



T.C.  
NECMETTİN ERBAKAN  
ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



**3 SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER  
SİSTEMİ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLCÜ  
TASARIMI**

**Kübra ÇİFTÇİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Uçak Mühendisliği Anabilim Dalı**

**Temmuz-2025  
KONYA  
Her Hakkı Saklıdır**

## TEZ KABUL VE ONAYI

Kübra ÇİFTÇİ tarafından hazırlanan “3 Serbestlik Dereceli Helikopter Sistemi İçin Gürbüz Kontrolcü Tasarımı” adlı tez çalışması 22/07/2025 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Uçak Mühendisliği Anabilim Dalı’nda YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

### Jüri Üyeleri

### İmza

#### Başkan

Prof. Dr. Mete KALYONCU

.....

#### Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Hasan Hüseyin BİLGİÇ

.....

#### İkinci Danışman

Dr. Öğr. Üyesi Engin Hasan ÇOPUR

.....

#### Üye

Dr. Öğr. Üyesi Muhammet ÖZTÜRK

.....

Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu’nun ....../.../20.. gün ve ..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.

Prof. Dr. Havvanur UÇBEYİAY  
FBE Müdürü

## **TEZ BİLDİRİMİ**

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

## **DECLARATION PAGE**

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

Kübra ÇİFTÇİ

Tarih: 29.07.2025

# ÖZET

## YÜKSEK LİSANS TEZİ

### 3 SERBESTLİK DERECELİ HELİKOPTER SİSTEMİ İÇİN GÜRBÜZ KONTROLCÜ TASARIMI

Kübra ÇİFTÇİ

Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Uçak Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Hasan Hüseyin BİLGİÇ

2025, 76 Sayfa

#### Jüri

Dr. Öğr. Üyesi Hasan Hüseyin BİLGİÇ  
Prof. Dr. Mete KALYONCU  
Dr. Öğr. Üyesi Engin Hasan ÇOPUR  
Dr. Öğr. Üyesi Muhammet ÖZTÜRK

Helikopter sistemlerinin yüksek kararsızlıklar ve belirsizlikler içermesi bu sistemlerin modellenmesini ve kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu nedenle döner kanat hava araçlarının uçuş kontrol sistemleri için tasarlanan kontrolcülerin gürbüz olması önemlidir. Bu çalışmada, 3 eksenli hareket serbestliğine sahip helikopter sistemi üzerinde gürbüz kontrolcü tasarımı amaçlanmıştır. Helikopterin yükselme ve gezinti eksenlerindeki hareket kontrolü için yapılan kontrolcü tasarımlarının ilkinde sisteme ait doğrusal olmayan model kullanılırken, ikincisinde sistemin doğrusal modeli baz alınmıştır. MATLAB/Simulink yazılımları aracılığıyla benzetim ortamında yapılan çalışmada, doğrusal olmayan dinamiklerin kontrolü için SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısı önerilmiştir. Bu kontrolcünün kontrol performans üstünlüğünü göstermek için Geleneksel PID kontrolcü yapısı ile karşılaştırmalı sonuçlar sunulmuştur. Kontrolcü yapısı için gürbüzlük değerlendirmesi sırasında üç farklı senaryo oluşturulmuştur. Bunların ilkinde sistem modelinde bulunan parametrelerdeki belirsizlikler Monte Carlo simülasyonlarından yararlanılarak kurgulanmıştır. Ardından yükselme ve gezinti sensörleri için arıza modeli oluşturulmuştur. Böylece parametre belirsizliklerine sahip iki farklı senaryo daha incelenmiştir. Bu senaryolar için kontrolcü performans karşılaştırmalarının sonuçları grafiklerle ve sayısal verilerle sunulmuştur. Elde edilen sonuçlar, önerilen SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrol yapısının bozucu etkilere karşı daha gürbüz bir performans sergilediğini ortaya koymuştur.

Çalışmanın ikinci kısmında ise helikopter sisteminin doğrusal modeli baz alınarak Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü yapısı tasarlanmıştır. Bu kısımda da klasik optimal kontrol yöntemi ile performans karşılaştırmaları gerçekleştirilmiştir. Öncelikle eklenen gözlemci ile LQR kontrolcü yapısında artan kontrol etkinliği gösterilmiş, sonrasında kontrolcünün gürbüzlüğünü göstermek adına sisteme çeşitli bozucu girdilerin uygulandığı durum altındaki performansı değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar önerilen kontrolcü yapısının gürbüz performans sergilediğini ve klasik optimal kontrolcüye göre daha etkin kontrol işareti oluşturduğunu göstermiştir.

**Anahtar Kelimeler:** 3 SD Helikopter Sistemi, Gözlemci, Gürbüz Kontrol, Kesir Dereceli PID Kontrol, LQR Kontrol, Monte Carlo Simülasyonları, PID Kontrol.

## ABSTRACT

## MS THESIS

### ROBUST CONTROLLER DESIGN FOR A 3 DEGREE OF FREEDOM HELICOPTER SYSTEM

**Kübra ÇİFTÇİ**

**THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF  
NECMETTİN ERBAKAN UNIVERSITY  
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE AERONAUTICAL  
ENGINEERING**

**Advisor: Asst. Prof. Dr. Hasan Hüseyin BİLGİÇ**

**2025, 76 Pages**

**Jury**

**Asst. Prof. Dr. Hasan Hüseyin BİLGİÇ**

**Prof. Dr. Mete KALYONCU**

**Asst. Prof. Dr. Engin Hasan ÇOPUR**

**Asst. Prof. Dr. Muhammet ÖZTÜRK**

The high degree of instability and uncertainty inherent in helicopter systems makes modeling and controlling these systems difficult. Therefore, it is important that controllers designed for flight control systems of rotary wing aircraft are robust. In this study, a robust controller design was aimed at a helicopter system with three axis freedom of movement. In the first of the controller designs for controlling the helicopter's movement along the elevation and travel axes, a nonlinear model of the system was used, while in the second, a linear model of the system was used. In the study conducted in a simulation environment using MATLAB/Simulink software, an  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  controller structure was proposed for controlling nonlinear dynamics. To demonstrate the superior control performance of this controller, comparative results with a conventional PID controller structure are presented. Three different scenarios were created during the robustness assessment of the controller structure. In the first scenario, uncertainties in the parameters of the system model were simulated using Monte Carlo simulations. Then, a fault model was created for the elevation and travel sensors. Thus, two additional scenarios with parameter uncertainties were examined. The results of the controller performance comparisons for these scenarios are presented in graphs and numerical data. The results obtained show that the proposed  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  control structure exhibits more robust performance against disruptive effects.

In the second part of the study, a Reduced-Order Observer-Based LQR+I controller structure was designed using the linear model of the helicopter system. In this section, performance comparisons were also made using the classical optimal control method. First, the enhanced control effectiveness achieved by incorporating the observer into the LQR structure was demonstrated. Then, to evaluate the robustness of the controller, its performance was assessed under the influence of various external disturbances. The results showed that the proposed controller structure delivered robust performance and generated a more efficient control signal compared to the classical optimal controller.

**Keywords:** 3 DOF Helicopter System, Fractional-Order PID Control, LQR Control, Monte Carlo Simulations, Observer, PID Control, Robust Control.

## ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasının her aşamasında bilgi ve deneyimleriyle bana rehberlik eden, yönlendirmeleri ve yapıcı eleştirileriyle çalışmama değer katan birinci danışmanım Dr. Öğr. Üyesi Hasan Hüseyin BİLGİÇ'e ve ikinci danışmanım Engin Hasan ÇOPUR'a en içten teşekkürlerimi sunarım.

Akademik hayatım boyunca bana her zaman inanan, desteğini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili annem Dursun ÇİFTÇİ ve babam Yılmaz ÇİFTÇİ'ye en içten şükranlarımı sunuyorum. Verdikleri manevi güç ve anlayış bu sürecin en büyük dayanağı olmuştur.

Ayrıca bu yolculukta yanımda olan, moral ve motivasyonlarıyla süreci benim için daha kolay hale getiren değerli arkadaşlarıma da teşekkür ederim. Paylaştığımız bilgi, fikir alışverişleri ve destekleri bu çalışmanın şekillenmesinde önemli rol oynamıştır.

Kübra ÇİFTÇİ  
KONYA-2025

# İÇİNDEKİLER

<b>ÖZET</b> .....	<b>iv</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>v</b>
<b>ÖNSÖZ</b> .....	<b>vi</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b> .....	<b>vii</b>
<b>ŞEKİLLER LİSTESİ</b> .....	<b>ix</b>
<b>ÇİZELGELER LİSTESİ</b> .....	<b>xi</b>
<b>SİMGELER VE KISALTMALAR</b> .....	<b>xii</b>
<b>1. GİRİŞ</b> .....	<b>1</b>
1.1. Tezin Literatüre Katkısı .....	3
1.2. Tezin Organizasyonu .....	4
<b>2. KAYNAK ARAŞTIRMASI</b> .....	<b>5</b>
2.1. 3 SD Helikopter Sistemi PID Kontrolcü Çalışmaları .....	6
2.2. 3 SD Helikopter Sistemi LQR Kontrolcü Çalışmaları.....	8
2.3. 3 SD Helikopter Sistemi Gürbüz Kontrolcü Çalışmaları.....	9
<b>3. MATERYAL VE YÖNTEM</b> .....	<b>12</b>
3.1. 3 Serbestlik Dereceli Helikopter Sistemi.....	12
3.1.1. Doğrusal olmayan dinamik model.....	15
3.1.2. Doğrusal Dinamik Model .....	18
3.2. PID Kontrolcü.....	19
3.3. Kesir Dereceli PID Kontrolcü ( $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ).....	22
3.4. Kesir Dereceli Set Noktası Ağırlıklı PID Kontrolcü ( $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ ) .....	24
3.5. LQR Kontrol .....	26
3.6. LQR+I Kontrolcü.....	27
3.7. Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tasarımı .....	29
3.8. Titreşimli Parçacık Sistemi Algoritması (VPSA).....	31
3.9. Monte Carlo Simülasyonları .....	34
<b>4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA</b> .....	<b>36</b>
4.1. PID ve $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ Kontrolcü Tasarımı.....	36
4.1.1. $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ Kontrolcü Gürbüzlük Değerlendirmesi .....	41
4.2. Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I Kontrolcü.....	51
4.2.1. Kontrolcü Kazancının Optimizasyonu.....	53
4.2.2. Gözlemci Tasarımı.....	55
4.2.3. Gözlemci Kazancının Optimizasyonu .....	58
4.2.4. Kontrolcü Gürbüzlük Değerlendirmesi .....	63

<b>5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER</b> .....	<b>69</b>
5.1 Sonuçlar .....	69
5.2 Öneriler .....	70
<b>6. KAYNAKLAR</b> .....	<b>71</b>

## ŞEKİLLER LİSTESİ

- Şekil 1.1 Boeing HC-1B Chinook
- Şekil 3.1 3 SD helikopter sistemi
- Şekil 3.2 3 SD helikopter sistemi fiziksel bileşenleri
- Şekil 3.3 3 SD helikopter sistemi serbest cisim diyagramı
- Şekil 3.4 Geleneksel PID kontrolcü blok diyagramı
- Şekil 3.5 İkinci mertebe bir sistem için birim basamak giriş cevabı
- Şekil 3.6  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü blok diyagramı
- Şekil 3.7  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü düzlemi
- Şekil 3.8  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü blok diyagramı
- Şekil 3.9 LQR kontrolcü blok diyagramı
- Şekil 3.10 LQR+I kontrolcü blok diyagramı
- Şekil 3.11 VPSA algoritması akış diyagramı
- Şekil 4.1 Kaskad kontrolcü yapıları
- Şekil 4.2  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}/PID$  kontrolcü yükselme eksenli zaman cevabı
- Şekil 4.3  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}/PID$  kontrolcü gezinti eksenli zaman cevabı
- Şekil 4.4 PID kontrolcü kontrol sinyalleri
- Şekil 4.5  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü kontrol sinyalleri
- Şekil 4.6 Sensör hatasının olmadığı durum için PID kontrolcü yükselme eksenli zaman cevabı
- Şekil 4.7 Sensör hatasının olmadığı durum için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yükselme eksenli zaman cevabı
- Şekil 4.8 Sensör hatasının olmadığı durum için PID kontrolcü gezinti eksenli zaman cevabı
- Şekil 4.9 Sensör hatasının olmadığı durum için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü gezinti eksenli zaman cevabı

- Şekil 4.10 Yükselme eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcüsü yükselme eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.11 Yükselme eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüsü yükselme eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.12 Yükselme eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcüsü gezinti eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.13 Yükselme eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüsü gezinti eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.14 Gezinti eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcüsü yükselme eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.15 Gezinti eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüsü yükselme eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.16 Gezinti eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcüsü gezinti eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.17 Gezinti eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüsü gezinti eksenini zaman cevabı
- Şekil 4.18 LQR+I kontrolcüsü MATLAB/Simulink blok diyagramı
- Şekil 4.19 Yükselme eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü zaman cevapları
- Şekil 4.20 Gezinti eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü zaman cevapları
- Şekil 4.21 LQR kontrolcüsü kontrol sinyalleri
- Şekil 4.22 Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü kontrol sinyalleri
- Şekil 4.23 Bozucu girdiler altında yükselme eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü zaman cevapları
- Şekil 4.24 Bozucu girdiler altında gezinti eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü zaman cevapları
- Şekil 4.25 Bozucu girdiler altında LQR kontrolcüsü kontrol sinyalleri
- Şekil 4.26 Bozucu girdiler altında Gözlemci tabanlı LQR kontrolcüsü kontrol sinyalleri

## ÇİZELGELER LİSTESİ

- Çizelge 3.1 3 SD helikopter sisteminin doğrusal olmayan model parametreleri
- Çizelge 3.2 Kontrolcü parametrelerinin artışının geçici zaman cevaplarına etkisi
- Çizelge 4.1 PID kontrolcü kazançları
- Çizelge 4.2 SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü kazançları
- Çizelge 4.3 PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri
- Çizelge 4.4 Yükselme sensör hatası durumunda PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri
- Çizelge 4.5 Gezinti sensör hatası durumunda PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri
- Çizelge 4.6 Kontrolcü kazancı arama uzayı
- Çizelge 4.7 Kontrolcü kazanç optimizasyonu VPSA algoritması başlangıç parametresi değerleri
- Çizelge 4.8 Gözlemci kazancı arama uzayı
- Çizelge 4.9 Gözlemci kazanç optimizasyonu VPSA algoritması başlangıç parametresi değerleri
- Çizelge 4.10 LQR ve Gözlemci Tabanlı LQR kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri
- Çizelge 4.11 Bozucu girdiler altında LQR ve Gözlemci Tabanlı LQR kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

## SİMGELER VE KISALTMALAR

### Simgeler

$A$	Sistem matrisi
$\alpha$	Oransal kazanç ağırlık katsayısı
$\alpha$ (VPSA)	Azalma fonksiyonu sabiti
$B$	Kontrol matrisi
$\beta$	Türevsel kazanç ağırlık katsayısı
$C$	Çıktı matrisi
$D$	İleri besleme çıkış matrisi
$D$ (VPSA)	Azalma fonksiyonu
$e(t)$	Hata sinyali
$e_{ss}$	Kalıcı durum hatası
$F_D$	Aerodinamik sürtünme kuvveti
$g$	Yerçekimi ivmesi
$J_{xx}$	Yunuslama eksenini atalet momenti
$J_{yy}$	Yükselme eksenini atalet momenti
$J_{zz}$	Gezinti eksenini atalet momenti
$K$	Geri besleme kazanç matrisi
$K_d$	Türevsel kontrolcü kazancı
$K_i$	İntegral kontrolcü kazancı
$K_p$	Oransal kontrolcü kazancı
$K_1$	Gözlemci kazancı
$\lambda$	İntegral derecesi
$m$	Helikopter kütlesi
$M$	3 SD Helikopter sistemi toplam kütlesi
$M_p$	Maksimum aşım
$\mu$	Türev derecesi
$Q$	Durum ağırlık matrisi
$R$	Giriş ağırlık matrisi
$r(t)$	Referans giriş sinyali
$T_b$	Oransal kontrolcü kazancı
$T_d$	Türevsel zaman sabiti

$t_d$	Gecikme zamanı
$T_f$	Ön motor itki kuvveti
$t_p$	Tepe zamanı
$t_r$	Yükselme zamanı
$t_s$	Oturma zamanı
$T_i$	İntegral zaman sabiti
$\tau_{coll}$	Yükselme momenti
$\tau_{cyc}$	Yunuslama momenti
$u$	Giriş vektörü
$u(t)$	Kontrolcü giriş sinyali
$V_b$	Arka motor gerilimi
$V_{coll}$	Kollektif voltaj
$V_{cyc}$	Döngüsel voltaj
$V_f$	Ön motor gerilimi
$w_1$	HB ağırlık değeri
$w_2$	GP ağırlık değeri
$w_3$	BP ağırlık değeri
$x$	Durum vektörü
$\hat{x}(t)$	Tahmin edilen durum vektörü
$y(t)$	Sistem çıkış sinyali
$\theta$	Yükselme eksenini açısal konumu
$\dot{\theta}$	Yükselme eksenini açısal hızı
$\phi$	Yunuslama eksenini açısal konumu
$\dot{\phi}$	Yunuslama eksenini açısal hızı
$\psi$	Gezinti eksenini açısal konumu
$\dot{\psi}$	Gezinti eksenini açısal hızı

## Kısaltmalar

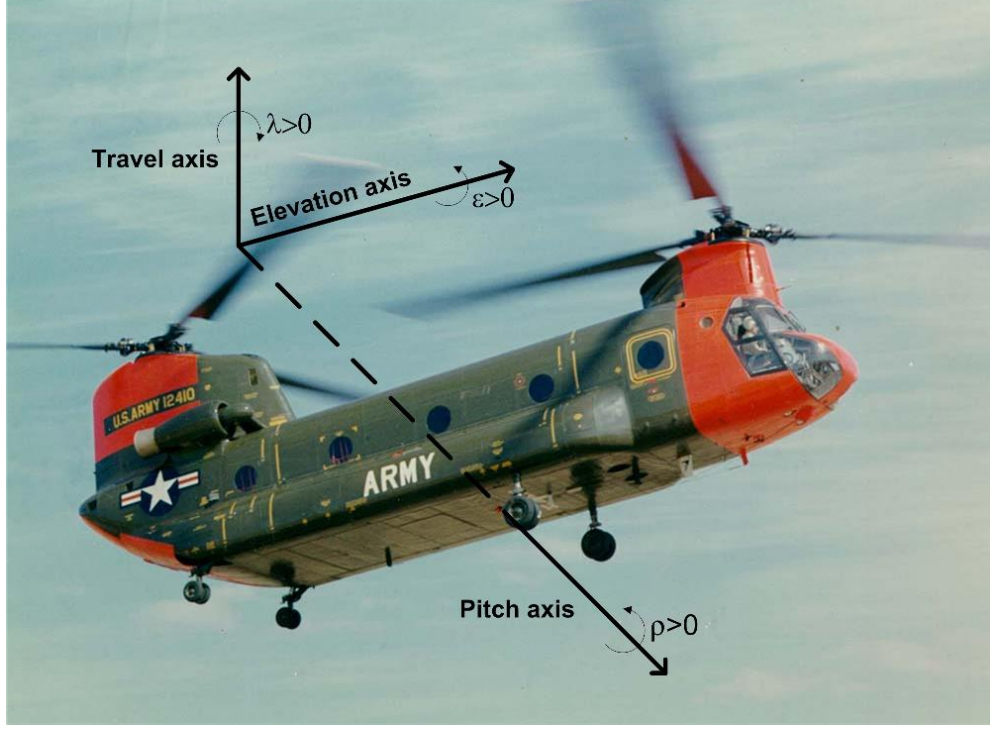
ANFIS	Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (Uyarlamalı Nöro-Bulanık Çıkarım Sistemi)
BP	Bad Particle (Kötü Parçacık)
FPA	Flower Pollination Algorithm (Çiçek Tozlaşma Algoritması)
GA	Genetik Algoritma
GWO	Grey Wolf Optimizer (Gri Kurt Optimizasyon Algoritması)
GP	Good Particle (İyi Parçacık)
HSSOGSA	Hybrid Swarm-based Symbiotic Organisms Search and Gravitational Search Algorithm
HGWOPSO	Hybrid Grey Wolf Optimizer and Particle Swarm Optimization
ITAE	Integral Time Absolute Error (Zamana Bağlı İntegral Mutlak Hata)
LQR	Linear Quadratic Regulator (Doğrusal Kuadratik Regülatör)
LQR+I	Linear Quadratic Regulator with Integral Action (İntegral Eklentili Doğrusal Kuadratik Regülatör)
MAE	Mean Absolute Error (Ortalama Mutlak Hata)
MAPE	Mean Absolute Percentage Error (Ortalama Mutlak Yüzde Hata)
MK	Mevcut Konum
MSE	Mean Square Error (Ortalama Karesel Hata)
MPC	Model Predictive Control (Model Öngörülü Kontrol)
PID	Proportional–Integral–Derivative (Oransal–İntegral–Türevsel)
$PI^{\lambda}D^{\mu}$	Kesir Dereceli PID Kontrolcü
RBFNN	Radial Basis Function Neural Network (Radyal Tabanlı Fonksiyonlu Sinir Ağı)
SMC	Sliding Mode Control (Kayma Kipli Kontrol)
$SWPI^{\lambda}D^{\mu}$	Set Point Weighted Fractional Order PID (Set Noktası Ağırlıklı Kesir Dereceli PID)
UDE	Unknown Disturbance Estimator (Bilinmeyen Bozucu Tahmin Edici)
UIO	Unknown Input Observer (Bilinmeyen Giriş Gözlemcisi)
YK	Yeni Konum

## 1. GİRİŞ

Helikopterler, sahip oldukları ayırt edici yetenekleri sayesinde sivil ve askeri alanlarda yürütülen çalışmalarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu yeteneklerden en belirgin olanı dikey kalkış ve iniş yapabilme kabiliyetleridir. Pist gereksinimini ortadan kaldıran söz konusu özellikleri sayesinde arama ve kurtarma faaliyetlerinde, dağlık arazilere ulaşımında ve askeri operasyonlarda kolaylık sağlamaktadırlar. Ayrıca sabit bir noktada havada kalabilme, keskin manevraları diğer hava araçlarına kıyasla kolayca gerçekleştirebilme ve çeşitli açılarda uçuş yapabilme yeteneklerine de sahiptirler. Geniş bir görev yelpazesi olan helikopter sistemleri, bahsedilen bu ve benzeri özellikleri ile önemli ve zor kontrol problemleri içermektedir (Chaoui ve Yadav, 2020; Ma vd., 2023; Oktay vd., 2016; Yu vd., 2022). Dahası, bu sistemler karmaşık mekanik yapıları ve doğrusal olmayan dinamikleri nedeniyle kontrolü zorlu sistemlerdir (Peng vd., 2022; Y. Wang vd., 2022). Birden fazla giriş ve çıkışa sahip olmaları, eksenlerdeki hareketlerin birbirine bağlı olması ve zamanla değişen aerodinamik etkilerin varlığı kontrol zorluğuna temel oluşturan diğer önemli etkenlerdir. Ayrıca, rüzgâr gibi dışsal bozucu etkiler ve sistemin yapısında meydana gelen ani yük değişimleri de sistemin kararlılığı ve kontrol performansı üzerinde olumsuz etkiye sahiptir.

Helikopterler gibi bakım maliyeti yüksek sistemler üzerinde kontrolcü performans denemelerinin deneysel olarak yapılması risklidir. Bu nedenle tasarlanan kontrolcülerin performans analizlerinin yapılabilmesi için helikopterlerin dinamiğini daha basit düzeyde modelleyen deney düzeneklerinden yararlanılmaktadır. Quanser firması tarafından üretilen üç serbestlik dereceli (3 SD) helikopter düzeneği, sıklıkla tercih edilen ve uçuş kontrol algoritmalarının testinde kullanılan bir sistemdir. (Quanser Inc., 2012). Bu sistem, Şekil 1.1’de gösterilen tandem rotorlu helikopter sistemine benzer yapıda tasarlanmış ve eğitim/araştırma faaliyetlerinde kullanılmak üzere geliştirilmiş deneysel bir platformdur. Kontrol teorisi anlaşılması ve anlatılması zorlu bir konu olduğundan, kontrol mühendisliği alanında verilen eğitimler sırasında benzeri sistemlerin eğitim amacıyla kullanımı yüksek fayda sağlamaktadır. Helikopterler gibi karmaşık sistemlerin kontrolü konusunda uygulamalı olarak verilen eğitimler ile hem sistemlerin dinamiği hem de kontrol yapısının davranışı daha kolay anlaşılabilir. Ayrıca 3 SD helikopter düzeneği literatürde var olan veya yeni geliştirilen kontrol yöntemlerinin helikopter sistemlerinin kontrolündeki etkinliğinin test edilmesine ve doğrulanmasına da olanak

sağlamaktadır (Ozcan vd., 2020; Vijayan vd., 2021). Böylece, geliştirilen kontrol yöntemleri için yapılan teorik tasarımların gerçek zamanlı sistem davranışlarıyla tutarlılığının gözlemlenmesine olanak sağlanmaktadır.



Şekil 1.1. Boeing HC-1B Chinook (Apkarian vd., 2012)

Yüksek doğrusal olmayan yapıya sahip sistemler için tasarlanan kontrolcülerden istenilen performansın alınabilmesi için kontrol mühendisliğinin ilk ve en önemli adımı olan dinamik modellemenin doğru bir şekilde gerçekleştirilerek matematik modelin elde edilmesi gerekmektedir. Gerçek sistem davranışını yansıtan dinamik bir modellemenin yapılabilmesi için çeşitli yöntemler ile elde edilen modellerin doğruluğu arttırılmakta ve farklı modelleme yöntemlerinden yararlanılmaktadır (Ishitobi vd., 2007; Rajappa vd., 2013a; Sousa vd., 2023). Doğru ve yeterli modelin elde edilmesinin ardından kararlı, gürbüz ve başarılı referans takibi sağlayan bir kontrolcü tasarımı yapılabilir. Literatürde Quanser 3 SD helikopter sistemi üzerinde farklı türde birçok kontrolcü performans değerlendirmesi yapılmıştır. Bu çalışmalara, klasik kontrol yöntemlerinden olan oransal-integral-türevsel (PID) kontrolcü, modern kontrol yöntemi olan LQR kontrolcü, doğrusal olmayan yapıdaki Kayan Kipli Kontrolcü (SMC) ve gürbüz kontrol yöntemlerinden biri olan  $H_\infty$  kontrolcü örnek olarak verilebilir (Güzey, 2017; Nkemdirim vd., 2022; Peaucelle vd., 2011; Prakosa vd., 2022).

Bu tez çalışmasında ise çok girişli çok çıkışlı sistem örneği olan 3 SD helikopter sistemi için gürbüz kontrolcü tasarımı üzerinde durulmuştur. Sistemin doğrusal ve doğrusal olmayan modelleri için farklı kontrol yöntemleri geliştirilmiş ve sistem davranışını bozucu etkenlerin var olması durumlarında performans değerlendirmeleri yapılmıştır. Çeşitli performans indeksleri kullanılarak tablolarla ve benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen grafiklerle önerilen kontrolcülerin etkinliği kanıtlanmıştır.

