

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**LAZER HUZMESİNDEKİ OPTİK SEĞİRMENİN BASTIRILMASINA**  
**YÖNELİK BİR KONTROLCÜ TASARIMI**

**Harun TURAN**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı

Danışman

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN

Temmuz, 2020

**T.C.**  
**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**  
**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**LAZER HUZMESİNDEKİ OPTİK SEĞİRMENİN BASTIRILMASINA**  
**YÖNELİK BİR KONTROLCÜ TASARIMI**

Harun TURAN tarafından hazırlanan tez çalışması 8.07.2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN  
Yıldız Teknik Üniversitesi  
Danışman

**Jüri Üyeleri**

Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN, Danışman  
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Fikret ÇALIŞKAN, Üye  
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Levent UCUN, Üye  
Yıldız Teknik Üniversitesi

---

---

---

Danışmanım Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN sorumluluğunda tarafımda hazırlanan Lazer Huzmesindeki Optik Seğirmenin Bastırılmasına Yönelik Bir Kontrolcü Tasarımı başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Harun TURAN

İmza



Bu çalışma, TÜBİTAK BİLGEM Elektro-optik ve Lazer Sistemleri grubu tarafından desteklenmiştir.



*Aileme,  
biricik eşime  
ve  
meleğimiz Beren'e*

## TEŐEKKÜR

---

Bu tez çalıŐmanın yűrűtűlmesi sırasında desteklerini esirgemeyen danıŐmanım Prof. Dr. Őeref Naci ENGİN'a ve eski danıŐmanım Doç. Dr. Akın DELİBAŐI'na, yoĐun çalıŐma dűnemimde manevi desteĐini eksik etmeyen sevgili eŐime, çalıŐmalarımnda bilgi ve deneyimleriyle katkı saĐlayan TŪBİTAK BİLGEM Elektro-optik ve Lazer Sistemleri grubunda çalıŐan deĐerli arkadaşlarıma, yayın çalıŐmamızda emeĐi geçen Őzgen SUBAŐI'na, Nurdan BACI'ya, ArŐ. Gűr. Bilal EROL'a, Berk ALTINER'e ve tez yazımı sırasında destek veren Mustafa DOĐAN'a sonsuz teŐekkűrlerimi sunarım.

Harun TURAN

# İÇİNDEKİLER

<b>KISALTMA LİSTESİ</b>	<b>viii</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b>	<b>ix</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b>	<b>xii</b>
<b>ÖZET</b>	<b>xiii</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>xv</b>
<b>1 GİRİŞ</b>	<b>1</b>
1.1 Literatür Özeti .....	1
1.2 Tezin Amacı .....	8
1.3 Hipotez .....	10
<b>2 SİSTEM TANILAMA İLE MODELLEME</b>	<b>11</b>
2.1 Sistem Tanılama .....	11
2.1.1 Giriş Sinyali Seçimi .....	12
2.1.2 Model Yapısı Seçimi .....	14
2.2 Deneysel Düzenek.....	14
2.2.1 Lazer Kaynağı .....	15
2.2.2 Hızlı Yönlendirilebilen Ayna (FSM) .....	16
2.2.3 Pozisyon Duyarlı Dedektör (PSD).....	19
2.2.4 Veri Toplama ve İşleme Kartı.....	20
2.3 Model Kestirimi ve Karşılaştırma .....	21
<b>3 KONTROLÇÜ TASARIMI</b>	<b>24</b>
3.1 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Tasarımı.....	24
3.1.1 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Çözümü .....	27
3.1.2 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Benzetim Sonuçları .....	28
3.2 Sabit Dereceli $H^\infty$ Kontrolcü Tasarımı.....	31
3.2.1 Performans Ağırlıklandırma Fonksiyonlarının Seçimi.....	33
3.2.2 Sabit Dereceli $H^\infty$ Kontrolcü Çözümü .....	35
3.2.3 Sabit Dereceli $H^\infty$ Kontrolcü Benzetim Sonuçları .....	38
3.3 Uygulama Sonuçları .....	42
<b>4 SONUÇ VE ÖNERİLER</b>	<b>52</b>
<b>KAYNAKÇA</b>	<b>54</b>

**A LATMOSİM**

**58**

**TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR**

**60**



## KISALTIMA LİSTESİ

---

ABL	Airborne Laser
ARE	Algebraic Riccati Equation
ARMAX	Autoregressive Moving Average Model with Exogenous Input
ARX	Autoregressive Model with Exogenous Input
DM	Deformable Mirror
FSM	Fast Steering Mirror
LQR	Linear Quadratic Regulator
MEMs	Micro-Electromechanics
MIMO	Multi Input Multi Output
PSD	Position Sensing Detector
PSD	Power Spectral Density

## ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1 Araca Monte Lazer Görseli .....	2
Şekil 1.2 Atmosferik Türbülans Etkileri .....	3
Şekil 1.3 [17] deney düzeneği .....	5
Şekil 1.4 $H_{\infty}$ sentezleme problemi formülasyonu için gereksinimler .....	7
Şekil 1.5 Deneysel düzenek şematiği .....	8
Şekil 2.1 Siyah kutu yaklaşım şeması .....	12
Şekil 2.2 Sistem tanımlamada kullanılan giriş/çıkış verileri .....	13
Şekil 2.3 Test düzeneği .....	15
Şekil 2.4 Güç Kaynağı Modülü .....	16
Şekil 2.5 Lazer başlığı .....	16
Şekil 2.6 FSM'nin bir ekseninde çalışma prensibi .....	17
Şekil 2.7 P4S30 FSM görseli .....	18
Şekil 2.8 Yüksek voltaj yükseltici .....	19
Şekil 2.9 PSD'nin önden görünüşü .....	20
Şekil 2.10 PSD'nin arkadan görünüşü .....	20
Şekil 2.11 xPC veri işleme kartı .....	21
Şekil 2.12 Gerçek sistemin çıkışı (mavi) ile kestirilen modelin çıkışı (kırmızı, kesikli) 0-0.5 saniye arası .....	23
Şekil 2.13 Gerçek sistemin çıkışı (mavi) ile kestirilen modelin çıkışı (kırmızı, kesikli) 0-2 saniye arası .....	23
Şekil 3. 1 FSM sistemi benzetim yapısı .....	29
Şekil 3.2 Optimal PID kontrolcünün rastgele frekans değişkeni 20 Hz ortalama ve 5 Hz standart sapması olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali altındaki benzetim grafiği .....	30
Şekil 3.3 Optimal PID kontrolcünün rastgele frekans değişkeni 15 Hz ortalama ve 10 Hz standart sapması olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali altındaki benzetim grafiği .....	30
Şekil 3.4 Sabit dereceli $H_{\infty}$ sentezi standart formu .....	31
Şekil 3.5 Atmosferik türbülansın tip/tilt modu güç spektral yoğunluğu .....	34
Şekil 3.6 Hassasiyet (mavi) ve tamamlayıcı hassasiyet (kırmızı, kesikli) ağırlıklandırma fonksiyonları frekans cevapları .....	35

<b>Şekil 3.7</b> Hassasiyet ağırlıklandırma fonksiyonunun tersi (kırmızı), Ayrıştırılmış PID (mavi) ve MIMO PID (sarı) kontrolcülerinden oluşan kapalı çevrim hassasiyet fonksiyonları tekil değerler frekans cevapları.....	38
<b>Şekil 3.8</b> FSM ve sabit dereceli $H^\infty$ kontrolcü modeli .....	38
<b>Şekil 3.9</b> LATmoSim'den elde edilen atmosferik türbülansın tip/tilt modu bozulmaları .....	39
<b>Şekil 3.10</b> Açık çevrim (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu.....	40
<b>Şekil 3.11</b> X-Y düzleminde açık çevrim (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda $H^\infty$ kontrolcünün kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu .....	40
<b>Şekil 3.12</b> Açık çevrim (mavi) ve MIMO PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu .....	41
<b>Şekil 3.13</b> X-Y düzleminde açık çevrim (mavi) ve MIMO PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu.....	41
<b>Şekil 3.14</b> Sabit dereceli $H^\infty$ kontrolcü için Matlab/Simulink arayüzü .....	43
<b>Şekil 3.15</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ve LQR tabanlı optimal PID kontrolcü ile kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları.....	44
<b>Şekil 3.16</b> X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve LQR tabanlı optimal PID kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları.....	44
<b>Şekil 3.17</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ile LQR tabanlı optimal PID kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu .....	45
<b>Şekil 3.18</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları .....	45
<b>Şekil 3.19</b> X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları.	46
<b>Şekil 3.20</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ile ayrıştırılmış PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu .....	46
<b>Şekil 3.21</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ve MIMO PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları.....	47
<b>Şekil 3.22</b> X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve MIMO PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları.	47
<b>Şekil 3.23</b> Açık çevrim bozucu (mavi) ile MIMO PID yapıda $H^\infty$ kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu .....	48
<b>Şekil 3.24</b> Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah) $H^\infty$ kontrolcülerin kapalı çevrim güç spektral yoğunlukları .....	49
<b>Şekil 3.25</b> Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah) $H^\infty$ kontrolcülerin kapalı çevrim güç spektral yoğunlukları detay görünümü.....	50

**Şekil 3. 26** Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah)  $H_\infty$  kontrolcülerin oluşan kapalı çevrim sistemlerin X-Y düzleminde huzme gezinmeleri. 50



## TABLO LİSTESİ

---

<b>Tablo 2.1</b> Sistem tanımlamada kullanılan sinyaller .....	13
<b>Tablo 2.2</b> HeNE lazer kaynağının genel özellikleri .....	16
<b>Tablo 2.3</b> P4S30 FSM'nin teknik özellikleri.....	19
<b>Tablo 2.4</b> VIS PSD'nin genel özellikleri.....	20
<b>Tablo 2.5</b> Kestirilen modellerin doğruluk oranları .....	22
<b>Tablo 3.1</b> Benzetim sonuçları .....	31
<b>Tablo 3.2</b> Atmosferik Türbülans ile bu bozucuya karşı ayrıştırılmış PID yapıda ve MIMO yapıdaki $H^\infty$ kontrolcülerden oluşan kapalı çevrim sistemlerin, iki normlarının karşılaştırması.....	42
<b>Tablo 3.3</b> Gerçek sistem üzerinde, açık çevrim bozucu ile bu bozucuya karşı LQR tabanlı optimal PID, ayrıştırılmış ve MIMO yapıdaki PID $H^\infty$ kontrolcülerinden oluşan kapalı çevrim sistemlerin iki normlarının karşılaştırması .....	51

## Lazer Huzmesindeki Optik Seğirmenin Bastırılmasına Yönelik Bir Kontrolcü Tasarımı

Harun TURAN

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN

Lazer huzmesi yönlendirme teknolojisi (laser beam steering), yüksek enerjili lazer sistemleri (HEL), serbest-uzay optik haberleşmesi, optik litografi taraması, lazer kaynağı, lazerle malzeme kesme/işleme ve çeşitli biyomedikal uygulamaları gibi birçok alanda kullanılmaktadır. Optik sistemin üzerinde bulunduğu platformun titreşimleri, atmosferik türbülans kaynaklı bozulmaları ve optik bileşenlerdeki üretim hataları yüzünden lazer huzmesinin belirli bir mesafede bulunan hedefte istenilen bir noktada sabit tutulmasında sapmalar meydana gelmektedir. Optik seğirme (jitter) denilen bu bozucuların en önemlisi lazer huzmesinin atmosferden geçerken karşılaştığı türbülans etkisidir. Lazer huzmesinin dalga cephesi bozulmaları Zernike polinomları ile modellenenir. Lazer huzmesindeki birinci dereceden bozulmalar, lazer huzmesinin merkezinin hareketidir ve tip / tilt hatası olarak adlandırılır. Bu birinci dereceden hataları düzeltmek için hızlı yönlendirilebilen aynalar (Fast Steering Mirror, FSM) kullanılır. Bu tip sistemler, hızlı yönlendirilebilen ayna, lazer huzme merkezi algılayıcısı (Position Sensing Detector, PSD) ve kontrolcü biriminden oluşur. Lazer huzmesinin merkezinde meydana gelen birinci dereceden tip/tilt bozulmaları PSD ile algılanarak

bozulmanın tersi yönündeki kontrol sinyali FSM'ye uygulanır. Böylece lazer huzmesinde meydana gelen tip/tilt hataları düzeltilmiş olur.

Son yıllarda özellikle savunma sanayisinde, huzme yönlendirme teknolojisi, optik haberleşme sistemlerinde ve lazer ile belirli bir mesafedeki hedefi hassas takip ve bertaraf etmekte yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. Başarılı ve uygulanabilir bir sistem için belirli bir performans endeksi için optimal sonuç veren bir kontrolcü ile çözülmesi mümkündür. Ülkemizde bu teknoloji kullanarak çeşitli projeler yapılmasına rağmen burada kritik bileşen olan FSM'nin üretimi yapılamamaktadır. Bunun temel sebepleri, piezo seramik malzemeler ile piezo yığın (stack) yapısının oluşturulması, mekanik tasarımı ve modelleme/kontrol zorluğudur.

Dinamik sistemlerin fiziksel yasalara dayalı matematiksel modelinin çıkarılması oldukça zor ve zaman alıcıdır. Bir sistemin modeli, sistem tanılama yöntemi ile sistem üzerinden elde edilen giriş/çıkış verileri kullanılarak elde edilebilir. Bu tez çalışmasında, hızlı yönlendirilebilen aynalı sistem için, ilk olarak gerçek sisteme ait giriş/çıkış verileri kullanılarak sistem tanılama yöntemiyle sistemin çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) durum uzay modeli bulunmuştur. Daha sonra elde edilen model kullanılarak lazer huzmesini optik seğirmenin en az etkisiyle hedef üzerinde belirli bir noktada sabit tutabilmek için LQR tabanlı optimal MIMO PID kontrolcüsü ile bozucu girişinden performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden ayrıştırılmış ve MIMO yapıdaki PID kontrolcülerin tasarımı yapılarak deneysel düzenek üzerindeki başarımları gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** Uyarlamalı optik, optik seğirme, FSM, H-sonsuz kontrolcü, LQR, optimal PID.

## **Controller Design for Suppression of the Jitter in Laser Beam**

Harun TURAN

Department of Control and Automation Engineering

MSc. Thesis

Advisor: Prof. Dr. Şeref Naci ENGİN

Laser beam steering technology is used in many fields such as high energy laser systems (HEL), free-space optical communication, optical lithography scanning, laser welding, laser material cutting / processing and various biomedical applications. Due to the vibrations of the platform on which the optical system is located, atmospheric turbulence distortions and production defects in the optical components, deviations occur in keeping the laser beam stable at a desired point in the target at a certain distance. The most important of these disruptors that is called jitter, is the turbulence effect on laser beam encounter while passing through the atmosphere. The wave front distortions of the laser beam can be modeled with Zernike polynomials. First degree distortions in the laser beam are the motion of the center of the laser beam and are called tip / tilt errors. Fast Steering Mirrors (FSM) are used to suppress these first-order errors. These types of systems consist of FSM, laser beam Position Sensing Detector (PSD) and controller unit. First order tip / tilt distortions occurring in the center of the laser beam are detected with PSD and the control signal in the opposite direction of the distortion is applied to FSM. Thus, the tip / tilt errors occurring in the laser beam are corrected.

In recent years, especially in the defense industry, laser beam steering technology has been widely used in optical communication systems and to precisely track and destroy the target at a certain distance by using high energy laser. It is possible to solve with a controller that gives an optimal solution for a specified performance index for a successful and feasible system. Although there are various projects in our country using this technology, the production of FSM, which is a critical component, is not possible. The main reasons for this are piezo stack structure that consist of the piezo ceramic material, mechanical design and modeling / control difficulties.

The mathematical model of dynamic systems based on physical laws is very difficult and time consuming. The model of a system can be obtained with using the system identification by using input / output data obtained from the system. In this study, firstly, multi-input multi-output (MIMO) state space model of the system has been determined by using system identification. In order to keep the laser beam at a certain point on the target with the least effect of the jitter, the LQR based optimal MIMO PID controller and decentered and MIMO PID type  $H_\infty$  controllers are designed. The performance of the designed controllers are shown by simulation and experimental results.

**Keywords:** Adaptive optics, jitter, FSM, H-infinity controller, LQR, optimal PID.

Tezin bu bölümünde, ilk olarak tezin çıkış noktası ve akademik alanda yapılmış benzer çalışmalar “Literatür Özeti” başlığı altında incelenmektedir. Takip eden ikinci kısımda tezin amacı ve diğer çalışmalardan farkı olan özgün noktaları ele alınmaktadır. Bu bölümün en son kısmında ise tezin ortaya koyduğu hipotez verilmektedir.

### 1.1 Literatür Özeti

Lazer huzmesi yönlendirme teknolojisi (laser beam steering), yüksek enerjili lazer sistemleri (HEL), serbest-uzay optik haberleşmesi, optik litografi taraması, lazer kaynağı, lazerle malzeme kesme/işleme ve çeşitli biyomedikal uygulamaları gibi birçok alanda kullanılmaktadır [1]. Optik sistemin üzerinde bulunduğu platformun titreşimleri, atmosferik türbülans kaynaklı bozulmaları ve optik bileşenlerdeki üretim hataları yüzünden lazer huzmesinin belirli bir mesafede bulunan hedefte istenilen bir noktada sabit tutulmasında sapmalar meydana gelmektedir. Optik seğirme (jitter) denilen bu bozucuların önemlisi lazer huzmesinin atmosferden geçerken karşılaştığı türbülans etkisidir. Ayrıca, lazerin geçtiği havanın zamanla ısınarak kırıcılık indisinin değişmesi (thermal blooming) ve optik bileşenlerin hareketi (thermal lensing) lazer huzmesinin hedefte istenilen noktaya hassas bir şekilde konumlandırılmamasına neden olur. Buradaki kontrol problemi, bir lazer huzmesinin merkezini, optik seğirmenin minimum etkisiyle, lazer kaynağından uzakta bir hedefin istenilen noktasında hassas bir şekilde konumlandırmaktır. Lazer huzmesini, istenilen noktada bozuculara karşı dayanıklı bir şekilde konumlandırmak için hızlı yönlendirme aynaları (Fast Steering Mirror-FSM) ve uyarlamalı optik sistemlerin vazgeçilmez bükülebilir aynalar (Deformable Mirror) kullanılmaktadır. Uyarlamalı optik sistemler dalga cephesi algılayıcısı, bükülebilir ayna ve kontrolcü birimlerinden oluşur. Lazer huzmesinin dalga cephesindeki bozulmalar yaygın olarak kullanılan Shack-Hartmann algılayıcısıyla belirlenir ve kontrolcü birimi dalga cephesindeki bozulmaların tersi formundaki kontrol

sinyalini bükülebilir aynaya uygular. Böylece meydana gelen dalga cephesi bozulmaları düzeltilmiş olur [2], [3].

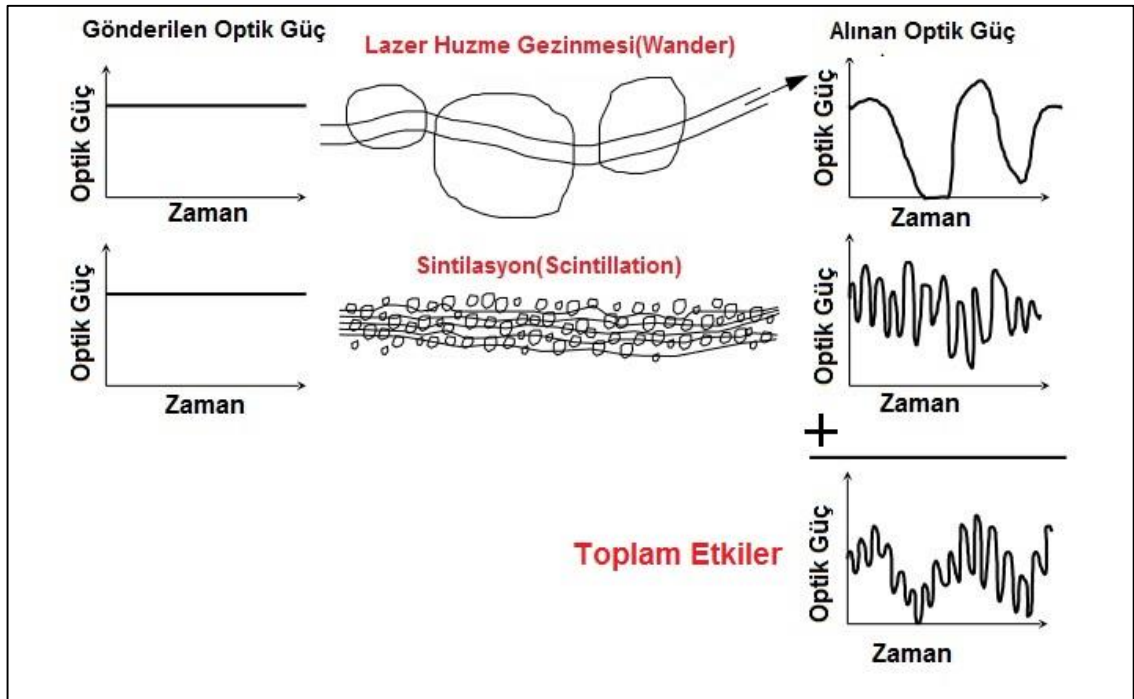
Hızlı yönlendirme aynaları (FSM), başlıca Şekil 1.1 ile görseli verilen araca monte yüksek güçlü lazer sistemleri, serbest-uzay haberleşmesi ve lazerle kesim veya kaynak gibi uygulamalarda sıkça kullanılmaktadır. Serbest-uzay optik haberleşmesinde [4], [5] uzun mesafelerde lazer huzmesi pozisyonlama hatasını olabildiğince azaltmak için hızlı yönlendirilebilen aynalar kullanılır. Yine benzer bir şekilde lazerle tarama makinalarında [6], lazer huzmesini istenilen yörüngeyi hassas olarak takip etmesi için hızlı yönlendirilebilen aynalar kullanılmaktadır. Birçok askeri uygulamalarda, lazer huzmesini hedefin belirli bir bölgesinde hassas bir şekilde sabit tutmak için de hızlı yönlendirilebilen aynalar yaygın bir şekilde kullanılır. Boeing firması tarafından yürütülen uçağa monte lazer (Airborne Laser, ABL), Boeing 747-400F uçağına entegre edilerek başta balistik füzeler olmak üzere havada ve karada bulunan birçok tehdidi yok etmek üzerine tasarlanmıştır. ABL projesinde hassas hedef takibinde ve optik haberleşme sisteminde FSM'ler kullanılmaktadır [7], [8].



