız olarak 3 enkoder geri beslemeli eksen ve 1 analog gerilim geri beslemeli eksen kontrol edilebilmektedir. Aynı yönde veya ters yönde paralel çalışması istenen 2 eksenin gerçek zamanlı olarak biri birini takip ederek, eş güdümlü konumlandırılmasını sağlayan kontrol algoritmaları da uygulama programlama ara yüzünün eksen kontrol birimi kapsamında geliştirilmiştir. Bunun dışında haberleşme birimine sahip bu sistem ile birden fazla cihaz birbirine bağlanarak kontrol edilmek istenen eksen sayısı ve giriş-çıkış sayısı da arttırılabilmektedir.

1.Giriş

Günümüzde ağır sanayide kullanılan birçok makine de hareketli mekanizmalar bulunmaktadır. Bu mekanizmaların hareket kontrolü farklı tipteki sensörlerden (enkoder, analog lineer cetvel vb.) gelen verilere göre ve kullanıcıdan gelen girişlere göre gerçekleştirilmektedir. Kullanıcı hareketi başlatıp durdurabilir.

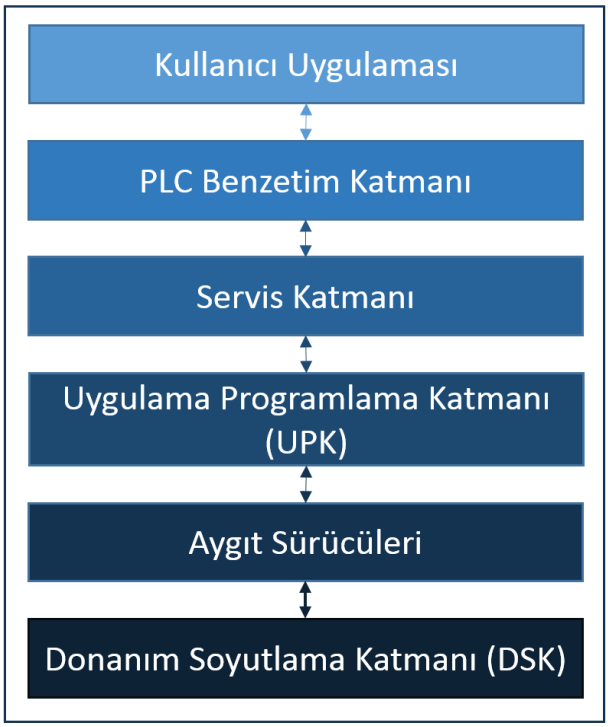
2.Gömülü sistem

Gömülü sistem, genel amaçlı hesaplamaların dışında, belirlenen görevler doğrultusunda gerçek dünya fonksiyonlarını yerine getirmesi için tahsis edilmiş özel amaçlı sistemdir [1]. Gömülü sistemlerin yerine getirdiği gerçek dünya fonksiyonları arasında motor kontrol, haberleşme, görüntü işleme gibi fiziksel dünyada karşılığı olan problemlere getirilen çözümleri sayabiliriz. Gömülü sistemler günümüzde hemen hemen tüm ileri teknoloji aygıtlarda(hava taşıtları, kara taşıtları, robotlar, vb.) bulunmaktadır.

Gömülü sistemlerin önemli bir alt kolu da gerçek zamanlı sistemlerdir. Birçok insan "gerçek zamanlı" terimini "gerçek hızlı" olarak değerlendirmektedir fakat bu doğru değildir. Gerçek zamanlı bir sistem, zamanlama kısıtlamaları ile sistem doğruluğunu tatmin edici seviyede gerçeklemelidir [1]. Hareket kontrol uygulamalarında kullanılacak olan bu sistemde de gerçek zamanlı bir çalışma şekli kontrol döngüleri için bir zorunluluktur.

2.1.Gömülü sistem mimarisinin tasarlanması

En basit gömülü sistemlerde bile tanımlanması ve uygulanması zor olan birçok yapı mevcuttur. Sistemin hangi bileşenlerinin direk uygulanabildiği hangilerinin gizli bağımlılıklar içerdiği iyi belirlenmelidir [2]. Bu çalışmada sistem mimarisi tasarlanırken, katmanlı bir yapı oluşturularak birbirinden olabildiğince yalıtılmış yazılım birimleri geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu sayede bir birimdeki hatanın giderilmesinin veya bir birime yeni bir özellik eklenmesinin diğer birimlere etkisi en aza indirilmiştir. Donanım



Şekil 1: Gömülü sistem yazılım mimarisi

soyutlama katmanı ve sürücü katmanı ile de donanımdan bağımsız bir mimari tasarlanmıştır. Şekil 1'de katmanlar üst seviyeden alt seviyeye doğru gösterilmiştir. Kullanıcı uygulaması PLC benzetim katmanında bulunan fonksiyonlar ile giriş ve çıkışlar arasındaki basit mantıksal işlemlerin yapılmasına olanak sağlar.

PLC benzetim katmanı servis katmanı aracılığıyla alt seviyedeki uygulama programlama katmanında bulunan zamanlayıcı işlemleri, giriş-çıkış işlemleri ve gerçek zamanlı hareket kontrol döngülerinin başlatılması gibi üst seviye fonksiyonların daha kolay bir şekilde yazılmasına olanak vermektedir.

Bu sayede farklı tipteki bir makine için yazılım geliştirilirken sadece kullanıcı uygulamasının değiştirilmesi yeterli olmaktadır. Yazılımcının gömülü sistem donanımının nasıl çalıştığından çok makine çalışmasına odaklanması mümkün hale gelmektedir.

2.2.Gömülü sistem donanımı

Gerçek zamanlı algoritmaları çalıştırabilecek zamanlayıcı birimlerine sahip ve yüksek işlem kabiliyeti bulunan bir mikro denetleyici sistemin merkezinde bulunmaktadır. Sistem birçok dijital giriş ve çıkışa sahiptir. Bunun dışında dijital enkoder girişleri ile analog giriş ve çıkış birimleri de sistemin önemli alt birimleri arasında sayılabilir. Devre elemanlarının çalışması için gerekli güç yönetim birimleri ile analog filtreleme ve koşullandırma birimleri de tasarlanmıştır.

Tüm bu birimlerin üzerinde olduğu bir elektronik devre tasarlanmış ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Üretilen kart EMC/EMI testlerinden geçmiş ve Avrupa Birliği standartlarını sağlayarak, CE belgesini almaya hak kazanmıştır.

3.Çift eksenli eş güdümlü hareket kontrolü

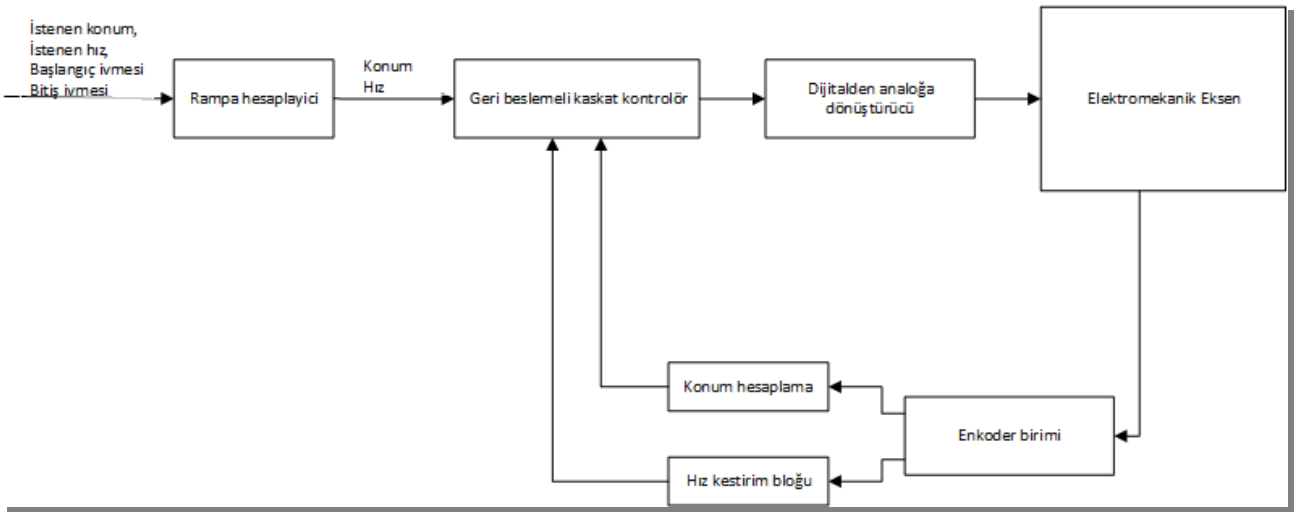
Endüstriyel uygulamalarda yatay veya dikey olarak büyük boyutlardaki, ağırlığı fazla olan bir kütlenin hareketinin kontrol edilmesinin gerektiği durumlarda aynı eksen doğrultusundaki hareket için 2 farklı eyleyici kullanılabilmektedir. Örnek bir sistem Şekil 2'de görülmektedir. Bu sistemlere gantry adı da verilmektedir. Örnek olarak vinç sistemleri, bilgisayar kontrollü dik işleme tezgâhları vb. sayılabilir. Hareket hassasiyetinin istenen tolerans sınırları içinde sağlanabilmesi için aynı doğrultuda çalışan 2 eyleyicinin eş güdümlü olarak kontrol edilmesi gerekmektedir.