### 1.1. Tezin Literatüre Katkısı

Karmaşık dinamik yapıya sahip sistemler olan helikopterler için önerilen kontrolcülerin performans değerlendirmesinin yapıldığı fiziksel bir platform olan 3 SD helikopter sistemi üzerinde literatürde çeşitli kontrol yöntemlerinin denemeleri gerçekleştirilmiştir. Bu çalışma ile özgün ve gürbüz kontrol yöntemlerinin literatüre kazandırılması amaçlanmıştır. Gerçekleştirilen çalışmanın literatüre iki temel kontrolcü tasarım katkısı bulunmaktadır:

- I. 3 SD Helikopter Sistemi için kesir dereceli PID ( $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ) kontrolcünün simülasyon ortamında uygulandığı çalışmalar var olmasına rağmen, sistemin doğrusal olmayan dinamik modeli için set noktası ağırlıklı kesir dereceli PID ( $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ ) kontrolcünün kullanımına dair literatürde yayımlanmış bir çalışmaya rastlanmamıştır. Bu bağlamda, yapılan çalışma, yalnızca standart  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü tasarımına odaklanan var olan araştırmalardan ayrılmakta olup, önerilen kontrolcü yönteminin özgün değerini ve etkinliğini ortaya koymaktadır.
- II. Benzer şekilde sistemin kontrolü için gözlemci tabanlı kontrol yöntemlerinin ve LQR kontrolcü yönteminin kullanıldığı çalışmalar olmasına rağmen Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü tasarımının önerildiği bir çalışmayla karşılaşılmamıştır. Optimal kontrolcü yapısına eklenen gözlemci mimarisi ile çok girişli çok çıkışlı sistem örneği olan helikopter sisteminin kontrol performansı arttırılmıştır.

Aynı zamanda önerilen kontrolcü türlerinin gürbüzlük analizleri, modelde bulunan aerodinamik, mekanik ve itki parametrelerinde oluşabilecek belirsizlikler,

sistemde bulunan sensörlerin arızalanma durumları ve dış bozucu girdilerin varlığı altında gerçekleştirilmiş, geleneksel kontrol yapılarının performansı ile kıyaslamalar yapılmıştır.

## **1.2. Tezin Organizasyonu**

Tezin 1. Bölümü'nde tez çalışmasına bir giriş yapılmış ve ardından tezin literatüre katkısından ve organizasyonundan bahsedilmiştir. 2. Bölümde 3 SD helikopter sistemi için literatürde yapılmış olan kontrolcü çalışmaları üç ana başlıkta özetlenmiştir. 3. Bölümde tez çalışması sırasında kullanılan 3 SD helikopter sisteminin genel yapısı ve dinamik modelleri, çalışmada kullanılan kontrolcü yöntemleri, gözlemci tasarımı, meta sezgisel optimizasyon algoritması ve Monte Carlo simülasyonları konularına değinilmiştir. 4. Bölümde 3 SD helikopter sisteminin doğrusal ve doğrusal olmayan modeli için tasarlanan kontrolcü yapılarından ve bunların gürbüzlük analizinde kullanılan senaryolardan bahsedilmiştir. Elde edilen araştırma bulguları sunulmuş ve yorumlanmıştır. Son olarak 5. Bölümde ise çalışmanın sonuçları ve gelecekte yapılacak çalışmalar için öneriler sunulmuştur.

## 2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Son yıllarda, laboratuvar ölçekli deney setleri, helikopterler gibi karmaşık sistemler için tasarlanan kontrolcülerin performansının değerlendirilmesi ve iyileştirilmesi için sıklıkla tercih edilmektedirler (Benghezal vd., 2022; Sadala ve Patre, 2018). Bu deney setlerinin kullanımı ile hem zamandan hem de maliyetten kazanç sağlanmaktadır. Kontrol mühendisliği alanındaki çalışmalara önemli bir gelişim ivmesi kazandıran sistemlerden biri de tandem rotorlu 3 SD helikopter sistemidir. Kontrol yaklaşımlarının performans değerlendirmesinin yapılabilmesi için ideal bir platform olan bu sistemler akademik ve endüstriyel araştırmalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemler, döner kanatlı hava araçlarından olan helikopterlerin temel eksenlerde yaptıkları yükselme, yunuslama ve gezinti hareketlerini kapsamaktadır. Eksenlerin arasında bulunan etkileşim ve bağıllık, kontrolcülerin doğruluk, kararlılık ve gürbüzlük gibi performans kriterleri açısından etraflı olarak değerlendirilmesine imkân sağlamaktadır. Böylelikle ilgili deneysel düzenek hem doğrusal hem de doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin test edilmesi için ideal bir platform haline gelmektedir. Platform üzerinde ayrıca farklı kontrolcülerin performanslarının karşılaştırılması ve bozucu girişlerin dinamik sistem davranışı üzerindeki etkilerinin gözlemlenmesi gibi çok boyutlu uygulamalar da yapılabilmektedir.

Helikopter sisteminin kontrolüne yönelik geliştirilen yöntemler, klasik ve modern kontrol teorileri kapsamında literatüre önemli katkılar sunulmasını sağlamıştır. Bu doğrultuda hem doğrusal hem de doğrusal olmayan kontrol yöntemlerinin tasarımları gerçekleştirilmiş, karşılaştırmalı kontrolcü sonuçları sunulmuş ve farklı yapıdaki kontrol stratejilerinin sistem dinamikleri üzerinde nasıl etki gösterdikleri yorumlanmıştır.

Kontrolcü tasarım aşamasında, farklı yaklaşımlar kullanılarak sistemin dinamik yapısına uygun şekilde bir kontrol yöntemi geliştirilmelidir. Örneğin, sadelikleri ile uygulama kolaylığı sağlayan PID kontrol yapıları, nominal koşullardaki sistem davranışını kontrol etmek üzere yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bununla birlikte, modern kontrol yöntemlerinden olan LQR kontrol, sistemin performansını optimal bir şekilde iyileştirmek amacıyla kullanılmaktadır.

Ancak bahsi geçen helikopter düzeneği gibi karmaşık yapıya sahip sistemler üzerinde yapılan uygulamalar sırasında maruz kalınan belirsizlikler, model dışı dinamikler ve tahmin edilemeyen bozucu etkiler altında bu klasik ve modern denetleyicilerin etkin performans sergileyemediği durumlar ortaya çıkabilmektedir. Böyle durumlarda, kontrol yöntemlerine, çeşitli tekniklerin kullanımı ile kazandırılan gürbüzlük özelliği sayesinde sistemin referans izleme performansı artırılmakta ve kararlılığı ve güvenilirliği güvence altına alınmaktadır.

Bu bölümün devamında 3 SD helikopter sistemi için literatürde var olan kontrol yaklaşımları üç ana başlık altında incelenmiştir: İlk başlıkta, klasik kontrol yöntemi olan PID kontrolcü yöntemini içeren çalışmalar ele alınmış; ardından ikinci başlıkta, LQR kontrolcü yapısı ile alakalı çalışmalara odaklanılmıştır. Son başlıkta ise sistemin yapısal belirsizlikler, dış bozucular ve agresif manevralar altında sergilediği davranışı iyileştirmeyi amaçlayan gürbüz kontrol yöntemlerine ilişkin çalışmaların özeti sunulmuştur.

### **2.1. 3 SD Helikopter Sistemi PID Kontrolcü Çalışmaları**

Basit yapıya sahip PID kontrolcüler, ayarlanacak parametre sayısının azlığından dolayı kolay uygulanabilir bir kontrol yöntemidir. Son yıllarda, bu kontrolcü türünün geliştirilmesi ile ortaya çıkan PID kontrolcü türevleri de sıklıkla tercih edilmektedir (Ben Jabeur ve Seddik, 2021; Z. Jiang vd., 2025). 3 SD helikopter sisteminin kullanılmasıyla gerçekleştirilen ve söz konusu kontrolcünün ve türevlerinin başarı düzeylerini inceleyen literatür çalışmaları burada derlenmiştir.

Karaman ve arkadaşları tarafından helikopter sisteminin kontrolü için yapılan çalışmada, Bulanık PID kontrolcü yapısı önerilmiştir. Deneysel olarak yapılan çalışmada önerilen kontrolcünün performansı klasik LQR kontrolcü yapısı ile karşılaştırılmıştır. Deney setinde bulunan karşı ağırlığın yeri değiştirilerek parametrik belirsizliklerin oluşması durumunda önerilen kontrolcünün gürbüzlük değerlendirmesi yapılmıştır. Önerilen kontrolcü hem referans takibi yapma hem de gürbüz performans sergileme konusunda LQR kontrolcüye göre daha iyi sonuçlar vermiştir (Karaman vd., 2015). Mehndiratta ve arkadaşları tarafından aynı deneysel sistem için yapılan çalışmada ise, helikopter sisteminin kontrolü için Tek Girişli Aralık Tip-2 Bulanık PID kontrolcü

tasarımı gerçekleştirilmiştir. Helikopterin yükselme ve gezinti eksenlerinde kare ve sinüs girdilerin uygulanması durumunda referans takip süreci gözlemlenmiştir. Ayrıca sisteme deneysel olarak rüzgâr bozucu girdisi uygulanmıştır. Elde edilen sonuçlar ile önerilen kontrolcünün gerçek zamanlı uygulamalarda gösterdiği başarı kanıtlanmıştır (Mehndiratta vd., 2016).

Messaoui ve arkadaşları ise, helikopter sisteminin gerçek zamanlı kontrolü için hibrit bir PID kontrolcü yapısı önermiştir. Kontrolcü parametrelerinin adaptif olarak ayarlandığı çalışmada ilk olarak Gri Kurt optimizasyon (GWO) algoritması ile parametreler optimize edilmiştir. Sonrasında deneysel uygulamalar sırasında Radyal Temelli Fonksiyon Sinir Ağı yapısı (RBFNN) ile kontrolcü parametreleri çevrimiçi güncellenmiştir. Geleneksel PID kontrolcü ve GWO ile parametreleri optimize edilmiş PID kontrolcü performansları önerilen kontrolcünün performansı ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar önerilen hibrit kontrolcünün başarısını ortaya koymuştur (Messaoui vd., 2024). PID kontrolcü parametrelerinin adaptif olarak ayarlandığı başka bir çalışma da Hairon ve arkadaşları tarafından yapılmıştır. Helikopterin sadece gezinti eksenindeki pozisyon kontrolünün amaçlandığı çalışmada önerilen kontrolcünün performansı LQR tabanlı tasarlanan PID kontrolcü performansı ile karşılaştırılmıştır. Simülasyon ortamında yapılan çalışmadan PID kontrolcü parametrelerinin adaptif olarak ayarlanmasının kontrol yöntemine esneklik kazandırdığı ve böylelikle daha başarılı performans gösterdiği sonucuna varılmıştır (Hairon vd., 2016).

Mahmood ve arkadaşları yaptıkları çalışmada, helikopter sisteminin kararlılığının sağlanabilmesi için kesir dereceli PID ( $PI^{\lambda}D^{\mu}$ ) kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Geleneksel PID kontrolcü ile karşılaştırmanın yapıldığı çalışmada kontrolcü parametreleri, meta sezgisel optimizasyon algoritmalarından olan Genetik Algoritma (GA) ile optimize edilmiştir. Sistemin üç eksendeki zaman cevaplarından elde edilen geçici zaman cevabı parametre değerleri ve grafiksel sonuçlar,  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcünün PID kontrolcüye göre daha iyi performans gösterdiğini ortaya koymuştur (Mahmood vd., 2020). Benzer şekilde Dhanasekar ve arkadaşları, helikopter sisteminin yunuslama eksenindeki hareket kontrolü için  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yapısını kullanmıştır. Kullanılan kontrolcünün performansı simülasyon ortamında, geleneksel PID denetleyiciyle karşılaştırılmış ve  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcünün daha üstün özellikte bir kontrol performansı sağladığı vurgulanmıştır (Dhanasekar vd., 2020).  $PI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcünün performans değerlendirmesinin yapıldığı bir

başka çalışma ise Basil ve arkadaşları tarafından literatüre kazandırılmıştır. Bu çalışmada kontrolcü parametreleri üç farklı optimizasyon algoritması ile optimize edilmiştir. Bunlar, Harris Şahinleri Optimizasyon algoritması (HHO), Hibrit Sperm Sürü Optimizasyonu ile Kütleçekimsel Arama algoritması (HSSOGSA) ve Hibrit Gri Kurt ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (HGWOPSO) algoritmasıdır. Simülasyon sonuçlarının sunulduğu çalışmada HHO algoritması ile ayarlanan  $P^{I^A}D^m$  kontrolcü en iyi performansı sergilemiştir (Basil vd., 2024).

### 2.2. 3 SD Helikopter Sistemi LQR Kontrolcü Çalışmaları

Optimal bir kontrolcü türü olan LQR kontrolcü sahip olduğu kararlı yapısı ile pek çok mühendislik sisteminin kontrolünde tercih edilen bir yöntemdir (Tran vd., 2024; Velagić vd., 2022). Ayrıca ilgili kontrol yöntemi var olan çeşitli gelişmiş kontrolcü türleri ile hibrit bir şekilde de kullanılmaktadır (Chawla ve Singla, 2021; Choubey ve Ohri, 2022). Bu kısmın devamında 3 SD helikopter sistemi üzerinde LQR kontrolcünün ve gelişmiş türlerinin performans değerlendirmesinin yapıldığı çalışmalar özetlenmiştir.

Nkendirim ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada 3 SD helikopter sisteminin referans takip kontrolü için LQR kontrolcü tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolcü nominal ve dış bozucu etkilerin var olduğu durumlarda kararlı bir performans sergilemiştir (Nkendirim vd., 2022). Liu ve arkadaşlarının yapmış olduğu çalışmada ise kompensatör destekli gürbüz bir LQR kontrolcü yöntemi önerilmiştir. Deney setinde oluşacak agresif manevralar altında değerlendirilen kontrolcü, kararlı ve etkin bir performans sergilemiştir (H. Liu vd., 2013). Liu ve arkadaşları tarafından LQR kontrol yönteminin gürbüzlüğünün değerlendirildiği bir başka çalışmada, uygulanan kontrolcü ile helikopter sisteminin üç ekseninde kararlılığı ve referans takibi sağlanmıştır. Deneysel doğrulamanın da sunulduğu çalışmada LQR kontrol yönteminin etkinliği doğrulanmıştır (H. Liu vd., 2011). Benzer şekilde, Zhao ve Li yaptıkları çalışmada üç farklı yapıda tasarladıkları LQR kontrolcülerin performanslarını helikopter deney düzeneği üzerinde karşılaştırmıştır. Aktüatör arızası ve bozucu girdi uygulamasının da yapıldığı çalışmadan elde edilen sonuçlar nicel ve grafiksel olarak sunulmuştur (T. Zhao ve Li, 2023).

3 SD helikopter sistemi üzerinde LQR kontrolcünün farklı yöntemlerle entegresini içeren hibrit kontrolcülerin performans değerlendirmesi de yapılmıştır. Bunlardan biri Liu

ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen Bulanık mantık yöntemi ile entegre edilmiş LQR kontrolcü denemesidir. Gerçek zamanlı uygulamanın da yapıldığı çalışmada, önerilen hibrit kontrol yönteminin etkinliği kanıtlanmıştır (Z. Liu vd., 2010). Ghiloubi ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise LQR ve PD kontrolcülerin birleşiminden oluşan hibrit bir kontrolcünün etkinliği değerlendirilmiştir. Çiçek Tozlaşma Algoritması (FPA) ile LQR kontrolcü parametrelerinin ayarlanmasının ardından PD kontrolcü parametreleri otomatik olarak belirlenmiştir. Farklı girişler altında önerilen kontrolcünün performansı değerlendirilmiş ve PD kontrolcü ile desteklemesinin LQR kontrolcünün kontrol performansını önemli ölçüde iyileştirdiği sonucuna varılmıştır (Ghiloubi vd., 2023).

Lahmar ve arkadaşlarının yapmış olduğu çalışmada ise Model Öngörülü Kontrol (MPC) yöntemi tabanlı LQR kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Kontrolcü performansı integratör eklenmiş LQR (LQR-I) kontrolcü yapısı ile karşılaştırılmıştır. Sistemin basamak cevabı ve referans takip performansı her iki kontrolcünün uygulanma durumu için grafiksel olarak sunulmuş ve MPC tabanlı LQR kontrolcünün daha üstün performans sergilediği görülmüştür (Lahmar vd., 2023).

### **2.3. 3 SD Helikopter Sistemi Gürbüz Kontrolcü Çalışmaları**

Diğer dinamik sistemlerin kontrolünde olduğu gibi, helikopterler için de tasarlanan kontrolcünün gürbüzlüğü önemli bir husustur. Yüksek kararsızlıklar ve doğrusal olmayan durumlar içeren modele sahip olan 3 SD helikopter sistemi için tasarlanan kontrolcülerin gürbüzlüğü çeşitli durumlar altında etraflı bir şekilde araştırılmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalardan birinde, Wang ve arkadaşları, helikopter sisteminin yükselme ve yunuslama eksenlerindeki referans izleme durumunun kontrolü için gürbüz  $H_\infty$  kontrolcü tasarımı gerçekleştirmiştir. Kontrolcü tasarımının ilk adımında klasik  $H_\infty$  kontrolcü yapısı tasarlanmış ardından bu yapıya gürbüz bir kompensatör eklenmiştir. Böylece bozucuların etkisi baskılanmış ve eksenlerde daha hızlı referans izleme davranışı elde edilmiştir (X. Wang vd., 2013). Benzer şekilde, Chabir ve arkadaşları çalışmalarında, tasarladıkları sabit dereceli gürbüz  $H_\infty$  kontrolcü yapısının performans değerlendirmesini yapmışlardır. Kullanılan kontrolcünün performansı, bozucu girişlerin sisteme uygulanması durumunda simülasyon ortamında değerlendirildikten sonra deneysel olarak da incelenmiştir. Geleneksel PID kontrolcü

performansı ile karşılaştırmalı analizler yapılmış ve analizlerin sonucunda geliştirilmiş yapıdaki  $H_\infty$  kontrolcüsünün daha iyi performans sergilediği görülmüştür (Chabir vd., 2016).

Güvenliğin kritik olduğu benzeri sistemlerde olduğu gibi 3 SD deneysel helikopter sisteminin de kararlı bir davranış sergilemesinin sağlanması için aktüatör sınırlamaları dikkate alınmalıdır. Zhu ve Li yapmış oldukları çalışmada, sistem için aktüatör doyumunun oluşması durumunu baz alarak, dış bozucu etkenler altında gürbüz ve kararlı bir performans sergileyen kontrolcü yapısı tasarlamışlardır. Kısıtlı  $H_\infty$  kontrolcü yapısının tasarlandığı çalışmada, klasik  $H_\infty$  kontrolcü yapısı ve hibrit  $H_\infty$ /LQR kontrolcü yapısı ile benzetim ortamında ve deneysel olarak elde edilen karşılaştırmalı sonuçlar sunulmuştur. Kısıtlı  $H_\infty$  kontrolcü yapısı daha iyi izleme performansı ve daha üstün kararlılık sağlamıştır (Zhu ve Li, 2021a). Zhu ve Li yaptıkları diğer bir çalışmada ise, aynı sistemde oluşabilecek aktüatör doyum problemi altında gürbüz davranış gösterecek bir hata kestirim yöntemi tasarlamışlardır. Bilinmeyen Giriş Gözlemcisi (UIO) tabanlı tasarlanan kestirim yönteminin, sistemde oluşabilecek model belirsizlikleri ve dış bozucular altında gürbüz davranış sergilediği sunulan sonuçlarla ortaya konulmuştur (Zhu ve Li, 2021b).

Zhao ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise UIO tabanlı gürbüz bir kontrol yöntemi literatüre kazandırılmıştır. Kontrolcü yapısına eklenen gözlemci ile sistemde meydana gelebilecek belirsizlikler ve beklenmeyen bozucu girdilerin olumsuz etkileri azaltılmıştır (Zhao vd., 2017). Benzer şekilde, Zhang ve arkadaşları yaptıkları çalışmada helikopter sistemi için kestirim yöntemi tabanlı gürbüz bir kontrol yöntemi tasarlanmıştır. Benzetim sonuçlarının sunulduğu çalışmada, Belirsizlik ve Bozucu Kestirimi (UDE) yönteminin zamana bağlı yeni bir formunun baz alınmasıyla oluşturulan gürbüz bir kontrol yaklaşımı helikopter sistemine uygulanmıştır. Kestirim yönteminin klasik formları ile karşılaştırmalar yapılmış ve yeni formun salınımlı davranışı, yakınsama süresini ve hatayı düşürerek, helikopter sisteminin referans izleme başarımını arttırdığı gözlemlenmiştir (Zhang vd., 2023).

Raafat ve Akmeliawati tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise, deney düzeneği üzerinde akıllı sistem içeren gürbüz bir kontrolcünün performans değerlendirmesi yapılmıştır. Hibrit  $H_2/H_\infty$  kontrolcüsüne ek olarak tasarlanan Uyarlamalı Ağ Tabanlı

Bulanık Çıkarım Sistemi (ANFIS) ile sistemin yapısındaki belirsizlikler ve olası bozucu girdiler tahmin edilebilmiştir. Tasarlanan doğru ve basit yapıdaki kontrolcünün sistem performansında sağladığı iyileşmeler LQR kontrolcü yapısı ile yapılan karşılaştırmalar sonucunda elde edilen bulgular ile sunulmuştur (Raafat ve Akmeliawati, 2012). Model belirsizliği ve bozucu girdi durumlarının dikkate alınması ile gürbüz kontrol yöntemi tasarlanmanın amaçlandığı çalışmalardan bir tanesi de Sun tarafından literatüre kazandırılmıştır. Geleneksel bir LQR kontrolcü yapısının tasarımı ile başlayan çalışmada sonrasında kontrolcüye SMC ve Bulanık mantık yöntemlerinin eklenmesi ile gürbüz bir kontrol yapısı elde edilmiştir. Deneysel olarak etkinliği doğrulanan kontrol yönteminin benzeri sistemler için de kullanışlı olacağı sonucuna varılmıştır (Sun, 2020). Sistemdeki belirsizliklerin kontrolcü performansına olumsuz etkilerinin kontrolcülere kazandırılan gürbüzlük özelliği ile giderildiği çalışmalardan biri de Bobby ve arkadaşları tarafından yapılmıştır. Çalışmada, uyarlamalı ve optimal kontrolcü yöntemlerinin birleştirilmesi sonucunda gürbüz bir kontrol yapısı elde edilmiştir. Simülasyon ortamında yapılan çalışmada önerilen kontrolcü geleneksel kontrol yöntemlerine göre daha iyi performans sergilemiştir (Bobby vd., 2014).

Li ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada çıkış durumlarının geri beslemesini içeren gürbüz bir kontrolcü yapısının tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmada yapılan tam durum gözlemcisi tasarımı ve kullanılan Lyapunov fonksiyonu ile sistemin kararlılığı artırılmış ve kontrolcü performansı iyileştirilmiştir. Sisteme deneysel olarak uygulanan basamak ve sinüs girdileri sonucunda sistemin zaman cevabı incelenerek kontrolcünün izleme performansı değerlendirilmiştir. Değerlendirmeler sonucunda tasarlanan kontrolcü ile sistemin kapalı çevrim cevabının önemli ölçüde iyileştiği görülmüştür (Li vd., 2015).

### 3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde, ilk aşamada 3 SD helikopter sisteminin matematiksel modeli elde edilmiştir. Ardından çalışmada kullanılan kontrolcü yöntemlerinden bahsedilmiştir. Bu konuların devamında ise Monte Carlo Simülasyonlarına, Azaltılmış Dereceli Gözlemci tasarımına ve Titreşimli Parçacık Sistemi optimizasyon algoritmasına değinilmiştir.

#### 3.1.3 Serbestlik Dereceli Helikopter Sistemi

Tez kapsamında tasarlanan kontrolcülerin gürbüzlük performansı Quanser firması tarafından geliştirilen 3 SD helikopter sistemi kullanılarak değerlendirilmiştir. Bu sistem MATLAB/Simulink ortamında gerçek zamanlı çalışmaya olanak sağlamaktadır ve bunun yanında sisteme ait benzetim dosyaları da sistemle birlikte sunulmaktadır. Eğitim faaliyetlerinde ve endüstriyel alanda sıklıkla kullanılan deneysel sistem Şekil 3.1’de sunulmuştur.

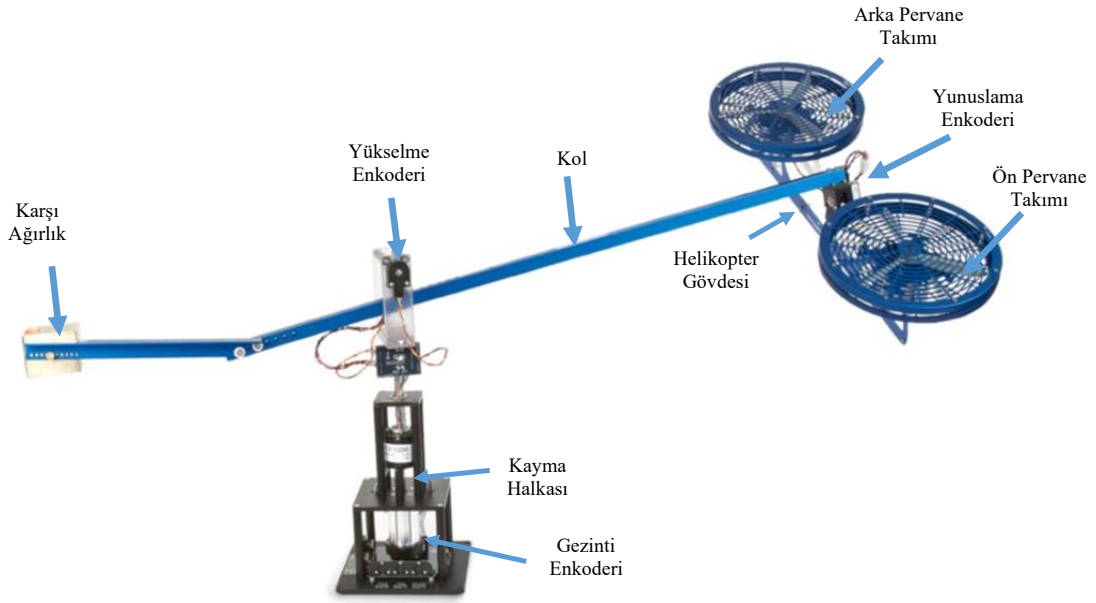


Şekil 3.1. 3 SD helikopter sistemi (Quanser Inc., 2012)

Sistem; yükselme, yunuslama ve gezinti eksenlerinde hareket edebilen, karmaşık doğrusal olmayan yapıda, eksik tahrikli (*under-actuated*) deneysel bir tandem rotor helikopter düzeneğine sahiptir. Yapısında bulunan elemanların ana bileşeni, sabit olan

tabana iki serbestlik derecesine sahip bir mafsal aracılığıyla bağlı hareketli koldur. Bu kolun bir tarafına helikopterin aktif kütlesini değiştirmek için kullanılan karşı ağırlık bloğu yerleştirilmiştir. Denge unsuru olarak kullanılan bloğun, hareketli kol üzerindeki konumunun farklı noktalara taşınması ile yükselme ekseninde sistemin sahip olduğu başlangıç değerleri değiştirilebilmektedir. Hareketli kolun diğer tarafına ise iki rotorlu yapıya sahip bir helikopter gövdesi konumlandırılmıştır. Bu helikopter gövdesinin hareket edilen eksenlerde oluşturduğu açısal konum değerleri üç adet artımsal enkoder kullanılarak ölçülmektedir. Enkoderlerin ölçtüğü  $\psi$ ,  $\phi$  ve  $\theta$  açıları sırasıyla, sistemin gezinti, yunuslama ve yükselme eksenlerindeki açısal konumlarına karşılık gelmektedir.