**Şekil 1.1** Araca Monte Lazer Görseli

Atmosferik türbülans, optik seğirmenin en önemli etmenlerinden birisidir. Atmosfer içerisinde değişik nem ve sıcaklık değerinde farklı boyutlarda hava baloncukları barındırır. Atmosferin içerisindeki hava akışı bu baloncuklar sürekli

olarak hareket etmesine neden olur. Lazer huzmesi atmosferden ilerlerken bu hava baloncukları tarafından kırılıma uğrar. Eğer hava baloncukları lazer huzmesinden büyük ise Şekil 1.2 ile gösterildiği gibi lazer yüzmesinin yönü değişerek lazer huzme gezinmesi (beam wander) olayı meydana gelir [9]. Bu hava baloncukları lazer huzmesinden küçük ise Şekil 1.2 ile gösterildiği gibi lazer huzmesinin dalga cephesinde bozulmalar ve iletilen optik güçte dalgalanma oluşur. Bu etkiye ise sintilasyon (ışıldama, scintillation) denir. Yaz aylarında uzak mesafelerdeki görüş bozuklukları ve gökyüzündeki yıldızlara bakıldığında meydana gelen kırışımlar atmosferik türbülansın kaynaklanmaktadır.



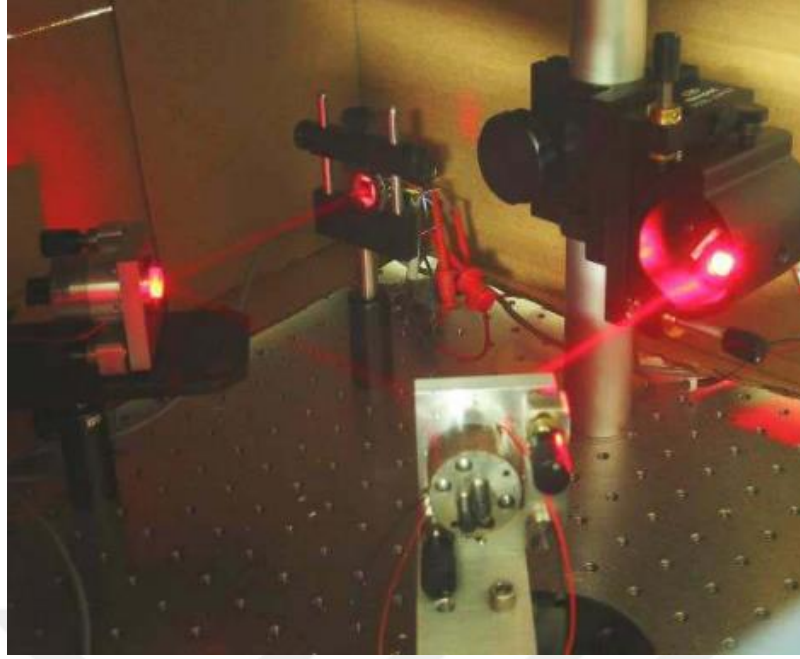
**Şekil 1.2** Atmosferik Türbülans Etkileri

Atmosferik türbülansın optik gücü, kırılma indisi yapısı adı verilen  $C_n^2$  parametresi ile ölçülür [10]. Lazer huzmesinin hareket ettiği atmosferdeki  $C_n^2$  değeri biliniyorsa, uzaktaki bir noktada lazer huzmesi merkezinin hareketini (jitter) hesaplamak mümkün hale gelir. 1941'de, ünlü Rus matematikçi Andrey Kolmogorov, bugün kullanılan atmosferik türbülans modellerinin temellerini attı. Kolmogorov'un atmosferik türbülansa istatistiksel yaklaşımı, atmosferik türbülansın modellenmesinde sıkça kullanılmaktadır [11]. Kolmogorov'un türbülanslı bir ortamdaki enerji dağılımı çalışması bu alana öncülük etmektedir. Kolmogorov'un

istatistiksel türbülans modeli, türbülansın büyük dış ölçekli yapılarda olduğu ve daha küçük yapılara yayıldığı fikrine dayanır. Bu enerji iletimi yeterince küçük bir yapıya ulaştığında, viskoz kuvvetlerle sıcaklıkta kaybolur [12]. Takip eden yıllarda Tatarski, türbülanstaki bu enerji transferini kullanarak elektromanyetik dalga yayılım teorisini geliştirdi [13]. Sonraki yıllarda Kolmogorov ve Tatarski'nin çalışmalarından ilham alan Fried, atmosferik türbülansın şiddetini karakterize etmek için kullanılabilir ölçülebilir parametreler sundu [14].

Atmosferik türbülansın lazer ışınları üzerindeki etkilerini düzeltmek için uyarlamalı optik sistemler kullanılır. Uyarlamalı optik sistemlerinin tasarım parametrelerini belirlemek için, atmosferik türbülans modelinin hesaplanması gerekir. Lazer huzmesinin dalga cephesi bozulmaları Zernike polinomları ile modellenenir [15], [16]. Lazer huzmesindeki birinci dereceden bozulmalar, lazer huzmesinin merkezinin hareketidir ve tip / tilt hatası olarak adlandırılır. Bu birinci dereceden hataları düzeltmek için hızlı yönlendirilebilen aynalar kullanılır. Hızlı yönlendirilebilen aynalı sistemler, hızlı yönlendirilebilen ayna (FSM), lazer huzme merkezi algılayıcısı (Position Sensing Detector. PSD) ve kontrolcü biriminden oluşur. Lazer huzmesinin merkezinde meydana gelen birinci dereceden tip/tilt bozulmalar PSD ile algılanarak bozulmanın tersi yönündeki kontrol sinyali FSM'ye uygulanır. Böylece lazer huzmesinde meydana gelen tip/tilt hataları düzeltilmiş olur.

Literatürde optik seğirmeyi (jitter) en aza indirecek kontrolcü tasarımı için birçok akademik çalışma yapılmıştır. Atmosferik türbülansın zamana bağlı olarak değişiklik göstermesi ve tam olarak kestirilememesi, bilim insanlarını uyarlamalı kontrolcü tasarımına yöneltmiştir. [17] çalışmasında uyarlamalı kontrolle artırılmış H-sonsuz kontrolcü geliştirilmiş ve sadece H-sonsuz kontrolcü ile karşılaştırılmıştır. Bu çalışmada Şekil 1.3 ile gösterilen deney düzeneği kurulmuştur. Deney düzeneğinde, iki adet hızlı yönlendirilebilen aynalardan birincisini bozucu etki üretmek için ikincisini ise bozucuları geliştirilen kontrol yöntemiyle bastırmak için kullanılmıştır. Yapılan bu çalışmada, uyarlamalı kontrolle artırılmış  $H_{\infty}$  kontrolcüsünün sadece  $H_{\infty}$  kontrolcüsüne göre daha etkin bir şekilde bozucuları bastırıldığı gösterilmiştir.



**Şekil 1.3** [17] deney düzeneği

MEMS aynalar için [18] çalışmasında uyarlamalı kontrol döngüsü ile artırılmış  $\mu$ -sentez geri beslemeli kontrolcü vasıtasıyla bozucu bastırma problemi ele alınmıştır. Burada uyarlamalı kontrol döngüsü, lazer huzmesi üzerindeki o anki bozucuyu bastıracak kontrolcünün kazançlarını belirler. Ayrıca uyarlamalı döngüde gerçek zamanlı sensör verisi kullanılarak kafes (lattice) tabanlı bir filtre ile bozucu istatistikleri kestirilir. Yapılan bu çalışmada uyarlamalı kontrolcü ile bastırılan bozucunun bant genişliği artırmıştır. Benzer bir şekilde [19], [20], [21] çalışmalarında uyarlamalı kontrolcü tasarlanmıştır.

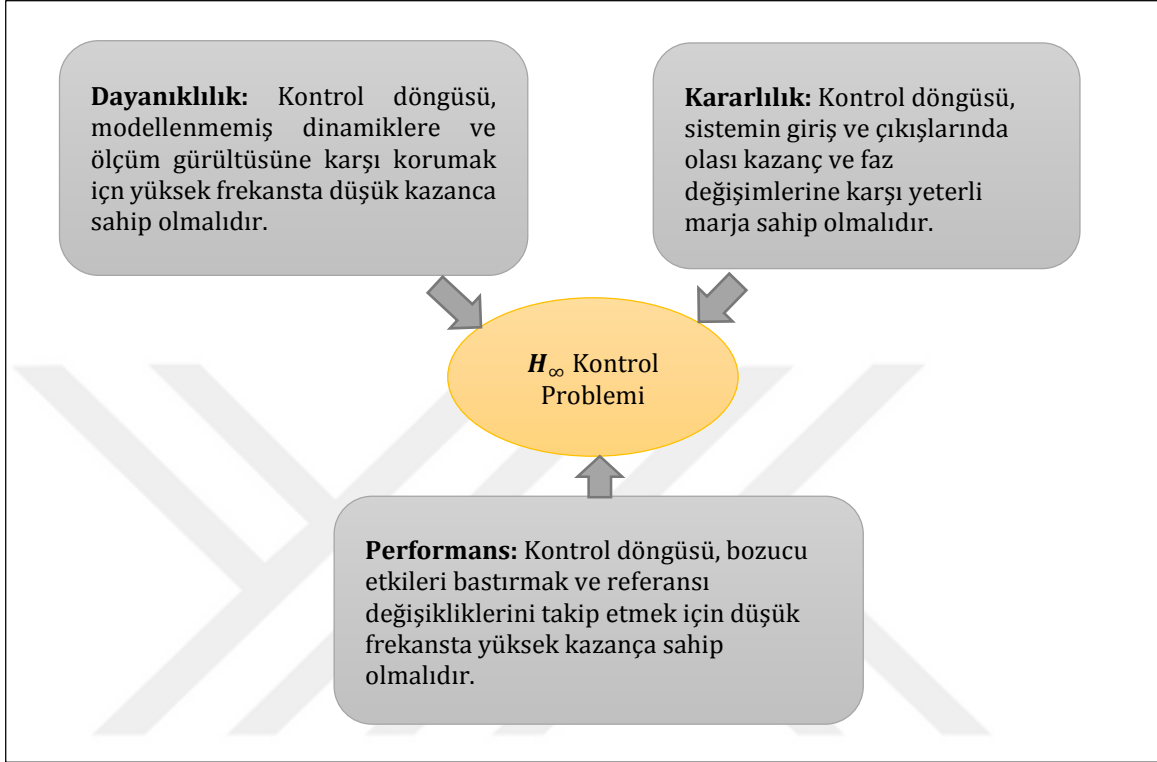
Sistem tanılama (system identification) 1962'de Zadeh tarafından, sistemin modelinin sistem üzerinden elde edilen deneysel veriler kullanılarak elde edilebileceğini ortaya koymuştur. Bir sistemin modellenmesi kontrolcü tasarımı için gereklidir. Fiziksel yasalara dayalı modelleme ve sistem tanılama tekniklerine dayalı modelleme olmak üzere iki adet modelleme yöntemi mevcuttur. Gerçek sistemlerin içerdiği belirsizlikler ve zamanla değişen yüksek dereceli doğrusal olmayan parametreler, bu sistemlerin fiziksel modellemesini zorlaştırmaktadır [22]. Bilhassa karmaşık yapıya sahip dinamik sistemlerin matematiksel modelinin, fiziksel yasalar odaklı çıkarımı zor ve oldukça zaman alıcıdır. Sistem tanılama, gerçek sistem üzerinden elde edilen deneysel girdi/çıkış verilerine dayanan sistem modelinin elde edilmesi

anlamına gelir [23]. Model, sırasıyla “kara kutu (black-box)” ve “gri kutu (gray-box)” olarak adlandırılan iki yaklaşımla tanımlanabilir. Kara kutu yaklaşımı için sadece sistem giriş ve çıkışlarının ölçülmesini yeterlidir. Kara kutu modelleri açıkça sistemin fiziksel yapısı ve parametreleri hakkında bilgi vermezler, ancak kontrolcü tasarımı için basit ve uygun olabilirler. Gri kutu yaklaşımı gerçek sistemden elde edilen giriş/çıkış verileri dışında sistemin fiziksel modeli hakkında bilgi gerektirir. Bu yaklaşım, model yapısını fiziksel yasalardan türetebildiğimizde kullanılabilir ve genellikle kütle, atalet momenti, sürtünme katsayıları gibi bazı parametrelerin tam olarak bilinmediği durumlarda kullanılır. Gri kutu modellerinin temel avantajı, değişkenlerinin ve fiziksel parametrelerin yorumlanması ve değişkenler arasında açıkça fiziksel ilişkileri ortaya koymasındır [24].

PID kontrolörü, günümüzde pek çok modern kontrol yöntemi geliştirilmiş olsa dahi farklı alanlarda yaygın olarak kullanılan en popüler kontrol yöntemidir [25]. Bunun nedeni, temel bir kontrolör yapısına sahip olması ve parametrelerinin sezgisel olarak ayarlanabilmesidir. 1940'lardan beri birçok kullanışlı katsayı ayarlama yöntemi önerilmiştir ve en yaygın olarak kullanılan Ziegler-Nichols yöntemi [26] halen aktif olarak kullanılmaktadır. Birçok uygulamada, klasik ayarlama yöntemi sistem gereksinimlerini karşılamaz. Bu nedenle, PID kontrolörünün parametrelerini ayarlamak için, model belirsizlikleriyle birlikte sistemleri optimize eden dayanıklı PID katsayı ayarlama yöntemi [27] gibi birçok yeni yöntem önerilmiştir. Fakat bu katsayı ayarlama yöntemlerinin çoğunda, belirli bir maliyet fonksiyonu için optimal kontrolcü parametreleri elde edilmez. Bu nedenle, LQR yaklaşımı ile optimal PID kontrolcü parametrelerini ayarlamak mümkündür [28]. LQR tabanlı durum geri beslemeli kontrol, sistemin performansı ve gürbüzlüğü bakımından oldukça iyi sonuç vermektedir [29]. Bu yaklaşım birçok alanda uygulanmış ve istenilen performansa ulaşılmıştır [30], [31].

$H_\infty$  kontrol teorileri ve uygulamaları 1980'lerin ortalarından bu yana çok sayıda araştırmacının ilgisini çekmiştir [32].  $H_\infty$  kontrolcü, sağlamlığı (robustness) artırmak ve bozucu etkileri bastırmak için etkili bir yöntemdir. Ayrıca, sistemdeki parametre belirsizliğinin etkisini azaltmak için de  $H_\infty$  kontrolcü kullanılmaktadır.  $H_\infty$  kontrol fikri, bir optimizasyon performans endeksi tanımlamak için bazı

karakteristik sinyaller arasındaki transfer fonksiyonları kullanılarak geliştirilmiş sisteme en uygun kontrolörü bulmaktır.  $H_\infty$  sentezleme problemi formülasyonu, Şekil 1.4'te gösterilen gereksinimleri karşılayacak şekilde tasarımı yapılmaktadır.

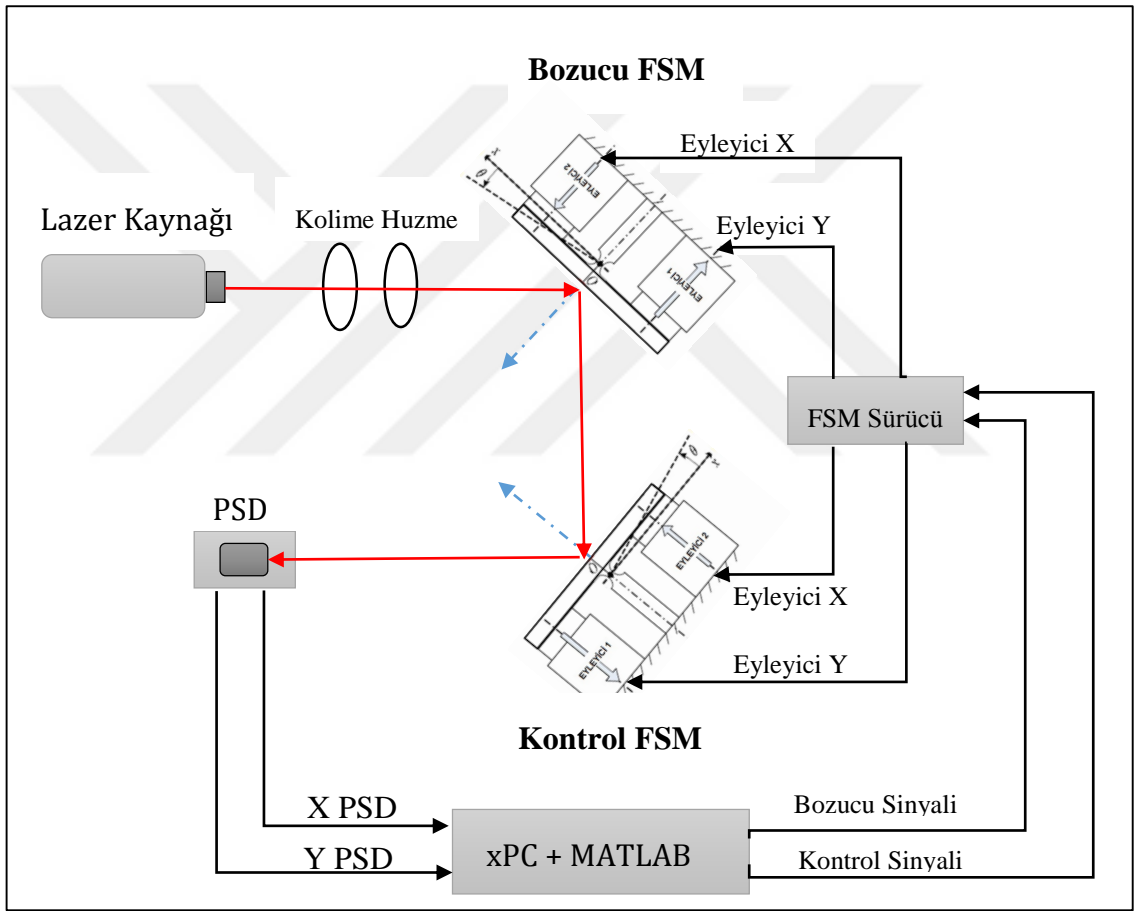


**Şekil 1.4**  $H_\infty$  sentezleme problemi formülasyonu için gereksinimler

$H_\infty$  sentezinin matematiksel karmaşıklığı ve çok iyi bir sistem modeline sahip olma gereksinimi gibi birkaç dezavantajı vardır. Ayrıca en önemli dezavantajı ise sentezlenen kontrolcüsünün derecesi en az ağırlık transfer fonksiyonları ve sistemin derecesinin toplamı kadar olduğundan yüksek dereceli kontrolcü elde edilir. Elde edilen bu yüksek dereceli kontrolcünün gömülü ve endüstriyel sistemlere uygulanması zordur. Bununla birlikte, indirgeme metotları da geliştirilmiştir [33], [34], [35], [36]. Bu yönetime alternatif olarak sabit dereceli  $H_\infty$  kontrol (hinfstruct) kullanılmaktadır. Hinfstruct yöntemi  $H_\infty$  normunu minimize ederek sabit dereceli kontrolcü sentezler [33], [37]. Bu yöntem ile istenilen kontrolcü yapısı seçilerek doğrudan düşük dereceli kontrolcü elde etme avantajına sahiptir [38].

## 1.2 Tezin Amacı

Lazer huzmesini lazer kaynağından belirli bir uzaklıkta bulunan hedefin istenilen noktasında optik seğirmeden en az etkilenecek şekilde sabit tutmak için hızlı yönlendirilebilen aynalar (FSM) kullanılabilir. Bu noktada, FSM'lerin bahsi geçen bozucuları bastırması için bir kontrolcü tasarlanması problemi ortaya çıkmaktadır. Kontrolcü tasarımı ve sistem üzerinde gerçekleştirmek için Şekil 1.5 ile şematığı gösterilen test düzeneği kurulacaktır. Burada, Bozucu FSM optik seğirme benzeri bozucu etkileri oluşturmak için ve Kontrol FSM ise PSD aygılayıcısı üzerinden algılanan bozucu etkileri bastırmak için kullanılacaktır.



Şekil 1.5 Deneysel düzenek şematığı

Bu tez çalışmasında, ilk olarak gerçek sisteme ait giriş/çıkış verileri kullanılarak sistem tanılama yardımıyla sistemin durum uzay modeli kestirilecektir. Daha sonra kestirilen model kullanılarak lazer huzmesini hedef üzerinde belirli bir noktada sabit tutabilmek için [33]'te önerilen yöntem kullanılarak bozucu girişinden

performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden ayrıştırılmış ve çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) yapıdaki PID kontrolcüler ile [28]'de önerilen yöntem kullanılarak LQR tabanlı optimal PID kontrolcü tasarımı yapılarak deneysel düzenek üzerindeki başarımları gösterilecek ve performansları karşılaştırılacaktır.

Geliştirilecek olan bu kontrolcülerin performanslarını test etmek ve karşılaştırmak için Ek A'da broşürü verilen TÜBİTAK BİLGEM tarafından geliştirilen LAtmoSim simülasyon programı kullanılarak elde edilen atmosferik türbülans kaynaklı bozucu verileri kullanılacaktır.



### 1.3 Hipotez

Atmosferik türbülans kaynaklı birinci dereceden tip/tilt bozulmaları FSM kullanılarak bastırılabilir. Bir FSM'nin modeli, gerçek sistem üzerinden elde edilen giriş/çıkış verileri kullanılarak kestirilebilir. Kestirilen model kullanılarak sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden sabit dereceli kontrolcü ile LQR tabanlı optimal PID kontrolcü tasarımı yapılabilir.



## SISTEM TANILAMA ILE MODELLEME

Bu bölümde, sistem tanılama teknikleri kullanılarak model kestirim kavramları açıklanıp, daha sonra sistemin dinamiklerini yansıtan en uygun model çıkartılacaktır. Bölümün son kısmında ise deney düzeneği ve kullanılan bileşenler tanıtıldıktan sonra kestirilen modelin gerçek sistemle karşılaştırılması yapılacaktır.

