

TOBB EKONOMİ VE TEKNOLOJİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ANTEN SERVO SİSTEMİ İÇİN PID, LQG VE KAYAN KIPLI KONTROLCÜ
TASARIMI VE PERFORMANS KIYASLAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Yılmaz ÜTÜK

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

NİSAN 2020

Fen Bilimleri Enstitüsü Onayı

.....
Prof. Dr. Osman EROĞUL
Müdür

Bu tezin Yüksek Lisans derecesinin tüm gereksinimlerini sağladığını onaylarım.

.....
Doç. Dr. Tolga GİRİCİ
Anabilimdalı Başkanı

TOBB ETÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 171211134 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Yılmaz ÜTÜK**'ün ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı "**ANTEN SERVO SİSTEMİ İÇİN PID, LQG VE KAYAN KIPLI KONTROLÇÜ TASARIMI VE PERFORMANS KIYASLAMASI**" başlıklı tezi **20.04.2020** tarihinde aşağıda imzaları olan jüri tarafından kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Bülent TAVLI (Başkan)**
TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi

Prof. Dr. Hasan Şakir BİLGE
Gazi Üniversitesi

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, alıntı yapılan kaynaklara eksiksiz atıf yapıldığını, referansların tam olarak belirtildiğini ve ayrıca bu tezin TOBB ETÜ Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlandığını bildiririm.

Yılmaz ÜTÜK

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ANTEN SERVO SİSTEMİ İÇİN PID, LQG VE KAYAN KIPLİ KONTROLÇÜ

TASARIMI VE PERFORMANS KIYASLAMASI

Yılmaz ÜTÜK

TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Tarih: Nisan 2020

Antenler, elektromanyetik dalgalardan istifade ederek uzun mesafeler arasındaki veri iletişimini sağlayan sistem elemanlarıdır. Günümüzde sivil ve askeri uygulama alanlarında, özellikle haberleşme ve radar sistemlerinde antenler yaygın olarak kullanılmaktadır. Hassasiyet ve takip doğruluğunun önemli olduğu bu çalışmalarda anten birimini yanca ve yükseliş eksenlerinde istenilen hedefe yönlendiren servo kontrol sistemleri kullanılır. Doğru akım motoru, hız ve konum denetimi gerektiren servo sistem uygulamalarında önemli bir tahrik unsurudur. Başarılı performans sunması, yüksek verimlilik sağlaması ve kolay bir şekilde kontrol altında tutulabilmeleri sayesinde pek çok uygulamada çeşitli amaçlar doğrultusunda doğru akım motorlarından faydalanılmaktadır. Pratik uygulamalarda sistemler gürültü ve titreşim gibi çeşitli bozucu etkenlere maruz kalabilmektedir. Yine benzer etkenlerden dolayı sistem birimlerinde yer alan parametreler zamanla değişebilir veya tam olarak bilinmeyen parametrelerle modelleme yapılması sebebiyle sistemde belirsizlikler oluşabilmektedir. Hassasiyeti ve takip doğruluğunu olumsuz yönde etkileyen bu gibi etmenler sebebiyle servo sistemlerde kullanılan denetim yönteminin iyi seçilmesi gerekir. Bu kapsamda, kullanılan denetim yöntemlerinin daha hızlı tepki gösterme, bozuculara ve belirsizliklere karşı dayanıklı olmak gibi davranış sergilemeleri istenir.

Bu çalışmada, matematiksel modeli çıkarılan anten servo sistemi için sistemin çıkışı olan konumu kontrol etmek amacıyla geleneksel bir kontrol türü olan PID, dayanıklı doğrusal olmayan bir kontrol türü olan kayan kipli kontrol ve bir optimal kontrol türü olan doğrusal karesel Gaussian (LQG) yöntemleri ile kontrolcü tasarımı yapılmış, tasarlanan kontrolcülerin MATLAB/Simulink uygulaması kullanılarak benzetim ortamında uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Benzer uygulamalar pratikte karşılaşılabilecek bozucu ve belirsizlik içeren benzetim ortamlarında da yapılarak kontrolcülerin gürbüzlüğü değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar çeşitli performans analiz yöntemlerinden yararlanılarak incelenmiştir. Tasarlanan kontrolcülerden elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında, anten servo sisteminde kullanılacak en uygun kontrol yöntemi kayan kipli kontrolcü olarak belirlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Anten, Servo sistem, PID kontrol, Kayan kipli kontrol, LQG kontrol, Bozucu, Belirsizlik.

ABSTRACT

Master of Science

PID, LQG AND SLIDING MODE CONTROLLERS DESIGN FOR ANTENNA SERVO SYSTEM AND PERFORMANCE COMPARISON

Yılmaz ÜTÜK

TOBB University of Economics and Technology
Institute of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Coşku KASNAKOĞLU

Date: April 2020

Antennas are system elements that make use of electromagnetic waves and provide data communication between long distances. At the present time, antennas which are widely used in civil and military applications, especially in communication and radar systems. Servo control systems that direct the antenna unit in azimuth and elevation axes are used in these studies where sensitivity and tracking accuracy are important. Direct current motor is an important drive element in servo system applications that require speed and position control. Thanks to their successful performance, high efficiency and ease of control, direct current motors are used in many applications for various purposes. In practical applications, systems can be exposed to various disturbances such as noise and vibration. Again, due to similar factors, parameters may change over time in system units, or uncertainties may occur in the system due to modeling with unknown parameters. For this reason, the control method that is used in servo systems that require precision should be chosen well. In this context, it is required that the control methods behave quick response, robust against disturbances and uncertainties.

In this study, controller design has been made with PID, which is a traditional control type, with sliding mode control, which is a nonlinear control type and with linear quadratic Gaussian (LQG), which is an optimal control type for position output of the antenna servo system whose mathematical model has been determined. The designed controllers have been implemented in simulation environment by using MATLAB/Simulink application. Similar applications have been carried out in simulation environments, which can be encountered in practice, which are disturbance and uncertainty, with results the robustness of the controllers have been evaluated. The results that are obtained after simulations have been analyzed by using various performance analyses methods. After comparing the results of designed controllers, the most appropriate control method that can be used in the antenna servo system has been determined as sliding mode controller.

Keywords: Antenna, Servo system, PID control, Sliding mode control, LQG control, Disturbance, Uncertainty.

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren danışman hocam Prof. Dr. Coşku Kasnakoğlu'na, kıymetli tecrübelerinden faydalandığım TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine, destekleriyle her zaman yanımda olan ve beni bugünlere getiren annem Meral Ütük'e ve babam Yıldıray Ütük'e; değerli kardeőim Elifsu Ütük'e, arkadaşlarıma ve tez çalıőmam kapsamında her türlü desteği sağlayan TÜBİTAK BİLGEM İLTAREN'e çok teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xiii
KISALTMALAR	xiv
SEMBOL LİSTESİ	xv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı ve Yapısı	3
1.2 Literatür Araştırması	4
2. ANTEN SERVO SİSTEMİ	9
2.1 Servo Motor.....	9
2.1.1 Akım kontrol sistemi.....	10
2.1.2 Hız kontrol sistemi	11
2.1.3 Konum kontrol sistemi.....	12
2.2 Doğru Akım Servo Motoru	14
2.3 Anten Servo Sistemi Tasarımı.....	18
2.3.1 Potansiyometre.....	20
2.3.2 Ön yükseltici – güç yükseltici	21
2.3.3 Motor.....	22
2.3.4 Dişliler.....	22
2.4 Kontrol Sistemlerinde Performans Değerlendirmesi	23
2.4.1 Kararlılık	24
2.4.2 Geçici durum cevabı	24
2.4.3 Kalıcı durum hatası	25
3. KONTROLÇÜ TASARIMI	29
3.1 PID Kontrol	29
3.2 Kayan Kipli Kontrol.....	32
3.3 Doğrusal Karesel Gaussian (LQG) Kontrol	39
4. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE DEĞERLENDİRMELER	47
4.1 Anten Servo Sistemi Tasarımı.....	47
4.2 Anten Servo Sistemi İçin Kontrolcü Tasarımı	52
4.2.1 İdeal çalışma koşulu	52
4.2.1.1 PID kontrolcü tasarımı ve çalışması	53
4.2.1.2 Kayan kipli kontrolcü tasarımı ve çalışması	59
4.2.1.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü tasarımı ve çalışması ..	64
4.2.1.4 Kontrolcülerin kıyaslanması	69
4.2.2 Gürültülü çalışma koşulu	70
4.2.2.1 PID kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma	72
4.2.2.2 Kayan kipli kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma.....	73

4.2.2.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma	74
4.2.2.4 Kontrolcülerin gürültü altında gürbzlük açısından kıyaslanması.....	75
4.2.3 Belirsizlik ortamında çalışma koşulu	76
4.2.3.1 PID kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma.....	78
4.2.3.2 Kayan kipli kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma	79
4.2.3.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma	80
4.2.3.4 Kontrolcülerin belirsizlik altında gürbzlük açısından kıyaslanması.....	81
5. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	83
KAYNAKLAR.....	85
ÖZGEÇMİŞ.....	91



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1: Anten kontrol sistemi blok diyagramı	2
Şekil 1.2: Yanca ve yükseliş açıları	3
Şekil 2.1: Akım kontrol sistemi blok diyagramı	10
Şekil 2.2: Hız kontrol sistemi blok diyagramı	11
Şekil 2.3: Çeşitli boyutlardaki antenlerin hız kontrolcülü ve hız kontrolcüsüz birim basamak cevapları	13
Şekil 2.4: Konum kontrol sistemi blok diyagramı	13
Şekil 2.5: Servo motorların sınıflandırılması	14
Şekil 2.6: Doğru akım motorunun eşdeğer devresi	15
Şekil 2.7: DA motor sisteminin blok diyagramı	18
Şekil 2.8: Anten servo sistemi modeli.....	19
Şekil 2.9: Anten servo sistemi blok diyagramı	19
Şekil 2.10: Potansiyometre devresi	20
Şekil 2.11: Sistem çıkış cevapları: (a) Kararlı sistem, (b) Kritik kararlı sistem, (c) Kararsız sistem	24
Şekil 2.12: Kapalı çevrim kontrol sistemi için birim basamak cevap eğrisi.....	26
Şekil 2.13: Basit bir kontrol sisteminin blok diyagramı	26
Şekil 3.1: PID kontrolcü blok diyagramı	29
Şekil 3.2: Ulaşma ve kayma fazları	34
Şekil 3.3: Sistem durumlarının kayma yüzeyine ulaşması	35
Şekil 3.4: Kayma yüzeyinde oluşan çatırdama	37
Şekil 3.5: Sınır tabakanın belirlenmesi	38
Şekil 3.6: Çatırdamayı ortadan kaldırmak amacıyla kullanılan işaret, doyum ve sigmoid fonksiyonlarının yapısı	39
Şekil 3.7: LQG kontrolcülü sistem blok diyagramı	41
Şekil 3.8: Kalman filtresi uygulanan bir sistem için gürültüsüz, gürültülü ve Kalman tahmini çıkış cevapları	45
Şekil 3.9: LQG kontrolcülü sistem için detaylı blok diyagramı	46
Şekil 4.1: Farklı K değerleri için sistem çıkış cevapları	51
Şekil 4.2: Hesaplamalar neticesinde elde edilen anten servo sistemi modelinin blok diyagramı	52
Şekil 4.3: İdeal çalışma koşulu için anten servo sistemi modeli.....	53
Şekil 4.4: Anten servo sistemi için kullanılan PID kontrolcü blok diyagramı	53
Şekil 4.5: PID kontrol optimizasyon sürecine ait iterasyon sonuçları	54
Şekil 4.6: PID kontrolcüye sahip anten servo sistemi blok diyagramı	55
Şekil 4.7: Birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı	55
Şekil 4.8: Kontrol sinyaline ait gerilim-zaman grafiği.....	56
Şekil 4.9: Değişken referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı	57
Şekil 4.10: Merdiven referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı.....	57
Şekil 4.11: Rampa referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı.....	58

Şekil 4.12: Anten servo sistemi için kullanılan kayan kipli kontrolcü blok diyagramı	60
Şekil 4.13: Kayan kipli kontrolcü optimizasyon sürecine ait iterasyon sonuçları	61
Şekil 4.14: Kayan kipli kontrolcüye sahip anten servo sistemi blok diyagramı	61
Şekil 4.15: Birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	62
Şekil 4.16: Değişken referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	63
Şekil 4.17: Merdiven referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	63
Şekil 4.18: Rampa referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	64
Şekil 4.19: LQG kontrolcüye sahip anten servo sistemi blok diyagramı	65
Şekil 4.20: Tasarlanan Kalman filtresine ait durumlar	66
Şekil 4.21: Birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	66
Şekil 4.22: Değişken referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	67
Şekil 4.23: Merdiven referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	68
Şekil 4.24: Rampa referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	68
Şekil 4.25: Birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	70
Şekil 4.26: Gürültülü bir sistem modeli	71
Şekil 4.27: Gürültü eklenmiş anten servo sistemi modeli	72
Şekil 4.28: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı	73
Şekil 4.29: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	74
Şekil 4.30: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	74
Şekil 4.31: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	75
Şekil 4.32: Belirsizliği sahip anten servo sistemi modeli	78
Şekil 4.33: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı	79
Şekil 4.34: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı	79
Şekil 4.35: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı	80

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1: Hız kontrolcüsünün ideal anten modeli için servo sistem performansı üzerindeki etkileri.	12
Çizelge 2.2: DA motor eşdeğer devresinde yer alan komponentlerin sembolleri, açıklamaları ve birimleri.	15
Çizelge 2.3: Birim basamak, rampa ve parabolik girişler için kalıcı durum hatası ifadeleri ve hata değerleri.	27
Çizelge 3.1: PID kontrol katsayı değerlerinin arttırılması hâlinde kapalı çevrim sistem üzerinde oluşacak etkiler.	31
Çizelge 4.1: Anten servo sisteminde yer alan potansiyometre, ön yükseltici, güç yükseltici, motor ve dişli birimlerinin tasarım parametreleri.	47
Çizelge 4.2: Anten servo sistemine ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu için Routh tablosu.	49
Çizelge 4.3: K'nın farklı değerleri için elde edilen çıkış cevaplarına ait performans sonuçları.	50
Çizelge 4.4: Anten servo sistemi için tasarlanan PID kontrolcüye ait katsayı değerleri.	54
Çizelge 4.5: Anten servo sistemi için tasarlanan kayan kipli kontrolcüye ait katsayı değerleri.	60
Çizelge 4.6: Birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülerin çıkış cevaplarına ait performans sonuçları.	69
Çizelge 4.7: Gürültülü çalışma ortamında sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları.	76
Çizelge 4.8: Motor bloğunda yer alan parametrelerin değerleri ve bu parametrelere uygulanan belirsizlik oranları.	77
Çizelge 4.9: Belirsiz çalışma ortamında sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları.	81

KISALTMALAR

AA	: Alternatif Akım
DA	: Doğru Akım
KKK	: Kayan Kipli Kontrol
LQE	: Linear Quadratic Estimator
LQG	: Linear Quadratic Gaussian
LQR	: Linear Quadratic Regulator
LTI	: Linear-Time-Invariant
PI	: Proportional-Integral
PID	: Proportional-Integral-Derivative
QFT	: Quantitive Feedback Theory
RMS	: Root Mean Square

SEMBOL LİSTESİ

Bu çalışmada kullanılmış olan simgeler açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
θ	Açısal konum
ω	Açısal hız
B_L	Yük sönümlenme sabiti
B_a	Motor sönümlenme sabiti
B_m	Eşdeğer viskoz sürtünme katsayısı
E_a	Armatür gerilimi
E_b	Geri electromotor kuvveti
I_a	Armatür akımı
J_L	Yük eylemsizlik sabiti
J_a	Motor eylemsizlik sabiti
J_m	Eşdeğer eylemsizlik momenti
K_T	Motor tork sabiti
K_g	Dişli oranı
K_m	Motor kazancı
K_{pot}	Potansiyometre değeri
L_a	Armatür endüktansı
N_i	Dişli üzerindeki diş sayısı
R_a	Armatür direnci
T_L	Yük torku
T_m	Motor torku
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
a_m	Motor kutbu kazancı
n	Dişli dönüş sayısı

1. GİRİŞ

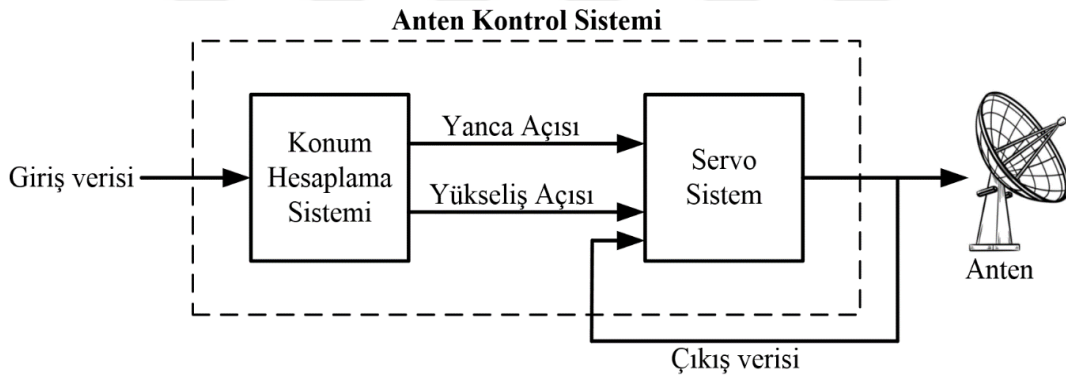
Antenler, elektrik sinyallerini elektromanyetik dalgalara ya da elektromanyetik dalgaları elektrik sinyallerine dönüştürmek amacıyla kullanılan elemanlardır. Antenler, gönderdikleri dalgalar ile verileri kilometrelerce uzaktaki mesafelere taşıyabilmektedir. Haberleşme ve radar sistemleri gibi sivil ve askeri uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılan antenlerde hassasiyet ve takip doğruluğu önemli bir rol oynamaktadır [1]. Özellikle hedef takibi gibi uygulamalarda bu işlem, referans veriler ve geri besleme yoluyla elde edilen hedef konumuna ait verilerin çeşitli algoritmalarla yararlanılarak tasarlanmış kontrol sistemlerinin kullanılmasıyla gerçekleştirilir.

Anten uygulamalarında, gerçekleştirilmesi planlanan çalışmaya yönelik farklı yapılar ve türlerde antenler kullanılmaktadır. Örneğin evlerde TV yayınlarını almak için kullanılan, genellikle küçük boyutlu olan parabolik antenlerin ilgili uyduya yönlendirilmesi gerekir. Çeşitli uydu operasyonlarını gerçekleştirmek amacıyla kullanılan, uydu-yer istasyonlarında bulunan çok büyük boyutlardaki parabolik antenlerin farklı yörüngelerde yer alan uydulara yönlendirilmesi gerekir. Hava savunma sistemlerinde kullanılan çeşitli radarların düşman hava unsurlarını takip edebilmesi ve füze güdümü gerçekleştirebilmesi için ilgili antenlerin hedef unsura yönlendirilmesi istenir. Bahsedilen bu örneklerde yer alan anten birimlerini istenilen açısız koordinatlara yönlendirmek için ise servo kontrol sistemleri kullanılmaktadır.

Konum kontrolü yapan sistemler özellikle son yıllarda anten, robotik, navigasyon ve makine tezgâhı uygulamalarında sıklıkla kullanılmakta olup genel olarak bir giriş komutunu bir çıkış komutuna dönüştüren elektromekanik sistem görevi görmektedir [2]. Konum kontrol sistemleri, geri beslemeli bir yapıya sahip olup sistemin girişi ile çıkışından gelen sinyalleri karşılaştırarak bir hata sinyali oluşturur. Oluşan hata sinyalini sifıra getirmeyi, yani verilen girişe karşılık istenilen çıkışı elde etmeyi amaçlayan bu sistem, giriş ve çıkış konumları eşit oluncaya kadar yönlendirme

yapar. Bu kapsamda, anten yönlendirmesinin yapılabilmesi amacıyla servo motor tabanlı konum kontrol sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır.

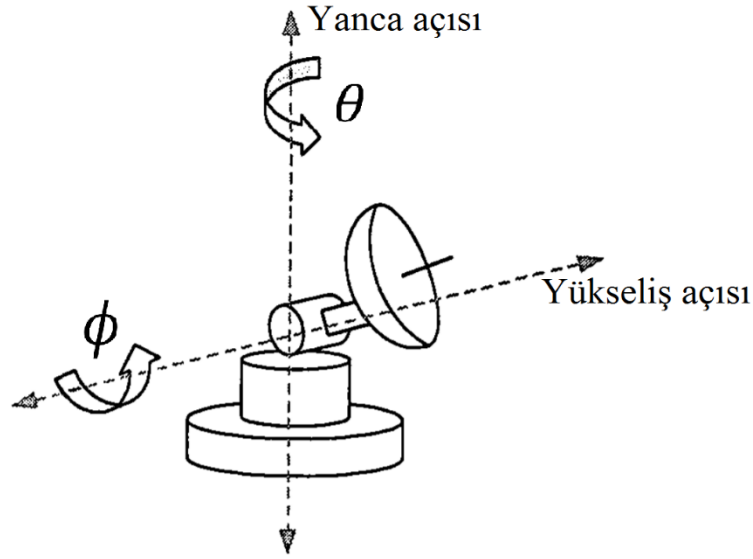
Yönlendirilmesi istenilen anten birimlerini kontrol etmek için tasarlanan kontrol sistemi temel olarak iki yapıdan oluşmaktadır. Bunlardan ilki motor ve dişlilerden oluşan, sistemin mekanik yapısı olan servo sistem; ikincisi ise çeşitli giriş verilerinin kullanılarak anten biriminin yönlendirileceği açısal koordinatların hesaplandığı, sistemin elektronik yapısını oluşturan konum hesaplama sistemidir. Bu kapsamda anten kontrol sistemi; kontrol ettiği antene ait giriş verilerini işleyip antenin yönlendirileceği açısal koordinatları hesaplayan, hesaplanmış olduğu yanca ve yükseliş açılarını servo motor ve dişlileri kullanarak anteni yönlendiren kontrol sistemi olarak tanımlanmaktadır. Anten kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 1.1’de gösterilmiştir.



Şekil 1.1: Anten kontrol sistemi blok diyagramı

Farklı boyutlardaki antenleri yönlendirmek için, kullanılan antenin boyutlarıyla orantılı olacak ölçüde mekanik yapıların tasarlanması gerekmektedir. Bu kapsamda antenin büyüklüğüne göre daha güçlü motor ve yeterli torku sağlamak için dişli yapısının değiştirilmesi gibi tasarımlar yapılabilir. Fakat sistemin elektronik yapısını oluşturan konum hesaplama sistemi, mekanik yapılardaki farklılıklara rağmen değişiklik göstermez; çünkü konum hesaplama sistemi giriş verilerini kullanarak antenin yönlendirileceği yanca ve yükseliş açılarını hesaplayan bir bilgisayar programından oluşur.

Anten kontrol sistemi; kontrol ettiği antene ait giriş verilerini kullanarak hesapladığı açısal koordinatlara, servo motor ve dişliler vasıtasıyla antenin Şekil 1.2’de gösterilen yanca ve yükseliş açılarını değiştirerek yönlendirir.



Şekil 1.2: Yanma ve yükseliş açıları

Mekanizmalar üzerinde istenilen kontrolün gerçekleştirilebilmesi amacıyla çeşitli kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Genel olarak daha hızlı tepki gösterme, bozuculara ve belirsizliklere karşı dayanıklı olmak gibi koşullar doğrultusunda tasarlanan kontrolcüler, kullanıldıkları sistemin arzu edilen davranışı göstermelerini sağlarlar. Anten kontrol sisteminde de aynı amaçlar doğrultusunda çeşitli kontrol algoritmaları kullanılarak kontrolcü tasarımı yapılmaktadır. Sistem her ne kadar farklı kontrol algoritmaları kullanılarak tasarlanmış olsa da genel olarak yapılan işlem, sistem bünyesindeki motorun konum ve hız kontrolünün sağlanmasıdır.

1.1 Tezin Amacı ve Yapısı

Bu tez çalışmasında, matematiksel modeli çıkarılan anten servo sisteminin yüksek takip doğruluğu sağlanması, hızlı tepki göstermesi, bozucu ve belirsizliklere karşı dayanıklı olması hedeflenerek PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) yöntemleri ile sistemin çıkışı olan konumu kontrol etmek amacıyla kontrolcü tasarımı yapılmış, kontrolcülerin benzetim ortamında uygulamaları gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar neticesinde, tasarlanan kontrolcülerin performans analizleri yapılarak anten servo sisteminde kullanılacak en uygun kontrol yöntemi belirlenmiştir.

Anten kontrolü ve servo sistemlerle yapılan çeşitli çalışmaların literatür araştırmaları belirtildikten sonra çalışmanın 2. bölümünde yer alan kısımda servo motorlar, doğru akım motoru, anten servo sistemi modeli, kontrol sistemlerinde performans

değerlendirmesi açıklanmıştır. 3. bölümde çalışmada kullanılan kontrol yöntemleri hakkında genel bilgi verilmiştir. 4. bölümde anten servo sisteminin tasarımı, anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin çeşitli ortamlardaki benzetim çalışmaları yapılmış, elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir. 5. bölümde analiz sonuçlarına göre yapılan çıkarımlar anlatılmış, anten servo sisteminde kullanılabilir en uygun kontrolcü belirlenmiş, gelecekte yapılabilecek çalışmalar hakkında bilgi verilmiştir.

1.2 Literatür Araştırması

Gawronski W., anten kontrol sistemleri üzerine yaptığı bir çalışmada antenleri yönlendirmek için kullanılan sistemlerde yer alan PI, LQG ve H_∞ kontrol algoritmalarının antenin takip doğruluğu ve performansına olan etkilerini incelemiş, kontrolcülerin kıyaslamasını yapmıştır. H_∞ kontrolcünün diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi performansla sahip olduğunu, rüzgâr bozuculu bir ortamda çalışan antenin H_∞ kontrolcü ile daha iyi takip doğruluğu ve dayanıklılığının olduğunu göstermiştir. Fakat H_∞ kontrolcünün çok iyi sonuç vermesine rağmen anten sürücülerini aşırı yüklemesinden dolayı pratik uygulamalarda tasarlandığı şekilde uygulanamayacağını belirtmiştir [3].

Aloo L. ve arkadaşları, servo motor tabanlı anten konum kontrol sisteminin açı sapmalarını minimize etmek amacıyla geçmişte yapılan PID kontrolcü ve LQR kontrolcü tasarımlarını hibritleştirilmiş, PID+LQR olacak şekilde tek bir kontrolcü tasarlayarak bu kontrolcüyü anten kontrol sisteminde kullanmıştır. Tasarladıkları hibrit PID+LQR kontrolcünün tek başına kullanılan PID ve LQR kontrolcülere kıyasla daha az açı sapmasına sahip olduğunu, bozucu etkilere daha dayanıklı olduğunu göstermiştir [4].

Zaber N. ve arkadaşları, yer istasyonlarında kullanılan radyo teleskop antenlerini yönlendirmek amacıyla PID kontrolcü tasarımı yapmış, bu kontrolcüyü rüzgâr bozucusu altında test etmiştir. Rüzgâr bozucusunun gerçekçi olması için beyaz gürültüyü rüzgâr hamlelerini şekillendirmek amacıyla kullanılan Davenport spektrumundan yararlanarak tasarlamıştır. PID kontrolcünün, kontrolcüsüz kullanıma kıyasla rüzgâr bozucusunun etkisini hafiflettiğini göstermiş, gürbüz kontrolcü kullanımı ile daha iyi performans elde edilebileceğini belirtmiştir [5].

Gupta A. ve arkadaşları, bir servo motorun konum çıkışını kontrol etmek amacıyla bulanık mantıklı bir kontrolcüyü, kayan kipli kontrolcü ile hibritleştirerek kayan kipli bulanık kontrolcü tasarlamıştır. Tasarladığı kayan kipli bulanık kontrolcüyü, bulanık mantıklı kontrolcü ile bozucu ve parametre belirsizliği altında karşılaştırmıştır. Hibritleştirme yöntemiyle tasarlanmış kayan kipli bulanık kontrolcünün performans açısından daha iyi sonuç verdiğini göstermiştir [6].

Okumuş H. ve arkadaşları, anteni yanca konumunda kontrol etmek amacıyla PID kontrolcü ve bulanık mantıklı kontrolcü tasarlamıştır. Tasarladıkları kontrolcülerini, sisteme birim basamak referans giriş vererek test etmiş ve bulanık mantıklı kontrolcünün tepki süresinin daha kısa olduğunu göstermiştir [7].

Sahoo S. ve arkadaşları, anteni yanca konumunda kontrol etmek amacıyla gürbüz bir kontrolcü türü olan nicel geri besleme kuramlı (Quantitative Feedback Theory - QFT) kontrolcü tasarlamıştır. Tasarladığı kontrolcüyü, parametre belirsizliği bulunan ve bulunmayan ortamlarda geçici zaman cevabı ve gürbüzlük açısından incelemiştir. Nicel geri besleme kuramı ile tasarlanmış kontrolcünün, klasik kontrolcülere kıyasla daha iyi zaman cevabına sahip olduğunu ve parametre belirsizliklerine karşı gürbüz davrandığını göstermiştir [8].

Liu X. ve arkadaşları, radar servo sistemi için en uygun hız cevabını elde etmek amacıyla LQR kontrolcü ve geri besleme doğrusallaştırması yöntemiyle kontrolcü tasarımı yapmış, bu kontrolcülerin performanslarını hız cevapları üzerinden karşılaştırmıştır. LQR kontrolcünün, geri besleme doğrusallaştırması ile tasarlanan kontrolcüye kıyasla hız cevabı, hız takip doğruluğu ve bozucu bastırması açısından daha iyi olduğunu göstermiştir [9].

Hu K. ve arkadaşları, anten kontrol sistemi için LQG kontrolcü tasarımı yapmış, tasarladıkları kontrolcüyü PI kontrolcü ile gürültü bulunan ve bulunmayan ortamlarda geçici zaman cevabı ve gürbüzlük açısından incelemiştir. LOG kontrolcünün geçici zaman cevabı ve gürbüzlük açısından PI kontrolcüye kıyasla daha iyi performans sunduğunu göstermiştir [10].

Zhang J. ve arkadaşları, büyük boyuttaki bir anten için LQG kontrolcü tasarımı yapmış, tasarladıkları kontrolcüyü PID kontrolcü ile rüzgâr bozucusu altında gürbüzlük açısından incelemiştir. LQG kontrolcünün, PID kontrolcüye kıyasla daha

az bozulmaya ve daha düşük servo hatasına sahip olduğunu, gürbüzlük açısından LQG kontrolcünün daha iyi olduğunu göstermiştir [11].

Fandaklı S. ve arkadaşları, anteni yanca konumunda minimum açı sapması ile kontrol etmek amacıyla PID kontrolcü, bulanık mantıklı kontrolcü ve kayan kipli kontrolcü tasarımı yapmış, tasarladığı kontrolcülerini geçici zaman cevabı ve gürbüzlük açısından karşılaştırarak kullanılabilir en iyi kontrolcüyü belirlemeye çalışmıştır. Kayan kipli kontrolcünün, diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi bir geçici zaman cevabı ve gürbüzlük karakteristiğine sahip olduğunu göstermiştir [12].

Tekin M., uydu anten kontrol sistemleri için PI, LQG ve H_{∞} kontrol algoritmalarını kullanarak kontrolcü tasarımları yapmış, tasarladığı kontrolcülerin performanslarını analiz etmiştir. H_{∞} kontrolcünün diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi performansa sahip olduğunu, rüzgâr bozuculu bir ortamda çalışan antenin H_{∞} kontrolcü ile daha iyi takip doğruluğu ve dayanıklılığının olduğunu göstermiştir. Ek olarak PI kontrolcüyü bant durduran bir filtre çeşidi olan Notch filtre ile hibritleştirerek bir kontrolcü tasarlamış, bu kontrolcünün gürültü bastırımı açısından LQG ve H_{∞} kontrolcülere yakın performans sunduğunu gözlemlemiştir [13].

Ceran N., servo sistemi kontrol etmek amacıyla çalışmasında LQR kontrolcü tasarımı yapmıştır. Tasarladığı kontrolcüyü Kalman filtresi kullanarak ve kullanmayarak test etmiş ve sonuçlara bakarak performans analizi yapmıştır. LQR kontrolcünün, sistem durumlarının değerlerini tahmin etmek için kullanılan Kalman filtresi ile beraber kullanıldığında daha iyi performans sunduğunu göstermiştir [14].

Muratoğlu Y. ve arkadaşları, DA motoru kontrol etmek amacıyla LQR ve PI kontrolcü tasarımı yapmıştır. Tasarladığı kontrolcülere gürültü altındaki performanslarını arttırmak için Kalman filtresi eklemiş ve kontrolcülerin performanslarını karşılaştırmıştır. Kalman filtresi ile beraber kullanılan PI kontrolcünün daha iyi yerleşme süresine ve daha az RMS hatasına sahip olduğunu göstermiştir [15].

Işık M. F., PIC16F877 mikrodenetleyicisini kullanarak bir servo sisteminin kontrolünü gerçekleştirmiştir. Bu kapsamda, mikrodenetleyiciye bağlı bir tuş takımına servo motor milinin yönlenmesini istediği açı değerini girerek motorun yönlenmesini sağlamıştır. Sisteme ait güç, moment ve dişliler arasındaki verimliliğin analizini yapmıştır [16].

Yaraş B. ve arkadaşları, bir servo motorun konum çıkışını kontrol etmek amacıyla bulanık mantıklı bir kontrolcüyü, kayan kipli kontrolcü ile hibritleştirerek kayan kipli bulanık kontrolcü tasarlamıştır. Tasarladığı kayan kipli bulanık kontrolcüyü, bulanık mantıklı kontrolcü ile bozucu ve parametre belirsizliği altında karşılaştırmıştır. Hibritleştirme yöntemiyle tasarlanmış kayan kipli bulanık kontrolcünün performans açısından daha iyi sonuç verdiğini göstermiştir. Çalışmada kayan kipli kontrolcüde meydana gelen çatırtı sorununu da çözmüştür [17].

Ateş, M., servo motor tabanlı bir mobil robot tasarlamış, robotun konum ve hız kontrolünü sağlamak amacıyla PID ve Kalman filtresini birleştirerek kontrolcü üretmiş, kontrolcüyü gürültü bulunan ve bulunmayan ortamlarda geçici zaman cevabı ve gürbüzlük açısından incelemiştir. Tasarladığı kontrolcü ile amaçladığı yerleşme süresine ulaşmış, Kalman filtresi sayesinde gürültü altında çalışan sistem için konum ve hız kontrolünde oluşan sapmaları olabildiğince azaltmıştır [18].