Hareketli kolun, sabit tabana dik olarak konumlandırılan doğrultuda yani düşey eksen etrafında yaptığı dönme hareketi gezinti hareketi olarak tanımlanmıştır. Kullanılan kontak bileziği yardımı ile sistem herhangi bir sınırlama olmadan bu eksen etrafında gezinti hareketini yapabilmektedir. Ayrıca, hareketli kolun bağlantısı sırasında kullanılan iki serbestlik dereceli mafsal yardımı ile kol aşağı yukarı hareket edebilmektedir. Bu dönme hareketi ise yükselme hareketi olarak adlandırılmıştır. Benzeri şekilde, iki rotorlu helikopter, hareketli kolun uzun olan kısmının uç tarafına tam merkezinden tek serbestlik dereceli bir mafsal yardımıyla bağlanmıştır. Bu bağlantı sayesinde hareketli kola paralel olan eksen etrafında yunuslama hareketi olarak adlandırılan dönme hareketi elde edilmiştir. Sistemin serbest hareket kabiliyetini ve işlevsel bütünlüğü sağlayan temel fiziksel bileşenler Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. 3 SD helikopter sistemi fiziksel bileşenleri (Quanser Inc., 2012)

Sistemde, hareketli kola dik olacak şekilde bağlanmış olan helikopter gövdesinin ön ve arka tarafında birer adet olmak üzere toplamda iki adet doğru akım motor bulunmaktadır.  $\pm 24V$  değer aralığında çalışabilen motorların eksenleri birbirine paraleldir. Motorların şaftlarına bağlanan ön ve arka pervane takımları ile sistemin eksenlerde yaptığı hareketler için gerekli kaldırma kuvvetleri oluşturulmaktadır. Sistemin kontrol girişleri olan  $V_f$  ve  $V_b$  değerleri sırasıyla ön ve arka motorlara uygulanan voltaj değerleridir. Üç serbestlik derecesine sahip bu sisteme sadece iki kontrolcü girişi mümkün olmasından dolayı deney düzeneği eksik eyleyicili (*under-actuated*) sistem olarak adlandırılmaktadır. Bu bağlamda, yükselme ekseninde kontrol sağlanmakta olup, gezinti ve yunuslama eksenlerinden yalnızca birinde aktif kontrol gerçekleştirilebilirken, diğer eksen sistemin dinamiklerine bağlı olarak serbest hareket etmektedir. Ayrıca, sistem için üç eksen de regülatör tasarımı mümkündür. Deney düzeneğinin fiziksel bileşenleri üzerine etkiyen tüm dış kuvvetleri ve momentleri yönleri ile detaylı bir şekilde gösteren sisteme ait serbest cisim diyagramı Şekil 3.3'te sunulmuştur.



düzeninde bulunan yunuslama eksenini  $x$ , yükselme eksenini  $y$  ve gezinti eksenini  $z$  eksenini olarak kabul edilen bir koordinat sistemi kullanılmıştır.

Helikopter sisteminde bulunan rotorların farklı hızlarda döndürülmesi sonucunda sistem yunuslama ekseninde dönme hareketi yapabilmektedir. Bu harekete ait dinamik denklem ağırlık merkezine göre olan moment eşitlikleri dikkate alınarak oluşturulmuştur ve Eşitlik 3.1 ile sunulmuştur. Eşitlikte bulunan  $J_{xx}$  ifadesi yunuslama ekseninde oluşan atalet momentini,  $T_b$  ve  $T_f$  ifadeleri sırasıyla arka ve ön motor tarafından üretilen kaldırma kuvveti değerlerini,  $m$  ifadesi ise helikopterin kütesini temsil etmektedir.

$$J_{xx}\ddot{\phi} = (T_b - T_f)l_h - mgl_\phi \sin(\phi) \quad (3.1)$$

Rotorlar farklı hızlarda değil de aynı hızlarda döndürülürse helikopter sistemi bu defa yükselme ekseninde dönme hareketi yapmaktadır. Bu hareket, sistemin fiziksel bileşenlerinden biri olan karşı ağırlık bloğunun düzenek üzerinde bulunduğu konumdan ve yunuslama dinamiğinden de etkilenmektedir.  $T_b$  ve  $T_f$  kaldırma kuvvetlerinin toplamının sisteme uygulandığı bu harekete ait dinamik denklem Eşitlik 3.2 ile verilmiştir. Bu eşitlikte bulunan  $J_{yy}$  ifadesi yükselme ekseninde sistemin sahip olduğu atalet momentini,  $M$  ifadesi sistemin sahip olduğu toplam kütle değerini temsil etmektedir.

$$J_{yy}\ddot{\theta} = -Mgl_\theta \sin(\theta + \theta_0) + (T_b + T_f)L \cos(\phi) \quad (3.2)$$

Gezinti eksenindeki dönme hareketi ise sistemin yunuslama ekseninde yapacağı açıya, motorlar tarafından üretilen kaldırma kuvveti değerlerine ve sistemde oluşan aerodinamik sürtünme kuvveti ( $F_D$ ) değerine bağlı olarak ifade edilmektedir. Eşitlik 3.3 ile harekete ait dinamik denklem verilmiştir. Bu eşitlikte bulunan  $J_{zz}$  ifadesi gezinti ekseninde sistemin sahip olduğu atalet momenti değeridir.

$$J_{zz}\ddot{\psi} = (T_b + T_f)L \cos(\theta) \sin(\phi) + (-T_b + T_f)l_h \sin(\theta) \sin(\phi) - F_D \quad (3.3)$$

Ishutkina tarafından gerçekleştirilen çalışmada, modelleme işleminin ikinci aşamasında üç eksen için elde edilen dinamik denklemler, NASA tarafından geliştirilen

ve frekans tabanlı bir sistem tanımlama yöntemi olarak bilinen CIFER yazılımı ile basitleştirilmiştir. Sistemin yunuslama, yükselme ve gezinti hareketlerine ait basitleştirilmiş dinamik denklemler sırasıyla Eşitlik 3.4, 3.5 ve 3.6 ile verilmiştir.

$$\ddot{\phi} = -b_1\dot{\phi} - b_2\sin\phi + b_3\tau_{cyc} \quad (3.4)$$

$$\ddot{\theta} = -d_1\dot{\theta} - d_2\sin\theta + d_3\tau_{coll}\cos\phi \quad (3.5)$$

$$\ddot{\phi} = -a_1\dot{\phi} + a_2(\alpha\tau_{coll} + 1)\sin\phi \quad (3.6)$$

Eşitlik 3.4'te bulunan  $\tau_{cyc}$  terimi, sistemin yunuslama momentini temsil etmektedir. Eşitlik 3.5 ve 3.6'da bulunan  $\tau_{coll}$  terimi ise, sistemin yükseliş ekseninde oluşturacağı moment değerini temsil etmektedir.

Çalışmada ayrıca sistemin yapısında bulunan motor dinamikleri de matematiksel olarak elde edilmiştir. Bu dinamikler, motorlar tarafından üretilen itki kuvvetleri ve sisteme uygulanan voltaj girdileri arasındaki ilişkiyi gösteren birinci dereceden diferansiyel denklemler ile tanımlanmıştır. Bu denklemler Eşitlik 3.7 ve 3.8 ile sunulmuştur.

$$\dot{\tau}_{coll} = -e_1\tau_{coll} + e_2V_{coll} \quad (3.7)$$

$$\dot{\tau}_{cyc} = -c_1\tau_{cyc} + c_2V_{cyc} \quad (3.8)$$

Eşitlik 3.7'de bulunan  $V_{coll}$  terimi, helikopter sisteminde bulunan ön ve arka motorların ayrı devirde döndürülmesi sonucunda elde edilen kolektif voltaj değerini ifade etmektedir ve Eşitlik 3.9 ile tanımlanmıştır. Eşitlik 3.8'de bulunan  $V_{cyc}$  terimi ise, motorların farklı devirlerde döndürülmesi sonucunda elde edilen döngüsel voltaj değeridir ve Eşitlik 3.10 ile tanımlanmıştır.

$$V_{coll} = \frac{V_b + V_f}{2} \quad (3.9)$$

$$V_{cyc} = \frac{V_b - V_f}{2} \quad (3.10)$$

Bu denklemler sayesinde sistemde oluşabilecek ataletsel ve motor gecikme durumları da dinamik modele dahil edilerek gerçek sistem davranışına yakın bir

modelleme yapılmıştır. Ayrıca bu voltaj değerleri sistem için kontrolcü girdisi olarak kabul edilmiştir.

Helikopter sistemine ait doğrusal olmayan dinamik hareket denklemleri Eşitlik 3.4-3.8 de bulunan 5 adet denklemle ifade edilmiştir. Bu denklemlerde bulunan parametrelerin değerleri ise Çizelge 3.1’de gösterilmiştir (Ishutkina, 2004).

**Çizelge 3.1.** 3 SD helikopter sisteminin doğrusal olmayan model parametreleri

Parametre	Değer	Parametre	Değer	Parametre	Değer
a <sub>1</sub>	0,2517	c <sub>1</sub>	7,32	e <sub>1</sub>	6,16
a <sub>2</sub>	0,2105	c <sub>2</sub>	1	e <sub>2</sub>	1
b <sub>1</sub>	0,3290	d <sub>1</sub>	0,1011	α	4
b <sub>2</sub>	1,5664	d <sub>2</sub>	0,504		
b <sub>3</sub>	16,2	d <sub>3</sub>	1,34		

### 3.1.2. Doğrusal Dinamik Model

Ishutkina tarafından yapılan çalışmada, yine CİFER programı yardımıyla sisteme ait doğrusal dinamik modelin eldesi sağlanmıştır. Helikopter sistemi için havada asılı kalma hareketi trim durumu olarak kabul edilmiştir. Bu nedenle doğrusallaştırma işlemi sırasında üç ekseninde sahip olunan konum ( $\psi$ ,  $\phi$  ve  $\theta$ ) ve hız ( $\dot{\psi}$ ,  $\dot{\phi}$  ve  $\dot{\theta}$ ) değerleri sıfır olarak kabul edilmiştir. Durum uzay formunda elde edilen bu model için durum ve giriş vektörleri sırasıyla,  $x = [\psi, \dot{\psi}, \phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \tau_{cyc}, \tau_{coll}]^T$  ve  $u = [V_{cyc}, V_{coll}]^T$  olarak seçilmiştir. Modele ait giriş denkleminin ilk hali Eşitlik 3.11 ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \tau_{cyc} \\ \tau_{coll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -a_1 & a_2(\alpha\tau_{coll}^* + 1) \cos \phi^* & 0 & 0 & 0 & 0 & a_2\alpha \sin \phi^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -b_2 \cos \phi^* & -b_1 & 0 & 0 & b_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -d_3\tau_{coll}^* \sin \phi^* & 0 & -d_2 \cos \theta^* & -d_1 & 0 & d_3 \cos \phi^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -e_1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta\phi \\ \delta\dot{\phi} \\ \delta\phi \\ \delta\dot{\phi} \\ \delta\theta \\ \delta\dot{\theta} \\ \delta\tau_{cyc} \\ \delta\tau_{coll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ c_2 & 0 \\ 0 & e_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cyc} \\ V_{coll} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Daha sonra bu eşitlikteki parametreler CIFER programı yardımıyla belirlenmiştir. Bunun sonucunda elde edilen nihai giriş denklemi Eşitlik 3.12 ile sunulmuştur (Ishutkina, 2004).

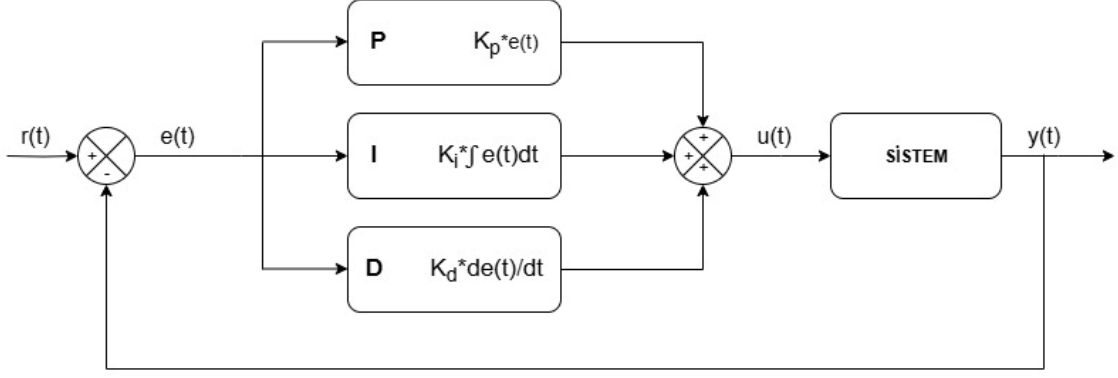
$$\begin{bmatrix} \dot{\psi} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \\ \dot{\tau}_{cyc} \\ \dot{\tau}_{coll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0,2517 & 0,1671 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1,422 & -0,326 & 0 & 0 & 16,2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0,5544 & -0,1008 & 0 & 1,34 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -7,32 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -6,16 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ \phi \\ \dot{\phi} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \tau_{cyc} \\ \tau_{coll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0,95 & 0 \\ 0 & 1,4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cyc} \\ V_{coll} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Bu çalışmada helikopter sistemine ait çıkış değişkenleri  $y = [\psi, \dot{\psi}, \phi, \dot{\phi}, \theta, \dot{\theta}, \tau_{cyc}, \tau_{coll}]^T$  olarak seçilmiştir. Böylelikle elde edilen sisteme ait çıkış denklemi Eşitlik 3.13 ile verilmiştir.

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ \phi \\ \dot{\phi} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \tau_{cyc} \\ \tau_{coll} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{cyc} \\ V_{coll} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

### 3.2. PID Kontrolcü

İşlevsel bir kontrolcü türü olan PID kontrol yöntemi literatürde hem doğrusal hem de doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde başarılı sonuçlar vermiştir (Badreddine ve Lin, 2001; Chang ve Shih, 2010). En eski kontrol yöntemlerinden biri olan bu kontrolcü yapısında toplamda üç adet ayarlanacak kazanç parametresi bulunmaktadır. Bunlar,  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  parametreleridir ve sırasıyla oransal, integral ve türevsel kontrol kazancını ifade etmektedir. Bu kontrolcü türünün tercih edildiği örnek bir sisteme ait blok diyagramının genel hali Şekil 3.4'te gösterildiği gibidir.



Şekil 3.4. Geleneksel PID kontrolcü blok diyagramı

Diyagramda bulunan  $y(t)$ ,  $r(t)$ ,  $e(t)$  ve  $u(t)$  sinyalleri sırasıyla sisteme ait çıkışı, sistemin takip etmesi istenen referans girdiyi, elde edilen hata değerini ve sisteme uygulanan kontrolcü girişini temsil etmektedir. Kontrolcünün sisteme uyguladığı kontrolcü girişi olan zamana bağlı  $u(t)$  sinyalinin matematiksel ifadesi ve bu ifadenin  $s$  düzlemindeki hali  $U(s)$  sırasıyla Eşitlik 3.14 ve Eşitlik 3.15 ile verilmiştir. Eşitlik 3.15'teki  $E(s)$  ifadesi hata sinyali  $e(t)$ 'nin Laplace dönüşümü uygulanmış halini temsil etmektedir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.14)$$

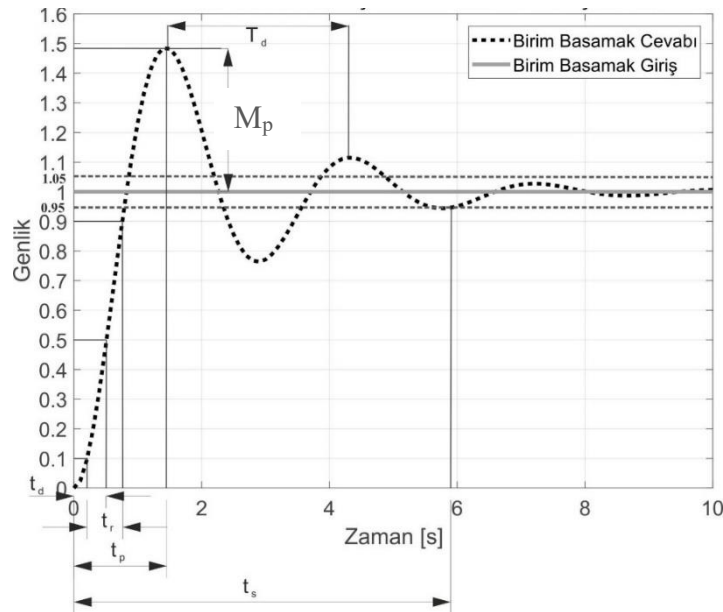
$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (3.15)$$

Bu kontrolcünün amacı, yapısında bulundurduğu üç temel kontrol bileşenini dinamik bir biçimde bir araya getirerek sistem yanıtını istenen şekilde düzenlemektir. Bu bileşenlerden olan  $K_p$  kazancı hata değerini anlık olarak değerlendirerek kontrol sinyalinin büyüklüğünü ayarlamaktadır. Böylece sistemin daha hızlı tepki vermesi sağlanır ancak sadece bu kontrol kazancının kullanımı sistemde kalıcı hata değeri oluşturabilmektedir. Bu durumda,  $K_i$  kontrolcü kazancının eklenmesi ile kalıcı hata değeri ortadan kaldırılabilir. Çünkü bu kazanç değeri sistemde geçmişte oluşan hata birikimini dikkate alır ve böylece sistemin kararlı performans göstermesine katkıda bulunur.  $K_d$  kazancı ise hata değerinin değişim hızını dikkate alarak sistemde oluşabilecek ani dalgalanmaların bastırılmasını sağlamaktadır. Sistemin ihtiyacına göre

bu üç parametrenin çeşitli kombinasyonları olan PI, PD, P, I şeklinde de kontrolcü yapıları tasarlanabilmektedir.

PID kontrolcü yapısı tasarlanırken sistemin ihtiyacını uyguna parametre değerleri çeşitli yöntemlerle belirlenebilmektedir. Deneme yanılma yoluyla da ayarlanabilen parametrelerin belirlenmesinde klasik yöntemler olan Ziegler-Nichols ve Cohen Coon yöntemleri de tercih edilmektedir (Patel, 2020; Utami vd., 2022). Son yıllarda ise meta sezgisel optimizasyon algoritmaları gibi yapay zekâ tabanlı yöntemlerin kullanımı artmıştır (Joseph vd., 2022). Bu yöntemler ile kontrol parametrelerinin sistemin dinamik karakteristiğine uygun şekilde tasarlanması sağlanmaktadır.

Bir kontrolcünün tasarımı sırasında, sistemin kalıcı ve geçici durum davranışları başarımlı ölçütü olarak kabul edilmektedir. Sistemin geçici durum davranışı, uygulanan referans girdiye karşılık oluşturulan anlık tepkiyi ifade etmektedir. Bu davranış, yükselme zamanı ( $t_r$ ), oturma zamanı ( $t_s$ ), gecikme zamanı ( $t_d$ ), tepe zamanı ( $t_p$ ) ve aşım oranı ( $M_p$ ) parametreleri ile değerlendirilmektedir. İlgili parametrelerin grafiksel olarak gösterimi Şekil 3.5 ile verilmiştir. Kalıcı durum davranışı ise geçici sistem tepkisinin ardından oluşan ve uzun vadede sistemin referans değere yakınlığını gösteren dinamik davranıştır. Bu davranış ise kalıcı durum hatası ( $e_{ss}$ ) parametresinin kullanımı ile değerlendirilmektedir.



Şekil 3.5. İkinci mertebe bir sistem için birim basamak giriş cevabı

Söz konusu performans göstergeleri PID kontrolcü kazançlarının ayarlanması ile de doğrudan bağlantılıdır. Bu bağlantılar Çizelge 3.2’de detaylı bir şekilde gösterilmiştir. Çizelgede de görüleceği üzere, kontrolcünün sahip olduğu her bir kazanç değeri farklı parametreler üzerinde etkilidir. İntegral sabiti sistemde oluşabilecek kalıcı durum hatasını sıfıra indirirken, oransal sabit yükselme zamanını düşürerek sistemin daha hızlı cevap vermeye yönlendirmekte ve türevsel sabit ise oluşacak aşımın baskılanmasına katkı sağlamaktadır. Bu bağlamda, bu kontrol yönteminin kazançlarının belirlenme süreci yalnızca sabit katsayıların belirlenmesinden ibaret olmayıp, sistemin dinamik davranışını iyileştirmeye yönelik kapsamlı bir strateji olarak değerlendirilmektedir.

**Çizelge 3.2.** Kontrolcü parametrelerinin artışının geçici zaman cevaplarına etkisi

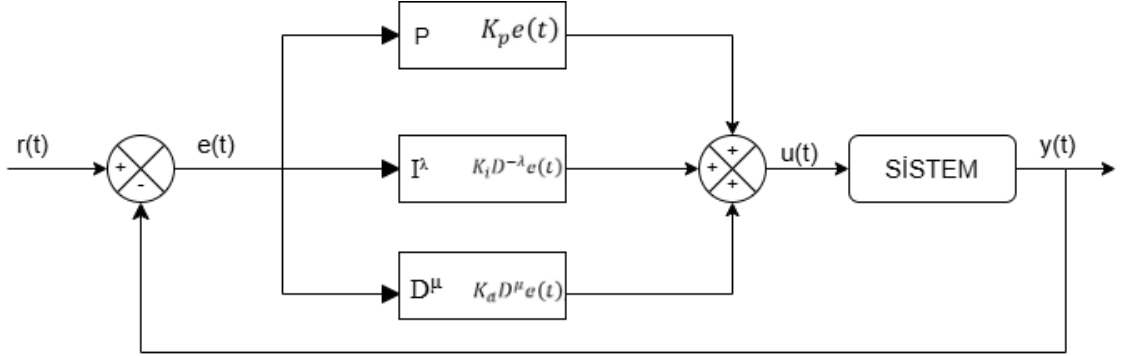
Kontrolcü Türü	Yükselme Zamanı	Maksimum Aşım	Oturma Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
$K_p$	Azalır	Artar	Küçük değişiklik	Azalır
$K_i$	Azalır	Artar	Artar	Yok eder
$K_d$	Küçük değişiklik	Azalır	Azalır	Küçük değişiklik

Kolay uygulanabilir olması, gerçek zamanlı olarak kullanılabilmesi ve tasarlama aşamasında modele ihtiyaç duymaması gibi avantajları ile kontrol mühendisliğinde öne çıkan bu kontrolcü yapısı bazı durumlarda yeterli kontrol etkinliği sağlayamamaktadır. Son yıllarda bu kontrolcü türünün çeşitli gelişmiş formları literatüre kazandırılmıştır (Mitra vd., 2021). Bunlardan biri de kesir dereceli kontrol yöntemi olan  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü yapısıdır. Bir sonraki bölümde, bu kontrolcü yapısının teorik altyapısı ve geliştirilmiş formları detaylı bir şekilde ele alınmıştır.

### 3.3. Kesir Dereceli PID Kontrolcü ( $PI^\lambda D^\mu$ )

Kontrol mühendisliği alanında son yıllarda kesir dereceli kontrolcü türlerinin kullanımı artmıştır (Frikh vd., 2021; Qin vd., 2022). Bu kontrolcüler, tam sayı dereceli kontrolcülere kıyasla sistem dinamiğine daha uyumlu bir kontrol stratejisi sağlamaktadırlar. Özellikle yüksek doğrusal olmayan dinamiklere sahip sistemler için kontrolcü kararlılığının ve performansının gelişimine katkıda bulunmaktadırlar. Bu

kontrol yapılarının en bilinenlerinden biri de Kesir Dereceli PID ( $PI^\lambda D^\mu$ ) kontrolcüdür. Bu kontrolcü yapısını ifade eden blok diyagramı Şekil 3.6'da verilmiştir.



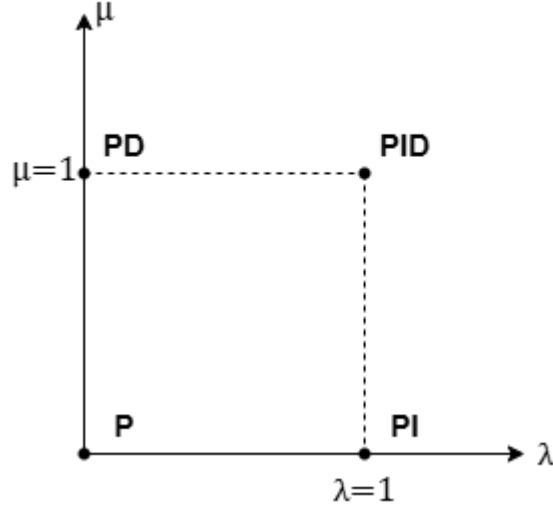
Şekil 3.6.  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü blok diyagramı

Geleneksel PID kontrolcü yapısının genelleştirilmiş bir uzantısı olan kesir dereceli kontrolcü de toplamda beş adet ayarlanacak kontrolcü kazancı bulunmaktadır. Bunlar, tam sayı dereceli kontrol yapısında bulunan üç temel kontrol kazancı ve kesir dereceleri olan  $\lambda$  (integral derecesi) ve  $\mu$  (türev derecesi) kazançlarıdır. Kontrolcü tarafından sisteme uygulanan kontrol sinyalinin zaman ve frekans düzlemindeki matematiksel ifadeleri sırasıyla Eşitlik 3.16 ve Eşitlik 3.17 ile verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i D^{-\lambda} e(t) + K_d D^\mu e(t), \quad 0 \leq \mu, \lambda \leq 2 \quad (3.16)$$

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \right) E(s), \quad 0 \leq \mu, \lambda \leq 2 \quad (3.17)$$

Kontrolcü yapısında bulunan  $\lambda$  ve  $\mu$  kazançlarının değerleri 1 veya sıfır olarak alındığında geleneksel PID kontrolcü ve türevleri elde edilmektedir. Bu kesir derecelerinin eksenleri oluşturduğu düzlemde oluşacak PID denetleyici türlerini gösteren grafik Şekil 3.7'de verilmiştir.