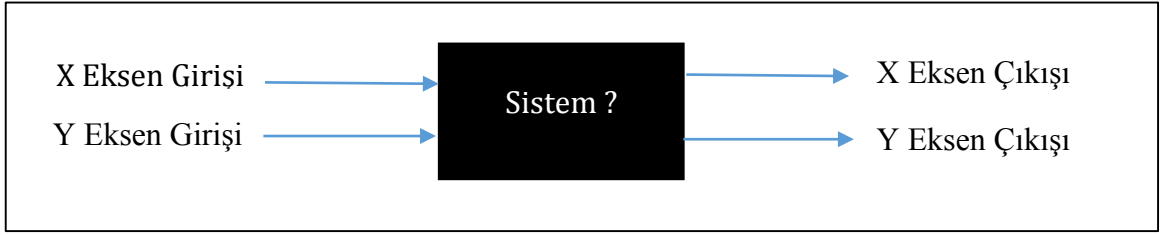
### 2.1 Sistem Tanılama

Modele dayalı kontrolcü geliştirileceğinden dolayı gerçek sistemin modeline ihtiyaç vardır. Sistem tanılama ve fiziksel yasalara dayalı modelleme olmak üzere iki çeşit modelleme yöntemi mevcuttur. Gerçek sistemin içerdiği belirsizlikler ve zamanla değişen yüksek dereceli doğrusal olmayan parametreler sistemin fiziksel yasalara dayalı modellenmesini oldukça zorlaştırmaktadır. Ayrıca karmaşık yapıdaki sistemlerin fiziksel yasalara dayalı modellenmesi oldukça zor ve zaman alıcıdır. Sistem tanılama, gerçek sistem üzerinden belirli bir yol izlenerek elde edilen girdi / çıktı verileri kullanılarak gerçek sisteme en yakın sonuç veren model elde edilmesi anlamına gelir. Modelleme, sırasıyla “kara kutu (black-box)” ve “gri kutu (gray-box)” olarak adlandırılan iki farklı yaklaşımla yapılabilmektedir. Gri kutu yaklaşımı gerçek sistemden elde edilen giriş / çıkış verileri dışında sistemin fiziksel modeli hakkında bilgi gerektirir. Kara kutu yaklaşımı için sadece sistem üzerinden elde edilen giriş / çıkış verileri yeterlidir. Kara kutu yaklaşımı açıkça sistemin fiziksel yapısı ve parametreleri hakkında bilgi vermez, ancak kontrolcü tasarımı için basit ve uygundur. Bu çalışmada kullanılan FSM'nin içyapısı hakkında çok fazla bilgiye sahip olmadığımız için kara kutu yaklaşımı ile sistem tanılama yöntemi kullanılarak modelleme yapılacaktır.

Sistem tanımlamanın en temel yapısı gerçek sistem verileri ile modelin çıktısı arasındaki hatayı minimize etmektir. Sistem tanılama üç ana aşamadan oluşur [24]. Bunlar;

- ✓ Deney düzeneği tasarımı ve uygun giriş sinyalleri kullanılarak çıkış verilerin kaydedilmesi
- ✓ Sisteme uygun modelin seçilmesi

- ✓ Tanımlanan modelin kontrolcü tasarımı için geçerliliğinin doğrulanması,



**Şekil 2.1** Siyah kutu yaklaşım şeması

### 2.1.1 Giriş Sinyali Seçimi

Sistem modelinin en önemli adımlarından biri giriş sinyallerinin belirlenmesidir. Bu aşamada asıl amaç sistemin önemli dinamiklerini elde etmek için uygun giriş sinyalini bulmaktır. Gerçek sistem üzerinde yapılan deneysel çalışmadaki önemli hususlar;

- ✓ Giriş sinyali, sistemin dinamiklerini uyarmak için yeterli olması
- ✓ Verilerin uygun örnekleme zamanı ile toplanması
- ✓ Veri toplama süresinin yeterli olması
- ✓ Veri toplama sistemin sensor gürültüsünün giriş sinyaline oranla çok az olması

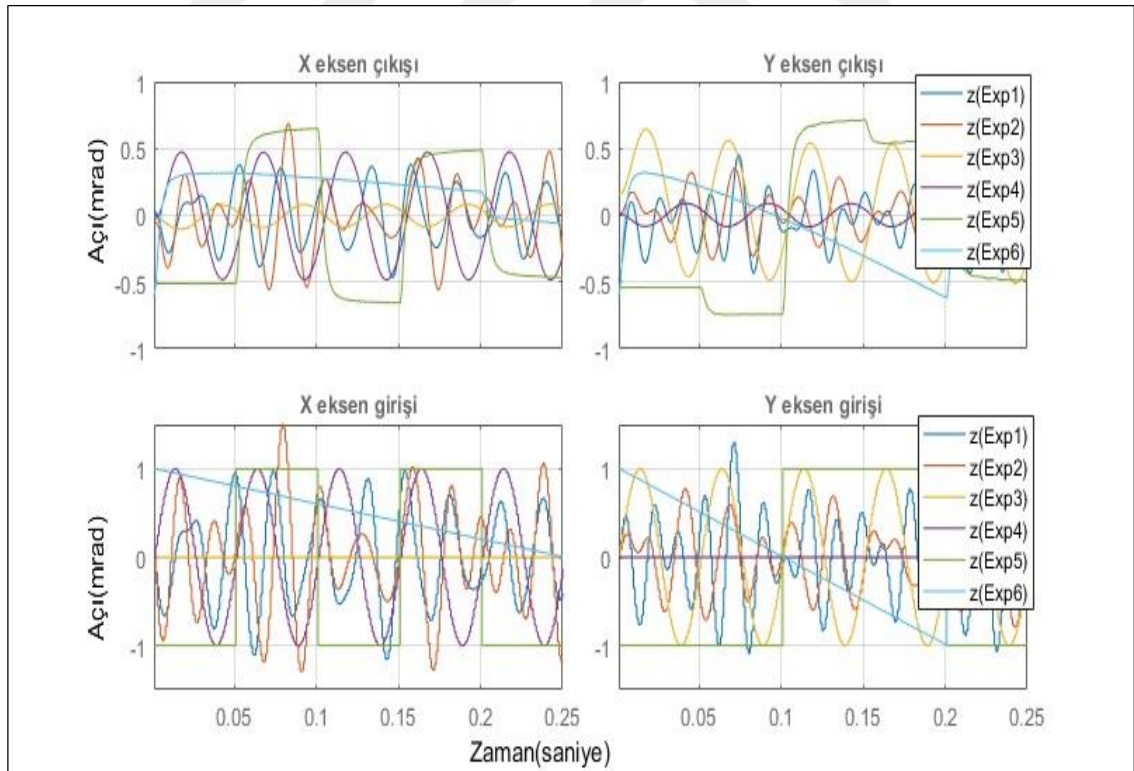
Giriş sinyalleri, tanımlanan sistemin bant genişliğini kapsayan zengin bir spektruma sahip sinyallerden oluşmalıdır [24]. Bu nedenle FSM'nin açık çevrim bant genişliği üretici firmanın verdiği yaklaşık 50 Hz verisi kullanılmıştır. FSM'nin açık çevrim bant genişliğini de kapsayan ve (2.1) ile verilen rastgele değişen genlikli ve frekanslı 50 adet sinüs sinyallerinin toplanması ile zengin karışım sinüs sinyalleri oluşturulmuştur. Gerçek sistemin dinamiklerini uyarması için Tablo 2.1 ile verilen rastgele frekans değişkeni için 50 Hz ortalama değeri ile 10 Hz standart sapması olan zengin karışım sinüs sinyallerinin yanı sıra genliği 1 olan değişik frekanslardaki sinüs, kare ve testere sinyalleri kullanılmıştır.

$$\omega(k) = \sum_{i=1}^{50} \alpha_i \cos(2\pi\omega_i t + \varphi_i) \quad (2.1)$$

**Tablo 2.1** Sistem tanımlamada kullanılan sinyaller

Uygulanan Sinyal Tipleri	X Eksen		Y Eksen		Birimi
	Ortalaması	Varyansı	Ortalaması	Varyansı	
Zengin Karışım Sinüs Sinyali	50	10	50	10	Hz
	40	10	40	10	Hz
Sinüs Sinyali	20		0		Hz
	0		20		Hz
Kare Sinyal	10		5		Hz
Testere Sinyali	2		5		Hz

Sistem tanımlama için sistem üzerinden toplanan giriş/çıkış verileri Şekil 2.2 ile gösterilmiştir.



**Şekil 2.2** Sistem tanımlamada kullanılan giriş/çıkış verileri

### 2.1.2 Model Yapısı Seçimi

Sistem tanımlamada bir diğer önemli unsur ise model yapısının belirlenmesidir. Model yapısının seçiminde sistemin dinamiklerini tam olarak yansıtan bir model seçilmelidir. Parametrik ve parametrik olmayan olmak üzere iki tip sistem tanımlama metodu vardır. Parametrik metotlarda model yapısı seçilerek modele ait parametreler kestirilir. Parametrik olmayan metotlarda ise ilk olarak model yapısı seçilmez, giriş çıkış verileri üzerinden model kestirilir [39], [40].

ARX, ARMAX ve durum uzay model yapısı sistem tanımlamada sıkça kullanılmaktadır. Çok-girişli çok-çıkışlı (Multi-Input Multi-Output, MIMO) sistemlerin modellenmesi için durum uzay model yapısı ARX, ARMAX model yapılarına oranla daha iyi sonuç vermektedir [24].

Bu çalışmada sistem tanımlama için (2.2) ile (2.3)'te verilen durum uzay model yapısı kullanılmaktadır. MATLAB System Identification Toolbox® kullanılarak alt-uzay tabanlı fonksiyon kullanılarak 2, 3, 4, 5 ve 6. derecelerden durum uzay modelleri elde edilmiştir.

$$x(n + 1) = Ax(n) + Bu(n) + Ke(n) \quad (2.2)$$

$$y(n) = Cx(n) + Du(n) + e(n) \quad (2.3)$$

## 2.2 Deneysel Düzenek

Laboratuvar ortamında modelleme ve kontrolcü geliştirmek için şekil 3 ile gösterilen test ortamı kurulmuştur. Şekil 2.3 ile verilen test ortamı, bir adet lazer kaynağı, iki adet FSM, bir adet pozisyon duyarlı detektör (Position Sensitive Detector, PSD) ve gerçek zamanlı xPC'den oluşmaktadır. Lazer kaynağı ile görünür bölgede (dalga boyu 632 nm) kolime lazer huzmesi elde edilmektedir. İki adet FSM'den ilki, optik seğirme (jitter) benzeri bozucu etkileri oluşturmak için ve ikinci FSM ise PSD üzerinden algılanan bozucu etkileri bastırmak için kullanılmaktadır. Optik yolun en son elemanı PSD ise lazer huzmesinde meydana gelen bozucu etkileri algılamak için kullanılmaktadır. Son olarak gerçek zamanlı veri toplamak/işlemek için xPC kullanılmaktadır.



**Şekil 2.3** Test düzeneği

Optik yol, lazer kaynağından çıkan lazer huzmesinin sırasıyla Bozucu FSM ve Kontrol FSM'si üzerinden PSD'ye kadar olan yolu ifade etmektedir. Lazer huzmesi kaynaktan çıktıktan sonra optik yolda bulunan Bozucu FSM kullanılarak lazer huzmesine optik seğirme benzeri bozucular eklenir. Bozucu eklenmiş lazer huzmesi optik yolun bir diğer elemanı olan Kontrol FSM'den yansyarak PSD üzerine düşmektedir. PSD ile optik yolda meydana gelen bozulmalar x ve y koordinat düzleminde doğrusal yer değiştirme olarak elde edilir. En son adımda ise xPC üzerinde gerçek zamanlı koşan kontrolör, optik yolda meydana gelen bozulmaların tersi formundaki kontrol sinyali ile Kontrol FSM'yi sürer ve PSD üzerinde meydana gelen sapmalar düzeltilmiş olur.

### **2.2.1 Lazer Kaynağı**

Deney düzeneğinde lazer kaynağı olarak Şekil 2.4 ve 2.5 ile gösterilen ve Tablo 2.2 ile özellikleri verilen Stabilize HeNe lazer kullanılmıştır. HeNe lazer kaynağı güç kaynağı modülü ve lazer başlığı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır.



Şekil 2.4 Güç Kaynağı Modülü



Şekil 2.5 Lazer başlığı

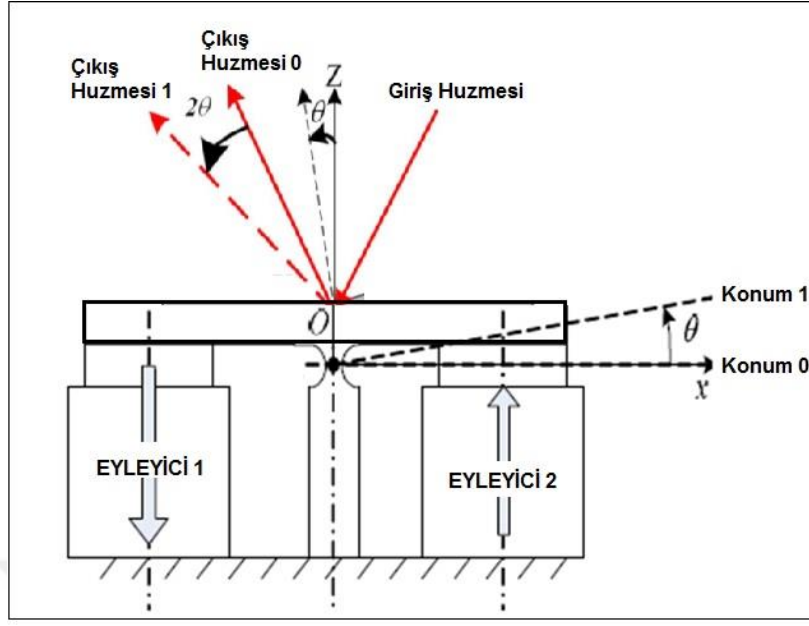
Tablo 2.2 HeNE lazer kaynağının genel özellikleri

Özellikler	Değer	Birim
Dalga boyu	632.991	nm
Stabilize Optik Güç	>1.2	mW
Huzme Çapı	0.7	mm
Huzme Açılması	1.25	mrad

HeNe lazeri, metroloji, görüntüleme ve optik hizalama (alignment) gibi birçok endüstriyel ve bilimsel uygulamalarda kullanılan düşük güçte ebatlarda bir gaz lazeridir. Kullanılan lazerin dalga boyu, görünür kırmızı bölgede olup 632.8 nm'dir. Bu lazerin en önemli özelliği stabilize frekans ve optik güç çıkışına sahip olmasıdır. Bu çalışmada, lazer kaynağından harici bir gürültü gelmemesi için stabilize lazer kaynağı seçilmiştir. Her deneysel çalışmadan bir saat önce lazer kaynağı açılarak lazer huzmesinin stabilize hale gelmesi beklenmiştir [41].

### 2.2.2 Hızlı Yönlendirilebilen Ayna (FSM)

FSM, hızlı ve hassas hareketler üretebilen eyleyiciler üzerine monte edilmiş bir aynayı temsil eder. Eyleyiciler genellikle doğrusal hareket elemanlarıdır. Herhangi bir eksen etrafında açısal hareket üretmek için birbirlerine göre ters yönde hareket eden ikişer eyleyici kullanılmaktadır. Çalışma prensibinin basit bir gösterimi Şekil 2.6 ile verilmiştir. 2 eksenli (tip-tilt) açısal hareket üretmek için her eksen ikişer adet olmak üzere toplam 4 adet eyleyici kullanılmaktadır.



**Şekil 2.6** FSM'nin bir ekseninde çalışma prensibi

Koordinat sisteminin merkezi Şekil 2.6 ile gösterildiği gibi aynanın merkezinde bulunur. Burada doğrusal eyleyiciler, X eksenini etrafında küçük bir dönüş yaratan açısal bir tork üretir. Aynadan yansıyan Lazer huzmesinin optik açısının değişimi Şekil 2.6'da gösterildiği gibi X-Y düzleminin bir eksenini etrafındaki mekanik açı değişiminin iki katı kadardır [42], [43].

FSM'de kullanılan başlıca 4 adet eyleyici çeşidi vardır. Bunlar;

- Piezo-elektrik eyleyiciler
- Motorize eyleyiciler
- Galvo eyleyiciler
- Voice coil eyleyiciler

**Piezo-elektrik eyleyiciler**, kristal ve seramik malzemelerin yüksek gerilim altında uzayıp kışalması sonucu oluşan doğrusal bir hareket üretirler [44]. Bahsi geçen bu uzama ve kısıma mikrometre seviyelerindedir. Fakat birçok piezo-seramik malzeme üst üste istiflenerek uzama ve kışalma miktarları artırılabilir [45]. Piezo-elektrik eyleyicilerin avantajı, küçük bir mekanik değişimi yüksek hızda ve kararlı bir şekilde gerçekleştirmesidir. Buda piezo-tabanlı eyleyicilerin birçok uygulamada tercih edilmesini sağlamaktadır. Bu tip eyleyicilerin dezavantajı ise

yüksek voltaj gereksinimine (genellikle 150 V'a kadar) ve fazla güç tüketimi gibi konulardır.

**Motorize eyleyiciler**, genellikle step veya dc servo motor tabanlı eyleyicilerdir [44]. Bu tip eyleyiciler düşük hız ve çözünürlük gerektiren uygulamalarda kullanılır.

**Galvo eyleyiciler**, bir tel üzerinden geçen akım ile elde edilen manyetik alanın etkisiyle bir şafta bağlı mıknatısların hareket etmesi prensibiyle çalışırlar. Galvo eyleyiciler genellikle geniş açısal hareket miktarlarına (yaklaşık  $\pm 20^\circ$ ) sahip oldukları için tarama (scanning) uygulamalarında kullanılırlar [44]. Bu tip eyleyicilerin avantajı, çok iyi bir doğrusal çıkışa ve geniş hareket aralığına sahip olmasıdır.

**Voice coil eyleyiciler**, sabit bir mıknatıs ve bir manyetik çekirdek etrafına sarılı bobin tarafından oluşturulan elektromıknatıs arasındaki etkileşime dayanmaktadır. Voice coil eyleyicilerin avantajı, çok iyi bir çözünürlüğe sahip olmalarıdır. Piezo-elektrik eyleyicilere oranla güç tüketimleri daha düşüktür. Fakat bant genişlikleri piezo-elektrik eyleyicilere oranla daha azdır.

Bu deney düzeneğinde FSM olarak MRC firmasının Şekil 2.7 ile gösterilen piezo-elektrik eyleyicili P4S30 ürünü kullanılmıştır. Ayrıca FSM'ye bir ayna tutucu ile 2" ayna monte edilmiştir. P4S30'ün teknik özellikleri Tablo 2.3 ile verilmiştir.

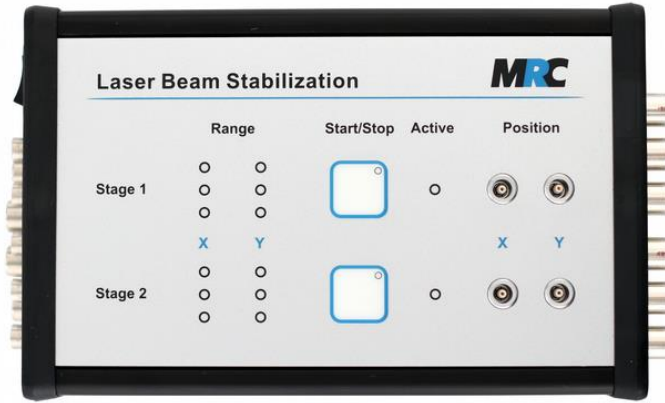


**Şekil 2.7** P4S30 FSM görseli

**Tablo 2.3** P4S30 FSM'nin teknik özellikleri

Teknik Özellikler	P4S30
Çalışma aralığı	$\pm 2$ mrad
Elle kaba ayar aralığı	$\pm 4.5^\circ$
Piezo yığın (stack) sayısı	4
Rezonans frekansı	>1200 Hz (1" ayna için)
	$\sim 300$ Hz (2" ayna için)

P4S30 ürünü içerisinde her bir eksen için ikişer adet olmak üzere toplamda 4 adet Piezo Yığını (Stack) kullanılmaktadır [46]. FSM'de bulunan bu piezo yığınlarını sürmek için Şekil 2.8 ile verilen yüksek voltaj yükseltici (High Voltage Amplifier) kullanılmıştır.



**Şekil 2.8** Yüksek voltaj yükseltici

### 2.2.3 Pozisyon Duyarlı Dedektör (PSD)

Lazer huzmesinde meydana gelen tip/tilt bozulmalarını algılamak için 4-quadrant algılayıcı ve pozisyona duyarlı dedektör (PSD) olmak üzere iki tipte algılayıcılar mevcuttur. 4-quadrant algılayıcısı standart 4 adet ışığa duyarlı diyottan oluşmaktadır ve en kararlı çalıştığı bölge sensörün tam ortasıdır. Temel çalışma prensibi bu 4 adet diyot üzerine düşen lazer huzmesinin yoğunluğuna bakılarak lazer huzmesinin sensör üzerindeki yeri tespit edilir. Bu tip algılayıcılar genellikle lazer huzmesinin yoğunluğunun değiştiği ve huzme çapının geniş olduğu uygulamalarda kullanılır. Bir diğer algılayıcı ise PSD'dir. PSD, 4-quadrant algılayıcıya nazaran sensör üzerinde sürekli bir ölçüm alanı sağlar. Ayrıca

odaklanmış çok küçük lazer huzmesini bile algılayabilmektedir [46]. Bu nedenle deney düzenğinde Şekil 2.9 ve 2.10 ile gösterilen MRC firmasına ait VIS PSD ürünü kullanılmıştır. Ürüne ait teknik özellikler Tablo 2.4 ile verilmiştir.



Şekil 2.9 PSD'nin önden görünüşü



Şekil 2.10 PSD'nin arkadan görünüşü

Tablo 2.4 VIS PSD'nin genel özellikleri

Teknik Özellikler	VIS PSD
Bant genişliği	100 kHz'e kadar
Sensor alanı	9x9 mm <sup>2</sup>
Çözünürlük	<1.5 µm
Spektral hassasiyet	320-110 nm
Hassasiyet	1.2 mV/ µm

#### 2.2.4 Veri Toplama ve İşleme Kartı

Sistem üzerinden veri toplamak ve kontrol döngülerini koşmak için Şekil 2.11 ile gösterilen National Instruments firmasının PCI-Express 6363 kartı kullanılmıştır. Bu kart, temel olarak veri toplama işlemleri, kontrol ve test otomasyonu gibi uygulamalarda yaygın bir şekilde kullanılır. PCI-e 6363 kartı, 16-bit çözünürlükte 250kS/s örnekleme hızında 32 adet analog giriş, 4 adet analog çıkış ve 48 adet dijital giriş/çıkış özelliklerine sahiptir. Karta yer alan NI STC3 zamanlama ve senkronizasyon teknolojisi, bağımsız bir şekilde analog ve dijital zamanlaması ve yeniden tetiklenebilir ölçüm görevleri için gelişmiş zamanlama işlevselliği

sunmaktadır. NI DAQmx sürücü yazılımı, MATLAB ve LabView kullanarak programlamada esneklik ve kolaylık sağlamaktadır. Ayrıca bu kart, düşük gecikmeli (low latency) PCI Express veri yolunu kullanarak kontrol döngüleri için ideal ortamı sağlamaktadır [47].