3.1.Eş güdümlü kontrol sistemleri

Endüstride yaygın olarak gantry kontrolü, aynı referans değerleriyle sürülen birbirinden bağımsız iki ayrı PID kontrolörle tek giriş tek çıkış sistem gibi düşünülerek yapılmaktadır. İki eyleyici arasındaki etkileşim ihmal edilmektedir [3].



Şekil 2: CNC Plazma kesim tezgâhı



Şekil 3: Eksen kontrol algoritması

Gerçekte 2 eksen arasında bir mekanik etkileşim vardır. Bunun dikkate alınması dinamik performansı ve hassasiyeti arttıracaktır.

Bu mekanik etkileşimin dekuple edilmesin de farklı yöntemler kullanılabilir. Durum uzayı tabanlı dekuple algoritması ile kontrol edilebileceği gibi [4] bazı yüksek hassasiyetli sistemlerde bozucu etki gözleyici tasarımı ile kontrol gerçekleştirilmiştir [5].

Bozucu etki gözleyici her iki eksenin de durumlarını gözleyerek çalışacağından bozucu etkileri minimize eden gözleyici çıkışı kontrolör çıkışına eklenerek eyleyicilere bu elde edilen sinyal çıkışı verilir. Sistemin doğrusal olmayan etkileri arttıkça uygulanan sistemin model tabanlı kontrolörü daha detaylı bir modele ihtiyaç duyabilmektedir. Bu durumlarda sistemin doğrusal olmayan etkilerinin hassasiyete etkisini ortadan kaldırmak için daha fazla hesap gücüne ihtiyaç duyulabilmektedir.

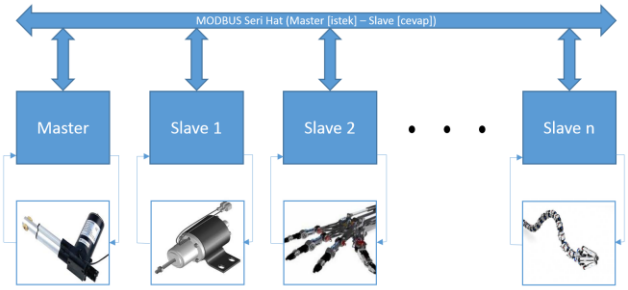
3.2.Kontrol sisteminin uygulanması

Makine tipine göre hareket kontrol birimi farklı modlar da çalışabilmektedir. Tek eksen bağımsız şekilde sürülecekse Şekil 3'de görülen bir yapıda kontrol algoritması gerçek zamanlı olarak çalışmaktadır. Kaskad kontrolöre hız ve konum geri beslenerek rampa hesaplayıcıdan gelen hesaplanan konum ve hız bilgisi karşılaştırılarak çıkışa aktarılır. İki eksen eş güdümlü olarak sürülmek istenirse kaskad kontrolör çıkışlarına ilave olarak bozucu etki gözleyiciden gelen çıkış sinyali çıkışa doğrudan etki ederek konumlama hassasiyetini arttırır. Burada iç içe bulunan kontrol döngüleri farklı frekanslarda çalışmaktadırlar. Burada gerçek zamanlı çalışma elde edebilmek için gerçek zaman kerneli geliştirilmiştir. Bu gerçek zaman kerneli ana yazılım döngüsüne rağmen hassas bir zamanlama ile yazılımın ana döngüsünü etkilemeden çalışabilmektedir. Gerçek zamanlı 3 tane servo kontrol döngüsü 50 kHz çevrim hızına ulaşabilmektedir.

4.Haberleşme

Sistemin modüler bir yapıda olabilmesi için, iki veya daha fazla modülün birbirine kaskad bağlanabilmesi ve herhangi bir yazılım değişimine ihtiyaç duymadan çalışabilmesi amaçlanmıştır.

Haberleşme protokolü olarak MODBUS protokolü seçilmiştir.



Şekil 4: Modüllerin bağlanması

Bunun sebebi, bu protokolün, endüstride halen en yaygın kullanılan haberleşme protokolü olmasıdır.

Haberleşme ara birimi olarak RS-485 standardı seçilmiştir. Her modülde bir adet slave bir adet de master olmak üzere iki adet RS-485 portu bulunmaktadır.Hatta aynı anda sadece bir yönetici(master) bağlanabilir ve hatta bağlanabilecek maksimum işleyici(slave) sayısı ise 247'dir [6]. İstenen modül master olarak yapılandırılır ve diğer eklenen modüllerin slave olarak çalışması sağlanır.

Şekil 3'de ağ yapısı görülmektedir. Bu sayede ihtiyaç duyulan sayıda giriş, çıkış ve eksen sayısı eklenen modüllerle arttırılabilmektedir.

5.Sonuç

Makine sanayiinde üretilen farklı tipteki makineler de PLC veya makineye özel kontrolörler kullanılmaktadır. PLC sistemlerinin pahalı olması ve özelleşmiş kontrolörlerin ise esnekliğinin olmaması üretici için büyük bir dezavantaj sağlamaktadır. Bu çalışmadan geliştirilen kontrol sistemi hareket kontrol birimlerini ve analog birimleri üzerinde barındırmasında dolayı fiyat avantajı sağlamaktadır. Bunun yanı sıra C programlama dili ile geliştirilen uygulama programlama ara yüzü ile de esnek bir yapı sağlanmıştır.

Hareket kontrol algoritmaları ile 10µm hassasiyette farklı mekanizmalar kontrol edilmiştir. Eş güdümlü kontrol ile de 2 eksenin arasındaki maksimum var yaklaşık 10µm seviyelerindedir. Bu hassasiyetler sanayide kullanılan birçok makine için fazlasıyla yeterlidir.

Kaynakça

[1] P. Bruce Powel Douglass, Design Patterns for Embedded Systems in C, Elsevier Inc., 2011.

[2] G. Q. H. Q. Yu Dongmei, «Study on synchronous drive technique of biaxial linear servo motor based on decoupling control and internal model control with two-degree-of-freedom,» *Sixth International Conference on Electrical Machines and Systems*, 2003.

[3] L. T. H. H. S. Tan Kok Kiong, Precision Motion Control Design and Implementation, Springer, 2007.

[4] X. K. R. B. P.-J. B. Julien GOMAND, «Dual-drive gantry stage decoupling control based on a coupling model,» *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium*.

[5] «MODBUS Over Serial Line Specification and Implementation Guide V1.02,» www.modbus.org.

[6] E. White, Making Embedded Systems, O'REILLY, 2011.

YERALTI SİSTEMLERİ İÇİN KABLOSUZ HABERLEŞME TABANLI AKILLI SENSÖR AĞI UYGULAMASI

H. Emre Güner[1],Murat Ambarkutuk[1], Cüneyt Oysu[1]

[1]Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, İzmit/Kocaeli
emre.guner@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Gelişen teknolojiyle beraber birçok alanda yeniliklere ve yeni uygulamalara ihtiyaç doğmuştur. Kablosuz haberleşme teknolojisi de bu kapsamda bir çok uygulamada kullanılmaktadır. Günümüzde izleme ve takip uygulamalarında kullanılan bu teknoloji ile birçok uygulama yapılmaktadır. Bu kapsamda, yapılan uygulamalrdan biri olan yeraltı sistemleri için DigiMesh ağ yapısı kullanılarak kurulan sensör ağı ile verilerin internetten takibi ve kontrölü sağlanmıştır. Böylece kullanıcılar sistemin takibini yaparak olası tehlike anında uyarı yollayabilmekte ve güvenli bir iş ortamının oluşması sağlanmıştır.