Şekil 3.7.  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü düzlemi

Kontrolcü kazançlarından olan  $\lambda$  ve  $\mu$  değerlerinin kesir dereceli sayılar olabilmesi sayesinde tam kesir dereceli PID kontrolcü yapısına göre daha hassas parametre ayarlaması yapılabilmektedir. Parametre optimizasyonu sırasında arama uzayında sağlanan genişlik sayesinde kontrolcünün gürbüzlük ayarlaması daha titiz bir biçimde yapılabilmektedir.

### 3.4. Kesir Dereceli Set Noktası Ağırlıklı PID Kontrolcü ( $SWPI^\lambda D^\mu$ )

Klasik  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü yapısının geliştirilmiş formu olan Set Noktası Ağırlıklı Kesir Dereceli PID Kontrolcü ( $SWPI^\lambda D^\mu$ ), var olan  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü yapısına set noktası ağırlık değerlerinin eklenmesi sonucunda elde edilmiştir. Ağırlık değerleri kontrol sisteminde sistemin takip etmesi istenen referans sinyale eklenmiştir. Kontrolcü tarafından sisteme uygulanan kontrol sinyalinin elde edilebilmesi için referans sinyal olan  $R(s)$  sinyali ve çıktı sinyali olan  $Y(s)$  sinyalinin ayrı ayrı değerlendirilmesi gerekmektedir. Bu nedenle Eşitlik 3.17 ile verilen matematiksel ifadede bulunan  $E(s)$  hata sinyali  $E_p(s)$ ,  $E_i(s)$  ve  $E_d(s)$ , bileşenlerine ayrılmalıdır. Bu bileşenler sırasıyla, oransal, integral ve türevsel kazançlara denk gelen hata sinyalleridir ve Eşitlik 3.18 ile bu bileşenleri içeren kontrol sinyali matematiksel olarak ifade edilmiştir.

$$U(s) = K_p \left( E_p(s) + \frac{1}{T_i s^\lambda} E_i(s) + T_d s^\mu E_d(s) \right) \quad (3.18)$$

Eşitlikte bulunan  $T_i$  ve  $T_d$  katsayıları sırasıyla integral ve türevsel zaman kazançlarını ifade etmektedirler.  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü etkisi bu formada yazıldıktan sonra oransal ve türevsel etkilere eklenen  $\alpha$  ve  $\beta$  katsayıları ile  $SWPI^\lambda D^\mu$  kontrolcü etkisine dönüşmektedir. Böylece bu eşitlikte bulunan hata değerlerinin matematiksel ifadesi Eşitlik 3.19, 3.20 ve 3.21 olduğu gibi elde edilmiştir.

$$E_p(s) = (1 - \alpha)R(s) - Y(s), 0 < \alpha < 1 \quad (3.19)$$

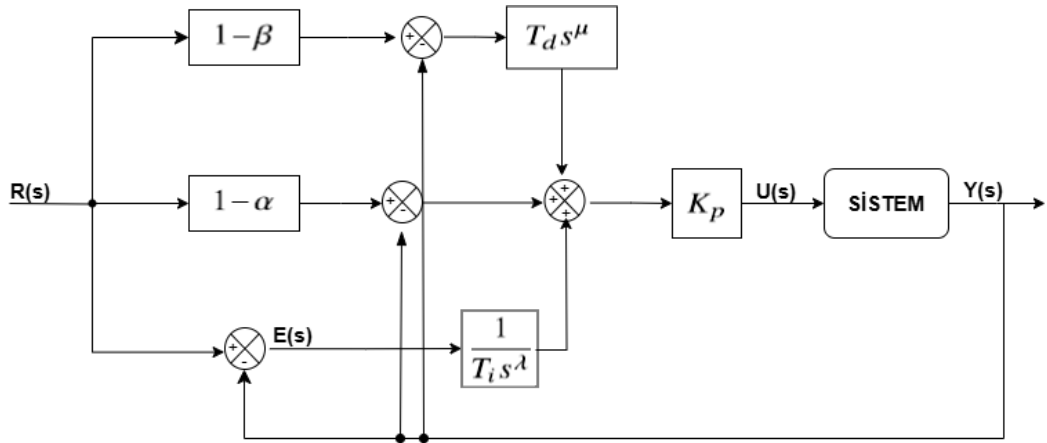
$$E_i(s) = R(s) - Y(s) \quad (3.20)$$

$$E_d(s) = (1 - \beta)R(s) - Y(s), 0 < \beta < 1 \quad (3.21)$$

Eşitliklerle elde edilen hata sinyallerinin matematiksel ifadeleri Eşitlik 3.18'de yerine yazılırsa  $SWPI^\lambda D^\mu$  kontrolcü kontrol sinyali Eşitlik 3.22'deki gibi elde edilir.

$$U(s) = K_p \left( (1 - \alpha) + \frac{1}{T_i s^\lambda} + (1 - \beta)T_d s^\mu \right) R(s) - K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s^\lambda} + T_d s^\mu \right) Y(s) \quad (3.22)$$

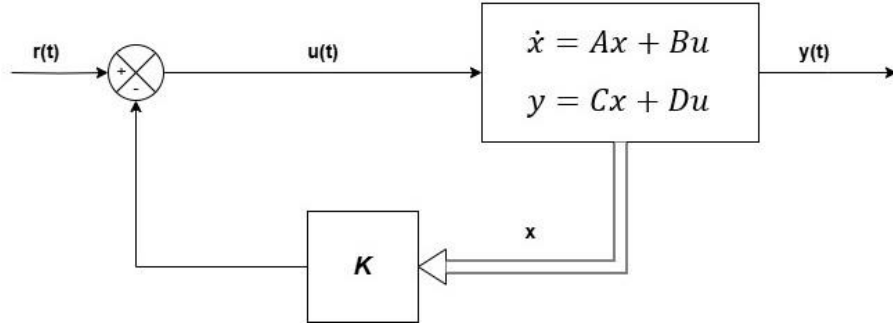
Eşitlikteki kontrol sinyalinden  $SWPI^\lambda D^\mu$  kontrolcünün, set noktasının takibi ve bozucu etkilerin giderilmesini sağlayan iki adet  $PI^\lambda D^\mu$  kontrolcü yapısını içinde barındırdığı sonucuna varılabilir. Böylece, kontrol edilen sisteme etkileyen bozucu girişler ve sistemin yapısında bulunan parametrik belirsizlikler karşısında daha gürbüz bir hareket kontrolü ve daha üstün bir dinamik performans sağlanmaktadır. Son olarak kontrolcünün  $s$  düzlemindeki blok diyagram gösterimi Şekil 3.8 ile verilmiştir (Bingi vd., 2020).



Şekil 3.8.  $SWPI^\lambda D^\mu$  kontrolcü blok diyagramı

### 3.5. LQR Kontrol

Optimal kontrol yöntemlerinin amacı, kontrol edilen sistemin belirlenen bir performans kriterine göre sahip olabileceği en iyi kontrol işaretini belirlemektir. Belirlenen kontrol işareti ile sistem başlangıç konumundan hedef konuma ulaşmaya kadar performans kriterinin maksimum veya minimum değeri elde edilmektedir. Bu kontrol yöntemlerinin en sık tercih edilenlerinden bir tanesi Lineer Karesel Düzenleyici (LQR) kontrol yöntemidir (Afşar, 2022; Büyüker, 2021). Bu kontrol yönteminin dinamik bir sisteme uygulanışını şematik olarak gösteren blok diyagramı Şekil 3.9 ile verilmiştir.



Şekil 3.9. LQR kontrolcü blok diyagramı

Model tabanlı bir kontrol yöntemi olan kontrolcünün tasarımı sırasında kontrol edilecek sistemin durum uzay modeline ihtiyaç duyulmaktadır. Eşitlik 3.23 ve 3.24 ile tanımlanan durum ve çıktı denklemlerinden oluşan bu model, zaman düzleminde tanımlanır ve sistemin hareketini ifade eden diferansiyel denklemlerin daha kullanışlı bir formudur. Denklemlerde bulunan  $x$ ,  $y$  ve  $u$  vektörleri sırasıyla durum, çıktı ve girdi vektörü olarak tanımlanmaktadır.  $A$ ,  $B$ ,  $C$  ve  $D$  matrisleri ise sırasıyla durum, kontrol, çıktı ve ileri besleme çıkış matrisi olarak ifade edilmektedir.

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

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

Kontrolcü tasarım aşamasında sistemin durum uzay modelinin elde edilmesinin ardından kontrol sinyalinin ifade edilmesi gerekmektedir. İlgili sinyale ait matematiksel ifade Eşitlik 3.25 ile sunulmuştur. Burada  $K$  terimi sistemin geri besleme kazanç matrisini

ifade etmektedir ve bu matrisin uygun değerinin belirlenebilmesi için Eşitlik 3.26'da verilen maliyet fonksiyonunun minimize edilmesi gerekmektedir.

$$u(t) = -Kx(t) \quad (3.25)$$

$$J = \int_0^{\infty} (x^T(t)Qx(t) + u^T(t)Ru(t)) dt \quad (3.26)$$

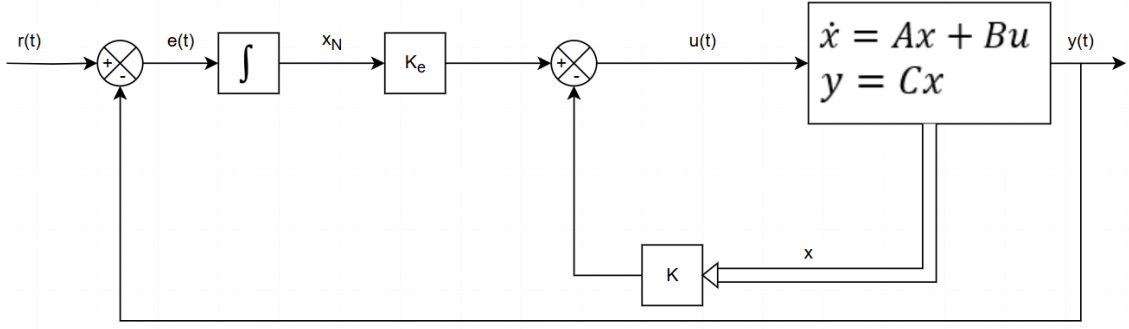
Eşitlik 3.23 ve 3.24'ün, n tane durum değişkeni ve m tane kontrol değişkeni olan bir sistem için oluşturulduğu varsayılırsa, Q ve R matrisleri sırasıyla  $Q \in \mathbb{R}^{n \times n}$  ve  $R \in \mathbb{R}^{m \times m}$  boyutlarında matrislerdir. Simetrik matrisler olan bu matrislerden Q matrisi pozitif yarı belirli ( $Q \geq 0$ ) bir matristir ve sistem durumlarının dikkate alınma düzeyini ifade etmektedir. R matrisi ise pozitif belirli ( $R > 0$ ) matris formunda olmalıdır ve kontrol enerjisini sınırlamak için kullanılmaktadır. Matrislerin sistem için uygun değerlerinin belirlenmesinin ardından bu değerler kullanılarak Eşitlik 3.27'deki Cebirsel Ricatti denklemi çözülür. Çözümün sonucunda simetrik bir matris olan P matrisi elde edilir. Elde edilen P matrisi ve önceden tanımlanan R ve B matrisleri kullanılarak sistem için uygun K değeri bulunmuş olur. Bu aşamada kullanılan denklem ise Eşitlik 3.28 ile sunulmuştur.

$$PA + A^T P + Q - PBR^{-1}B^T P = 0 \quad (3.27)$$

$$K = R^{-1}B^T P \quad (3.28)$$

### 3.6. LQR+I Kontrolcü

Klasik LQR kontrolcü yapısı, kontrol edilen sistemde meydana gelebilecek kalıcı durum hatalarını elemine etme konusunda yetersiz kalabilmektedir. Literatürde bulunan çalışmalarda bu yetersizliği gidermek amacıyla LQR kontrolcü yapısına integral eklentisi entegre edilmiştir (Al-Haddad ve Wahid, 2019; Moura vd., 2024). Böylece, klasik LQR kontrolcününün sahip olduğu sınırlı referans takip özelliği geliştirilmiş ve sistemde oluşabilecek kalıcı hatalar elemine edilmeye çalışılmıştır. Söz konusu kontrolcüye ait blok diyagramı Şekil 3.10 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.10. LQR+I kontrolcü blok diyagramı

Diyagramda da görüleceği üzere sistemin çıkış geri besleme sinyali ile  $e(t)$  hata sinyali oluşturulmuştur. Ardından bu hata sinyalinin integrali alınmış ve sisteme ek durum değişkeni  $x_N$  elde edilmiştir. Bu değişkenin türevini ifade eden denklem Eşitlik 3.29 ile verilmiştir.

$$\dot{x}_N = r - Cx \quad (3.29)$$

Yapılan bu ek değişken tanımlamasıyla beraber sisteme ait genişletilmiş durum uzay modeli Eşitlik 3.30 ve 3.31 ile tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} r \quad (3.30)$$

$$y = [C \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Kontrolcü tarafından sisteme uygulanan kontrol sinyali ise Eşitlik 3.32 ile tanımlanmıştır.

$$u = -Kx + K_e x_N = [-K \quad K_e] \begin{bmatrix} x \\ x_N \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Eşitlikte tanımlanan  $K_e$  değişkeni integral hata için kullanılan geri besleme kazancıdır. Kazancın uygun değerlerinin belirlenmesi ile hem sistemde oluşabilecek kalıcı hata değerlerinin önüne geçilmekte hem de istenilen dinamik sistem cevabı elde edilmektedir (Nise, 2019).

### 3.7. Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tasarımı

Gözlemci, dinamik bir sistemin yapısında bulunan ölçülemeyen durum değişkenlerinin tahmin edilmesini amaçlayan matematiksel yapı olarak tanımlanmaktadır. Bu yapı, kontrol mühendisliğinde var olan kontrol yöntemlerine de eklenebilmektedir (Chen vd., 2016; H. Jiang vd., 2024). Böylece, sistemin ölçülemeyen veya tahmin edilemeyen durumlarının tahmini sağlanmakta ve daha etkili bir kontrol performansı elde edilmektedir.

Tasarlanan gözlemci yapıları tam veya azaltılmış dereceli olabilmektedir (Stoorvogel vd., 1993). Tam Dereceli Gözlemci yapısında, sistemin tüm durum değişkenleri tahmini yapılırken, Azaltılmış Dereceli Gözlemci yapısında sadece durum değişkenlerinin belirlenen bir alt kümesinin tahmini yapılmaktadır. Böylece, daha kolay ve hesaplama yükü daha az bir gözlemci tasarım süreci sağlanmaktadır.

Azaltılmış Dereceli Gözlemci tasarımında ilk olarak sistemin lineer dinamik modeli durum uzay formunda ifade edilmelidir.  $n$  tane durum değişkeni içeren, gözlemlenebilir ve kontrol edilebilir olan örnek bir lineer sistem modeli Eşitlik 3.33 ve 3.34'deki gibi ifade edilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3.33)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3.34)$$

Sistem için  $c$  tane doğrudan ölçülebilen durum olduğu varsayılmaktadır ve  $y(t)$  ifadesi sistemin bu durum değişkenlerini ifade etmektedir. Sistemin çıkış matrisi olan  $C$  matrisi  $C \in \mathbb{R}^{c \times n}$  boyutundadır. Tasarlanan gözlemci yapısı ile  $r = n - c$  adet doğrudan ölçülemeyen durum değişkeni tahmin edilmektedir. Bu değişkenler için  $C_1 \in \mathbb{R}^{r \times n}$  boyutunda bir matris belirlenmektedir ve gözlemcinin tasarlanacağı  $p(t)$  ifadesi Eşitlik 3.35'deki gibi tanımlanmaktadır.

$$p(t) = C_1 x(t) \quad (3.35)$$

Buradan sisteme ait durum vektörü Eşitlik 3.36'daki gibi elde edilir.

$$x(t) = \begin{bmatrix} C \\ C_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} y(t) \\ p(t) \end{bmatrix} = [L \quad L_1] \begin{bmatrix} y(t) \\ p(t) \end{bmatrix} = Ly(t) + L_1p(t) \quad (3.36)$$

Sistemde doğrudan ölçülen ve gözlemci tarafından tahmin edilen durumları içeren  $\hat{x}(t)$  ifadesi Eşitlik 3.37'de ki gibi elde edilir. Bu eşitlikte bulunan  $\hat{p}(t)$  matrisi tasarlanan gözlemci yapısını ifade etmektedir.

$$\hat{x}(t) = Ly(t) + L_1\hat{p}(t) \quad (3.37)$$

Ayrıca  $p(t)$  ifadesinin türevi olan  $\dot{p}(t)$  ifadesi de sistemin diferansiyel gözlemci yapısında yer almakta olup, Eşitlik 3.38'de açık şekilde tanımlanmıştır.

$$\dot{p}(t) = C_1AL_1p(t) + C_1ALy(t) + C_1Bu(t) \quad (3.38)$$

Eşitlik 3.34 ile tanımlanan sistemde doğrudan ölçülen çıkış matrisi  $y(t)$ ,  $p(t)$  hakkında herhangi bir bilgi içermezken, Eşitlik 3.39 ile ifade edilen  $\dot{y}(t)$  ifadesi içermektedir. Gözlemci tasarımı aşamasında, ilgili eşitlik referans olarak kullanılmıştır.

$$\dot{y}(t) = C\dot{x}(t) = CAx(t) + CBu(t) = CAL_1p(t) + CALy(t) + CBu(t) \quad (3.39)$$

Azaltılmış dereceli gözlemciye ait diferansiyel denklem Eşitlik 3.40 ile sunulmuştur. Ayrıca eşitlikte bulunan  $\hat{y}(t)$  terimi Eşitlik 3.41 ile verilmiştir.

$$\dot{\hat{p}}(t) = C_1AL_1\hat{p}(t) + C_1ALy(t) + C_1Bu(t) + K_1(\dot{y}(t) - \hat{y}(t)) \quad (3.40)$$

$$\hat{y}(t) = CAL_1\hat{p}(t) + CALy(t) + CBu(t) \quad (3.41)$$

Eşitlik 3.40'da bulunan  $K_1$  ifadesi gözlemci kazancını ifade etmektedir ve Eşitlik 3.42 ile tanımlanan gözlemci hatasının zamanla sifira yaklaşmasını sağlamaktadır. Uygun değerinin belirlenmesi için kutup yerleştirme yöntemi, Acherman formülü gibi yöntemler kullanılmaktadır.

$$e(t) = p(t) - \hat{p}(t) \quad (3.42)$$

Eşitlik 3.40'ın içerisinde türev içeren  $\hat{y}(t)$  ve  $\dot{y}(t)$  ifadelerini bulundurması sistemde oluşabilecek gürültülere karşı hassasiyeti arttırmaktadır. Dinamik sistemler için sistem kararlılığını ve kontrolcü performansını olumsuz yönde etkileyen söz konusu durumu ortadan kaldırmak için uygun değişken dönüşümleri yapılmalıdır. İlk olarak Eşitlik 3.41 kullanılarak  $\hat{y}(t)$  ifadesi eşitlikte yok edilir ve Eşitlik 3.43 elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{p}}(t) = & C_1 A L_1 \hat{p}(t) + C_1 A L y(t) + C_1 B u(t) + K_1 (\dot{y}(t) - C A L_1 \hat{p}(t) \\ & - C A L y(t) - C B u(t)) \end{aligned} \quad (3.43)$$

$\dot{y}(t)$  ifadesini yok etmek için ise Eşitlik 3.44'te ifade edilen  $\hat{q}(t)$  değişkeni tanımlanır ve böylece Eşitlik 3.45 elde edilir.

$$\hat{q}(t) = \hat{p}(t) - K_1 y(t) \quad (3.44)$$

$$\dot{\hat{q}}(t) = A_q \hat{q}(t) + B_q u(t) + K_q y(t) \quad (3.45)$$

Eşitlikte bulunan  $A_q$ ,  $B_q$  ve  $K_q$  ifadelerine ait denklemler sırasıyla Eşitlik 3.46, 3.47 ve 3.48 ile tanımlanmıştır.

$$A_q = (C_1 - K_1 C) A L_1 \quad (3.46)$$

$$B_q = (C_1 - K_1 C) B \quad (3.47)$$

$$K_q = (C_1 - K_1 C) A (L + L_1 K_1) \quad (3.48)$$

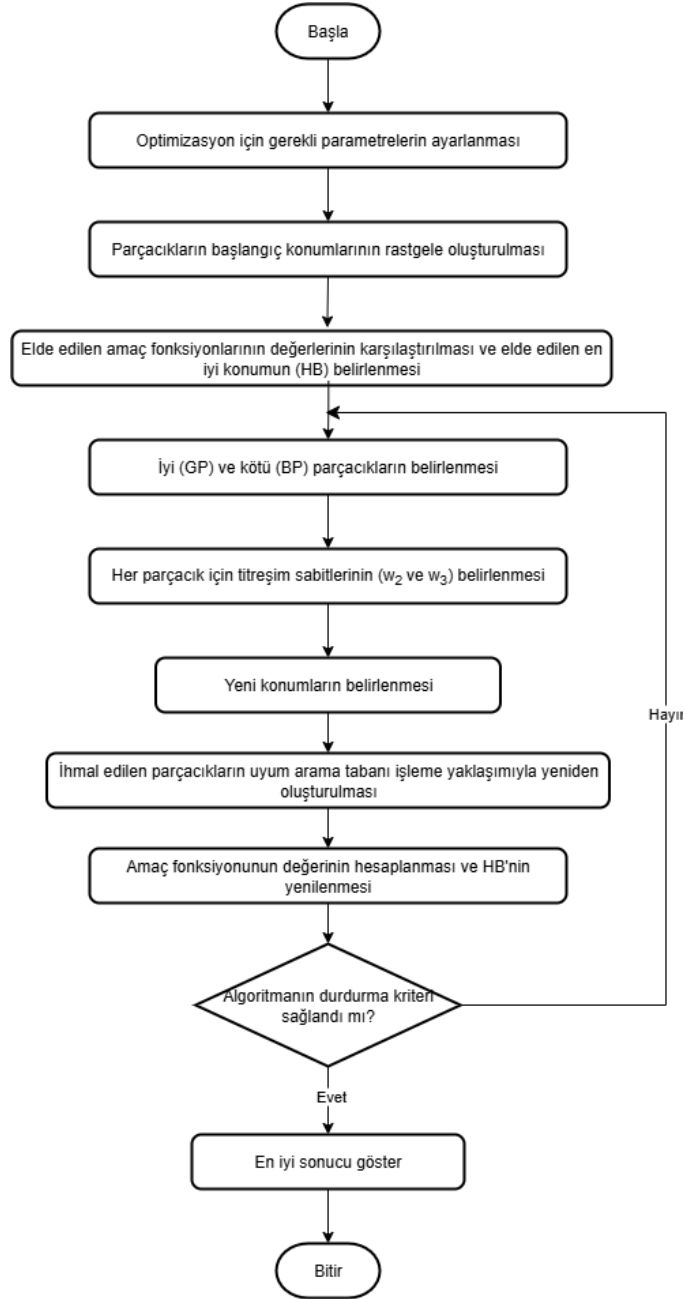
Yapılan tüm bu işlemler sonucunda sisteme ait tüm durum değişkenlerini içeren  $\hat{x}(t)$  durum vektörü Eşitlik 3.49 ile tanımlanmıştır (Radisavljevic-Gajic, 2015).

$$\hat{x}(t) = L y(t) + L_1 \hat{p}(t) = L_1 (\hat{q}(t) + K_1 y(t)) = (L + L_1 K_1) y(t) + L_1 \hat{q}(t) \quad (3.49)$$

### 3.8. Titreşimli Parçacık Sistemi Algoritması (VPSA)

Yapay zekâ optimizasyon algoritmalarından biri olan Titreşimli Parçacık Sistemi Algoritması (VPSA), birinci dereceden diferansiyel denklemlerle ifade edilen ve sönüm

elemanı içeren dinamik sistemlerde görülen titreşim hareketinin yapısı incelenerek tasarlanmıştır. Kaveh ve Ghoozon'un yaptıkları çalışma ile 2017 yılında literatüre kazandırılan algoritmaya ait akış şeması Şekil 3.11 ile sunulmuştur.



Şekil 3.11. VPSA algoritması akış diyagramı

Algoritma, sistemin yapısındaki titreşim hareketi yapan parçacıkların hareketine dayalı olarak geliştirilen popülasyon tabanlı bir optimizasyon algoritmasıdır. Optimizasyon sürecine başlamadan önce sistem için gerekli olan bazı tasarım parametrelerinin değerleri belirlenmelidir. Toplamda yedi tane olan bu parametreler

titreşen parçacık sayısı, iterasyon sayısı,  $\alpha$ ,  $p$ ,  $w_1$ ,  $w_2$  ve  $w_3$  değerleridir. Optimizasyon işlemi titreşen parçacıkların ilk konum değerlerinin rastgele atanması ile başlar ve bir sonraki adımda problem için tanımlanan amaç fonksiyonunun değeri her parçacık için ayrı ayrı hesaplanır. Hesaplanan değerler karşılaştırılarak en iyi konumu ifade eden HB değeri ve sırasıyla iyi ve kötü parçacığı temsil eden GP ve BP değerleri belirlenir. Optimizasyon başlamadan tanımlanan  $w_1$ ,  $w_2$  ve  $w_3$  parametreleri bu değerlerin önem derecesini gösteren ağırlık değerleridir. Eşitlik 3.50'de verildiği gibi bu üç değer toplamı 1 olmalıdır. Algoritmanın bir sonraki adımında ise Eşitlik 3.51'de verilen denklem kullanılarak parçacıkların sahip olacağı yeni konum değerleri hesaplanır.

$$w_1 + w_2 + w_3 = 1 \quad (3.50)$$

$$YK = w_1[D.A.rand1 + HB] + w_2[D.A.rand2 + GP] + w_3[D.A.rand3 + BP] \quad (3.51)$$

Eşitlik 3.51'de bulunan  $YK$  ifadesi parçacıkların yeni konumunu temsil etmektedir. Ayrıca aynı eşitlikte bulunan  $A$  ve  $D$  parametrelerine ait matematiksel ifadeler Eşitlik 3.52 ve 3.53 ile verilmiştir.

$$A = w_1(HB - MK) + w_2(GP - MK) + w_3(BP - MK) \quad (3.52)$$

$$D = \left( \frac{\text{İterasyon Sayısı}}{\text{Maksimum İterasyon Sayısı}} \right)^{-\alpha} \quad (3.53)$$

Eşitlik 3.52'de yer alan  $MK$  terimi parçacığı mevcut konum değerini temsil etmektedir. Eşitlik 3.53 ile tanımlanan  $D$  parametresi sistemin azalma fonksiyonu olarak bilinmektedir ve sistemin sahip olduğu sönüm oranı değerinin titreşim hareketine olan etkisini temsil etmektedir. Sistemin başlangıç parametrelerinden bir diğeri olan  $\alpha$  değeri bu önemli fonksiyona ait sabiti ifade etmektedir.

