



**T.C.**  
**SELÇUK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**



**DEĞİŞKEN YÜKLÜ DC MOTORUN KAYAN  
KIPLI KONTROLÜ**

**Emre Hasan DURSUN**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Ağustos-2016**  
**KONYA**  
**Her Hakkı Saklıdır**

## TEZ KABUL VE ONAYI

Emre Hasan DURSUN tarafından hazırlanan “Değişken Yüklü DC Motorun Kayan Kipli Kontrolü” adlı tez çalışması 03/08/2016 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik - Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

### Jüri Üyeleri

#### Başkan

Doç. Dr. Ahmet Afşin KULAKSIZ

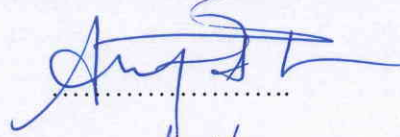
#### Danışman

Yrd. Doç. Dr. Akif DURDU

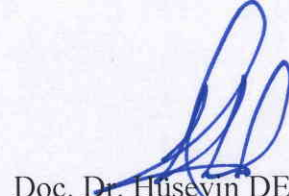
#### Üye

Yrd. Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER

### İmza



Yukarıdaki sonucu onaylarım.



Doç. Dr. Hüseyin DEVECİ  
FBE Müdürü V.

Bu tez çalışması Öğretim Üyesi Yetiştirme Programı Koordinatörlüğü tarafından 2015-ÖYP-101 nolu proje ile desteklenmiştir.

## TEZ BİLDİRİMİ

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

## DECLARATION PAGE

I hereby declare that all information in this document has been obtained and presented in accordance with academic rules and ethical conduct. I also declare that, as required by these rules and conduct, I have fully cited and referenced all material and results that are not original to this work.



Emre Hasan DURSUN

Tarih: 03.08.2016

## ÖZET

### YÜKSEK LİSANS TEZİ

## DEĞİŞKEN YÜKLÜ DC MOTORUN KAYAN KIPLİ KONTROLÜ

**Emre Hasan DURSUN**

**Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Danışman: Yrd. Doç. Dr. Akif DURDU**

**2016, 76 Sayfa**

**Jüri**

**Yrd. Doç. Dr. Akif DURDU  
Doç. Dr. Ahmet Afşin KULAKSIZ  
Yrd. Doç. Dr. Mümtaz MUTLUER**

Gerçek zamanlı uygulamalarda bilinmeyenler var olup, gürültü ve dış bozucu etkiler meydana gelebilir. Kontrol topluluklarında tasarım kolaylığından dolayı yaygın olarak PID kontrolör kullanılmaktadır. Lakin PID kontrol gibi geleneksel kontrol teknikleri bahsi geçen olumsuzluklarla başa çıkmada yeterli olamayacağı için sistem performansı olumsuz etkilenir. DC motorlar pek çok endüstriyel uygulamada çokça kullanılmaktadır. Motorların çalıştığı ortamlara bağlı olarak, motor parametrelerinde değişimler oluşur ve dış bozucu etkiler meydana gelir. Ayrıca yüklenme koşullarında da değişiklikler oluşabilir. Bu gibi durumlarda çalışılan uygulamalar için, hızlı tepkiler vererek sistemi kararlı tutan dayanıklı bir kontrol algoritması ihtiyacı oluşur.

Bu tez çalışmasında dayanıklı doğrusal olmayan bir kontrol algoritması olan kayan kipli kontrol (KKK) metoduna odaklanılmış ayrıca PID ve bulanık mantık kontrol metotları da kullanılmıştır. KKK üzerine yapılan çalışmalar detaylı bir literatür araştırmasıyla sunulmuş, KKK yönteminin türevleri, avantajları ve dezavantajları irdelenmiştir. Çalışmada, bahsi geçen kontrolör türlerinin hem benzetim ortamında hem de gerçek zamanlı olarak DC motor ve döner bir servo sistem üzerinde çeşitli uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalarda çeşitli metalik ağırlıkların kullanılmasıyla sisteme ilave yüklenmeler yapılmıştır. Bununla birlikte, bazı hata kriteri hesaplamalarıyla kontrolörlerin performansları göreceli olarak karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar neticesinde, KKK ve türevleri geleneksel PID kontrole bir alternatif yapı olarak düşünülüp, endüstriyel uygulamalarda başarıyla kullanılabilir.

**Anahtar Kelimeler:** Bulanık mantık kontrol, DC motor, Döner servo sistem, Hız kontrolü, Kayan kipli kontrol, Konum kontrolü, PID kontrol, Zamanla değişen yüklenme

## **ABSTRACT**

### **MS THESIS**

## **SLIDING MODE CONTROL OF DC MOTOR WITH VARIABLE LOAD**

**Emre Hasan DURSUN**

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF  
SELÇUK UNIVERSITY  
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE  
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING**

**Advisor: Asst. Prof. Dr. Akif DURDU**

**2016, 76 Pages**

**Jury**

**Asst. Prof. Dr. Akif DURDU**

**Assoc. Prof. Dr. Ahmet Afşin KULAKSIZ**

**Asst. Prof. Dr. Mümtaz MUTLUER**

There are uncertainties in real time applications and there could be noises and external disturbing effects. PID controller is extensively used at control communities because of its easy design. However, conventional control methods like PID control are not sufficient to deal with aforementioned problems so that the system performance is affected negatively. DC motors are widely used at many industrial applications. Depending on working conditions of motors, motor parameters change and external disturbing effects occur. Moreover, loading conditions may also change. For applications that work under these conditions, a robust control algorithm which keeps the system stable by responding swiftly is needed.

In this thesis, Sliding Mode Control(SMC) which is a robust nonlinear control algorithm is mainly focused and also PID and fuzzy logic control methods are used. SMC, SMC's modified versions, their advantages and disadvantages are analyzed by presenting an extensive literature research which is conducted on SMC. In this work, mentioned controller types are applied on a DC motor and a rotary servo system in real time and simulation environment. In experimental studies, various metallic weights are added to the system for extra loading. Additionally, controller performances are relatively compared to each other by using certain error criteria. It is concluded from these results that SMC and its versions can be considered as an alternative to conventional PID and they can be applied on many industrial applications.

**Keywords:** DC motor, Fuzzy logic controller, PID control, Position control, Rotary servo system, Sliding Mode Control, Speed control, Time varying load

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmamda bana yol gösteren danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Akif DURDU'ya, tezimde gerçek zamanlı denemeler yapmama imkân sunan Sayın Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU'ya ve her zaman destek vermeye çalışan tüm bölüm içi, bölüm dışı arkadaşlarıma teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca tez çalışmam sırasında, her zaman maddi ve manevi destekleriyle yanımda olan ve bugünlere gelmemi borç bildiğim çok değerli aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Emre Hasan DURSUN  
KONYA-2016



# İÇİNDEKİLER

<b>ÖZET</b> .....	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>v</b>
<b>ÖNSÖZ</b> .....	<b>vi</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>vii</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR</b> .....	<b>ix</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1. Tez Organizasyonu .....	2
<b>2. KAYNAK ARAŞTIRMASI</b> .....	<b>3</b>
<b>3. MATERYAL VE YÖNTEM</b> .....	<b>9</b>
3.1. Elektrik Motorları .....	9
3.1.1. DC Motorlar.....	10
3.1.2. DC Motorun Dinamik Denklemleri ve Modellenmesi .....	11
3.2. Kontrol Metotları .....	16
3.2.1 PID Kontrol.....	19
3.2.1.1. Kontrol Sistemlerinde Performans Değerlendirmesi.....	20
3.2.2. Kayan Kipli Kontrol .....	22
3.2.2.1. Faz Portresi .....	23
3.2.2.2. Kayan Kipli Kontrol Metodolojisi.....	25
3.2.2.3. Kayan Kipli Kontrolün Avantaj ve Dezavantajları.....	33
3.2.2.4. Çatırtı Olayı .....	34
3.2.2.5. Çatırtının Azaltılması.....	35
3.2.2.6. Kayan Kipli Kontrol Türevleri .....	37
3.2.3. Bulanık Mantık Kontrol.....	38
3.2.3.1. Bulanıklaştırma Birimi .....	40
3.2.3.2. Kural Tabanı ve Sonuç Çıkarma Birimi .....	41
3.2.3.3. Durulaştırma Birimi .....	42
3.2.3.4. Bulanık Mantık Kontrolör Tasarım Aşamaları.....	42
3.3. Zamanla Değişen Servo Sistem .....	43
3.3.1. Döner Servo Sistemin Yapısı.....	44
3.3.2. Döner Servo Sistemin Modeli.....	48
<b>4. BENZETİM VE GERÇEK ZAMANLI ÇALIŞMALAR</b> .....	<b>51</b>
4.1. Benzetim Çalışması .....	51
4.2. Gerçek Zamanlı Çalışmalar .....	55
4.2.1. Gerçek Zamanlı Uygulama 1: Geleneksel KKK .....	56
4.2.2. Gerçek Zamanlı Uygulama 2: Modifiye edilmiş KKK .....	59
4.2.3. Gerçek Zamanlı Uygulama 3: PID yüzeyli KKK.....	61
4.2.4. Gerçek Zamanlı Uygulama 4: Bulanık Kontrol.....	65

<b>5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER</b> .....	<b>69</b>
5.1 Sonuçlar .....	69
5.2 Öneriler .....	70
<b>KAYNAKLAR</b> .....	<b>71</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b> .....	<b>75</b>





## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$B$	: Visko sürtünme
$B_{L\_in}$	: Başlangıç yükü visko sürtünme katsayısı
$B_{L\_sub}$	: İlave yük visko sürtünme katsayısı
$e(t)$	: Hata
$e_a(t)$	: Endüvi gerilimi
$e_b(t)$	: Zıt emk
$e_f(t)$	: Sabit alan gerilimi
$e_{ss}$	: Sürekli hal hatası
$i_a$	: Endüvi akımı
$i_f$	: Uyarım akımı
$J$	: Atalet momenti
$J_{L\_in}$	: Başlangıç yük ve dişli kutusunun atalet momenti
$J_{L\_sub}$	: İlave yük ve dişli kutusunun atalet momenti
$K_a$	: Tork sabiti
$K_{am}$	: Endüvi sargı katsayısı
$K_b$	: Zıt emk sabiti
$K_d$	: Türevsel kazanç
$K_{fd}$	: Alan sargı katsayısı
$K_i$	: İntegral kazanç
$K_p$	: Oransal kazanç
$L_a$	: Endüvi endüktansı
$M_p$	: Yüzde maksimum aşım miktarı
$n$	: Sistem derecesi
$N_g$	: Dişli oranı
$R_a$	: Endüvi direnci
$T_L$	: Yük torku
$T_m$	: Motorun ürettiği tork
$R_f$	: Alan direnci
$L_f$	: Alan endüktansı
$s(x, y)$	: Anahtarlama fonksiyonu
$sign(\cdot)$	: signum fonksiyonu
$T_d$	: Türevsel zaman sabiti
$t_d$	: Gecikme zamanı
$T_i$	: İntegral zaman sabiti
$t_p$	: Tepe zamanı
$t_r$	: Yükselme zamanı

$t_s$	: Yerleşme zamanı
$u(t)$	: Kontrol işareti
$X$	: Sistemin durum değişkeni
$y$	: Sistem çıkışı
$y_r$	: Referans yörünge
$\eta_g$	: Dişli kutusu verimi
$\theta(t)$	: Açısal konum
$\lambda$	: Kayma yüzeyinin eğimi
$\tau$	: Yük değişimi ve bozucu etkiler
$\Phi$	: Hava boşluğu akısı
$\omega(t)$	: Açısal hız
$\Gamma$	: Uyarlama katsayısı

### Kısaltmalar

AC	: Alternatif akım
DC	: Doğru Akım
DYK	: Değişken yapıli kontrol
IAE	: Toplam mutlak hata
ISE	: Toplam karesel hata
ITAE	: Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata
KKK	: Kayan kipli kontrol
M- KKK	: Modifiye edilmiş kayan kipli kontrol
NB	: Negatif büyük
NK	: Negatif küçük
NO	: Negatif orta
PSO	: Parçacık sürü optimizasyonu
PB	: Pozitif büyük
PK	: Pozitif küçük
PO	: Pozitif orta
S	: Sıfır

## 1. GİRİŞ

Günümüzde kontrol sistemleri endüstriyel ortamlarda ve birçok yerde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol sistemlerinde, sistemlerin modeli çıkarılırken her zaman eldeki bilgiler tam ve kesin modelin çıkarılmasında yeterli olmayabilir. Bazı durumlarda sistem için önemsiz görülebilen yerlerde küçük ihmaller yapılabilir. Lakin sistem modelinde yapılan küçük ihmaller veya tam kesinlikte modelin oluşturulamaması çoğu zaman tasarlanan kontrolcünün performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Ayrıca pratik gerçek zamanlı uygulamalarda pek çok bilinmeyen, gürültü ve yüklenme dâhilinde dış bozucu etkiler yaygın olarak meydana gelebilmektedir. Kontrol topluluklarında tasarım kolaylığından dolayı yaygınca kullanılan PID kontrolör gibi geleneksel kontrol teknikleri, bu olumsuz etkilerle başa çıkmada yeterli olamamakta ve sistem performansı olumsuz etkilenmektedir. Hız ve konum kontrolü gibi motor kontrolü uygulamalarında bahsi geçen olumsuz etkiler altında bile daha iyi performans sergileyebilecek bir dayanıklı kontrol yönteminin ihtiyacı ortaya çıkmaktadır. Sistemdeki parametrik değişimlere ve dış bozucu etkilere karşı oldukça düşük duyarlılık gösteren, modern günümüz teknolojisinin pek çok sürecinde yaygınca bulunan yüksek dereceli ve karmaşık sistemlerin kontrolüne olanak sağlayan, oldukça iyi derecede sistem kararlılığı oluşturup, hızlı dinamik tepkiler verebilen dayanıklı doğrusal olmayan bir kontrol algoritması olarak Kayan Kipli Kontrol (KKK) yöntemi bu tez çalışmasında araştırılmaktadır.

Elektrikli arabalar, çelik hammadde fabrikaları, elektrikli vinçler, robotik manipülatörler ve askeri savunma sanayi dahilinde pek çok endüstriyel uygulamalarda geniş çaplı olarak DC motorlar kullanılmaktadır. Çalışma koşullarına göre motorların parametrik verilerinin değişebilmesi, dış bozucu etkilerin meydana gelmesi ve yüklenme koşullarında değişiklikler oldukça olasıdır. Bu şartlarda çalışılan uygulamalar için dayanıklı bir kontrolör gereksinimi oluşmaktadır.

Bu tez çalışmasının, özellikle endüstriyel alanlarda kullanılan robotlarda, askeri ve savunma sanayide veya diğer uygulama alanlarındaki çalışmalarda çok önemli işlevleri yerine getirebileceği düşünülmektedir. Kısacası sistem kararlılığını olumsuz etkileyebilen modelleme belirsizlikleri, parametrik değişimler ve harici dış bozucu etkilerden mümkün oldukça az etkilenen, hızlı cevap vererek arzu edilen referansa ulaşabilen ve sistemi kararlılıkta tutan bir kontrol algoritmasının sağlanması çalışmanın önemini oluşturmaktadır. Ayrıca, bir DC motor ve döner servo sistem üzerinde

benzetim ve gerçek zamanlı uygulamasının yapılabilmesi yöntemin uygulanabilirliğini desteklemektedir.

### 1.1. Tez Organizasyonu

Bu tez çalışması temel olarak beş ana bölümden oluşmaktadır.

Birinci bölümde, tezin amacı, önemi ve kapsamıyla ilgili basitçe bilgi aktarımı yapılmaktadır.

İkinci bölümde, DC motor kontrolü ve kontrol metotları, kayan kipli kontrol yöntemi ve gerçek zamanlı uygulamaları dâhilinde günümüze kadar yapılmış olan akademik çalışmalar detaylı olarak tez içerisinde sunulmaktadır.

Üçüncü bölümde, tezin materyal ve yöntem kısmı oluşturulmaktadır. Bu bölümde, öncelikli olarak benzetim ve gerçek zamanlı uygulamaların yapılacağı DC motor ve zamanla değişen döner servo sistem düzeneği hakkında genel bilgiler verilerek dinamik denklemlerin çıkartılmasıyla modellemeleri yapılmaktadır. Ayrıca, literatürdeki kontrol metotları üzerine araştırmalarla bilgi aktarımı gerçekleştirilmektedir. Kontrol topluluklarında yaygınca kullanılan PID kontrolörler ve uluslararası performans kriterleri üzerine kısa bilgiler verilmektedir. Ardından bu tezin ana kısmını oluşturan doğrusal olmayan ve dayanıklı kontrol yöntemlerinden kayan kipli kontrol metodu üzerinde durularak, yöntemin avantaj ve dezavantajlarıyla birlikte genel ve teorik bilgiler sunulmaktadır. Yöntemin dezavantajı olarak bilinen çatırtı olayının giderilmesi veya azaltılması üzerine yapılabilecek değişiklikler hakkında bilgiler verilmektedir. Özellikle kayan kipli kontrol yönteminde, sistemin davranışının ve kararlılığının analizde kullanılan faz portresi kavramı araştırılmaktadır. Tezin önemli aşamalarından birisi olan kayan kipli kontrol yönteminin türevleri hem yapısal hem teorik olarak irdelenmektedir. Ayrıca, tezde çalışılan bir diğer kontrol yöntemi olan bulanık mantık kontrol üzerine genel ve teorik bilgi aktarımı da gerçekleştirilmektedir.

Dördüncü bölümde, DC motor ve zamanla değişen döner servo sistem için hem benzetim hem de gerçek zamanlı deneysel çalışmalar karşılaştırmalar ile sunulmaktadır.

Beşinci bölümde, tezdeki gerçekleştirilen benzetim ve gerçek zamanlı yapılan deneysel çalışmaların sonuçları yorumlanmakta ve ileride yapılabilecek çalışmalar için bazı önerilerde bulunmaktadır.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Bu bölümde kayan kipli kontrol yöntemi ve motor kontrolleri ile ilgili yapılan araştırmalar sunulmaktadır.

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi kayan kipli kontrol ve türevleri üzerine yapılan çalışmalar son zamanlarda artarak devam etmektedir. Bu duruma ilave olarak, sistemlerin modellenmesi ve kontrolleri üzerine yapılan araştırmaların da yaygınlaşması sebebiyle daha performanslı sonuçlar elde edilebilmiştir.

Kayan kipli kontrol terimi ilk olarak değişken yapıli sistemler içerisinde görülmüştür. Bu alandaki çalışmalar, yaklaşık 50 yıl öncesinde eski Sovyetler Birliği döneminde ortaya çıkarılmıştır. Emelyanov ve Barbashin öncülüğünde başlatılan yenilikçi çalışmalar, 1976'da Itkis'in yazdığı bir kitap ve 1977'de Utkin'in yapmış olduğu bir İngilizce makaleye kadar Rusya haricinde duyulmamıştır (Edwards ve Spurgeon, 1998). Bu iki yayından sonra kayan kipli kontrol yöntemi, doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol uygulamalarında kullanılmaya başlamıştır (Erdem, 2009). Kayan kipli kontrol metodolojisine, son 20 yıllık bir süreç içerisinde uluslararası kontrol topluluklarınca çok daha fazla ilgi duyulmuştur (Utkin, 2008).

Bu metodoloji için ortaya koyulan modern analiz ve tasarım metotları, Sovyetler Birliği'nde ortaya çıkmadan önce ilk olarak 1930'ların başlarında görülmüştür. 1932'de V.Kulebakin tarafından yapılan bir uçağın DC jeneratörünün vibrasyon kontrolü ve 1934'de Nikolski tarafından yapılan bir geminin kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar temel nitelikteki kayan kip uygulamaları için, birer örnek olarak verilebilir (Utkin ve ark., 1999).

Hung ve arkadaşlarının yapmış oldukları bir araştırmada, kayan kipli değişken yapıli kontrol yönteminin temel teorisini vererek güçlü bir kontrol sistemi tasarlamışlar ve pratik uygulaması üzerine bilgi paylaşımı yapmışlardır. Bu yaklaşım özellikle lineer olmayan sistemlerin kontrolü için cezbedici olmaktadır. Bahsi geçen kontrol yapısının öne çıkan karakteristik özellikleri olan dayanıklılık, değişmezlik, sistem derecesi azaltımının ve kontrol işaretindeki çatırtı olayının (chattering) detaylı olarak tartışıldığı bu çalışmada, çatırtıyı dindirmek için fikirler de sunulmuştur (Hung ve ark., 1993).

Özcan'ın yaptığı çalışmada, karmaşık yükler altında çalışan bir DC motorun öz uyarmalı PID kontrolör ile sabit katsayılı PID kontrolörlü karşılaştırılması Matlab-Simulink'de benzetim ortamında yapılmıştır. Zamanla değişen bir fonksiyonel yapıda olan yüklenme durumları, değişim hızına bağlı olarak sistemin cevabında dalgalanmalar

oluşturmaktadır. Dalgalanmaları azaltmak amacıyla yapılan kontrolör yapısının, yüklenmeye bağlı olarak oluşacak sürekli hal hatasını azalttığı görülmüştür. Avantajının yanı sıra önerilen kontrol yapısının bazı dezavantajları olduğu da çalışmada belirtilmektedir. Kontrolör ayar yapmaya çalışıldığında çatırtı olayı meydana gelmektedir ve daimi olarak eniyileme (optimization) çözümün üretilmemesi, hatta bazı durumlarda istenmeyen sistem cevaplarına erişilebilmesi bazı dezavantajlar olarak belirtilmektedir (Özcan, 2006).

Utkin'in bir kitap bölümü olarak yayınlandığı bu çalışmada, değişken yapıli kontrol ve kayan kipli kontrol yaklaşımlarının teorisi ve tasarımlarıyla ilgili genel ve teorik bilgiler verilmiştir (Utkin, 2008).

Aydın'ın yapmış olduğu çalışmada, kayan kipli kontrol'de önemli bir yere sahip olan kayma yüzeyinin tasarımı için farklı yöntemler üzerinde durulmuştur. Yüzey tasarımında kullanılan sabit parametrelere ve ardından zamanla değişen parametrelere göre sistem üzerindeki başarıyı analiz etmiştir. Sonuçlar benzetim yardımıyla gösterilmiştir (Aydın, 2008).

Dülger'in çalışmasında bulanık kayma kipli kontrolör yapısı incelenmektedir. Klasik PID, bulanık PI ve geleneksel kayma kipli kontrolör ve hiyerarşik yapıların doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler üzerindeki performansları Matlab-Simulink ortamında elde edilen benzetim sonuçlarına göre kıyaslanmıştır (Dülger, 2009).

Khidir'in çalışmasında, belirsizlik içeren doğrusal olmayan sistemler için farklı kayan kipli kontrolcüler araştırmıştır. Bozunum ve eksik bilgilerin olduğu karmaşık sistemlerde, geleneksel kontrolcülerle yüksek başarı elde etmek zor olmaktadır. Bu açıdan bulanık mantık yönteminden yararlanarak, uyarlamalı bulanık kayan kipli kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Bu yöntem Matlab-Simulink benzetim ortamında doğrusal olmayan sistemler için uygulanmış ve bozuk yapılar içeren, sistem belirsizliğinin olduğu durumlar altında bile giriş izleme hedefine kontrolörün ulaştığı gösterilmiştir (Khidir, 2009).

Kızmaz, çalışmasında, asılı bir sarkaç sistemi için kayan kipli kontrol yöntemi kullanmıştır. İlk olarak asılı sarkaç için bir deney düzeneği oluşturulup, ardından sistemin matematiksel modeli çıkarılmıştır. Sistemlerde parametre değişimleri kararsızlığa neden olacağından uyarlamalı kontrol tekniği kullanılması düşünülmüş, değişik çalışma koşulları altında ve kontrol parametreleri için Matlab-Simulink ortamında benzetim çalışması yapılmış ve ardından oluşturulan deney düzeneğinde

gerçek zamanlı bir uygulama gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan ve gerçekleştirilen kontrolör yapısının oldukça başarılı sonuçlar sergilediği görülmektedir (Kızmaz, 2009).

Munje ve arkadaşlarının çalışmalarında ise, değişken yapıli sistem kontrolü, PID ve kayan kipli kontrol ile ilgili bilgilendirme yapıli DC motor modeli üzerinden kontrolör tasarımları için çalışmada bulunulmuştur. Sistemde bozucu etki olduğu durum ve bozucu etkisiz durum için performans değerlendirilmesi yapılmıştır (Munje ve ark., 2010)

Alkan, 2011'deki çalışmasında, zamanla değişen sistemlerde bulanık model referans adaptif kontrol yapıli üzerine benzetim çalışması yapmıştır. Ardından zamanla yükü değişen bir dönel servo sistemin (Quanser SRV-02) konum kontrolü için deneysel bir çalışmada bulunmuştur. Hem benzetim hem de gerçek zamanlı olarak gerçekleştirilen çalışmada, çeşitli yük durumları altında analizler yapıldığında, avantaj ve dezavantajlarına değinilerek, önerilen kontrol yapıli etkin bir denetim yapıli olarak uygulanabileceğinden bahsedilmektedir (Alkan, 2011).

Köse ve arkadaşları çalışmalarında, doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin bir çeşidi olan kayan kipli kontrol yönteminin değişken yapıli sistemlere uygulanması üzerinde durulmuştur. Mekanik bir sistemin matematiksel olarak modellenmesiyle elde edilen bir transfer fonksiyonu ile çeşitli erişim koşullarıyla analiz yapılmıştır. Aşım, sürekli hal hatası, yerleşme zamanı ve yükselme zamanı kriterleri göz önüne alınarak, farklı erişme koşulları için performans değerlendirmesinde bulunulmuştur (Köse ve ark., 2011).

(Yaylacı, 2011)'nın çalışmasında, 1970'li yıllardan itibaren göze çarpan etkin bir kontrol algoritması olan kayan kipli kontrol yöntemiyle bir asenkron motorun hız kontrolü Matlab-Simulink ortamında oluşturulan bir benzetimle gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada, değişik yük durumlarında kalkış, referans hız değişimi ve yüklenmedeki değişimlere göre çeşitli durumlar için benzetim denemeleri yapılmıştır. Elde edilen performans sonuçları PI kontrolör ile karşılaştırıldığında, kayan kipli kontrolör'ün daha performanslı sonuçlar verdiği görülmektedir.

Maheswararao ve arkadaşlarının çalışmalarında; harici uyarımlı bir DC Motor'un hız kontrolü için değişken yapıli kontrol üzerine temellendirilen kayan kipli kontrol yaklaşımı kullanılmış, motor modellenmesi ve kontrolcü tasarımı Matlab-Simulink benzetim ortamında yapılmıştır. KKK'de iken, motorun arzu edilen hızının bozucu etki varlığında bile başarılı bir şekilde izlendiği görülmektedir. Bu çalışmada KKK ve PI kontrol kıyaslamasında bulunulmuştur (Maheswararao ve ark., 2011).

Xia ve arkadaşlarının çalışmalarında, platformlu bir servo aktüatör sistemi üzerine temellendirilen bir izleme kontrolü için Bulanık Mantık, PID, Değişken Yapılı Kontrol ve KKK üzerine çalışma yapılarak sistemin hedefi en hızlı ve kararlı şekilde izlemesi amaçlanmıştır. Matlab-Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçlarına göre, geleneksel PID kontrolde özellikle aşımın fazla olduğu, bulanık kontrolörle yerleşme zamanının uzun sürdüğü ve cevap tepkisinin yavaş olduğu belirtilmektedir. İzleme sisteminin ihtiyaçlarına KKK ile daha hızlı ve başarılı şekilde cevap verilebilmektedir (Xia ve ark., 2012).

Murtaza ve arkadaşının çalışmalarında, endüstriyel uygulamalarda yaygınca kullanılan DC motorların hız kontrolünde KKK, Integral KKK ve Dinamik KKK yöntemlerini araştırmışlardır. Hem çattırtı problemini azaltmak için hem de ulaşma fazında parametresel değişimlerin sisteme etkisini azaltmak için Integral KKK ve Dinamik KKK yöntemleri düşünülmüştür. Benzetim çalışmasıyla kontrol yapılarının avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur (Murtaza ve Bhatti, 2012).

Rhif'in çalışmasında, bir DC motorun hız kontrolünü ayarlamak için KKK yaklaşımı üzerinde durulmuştur. Çalışmanın amacı, bozucuların yer aldığı sistemlerde kontrolü dayanıklılığını sağlamak ve tepki verme süresini geliştirmektir. Deneysel sonuçlara göre, önerilen yaklaşımın PID'ye kıyasla çok iyi performanslar verdiği görülmüştür (Rhif, 2012).

Ahmed'in 2012 yılında yapmış olduğu çalışmasında, KKK hakkında genel bilgiler verilmiş ve harici uyarımlı DC motor için hız kontrol uygulaması benzetim ortamında çalışılmıştır. Geleneksel PI ve KKK yöntemleriyle tasarım yapılarak, normal durum için, yük torku değişimi için ve atalet momentindeki ani değişim için benzetim sonuçları analiz edilmiştir (Ahmed, 2012).

Kassem ve arkadaşının çalışmalarında, Kayan Kip yaklaşımı üzerine temellendirilmiş bir DC servo pozisyon kontrolü için deneysel bir uygulama çalışması yapılmıştır. KKK'nın başlıca sıkıntısı olan çattırtı probleminin azaltılması için Integral KKK kullanılmıştır. Önerilen yöntemler ile geleneksel PID kontrol karşılaştırıldığında, kurulan servo sistem için KKK yapısının çok iyi bir izleme başarısı, dayanıklılık ve final pozisyona çok hızlı bir erişim sağladığı görülmektedir (Kassem ve Yousef, 2012).