Şekil 2.11 xPC veri işleme kartı

### 2.3 Model Kestirimi ve Karşılaştırma

MATLAB System Identification ToolBox© yardımıyla farklı derecelerde durum uzay modelleri kestirilmiştir. Kestirilen modellerden elde edilen veriler ile gerçek sistem üzerinden elde edilen veriler (2.4)'te verilen fonksiyon kullanılarak karşılaştırılmıştır. Ayrıca, kestirilen modellerin gerçek sistem ile uyumluluğuna bakılırken Akaike'in son tahmin hatası (Akaike's Final Prediction Error, FPE) kriterinden yararlanılmıştır. FPE kriteri, kestirilen modelin farklı bir veri setinde test edildiği durumu simüle ederek bir model kalitesi ölçütü sağlar. Akaike'nin teorisine göre doğru model en küçük FPE değerine sahip olan modeldir [23].

$$FIT = \left(1 - \frac{\|y - \hat{y}\|_2}{\|y - \bar{y}\|_2}\right) \quad (2.4)$$

Burada,  $\hat{y}$  kestirilmiş model çıkışı ve  $\bar{y}$  gerçek sistem çıkışının ortalamasıdır.

Model kestiriminde hatayı en aza indirmek için, farklı zamanlarda gerçek sistem üzerinden giriş/çıkış verileri toplanmıştır. Sistem tanımada kullanılan sinyaller sistem doğrulamada kullanılmamıştır. Böylece sistem tanımlamadan doğabilecek hatalar minimize edilmiş olur. Kestirilmiş modellerin gerçek sistemle uyumluluğu

karşılaştırmak için zengin karışım sinüs sinyalleri kullanılarak gerçek sistem üzerinde üç farklı test verisi toplanmıştır. Bu testlerde kullanılan sinyaller sırasıyla rastgele frekans değişkeni ortalaması 40 Hz ve standart sapması 5 Hz, rastgele frekans değişkeni ortalaması 35 Hz ve standart sapması 10 Hz ve rastgele frekans değişkeni ortalaması 30 Hz ve standart sapması 10 Hz olan zengin karışım sinyalleridir. Kestirilen modellere ait performans bilgileri Tablo 2.5 ile sunulmuştur. Bu tabloya bakıldığında kestirilen modellerin gerçek sisteme göre performansları yorumlanabilir. Model derecesi 2 ve 3 olan durum uzay modelleri gerçek sistemin dinamiklerini tam olarak yansıtmamasına rağmen model derecesi 4, 5 ve 6 olan modeller birbirlerine göre yakın performansa sahiptirler.

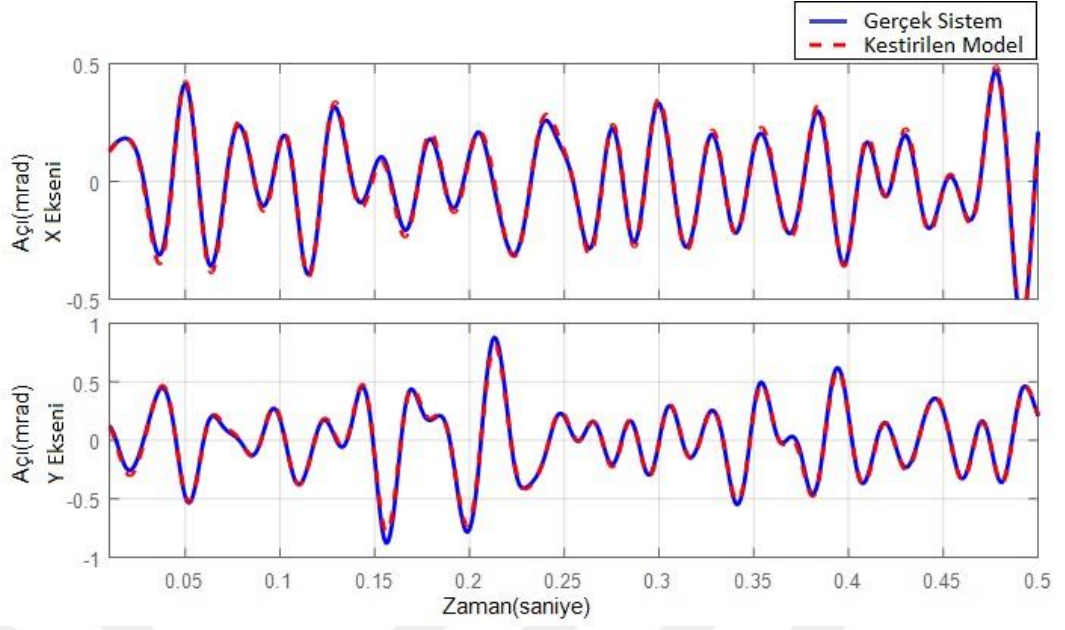
**Tablo 2.5** Kestirilen modellerin doğruluk oranları

Model Yapısı	Model Derecesi	Doğruluk(%)					
		Test 1		Test 2		Test 3	
		X eksen	Y eksen	X eksen	Y eksen	X eksen	Y eksen
Durum Uzayı	2	89.15	89.25	90.65	91.45	90.15	88.01
	3	90.23	92.6	91.45	92.30	91.25	89.55
	4	92.85	92.87	92.95	93.28	91.55	90.85
	5	92.50	92.25	91.35	92.60	91.35	89.65
	6	93.05	92.01	91.15	92.45	92.05	89.01

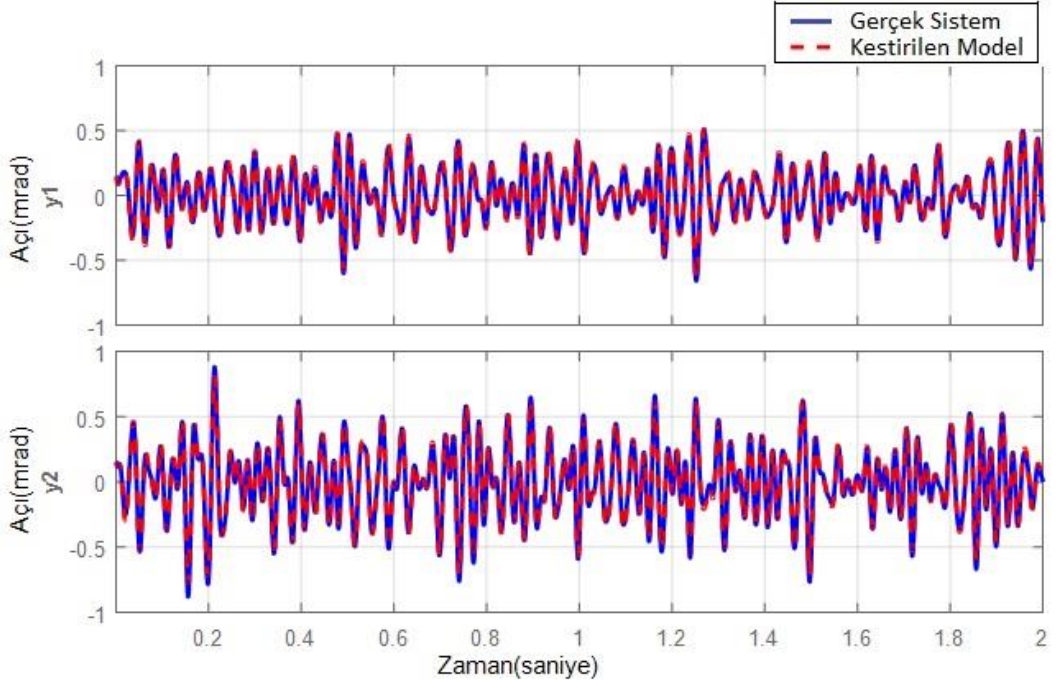
Durum uzay matrisleri (2.5) ve (2.6) ile verilmiş olan dördüncü dereceden kestirilmiş durum uzay modeli kullanılarak gerçek sistem üzerinde eş zamanlı olarak test edilmiştir. Şekil 2.12 ve 2.13 ile görüldüğü gibi kestirilen modelin cevabı ile gerçek sistemin cevabı oldukça iyi örtüşmektedir.

$$A = \begin{bmatrix} -59.61 & 15.73 & 487.3 & 33.95 \\ 17.44 & -33.8 & 57.5 & 465.8 \\ -1135 & 10.71 & -2485 & -28.13 \\ 86.79 & -1116 & 94.77 & -2549 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} -19.78 & 4.51 \\ -3.56 & -10.72 \\ 116.7 & -38.16 \\ 8.32 & 86.63 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$C = \begin{bmatrix} 28.46 & 6.91 & 4.05 & 1.16 \\ -15.41 & 24.44 & -1.71 & 2.57 \end{bmatrix}, D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$



**Şekil 2.12** Gerçek sistemin çıkışı (mavi) ile kestirilen modelin çıkışı (kırmızı, kesikli) 0-0.5 saniye arası



**Şekil 2.13** Gerçek sistemin çıkışı (mavi) ile kestirilen modelin çıkışı (kırmızı, kesikli) 0-2 saniye arası

Bu bölümün ilk kısmında LQR (Linear Quadratic Regulator) yaklaşımı kullanılarak optimal PID kontrolcü tasarımı yapılacaktır. İkinci kısımda ise bozucu girişinden performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden sabit dereceli kontrolcü tasarımı yapılacaktır. Son kısımda ise tasarımı yapılan kontrolcülerin oluşturduğu kapalı sistemin benzetim sonuçları verilecektir.

### 3.1 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Tasarımı

LQR tabanlı durum geri beslemeli kontrol, sistemin performansı ve gürbüzlüğü bakımından oldukça iyi sonuç vermektedir [29]. LQR yaklaşımı kullanılarak belirli bir maliyet fonksiyonunu minimize eden optimal MIMO PID kontrolcü parametrelerini bulmak mümkündür [28]. Geçerli bir optimal PID kontrolcü parametreleri bulabilmek için sistemin gözlemlenebilirlik, kontrol edilebilirlik ve  $(l_m + K_d CB)$ 'nin tersi alınabilir olması şartlarını sağlaması gerekir [48].

(3.1)'de LTI (Linear Time Invariant) sistemin durum uzay gösterimi verilmiştir.

$$\dot{x} = Ax + Bu, y = Cx \quad (3.1)$$

Burada  $x \in R^n$  durum vektörü,  $y \in R^p$  çıkış vektörü ve  $u \in R^m$  kontrol giriş vektörüdür. Ayrıca,  $n$  durum (state) sayısı,  $p$  çıkış sayısı ve  $m$  ise giriş sayısını ifade etmektedir.

Kontrol sinyali  $u$ , girişi  $y$ ,  $\int y dt$ ,  $\dot{y}$  olan bir kontrolcünün çıkışı olduğu varsayılmıştır. (3.1)'de verilen sistem için PID kontrol yapısı (3.2) denklemindeki gibidir [28].  $u(0) = 0$  için;

$$u = -K_p y - K_i \int_0^t y dt - K_d \dot{y} \quad (3.2)$$

Burada  $K_p, K_i$  ve  $K_d$  boyutu  $m \times p$  olan orantısal, türev ve integral geri besleme kazanç matrisleridir. (3.1) ve (3.2) yeniden yazılacak olursa

$$u = -K_p Cx - K_i \int_0^t y dt - K_d C(Ax + Bu) \quad (3.3)$$

$$u = -\bar{K}_p y - \bar{K}_i \int_0^t y dt \quad (3.4)$$

şeklinde elde edilir. Burada  $\bar{K}_p$  ve  $\bar{K}_i$

$$\bar{K}_p = (l_m + K_d CB)^{-1} (K_p C + K_d CA) \quad (3.5)$$

$$\bar{K}_i = (l_m + K_d CB)^{-1} K_i \quad (3.6)$$

şeklinde tanımlanır.  $l_m$ ,  $m$ 'inci dereceden birim matrisini (unity matrix) ifade etmektedir.

$y dt$  ifadesini yeni değişken kümesi  $z$  ile ifade edilirse (3.7) ve (3.8) elde edilir.

$$z = \int_0^t y dt, z(0) = 0 \quad (3.7)$$

$$\dot{z} = y = Cx \quad (3.8)$$

Böylece genişletilmiş durum matrisi (3.9) ile tanımlanabilir [28].

$$\bar{x} = [x \ z]^T \quad (3.9)$$

Genişletilmiş durum uzay modeli, (3.1) kullanılarak yeni değişken kümesi için (3.10)'daki gibi elde edilir.

$$\dot{\bar{x}} = \bar{A}\bar{x} + \bar{B}u \quad (3.10)$$

Burada genişletilmiş sistem matrisi  $\bar{A}$  ve kontrol matrisi  $\bar{B}$

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ C & 0 \end{bmatrix}, \bar{B} = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

şeklinde ifade edilebilir [28]. Burada amaç, (3.12)'de verilen karesel performans maliyet fonksiyonunu minimize edilmektedir.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} (\bar{x}^T \bar{Q} \bar{x} + u^T R u) dt \quad (3.12)$$

Burada,  $\bar{Q} = \bar{Q}^T \geq 0$  genişletilmiş durum ağırlık matrisi ve  $R = R^T > 0$  ise kontrol ağırlık matrisidir [29]. İstenilen optimal kontrolcü  $u^*$ ,

$$u^* = -R^{-1} \bar{B}^T \bar{P} \bar{x} \quad (3.13)$$

eşitliği ile elde edilir. Burada  $\bar{P}$ , (3.14)'te verilen ARE (Algebraic Riccati Equation)'nin pozitif tanımlı çözümüdür.

$$\bar{A}^T \bar{P} + \bar{P} \bar{A} - \bar{P} \bar{B} R^{-1} \bar{B}^T + \bar{Q} = 0 \quad (3.14)$$

(3.4) ile (3.13) eşitlikleri kullanılarak

$$\bar{K}_p = R^{-1} B^T P_{11} \quad (3.15)$$

ve

$$\bar{K}_i = R^{-1} B^T P_{12} \quad (3.16)$$

olarak bulunur. Burada,  $P_{11}$  ve  $P_{12}$  (3.17) ile verilen  $(n+p) \times (n+p)$  boyutlu P matrisinin  $n \times n$  ve  $n \times p$  boyutlarına sahip alt matrislerini ifade etmektedir.

$$\bar{P} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{12}^T & P_{22} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$\bar{K}_p$  ve  $\bar{K}_i$  bulunduktan sonra optimal PID katsayıları (3.18) ve (3.19) kullanılarak elde edilir.

$$[K_p \ K_d] = \bar{K}_p \bar{C}^{-1} \quad (3.18)$$

$$K_i = (I_m + K_d C B) \bar{K}_i \quad (3.19)$$

$$\bar{C} = \begin{bmatrix} C \\ C A - C B \bar{K}_p \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Burada,  $2p \times n$  boyutlu  $\bar{C}$  matrisinin tersinin alınabilmesi için  $p = n/2$  olmalıdır [49].

### 3.1.1 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Çözümü

Geçerli bir optimal PID kontrolcü çözümünün olabilmesi için iki şartı sağlanmalıdır. Bunlar;

(i) Sistem Denklem (3.21) ve (3.22) ile verilen gözlemlenebilir ve kontrol edilebilir olma şartını sağlamalıdır [49].

$$\text{rank} \begin{bmatrix} C \\ CA \end{bmatrix} = n \quad (3.21)$$

$$\text{rank}[B \quad AB] = n \quad (3.22)$$

(ii) Ayrıca  $(l_m + K_d CB)$ 'nin tersi alınabilir olmalıdır [48].

Optimal PID kontrolcü tasarımı için adımlar:

- Adım 1: (3.1) kullanılarak sistemin durum uzay matrisleri A, B ve C elde edilir.
- Adım 2: (3.10)'daki gibi genişletilmiş durum uzay modeli bulunur.
- Adım 3: Sistemin gözlemlenebilirlik ve kontrol edilebilirlik şartlarını sağladığı kontrol edilir.
- Adım 4: İstenilen performans ulaşmak için (3.12) ile verilen maliyet fonksiyonuna uygun  $\bar{Q}$  ve  $R$  ağırlık matrisleri seçilir.
- Adım 5: (3.14)'de verilen ARE çözümlenerek (3.17)'de verilen  $\bar{P}$  matrisi elde edilir.
- Adım 6: (3.15) ve (3.16)'da verilen eşitlikler kullanılarak  $\bar{K}_p$  ve  $\bar{K}_i$  elde edilir.
- Adım 7: Eğer  $(l_m + K_d CB)$  tersi alınabilir ise (3.18) ve (3.19)'da verilen eşitlik yardımıyla optimal PID katsayıları  $K_p$ ,  $K_i$  ve  $K_d$  matrisleri elde edilir. Aksi takdirde seçilen ağırlık matrisleri için optimal PID kontrolcü tasarımı yapılamaz.

Bölüm 2'de sistem tanılama teknikleriyle bulunan ve durum uzay matrisleri (2.5) ve (2.6) ile verilen model kullanılarak optimal PID kontrolcüsü için gerekli şartları sağladığı test edilmiştir. Daha sonra yukarıda verilen adımlar sırasıyla gerçekleştirilerek optimal PID kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Denklemi (3.12) ile

verilen performans maliyet fonksiyonu için performans ağırlık matrisi olarak (3.23) ile verilen diyagonal  $\bar{Q}$  matrisi seçilmiştir. Kontrol girişi ağırlık matrisi olarak ise (3.24) ile verilen  $R$  matrisi seçilmiştir.

$$\bar{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 8 \times 10^6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 11.2 \times 10^6 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

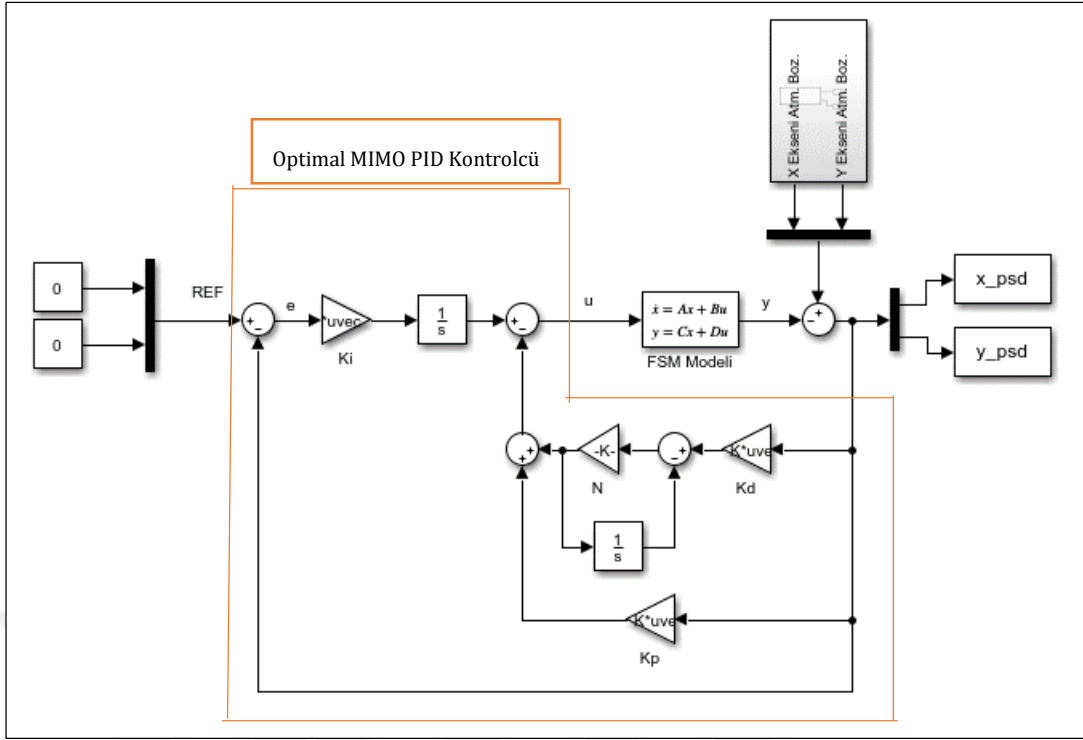
$$R = \begin{bmatrix} 6.4 & 0 \\ 0 & 6.4 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Seçilen performans ve kontrol girişi ağırlık matrisleri ile (3.25) ile verilen optimal PID kontrolcü katsayıları ( $K_p, K_i, K_d$ ) elde edilmiştir.

$$K_p = \begin{bmatrix} 2.60 & 0.25 \\ 0.32 & 3.19 \end{bmatrix}, K_i = \begin{bmatrix} 1.01 \times 10^3 & 24 \\ 50 & 1.26 \times 10^3 \end{bmatrix}, K_d = \begin{bmatrix} 0.0010 & 0.0001 \\ 0.0002 & 0.0011 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

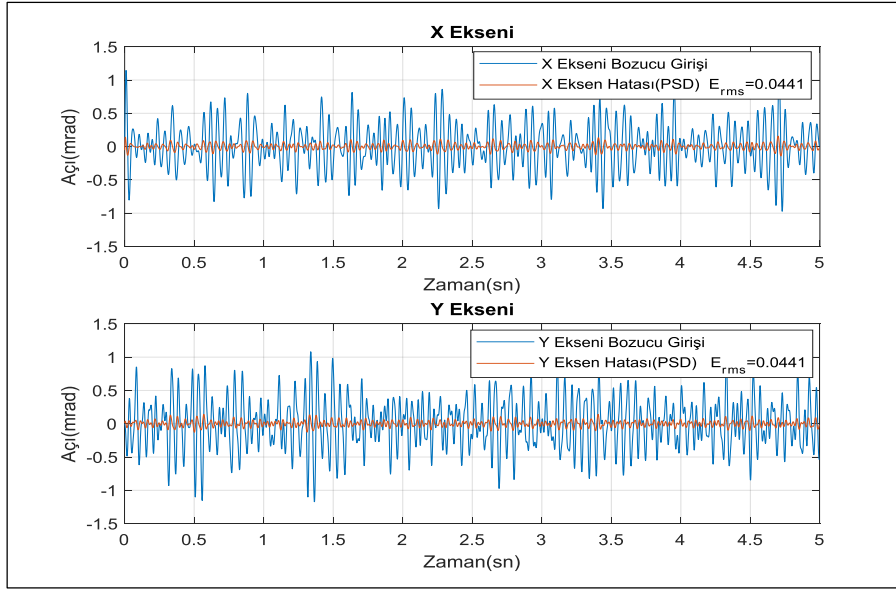
### 3.1.2 LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcü Benzetim Sonuçları

Benzetim sonuçlarını elde etmek amacıyla Matlab/Simulink'te oluşturulmuş yapı Şekil 3.1 ile verilmiştir. Burada referans olarak PSD'nin merkezi seçilmiştir. Bu nedenle, referans giriş sinyali olarak (0,0) uygulanmıştır. FSM modelinin çıkışına x ve y eksenlerinde ayrı ayrı bozucu girişleri uygulanmıştır.