Syahidah W. M. ve arkadaşları, DA motor sistemi için LQG kontrolcü tasarımı yapmış, sistemin kontrolcüsüz ve kontrolcülü kullanım durumlarını karşılaştırmıştır. LQG kontrolcü ile kullanımda motorun konum ve hız kontrolünde elde edilen geçici tepki cevaplarının kontrolcüsüz kullanıma göre daha iyi sonuçlar sunduğunu göstermiştir [19].

Gözde, H., 8 bitlik AT89C53 mikrodenetleyici kullanarak jeosenkron yörüngedeki haberleşme uydularından gelen sinyallerin alınması için parabolik bir antenin iki boyutta hareketini sağlayacak bir kontrol sistemi tasarlamıştır. Sistemin mekanik, elektrik ve yazılım tasarımlarını gerçekleştirdikten sonra belirlenmiş açı değerlerini kullanarak doğruluk testleri yapmış, testler sonucunda görülen açı sapmalarının düzeltilmesi için eğri uydurma yöntemini kullanmıştır [20].

Salim, E., servo motorun tepki hızını yükseltmek ve kararlılığa ulaşma süresini kısaltmak amacıyla ayrık zaman kontrol teorisinde kullanılan deadbeat tekniği ile kontrolünü yapmıştır. Deadbeat tekniği ile tasarladığı kontrolcüyü PID kontrolcü ile geçici zaman cevabı üzerinden karşılaştırmıştır. Yaptığı testler sonucunda deatbeat tekniği ile tasarlanan kontrolcünün çıkış cevabının daha iyi olduğunu göstermiş, servo motor hız ve konum kontrol uygulamalarında deadbeat kontrol yönteminin alternatif bir kontrol metodu olduğu sonucuna varmıştır [21].

Dursun E. H., DA motor için PID, kayan kipli ve bulanık mantık kontrol yöntemleri üzerine araştırmalarda bulunarak benzetim ve gerçek zamanlı deneysel çalışmalar gerçekleştirmiştir. Tasarladığı kontrolcülerin uluslararası hata kriterlerinden yararlanarak performans karşılaştırmalarını yapmıştır. Ek olarak kayan kipli kontrolcü için geleneksel tasarım, atırtının azaltılarak motive edildiği tasarım ve PID yüzeyle kayan kipli kontrolcü tasarımı yapmıştır. alışmalar sonucunda kayan kipli kontrolcünün, PID ve bulanık mantıklı kontrolcülere göre daha iyi performans sunduğunu; PID yüzeyle kayan kipli kontrolcünün de kayan kipli kontrolcü türevleri arasında en iyi performansa sahip olduğunu göstermiştir [22].



2. ANTEN SERVO SİSTEMİ

2.1 Servo Motor

Servo kelimesi Latince “servus” kelimesinden türetilmiş olup yardımcı, hizmetçi ve köle anlamına gelmektedir [23]. Servo sistemler ise bu amaçlar doğrultusunda tasarlanmış, geri besleme elemanına sahip kapalı çevrimli bir kontrol sistemidir. Servo sistemler, yüksek moment, hassasiyet, hız, zamanlama ve istenilen davranışlara gösterebildikleri tepki gibi yetenekleri sayesinde endüstride önemli bir yere sahiptir.

Servo motor, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek servo sistemlerin hareketini sağlayan birimdir. Geri besleme mekanizmasından yararlanarak konum, hız ve akım (moment) kontrolünün gerektiği uygulamalarda sistemin davranışını kontrol etmek amacıyla kullanılmaktadır.

Tipik bir servo kontrol sistemi aşağıdaki alt sistemleri içerebilir:

- Servo yükseltici
- Motor (DA veya AA)
- Dişli, mil gibi mekanik iletim sistemleri (şanzıman)
- Sensörler (kodlayıcı (encoder), çözücü (resolver), takometre vb.)
- Hareket komutlarını oluşturmak için kullanılan ana denetleyici (bilgisayar vb.)
- Yük

Servo sistemlerin üç temel özelliği vardır, bunlar şu şekildedir [24]:

- Servo sistemler hata ile harekete geçerler. Bu hata, beklenen çıktı ile gerçek çıktı arasındaki farktır.
- Servo sistem güç yükseltici içermelidir. Servo sistemlerin çıkış gücü, giriş gücünden fazladır. Örneğin bir potansiyometre kontrol düğmesi, kontrol için sadece bir parmak dokunuşuna sahiptir; ancak yüzlerce kilo ağırlıktaki

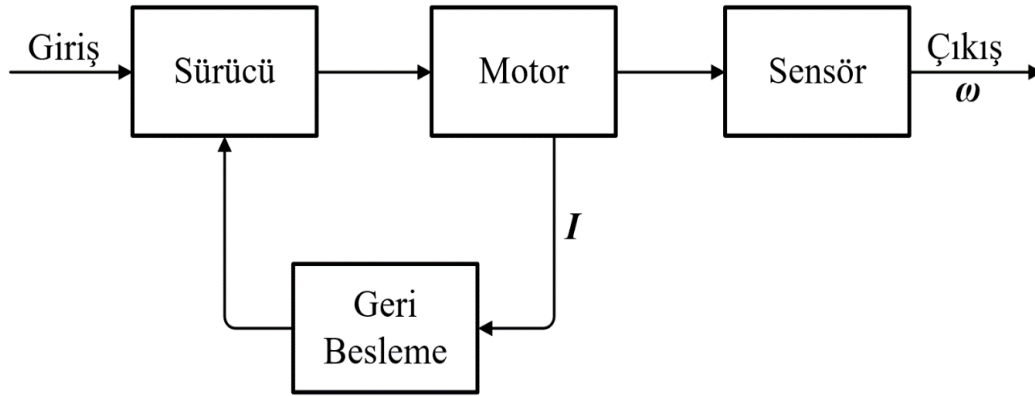
sistemler bir servo sistemin parçası olarak bu potansiyometre ile kontrol edilebilmektedir.

- Yüke uygulanan güç, hata sinyalinin türevi ve integralinin bir kombinasyonu ile orantılıdır.

Servo kontrol sistemi birbirinden bağımsız olmayan üç alt kontrol sisteminden oluşur. Bunlar; akım kontrol sistemi, hız kontrol sistemi ve konum kontrol sistemidir. Sistemin çıkışında yer alan yükü kontrol edebilmek için yükün talep ettiği konumun, hızın ve akımın izlenmesi gerekir [25].

2.1.1 Akım kontrol sistemi

Birçok endüstriyel servo motor uygulamasında olduğu gibi ihtiyaç duyulan tepki süresi yüksek olduğunda akım kontrolü gereklidir [26]. Akım kontrolcüsünün temel amacı hızı ve dolayısıyla konumu etkileyen akımı denetim altında tutmaktır. Bu amaç doğrultusunda akım kontrolcüsü, akım komutunu geri besleme ile karşılaştırır ve hatayı en aza indirmek için sürücü gerilimini ayarlayarak [27] motorun akımını istenilen değerde tutar. Her sürücü akım döngüsü bulundurmaz, genellikle yüksek güce ihtiyaç duymayan bu tip sürücüler akımı sınırlı tutmak için motor parametrelerine güvenir [27]. Akım kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.1'de gösterilmiştir.

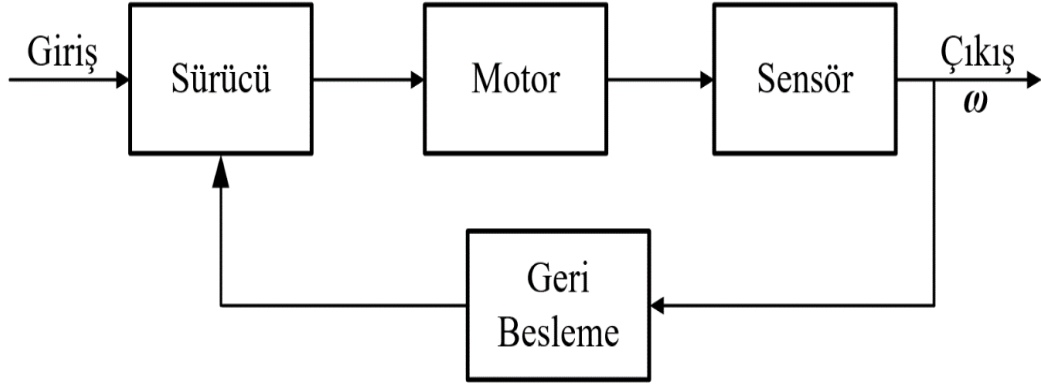


Şekil 2.1: Akım kontrol sistemi blok diyagramı

Genel olarak akım kontrol sistemi, motor tork karakteristiğinin ölü bölgesi, kötü doğrusallık, şebeke geriliminden dolayı dögüsel olmayan (lineer olmayan) problemler yaşar. Esasen akım kontrolü, kontrol sinyalinden armatür akımına kadar nesne özelliklerinin dâhili bir geri besleme döngüsünü içerir ve bu döngü çeşitli bileşenlerin kötü doğrusallığının etkisini azaltmak için uygulanır [28].

2.1.2 Hız kontrol sistemi

Servo sistemde yer alan ikinci alt kontrol sistemi hız kontrol sistemidir. Hız kontrol sistemi, en temel servo kontrolcüsüdür. Bu kontrol sistemi, kontrol edilen hızı bir takometre veya kodlayıcı (enkoder) vasıtasıyla gerçek hız ile karşılaştırır ve karşılaştırma sonucuna göre motora hızını arttırma veya azaltma komutları gönderir. Düzeltme komutunu belirlemek için tipik olarak hem oransal kazanç hem de integral kazanç kullandığı için, hız kontrolcüsüne bir PI kontrolörü de denmektedir [26]. Hız kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2: Hız kontrol sistemi blok diyagramı

Hız kontrol sistemi iki amaca hizmet eder. Bunlar; sistemin değişen hız komutlarına yanıt vermesini ve sistemin yüksek frekanslı yük bozucularına karşı dayanıklı olmasını sağlamaktır. Bu sayede hız kontrolcüsü sistemin düşük hızda düzgünlüğünü sağlamakla kalmaz; sistemin hız aralığını genişletir ve sistemin yük bozucularına karşı koyma kabiliyetini büyük ölçüde artırabilir [28]. Fakat hız kontrolcüsü tek başına sistemin uzun süre boyunca belirli bir konumda kalmasını sağlayamaz. Bu sebeple hız kontrol devreleri, kademeli bir yapıdaki konum kontrol devreleri ile birlikte kullanılır [29].

Çeşitli amaçlar doğrultusunda, hız kontrolcüsü kullanılmadan servo denetimi gerçekleştirilebilmektedir. Uzay aracının hız geri bildirimi olmadan stabilize edilerek ve kontrol edilebileceğini, robotların hız ölçümleri olmadan kontrol edilebildiği ile ilgili yapılan ve literatüre geçmiş çalışmalar bulunmaktadır [30].

Hız kontrolcüsü kullanılarak tasarlanmış ve hız kontrolcüsü kullanılmayarak tasarlanmış ideal (rigid) anten servo sistemlerinin benzetimi yapıldığında Çizelge 2.1’de gösterilen performans sonuçları elde edilmektedir.

Çizelge 2.1: Hız kontrolcüsünün ideal anten modeli için servo sistem performansı üzerindeki etkileri.

	Hız Kontrolcülü Sistem	Hız Kontrolcüsüz Sistem
Aşım	Düşük	Yüksek
Yerleşme Süresi	Yüksek	Düşük
Bozucu Bastırma	İyi	Kötü
Kontrolcü Kazancı	Düşük	Yüksek
Kontrol Çabası	Düşük	Yüksek

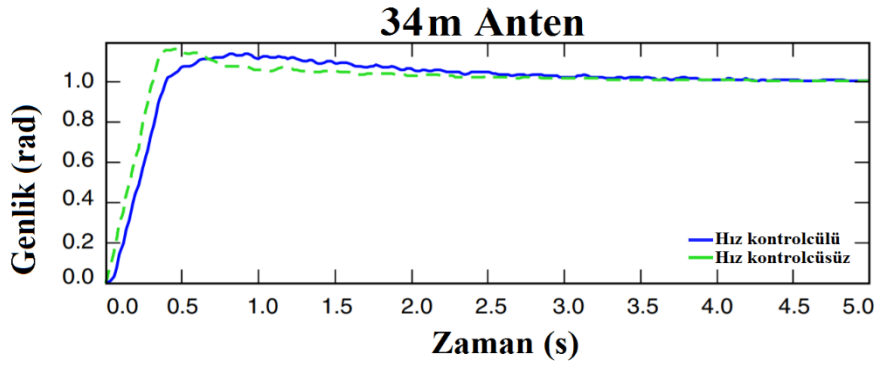
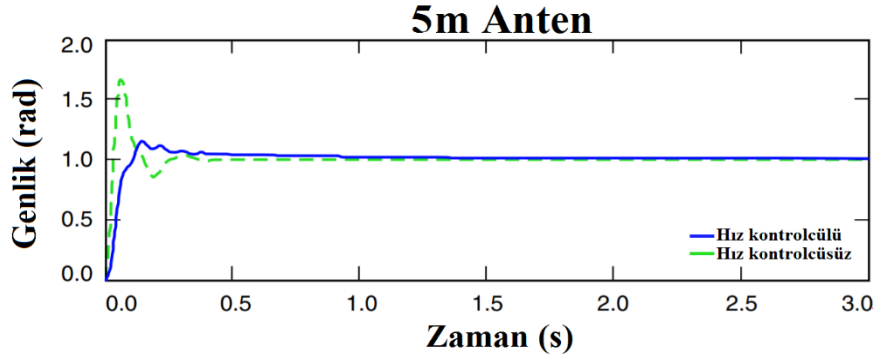
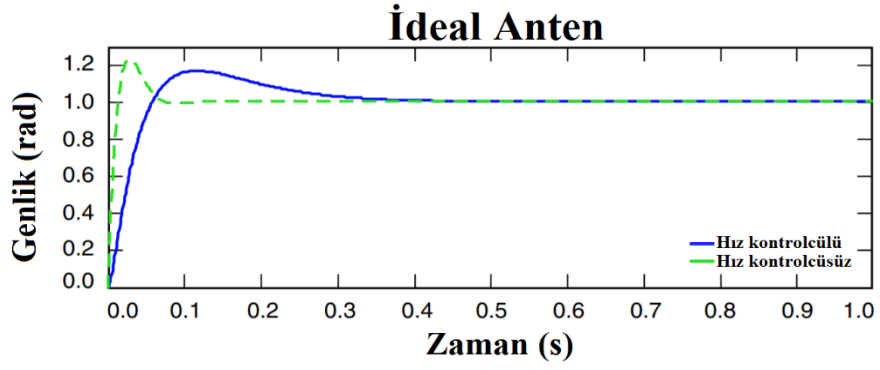
Sonuç olarak ideal anten için hız kontrolcüsü olmayan bir sistem daha iyi izleme özelliğine, fakat daha kötü bozucu savurma özelliğine sahiptir ve bu nedenle daha yüksek bir kontrol çabası gerektirir. Ancak anten boyutu arttıkça her iki konfigürasyon etki açısından birbirine benzemekte, hız kontrolcüsüz bir sistemin daha iyi bozucu savurma özelliği kazandığı görülmektedir. Fakat hız kontrolcüsüz sistemin hız kontrolcülü sisteme benzer özelliklere sahip olması için kontrolcü kazançlarının önemli ölçüde artırılması gerekmektedir. Çeşitli boyutlardaki antenlerin hız kontrolcülü ve hız kontrolcüsüz iken birim basamak cevapları Şekil 2.3'te gösterilmiştir [30].

Bu analiz ile hız kontrolcüsünün sönüm ekleyip salınımları bastırdığı görülmüştür. Bu özellik, hız döngüsünün anten kontrol sistemlerine eklenme sebeplerinden biridir.

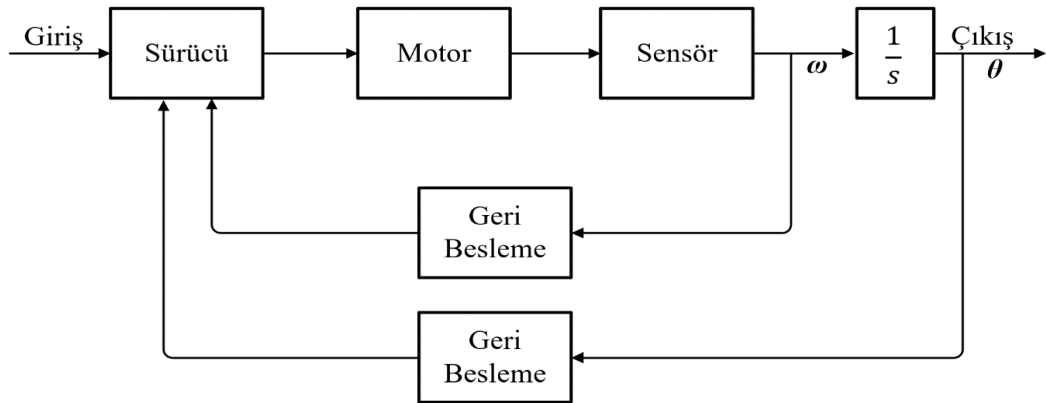
2.1.3 Konum kontrol sistemi

Konum kontrol sistemi, giriş ve çıkış konumlarını karşılaştırır ve bu konumlar arasındaki sapma hatasını belirleyerek bu hatayı azaltmak veya ortadan kaldırmak için sürücüyü hız komutları gönderir [26]. Konum kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.4'te gösterilmiştir.

Hız geri bildiriminin ek sertlik sağlamasına ve yüksek frekanslı bozulmalara rağmen servo sistemler hız döngüsü bulunmayan bir konum döngüsü kullanabilir. Bir konum döngüsünün, hız döngüsü olmadan, bir başına kullanıldığı durumlarda konum döngüsü bir PID denetleyici olur. Her üç kazancın da (orantılı, integral ve türev) kullanımı, daha karmaşık olmasına rağmen, sistemin en uygun performansı ayarlamasını sağlar [26].



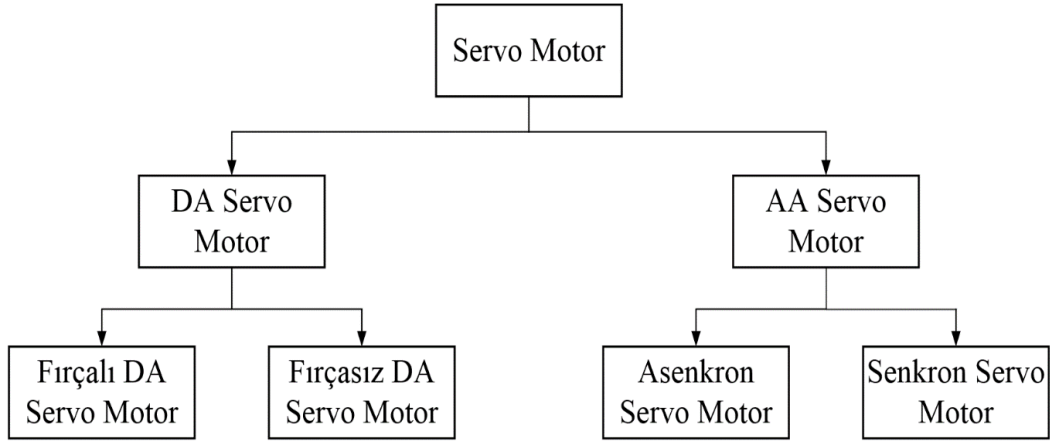
Şekil 2.3: Çeşitli boyutlardaki antenlerin hız kontrolcülü ve hız kontrolcüsüz birim basamak cevapları



Şekil 2.4: Konum kontrol sistemi blok diyagramı

Konum kontrol sistemleri robotik, anten, bilgisayar disk sürücüsü, otomasyon ve daha birçok uygulamada yaygın olarak kullanılmaktadır. Sistem temel olarak, girişte aldığı konum komutunu çıkışta farklı bir konum komutuna dönüştürerek ilgili yükü yönlendirmede kullanılır.

Servo motorların sınıflandırılması Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5: Servo motorların sınıflandırılması

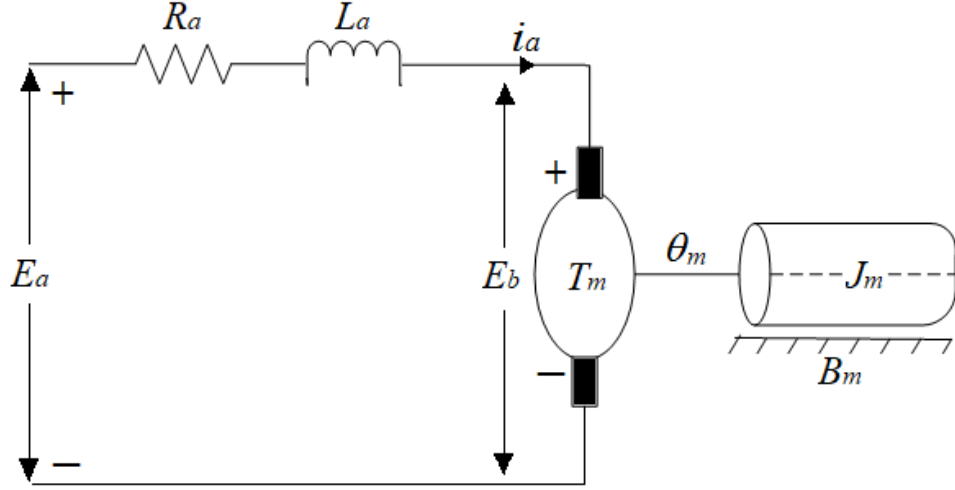
2.2 Doğru Akım Servo Motoru

Elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürebilen elektrik makinaları, elektromekanik sistemleri oluşturur. Harekete geçirdiği yükün gerekleri dikkate alınarak farklı yapılara sahip, doğru akım ve alternatif akım ile çalışabilen elektrik makinaları geliştirilmiştir. Çalışmanın bu kısmında, kontrol sistemlerinde önemli bir yere sahip olan doğru akım motorunun dinamik yapısı incelenecektir.

Kontrol alanında hareket amacıyla yaygın olarak kullanılan bir araç olan DA motor, 1800'lü yılların ortasında icat edilmiştir [31]. Kolay bir şekilde kontrol altında tutulabilmeleri, başarılı performans sunmaları, hızlı cevap vermeleri ve yüksek verimliliklerinden ötürü günümüzde de pek çok endüstriyel uygulamada DA motorlar kullanılmaktadır.

DA servo motor genel olarak DA motor ve bu motoru kontrol eden sürücü devresinden oluşmaktadır. Bu yapı DA motoruna ek olarak yapının çıkışında sensör göreviyle kullanılan bir potansiyometre ve kontrol devresi ile DA motorun milini kontrol eder. Kontrol devresi, potansiyometrenin anlık direnç değerine göre servo motorun konumunu belirler ve motoru istenilen konuma yönlendirir [32].

Gerilim kaynağından aldığı elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürebilen DA motorlar, konum çıkışını kontrol etmek için kullanılan bir elektromekanik sistemdir. Elektriksel ve mekanik kısımlardan oluşan sürekli mıknatıslı doğru akım motorunun eşdeğer devresi Şekil 2.6’da gösterilmiştir.



Şekil 2.6: Doğru akım motorunun eşdeğer devresi

Şekil 2.6’da gösterilen DA motorun eşdeğer devresinde yer alan komponentlerin sembolleri, isimleri ve birimleri Çizelge 2.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 2.2: DA motor eşdeğer devresinde yer alan komponentlerin sembolleri, açıklamaları ve birimleri.

Sembol	Açıklama	Birim
E_a	Armatür gerilimi	V
R_a	Armatür direnci	Ω
L_a	Armatür endüktansı	H
I_a	Armatür akımı	A
E_b	Geri elektromotor kuvveti	V
T_m	Motor torku	$N \times m$
θ_m	Açısal konum	rad
J_m	Eşdeğer eylemsizlik momenti	$kg \times m^2$
B_m	Eşdeğer viskoz sürtünme katsayısı	$\frac{N \times m \times s}{rad}$

DA motorlar, manyetik alanı oluşturan endüktör ile sargıları taşıyan ve dönüşü sağlayan armatür (endüvi) olmak üzere iki unsurdan meydana gelir. Endüktör tarafından oluşturulan manyetik alan, sürekli (doğal) mıknatıslar veya elektromıknatıslar vasıtası ile elde edilebilir. Motorun dönüşü ise manyetik kutuplar arasında yer alan armatür üzerinde motor torku üretilmesiyle sağlanır. Armatür dönüşe başladığı zaman armatürde bulunan sargılarda geri elektromotor kuvveti indüklenmesi başlar [32].

DA motor yapısında oluşturulacak matematiksel denklemlerden ilki motor torku T_m 'nin armatür akımı I_a ve motor tork sabiti K_T ile arasındaki ilişkinin kurulmasıdır. Buna göre DA motorda üretilen motor döndürme torku olarak da adlandırılan motor torku ifadesi Eşitlik (2.1) ile gösterilmektedir.

$$T_m(t) = K_T I_a(t) \quad (2.1)$$

Eşitlik (2.1)'de yer alan K_T motor tork sabitini ifade etmektedir. Armatür döndükçe açısal hıza bağlı olarak bir geri elektromotor kuvveti indüklemesi oluşur. Armatür sargılarında indüklenen geri elektromotor kuvveti E_b ile açısal hız ω_m Eşitlik (2.2)'deki gibi ilişkilendirilebilir.

$$E_b(t) = K_B \omega_m(t) \quad (2.2)$$

Kirchoff gerilim kanunu kullanılarak DA motor devresi için Eşitlik (2.3)'te gösterilen dinamik ifade yazılabilir. Eşitlik (2.3) sayesinde armatür gerilimi E_a 'nın motor hızıyla orantılı olan geri elektromotor kuvveti E_b ile negatif geri besleme oluşturarak kapalı çevrim yapısını ortaya çıkardığı anlaşılmaktadır.

$$E_a(t) - E_b(t) = R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Newton kanunu kullanılarak DA motorun armatürünü taşıyan mekanik kısmın ifadesi Eşitlik (2.4) ile gösterilmektedir.

$$T_m(t) = J_m \frac{d^2 \theta_m(t)}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m(t)}{dt} - T_L(t) \quad (2.4)$$

Eşitlik (2.4)'te yer alan T_L ifadesi yük torkudur.

Motor konumunun türevi ile motor mili açısal hızının birbirine eşit olduğu Eşitlik (2.5) ile ifade edilmektedir.

$$\omega_m(t) = \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Durum değişkenleri $I_a(t)$, $\omega_m(t)$ ve $\theta_m(t)$ olarak alınırsa Eşitlik (2.3), Eşitlik (2.4) ve Eşitlik (2.5) kullanılarak durum uzayı ifadeleri Eşitlik (2.6)-(2.7)'deki gibi elde edilir. Durum uzayı gösteriminde sistem çıkışı, servo konumu olarak alınmıştır.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_a}{dt} \\ \frac{d\omega_m}{dt} \\ \frac{d\theta_m}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & -\frac{K_b}{L_a} & 0 \\ \frac{K_T}{J_m} & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_a} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E_a(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} T_L(t) \quad (2.6)$$

$$y = [0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_a(t) \\ \omega_m(t) \\ \theta_m(t) \end{bmatrix} + [0]E_a \quad (2.7)$$

Eşitlik (2.1) ile gösterilen ifadenin Eşitlik (2.4)'te, Eşitlik (2.2) ile gösterilen ifadenin Eşitlik (2.3)'te yerine koyulmasıyla sırasıyla Eşitlik (2.8)-(2.9) ile gösterilen ifadeler elde edilir.

$$K_T I_a(t) = J_m \frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + B_m \frac{d\theta_m(t)}{dt} \quad (2.8)$$

$$E_a(t) - K_B \omega_m(t) = R_a I_a(t) + L_a \frac{dI_a(t)}{dt} \quad (2.9)$$

Eşitlik (2.8)-(2.9)'a ilk koşullar ve T_L ifadesi 0 varsayılarak Laplace dönüşümü uygulanırsa sırasıyla Eşitlik (2.10)-(2.11) ile gösterilen ifadeler elde edilir.

$$K_T I_a(s) = J_m s^2 \Theta_m(s) + B_m s \Theta_m(s) \quad (2.10)$$

$$E_a(s) - K_B s \Theta_m(s) = L_a s I_a(s) + R_a I_a(s) \quad (2.11)$$

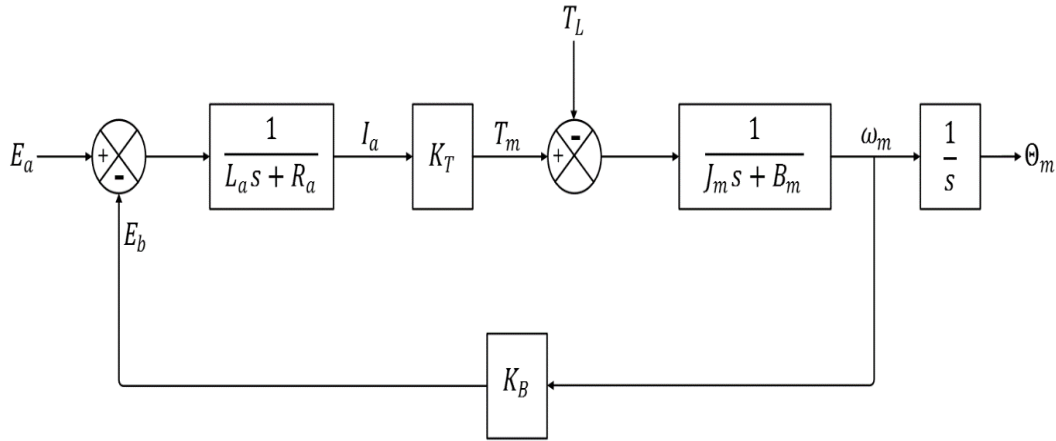
Eşitlik (2.10)-(2.11) ile gösterilen ifadeler, armatür akımı $I_a(s)$ 'yi eleyecek şekilde birbirlerinden çıkarılırsa Eşitlik (2.12) ile gösterilen ifade elde edilir.

$$\frac{(R_a + L_a s)(J_m s^2 + B_m s)\Theta_m(s)}{K_T} + K_B s \Theta_m(s) = E_a(s) \quad (2.12)$$

Eşitlik (2.12) düzenlenirse çıkış açısı $\Theta_m(s)$ ve armatür gerilimi $E_a(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu Eşitlik (2.13)'teki gibi elde edilir.

$$G_a(s) = \frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_T}{s[(R_a + L_a s)(J_m s + B_m) + K_T K_B]} \quad (2.13)$$

DA motor sisteminin blok diyagramı Şekil 2.7’de gösterilmiştir.



Şekil 2.7: DA motor sisteminin blok diyagramı

Motor milinin dönüşü, mekanik yük ile motor arasında geçen dişli mekanizmasına bağlıdır. Dişli mekanizması en az iki dişlinin bir araya gelmesiyle oluşmakta ve dişlilerin üzerinde yer alan diş sayısının oranları motorun dönüşünü etkilemektedir. Dişli oranı Eşitlik (2.14) ile ifade edilmektedir.

$$K_g = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.14)$$

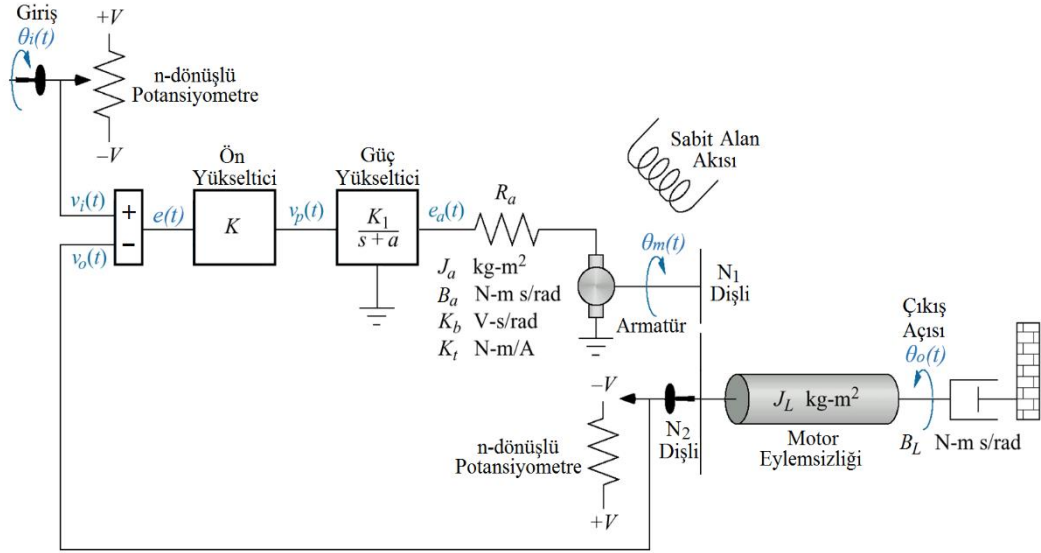
DA motor yapısında yer alan J_m ifadesi, motor eylemsizlik momenti J_a ve yük eylemsizlik momenti J_L 'nin birlikte oluşturduğu eşdeğer eylemsizlik momentine; B_m ifadesi ise motor viskoz sürtünme katsayısı B_a ve yük viskoz sürtünme katsayısı B_L 'nin birlikte oluşturduğu eşdeğer viskoz sürtünme katsayısına karşılık gelmektedir. J_m ve B_m ifadeleri dişli oranıyla ilişkilendirilerek sırasıyla Eşitlik (2.15)-(2.16)'daki gibi ifade edilmektedir.

$$J_m = J_a + J_L(K_g)^2 \quad (2.15)$$

$$B_m = B_a + B_L(K_g)^2 \quad (2.16)$$

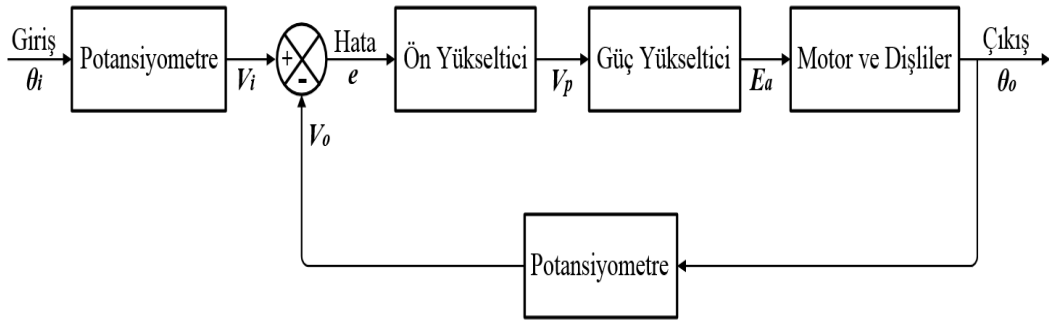
2.3 Anten Servo Sistemi Tasarımı

Antenleri istenilen konuma yönlendirmek amacıyla anten servo sistemi kullanılmaktadır. Burada bahsedilen konum ifadesi açışal eksenlere karşılık gelmekte olup bu eksenler yanca ve yükseliş eksenleridir. Anten servo sistemi modeli Şekil 2.8’de gösterilmiştir.