1. Giriş

Teknolojide yaşanan hızlı gelişmeler neticesinde birçok alanda yenilikler ve gelişmeler meydana geldiği gibi haberleşme yöntemlerinde ve standartlarında da önemli gelişmeler meydana gelmiştir. Bu kapsamda, daha önceleri kullanılan kablolu iletişim modülleri maliyet, kurulum ve uzaklık gibi konulardaki dezavantajları yüzünden yerini zamanla kablosuz iletişim modüllerine bırakmıştır.

Kablosuz ağ yöntemlerini kullanarak belirli alanlardaki sıcaklık, basınç, nem vb. değerleri okuyup belirli bir merkeze iletilmesini sağlayan sensörlerin oluşturduğu yapı kablosuz sensör ağı olarak adlandırılmaktadır. Kablosuz sensör ağları sayesinde ev otomasyonu, sulama, ışık kontrol, uzaktan kontrol, medikal, yangın tespit sistemleri gibi birçok alanda uygulama yapılmakta ve bu uygulamalarda kablosuz sensör ağları kullanılmaktadır.

Kablosuz iletişim modülerleri kullanılarak oluşturulan kablosuz sensör ağları çalışmalarında, uygulamanın çeşidine göre farklı yapıda kablosuz ağ protokolleri kullanılmaktadır. WİFİ ve Bluetooth gibi kablosuz ağ yapılarının yanı sıra son yıllarda görüntüleme ve takip sistemlerinin artması neticesinde getirmiş olduğu kolaylıklar ve kullanım avantajından dolayı da ZigBee ağ yapısı kullanılmaya başlanmıştır [1]. Kablosuz Sensör Ağları, tarımdan, trafiğe, trafikten medikal uygulamalara kadar kullanıldığı gibi kazaların sıklıkla meydana geldiği madencilik sistemlerinde de kullanılmaktadır [2].

Ülkemizde iş kazalarının meydana gelme oranı sektörel olarak incelendiğinde madencilik ve taş ocakçılığı sektörü iş kazası geçirme oranında ilk sırada yer almaktadır. Bu kapsamda kazaların en düşük seviyeye indirilmesinin sağlanmasında teknolojik imkanların en üst düzeyde kullanılması gerekmektedir. Dolayısıyla ülkemizde uygulanan mevcut madencilik çalışma planının yeni bir anlayışa ve stratejiye ihtiyaç duymaktadır.

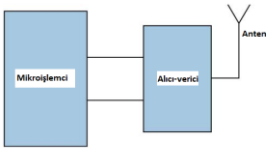
Madenlerde yaşanan kaza oranları Avrupa Birliği Ülkeleriyle karşılaştırıldığında uluslararası çalışma örgütünün verilerine göre 2004-2006 yılları arasındaki oran aşağıdaki tabloda verilmiştir. Tabloda görüldüğü gibi Avrupa Birliği Ülkelerinde bu oran yüz binde 20,15 iken ülkemizde %92.47dir. Diğer bir deyişle maden kazalarında hayatını yitirenlerin oranı Avrupa ortalamasının yaklaşık 4,5 katıdır [3].

Dünyada kömür üretiminde iki ülke başı çekmektedir. Bunlar sırasıyla Çin ve ABD'dir. Kömür üretiminde lider olan bu ülkelerle ülkemizde yaşanan kaza oranları aşağıdaki tabloda gösterilmiştir. Dünya piyasasında önemli yere sahip olan bu iki ülkenin iş kazalarında meydana gelen ölüm sayısını milyon taşkömürü ölçeğinde kıyasladığımızda büyük bir fark gözükmektedir.

Yeraltında kurulacak olan bir otomasyon sisteminin en önemli yapıtaşı ise haberleşmedir. Günümüzde 3 çeşit iletişim sistemi Yeraltında bulunan sistemlerde kullanılmaktadır. Bunlar sırasıyla kablolu, yarı kablolu ve kablosuz haberleşme sistemleridir.

Bunlardan biri ülkemizde en yaygın olarak kullanılanı ve en maliyetli olanı kablolu iletişim sistemidir. Bu sistem artık dünyada yavaş yavaş geçerliliğini kaybetmesine rağmen ülkemizde halen kullanılmaktadır. Diğer bir sistem ise ülkemizde bazı özel şirketlerin sahibi oldukları kömür havzalarında kullanılan yarı kablolu sistemdir. Bu sistemde kablolu ve kablosuz sistemlerin birleşmesinden oluşmaktadır. Fakat bu sisteminde madencilik sektörü için maliyetlidir. Her iki sistem de genellikle yurt dışından ithal edilmektedir. Kablolu sistemler, kablo maliyetleri, işçilerin çalışma alanlarını kısıtlamaları ve yeterince güvenli olmamaları sebebiyle büyük sorunlar oluşturmaktadır.

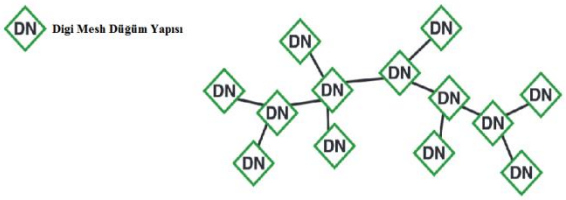
Kablosuz Maden Otomasyon sistemleri ise gelişen teknoloji ile birlikte yeni yeni kullanılmaya başlanmıştır. Şekil 1'de kablosuz haberleşme yapısı gösterilmiştir [4]



Şekil 1 Kablosuz Sensör Yapısı

2. Digimesh Ağ Yapısı Ve Düğümleri

Bu kısımda Digi firması Xbee Seri 1 üzerine yazılan yazılım sayesinde yeni bir ağ topolojisi kurulmuştur. DigiMesh topolojisinde Zigbee ağ yapısının aksine, tüm düğümler tek tiptir diğer bir deyişle homojen yapıdadır. Aralarında çocuk-aile ilişkisi bulunmamaktadır. Zigbee ağ yapısında uç birimler az enerji tüketmesi için ayarlanırken DigiMesh ağ yapısında tüm düğümler az enerji tüketmesi için konfigüre edilebilirler. Şekil 2 'de DigiMesh ağ yapısı gösterilmiştir [5] [6].



Şekil 2 DigiMesh Ağ Yapısı

DigiMesh'in sunduğu avantajlardan bahsetmek gerekirse:

-Ağ yapısı kurmak kolaydır.

-Ağı genişletmek kolay ve esnektir.

- Tüm düğümler uyuma özelliğine sahiptir

-Zigbee Ağ yapısına göre daha uzun mesafelerle veri akarımı yapabilmektedir.

2.1 Uyku Modulü

DigiMesh ağ yapısında tüm modüller istenildiği zaman uyku konumuna geçirilerek enerji tüketiminde düşmelerin meydana gelmesi sağlanmaktadır. ZigBee de ise bu durum sadece uç birimde bulunan cihazlarda gerçekleştirilmektedir. Böylece, Digimesh Ağ yapısı ile istenilen modülün uyuma işlemi gerçekleştirilmektedir.