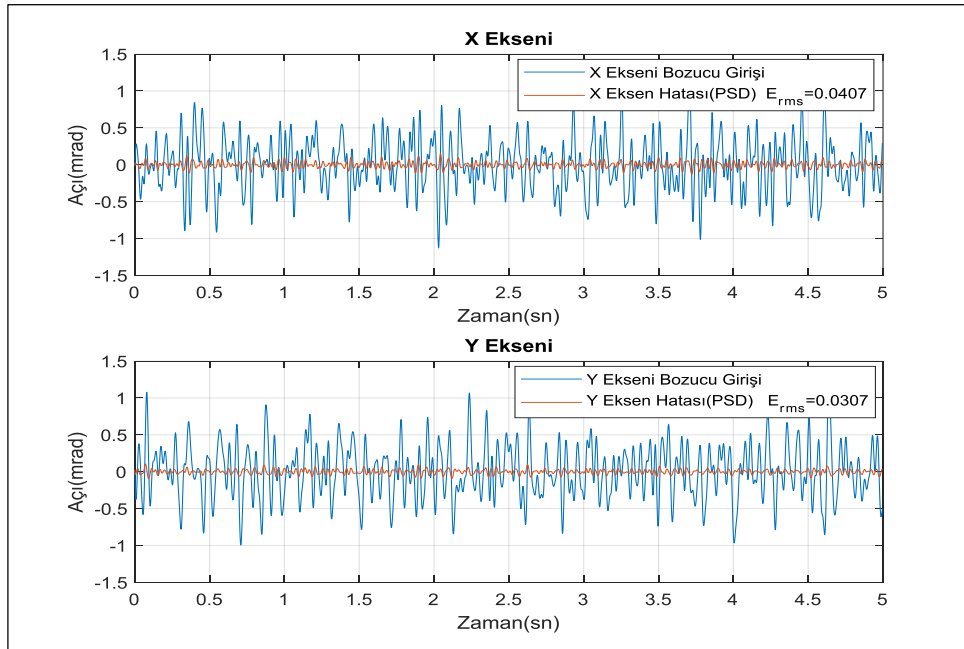
**Şekil 3. 1** FSM sistemi benzetim yapısı

Optimal PID kontrolcünün performansını test etmek amacıyla 2 farklı bozucu sinyali uygulanmıştır. İlk benzetim için rastgele genlik ve frekans değişkeni ortalaması 20 Hz ve standart sapması 5 Hz olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali FSM'nin her iki eksenine uygulanarak sonuçlar kaydedilmiştir. Kontrolcünün performansını gösteren grafik Şekil 3.2 ile verilmektedir. Ayrıca, x ve y eksen hatalarının RMS (Root-Mean-Square) değerleri grafiklerde yer almaktadır.



**Şekil 3.2** Optimal PID kontrolcünün rastgele frekans değişkeni 20 Hz ortalama ve 5 Hz standart sapması olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali altındaki benzetim grafiği

İkinci benzetim için ise, rastgele genlik ve frekans değişkeni ortalaması 15 Hz ve standart sapması 10 Hz olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali FSM'nin her iki eksenine uygulanarak sonuçlar kaydedilmiştir. Bu test için kontrolcünün performansını gösteren grafik Şekil 3.3 ile verilmektedir.



**Şekil 3.3** Optimal PID kontrolcünün rastgele frekans değişkeni 15 Hz ortalama ve 10 Hz standart sapması olan zengin karışım sinüs bozucu sinyali altındaki benzetim grafiği

Benzetim testlerinden elde edilen sonuçlarını içeren bozucunun ve eksen hatalarının 2-normu Tablo 3.1 ile verilmiştir.

**Tablo 3. 1** Benzetim sonuçları

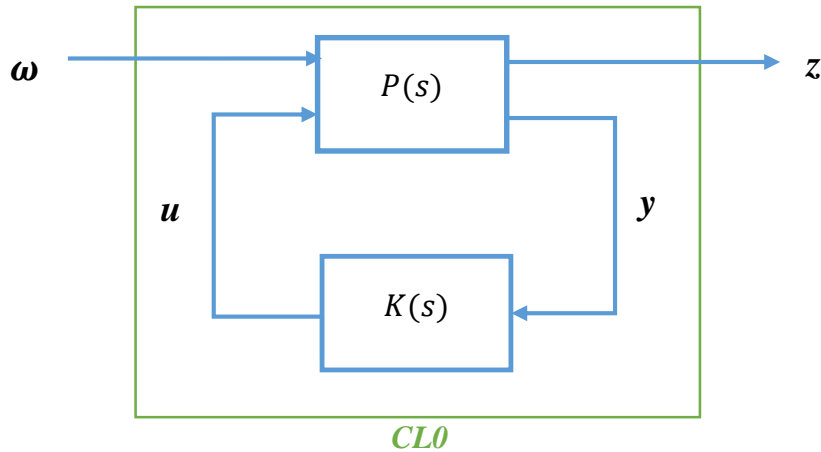
FSM'nin Eksenleri	2-normu			
	İlk Benzetim Sonucu		İkinci Benzetim Sonucu	
	Bozucu	Eksen Hatası	Bozucu	Eksen Hatası
X Eksen	16.63	2.2040	17.16	2.03
Y Eksen	18.32	2.2060	17.74	1.53

Benzetim sonuçları incelendiğinde, Bölüm 3.1.1'de elde edilen optimal PID kontrolcüden oluşan kapalı çevrim sistemin bozucu etkileri %80-85 civarında bastırıldığı gösterilmiştir.

### 3.2 Sabit Dereceli $H_\infty$ Kontrolcü Tasarımı

Sabit dereceli  $H_\infty$  sentezin genel formu Şekil 3.4 ile gösterildiği gibi sistemin modelini, harici bozucu girişleri  $w$ , performans çıkışları  $z$ , kontrol girişleri  $u$  ve ölçülen çıkışları  $y$  kontrolcüyü sistemle ilişkilendirir. Sabit yapıdaki kontrolcü  $K(s)$ , ayarlanacak olan bütün parametreleri içerir.

$$\begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = P \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \quad (3.26)$$



**Şekil 3.4** Sabit dereceli  $H_\infty$  sentezi standart formu

Standart çıkış geri besleme yapısında tanımlanan  $P(s)$

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}, \quad (3.27)$$

şeklinde tanımlanır. Böylece kontrol ve bozucu girişlerin çıkışlara etkisi

$$z = P_{11}\omega + P_{12}u, \quad (3.28)$$

$$y = P_{21}\omega + P_{22}u, \quad (3.29)$$

denklemleri ile ifade edilmektedir. Kontrol sinyali

$$u = K(s)y, \quad (3.30)$$

şeklinde tanımlanır.

Doğrusal-kesirli dönüşümü (Linear-Fractional Transformation, LFT) yapılarak

$\omega$ 'den  $z$ 'ye kapalı çevrim transfer fonksiyonu;

$$T_{\omega \rightarrow z}(s) = Fl(P, K) := P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \quad (3.31)$$

şeklinde elde edilir. (3.31) ile verilen kapalı çevrim sistemin  $H_\infty$  normu;

$$\|T_{\omega \rightarrow z}(s)\|_\infty := \max_{\omega} \bar{\sigma}(T_{\omega \rightarrow z}(j\omega)) \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $\bar{\sigma}$  en büyük tekil değeri göstermektedir. Tasarlanan kapalı çevrim döngünün kararlılığını garantilemek için (3.33) ile verilen şartı sağlaması gerekir [50].

$$\|T_{\omega \rightarrow z}(s)\|_\infty < 1, \quad (3.33)$$

Sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü  $K(s)$  için ayrıştırılmış (decentralized) ve MIMO PID yapıları seçilebilmektedir. Ayrıştırılmış PID kontrolcü yapısında  $K(s)$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Kpid_1 & 0 \\ 0 & Kpid_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}, \quad (3.34)$$

şeklindedir. MIMO PID kontrolcü yapısında ise  $K(s)$ ;

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Kpid_{11} & Kpid_{12} \\ Kpid_{21} & Kpid_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}, \quad (3.35)$$

ile ifade edilir. Buradaki PID kontrolcüsünün yapısı

$$K(s) = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d \frac{T_d s}{s + T_d} \quad (3.36)$$

ile tanımlanır. Burada, orantısal kazanç katsayısı  $K_p$ , integral kazanç katsayısı  $K_i$ , türev kazanç katsayısı  $K_d$  ve zaman sabiti  $T_d$  ile verilmiştir.

Bu çalışmada, Matlab Robust Control Toolbox© altında bulunan “hinfstruct” komutu kullanılarak bozucu girişinden performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden sabit dereceli ayrıştırılmış ve MIMO PID kontrolcülerini elde edilmiştir. Hinfstruct, ayarlanabilir parametreleri, sistemin kapalı çevrim kararlılığını dikkate alarak  $H_\infty$  normunu en aza indirmek için özel düzensiz (nonsmooth) optimizasyon tekniklerini kullanır. Bu teknikler, [33] çalışmasına dayanmaktadır. Dahası hinfstruct, [51] ile verilen algoritmayı ve SLICOT kütüphanesini [52] kullanarak  $H_\infty$  normunu hesaplar.

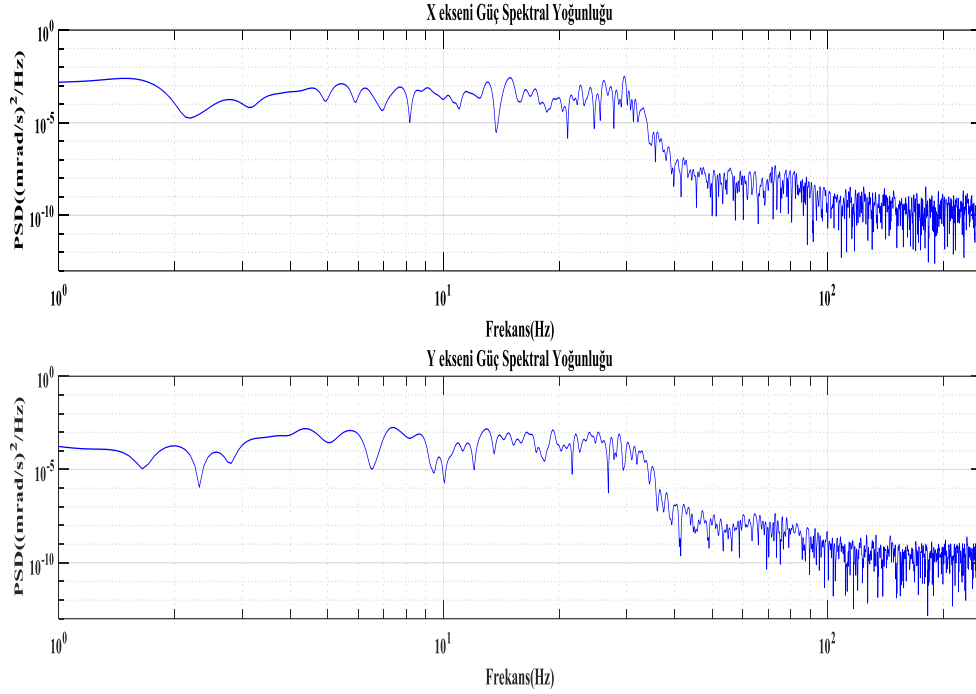
### 3.2.1 Performans Ağırlıklandırma Fonksiyonlarının Seçimi

Hinfstruct yöntemiyle elde edilen kontrolcünün performansını artırmak için performans ağırlıklandırma fonksiyonları  $W_s$  ve  $W_t$  kullanılmaktadır. Burada  $W_s$  hassasiyet (sensitivity) ağırlıklandırma fonksiyonu,  $W_t$  ise tamamlayıcı hassasiyet (complementary sensitivity) ağırlıklandırma fonksiyonunu ifade etmektedir. Bu ağırlıklandırma fonksiyonların uygun olarak seçilmesi sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü tasarımı için çok önemlidir. (3.27)’de verilen  $P(s)$ , bahsi geçen ağırlık fonksiyonları eklenerek elde edilir. Performans ağırlıklandırma fonksiyonları seçiminde aşağıdaki maddeler dikkate alınır [53], [54].

- İyi bir referans takibi ve gürültü bastırma için sistemin düşük frekanslarda yüksek kazançla sahip olması gerekir.
- Sistemin kararlılığını artırmak ve algılayıcı gürültüsünden kurtulmak için sistemin yüksek frekansta düşük kazançla sahip olması gerekir.

Bu tez çalışmasında, sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcünün etkinliğinin artırmak için atmosferik türbülans etkisi dikkate alınmıştır. Ek-A’da broşürü verilen LATmoSim simülasyon programı kullanılarak atmosferik türbülans etkisi sonucu lazer huzmesinin gezinmesi hesaplanmıştır. Atmosferik türbülansın Şekil 3.5 ile gösterildiği gibi baskın olduğu frekans aralığı 0-30 Hz’dir. Sabit dereceli  $H_\infty$

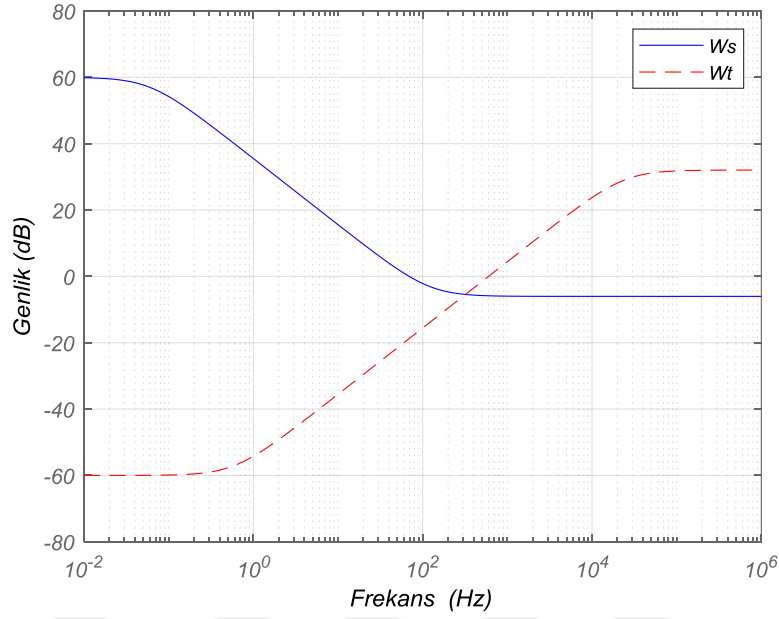
kontrolcü tasarımı yapılırken kontrolcünün bu frekans aralığını bastırması amaçlanmıştır. Bu nedenle hassasiyet ve tamamlayıcı hassasiyet ağırlıklandırma fonksiyonları  $W_s$  ve  $W_t$  (3.37)'deki gibi seçilmiştir.



**Şekil 3.5** Atmosferik tübülansın tip/tilt modu güç spektral yoğunluğu

$$W_s(s) = \frac{0.5s + 377}{s + 0.377} \quad W_t(s) = \frac{40s + 150.8}{s + 1.508 \times 10^5} \quad (3.37)$$

(3.37) ile verilen ağırlıklandırma fonksiyonlarının frekans cevabı (bode grafiği) Şekil 3.6 ile verilmiştir.



**Şekil 3.6** Hassasiyet (mavi) ve tamamlayıcı hassasiyet (kırmızı, kesikli) ağırlıklandırma fonksiyonları frekans cevapları

### 3.2.2 Sabit Dereceli $H_\infty$ Kontrolcü Çözümü

Birçok çalışmada, tasarım kolaylığı sebebiyle yaygın olarak FSM'nin eksenleri ayrıştırılmış yapıda ayrı ayrı kontrol edilmektedir. Bu tez çalışması kapsamında aşağıdaki adımlar takip edilerek ayrıştırılmış ve MIMO PID yapısında iki farklı sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcülerini sentezlenmiştir.

Sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü çözümü adımları:

- Adım 1: Sistemin durum uzay matrisleri A, B, C ve D kullanılarak durum uzay modeli oluşturulur.
- Adım 2: (3.34) ve (3.35)'te verilen kontrolcü yapılarından biri seçilir ve ayarlanabilir (tunable) parametreler oluşturulur.
- Adım 3: Bozucunun baskın olduğu frekanslar göz önüne alınarak performans ağırlıklandırma fonksiyonları  $W_s$  ve  $W_t$  seçilir.
- Adım 4: Matlab Robust Control Toolbox© altında bulunan "augw" fonksiyonu kullanılarak artırılmış (augmented) model  $P(s)$  elde edilir.

- Adım 5: Matlab Robust Control Toolbox© altında kulunan “lft” fonksiyonu ile Doğrusal-kesirli dönüşümü (LFT) yapılarak Şekil 3.4 ile gösterilen CL0 yapısı elde edilir.
- Adım 6: Hinfstruct ile bozucu girişinden performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden sabit dereceli kontrolcü parametreleri elde edilir.
- Adım 7: Sentezlenen sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü ile oluşan sistemin (3.33)’te verilen  $\|T_{\omega \rightarrow z}(s)\|_\infty < 1$  şartının sağlandığı kontrol edilir. Aksi takdirde istenilen performans kriterine uygun sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü bulunamamıştır.

Sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü sentezlerken daha iyi sonuç elde etmek için hinfstruct fonksiyonun “random start” opsiyonu 5 olarak alınmıştır. “Random start” opsiyonu, kontrolcünün serbest parametrelerini rastgele üreterek optimizasyonu tekrar yapar. Dolayısıyla optimizasyon 6 kez tekrarlanarak en uygun kontrolcü parametreleri bulunur.

Seçilen hassasiyet ve tamamlayıcı hassasiyet ağırlıklandırma fonksiyonları ile Hinfstruct komutu kullanılarak ayrıştırılmış PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcü sentezlenmiştir. Ayrıca gürültülerin etkisinden ve türev vurmasından (derivative kick) kurtulmak için ise türev filtresi (D-filter)  $F(s) = [1/(\tau s + 1)]$  formunda alınıp sistemin ortak zaman sabiti  $\tau = 0.004$  olarak belirlenmiştir. Sentezlenen kontrolcü katsayıları (3.38) ve (3.39)’da sunulmuştur. Sentezlenen en büyük kazanç (gama) 0.8226 olarak bulunmaktadır. Böylece  $\gamma < 1$  şartı sağlandığı görülmektedir.

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 67*

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 86*

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 98*

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 69*

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 73*

*Final: Peak gain = 0.823, Iterations = 99*

*Gama = 0.8226*

$$Kp = \begin{bmatrix} 3.90 & 0 \\ 0 & 3.79 \end{bmatrix}, \quad Ki = \begin{bmatrix} 1.03 \times 10^3 & 0 \\ 0 & 1.23 \times 10^3 \end{bmatrix}, \quad (3.38)$$

$$Kd = \begin{bmatrix} -0.0018 & 0 \\ 0 & 0.0055 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Benzer şekilde hinfstruct komutu kullanılarak bu sefer MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcü sentezlenmiştir. Sentezlenen kontrolcü katsayıları (3.40) ve (3.41)'de sunulmuştur. Sentezlenen en büyük kazanç (gama) 0.8132 olarak bulunmaktadır. Böylece  $\gamma < 1$  şartı sağlandığı görülmektedir.

*Final: Peak gain = 0.794, Iterations = 95*

*Final: Peak gain = 0.793, Iterations = 81*

*Final: Peak gain = 0.794, Iterations = 81*

*Final: Peak gain = 0.794, Iterations = 83*

*Final: Peak gain = 0.795, Iterations = 75*

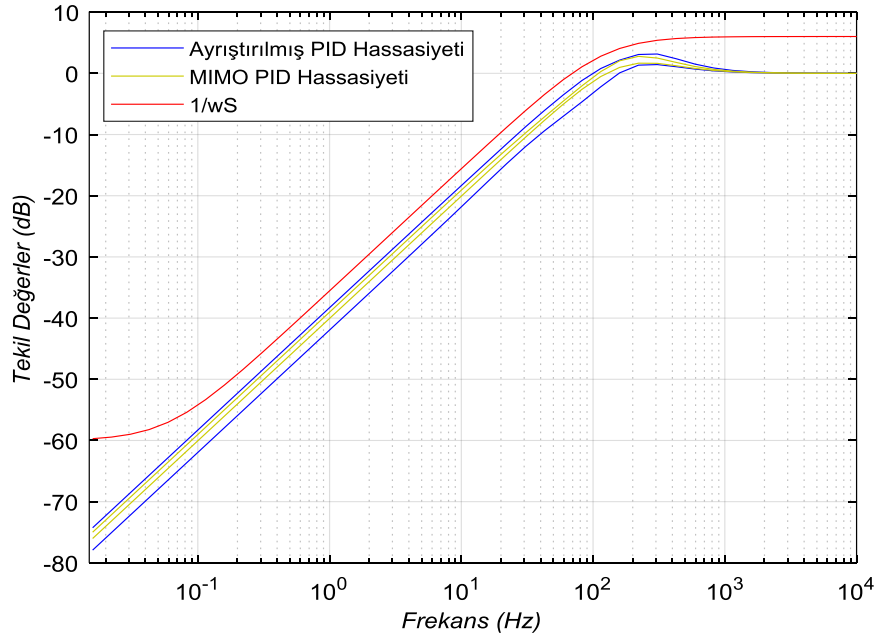
*Final: Peak gain = 0.793, Iterations = 337*

*Gama = 0.7932*

$$Kp = \begin{bmatrix} 3.90 & 0.90 \\ 0.91 & 4.09 \end{bmatrix}, \quad Ki = \begin{bmatrix} 1.07 \times 10^3 & 0.21 \\ 0.20 & 1.07 \times 10^3 \end{bmatrix}, \quad (3.40)$$

$$Kd = \begin{bmatrix} 0.0014 & 0.0008 \\ 0.0006 & 0.0023 \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

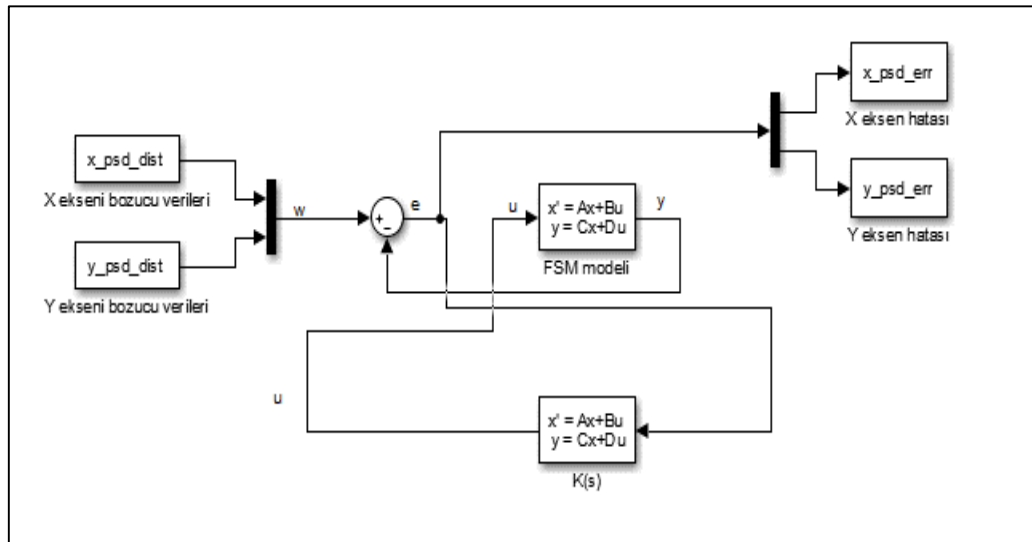
Sentezlenen sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcülerin hassasiyet fonksiyonlarının frekans cevabı Şekil 3.7 ile verilmiştir. Burada her iki kontrolcüde bütün frekans aralığında kararlı olduğu görülmektedir. Düşük frekanslarda hassasiyetin az olması daha iyi referans takibi ve bozucuları bastıracağını göstermektedir. Yüksek frekanslarda ise hassasiyet fonksiyonunun sifıra yakın olması sistemin sensor gürültüsüne karşı dayanıklı olduğunu göstermektedir.