N. Afrasiabi ve arkadaşının çalışmalarında, DC motorun hız kontrolü için KKK yönteminin kullanılması amaçlanmıştır. DC motorun gerçek modeli üzerinden benzetim çalışması yapılarak PID ve bulanık kontrol ile kıyaslamalarda bulunulmuştur (Afrasiabi ve Yazdı, 2013).



Ambesange ve arkadaşlarının çalışmalarında, harici uyarımlı bir DC motorun hız kontrolü için KKK yöntemi uygulanmıştır. Bu yöntemin seçilmesindeki amaç, KKK'nin bozucu etkiler altında daha dayanıklı ve performanslı olmasıdır. İlk olarak Matlab-Simulink ortamında motorun fiziksel modeli ve kontrol sistemi oluşturulmuştur ve ardından geleneksel PI kontrol ile KKK yönteminin kıyaslaması yapılmıştır (Ambesange ve ark., 2013).

Prasad ve arkadaşlarının çalışmalarında, DC motorun pozisyon kontrolü için Modifiye edilmiş kayan kipli kontrol (M-KKK) tasarımı yapılarak, Matlab-Simulink ortamında benzetim aracılığıyla PID Kontrol ile performans kıyaslamalarında bulunulmuştur. Geleneksel PID kontrol doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde iyi sonuçlar verememektedir. KKK modifiye edilerek çattırtı problemi azaltılmıştır. Belirsiz durumlarla ve bozucu etkilerle başa çıkma konusunda popüler olan KKK PID ile karşılaştırıldığında, yük altındayken de daha başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür (Arun Prasad ve ark., 2013).

Chiang ve arkadaşlarının 2014'de yaptıkları çalışmada, ilk olarak modellemesi yapılan bir fan-plaka sistemi ve sistemin açılı kontrolü için kayan kipli kontrol (KKK) yöntemi kullanılmıştır. Pratik uygulamada harici bozucu etkiler ve parametrik değişimler oluşmaktadır. KKK yönteminin kullanılmasındaki amaç, bahsi geçen olumsuzluklara karşı iyi uyum sağlamasıdır. Bu çalışmada, önerilen kontrol yapısının geçerliliği, deneysel uygulama ile gösterilmektedir (Chiang ve ark., 2014).

Dil Kumar ve arkadaşlarının çalışmasında, DC motor hız kontrolü için, geleneksel KKK, dinamik KKK ve adaptif PID'li kayan kipli kontrol teknikleri kullanılarak Matlab-Simulink benzetim ortamında kontrolcülerin performansları değerlendirilmiştir. Dinamik KKK ile çattırtı probleminin üstesinden gelinmektedir. Adaptif PID'li kontrol yapısıyla da kontrol sisteminin performansı artırılmıştır. Bozucu etkilerin olduğu bir DC motorun doğrusal modeli kullanılarak yerleşme zamanı, aşım, bozucu etkiye karşı duyarsızlık ve çattırtı kriterlerine göre analizler yapılmıştır (Dil Kumar ve Mija, 2014).

Yukarıda verilen literatür çalışmalarından da görüleceği üzere, KKK, dayanıklılık ve performans açısından önemli bir çalışma alanı olmuştur. Bu sebeple bu çalışmada, KKK ve türevi kontrol yapılarının PID ve bulanık mantık kontrol ile karşılaştırmaları hem benzetim hem gerçek zamanlı çalışmalarla gerçekleştirilerek, yükleme durumundaki değişiklikler dâhil olmak üzere, sistem performansı üzerine

etkiler araştırılmaktadır. Bu bakımdan, daha önceki çalışmalardan farklılık oluşmaktadır.

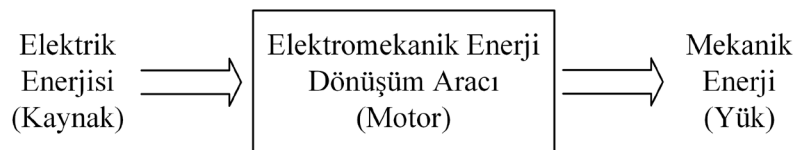
Bir sonraki bölümde, uygulaması yapılan sistemin temel yapı birimleri ve uygulanan metotlar hakkında bilgiler verilmektedir.



### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

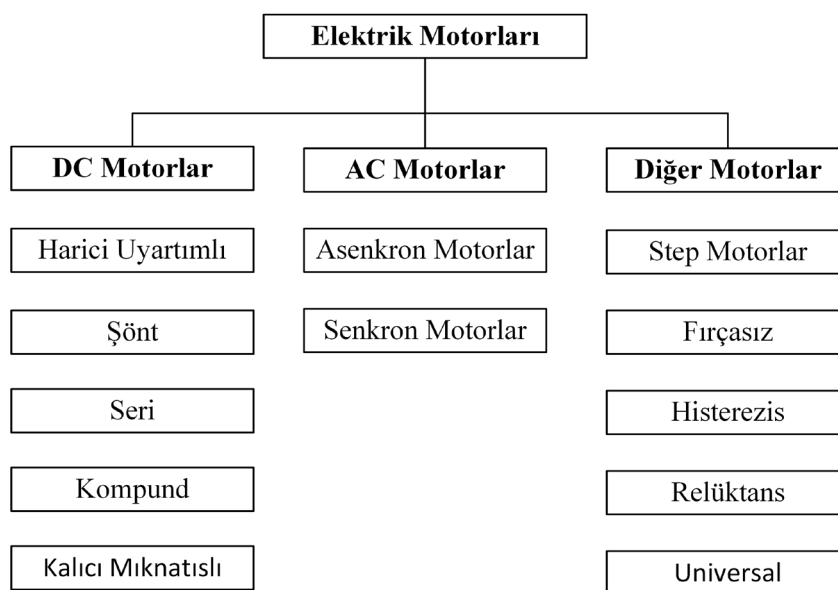
#### 3.1. Elektrik Motorları

Etrafımızda gördüğümüz neredeyse her mekanik hareket bir elektrik motoru tarafından sağlanmaktadır. Elektrik motorları, elektrik enerjisini alıp mekanik enerji üreten aletlerdir. Şekil 3.1’de enerji dönüşümünün bir gösterimi temsil edilmektedir.



Şekil 3.1. Enerji dönüşümü

Gelişmiş ülkelerde üretilen elektrik enerjisinin %50’sinden daha da fazlası elektrik motorlarında tüketilmektedir (Dil Kumar ve Mija, 2014). Endüstride çeşitli boyutlarda elektrik motorları bulunmaktadır. 1000 hp’nin üzerindeki yükleri taşıyabilecek tipteki büyük motorlar genel olarak endüstride kullanılmaktadır. Asansörler, elektrikli trenler, vinçler, yük kaldıraçları, ağır metal ve değirmen sanayi vb. yerlerde yüksek güçlü motorlar bulunuyorken, otomobillerde, robotlarda, küçük ev aletlerinde vb. alanlarda küçük güçteki motorlar kullanılmaktadır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan motor çeşitlerini Şekil 3.2’deki gibi bir şema ile sınıflandırabiliriz.



Şekil 3.2. Elektrik motorlarının genel bir sınıflandırması

Bu tez çalışmasında özellikle gerçek zamanlı uygulamalar üzerinde durulduğundan ve DC motorların bazı avantajlarından dolayı, kullanılacak motor çeşidi DC motor seçilmiştir. İleriki kısımlarda hem DC motorların avantajlarından bahsedilecek hem de gerçek zamanlı uygulama yapılan sistemin tanımlamaları yapılacaktır.

### 3.1.1. DC Motorlar

Kontrol sistemlerinde hareket için yaygın olarak kullanılan araçlardan birisi DC motorlardır. 1800'lü yılların son zamanlarında, birkaç kâşif doğru akım ile beslenerek çalıştırılan ilk elektrik motorlarını yapmışlardır. Günümüzde de başarılı performansları ve kolay kontrol edilebilmelerinden dolayı pek çok uygulamada popüler olarak kullanılmaktadır (Khan, 2003).

DC motorların hızlı kontrol edilebilmeleri en büyük avantajlarıdır. Hız endüvi gerilimine doğru orantılı ve kutuplar tarafından üretilen manyetik akıya ters orantılı olduğu için, DC motorun tipine bağlı olarak endüvi voltajı ayarlanarak veya alan akımı ayarlanarak rotor hızı değiştirilebilir (Arun Prasad ve ark., 2013). Bugünlerde ayarlanabilir frekans sürücüleriyle AC motorlar için de kesin hız kontrolü gerçekleştirilebilmektedir. Ancak sürücülerdeki yarı iletken elemanların anahtarlanmasıyla harmonikler üretildiğinden dolayı güç kalitesine zarar vermektedir. DC motorlar da ise, güç kalitesine negatif bir etki oluşmamaktadır.

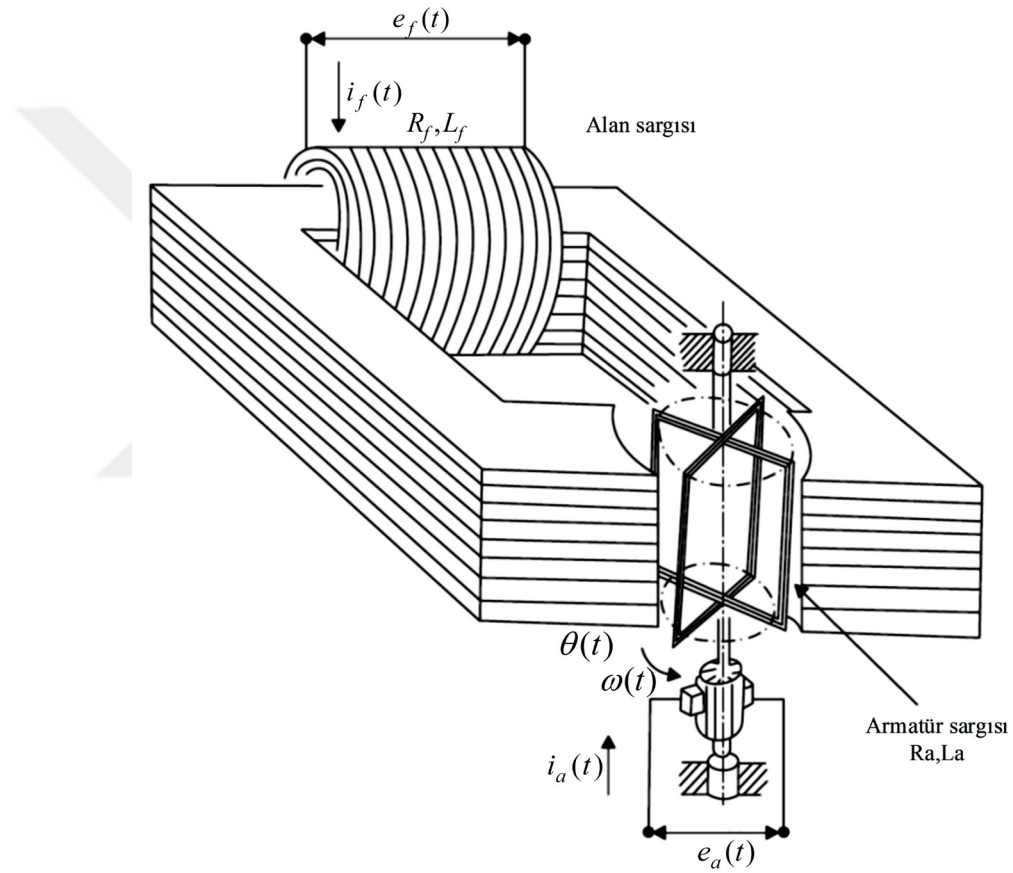
DC Motorlar, atalet oranına göre büyük torku, yüksek verimliliği, yüksek güç yoğunluğu, başarılı performansları, hızlı cevap vermeleri gibi önemli avantajlara sahiptir. Bunun yanı sıra kolay kontrol edilebilmeleri, kesin, geniş, basit ve sürekli kontrol karakteristiğinin var olmasından dolayı da; elektrikli arabalar, çelik hammadde fabrikaları, elektrikli vinçler, robotik manipülatörler, kâğıt makineleri ve ev uygulamaları gibi pek çok endüstriyel uygulamada geniş bir kullanım alanı yer etmektedir (Khan, 2003; Dong, 2010; Murtaza ve Bhatti, 2012; Dil Kumar ve Mija, 2014). Ayrıca AC motorlar ile kıyaslandığında DC motorları kontrol etmek için kullanılan sürücü devrelerin maliyetleri ucuz ve kontrolleri daha kolaydır (Dong, 2010).

DC motorlar, tasarımlarının daha kolay olmasından dolayı geleneksel PI-PID kontrol ile genellikle kontrol edilirler. Ancak hız kontrolü için PI kontrolörün performansı, makine parametrelerindeki değişimlerden ve harici dış bozucu etkilerden kötü etkilenmektedir. Bu gibi kötü etkilenmeler çeşitli hız kontrolü gibi denetim

uygulamalarında PI kontrolörün kullanımını kısıtlamaktadır. Geçmiş 30 yıl içerisinde DC sürücüleri kontrol etmek için genişçe doğusal olmayan ve adaptif kontrol yöntemleri araştırılmaktadır (Dil Kumar ve Mija, 2014).

### 3.1.2. DC Motorun Dinamik Denklemleri ve Modellenmesi

Endüvi kontrollü bir DC servo motorun fiziksel yapısı ve şematik gösterimi Şekil 3.3 ile gösterilebilir.



Şekil 3.3. DC motorun fiziksel uyarlaması (Burns, 2001)

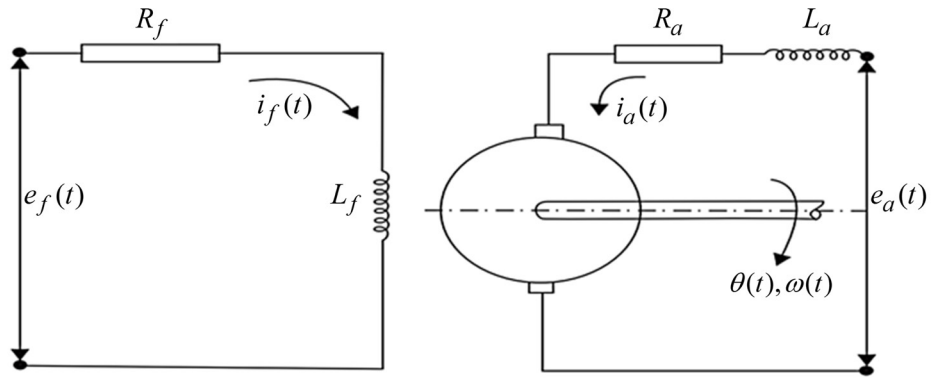
Dinamik sistemleri modellemek için dinamik denklemler ve durum değişkenleri kullanmak gerekir. Burada, hava boşluk akısı  $\Phi$ ,  $i_f$ 'ye bağlı olarak değişmekte olup buradaki  $K_{fd}$  alan sargı katsayısını ifade etmektedir.

$$\Phi = K_{fd} i_f \quad (3.1)$$

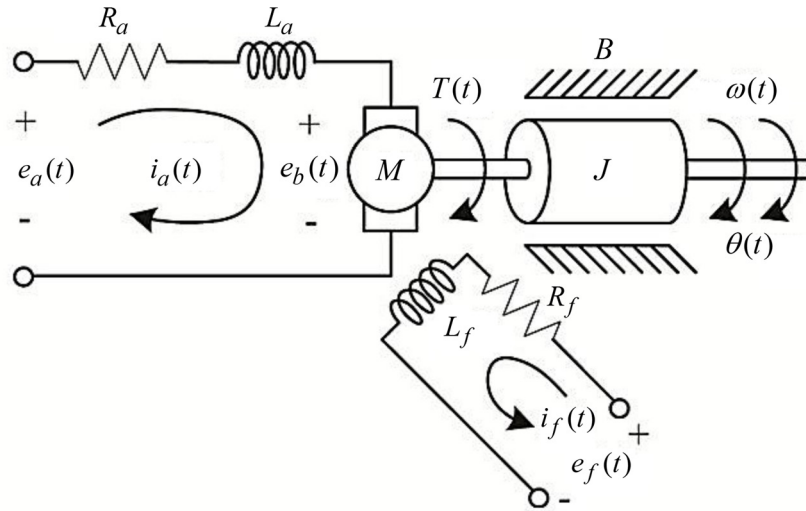
Ayrıca, üretilen tork  $T_m$  'nin ise hava aralığı akısı ve endüvi akımına bağlı olarak oluştuğu denklem (3.2) ile açıklanabilir. Denklemdaki  $K_{am}$  endüvi sargı katsayısını ifade etmektedir.

$$T_m(t) = \Phi K_{am} i_a(t) \quad (3.2)$$

Şekil 3.4 ve Şekil 3.5 ile DC motorun şematik eşdeğer devre diyagramları gösterilmektedir.



Şekil 3.4. DC motorun şematik diyagramı (Burns, 2001)



Şekil 3.5. Endüvi kontrollü DC motorun eşdeğer diyagramı

Denklem (3.1), (3.2)'de yerine yazılırsa, denklem (3.3) elde edilir.

$$T_m(t) = K_{fd} K_{am} i_f i_a(t) \quad (3.3)$$

Buradaki  $i_f$  sabit olduğu için tork ifadesi denklem (3.4)'deki gibi gösterilebilir.

$$T_m(t) = K_a i_a(t) \quad (3.4)$$

(3.4) ile gösterilen denklemde  $K_a$  endüvi tork sabitini ifade etmektedir. Endüvi döndükçe açışal hıza bağlı olarak bir zıt-emk indükleyecektir. Denklem (3.5)'de zıt-emk  $e_b(t)$  ile gösterilmekte olup,  $K_b$  zıt-emk sabiti olarak belirtilir.

$$e_b(t) = K_b \frac{d\theta(t)}{dt} = K_b \omega(t) \quad (3.5)$$

(3.6)'dan başlayarak dinamik denklemler yazılırsa ve aşağıdaki (3.7-3.10) denklemleriyle devam edilirse;

$$e_a(t) - e_b(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} \quad (3.6)$$

$$i_a(t) = \frac{e_a(t)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) \quad (3.7)$$

$$T_m(t) = T_L + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (3.8)$$

$$T_m(t) = K_a i_a(t) = T_L + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (3.9)$$

$$\dot{\omega}(t) = \frac{K_a}{J} i_a(t) - \frac{B}{J} \omega(t) - \frac{T_L}{J} \quad (3.10)$$

elde edilen (3.6-3.10) zaman domeni denklemlerinin sırasıyla Laplace dönüşümleri yapılırsa;

$$s i_a(s) = \frac{e_a(s)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(s) - \frac{R_a}{L_a} i_a(s) \quad (3.11)$$

$$s \omega(s) = \frac{K_a}{J} i_a(s) - \frac{B}{J} \omega(s) - \frac{T_L}{J} \quad (3.12)$$

denklem (3.11) ve (3.12) elde edilir. Buradan da yük torku  $T_L = 0$  koşulu altında (3.13-3.19) denklemlerindeki gibi sentezlemeler yapılırsa, sistem girişi  $e_a(s)$  ve sistem çıkışı  $\omega(s)$  olan motorun transfer fonksiyonu elde edilebilir.

$$\left. \begin{aligned} \left(s + \frac{B}{J}\right) \omega(s) &= \frac{K_a}{J} i_a(s) \\ \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) i_a(s) &= \frac{e_a(s)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(s) \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

$$\left. \begin{aligned} i_a(s) &= \frac{\left(s + \frac{B}{J}\right)}{\frac{K_a}{J}} \omega(s) \\ \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) i_a(s) &= \frac{e_a(s)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(s) \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

$$\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) \left(\frac{\left(s + \frac{B}{J}\right)}{\frac{K_a}{J}}\right) \omega(s) = \frac{e_a(s)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(s) \quad (3.15)$$

$$\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right) \left(\frac{\left(s + \frac{B}{J}\right)}{\frac{K_a}{J}}\right) \omega(s) + \frac{K_b}{L_a} \omega(s) = \frac{e_a(s)}{L_a} \quad (3.16)$$

$$\left(\left(\frac{\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right)}{\frac{K_a}{J}}\right) + \frac{K_b}{L_a}\right) \omega(s) = \frac{e_a(s)}{L_a} \quad (3.17)$$

$$\frac{\omega(s)}{e_a(s)} = \frac{1}{L_a \left(\left(\frac{\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right)}{\frac{K_a}{J}}\right) + \frac{K_b}{L_a}\right)} = \frac{1}{\left(\left(\frac{J}{K_a} L_a \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right)\right) + \frac{L_a K_b}{L_a}\right)} \quad (3.18)$$

$$\frac{\omega(s)}{e_a(s)} = \frac{1}{\left(\left(\frac{J}{K_a} L_a \left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right)\right) + K_b\right)} = \frac{\frac{1}{\frac{J}{K_a} L_a}}{\left(\left(\left(s + \frac{R_a}{L_a}\right)\left(s + \frac{B}{J}\right)\right) + \frac{K_b}{\frac{J}{K_a} L_a}\right)} \quad (3.19)$$



$$\frac{\omega(s)}{e_a(s)} = \frac{\frac{K_a}{J L_a}}{\left( \left( \left( s + \frac{R_a}{L_a} \right) \left( s + \frac{B}{J} \right) \right) + \frac{K_b K_a}{J L_a} \right)} \quad (3.20)$$

Denklem (20)'deki gibi ifade edilebilen yapı DC motorun transfer fonksiyonu olarak tanımlanır. DC motorun durum-uzay modeli ise denklem (3.21) ile gösterilebilir.

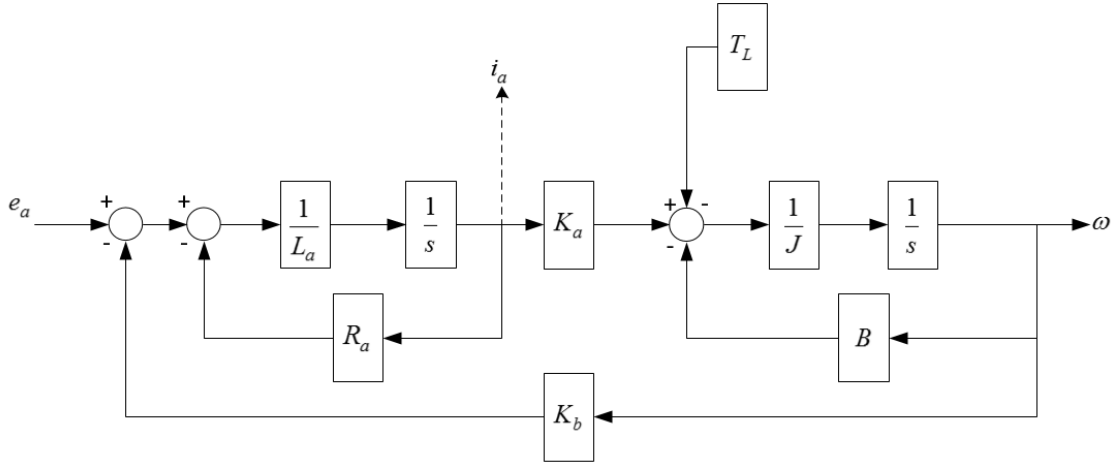
$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d\omega(t)}{dt} \\ \frac{di_a(t)}{dt} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{B}{J} & \frac{K_a}{J} \\ -\frac{K_b}{L_a} & -\frac{R_a}{L_a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(t) \\ i_a(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_a} \end{bmatrix} [e_a(t)] \\ y &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega(t) \\ \frac{d\omega(t)}{dt} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (3.21)$$

Motoru modellemede kullanılan parametreler ve açıklamaları, Çizelge 3.1 ile verilmektedir.

Çizelge 3.1. Motor parametreleri ve tanımlamalar

Sembol	Açıklama	Birim	Sembol	Açıklama	Birim
$e_a(t)$	Endüvi gerilimi	Volt	$e_f(t)$	Sabit alan gerilimi	Volt
$e_b(t)$	Zıt emk	Volt	$i_f(t)$	Sabit alan akımı	Amper
$i_a(t)$	Endüvi akımı	Amper	$T_m$	Motorun ürettiği tork	Nm
$R_a$	Endüvi direnci	Ohm	$T_L$	Yük torku	Nm
$L_a$	Endüvi endüktansı	Henry	$R_f$	Alan direnci	Ohm
$J$	Atalet momenti	$kg.m^2 / s^2$	$L_f$	Alan endüktansı	Henry
$B$	Visko sürtünme	Nms	$\theta(t)$	Açısal konum	Rad
$K_a$	Tork sabiti	Nm / Amper	$\omega(t)$	Açısal hız	Rad/s
$K_b$	Zıt emk sabiti	Vs/rad			

DC motorun benzetim çalışmalarında kullanılacak olan blok şeması Şekil 3.6'daki gibi oluşturulur.



Şekil 3.6. DC motorun blok şeması

### 3.2. Kontrol Metotları

Günümüzde kontrol teorisi yaygın olarak üç isimle sınıflandırılır: klasik (geleneksel) kontrol teori, modern kontrol teori ve dayanıklı kontrol teori (Ogata, 2010).

Mühendisliğin birçok alanında otomatik kontrol kullanılmaktadır. Otomatik kontrol, mühendislik ve bilim alanları için bir gerekliliktir. Nem, basınç, sıcaklık, akış vb. etkenlerin kontrolünü içeren herhangi bir endüstriyel süreçte, uzay-araç sistemlerinde, robotik sistemlerde ve modern üretim sistemlerinde otomatik kontrol önemli bir yapıyı oluşturmaktadır. Bu durum pek çok bilim insanı ve mühendis için performans açısından gerek pratik olarak gerekse teorik olarak otomatik kontrol yöntemlerinin çalışılmasını cezbedici kılmaktadır.

Otomatik kontrolün temelini oluşturan ilk kayda değer çalışma XVIII'inci yüzyılda James Watt'ın yaptığı buhar makinesinin hız kontrolü için santrifüj regülatörüdür. Kontrol teorisinin gelişmesindeki diğer önemli çalışmalar, Minorsky, Hazen ve Nyquist tarafından yapılmıştır. 1922'de bir Rus bilimci Nicholas Minorsky, gemileri kontrollü yönlendirmek üzerine çalışmada bulunmuştur (Nise, 2010). 1932'de Nyquist, bir kontrol sisteminin kararlılığını değerlendirmede kullanılabilecek bir grafiksel yöntem sunmuştur. 1934 ise Hazen, pozisyon kontrol sistemleri için servo mekanizmalar terimini ortaya çıkarmıştır.

1940'larda frekans cevap metodu, özellikle Bode diyagramı, performansı yüksek doğrusal kapalı çevrim kontrol sistemlerini tasarlamak için kullanılmaya başlanmıştır. 1940'larda ve 1950'lerde basınç, sıcaklık vb. etkenlerin kontrol edildiği endüstriyel sistemlerde çoğunlukla PID kontrolörler kullanılmaktaydı. 1940'larda Ziegler and

Nichols, PID kontrolörün ayarlanmasında kurallar önerdiler. 1950’li yıllarda Evans tarafından geliştirilen, klasik kontrol teorisi alanında kararlılık kriteri olarak kök-yer eğrisi isminde bir teknik duyuruldu. Frekans cevabı ve kök-yer eğrisi metotları, sistemi kararlılaştırdığı için klasik kontrol teorisinin temel bir yapıtaşı olmuştur (Nise, 2010).

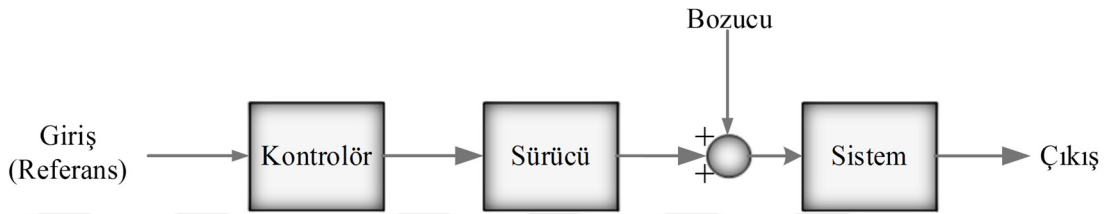
Kompleks yapılı çok girişli-çok çıkışlı modern sistemlerde, modern bir kontrolör sistemi için çok sayıda denklemlere gereksinim duyulmaktadır. Tek girişli-tek çıkışlı sistemlerle başa çıkabilen klasik kontrol teorisi, çok girişli-çok çıkışlı sistemlerde zayıf kalmaktadır. Dijital bilgisayarların var olmasıyla birlikte, modern kontrol teorisi’nde, 1960’lardan bu yana, durum değişkenleri kullanılarak sentezleme ve zaman domeni analizleri yapılabilmektedir. Özellikle askeri, uzay ve endüstriyel uygulamalardaki kesinlik, doğruluk ve tutarlılık üzerine katı gereksinimler ve ayrıca modern süreçlerin artan karmaşıklığı ile başa çıkmak için geliştirilmiş bir yöntemdir.

1960-1980 yılları arasında karmaşık sistemlerin öğrenmeli ve adaptif kontrolünün yanı sıra optimal kontrol üzerine de araştırmalar yapılmıştır. 1980-1990 yılları aralığında ise, modern kontrol teorisindeki gelişmeler dayanıklı kontrol üzerine odaklı olmuştur.