Şekil 2.8: Anten servo sistemi modeli

Anten servo sistemi modeli blok diyagramlara indirildiğinde Şekil 2.9'daki gösterim elde edilir.



Şekil 2.9: Anten servo sistemi blok diyagramı

Anten servo sisteminin girişinde antenin yönlendirmesinin istendiği konum bilgisi, çıkışında ise antenin yönlendiği konum bilgisi yer almaktadır. Giriş ve çıkışta yer alan konum bilgileri, sensör görevi gören potansiyometre yardımıyla gerilime dönüştürülür ve iki konum arasındaki fark olan hata sinyali oluşturulur. Hata sinyali, ön yükseltici ve güç yükselticilerden geçirilerek motor tarafından kullanılabilir bir gerilim değerine dönüştürülür. Motorun harekete geçmesiyle birlikte dişliler de dönmeye başlayarak uygun açısal hız ve ivmede antenin (yük) yönlendirilmesi gerçekleşir. Anten, istenilen konuma geldiğinde ise hata sinyali sıfıra düşer ve motor durur.

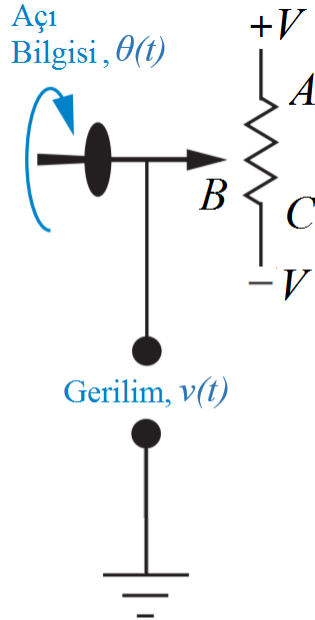
Şekil 2.9'da gösterilen anten servo sistemi 5 alt sistemden oluşmaktadır. Bunlar; potansiyometre, ön yükseltici, güç yükseltici, motor ve dişli birimleridir.

2.3.1 Potansiyometre

Giriş ve çıkışa ait konum bilgileri açısal bir ifadeden oluşmaktadır. Potansiyometre, bir açısal ifadeyi bir gerilim değerine dönüştürmekte olup açı bilgisini dönüştürdüğü gerilim değerinin kendisine gelen açı bilgisine oranıyla ifade edilmektedir.

Potansiyometre birimi, doğrusallaştırma ve tasarım kolaylığı sebebi ile bazı basitleştirmeler ve varsayımlardan yararlanarak tasarlanabilir. Potansiyometre tasarımında potansiyometreye ait sürtünme ve eylemsizlik ihmal edilerek ilk basitleştirme işlemi yapılır. Bu mekanik özellikler, çıkış voltajında anlık bir tepki yerine dinamik bir tepki oluşturur. İlgili mekanik etkilerin ihmal edilmesi ile potansiyometre üzerindeki gerilimin, potansiyometrenin şaftı döndükçe değiştiği varsayılır.

Potansiyometreler, iki sayısal ifadenin oranı olduğundan kazanç şeklinde bir transfer fonksiyonuna sahiptir. Bu kazancın değeri, potansiyometreye uygulanan gerilim ve potansiyometrenin dönüş sayısı ile belirlenir. Potansiyometre, değişken direnç olarak da adlandırılmakta olup bu direncin orta konumunda gerilim sıfır olmaktadır. Orta noktadan uç noktalardan birisine doğru n kadarlık dönüş V kadarlık gerilim değişimini sağlar. Potansiyometre devresi Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10: Potansiyometre devresi

Giriş ve çıkış potansiyometreleri aynı olacak şekilde belirlenmiş olup potansiyometre değeri Eşitlik (2.17)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$\frac{V_i(s)}{\theta_i(s)} = \frac{V_o(s)}{\theta_o(s)} = K_{pot} = \frac{V}{n \times 2\pi} \quad (2.17)$$

2.3.2 Ön yükseltici – güç yükseltici

Ön yükseltici ve güç yükseltici birimleri, potansiyometrelerden gelen gerilim değerlerinin farkının alınarak motor tarafından kullanabilecek ölçüde gerilim yükseltmesinin yapıldığı kısımlardır.

Ön yükseltici ve güç yükseltici birimleri, doğrusallaştırma ve tasarım kolaylığı sebebi ile bazı basitleştirmeler ve varsayımlardan yararlanarak tasarlanabilir. Bu kapsamda bu birimlerin tasarımında iki olgu dikkate alınır. Bunlardan ilki, birimlerin tasarlanırken doyuma ulaşmadığının varsayılması; ikincisi ise tepki hızının güç yükselticiye kıyasla daha yüksek olması sebebiyle ön yükselticinin dinamiklerinin ihmal edilmesidir.

Ön yükseltici birimi, istenilen çıktının elde edilmesi için tasarım mühendisinin kararlılık analizi yaparak belirleyebileceği bir kazanç değeri ile modellenmektedir.

Ön yükseltici ve güç yükseltici birimleri, birimden çıkan gerilim ve birime gelen gerilim arasındaki oranın alınmasıyla sırasıyla Eşitlik (2.18)-(2.19)'daki gibi ifade edilmektedir.

$$\frac{V_p(s)}{V_e(s)} = K \quad (2.18)$$

Eşitlik (2.18)'de yer alan V_e ifadesi ön yükselticiye gelen gerilim değeri olup bu değer, potansiyometrelerden okunan konum bilgilerinin gerilime dönüştürüldüğü ve daha sonra farklarının alındığı değerdir, V_p ifadesi ön yükselticiden çıkan gerilim değeri, K ifadesi ise ön yükseltici kazancıdır.

$$\frac{E_a(s)}{V_p(s)} = \frac{K_1}{s + a} \quad (2.19)$$

Eşitlik (2.19)'da yer alan E_a ifadesi motor-armatür gerilimi değeri, V_p ifadesi ön yükselticiden çıkan gerilim değeri, K_1 ifadesi güç yükseltici kazancı, a ifadesi ise güç yükseltici kutbudur.

Ön yükseltici ve güç yükseltici birimlerinin tasarımı yapılırken dikkat edilmesi gereken unsur, ön yükseltici ve güç yükseltici tarafından yükseltilecek gerilimin motora

zarar vermeyecek ölçüde yükseltilmesidir. Fiziksel gerçekleştirilmesi yapılan sistemlerde önem arz eden bu unsur sebebiyle tasarım parametreleri dikkatli belirlenmelidir.

2.3.3 Motor

Motor birimi, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek kendisine bağlı olan anteni (yükü) harekete geçirmek amacıyla kullanılır. Servo sistemlerde kullanılan motorlar genellikle doğal mıknatıslı DA motordur. Bu durum, motorun kontrolünü kolaylaştıran sabit alan akısına sahip olmasına bakılarak belirlenir [33].

Sabit alan akısına sahip bir motorda armatür direnci R_a 'nın armatür endüktansı L_a 'ya kıyasla çok büyük olduğu varsayılabilir ve bu kapsamda modelleme yapılırken basitleştirme yoluna gidilmesiyle armatür endüktansı ihmal edilerek denklemden çıkarılır. Buna göre Eşitlik (2.13)'te gösterilen motor transfer fonksiyonu ifadesi yeniden düzenlenirse Eşitlik (2.20) ile gösterilen ifade elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{\frac{K_T}{J_m R_a}}{s \left[s + \frac{(B_m R_a + K_T K_B)}{J_m R_a} \right]} \quad (2.20)$$

Gösterim kolaylığı açısından Eşitlik (2.20)'de gösterilen ifadenin pay ve paydasında yer alan sabit parametrelili ifadeler sırasıyla Eşitlik (2.21)-(2.22)'deki gibi ifade edilebilir.

$$K_m = \frac{K_T}{J_m R_a} \quad (2.21)$$

$$a_m = \frac{B_m R_a + K_T K_B}{J_m R_a} \quad (2.22)$$

Eşitlik (2.21)-(2.22)'de yer alan K_m ifadesi motor kazancı, a_m ifadesi motor kutbu kazancı şeklinde isimlendirilmektedir. Gerekli düzenlemeler yapıldığında motora ait transfer fonksiyonu Eşitlik (2.23)'te gösterildiği gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{K_m}{s(s + a_m)} \quad (2.23)$$

2.3.4 Dişliler

Motor milinin dönüşü, mekanik yük ile motor arasında geçen dişli mekanizmasına bağlıdır. Dişli mekanizması en az iki dişlinin bir araya gelmesiyle oluşmakta ve

dişlilerin üzerinde yer alan diş sayısının oranları motorun dönüşünü etkilemektedir. Dişli oranı Eşitlik (2.24) ile gösterilmiştir.

$$K_g = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.24)$$

2.4 Kontrol Sistemlerinde Performans Değerlendirmesi

Kontrol sistemlerinin tasarım ve analizleri yapılırken kontrolcü ve sistem çıkış cevabı için performans kriterlerinden yararlanılarak karşılaştırma işlemleri yapılır. Karşılaştırma işleminde genellikle birim basamak, rampa ve sinüzoidal fonksiyonlara sahip referans sinyaller kontrol sistemlerine uygulanır ve bu referans sinyaller için sistem çıkış cevapları karşılaştırılır. Bu sinyaller zamanın basit fonksiyonları olduğu için sistemlerin analizlerini yaparken tasarımcıya önemli bir kolaylık sağlamaktadır [34]. Çoğu tasarım kriteri bu tür referans sinyallerin cevabına veya test sinyali kullanmaksızın değişen başlangıç koşullarına göre sistemlerin verdiği cevaba dayanır [35]. Bu tip referans sinyallerin kullanılmasıyla aynı yapıya dayanan tüm sistemlerin performans değerlendirmeleri ve karşılaştırmaları yapılabilmektedir.

Örneğin kontrol sisteminin dış bozucular altında değerlendirilmesi için birim basamak fonksiyonundan faydalanabilir. Benzer şekilde sistemin zamanla değişen girişlere karşı değerlendirilmesi için rampa fonksiyonundan faydalanabilir.

Kontrol sistemlerinin tasarımı, üç temel performans kriteri dikkate alınarak yapılır. Bu kriterler şu şekildedir:

- Kararlılık
- Geçici durum cevabı
- Kalıcı durum hatası

Bir kontrol sisteminin performansını etkileyen geçici ve kalıcı durum olmak üzere iki zaman cevabı vardır. Sistem çıkış cevabının, bir başlangıç durumundan itibaren zaman sonsuza doğru giderken aldığı değere ulaştığı ana kadarki kısmına geçici durum cevabı, sistem cevabının kalıcı bir değere yerleştiği ve o değerde kalmaya devam ettiği kısma ise kalıcı durum cevabı denilmektedir. Sistem zaman cevabı Eşitlik (2.25) ile ifade edilmektedir:

$$y(t) = y_{tr}(t) + y_{ss}(t) \quad (2.25)$$

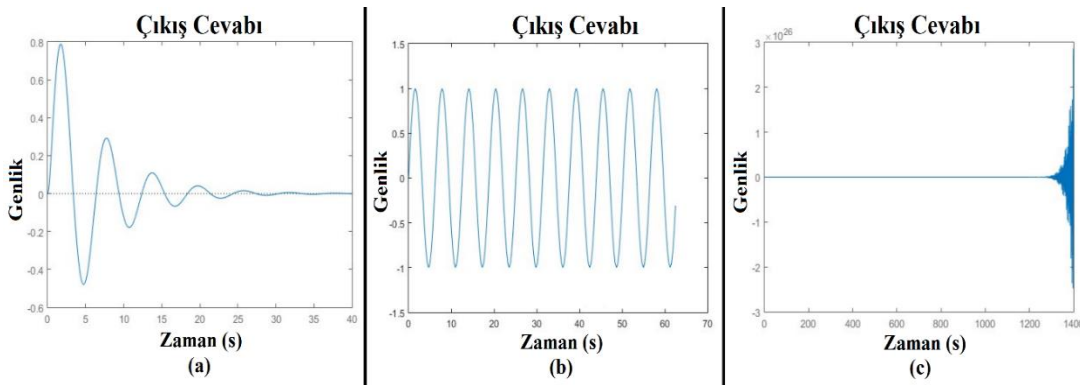
Eşitlik (2.25)'te yer alan y_{tr} ifadesi geçici durum cevabı, y_{ss} ifadesi kalıcı durum cevabıdır.

2.4.1 Kararlılık

Kararlılık, bir kontrol sisteminin sınırlı büyüklükte giriş ve bozucu girişler için sınırlı büyüklükte cevap vermesidir. Kontrol sistemlerinde dinamik davranışa ait en önemli özellik sistemin kararlı veya kararsız olma sonucunu belirleyen mutlak kararlılıktır. Kararlılık, en önemli performans kriteridir. Bir sistem kararlı değilse, geçici durum cevabı ve kalıcı durum hatası kriterlerinin hiçbir önemi yoktur. Doğrusal zamanla değişmez bir kontrol sistemi için:

- Kararlı Sistem: Sistem çıkışının zaman sonsuza giderken denge konumuna ulaşmasıdır.
- Kritik Kararlı Sistem: Sistem çıkışının zaman sonsuza giderken bulunduğu konumdan denge konumuna yaklaşmaması veya uzaklaşmaması, ancak sonsuza kadar sonlu bir değerde sabit kalması ya da sabit genlikte salınımlar gerçekleştirmesidir.
- Kararsız Sistem: Sistem çıkışının zaman sonsuza giderken herhangi bir sınır olmaksızın denge konumundan uzaklaşmasıdır.

Kararlı, kritik kararlı ve kararsız çalışan sistemlerin çıkış cevapları Şekil 2.11'de gösterilmiştir.



Şekil 2.11: Sistem çıkış cevapları: (a) Kararlı sistem, (b) Kritik kararlı sistem, (c) Kararsız sistem

2.4.2 Geçici durum cevabı

Sistem çıkış cevabının bir başlangıç durumundan son duruma kadar olan davranışına geçici durum cevabı denir. Bir kontrol sistemine ait performans karakteristikleri

geçici durum cevabı içerisinde yer almakta olup bu karakteristikler performans analizinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bir kontrol sisteminin geçici durum cevabının içerisinde yer alan performans karakteristikleri performans analizinde sıklıkla kullanılmakta olup bu karakteristiklerin belirlenmesinde kullanılan parametreler şunlardır:

- Yerleşme süresi, t_s
- Yükselme süresi, t_r
- Maksimum yüzde aşım, M_p
- Tepe süresi, t_p
- Gecikme süresi, t_d

Sonuçların elde edilmesinde kolaylık sağladığından ötürü bu parametreler genellikle birim basamak giriş için değerlendirilir. Birim basamak giriş için cevaplar biliniyorsa farklı tipte bir giriş için de cevapların hesaplanması mümkündür.

Bir kontrol sisteminin performansını etkileyen geçici ve kalıcı durum olmak üzere iki zaman cevabı vardır. Yerleşme süresi, kalıcı durum değerinin %2 veya %5 tolerans aralığında kalmaya başladığı zamandır. Yükselme süresi, kalıcı durum değerinin %10'unundan %90'ına ulaşma zamanıdır. Maksimum yüzde aşım, kalıcı durum değeri ile tepe değeri arasındaki yüzdesel orandır. Tepe süresi, sistem cevabının tepe noktasına ulaşma zamanıdır. Gecikme süresi, başlangıç değerinden kalıcı durum değerinin yarısına ulaşma zamanıdır. Kapalı çevrim kontrol sistemi için birim basamak cevap eğrisi Şekil 2.12'de gösterilmiştir.

2.4.3 Kalıcı durum hatası

Belirli bir giriş sinyali için, zaman sonsuza giderken sistem girişi ile sistem çıkış cevabı arasındaki farka kalıcı durum hatası denir. Kalıcı durum hatası genellikle sisteme verilen birim basamak, rampa ve parabolik referans giriş sinyalleri karşısında gösterdiği tepkiye göre belirlenmektedir. Özellikle rampa giriş sinyali, kalıcı durum hatasının belirlenmesinde önemli rol oynamaktadır.

Bir sistemin kalıcı durum hatası, o sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonundan yararlanarak hesaplanır. Basit bir kontrol sisteminin blok diyagramı Şekil 2.13'te gösterilmiştir.

Eşitlik (2.29)'da yer alan giriş sinyali $R(s)$ ifadesi kalıcı durum hatasının giriş sinyali türüne bağlı olduğunu ve giriş sinyali türüne göre farklı sonuçlar elde edilebileceğini göstermektedir.

Bir kontrol sisteminin kalıcı durum performansını karakterize etmek amacıyla bazı hata katsayıları tanımlanmaktadır. Bu ifadeler birim basamak giriş için konum hata katsayısı K_p , rampa giriş için hız hata katsayısı K_v ve parabolik giriş için ivme hata katsayısı K_a 'dır. Statik hata katsayıları olarak da adlandırılan bu ifadeler, sistemin kalıcı durum performansının bir ölçüsü olarak görülmektedir. Genellikle hata katsayılarının küçük olması kalıcı durum hatasının büyük olmasına neden olur.

Statik hata katsayılarının değeri, $G(s)$ transfer fonksiyonunda bulunan integratör bloğuna bağlıdır. Bu sebeple bu integratör sayısına bir isim verilir. Transfer fonksiyonunun paydasında yer alan n 'in değeri sistem tipi olarak isimlendirilir. Sisteme $n = 0$ ise Tip 0 sistem, $n = 1$ ise Tip 1 sistem, $n = 2$ ise Tip 2 sistem denir. $G(s)$ transfer fonksiyonu genel bir şekilde Eşitlik (2.30) ile ifade edilmektedir.

$$G(s) = \frac{K(s + z_1)(s + z_2) \cdots}{s^n(s + p_1)(s + p_2) \cdots} \quad (2.30)$$

Örneğin $n = 1$ alındığında $K_p = \infty$ bulunur ve elde edilen kararlı durum hatası 0 olur. Bu durum birim basamak giriş için Tip 1 sistemde kalıcı durum hatasının olmadığını gösterir. Genel olarak kalıcı durum hatası, giriş sinyaline ve sistem tipine göre değişmekte olup sıfır, sabit (sonlu) veya sonsuz olabilir.

Birim basamak giriş, rampa giriş ve parabolik giriş için kalıcı durum hatası ifadeleri ve sistem tipleri için hata değerleri Çizelge 2.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 2.3: Birim basamak, rampa ve parabolik girişler için kalıcı durum hatası ifadeleri ve hata değerleri.

Sinyal Türü	Sinyal Fonksiyonu	Kalıcı Durum Hatası	Hata		
			Tip 0	Tip 1	Tip 2
Birim basamak	$\frac{1}{s}$	$\frac{1}{1 + K_p}$	$\frac{1}{1 + K_p}$	0	0
Rampa	$\frac{1}{s^2}$	$\frac{1}{K_v}$	∞	$\frac{1}{K_v}$	0
Parabolik	$\frac{1}{s^3}$	$\frac{1}{K_a}$	∞	∞	$\frac{1}{K_a}$



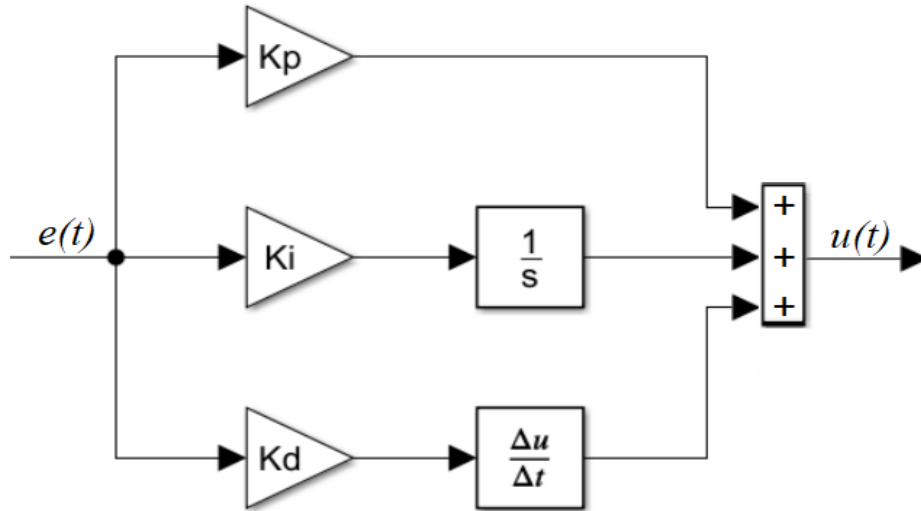
3. KONTROLCÜ TASARIMI

3.1 PID Kontrol

PID kontrol; oransal, integral ve türevsel kontrolcülerin birlikte kullanılmasıyla oluşan bir kontrol türüdür. PID kontrol, sanayide ilk kez 1939 yılında piyasaya sürülmüş ve ortaya çıkışından bu yana sistem kontrolünde kullanılan en yaygın kontrol tekniklerinden birisi olmuştur. 1989 yılında Japonya'da yapılan bir araştırmayla süreç endüstrisinde kullanılan kontrol sistemlerinin %90'ından fazlasının PID kontrolcü ve PID kontrolcününün gelişmiş türevlerini kullandığı ortaya çıkarılmıştır [36].

Kontrol alanında yeni yöntemlerin geliştirilmesine rağmen sistemlerin kontrolünde iyi performans ortaya koymaları, parametrelerinin hesaplanmasının kolay olması ve çeşitli çalışma koşullarında kararlı çalışabilmeleri gibi özelliklere sahip olmaları PID kontrolcülerin endüstride kullanımını cazip hâle getirmektedir.

PID kontrolcününün blok diyagramı Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1: PID kontrolcü blok diyagramı

Şekil 3.1'de gösterilen PID kontrolcü blok diyagramında e takip hatasını, u kontrol sinyalini ifade etmektedir.

PID kontrol algoritması, oluşan hatayı azaltmak için üç farklı sabit parametreyi kontrol eder. Bu nedenle bu kontrol yöntemi, üç aşamalı kontrol olarak da adlandırılır. Oransal kazanç elemanı K_p mevcut hatayı, integral kazanç elemanı K_i geçmiş hataların toplamını ve türevsel kazanç elemanı K_d gelecekteki hataların tahminini dikkate alır. Bu üç bileşenin ağırlıklı toplamı yoluyla elde edilen kontrolcü, kontrol edilen sistemi istenilen seviyeye ayarlamak için kullanılır [37].

Oransal kontrol, tasarlaması en basit kontrolcü tipidir. Oransal kazanç ile tasarlanmış bir kontrol algoritmasında kontrol sinyali, hata sinyali ile oransal kazanç değerinin çarpımıyla elde edilir. Yüksek bir oransal kazanç değeri, kontrol sinyalinde büyük bir değer ortaya çıkarır. Oransal kazanç değeri yükseldiğinde sistemin tepki hızı ve aşım miktarı artar, kalıcı durum hatası azalır; fakat kapalı çevrim sistem kararsız hâle gelmeye başlar. Oransal kazanç değeri azaldığında çıktı tepkisi de azalacağından bozucu etkilere verilen tepki, etkisizleşmeye başlar [38].

İntegral kontrol, hatanın zaman içindeki değişimi ve büyüklüğü ile orantılı olup bu kontrolcünün işlevi genel olarak kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmaktadır. İntegral kontrolcü kullanımı sistemin derecesini arttırmakta olup K_i değerinin çok yükseltilmesi sistemi kararsızlığa sürükler. İntegral kontrolcü, işlemin referans sinyaline doğru hareketini hızlandırır ve oransal kontrolcü ile oluşan kalıcı durum hatasını ortadan kaldırır [38]. Ancak kalıcı durum hatasını ortadan kaldırırken genlik salınımına neden olmakla birlikte genliği de arttırabilmekte [39] yani geçici tepkiyi kötüleştirir. İntegral kontrolcüler genellikle oransal kontrolcüler ile beraber kullanılmaktadır.

Türevsel kontrol, hatanın değişim oranı ile orantılıdır. Türevsel kazanç ile tasarlanmış bir kontrol algoritmasında kontrol sinyali, hata değişim oranının türev kazancı ile çarpılmasıyla hesaplanır. Türev işlemi, sistem çıktısının hesaplandığı andan bir sonraki anda alacağı değere ilişkin bir veri üretir. Dolayısı ile türev kontrol etkisi, sisteme bir öngörü kazandırır [36]. Türev işleminin amacı, kapalı döngü kararlılığını ve performansı iyileştirmektir. Bu kapsamda türevsel kontrol ile sistemin kararlılığı artmakta, oransal ve integral kontrolcülerden oluşan aşım ortadan kalkmakta ve geçici tepki iyileşmektedir [38]. Bununla birlikte türevsel kontrolcü tek başına kullanılmamaktadır.

Oransal, integral ve türevsel olmak üzere üç bileşenden oluşan PID kontrolcünün transfer fonksiyonu Eşitlik (3.1) ile ifade edilmektedir.

$$G_{PID} = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.1)$$

PID kontrolcü, oluşturduğu kontrol sinyalini sisteme göndererek sistemi kontrol etmeyi amaçlar. PID kontrolcünün oluşturduğu kontrol sinyali Eşitlik (3.2) ile ifade edilmektedir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.2)$$

PID kontrolcüler çalışma koşullarının değiştiği şartlarda, bozucu etkilerin ve modellenmemiş dinamiklerin olduğu sistemlerde optimum bir şekilde kontrol edilememektedir. Bu sebeple PID kontrolcüler, doğrusal olmayan sistemlerde istenilen performansı ve etkiyi gösterememekte ve sistemi kararsızlığa sürükleyebilmektedir [40].

PID kontrolcüde yer alan katsayı değerlerinin arttırılması hâlinde kapalı çevrim kontrol sisteminde oluşan etkiler Çizelge 3.1’de gösterildiği gibi olmaktadır [41].

Çizelge 3.1: PID kontrol katsayı değerlerinin arttırılması hâlinde kapalı çevrim sistem üzerinde oluşacak etkiler.

	Yükselme Süresi (t_r)	Aşma Miktarı (M_p)	Yerleşme Süresi (t_s)	Kalıcı Durum Hatası (e_{ss})	Kararlılık
K_p	Azalır	Artar	Bir miktar artar	Azalır	Azalır
K_i	Bir miktar azalır	Artar	Artar	Büyük miktarda azalır	Azalır
K_d	Bir miktar azalır	Azalır	Azalır	Çok az değişir	Artar

PID kontrolcüler anten kontrol çalışmalarında, oluşan titreşimi ve zorlayıcı yönelim gereksinimlerini sağlayamadığından eskisi kadar sık kullanılmamaktadır. Fakat tasarım kolaylığı gibi cazip sebeplerden dolayı özellikle antenlerin alt sistemlerinde kullanımına devam edilmektedir [42].

3.2 Kayan Kipli Kontrol

Kontrol sistemi tasarımlarında gerçek sistem ile matematiksel model (ideal durum) arasında tasarım hatası, sıcaklık, basınç, titreşim gibi sebeplerden dolayı ortaya çıkan bozucular ve belirsizliklerden ötürü sistem kararsızlığa gidebilir. Bu kapsamda bozucu ve belirsizliklere sahip bir sistemin istenilen dinamik davranışı sağlayabilmesi için gürbüz kontrol sistemleri geliştirilmiştir. Gürbüz kontrol yaklaşımlarından birisi olan kayan kipli kontrolcü, kontrol sistemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır.

Lyapunov ve Poincare'in çalışmalarına dayanarak 1950'li ve 1960'lı yıllarda dinamik modellemeye alternatif yaklaşımlar geliştirilmiştir. Kayan kipli kontrol ile ilgili çalışmaların temeli 1960'lı yıllarda Stanislav Emelyanov ve Evgenii Barbashin tarafından atılmış ve 1970'li yıllarda Rus mühendis Vadim Utkin tarafından açıklanan röle temelli bir kontrol teorisi ile kayan kipli kontrol teorisi ciddi anlamda gündeme gelmiştir [43,44].

Değişken yapıli bir kontrol tekniğı olan ve Lyapunov kararlılık teoremini temel alan kayan kipli kontrol, modellenmemiş sistem dinamiklerine, parametre değişimlerine, bozucu etkilere ve sistem belirsizliklerine karşı duyarsız veya düşük duyarlılıkta davranış sergilemesi; bunun yanı sıra uygulama kolaylığı gibi özellikleri sayesinde sistem kontrolünde kullanılan etkili bir kontrol yöntemidir [45]. Özellikle endüstride kullanılan PID gibi klasik doğrusal kontrolcülerin bozucu ve belirsizliklere karşı istenilen sonuçları verememesinden ötürü kayan kipli kontrol tekniğinin kullanımı yaygınlaşmıştır.

Kayan kipli kontrol tekniğinde amaç, kontrol edilen sistem durum yörüngelerini bozucu ve belirsizlik gibi etkilere rağmen kayma yüzeyi olarak ifade edilen yüzey üzerinde tutarak sistemin denge noktasında kalmasını sağlamaktır. Bu kontrol yönteminde yüksek dereceli sistemi birinci dereceye indirgeyen kontrol sinyali oluşturmak ve sistemin birinci derece bir sistem gibi davranış göstermesi sağlanır. Birinci dereceye indirgenen sistemde, bozucu etkilere ve belirsizliklere karşı yüksek hızda anahtarlama sayesinde kararlı, gürbüz ve iyi performanslı bir kontrol sağlanır.

Kayan kipli kontrol tasarımı iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşama, kararlı bir kayma yüzeyinin tanımlanmasıdır. Bu yüzey, kontrolü yapılacak sisteme göre tasarlanmakta olup sistemin kayma yüzeyi boyunca sergilediğı hareket, sistemin çıkış davranışını

temsil etmektedir. İkinci aşama, sistem durumlarını herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine ulaştırın ve bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayan denetim kuralının belirlenmesidir [46].

Kayan kipli kontrolde sistem durumlarının başlangıç noktasından denge noktasına doğru sergilediği hareket iki fazda gerçekleşmektedir:

- I. Ulaşma Fazı: Sistem durum davranışının, herhangi bir başlangıç noktasından durum uzay bölgesi olarak da adlandırılan kayma yüzeyine doğru süregelen hareketidir. Ulaşma fazındayken sistem cevabı, bozucu ve belirsizliklere karşı dayanıksızdır.
- II. Kayma Fazı: Sistem durumlarının kayma yüzeyine erişmesinin ardından o yüzey üzerinde denge noktasına (orijine) doğru gerçekleştirdiği kayma hareketidir. Kayma fazındayken sistem cevabı, bozucu ve belirsizliklere karşı duyarsızdır.

Kayan kipli kontrolcünün olumsuz etkilere karşı duyarsız olabilmesi ve kaymayı sağlayan kontrol sinyalinin mevcut değerden başka bir değere geçmesi için frekansı sonsuz (sonsuz hızda) anahtarlmalı bir kontrol kuralından yararlanılmaktadır. Anahtarlama işlemi sayesinde sistem durumları, başlangıç noktasından kayma yüzeyine doğru hareket eder. Kayma yüzeyine erişen sistem durumları kayma yüzeyine oturur ve denge noktasına doğru kaydırılır, bozucu ve belirsizliklere karşı duyarsız davranarak sistemin arzu edilen davranışı sergilemesini sağlar. Kayan kipli kontrolcü yönteminde adı geçen 'kayan' kelimesi bu yaklaşımdan gelmektedir. Kontrol işaretinin yeteri kadar hızlı anahtarlanamaması durumunda, sistem durumları kayma yüzeyine tam olarak oturamaz. Bu sorunun önüne geçmek için anahtarlama hızının yüksek tutulması gerekmektedir. Ulaşma ve kayma fazları Şekil 3.2'de gösterilmiştir.

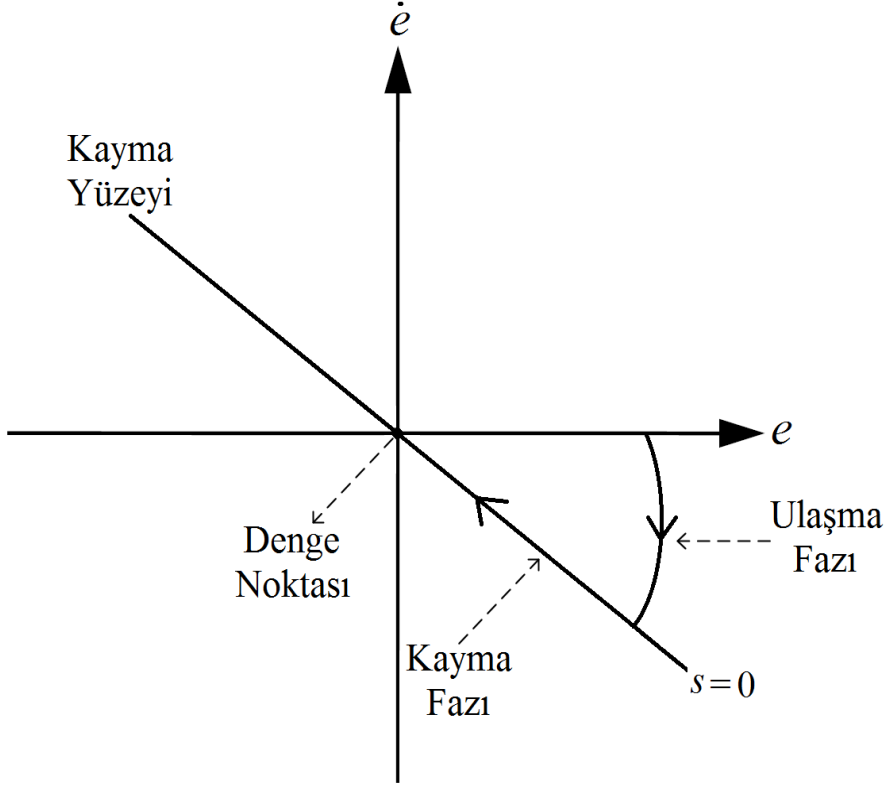
İkinci dereceli ve tek girişli bir sistemin durum denklemi Eşitlik (3.3) ile ifade edilmektedir.