3. Kablosuz Sensör Ağı Kurulması

Bu çalışmada, Yeraltı Sistemleri için Kablosuz Haberleşme tabanlı Akıllı Sensör Ağı kurulum aşamasından ve uygulamasından bahsedilmektedir Bu kısım 3 ana alt başlık altında incelenmektedir. İlk olarak kullanılan mikroişlemci ve kablosuz alıcı-verici görevi yapan XBEE cihazlarından bahsedilecektir. İkinci kısımda ise sistemde kullanılan sensörlerin özelliklerinden bahsedilecektir. Son kısımda ise sistemdeki verilerin internet ortamına aktarılmasını sağlayan yazılım kısmı anlatılacaktır

3.1 Sistemde Kullanılan Algılayıcılar

Yapılan çalışmalar neticesinde maden ocaklarında sağlıklı ve güvenli bir çalışma ortamı olabilmesi için minimum 4 adet gaz verisi hakkında bilgi sahibi olunması gerekmektedir. Bunlar sırasıyla CH4(metan gazı), CO (Karbonmonoksit gazı), O2(Oksijen gazı) ve CO2(karbondioksit gazı) gazlarıdır. Yapılan çalışmada temel olarak yukarıda bahsedilen 4 adet gazın anlık ölçümleri yapılmış ve ana merkezdeki bilgisayara yollanması sağlanmıştır. İlk olarak kullanılan sensörlerin sırasıyla temel özelliklerinden bahsedilmektedir

3.1.1. O2 Sensörü

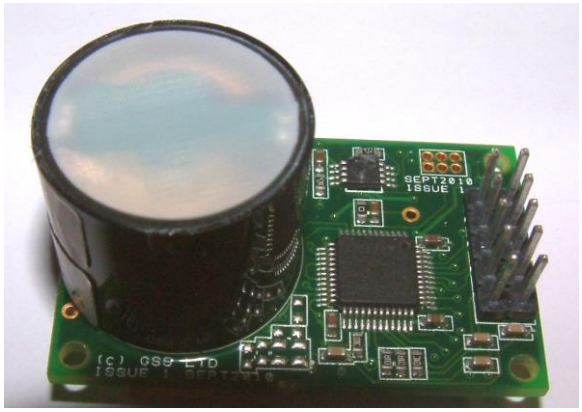
SST firması tarafından üretilen ve Şekil 3'te gösterilen LuminOx O2 sensörü Şekil de gösterilmiştir. Oksijen sensörü 3.3 Voltta çalışmaktadır. Oksijen sensörü ortamda 0-25% arasında bulunan oksijeni ölçmektedir. Yeraltındaki ve kapalı ortamlardaki sistemlerde 19% un altına indiği zaman tehlike oluşturmaktadır.



Şekil 3 Oksijen Sensörü

3.1.2. CO2 Sensörü

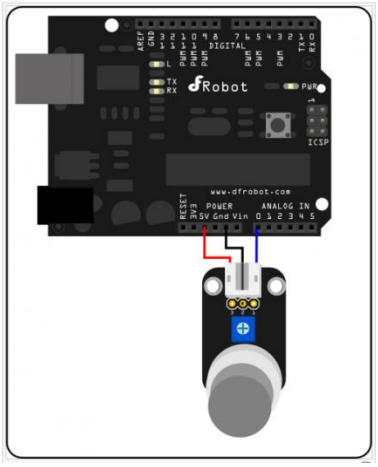
GSS firmasi tarafından üretilen ve Şekil 4'te gösterilen CO2 sensörü 3,3 Voltta çalışmaktadır. Analog olarak veri veren CO2 sensörü verileri seri olarak 9600 iletişim hızı ile aktarmaktadır. Sensör modellerine göre 0-5 % , 0-20% ve 0-100% aralıklarında çalışmaktadır. Yerlatında bulunan maden ocaklarında ise CO2 değerinin %3 ve üzerine çıkması tehlikeli bir durum ifade etmektedir. Bu yüzden sistemde 0-5% modeline sahip olan sensör kullanuılmıştır. Aşağıdaki şekilde CO2 sensörü gösterilmiştir.



Şekil 4 CO2 Sensörü

3.1.3. CO Sensörü

Şekil 5'te gösterilen bu sensör havadaki CO(karbonmonoksit) değerini ölçmektedir. Sensörün hassasiyeti üzerinde çalışan potonsiyometre vasıtasıyla ayarlanmaktadır. Şekilde sensörün kullanılan mikroişlemciye uygun bir şekilde çalışmasını sağlayacak olan bağlantı şeması verilmiştir. Maden ocaklarında CO değeri 50ppm üzerinde çıktığında tehlike oluşturmaktadır. Sensör 0-2000ppm aralıklarında çalışmaktadır.



Şekil 5 CO Sensörü

3.1.4. CH4 Sensörü

Maden ocaklarında patlamanın en önemli sebeplerinden biride metan gazının açığa çıkmasıdır. Metan gazının ortaya çıkmasıyla grizu patlamaları meydana gelmektedir. CO sensörüne benzer şekilde üzerinde bulunan potansiyometre (ayarlı direnç) kullanılarak hassasiyeti ayarlanmaktadır.

3.1.5. Mikroişlemci Kartı

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde ATmega328 entegresi kullanılarak dizayn edilen Arduino Uno ve AT Mega 2560 entegresi kullanılan Arduino Mega mikroişlemci kartı kullanılmıştır [7]. Şekil de gösterilen, Arduino Uno kartının temel özelliklerinden bahsetmek gerekirse;

-Kartın 14 adet dijital giriş ve çıkış pini bulunmaktadır. Bu pinlerin 6 tanesi PWM sinyali üretmek için kullanılır.

-6 adet Analog çıkışı vardır.

-16 MHz kristal hızına sahiptir.

-32KB flash hafızasına,2KB SRAM ve 1KB EEPROM hafızasına sahiptir.

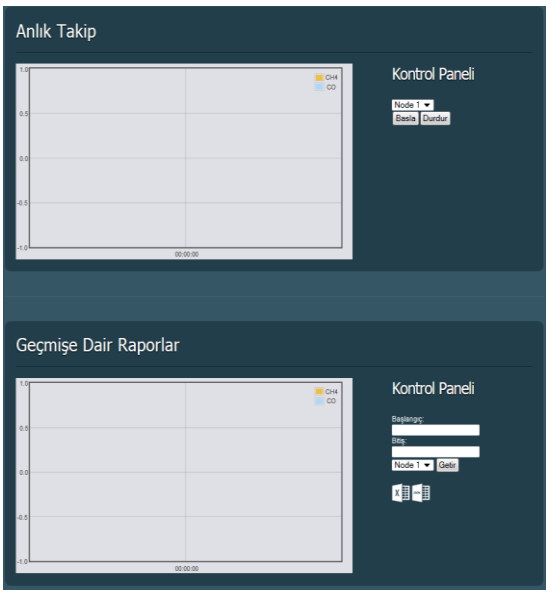
4. Digimesh Ağ Yapısını Kurulumu

Kurulan sensör ağ yapısının sürekli takibinin sağlanması için sistemin hem yerel ortamda bulunan ekrandan takibi hem de internet üzerinde kurulan bir veri tabanı üzerinden takibi planlanmıştır. Yerel Ağda kurulan sistemde kullanılan uzak düğümlerden gelen veriler ana bilgisayar ekranında bastırılması ve alarm durumunda ilgili düğüme geri bildirim yollayarak o düğüme bağlanan kırmızı uyarı Ledinin yanması sağlamıştır. Böylece maden ocağında bulunan madencinin çalıştığı ortamda meydana gelen tehlikeli değişimleri fark edebilmesi amaçlanmıştır. Ancak, sensörlerden gelen verilerin yerel ortamda takip edilmesi ve denetimi kimi zaman zorluklara neden olacağı için bir senaryo geliştirilmiştir. Uzak düğümlerden gelen veriler ana istasyonda bulunan bilgisayara aktarılmıştır. Uzak düğümlerden ana istasyona gelen verilerin internete aktarılması için bir ağ geçidine(gateway) ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak, gerek piyasada bulunan ağ geçitlerinin çok pahalı olması gerekse de sistemin kullanımında yeteri kadar esnekliğin sağlanamamasından dolayı açık kaynak programlama dili olan PYTHON programı kullanılarak gelen verilerin dönüştürülerek internet ortamına aktarılması sağlanmıştır. PYTHON programı açık kaynaklı olduğu için bir çok geliştiricisi tarafından çeşitli kütüphane modülleri geliştirilmiştir ve günümüzde de geliştirilmeye devam etmektedir. ZigBee üzerinden gelen verilen internet verisine dönüştürülmesi gerekmektedir bunun içinde ağ geçidine ihtiyaç duyulmaktadır.

Ana istasyona bağlı olan düğüme gelen veriler hem yerel ara yüzde hem de PYTHON programında bulunan Urllib2 ve Web2py modülleri sayesinde internet ortamında bulunan veri tabanına gönderilmesi sağlanmıştır.

T.C. Bilim, Sanayi ve Teknoloji bakanlığı tarafından Teknogirişim sermayesi ile kurulan Robotik Maden Arge Otomasyon Teknolojileri Şirketi tarafından açılan www.robomaden.com internet adresine verilerin yollanması sağlanmıştır.

Ana bilgisayar istasyonundan gelen veriler smartsens.robomaden.com adresinde bulunan ara yüze gönderilmektedir. Şekil 6'da bu çalışma kapsamında yapılan ara yüz programı gösterilmiştir.