Ayrıca, yeni konumların belirlenmesinde sırasında bir diğeri başlangıç parametresi olan  $p$  değeri de kullanılmaktadır. Bu değer yardımıyla BP konumunun ihmal edilme durumuna karar verilir. Karar sürecinde,  $p$  parametresinin değeri ile rastgele üretilen bir sayının değeri karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda  $p$  parametresi daha küçük çıkarsa,  $w_3$  ağırlığı sıfır kabul edilir.

Algoritmanın son adımı olan durdurma kriterinin sınanmasından önce parçacıkların konumlarında yapılan değişikliklerden kaynaklı meydana gelebilecek sınır ihlalleri belirlenir. Belirlenen ihlalleri yapan parçacıklar uyum arama tabanı yaklaşımı ile yeniden oluşturulur ve durdurma kriterinin sınanması aşamasına geçilir. Kriterin sağlanması durumunda algoritma sona erer ve elde edilen en iyi sonuç kullanıcıya sunulur (Kaveh ve Ilchi Ghazaan, 2017).

### 3.9. Monte Carlo Simülasyonları

Monte Carlo simülasyonu, pratik olmayan veya zaman ve maliyet açısından verimsiz olan deneysel çalışmaların yerine, özellikle analitik çözümler yapılamadığı problemlerde tercih edilen önemli bir istatistiksel yöntemdir. Bu yöntemde sonuçların hesaplanması amacıyla tekrarlanan rastgele örneklemeler gerçekleştirilmektedir. Literatürde ilgili yöntemin kullanılması ile karmaşık sistemlerin analizleri kolaylaştırılmış, doğrudan ölçümü sağlanamayan parametrelerin analizleri gerçekleştirilmiş ve deneyler kolay tekrar edilebilir hale getirilmiştir. Sosyal bilimler, fen bilimleri ve mühendislik alanları gibi farklı disiplinlerde bu yöntemin kullanımına rastlanmaktadır (Harrison, 2010; Raychaudhuri, 2008).

Karmaşık sistemlerin analizinde sıklıkla tercih edilen bu yöntemin kontrolcülerin gürbüzlük değerlendirmesi için kullanımı da mevcuttur (Ray ve Stengel, 1993; Q. Wang ve Stengel, 2002). Sistem modelinde simülasyonların kullanımı ile oluşturulacak parametrik belirsizlikler altında kontrolcü performans değerlendirmesi gerçekleştirilebilmektedir. Özellikle doğrusal olmayan modellerin kullanımında modelde parametrik belirsizlikler durumunu analitik yöntemlerle oluşturmak zorludur. Bu nedenle Monte Carlo simülasyonlarının uygulanması ile kontrolcülerin gürbüzlük özelliği olasılıksal olarak değerlendirilebilmektedir. Ayrıca bu yöntemin kullanılmasıyla farklı yapıdaki kontrolcüler arasında seçim de yapılabilmektedir (Gurtner vd., 2022).

Monte Carlo yöntemi kullanılarak yapılan analizlerde istatistiksel olarak güvenilirliğin sağlanması için uygun simülasyon sayısı belirlenmelidir. Yeterli sayıda yapılan rastgele örneklemeler ile sonuçların doğruluğu ve güvenilirliği arttırılmaktadır. Gerekli tekrar sayısı; analiz yapılan sistemdeki değişken durumlar, istenilen güven

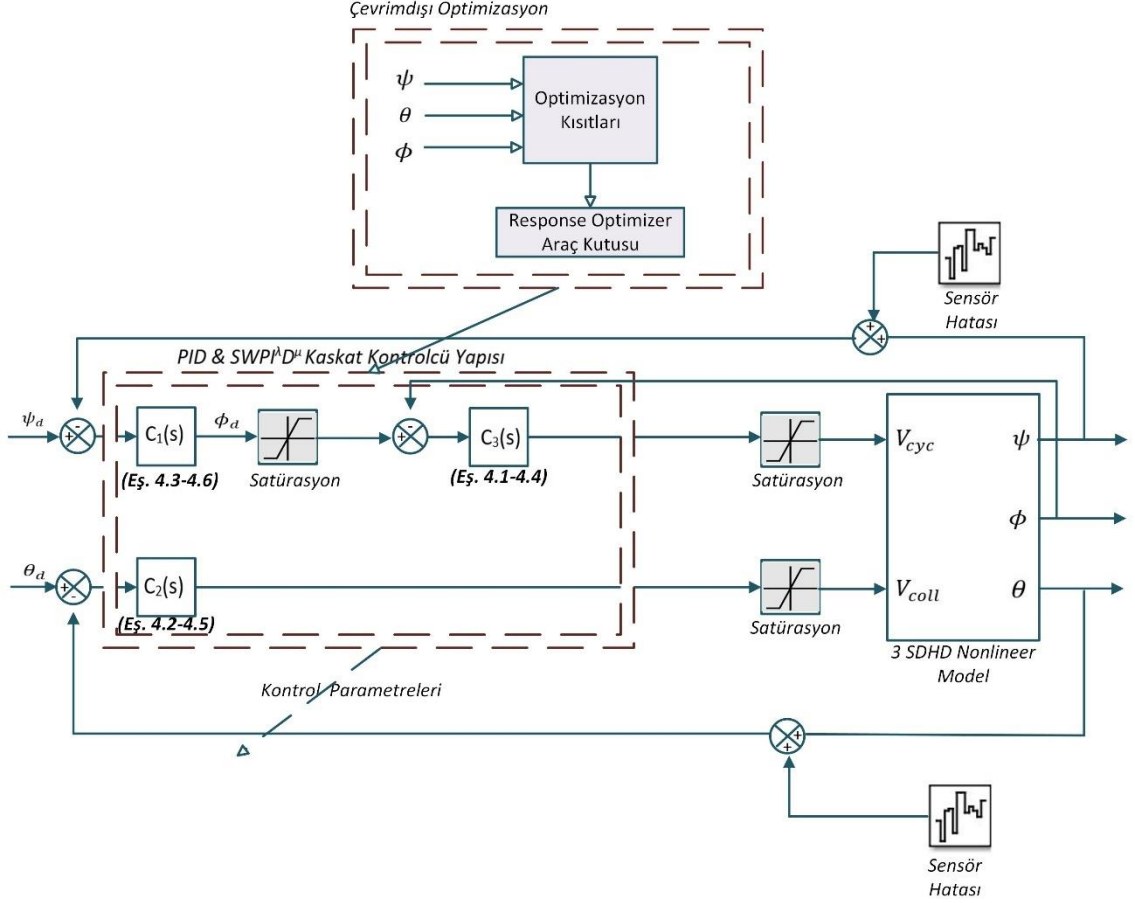
düzeyi, belirlenen hata payı, problemin karmaşıklığı ve değerlendirilecek özel metrikler gibi faktörlere göre belirlenmektedir.

#### 4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

Bu bölümde, 3 SD helikopter sisteminin gürbüz kontrolü için önerilen kontrol yapılarından bahsedilmiş ve elde edilen bulgular sunulmuştur. MATLAB/Simulink benzetim ortamında yapılan çalışmada, sistemin doğrusal ve doğrusal olmayan modeli için ayrı ayrı gürbüz kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Her iki çalışmada da helikopter sisteminin yükselme ve gezinti eksenlerindeki hareket kontrolü amaçlanmıştır. Geleneksel kontrolcü yapıları ile karşılaştırmalar yapılmış ve karşılaştırmalar sonucunda elde edilen veriler, çeşitli performans indeksleri ve grafiklerle sunulmuştur.

##### 4.1. PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> Kontrolcü Tasarımı

Geleneksel PID kontrolcünün yapısında bulunan türevsel kontrolcü kazancı, helikopter sisteminde meydana gelebilecek ani komut değişimlerinde aşırı yüksek kontrol girdilerinin oluşmasına sebep olabilmektedir. Böyle bir durumda sistemin yapısında eyleyici doyum problemi oluşacak ve bu durum kontrolcü performansını sınırlayacaktır. Bu ve benzeri zorlukların üstesinden gelmek için çalışmada kaskad SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısı önerilmiştir. Tasarlanan kontrolcü yapısının performansı Geleneksel PID kontrolcü performansı ile karşılaştırılmış ve parametrik belirsizlikler ve sensör hataları altında gürbüzlük değerlendirmesi yapılmıştır. Yükselme ve gezinti hareketlerinin kontrolünün amaçlandığı çalışmada helikopter sisteminin doğrusal olmayan modeli (Eşitlik 3.4-3.8) baz alınmıştır. Söz konusu modelde gezinti ve yunuslama hareketlerine ait dinamikler birbirine bağlı olduklarından sistem için kaskad kontrolcü yapıları önerilmiştir. Bu yapılar Şekil 4.1’de verilen blok diyagramı ile gösterilmiştir.



Şekil 4.1. Kaskad kontrolcü yapıları blok diyagramı

Blok diyagramında görüleceği üzere yükselme ve gezinti eksenlerindeki hareket kontrolü için PID/ SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcüler ile hem  $V_{cyc}$  hem de  $V_{coll}$  gerilimleri manipüle edilmektedir. Kaskad PID kontrolcü yapısı için gerilimlerin ve referans yunuslama açısının matematiksel ifadeleri sırasıyla Eşitlik 4.1, 4.2 ve 4.3 ile verilmiştir.

$$V_{cyc} = K_{p_3}(\phi_d(s) - \phi(s)) + \frac{K_{i_3}}{s}(\phi_d(s) - \phi(s)) + K_{d_3}s(\phi_d(s) - \phi(s)) \quad (4.1)$$

$$V_{coll} = K_{p_2}(\theta_d(s) - \theta(s)) + \frac{K_{i_2}}{s}(\theta_d(s) - \theta(s)) + K_{d_2}s(\theta_d(s) - \theta(s)) \quad (4.2)$$

$$\phi_d = K_{p_1}(\psi_d(s) - \psi(s)) + \frac{K_{i_1}}{s}(\psi_d(s) - \psi(s)) + K_{d_1}s(\psi_d(s) - \psi(s)) \quad (4.3)$$

Kaskad SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısı için ise bu ifadeler Eşitlik 4.4, 4.5 ve 4.6 ile verilmiştir.

$$V_{cyc} = K_{p_3} \left( (1 - \alpha_3) + \frac{1}{T_{i_3}s^\lambda} + (1 - \beta_3)T_{d_3}s^\mu \right) \phi_d(s) - K_{p_3} \left( 1 + \frac{1}{T_{i_3}s^\lambda} + T_{d_3}s^\mu \right) \phi(s) \quad (4.4)$$

$$V_{coll} = K_{p_2} \left( (1 - \alpha_2) + \frac{1}{T_{i_2}s^\lambda} + (1 - \beta_2)T_{d_2}s^\mu \right) \theta_d(s) - K_{p_2} \left( 1 + \frac{1}{T_{i_2}s^\lambda} + T_{d_2}s^\mu \right) \theta(s) \quad (4.5)$$

$$\phi_d = K_{p_1} \left( (1 - \alpha_1) + \frac{1}{T_{i_1}s^\lambda} + (1 - \beta_1)T_{d_1}s^\mu \right) \psi_d(s) - K_{p_1} \left( 1 + \frac{1}{T_{i_1}s^\lambda} + T_{d_1}s^\mu \right) \psi(s) \quad (4.6)$$

Eşitliklerde bulunan kontrolcü kazançlarının uygun şekilde ayarlanması için MATLAB uygulamasında bulunan Yanıt Optimizasyonu Araç Kutusu'ndan (*Response Optimizer Toolbox*) yararlanılmıştır. Bu araç kutusu ile PID kontrolcü yapısı için dokuz adet kontrolcü kazancı, SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısı için ise 21 adet kontrolcü kazancının optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Gradyan iniş yönteminin kullanıldığı optimizasyon işlemi, tanımlanan yanıt zarfı kısıtına göre gerçekleştirilmiştir. Bu kısıt her iki kontrol yapısı için de aynı şekilde tanımlanmıştır. Yanıt zarfında sistemin yükselme ve gezinti eksenlerindeki dinamik davranış parametrelerinin kısıtları şu şekilde tanımlanmıştır; yükselme zamanı ( $t_r$ ): 5 saniye, oturma zamanı ( $t_s$ ): 7 saniye, aşım oranı ( $M_p$ ): %10, alt aşım oranı: %1, yükselme: %80, oturma: %10. En fazla 100 iterasyonun gerçekleştirildiği optimizasyon süreçleri sonucunda elde edilen kontrolcü kazanç değerleri Çizelge 4.1 ve 4.2 ile verilmiştir.

**Çizelge 4.1.** PID kontrolcü kazançları

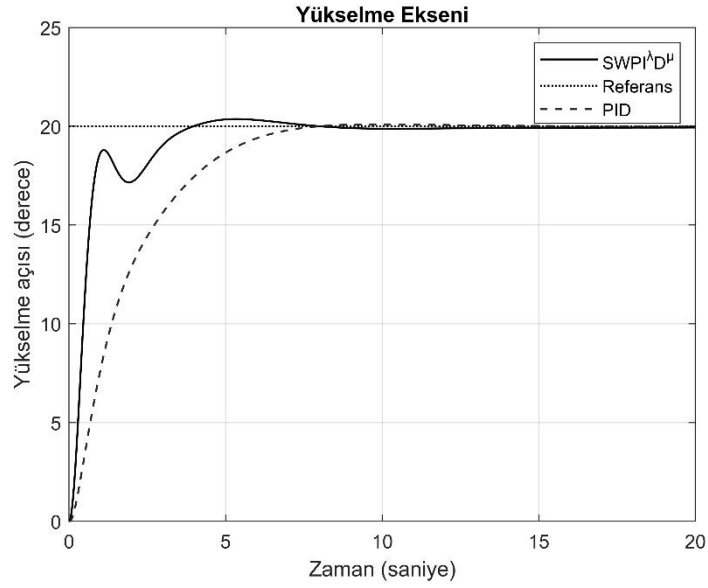
Parametre	Değer	Parametre	Değer
$K_{p_1}$	18,7656	$K_{i_3}$	3,454
$K_{p_2}$	2,6794	$K_{d_1}$	10,207
$K_{p_3}$	6,9813	$K_{d_2}$	7,0192
$K_{i_1}$	$3 \times 10^{-22}$	$K_{d_3}$	6,2643
$K_{i_2}$	1,2		

**Çizelge 4.2.** SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü kazançları

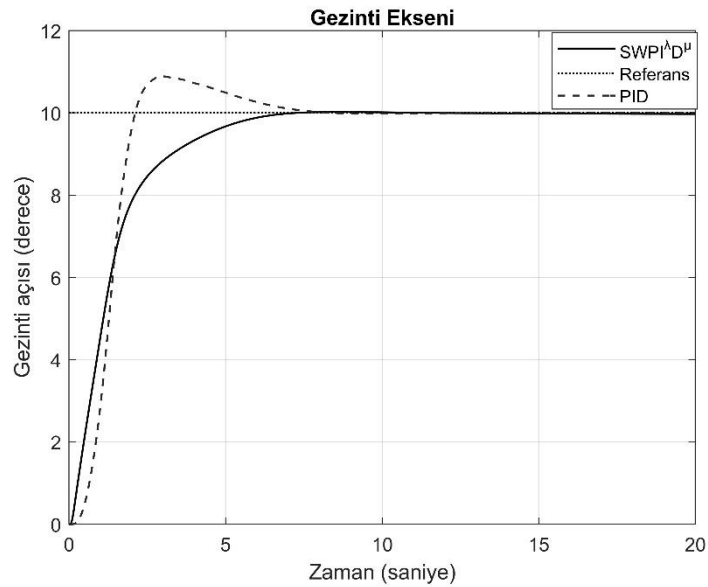
Parametre	Değer	Parametre	Değer	Parametre	Değer	Parametre	Değer
$K_{p_1}$	3,6394	$T_{d_1}$	4,1709	$\mu_1$	0,8918	$\beta_1$	1,0111
$K_{p_2}$	8,5410	$T_{d_2}$	1,8690	$\mu_2$	0,8771	$\beta_2$	0,3362
$K_{p_3}$	4,1885	$T_{d_3}$	2,6037	$\mu_3$	1,4714	$\beta_3$	0,5917
$T_{i_1}$	0,694687	$\lambda_1$	0,2076	$\alpha_1$	0,0180		
$T_{i_2}$	0,9866	$\lambda_2$	0,9175	$\alpha_2$	0,2621		
$T_{i_3}$	1,779	$\lambda_3$	-0,2493	$\alpha_3$	0,7017		

Elde edilen optimum kontrol kazançları ile kontrol edilen sistemin zaman cevapları, sistemin gezinti ve yükselme eksenleri için ayrı ayrı değerlendirilmiştir. Şekil

4.2 ile  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  ve PID kontrolcü yapılarının yükselme eksenli zaman cevapları; Şekil 4.3 ile  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  ve PID kontrolcü yapılarının gezinti eksenli zaman cevapları sunulmuştur. Grafikler üzerinden, her iki kontrolcünün de sistemin belirlenen dinamikler dahilinde hareketini sağladığı ve uygulanan referans sinyalleri başarıyla takip ettiği sonucuna ulaşılmıştır.

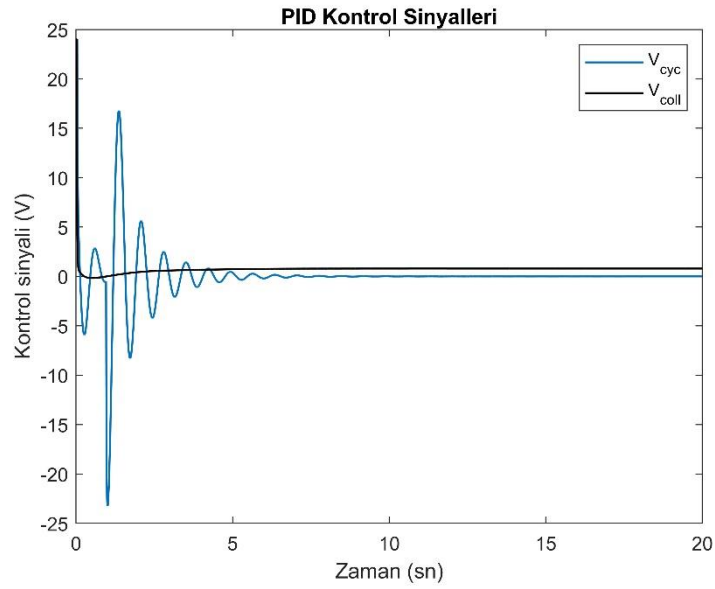


Şekil 4.2.  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ /PID kontrolcü yükselme eksenli zaman cevabı

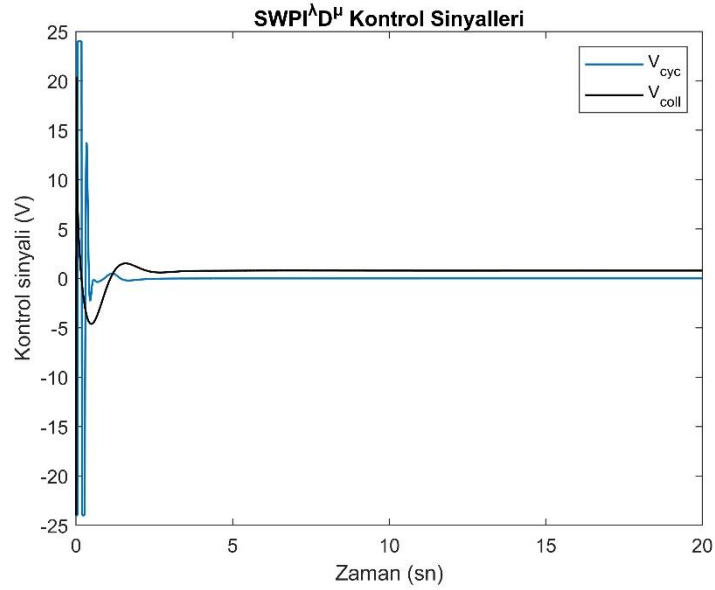


Şekil 4.3.  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$ /PID kontrolcü gezinti eksenli zaman cevabı

Optimizasyon sonucunda elde edilen kontrolcü kazançları ile oluşturulan kontrolcülerin sadece referans takip performansları değil, aynı zamanda sisteme uyguladıkları kontrol sinyalleri de değerlendirilmiştir. Söz konusu sinyaller, önerilen kontrolcülerin helikopter sistemine uyguladığı giriş büyüklüklerinin değerini göstermekte olup, kontrol eylemi hakkında önemli bilgiler vermektedir. Kontrol sinyallerinin kararsız büyüklükte veya yüksek frekanslı olmaları, sistemde istenmeyen fiziksel zorlanmalar oluşturacağından, bu sinyallerin belirli sınırlar içinde kalması sistemin güvenliği açısından kritik bir etkidir. Bu kapsamda PID ve SWPI<sup>AD</sup> kontrolcü yapıları için elde edilen kontrol sinyallerinin zamana bağlı değişimi sırasıyla, Şekil 4.4 ve 4.5 ile sunulmuştur.



**Şekil 4.4.** PID kontrolcü kontrol sinyalleri



Şekil 4.5. SWPI<sup>AD $\mu$</sup>  kontrolcü kontrol sinyalleri

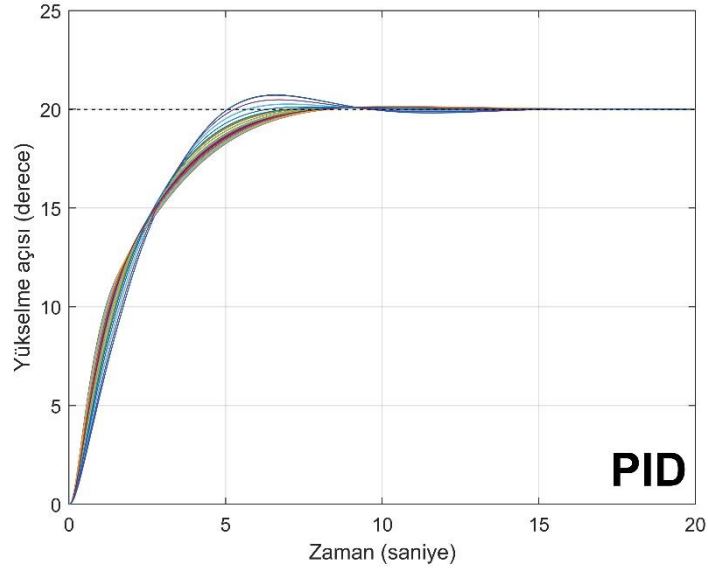
#### 4.1.1. SWPI<sup>AD $\mu$</sup> Kontrolcü Gürbüzlük Değerlendirmesi

Tasarlanan kaskad yapıdaki kontrolcülerin gürbüzlük değerlendirilmesi üç farklı durum için değerlendirilmiştir. Çeşitli yapıdaki bozucu faktörleri içeren bu durumlar bir sonraki bölümlerde detaylı bir şekilde verilmiştir.

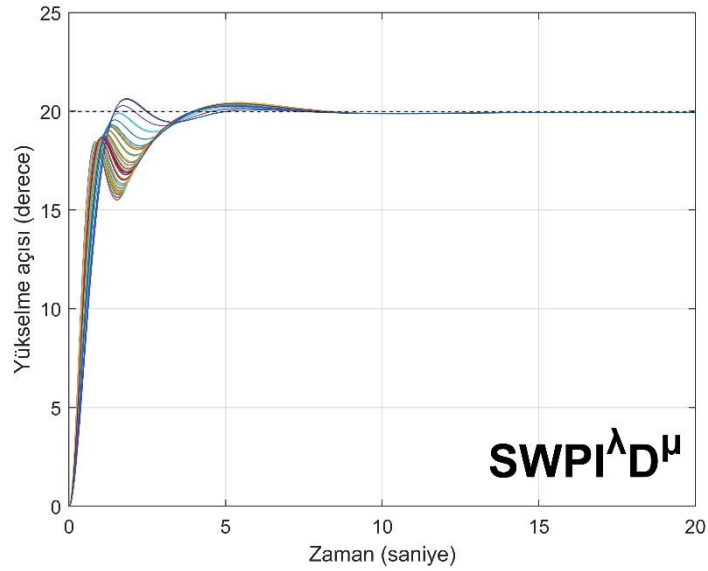
##### 4.1.1.1. Parametrik belirsizlikler durumu

Parametrik belirsizlik durumunu oluşturmak için istatistiksel bir yöntem olan Monte Carlo simülasyonlarından yararlanılmıştır. Bu simülasyonlarda, sisteme ait doğrusal olmayan matematiksel modelde (Eşitlik 3.4-3.8) bulunan ve sistemin aerodinamik, itki ve mekanik özelliklerini ifade eden parametrelerin değerleri  $\pm\%40$  oranında değiştirilmiştir. Bu parametreler  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$ ,  $d_1$ ,  $d_2$  ve  $d_3$  parametreleridir. Uygun simülasyon sayısının belirlenmesi sırasında hesaplama yapılabilirlik göz önünde bulundurulmuştur. Geri beslemeli kontrol sistemleri için kabul edilebilir bir sayı olan 50 farklı simülasyon gerçekleştirilmiştir. Sadece parametrik belirsizlikler altında kontrolcülerin performans karşılaştırmasının yapıldığı ilgili bölümün devamında simülasyonlar iki farklı senaryo için daha gerçekleştirilmiştir.

Helikopter sistemine yükselme ve gezinti eksenleri için sırasıyla  $20^\circ$  ve  $10^\circ$  basamak girdi değerleri referans olarak uygulanmıştır. 50 farklı simülasyon sonucunda PID ve  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcülerin uygulandığı durumlar için helikopterin yükselme ekseninde elde edilen zaman cevapları sırasıyla Şekil 4.6 ve 4.7 ile sunulmuştur.