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.3)$$

Eşitlik (3.3)'te yer alan x durum vektörü, u kontrol sinyali, A ve B durum matrislerdir. Gerçekleştirilmek istenen kontrolün amacı, bozucu ve belirsizliklere karşı sistem üzerinde arzu edilen dinamik davranışı ($x \rightarrow x_d$) sağlamaktadır. Bu tanımlama matematiksel olarak Eşitlik (3.4) ile ifade edilmektedir.

$$\tilde{x} = e = x - x_d = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} x_d \\ \dot{x}_d \end{bmatrix} \rightarrow 0 \quad (3.4)$$

Eşitlik (3.4)'te yer alan \tilde{x} veya aynı amaçla kullanılan e hata fonksiyonu olup, kararlı bir kontrol için hatanın 0 olması istenir.



Şekil 3.2: Ulaşma ve kayma fazları

Kayan kipli kontrolcü tasarımının aşamalarından biri olan, anahtarlama fonksiyonu olarak da ifade edilebilen kayma yüzeyi Eşitlik (3.5)-(3.6)'da gösterildiği gibi tanımlanır.

$$s = \dot{\tilde{x}} + \lambda \tilde{x} \quad (3.5)$$

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (3.6)$$

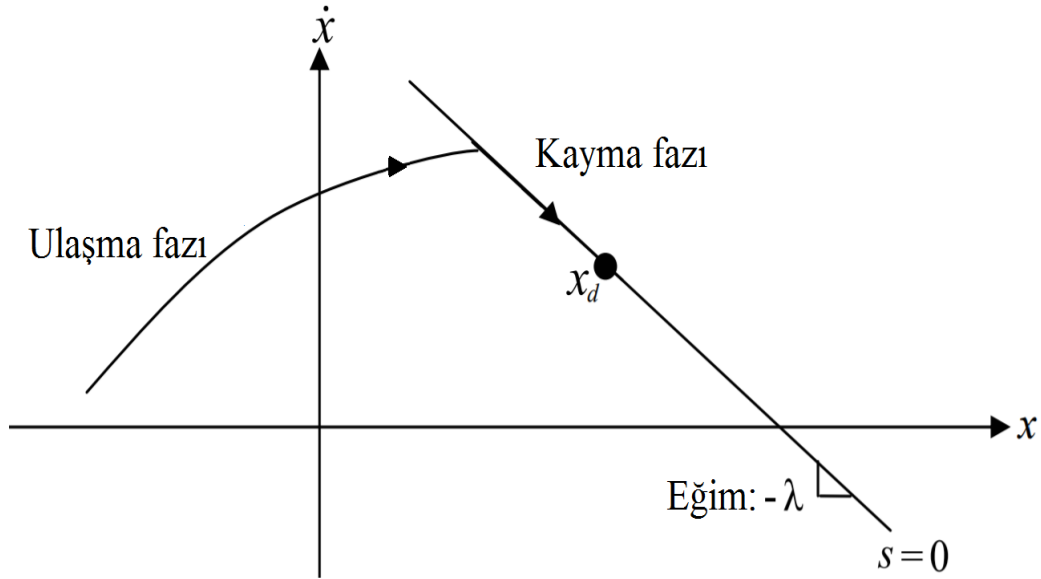
$x \rightarrow x_d$ referans takibini hatasız bir şekilde sağlayacak dinamik davranışın elde edilebilmesi için sistem durumlarının kayma yüzeyine, yani $s = 0$ doğrusuna erişmesi gerekir. $s = 0$ durumu $\dot{e} = -\lambda e$ eşitliğinin olması ile ortaya çıkar. Bu eşitlik, eğimi $-\lambda$ olan ve orijinden geçen bir doğruyu (kayma yüzeyi) ifade etmektedir. Kontrolcünün performansı bu eşitlikle yer alan λ ifadesine bağlı olup bu ifade pozitif bir sabit olan bant genişliği olarak adlandırılmaktadır. Sistem performansı bant genişliğine karşı oldukça hassastır [47].

Kayma yüzeyine erişmiş sistem durumlarını, kayma yüzeyi etrafında tutarak denge noktasına doğru kaymasını sağlayan kontrol sinyalini oluşturmak için farklı yaklaşımlar kullanılmakla birlikte en sık olarak Lyapunov fonksiyonundan yararlanılmaktadır [48]. Lyapunov fonksiyonu en genel şekilde Eşitlik (3.7) ile ifade edilmektedir.

$$V(s) = \frac{1}{2} s^2 \quad (3.7)$$

Kararlılık şartının sağlanması için tanımlanmış olan Lyapunov fonksiyonunun pozitif ($V > 0$), türevinin ise negatif olması ($\dot{V} < 0$) gerekir, bu sayede kayma yüzeyi üzerinde denge noktasına erişim sağlanır [49]. Eşitlik (3.7) ile gösterilen Lyapunov fonksiyonunun türevi alındığında Eşitlik (3.8) ile gösterilen kayma şartı elde edilir. Sistem durumları, kayma yüzeyine ulaştığında yüzey üzerinde kalır ve denge noktasına doğru hareket eder. Bu durum Şekil 3.3'te gösterilmiştir.

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} \leq \eta|s| \quad (3.8)$$



Şekil 3.3: Sistem durumlarının kayma yüzeyine ulaşması

Eşitlik (3.8) ile ifade edilen kayma şartı ifadesi düzenlendiğinde Eşitlik (3.9) ile gösterilen kararlılık koşulu elde edilir.

$$\dot{s} \leq -\eta \times \text{sgn}(s) \quad (3.9)$$

Eşitlik (3.8)'de yer alan η ifadesi pozitif bir reel sayı olma şartını sağlarsa ($\eta > 0$) sistem durumları $s = 0$ şeklinde ifade edilen kayma yüzeyine erişir ve bu yüzey

üzerinde kalır. Kayma yüzeyi üzerindeyken hata ifadesi e , üstel olarak sıfıra gider. Eşitlik (3.9)'da yer alan $sgn(s)$ ifadesi ise işaret (signum) fonksiyonu olup bu fonksiyon Eşitlik (3.10) ile ifade edilmektedir.

$$sgn(s) = \begin{cases} +1 & s > 0 \\ -1 & s < 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Kayan kipli kontrolde; sistemi arzu edilen performansta ve kararlılıkta, bozucu ve belirsizliklere karşı duyarsız davranan $u(t)$ kontrol sinyalinin üretilmesi amaçlanır. Eşitlik (3.3) ile ifade edilen ikinci dereceli ve tek girişli bir sistemde bulunan kontrol sinyali $u(t)$, eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ ve anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ olarak adlandırılan iki sinyal bileşeninden oluşmaktadır. Eşdeğer kontrol sinyali $u_{eq}(t)$, $s = 0$ ve $\dot{s} = 0$ olduğu durumda (kayma fazında) devreye girer ve kayma yüzeyine erişen sistem durumlarının hareketinin bu yüzey üzerinde sürdürülmesini sağlar. Anahtarlama kontrol sinyali $u_{sw}(t)$, $s \neq 0$ olduğu durumda (ulaşma fazında) devreye girer ve sistem durumlarının kayma yüzeyine getirilmesini sağlar. Kontrol yapısının bu şekilde olmasından ötürü eşdeğer kontrol sinyali $u_{eq}(t)$ sürekli, anahtarlama kontrol sinyali $u_{sw}(t)$ süreksiz bir yapıya sahiptir.

Eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ ve anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ 'den oluşan kontrol sinyali $u(t)$ Eşitlik (3.11) ile ifade edilmektedir.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \quad (3.11)$$

Eşdeğer kontrol sinyali $u_{eq}(t)$ en genel şekilde Eşitlik (3.12) ile ifade edilmektedir.

$$u_{eq}(t) = -\frac{1}{b} [f(x, \dot{x}, t) + \lambda \dot{e} - \dot{x}_d] \quad (3.12)$$

Eşitlik (3.12)'de yer alan b ifadesi 0'dan farklı olmak üzere bir sabit sayıdır.

Anahtarlama kontrol sinyali $u_{sw}(t)$ en genel şekilde Eşitlik (3.13) ile ifade edilmektedir.

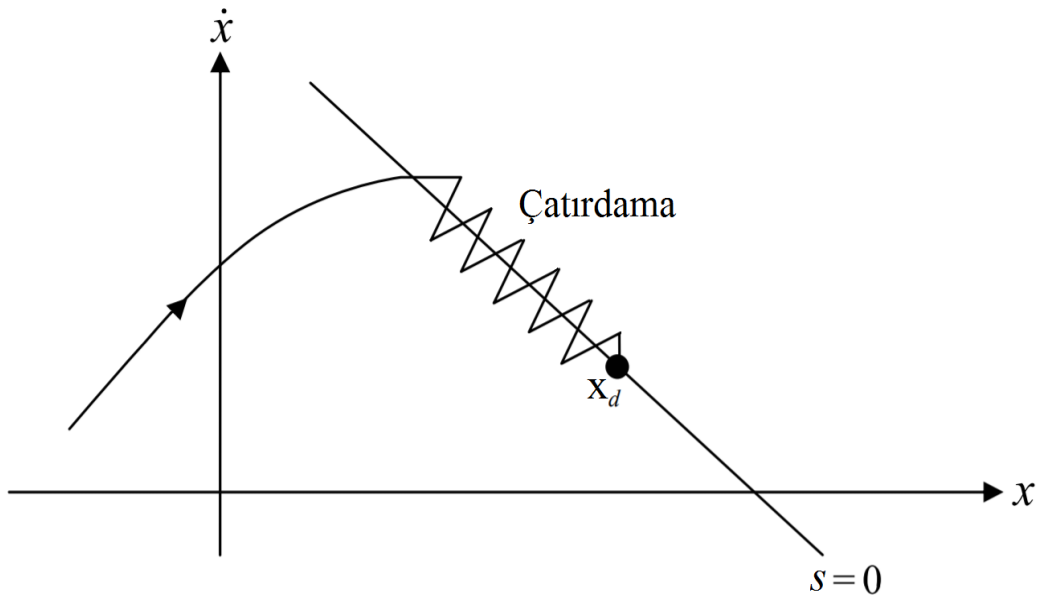
$$u_{sw}(t) = \beta \times sgn(s) \quad (3.13)$$

Kayma ve ulaşma koşullarının sağlanması için Eşitlik (3.13)'te yer alan anahtarlama kazancı β ifadesinin yeterince büyük bir pozitif değer seçilmesi gerekir. β değeri büyüdükçe kayma yüzeyinde oluşan çattırtı genliğinin boyutu da doğru orantılı olarak büyümektedir. Diğer yandan β değeri küçüldükçe bozucuların sisteme etki etmesi hâlinde sistemin toparlanma süresi uzamaktadır.

Kayan kipli kontrolün en büyük dezavantajı kaymayı sağlayan kontrol sinyalinin mevcut değerden başka bir değere geçmesi için frekansı sonsuz (sonsuz hızda) anahtarlmalı bir kontrol kuralı varsayımı yapılarak tasarlanmasıdır. Fakat pratik uygulamalarda sonsuz hızda anahtarlama yapmak mümkün olmadığından [50] sistem durumlarının kayma yüzeyindeki hareketi üzerinde olumsuz sistem tepkileri ile karşılaşmaktadır.

Kayan kipli kontrolcüde, kontrol sinyalinin bileşenlerinden birisi olan anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ hızla değer değiştirdiğinden kayma yüzeyi etrafında yüksek frekanslı salınımlar ve dinamikler oluşur. Çatırdama olarak adlandırılan bu durum sistemin ömrünü kısaltmakta, gereksiz enerji tüketimine sebep olmakta ve mekanik parçalarda hasara yol açabilmektedir [51].

Eşitlik (3.8) ile gösterilen kayma şartı ifadesinde gelen işaret fonksiyonunun, geçişlerde ara değerler vermemesi nedeniyle kayma yüzeyi üzerinde çatırdamanın etkisi olan Şekil 3.4'te gösterildiği gibi zikzaklı davranışlar ortaya çıkar. Çatırdama problemini ortadan kaldırmak için çeşitli çalışmalar ve analizler yapılmış olup bu sorunu çözmek için en sık kullanılan yöntemlerden biri, süreksizlik yaratan işaret fonksiyonu $sgn(s)$ yerine sürekli ve doğrusal bir fonksiyon olan doyum (saturation) $sat(s)$ fonksiyonunun kullanılmasıdır. Kayma yüzeyinde oluşan çatırdama Şekil 3.4'te gösterilmiştir.

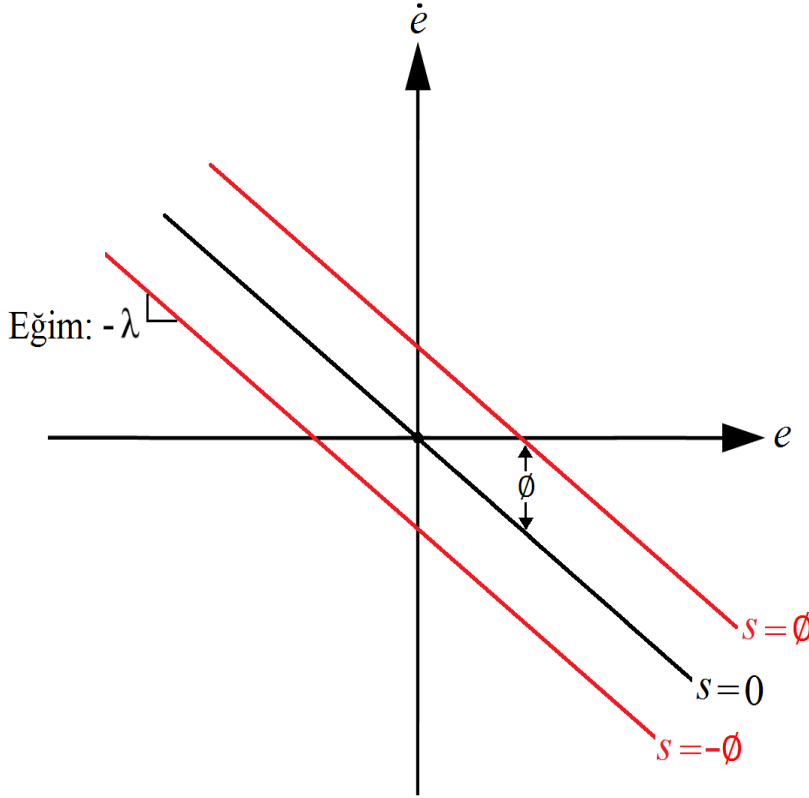


Şekil 3.4: Kayma yüzeyinde oluşan çatırdama

Doyum fonksiyonu Eşitlik (3.14) ile ifade edilmektedir.

$$sat(s) = \begin{cases} \frac{s}{\emptyset} & s \leq \emptyset \\ sgn(s) & s > \emptyset \end{cases} \quad (3.14)$$

İşaret fonksiyonu sebebiyle oluşan süreksizliğin önüne geçmek için kayma yüzeyine komşu olacak şekilde bir ince sınır tabaka tanımlaması yapılabilir. Eşitlik (3.14)'te yer alan \emptyset ifadesi sınır tabaka kalınlığı olarak adlandırılmakta olup sabit bir değere karşılık gelmektedir. Sınır tabakanın belirlenmesi Şekil 3.5'te gösterilmiştir.



Şekil 3.5: Sınır tabakanın belirlenmesi

$|s| \leq \emptyset$ olduğunda hata fonksiyonu e , sınır katman içerisinde kalır; $|s| > \emptyset$ olduğunda ise hata fonksiyonu e , sınır katman dışarısında kalır. Süreksizliğin giderilmesi için arzu edilen davranış, hata fonksiyonu e 'nin sınır katman içerisinde kalması sağlanarak çatırdama etkisinin bastırılması şeklindedir.

Sınır tabaka belirlendikten sonra anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ 'de bir ara değerlendirme (interpolasyon) yapılır. Eşitlik (3.13) ile ifade edilen anahtarlama kontrolü, doyum fonksiyonuna sahip olacak şekilde yeniden düzenlendiğinde Eşitlik (3.15) elde edilir.

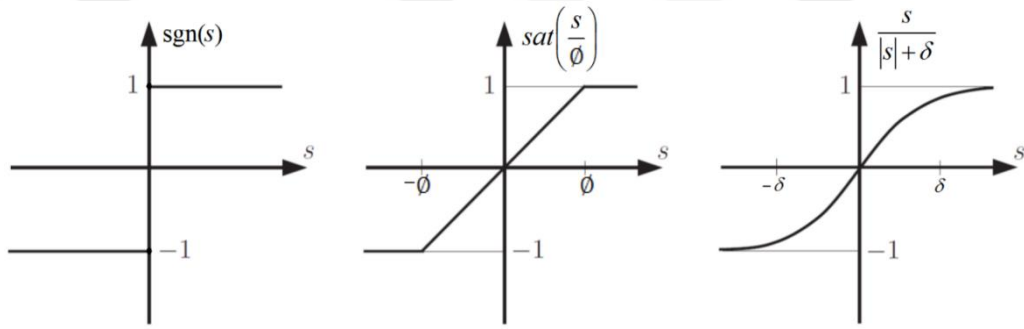
$$u_{sw}(t) = \beta \times sat(s/\emptyset) \quad (3.15)$$

Çatırdama etkisini ortadan kaldırmak için kullanılan yaklaşımlardan bir diğeri yumuşak geçişli ve doğrusal olmayan sigmoid fonksiyonunun kullanımınıdır. Sigmoid fonksiyonu Eşitlik (3.16) ile ifade edilmektedir.

$$\text{sigmoid}(s) = \frac{s}{|s| + \delta} \quad (3.16)$$

Eşitlik (3.16)'da yer alan δ ifadesi 1'den küçük pozitif bir sabit olarak kabul edilmektedir.

Anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ 'ye uygulanan ve gerekli durumlarda çatırdama etkisini ortadan kaldırmak amacıyla kullanılan üç farklı yaklaşımın fonksiyon yapısı Şekil 3.6'da gösterilmiştir.



Şekil 3.6: Çatırdamayı ortadan kaldırmak amacıyla kullanılan işaret, doyum ve sigmoid fonksiyonlarının yapısı

Bu yöntemler sayesinde sistem durumları, oluşan ani zıplamaların ve salınımların etkisini en aza indirgeyerek daha uygun bir davranış sergiler.

3.3 Doğrusal Karesel Gaussian (LQG) Kontrol

Bir optimal geri beslemeli kontrol yöntemi olan doğrusal karesel Gaussian (LQG) metodu, doğrusal karesel düzenleyici (LQR) metodunun bir Kalman filtresi ile beraber uygulanmasına dayandığından öncelikle doğrusal karesel düzenleyici (LQR) metodunun anlaşılması gerekmektedir.

Eniyileme olarak da adlandırılan optimizasyon, amaçlanan hedef doğrultusunda elde bulunan kısıtlı kaynakları en uygun biçimde kullanarak en iyi çözümü elde etmek olarak tanımlanır. Optimal kontrol problemi, bir skaler performans indeksini, bir dizi sistem dinamiğini (kısıtları) ve sınır koşulları içerir. Optimal kontrolde amaç, performans indeksini optimize ederken sistemi ilk koşullardan son koşullara götüren

kontrol geçmişlerinin bulunması [52] ve sistemin kabul edilebilecek bir davranışa ulaşana kadar performans indeksinin değiştirilmesidir [53].

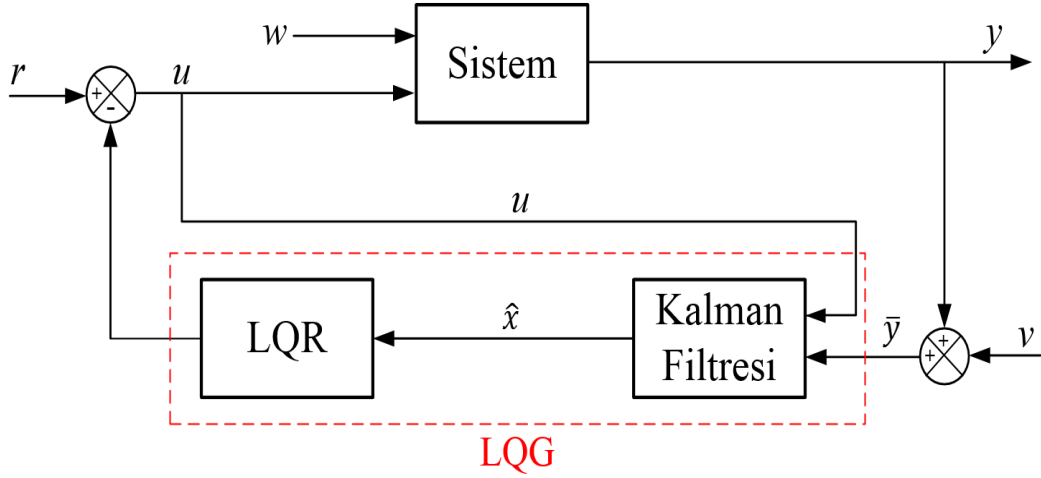
PID gibi klasik kontrolcülerde ana yaklaşım, en içteki döngüden başlayarak bütün döngülerin sırayla kapatılarak kontrolün sağlanması şeklindedir. Fakat optimal kontrolde bütün döngüler tek seferde kapatılmakta, sistemin tüm durumlarına erişilebilmekte ve bir performans indeksi belirlenerek sistemin kararlılığı sağlanmaktadır. Sistem dinamik tepkisinin, yüksek kazançta sahip sistemlerde oluşan gürültü gibi problemlerin üstesinden gelmesi amacıyla optimal kontrolcü tasarımı yapılmaktadır.

Doğrusal karesel düzenleyici (LQR) metodu, optimal kontrol teorisinden türetilmiş olup kontrol sisteminin girdilerini ve dinamik durumlarını dikkate alarak belirlenmiş bir performans indeksini en aza indirgeyerek sistemin kararlılığını sağlamayı amaçlayan bir kontrol yöntemidir [54].

Optimizasyon alanındaki ilk çalışma 1943 yılında Albert Hall tarafından yapılan, hata karelerinin toplamının en aza indirilmesi kriterine dayanarak servomekanizma dengeleyici teorisinin geliştirilmesi şeklindedir. Rudolf Kalman tarafından 1960'ta formüle edilen en küçük kareler kontrol problemi, doğrusal karesel düzenleyici yönteminin temelini oluşturmuştur. 1960'ların sonunda Brian Anderson ve John Moore tarafından yapılan kapsamlı bir çalışma ile doğrusal karesel düzenleyici yöntemi için önemli sonuçlar elde edilmiştir [55].

Pratik uygulaması yapılan doğrusal karesel düzenleyici (LQR) gibi optimal kontrolcüler, süreç gürültüsü ve sensör gürültüsü gibi beyaz gürültülerden etkilenmekte; bu sebeple de sistem kararlılığında problemler ortaya çıkmaktadır. Sistemlerin fiziksel olarak gerçekleştirilmesi yapıldığında sisteme ait tüm durum değişkenlerinin ölçülmesi mümkün olmaz. Bu durumda ölçülemeyen durum değişkenlerini, elde edilen ölçüm verilerini kullanarak kestirme yoluna gidilir. Kestirim yapılabilmesi için doğrusal karesel kestirim (LQE) optimal gözlemleyici yöntemi olarak da bilinen Kalman filtresine ihtiyaç duyulmaktadır. LQR kontrolcününün Kalman filtresi ile birlikte tasarlanması ile de doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü yapısı elde edilir. LQG kontrolcü, çeşitli sebepler ile durum değişkenlerinin tamamının ölçülemediği sistemlerin kontrolünü sağlamak için kullanılmaktadır [56]. Oluşan bu yapı literatürde, bölünme teorisi olarak

adlandırılmaktadır. LQG kontrolcülü sistemin blok diyagramı Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7: LQG kontrolcülü sistem blok diyagramı

Doğrusal, zamanla değişmez (LTI) bir sistemin durum uzayı gösterimi Eşitlik (3.17)-(3.18) ile ifade edilmektedir.

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.17)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) \quad (3.18)$$

Durum uzayı x olmak üzere, sistemin bütün durumları ölçülebilir ise durum geri bildirim Eşitlik (3.19) ile ifade edilmektedir.

$$u = -Kx \quad (3.19)$$

LQR kontrolün amacı, Eşitlik (3.20) ile ifade edilen performans indeksi fonksiyonunu en aza indirgeyen $u(t)$ optimal kontrol sinyalini bulmaktır.

$$J = \int_{t=0}^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (3.20)$$

Eşitlik (3.20)'de yer alan J performans indeksini, x durum vektörünü, u kontrol sinyalini, Q ve R ağırlık matrislerini ifade eder. Eşitlik (3.20)'de görüldüğü üzere performans indeksi, Q ve R ağırlık matrislerine bağlı olarak değişmektedir. Q ve R matrislerinin seçimine bağlı olarak en uygun K kazanç matrisinin elde edilmesi sağlandığından bu matrisler sistemin performansına doğrudan etki etmektedir. Q pozitif yarı tanımlı olup durum değişkeni ağırlık matrisini, R ise pozitif tanımlı olup kontrol sinyali ağırlık matrisini ifade etmekte olup bu iki matris simetriktir.

Eşitlik (3.19)'da yer alan K ifadesi durum geri besleme kazancı olup Eşitlik (3.21)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$K = R^{-1}B^T S \quad (3.21)$$

Durum geri besleme kazancı K 'nın hesaplanmasında kullanılan S matrisi pozitif sonlu bir köşegen matris olmakla birlikte Eşitlik (3.22) ile ifade edilen Riccati denkleminin çözülmesi ile bulunur.

$$0 = A^T S + SA + Q - SBR^{-1}B^T S \quad (3.22)$$

Performans indeksi fonksiyonunda yer alan Q ve R matrisleri sistemin harcadığı enerji ve tepki süresi arasında bir bağıntı kurmaktadır [57]. R matrisi Q matrisinden büyük seçildiğinde sistem daha az enerji harcamakta fakat daha fazla durum değişikliği oluşturarak (yani tepki süresini uzatarak) dengeye gelmekte, Q matrisi R matrisinden büyük seçildiğinde ise durum değişkenlerinde daha az değişiklik olmakta (yani tepki süresi azalmakta) fakat daha fazla enerji harcanarak sistem dengeye getirilmektedir. Genellikle A ve C matrisleri gözlemlenebilir ise $Q = C^T C$ ve $R = pI$ ($p \geq 0$ olmak üzere) şeklinde seçim yapılmaktadır.

Sistemde kontrolü sağlanacak sistemin durum değişkeni sayısı “ k ” ve kontrol girişi sayısı “ m ” ise Q matrisi $k \times k$ boyutlu, R matrisi ise $m \times m$ boyutlu olur.

Gerçeklemesi yapılan uygulamalarda, durum değişkenleri ölçümüne süreç gürültüsü $w(t)$ ve sensör gürültüsü $v(t)$ gibi bozucular dâhil olmaktadır. Bu durumda Eşitlik (3.17)-(3.18) ile ifade edilen durum uzayı gösterimi Eşitlik (3.23)-(3.24) ile ifade edilmeye başlanır.

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) + G_w w(t) \quad (3.23)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) + v(t) \quad (3.24)$$

Eşitlik (3.23)'te yer alan G_w ifadesi süreç gürültü matrisine karşılık gelmektedir.

Eşitlik (3.19) ile ifade edilen kabulün, fiziksel gerçeklemesi yapılan sistemlerde gürültü, belirsizlik ve modelleme yetersizlikleri sebebiyle sağlanamamasından ötürü ölçülemeyen durum değişkenleri, ilgili amaç doğrultusunda Kalman filtresi ile kestirilmeye çalışılır. Kalman filtresi, ölçülemeyen durumlar sebebiyle yetersiz bilgiye sahip bir sistemin davranışının çıkarımını yapabilmek için kullanılacak en uygun yöntemlerden biridir.

Kalman filtresi, geçmiş ölçümlere dayanarak sistemin gelecekteki durumunun tahminini sağlar [58]. Kalman filtresi, adını aldığı Rudolf Kalman tarafından 1950'lerde geliştirilmiş; ancak filtrenin özellikleri şüpheyle karşılandığından 1960'a kadar kullanımı çok kısıtlı kalmıştır. Rudolf Kalman, 1960 yılında fikirlerini NASA yetkililerine anlatmakta başarılı olmuş ve bu sayede Kalman filtresi Apollo Programı'nda kullanılmaya başlanmıştır [59]. Sonraki yıllarda filtrenin kullanımı yaygınlaşmış ve birçok mühendislik alanında çok önemli gelişmeler sağlamıştır.

Kalman filtresi, oluşan hataları minimize ederek referans değere ulaşmayı amaçlar. Sistemin bir önceki bilgilerini, giriş ve çıkış verileri ile kullanarak bir sonraki zamanın tahminini gerçekleştirmekte, bu tahminleri sürekli olarak referans değere yakınsamaya çalışmaktadır. Matematiksel tanıma göre Kalman filtresi, ortalama kestirim hatasının karesini en aza indirgeyen özyinelemeli bir denklemler kümesidir [60].

Kalman filtresi kullanıldığında durum uzayı, \hat{x} tahmini durum değişkeni kullanılarak oluşturulur. Tahmini durum değişkeninin kullanılmasıyla birlikte durum geri bildirim Eşitlik (3.25) ile ifade edilmektedir.

$$u = -K\hat{x} \quad (3.25)$$

Tahmini durum problemi, gözlemci yapısına sahip olan Kalman filtresiyle çözülür. Tahmini durum değişkeni \hat{x} 'in türevi olan $\dot{\hat{x}}$ ifadesi tahmin edilen durumlara karşılıkta gelmekte olup Eşitlik (3.26) ile ifade edilmektedir.

$$\dot{\hat{x}} = (A - Bu - K_f C)\hat{x} + K_f y \quad (3.26)$$

Eşitlik (3.26)'da yer alan K_f ifadesi Kalman filtresi kazancına karşılık gelmekte olup Eşitlik (3.27)'de gösterildiği gibi hesaplanır.

$$K_f = SC^T V^{-1} \quad (3.27)$$

Kalman filtresinde elde edilen tahminler, gözlem sonuçları ile karşılaştırılır. Tahminler ve gözlem arasındaki fark, Kalman kazancı kullanılarak ölçeklendirilir. Kalman filtresinden elde edilen durum değişkenleri, sonraki tahminleri iyileştirmek amacıyla sisteme giriş olarak geri besleme yoluyla uygulanır, referans değerler ile karşılaştırılır ve her durumun hata verileri elde edilir. Kalman filtresi kazancının büyük olması, gözlemlerin daha yakından takip edilmesini; küçük olması ise sistemin tahminlerinin daha yakından takip edilmesini sağlar [61].

Kalman filtresi kazancı K_f 'nin hesaplanmasında kullanılan S matrisi pozitif sonlu bir köşegen matris olmakla birlikte Eşitlik (3.28) ile ifade edilen Riccati denkleminin çözülmesi ile bulunur.

$$0 = AS + SA^T + G_w W G_w^T - SC^T V^{-1} CS \quad (3.28)$$

Eşitlik (3.28)'de yer alan W ifadesi süreç gürültüsüne, V ifadesi ise sensör gürültüsüne karşılık gelmektedir.

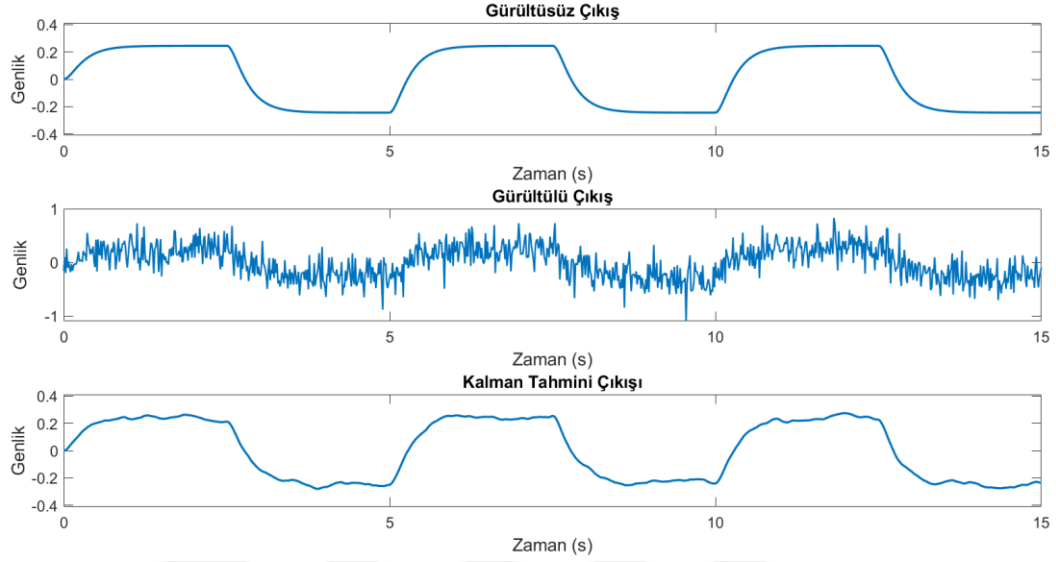
Kalman filtresi oluşturulurken pratikte var olan bazı dinamiklerin modellemede dikkate alınmaması, modeldeki bazı parametrelerin doğru seçilememesi, modeldeki parametrelerin bir süre sonra değişmesi gibi matematiksel modellerle ilgili sorunlar; sensörlerin ölçümlerinde hata payı olması, ölçümlere gürültü karışması gibi ölçümlerle ilgili sorunlardan hangisinin daha baskın olduğunun beklentisi de kullanılmaktadır. Bu nedenle gürültü matrislerinin amaçlanan hedef doğrultusunda uygun bir şekilde belirlenmesi gerekir. Bu amaçla Eşitlik (3.28)'de yer alan W ifadesi, Q_n gürültü kovaryans matrisinden; V ifadesi ise R_n gürültü kovaryans matrisinden yararlanılarak ifade edilmektedir. Q_n ifadesi süreç gürültüsüne, R_n ifadesi ise sensör gürültüsüne karşılık gelmektedir.

Süreç ve sensör gürültüleri, pratikte doğrusal olmayıp dinamiklidir; fakat işlem kolaylığı ve Kalman filtresine uygulanabilmesi açısından Gaussian dağılımla doğrusallaştırılmıştır [62]. Q_n ve R_n matrisleri şu şekilde oluşturulur [63]:

- Modelle ilgili sıkıntıların daha baskın olduğu varsayılıyorsa $Q_n > R_n$ alınır.
- Ölçümlerle ilgili sıkıntıların daha baskın olduğu varsayılıyorsa $R_n > Q_n$ alınır.
- Hangi sıkıntının daha baskın olduğu bilinmediği varsayılıyorsa gürültülerin etkileri birbirine eşit $Q_n = R_n$ alınır.