Modern kontrol teorisi, diferansiyel denklemlerle sistemlerin zaman domeni analizi üzerine temellendirilmiştir ve gerçek bir sistemi temsil ettiği için kontrol sistemlerinin tasarımlarını basitleştirir. Böyle bir sistemin kararlılığı, model ve gerçek sistem arasındaki hata ilişkisine bağlıdır. Model referanslı tasarlanan kontrolör, gerçek bir sisteme uyarlandığı zaman kararlı bir performans sergileyebilir. Bu durumdan kaçınmak için, olası hata aralığı belirlenir ve ardından sistemin hatasını bu aralıkta tutacak bir kontrol sistemi tasarlanır. Tasarlanan kontrolörün amacı sistemi kararlı tutmaktır. Bu tasarım yöntemi dayanıklı kontrol teorisi olarak duyulur. Bu metot hem frekans cevabı hem de zaman domeni yaklaşımını içermektedir ve matematiksel olarak oldukça karmaşıktır (Ogata, 2010). Bu kontrol yöntemi 1980’li yıllardan itibaren ortaya çıkmıştır. Dayanıklı doğrusal kontrol sistemleri terimi, özellikle son 10 yıl içerisinde önemli ölçüde büyüme göstermektedir (Bartoszewicz, 2011). Özellikle servo sistemlerin analizi ve tasarımı için, endüstriyel alanlarda şimdilerde popülerliği yayılmaktadır. Bu hızlı yayılmada iki önemli etken vardır: birincisi dayanıklı kontrolün doğası, ikincisi ise otomasyon problemleriyle ilişkisidir. Detaylı bilgiler ilerleyen kısımlarda verilmektedir.

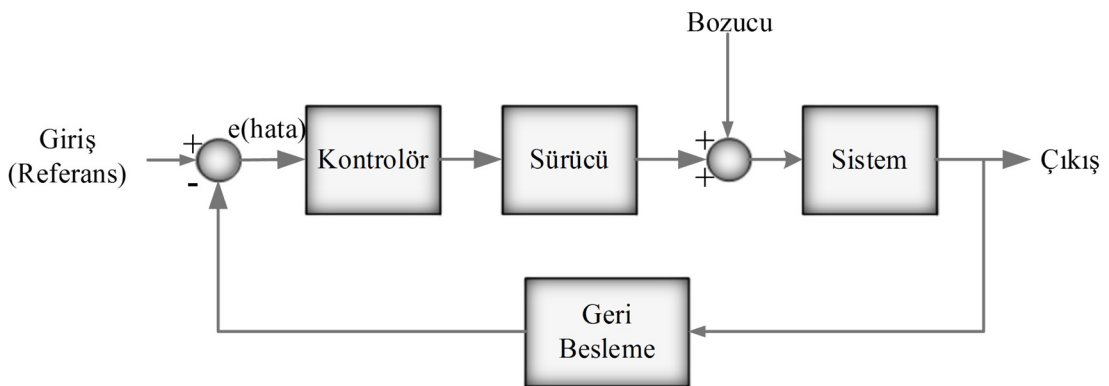
Giriş, çıkışı bilinen ve sürecin matematiksel olarak belirlenebildiği sistemler, açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol yapısı ile kontrol edilebilmektedir.

Açık çevrim kontrol sisteminde; çıkıştan veya sistem modelinden herhangi bir geri besleme alınmadığı için kontrolör herhangi bir bozucu etkiyi ve sistemdeki herhangi bir değişikliği gideremez. Arzu edilen bir referans değer varsa, bu değeri kararlı tutmak için hiçbir geri besleme bulunmamaktadır. Şekil 3.7 ile açık çevrim kontrol sisteminin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.7. Açık çevrim kontrol sisteminin blok şeması

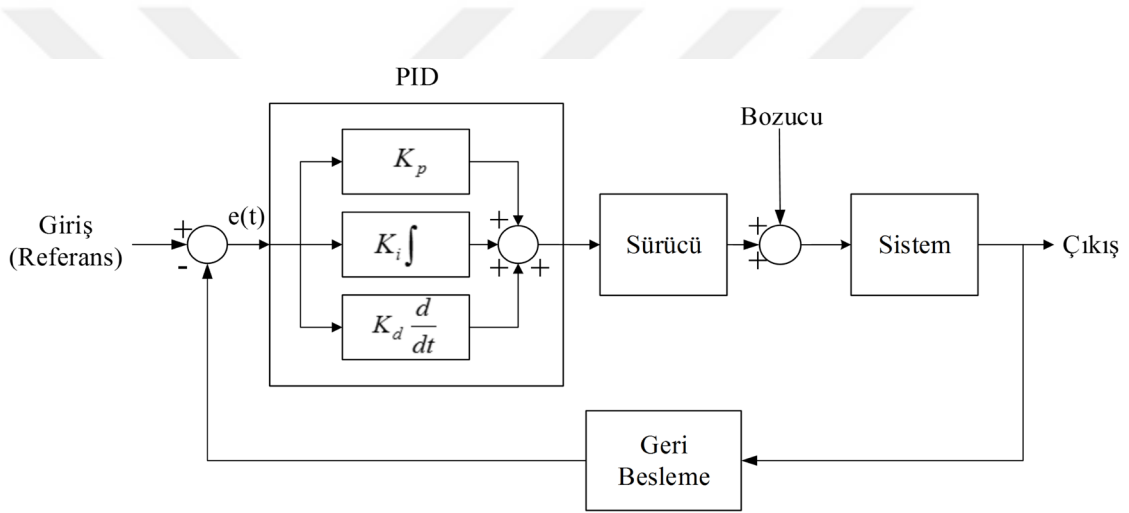
Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde ise; çıkıştan bir geri besleme alındığı için veya sistem durumundan geri bir dönüş olduğu için açık çevrimin yukarıda bahsedilen negatif etkisi bu tasarımla giderilebilmektedir. Kapalı çevrim kontrol sistemleri geri beslemesi olduğundan dolayı çoğu zaman geri beslemeli kontrol olarak da adlandırılmaktadır. Kontrol yöntemlerinin pek çok yapısı geri beslemeli kontrol sınıfına dâhil olmakta ve endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Açık çevrim kontrol sistemlerine göre doğruluk oranı yüksek olduğu için avantajlı bir yöntemdir. Şekil 3.8 ile kapalı çevrim kontrol sisteminin yapısı gösterilmektedir.



Şekil 3.8. Kapalı çevrim kontrol sisteminin blok şeması

### 3.2.1 PID Kontrol

PID kontrolör 1940'lı yıllardan beri kullanımda olan ve hala günümüzde yaygın bir şekilde faydalanılan bir kontrolör yapısıdır. Robotik, insansız hava araçları, kimya endüstrisi, buhar üretimi, petrol işleme, motor kontrolü, otomasyon sistemleri vb. pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. PID kontrolörler, oransal, integral ve türevsel kısımlardan oluşan basit bir yapıya sahiptir. Kapalı çevrim sistemin davranışını belirleme ve uyarılama işlemi, bu üç parametrenin etkin bir şekilde ayarlanmasıyla olur. Birçok farklı süreç içerisinde iyi sonuçlar verebilmesi ve tasarımlarının kolay olması sebebiyle bu yöntem oldukça avantajlıdır. Şekil 3.9. ile geleneksel PID kontrolör yapısı ve blok şeması gösterilmektedir.



Şekil 3.9. PID kontrolörün blok şeması

PID kontrolörün zaman domenindeki gösterimi denklem (3.22)'teki gibidir:

$$u(t) = K_p \left[ e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \right] \quad (3.22)$$

burada  $e(t)$  giriş ve çıkış referansları arasındaki hatayı,  $u(t)$  kontrol değişkenini,  $K_p$  oransal kazancı,  $T_d$  türevsel zaman sabitini  $T_i$  integral zaman sabitini ifade etmektedir. Bu denklem aşağıdaki form (3.23) ile de gösterilebilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} + K_i \int e(t) dt \quad (3.23)$$

Burada  $K_d = K_p T_d$  ve  $K_i = K_p / T_i$  olduğu görülmektedir. Bu katsayıların her biri sistemin cevap karakteristiğini değiştireceğinden dolayı, sistemin arzulan performans karakteristiğini elde etmek için, bu parametrelerin kesin ve doğru bir şekilde ayarlanması gerekmektedir.

PID katsayılarından  $K_d = 0$  olursa PI kontrol,  $K_i = 0$  olursa ise PD kontrol türetilmektedir.

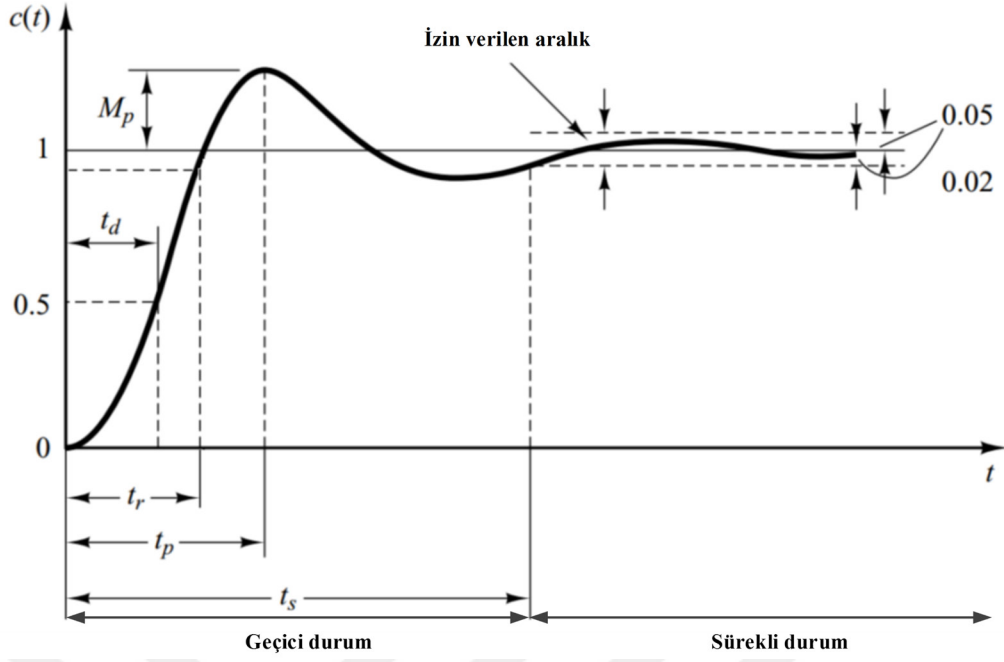
PID parametrelerinin ayarlanması birkaç kategori altında pek çok yöntemle dayandırılabilir. Bunlar;

- Ziegler Nichols gibi deneysel yöntemler,
- Frekans Cevabı, Kök-Yer Eğrisi ve Bode Çizimi gibi analitik yöntemler,
- Genetik Algoritma, PSO (Parçacık Sürü Optimizasyonu), Bulanık Mantık, Yapay Sinir Ağları gibi sezgisel yöntemler ve yapay zekâ yöntemleri,

olarak düşünülüp uygulanabilmektedir.

### 3.2.1.1. Kontrol Sistemlerinde Performans Değerlendirmesi

Kontrol topluluğunda özellikle geri beslemeli kontrol sistemlerinde, kontrolör ve sistem cevabı için karşılaştırmalar yapılırken bazı performans kriterlerinden yararlanır. Şekil 3.10'da kapalı çevrim ikinci dereceden bir sistemin birim basamak cevap eğrisi verilmiştir. Buna göre sistemin performansını etkileyen geçici ve sürekli durum olmak üzere iki kısım vardır. Şekil 3.10'da  $t_r$  yükselme zamanını,  $t_p$  tepe zamanını,  $t_s$  yerleşme zamanını,  $M_p$  maksimum aşım miktarı (%),  $t_d$  gecikme zamanını gösteren performans parametreleridir. Yükselme zamanı kontrol topluluğunda yaygınca referans değerinin %90'ına kadar geçen süreyi, yerleşme zamanı ise ulaşılmaması arzu edilen değerinin %2-%5'lik tolerans değerine gelinceye kadar geçen süreyi ifade etmektedir. Bu yerleşme süresi dâhilinde sistemin cevabı geçici durumu belirtirken, bu sürenin sonrası ise sistemin sürekli durumunu ifade etmektedir (Ogata, 2010).



Şekil 3.10. Kapalı çevrim kontrol sistemi için birim basamak cevap eğrisi

Sistem performansını ölçmek ve kıyaslamak için yaygın olarak uluslararası hata kriterleri de dikkate alınır. Bu tez çalışması dahilinde yapılan simülasyon ve deneysel çalışmalarda üç farklı hata kriteri açısından değerlendirmelerde bulunmaktadır. Bunlar ISE (Toplam Karesel Hata), IAE (Toplam Mutlak Hata), ITAE (Toplam Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata) kriterleridir ve hesaplanmalarında sırasıyla (3.24), (3.25) ve (3.26) denklemleri kullanılmaktadır.

$$ISE = \int e^2 dt \quad (3.24)$$

$$IAE = \int |e| dt \quad (3.25)$$

$$ITAE = \int t \cdot |e| dt \quad (3.26)$$

PID denetleyiciler doğrusal, zamanla değişmeyen ve yüksek doğrulukta modellenebilen sistemlerin kontrolünde yeterli sonuçlar vermesine rağmen, zamanla değişen, doğrusal olmayan ve iyi modellenemeyen sistemlerde yetersiz kalmaktadır. Örneğin, birçok uygulamada zamanla değişen yüklenme durumlarına, sıcaklık etkisine, akım ve gerilim dalgalanmalarına bağlı olarak motorun parametrelerinde değişimler meydana gelebilmektedir (Nouri ve ark., 2008). Yüklenme durumundaki değişimler

motor hızında dalgalanmalar oluşturacaktır. Ancak başarılı bir kontrolör tasarımıyla bu etkilerin minimum seviyede tutulması sağlanabilmektedir (Dong, 2010).

Hız kontrolü gibi uygulamalarda, motorun konumlandığı ortama bağlı olarak meydana gelecek olan parametrik değişimler, bozucu etkiler ve yüklenme durumundaki değişikliklerden PID kontrolörler negatif etkilenmektedir ve kullanımı kısıtlanmaktadır. Sabit PID parametrelili kontrolörler iyi performans gösteremediğinden, şimdiye kadar bu etkilerle başa çıkmak için çeşitli modifiye edilmiş (Adaptif - Kendinden Ayarlamalı vb.) PID'ler geliştirilmiştir (Nouri ve ark., 2008).

Zamanla değişen sistemlerde arzu edilen sistem performansına erişebilmek için, dayanıklı, değişken yapıları kontrol yöntemlerinden faydalanılabilmektedir.

### 3.2.2. Kayan Kipli Kontrol

Kayan Kipli Kontrol ( Sliding Mode Control) olarak bahsedilen kontrol tasarım metodu 1950'li yıllardan beri kontrol topluluklarında görülmektedir. Bu metod bir dayanıklı kontrol tekniğidir. Dayanıklılığına ek olarak, tekniğin doğal olarak doğrusal olmayışı, diğer dayanıklı kontrolör yapılarına göre bir avantaj da sağlamaktadır (Bhatti, 1997).

Kayan kip kontrol (KKK) terimi değişken yapıları sistemlerin içeriğinde ilk olarak görülmeye başlanmıştır. Ardından KKK metodu kontrol sistemlerinin bu sınıfı için başlıca bir çalışma alanı haline gelmiştir (Utkin ve ark., 1999). Değişken yapıları sistemlerle ilgili yapılan çalışmalarda KKK yöntemi göz alıcı bir şekilde ortaya çıkarak, literatürde pek çok çalışmanın oluşumuna aracılık etmiştir.

Kontrol edilecek olan sistemin model belirsizliklerine, modellenememiş sistem dinamiklerine, parametrik değişimlerine ve bozucu etkilere karşı düşük duyarlılıkta davranış sergileyebilen KKK yöntemi, modern teknolojinin gelişimine bağlı olarak belirsiz durumlar altında çalışan kompleks yüksek dereceli dinamik sistemlerin kontrol edilmesinde oldukça etkili olan ve yaygın olarak kullanılan bir doğrusal olmayan kontrol algoritmasıdır (Utkin ve ark., 1999). Sistemin kararlı bir şekilde çalışmasını ve umulan sistem çıkış performansını sağlayacak uygun kontrol işaretinin üretilmesi sayesinde, dinamik sistemler için hızlı tepkimeler gerçekleştirilebilmektedir.

Yöntemin tarihçesi incelenecek olursa, bu alanda yapılan ilk çalışmalara 1960'larda Rus literatüründe rastlanmıştır (Khan, 2003). Emelyanov ve Barbashin öncülüğünde 1960'lı yıllarda başlatılan çalışmaları, 1976'da Itkis'in yazdığı bir kitap ve



1977'de Utkin'in yapmış olduğu bir makaleye kadar Rusya haricinde duyulmamıştır (S.V.Emelyanov, 1967; Itkis, 1976; Utkin, 1977; Edwards ve Spurgeon, 1998). Bu iki önemli öncü çalışmanın sonrasında KKK yöntemi doğrusal ve doğrusal olmayan kontrol sistemlerinde kullanılmaya başlanmıştır. Ardından KKK yöntemi, son 20 yıl içerisinde uluslararası kontrol topluluğundan çok daha fazla ilgiyi üzerine çekebilmiştir (Utkin, 2008).

Burada ifade edilen KKK için modern analiz ve tasarım metotları, Sovyet Birliğinde ortaya çıkmadan önce 1930'ların başlarında da görülmüştür. Temel nitelikteki kayan kip uygulamalar için, 1932'de V.Kulebakin tarafından yapılan bir uçağın DC jeneratörünün vibrasyon kontrolü ve 1934'de Nikolski'nin gemi kontrolü ile ilgili yaptıkları çalışmalar birer örnek olarak verilebilir (Utkin ve ark., 1999).

Utkin ve arkadaşlarının kayan kipli kontrolün elektromekanik sistemlere uygulanışı ifade etmelerinden sonra (Utkin ve ark., 1999), bu metot robotlara, motor sürücülerine, AC/DC dönüştürücülere, DC/DC dönüştürücülere, nükleer güç reaktörlerine, havacılık ve motorlu araçlara, rüzgâr enerjisi sistemlerine ve pek çok elektriksel ve elektromekanik sistemlere uygulanmış veya uygulayabilmek için çalışmalarda bulunulmuştur. Bunların yanı sıra bu fikir akımı, otomatik uçuş kontrolünde, helikopter dengesini ve kararlılığını artırıcı sistemlerde, uydu takibinde, elektrik motorlarının kontrolünde, jeneratörlerde, kimyasal proseslerde, sualtı araçlarında, otomotiv endüstrisinde ve motorlarında, güç sistemlerinde, güç dönüştürücülerinde, asansör sistemlerinde, uzay sistemlerinde, dayanıklı regülatör ve adaptif kontrol uygulamaları gibi çeşitli alanlarda başarıyla uygulanmıştır (Edwards ve Spurgeon, 1998; Khan, 2003; Köse ve ark., 2011).

Son zamanlarda KKK, pratik problemler için kontrol uygulamalarında cezbedici bir çözüm yöntemi olmuş ve genişçe çalışılmaktadır. KKK'nın pek çok avantajlı özelliğinden dolayı, bilim ve endüstri merkezlerinde araştırmalara devam edilmektedir.

Bundan sonraki kısımda, faz portresi kavramı, KKK teorisi, KKK'nın avantajları ve dezavantajları, çatırtı problemi ve çözümlene yöntemlerinden bahsedilmektedir.

### **3.2.2.1. Faz Portresi**

Literatürde yaygınca faz portresi (Phase Portrait) veya faz düzlemi (Phase Plain) olarak adlandırılan terim, sistemin durum değişkenlerinin bir uzay koordinat düzlemi üzerine yerleştirilmesiyle sistemin kararlılığını ve davranışını analiz etmek için

kullanılan, güçlü bir grafiksel yaklaşımı ifade etmektedir. Bu grafiksel çözümleme yaklaşımıyla, diferansiyel denklemlerle bir sistemin zamana göre davranışı görselleştirilebilir. Özellikle, doğrusal olmayan sistemlerin denge noktalarının kararlı ve kararlı olmayan davranışlarının analizini yapmakta faz portresi kullanılmaktadır. Farklı başlangıç koşulları için sistem durum eğrileri çizdirilirse, durum uzayının farklı alanları için denge noktaları ile kararlılık ve kararlılık limitleri belirlenebilir. Çizdirilen eğri ise durum yörüngesi olarak adlandırılır. Faz eksenlerinin değişkenleri, bir durum ve onun türeviden oluşturulmaktadır. Genellikle saat dönüş yönünde sistem durumlarının değişiminin gözlemlenmesi için dikey eksen türev ifadesiyle ilişkilendirilir (Edwards ve Spurgeon, 1998; Damen, 2002).

Faz portresindeki durum yörünge çeşitlerini açıklayabilmek için, denklem (3.27)'deki gibi ikinci dereceden bir sistem düşünülürse (Slotine ve Li, 1991);

$$\ddot{x} + \phi_1 \dot{x} + \phi_2 x = 0 \quad (3.27)$$

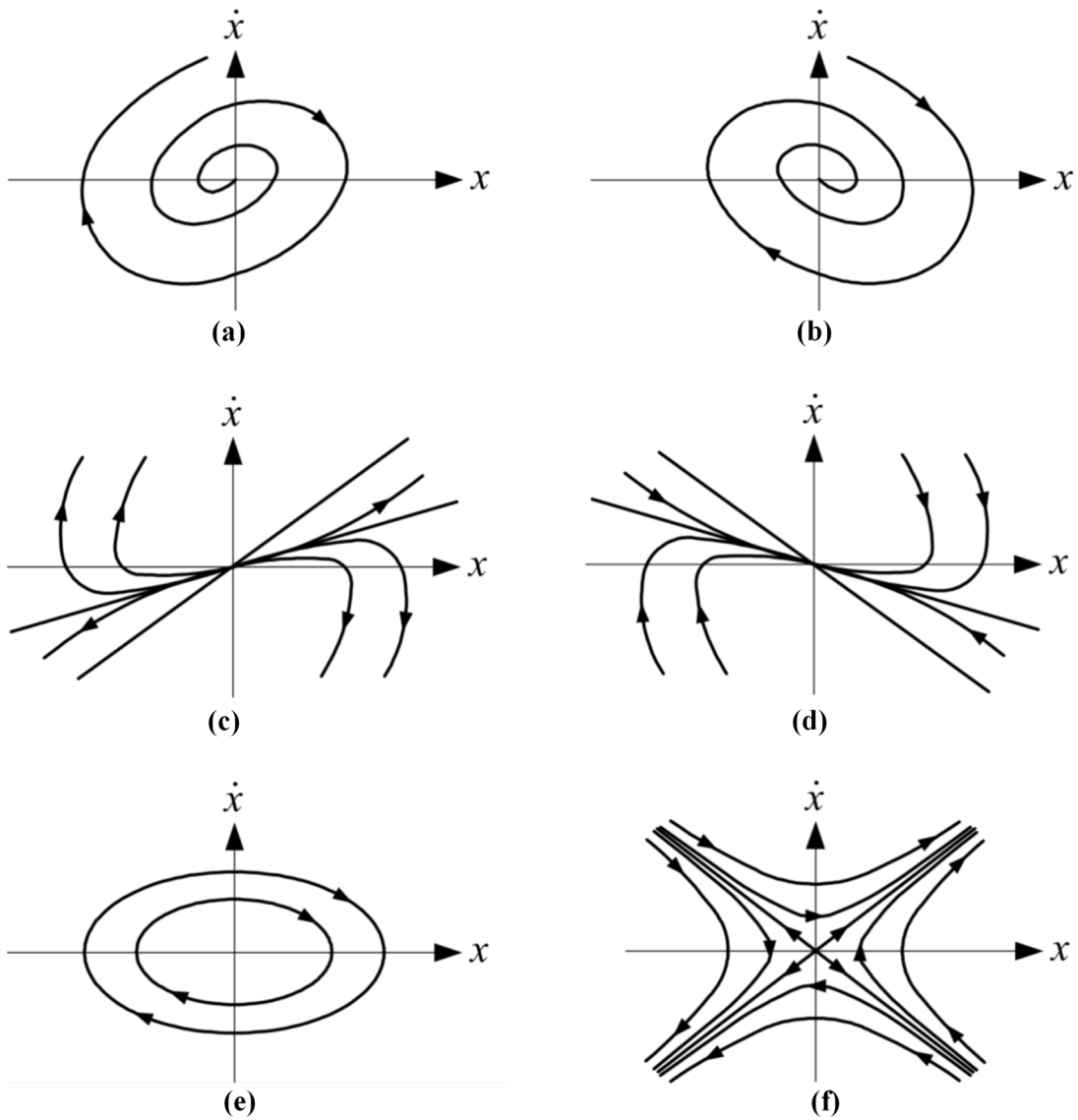
Denklem (3.28)'deki karakteristik denklemin çözümleri  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$  olarak bulunur

$$s^2 + \phi_1 s + \phi_2 = (s - \lambda_1)(s - \lambda_2) = 0 \quad (3.28)$$

ve ayrıca  $\phi_1$  ve  $\phi_2$  'ye bağlı olarak sistemin kökleri denklem (3.29) formunda olur.

$$\lambda_{1,2} = \frac{-\phi_1 \mp \sqrt{\phi_1^2 - 4\phi_2}}{2} \quad (3.29)$$

Denklemin köklerine bağlı olarak Şekil 3.11'de ikinci dereceden bir sistemin faz portre yörüngeleri verilmiştir.  $\text{Re}(\lambda_1, \lambda_2) > 0$  ise (a) yörüngesi,  $\text{Re}(\lambda_1, \lambda_2) < 0$  ise (b) yörüngesi,  $\lambda_1, \lambda_2 > 0$  ise (c) yörüngesi,  $\lambda_1, \lambda_2 < 0$  ise (d) yörüngesi,  $\text{Re}(\lambda_1, \lambda_2) = 0$  ise (e) yörüngesi,  $\lambda_1 < 0 < \lambda_2$  ise (f) yörüngesi oluşur.



Şekil 3.11. İkinci dereceden bir sistemin faz portre yörüngeleri

Şekil 3.11’de (a) kararsız yörüngeyi, (b) kararlı yörüngeyi, (c) sistem durumları orijinden uzaklaştığı için kararsız yörüngeyi, (d) sistem durumları orijine kaydığı için kararlı yörüngeyi, (e) merkezi odaklı eliptik yörüngeyi ve (f) eyer (saddle) bölgeye bağlı olarak kararlı veya kararsız yörüngeyi göstermektedir.

### 3.2.2.2. Kayan Kipli Kontrol Metodolojisi

Kayan Kipli Kontrol (KKK) metodu, Değişken Yapılı Kontrol (DYK) sistemleri üzerine temellendirilmiş bir yöntemdir. Dolayısıyla KKK yönteminin teorisini giriş yapmak için öncelikle DYK kavramı ve teorisinden bahsedilmesi gereklidir.

DYK sistemleri, sistemlerin durumlarına bağlı olan bazı tanımlanmış kurallara göre kontrol işlemi esnasında, kontrol kuralının kasıtlı olarak değiştirildiği sistemlerin bir sınıfı olarak tanımlanabilir (Edwards ve Spurgeon, 1998). Yani DYK, içerisinde birkaç tane tanımlı alt sistemi barındıran ve her alt sistem bölgesinde farklı bir karakterin sergileneceği özel bir kontrol yapısı anlamındadır. Kontrol esnasında bulunulan zaman aralığında sadece o bölgede tanımlı olan bir alt sistem etkin olarak çalışmaktadır. Hangi zamanda hangi alt sistemin devrede olacağı ise, sistemin durumuna bağlı olarak değiştirilmektedir. Anahtarlama fonksiyonu olarak tanımlanan bir karar verme kuramı aracılığıyla sistemin anlık durumu belirlenir.

DYK ve teorisinin daha anlaşılır olması için literatürdeki temel çalışmaların birisinden aşağıdaki gibi yararlanılmaktadır (Hung ve ark., 1993). Denklem (3.30)'daki gibi ikinci dereceden bir sistem tanımlansın,

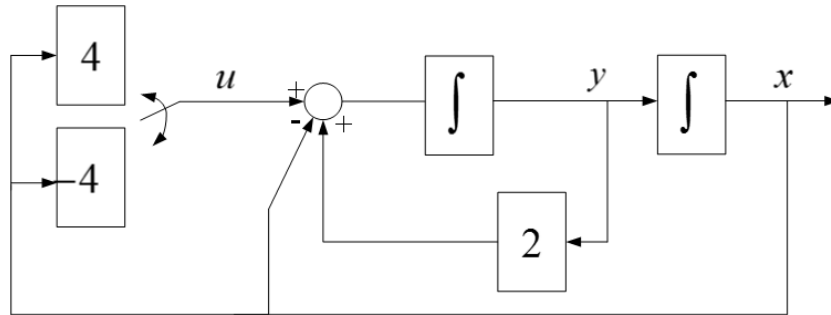
$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - x + u \\ u &= -\varphi \cdot x \end{aligned} \quad (3.30)$$

ve  $\varphi, s$  ve  $\sigma$  ifadeleri denklem (3.31)'deki gibi seçilsin.

$$\begin{cases} \varphi = 4, & s(x, y) > 0 \\ \varphi = -4, & s(x, y) < 0 \end{cases} \quad (3.31)$$

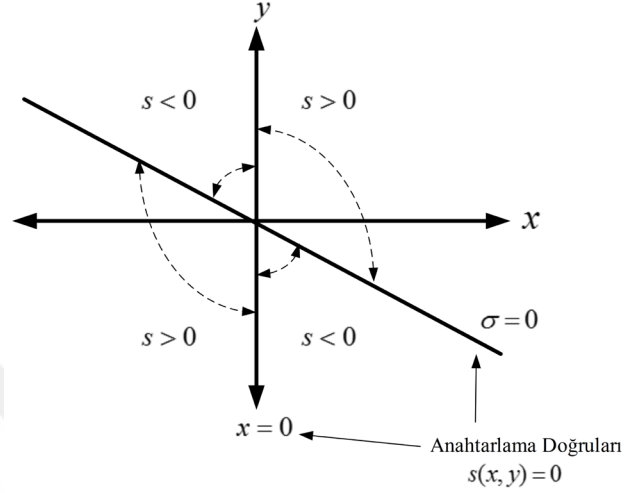
$$\begin{aligned} s(x, y) &= x \cdot \sigma, \\ \sigma &= 0.5x + y, \end{aligned}$$

Burada görüldüğü gibi  $s(x, y)$  ifadesi anahtarlama fonksiyonunu belirtmektedir. Bu anahtarlama fonksiyonu  $x = 0$  ve  $\sigma = 0.5x + y = 0$  olan iki fonksiyonun birleşiminden oluşmaktadır. Anlatılan sistemin blok şeması aşağıda Şekil 3.12 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.12. Denklem (3.30)'da bahsi geçen sistemin blok şeması (Hung ve ark., 1993)

$x = 0$  ve  $\sigma = 0.5x + y = 0$  fonksiyonları faz düzlemini Şekil 3.13 ile görüldüğü gibi farklı bölgelere ayırmaktadır. Buradaki  $x = 0$  ve  $\sigma = 0.5x + y = 0$  doğruları anahtarlama doğrusu olarak bilinir. Ayrıca anahtarlama doğruları  $s(x, y) = 0$  olduğu faz düzlemindeki nokta dizilerini de tanımlar.