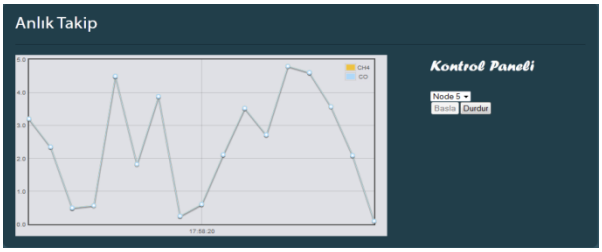
Şekil 6 Sistemin Ara Yüzü

Şekil 7'de ise XBEE DigiMesh sensör ağ yapısı kullanılarak yapılan modüller bulunmaktadır. Bu modüler maden ocağının ilgili yerlerine yerleştirilerek verilerin alınma işlemi yapılmıştır.



Şekil 7 Mevcut Ürünler

İlk olarak iki XBEE modülü arasında iletişim kurulmuş olup daha sonra sistemdeki diğer XBEE'ler arasında bağlantı kurulmuştur.



Şekil 8 Anlık Takip

Temel olarak; gaz sensörlerin den alınan analog verilerin, mikroişlemciler kullanılarak dijitalleştirilmesiyle başlar. Yaklaşık 50 Hz ile örneklenen analog veriler dijitalleştirildikten sonra, network boyunca yayınlanır. ADC işleminden edinilen dijital veriler standart hale getirilmiş bir veri paketine dönüştürülür. Haberleşme protokolü, normal kablosuz networklerdeki gibi noktadan noktaya iletim şeklinde değildir. Aksine bir düğüm noktasında hazırlanan veri paketi, daha önceden tanımlamış olduğumuz bir frekans ve kanal boyunca yayını yapılmaktadır. O sırada, beklemekte olan diğer düğüm noktaları ise bu kanalı dinler. Eğer ki bu kanaldan bir paket alındı ise, öncelik paketin geçerliliği kontrol edilir. Veri paketi standart bir halde ise, bu düğüm noktalarından tekrar aynı kanal üzerinden yayınlanmaktadır. Bu işlemler, yapılırken aynı anda iki düğüm noktası birden aynı paketi yayınlanması problemi ile karşılaşmamak için, her düğüm noktası, paketi yayınlamadan önce her düğüm için ayrı tanımlanmış olan rastgele bekleme süresi boyunca bekler. Standart hale getirilmiş olan veri paketi doğrudan bir noktadan diğerine aktarılması yerine, bir kanal boyunca durmadan tekrarlanarak, ana modüle kadar iletilir.

Ana modülde çalışan bulut uygulaması sayesinde, paket önce ayıklanır ve daha sonra robomaden.com serverlarında tutulan MYSQL veri tabanına işlenir. Böylelikle yerel-ağ, genel internet ağına dahil edilmiş olur.

	id	nodeid	sensorType	rawvalue	date
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2371	1	1	1.45161	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2372	2	0	0.544739	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2373	2	1	2.35837	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2374	4	0	2.38511	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2375	4	1	2.94269	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2376	5	0	3.55442	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2377	5	1	1.68541	1378840577
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2378	6	0	3.20646	1378840578
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2379	6	1	0.168194	1378840578
Düzenle Sıralı Düzenleme Kopyala Sil	2380	5	0	2.10366	1378840578

Ana modülde çalışan bulut uygulaması, standart halde bulunan veri paketini, çözümledikten sonra MYSQL veri tabanında, ilgili sütunları doldurarak veri tabanına ekler.

MYSQL veri tabanında veriler 5 sütunlu bir halde saklanır. Birinci sütun (resimde id isimli sütundur) gelen paketin numarasıdır ve veri tabanı tarafından otomatik olarak atanır.

İkinci sütun ise gelen paketin hangi düğüm noktasına ait olduğunu gösteren sütundur. Üçüncü sütun ise; paket ayıklanırken dijitalleştirilmiş verinin hangi gaz sensörüne ait olduğunu gösteren sütundur.

Dördüncü sütun ise pakette saklanan verinin değerini göstermektedir. Beşinci sütun ise ana modüle ulaşan paketin ne zaman veri tabanına eklendiğini gösteren bir zaman damgasıdır.

Bu zaman damgası ise, Unix standartlarında oluşturulmuştur. Yani 1 Ocak 1970 saat 00:00'dan itibaren geçen toplam saniyeyi göstermektedir. Bu zaman damgası, web uygulamasında kullanılan anlık takip aracının yapılmasını sağlamıştır.

Yapılan çalışmanın bir de web-arabirimi bulunmaktadır. Bu arabirimde ise, anlık olarak paketlerin takibi sağlanmakla beraber geçmişe ait raporlarında grafikler hazırlanarak gösterilmesini sağlamıştır.

Takip edilmek istenen düğüm noktası kontrol panelinden seçildikten sonra Başla butonuna basıldığında, ekranda grafik çizilmeye başlar ve anlık data geldikçe grafik güncellenir.

5.Sonuçlar

Bu çalışmada DigiMesh ağ yapısı kullanılarak gerçek zamanlı çalışan Yeraltı sistemleri için Kablosuz Sensör Ağ kurulum uygulaması yapılmıştır. Bu kapsamda yeraltı sistemlerinde en çok ihtiyaç duyulan sensörler olan: Metangazı, Oksijen, Karbonmonoksit ve karbondioksit gazı sensörleri kullanılarak ortamda bulunan gazların anlık durumunun lokal bilgisayara bağlanan ana alıcı-verici sayesinde takip edilmesi sağlanmıştır.

İkinci aşamada ise lokal de bulunan verilerin internet ortamına aktarılma işlemi yapılmıştır. Bunun için MySQL veri tabanın kullanılarak bir tablo oluşturulurmuştur. Kurulmuş olan internet adresine bu verilerin anlık olarak aktarılma işlemi yapılmıştır.

Ayrıca, veriler internette veri tabanına kayıt edildiği için geçmişe dair raporlar da elde edilmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, Kocaeli Üniversitesi Mekatronik Mühendisliği Bölümü PLC Laboratuvarında yapılmıştır. Bu çalışma,T.C. Bilim Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı tarafından 2012 yılında verilen Teknogirişim Sermayesi desteği ile gerçekleştirilmiştir.

KAYNAKÇA

[1] Shahin Farahani, *Zigbee Wireless Networks and Transceivers*, 1st ed. USA, 2008.

[2] Mehmet Can Vuran Ian F. Akyildiz, *Wireless Sensor Networks*, 1st ed., Ian F. Akyildiz, Ed. USA: Wiley, 2009.

[3] Hüseyin Ekrem Cünedioğlu Selin Arslan, "Madenlerde Yaşanan İş Kazaları ve Sonuçları Üzerine Bir Değerlendirme," TEPAV, Ankara, Araştırma 2012.

[4] Robert Faludi, *Building Wireless Sensor Networks*, 1st ed., Brian Jepson, Ed. USA: O'Reilly, 2010.

[5] Drew Gislason, *Zigbee Wireless Networking*, 1st ed. USA: Newnes, 2012.

[6] Jon Titus, *The Hands-on XBEE Lab Manual*, 1st ed. USA: Newnes, 2012.

[7] (2014) Arduino. [Online]. www.arduino.cc

4x4 ZPT PLATFORMLARINDA MR DAMPERLİ YARI AKTİF SÜSPANSİYON SİSTEMLERİNİN MODELLENMESİ VE TASARIM GİRDİLERİNİN OLUŞTURULMASI

Sabri Saltık

Makine Mühendisliği Bölümü
Fen Bilimleri Enstitüsü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
sabrisaltik@gmail.com

Özetçe

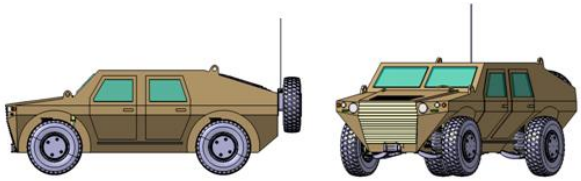
Bu çalışmada "Manyeto Reolojik" (MR) damperli yarı aktif süspansiyon sistemine sahip 6000 kg kapasiteli bir askeri zırhlı personel taşıyıcının (ZPT) aracının modellenmesi ve oluşturulan modeller doğrultusunda damper tasarımlarının teorik çalışması anlatılmaktadır. Modelleme yöntemi olarak yarım taşıt modeli kullanılmıştır, sistem kontrol yöntemi olarak da "sürekli anahtarlama" yöntemi kullanılmıştır. Ayrıca oluşturulan MR damperli yarım taşıt modelinin çıktılarını karşılaştırmak amacıyla standart aracın (ZPT) pasif damperli haliyle de modellenmiştir. Damper tasarımında 3 farklı piston modellemesi yapılmıştır, elde edilen çıktılar simülasyon modelimiz de koşturularak kıyaslama gidilmiştir. Alınan çıktılar doğrultusunda en verimli damper tasarımına gidilerek, damperin piston çapı, sargı sayısı v.b. gibi detayları belirlenerek ve ilgili araç için bir damper tasarımı yapılmıştır.