Kalman filtresi kazancı üzerinde en fazla etkiye sahip değişken süreç gürültüsüdür (Q_n). Süreç gürültüsü değeri büyükse sistem durumlarının tahminleri fazla sayıda değişiklik gösterir. Bu yüzden elde edilen yeni ölçüm sonuçları ile tahminde güncellemeler yapılmalıdır. Süreç gürültüsü, Kalman kazancı ile doğru orantılıdır. Kalman filtresi kazancı üzerinde etkili olan diğer eleman ise ölçüm gürültüsüdür (R_n). Ölçüm gürültüsü değerinin büyük olması, ölçüm değerlerinin doğru olmadığını ifade etmektedir. Ölçüm gürültüsü, Kalman kazancı ile ters orantılıdır [61].

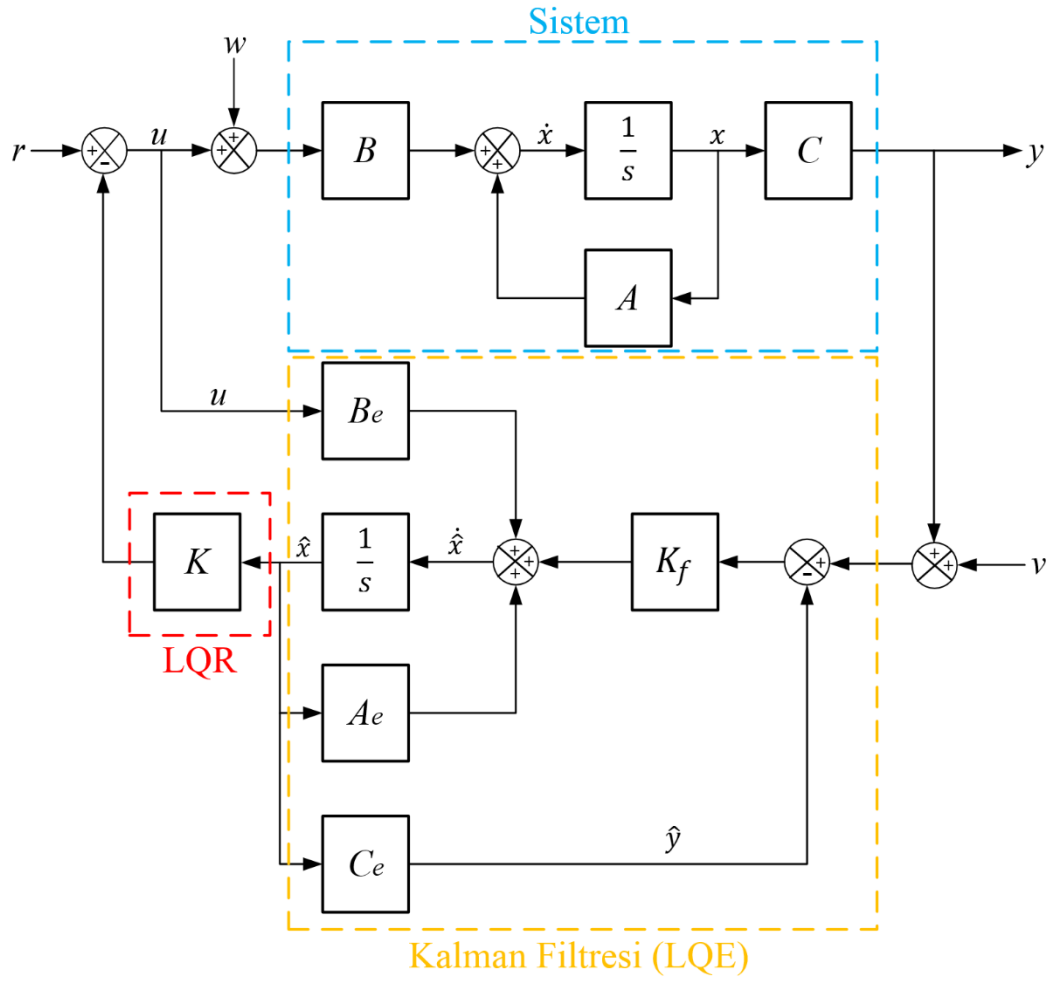
Modelde ve ölçümlerde oluşan sıkıntılardan hangisinin baskın olduğu bilinmediği varsayılan ($Q_n = R_n$) bir sistem için üretilen Kalman filtresinin çıkış gürültüsüne kıyasla baskın bir giriş gürültüsü altında, kare dalga giriş için denemesi ile ilgili yapılan bir çalışma Şekil 3.8’de gösterilmiştir.



Şekil 3.8: Kalman filtresi uygulanan bir sistem için gürültüsüz, gürültülü ve Kalman tahmini çıkış cevapları

Şekil 3.8’de ilk grafik gürültü eklenmemiş sistem çıkışının grafiğini, ikinci grafik gürültü eklenmiş sistem çıkışının grafiği, üçüncü grafik ise gürültüye sahip bir sistemin Kalman çıkış tahminini göstermektedir. Şekil incelendiğinde, sisteme gürültü eklenmesine rağmen Kalman filtresi tahminlerinin gerçeğe çok yakın olduğu görülmektedir.

LQG kontrolcülü sistem için detaylı blok diyagramı Şekil 3.9’da gösterilmiştir.



Şekil 3.9: LQG kontrolcülü sistem için detaylı blok diyagramı

4. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE DEĞERLENDİRMELER

4.1 Anten Servo Sistemi Tasarımı

Anten birimini istenilen konuma yönlendirmek amacıyla anten servo sistemi kullanılmaktadır. Bu kapsamda yönlendirilen konum, açılma eksenleri olan yanca ve yükseliş eksenleridir. Bu amaçla servo sistemin motor çıkışına ait konumun kontrolü yapılmaktadır.

Anten biriminin istenilen yanca ve yükseliş konumlarına yönlendirilmesi için bu iki eksene ait iki farklı servo sistem modeli tasarlanmaktadır. Tasarlanan modeller aynı yapıdan oluşmakta, fakat farklı görevlerde kullanıldığından farklı parametrelere sahip olmaktadır. Bu çalışma, antenin sadece yanca ekseninde yönlendirilmesini hedef almaktadır. Yükseliş eksenini kontrol etmede kullanılan servo sistem, yanca eksenini kontrol etmek için kullanılan yapı ile aynı olduğundan antenin yükseliş ekseninde yönlendirilmesini sağlamak amacıyla servo sistem tasarımı yapılmamıştır. Anten servo sisteminde yer alan potansiyometre, ön yükseltici, güç yükseltici, motor ve dişli birimlerinde kullanılan tasarım parametreleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1: Anten servo sisteminde yer alan potansiyometre, ön yükseltici, güç yükseltici, motor ve dişli birimlerinin tasarım parametreleri.

Alt Sistem	Sembol	Açıklama	Değer	Birim
Potansiyometre	V_i	Giriş gerilimi	20	V
	V_o	Çıkış gerilimi	20	V
	n	Potansiyometrenin dönüş sayısı	1	-
Ön Yükseltici	K	Ön yükseltici kazancı	5	-
Güç Yükseltici	K_1	Güç yükseltici kazancı	150	-
	a	Güç yükseltici kutbu	150	-

Çizelge 4.1: (Devam) Anten servo sisteminde yer alan potansiyometre, ön yükseltici, güç yükseltici, motor ve dişli birimlerinin tasarım parametreleri.

Motor	R_a	Armatür direnci	10	Ω
	L_a	Armatür endüktansı	≈ 0	H
	K_B	Geri elektromotor kuvveti sabiti	1	$\frac{V \times s}{rad}$
	K_T	Motor tork sabiti	1	$\frac{N \times m}{A}$
	B_a	Motor sönümlenme sabiti	0.01	$\frac{N \times m \times s}{rad}$
	B_L	Yük sönümlenme sabiti	3	$\frac{N \times m \times s}{rad}$
	J_a	Motor eylemsizlik sabiti	0.05	$kg \times m^2$
	J_L	Yük eylemsizlik sabiti	1	$kg \times m^2$
	T_L	Yük torku	≈ 0	$N \times m$
Dişliler	N_1	1. dişliye ait dişli sayısı	25	-
	N_2	2. dişliye ait dişli sayısı	250	-

Şekil 2.7 ile Şekil 2.8'den yararlanarak Çizelge 4.1'de verilen parametreleri kullanarak anten servo sistemi modelinin ilgili blokları için gerekli hesaplamalar yapıldığında;

Potansiyometre değeri, Çizelge 4.1'de verilen ilgili parametrelerin Eşitlik (2.17)'de yerine konulmasıyla Eşitlik (4.1)'deki gibi elde edilir.

$$K_{pot} = \frac{20}{1 \times 2\pi} = 3.18 \quad (4.1)$$

Güç yükseltici, Çizelge 4.1'de verilen ilgili parametrelerin Eşitlik (2.19)'da yerine konulmasıyla Eşitlik (4.2)'deki gibi elde edilir.

$$\frac{E_a(s)}{V_p(s)} = \frac{150}{s + 150} \quad (4.2)$$

Motor, Çizelge 4.1'de verilen ilgili parametrelerin Eşitlik (2.20)'de yerine konulmasıyla Eşitlik (4.3)'teki gibi elde edilir.

$$\frac{\Theta_m(s)}{V_a(s)} = \frac{\frac{1}{0.06 \times 10}}{s[s + \frac{(0.04 \times 10 + 1 \times 1)}{0.06 \times 10}]} = \frac{1.66}{s(s + 2.33)} \quad (4.3)$$

Dişli oranı, Çizelge 4.1’de verilen ilgili parametrelerin Eşitlik (2.24)’te yerine konulmasıyla Eşitlik (4.4)’teki gibi elde edilir.

$$K_g = \frac{25}{250} = 0.1 \quad (4.4)$$

Anten servo sistemi bünyesinde bulunan birimlerin blok olarak birbirleriyle birleştirilmesi neticesinde sisteme ait eşdeğer ileri transfer fonksiyonu Eşitlik (4.5)’teki gibi elde edilir.

$$G = \frac{79.18 \times K}{s^3 + 152.3s^2 + 349.5s} \quad (4.5)$$

Bir sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik (4.6)’daki gibi hesaplanır.

$$KÇTF = \frac{G}{1 + GH} \quad (4.6)$$

Eşdeğer ileri transfer fonksiyonu G ve geri besleme kazancı $H = 1$ kullanılarak anten servo sisteme ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu Eşitlik (4.7)’deki gibi elde edilir.

$$\frac{\theta_o(s)}{\theta_i(s)} = \frac{79.18 \times K}{s^3 + 152.3s^2 + 349.5s + 79.18 \times K} \quad (4.7)$$

Eşitlik (4.7)’de yer alan ön yükseltici kazancı olan K ifadesi tasarım mühendisi tarafından kararlılık analizi yapılarak modellenebilir. Bu kapsamda kararlılık analizi için Routh-Hurwitz kriterinden yararlanılmış olup sistemin kararlı bir şekilde çalışabileceği K değer aralığı belirlenmiştir. Routh-Hurwitz kriterinde amaç, sistemin kapalı çevrim köklerinin sol yarı düzlemde -yani sistemin kararlı olduğu kısımda- yer aldığı aralığı bulmaktır. Eşitlik (4.7)’de ifade edilen transfer fonksiyonu için Routh tablosu Çizelge 4.2’deki gibi elde edilir.

Çizelge 4.2: Anten servo sistemine ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu için Routh tablosu.

s^3	1	349.5
s^2	152.3	$79.18 \times K$
s^1	$349.5 - 0.52 \times K$	0
s^0	$79.18 \times K$	0

Routh tablosunun ilk sütununda yer alan katsayıların işareti, kapalı çevrim köklerinin bulunduğu yarı düzlem ve dolayısıyla sistemin kararlılığı hakkında bilgi verir. İlk sütunda işaret değişimi varsa bu durum sistemin köklerinden en az birinin sağ yarı düzlemde olduğunu belirtir ve sistemin kararsız olduğunu gösterir. Eğer işaret değişimi yoksa sistemin bütün kökleri sol yarı düzlemde ve sistem kararlıdır. Tablonun ilk sütunundaki işaret değişimi sayısı, sağ yarı düzlemde yer alan kapalı çevrim köklerinin sayısını vermektedir.

Sistemin kararlı olabilmesi için Routh tablosunun ilk sütununda yer alan tüm ifadelerin aynı işarete sahip olması gerekir. Çizelge 4.2'nin 3. satırında yer alan $(349.5 - 0.52 \times K)$ ifadesi 0'dan büyük olacak şekilde yazılırsa K 'nın alabileceği değerler kümesi Eşitlik (4.8)'deki gibi olur.

$$K < 672 \quad (4.8)$$

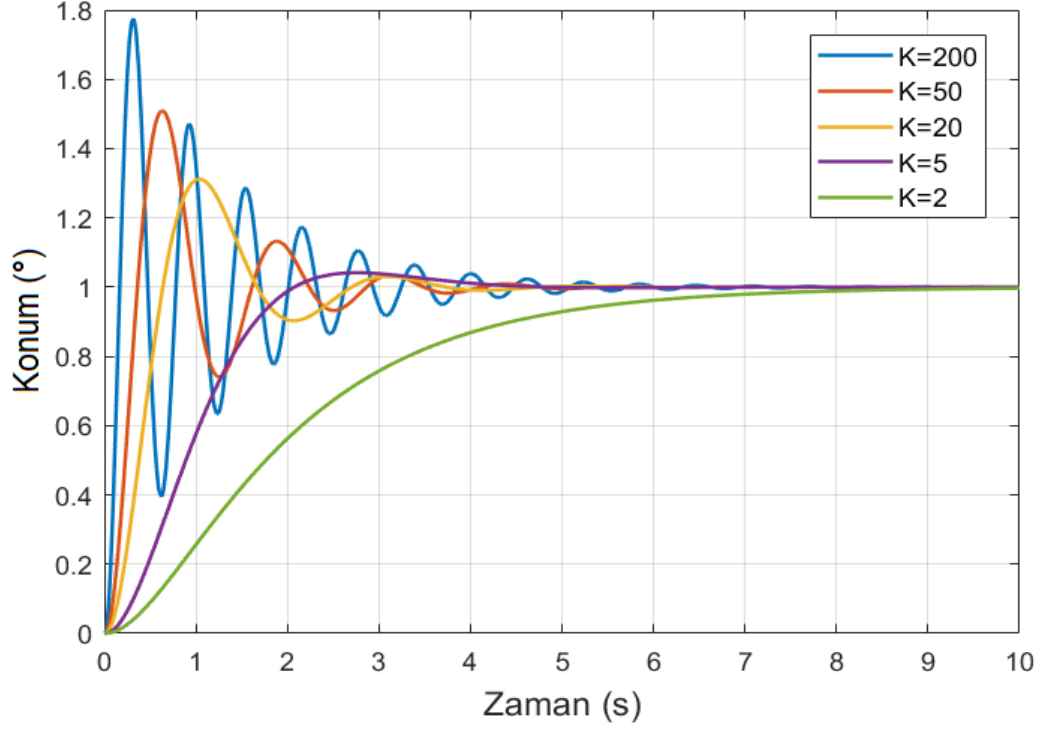
K değeri 672 olduğunda sistem kritik olarak kararlı çalışır. Bu nedenle $0 < K < 672$ aralığı için sistem kararlı olacaktır.

Bir kontrol sisteminin, istenilen referansa kısa sürede ve aşırıya ulaşması istenir. Ön yükseltici kazancı olarak kullanılacak K değerini belirlemek için farklı K değerleri denenmiş, bu değerler için çıkış cevabının yerleşme süresi ve aşım miktarları gözlemlenmiştir. K 'nın farklı değerleri için elde edilen sistem çıkış cevaplarına ait performans sonuçları Çizelge 4.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 4.3: K 'nın farklı değerleri için elde edilen çıkış cevaplarına ait performans sonuçları.

	Yerleşme Süresi (s)	Maksimum Aşım (%)
$K = 200$	4.67	77.01
$K = 50$	3.33	50.96
$K = 20$	3.39	31.18
$K = 5$	3.66	4.14
$K = 2$	7.04	0

Çizelge 4.3'te kullanılan K değerleri için sistem çıkışına ait benzetim sonuçları Şekil 4.1'de gösterilmiştir.



Şekil 4.1: Farklı K değerleri için sistem çıkış cevapları

Elde edilen sonuçlar değerlendirildiğinde, ön yükseltici tarafından yükseltilmesi yapılan gerilimin motora zarar vermemesi amacıyla K değeri 5 olarak seçilmiştir. Eşitlik (4.7)'de yer alan transfer fonksiyonu, $K = 5$ ifadesi yerine koyularak düzenlendiğinde Eşitlik (4.9) elde edilir.

$$\frac{\theta_0(s)}{\theta_i(s)} = \frac{395.9}{s^3 + 152.3s^2 + 349.5s + 395.9} \quad (4.9)$$

Anten servo sistemi kapalı çevrim transfer fonksiyonunun durum uzayı gösterimi Eşitlik (4.10)'daki gibi ifade edilir.

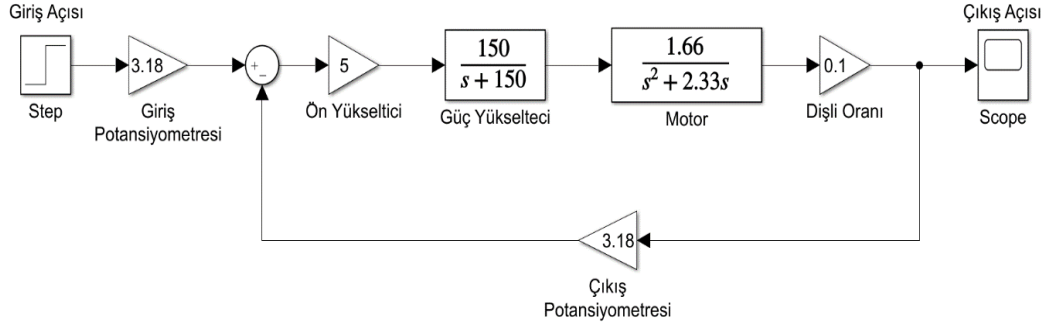
$$A = \begin{bmatrix} -152.3 & -349.5 & -395.9 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$C = [0 \quad 0 \quad 395.9]$$

$$D = [0]$$

Alt sistemler için yapılan hesaplamalar neticesinde anten servo sistemi modelinin blok diyagramı Şekil 4.2'deki gibi olmaktadır.



Şekil 4.2: Hesaplamalar neticesinde elde edilen anten servo sistemi modelinin blok diyagramı

4.2 Anten Servo Sistemi İçin Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde anten servo sistemi için teorik kısımda anlatılan PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcülere tasarlanacak olup bu kontrolcüler farklı çalışma koşulları altında incelenecektir.

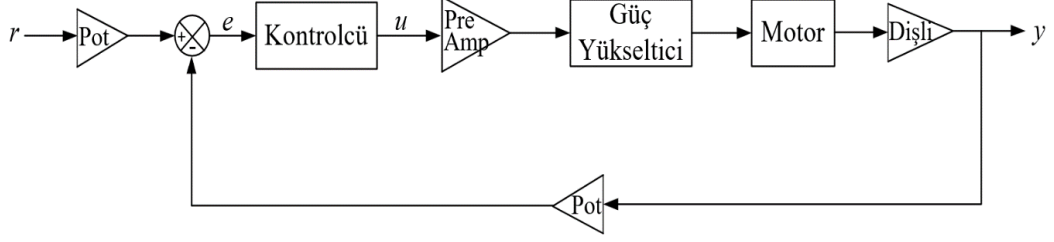
Kontrolcülerin tasarımı, bozucu ve belirsizlik gibi unsurların olmadığı varsayılarak ideal çalışma koşulları altında yapılacaktır. Daha sonra, tasarlanan kontrolcüler gürültü ve parametre belirsizliğine sahip modellerde test edilecek olup elde edilen sonuçlar için performans analizi yapılarak kontrolcülerin sistem üzerindeki etkileri karşılaştırılacaktır.

Kontrolcüler, anten servo sistemi için hedeflenen şu performans kriterleri doğrultusunda tasarlanacaktır:

- Yerleşme süresinin az olması
- Maksimum aşımın olmaması
- Kalıcı durum hatası olmaması
- Gürültü bastırım karakteristiğinin iyi olması
- Belirsizlikleri tolere edebilmesi

4.2.1 İdeal çalışma koşulu

İdeal bir çalışma koşulu, pratikte mümkün olmayan sadece benzetim ortamında gerçekleştirilebilecek ortamı ifade etmektedir. İdeal koşullar altında sisteme gürültü gibi bozucuların etki etmediği, sistem modelinde herhangi bir belirsizlik olmadığı varsayılmaktadır. İdeal çalışma koşulu için anten servo sistemi modeli Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



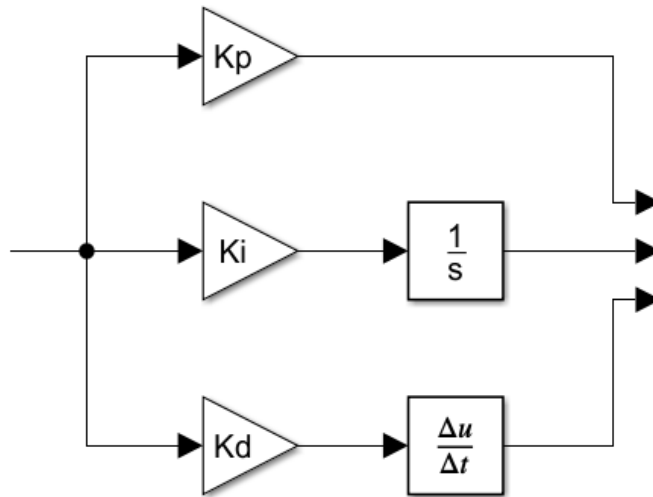
Şekil 4.3: İdeal çalışma koşulu için anten servo sistemi modeli

Şekil 4.3'te verilen kapalı çevrim kontrol sisteminde r referans konum girişini, e takip hatasını, u kontrol sinyalini, y anten açsal konumunu ifade etmektedir.

Çalışmanın bu bölümünde anten servo sisteminin konum kontrolü için tasarlanan PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcülerinin tasarımı, bilgisayar ortamında benzetimi ve performans değerlendirmeleri yapılmaktadır.

4.2.1.1 PID kontrolcü tasarımı ve çalışması

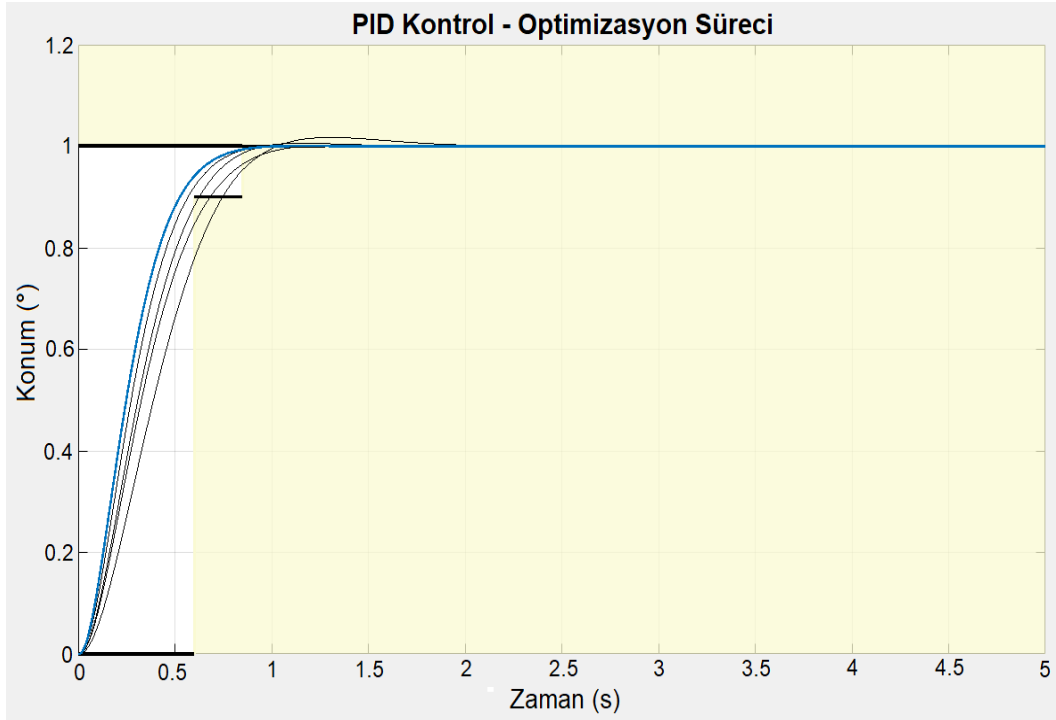
Anten servo sistemi için verilen referans girişi, ideal çalışma koşulu altında takip edebilecek ve istenilen performans kriterlerini sağlayacak şekilde PID kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Anten servo sisteminde kullanılan PID kontrolcünün blok diyagramı Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



Şekil 4.4: Anten servo sistemi için kullanılan PID kontrolcü blok diyagramı

Tasarlanan PID kontrolcünün katsayıları, iterasyon metodu ile ayarlanmıştır. Bu ayarlama için MATLAB/Simulink'te bulunan "Check Step Response Characteristics" bloğundan yararlanılmış olup aynı blok kullanılarak kontrolcünün

optimizasyonu yapılmıştır. “Check Step Response Characteristics” bloğuna sistemin çıkış cevabında istenen geçici tepke parametreleri girilmiş ve kontrolcü katsayıları, istenilen şartları sağlayacak şekilde MATLAB tarafından tasarlanmıştır. PID kontrolcü katsayılarının optimizasyonu sürecinde kullanılan iterasyonların konum-zaman grafiği çizimleri Şekil 4.5’te gösterilmiştir. Mavi renkle gösterilen çizim optimizasyon neticesinde gelinen en iyi noktayı, siyah renkle gösterilen çizimler ise en iyi sonuca ulaşmadan önceki iterasyonlarda elde edilen sonuçları ifade etmektedir.



Şekil 4.5: PID kontrol optimizasyon sürecine ait iterasyon sonuçları

Optimizasyon sonucunda PID kontrolcü için elde edilen katsayı değerleri Çizelge 4.4’te gösterilmiştir.

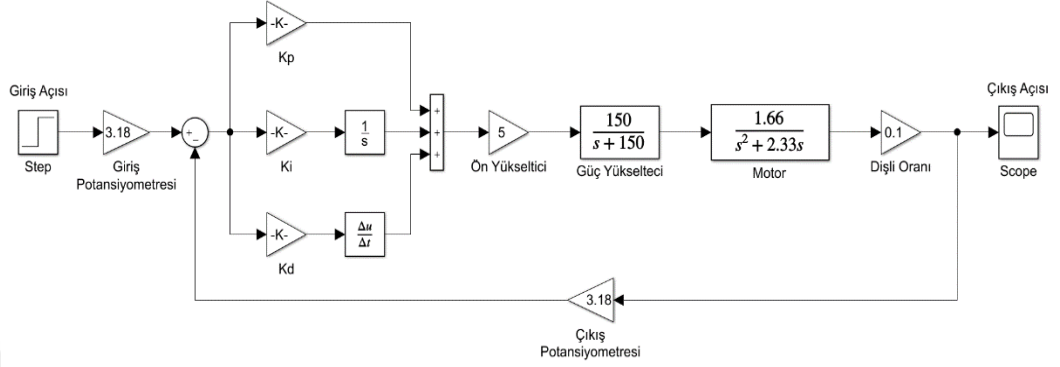
Çizelge 4.4: Anten servo sistemi için tasarlanan PID kontrolcüyeye ait katsayı değerleri.

Parametre	Değer
K_p	12.42
K_i	0.001
K_d	2.84

Tasarlanan PID kontrolcünün transfer fonksiyonu Eşitlik (4.11)’deki gibi elde edilir.

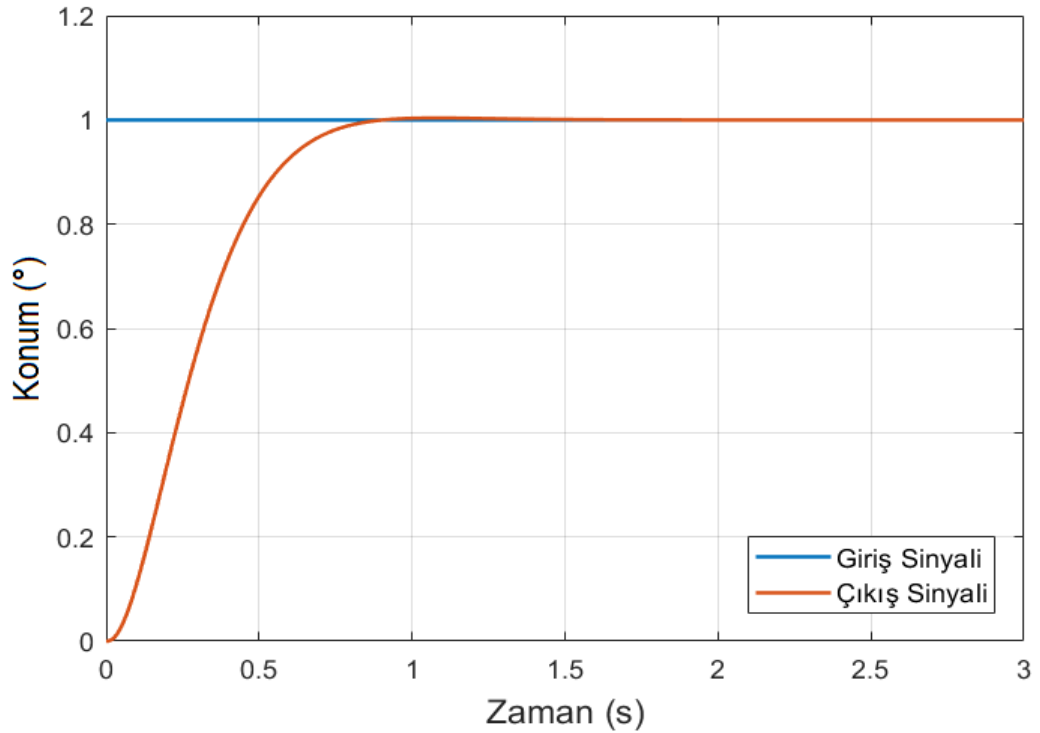
$$G_{PID} = 12.42 + \frac{0.001}{s} + 2.84s \quad (4.11)$$

PID kontrolcü yapısına sahip anten servo sisteminin blok diyagramı Şekil 4.6’da gösterilmiştir.



Şekil 4.6: PID kontrolcüye sahip anten servo sistemi blok diyagramı

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.7’de gösterilmiştir.

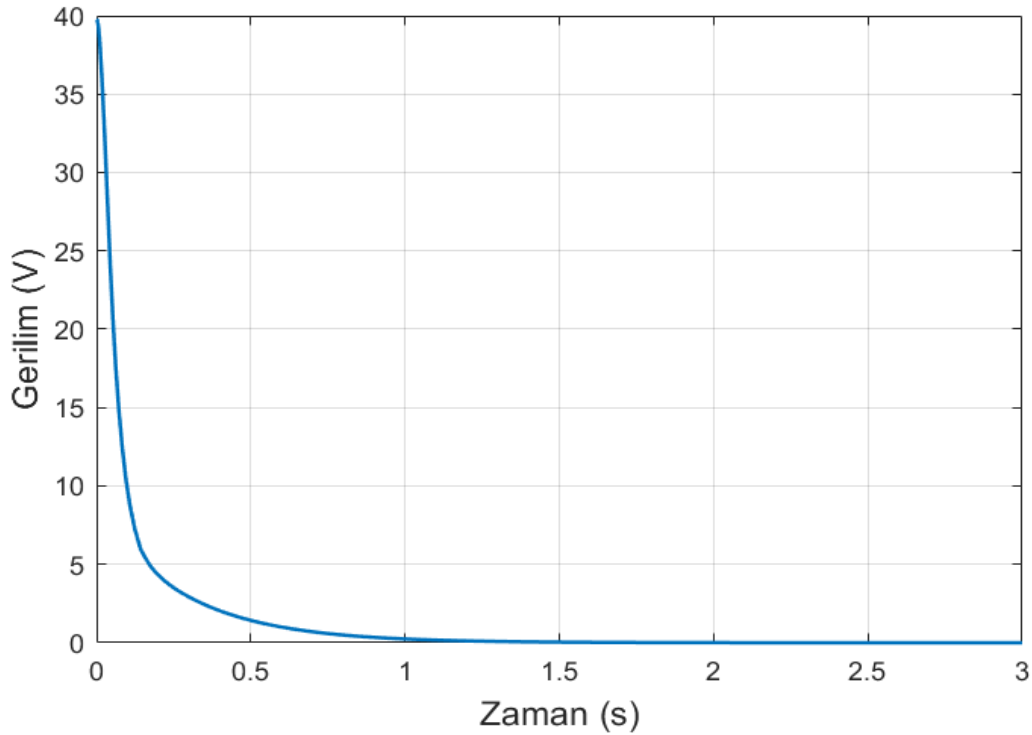


Şekil 4.7: Birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.7 incelendiğinde PID kontrolcününün 0.76 saniyede referansı yakaladığı ve aşma olmadan başarılı bir şekilde verilen referans sinyali takip ettiği görülmektedir. Şekil 4.1 ile karşılaştırıldığında PID kontrolcülü sistemin, kontrolcü olmadan

kullanılan sisteme kıyasla referans sinyale daha kısa sürede yerleştiği, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan takip yaptığı görülmektedir.

Kontrolü yapılan motor uygulamalarında, DA motorun zarar görmemesi için kontrol sinyalinin, motorun çalışabileceği nominal gerilimin altında tutulması gerekir. Kontrol sinyaline ait gerilim-zaman grafiği Şekil 4.8’de gösterilmiştir. Bu kapsamda nominal gerilimi 40 V olan bir DA motorun bu çalışmada kullanılması uygun olacaktır.