Şekil 3.13. Anahtarlama fonksiyonu ile belirlenen bölgeler (Hung ve ark., 1993)

Geri besleme kazancı  $\varphi$ ,  $s(x, y)$ 'ye göre anahtarlanmaktadır. Böylece iki farklı matematiksel durumla faz düzleminin iki bölgesi analitik olarak oluşturulur:

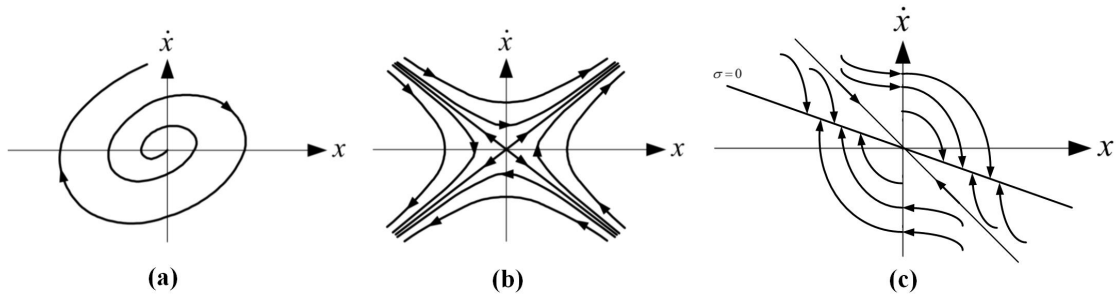
1.bölgede;  $\varphi = 4$  ve  $s(x, y) = x.\sigma > 0$  olduğu için model denklem (3.32)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y - 5x \end{aligned} \quad (3.32)$$

2.bölgede ise;  $\varphi = -4$  ve  $s(x, y) = x.\sigma < 0$  olduğu için model denklem (3.33)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= y \\ \dot{y} &= 2y + 3x \end{aligned} \quad (3.33)$$

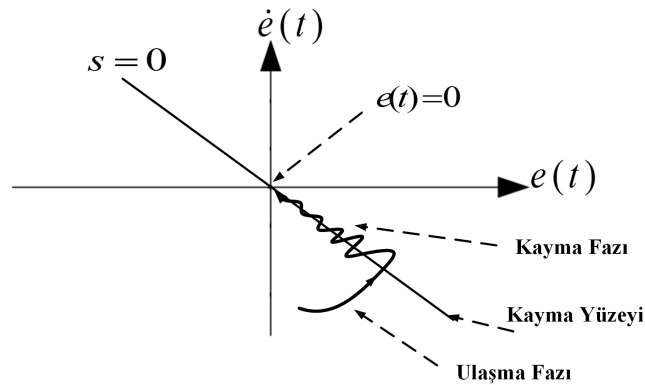
Faz portrelerinin durumları Şekil 3.14 da görüldüğü gibi kararsız iki sistemin uygun şartlarda birleştirilmesiyle kararlı yeni bir sistem elde edilmektedir (Utkin, 1977; Hung ve ark., 1993)



Şekil 3.14. a) denklem (3.32) için, (b) denklem (3.33) için ve (c) iki bölgeli tüm sistem için faz portreleri

KKK teorisi, yukarıdaki örnekte de görüldüğü gibi, belirlenen bir yörünge doğrultusundaki alt sistemlerin anahtarlanmasıyla sistemi zorlayarak kararlı hale getirmek üzerine konumlandırılmaktadır.

KKK, faz portresi Şekil 3.15’de görüldüğü gibi iki temel evreden oluşmaktadır. Bu evreler ulaşma fazı ve kayma fazıdır. Literatürde yaygın olarak erişme kipi (reaching mode) ve kayma kipi (sliding mode) olarak da bilinmektedir.



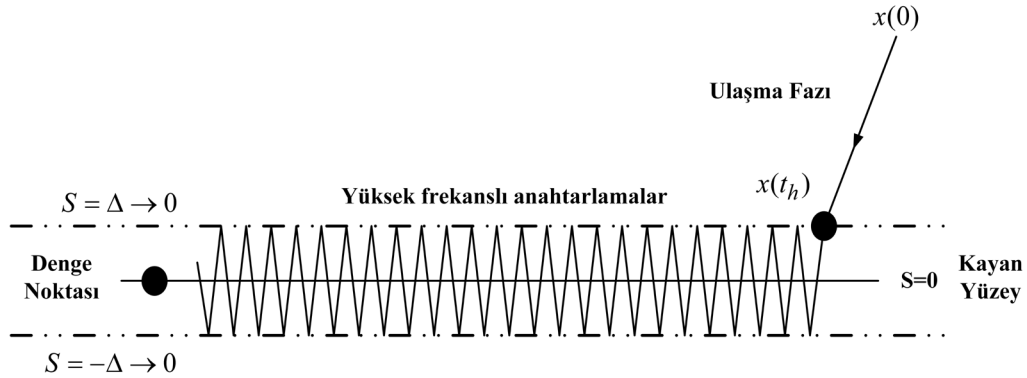
Şekil 3.15. Kayan kipli kontrolün faz yörüngesi

KKK yöntemi uygulanırken öncelikle bir kayma yüzeyinin (sliding surface - switching surface) tasarlanması gerekir. KKK tasarlanmanın ön önemli aşamalarından birisi yüzey tasarlama kısmıdır. Yüksek frekansla anahtarlanan kontrol işareti sistem durumlarını ulaşma evresi boyunca hareket ettirerek kayma yüzeyine çeker. Bu yüzey boyunca sistem durumunun hareketi sistemin çıkış davranışını gösterir. Kayma yüzeyi üzerinde sistem durumları orijine kaydırılmaya çalışılır ve sistem durumlarının kaydırılıyor gibi görünmesinden dolayı bu evreye kayma kipi denilir. Özetlenecek olunursa, kayma yüzeyindeki hareket kayma kipi (kayma fazı) olarak, yüzeye ulaşıncaya kadarki süregelen hareket yörüngesi ise ulaşma kipi (ulaşma - erişme fazı) olarak anılır.

KKK'de sistem durumları tamamen kayma yüzeyi üzerine toplanamıyor olsa bile en azından kayma yüzeyi çevreleyen belirli bir katman aralığına durumların çekilmesi gerekir. Sistem kararlı ve kararsız yörünge geçişleri yaparak kayma yüzeyine gelecektir. Kayma yüzeyi üzerindeyken hata sifıra gider. Sistem kayma yüzeyi üzerindeyken, parametrik değişikliklere ve bozucu etkilere karşı duyarsız hale gelir ve bu durumdan dolayı dayanıklı bir kontrol yöntemi olarak bilinir.

Sistem durumlarının ulaşma kipinden kayma kipine gelinceye kadar geçen süreye erişim süresi denilmektedir. Erişme kipi üzerinde sistem parametrik değişikliklerden ve gürültülerden etkileneceği için erişim süresi oldukça kısa tutulmaya çalışılmalıdır. Genellikle, erişim süresini azaltmak yani bir nevi ulaşma kipinin kısa tutmak için kontrol işaretinin genliği artırılır. Lakin motor kontrolü uygulamaları gibi elektromekanik uygulamalarda kontrol işaretinin genliği uygun sınırlar içerisinde tutulmalıdır.

Aşağıdaki Şekil 3.16'da KKK'deki yüksek frekanslı anahtarlamanın kayma yüzeyi üzerindeki etkisi gösterilmiştir.



Şekil 3.16. KKK evreleri ve yüksek frekanslı anahtarlama (Erdem, 2009)

KKK'nın temel teorisinin ifadeleştirilmesi için denklem (3.34)'deki gibi, doğrusal olmayan tek giriş ve tek çıkışlı bir sistem düşünülün (Khan, 2003).

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_3 \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f(x, t) + g(x, t)u \\ y &= x_1 \end{aligned} \right\} \quad (3.34)$$

Buradaki  $x = (x_1, x_2, \dots, x_n) \in \mathfrak{R}^n$  olan durum uzay vektörünü,  $u, y \in \mathfrak{R}$  olup  $u$  sistem girişini,  $y$  sistem çıkışını,  $f(x, t), g(x, t) \in \mathfrak{R}^n$  kesin bilinmeyen, sistemin doğrusal veya doğrusal olmayışını ifade eden fonksiyon tanımlamalarıdır.

Kontrol problemi zamanla değişen referans yörüngeyi  $y_r$ , sistem çıkışı  $y$ 'nin takip edebilmesini sağlamaktır. Dolayısıyla KKK'nın temel amacı, izleme hatasını oldukça küçük tutmak ve sistem çıkışının arzu edilen referansı takip ettirecek  $u$  kontrol işaretini üretmek olarak düşünülmelidir. İzleme hatası denklem (3.35) ile ifade edildiği gibidir.

$$\left. \begin{aligned} e(t) &= y_r - y \\ e^i(t) &= y_r^i - y^i \end{aligned} \right\}, \quad i = (1, 2, 3, \dots, n-1) \quad (3.35)$$

Denklem (3.36) izleme hatasının vektör formudur.

$$e(t) = [e_1(t), e_2(t), \dots, e_n(t)]^T = [e(t), \dot{e}(t), \dots, e^{n-1}(t)]^T, \quad e(t) \in R \quad (3.36)$$

KKK tasarımında ilk yapılacak şey yüzey tasarımı olmalıdır. Genellikle anahtarlama fonksiyonu, durum değişkenlerinin bir doğrusal formu olarak denklem 3.37'deki gibi seçilmektedir (Hung ve ark., 1993; Khan, 2003).

$$\left. \begin{aligned} s(x) &= [s_1(x) \quad s_2(x) \quad s_3(x) \quad \dots \quad s_m(x)]^T \\ C &= [c_1^T \quad c_2^T \quad c_3^T \quad \dots \quad c_m^T]^T \\ s(x) &= Cx \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

Böylece  $s_i(x) = c_i^T x$  olacağından, her bir anahtarlama fonksiyonu anahtarlama yüzeyi olarak tabir edilen doğrusal bir yüzey  $s_i(x) = 0$  olarak ifade edilir.

Geleneksel KKK'de kayan yüzey tasarımı için yaygınca kullanılan ifade, denklem (3.38)'deki formdadır ve buradaki kayma yüzeyinin eğimini temsil eden  $\lambda$ ,  $\lambda \in \mathfrak{R}^+$  üzere pozitif bir sayıyı ve  $n$  sistem derecesini temsil etmektedir (Utkin, 1977).



$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t) \quad (3.38)$$

Örneğin, ikinci dereceden bir sistem için yüzey denklemi, (3.39)'daki gibi olacaktır.

$$s(x, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{2-1} e(t) = \lambda e(t) + \dot{e}(t) \quad (3.39)$$

KKK'de yüzey tasarımı esnasında  $s(x, t) = \dot{s}(x, t) = 0$  olduğu yerde hata sıfıra gider. Dolayısıyla kayma kipi için denklem, (3.40)'daki gibi olmalıdır.

$$\left. \begin{aligned} s(x, t) &= \lambda e(t) + \dot{e}(t) = 0 \\ \dot{s}(x, t) &= \lambda \dot{e}(t) + \ddot{e}(t) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (3.40)$$

Sistemin durumlarını kayma yüzeyine ulaştıracak veya yüzeye doğru hareket ettirecek koşula ulaşma koşulu denilir. Ulaşma koşulu altındayken sistem yörüngesi ulaşma fazı (ulaşma kipi)'ndadır (Hung ve ark., 1993).

Kayma kipine erişimde ulaşma koşulu için farklı yaklaşımlar bulunmakla birlikte yaygın olarak Lyapunov fonksiyonundan yararlanılmaktadır. Aşağıdaki denklem (3.41) ile Lyapunov fonksiyonu ifade edilir (Monsees, 2002).

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (3.41)$$

Burada kararlılık için  $V > 0$  ve  $\dot{V} < 0$  koşulları sağlanmalıdır.

$$\dot{V}(s) = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} s^2(t) \leq -\eta |s(t)| \quad (3.42)$$

(3.42) denklemindeki  $\eta \in \mathfrak{R}$  olan pozitif bir reel sayıdır.  $V(s)$ 'in türevi alındığı zaman  $s(t) = |s(t)| \text{sign}(s(t))$  olacağı anlaşılır. Yukarıda ifade edilen kararlılık koşulu denklem (3.43)'deki hale dönüşür.

$$\dot{s}(t) \leq -\eta \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (3.43)$$

(3.43)' e göre sonlu zamanda  $s(t) = 0$  'a ulaşmada bir koşul olduğu için ulaşma koşulu olarak adlandırılmaktadır.  $\eta > 0$  için, sistem durum yörüngeleri  $s(t) = 0$  kayma yüzeyine erişip o yüzeyde kalacaktır.

KKK'de farklı çeşitlerde erişim yaklaşımları kullanılabilir. Bu erişim yaklaşımlarından birkaç tanesi aşağıdaki denklem formlarında belirtilmektedir.

Sabit değişimli erişme kuralı, denklem (3.44)'deki gibidir.

$$\dot{s}(t) = -K \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (3.44)$$

Sabit ve oransal değişimli erişme kuralı, denklem (3.45)'deki gibidir.

$$\dot{s}(t) = -K \cdot \text{sign}(s(t)) - \zeta \cdot s(t) \quad (3.45)$$

Üstel değişimli erişme kuralı ise, denklem (3.46)'daki gibidir.

$$\dot{s}(t) = -K \cdot |s(t)|^\alpha \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (3.46)$$

(3.44), (3.45) ve (3.46) denklemlerinde  $K, \zeta$  ve  $\alpha$  kayan kip için parametrelerdir (Köse ve ark., 2011).

Kayan kipli kontroldeki amaç sistemi arzu edilen performans ve kararlılıkta çalıştıracak  $u(t)$  kontrol işaretini üretirebilmektir. Denklemlerden çekildiği zaman kontrol kuramı  $u(t)$ , eşdeğer kontrol işareti  $u_{eq}(t)$  ve anahtarlama kontrol işareti  $u_{sw}(t)$  olarak iki kısımdan oluşman bir formda olduğu görülür. Anahtarlama kontrol işareti,  $s(t) \neq 0$  olduğu durumlarda, sistem durumlarını kayma yüzeyine getirmeye zorlar ve kayma yüzeyine ulaşıldığı zaman devreden çıkar. Bu sebepten ötürü, eşdeğer kontrol işareti sürekli bir yapıya sahipken, anahtarlama kontrol işareti süreksiz bir işarettir.

Kontrol işareti  $u(t)$  ve anahtarlama kontrol işareti  $u_{sw}(t)$  'nin genel bir formu denklem (3.47) ile aşağıdaki gibi ifade edilmekte olup, geleneksel KKK 'un blok şeması Şekil 3.17 ile gösterilmektedir.



KKK 'nın gürültüleri bastırabilmesi ve sistemin derecesini bir derece düşürmesi kontrolörün diğer avantajlı yanlarını oluşturur. Sistem derecesinin düşürülmesi belirsizlik altında çalışan kompleks yüksek dereceli dinamik sistemlerin kontrolü gerçekleştirilirken oldukça kolaylık sağlamaktadır. Geleneksel güç dönüştürücüleri aracılığıyla sistemlere uygulaması gerçekleştirilebilir (Utkin). Bahsedilen bu avantajlarından da anlaşılacağı gibi, KKK metodunun dayanıklı (robust) bir kontrol algoritması olduğu anlaşılmaktadır.

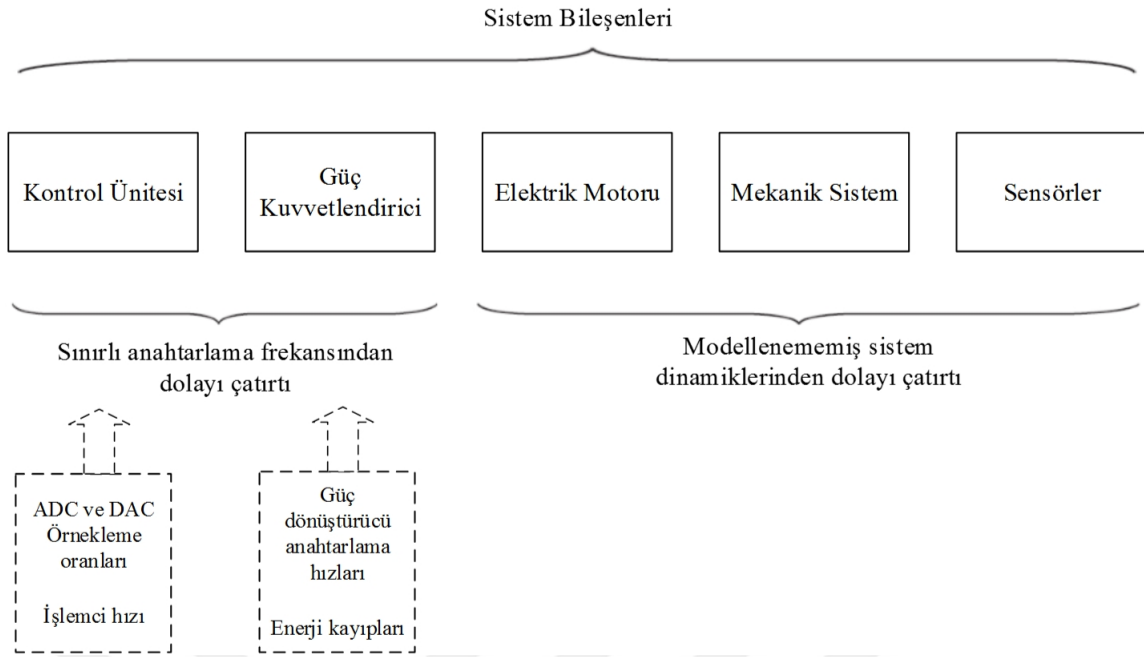
KKK'nın başlıca pek çok avantajlı yanları olmasına rağmen birkaç dezavantajı da bulunmaktadır. Bunlardan ilki ulaşma kipi ile ilgilidir. Bu evrede kontrolör yüksek genlikli kontrol işareti üretebilir. Bu durum gerçek zamanlı çalışılan sistemler için enerji tüketimi ve fiziksel kısıtlamalar gibi maksimum çalışma sınırlarını zorlayabilecektir.

Bir diğeri ise, KKK'de bir değerden başka bir değere sonsuz hızlı geçişler yapılabileceği gerçek zamanlı uygulamalar için farazi bir durum oluşturur. Anahtarlama elemanlarının fiziksel sınırlılığı ve kontrol hesaplamalarındaki zaman gecikmelerinden sonsuz hızda geçişler elde edilemez. Sürekli durumda yüksek frekansta anahtarlamalardan oluşan çatırtı olayı (chattering phenomenon) meydana gelebilmektedir. Dolayısıyla, sistem üzerinde yüksek frekanslı dinamikler oluşturur ve kontrol sisteminden beklentiği azaltır. Çatırtı olayı ile ilgili detaylı bilgiler ve çözümleme yöntemleri ilerleyen kısımlarda açıklanacaktır.

#### **3.2.2.4. Çatırtı Olayı**

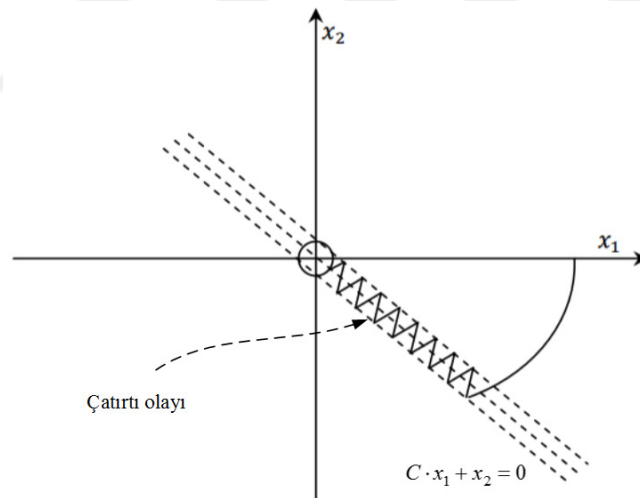
KKK 'nın dezavantajı olarak bilinen çatırtı problemi yüksek kontrol aktivitesi ve yöntemin süreksiz olmasından kaynaklıdır. Kontrol işaretinin sonsuz hızda anahtarlama yapılması literatürde çatırtı olayı olarak bilinmektedir. Doğal olarak da kontrol işareti üzerindeki yüksek frekanslı bileşenler sistem üzerine aktarılacaktır. Bu yüzden sistem çıkışını etkileyen istenmeyen salınımlar (osilasyon) ve modellenememiş dinamikler ortaya çıkacaktır. Bu durum gerçek zamanlı sistemlerde özellikle kontrol edilen mekanik sistemlerde bozulma veya kötü etkilenmelere, duyulabilir seslere ve güç devrelerinde ısınmalara neden olabilir (Pisano, 2000; Brandtstadter, 2009).

Şekil 3.18'de elektromekanik sistemlerde çatırtıya sebep olabilecek kısımların bir şematik gösterimi verilmektedir.



Şekil 3.18. Elektromekanik sistemlerin KKK'nde çartırtı sebepleri (Brandtstadter, 2009)

Şekil 3.19'da ise KKK'de bahsi geçen çartırtı olayının gösterimi yapılmaktadır.



Şekil 3.19. KKK'de çartırtı olayı

### 3.2.2.5. Çartırtının Azaltılması

KKK'deki çartırtının azaltılması için pek çok farklı yaklaşım kullanılabilir. Kayma yüzeyine erişimi sağlayan anahtarlama kontrol işaretinde sınır kazanç çözümleri yani lineer olmayan kazanç ve anahtarlama fonksiyonunun değiştirilmesi, dinamik filtrelemenin yapılması, yüksek mertebeli veya geleneksel olmayan kayan kipli kontrol

yapısının oluşturulması, bulanık mantık destekli hibrit kontrol yapısının oluşturulması ve durum gözlemleyicilerin kullanılması çattırtı indirgemesi için yöntemlere örnek olarak verilebilir.

Klasik KKK'de anahtarlama fonksiyonu denklem (3.48)'deki gibidir.

$$u_{sw}(t) = K \cdot \text{sgn}(s) \quad , \quad K \in R^+ \quad (3.48)$$

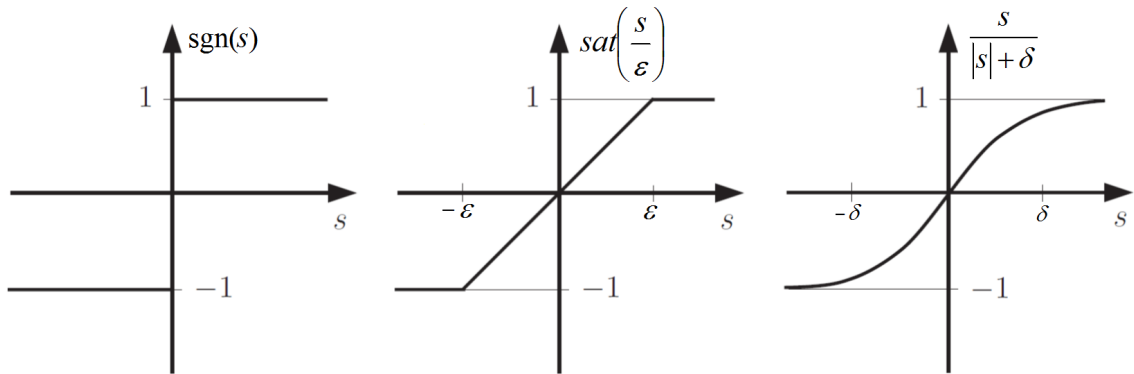
Çattırtı dindirmede kullanılan yöntemlerden birisi doğrusal yumuşak bir doyum fonksiyonu kullanmaktır ve denklem (3.49)'daki formülasyon yapısı ile gösterilmektedir.

$$u_{sw}(t) = K \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\varepsilon}\right) \quad , \quad K, \varepsilon \in R^+ \quad (3.49)$$

Bir diğer yaklaşım doğrusal olmayan yumuşak geçişli bir sigmoid fonksiyon kullanımı olan denklem (3.50) ile tanımlanan yapıdır.

$$u_{sw}(t) = K \frac{s}{|s| + \delta} \quad , \quad K, \delta \in R^+ \quad (3.50)$$

$$\delta < 1$$



Şekil 3.20. (3.48), (3.49) ve (3.50) denklemlerindeki fonksiyonların grafikleri

Şekil 3.20'de çattırtı indirgemede kullanılabilen üç tip fonksiyon yapısı gösterilmektedir. Bu yaklaşımlar dışında, denklem (3.51)'deki gibi hiperbolik tanjant fonksiyonu da yumuşaklık sağlamak amacıyla kullanılabilir.

$$u_{sw}(t) = K \cdot \tanh\left(\frac{s}{\phi}\right) \quad , \quad K, \phi \in R^+ \quad (3.51)$$

$$\phi < 1$$

Bu bahsi geçen yaklaşımlar dışında, bulanık mantık yaklaşımı da kayma yüzey fonksiyonunun durumuna bağlı olarak anahtarlama kontrol kazanç değerinin ayarlanmasında kullanılabilir ve çattırtı olayının azaltılmasına faydalı bir çözüm olabilir.

Tezin benzetim ve deneysel uygulama çalışmalarının bulunduğu kısmında buradaki ifade edilen fonksiyon yapılarından bazıları kullanılarak sonuçlarının değerlendirilmesi yapılacaktır.

### 3.2.2.6. Kayan Kipli Kontrol Türevleri

Literatür incelemesi yapıldığı zaman, KKK tasarımında bazı değişikliklere gidilerek çeşitliliklerin sağlanabildiği farklı KKK yapıları görülmektedir. Bunları listeleyecek olursak; Geleneksel KKK, Modifiye edilmiş KKK, PID yüzeyli KKK, Dinamik KKK (örneğin, Adaptif PID kontrol destekli KKK), Yüksek Mertebeden KKK, Bulanık KKK, Sezgisel ve Yapay Zekâ Destekli Hibrit KKK yapıları olarak birbirine göre farklı avantajlar sunabilen ve daha performanslı sonuçların elde edilebildiği kontrol yapıları türetilmektedir.

Bu tez çalışması dâhilinde geleneksel KKK, Modifiye edilmiş KKK ve PID yüzeyli bir KKK yapısı araştırılmaktadır.

Önceki kısımlarda bahsedildiği gibi, ikinci dereceden bir sistem için geleneksel KKK yapısı aşağıdaki denklem (3.52)'deki gibi özetlenebilir.

$$\left. \begin{aligned} s &= \lambda \cdot e(t) + \dot{e}(t) \\ u(t) &= u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \\ u_{sw}(t) &= K \cdot \text{sign}(s) \end{aligned} \right\} \quad (3.52)$$

Modifiye edilmiş KKK için dinamik form aşağıdaki denklem (3.53)'deki gibidir.

$$\left. \begin{aligned} s &= \lambda \cdot e(t) + \dot{e}(t) \\ u(t) &= u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \\ u_{sw}(t) &= K \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.53)$$

PID yüzeyli KKK için ise kayma yüzeyinin tasarımında da bir değişiklik yapılmaktadır ve aşağıdaki denklem (3.54)'deki gibidir (Eker ve Akınal, 2008; Li ve Xu, 2010).

$$\left. \begin{aligned} s &= \lambda_1 e + \lambda_2 \int e + \lambda_3 \dot{e} \\ u(t) &= u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \\ u_{sw}(t) &= K_{sw} \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

Detaylı bilgiler ve uygulamaları tezin benzetim ve deneysel çalışmalar kısmında verilmektedir.

### 3.2.3. Bulanık Mantık Kontrol

Bulanık mantık kontrol kavramı bulanık mantık (Fuzzy Logic) teorisi üzerine temellendirilmiş bir kontrol algoritmasıdır. Bulanık mantık kontrolöre geçmeden önce bulanıklık kavramı ve bulanık mantık hakkında bilgi verilmelidir. Bulanık mantık, insan düşünce yapısından esinlenerek oluşturulan bir teoridir.