1. Giriş

Kara taşıtlarındaki yüksek sürüş kalitesi ve konfor arayışı tekerleğin ilk döndüğü günden bugüne süre gelmektedir. Yarı aktif süspansiyon sistemleri bu arayışın bir sonucu olarak 1950'ler de hayatımıza girdi ilk modeller manüel kontrollü çok basit uygulamalardı, taki 1987'e kadar o tarihten itibaren yarı aktif süspansiyon sistemleri elektronik olarak kontrol edilmeye başlandılar (1987 Mitsubishi Galant "Dynamic ECS"). Yarı aktif süspansiyon sistemleri genellikle damper sertliğini değiştirerek değişen yol şartlarına bağlı olarak gerekli kuvvetlerin oluşturulmasını sağlamak üzerine tasarlanmışlardır. Çeşitli yarı aktif sistemler mevcuttur, burada damper sertliği için kontrol edilen hidrolik mekanizmalar veya pnömatik sistemler olabileceği gibi elektrik akımının şiddeti ile kontrol edilebilen Elektro Reolojik (ER) veya Manyeto Reolojik (MR) sönüm elemanları da süspansiyon sisteminin kontrol edilmesine ilişkin uygulamalarda kullanılmaktadır [1]. Ancak endüstriyel anlamda "Manyeto Reolojik" (MR) akışkanlı damperler 1990 ların sonların da hayatımıza girmiştir (General Motors 1998). Günümüzdeyse MR damperli yarı aktif süspansiyon sistemleri çok hızlı yaygınlaşmakla beraber birçok markanın da standart araç paketlerinde yer almaya başlamışlardır. Yaşanan bu gelişmelere paralel olarak 2010 dan itibaren askeri araçlarda test edilmeye başlamıştır (TARDEC 2012).

2. Sistem parametreleri ve benzetim modeli

Araç modeli oluşturulurken aşağıdaki bilgileri verilen 6 ton kapasiteli askeri zırhlı aracın (Şekil 1) değerleri kullanılmıştır. Normal şartlarda bu aracın standart süspansiyon sistemi pasif damper ile çalışmaktadır. Araç modellenirken pasif süspansiyonlu ve yarı aktif süspansiyonlu olmak üzere 2 adet yarım taşıt modeli kullanılacaktır, pasif model kontrol modeli olacaktır. Yarı aktif model de ise damper içindeki bobin parametreleri değiştirilerek elde edilen damper sönüm değerleri yarım taşıt modelinde koşturulacaktır, simülasyondan alınan çıktılar doğrultusunda damper tasarımına geçilecektir. Yarı aktif modeli kontrol ederken "sürekli anahtarlama yöntemi" kullanılarak kontrol edilecektir.



Şekil 1

2.1 Araç parametreleri

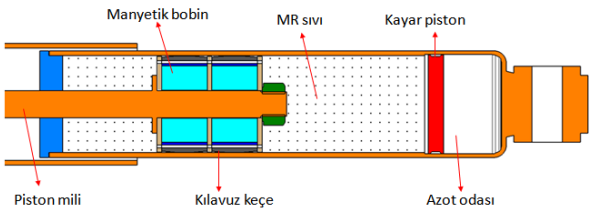
Modellenecek araç 6000 kg muharebe ağırlığın da 4x4 çekiş kabiliyeti olan bir ZPT (Zırhlı Personel Taşıyıcı) kara platformudur. Aracın normal süspansiyon sistemi pasif damperli standart bir süspansiyon sistemidir. Aracı modelleme de kullanılan parametre değerleri aşağıdaki gibidir.

Tablo 1: Araç parametreleri

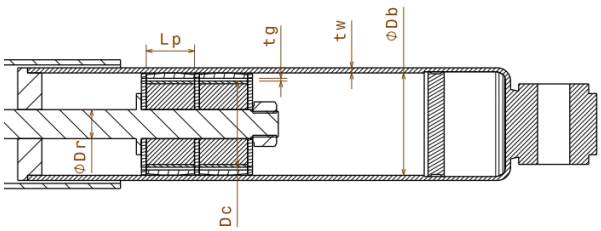
Parametre	Sembol	Değer	Birim
Taşıt ağırlığı	M	6000	kg
Ön aks yükü	M_1	2800	kg
Arka aks yükü	M_2	3200	kg
Aks mesafesi	l	3300	mm
Ön aks ağırlık merkezine mesafesi	a_1	1800	mm
Yaylamayan kütle ağırlığı	M_s	130	kg
Ön Lastik yay sabiti	kt_1	463800	N/m
Arka Lastik yay sabiti	kt_2	463800	N/m
Ön aks yay sabiti	k_1	163000	N/m
Arka aks yay sabiti	k_2	450000	N/m
Pasif damper sönüm sabiti	b	9053	Ns/m
Araç gövdesinin ataleti	I_y	4350	kgm^2

2.2. MR Damper parametreleri

Araç üzerinde standart süspansiyon sisteminin parçası olan pasif damperin geometrik sınırları içinde kalınacak şekilde bobin ve yatak tasarımları yapılmıştır. MR damper tasarımında kullanılan parametreler Şekil 2 ve Şekil 3 gösterilmiştir. Bu parametreler teorik hesaplamalarda kullanılarak diğer tasarım girdilerinin elde edilmesinde yardımcı olmaktadır.



Şekil 2: MR damper bileşenleri



Şekil 3 : MR damper geometrik kısıtlar

Tablo 2: MR damper geometrik parametreler

Parametre	Sembol	Değer	Birim
Piston iç çapı	D_b	63.6	mm
Duvar kalınlığı	t_w	3	mm
Mil çapı	D_r	18	mm
Bobin boyu	L_p	DSB	mm
Bobin çapı	D_c	DSB	mm
Kanal genişliği	t_g	DSB	mm

Yukarıda Tablo 2 de belirtilen DSB(daha sonra belirlenecek) ifadeleri yapılacak olan iterasyon ve optimizasyondan sonra belirlenecektir ve tasarıma girdi olarak yansıtılacaktır.

2.3. MR sıvı parametreleri

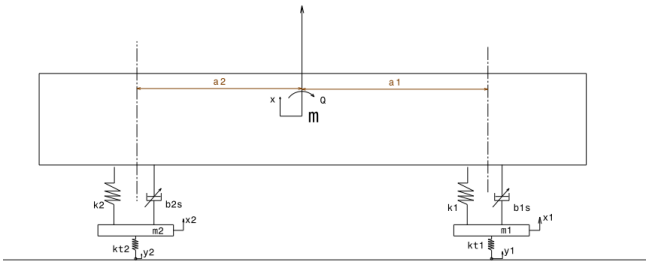
MR damperin bir diğer önemli bileşeni de MR sıvıdır, sıvının viskozitesi, manyetik alana bağlı akma notası v.b. özellikler üreticinin ürettiği karışıma ve içeriği bağlı olarak değişkenlik gösterir. Bu çalışma da LORD firmasının ürettiği "MRF-240BS" tipi yağı kullanılmıştır. İlgili MR sıvının parametreleri aşağıda Tablo 3 de verilmiştir.

Tablo 3: MR sıvı parametreleri

Malzeme	MRF-240BS @ 1 Tesla
Viskosite (at 0 kV), η	0.5 Pa·sn
Akma stresi, τ_y	80 kPa
Dinamik aralık, F on /F off	10 (at 50 cm/sn)
Akış boşluğu	0.8 — 2.8 mm
Elektriksel değer	L = 0.015 — 0.5 Henry
Alan limiti	Manyetik doyum
Cevap zamanı	0.1 — 12 ms
Akım beslemesi	4.9 Amp
Güç beslemesi, V max	4 — 24 Volt (sürekli)

2.4. Sistem modeli

Platformu modellemede yarım taşıt modeli kullanılmıştır. Modelleme de kullanılan yarım taşıt modeli Şekil 4 de gösterilmiştir.