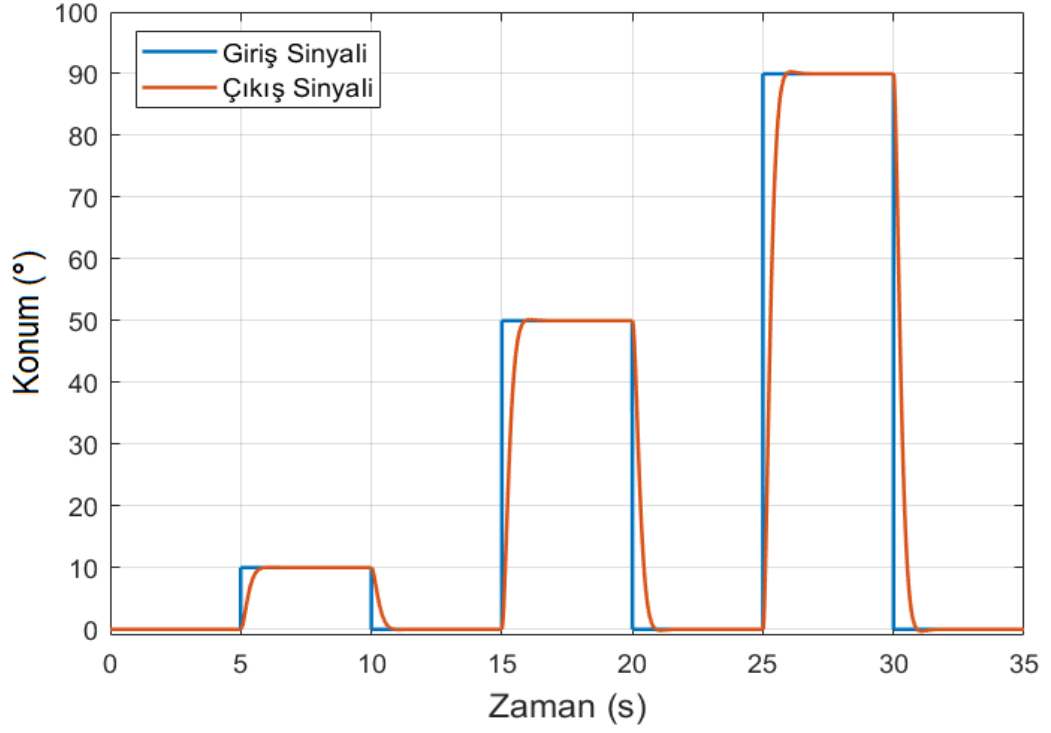


Şekil 4.8: Kontrol sinyaline ait gerilim-zaman grafiği

Birim basamak referans verilerek denenen PID kontrolcünün farklı referans sinyallerini takip doğruluğu araştırılmış, aynı çalışma farklı referans sinyaller için de gerçekleştirilmiştir.

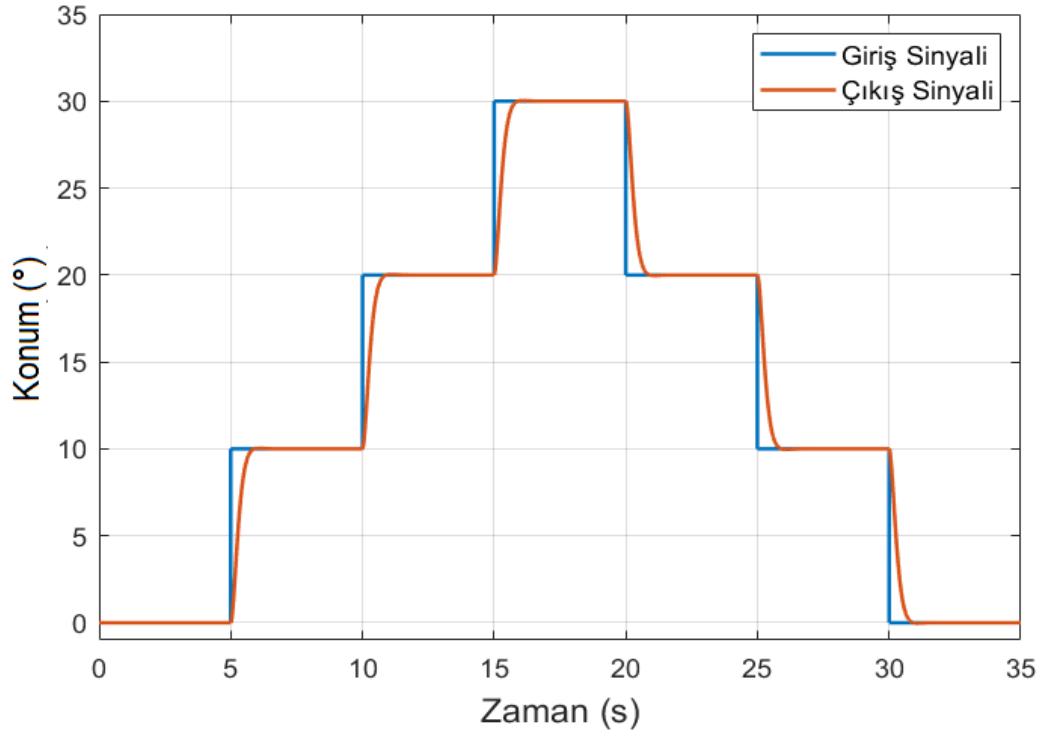
Sisteme sırasıyla 10, -10, 50, -50, 90 ve -90 derecelik basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.9’da gösterilmiştir.

Şekil 4.9 incelendiğinde PID kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.76 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen değişken referanslı sinyali takip ettiği görülmektedir.



Şekil 4.9: Değişken referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

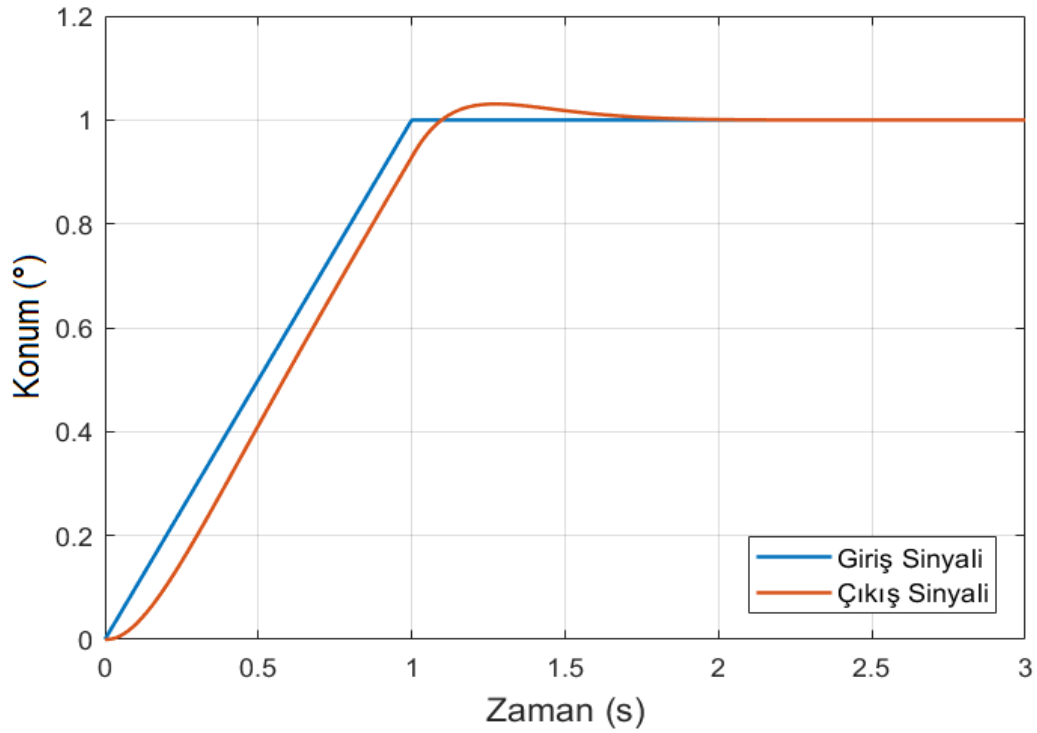
Sisteme sırasıyla 10, 20, 30 derecelik basamakları çıkacak ve incek şekilde referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.10'da gösterilmiştir.



Şekil 4.10: Merdiven referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.10 incelendiğinde PID kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.76 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen merdiven şeklindeki referans sinyali takip ettiği görülmektedir.

Kalıcı durum hatası genellikle sisteme verilen birim basamak, rampa ve parabolik referans giriş sinyalleri karşısında gösterdiği tepkiye göre belirlenir. Özellikle bazı referans giriş sinyalleri karşısında gözlemlenemeyen kalıcı durum hatası rampa giriş sinyali verildiğinde görülebilmektedir. Sisteme 1 saniyeye kadar 45 derece eğimli rampa, 1 saniyeden sonra ise birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.11’de gösterilmiştir.



Şekil 4.11: Rampa referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.11 incelendiğinde PID kontrolcünün; referans sinyalin rampa kısmında sinyali yakalayamadığı ve sinyali geriden takip ettiği, birim basamak kısmında ise referans sinyali yakaladığı görülmektedir. Rampa kısmında sistem çıkış cevabı analiz edildiğinde; kalıcı durum hatasının sonsuz veya sabit olmadığı, çıkış cevabı ile giriş sinyali arasındaki farkın bir süre sonra 0’a yakınsadığı belirlenmiştir. PID kontrolcü, kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen rampa şeklindeki referans sinyali takip etmektedir.

4.2.1.2 Kayan kipli kontrolcü tasarımı ve çalışması

Anten servo sistemi için verilen referans girişi, ideal çalışma koşulu altında takip edebilecek ve istenilen performans kriterlerini sağlayacak şekilde kayan kipli kontrolcü tasarımı yapılmıştır.

Kayan kipli kontrolcü tasarımı iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşama, kararlı bir kayma yüzeyinin tanımlanmasıdır. Bu yüzey, kontrolü yapılacak sisteme göre tasarlanmakta olup sistemin kayma yüzeyi boyunca sergilediği hareket, sistemin çıkış davranışını temsil etmektedir. İkinci aşama, sistem durumlarını herhangi bir başlangıç noktasından kayma yüzeyine ulaştırın ve bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayan denetim kuralının belirlenmesidir [46].

Kayan kipli kontrolcünün tasarımı yapılırken literatürde yer alan bazı modeller incelenmiş, bu kapsamda [17] ve [64]'teki modeller referans alınarak bir kontrolcü tasarımı yapılmıştır

Tasarımı yapılan kayan kipli kontrolcünün kayma yüzeyi Eşitlik (4.12)'de gösterildiği gibi belirlenmiştir.

$$s = \dot{e} + \lambda e \quad (4.12)$$

Kayan kipli kontrolcüye ait kontrol sinyali $u(t)$, eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ ve anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ olarak adlandırılan iki sinyal bileşeninden oluşmaktadır. Kontrolcüye ait kontrol sinyali Eşitlik (4.13) ile ifade edilmektedir.

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \quad (4.13)$$

Kayan kipli kontrolcüde, kontrol sinyalinin yapısında yer alan işaret fonksiyonunun geçişlerde ara değerler vermemesi nedeniyle kayma yüzeyi üzerinde oluşan çatırdama problemini engellemek için işaret fonksiyonu $sgn(s)$ yerine doyum (saturation) $sat(s)$ fonksiyonu kullanılarak tasarım yapılmıştır.

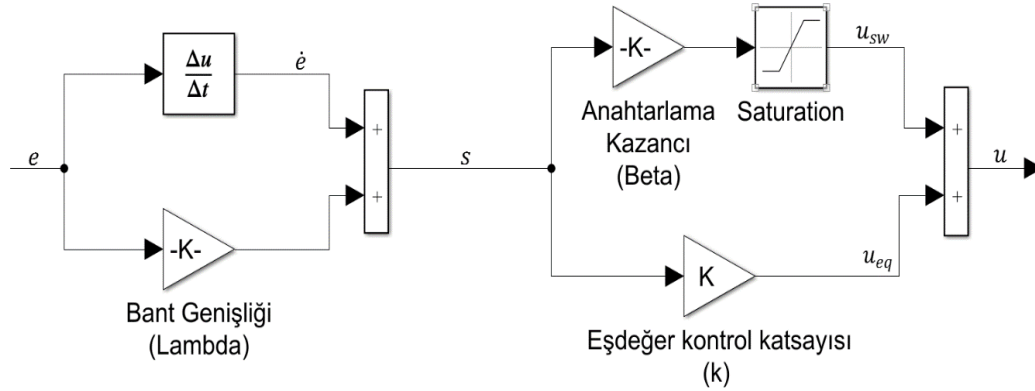
Bu kapsamda eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ ve anahtarlama kontrolü $u_{sw}(t)$ bileşenleri sırasıyla Eşitlik (4.14)-(4.15)'teki gibi tasarlanmıştır.

$$u_{eq}(t) = k \times s \quad (4.14)$$

$$u_{sw}(t) = \beta \times sat(s) \quad (4.15)$$

Eşitlik (4.14)-(4.15)'te yer alan λ bant genişliğini, k eşdeğer kontrol katsayısını, β anahtarlama kazancını ifade etmektedir.

Anten servo sisteminde kullanılan kayan kipli kontrolcünün blok diyagramı Şekil 4.12’de gösterilmiştir.



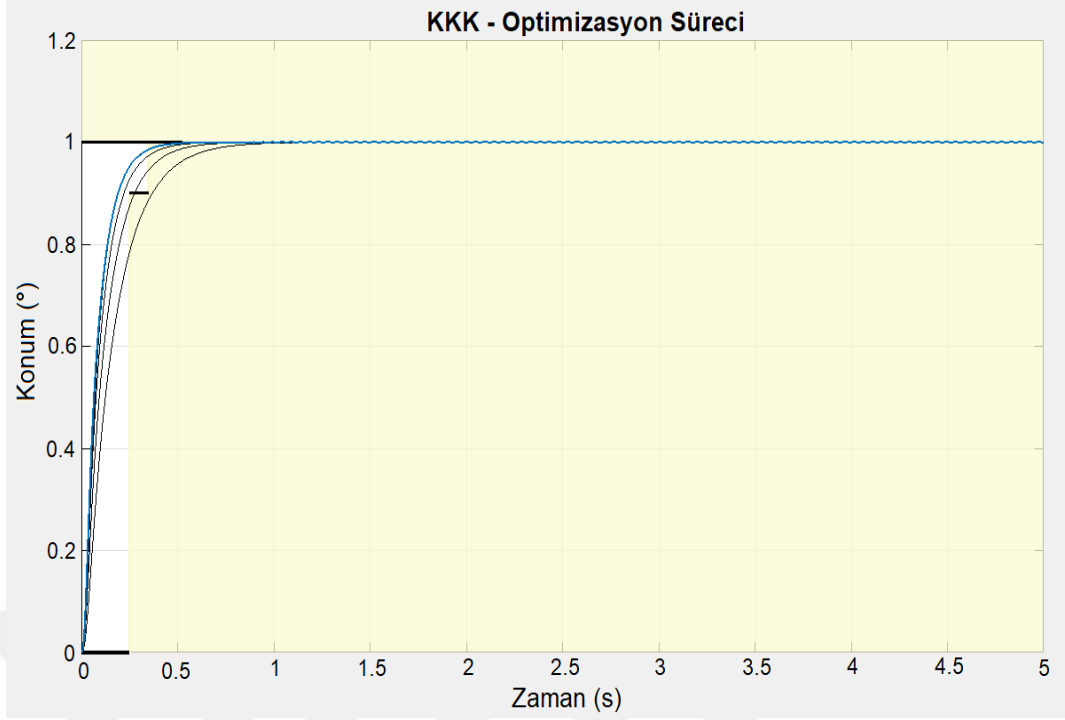
Şekil 4.12: Anten servo sistemi için kullanılan kayan kipli kontrolcü blok diyagramı

Tasarlanan kayan kipli kontrolcünün katsayıları olan λ , k ve β değerleri iterasyon metodu ile ayarlanmıştır. Bu ayarlama için MATLAB/Simulink’te bulunan “Check Step Response Characteristics” bloğundan yararlanılmış olup aynı blok kullanılarak kontrolcünün optimizasyonu yapılmıştır. “Check Step Response Characteristics” bloğuna sistemin çıkış cevabında istenen geçici tepke parametreleri girilmiş ve kontrolcü katsayıları, istenilen şartları sağlayacak şekilde MATLAB tarafından tasarlanmıştır. Kayan kipli kontrolcü katsayılarının optimizasyonu sürecinde kullanılan iterasyonların konum-zaman grafiği çizimleri Şekil 4.13’te gösterilmiştir. Mavi renkle gösterilen çizim optimizasyon neticesinde gelinen en iyi noktayı, siyah renkle gösterilen çizimler ise en iyi sonuca ulaşmadan önceki iterasyonlarda elde edilen sonuçları ifade etmektedir.

Optimizasyon sonucunda kayan kipli kontrolcü için elde edilen katsayı değerleri Çizelge 4.5’te gösterilmiştir.

Çizelge 4.5: Anten servo sistemi için tasarlanan kayan kipli kontrolcüye ait katsayı değerleri.

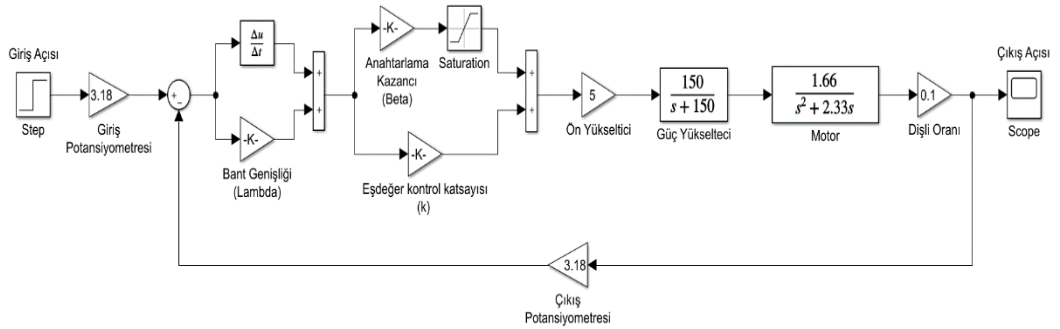
Parametre	Değer
λ	11.7583
k	26.7546
β	750



Şekil 4.13: Kayan kipli kontrolcü optimizasyon sürecine ait iterasyon sonuçları

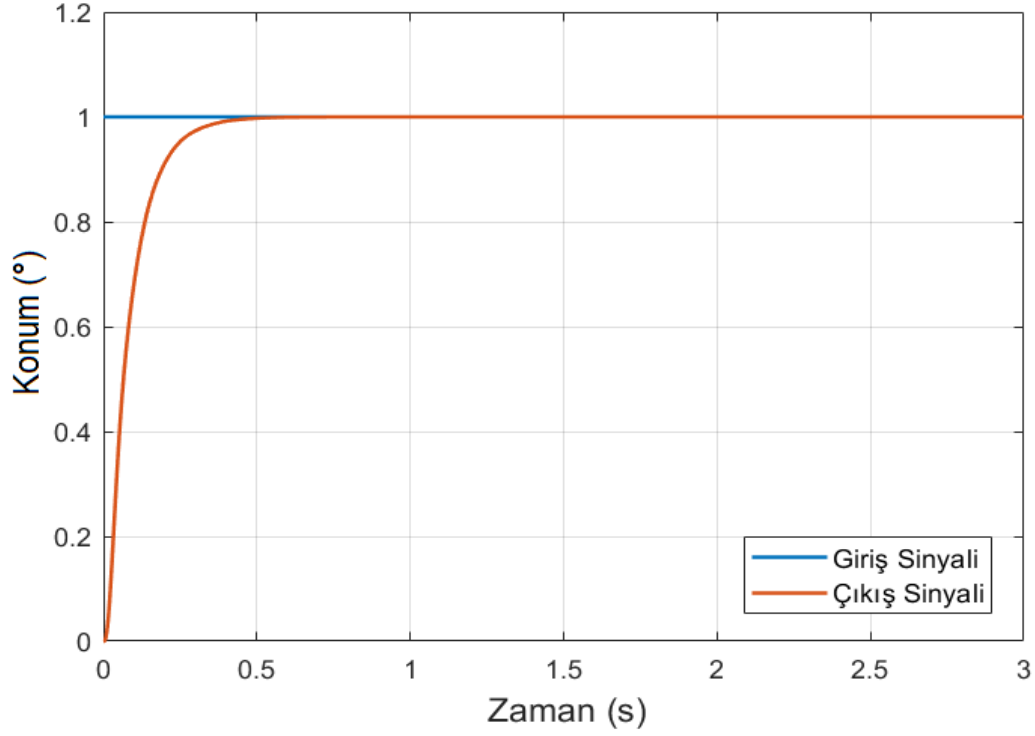
Kayan kipli kontrolcü katsayıları belirlenirken anahtarlama kazancı β değerinin sistem davranışı için optimum olacak şekilde yeterince büyük bir sayı seçilmesi gerekmektedir. Anahtarlama kazancı β değeri büyüdükçe kayma yüzeyinde oluşan çatırtı genliğinin boyutu da doğru orantılı olarak büyümektedir. Diğer yandan β değeri küçüldükçe bozucuların sisteme etki etmesi hâlinde sistemin toparlanma süresi uzamaktadır.

Kayan kipli kontrolcü yapısına sahip anten servo sisteminin blok diyagramı Şekil 4.14'te gösterilmiştir.



Şekil 4.14: Kayan kipli kontrolcüyeye sahip anten servo sistemi blok diyagramı

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.15'te gösterilmiştir.



Şekil 4.15: Birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı

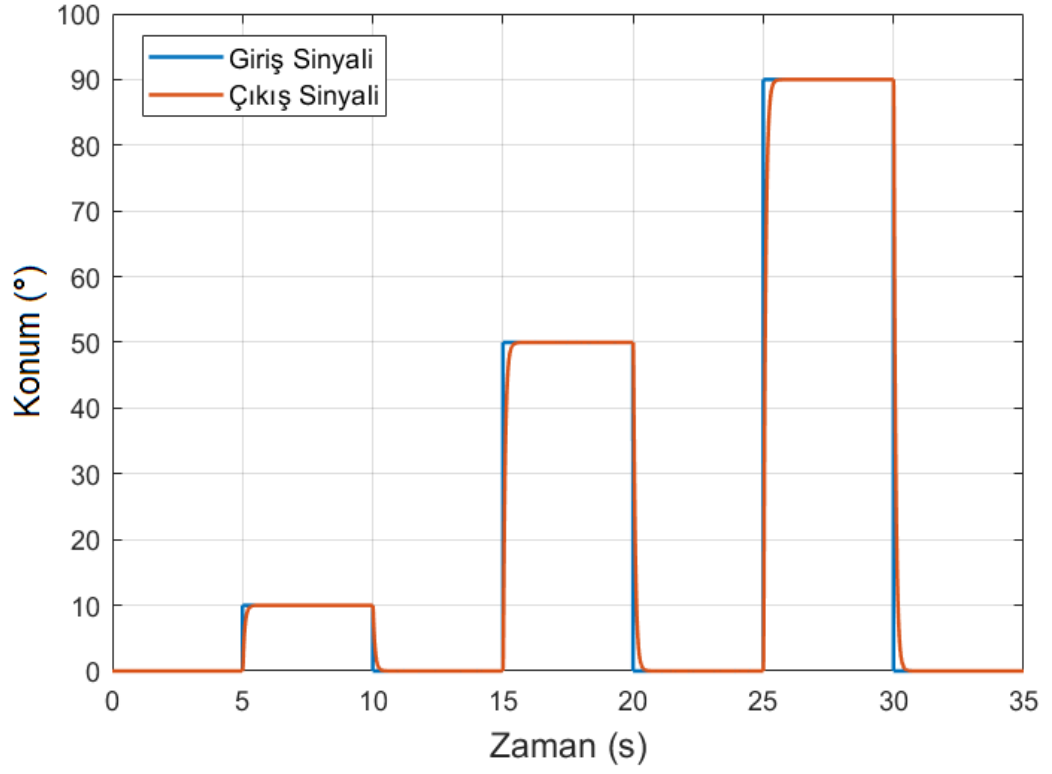
Şekil 4.15 incelendiğinde kayan kipli kontrolcünün 0.32 saniyede referansı yakaladığı ve aşma olmadan başarılı bir şekilde verilen referans sinyali takip ettiği görülmektedir. PID kontrolcü ile karşılaştırıldığında, kayan kipli kontrolcülü sistemin referans sinyale daha kısa sürede yerleştiği görülmektedir.

Birim basamak referans verilerek denenen kayan kipli kontrolcünün farklı referans sinyallerini takip doğruluğu araştırılmış, aynı çalışma farklı referans sinyaller için de gerçekleştirilmiştir.

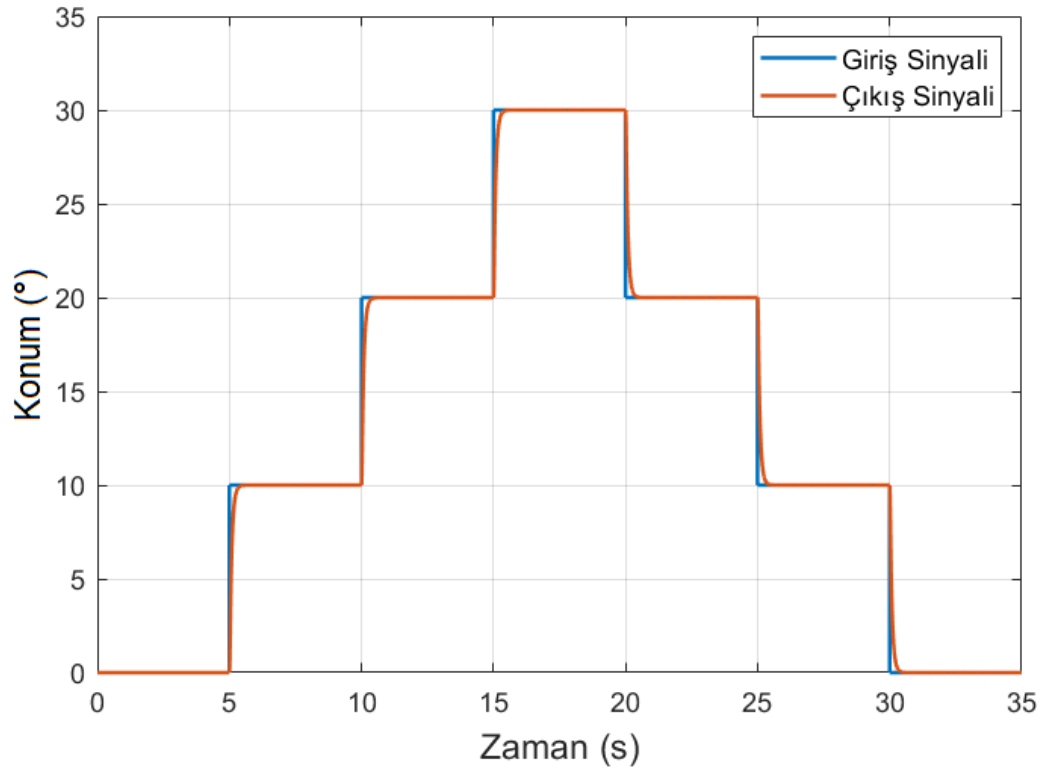
Sisteme sırasıyla 10, -10, 50, -50, 90 ve -90 derecelik basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.16'da gösterilmiştir.

Şekil 4.16 incelendiğinde kayan kipli kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.32 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen değişken referanslı sinyali takip ettiği görülmektedir.

Sisteme sırasıyla 10, 20, 30 derecelik basamakları çıkacak ve incek şekilde referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.17'de gösterilmiştir.



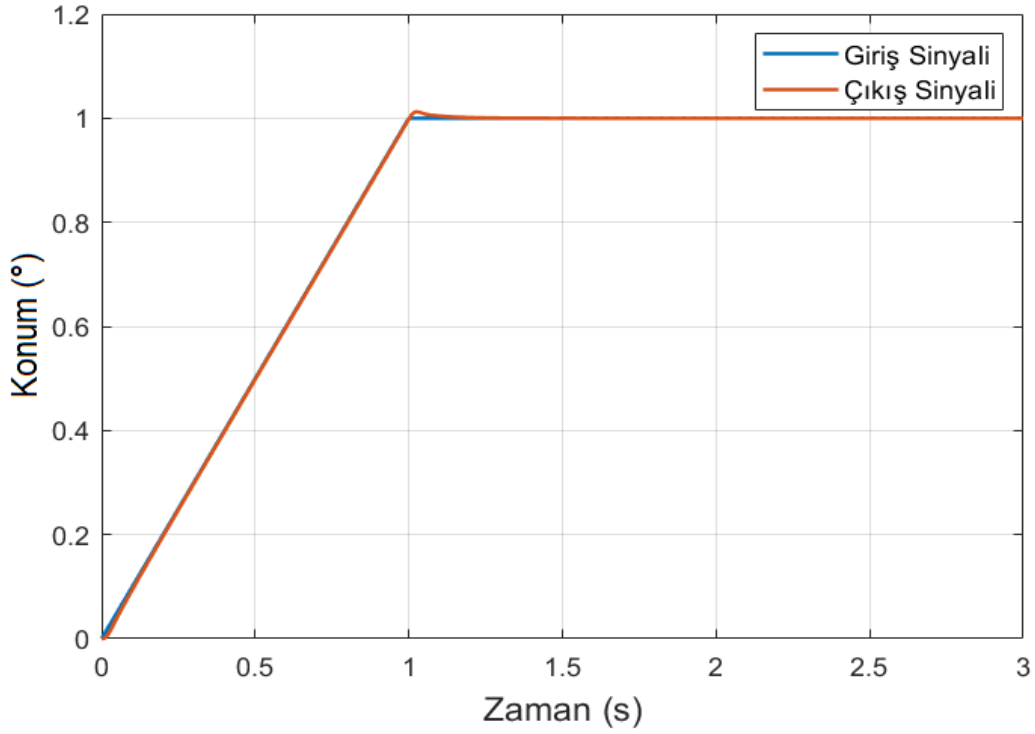
Şekil 4.16: Değişken referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı



Şekil 4.17: Merdiven referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.17 incelendiğinde kayan kipli kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.32 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde verilen merdiven şeklindeki referans sinyali takip ettiği görülmektedir.

Sisteme 1 saniyeye kadar 45 derece eğimli rampa, 1 saniyeden sonra ise birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.18’de gösterilmiştir.



Şekil 4.18: Rampa referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.18 incelendiğinde kayan kipli kontrolcünün, referans sinyalin rampa kısmında, sinyali ilk anda yakaladığı görülmektedir. Kayan kipli kontrolcü, kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen rampa şeklindeki referans sinyali takip etmektedir.

4.2.1.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü tasarımı ve çalışması

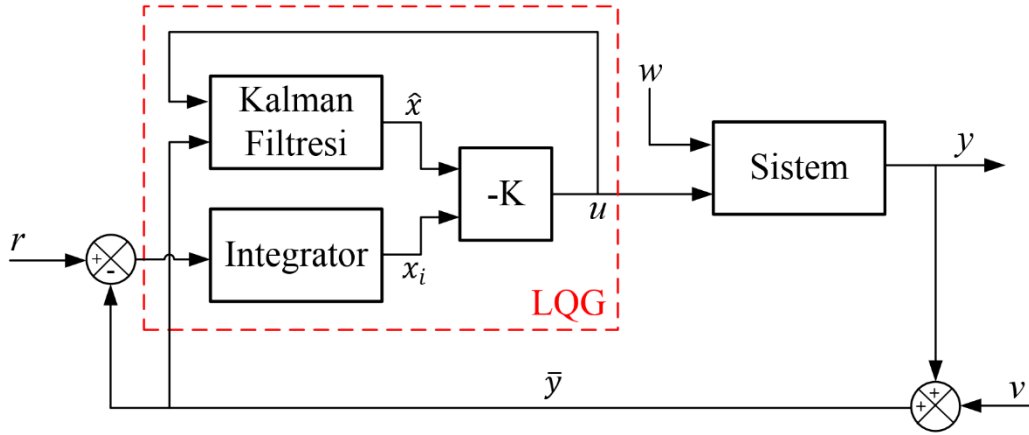
Anten servo sistemi için verilen referans girişi, ideal çalışma koşulu altında takip edebilecek ve istenilen performans kriterlerini sağlayacak şekilde doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü tasarımı yapılmıştır.

LQG kontrolcü tasarımı iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşama, Eşitlik (4.16) ile ifade edilen performans indeksi fonksiyonunu en aza indirgeyen optimal kontrol sinyalini

bularak K kazanç matrisini hesaplamaktır. İkinci aşama, çeşitli sebeplerden ölçülemez durum değişkenlerinin ilgili amaç doğrultusunda kestirimini yapmak için Kalman filtresinin tasarlanmasıdır.

$$J = \int_{t=0}^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (4.16)$$

LQG kontrolcünün modellenmesi yapılırken sadece LQR yöntemi ile tasarlanan K kazanç matrisinden dolayı oluşabilecek kalıcı durum hatasının önüne geçmek ve daha dayanıklı bir kontrolcü elde etmek amacıyla integralci kullanarak (LQRI yapısı) tasarım yapılmıştır. LQG kontrolcü yapısına sahip anten servo sisteminin blok diyagramı Şekil 4.19'da gösterilmiştir.