Bulanık mantığın tarihçesi incelenirse, bulanıklık kavramı, ilk olarak 1965 yılında, Berkeley Üniversitesi Elektrik Mühendisliği bölümünden Prof. Dr. Lotfi Zadeh'in yapmış olduğu bir çalışmayla (Zadeh, 1965) gündeme gelmiş ve ardından yayılmaya başlamıştır. Sunmuş olduğu çalışma bir kontrol teorisi değildi. Hesaplayıcı sistemlerin eksikliğinden dolayı 1970'lere kadar kontrol sistemlerinde uygulanamadı. Ardından, 1970'te Avrupa kontrol mühendisliği topluluklarında bulanık mantığın ilk uygulamaları gün yüzüne çıkarken, 1975'li yıllarda Japonya'da bulanık mantığa ilk adımlar atılmıştır (Wang, 1996). Avrupa'da deneysel doğrulanması ise 1980'lerde olmuştur. Japonya'da 1985'lerde, Avrupa'da 1990'larda ve Amerika'da 1995'lerde bulanık mantık uygulamaları genişlemiştir. 1990'lı yıllarda Japonlar ticari olarak endüstriyel ürünlerin kontrolünde hatta küçük ev aletlerinde bile bulanık mantıkla kontrol edilen ürünleri piyasaya sürmüşlerdir. 2000'li yıllara gelindiğinde ise, standart bir teknolojik olgu haline dönüşen bulanık mantık ayrıca veri, sensör ve sinyal analizlerinde kullanılmakla birlikte işletme ve finans alanlarında da kullanılmaya başlanmıştır.

1974'te Londra Üniversitesi'nden Ebrahim Mamdani bulanık mantığın ilk uygulama çalışmasını, buhar makinesinin basit bir kontrolü üzerine yaptığı çalışmayla sunmuştur (Mamdani, 1974). Mamdani tarafından önerilen bulanık sonuç çıkarma



yöntemi literatürde mamdani model olarak bilinmektedir. 1985'te Takagi ve Sugeno bulanık mantıkla ilgili bir makale yayınlamışlardır (Takagi ve Sugeno, 1985).

Klasik mantık ile bulanık mantık arasındaki fark, klasik mantık yaklaşımında verilerin doğruluğu “vardır, yoktur, birdir, sıfırdır” şeklinde kesinlik içeren Aristo yaklaşımıdır. Fakat her zaman verilerin sınıflandırılması tam bir kesinlikle ayrıştırılamaz. O noktada bulanık mantığın doğasındaki yaklaşıklık ve görecelilik kavramının önemi açığa çıkar. Bulanık mantıkta insan bilgisinden ve tecrübesinden yararlanılarak, durumların belirli üyelik derecelerinde ve ağırlıklarında işlemler yapılır. Yani bulanık mantık, klasik mantıktaki  $\{0,1\}$  tanımının, üyelik derecelendirmesiyle  $[0,1]$  aralığına genişletilerek çözümlenebilir yapıya sahiptir.

Bulanık mantık geleneksel mantık sistemlerinden insanın düşünce yapısına ve doğanın diline daha yakın bir yaklaşımdır. Temelde gerçek dünyanın bilinmeyen yapısını elde etmek için etkin bir araç olarak düşünülebilir. Bu bakış açısıyla düşünüldüğünde, bulanık mantık kontrolörün temel kısmını dilsel kuralların bir dizisi oluşturmaktadır. Bulanık mantık kontrol aslında uzmanın bilgisine dayalı olarak belirlenen dilsel kontrol yaklaşımını otomatik kontrol sistemlerinin yaklaşımına dönüştürebilen bir algoritmadır. Şimdiye kadar yapılan çalışmalarda, geleneksel kontrol algoritmalarından bulanık mantık kontrolörün daha üstün olduğu görülebilmektedir. Bulanık mantık kontrol metodu, mevcut bilgi kaynağını niteliksel göreceli, kesin olmama ve belirsizliklerin olduğu durumlar altında veya geleneksel hesaplama yöntemleriyle analizlerin çok karmaşık ve işlem yükünün fazla olduğu süreçler için özellikle çok kullanışlıdır (Lee, 1990).

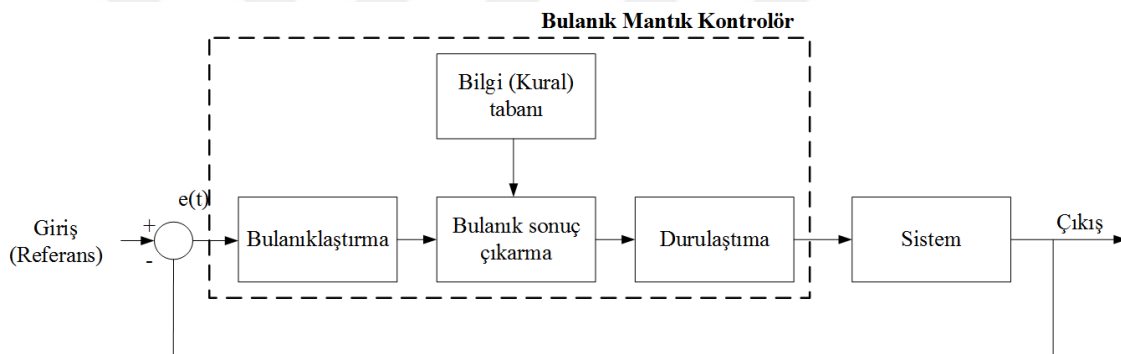
Kontrol sistemlerinde bir problem çözücü algoritma olarak düşünülen bulanık mantığın hem yazılım hem donanım ortamında gerçekleştirilmesi yapılabilir.

Günümüzde pek çok alanda bulanık kontrolörler yaygın bir şekilde kullanıma erişebilmiştir. Kontrol teorisinde, yapay zekâlı sistemlerde, özellikle uçaklar ve helikopter kontrolünde, roketlerde, otomatik geçişte, araçların patinaj önleme sisteminde ve dört çekerlilikte, kameraların otomatik odaklama ve sarsıntı önlemesinin ayarlanmasında, bulaşık makineleri, buzdolabı, klima ve iklimlendirme sistemleri, mikro dalga fırınlar, televizyon, küçük ev aletlerinde, tren motorlarındaki yakıt tüketimi ve yumuşak sürüş ayarlanmasında ve pek çok endüstriyel süreçte kullanılmaya başlanmıştır.

Bulanık mantık kontrolörler PID kontrol gibi geleneksel kontrol türleriyle karşılaştırıldığı zaman da daha başarılı sonuçlar üretebilmektedir. Bunların sebepleri

irdelenirse; herhangi bir kontrol edilecek sistemin tam ve kesin matematiksel modeline ihtiyaç duymaz. İnsan bilgisi ve tecrübesinden yararlanılarak dilsel kurallar aracılığıyla uygulanabilir bir yöntemdir. Doğrusal olmayan sistemler için başarıyla uygulanabilir. Hızlı çalışan sistemler için de hızlı tepkime vermesinde dolayı kullanım olanağı bulunmaktadır. Bulanık mantık yaklaşımının, olumlu yanlarının yanı sıra birkaç tane de olumsuz etkisi bulunur. İnsan bilgisi sistematik yollarla karşılaştırıldığı zaman her zaman süreklilik sağlamayabilir. Kural tabanını oluşturan kural dizileri bazen uyumsuz olabilir. Karmaşık süreçlerde bulanıklaştırma ve durulaştırma evreleri uzun zaman alabilir.

Bulanık mantık kontrol sisteminin yapısı Şekil 3.21’de gösterilmektedir. Bu şekilde de anlaşılacağı gibi başlıca dört temel kısımdan oluşmaktadır. Bunlar; bulanıklaştırma, bulanık sonuç çıkarma, kural tabanı ve durulaştırma aşamalarıdır.

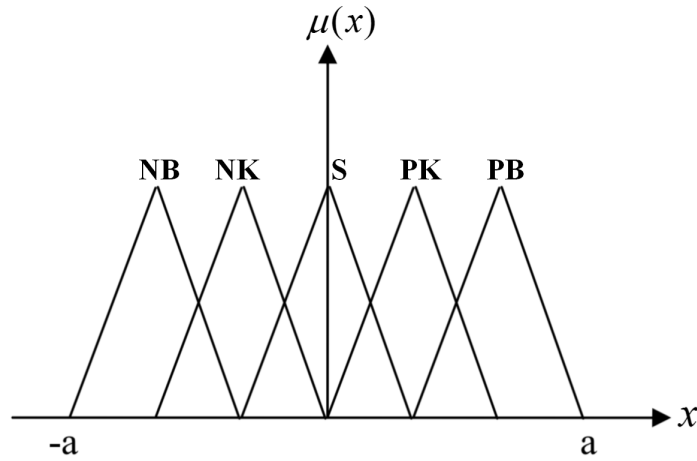


Şekil 3.21. Bulanık mantık kontrolörün genel yapısı

### 3.2.3.1. Bulanıklaştırma Birimi

Bulanıklaştırma biriminde; bulanık mantık için giriş değişkenlerinin sayısal değerleri ölçülür. Ölçülen değerler belirlenmiş uygun üyelik fonksiyonları ve aralıklarına bağlı olarak işlenerek uygun dilsel değerlere yani bulanık değerlere dönüştürülür. Üyelik fonksiyonları üyelik değerlerinin verildiği kümeleme işlemi olarak anılır. Bulanıklaştırma işleminde üyelik fonksiyonlarının seçimi için yaygınca üçgen, yamuk ve Gausyan fonksiyonları kullanılır.

Aşağıdaki Şekil 3.22 ile giriş ve çıkış bulanıklaştırma işleminde kullanılan üçgen tip beş adet üyelik fonksiyonundan oluşan bir gösterim yapılmaktadır. Buradaki NB: Negatif Büyük, NK: Negatif Küçük, S: Sıfır, PK: Pozitif Küçük ve PB: Pozitif Büyük dilsel tanımlamaları olarak kullanılmıştır.



Şekil 3.22. Üyelik fonksiyonunun bir gösterimi

### 3.2.3.2. Kural Tabanı ve Sonuç Çıkarma Birimi

Kural tabanı (uzman bilgi) ve bulanık sonuç çıkarma biriminde; kontrol edilecek sistemin arzu edilen performansının belirlenmesindeki uzman bilgisinden yararlanarak girişler ve çıkışlar arasındaki ilişkiler oluşturulur. Yaygınca bulanık (dilsel) kontrol kural tabanı veya kural tabanı olarak literatürde bahsedilir. Çoğu endüstriyel insan makine odaklı kontrol sistemlerinde giriş çıkış ilişkileri klasik kontrol teoriyle çözüm yapabilmek için modelleme ve benzetim amacına olanak sağlayacak kadar kesin olarak bilinmez. Ancak uzman bilgisi ile böyle sistemler kontrol edilebilir. Uzman bilgisi ise bilinçli bir şekilde süreci kontrol etmek için bahsi geçen bir dizi kurallar ile oluşturulur (Lee, 1990). Şekil 3.21’de görülen şemadan da anlaşılacağı gibi, bulanık sonuç çıkarım aşamasında sürekli olarak kural tabanı ile ilişki içerisinde bulunulur. Kural tabanındaki bilgi ilişkileri “eğer... o zaman...”, (if... then...) yapısıyla oluşturulur. Kural tabanındaki tanımlamaların sayısı üyelik fonksiyonlarının sayısının çarpımıyla elde edilmektedir. Kural tabanındaki ifadelerin birleşimleri tanımlı olan değişkenler veya kuralların “ve-veya” ile birleştirilerek işlem yapılmasıyla oluşturulur. Yani sonuç çıkarım aşaması birden çok kuralın birden çok terimin ilişkilendirilmesine dayandırılır.

Sonuç çıkarma metodu olarak yaygınca mamdani yöntemi öncelikli olarak kullanılırken Larsen, Tsukamoto ve TSK metodları da kullanılmaktadır (Lee, 2005).

Bulanık mantık kontrol kurallarının durum tanımlamaları çok girişli tek çıkışlı bir sistem için aşağıdaki denklem (3.55) formuyla gösterildiği gibidir (Lee, 2005).

$$\left. \begin{array}{l}
\text{Kural 1: Eğer } x, A_1 \text{ ise, } \dots, \text{ ve } y, B_1 \text{ ise o zaman } z, C_1 \text{ 'dir.} \\
\text{Kural 2: Eğer } x, A_2 \text{ ise, } \dots, \text{ ve } y, B_2 \text{ ise o zaman } z, C_2 \text{ 'dir.} \\
\text{Kural 3: Eğer } x, A_3 \text{ ise, } \dots, \text{ ve } y, B_3 \text{ ise o zaman } z, C_3 \text{ 'dir.} \\
\vdots \\
\text{Kural n: Eğer } x, A_n \text{ ise, } \dots, \text{ ve } y, B_n \text{ ise o zaman } z, C_n \text{ 'dir.}
\end{array} \right\} \quad (3.55)$$

Buradaki  $x, \dots, y, z$  sürecin durum değişkenleri ve kontrol değişkenlerini temsil eden dilsel değişkenleri ifade etmektedir.  $A_i, \dots, B_i, C_i$  ise  $U, \dots, V, W$  söylem evrenindeki  $x, \dots, y, z$  değişkenlerinin dilsel değerleridir. Denklem (3.56) şartı sağlanmalıdır.

$$\left. \begin{array}{l}
x \subset U, A_i \subset U \\
y \subset V, B_i \subset V \\
\vdots \\
z \subset W, C_i \subset W
\end{array} \right\} \quad , \quad i = 1, 2, 3, \dots, n \quad (3.56)$$

### 3.2.3.3. Durulaştırma Birimi

Durulaştırma birimi; nihai bulanık sonuç elde edildikten sonra bulanık değer in sayısal değere dönüşümü için yararlanılan aşamayı oluşturur. Birçok farklı teknik durulaştırma aşamasında kullanılabilir. Bunlardan yaygın olanları, maksimum üyelik metodu (ağırlık metodu), ağırlık merkezi metodu (alan merkezi metodu) (en yaygın budur), ağırlıklı ortalama metodu, toplamların merkezi (diğer yöntemlere göre hızlıdır), en büyük alan merkezi gibi farklı durulaştırma yöntemleri vardır (Ross, 2010).

### 3.2.3.4. Bulanık Mantık Kontrolör Tasarım Aşamaları

Uygun giriş çıkışların belirlenmesi, kural tabanının başarıyla çıkarılması, üyelik fonksiyonları çeşitleri ve üyelikler arasındaki dağılımlar bulanık mantık kontrolörün performansını belirlemektedir. Bu yüzden, bulanık mantık kontrolör tasarlamak için gerekli süreç sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

- Durum ve kontrol değişkenlerinin tanımlaması yapılır. Bulanık mantık kontrol aracılığıyla bir motor için tasarlanacak hız veya pozisyon kontrolü

gerçeklenmesinde kontrolör girişi olarak hata ve hatanın türevi değişkenler olarak kullanılmaktadır.

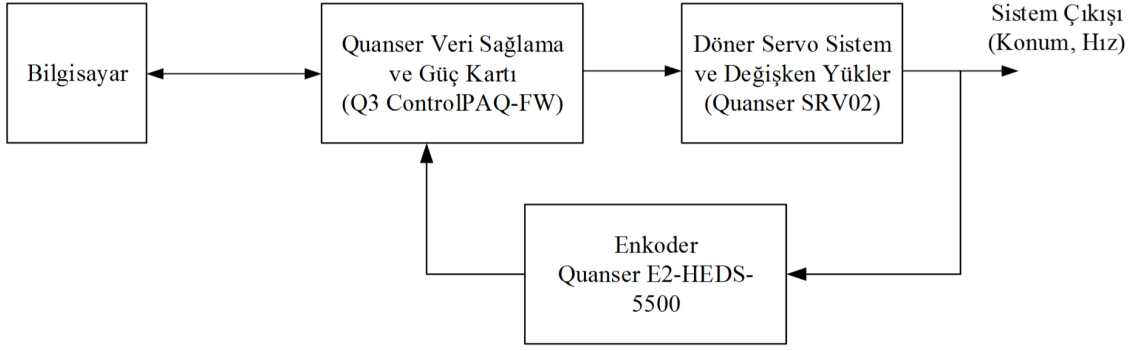
- Sonuç çıkarım metodu belirlenir. Örneğin Mamdani, TSK vb.
- Bulanıklaştırma yöntemi belirlenir.
- Durum değişken uzayı normalize edilir ve ayrıklaştırılır.
- Giriş ve çıkış uzayı için bulanık kümeleme, üyelik fonksiyonlarının şekillendirilmesi ve tanımlaması yapılır.
- Bulanık kural tabanı oluşturulur.
- Durulaştırma stratejisi belirlenir.
- Son olarak test ve ayarlamalar yapılır ve süreç tamamlanır.

### 3.3. Zamanla Değişen Servo Sistem

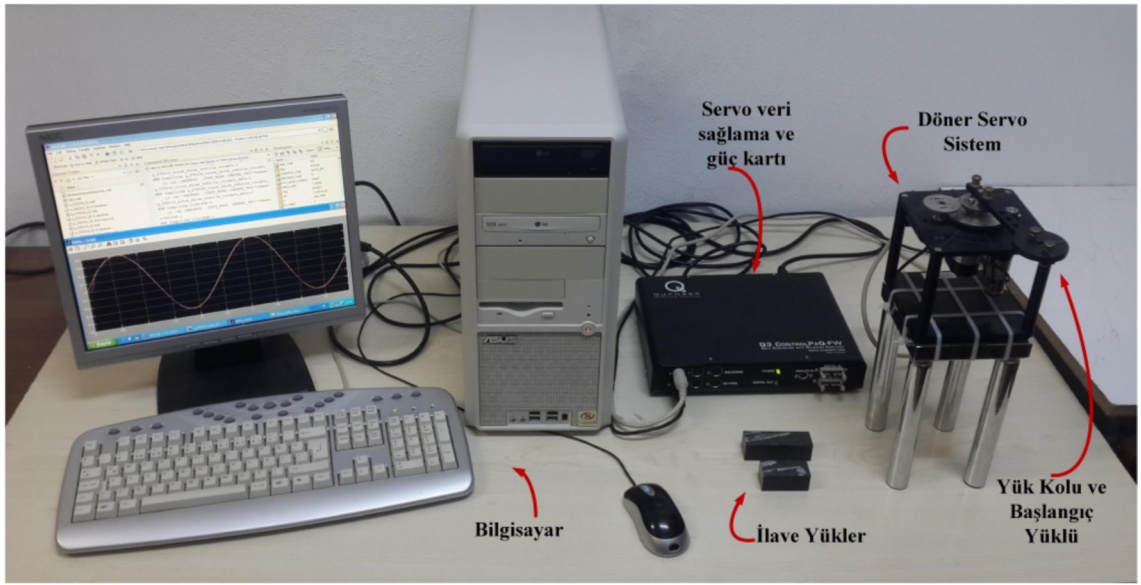
Kontrol sistemlerinde tahrik amaçlı olarak yaygınca DC motorlar kullanılmaktadır. Basit bir şekilde tanımlayacak olursak, Quanser SRV-02 DC motor hız ve konum kontrolü için tasarlanmış özel bir servo sistemdir. Bu sistem gerçek zamanlı bir kontrol tasarımı sağlamak ve Matlab-Simulink araçları yardımıyla çeşitli kontrol algoritmalarının gerçekleştirilebilmesine olanak vermektedir.

Quanser servo sistem üzerinde bir adet DC motor ve dişli kutusunu barındırmaktadır. Servo sistem, harici dişliler aracılığıyla yükü ve yük kolunu döndürebilmektedir. Ayrıca, açısal hız ve konum bilgisinin ölçülebilmesi için takometre, potansiyometre ve dijital enkodere sahiptir. Farklı seçenekler ile kullanıcıya hem analog hem de dijital pozisyon ölçümleriyle çalışma imkânı sunmaktadır (Brindha ve ark., 2011). Avantajlı yanlarından bir diğeri ise, Quanser servo sisteme harici modüller eklenebilme olanağının bulunmasıdır.

Deneysel yapılan çalışmalarda kullanılan döner servo sistem ve kontrol biriminin gerçekleştirme blok şeması Şekil 3.23'te ve bir uygulama görüntüsü Şekil 3.24'te sırasıyla gösterilmektedir.



Şekil 3.23. Deneysel servo sistemin uygulama blok şeması



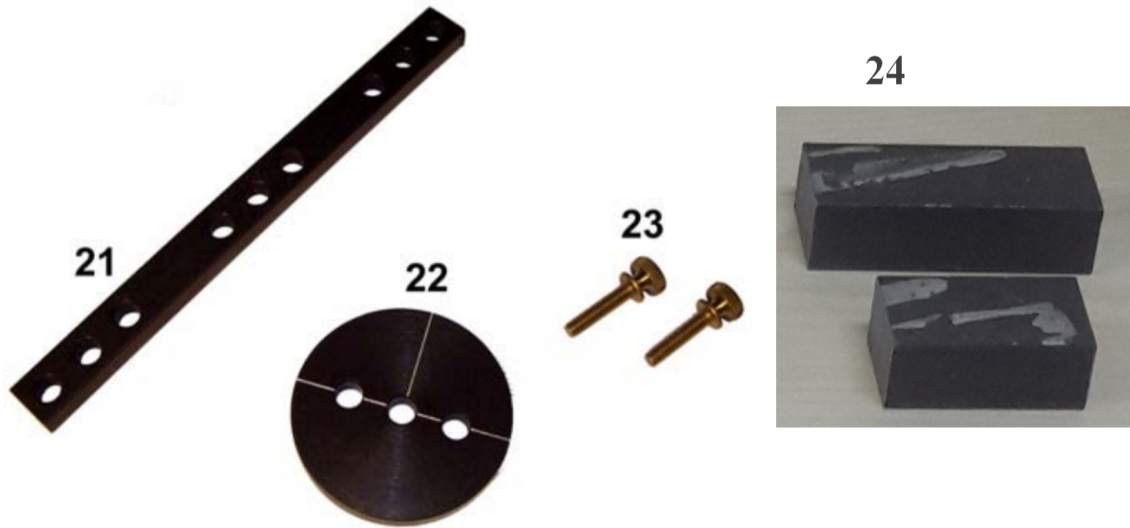
Şekil 3.24. Deneysel çalışma düzeneğinin görüntüsü

### 3.3.1. Döner Servo Sistemin Yapısı

Quanser SRV-02 servo sistemin bileşenleri ve aşağıdaki Şekil 3.25 (a), (b), (c), (d) ve Şekil 3.26 ile gösterilmektedir (Quanser, 2008; 2011).



**Şekil 3.25.** (a) Servo sistemin düşük dişli oranındaki bileşenlerinin görüntüsü, (b) Servo sistemin bileşenlerinin önden görüntüsü, (c) Servo sistemin bağlantı girişlerinin görüntüsü, (d) Servo sistemin yüksek dişli oranındaki bileşenlerinin görüntüsü (Quanser, 2011)



Şekil 3.26. Servo sistemin yük kolu ve harici yükler

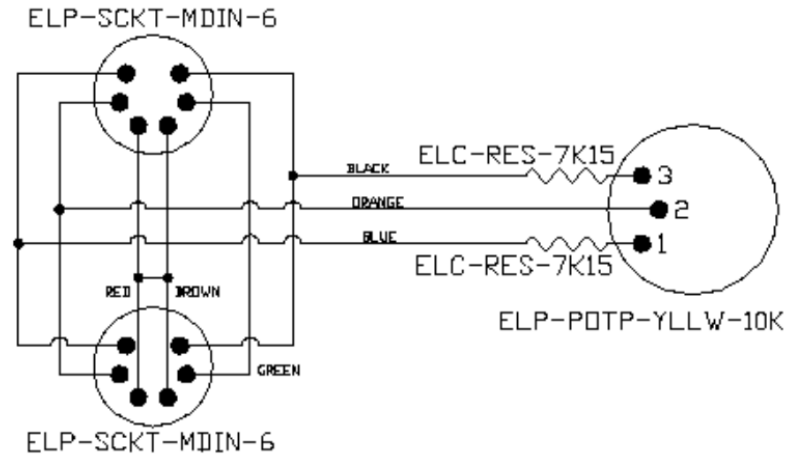
Yukarıdaki şekillerde gösterilen servo sistemin parçalarının numaralandırılmış kodları ve bileşen açıklamaları aşağıdaki Çizelge 3.2 ile ifade edilmektedir (Quanser, 2008; 2011).

Çizelge 3.2. Servo sistemin bileşenleri ve açıklamaları

Sayı	Bileşen	Sayı	Bileşen
1	Üst tabak yüzey	13	Takometre
2	Alt tabak yüzey	14	Bilya yatağı bloğu
3	Bağlantı direkleri	15	Motor bağlantı ucu
4	Motor öncü dişlisi (72 dişli)	16	Takometre bağlantı ucu
5	Yük dişlisi (72 dişli)	17	Enkoder bağlantı ucu
6	Potansiyometre dişlisi	18	S1-S2 bağlantı uçları
7	Geri tepme engelleyici yaylar	19	Motor öncü dişlisi (24 dişli)
8	Yük mili	20	Yük dişlisi (120 dişli)
9	Motor	21	Kolun momentel yükü
10	Dişli kutusu	22	Diskin momentel yükü
11	potansiyometre	23	Tutuşurma vidaları
12	Enkoder	24	Harici metalik yükler

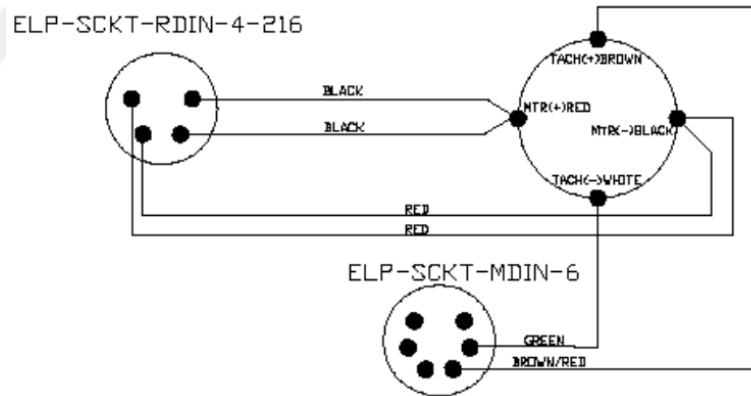
Servo sistemde geleneksel DC motorlara göre daha hızlı cevap verebilen yüksek verimli, düşük endüktanslı bir kalıcı mıknatıslı DC motor kullanılmaktadır. Ünite üzerinde pozisyon ölçümünde kullanılan Vishay Spectrol 132 model bir potansiyometreyi barındırmaktadır. Potansiyometre bağlantısı Şekil 3.27'de gösterilmektedir. 352°'lik bir elektriksel açı aralığına sahip olan potansiyometre bu derecede  $\pm 5V$  çıkış vermektedir. Normal çalışma şartlarında  $\pm 12V$  ile beslenen potansiyometre 3 numaralı pin  $+5V$  ölçerken 1 numaralı pin  $-5V$  ölçüm yapmaktadır. Gerçek pozisyon sinyali ise 2 numaralı pinden gerçekleşir (Quanser, 2011).





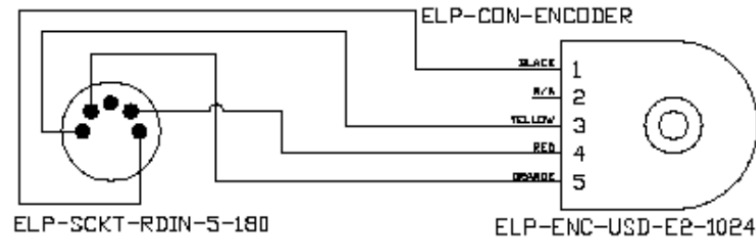
Şekil 3.27. Servo'nun potansiyometre bağlantı yapısı (Quanser, 2011)

Ünitenin üzerinde bulunan takometre doğrudan DC motora bağlıdır ve motorun hızını kesin bir şekilde ölçebilmek için oldukça minimum gecikmeli bir yapıda tasarlanmıştır. Motor ve takometre bağlantı diyagramı Şekil 3.28 ile aşağıdaki gibi gösterilmektedir (Quanser, 2011).



Şekil 3.28. Servo'nun takometre bağlantı yapısı(Quanser, 2011)

Yük milinin açılal pozisyonun ölçmede kullanılan enkoder ait pinler ve bağlantı yapısı aşağıdaki Şekil 3.29 ile açıklanabilir. Enkoder tarafından üretilen pozisyon sinyali 5 pinli kablo aracılığıyla veri toplama kartına doğrudan bağlanabilir (Quanser, 2008).



Şekil 3.29. Servo enkoderinin bağlantı yapısı (Quanser, 2011)

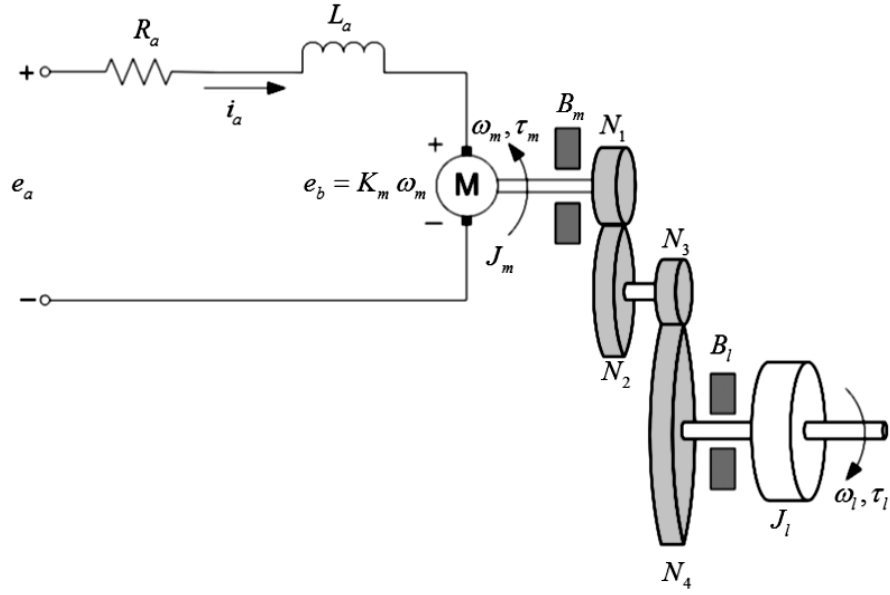
Döner Servo sistemde veri toplama kartı, kontrol birimi ve güçlendirici tümleşik bir Q3 ControlPAQ-FW ünite bulunmaktadır. Ünite üzerinde 1 analog giriş, 1 dijital giriş, 1 dijital çıkış, 3 enkoder girişi ve 3 motor çıkışı bulunmaktadır. Bu ünitenin yapısı Şekil 3.30'da gösterilmektedir (Quanser, 2011).