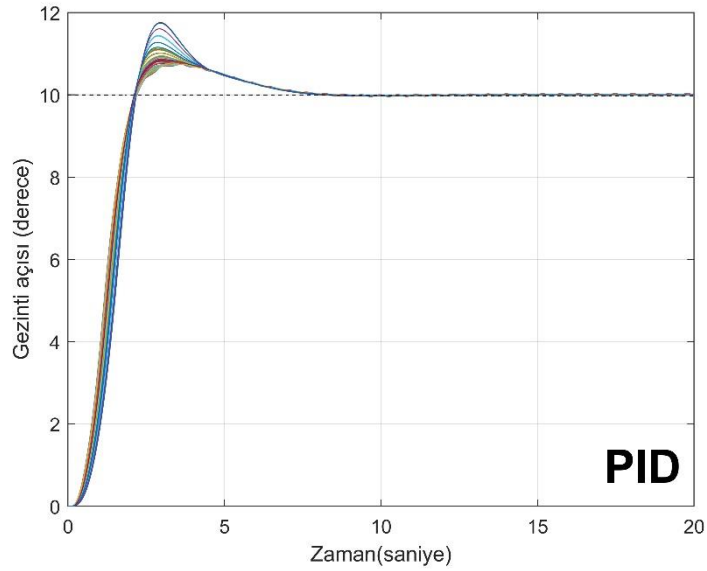
Şekil 4.6. Sensör hatasının olmadığı durum için PID kontrolcü yükselme ekseninin zaman cevabı



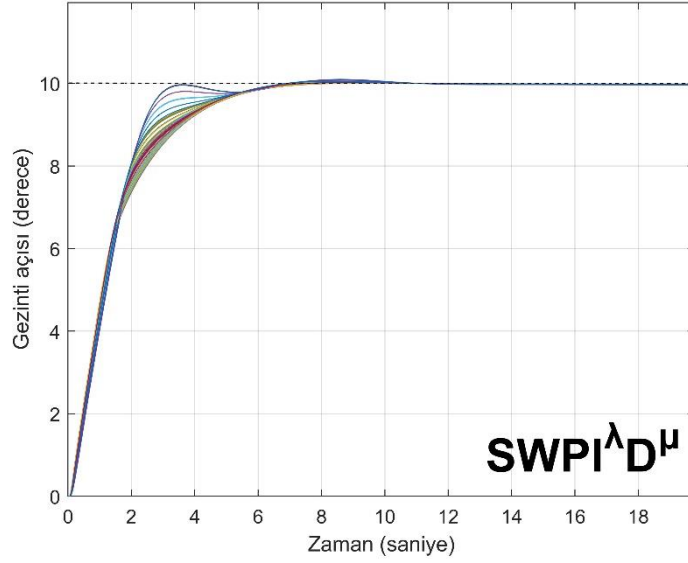
Şekil 4.7. Sensör hatasının olmadığı durum için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yükselme ekseninin zaman cevabı

Grafikler incelendiğinde iki kontrolcüye ait zaman cevabının da kararlı yapıda olduğu sonucuna varılmaktadır. Ancak, sistemin geçici zaman cevabı parametrelerinden olan yerleşme ve oturma süreleri değerlendirildiğinde  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcünün PID kontrolcüye göre daha hızlı yanıt verdiği görülmüştür.  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  için yerleşme süresi 0,79 saniye iken PID kontrolcü cevabında bu süre 3,67 saniyedir. Benzer şekilde,  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  için yerleşme süresi 3,45 saniye iken PID kontrolcünde 5,70 saniyedir.

Sistemin gezinti eksenindeki zaman cevabı ise PID ve  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yapıları için sırasıyla Şekil 4.8 ve 4.9 ile gösterilmiştir.



**Şekil 4.8.** Sensör hatasının olmadığı durum için PID kontrolcü gezinti eksenini zaman cevabı



Şekil 4.9. Sensör hatasının olmadığı durum için SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü gezinti eksenine zaman cevabı

Bu grafikler incelendiğinde de her iki kontrolcü performansının gezinti eksenine için kararlı olduğu gözlemlenmektedir. Ancak, PID kontrolcü için elde edilen zaman cevabında SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü cevabına göre daha yüksek bir aşım gözlemlenmektedir. PID için bu değer %11,52 iken SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> için %0,78'dir.

Kontrolcülerin karşılaştırmalı sonuçları grafiksel olarak gösterildikten sonra bir de çeşitli performans indeksleri kullanılarak sayısal olarak sunulmuştur. Çizelge 4.3 ile her iki kontrolcü için değerleri verilen bu performans indeksleri, ITAE (zamana bağlı integral mutlak hata), MSE (ortalama karesel hata), MAE (ortalama mutlak hata) ve MAPE (ortalama mutlak yüzde hata) değerleridir. Bunların matematiksel ifadeleri sırasıyla Eşitlik 4.7, 4.8, 4.9 ve 4.10 ile verilmiştir.

$$ITAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (4.7)$$

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e(t)^2 \quad (4.8)$$

$$MAE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |e(t)| \quad (4.9)$$

$$MAPE = \frac{\%100}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right| \quad (4.10)$$

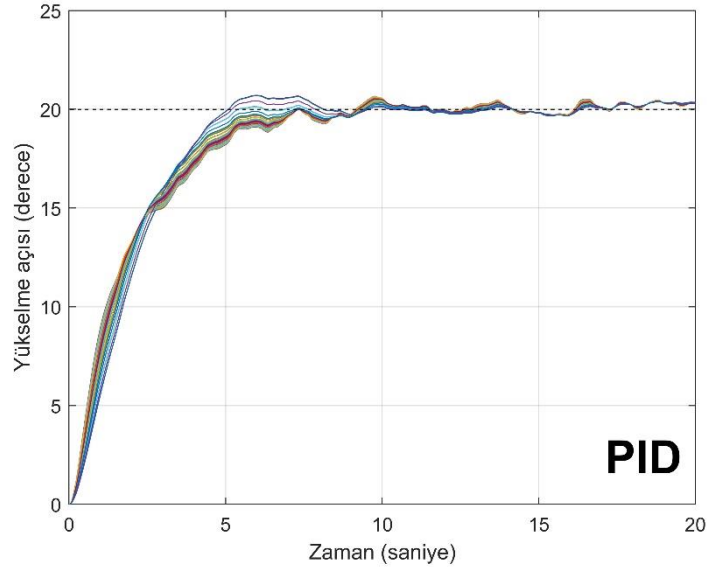
**Çizelge 4.3.** PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

Durum 1	Eksen <sub>Kontrolcü</sub>	ITAE	MSE	MAE	MAPE
	$\theta_{PID}$	70,998	21,004	1,9533	9,7665
Sensör Hatasının Olmadığı Durum	$\theta_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	31,054	7,3006	0,803	4,015
	$\psi_{PID}$	20,504	5,0914	0,76208	7,6208
	$\psi_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	22,691	4,103	0,749	7,49

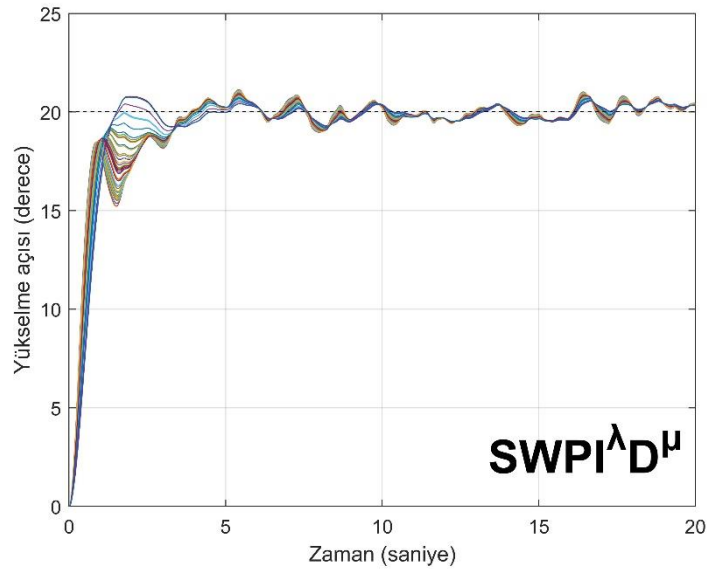
Çizelge incelendiğinde SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü için her iki eksen de elde edilen performans kriteri değerlerinin PID kontrolcüye göre daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır. Böylelikle, elde edilen grafiksel ve sayısal sonuçlar önerilen SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcüsünün sistemin kontrolünde daha iyi performans gösterdiği gözler önüne serilmiştir. Önerilen kontrolcü ile hem sistemin yanıt hızı arttırılmış hem de hata değeri ve aşım azaltılarak daha kararlı bir kontrol sağlanmıştır.

#### 4.1.1.2. Parametrik belirsizlikler ve yükselme eksen sensör hatası durumu

50 farklı simülasyonun yapıldığı ikinci kısımda ise sistemin yükselme eksen sensörünün arızalanma durumunda kontrolcü performans değerlendirmeleri ve karşılaştırmaları yapılmıştır. Sensör arızası durumu sistemin yükselme eksenindeki çıkış sinyaline eklenen  $\pm 2^\circ$ 'lik gürültü sinyali ile oluşturulmuştur. Bu durumda sistemin yükselme ekseninde elde edilen PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü zaman cevapları sırasıyla Şekil 4.10 ve 4.11 ile verilmiştir.



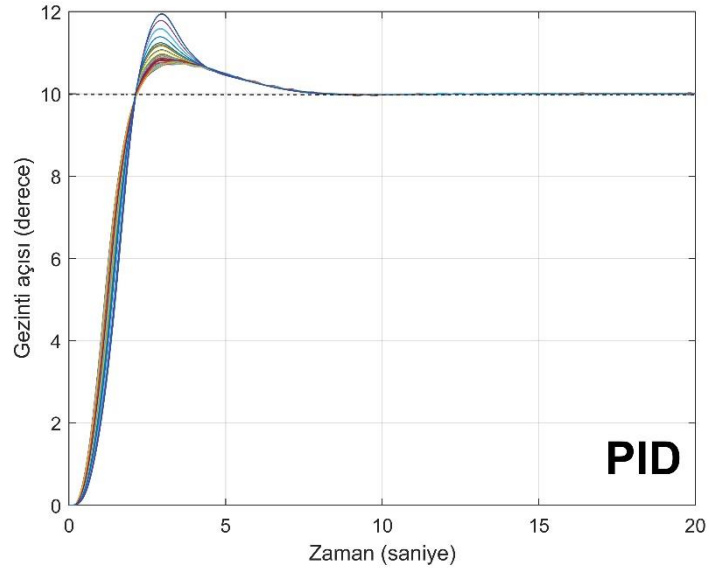
**Şekil 4.10.** Yükselme eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcü yükselme eksenini zaman cevabı



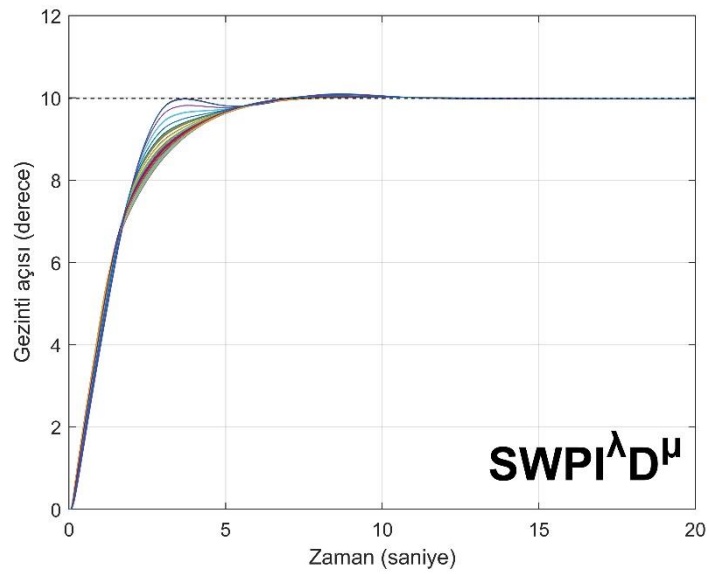
**Şekil 4.11.** Yükselme eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yükselme eksenini zaman cevabı

PID ve  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüler için elde edilen zaman cevaplarının her ikisi de kontrolcülerin sensör arızası durumunda etkili bir kontrol girişi ürettiğini göstermektedir. Ancak, yükselme zamanı parametresinin değeri PID kontrolcü cevabında 3,80 saniye iken,  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü cevabında 0,84 saniyedir.

Yükselme eksenini sensör arızası durumunda gezinti ekseninde elde edilen zaman cevapları ise Şekil 4.12 ve 4.13 ile verilmiştir.



Şekil 4.12. Yükselme eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcünün gezinti eksenini zaman cevabı



Şekil 4.13. Yükselme eksenini sensör hatası durumu için SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcünün gezinti eksenini zaman cevabı

Bu grafikler incelendiğinde SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcünün PID kontrolcüye göre aşımı daha iyi baskıladığı sonucuna varılır. Aşım değeri PID kontrolcü için %12,38 seviyesinde iken, SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcüde %0,72 seviyesindedir.

Önceki bölümde olduğu gibi burada da ITAE, MSE, MAE ve MAPE performans indekslerinin değerleri incelenmiştir. Bu değerler Çizelge 4.4 ile sunulmuştur.

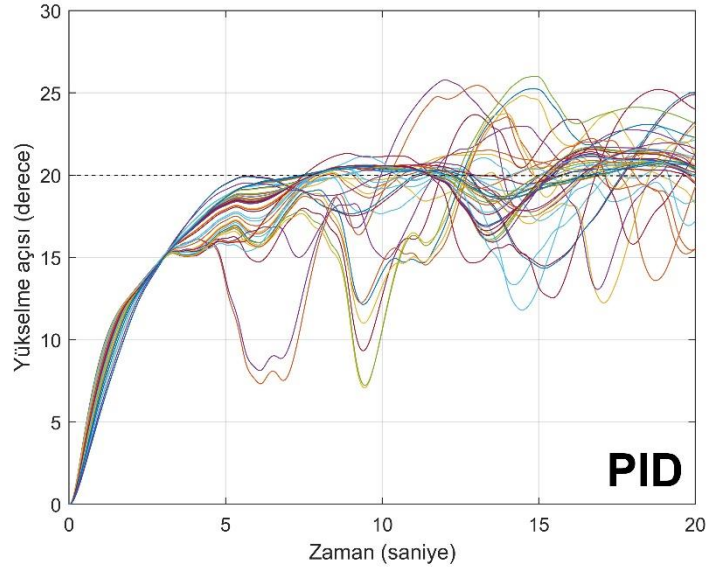
**Çizelge 4.4.** Yükselme sensör hatası durumunda PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

Durum 2	Eksen <sub>Kontrolcü</sub>	ITAE	MSE	MAE	MAPE
	$\theta_{PID}$	101,75	21,007	2,0529	10,264
Yükselme Eksen Sensör Hatası Durumu	$\theta_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	77,933	7,5809	0,99738	4,9869
	$\psi_{PID}$	20,359	5,0174	0,756	7,56
	$\psi_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	23,087	4,215	0,76486	7,6486

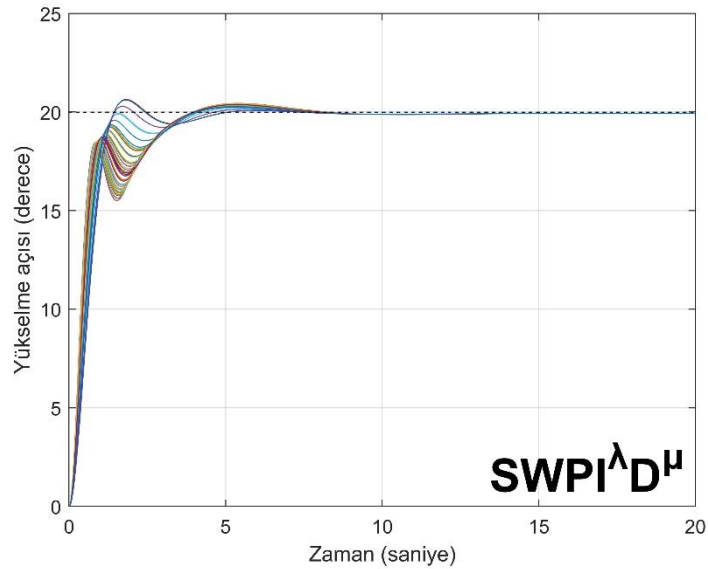
Grafiksel ve sayısal sonuçlar incelendiğinde bu senaryoda da SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısının daha üstün kontrol performansı sergilediği sonucuna varılmıştır.

#### 4.1.1.3. Parametrik belirsizlikler ve gezinti eksen sensör hatası durumu

Son senaryo için helikopter sisteminin yapısında bulunan gezinti eksenine sensör hatası eklenmiş ve kontrolcülerin performansı değerlendirilmiştir.  $\pm 0,2^\circ$  lik gürültü değeri sistemin gezinti eksenindeki çıkış sinyaline eklenmesi ile elde edilen sensör hatası altında yine 50 farklı Monte Carlo simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Simülasyonlar sonucunda elde edilen PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yükselme eksen zaman cevapları sırasıyla, Şekil 4.14 ve 4.15 ile verilmiştir.



Şekil 4.14. Gezinti eksen sensör hatası durumu için PID kontrolcü yükselme eksen zaman cevabı

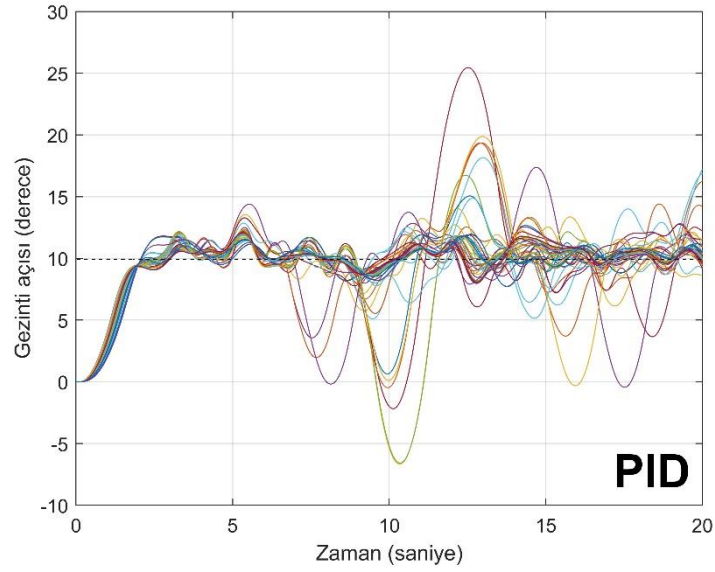


Şekil 4.15. Gezinti eksen sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü yükselme eksen zaman cevabı

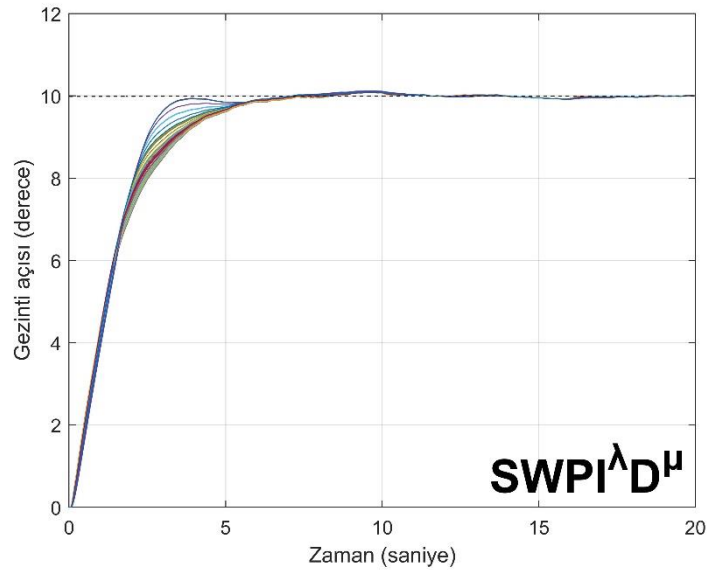
Grafikler incelendiğinde PID kontrolcünün Monte Carlo simülasyonlarının bir kısmında kararsız davranış gösterdiği görülmüştür. Kararlı sistem cevaplarında ise yükselme ve yerleşme zamanı parametre ortalama değerleri, PID kontrolcü için sırasıyla 4,37 saniye ve 19,58 saniye olarak hesaplanmıştır.  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü için ise Monte Carlo simülasyonlarının tamamında kararlı sistem davranışı elde edilmiştir.  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$

kontrolcü için yükselme ve yerleşme zamanı parametre ortalama değerleri 0,78 saniye ve 3,47 saniye olduğu görülmektedir.

Bu senaryoda elde edilen gezinti eksenini zaman cevapları ise PID ve  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcüler için sırasıyla Şekil 4.16 ve 4.17 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.16. Gezinti eksenini sensör hatası durumu için PID kontrolcünün gezinti eksenini zaman cevabı



Şekil 4.17. Gezinti eksenini sensör hatası durumu için  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcünün gezinti eksenini zaman cevabı

Bu grafiklerin analizinde ise aşım değerleri baz alınmıştır. PID kontrolcü Monte Carlo simülasyonlarının bir kısmında kararsız davranış göstermiş ve sistem cevabında %13,08'lik bir aşım gözlemlenmiştir. SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü için ise Monte Carlo simülasyonlarının tamamında kararlı sistem davranışı elde edilmiş ve aşım değeri %0,9 olarak ölçülmüştür.

Bu senaryo için elde edilen performans göstergelerinin değerleri ise Çizelge 4.5 ile sunulmuştur.

**Çizelge 4.5.** Gezinti sensör hatası durumunda PID ve SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

Durum 3	Eksen <sub>Kontrolcü</sub>	ITAE	MSE	MAE	MAPE
	$\theta_{PID}$	332,84	25,694	3,064	15,32
Gezinti Ekseni Sensör Hatası Durumu	$\theta_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	31,029	7,2784	0,80212	4,0106
	$\psi_{PID}$	223,77	8,2539	1,5467	15,467
	$\psi_{SWPI^{\lambda}D^{\mu}}$	25,054	4,3142	0,7818	7,818

Çizelgedeki sayısal veriler ve grafiksel sonuçlar göz önünde bulundurulduğunda son senaryo için de SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısının PID kontrolcüye göre daha üstün ve kararlı performans sergilediği sonucuna varılmıştır.

Elde edilen sonuçların tümü değerlendirildiğinde 3 SD helikopter sisteminin iki eksenindeki hareket kontrolü için önerilen SWPI<sup>λ</sup>D<sup>μ</sup> kontrolcü yapısının gürbüz ve kararlı performansı doğrulanmıştır. Sistemin doğrusal olmayan dinamikleri üzerinde denenen kontrolcü yapısı geleneksel PID kontrolcüye göre daha etkin bir kontrol performansı sergilemiştir.

#### 4.2. Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I Kontrolcü

Tez çalışmasının ikinci kısmında, 3 SD helikopter sistemine ait doğrusal model (Eşitlik 3.12-3.13) üzerinde gürbüz kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Burada

tasarlanan kontrolcü Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I yapısıdır. Kontrolcü yapısının tasarımında öncelikle helikopter sisteminin yükselme ve gezinti eksenlerindeki referans konum takibini sağlamak amacıyla LQR kontrolcü yapısı tasarlanmıştır. Ardından kontrolcünün konum takip performansını arttırmak için yapısına integral kontrolcü eklentisi entegre edilmiştir. Böylece, klasik LQR kontrolcünün sahip olduğu sınırlı referans takip özelliği geliştirilmiş ve oluşabilecek kalıcı hatalar elemine edilmeye çalışılmıştır.

Tasarlanan kontrolcü, helikopter sisteminin her iki ekseninde de LQR+I yapısına sahiptir. Yani, LQR kontrolcünün geri besleme sinyali ile, gezinti ve yükselme eksenlerinde oluşan hataların integrali alınarak oluşturulan sinyaller de kontrol sinyaline eklenmiştir. Bu doğrultuda, Eşitlik 4.11 ile tanımlanan sistemin klasik durum vektörü  $\bar{x}$  ve Eşitlik 4.12 ile tanımlanan hata değerlerinin integrallerini içeren  $x_N$  vektörlerinin birleştirilmesi sonucunda sistemin genişletilmiş durum vektörü  $x_g$  Eşitlik 4.13'teki gibi elde edilmiştir.

$$\bar{x} = [\psi_{ref} - \psi, \dot{\psi}, \phi, \dot{\phi}, \theta_{ref} - \theta, \dot{\theta}, \tau_{cyc}, \tau_{coll}]^T \quad (4.11)$$

$$x_N = \left[ \int (\theta_{ref} - \theta) dt, \int (\psi_{ref} - \psi) dt \right]^T \quad (4.12)$$

$$x_g = [\bar{x} \quad x_N]^T \quad (4.13)$$

Gerekli tanımlamanın yapılmasının ardından sisteme uygulanan kontrol sinyalinin matematiksel ifadesi Eşitlik 4.14'te olduğu gibi tanımlanmıştır.

$$u(V) = -K_{lqr}x_g = [-K \quad K_e]x_g \quad (4.14)$$

İlgili yapının kontrol yöntemine entegre edilmesiyle hem sistemin gürbüzlüğü artırılmış hem de yüksek düzeyde izleme (takip) performansı elde edilmiştir. Ancak eklenen integral bileşeni, sistemin yapısında bulunan aktüatör sınırlamalarından (voltaj çıkışları) dolayı integratör yığılması problemine neden olabilmektedir. Söz konusu problem ile beraber sistem cevabında salınım, aşım ve kararsızlık görülmektedir. Bunun önüne geçebilmek için kontrolcü yapısına integral yığılması (*anti windup*) mekanizması eklenmiştir. Bu mekanizma Eşitlik 4.15 ile tanımlanan ve integratör çıkışına eklenen

sınırlamalar ile sağlanmıştır. Böylece, çıkış sinyali doygunluk sınırlarına ulaştığında integrasyon işlemi durdurulmakta ve yığılma önlenmektedir.

$$\bar{u} = \begin{cases} u_{min} & \text{if } u < u_{min} \\ u & \text{if } u_{min} \leq u \leq u_{max} \\ u_{max} & \text{if } u > u_{max} \end{cases} \quad (4.15)$$

#### 4.2.1. Kontrolcü Kazancının Optimizasyonu

Tasarlanan LQR+I kontrolcü kazançları VPSA optimizasyon algoritması kullanılarak optimize edilmiştir. Eşitlik 4.16 ve 4.17 ile tanımlanan Q ve R matrislerinde bulunan toplamda 12 kazancın optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon işlemine başlamadan önce kontrolcü kazançlarının başlangıç değerleri MATLAB/Simulink yazılımında bulunan Yanıt Optimizasyonu Araç Kutusu kullanılarak belirlenmiştir. Bu aşamada gradyan iniş yöntemi kullanılmış ve yanıt zarfı yükselme ve gezinti eksenlerinin her ikisi için de aynı şekilde tanımlanmıştır. Yanıt zarfında sistemin dinamik davranış parametrelerinin kısıtları şu şekilde tanımlanmıştır; yükselme zamanı ( $t_r$ ): 5 saniye, oturma zamanı ( $t_s$ ): 7 saniye, aşım oranı ( $M_p$ ): %10, alt aşım oranı: %1, yükselme: %80, oturma: %1.

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_6 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_7 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_8 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_9 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & q_{10} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_1 & 0 \\ 0 & r_2 \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Kontrolcü kazançları için uygun başlangıç değerlerinin belirlenmesinin ardından algoritma için kazançların aranacağı arama uzayı Çizelge 4.6'da olduğu gibi belirlenmiştir.

**Çizelge 4.6.** Kontrolcü kazancı arama uzayı

Parametre	$q_1$	$q_2$	$q_3$	$q_4$	$q_5$	$q_6$	$q_7$	$q_8$	$q_9$	$q_{10}$	$r_1$	$r_2$
Alt sınır	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,001	0,001
Üst Sınır	500	50	500	50	500	50	50	50	350	100	1	1

Bir sonraki adımda ise problemin çözümü için uygun amaç fonksiyonu yapısı belirlenmiştir. Sistemde birden fazla hata sinyali bulunduğu için ağırlıklı ITAE amaç fonksiyonu kullanılmıştır. Bu fonksiyon Eşitlik 4.18 ile verilmiştir. Eşitlikte bulunan  $\lambda_1$  ve  $\lambda_2$  değerleri sırasıyla 0.5 ve 1 olarak belirlenmiştir ve yükselme ve gezinti eksenlerindeki hata sinyallerine verilen önem derecesini ifade etmektedirler.

$$J = \int_0^t t(\lambda_1|\theta_{ref}(t) - \theta(t)| + \lambda_2|\psi_{ref}(t) - \psi(t)|)dt \quad (4.18)$$

Problem için belirlenen VPSA algoritmasının başlangıç parametrelerinin uygun değerleri ise Çizelge 4.7 ile ifade edilmiştir.