Şekil 4.19: LQG kontrolcüye sahip anten servo sistemi blok diyagramı

Kazanç katsayısı hesaplanırken sistem tepki süresinin az olması amacıyla Q matrisi R matrisinden büyük seçilmiştir. İterasyon metodu ile yapılan optimizasyonların ardından LQR kazanç matrisi K , Eşitlik (4.17)'deki gibi elde edilmiştir.

$$K = [0.07 \quad 0.37 \quad -8.29 \quad -2.44] \quad (4.17)$$

Gürültü veya modelleme yetersizliklerinden dolayı ölçülemez durum değişkenleri sebebiyle yetersiz bilgiye sahip bir sistemin davranışının çıkarımını yapabilmek amacıyla Kalman filtresi (LQE) tasarımında kullanılan Q_n süreç gürültüsü ve R_n sensör gürültüsü ifadeleri belirlenmiştir. Bu kapsamda hangi gürültünün daha baskın olduğu bilinmediği varsayılarak gürültülerin etkileri birbirine eşit olacak şekilde Kalman filtresi tasarlanmıştır. Tasarlanan Kalman filtresi durumları Şekil 4.20'de gösterilmiştir.

```

kest =

A =
          x1_e      x2_e      x3_e
x1_e      -2.33      -0.4439      150
x2_e         1       -0.9422         0
x3_e         0      -0.0001515      -150

B =
          u1      y1
x1_e         0      2.674
x2_e         0      5.676
x3_e        15.9  0.0009126

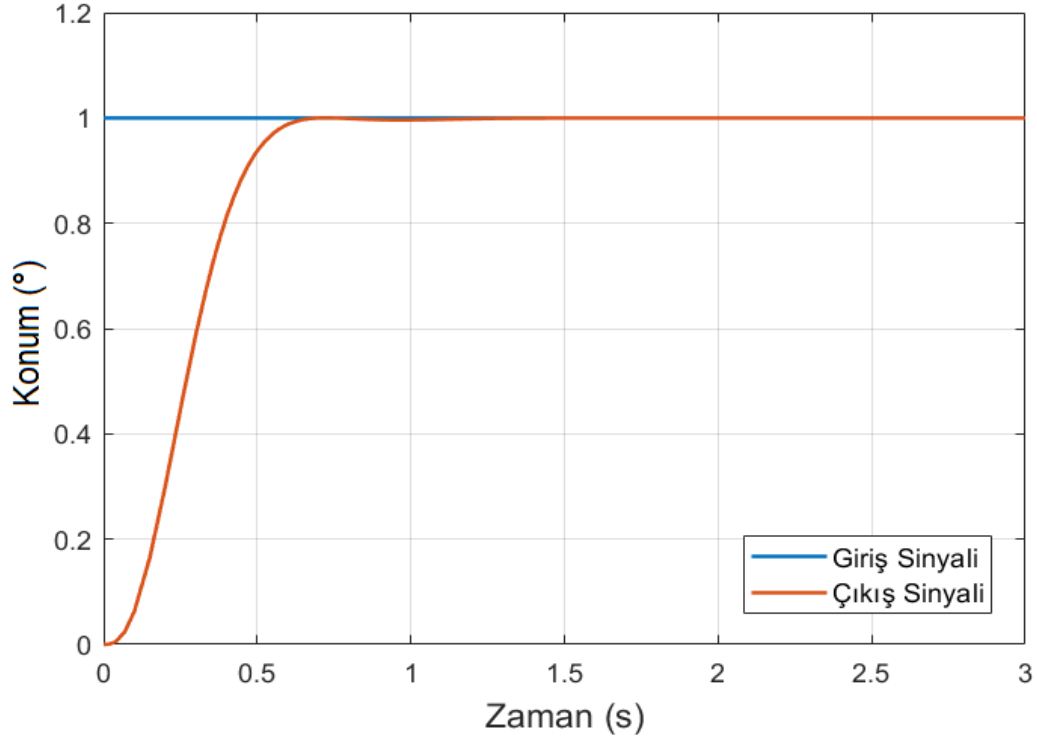
C = |
          x1_e      x2_e      x3_e
y1_e         0      0.166         0
x1_e         1         0         0
x2_e         0         1         0
x3_e         0         0         1

D =
          u1      y1
y1_e         0         0
x1_e         0         0
x2_e         0         0
x3_e         0         0

```

Şekil 4.20: Tasarlanan Kalman filtresine ait durumlar

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.21’de gösterilmiştir.

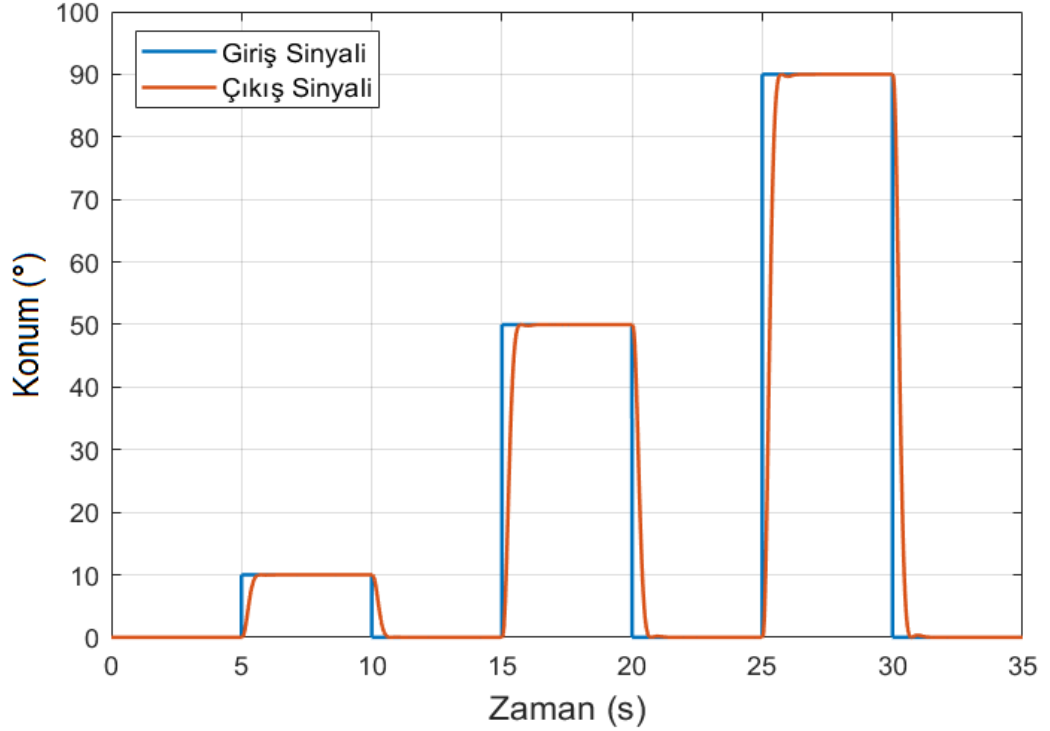


Şekil 4.21: Birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.21 incelendiğinde LQG kontrolcünün 0.56 saniyede referansı yakaladığı ve aşma olmadan başarılı bir şekilde verilen referans sinyali takip ettiği görülmektedir. PID kontrolcü ve kayan kipli kontrolcü ile karşılaştırıldığında, LQG kontrolcülü sistemin PID'ye göre daha kısa fakat kayan kipli kontrolcüye göre daha uzun sürede yerleştiği görülmektedir.

Birim basamak referans verilerek denenen kontrolcünün farklı referans sinyallerini takip doğruluğu araştırılmış, aynı çalışma farklı referans sinyaller için de gerçekleştirilmiştir.

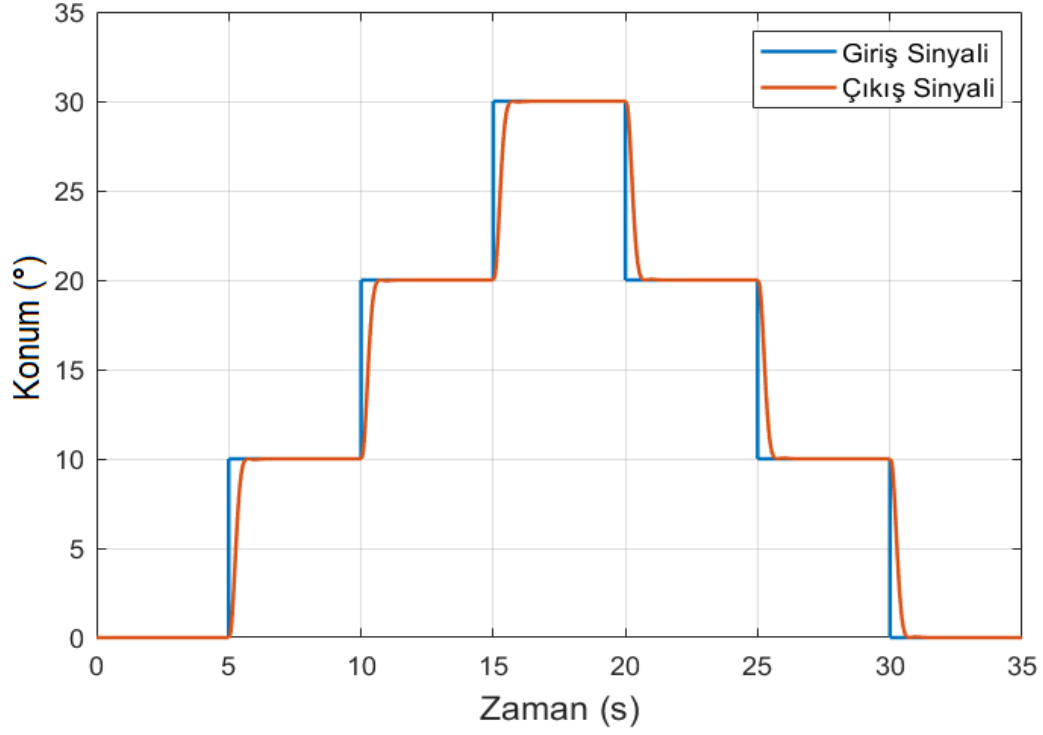
Sisteme sırasıyla 10, -10, 50, -50, 90 ve -90 derecelik basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.22'de gösterilmiştir.



Şekil 4.22: Değişken referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

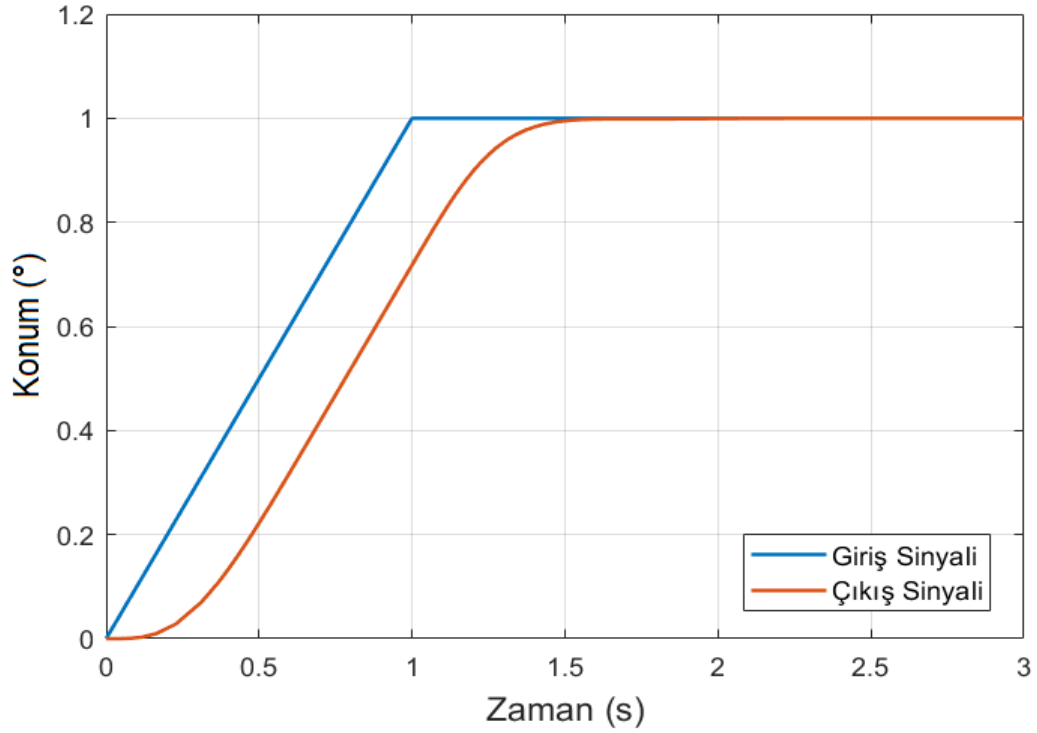
Şekil 4.22 incelendiğinde LQG kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.56 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde verilen değişken referanslı sinyali takip ettiği görülmektedir.

Sisteme sırasıyla 10, 20, 30 derecelik basamakları çıkacak ve incek şekilde referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.23'te gösterilmiştir.



Şekil 4.23: Merdiven referans giriş için LQG kontrolcölü sistem çıkış cevabı

Sisteme 1 saniyeye kadar 45 derece eğimli rampa, 1 saniyeden sonra ise birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.24'te gösterilmiştir.



Şekil 4.24: Rampa referans giriş için LQG kontrolcölü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.23 incelendiğinde LQG kontrolcünün her basamak adımı için yerleşme süresinin 0.56 saniye olduğu, aşma ve kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen merdiven şeklindeki referans sinyali takip ettiği görülmektedir.

Şekil 4.24 incelendiğinde LQG kontrolcünün; referans sinyalin rampa kısmında sinyali yakalayamadığı ve sinyali geriden takip ettiği, birim basamak kısmında ise referans sinyali yakaladığı görülmektedir. Rampa kısmında sistem çıkış cevabı analiz edildiğinde; kalıcı durum hatasının sonsuz veya sabit olmadığı, çıkış cevabı ile giriş sinyali arasındaki farkın bir süre sonra 0'a yakınsadığı belirlenmiştir. LQG kontrolcü, kalıcı durum hatası olmadan başarılı bir şekilde sisteme verilen rampa şeklindeki referans sinyali takip etmektedir.

4.2.1.4 Kontrolcülerin kıyaslanması

Çalışmanın bu kısmında anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin benzetimleri neticesinde elde edilen veriler ile performanslarının değerlendirmeleri yapılmakta ve sonuçlar çizelgeler hâlinde sunulmaktadır.

Birim basamak referans giriş için farklı kontrolcülerin kullanılmasıyla elde edilen çıkış cevapları Şekil 4.25'te gösterilmiştir.

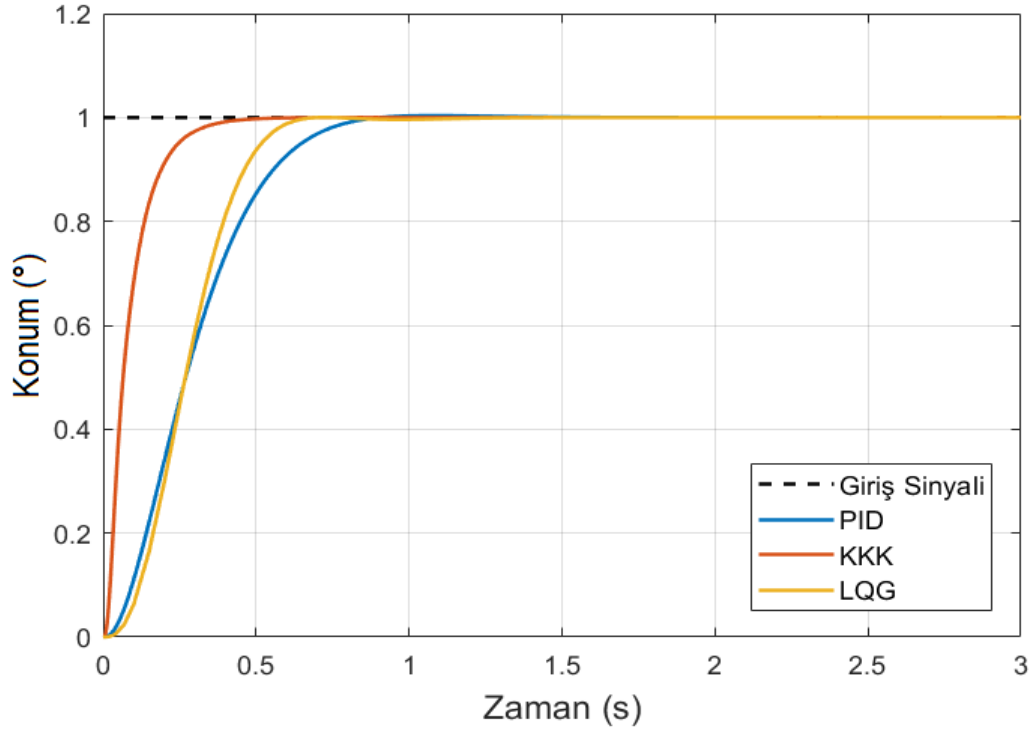
Birim basamak referans giriş için farklı kontrolcülerin kullanılmasıyla elde edilen çıkış cevaplarına ait performans sonuçları Çizelge 4.6'da gösterilmiştir.

Çizelge 4.6: Birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülerin çıkış cevaplarına ait performans sonuçları.

	Yerleşme Süresi (s)	Yükselme Süresi (s)	Yüzde Aşım (%)	Kalıcı Durum Hatası (% deg)
PID	0.76	0.46	0.18	0.0024
KKK	0.32	0.16	0.03	0.0001
LQG	0.56	0.34	0.02	0.0002

Sistem her kontrolcü için aynı şartlar altında çalıştırıldığı zaman kontrolcülerin hiçbirinde kalıcı durum hatası olmadığı; fakat kayan kipli kontrolcünün diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi performans sunduğu, komutlara diğerlerinden daha hızlı cevap vererek referans sinyale daha kısa sürede ulaştığı görülmektedir. Ancak kayan kipli kontrolcünün diğer yöntemlerden daha iyi olduğunu belirtmek için bu

değerlendirme sonucu tek başına yeterli değildir. Kontrolcülerin bozucu ve belirsizlik bulunan ortamlardaki davranışları da incelenmelidir.

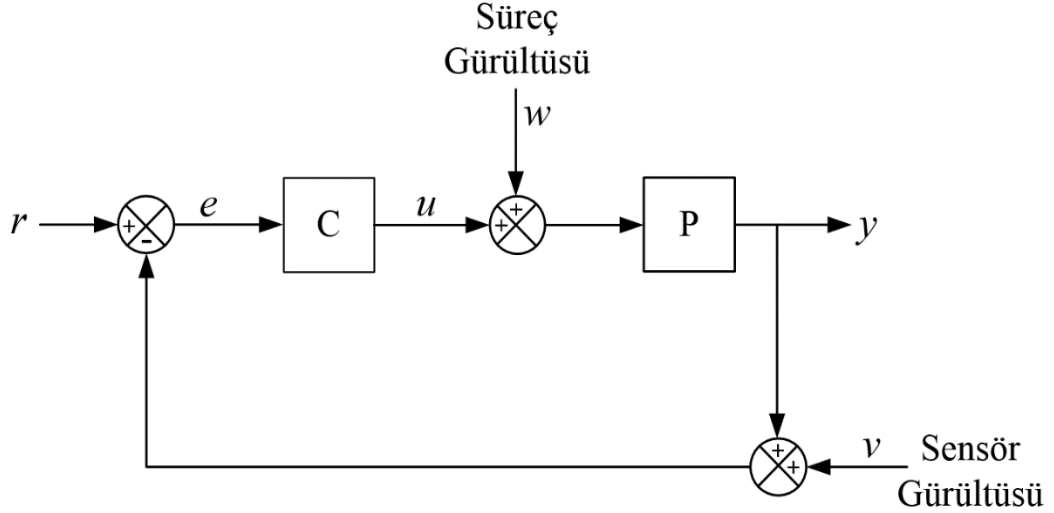


Şekil 4.25: Birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

4.2.2 Gürültülü çalışma koşulu

Fiziksel gerçekleştirilen sistemlerde gürültü, titreşim, sıcaklık ve basınç gibi çevresel faktörler sebebiyle çok sayıda bozucu etki yaygın olarak meydana gelmektedir. Bozucu etkiler sebebiyle sistemlerin çalışma performansı ve kararlılığı olumsuz yönde etkilenebilmektedir.

Bozucu, sistem çıkış cevabını etkileyen istenmeyen giriş sinyalleri olarak tanımlanmaktadır. Kapalı çevrim çalışan bir sistemde bozucular genel olarak dış ortamdan gelen ve iç ortamdan gelen bozucular şeklinde ikiye ayrılmaktadır. Rüzgâr gibi dış ortamdan gelen bozucular doğrudan modele (plant) verilmekte olup bu bozucular süreç veya işlem bozucusu olarak adlandırılır. Çıkış verilerini okuyan ölçüm cihazlarında yaşanan hatalar gibi iç ortamdan gelen bozucular ise sistem çıkışına verilmekte olup bu bozucular sensör veya ölçüm bozucusu olarak adlandırılır. Süreç gürültüsü ve sensör gürültüsü verilen bir sistemin modeli Şekil 4.26'da gösterilmiştir.



Şekil 4.26: Gürültülü bir sistem modeli

Şekil 4.26’da modeli gösterilen sistem için Laplace alanındaki çıkış ifadesi Eşitlik (4.18)’deki gibi ifade edilmektedir.

$$Y(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)}R(s) + \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)}W(s) + \frac{1}{1 + C(s)P(s)}V(s) \quad (4.18)$$

Antenlerin ana bozucuları rüzgârdır. Rüzgâr hamlesi (wind gust) olarak adlandırılan spektrumlar, coğrafi konuma ve arazi profillerine bağlı olup antenin çalışmasının aksamasına neden olmaktadır. Rüzgâr hamlesi modeli, anten modeline harici bir bozucu olarak eklenmektedir [65].

Bu kapsamda anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin bozuculara karşı duyarsız davranması, sistem davranışını koruyabilen veya kabul edilebilir limitler içerisinde tutabilen bir şekilde performans sergilemesi, yani gürbüz olmaları istenmektedir.

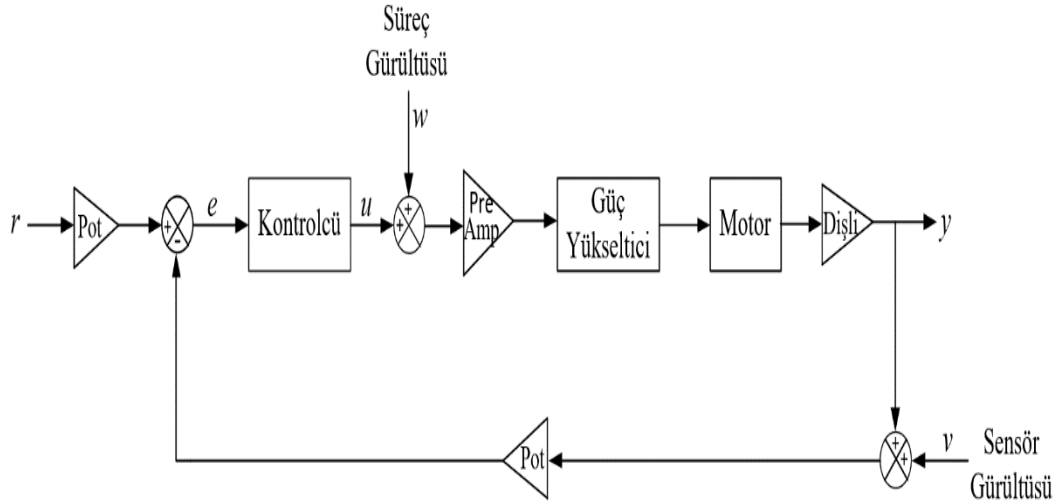
Çalışmanın bu bölümünde ideal çalışma koşulu altında tasarlanan PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcülerinin gürültülü bir ortamda benzetimi ve performans değerlendirmeleri yapılmaktadır.

Anten servo sistemine süreç gürültüsü $w(t)$ ile sensör gürültüsü $v(t)$ bozucuları eklenerek kontrolcülerin çalışma performansları incelenecektir. Süreç gürültüsü $w(t)$ model girişine, sensör gürültüsü $v(t)$ sistem çıkışına eklenen bir gürültüdür. Gürültü

eklenmiş anten servo sistemi modeli Şekil 4.27’de gösterilmiş olup sistemin durum uzayı gösterimi Eşitlik (4.19)-(4.20) ile ifade edilmektedir.

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) + G_w w(t) \quad (4.19)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) + v(t) \quad (4.20)$$



Şekil 4.27: Gürültü eklenmiş anten servo sistemi modeli

Şekil 4.27’de verilen kapalı çevrim kontrol sisteminde r referans konum girişini, e takip hatasını, u kontrol sinyalini, y anten açılal konumunu, w süreç gürültüsünü, v sensör gürültüsünü ifade etmektedir.

Süreç gürültüsü $w(t)$ ve sensör gürültüsü $v(t)$, Gaussian olarak ele alınmakta olup Eşitlik (4.21) ile ifade edildiği gibi istatistiksel olarak birbirinden bağımsız değişkenlerdir.

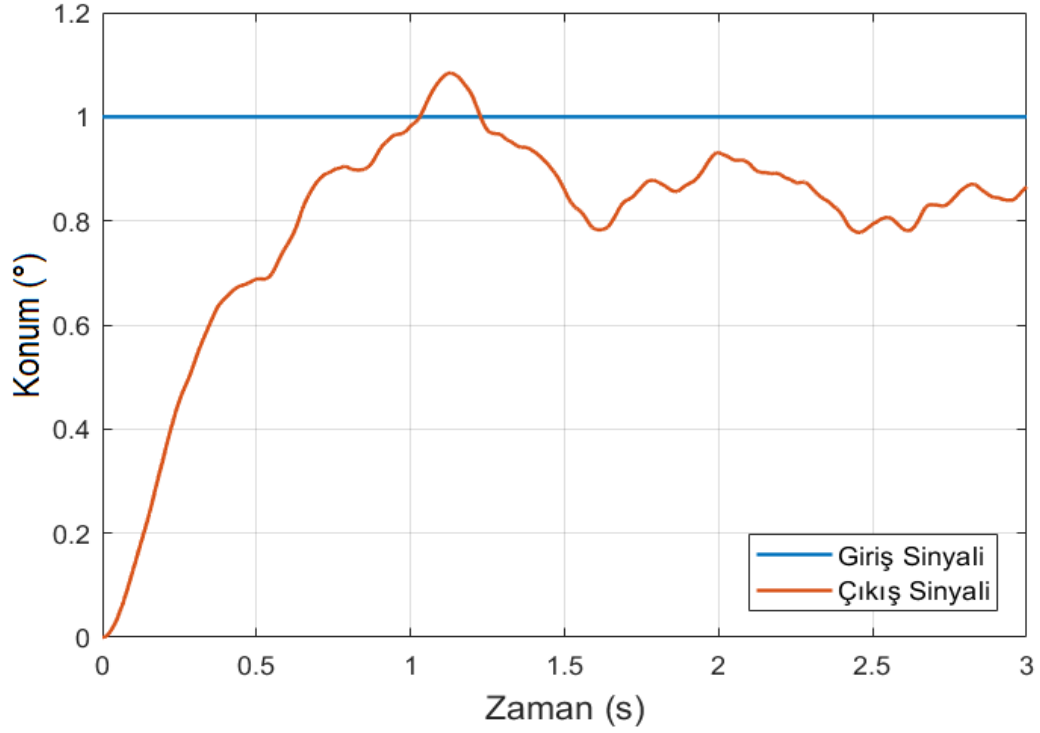
$$E(vw^T) = 0 \quad (4.21)$$

Sistemin giriş ve çıkışlarına belirli bir güçte ve örnekleme zamanında verilen süreç ve sensör gürültüleri için benzetimler yapılmıştır.

4.2.2.1 PID kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış PID kontrolcülü bir sisteme sensör ve süreç gürültüleri eklenmektedir.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.28’de gösterilmiştir.



Şekil 4.28: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

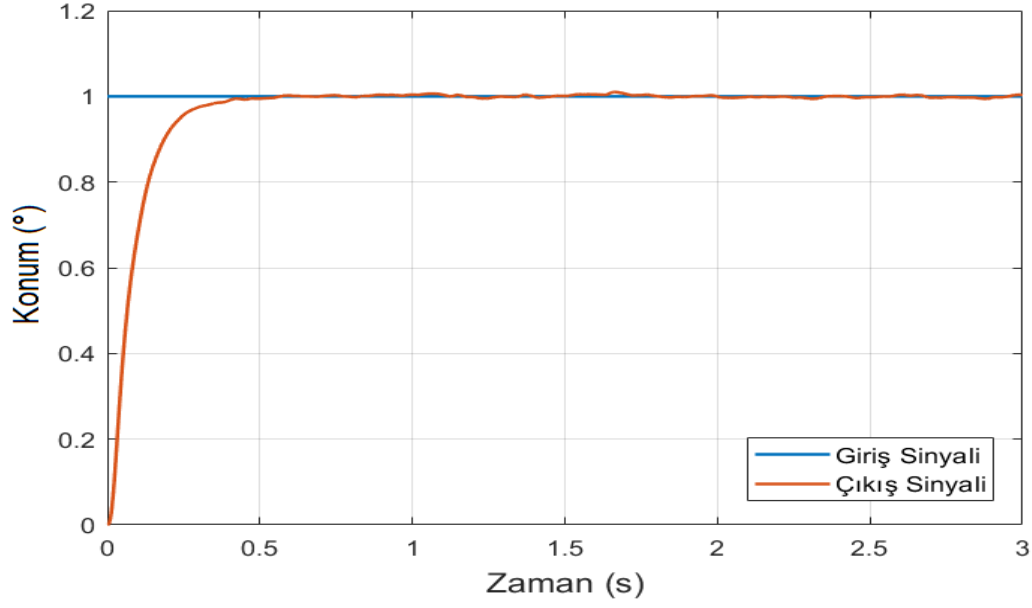
Şekil 4.28 incelendiğinde sisteme verilen referans sinyal takip edilirken çıkış cevabında bozulmalar yaşanmakta, ancak hareketin genel olarak referans sinyal etrafında olduğu görülmektedir.

4.2.2.2 Kayan kipli kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış kayan kipli kontrolcülü bir sisteme sensör ve süreç gürültüleri eklenmektedir.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.29'da gösterilmiştir.

Şekil 4.29 incelendiğinde sisteme verilen referans sinyal takip edilirken çıkış cevabında ufak bozulmalar yaşanmakta, fakat kayan kipli kontrolcünün anahtarlama işlemini çok sık gerçekleştirerek durumların kayma yüzeyi üzerinde kalmasını sağlamasıyla çıkış cevabı referans sinyalden kopmamaktadır. Bu kapsamda kayan kipli kontrolcü ile anten servo sisteminin verilen referans sinyali gürültü altında başarılı bir şekilde takip ettiği görülmektedir.

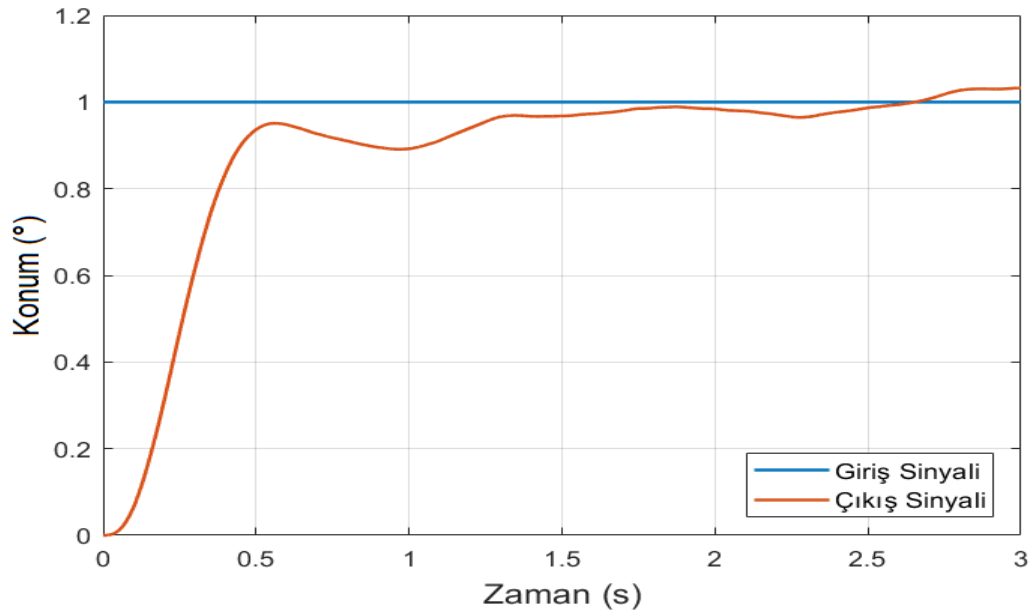


Şekil 4.29: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı

4.2.2.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü ile gürültülü ortamda çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış LQG kontrolcülü bir sisteme sensör ve süreç gürültüleri eklenmektedir.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabı Şekil 4.30'da gösterilmiştir.



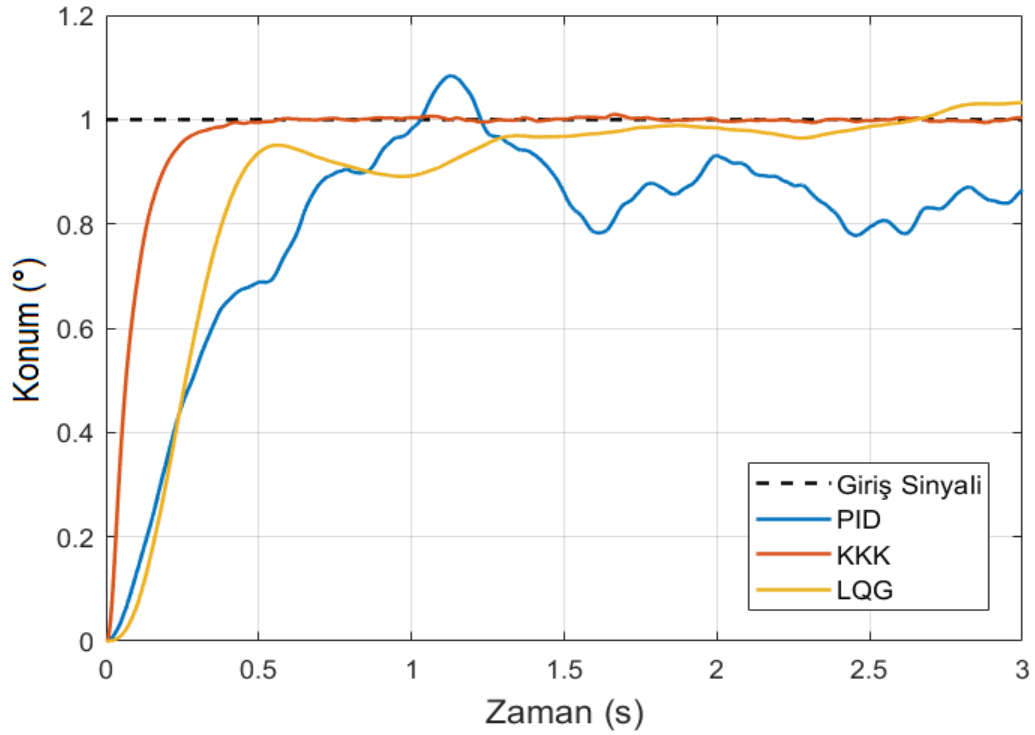
Şekil 4.30: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.30 incelendiğinde sisteme verilen referans sinyal takip edilirken çıkış cevabında bozulmalar yaşanmakta, ancak hareketin genel olarak referans sinyal etrafında olduğu görülmektedir.

4.2.2.4 Kontrolcülerin gürültü altında gürbüzlük açısından kıyaslanması

Çalışmanın bu kısmında anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin gürültü altında benzetimleri neticesinde elde edilen veriler ile performanslarının değerlendirmeleri yapılmakta ve sonuçlar çizelgeler hâlinde sunulmaktadır.

Gürültü altında, birim basamak referans giriş için farklı kontrolcülerin kullanılmasıyla elde edilen çıkış cevapları Şekil 4.31’de gösterilmiştir.



Şekil 4.31: Gürültülü çalışma ortamında birim basamak referans için PID, KKK, LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.31 incelendiğinde PID, LQG kontrolcülü sistemlerin gürültüden etkilendiği, referans sinyali takiplerinde bozulmaların olduğu görülmektedir. Şekle bakıldığında gürültü altındaki sistem, kayan kipli kontrolcü ile çalışırken diğer kontrolcülere kıyasla daha gürbüz bir performans sunmaktadır.