Şekil 4: yarım taşıt modeli

Bu modelin simülasyonun da kullanılan enerji denklemleri ise 1,2 ve 3 nolu denklemlerde gösterilmişlerdir.

a. Kinetik enerji:

$$K = \frac{1}{2} m \dot{x}^2 + \frac{1}{2} m_1 \dot{x}_1^2 + \frac{1}{2} m_2 \dot{x}_2^2 + \frac{1}{2} I_z \dot{\theta}^2 \quad (1)$$

b. Potansiyel enerji

$$P = \frac{1}{2} k_{t1} (x_1 - y_1)^2 + \frac{1}{2} k_{t2} (x_2 - y_2)^2 + \frac{1}{2} k_1 (x - x_1 - a_1 \theta)^2 + \frac{1}{2} k_1 (x - x_2 + a_2 \theta)^2 \quad (2)$$

c. Sönümleme Enerjisi:

$$D = \frac{1}{2} b_{1s} (\dot{x} - \dot{x}_1 - a_1 \dot{\theta})^2 + \frac{1}{2} b_{2s} (\dot{x} - \dot{x}_2 + a_2 \dot{\theta})^2 \quad (3)$$

Yukarıdaki enerji denklemlerinde (1,2,3) kullanılan "b_{1s}" ve "b_{2s}" MR damperlerin kontrol ünitesinden aldıkları akım doğrultusunda verecekleri sönüm değerleridir.

Yarım Taşıt modelinin serbestlik derecesi 4 tür bu parametreler ; $x, \theta, \dot{x}_1, \dot{x}_2$ dir. Her bir değişken için ilgili denklemler türetilirse;

X:

$$m\ddot{x} + b_{1s}(\dot{x} - \dot{x}_1 - a_1\dot{\theta}) + b_{2s}(\dot{x} - \dot{x}_2 + a_2\dot{\theta}) + k_1(x - x_1 - a_1\theta) + k_2(x - x_2 + a_2\theta) = 0 \quad (4)$$

θ :

$$I_y\ddot{\theta} - a_1 b_{1s}(\dot{x} - \dot{x}_1 - a_1\dot{\theta}) + a_2 b_{2s}(\dot{x} - \dot{x}_2 + a_2\dot{\theta}) - a_1 k_1(x - x_1 - a_1\theta) + a_2 k_2(x - x_2 + a_2\theta) = 0 \quad (5)$$

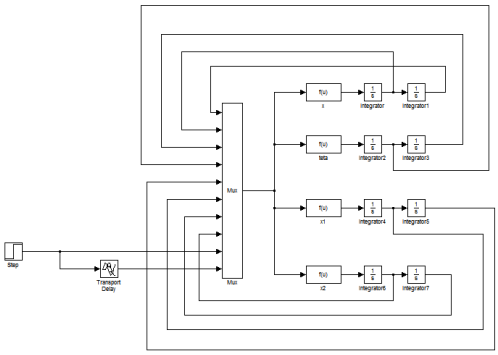
x_1 :

$$m_1\ddot{x}_1 - b_{1s}(\dot{x} - \dot{x}_1 - a_1\dot{\theta}) + k_{t1}(x_1 - y_1) - k_1(x - x_1 - a_1\theta) = 0 \quad (6)$$

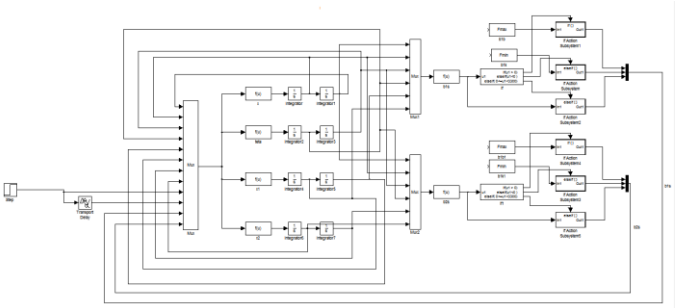
x_2 :

$$m_2\ddot{x}_2 - b_{2s}(\dot{x} - \dot{x}_2 - a_2\dot{\theta}) + k_{t2}(x_2 - y_2) - k_2(x - x_2 - a_2\theta) = 0 \quad (7)$$

Araç modeli ve ilgili enerji denklemleri doğrultusunda iki adet simülasyon modeli "Simulink" ortamında oluşturulmuştur. Bu modeller den biri pasif damperli araç modeli (kontrol modeli) diğeri ise MR damperli araç modelidir. Her iki model de sönüm katsayısı hariç tüm girdiler aynıdır.



Şekil 5:Pasif damperli yarım taşıt modeli



Şekil 6: MR damperli yarım taşıt modeli

MR damperli araç modelinde sönüm katsayısını belirlemek için "gök kanca" (skyhook) yönteminden türetilen "sürekli anahtarlamalı relatif kontrol" kullanılarak sistem kontrol edilmiştir. Bu kontrol mantığına göre Rölatif kontrol stratejisi ile taşıt gövdesi ivmesinin minimize edilmesi amaçlanmaktadır.

Kısmi anahtarlama ile ayarlı damperin alacağı iki değer bu amacı kısmen sağlayabilmektedir. Sürekli anahtarlamada temel prensip sönüm kuvvetini (F_b) yay kuvvetine (F_k) (zıt yönde iseler) eşit şiddette tutularak toplam süspansiyon kuvvetinin, dolayısıyla taşıt gövde ivmesinin sıfır olmasını sağlamaktır.

Sürekli anahtarlamalı relatif kontrol stratejisinde bir veya birkaç sönüm değeri değil amortisörün b_{min} ve b_{max} sönüm değerleri de dahil olmak üzere bu iki değer arasında istenen tüm sönüm değerleri alınabilmektedir. Bu durum Şekil 7 de kuvvet hız diyagramı üzerinde gösterilmiştir. [2]



Şekil 7

Bu kontrol mantığına bağlı olarak sistemin kontrol mantığı aşağıdaki denklem 8 ile açıklanmaktadır.

$$b_{i\max} \qquad \frac{-k_i(x - x_i - a_i\theta)}{(\dot{x} - \dot{x}_i - a_i\dot{\theta})} < 0$$

$$b_{is}(t) = \frac{-k_i(x - x_i - a_i\theta)}{(\dot{x} - \dot{x}_i - a_1\dot{\theta})} \quad 0 \le \frac{-k_i(x - x_i - a_i\theta)}{(\dot{x} - \dot{x}_1 - a_1\dot{\theta})} < b_{i\max} \quad (8)$$

$$b_{i\min} \qquad \frac{-k_i(x - x_i - a_i\theta)}{(\dot{x} - \dot{x}_i - a_i\dot{\theta})} > 0$$

MR damperli simülasyon modeli kontrol edilirken denklem 8 deki eşitlikler kullanılarak kontrol edilmektedir.

3. Teori

3.1. Sönüm kuvveti (F_{MRD}) hesabı

Dokümanın önceki kısımlarında bahsedildiği gibi aracın pasif damperleri yerine MR damper tasarlanacaktır. Temel olarak MR damper için F_{max} ve F_{min} kuvvetlerinin hesaplanması gerekmektedir. Genel olarak açıklamak gerekirse MR sıvı kullanılarak imal edilen MR damperlerin tepki kuvvetini oluşturan temel etkenler aşağıdaki gibidir;

$$F_{MRD} = F_{\mu} + F_{\tau}(H) + F_s \pm F_A\, sign(\dot{\alpha}) \quad (9)$$

Burada;

F_{μ}: Viskoz kuvvetlerin oluşturduğu kuvvet

F_{τ} : Manyetik alana bağlı değişkenlik gösteren viskoz kuvvetler

$\dot{\alpha}$: Piston hızı

F_s: damperdeki yataklama ve sızdırmazlık elemanlarının etkisi ile oluşan sürtünme kuvvetidir.

F_A: akümülatördeki basınçlı gazın oluşturduğu tepki kuvvetidir. Akümülatördeki basınçlı gazın kuvveti daima tek yönde olduğundan; damper basma (kapanma) durumunda tepki kuvveti artma yönünde, çekme (açılma) durumda ise tepki kuvvetini azaltma yönünde etki eder.