Şekil 3.30. Servo sistemin veri toplama ve güç ünitesi

### 3.3.2. Döner Servo Sistemin Modeli

Döner servo sistemin motor ve dişli takımıyla beraber eşdeğer şeması Şekil 3.31'deki gibidir.



Şekil 3.31. Servo sistemin eşdeğer şeması

Şekil 3.31'deki elektromekanik sistemin modellenmesindeki elektriksel ve mekaniksel eşitlik denklem (3.57-3.64)'deki gibidir.

$$e_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_b(t) \quad (3.57)$$

$$\tau_m(t) = \tau_l + J_m \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (3.58)$$

$$\tau_m(t) = K_t i_a(t) \quad (3.59)$$

$$e_b(t) = K_m \omega_m(t) = K_m \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (3.60)$$

$$\dot{i}_a(t) = \frac{e_a(t)}{L_a} - \frac{K_b}{L_a} \omega(t) - \frac{R_a}{L_a} i_a(t) \quad (3.61)$$

$$T(t) = K_t i_a(t) \quad (3.62)$$

$\theta_l$  yük dönüş açısını,  $\theta_m$  endüvinin açısını göstermekte olup değişken yük torku arasındaki ilişkiler aşağıdaki denklem (3.63-3.64)'deki gibidir.

$$\theta_l = \frac{1}{N_g} \theta_m(t) \quad (3.63)$$

$$\tau_l(t) = \frac{1}{N_g \eta_g} \left( J_l \frac{d^2 \theta_l(t)}{dt^2} + B_l \frac{d\theta_l(t)}{dt} \right) \quad (3.64)$$

Bu denklemde  $N_g$  toplam dişli oranı ve  $\eta_g$  ise dişli kutusunun verimini göstermektedir. Yukarıdaki denklemler kullanılarak ve Çizelge 3.2’de verilen gerekli katsayıların yerine konulmasıyla tezin bir sonraki uygulama bölümüne geçilmektedir. Burada kayan kipli kontrolcülerin tasarımları benzetim ortamında ve gerçek zamanlı ortamda (deney seti üzerinde) yapılarak denemeleri gerçekleştirilmiştir.

**Çizelge 3.2.** Servo sistemin parametrik katsayıları

Sembol	Açıklama	Birim
$e_a$	Endüvi gerilimi	6 Volt
$R_a$	Endüvi direnci	2.6 Ohm
$L_a$	Endüvi endüktansı	0.18 mH
$K_b$	Zıt emk sabiti	0.00767 Vs/rad
$K_t$	Tork sabiti	0.00767 Nm/Amper
$N_g$	Dişli oranı ( $N_2/N_1$ )	70
$\eta_g$	Dişli kutusu verimi	0.9
$J_m$	Motor atalet momenti	$4.6 \times 10^{-7} \text{ kg.m}^2$
$B_m$	Motor visko sürtünmesi	$\cong 0$
$J_{L\_in}$	Başlangıç yük ve dişli kutusunun atalet momenti	$4.83 \times 10^{-7} \text{ kg.m}^2$
$J_{L\_sub}$	İlave yük ve dişli kutusunun atalet momenti	$4.83 \times 10^{-6} \text{ kg.m}^2$
$B_{L\_in}$	Başlangıç yükü visko sürtünme katsayısı	$4.41 \times 10^{-6} \text{ Nm/(rad(sec))}$
$B_{L\_sub}$	İlave yük visko sürtünme katsayısı	$3.41 \times 10^{-5} \text{ Nm/(rad/sec)}$
$e_b(t)$	Zıt emk	Volt
$T_L$	Yük torku	Nm
$T_e$	Motor tarafından üretilen tork	Nm
$\omega_m$	Açısal hız	Rad/s
$\theta_m$	Açısal konum	Rad



$$\left. \begin{aligned} X_1 &= \omega(t) \\ X_2 &= \dot{X}_1 = \dot{\omega}(t) \\ \dot{X}_2 &= \ddot{\omega}(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

$$\left. \begin{aligned} Y &= X_1 = \omega(t) \\ u &= e_a(t) \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

$$\dot{X}_2 = \ddot{\omega}(t) = -(A_2 + A_3)\dot{\omega} - (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega + e_a \cdot A_1 \quad (4.6)$$

KKK'de kayma yüzeyinin tasarımı için denklem (4.7), kayma yüzey fonksiyonunun türevi için ise denklem (4.8)'den yararlanılarak türevi sifıra eşitlenirse;

$$s = C X_1 + X_2 = C e + \dot{e} = C(\omega_r - \omega) + \dot{\omega}_r - \dot{\omega} \quad (4.7)$$

$$\dot{s} = 0 = -K \operatorname{sgn}(s) \Rightarrow \dot{s} = C(\dot{\omega}_r - \dot{\omega}) + \ddot{\omega}_r - \ddot{\omega} = 0 = -K \operatorname{sgn}(s) \quad (4.8)$$

ve ardından denklem (4.6) denklem (4.8)'de yerine yazılırsa denklem (4.9) elde edilir.

$$\left. \begin{aligned} \dot{s} &= C(\dot{\omega}_r - \dot{\omega}) + \ddot{\omega}_r - (-(A_2 + A_3)\dot{\omega} - (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega + u \cdot A_1) = -K \operatorname{sgn}(s) \\ (C\dot{\omega}_r - C\dot{\omega}) + \ddot{\omega}_r + ((A_2 + A_3)\dot{\omega} + (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega - u \cdot A_1) &= -K \operatorname{sgn}(s) \\ (C\dot{\omega}_r - C\dot{\omega}) + \ddot{\omega}_r + ((A_2 + A_3)\dot{\omega} + (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega) + K \operatorname{sgn}(s) &= u \cdot A_1 \\ u(t) &= \frac{1}{A_1} [C\dot{\omega}_r - C\dot{\omega} + \ddot{\omega}_r + (A_2 + A_3)\dot{\omega} + (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega + K \operatorname{sgn}(s)] \\ u(t) &= \frac{1}{A_1} [(A_2 + A_3 - C)\dot{\omega} + (A_2 \cdot A_3 + A_4)\omega + K \operatorname{sgn}(s)] \end{aligned} \right\} \quad (4.9)$$

Buradan da Çizelge 4.1'deki motor parametreleri (Moussavi ve ark., 2012) yerine konulursa  $u(t)$  kontrol işareti denklem (4.10)'deki gibi üretilir.

Çizelge 4.1. DC motor parametreleri

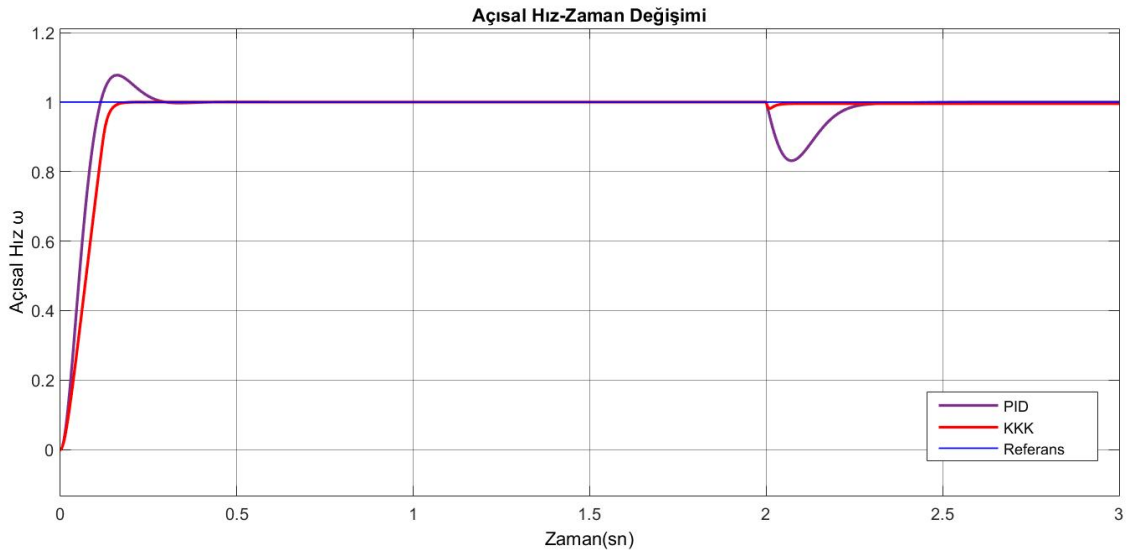
Sembol	Açıklama	Birim
$R_a$	Endüvi direnci	7.72 ohm
$L_a$	Endüvi endüktansı	0.1627 Henry
$J$	Atalet momenti	0.0236 $kg \cdot m^2 / s^2$
$B$	Visko sürtünme	0.003 Nms
$K_t$	Tork sabiti	1.25 Nm /Amper
$K_b$	Zıt emk sabiti	1.25 Vs/rad
$T_L$	Yük torku	Nm
$\omega(t)$	Açısal hız	Rad/s

$$u(t) = \frac{1}{325.484} [(47.567 - C)X_2 + (412.88)X_1 + K \operatorname{sgn}(s)] \quad (4.10)$$

Önceki bölümlerde bahsedilen, çatırtıyı dindirme amacıyla yapılabilecek iyileştirmelerden birisi olan signum fonksiyonunda değişikliğe gidilirse denklem (4.11)'deki gibi kontrolör yapısı oluşturulacaktır.

$$u(t) = \frac{1}{325.484} \left[ (47.567 - C)X_2 + (412.88)X_1 + K \left( \frac{s}{|s| + \delta} \right) \right], \quad 0 < \delta < 1 \quad (4.11)$$

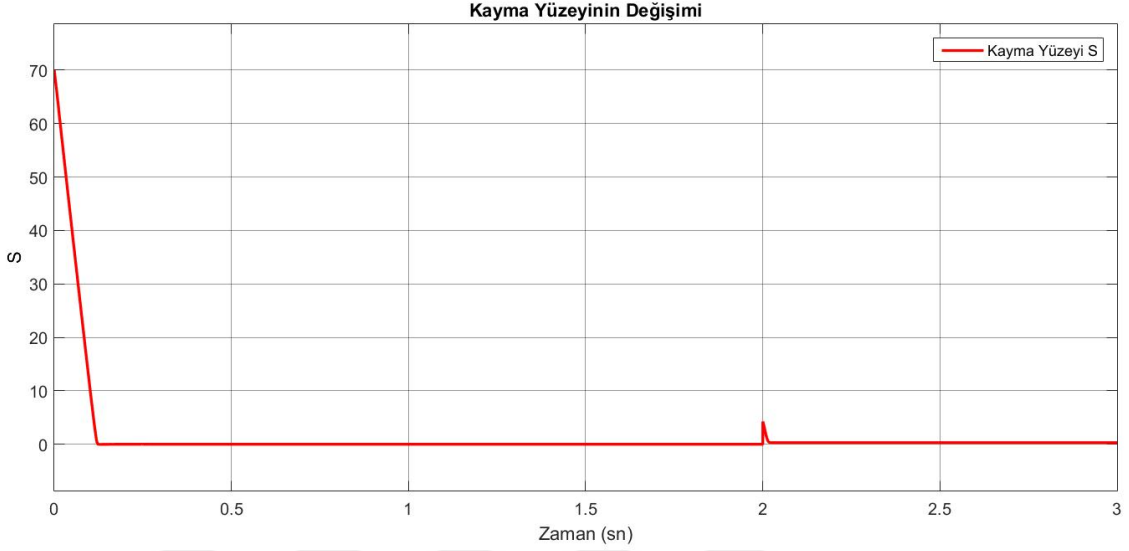
$K = 600$ ,  $C = 70$ ,  $\delta = 0.6$  alınarak kontrol kuralına göre KKK ve Nichols-Ziegler kullanılarak ilk değerleri atanan, ardından tuning yapılan bir PID kontrolör tasarlanır ve benzetimi gerçekleştirilip, ikinci saniyeden itibaren DC motora 0.1Nm yükleme yapılırsa Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te görülen sonuçlar elde edilmektedir.



Şekil 4.2. Kontrolörler için zamana göre açısal hız değişimi

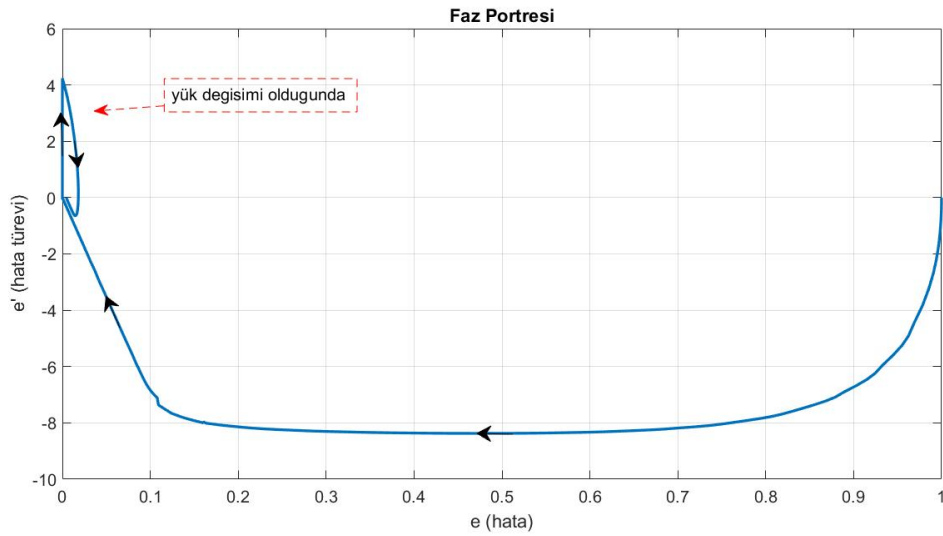
Şekil 4.2'de görüldüğü gibi hız kontrolü için KKK ve PID kontrolün geçici hal, sürekli hal ve yüklenme durumlarında performans sonuçları karşılaştırıldığı zaman, KKK daha erken referans değere yakınsayarak aşısız bir yerleşim sergilemektedir. Motora yüklenme gerçekleştirildiği zaman ise PID kontrole kıyasla çok daha az bir aşım ile çok daha hızlı bir tepkiyle referans hıza tekrar yerleştiği görüldüğünden daha başarılı performans sergilediği söylenebilir.

Şekil 4.3'te KKK için Kayma yüzeyinin zamana göre değişim grafiği çizdirilmiştir. Bu grafikten görüldüğü gibi sistem durumları  $s(t) = 0$  düzlemine başarıyla çekilmektedir.



Şekil 4.3. Zamana göre kayma yüzeyinin değişimi

Şekil 4.4 ise, hata ve hatanın türevine göre çizdirilen faz portresi gösterilmektedir. Burada hatanın maksimum değerden sıfıra başarıyla çekildiği anlaşılmaktadır. Yüklenme meydana geldiğinde de küçük bir döngü yaparak tekrar orijine ulaşılmaktadır. Çizelge 4.2'de performans kriterleri değerlendirildiği zaman, KKK'nın daha başarılı sonuç verdiği anlaşılmaktadır.



Şekil 4.4. Hata-hatanın türevine göre faz portresi



Çizelge 4.2. Kontrolörlerin karşılaştırılması

Kriter	Açıklama	PID	KKK
$T_r$	Yükselme zamanı (sn)	0.076	0.097
$T_s$	Yerleşme zamanı (sn)	0.32	0.18
$M_p$	Aşım (%)	7.7	0
$e_{ss}$	Sürekli hal hatası	0	0
$M_p$	Yüklenmedeki aşım (%)	-16.8	-1.8
$\Delta t$	Yüklenmedeki toparlanma süresi (sn)	0.3	0.05

## 4.2. Gerçek Zamanlı Çalışmalar

Yapılan gerçek zamanlı motor kontrol çalışmalarında, ilave yükler aracılığıyla motora farklı kademelerde yüklenilerek analizler yapılmaktadır. İlk önce başlangıç yüklü olarak, ardından küçük kütleli ve daha sonra büyük kütleli metal ağırlıklar aracılığıyla motora üç farklı yüklenme durumu gerçekleştirilmekte ve sonuçlar uluslararası hata performans kriterleri de dâhil olmak üzere analizler gerçekleştirilmektedir.

Bir ikinci dereceden sistemin durum denklemi genel olarak aşağıdaki denklem (4.12)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\ddot{X} = -A\dot{X} - BX + Cu - D\tau - E\dot{\tau} \quad (4.12)$$

Burada  $X$  sistemin durum denklemindeki birincil değişken,  $\dot{X}$  birincil değişkenin birinci türevini,  $\ddot{X}$  ikinci türevini,  $u$  kontrol işaretini,  $\tau$  yük değişimi, sürtünme gibi bir bozucu etkiyi ve  $\dot{\tau}$  onun türevini belirtmektedir. Denklem (4.12) ifadesindeki bozucu etkiler tek bir fonksiyon olarak birleştirilir ve nihai hali denklem (4.13)'deki gibi gösterilebilir.

$$\ddot{X} = -A\dot{X} - BX + Cu + H \quad (4.13)$$

Bu tez çalışmasında kullanılan servo sistemin pozisyonu kontrolü için durum denklemi aşağıdaki denklem (4.14)'deki gibi yazılabilir.

$$\ddot{\theta}(s) = -39.3701\dot{\theta}(s) + 60.2362u + H \quad (4.14)$$

$H = 0$  koşulu altında, normal şartlar altında, dinamik durum üzerinden çözümlene yapılırsa, denklem (4.15) elde edilir ve denklem (4.16) halinde genel forma yerleştirilebilir.

$$\ddot{\theta}(s) = -39.3701\dot{\theta}(s) + 60.2362u \quad (4.15)$$

$$\ddot{\theta}(s) = -A\dot{\theta}(s) + Cu, \quad (4.16)$$

Burada  $A = 39.3701$  ve  $C = 60.2362$  olarak alınmıştır.

#### 4.2.1. Gerçek Zamanlı Uygulama 1: Geleneksel KKK

Denklem (4.16)'deki sistem durum ifadesinden yararlanılarak  $y = \theta(s)$  ve  $u = V(s)$  alınır ve denklem (4.17)'deki değişken tanımlamaları yapılırsa,

$$\left. \begin{aligned} X_1 &= e = \theta_{ref} - \theta_m \\ X_2 &= \dot{e} = \dot{X}_1 = \dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m \\ \dot{X}_2 &= \ddot{e} = \ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}_m \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

kayma yüzeyi ve onun türevi denklem (4.18)'deki gibi ifade edilirse,

$$\left. \begin{aligned} s &= C.X_1 + X_2 = C(\theta_{ref} - \theta_m) + (\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m) \\ \dot{s} &= C(\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m) + (\ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}_m) \end{aligned} \right\} \quad (4.18)$$

denklem 4.19'de ifade edildiği gibi kayma yüzeyinin türevi sıfıra ve de anahtarlama kontrol işaretine eşitlenirse,

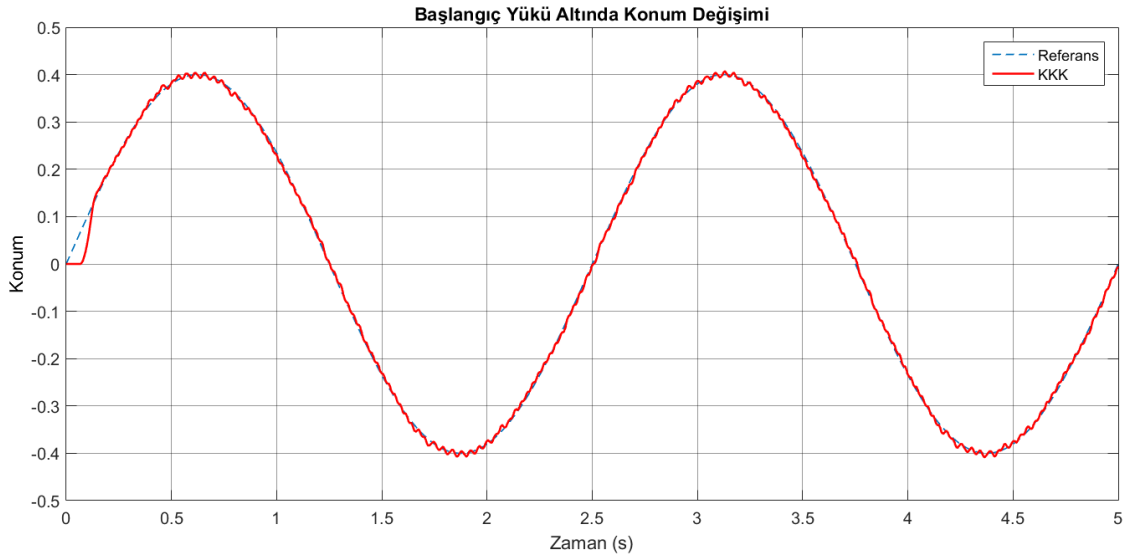
$$\left. \begin{aligned} \dot{s} &= 0 = -K \operatorname{sgn}(s) \\ \dot{s} &= C(\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m) + (\ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}_m) = -K \operatorname{sgn}(s) \end{aligned} \right\} \quad (4.19)$$

olur. Denklem (4.16), denklem (4.19)'da yerine yazılır ve denklem (4.20)'deki gibi sentezlemeler yapılırsa,  $u(t)$  kontrol işareti aşağıdaki gibi üretilecektir.

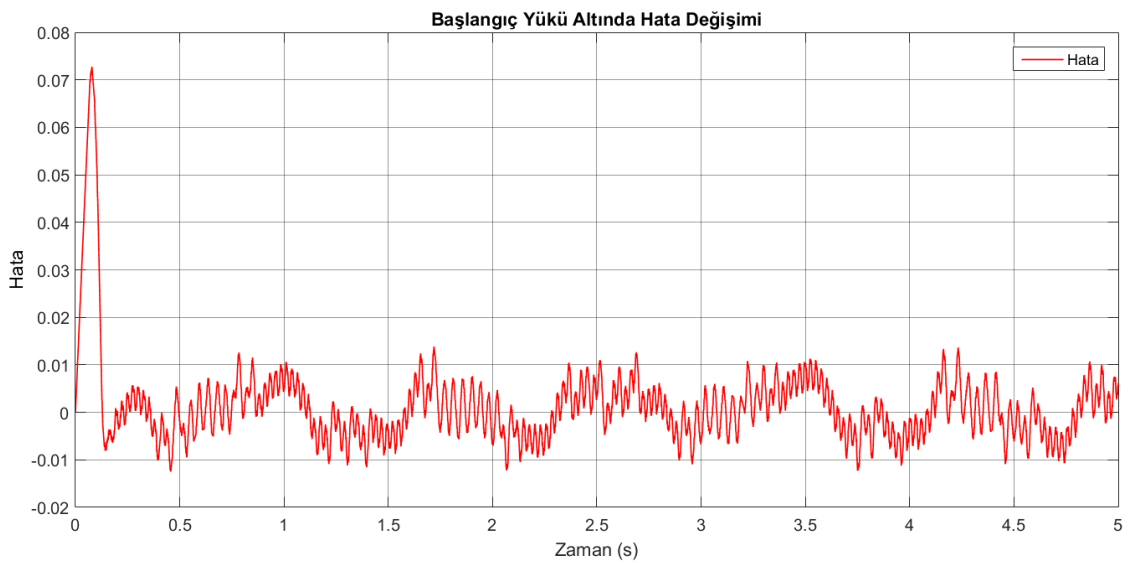
$$\left. \begin{aligned} \dot{s} &= C(\dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m) + \ddot{\theta}_{ref} - (-A\dot{\theta}_m + Cu) = -K \operatorname{sgn}(s) \\ \dot{s} &= C\dot{\theta}_{ref} - C\dot{\theta}_m + \ddot{\theta}_{ref} + A\dot{\theta}_m - Cu = -K \operatorname{sgn}(s) \\ C\dot{\theta}_{ref} - C\dot{\theta}_m + \ddot{\theta}_{ref} + A\dot{\theta}_m + K \operatorname{sgn}(s) &= Cu \\ u &= \frac{1}{C} [C\dot{\theta}_{ref} + \ddot{\theta}_{ref} + (A-C)\dot{\theta}_m + K \operatorname{sgn}(s)] \\ u &= \frac{1}{60.2362} [C\dot{\theta}_{ref} + \ddot{\theta}_{ref} + (39.3701 - C)\dot{\theta}_m + K \operatorname{sgn}(s)] \\ u_{servo} &= \Gamma * u \end{aligned} \right\} \quad (4.20)$$

Deneysel uygulama için  $K=200$ ,  $C=70$  katsayıları belirlenip, sisteme aktarmada, uyarılama katsayısı olarak  $\Gamma=0.15$  alınmaktadır. Tasarlanan kontrolör yapısına göre gerçek zamanlı sistemden alınan verilerle ilişkilendirilen grafikler aşağıdaki Şekil 4.5, Şekil 4.6, Şekil 4.7 ve Şekil 4.8 ile gösterilmektedir.

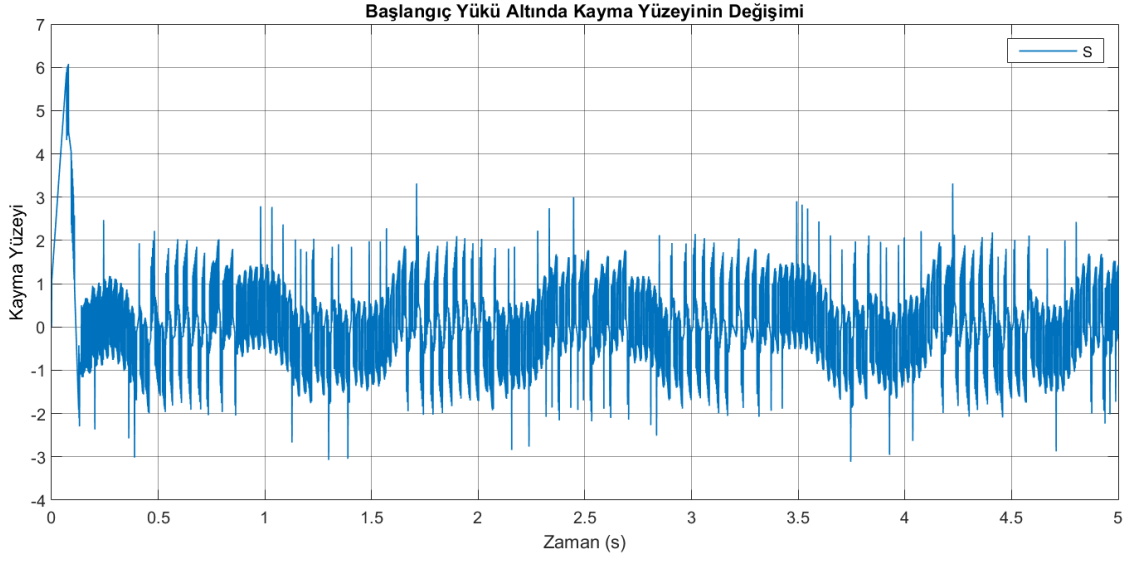
Şekil 4.5’de başlangıç yükü altında (ilave yüklenme olmadan) sistemin konum zaman değişimi, Şekil 4.6’da referans konum ve ölçülen konum arasındaki hata miktarı, Şekil 4.7’de geleneksel KKK için kayma yüzeyinin zamana göre değişimi ve Şekil 4.8 de ise kontrol işaretinin değişimini gösteren grafiklerdir.