Gürültü altındaki bir sistemi değerlendirmenin en etkili yolu, sistemin çıkışına ait ortalama hata karekökünü (root mean square error – RMSE) hesaplamaktır. RMS hata, ideal durumdaki (bilinen, y_i) çıkış cevabı ile pratikte elde edilen (tahmini, \hat{y}_i)

çıkış cevabı arasındaki farkın takip boyunca hatasını göstermekte olup asıl veri noktalarından ne kadar uzakta bulunulduğunun bir ölçüsüdür. RMSE değerinin sıfır olması sistemin hiç hata yapmadığını gösterir. RMSE değeri Eşitlik (4.22)'deki gibi ifade edilmektedir.

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\hat{y}_i - y_i)^2}{n}} \quad (4.22)$$

Gürültü altında çalışan sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları Çizelge 4.7'de gösterilmiştir.

Çizelge 4.7: Gürültülü çalışma ortamında sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları.

	Servo RMS Hatası (%)
PID	11.30
KKK	0.20
LQG	4.37

Sistem her kontrolcü için aynı şartlar altında çalıştırıldığı zaman kayan kipli kontrolcünün diğer kontrolcülere kıyasla daha düşük servo RMS hatasına sahip olduğu, buna bağlı olarak da gürültü bastırım karakteristiğinin daha iyi olduğu anlaşılmaktadır. Bu sebeple gürültü altında çalışma açısından kayan kipli kontrolcü diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi performans sunmakta ve daha gürbüz olduğunu göstermektedir.

4.2.3 Belirsizlik ortamında çalışma koşulu

Matematiksel olarak modellenmesi zor olan, modelde belirli bir tolerans dâhilinde hata barındıran, parametreleri kesin olarak bilinmeyen veya parametreleri değişkenlik gösteren sistemlerin denetiminde kullanılan kontrolcüler arzu edilen performansta çıkış elde etmek için yetersiz kalabilir. Belirsizlikler sebebiyle sistemlerin çalışma performansı, kararlılığı olumsuz yönde etkilenebilmektedir.

Fiziksel gerçekleştirilen sistemlere ait matematiksel modelleri kesin hatlarıyla, tam olarak bilmek mümkün değildir. Bu durumda çeşitli varsayımlar yapılır ve sistemler doğrusal bir şekilde değerlendirilerek modellenir. Bu sebeple gerçek

hayatta kullanılan bütün sistemlerde belirsizlikler mevcuttur değerlendirmesi yapılmaktadır.

Bir kontrol sisteminde iki çeşit belirsizlik olabilir. Bunlardan ilki parametre belirsizliği, ikinci ise model belirsizliği olarak ifade edilmektedir. Parametre belirsizliğine sahip sistemin transfer fonksiyonu bilinmesine rağmen transfer fonksiyonu içerisinde yer alan bazı parametreler belirsiz kalmakta, modelin terimleri tam olarak bilinmemektedir. Model belirsizliğinde ise sistemin transfer fonksiyonu tam olarak bilinmemekte, bundan dolayı sistemde modellenmemiş dinamikler yer almaktadır.

Bu kapsamda anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin belirsizliklere karşı duyarsız davranması, kısa bir süre geçici davranış gösterdikten sonra tekrar eski konumuna dönebilen veya kabul edilebilir limitler içerisinde tutabilen bir şekilde performans sergilemesi, yani gürbüz olmaları istenmektedir.

Çalışmanın bu bölümünde ideal çalışma koşulu altında tasarlanan PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcülerinin; katsayıları sabit olmayıp, nominal değerlerinin belirli aralıkları içerisinde değişen parametrik belirsizliğe sahip sistemlerdeki benzetimi ve performans değerlendirmeleri yapılmaktadır.

Servo sistemler çalışırken sistem bünyesinde bulunan motor parametreleri sıcaklık, akım ve gerilim dalgalanması, ani yük değişimi, titreşim ve doyum gibi sebeplerden dolayı değişmektedir. Bu kapsamda anten servo sisteminin motor bloğu yapısında yer alan motor kutbu a_m ve motor kazancı K_m değerlerine parametre belirsizliği uygulanmıştır. Motor kutbu a_m ve motor kazancı K_m ifadelerinin sistemdeki parametre değerleri ve bu parametrelere uygulanan belirsizlik oranları Çizelge 4.8'de verilmiştir.

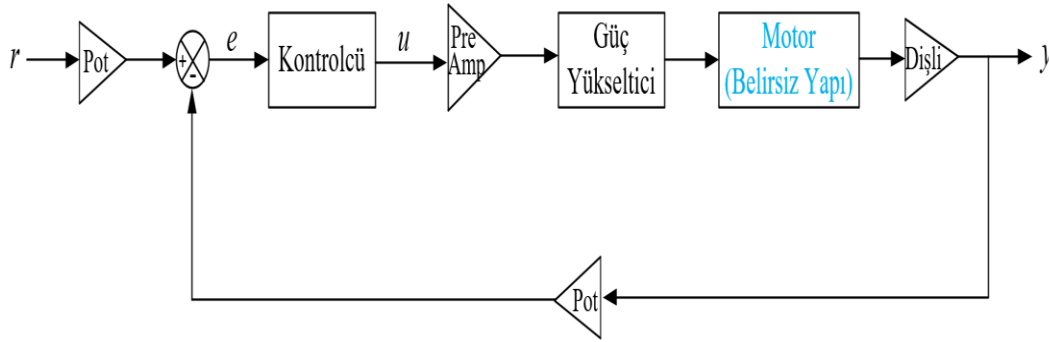
Çizelge 4.8: Motor bloğunda yer alan parametrelerin değerleri ve bu parametrelere uygulanan belirsizlik oranları.

Parametre	Açıklama	Nominal Değer	Belirsizlik oranı	Birim
R_a	Motor armatür direnci	10	$\pm \%75$	Ω
B_m	Eşdeğer viskoz sürtünme katsayısı	0.04	$\pm \%75$	$\frac{N \times m \times s}{rad}$

Çizelge 4.8: (Devam) Motor bloğunda yer alan parametrelerin değerleri ve bu parametrelere uygulanan belirsizlik oranları.

K_B	Geri elektromotor kuvveti	1	$\pm \%50$	$\frac{V \times s}{rad}$
K_T	Motor tork sabiti	1	$\pm \%75$	$\frac{N \times m}{A}$
J_m	Eşdeğer eylemsizlik momenti	0.06	$\pm \%50$	$kg \times m^2$

Motor bloğunda belirsizliğe sahip anten servo sistem modeli Şekil 4.32’de gösterilmiştir.



Şekil 4.32: Belirsizliği sahip anten servo sistemi modeli

Şekil 4.32’de verilen kapalı çevrim kontrol sisteminde r referans konum girişini, e takip hatasını, u kontrol sinyalini, y anten açıl konumunu ifade etmektedir.

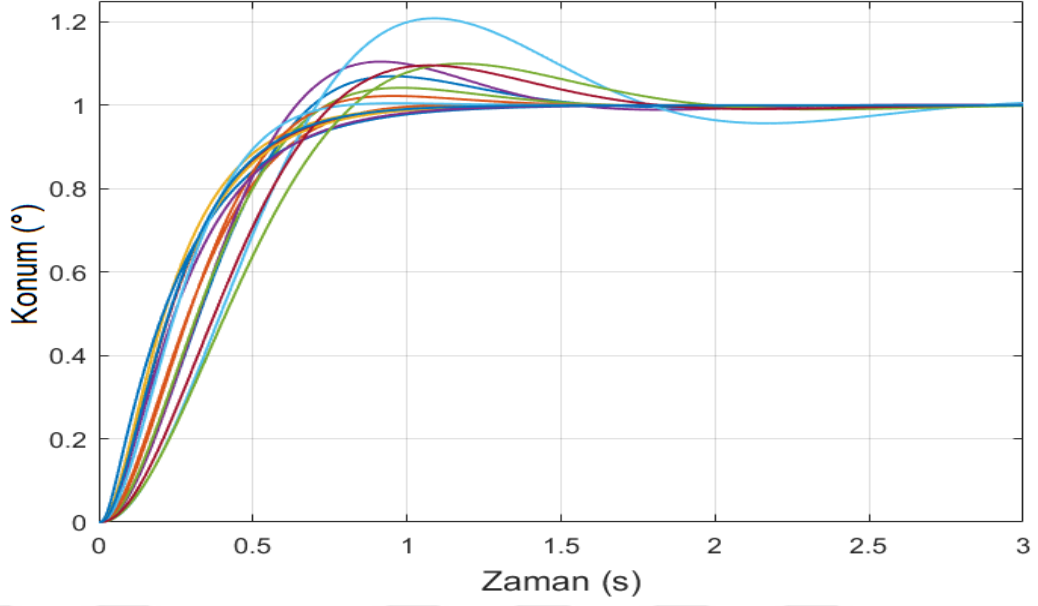
Sistemin parametre belirsizliği altında çalıştırılmasıyla her kontrolcü için on beşer adet benzetim yapılmıştır.

4.2.3.1 PID kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış PID kontrolcülü bir sistemde motor-yük bloğunun katsayılarına, Çizelge 4.8’de gösterildiği şekilde parametre belirsizliği uygulanmaktadır.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabına ait on beşer adet benzetim sonucu Şekil 4.33’te gösterilmiştir.

Şekil 4.33 incelendiğinde PID kontrolcü ile referans takip edilirken belirsizlikten dolayı aşım ve yerleşme süresinde artışlardan dolayı sistem çıkış cevabında belirgin değişikliklerin olabileceği; fakat bir süre sonra referans sinyalin yakalanarak kalıcı durum hatası olmadan takip yapılabileceği görülmektedir.

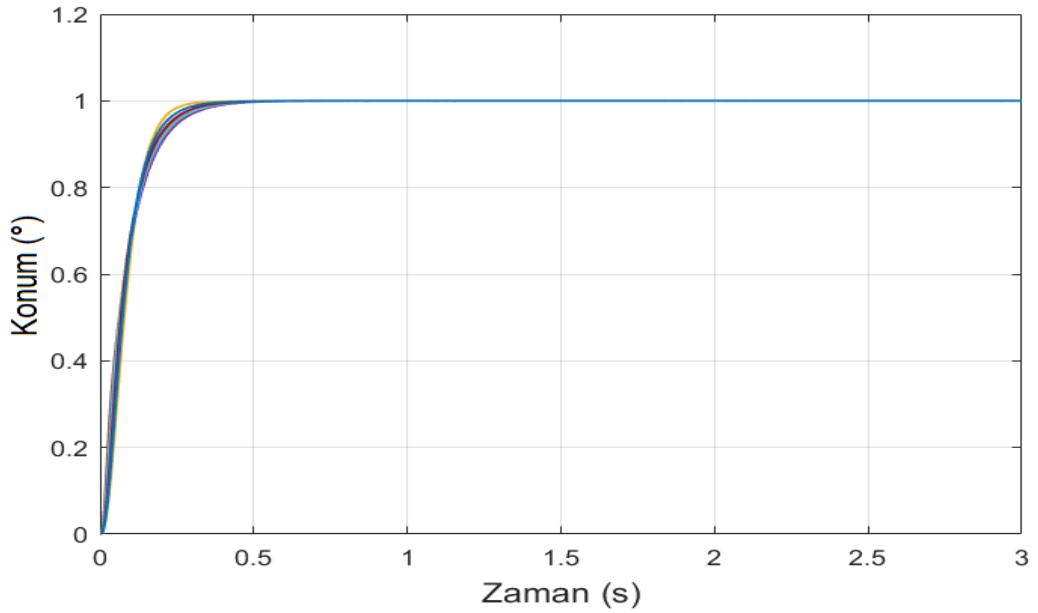


Şekil 4.33: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için PID kontrolcülü sistem çıkış cevabı

4.2.3.2 Kayan kipli kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış kayan kipli kontrolcülü bir sistemde motor-yük bloğunun katsayılarına, Çizelge 4.8’de gösterildiği şekilde parametre belirsizliği uygulanmaktadır.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabına ait on beşer adet benzetim sonucu Şekil 4.34’te gösterilmiştir.



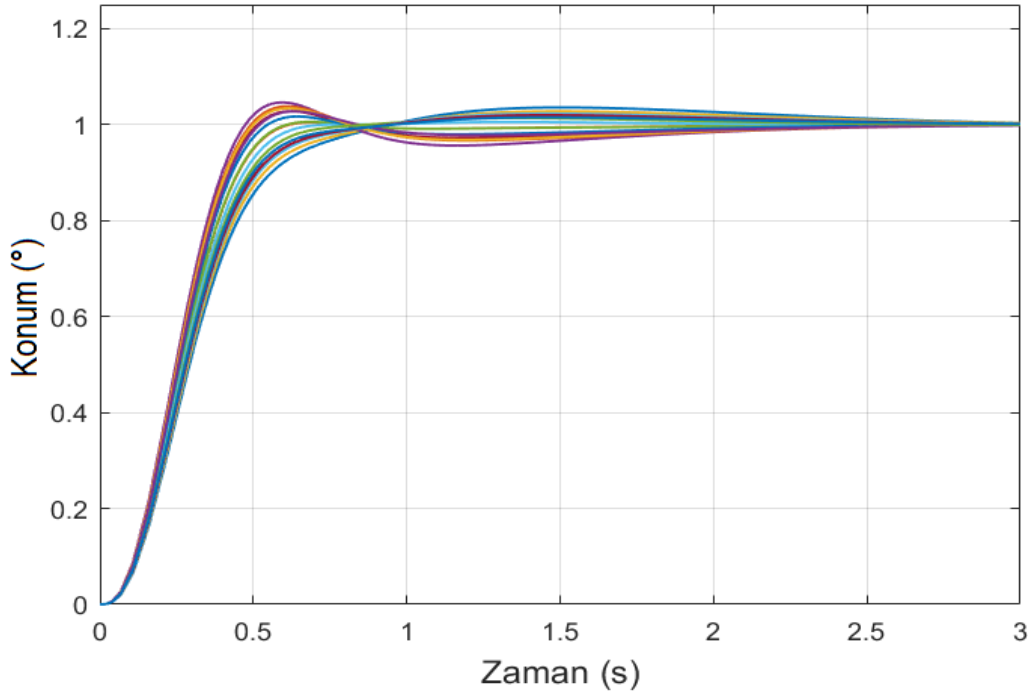
Şekil 4.34: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için kayan kipli kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.34 incelendiğinde kayan kipli kontrolcü ile referans takip edilirken belirsizlikten dolayı yerleşme süresinde az miktarda değişiklik olduğu, fakat aşım olmadığı; sistemin belirsizlikten çok az etkilenecek referans sinyali başarılı bir şekilde takip ettiği görülmektedir. Bu kapsamda kayan kipli kontrolcü ile anten servo sisteminin verilen referans sinyali belirsizlik altında başarılı bir şekilde takip ettiği görülmektedir.

4.2.3.3 Doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrolcü ile belirsizlik ortamında çalışma

İdeal çalışma koşulunda tasarlanmış LQG kontrolcülü bir sistemde motor-yük bloğunun katsayılarına, Çizelge 4.8’de gösterildiği şekilde parametre belirsizliği uygulanmaktadır.

Sisteme birim basamak referans giriş uygulandığında kapalı çevrim sistem için elde edilen çıkış cevabına ait on beşer adet benzetim sonucu Şekil 4.35’te gösterilmiştir.



Şekil 4.35: Belirsizlik ortamında birim basamak referans giriş için LQG kontrolcülü sistem çıkış cevabı

Şekil 4.35 incelendiğinde LQG kontrolcü ile referans takip edilirken belirsizlikten dolayı aşım ve yerleşme süresinde artışlardan dolayı sistem çıkış cevabında belirgin değişikliklerin olabileceği; fakat bir süre sonra referans sinyalinin yakalanarak kalıcı durum hatası olmadan takip yapılabileceği görülmektedir.

4.2.3.4 Kontrolcülerin belirsizlik altında gürbüzlük açısından kıyaslanması

Çalışmanın bu kısmında anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin parametre belirsizliği altında benzetimleri neticesinde elde edilen veriler ile performanslarının değerlendirmeleri yapılmaktadır.

Şekil 4.33, Şekil 4.34, Şekil 4.35'te birim basamak referans giriş için farklı kontrolcülerin kullanılmasıyla elde edilen çıkış cevaplarının grafikleri gösterilmiştir.

Belirsizlik altındaki bir kontrol sistemi, bozucu altında çalışan kontrol sistemi gibi sistem çıkışına ait ortalama hata karekökünü (RMSE) değerinin Eşitlik (4.22)'deki gibi hesaplanmasıyla değerlendirilebilir. İdeal duruma en yakın (en iyi) sonuç ile ideal duruma en uzak (en kötü) sonuca ait RMS hata değerlerinin arasındaki bandın genişliği sistemin belirsizliğe karşı gürbüzlüğü hakkında sonuç vermektedir.

Belirsizlik altında çalışan sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları Çizelge 4.9'da gösterilmiştir.

Çizelge 4.9: Belirsiz çalışma ortamında sistemlere verilen birim basamak giriş için kontrolcülerin RMS hata sonuçları.

	Servo RMS Hatası (%)	
	İdeale En Yakın Durum	İdeale En Uzak Durum
PID	1.55	11.27
KKK	0.06	0.33
LQG	0.42	3.98

Sistem her kontrolcü için aynı şartlar altında çalıştırıldığı zaman kayan kipli kontrolcünün diğer kontrolcülere kıyasla daha düşük servo RMS hatasına sahip olduğu, buna bağlı olarak da belirsizliklere karşı daha iyi davranış sergilediği anlaşılmaktadır. Bu sebeple belirsizlik altında çalışma açısından kayan kipli kontrolcü diğer kontrolcülere kıyasla daha iyi performans sunmakta ve daha gürbüz olduğunu göstermektedir.



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, sivil ve askeri uygulama alanlarında ilgili amaçlar doğrultusunda kullanılan antenleri yönlendiren servo sistemlerin kontrolünü sağlamak amacıyla PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) yöntemleri ile kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Kontrolcülerin tasarımı yapılırken anten servo sisteminin yüksek takip doğruluğu sağlaması, hızlı tepki göstermesi, bozucu ve belirsizliklere karşı dayanıklı davranması hedeflenmiştir. Sistem için tasarlanan kontrolcülerin çeşitli benzetim ortamlarında uygulamaları gerçekleştirilerek performans analizleri yapılmış ve anten servo sisteminde kullanılacak en uygun kontrol yöntemi belirlenmiştir.

Kontrolü yapılan sistemlerde sistem çıkış cevabına ait yerleşme süresinin mümkün olduğunca kısa olması, yani sistemin hızlı tepki göstermesi beklenir. Bu kapsamda anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin en kısa yerleşme sürelerine sahip olması amacıyla kontrolcülere ait katsayıların iterasyon yöntemi ile optimizasyonu yapılmıştır. Kontrolcülerin benzetim ortamında uygulaması yapıldığında yerleşme süresi ve kalıcı durum hatası açısından en iyi performansa sahip olan kontrol yönteminin kayan kipli kontrol olduğu görülmüştür.

Fiziksel gerçekleştirilmesi yapılan sistemler, çevresel veya sistemin kendisinden kaynaklanan istenmeyen etkilerle karşılaşabilmektedir. Bu etkiler sebebiyle sistemin davranışı değişmekte, arzu edilen performans sağlanamamakta ve hedeften sapmalar yaşanmaktadır. Özellikle gürültü, titreşim, sıcaklık ve basınç gibi çevresel faktörlerden kaynaklı bozucular; sistemin genel modelinde veya sistem bünyesinde yer alan birimlerde yaşanan belirsizlikler gibi sistemin kendisinden kaynaklanan faktörler sistem davranışının değişmesinde önemli rol oynamaktadır. Bu durum karşısında kontrolü yapılan sistemlerin bozucu ve belirsizliklere karşı duyarsız davranması, sistem davranışını koruyabilmesi veya kabul edilebilir limitler içerisinde tutabilen bir şekilde performans sergilemesi, yani gürbüz davranmaları istenir. Bu kapsamda anten servo sistemi için tasarlanan kontrolcülerin bozucu ve belirsizlik bulunan benzetim ortamlarında uygulaması yapıldığında performansını koruyabilen, olumsuz etkilerden en az etkilenen, yani en gürbüz davranan kontrol yönteminin kayan kipli kontrol olduğu görülmüştür.

Sonuç olarak hızlı tepki gösterme, bozucu ve belirsizliklere karşı dayanıklı davranma gibi hedefler doğrultusunda tasarlanan PID, kayan kipli kontrol ve doğrusal karesel Gaussian (LQG) kontrol yöntemleri arasında anten servo sistemi için en iyi performansa ve gürbüzlüğe sahip olan kontrol yönteminin kayan kipli kontrol olduğu görülmüştür.

Gelecekte sistem için farklı kontrol yöntemleri kullanılarak kontrolcü tasarımı yapılması, kontrol yöntemlerinin hibritleştirilerek sistem üzerinde birlikte kullanılması gibi çalışmalar yapılarak daha iyi performans ve gürbüzlük sunan kontrolcüler elde edilebilir. Benzetim ortamında elde edilen sonuçları kıyaslamak ve kontrolcülerin performansını pratik uygulamalarda göstermek için gerçek zamanlı çalışmalar yapılabilir.



KAYNAKLAR

- [1] **Gawronski, W.**, (2005). Control and Pointing Challenges of Antennas and Telescopes, 2005 American Control Conference, vol. 6, pp. 3758-3769.
- [2] **Nise, N. S.**, (2015). Control System Engineering, 7th Edition. John Wiley & Sons, New Jersey.
- [3] **Gawronski, W.**, (2001). Antenna Control Systems: From PI to H_{∞} , IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol. 43, pp. 52-60.
- [4] **Aloo, L., Kihato, P., Kamau, S.**, (2016). DC Servomotor-based Antenna Positioning Control System Design Using Hybrid PID-LQR Controller, European International Journal of Science and Technology, vol. 5, pp. 17-31.
- [5] **Zaber, N. M., Ishak, A. J., Soh A. C., Hassan, M. K., Abidin, Z. Z.**, (2015). Designing PID Controller for Position Control with Disturbance, IEEE 2015 International Conference on Computer, Communication, and Control Technology, pp. 404-407.
- [6] **Gupta, A., Ahmad, A., Kumar, A.**, (2011). Position Control of Servo Motor Using Sliding Mode Fuzzy Controller, International Journal of Advances in Engineering & Technology, vol. 1, pp. 118-127.
- [7] **Okumuş, H., Şahin, E., Akyazı, Ö.**, (2012). Antenna Azimuth Position Control with Classical PID and Fuzzy Logic Controllers, 2012 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications, pp. 1-5.
- [8] **Sahoo, S. K., Roy, B. K.**, (2015). Antenna Azimuth Position Control Using Quantitative Feedback Theory (QFT), 2014 International Conference on Information Communication and Embedded Systems, pp. 1-6.
- [9] **Xia, L., Qi, H., Yong, C., Jian, L.**, (2009). Nonlinear Modeling and Optimal Controller Design for Radar Servo System, 2009 Third International Symposium on Intelligent Information Technology Application, vol. 3, pp. 327-330.
- [10] **Hu, K., Yusup, A., Chang, W.**, (2013). Simulation and Analysis of LQG Controller in Antenna Control System, IEEE 4th International Conference on Electronics Information and Emergency Communication, pp. 268-273.
- [11] **Zhang J., Lei, Z. G., Quan, Z. J., Song, R. X., Wang, S. F., Huang, J.**, (2015). LQG Compensator for Large Antenna Under Wind Disturbance, Fifth Asia International Symposium on Mechatronics, pp. 1-5.

- [12] **Fandaklı, S., Okumuş, H.,** (2016). Antenna Azimuth Position Control with PID, Fuzzy Logic and Sliding Mode Controllers, 2016 International Symposium on Innovations in Intelligent Systems and Applications, pp. 1-5.
- [13] **Tekin, M.,** (2010). PI, LQG ve H_{∞} Kontrolörler ile Uydu Anten Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.
- [14] **Ceran, N. M.,** (2019). Kalman Filtre Durum Kestirimi ve LQR Kontrol Algoritmalarının Benzetim Ortamında Geliştirilmesi ve Servo Sistem Uygulanması, Konya Teknik Üniversitesi, Konya, Türkiye.
- [15] **Muratoğlu, Y., Alkaya, A.,** (2014). Kalman Filtresi ile LQR ve PI Denetleyicilerin DC Motor Sistemine Uygulanması. ELECO 2014 Elektrik – Elektronik – Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu, pp. 322-326.
- [16] **Işık, M. F.,** (2002). Servo Sistemin Mikrokontrolör (PIC) ile Denetimi, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye.
- [17] **Yaraş, B., Hüseyinov, R., Namazov, M., Çelikkale, İ. E., Şeker, M.,** (2014). DC Motorun Bulanık ve Kayma Kipli Bulanık Kontrolü, Sigma: Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi, vol. 32, pp. 97-108.
- [18] **Ateş, M.,** (2017). Otonom Mobil Robotun Hız Sabitleyici Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi, Kahramanmaraş, Türkiye.
- [19] **Syahidah, W. M. W., Rosli, O., Joraimie, M. A., Norhidayah, A.,** (2014). Linear Quadratic Gaussian (LQG) Controller Design for Servo Motor, Australian Journal of Basic and Applied Sciences, vol. 8, pp. 700-713.
- [20] **Gözde, H.,** (2003). Mikroişlemci Tabanlı İki Boyutta Parabolik Anten Kontrolörü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye.
- [21] **Engin, S.,** (2018). Grup Servo Motorların Deadbeat Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara, Türkiye.
- [22] **Dursun, E. H.,** (2016). Değişken Yüklü DC Motorun Kayan Kipli Kontrolü, Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi, Konya, Türkiye.
- [23] **Hancı, O.,** (2007). Servo Motorlar ve Örnek Bir Uygulama Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Marmara Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.
- [24] Introduction to Servo System Design. Erişim adresi: <http://pemclab.cn.nctu.edu.tw/peclub/W3cnotes/cn04/>, Erişim tarihi: 06.07.2019.
- [25] **Rajini, G., Murthy, K. K.,** (2015). Design and Implementation of Antenna Servo Control System for Ground Station. International Journal Of Professional Engineering Studies, vol. 5, pp. 57-63.
- [26] What Are Servo Motor Current, Velocity and Position Loops and Bandwidths? Erişim adresi: <https://www.motioncontroltips.com/faq-servo-motor-current-velocity-position-loops-bandwidths/>, Erişim tarihi: 4.03.2019.
- [27] **Anonymous,** (2000). Controlling Current, 20-minute Tune-Up, vol. 1, pp. 12-15.

- [28] **Zhang, X. P., Guo, M., Lei, L.,** (2012). A Study on Servo System of Radar Tracking Fast Targets. *Advanced Materials Research*, vol. 591-593, pp. 1724-1729.
- [29] How Are Servo System Velocity Control Loops Tuned? Erişim adresi: <https://www.motioncontroltips.com/how-are-servo-system-velocity-control-loops-tuned/>, Erişim tarihi: 04.03.2019.
- [30] **Gawronski, W.,** (2008). *Modeling and Control of Antennas and Telescopes*, 1st Edition, Springer, New York.
- [31] The Electric Motor. Erişim adresi: <https://edisontechcenter.org/electricmotors.html>, Erişim tarihi: 14.03.2019.
- [32] **Khan, M. K.,** (2003). *Design and Application of Second Order Sliding Mode Control Algorithms*, Doctor of Philosophy, University of Leicester, Leicester, England.
- [33] User Manual & Technical Reference Transfer Function of Dc Servo Motor. Erişim adresi: <https://www.pantechsolutions.net/user-manual-technical-reference-transfer-function-of-dc-servo-motor>, Erişim tarihi: 28.07.2019.
- [34] Laplace Transform of Functions. Erişim adresi: <https://lpsa.swarthmore.edu/LaplaceXform/FwdLaplace/LaplaceFuncs.html>, Erişim tarihi: 28.01.2020.
- [35] **Ogata, K.,** (2002). *Modern Control Engineering*, 5th Edition, Prentice Hall, New Jersey.
- [36] **Mishra, A.,** (2011). *A Study On PID Controller Design For Systems With Time Delay*, Bachelor's Project, National Institute of Technology Rourkela, Rourkela, India.
- [37] **Vilanova, R., Visioli, A.,** (2017). The Proportional-Integral-Derivative (PID) Controller. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 1-15.
- [38] **Swain, S., Mandavi, D., Behera, A.,** (2012). *Comparison Of Performance Analysis Of Different Control Structures*. Bachelor's Project, National Institute of Technology Rourkela, Rourkela, India.
- [39] Kontrol Sistemleri (Ders Notu). Erişim adresi: <http://kisi.deu.edu.tr/aytac.goren/MAK3026/h5.pdf>, Erişim tarihi: 06.10.2019.
- [40] **Alarqi F., Abdulrahman A.,** (2014). Optimum Tuning of the PID Controller for Stable and Unstable Systems Using Nonlinear Optimization Technique, *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2014*, vol. 1.
- [41] **Panda, R. C.,** (2012). *Introduction to PID Controllers - Theory, Tuning and Application to Frontier Areas*, 1st Edition, InTech, Rijeka.
- [42] *Control Design of an Antenna Pointing Control System with Large On-Board Reflectors*. Erişim adresi:

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1474667017533832>, Erişim tarihi: 25.10.2019.

- [43] Sliding Mode Control Handout – Advanced Automation and Control Course (Lecture Notes). Erişim adresi: http://sisdin.unipv.it/labsisdin/teaching/courses/ails/files/Sliding_Mode_Control_Handout.pdf, Erişim tarihi: 13.11.2019.
- [44] **Utkin, V.**, (1977). Variable structure systems with sliding modes, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, pp. 212–222.
- [45] **Faqir, A., Betin, F., Alaoui, L. C., Mobarakeh, B. N., Pinchon, D.**, (2003). Varying Sliding Surface Control of an Induction Machine Drive, Proceedings of IEEE Conference on Control Applications, vol. 1, pp. 93-98.
- [46] **Bingöl, Ö.**, (2019). Askıda Yük Taşıyan Dört Rotorlu İHA için Kontrolcü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum, Türkiye.
- [47] **Slotine, J. J. E., Li, W.**, (1991). Applied Nonlinear Control, 2nd Edition, Prentice-Hall, New York.
- [48] **Hung, J. Y., Gao, W., Hung, J. C.**, (1993). Variable Structure Control: A Survey, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 40, pp. 2-22.
- [49] **Wang, W., Yi, J., Zhao, D., Liu, D.**, (2004). Design of A Stable Sliding-Mode Controller for A Class of Second-Order Underactuated Systems, Control Theory and Applications, IEE Proceedings, vol. 151, pp. 683-690.
- [50] **Furat M., Eker İ.**, (2012). Experimental Evaluation of Sliding-Mode Control Techniques, Çukurova Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, vol. 27, pp. 23-37.
- [51] **Brandtstadter, H.**, (2009). Sliding Mode Control of Electromechanical Systems, Doctor of Philosophy, Technische Universität München, München, Germany.
- [52] **Hull, D. G.**, (2003). Optimal Control Theory for Applications, 1st Edition, Springer, Texas.
- [53] **Ogata, K.**, (1994). Discrete-Time Control Systems, 2nd Edition, Prentice Hall, New Jersey.
- [54] The Linear Quadratic Regulator. Erişim adresi: <https://www.argmin.net/2018/02/08/lqr/>, Erişim tarihi: 15.02.2020.
- [55] **Chen, C.**, (2015). On The Robustness of the Linear Quadratic Regulator via Perturbation Analysis of the Riccati Equation, Doctor of Philosophy, Dublin City University, Dublin, Ireland.
- [56] **Yi Z., Peisi Z., Chao Y.Q.**, (2016). Double Inverted Pendulum Based on LQG Optimal Control, 2016 International Conference on Automatic Control and Information Engineering, pp. 83-87.
- [57] **Anderson, B. D. O., Moore, J. B.**, (1989). Optimal Control Linear Quadratic Methods, 1st Edition, Prentice Hall, New Jersey.

- [58] **Gaeid, K. S.**, (2013). Optimal Gain Kalman Filter Design With DC Motor Speed Controlled Parameters, Journal of Asian Scientific Research, vol. 3, pp. 1157-1172.
- [59] Math Invented for Moon Landing Helps Your Flight Arrive on Time. Erişim adresi: <https://www.nasa.gov/feature/ames/math-invented-for-moon-landing-helps-your-flight-arrive-on-time>, Erişim tarihi: 05.01.2020
- [60] **Grewal S. M., Andrews A. P.**, (2014). Kalman Filtering Theory and Practice Using Matlab, 4th Edition, John Wiley & Sons, New Jersey.
- [61] **Benhamou E.**, (2018). Kalman Filter Demystified: From Intuition To Probabilistic Graphical Model To Real Case In Financial Markets, SSRN Electronic Journal, pp. 1-44.
- [62] **Singh Y., Mehra R.**, (2015). Relative Study of Measurement Noise Covariance R and Process Noise Covariance Q of the Kalman Filter in Estimation, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering, vol. 10, pp. 112-116.
- [63] Kalman Filtesi Uygulamaları (Ders Notu). Erişim adresi: https://kasnakoglu.files.wordpress.com/2014/01/ders7_ck01.pdf, Erişim tarihi: 28.01.2020.
- [64] **Sulaiman, M., Patakor, F. A., Ibrahim, Z.**, (2014). New Methodology for Chattering Suppression of Sliding Mode Control for Three-phase Induction Motor Drives. WSEAS Transactions on Systems and Control, vol. 9, pp. 1-9.
- [65] **Gawronski, W.**, (2002). Three Models of Wind-Gust Disturbances for the Analysis of Antenna Pointing Accuracy, Interplanetary Network Progress Report, pp. 1-15.



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Yılmaz ÜTÜK
Uyruğu : T.C.
Doğum Tarihi ve Yeri : 05.10.1995, Kahramanmaraş
E-posta : yilmazutuk03@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2017, Gazi Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi,
Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2020, TOBB Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi,
Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM VE ÖDÜLLER:

Yıl	Yer	Görev
2018-2018	Süreç Savunma Sanayi Sistemleri	Mühendis
2018-Devam	TÜBİTAK BİLGEM İLTAREN	Araştırmacı

YABANCI DİL: İngilizce, Almanca

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Ütük. Y.**, Kasnakoğlu C., (2020). Anten Servo Sistemi İçin PID, Kayan Kipli ve LQG Kontrolcü Tasarımı ve Performans Kıyaslaması, 7. Uluslararası Bilimsel Araştırmalar Kongresi (UBAK), 13-14 Mart, Ankara.