**Şekil 3.7** Hassasiyet ağırlıklandırma fonksiyonunun tersi (kırmızı), Ayrıştırılmış PID (mavi) ve MIMO PID (sarı) kontrolcülerinden oluşan kapalı çevrim hassasiyet fonksiyonları tekil değerler frekans cevapları

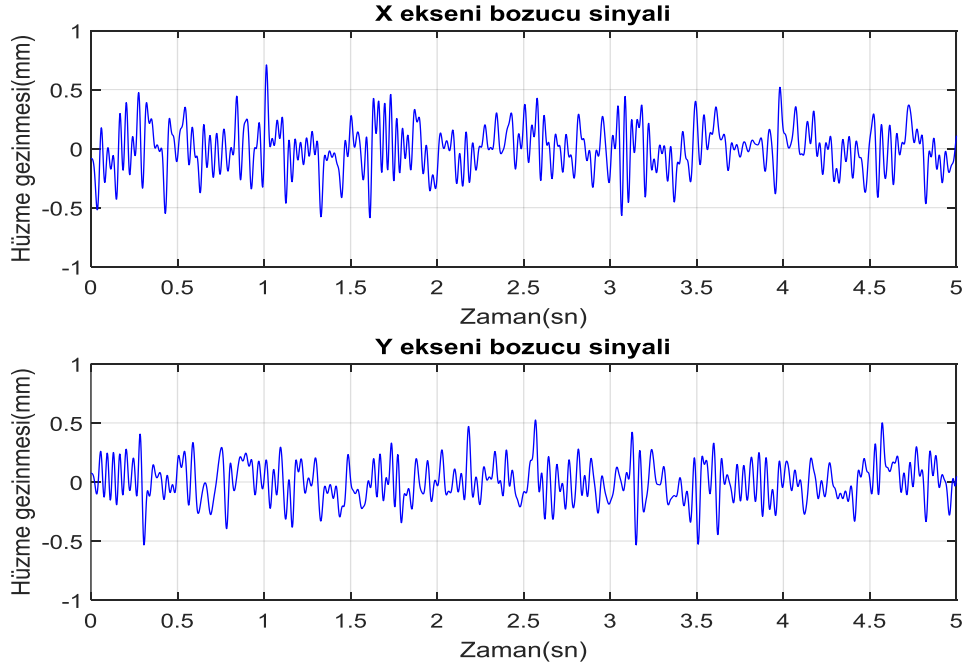
### 3.2.3 Sabit Dereceli $H_\infty$ Kontrolcü Benzetim Sonuçları

Tasarımı yapılan sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcülerin benzetim sonuçlarını elde etmek Şekil 3.8 ile gösterilen Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur.



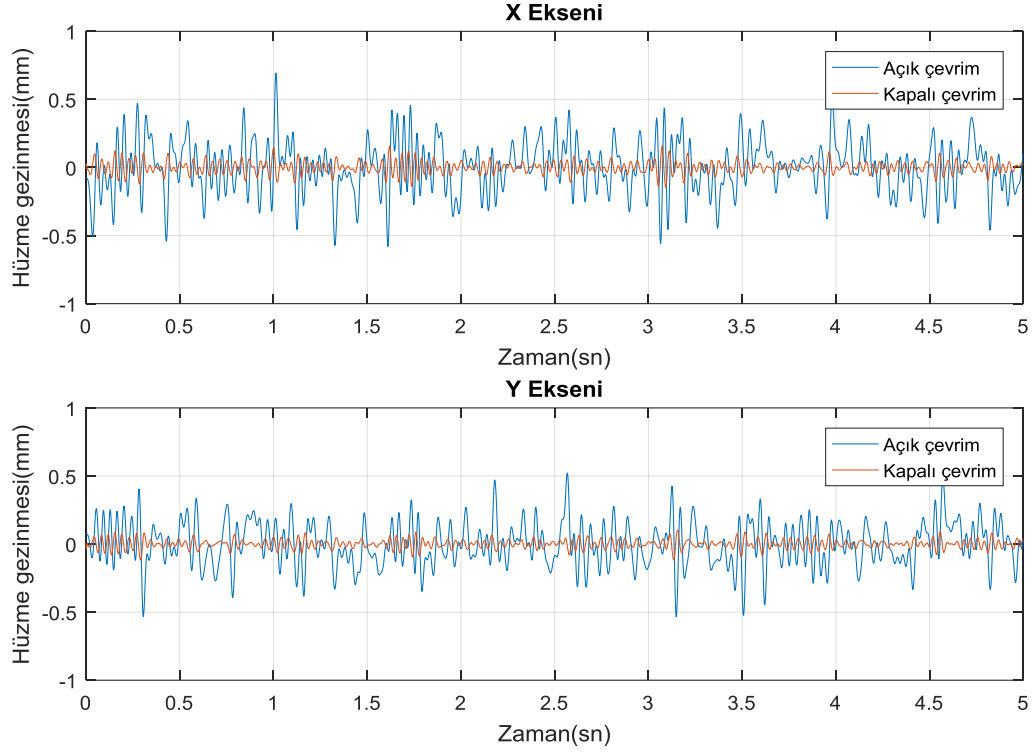
**Şekil 3.8** FSM ve sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü modeli

LAtmoSim simülasyon programı yardımıyla üretilen atmosferik türbülansın tip/tilt modu bozucu verilerinin zamana bağlı grafiği Şekil 3.9 ile verilmiştir. Benzetim sonuçları elde edilirken bu bozucu verileri kullanılmıştır.

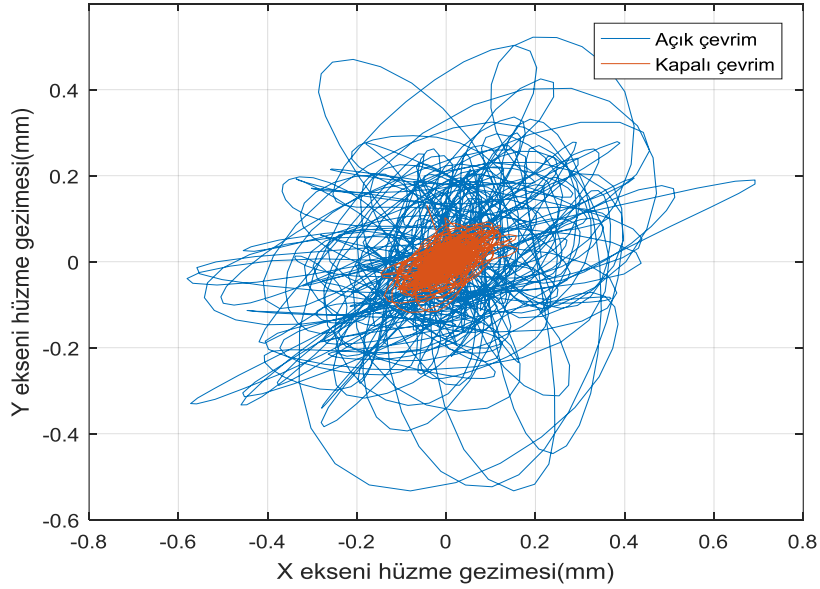


**Şekil 3.9** LATmoSim'den elde edilen atmosferik türbülansın tip/tilt modu bozulmaları

LAtmoSim'den elde edilen atmosferik türbülansın tip/tilt modu bozucu verileri, ayrıştırılmış PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcünün denetlediği modele uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.10 ve Şekil 3.11 ile verilmiştir.

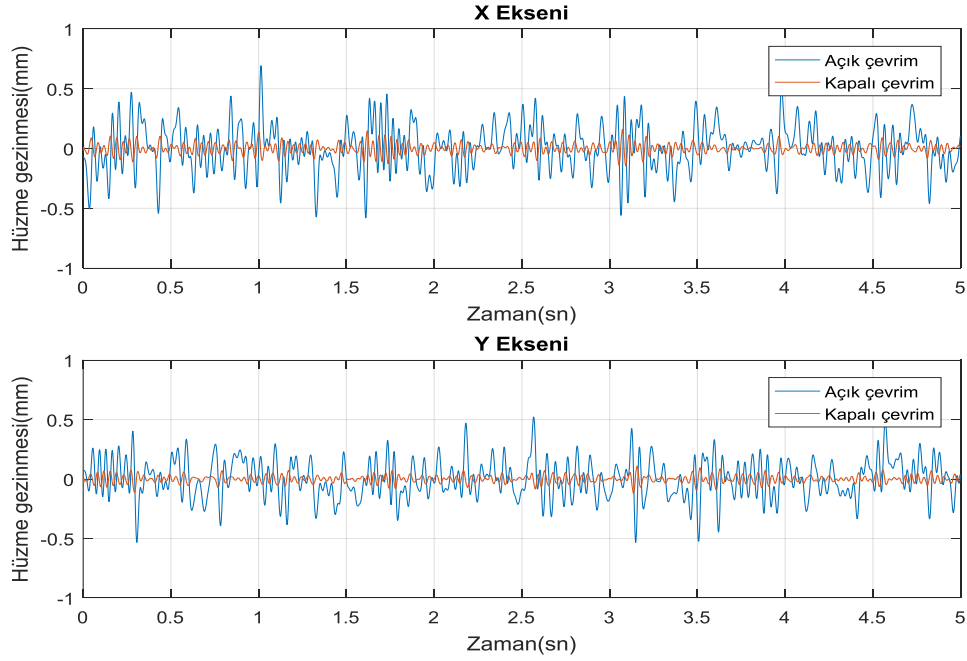


**Şekil 3.10** Açık çevrim (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu

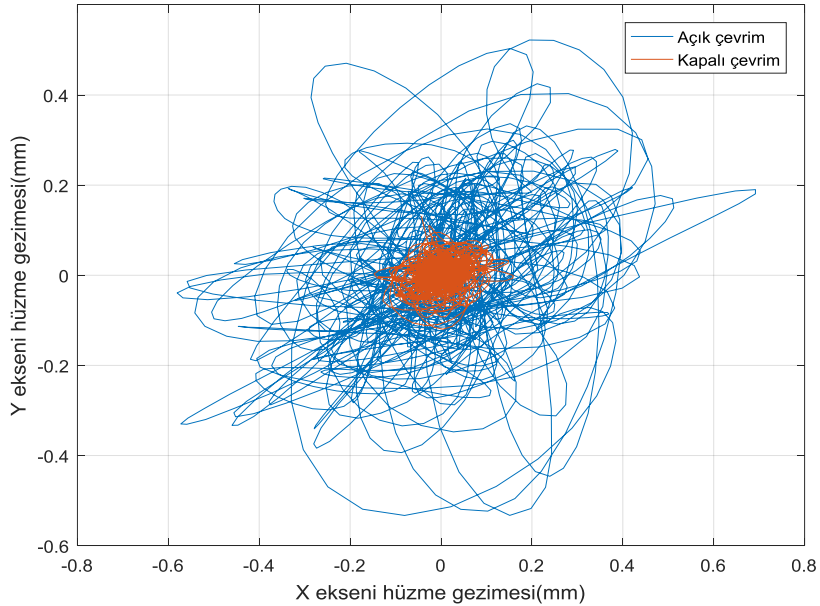


**Şekil 3.11** X-Y düzleminde açık çevrim (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu

Benzer şekilde aynı bozucu verileri MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün denetlediği modele uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları Şekil 3.12 ve Şekil 3.13 ile verilmiştir.



**Şekil 3.12** Açık çevrim (mavi) ve MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu



**Şekil 3.13** X-Y düzleminde açık çevrim (mavi) ve MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünden oluşan kapalı çevrim (turuncu) benzetim sonucu

Benzetim sonuçları incelendiğinde her iki kontrolcü de optik seğirmeyi minimize ettiği yönündedir. Atmosferik Türbülans bozucusu ile bu bozucuya karşı ayrıştırılmış PID yapıda ve MIMO yapıdaki  $H_\infty$  kontrolcülerden oluşan kapalı çevrim sistemlerin 2-normlarının karşılaştırması Tablo 3.2’de verilmiştir. Bu tablo incelendiğinde, MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün bozucu etkileri bastırma performansı ayrıştırılmış PID yapı  $H_\infty$  kontrolcüden daha iyidir.

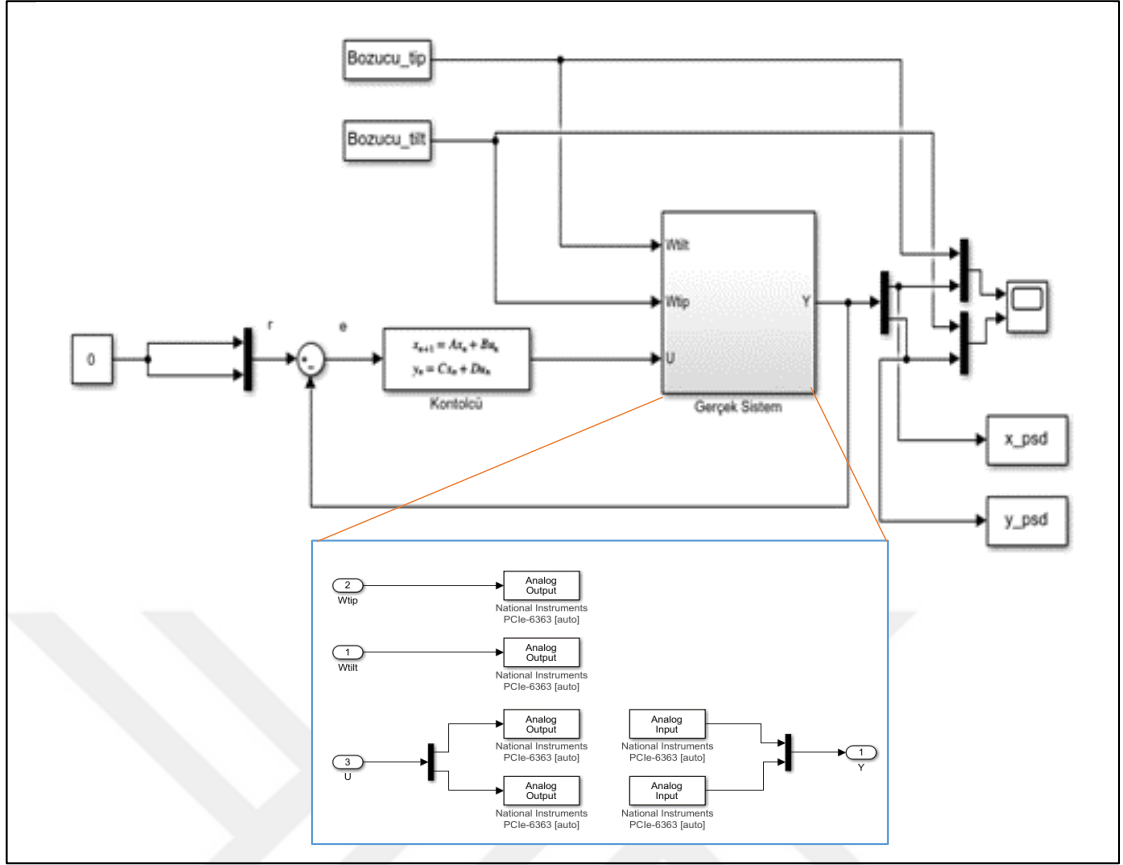
**Tablo 3.2** Atmosferik Türbülans ile bu bozucuya karşı ayrıştırılmış PID yapıda ve MIMO yapıdaki  $H_\infty$  kontrolcülerden oluşan kapalı çevrim sistemlerin,  $P_{cl1}$ ,  $P_{cl2}$ , iki normlarının karşılaştırması

Bozulma Modları	$\ \omega\ _2$	$\ P_{cl1}\ _2$	$\ P_{cl2}\ _2$
Tip	9.4931	2.1620	2.0468
Tilt	9.1151	1.6106	1.5247

### 3.3 Uygulama Sonuçları

Bu bölümde, tasarlanan LQR tabanlı optimal PID kontrolcü ile sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcülerin gerçek sistem üzerindeki başarımları gösterilecektir.

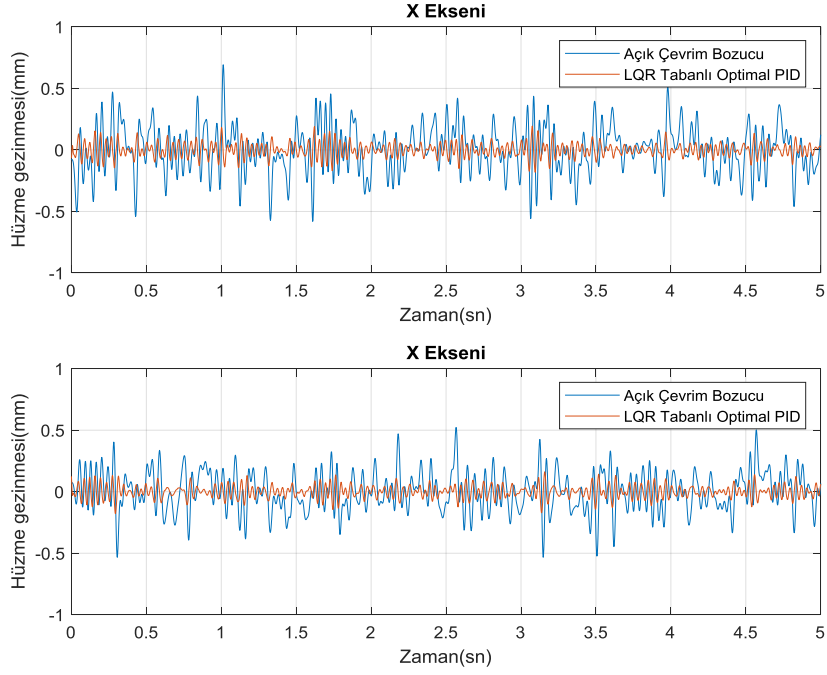
Benzetim sonuçları kısmında kestirim sonucu ile elde edilmiş FSM modeli üzerine çalışılmıştı, bu kısımda ise, elde edilen bu kontrolcüler gerçek sistem üzerinde test edilerek sonuçlar paylaşılacaktır. Gerçek sistem üzerinden PSD algılayıcı verilerini okumak, Bozucu FSM’ye bozucu girişi uygulamak ve Kontrol FSM’ye ise kontrol sinyali uygulamak için Matlab/Simulink’te oluşturulan yapı Şekil 3.14 ile verilmiştir. Benzetim çalışmasında kullanılan LATmoSim simülasyon programından elde edilen atmosferik türbülansın tip/tilt modu bozucu sinyalleri gerçek sisteme Bozucu FSM kullanılarak uygulanmıştır.



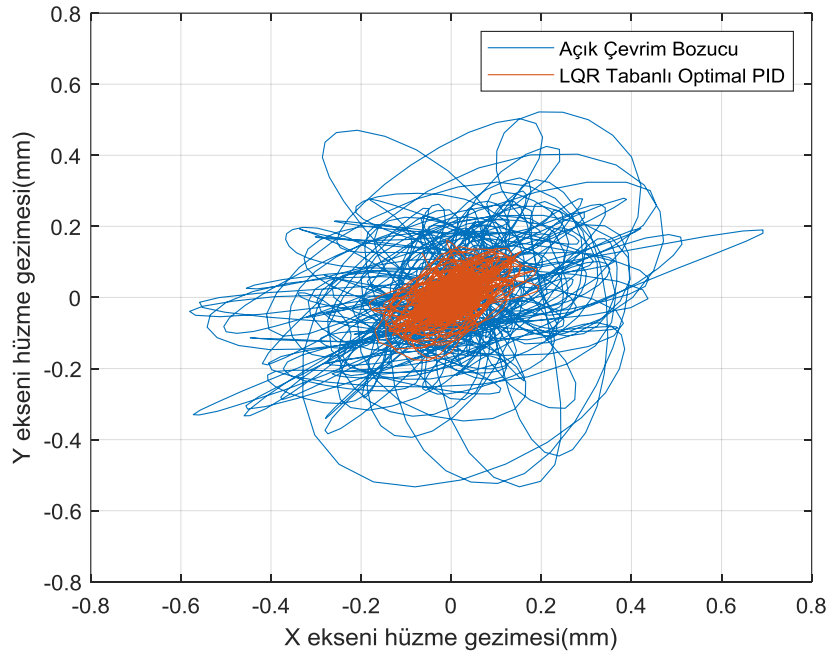
**Şekil 3.14** Sabit dereceli  $H_\infty$  kontrolcü için Matlab/Simulink arayüzü

Bu tez çalışması kapsamında geliştirilen LQR tabanlı optimal PID, ayrıştırılmış ve MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcülerini gerçek sistem üzerinde denenenmiştir. Şekil 15 ile 17 arasında verilen grafikler LQR tabanlı optimal PID kontrolcünün denetlediği gerçek sistemin bozucu altındaki performansını göstermektedir. Şekil 18 ile 20 arasında verilen grafikler ise ayrıştırılmış PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün denetlediği gerçek sistemin bozucu altındaki performansını göstermektedir. Ayrıca, Şekil 21 ile 23 arasında verilen grafikler ise MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün denetlediği gerçek sistemin bozucu altındaki performansını göstermektedir.