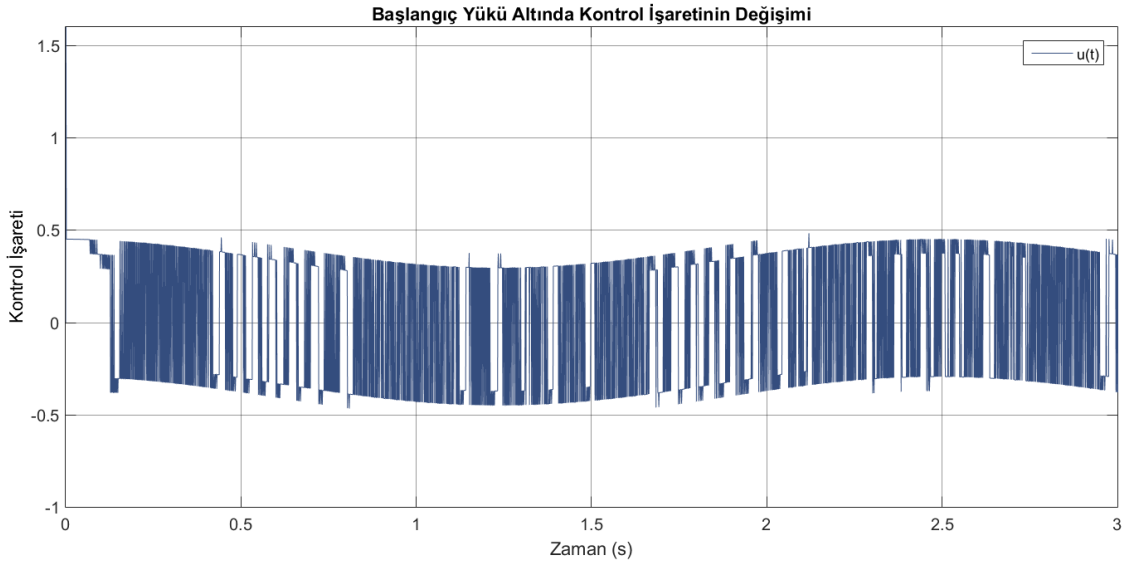
Şekil 4.5. Başlangıç yüklü iken konum-zaman değişimi



Şekil 4.6. Başlangıç yüklü iken hata değişimi



Şekil 4.7. Başlangıç yükü iken kayma yüzeyinin değişimi



Şekil 4.8. Başlangıç yükü iken kontrol işaretinin değişimi

Çizelge 4.3. Geleneksel KKK için hata hesaplamaları

Yükleme Durumu	Kriter	Açıklama	KKK
Başlangıç yükü	ISE	Toplam karesel hata	$6.765 \times 10^{-5}$
Başlangıç yükü	IAE	Toplam mutlak hata	0.01072
Başlangıç yükü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.04037
Düşük ilave yükü	ISE	Toplam karesel hata	$7.289 \times 10^{-5}$
Düşük ilave yükü	IAE	Toplam mutlak hata	0.01202
Düşük ilave yükü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.04408
Yüksek ilave yükü	ISE	Toplam karesel hata	$8.755 \times 10^{-5}$
Yüksek ilave yükü	IAE	Toplam mutlak hata	0.01323
Yüksek ilave yükü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.04928

Geleneksel KKK için uluslararası hata kriterlerinin hesaplamaları grafiklerden de anlaşıldığı gibi sinüzoidal referans işaretin periyodu olan  $T=2.5\text{sn}$  aralığında yapılarak Çizelge 4.3'e aktarılmıştır.

#### 4.2.2. Gerçek Zamanlı Uygulama 2: Modifiye edilmiş KKK

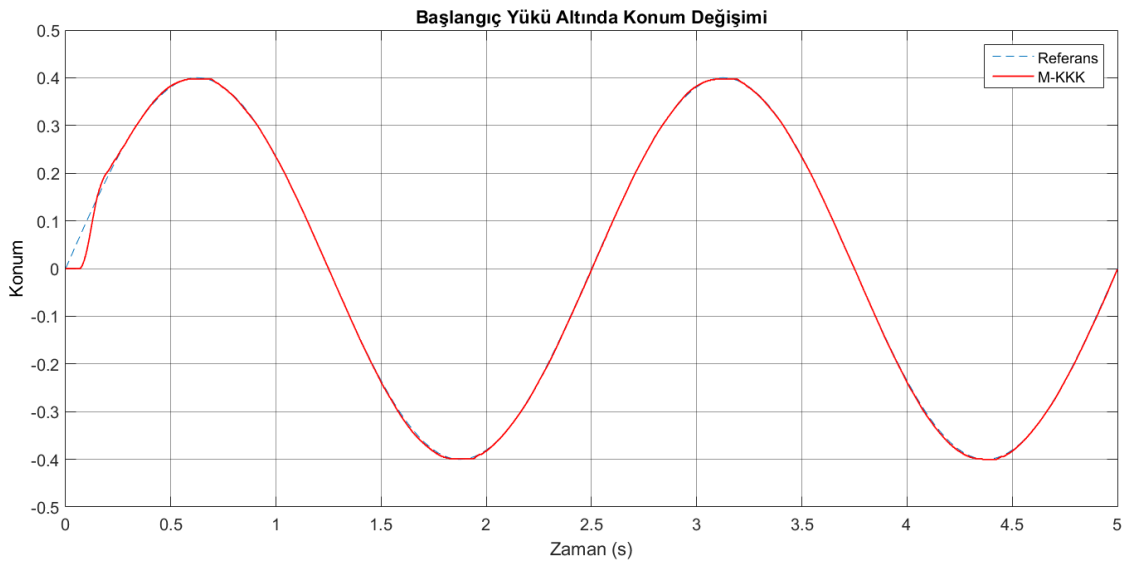
Geleneksel KKK'de meydana gelen çattırtı olayını dindirmek amacıyla signum fonksiyonunda aşağıdaki denklem (4.21)'deki gibi modifikasyon yapılmaktadır. Modifiye edilmiş KKK'nın üreteceği  $u$  kontrol işaret yapısı aşağıdaki denklem (4.22)'deki hale dönüşür.

$$u_{sw}(t) = K \frac{s}{|s| + \delta}, \quad \delta \rightarrow R^+, 0 < \delta < 1 \quad (4.21)$$

$$u = \frac{1}{60.2362} \left[ C\dot{\theta}_{ref} + \ddot{\theta}_{ref} + (39.3701 - C)\dot{\theta}_m + K \frac{s}{|s| + \delta} \right] \quad (4.22)$$

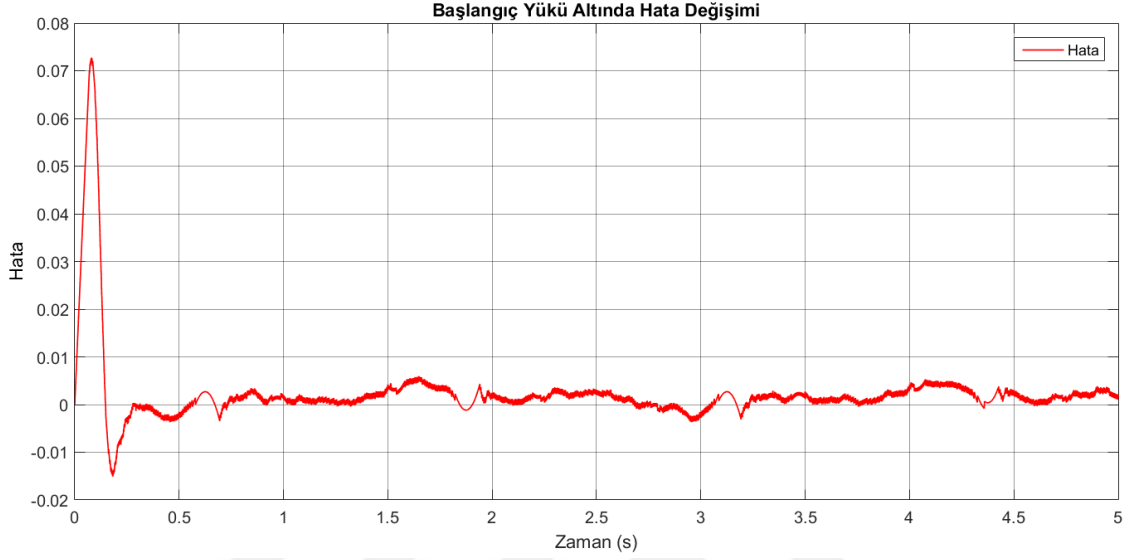
DeneySEL uygulama için  $K = 200$ ,  $C = 40$ ,  $\delta = 0.99$  katsayı değerleri olarak kullanılmakta olup. Denklem (4.20)'deki gibi uyarlama katsayısı  $\Gamma = 0.15$  alınmıştır. Oluşturulan kontrolör yapısı ile gerçek zamanlı sistemde yapılan deneme sonucunda konum kontrolü çıktıları aşağıdaki grafiklerde gösterilmektedir.

Şekil 4.9'da başlangıç yüklem durumunda M-KKK'lı sistemin konum zaman değişim grafiği gösterilmektedir.

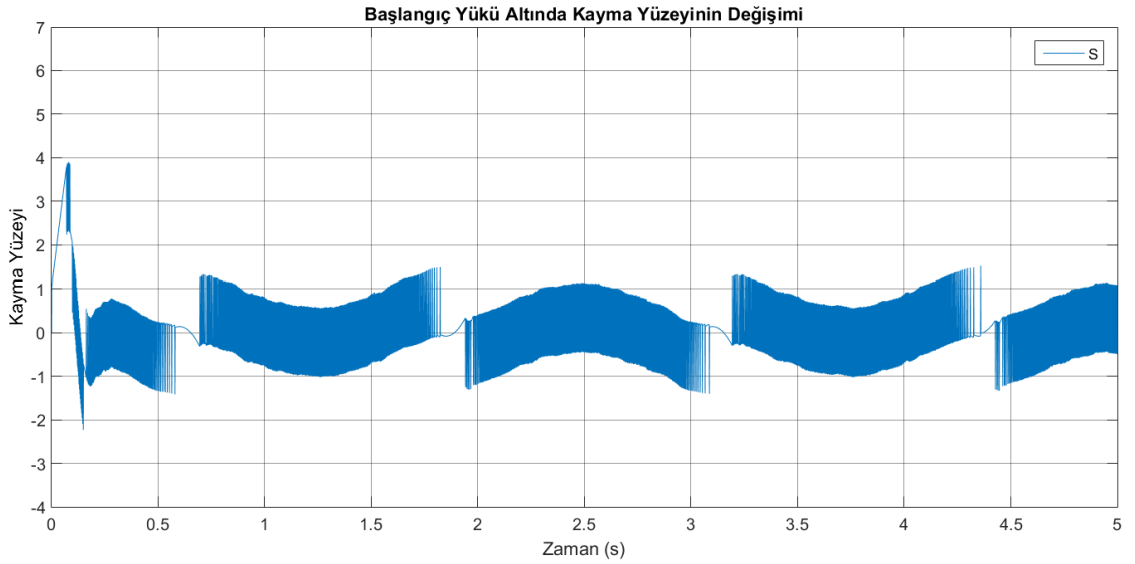


Şekil 4.9. Başlangıç yüklü iken konum değişimi

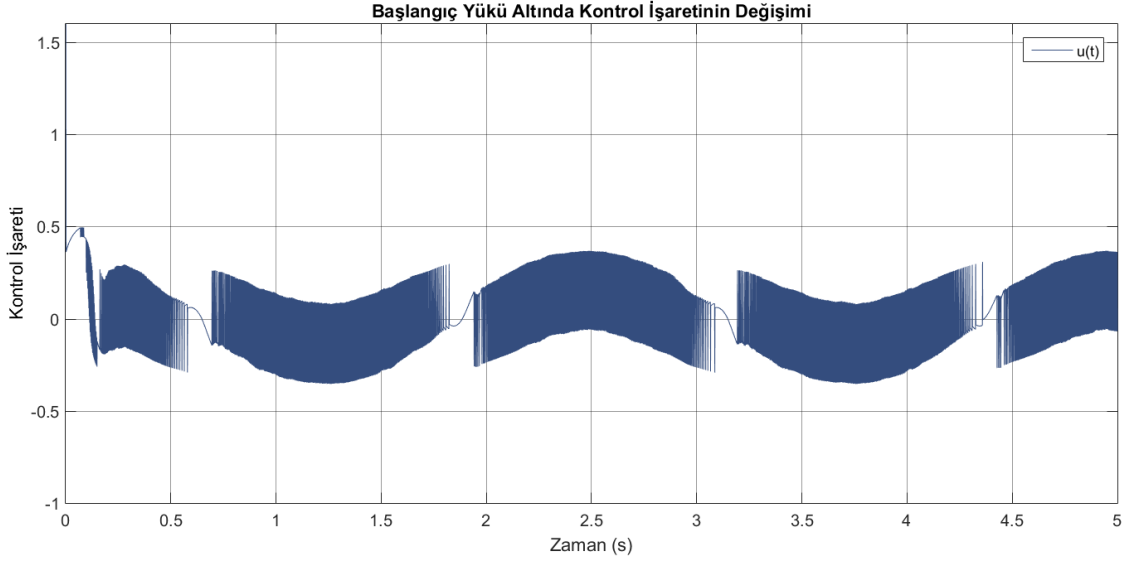
M-KKK denetimiyle başlangıç yüklü döner servo sistem çalıştırılarak, alınan gerçek verilere göre grafikler çizdirildiğinde, referans konum ve ölçülen konum arasındaki hata miktarı Şekil 4.10, M-KKK'nın kayma yüzeyinin değişimi Şekil 4.11 ve zamana göre kontrol işaretinin değişimi Şekil 4.12 ile gösterilebilir.



Şekil 4.10. Başlangıç yüklü iken hata değişimi



Şekil 4.11. Başlangıç yüklü iken kayma yüzeyinin değişimi



**Şekil 4.12.** Başlangıç yüklü iken kontrol işaretinin değişimi

Sinüzoidal referans konum verisinin periyodu olan  $T=2.5s$ 'ye göre hata hesaplamaları yapılarak Çizelge 4.4'e aktarılmıştır.

**Çizelge 4.4.** M-KKK için hata hesaplamaları

Yükleme Durumu	Kriter	Açıklama	M-KKK
Başlangıç yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$1.108 \times 10^{-5}$
Başlangıç yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.004389
Başlangıç yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.01702
Düşük ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$3.405 \times 10^{-5}$
Düşük ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.007467
Düşük ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.03002
Yüksek ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$4.903 \times 10^{-5}$
Yüksek ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.008919
Yüksek ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.03626

### 4.2.3. Gerçek Zamanlı Uygulama 3: PID yüzeyli KKK

Tezin üçüncü bölümünde, KKK tasarım yöntemlerinde bahsedildiği gibi, kayma yüzeyi denklem (4.23)'teki formda tasarlanır.

$$s = \lambda_1 e + \lambda_2 \int e + \lambda_3 \dot{e} \quad (4.23)$$

Hata denklemi ve türevleri denklem (4.24)'deki gibidir tanımlanır. Hatanın ikinci türevi, denklem (4.25)'de yerine yazılırsa, denklem (4.26) elde edilecektir.

$$\left. \begin{aligned} e &= \theta_{ref} - \theta_m \\ \dot{e} &= \dot{\theta}_{ref} - \dot{\theta}_m \\ \ddot{e} &= \ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}_m \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

$$\dot{s} = \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + \lambda_3 \ddot{e} \quad (4.25)$$

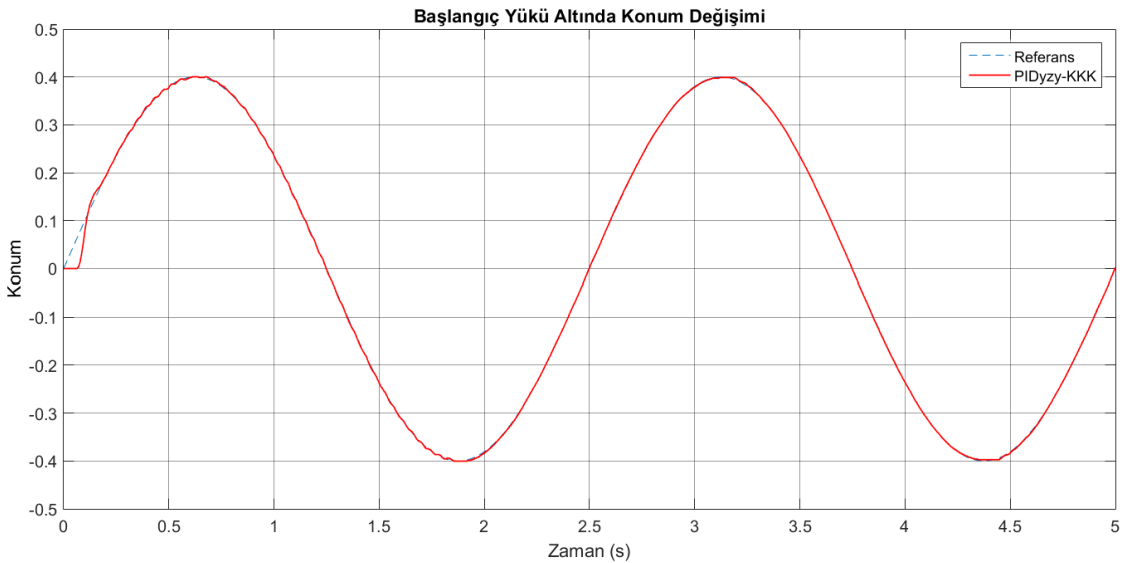
$$\lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + \lambda_3 (\ddot{\theta}_{ref} - \ddot{\theta}_m) = 0 \quad (4.26)$$

Denklem (4.16), denklem (4.26)'te yerine yazılırsa denklem (4.27) elde edilir. Denklem (4.27) düzenlenmiş hali denklem (4.28)'deki tanımlamalar yapılarak  $u$  kontrol işareti tasarlanmaktadır.

$$\lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + \lambda_3 (\ddot{\theta}_{ref} + A\dot{\theta} - C u) = 0 \quad (4.27)$$

$$\left. \begin{aligned} u_{eq} &= \frac{1}{\lambda_3 C} [\lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + \lambda_3 \ddot{\theta}_{ref} + \lambda_3 A\dot{\theta}] \\ u(t) &= u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \\ u_{sw}(t) &= K_{sw} \cdot \text{sat}\left(\frac{s}{\phi}\right) \end{aligned} \right\} \quad (4.28)$$

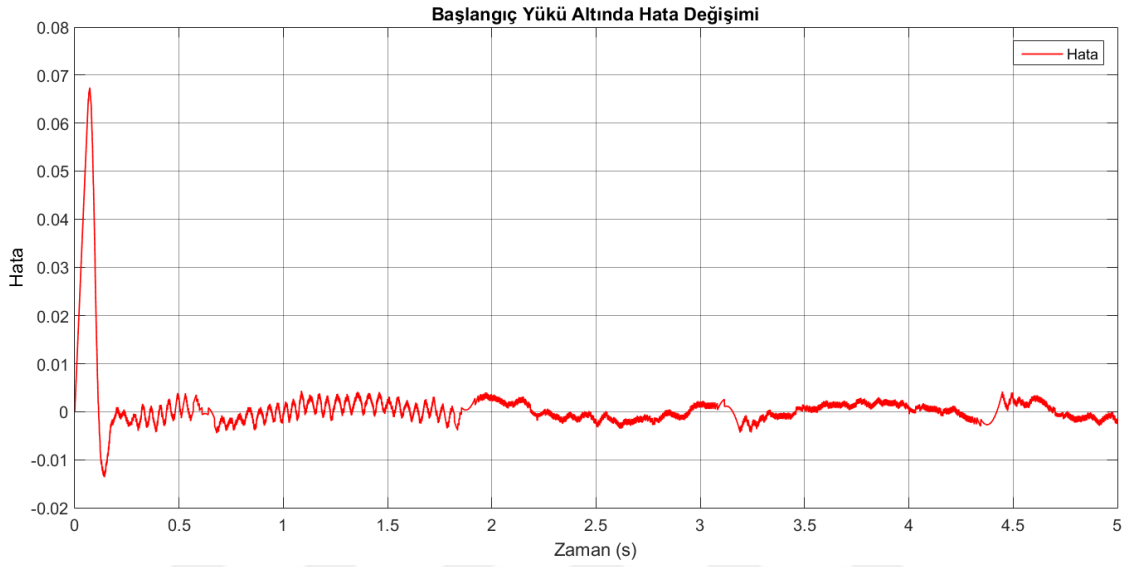
İlgili katsayılar;  $\lambda_1 = 70$ ,  $\lambda_2 = 10$ ,  $\lambda_3 = 0.6$ ,  $K_{sw} = 8$ ,  $\phi = 5$  değerlerinde seçilmektedir. Denklem (4.20)'deki gibi uyarılama katsayısı  $\Gamma = 0.15$  alınmıştır.



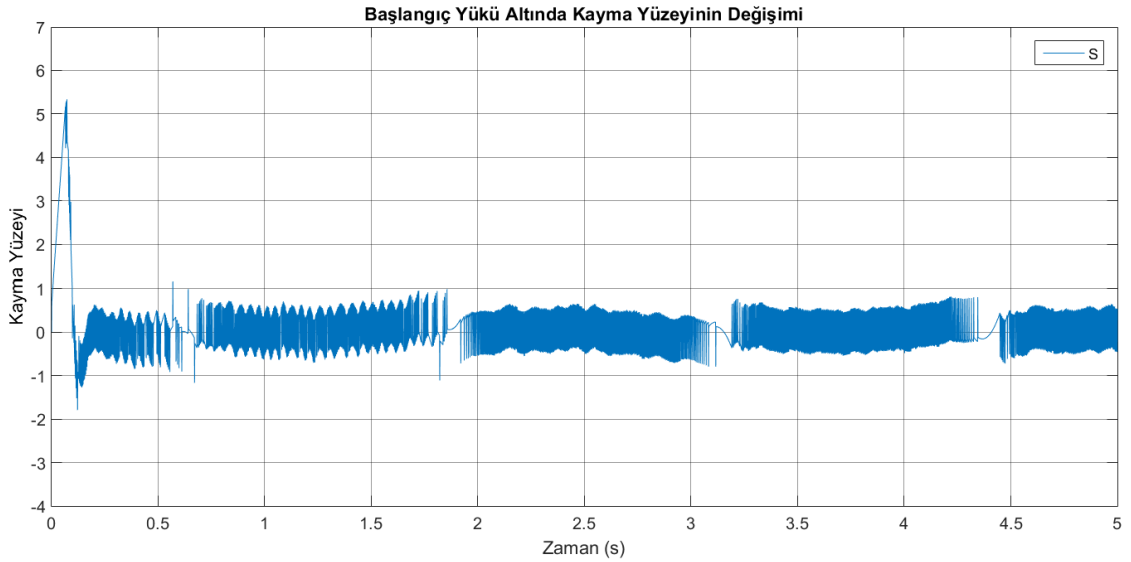
Şekil 4.13. Başlangıç yüklü iken konum değişimi



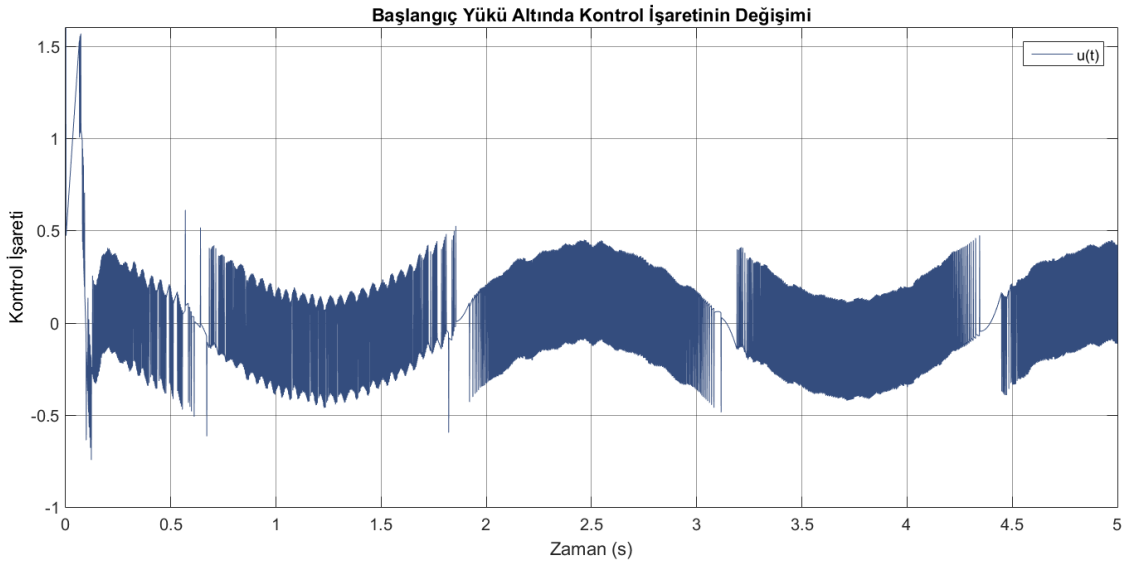
Bahsi geçen kontrolör ve yüzey tasarımıyla denetim oluşturulup, aynı şartlar altında servo sistem üzerinde denemeler yapıldığı zaman konum zaman grafiği Şekil 4.13'te, konum hata miktarının değişim grafiği Şekil 4.14'te, kayma yüzeyinin değişim grafiği Şekil 4.15'de ve kontrol işaretinin zamana göre değişim grafiği Şekil 4.16'daki gibi çizdirilerek PID yüzeyli KKK'nın performans sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 4.14. Başlangıç yüklü iken hata değişimi



Şekil 4.15. Başlangıç yüklü iken kayma yüzeyinin değişimi



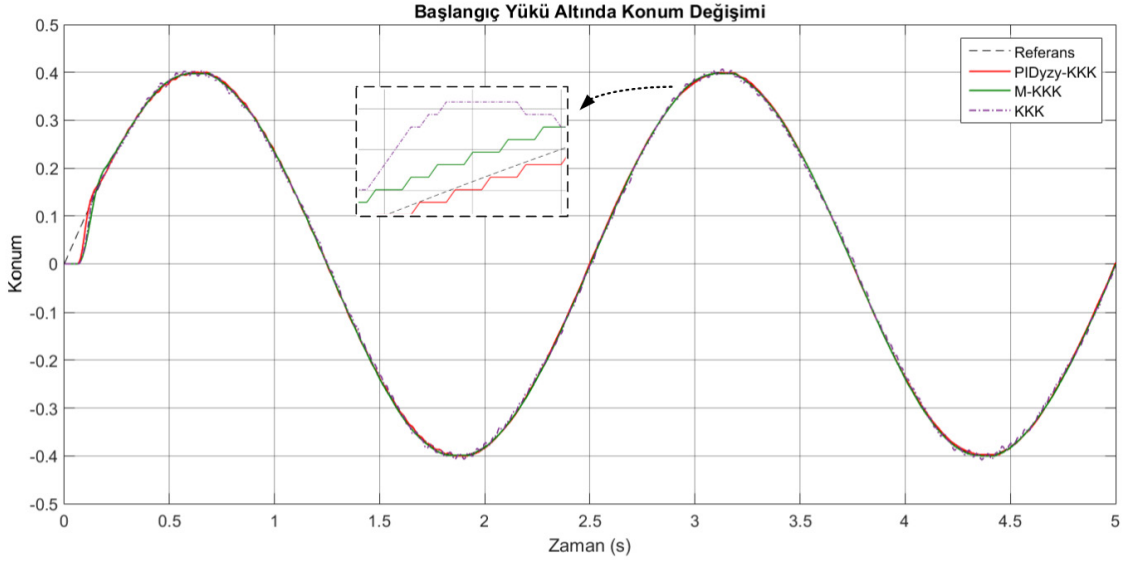
Şekil 4.16. Başlangıç yüklü iken kontrol işaretinin değişimi

Önceki kontrolör yapısında da bahsedildiği şekilde uluslararası hata hesaplamaları yapılmakta olup, hesaplanan veriler aşağıdaki Çizelge 4.5'teki gibi ifade edilebilir.

Çizelge 4.5. PID yüzeyli KKK için hata hesaplamaları

Yükleme Durumu	Kriter	Açıklama	PID yüzeyli-KKK
Başlangıç yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$6.535 \times 10^{-6}$
Başlangıç yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.003481
Başlangıç yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.01302
Düşük ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$1.005 \times 10^{-5}$
Düşük ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.004145
Düşük ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.01531
Yüksek ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	$1.506 \times 10^{-5}$
Yüksek ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.004861
Yüksek ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.01816

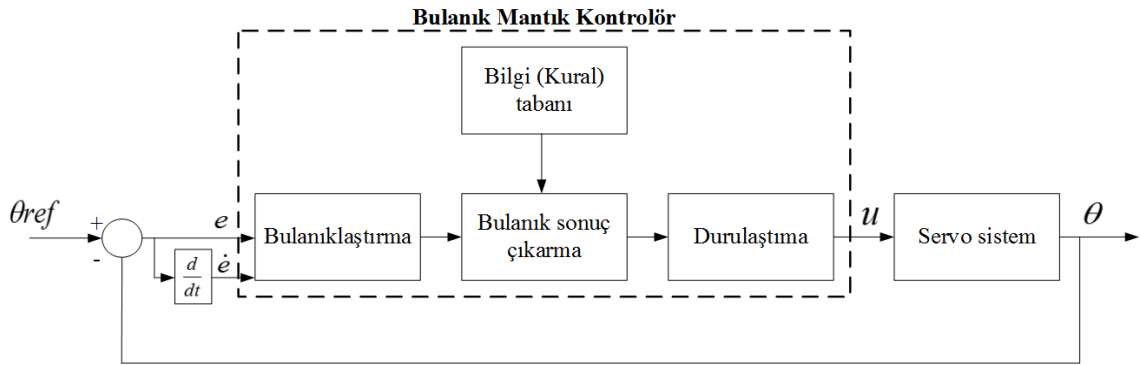
DeneySEL çalışmalar altında tasarlanan üç tip KKK kontrolör yapısı için kendi içinde performans sonuçları karşılaştırılacak olursa, alınan verilere göre başlangıç yüklü durumdayken servo sistemin çizdirilmiş konum zaman grafiği Şekil 4.17'de görüldüğü gibidir. Veriler çok yakın olduğundan dolayı grafiğin içerisinde bir yakınlaşmış görüntü gösterilmektedir. Buradan üç tip kontrolörün de aslında oldukça başarılı sonuçlar verdiği görülebilmektedir. Lakin kendi içerisinde bir karşılaştırma yapılacak olursa, tüm yüklenme durumları altında hata kriterleri hesaplamaları da göz önüne alındığı zaman referans konuma en yakın yörüngeyi izleyen PID yüzeyli KKK 'dır.