**Çizelge 4.7.** Kontrolcü kazanç optimizasyonu VPSA algoritması başlangıç parametresi değerleri

Parametre	Değer
İterasyon sayısı	100
Titreşen parçacık sayısı	30
$\alpha$	0,3
p	0,2
$w_1$	0,2
$w_2$	0,2
$w_3$	0,6

Gerçekleştirilen optimizasyon işlemi sonucunda elde edilen LQR+I kontrolcü kazanç matrisi Eşitlik 4.19 ile tanımlanmıştır.

$$K_{lqr} = \begin{bmatrix} 1751,2 & 2057,9 & 295,3 & 104,1 & 0 & 0 & 112,9 & 0 & 536,5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 645,6 & 173,5 & 0 & 23,7 & 0 & 224,8 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$



$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Elde edilen  $C$  ve  $C_1$  matrislerine bağlı olarak, sistemin durum vektörünün yeniden inşasında kullanılan  $L$  ve  $L_1$  matrisleri, Eşitlik (3.36)'daki yapıya uygun şekilde belirlenmiştir. Matrislerin değerleri Eşitlik 4.22 ve 4.23 ile sunulmuştur.

$$L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$L_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

Ayrıca, Eşitlik 3.37'de kullanılan  $\hat{p}(t)$  gözlemci modeli de helikopter sistemine özel olarak düzenlenmiş ve ilgili yapıya ait diferansiyel denklem Eşitlik 4.24'te verilen ifade ile tanımlanmıştır.

$$\dot{\hat{p}}(t) = C_1 A L_1 \hat{p}(t) + C_1 A L y(t) + C_1 B u(t) + K_1 (\dot{y}(t) - \dot{\hat{y}}(t)) \quad (4.24)$$

Eşitlikte bulunan gözlemci kazanç matrisi  $K_1$ , bu çalışmada LQR yöntemi kullanılarak hesaplanmıştır ve yapılan hesaplama için aşağıdaki adımlar takip edilmiştir.

Öncelikle, Eşitlik 3.42 ile tanımlanan gözlemci hatasının türevi 4.25 ile ifade edilmiştir.

$$\dot{e}(t) = \dot{p}(t) - \dot{\hat{p}}(t) \quad (4.25)$$

Eşitlik 3.38 ve 3.40 ile ifade edilen  $\dot{p}(t)$  ve  $\dot{\hat{p}}(t)$  ifadeleri Eşitlik 4.25'te yerine yazılarak Eşitlik 4.26 elde edilmiştir.

$$\dot{e}(t) = C_1 A L_1 e(t) - K_1 (\dot{y}(t) - \dot{\hat{y}}(t)) \quad (4.26)$$

Hesaplamanın sonraki adımında, Eşitlik 4.26'da bulunan  $\dot{y}(t)$  ve  $\dot{\hat{y}}(t)$  ifadelerinin yerine sırasıyla Eşitlik 3.39 ve 3.41 elde edilen ifadeler yazılmıştır ve böylece Eşitlik 4.27 elde edilmiştir.

$$\dot{e}(t) = C_1 A L_1 e(t) - K_1 C A L_1 e(t) \quad (4.27)$$

Yapılan tüm bu işlemlerin ardından  $K_1$  gözlemci kazancı Eşitlik 4.28'deki gibi hesaplanmıştır.

$$K_1 = [lqr(A_i, B_i, Q, R)]^T \quad (4.28)$$

Eşitlikte bulunan  $A_i$  matrisi Eşitlik 4.27'deki  $C_1 A L_1$  matrisinin transpozuna eşittir ve Eşitlik 4.29 ile tanımlanmıştır. Benzer şekilde, bulunan  $B_i$  matrisi Eşitlik 4.27'deki  $C A L_1$  matrisinin transpozuna eşittir ve Eşitlik 4.30 ile tanımlanmıştır.

$$A_i = (C_1 A L_1)^T = \begin{bmatrix} 0 & -1,4220 & 0 & 0 \\ 1 & -0,3260 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0,5544 \\ 0 & 0 & 1 & -0,1008 \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

$$B_i = (C A L_1)^T = \begin{bmatrix} 0 & 0,1671 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Gözlemci kazanç matrisinin hesabında kullanılan  $Q$  ve  $R$  matrisleri ise  $A_i$  ve  $B_i$  matrislerinin boyutları ile uyumlu olacak şekilde sırasıyla  $Q \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  ve  $R \in \mathbb{R}^{4 \times 4}$  boyutlarında simetrik matrisler olarak seçilmiştir. Söz konusu matrisler, gözlemcinin

istenilen dinamik performansı göstermesi amacıyla VPSA algoritması ile optimize edilmiştir.

### 4.2.3. Gözlemci Kazancının Optimizasyonu

Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü yapısında bulunan gözlemcinin kazanç değerleri VPSA algoritması kullanılarak optimize edilmiştir. Optimizasyon sürecinde, gözlemcinin hızlı ve kararlı bir şekilde tepki verebilmesi amacıyla uygun ağırlık matrisleri seçilmiş ve bu matrisler kullanılarak LQR fonksiyonu aracılığıyla  $K_1$  kazanç matrisi elde edilmiştir. Optimize edilen Q ve R ağırlık matrislerinin matematiksel ifadesi Eşitlik 4.31 ve 4.32 ile verilmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} q_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{13} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{14} \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

$$R = \begin{bmatrix} r_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{12} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{13} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{14} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Toplam 8 parametrenin optimize edildiği sistemde algoritma için arama uzayı Çizelge 4.8'deki gibi belirlenmiştir.

**Çizelge 4.8.** Gözlemci kazancı arama uzayı

Parametre	$q_{11}$	$q_{12}$	$q_{13}$	$q_{14}$	$r_{11}$	$r_{12}$	$r_{13}$	$r_{14}$
Alt sınır	0	0	0	0	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-6}$
Üst Sınır	500	10	100	10	1	1	1	1

Optimizasyon problemi için Eşitlik 4.18 ile tanımlanan amaç fonksiyonu yapısı kullanılmıştır. Algoritmaya ait başlangıç parametreleri değerleri ise Çizelge 4.9 ile sunulmuştur.

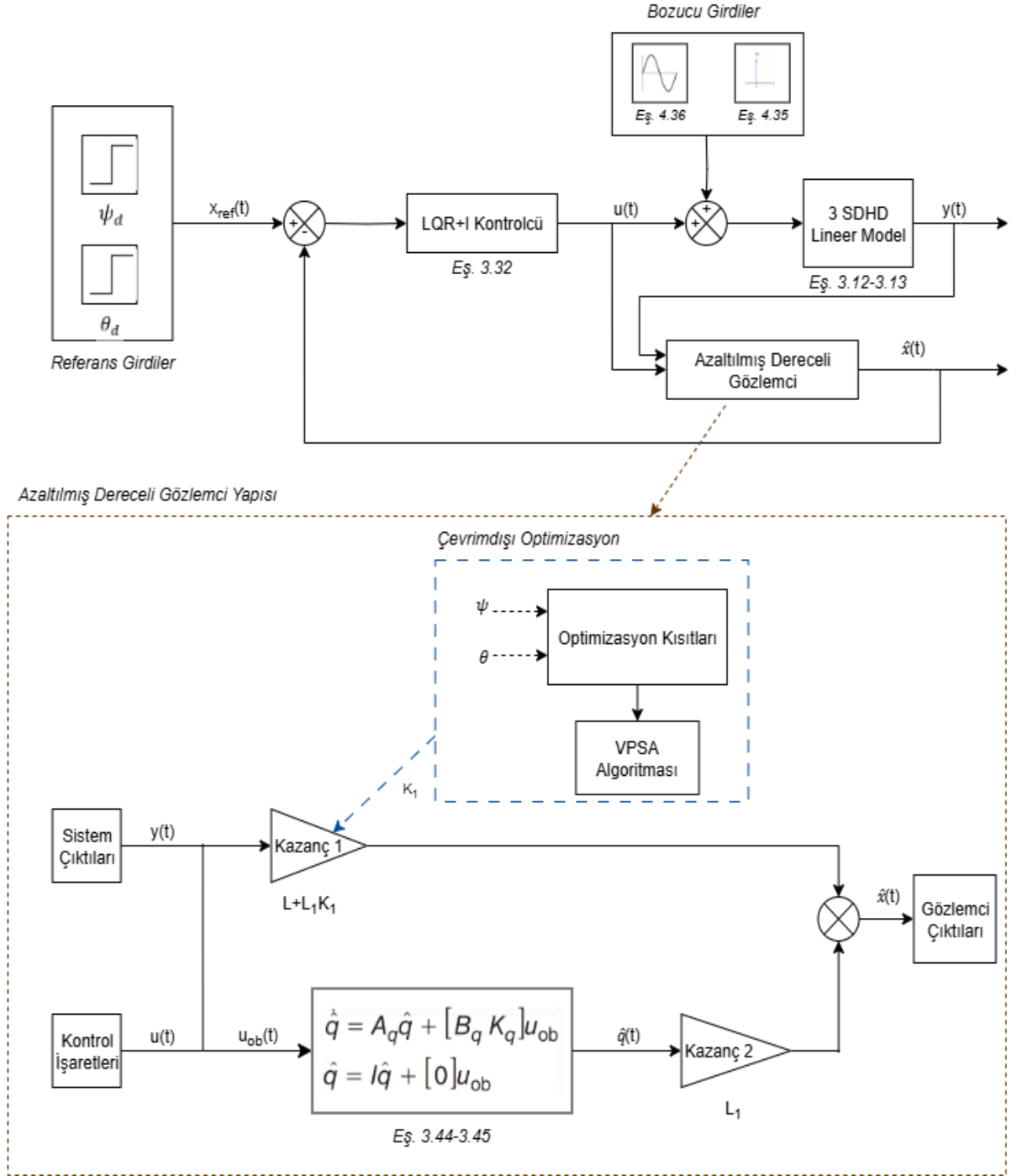
**Çizelge 4.9.** Gözlemci kazanç optimizasyonu VPSA algoritması başlangıç parametresi değerleri

Parametre	Değer
İterasyon sayısı	100
Titreşen parçacık sayısı	25
$\alpha$	0,3
$p$	0,2
$w_1$	0,2
$w_2$	0,2
$w_3$	0,6

Gerçekleştirilen optimizasyon işlemi sonucunda elde edilen gözlemci kazanç matrisi Eşitlik 4.33 ile sunulmuştur.

$$K_1 = \begin{bmatrix} 0 & 6,99 & 0 & 0 \\ 0 & 2,42 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

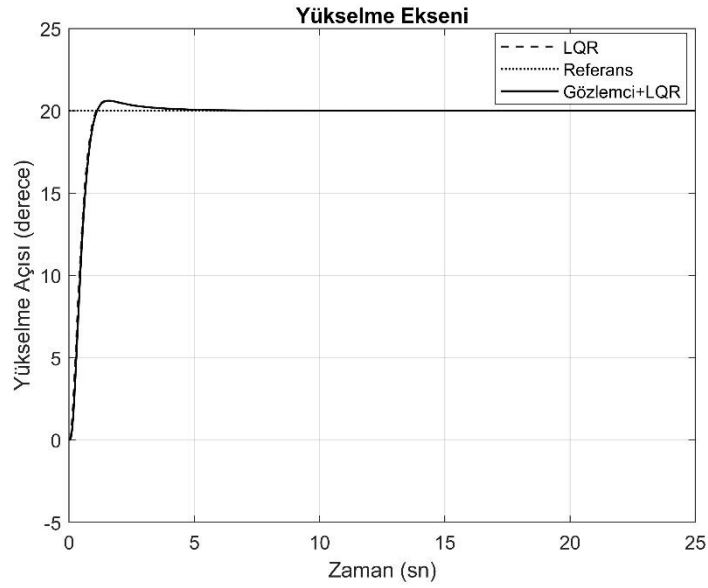
Gözlemci kazanç matrisinin belirlenmesiyle birlikte, Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü tasarımı tamamlanmıştır. MATLAB/Simulink programı üzerinde oluşturulan kontrolcü yapısına ait blok diyagramı Şekil 4.18 ile gösterilmiştir.



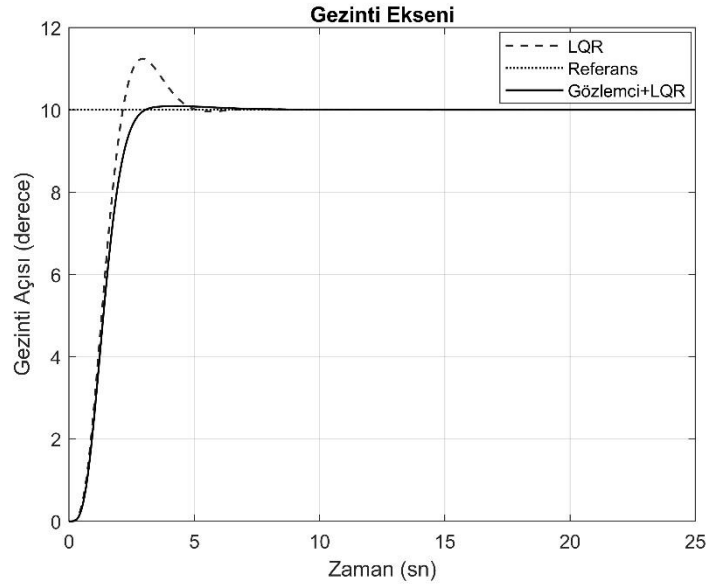
**Şekil 4.18.** Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü MATLAB/Simulink blok diyagramı

Kontrolcü yapısının helikopter sisteminin doğrusal modeli üzerindeki performansını değerlendirmek amacıyla, sisteme belirli referans girdi sinyalleri uygulanmıştır. Doğrusal olmayan modelde olduğu gibi, burada da sistemin girdi sinyalleri yükselme ve gezinti eksenleri için sırasıyla  $20^\circ$  ve  $10^\circ$  basamak giriş sinyali olarak tanımlanmıştır. Bu referans basamak giriş sinyallerinin sisteme uygulanması sonucunda

elde edilen zaman cevapları, Şekil 4.19 ve Şekil 4.20’de sırasıyla yükselme ve gezinti eksenleri için gösterilmiştir.



Şekil 4.19. Yükselme ekseni LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcü zaman cevapları



Şekil 4.20. Gezinti ekseni LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcü zaman cevapları

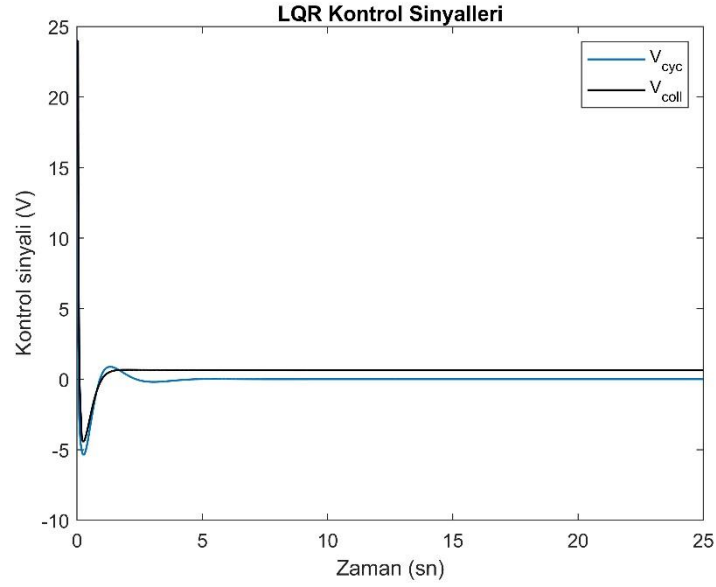
Ayrıca, ITAE, MSE, MAE ve MAPE performans göstergeleri kullanılarak yapılan sayısal değerlendirmeler, Çizelge 4.10’da sunulmuştur.

**Çizelge 4.10.** LQR ve Gözlemci Tabanlı LQR kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

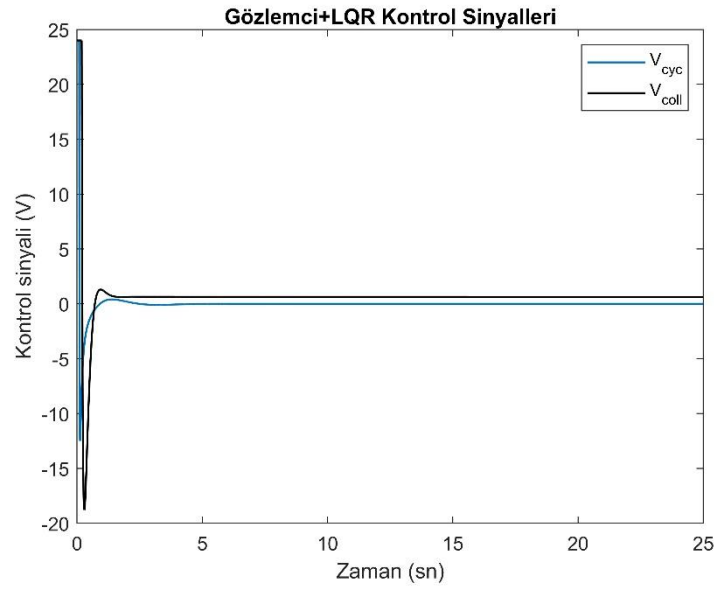
Eksen <sub>Kontrolcü</sub>	ITAE	MSE	MAE	MAPE
$\theta_{LQR}$	5,83	5,02	0,40	2,03
$\theta_{Gözlemci+LQR}$	6,18	5,54	0,43	2,16
$\psi_{LQR}$	16,62	4,22	0,59	5,99
$\psi_{Gözlemci+LQR}$	13,71	4,41	0,58	5,81

Çizelge ve grafikler incelendiğinde, önerilen gözlemci tabanlı LQR kontrolcü yapısının helikopterin her iki ekseninde de başarılı referans takip performansı gösterdiği görülmektedir. Klasik LQR yapısıyla kıyaslandığında, özellikle gezinti ekseninde meydana gelen aşımı önemli ölçüde azalttığı ve böylece sistemin kararlılığını arttırdığı sonucuna varılmıştır. Sonuçlar, gözlemci tarafından elde edilen durum tahminlerinin güvenilir olduğunu ve tasarlanan kontrol döngüsünde etkin şekilde kullanılabildiğini göstermektedir.

Tasarlanan kontrolcülerin sisteme uyguladıkları kontrol sinyalleri de klasik LQR ve gözlemci tabanlı LQR kontrolcü yapıları için elde edilmiş sırasıyla, Şekil 4.21 ve 4.22 ile sunulmuştur. Grafikler incelendiğinde kontrol sinyallerini sınırlar dahilinde kaldığı ve sisteme uygulanabilirliği kanıtlanmıştır.



Şekil 4.21. LQR kontrolcü kontrol sinyalleri



Şekil 4.22. Gözlemci tabanlı LQR kontrolcü kontrol sinyalleri

#### 4.2.4. Kontrolcü Gürbüzlük Değerlendirmesi

Bu bölümde sisteme iki farklı bozucu girdi uygulanmış ve bu durumlar altında önerilen kontrol sistemin gürbüzlüğü değerlendirilmiştir. Bozucu girdi sinyalleri, sistemin dışsal bozucu etkilerin ve ani değişimlerin var olması durumunda davranışını gözlemleyebilmek amacıyla doğrudan sistem modeline eklenmiştir. Bu kapsamda,

bozucu etkiler içeren sistemin genel durum uzay modeli Eşitlik 4.34 ve 4.35'te gösterildiği şekilde ifade edilmiştir.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + D \begin{bmatrix} s(t) \\ d(t) \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$y = Cx(t) \quad (4.35)$$

Eşitlik 4.34'te verilen D matrisi bozucu girişlerin sistem üzerindeki etkilerini tanımlamaktadır ve Eşitlik 4.36 ile ifade edilmiştir. Aynı eşitlikte bulunan  $s(t)$  ve  $d(t)$  ifadeleri ise sisteme uygulanan bozucu sinyallerdir ve bu sinyallerin matematiksel ifadeleri sırasıyla Eşitlik 4.37 ve 4.38 ile verilmiştir.

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.36)$$

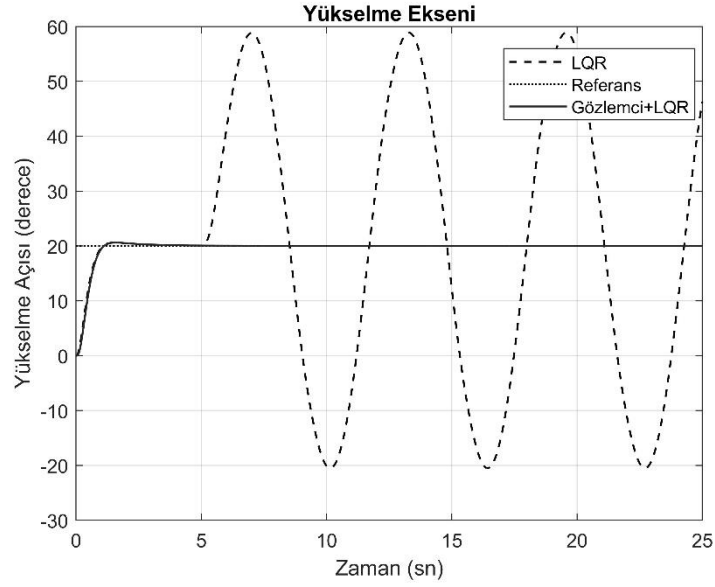
$$s(t) = \left( \frac{d}{dt} u_{step} \right), \quad (4.37)$$

$$d(t) = \begin{cases} 0, & t < 5 \\ 10 \cdot \sin(t), & t \geq 5 \end{cases} \quad (4.38)$$

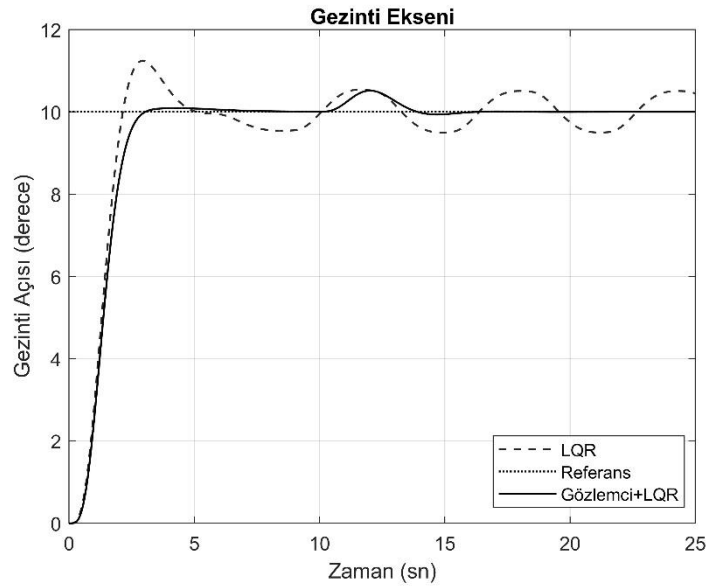
Eşitlik 4.37 ile tanımlanan  $s(t)$  bozucu girdisi, sistemde ortaya çıkabilecek ani bozulmaları temsil etmektedir. Bu sinyal, simülasyonun 10. saniyesinde aktifleşen genliği 10 olan bir basamak fonksiyon ile başlamakta, ardından çıkışına türev bloğu eklenerek ani değişim etkisi modellenmektedir. Türevlenmiş sinyale devamında fiziksel sınırların aşılmasını amacıyla bir satürasyon bloğu da eklenmiştir.

Eşitlik 4.38 ile tanımlanan ve sisteme uygulanan ikinci bozucu girdi olan  $d(t)$  sinyali ise dışsal bozucu durumları temsil etmektedir. Bu sinyal, simülasyonun 5. saniyeden itibaren devreye girmektedir ve genliği 10 ve frekansı 1 rad/s olan bir sinüs dalga fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır.

Yapılan bozucu girdi modellemeleri sayesinde önerilen kontrol yapısının gürbüzlük analizi kapsamlı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Analizler sonucunda elde edilen sisteme ait zaman cevapları yükselme ve gezinti eksenleri için sırasıyla Şekil 4.23 ve 4.24 ile verilmiştir.



**Şekil 4.23.** Bozucu girdiler altında yükselme eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcü zaman cevapları



**Şekil 4.24.** Bozucu girdiler altında gezinti eksenini LQR/Gözlemci tabanlı LQR kontrolcü zaman cevapları

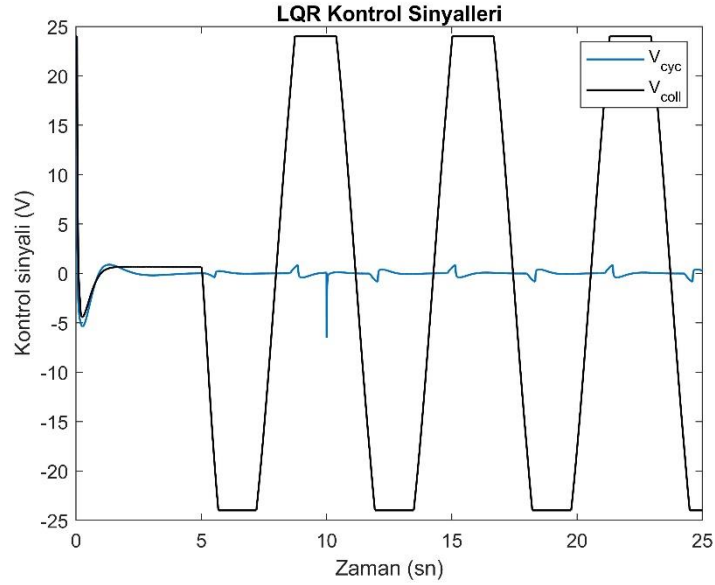
Sisteme uygulanan bozucu etkiler altında elde edilen performans göstergeleri, ITAE, MSE, MAE ve MAPE kriterleri üzerinden hesaplanmış olup, ilgili sonuçlar Çizelge 4.11'de verilmiştir.