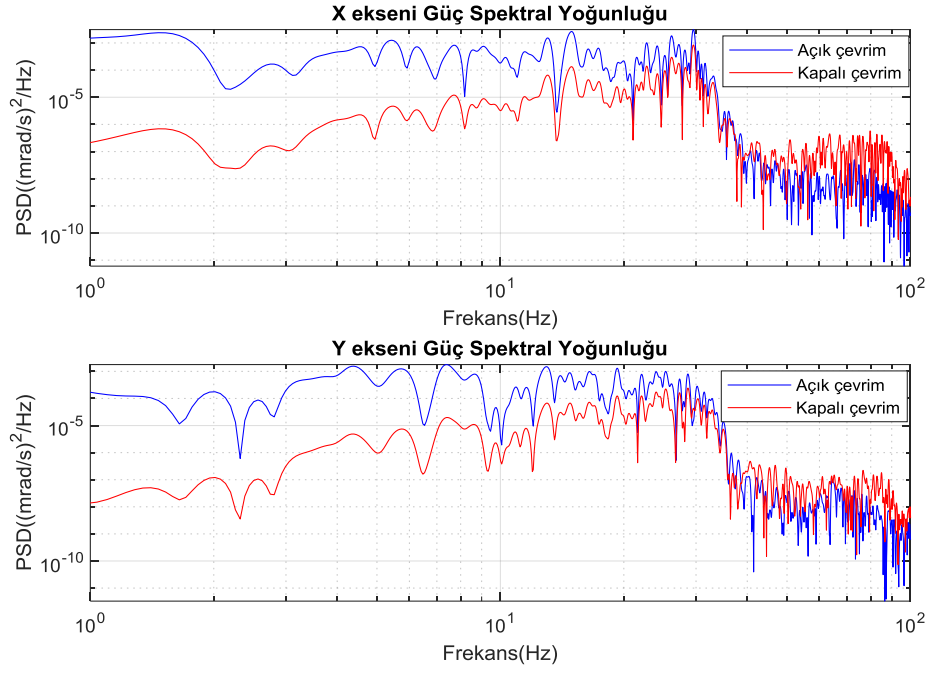
Bu tez çalışmasında, kontrol sinyalleri inceleniş ve eyleyici doyuma girmediği görülmüştür. Bu nedenle kontrol sinyallerinin grafikleri eklenmemiştir.



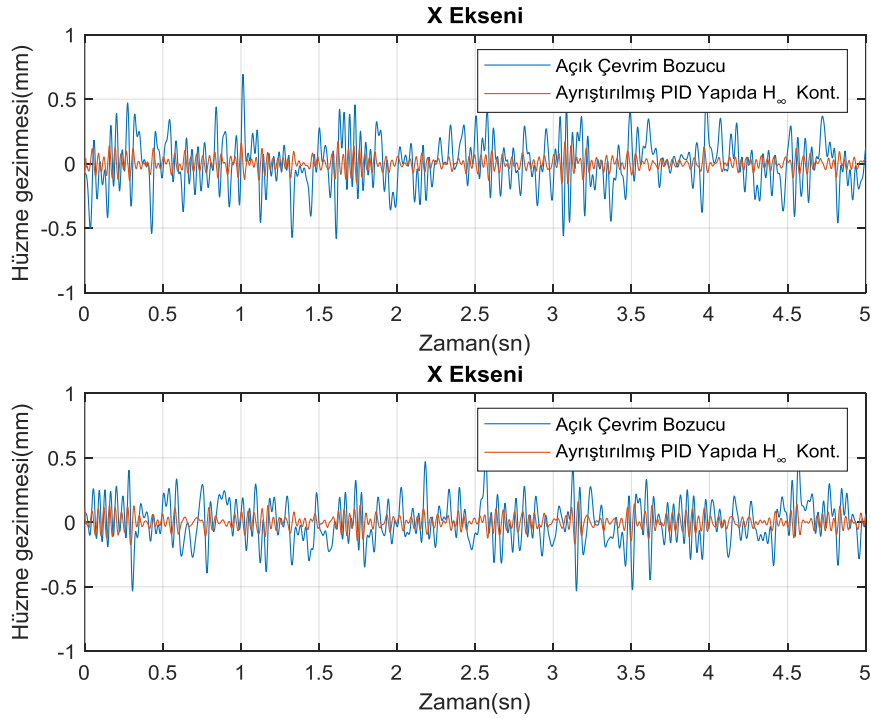
**Şekil 3.15** Açık çevrim bozucu (mavi) ve LQR tabanlı optimal PID kontrolcü ile kapalı çerim (turuncu) deneysel sonuçları



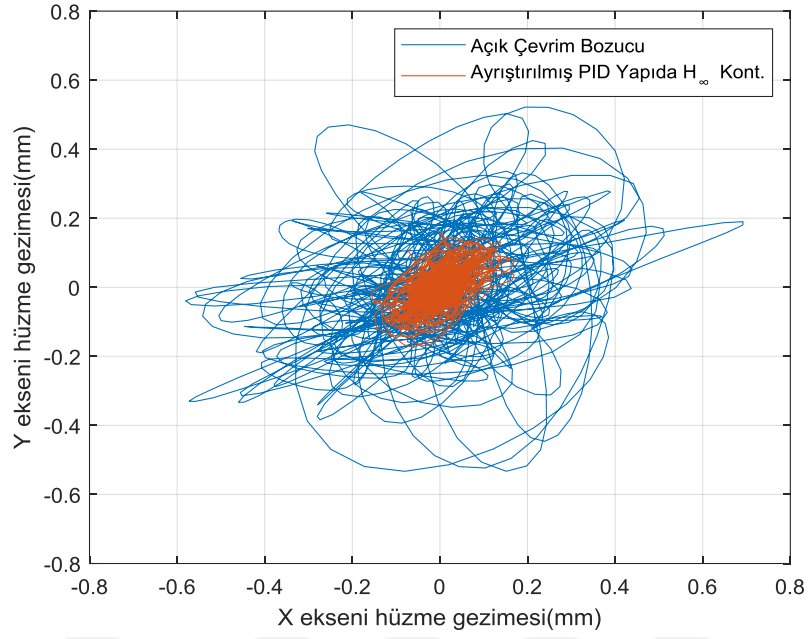
**Şekil 3.16** X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve LQR tabanlı optimal PID kontrolcünden oluşan kapalı çerim (turuncu) deneysel sonuçları



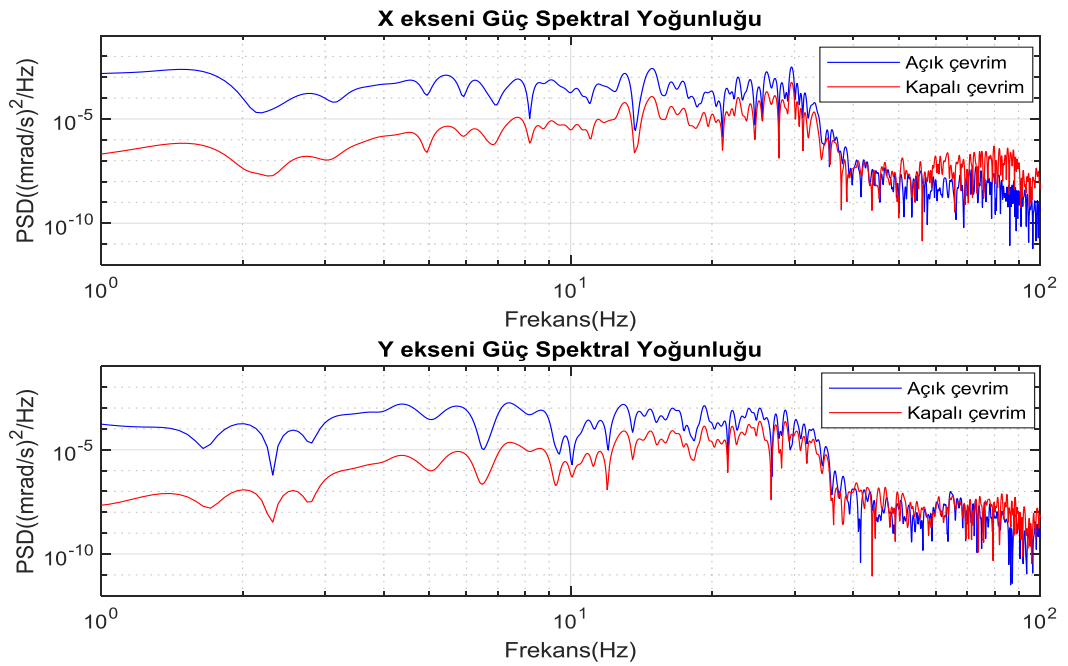
**Şekil 3.17** Açık çevrim bozucu (mavi) ile LQR tabanlı optimal PID kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu



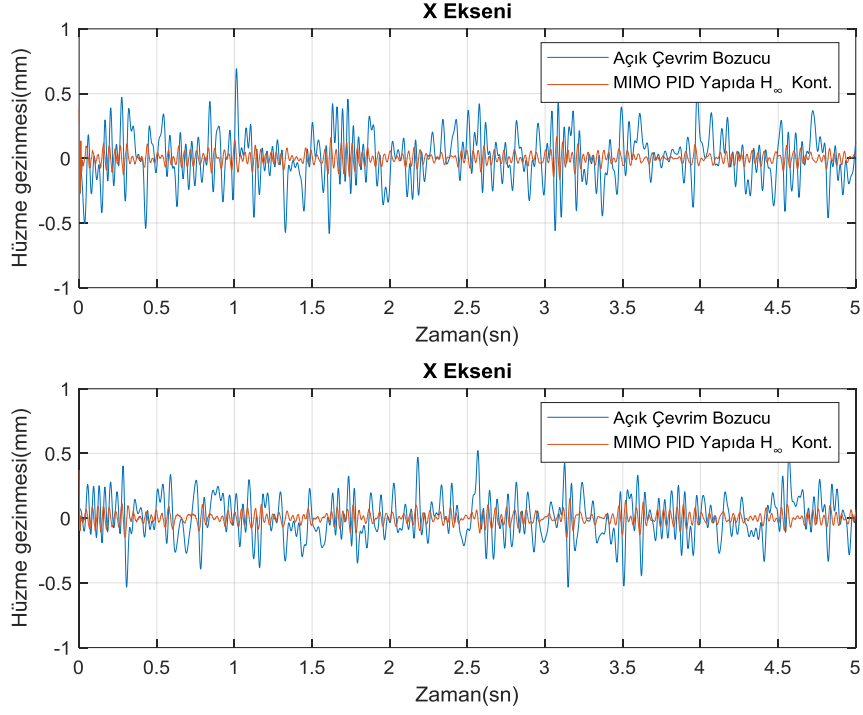
**Şekil 3.18** Açık çevrim bozucu (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları



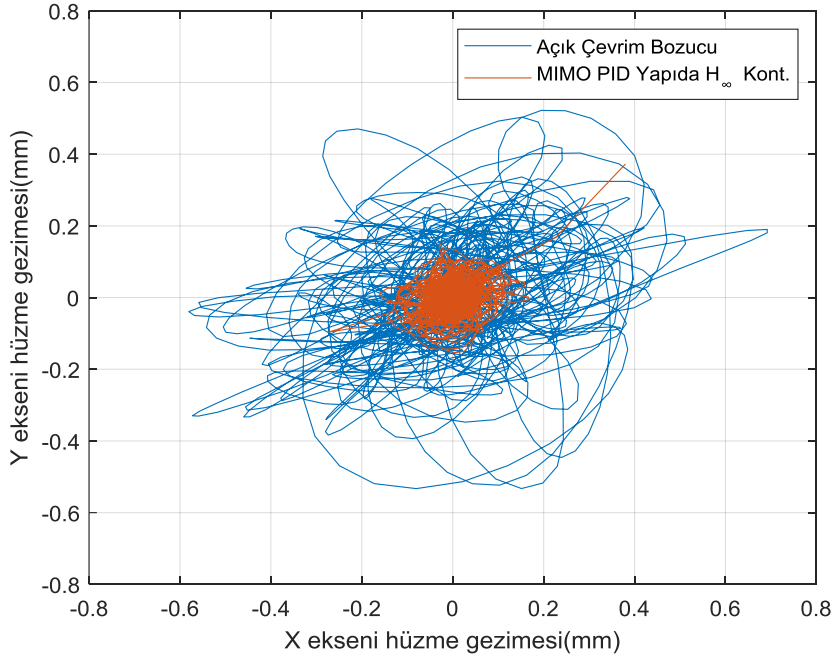
**Şekil 3.19** X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve ayrıştırılmış PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları



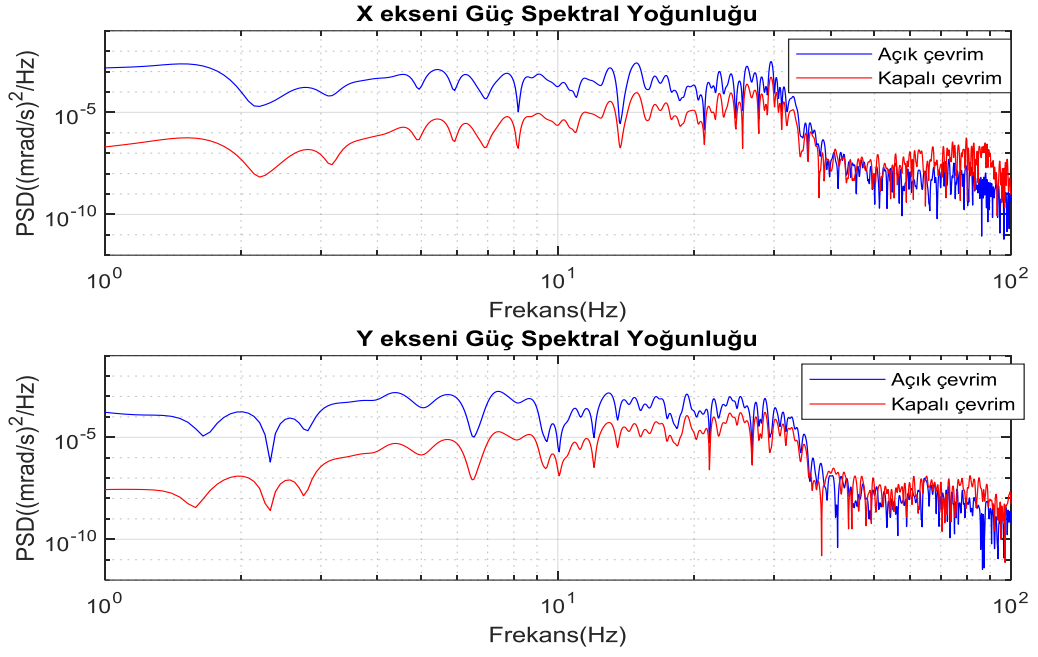
**Şekil 3.20** Açık çevrim bozucu (mavi) ile ayrıştırılmış PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu



**Şekil 3.21** Açık çevrim bozucu (mavi) ve MIMO PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcünden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları

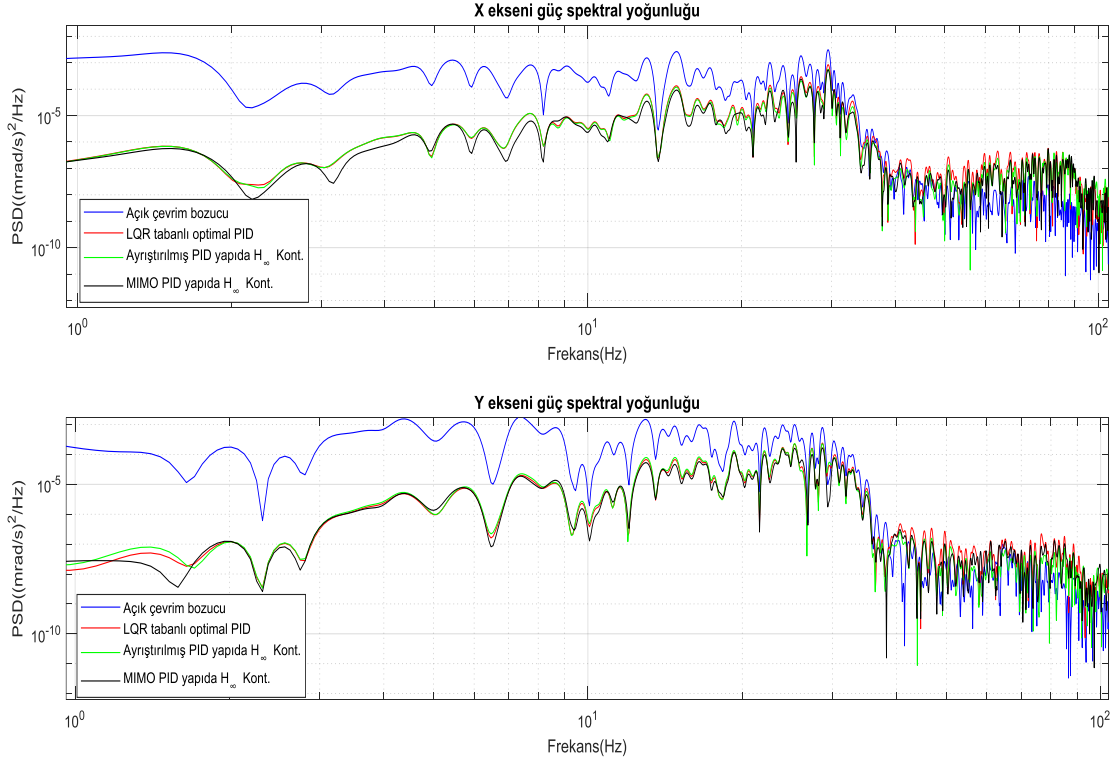


**Şekil 3. 22** X-Y düzleminde açık çevrim bozucu (mavi) ve MIMO PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcünden oluşan kapalı çevrim (turuncu) deneysel sonuçları

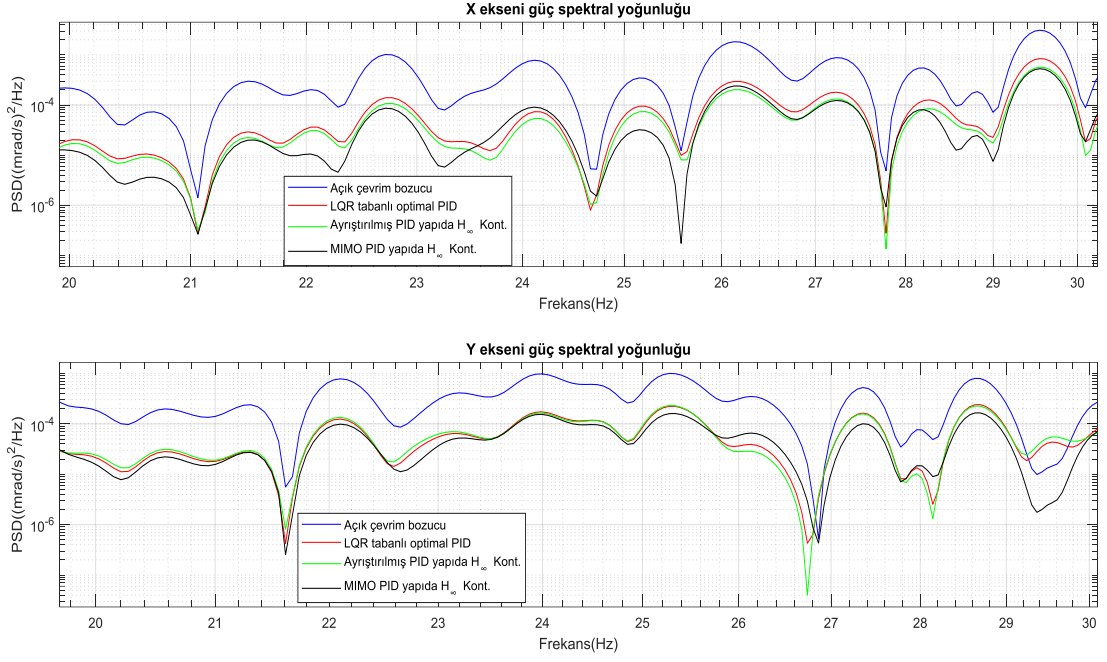


**Şekil 3.23** Açık çevrim bozucu (mavi) ile MIMO PID yapıda  $H_{\infty}$  kontrolcüden oluşan kapalı çevrim (kırmızı) güç spektral yoğunluğu

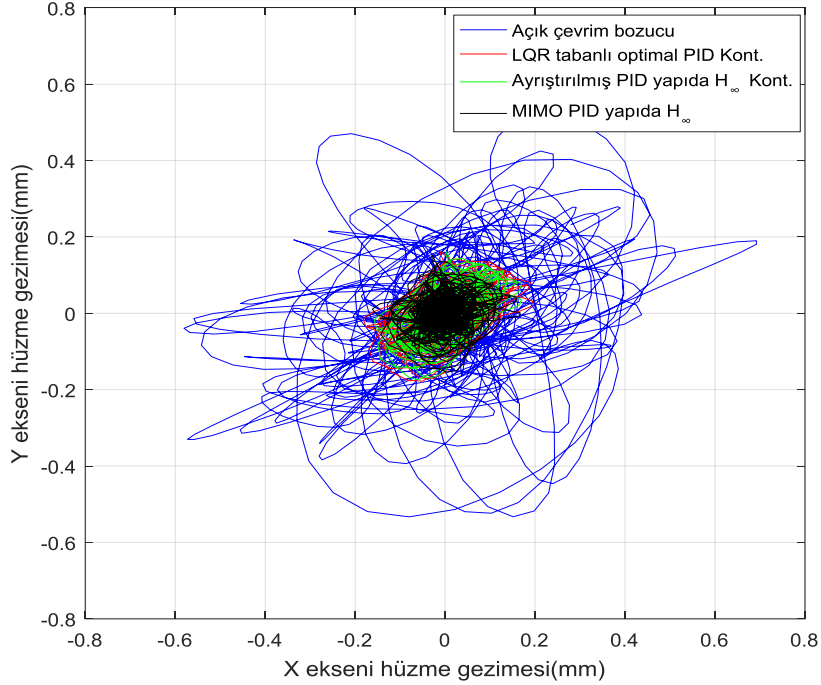
Tasarımı yapılan kontrolcülerin oluşturduğu kapalı çevrim sistemin güç spektral yoğunları grafikleri Şekil 24 ile 25 arasında ve lazer huzme gezinme grafikleri ise Şekil 26'da verilmiştir. Tasarımı yapılan bu kontrolcülerin gerçek sistem üzerinde bozucuyu minimize etmekte gayet başarılı oldukları görülmektedir.