Şekil 4.17. Başlangıç yüklü iken üç KKK tipi için konum zaman grafiği

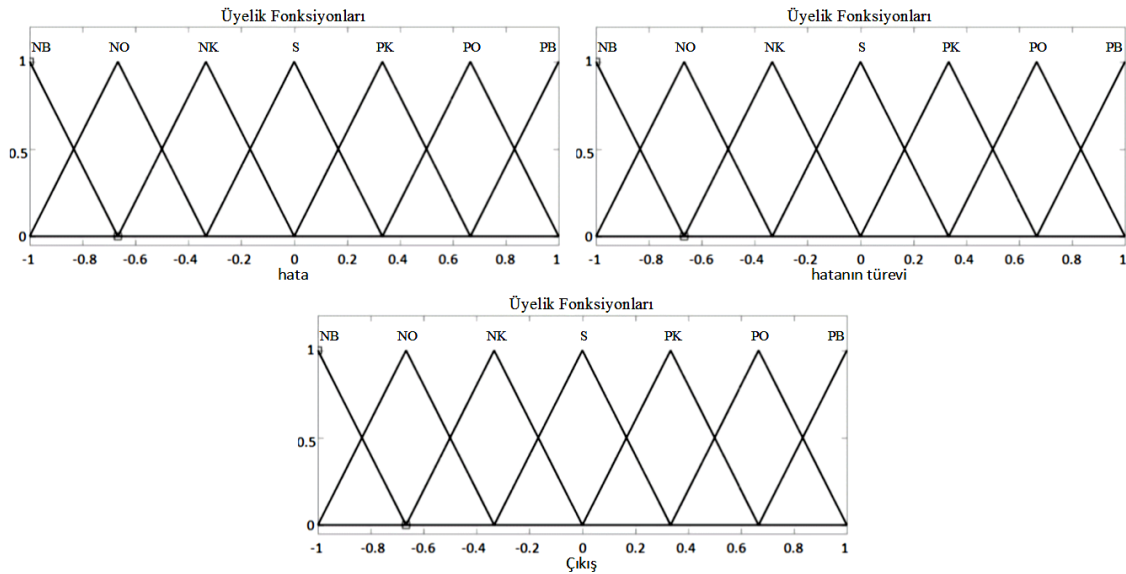
#### 4.2.4. Gerçek Zamanlı Uygulama 4: Bulanık Kontrol

Bu deneysel çalışmada 2 girişli - 1 çıkışlı bir bulanık mantık kontrolör tasarlanıp zamanla değişen bir döner servo sistem üzerinde gerçek zamanlı bir konum kontrolü gerçekleştirilmektedir.



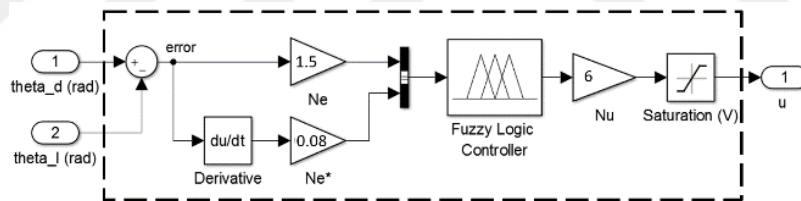
Şekil 4.18. Servo sistem için bulanık mantık kontrol yapısı

Bulanık mantık kontrolörün girişleri hata ve hatanın türevi, çıkışı ise kontrol işaretidir. Bulanık mantık kontrolörün giriş ve çıkışları için ilgili olarak oluşturulan üyelik fonksiyonları Şekil 4.19 ile belirtilmektedir. Üyelik fonksiyonlarındaki dilsel değişkenler NB negatif büyük, NO negatif orta, NK negatif küçük, S sıfır, PK pozitif küçük, PO pozitif orta, PB pozitif büyük olarak sunulmaktadır.



Şekil 4.19. Bulanık mantık kontrolörün giriş çıkış üyelik fonksiyonları

Şekil 4.20’de sistem kontrolü için tasarlanan bulanık mantık kontrolörün şeması gösterilmekte olup ayarlama katsayıları  $N_e = 1.5$ ,  $N_e^* = 0.08$ ,  $N_u = 6$  olarak belirlenmektedir.



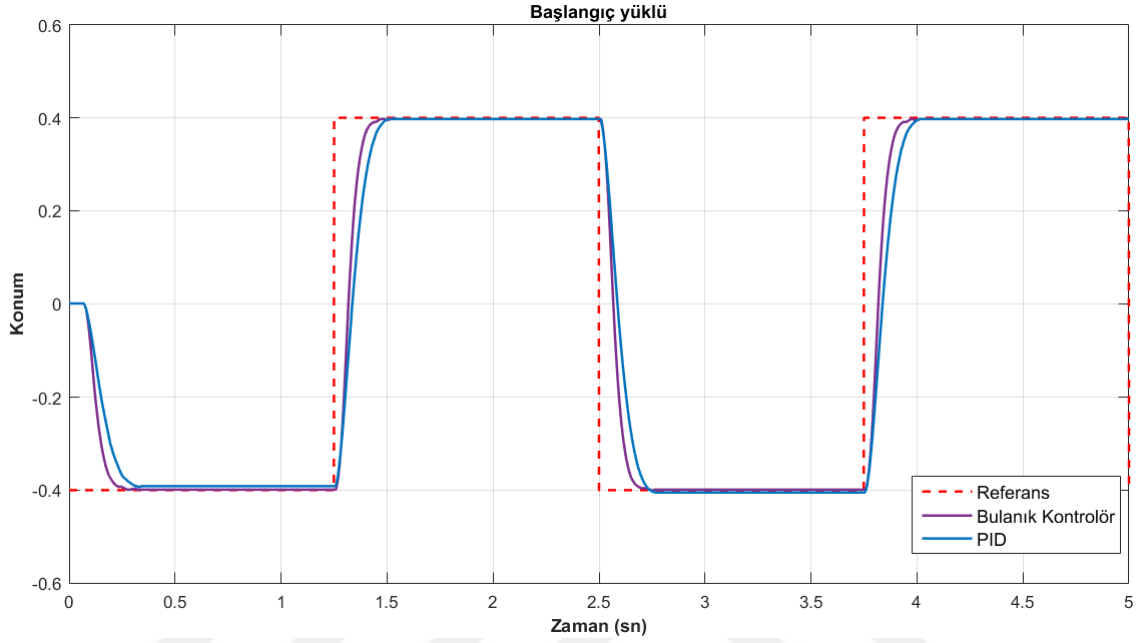
Şekil 4.20. Tasarlanan Kontrolörün uygulama şeması

Dilsel değişkenlere göre, bulanık mantık için ihtiyaç duyulan kuralların listesi Çizelge 4.6 ile ifade edilmektedir.

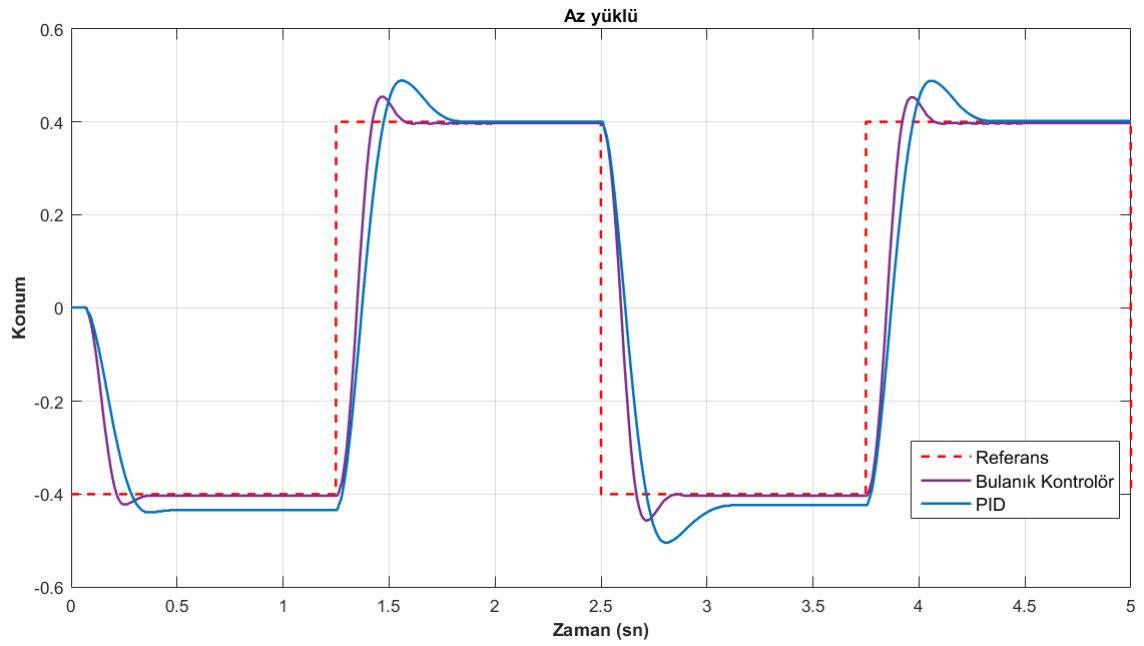
Çizelge 4.6. Hata ve hatanın türevine göre kural tabanı

Hata	Hatanın Türevi						
	NB	NO	NK	S	PK	PO	PB
NB	NB	NO	NO	NK	NK	NK	S
NO	NO	NO	NK	NK	NK	S	PK
NK	NO	NK	NK	NK	S	PK	PK
S	NO	NK	NK	S	PK	PK	PK
PK	NK	NK	S	PK	PK	PK	PO
PO	NK	S	PK	PK	PK	PO	PO
PB	S	PK	PK	PK	PO	PO	PB

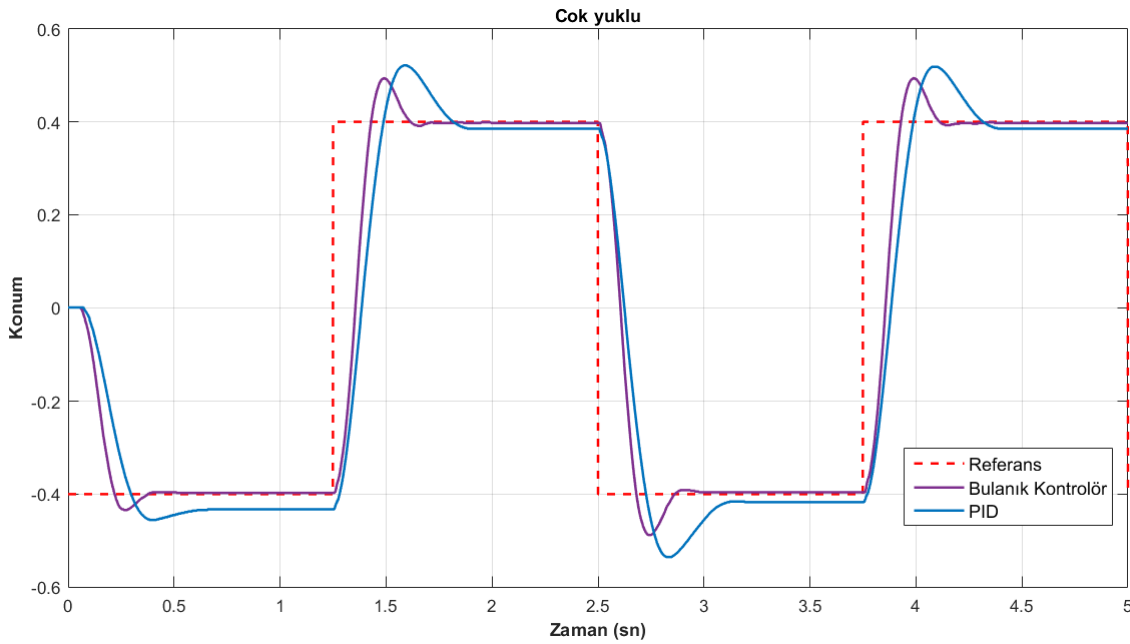
Döner servo sistem iki tip kontrolör içinde çalıştırılarak deneysel sonuçların verileri elde edilmiş olup, Şekil 4.21’de başlangıç yüklü durum için, Şekil 4.22’de ilave az yüklü durum için ve Şekil 4.23’de görüldüğü gibi ilave çok yüklü durum için konum zaman grafikleri çizdirilmektedir.



Şekil 4.21. Başlangıç yüklüken konum zaman değişimi



Şekil 4.22. İlave az yüklüken konum zaman değişimi



Şekil 4.23. ilave çok yüklyken konum zaman değişimi

Bahsi geçen kontrolörler altında döner servo sistemin verdiği tepkilere göre hata hesaplamaları yapılarak elde edilen veriler aşağıdaki izelge 4.7'ye aktarılmaktadır. Çizelge 4.7 incelendiğinde, yapılan uluslararası hata hesaplamaları (ISE, IAE ve ITAE) bulanık kontrolör için tüm koşullar altında daha küçük çıkmaktadır. Bulanık kontrolörde yerleşme zamanı ve yükselme zamanı daha erken olup, sürekli hal hatası ise daha düşüktür. Bu sonuçlara göre, tüm yüklenme durumları için bulanık kontrolörün PID'ye göre daha başarılı sonuçlar verdiği söylenebilir.

Çizelge 4.7. Kontrolörlerin performans karşılaştırması

Yükleme Durumu	Kriter	Açıklama	PID	Bulanık Kontrolör
Başlangıç yüklü	$T_r$	Yükselme zamanı (sn)	0.132	0.093
Başlangıç yüklü	$T_s$	Yerleşme zamanı (sn)	0.24	0.2
Başlangıç yüklü	$M_p$	Aşım (%)	0	0
Başlangıç yüklü	$e_{ss}$	Sürekli hal hatası	0.0068	0.0030
Başlangıç yüklü	ISE	Toplam karesel hata	0.08461	0.06828
Başlangıç yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.1604	0.1223
Başlangıç yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.5159	0.3919
Düşük ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	0.1173	0.09461
Düşük ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.2464	0.1687
Düşük ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.8027	0.5434
Yüksek ilave yüklü	ISE	Toplam karesel hata	0.1283	0.1036
Yüksek ilave yüklü	IAE	Toplam mutlak hata	0.2795	0.1928
Yüksek ilave yüklü	ITAE	Toplam zaman ağırlıklı mutlak hata	0.9281	0.6219

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

### 5.1 Sonuçlar

Bu çalışmada DC motor ve döner servo sistem için PID, KKK ve bulanık mantık kontrol yöntemleri üzerine araştırmalarda bulunularak, benzetim ve gerçek zamanlı deneysel çalışmalar gerçekleştirilmektedir. Bu çalışmayla, özellikle KKK ve türevlerinin gerçek zamanlı olarak uygulanabilirliği başarıyla gösterilmiştir.

Tezde özellikle KKK metodolojisi üzerine durularak, bu yöntemin avantajları ve dezavantajları yapılan çalışmalarla ifade edilmekte olup, KKK'nın farklı türevleri üzerinde de çalışmalarda bulunmaktadır.

Tezin benzetim ve gerçek zamanlı çalışmalar bölümünde, tüm kontrol metotlarının matematiksel teorisi ve uygulandığı oldukça detaylı ve açık bir şekilde anlatılmaktadır. Ayrıca performans karşılaştırmalarının gerçekçi bir şekilde yapılabilmesi amacıyla, uluslararası hata kriterlerinin hesaplaması üzerine bilgi aktarımında bulunulmuştur.

Deneysel çalışmalarda sisteme ilave edilen yüklenmeler, çeşitli metalik ağırlıkların kullanılmasıyla gerçekleştirilmektedir. Tez kapsamında birim basamak, kare dalga ve sinüzoidal referans hız veya konum için motor kontrol çalışmalarında bulunulmuştur.

Kayan kipli kontrolün dayanıklı bir yaklaşım olması ve dış bozucu etkilerden oldukça az etkilenmesi, gerçekleştirilen çalışmalar altında sistemin başarılı performansta çalışmasına olanak verdiği görülmektedir. Gerek benzetim ortamında gerekse gerçek zamanlı uygulamalarda, farklı yüklenme koşulları altında gerçekleştirilen denemelere göre, göreceli olarak kontrolörlerin karşılaştırılması yapılmaktadır. Özellikle PID kontrol ile KKK türevleri karşılaştırıldığı zaman, zamana göre yüklenme koşullarında değişimler oluşturulduğunda PID kontrolörün başarılı bir performans sergileyemediği, aşımın ve yerleşme zamanının arttığı ve ayrıca sürekli hal hatasının meydana geldiği görülmüştür.

Yapılan deneysel çalışmalar neticesinde, uluslararası hata kriterlerine göre KKK türevleri kendi içerisinde karşılaştırıldığında ise, geleneksel KKK yöntemi başarılı bir performans sergilemesine rağmen, çaptırının azaltıldığı modifiye edilmiş KKK yönteminde daha başarılı sonuçlara ulaşıldığı görülmüştür. Lakin PID yüzeyli KKK

algoritmasıyla aynı şartlar altında deneysel çalışmalar gerçekleştirildiğinde, tüm durumlar için en başarılı sonuçlara ulaşıldığı görülmüştür.

Bulanık mantık ve PID kontrol yöntemleri göreceli olarak birbirleriyle karşılaştırıldığı zaman ise, iyi bir uzman bilgisiyyle oluşturulursa çoğu zaman ve değişen koşullar altında bulanık mantık kontrolörün daha başarılı sonuç vermesi beklenilir. Bu tez çalışmasında da bu doğrultuda sonuçlar elde edilmiştir.

Bütün sonuçlar neticesinde, KKK ve türevleri geleneksel PID kontrolöre bir alternatif yapı olarak düşünülebilir ve endüstriyel uygulamalarda kullanılabilir.

Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçların ışığında, KKK ve türevlerinin robotik uygulamalarda, askeri ve savunma sanayinde, hassas konumlandırma sistemlerinde, hızlı tepkime ihtiyacının olduğu ve yüklenmeden oldukça az etkilenmenin arzu edileceği benzer motor kontrolü uygulamalarında kullanılmasının faydalı olacağı ve daha yüksek doğrulukta ve kesinlikte sonuçlar üretileceği düşünülmektedir.

## 5.2 Öneriler

KKK yöntemi ve türevleri hassas ve kesin konumlandırma uygulamalarında başarıyla uygulanabilir. Ayrıca, PID kontrol, kesirli dereceden PID kontrolör ve bulanık mantık kontrol gibi kontrol yöntemleriyle farklı entegrasyonlar oluşturulup çeşitli kontrol yapıları türetilebilir.

Özellikle modele dayalı kontrol sistemleri için KKK yönteminin tasarım aşamasında yüzey tasarımında ve kontrolör kazançlarının belirlenmesinde genetik algoritma ve PSO gibi sezgisel yaklaşımlar kullanılarak, daha net ve doğru katsayıların belirlenmesiyle daha başarılı ve hızlı sonuçlar elde edilebilir.

İleriye yönelik olarak, bu kontrol yönteminin kullanılması ve önerilen yaklaşımlar araştırmacılar için önemli çalışma konularından birisi olacaktır.



## KAYNAKLAR

- Afrasiabi, N. ve Yazdı, M. H., 2013, Sliding Mode Controller for DC Motor Speed Control, *Global Journal of Science, Engineering and Technology* (11), 45-50.
- Ahmed, A. H. O., 2012, Performance Comparison of Sliding Mode Control and Conventional PI Controller for Speed Control of Separately Excited Direct Current Motors, *Journal of Science and Technology*, 13, 74-80.
- Alkan, Ö., 2011, Zamanla Değişen Sistemlerin Bulanık Model Referans Adaptif Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Selçuk Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 47-66.
- Ambesange, S. V., Kamble, S. Y. ve More, D. S., 2013, Application of Sliding Mode Control for the Speed Control of DC Motor Drives, *Control Applications (CCA), 2013 IEEE International Conference on*, 832-836.
- Arun Prasad, K., Krishna, B. M. ve Nair, U., 2013, Modified Chattering Free Sliding Mode Control of DC Motor, *International Journal of Modern Engineering Research (IJMER)*, 3 (3), 1419-1423.
- Aydın, S., 2008, Kayma Kipli Kontrolörlerde Kayma Yüzeyi Tasarımı Yöntemlerinin İncelenmesi ve Sınıflandırılması, Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 1-47.
- Bartoszewicz, A., 2011, Robust Control, Theory and Applications, InTech, p. 1-6.
- Bhatti, A. I., 1997, Advanced Sliding Mode Controllers For Industrial Applications, Doktora Tezi, *University of Leicester*, 8-25.
- Brandtstadter, H., 2009, Sliding Mode Control of Electromechanical Systems, Doktora Tezi, *Technische Universität München*, 1-21.
- Brindha, A., Balamurugan, S. ve Venkatesh, P., 2011, Real Time Experiment to Determine Transfer Function of Quanser Servo Plant, *Recent Advancements in Electrical, Electronics and Control Engineering (ICONRAEeCE), 2011 International Conference on*, 253-257.
- Burns, R. S., 2001, Advanced Control Engineering, *Oxford, Butterworth-Heinemann* p. 1-110.
- Chiang, H. K., Fang, C. C. ve Syu, R. W., 2014, The Sliding Mode Angle Control of a Fan-Plate System, *11th IEEE International Conference on Control & Automation (ICCA)*, 383-388.
- Damen, A., 2002, Modern Control Theory, *Eindhoven, Eindhoven University of Technology*, p. 32-62.
- Dil Kumar, T. R. ve Mija, S. J., 2014, Design and Performance Evaluation of Robust SMC Schemes for Speed Control of DC Motor, *Advanced Communication Control and Computing Technologies (ICACCCT), 2014 International Conference on*, 88-92.

- Dong, Y., 2010, The Analysis and Implement of PLC- based PI Control for the Permanent Magnet DC Motor, *Communication Systems, Networks and Applications (ICCSNA), 2010 Second International Conference on*, 448-451.
- Dülger, Ö., 2009, Bulanık Kayma Kipli Kontrol Yönteminin İyileştirilmesi, Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 1-22.
- Edwards, C. ve Spurgeon, S. K., 1998, Sliding Mode Control: Theory And Applications, Taylor & Francis, p. 1-65.
- Eker, İ. ve Akınal, Ş. A., 2008, Sliding Mode Control with Integral Augmented Sliding Surface: Design and Experimental Application to an Electromechanical System, *Electrical Engineering*, 90 (3), 189-197.
- Erdem, Z., 2009, Maksimum Güç İzleyici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, *Sakarya Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 65-73.
- Hung, J. Y., Gao, W. ve Hung, J. C., 1993, Variable Structure Control: A Survey, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40 (1), 2-22.
- Itkis, U., 1976, Control Systems of Variable Structure, *New York, Wiley*, p.
- Kassem, A. M. ve Yousef, A. M., 2012, Experimental Setup and Robust Servo DC Motor Position Control Based on Gain Schedule Sliding Mode Controller, *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, 4 (10), 1320-1327.
- Khan, M. K., 2003, Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms, Doctor of Philosophy, *University of Leicester*, 1-28.
- Khidir, T. C., 2009, Belirsizlik İçeren Nonlineer Sistemler İçin Kayan Kipli Denetim Tasarlanması Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 1-48.
- Kızmaz, H., 2009, Asılı Sarkacın Kayma Kipli Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Sakarya Üniversitesi, Fen bilimleri Enstitüsü*, 22-70.
- Köse, E., Abacı, K. ve Aksoy, S., 2011, Kayma Kipli Kontrolde Farklı Erişim Alt Yaklaşımlarının Analizleri, *6th International Advanced Technologies Symposium (IATS'11)*, Elazığ, Turkey, 87-90.
- Lee, C. C., 1990, Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 20 (2), 404-418.
- Lee, K. H., 2005, First Course on Fuzzy Theory and Applications, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, p. 253-280.
- Li, Y. ve Xu, Q., 2010, Adaptive Sliding Mode Control With Perturbation Estimation and PID Sliding Surface for Motion Tracking of a Piezo-Driven Micromanipulator, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18 (4), 798-810.

- Maheswararao, C. U., Babu, Y. S. K. ve Amaresh, K., 2011, Sliding Mode Speed Control of a DC Motor, *Communication Systems and Network Technologies (CSNT), 2011 International Conference on*, 387-391.
- Mamdani, E. H., 1974, Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant, *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, 121 (12), 1585-1588.
- Monsees, G., 2002, Discrete-Time Sliding Mode Control, Ph.D. Dissertation, *Delft University of Technology*, 1-35.
- Moussavi, S., Alasvandi, M. ve Javadi, S., 2012, Speed Control of Permanent Magnet DC motor by using combination of adaptive controller and fuzzy controller, *International Journal of Computer Applications*, 52 (20), 11-15.
- Munje, R. K., Roda, M. R. ve Kushare, B. E., 2010, Speed Control of DC Motor Using PI and SMC, *IPEC, 2010 Conference Proceedings*, 945-950.
- Murtaza, G. ve Bhatti, A. I., 2012, Control of DC Motors Using Sliding Mode, *Proceedings of 2012 9th International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology (IBCAST)*, 37-42.
- Nise, N. S., 2010, Control Systems Engineering, John Wiley & Sons, Inc. , p.
- Nouri, K., Dhaouadi, R. ve Benhadj Braiek, N., 2008, Adaptive Control of a Nonlinear DC Motor Drive Using Recurrent Neural Networks, *Applied Soft Computing*, 8 (1), 371-382.
- Ogata, K., 2010, Modern Control Engineering, Prentice Hall, Pearson p. 1-30.
- Özcan, T., 2006, Karmaşık Yükler Altında Çalışan DC Motorun Etkin Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü*, 1-60.
- Pisano, A., 2000, Second Order Sliding Modes: Theory and Applications, Doktora Tezi, *Universit'a degli Studi di Cagliari*, 1-20.
- Quanser, 2008, Quanser Rotary Motion Servo Plant: SRV02 User Manual. Canada, Quanser Inc.
- Quanser, 2011, SRV02 Rotary Servo Base Unit Setup and Configuration. Canada, Quanser Inc.
- Rhif, A., 2012, Stabilizing Sliding Mode Control Design and Application for a DC Motor: Speed Control, *CoRR*, abs/1202.1742, 39-48.
- Ross, T. J., 2010, Fuzzy Logic with Engineering Applications, Wiley, p. 89-111.
- S.V.Emelyanov, 1967, Variable Structure Control Systems, *Nauka, Moscow*
- Slotine, J.-J. E. ve Li, W., 1991, Applied Nonlinear Control, *Englewood Cliffs, New Jersey 07632*, Prentice Hall, p. 1-40.

- Takagi, T. ve Sugeno, M., 1985, Fuzzy Identification of Systems and Its Applications to Modeling and Control, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, SMC-15 (1), 116-132.
- Utkin, V., Sliding Mode Control. Control Systems Robotics and Automation Encyclopedia of Life Support Systems (EOLSS) XIII.
- Utkin, V., 1977, Variable Structure Systems with Sliding Modes, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22 (2), 212-222.
- Utkin, V., Güldner, J. ve Shi, J., 1999, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor & Francis, p. 1-8.
- Utkin, V. I., 2008, Sliding Mode Control: Mathematical Tools, Design and Applications, In: Nonlinear and Optimal Control Theory: Lectures given at the C.I.M.E. Summer School held in Cetraro, Italy June 19–29, 2004, Eds: Nistri, P. ve Stefani, G., *Berlin, Heidelberg*: Springer Berlin Heidelberg, p. 289-347.
- Wang, L.-X., 1996, A Course in Fuzzy Systems and Control, *Prentice-Hall International, Inc.*, p. 1-19.
- Xia, W., Wang, J. ve Shi, J., 2012, Fuzzy + PID Variable Sliding Mode Control for Servo Plat, *System Science, Engineering Design and Manufacturing Informatization (ICSEM)*, 2012 3rd International Conference on, 32-35.
- Yaylacı, E. K., 2011, Asenkron Motorlarda Kayan Kip Yöntemi ile Hız Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, *Sakarya Üniversitesi*, Fen Bilimleri Enstitüsü, 1-75.
- Zadeh, L. A., 1965, Fuzzy Sets, *Information and Control*, 8 (3), 338-353.

## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

**Adı Soyadı** : Emre Hasan DURSUN  
**Uyruğu** : T.C.  
**Doğum Yeri ve Tarihi** : Meram / Konya 06.03.1990  
**Telefon** : 0332 223 22 58  
**Faks** :  
**e-mail** : emredursun@selcuk.edu.tr

### EĞİTİM

Derece	Adı, İlçe, İl	Bitirme Yılı
Lise	: Özel Lale Lisesi / Meram / Konya	2007
Üniversite	: Sakarya Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği / Serdivan / Sakarya	2011
Yüksek Lisans	: Selçuk Üniversitesi FBE Elektrik-Elektronik Mühendisliği A.B.D. / Selçuklu / Konya	2016
Doktora	:	

### İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görevi
2013-Halen	Selçuk Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü	Arş. Gör.

### UZMANLIK ALANI

Elektrik Makinaları, Kontrol Sistemleri

### YABANCI DİLLER

İngilizce: İyi seviye (YDS: 81.25 puan)

### BELİRTMEK İSTEĞİNİZ DİĞER ÖZELLİKLER

### YAYINLAR

Dursun, E. H. and Durdu, A., 2016, Speed Control of a DC Motor with Variable Load Using Sliding Mode Control, *International Journal of Computer and Electrical Engineering (IJCEE)*, vol. 8, no. (3), pp. 219-226.

Dursun, E. H. and Durdu, A., 2016, Position Control by using PD Type Fuzzy Logic: Experimental Study on Rotary Servo System, *ECAI 2016 - International Conference – 8th Edition Electronics, Computers and Artificial Intelligence, IEEE*, 30 June -02 July, 2016, Ploiesti, ROMANIA