F_{μ} ve F_{τ} kuvvetleri MR damperin davranışında baskın faktörlerdir. Statik sürtünme kuvveti olan F s ise tamamen damper geometrisi, kullanılan yataklama ve sızdırmazlık elemanlarının tipi, malzemesi vb. özelliklerine bağlı olarak değişim gösterir. [3]

MR akışkan kaynaklı kuvvetlerin bulunması için genelleştirilmiş denklerimiz aşağıdaki gibidir; [4]

$$F_{MRF} = \Delta p\, \pi \frac{((D_p + t_g)^2 - D_r^2)}{4} \quad (10)$$

$$\Delta p = 2.1\frac{\tau_y}{t_g} + \Delta_{pN} \quad (11)$$

$$\Delta_{pN} = \frac{12\,Q\,\eta\,(2N_s)L_p}{\pi(D_p + t_g)t_g^3} \quad (12)$$

$$Q = V_p\left(\frac{\pi}{4}\right)(D_p^2 - D_r^2) \quad (13)$$

$$\tau_y = \alpha B \quad (14)$$

$$B = \mu_o \mu_r H \quad (15)$$

$$H = \frac{NI}{l} \quad (16)$$

Akümülatör kaynaklı kuvvet hesabı için;

$$F_A = P_o\left(\frac{V_o}{V_o + A_s x_p}\right)^{\gamma} A_s \quad (17)$$

Bu denklemlerde;

F_{MRF}= MR sıvı kaynaklı sönüm kuvveti

Q = Hacimsel debi

η = MR sıvının viskoz değeri

α = MR sıvının tam akımda ki akma değeri

N_s= Bobin sayısı

B = Manyetik akı yoğunluğu

H= Manyetik alan değeri

N = Bobindeki sarım sayısı

I = Akım değeri

l = Bobin çevresi

μ_o = Boşluk için bağıl geçirgenlik (4πx10E-7)

μ_r = Bobin malzemesi için bağıl geçirgenlik

A_s= Kayar piston alanı

P_o= Akümülator başlangıç basıncı

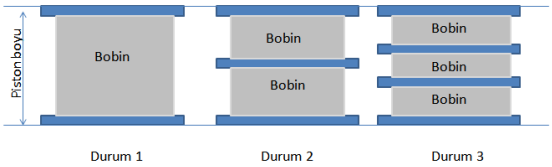
V_o= Akümülator başlangıç hacmi

3.2. Yöntem ve Kabuller

Önceki bölümlerde de belirtildiği gibi asıl sönüm kuvvetini MR sıvının karakterine bağlı değişkenlik gösteren F_{MRF} oluşturmaktadır bu sebeple hesaplamalarımız da sürtünme ve akümülatör kaynaklı kuvvetleri sıfır kabul ederek (denklem 18) simülasyonlarımızı gerçekleştireceğiz ve tasarım girdilerini elde edeceğiz.

$$F_{MRD} = F_{MRF} \quad (18)$$

İterasyon yöntemi olarak bobin sayısı değişkeniyle oynayarak mevcut piston ölçülerinde kalacak şekilde üç farklı durum için hesaplama ve simülasyon yapılarak tasarıma geçilecektir.



Şekil 8: Bobin tipi opsiyonları

Tablo 4: Durum parametreleri

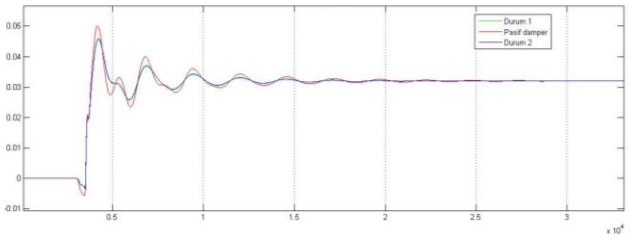
	Durum 1	Durum 2	Durum 3
Bobin sayısı	1	2	3
Bobin boyu (mm)	63	30	19
Sarım sayısı (tur)	250	120	76
Kablo capı (mm)	0.25	0.25	0.25
Besleme akımı (A)	4.5	4.5	4.5
Kanal genişliği (mm)	1.55	1.55	1.55
Db (mm)	63.6	63.6	63.6
Dr(mm)	18	18	18
Dc(mm)	55	55	55
D_p(mm)	63	63	63
$V_{p,av}$(m/sn)	0.36	0.36	0.36

3.3. Çıktılar

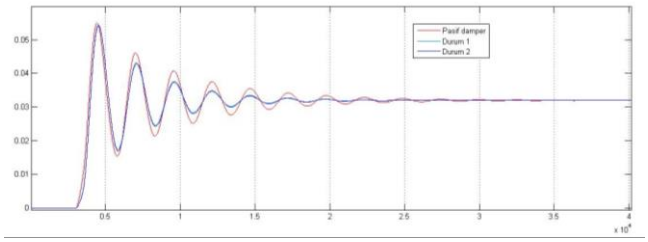
Yapılan hesaplamalar sonucunda elde edilen sönüm katsayıları Tablo 5 de listelenmiştir. Elde edilen değerlerden "Durum1" ve "Durum2" sönüm kuvvetleri, MR damperli araç modelinde koşturularak sistemin verdiği cevaplar, pasif damperli modelle karşılaştırılmıştır.

Tablo 5: Sönüm kuvvet çıktıları

	Durum 1	Durum 2	Durum 3
$F_{d\ max}$ (N)	3439.2	3285	3019
$F_{d\ min}$ (N)	3112	2964	2816



Grafik 1: Arka teker yer değiştirme



Grafik 2: Gövde yer değiştirme

Grafiklerden de görüldüğü üzere sistem çalışmaktadır. "Durum1" ile "Durum2" arasında bariz bir fark görünmemekle benzer cevaplar vermektedirler.

4. Tasarım

Piston parametreleri değiştirilerek elde edilen sönümleme kuvvetleri simülasyonda koşturularak, aracın verdiği cevaplar yukarıdaki tablolarda belirtilmiştir. Tablolarda görüldüğü üzere, tek katmanlı bobin ile çift katmanlı bobinin verdiği cevaplar benzer özellikler göstermektedir. Bu çıktılardan yola çıkarak, hesaplamalarda kullanılan piston değişkenleri kullanılarak iki farklı damper tasarımı yapılmıştır. Bu tasarımlar aşağıdaki resimde gösterilmektedir.



Şekil 9: Farklı bobin tasarımları

5. Sonuçlar

Yapılan değerlendirmeler sonucunda çift katmanlı bobinin enerji tüketimi açısından verimli olacağı ancak imalat yöntemi açısından da tek katmanlı bobinin verimli olabileceği öngörülmektedir. Bu kapsamda yapılacak performans testleri daha sağlıklı karar verilmesine yardımcı olacaktır.

Kaynakça

[1] GIUA, A., SEATZU, C., USAL, G., A mixed suspension system for a half-

[2] Pasif ve yarı aktif süspansiyon sistemlerinin titreşim yalıtım performansının incelenmesi. 9. Uluslararası makina tasarım ve imalat kongresi 13 - 15 eylül 2000, odtü, ankara, türkiye

[3] Yeni Nesil Yarı−Aktif Bir Süspansiyon Sisteminin Tasarımı, İmalatı Ve Optimizasyonu, Prof Tahsin Engin, 2008 Sakarya.

[4] OPTIMAL DESIGN OF MR DAMPERS, Henri GAVIN, Jesse HOAGG and Mark DOBOSSY, Proc. U.S.-Japan Workshop on Smart Structures for Improved Seismic Performance in Urban Regions,14 August 2001

OTOMATİK KONTROL TÜRK MİLLİ KOMİTESİ ULUSAL TOPLANTISI 2014 - KOCAELİ

DESTEKLEYENLER

TÜBİTAK

KOCAELİ BÜYÜKŞEHİR BELEDİYESİ

ANA SPONSORLAR

ASKAYNAK

AKIM METAL
SANAYİ VE TİCARET ANONİM ŞİRKETİ

ALTIN SPONSORLAR

aselsan

YILDIRIM ELEKTRONİK

ERMAKSAN
CNC İŞLEME MAKİNELERİ
yenilikçi teknolojiler.

GÜMÜŞ SPONSORLAR

Altınay

NEL ELEKTRONİK

ISUZU