**Şekil 3.24** Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah)  $H_\infty$  kontrolcülerin kapalı çevrim güç spektral yoğunlukları



**Şekil 3.25** Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah)  $H_\infty$  kontrolcülerin kapalı çevrim güç spektral yoğunlukları detay görünümü



**Şekil 3. 26** Açık çevrim bozucu (mavi), LQR tabanlı optimal PID (kırmızı), ayrıştırılmış (yeşil) ve MIMO yapıda PID (siyah)  $H_\infty$  kontrolcülerin oluşan kapalı çevrim sistemlerin X-Y düzleminde hüzme gezinmeleri

Deneyisel sonuçlardan elde edilen kapalı çevrim sistemlerin iki normlarının karşılaştırması Tablo 3.3 ile verilmiştir. Bu tablo incelendiğinde tasarımı yapılan bütün kontrolcülerin gerçek sistem üzerinde birbirine yakın sonuçlar elde edilmiştir. MIMO PID yapıda  $H_\infty$  kontrolcünün denetlediği sistemin, bozucuyu diğer kontrolcülere oranla daha iyi minimize ettiği aşikârdır. Bunun sebebi MIMO PID yapısı tam dereceli  $H_\infty$  kontrolcüye daha yakın bir yapıda olmasıdır.

**Tablo 3.3** Gerçek sistem üzerinde, açık çevrim ( $\omega$ ) bozucu ile bu bozucuya karşı LQR tabanlı optimal PID ( $P_{cl1}$ ), ayrıştırılmış ( $P_{cl2}$ ) ve MIMO yapıdaki ( $P_{cl3}$ ) PID  $H_\infty$  kontrolcülerinden oluşan kapalı çevrim sistemlerin iki normlarının karşılaştırması

<b>Bozulma Modları</b>	$\ \omega\ _2$	$\ P_{cl1}\ _2$	$\ P_{cl2}\ _2$	$\ P_{cl3}\ _2$
<b>Tip</b>	9.4931	2.7449	2.3727	2.2694
<b>Tilt</b>	9.1151	2.4819	2.5144	2.1883

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında çalışılan konular, çalışmada elde edilen sonuçlar ve ileriye yönelik olarak yapılabilecek çalışmalar hakkında bilgi verilecektir.

Giriş bölümünde verilen ana hedef doğrultusunda bu tezde, lazer huzmesini, optik seğirmenin en az etkisiyle belirli bir hedef üzerinde sabit tutulmasına yönelik LQR tabanlı optimal PID kontrolcüsü ile bozucu girişinden performans çıkışına olan sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden ayrıştırılmış ve MIMO yapıda PID kontrolcüler olmak üzere 3 farklı kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Modele dayalı kontrolcüler geliştirildiğinden dolayı sistem üzerinden toplanan giriş/çıkış verileri kullanılarak sistem tanılama yöntemi ile sistemin modeli kestirilmiştir. Tasarımı yapılan kontrolcülerin benzetim sonuçları ile gerçek sistem üzerindeki başarımları gösterilmiştir.

Tezin ilk bölümünde, lazer huzme yönlendirme teknolojisi ile ilgili endüstride ve savunma sanayisinde nerelerde kullanıldığından ve karşılaşılan kontrol problemlerinden bahsedilmiştir. Daha sonra benzer sistemlerdeki optik seğirme kaynakları ve literatürde araştırmacıların problemi nasıl ele aldıkları verilmiştir. Son olarak, tez kapsamında tanımlanan problemin çözümüne yönelik amaç ve hipotez verilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde, fiziksel belirsizlikler içeren bir sistemin, sistem tanılama yöntemiyle modellenecek sistemin dinamiklerine en yakın sonuç veren çok-girişli çok-çıkışlı modeli bulunmuştur. Elde edilen bu modeli ve tasarımı yapılan kontrolcülerin performanslarını test etmek için laboratuvar ortamında kurulan deneysel düzenek ve düzenekte kullanılan alt bileşenler tanıtılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde ise ilk olarak sistem tanılama yöntemiyle elde edilen model kullanılarak LQR tabanlı optimal PID kontrolcü tasarımı yapılmıştır. Optimal PID kontrolcü katsayıları, belirli bir performans maliyet fonksiyonunu minimize edilerek optimal sonuç veren Doğrusal Karesel Regülatör'ün Riccati denklemi çözülerek bulunmuştur. Daha sonra bozucu girişinden performans çıkışına olan

sistemin  $H_\infty$  normunu minimize eden ayrıştırılmış ve MIMO yapıda PID kontrolcülerin tasarımı yapılmıştır. Son kısımda ise tasarımı yapılan kontrolcülerin atmosferik türbülans bozucusu altındaki benzetim sonuçları ve gerçek sistem üzerindeki başarımları paylaşılmıştır.



- [1] R.W. Cochran, R.H. Vassar, "Fast Steering Mirrors in Optical Control Systems," SPIE proceedings vol. 1303 Advances in Optical Structure Systems, 1990.
- [2] A. Erkan, "Uyarlamalı Optik Sistemler İçin H Sonsuz Optimal Kontrolcü Geliştirilmesi", Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 2018
- [3] R. K. Tyson, Principles of Adaptive Optics, Academic Press, New York, 1998.
- [4] W. Liu, K. Yao, D. Huang, et al, Performance evaluation of coherent free space optical communications with a double-stage fast-steering-mirror adaptive optics system depending on the Greenwood frequency, Opt. Express 24 (12) (2016) 13288-13302.
- [5] S. Bing, C. Ligu, R. Weibin, et al, Modeling and design of a novel precision tilt positioning mechanism for inter-satellite optical communication, Smart Mater. Struct. 18 (3) (2009) 035009.
- [6] J.H. Park, H.S. Lee, J.H. Lee, et al, Design of a piezoelectric-driven tilt mirror for a fast laser scanner, Jpn. J. Appl. Phys. 51 (9) (2012) 09MD14.
- [7] V.A. Skormin, M.A. Tascillo, T.E. Busch, "Adaptive Jitter Rejection Technique Applicable to Airborne Laser Communication Systems," Optical Engineering, Vol. 34, p. 1267, May 1995.
- [8] R.J. Watkins, B.N. Agrawal, S. Shin.Young and H.J. Chen, "Jitter control of space and airborne laser beams," in International Communications Satellite Systems Conf., Monterey, CA: AIAA, 2004.
- [9] S. Basak, S. Azeemuddin, and J. Nayak, "Analysis of Beam Wander and Pointing Error on Laser Beam Propagation through Atmosphere", Asia Communications and Photonics Conference (ACP), 2018
- [10] D. Sprung, P. Grossman, E. Sucher, " Investigation of seasonal and diurnal cycles on the height dependence of optical turbulence in the lower atmospheric boundary layer", SPIE Vol. 8517 (2012)
- [11] J. Peng and Z. Sijiong, "Simulation and fabrication of the atmospheric turbulence phase screen based on a fractal model," Research in Astronomy and Astrophysics, vol. 12, no. 5, pp. 584, 2012.
- [12] A. N. Kolmogorov, "Dissipation of energy in locally isotropic turbulence," in Akademiia Nauk SSSR Doklady, 1941, vol. 32, p. 16.
- [13] V. I. Tatarski, Wave propagation in a turbulent medium, McGraw-Hill, 1961.
- [14] D. L. Fried, "Optical resolution through a randomly inhomogeneous medium for very long and very short exposures," JOSA, vol. 56, no. 10, pp. 1372-1379, 1966.
- [15] R. J. Noll, "Zernike Polynomials and Atmospheric Turbulence", J Opt. Soc. Am, Vol. 66, No. 3(1976)

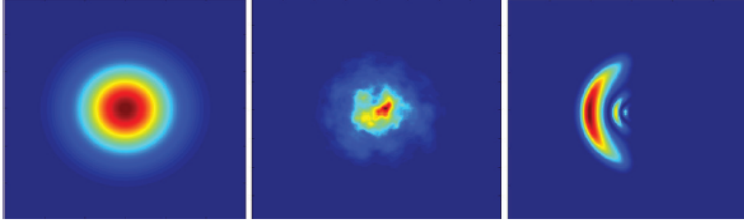
- [16] N. Roddier, "Atmospheric Wave Front Simulation Using Zernike Polynomials", *Optical Engineering*, 29 1174-1180 (1990)
- [17] B-S Kim, S. Gibson and T. C. Tsao, "Adaptive control of a tilt mirror for laser beam steering," in *Proceedings of the 2004 American Control Conference*. IEEE, 2004, vol. 4, pp. 3417–3421.
- [18] N. O. P. Arancibia, N. Chen, S. Gibson, and T. C. Tsao, "Adaptive control of a mems steering mirror for suppression of laser beam jitter," in *Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005*. IEEE, 2005, pp. 3586–3591.
- [19] P. Orzechowski, N. Chen, S. Gibson, and T.C. Tsao, "Adaptive control of jitter in a laser beam pointing system," in *2006 American Control Conference*. IEEE, 2006, pp. 6–pp.
- [20] M. A. McEver, D. G. Cole, and R. L. Clark, "Adaptive feedback control of optical jitter using Q-parameterization", *Society of Photo- Optical Instrumentation Engineers*, 2004.
- [21] P. K. Orzechowski, S. Gibson, T. C. Tsao, D. Herrick, V. Beazel, M. Mahajan, B. Wen, and B. Winker, "Adaptive control in the presence of quantization and saturation: Application to laser beam steering by a liquid crystal device," in *2009 American Control Conference*. IEEE, 2009, pp. 3218–3223.
- [22] T. P. Bohlin, *Practical grey-box process identification: theory and applications*, Springer Science & Business Media, 2006.
- [23] L. Ljung, "System identification," *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*, pp. 1–19, 1999.
- [24] P. H. Petkov, T. N. Slavov, and J. K. Králev, *Design of Embedded Robust Control Systems Using MATLAB/Simulink*, The Institution of Engineering and Technology, UK, 2018.
- [25] J. Ma, S. L. Chen, W. Liang, C. S. Teo, A. Tay, A. Al Mamun, and K. K. Tan, "Robust decentralized controller synthesis in flexure-linked Hgantry by iterative linear programming," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, no. 3, pp. 1698–1708, 2019.
- [26] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Transactions of the ASME*, vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- [27] D. Lee, M. Lee, S. Sung, and I. Lee, "Robust PID tuning for smith predictor in the presence of model uncertainty," *Journal of Process Control*, vol. 9, no. 1, pp. 79–85, 1999.
- [28] S. Mukhopadhyay, "PID equivalent of optimal regulator," *Electronics Letters*, vol. 14, no. 25, pp. 821–822, 1978.
- [29] K. Zhou, J.C. Doyle, Glover, K., 'Robust and optimal control' Prentice - Hall, 1996.
- [30] S. Srivastava, A. Misra, S. Thakur, and V. Pandit, "An optimal PID controller via LQR for standard second order plus time delay systems," *ISA Transactions*, vol. 60, pp. 244–253, 2016.

- [31] J. B. He, Q. G. Wang, and T. H. Lee, "PI/PID controller tuning via LQR approach," *Chemical Engineering Science*, vol. 55, no. 13, pp. 2429–2439, 2000.
- [32] S. Ibaraki, "Nonconvex Optimization Problems in  $H_\infty$  Optimization and Their Applications," Doctor of Philosophy in Engineering, UNIVERSITY of CALIFORNIA at BERKELEY, 2000.
- [33] P. Apkarian and D. Noll, "Nonsmooth  $H_\infty$  synthesis," *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 71-86, 2006.
- [34] P. Apkarian, V. Bompert, and D. Noll, "Non-smooth structured control design with application to PID loop-shaping of a process," *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 17, pp. 1320-1342, 2007.
- [35] P. Apkarian and D. Noll, "Nonsmooth Optimization for Multidisk  $H_\infty$  Synthesis," *European Journal of Control*, vol. 12, pp. 229-244, // 2006.
- [36] P. Apkarian and D. Noll, "Nonsmooth optimization for multiband frequency domain control design," *Automatica*, vol. 43, pp. 724-731, 4// 2007.
- [37] P. Gahinet and P. Apkarian, "Decentralized and fixedstructure  $H_\infty$  control in MATLAB," in *Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, 2011 50th IEEE Conference on, 2011, pp. 8205-8210.
- [38] M. Rezáč and Z. Hurák, "Structured MIMO  $H_\infty$  design for dual-stage inertial stabilization: Case study for HIFOO and Hinfstruct solversq," *Mechatronics*, vol. 23, pp. 1084-1093, 2013.
- [39] M. J. Rabbani, K. Hussain, A. R. Khan, "Model Identification and Validation for a Heating System using MATLAB System Identification Tolon", *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering* 51, 2013.
- [40] T. Soderstrom, and P. Stoica, *System identification*, Hertfordshire: Prentice Hall International (UK) Ltd, 1989.
- [41] Thorlabs, URL: <https://www.thorlabs.com/catalogpages/Obsolete/2016/HRS015.pdf>, (Erişim zamanı; Aralık, 20, 2019)
- [42] L.M. Germann, A. Gupta, "Inertial Line-of-Sight Stabilization Using Fine Steering Mirrors, Star Trackers and Accelerometers," *American Astronautical Society Guidance and Control Conference* Vol. 66, 1988.
- [43] L.M. Germann, "Advanced Two-Axis Beam steering Element," *American Astronautical Society Guidance and Control Conf.* Vol. 63, 1985.
- [44] Opticsinmotion, URL: <http://www.opticsinmotion.net/tutorials.htm> (Erişim zamanı; Aralık, 20, 2019).
- [45] P. Zhang, *Advanced Industrial Control Technology*, Elsevier inc, 2010.
- [46] MRC Systems, URL: [https://www.mrc-systems.de/downloads/en/laser-beam-stabilization/manual\\_MRC\\_compact-system.pdf](https://www.mrc-systems.de/downloads/en/laser-beam-stabilization/manual_MRC_compact-system.pdf), (Erişim zamanı; Aralık, 20, 2019).
- [47] National Instruments, URL: <http://www.ni.com/product-documentation/9376/en/>, (Erişim zamanı; Aralık, 20, 2019).

- [48] F. Zheng, Q.G. Wang, T.H. Lee, "On the design of multivariable PID controllers via LMI approach", *Automatica*, 2002, 38, pp. 517–526.
- [49] M. S. Calovic, and N. M. Cuk, "Proportional-integral-derivative realisation of optimal linear-quadratic regulators", *Proc. JEE*, 1974, 121, (11), pp 1141-1143.
- [50] P. Gahinet and P. Apkarian, "Structured  $H_\infty$  synthesis in MATLAB," *Proc. IFAC*, Milan, Italy, 2011.
- [51] N.A. Bruisma, and M. Steinbuch, "A Fast Algorithm to Compute the  $H_\infty$ -Norm of a Transfer Function Matrix," *System Control Letters*, 14 (1990), pp. 287-293.
- [52] Subroutine Library in Systems and Control Theory (SLICOT), URL: <http://slicot.org>, (Erişim zamanı; Aralık, 20, 2019)
- [53] S. Kaitwanidvilai and M. Parnichkun, "Genetic-Algorithm- Based Fixed-Structure Robust H Loop-Shaping Control of a Pneumatic Servosystem," *Journal of robotics and mechatronics*, vol. 16, pp. 362-373, 2004.
- [54] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable feedback control: analysis and design vol. 2*: Wiley New York, 2007.

### LAAtmoSim

Lazer Atmosfer İletim Simülatorü



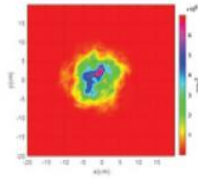
### LATMOSİM

LAAtmoSim lazerin atmosferden geçerken maruz kalacağı değişiklikleri hesap eden bir kod ve kullanıcı ara yüzünden oluşmaktadır. Bu etkileri doğru modelleyebilmek yüksek güçlü lazer ve optik iletişim sistemleri için büyük önem taşır. LAAtmoSim'in modellediği atmosfer etkileri aşağıdaki gibidir;

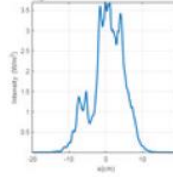
- Türbülans
- Geçirgenlik
- Termal Blooming

LAAtmoSim lazerin türbülanslı atmosferde ilerleyişini modellerken Split-step Fast Fourier Transform (FFT) algoritması ile rastsal faz perdesi oluşturma metodunu kullanır. Sub-harmonik metodu ise düşük frekansları eklemek amacıyla kullanılmıştır. Nümerik hesaplamaların yanı sıra karşılaştırılma yapılmasına olanak vermek için analitik modellere de yer vermektedir.

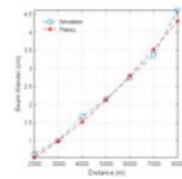
Lazer huzmesinin türbülanslı ortamdan geçtikten sonraki güç yoğunluğu dağılımı



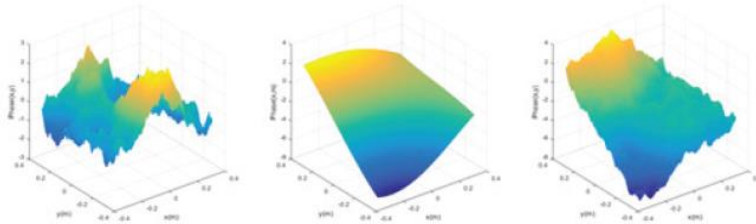
Lazer huzmesinin türbülanslı ortamdan geçtikten sonraki güç yoğunluğu profili

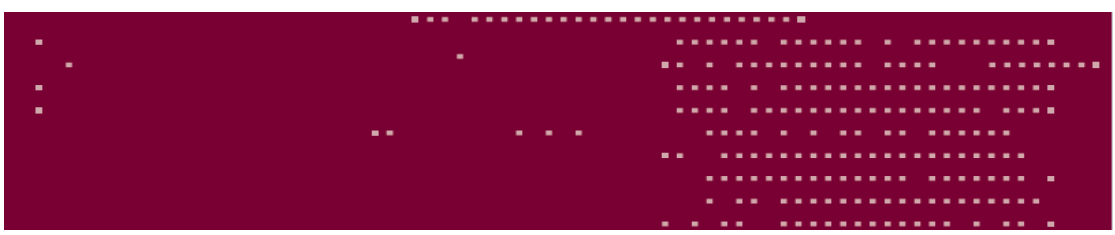


Lazer huzmesinin gezinme değerleri; nümerik ve teorik hesaplar karşılaştırılmıştır.



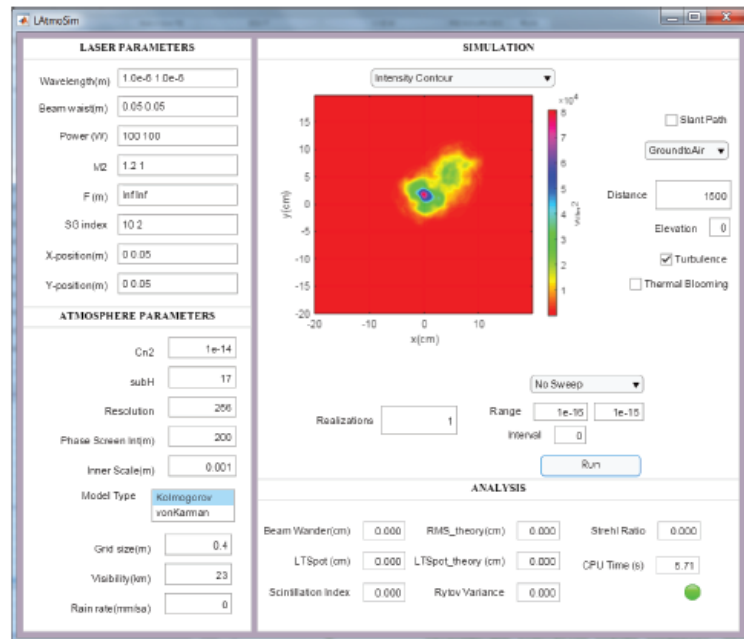
Rastsal faz perdeleri; sub-harmonik eklenmeden önce ve sonra





## Özellikler

- Zayıf ve güçlü türbülans rejimlerinde lazer huzmesinin atmosferde ilerleyişini modeller.
- Bir ve birden fazla sayıda kolime veya odaklanmış Gaussiyen ve süper-Gaussiyen lazer huzmesinin dalga boyu, huzme yarıçapı, huzme kalitesi  $M^2$ , tepe güç yoğunluğu ve süper-Gaussiyen indeksi ile tanımlanmasına olanak verir.
- Rastsal faz perdeleri oluşturur.
- Lazerin yatay ve eğimli yolda ilerlemesine olanak verir; eğimli up-link ve down-link senaryoları için  $Cn^2$  dikey değişim deneysel modellerini kullanarak hesaplama yapar.
- Düşük uzamsal frekansları, sub-harmonik metodunu kullanarak hesaplamalara dahil eder.
- Türbülansın farklı sayıda gerçeklemeleri ile huzme gezinme, uzun süreli huzme genişliği, kırılma indeksi topluluk ortalama değerlerini hesap eder ve teorik hesaplamalardan elde edilen değerlerle karşılaştırır.
- Atmosferik geçirgenliği iki farklı şekilde hesap edebilir; FASCODE programına sahip kullanıcılar FASCODE parametrelerini kullanıcı ara yüzünden girip atmosferik geçirgenliği hesaplar. Öyle bir imkânı olmayanlar için ise Kruse ve Kim görüş uzaklığına bağlı model ve Marshall-Palmer yağış modelini birleştirerek atmosferik geçirgenliği hesap eder.
- Termal blooming etkisini numerik olarak hesaplar.
- Parametre taramasına olanak verir.
- Analiz sonuçlarını görselleştiren çeşitli grafikleri çizer.
- Excel gibi diğer platformlarda kullanılmak üzere data dosyaları oluşturur.
- Oluşturduğu grafikler kopyalanabilir.
- Yardım dokümanları ile desteklenmiştir.



\* Devam eden araştırma ve geliştirme çalışmaları sonucunda, önceden uyarı olmaksızın burada belirtilen özellikler değişebilir.

TÜBİTAK BİLGEM ÜEKAE  
T: 0262 648 1000 • F: 0262 648 1100 • E: bilgem@tubitak.gov.tr  
W: www.bilgem.tubitak.gov.tr • A: PK.: 74, 41470, Gebze, Kocaeli

# Tezden Üretilmiş Yayınlar

---

İletişim Bilgisi: harunturan29@gmail.com

## Konferans Bildirileri

1. Ö. Subası, H. Turan, N. Baci, B. Erol, B. Altınır, A. Delibasi, "Optik Huzme Stabilizasyonunda Atmosferik Bozucu Etkilerin Bastırılmasına Yönelik Kontrolcü Tasarımı," TOK 2019, pp. 121-126.

2. H. Turan, Ş. N. Engin, "Lazer Huzmesindeki Optik Seğirmenin Bastırılmasına Yönelik LQR Tabanlı Optimal PID Kontrolcüsü Tasarımı" SİU 2020.