**Çizelge 4.11.** Bozucu girdiler altında LQR ve Gözlemci Tabanlı LQR kontrolcü yapıları performans göstergeleri değerleri

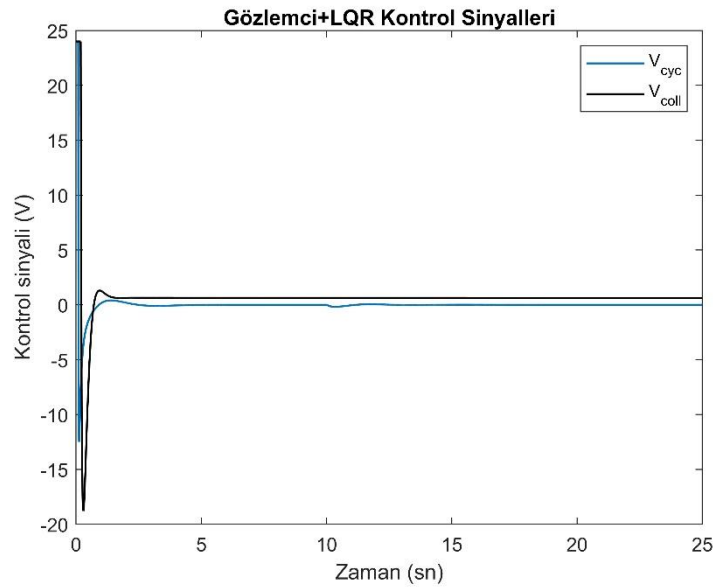
Eksen <sub>Kontrolcü</sub>	ITAE	MSE	MAE	MAPE
$\theta_{LQR}$	7402,38	611,54	20,03	100
$\theta_{Gözlemci+LQR}$	6,18	5,54	0,43	2,16
$\psi_{LQR}$	121,78	4,33	0,86	8,64
$\psi_{Gözlemci+LQR}$	26,99	4,42	0,62	6,24

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, yükselme ekseninde sisteme uygulanan dışsal bozucu sinyallerin etkisiyle, klasik LQR kontrolcünün büyük genlikli, sürekli artan frekansa sahip salınımlı davranış sergilediği gözlemlenmektedir. Yani, bozucu etkiler karşısında klasik LQR kontrolcü yapısı kararlılığını kaybetme sınırına ulaşmıştır. Buna karşılık, çalışmada önerilen gözlemci tabanlı LQR+I kontrolcü, bozucu etkilerin sisteme uygulanmasının ardından da kararlı davranışını korumuştur. Benzer şekilde gezinti ekseninde de klasik LQR kontrolcü salınımlar üretmiş ve izleme başarımı kötüleşmiştir. Öte yandan, gözlemci tabanlı LQR+I kontrolcü bu ekseninde de bozucu girişlere karşı daha kararlı bir zaman cevabı oluşturmuştur. Bu durum, gözlemci yapısının sisteme uygulanan bozucu etkileri bastırmada başarılı olduğunu ve kontrolcünün referans takip performansını bozucu giriş varlığında da sürdürmesini sağladığını göstermektedir.

Ayrıca bu bölümde tasarlanan kontrolcülerin sisteme uyguladıkları kontrol sinyallerinin büyüklük ve kararlılık özellikleri de analiz edilmiştir. Analizler sonucunda klasik LQR ve gözlemci tabanlı LQR kontrolcü yapıları için elde edilen grafikler sırasıyla, Şekil 4.25 ve 4.26 ile sunulmuştur.



Şekil 4.25. Bozucu girdiler altında LQR kontrolcü kontrol sinyalleri



Şekil 4.26. Bozucu girdiler altında gözlemci tabanlı LQR kontrolcü kontrol sinyalleri

Şekil 4.25'te elde edilen kontrolcü zaman cevapları incelendiğinde klasik LQR kontrolcünün  $d(t)$  bozucu girdisi ile beraber sürekli artan ve doygunluk seviyelerine ulaşan bir  $V_{coll}$  sinyali ürettiği görülmektedir. Öte yandan, simülasyonun 10. saniyesinde devreye giren  $s(t)$  bozucu sinyali,  $V_{cyc}$  sinyali üzerinde ani bir tepki oluşmasına neden olmuştur. Oluşan durumlar, kontrol yapısının dış bozucu etkenler varlığında kontrol eylemini sınırlı kapasitede gerçekleştirebildiğini ve özellikle eyleyici doygunluğu

sebebiyle sistem güvenliğini tehdit edebilecek bir kontrol çabası sergileyebileceğini ortaya koymaktadır.

Buna karşılık, Şekil 4.26'da bulunan gözlemci tabanlı LQR kontrolcüye ait kontrol sinyallerinin zaman cevapları incelendiğinde, aynı bozucu sinyallere maruz kalınmasına rağmen, kararlı davranış sergilediği görülmüştür. Burada kontrol sinyalleri eyleyici doygunluk sınırlarının altında kalmıştır. Böylece önerilen kontrol yapısının hem sistemin fiziksel sınırlarını zorlamadığı hem de sistemin emniyetli çalışması açısından avantaj sunduğunu sonucuna ulaşılmıştır.

İki grafik karşılaştırıldığında, gözlemci tabanlı LQR kontrolcü yapısı ile elde edilen kontrol sinyallerinin klasik LQR kontrolcüye göre daha küçük genlikli, daha az frekanslı ve daha kararlı olduğu görülmüştür. Bu durum, önerilen kontrolcü yapısının referans takip başarımı açısından sağladığı üstünlüğe ek olarak daha etkin bir kontrol işareti de ürettiğini göstermiştir.

## 5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

### 5.1 Sonuçlar

Kontrol mühendisliğinde meydana gelen gelişimler günlük hayatımızda hemen hemen her alanda karşımıza çıkmakta ve işlerimizi kolaylaştırmaktadır. Bu alanın gelişimine katkı sağlayan yapılara, son yıllarda geliştirilen ve sistemler için önerilen kontrolcülerin performans değerlendirmelerinin yapıldığı masa üstü deney setleri örnek olarak verilebilir. Bu sistemlerin en bilinenlerinden biri de 3 SD helikopter sistemidir. İki motorlu bir helikopter sisteminin masa üstü modeli olarak karşımıza çıkan deney seti eğitim ve araştırma faaliyetlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada, helikopter sistemi için benzetim ortamında gürbüz kontrolcü tasarımları gerçekleştirilmiştir. Önerilen kontrolcü yapıları helikopterin yükselme ve gezinti eksenlerindeki hareket kontrolü için tasarlanmıştır. Temel olarak iki ayrı uygulama kısmından oluşan çalışmanın ilk kısmında, sistemin doğrusal olmayan hareketini tanımlayan model üzerinden  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Karşılaştırmalı sonuç sunabilmek adına Geleneksel PID kontrolcü tasarımı da gerçekleştirilmiştir. Kaskad yapıda tasarlanan kontrolcülerin performansları oluşturulan üç farklı senaryo altında değerlendirilmiştir. Parametrik belirsizlikler ve sensör hatalarını içeren senaryolar sonucunda elde edilen sistem cevapları ITAE, MSE, MAE ve MAPE sayısal göstergeleri kullanılarak değerlendirilmiştir. Ayrıca zaman cevapları grafiksel olarak sunulmuş ve yorumlanmıştır. Elde edilen tüm bu sonuçlar ile  $SWPI^{\lambda}D^{\mu}$  yaklaşımının etkinliğini ve gürbüzlüğünü kanıtlamıştır.

Çalışmanın ikinci kısmında ise, helikopter sisteminin doğrusal modelin baz alındığı Azaltılmış Dereceli Gözlemci Tabanlı LQR+I kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. Klasik LQR kontrolcü yapısının geliştirilmesi ile elde edilen kontrolcünün performansı sistem dinamiğine eklenen bozucu girdiler altında değerlendirilmiştir. Burada sistem cevabı grafiksel olarak değerlendirilmiş, ayrıca çalışmanın önceki bölümünde kullanılan ITAE, MSE, MAE ve MAPE performans göstergeleri bu senaryo için de hesaplanmıştır. Sonuçlar, önerilen kontrolcünün gürbüz, kararlı ve etkin kontrol performansı sergilediğini göstermiştir.

Bu kapsamlı çalışma, hem doğrusal hem de doğrusal olmayan modeller için önerilen kontrolcü yapılarının etkinliğini ortaya koyarak, 3 SD helikopter sistemi üzerinde gerçekleştirilebilecek gürbüz kontrol uygulamalarına yönelik önemli bir referans oluşturmaktadır.

## **5.2 Öneriler**

Elde edilen sonuçlar, bu tür sistemler üzerinde geliştirilecek ileri seviye kontrolcü yapılarının hem eğitim hem de araştırma amaçlı uygulamalarında temel bir altyapı sunmakta olup, gelecekte yapılacak çalışmalar için yol gösterici niteliktedir. Ayrıca, çalışmada önerilen ve etkinliği sayısal olarak kanıtlanan gürbüz kontrolcülerin performansı, sistemin gerçek zamanlı deney seti üzerinde test edilerek doğrulanabilir.

## 6. KAYNAKLAR

- Afşar, M. A., 2022, Satellite attitude control by using reaction wheels with LQR control method, Yüksek Lisans Tezi, *Ankara Yıldırım Beyazıt University The Graduate School of Natural and Applied Sciences*, Ankara.
- Al-Haddad, S. ve Wahid, H., 2019, Decoupled integral LQR controller with anti-windup compensator for MIMO two rotor aerodynamical system (TRAS), *Journal of Engineering Science and Technology*, 14 (3), 1374-1397.
- Apkarian, J., Michel Lévis, Q., ve Cameron Fulford, Q., 2012, Laboratory guide 3 DOF helicopter experiment for MATLAB/Simulink users. <http://www.quanser.com>
- Badreddine, B. M., ve Lin, F., 2001, Adaptive PID controller for stable/unstable linear and non-linear systems, *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications (CCA'01) (Cat. No.01CH37204)*, Mexico City-Mexico, 1031-1036. <https://doi.org/10.1109/CCA.2001.974006>
- Basil, N., Marhoon, H. M., ve Mohammed, A. F., 2024, Evaluation of a 3-DOF helicopter dynamic control model using FOPID controller-based three optimization algorithms, *International Journal of Information Technology*, <https://doi.org/10.1007/s41870-024-02373-0>
- Ben Jabeur, C., ve Seddik, H., 2021, Optimized neural networks-PID controller with wind rejection strategy for a quad-rotor, *Journal of Robotics and Control (JRC)*, 3 (1), 62-72. <https://doi.org/10.18196/jrc.v3i1.11660>
- Benghezal, A., Nemra, A., Bouaziz, N. el I., ve Tadjine, M., 2022, New robust backstepping attitude control approach applied to Quanser 3 DOF hover quadrotor in the case of actuators faults, *Unmanned Systems*, 12 (01), 3-17. <https://doi.org/10.1142/S2301385024500018>
- Bingi, K., Ibrahim, R., Karsiti, M. N., Hassan, S. M., ve Harindran, V. R., 2020, Fractional-order systems and PID controllers (C. 264), *Springer*.
- Boby, R. I., Mansor, H., Gunawan, T. S., ve Khan, S., 2014, Robust adaptive LQR control of nonlinear system application to 3-Dof flight control system, *2014 IEEE International Conference on Smart Instrumentation, Measurement and Applications (ICSIMA)*, 1-4. <https://doi.org/10.1109/ICSIMA.2014.7047443>
- Brantner, G., Fuchs, G., Schirrer, A., ve Jakubek, S., 2012, A detailed nonlinear dynamic model of a 3-DOF laboratory helicopter for control design. *IFAC Proceedings Volumes*, 45 (2), 216-221. <https://doi.org/https://doi.org/10.3182/20120215-3-AT-3016.00038>
- Büyüker, Y., 2021, Quadcopterler için LQR kontrolcü parametrelerinin optimizasyonu, Yüksek Lisans Tezi, *Necmettin Erbakan Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Konya.
- Chabir, A., Boukhnifer, M., Bouteraa, Y., Chaibet, A. ve Ghommam, J., 2016, Modelling and fixed order robust  $H_{\infty}$  control of aerial vehicle: simulation and experimental results, *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 35 (3). <https://doi.org/10.1108/COMPEL-06-2015-0217>
- Chang, W.-D., ve Shih, S.-P., 2010, PID controller design of nonlinear systems using an improved particle swarm optimization approach, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 15 (11), 3632-3639. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.cnsns.2010.01.005>
- Chaoui, H., ve Yadav, S., 2020, Adaptive control of a 3-DOF helicopter under structured and unstructured uncertainties, *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 31 (1), 94-107. <https://doi.org/10.1007/s40313-019-00544-0>

- Chawla, I., ve Singla, A., 2021, Real-time stabilization control of a rotary inverted pendulum using LQR-based sliding mode controller, *Arabian Journal for Science and Engineering*, 46 (3), 2589-2596. <https://doi.org/10.1007/s13369-020-05161-7>
- Chen, W.-H., Yang, J., Guo, L., ve Li, S., 2016, Disturbance observer based control and related methods—an overview, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63 (2), 1083-1095. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2478397>
- Choubey, C., ve Ohri, J., 2022, Tuning of LQR-PID controller to control parallel manipulator, *Neural Computing and Applications*, 34 (4), 3283-3297. <https://doi.org/10.1007/s00521-021-06608-0>
- Dhanasekar, R., Kalaiyarasi, M., Arunjayakar, S., Raghunath, M., ve prabhu, S. R. 2020, Control and stabilization of pitch axis angle in 3 DOF titltrotor, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 995 (1), 012023. <https://doi.org/10.1088/1757-899X/995/1/012023>
- Frikh, M. L., Soltani, F., Bensiali, N., Boutasseta, N., ve Fergani, N., 2021, Fractional order PID controller design for wind turbine systems using analytical and computational tuning approaches, *Computers and Electrical Engineering*, 95, 107410. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2021.107410>
- Ghiloubi, I. B., Abdou, L., ve Lahmar, O., 2023, PD-LQR control of 3DOF helicopter using FPA optimization, *2023 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICCAD57653.2023.10152309>
- Gurtner, M., Zips, P., Trachte, A., ve Kugi, A., 2022, Application of monte carlo method for probabilistic robust control performance assessment. *2022 6th International Conference on System Reliability and Safety (ICSRS)*, 163-168. <https://doi.org/10.1109/ICSRS56243.2022.10067384>
- Güzey, Ü. M. (2017). Durum bağımlı Riccati denklem tabanlı kayan kipli denetleyicinin üç serbestlik dereceli helikoptere uygulanması, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara.
- Hairon, A. H. M., Mansor, H., Gunawan, T. S., ve Khan, S., 2016, Travel angle control of quanser bench-top helicopter based on Quantitative Feedback Theory technique, *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 1 (2), 310-318.
- Harrison, R. L., 2010, Introduction to monte carlo simulation, *AIP Conference Proceedings*, 1204, 17.
- Ishitobi, M., Nishi, M., ve Miyachi, M., 2007, Nonlinear model following control with parameter identification for a 3-DOF model helicopter, *2007 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/AIM.2007.4412429>
- Ishutkina, M. A., 2004, Design and implementation of a supervisory safety controller for a 3 DOF helicopter. *Massachusetts Institute of Technology Dept. of Aeronautics and Astronautics*.
- Jiang, H., Duan, G., ve Hou, M., 2024, State and disturbance observer-based controller design for fully actuated systems, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 71 (11), 5261-5270. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2024.3399555>
- Jiang, Z., Zhang, X., ve Liu, G., 2025, Trajectory tracking control of a 6-DOF robotic arm based on improved FOPID, *International Journal of Dynamics and Control*, 13 (4), 137. <https://doi.org/10.1007/s40435-025-01620-x>
- Joseph, S. B., Dada, E. G., Abidemi, A., Oyewola, D. O., ve Khammas, B. M., 2022, Metaheuristic algorithms for PID controller parameters tuning: review, approaches and open problems, *Heliyon*, 8 (5). <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2022.e09399>

- Karaman, K., Bekaroğlu, Y. T., Söylemez, M. T., Uçak, K., ve Günel, G. Ö., 2015, Controlling 3-DOF helicopter via fuzzy PID controller, *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 869-873. <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394494>
- Kaveh, A. ve Ilchi Ghazaan, M., 2017, Vibrating particles system algorithm for truss optimization with multiple natural frequency constraints, *Acta Mechanica*, 228 (1), 307-322. <https://doi.org/10.1007/s00707-016-1725-z>
- Lahmar, O., Abdou, L. ve Ghiloubi, I. B., 2023, Quanser's 3-DOF helicopter control using LQR-I and MPC-based LQR controllers, *2023 International Conference on Control, Automation and Diagnosis (ICCAD)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICCAD57653.2023.10152411>
- Li, Z., Yu, J., Xing, X. ve Gao, H., 2015, Robust output-feedback attitude control of a three-degree-of-freedom helicopter via sliding-mode observation technique, *IET Control Theory and Applications*, 9 (11), 1637-1643. <https://doi.org/https://doi.org/10.1049/iet-cta.2014.1068>
- Liu, H., Lu, G. ve Zhong, Y., 2011, Theory and experiments on robust LQR attitude control of a 3-DOF lab helicopter, *Proceedings of the 30th Chinese Control Conference*, 2335-2340.
- Liu, H., Lu, G. ve Zhong, Y., 2013, Robust LQR attitude control of a 3-DOF laboratory helicopter for aggressive maneuvers, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (10), 4627-4636. <https://doi.org/10.1109/TIE.2012.2216233>
- Liu, Z., haj, Z. C. El ve Shi, H., 2010, Control strategy design based on fuzzy logic and LQR for 3-DOF helicopter model, *2010 International Conference on Intelligent Control and Information Processing*, 262-266. <https://doi.org/10.1109/ICICIP.2010.5564250>
- Ma, H., Chen, M., Feng, G. ve Wu, Q., 2023, Disturbance observer based adaptive fuzzy tracking control for unmanned autonomous helicopter with flight boundary constraints, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 31 (1), 184-198. <https://doi.org/10.1109/TFUZZ.2022.3184386>
- Mahmood, A., Abdulla, A. ve Mohammed, I., 2020, Helicopter stabilization using integer and fractional order PID controller based on genetic algorithm, *Proceedings of the 1st International Multi-Disciplinary Conference Theme: Sustainable Development and Smart Planning, IMDC-SDSP 2020, Cyperspace, 28-30 June 2020*. <https://doi.org/10.4108/eai.28-6-2020.2297914>
- Mehndiratta, M., Kayacan, E. ve Kumbasar, T., 2016, Design and experimental validation of single input type-2 fuzzy PID controllers as applied to 3 DOF helicopter testbed, *2016 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, 1584-1591. <https://doi.org/10.1109/FUZZ-IEEE.2016.7737879>
- Messaoui, A. Z., Mechali, O., Messaoui, A. A., Smaali, I. E., Demim, F. ve Djilali, D. B., 2024, RBFNN-based optimized PID control for a 3-DOF helicopter system: design and validation, *2024 8th International Conference on Image and Signal Processing and their Applications (ISPA)*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/ISPA59904.2024.10536810>
- Mitra, P., Dey, C. ve Mudi, R. K., 2021, Fuzzy rule-based set point weighting for fuzzy PID controller, *SN Applied Sciences*, 3 (6), 651. <https://doi.org/10.1007/s42452-021-04626-0>
- Moura, L. R. C., Montezuma, M. A. F., Mendonça, M., Palácios, R. H. C. ve Oliveira, C. R. A., 2024, Controlling the Furuta pendulum: Proof of concept through virtual prototyping, *Journal of Applied Research and Technology*, 22 (3), 327-335.
- Nise, N. S., 2019, Control systems engineering. *John Wiley ve Sons*.

- Nkemdirim, M., Dharan, S., Chaoui, H. ve Miah, S., 2022, LQR control of a 3-DOF helicopter system, *International Journal of Dynamics and Control*, 10 (4), 1084-1093. <https://doi.org/10.1007/s40435-021-00872-7>
- Oktaç, T., Konar, M., Soylak, M., Sal, F., Onay, M. ve Kizilkaya, O., 2016, Increasing performance of autopilot guided small unmanned helicopter, *International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering*, 10 (1), 133-139.
- Ozcan, S., Copur, E. H., Arican, A. C. ve Salamci, M. U., 2020, A modified SDRE-based sub-optimal hypersurface design in SMC\*\*, *IFAC-PapersOnLine*, 53 (2), 6250-6255. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.1737>
- Patel, V. V., 2020, Ziegler-Nichols Tuning Method. *Resonance*, 25 (10), 1385-1397. <https://doi.org/10.1007/s12045-020-1058-z>
- Peaucelle, D., Andrievsky, B., Mahout, V. ve Fradkov, A., 2011, Robust simple adaptive control with relaxed passivity and PID control of a helicopter benchmark. *IFAC Proceedings Volumes*, 44 (1), 2315-2320. <https://doi.org/https://doi.org/10.3182/20110828-6-IT-1002.01128>
- Peng, H., Wei, L., Zhu, X., Xu, W. ve Zhang, S., 2022, Aggressive maneuver oriented integrated fault-tolerant control of a 3-DOF helicopter with experimental validation, *Aerospace Science and Technology*, 120, 107265. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ast.2021.107265>
- Prakosa, J. A., Kurniawan, E., Purwowibowo ve Astuti, C., 2022, Design of robust H-infinity flight control for MIMO model of bi-copter against uncertainty, 2022 *International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ISESD56103.2022.9980774>
- Qin, M., Dian, S., Guo, B., Tao, X. ve Zhao, T., 2022, Fractional-order SMC controller for mobile robot trajectory tracking under actuator fault, *Systems Science and Control Engineering*, 10 (1), 312-324. <https://doi.org/10.1080/21642583.2021.2023683>
- Quanser Inc., 2012, 3DOF Helicopter User Manual, *Quanser Inc.*
- Raafat, S. M. ve Akmeliawati, R., 2012, Robust disturbance rejection control of helicopter system using intelligent identification of uncertainties, *Procedia Engineering*, 41, 120-126. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.proeng.2012.07.151>
- Radisavljevic-Gajic, V., 2015, Full- and reduced-order linear observer implementations in Matlab/Simulink [Lecture Notes], *IEEE Control Systems Magazine*, 35 (5), 91-101. <https://doi.org/10.1109/MCS.2015.2449691>
- Rajappa, S., Chriette, A., Chandra, R. ve Khalil, W., 2013a, Modelling and dynamic identification of 3 DOF Quanser helicopter, 2013 *16th International Conference on Advanced Robotics (ICAR)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICAR.2013.6766563>
- Rajappa, S., Chriette, A., Chandra, R. ve Khalil, W., 2013b, Modelling and dynamic identification of 3 DOF Quanser helicopter, 2013 *16th International Conference on Advanced Robotics (ICAR)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICAR.2013.6766563>
- Ray, L. R. ve Stengel, R. F., 1993, A monte carlo approach to the analysis of control system robustness, *Automatica*, 29 (1), 229-236. [https://doi.org/https://doi.org/10.1016/0005-1098\(93\)90187-X](https://doi.org/https://doi.org/10.1016/0005-1098(93)90187-X)
- Raychaudhuri, S., 2008, Introduction to Monte Carlo simulation, 2008 *Winter Simulation Conference*, 91-100. <https://doi.org/10.1109/WSC.2008.4736059>
- Sadala, S. P. ve Patre, B. M., 2018, A new continuous sliding mode control approach with actuator saturation for control of 2-DOF helicopter system, *ISA Transactions*, 74, 165-174. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.isatra.2018.01.027>

- Sousa, D. H. B. de, Lopes, F. R., do Lago, A. W. C., Meggiolaro, M. A. ve Ayala, H. V. H., 2023, Hybrid gray and black-box nonlinear system identification of an elastomer joint flexible robotic manipulator, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 200, 110405.  
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ymsp.2023.110405>
- Stoorvoege, A. A., Saberi, A. ve Chen, B. M., 1993, Full and reduced-order observer-based controller design for H<sub>2</sub>-optimization, *International Journal of Control*, 58 (4), 803-834. <https://doi.org/10.1080/00207179308923030>
- Sun, L., 2020, Robust controller design of 3-DOF helicopter, *2020 IEEE 4th Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC)*, 1, 1703-1706.  
<https://doi.org/10.1109/ITNEC48623.2020.9085225>
- Tran, N.C., Nguyen, V.D.H., Le, C.T., Lai, A.H., Nguyen, T.P., Huynh, M.T., Phan, V.T., Tong, G.D., Nguyen, L.T.D. ve Ngo, T.A.T., 2024, LQR Control for experimental double rotary inverted pendulum, *Journal of Fuzzy Systems and Control*, 2 (2), 104-108. <https://doi.org/10.59247/jfsc.v2i2.212>
- Utami, A. R., Yuniar, R. J., Giyantara, A. ve Saputra, A. D., 2022, Cohen-coon PID tuning method for self-balancing robot, *2022 International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD)*, 1-5.  
<https://doi.org/10.1109/ISESD56103.2022.9980830>
- Velagić, J., Osmić, N., Klovo, V. ve Lačević, H., 2022, Design of LQR controller for 3D trajectory tracking of octocopter unmanned aerial vehicle, *2022 8th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, 1, 63-68. <https://doi.org/10.1109/CoDIT55151.2022.9803884>
- Vijayan, N. M., Johnson, M. S. ve Jacob, J., 2021, Convex optimization based constrained control strategy for 3-DOF tandem helicopter using feedback linearization. *Journal of Optimization Theory and Applications*, 191 (2), 736-755.  
<https://doi.org/10.1007/s10957-021-01900-4>
- Wang, Q. ve Stengel, R. F., 2002, Robust control of nonlinear systems with parametric uncertainty, *Automatica*, 38 (9), 1591-1599.  
[https://doi.org/https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(02\)00046-8](https://doi.org/https://doi.org/10.1016/S0005-1098(02)00046-8)
- Wang, X., Lu, G. ve Zhong, Y., 2013, Robust H<sub>∞</sub> attitude control of a laboratory helicopter. *Robotics and Autonomous Systems*, 61 (12), 1247-1257.  
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.robot.2013.09.006>
- Wang, Y., Li, A., Yang, S. ve Tian, H., 2022, A model reference adaptive control scheme of a high-order nonlinear helicopter subject to input and state constraints, *Journal of the Franklin Institute*, 359 (13), 6709-6734.  
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2022.07.011>
- Yu, L., He, G., Wang, X. ve Zhao, S., 2022, Robust fixed-time sliding mode attitude control of tilt trirotor UAV in helicopter mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69 (10), 10322-10332. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3118556>
- Zhang, T., Li, S., Zhu, B., Zhang, Q. ve Hu, T., 2023, Robust control based on a time-varying UDE for an under-actuated 3-DOF helicopter, *IFAC-PapersOnLine*, 56 (2), 4557-4562. <https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2023.10.954>
- Zhao, T. ve Li, W., 2023, LQR-based attitude controllers design for a 3-DOF helicopter system with comparative experimental tests, *International Journal of Dynamics and Control*. <https://doi.org/10.1007/s40435-023-01242-1>
- Zhao, W., Wu, T., Gao, G., Yang, J. ve Na, J., 2017, Robust control for a 3-DOF helicopter system based on unknown input observer, *2017 9th International*

- Conference on Modelling, Identification and Control (ICMIC)*, 908-913.  
<https://doi.org/10.1109/ICMIC.2017.8321584>
- Zhu, X. ve Li, D., 2021a, Robust attitude control of a 3-DOF helicopter considering actuator saturation, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 149, 107209.  
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2020.107209>
- Zhu, X. ve Li, D., 2021b, Robust fault estimation for a 3-DOF helicopter considering actuator saturation, *Mechanical Systems and Signal Processing*, 155, 107624.  
<https://doi.org/https://doi.org/10.1016/j.ymssp.2021.107624>