

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

**LPV MODELE DAYANAN KAZANÇ PROGRAMLAMALI H_{∞} KONTROLCÜ
İLE AKILLI BİR PİEZO KİRİŞİN TİTREŞİM KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Abdullah TURAN

Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cem ONAT

TEMMUZ 2020

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

**LPV MODELE DAYANAN KAZANÇ PROGRAMLAMALI H_{∞} KONTROLÇÜ
İLE AKILLI BİR PİEZO KİRİŞİN TİTREŞİM KONTROLÜ**

DOKTORA TEZİ

Abdullah TURAN

Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Cem ONAT
Eş Danışman: Doç. Dr. Melin ŞAHİN**

Temmuz 2020

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ

Hazırlanan bu tez çalışmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgemedi beni her konuda yönlendiren danışman hocam Sayın Doç. Dr. Cem Onat'a,

Deney düzeneğinin kurulumunda ve kullanımında desteklerini esirgemeyen, tezin hazırlanmasında önemli katkıları olan eş danışman hocam Doç. Dr. Melin Şahin'e,

Çalışmalarımda ayrıca tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu süreçte de yanımda olan aileme teşekkür ederim.

Bu çalışma; İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi (BAP) tarafından (proje numarası: FDK-2017-886) desteklenmiştir. İlgili kuruma teşekkürlerimi sunarım.

ONUR SÖZÜ

Doktora tezi olarak sunduğum “**LPV Modele Dayanan Kazanç Programlamalı H_∞ Kontrolcü ile Akıllı Bir Piezo Kirişin Titreşim Kontrolü**” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Abdullah TURAN



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR VE ÖNSÖZ	i
ONUR SÖZÜ	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
ÇİZELGELER DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
SEMBOLLER VE KISALTMALAR.....	ix
ÖZET.....	xi
ABSTRACT	xii
1.GİRİŞ.....	1
1.1 Kaynak Özetleri.....	3
1.1.1 Pasif titreşim kontrolü	3
1.1.2 Aktif titreşim kontrolü.....	5
1.1.2.1 Akıllı malzemeler ve yapılar	5
1.1.2.2 Sensörlerin ve aktüatörlerin optimum yerleşimi	8
1.1.3 ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümünde akıllı yapı uygulamaları üzerine yapılan çalışmalar	15
1.2 Çalışmadaki Varsayımlar	16
1.3 İzlenilen Metot	16
1.4 Tezin Amacı	17
1.5 Kapsam.....	18
2. KURAMSAL TEMELLER.....	20
2.1 Titreşim	20
2.1.1 Titreşim sisteminin temel parçaları	20
2.1.2 Serbestlik derecesi.....	21
2.1.3 Titreşimin sınıflandırılması	23
2.1.3.1 Serbest ve zorlanmış titreşim	23
2.1.3.2 Sönümlü ve sönümsüz titreşimler	25
2.1.3.3 Doğrusal ve doğrusal olmayan titreşim.....	27
2.1.3.4 Periyodik ve rastgele titreşim	28
2.1.4 Sönüm elemanları.....	28
2.1.4.1 Piezo-elektrik damper.....	29
2.2 Kontrol Teorisi	29
2.2.1 PID kontrol	32
2.2.1.1 Oransal kontrol	33
2.2.1.2 İntegral kontrol	33
2.2.1.3 Türev kontrol.....	33
2.2.2 Gürbüz Kontrol	34
2.2.2.1 Sinyaller ve sistem normları.....	35
2.2.2.2 Belirsiz sistemlerin modellenmesi	37
2.2.2.3 H_{∞} kontrolcü.....	41
2.2.2.4 Kazanç programlama.....	46
2.2.2.5 LPV model	50
2.3 Yapay Sinir Ağları.....	53
2.3.1 Yapay sinir ağı nedir?.....	54
2.3.2 Biyolojik sinir ağlarının yapısı	54
2.3.3 Yapay sinir ağlarının temel yapısı.....	55
2.3.4 Yapay sinir ağlarının yararları.....	57

2.3.5 Yapay sinir ağıının kullanıldığı yerler.....	58
2.4 Filtreler	59
2.4.1 Alçak geçiren filtre	61
3. MATERYAL ve METOT	63
3.1 Deney Düzeneği	63
3.1.1 Değişken parametrelili giriş modeli	63
3.1.2 Kütleli servo mekanizma kolu.....	66
3.1.3 Veri toplama sistemi.....	67
3.1.4 Amplifikasyon sistemi.....	68
3.1.5 Sensör sistemi.....	69
3.1.6 Deney düzeneğinin sistematik diyagramı	70
3.2 Sistem Tanımlama.....	72
3.2.1 Frekans cevap fonksiyonu	72
3.3 Sonuç	77
4. AKTİF TİTREŞİM KONTROLÜ	78
4.1 Giriş	78
4.2 PID Kontrolcü Tasarımı	78
4.2.1 Ağırlıklı geometrik merkez metodu	80
4.3 PID Kontrol Uygulaması (Deneyisel)	83
4.4 LPV Modelin Kurulumu	84
4.5 LPV Kontrolcünün Tasarımı	86
4.6 Simülasyon Çalışmaları.....	93
4.7 Deneyisel Sonuçlar.....	101
5. YAPAY SİNİR AĞI ÇALIŞMALARI	116
5.1 Gizli Katmandaki Nöron Sayısının Belirlenmesi.....	117
5.2 YSA Sonuçları.....	119
5.3 Simülasyon Sonuçları.....	120
6. SONUÇ ve ÖNERİLER.....	126
KAYNAKLAR.....	129
ÖZGEÇMİŞ	138

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1: K_p , K_i , K_d katsayılarının etkileri	34
Çizelge 3.1 : Süpürülmüş frekanslı kosinüs sinyalinin özellikleri.....	72
Çizelge 3.2 : Akıllı kirişin ilk rezonans frekansları ve en yüksek genlik değerleri.	76
Çizelge 4.1 : Sistem parametrelerinin ρ , regresyon katsayıları ile ilişkisi.....	85
Çizelge 4.2 : Serbest titreşimler için simülasyon ve deneysel sonuçlar.	103
Çizelge 4.3 : Zorlanmış titreşim için simülasyon ve deneysel sonuçlar.	109
Çizelge 4.4 : Serbest titreşim için önerilen kontrolcülerin karşılaştırılması.....	113
Çizelge 4.5 : Zorlanmış titreşim için önerilen kontrolcülerin karşılaştırılması.	113
Çizelge 5.1 : Gizli nöron sayılarına göre ağ performansı.	118
Çizelge 5.2 : Temel açılar için simülasyon sonuçları.	124
Çizelge 5.3 : Rastgele seçilen açılar için simülasyon sonuçları.	125



ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 : Piezoelektrik etki a) Direkt etki b) Ters etki (Mishra ve diğ, 2019).	7
Şekil 2.1 : Basit bir sarkaç (Turan, 2014).	21
Şekil 2.2 : Bir serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).	22
Şekil 2.3 : İki serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).	22
Şekil 2.4 : Üç serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).	23
Şekil 2.5 : Serbest titreşim (Badrowy, 2003).	24
Şekil 2.6: Rüzgar kaynaklı titreşim esnasında Tacoma Narrows köprüsü (Rao, 2005).	25
Şekil 2.7 : Sönümlü bir serbestlik dereceli kütle yay sistemi (Neşeli, 2007).	26
Şekil 2.8 : Tek serbestlik dereceli kütle yay sisteminin cevap eğrisi (Neşeli, 2007).	27
Şekil 2.9 : a) Periyodik uyarıcı b) Rastgele uyarıcı (Turan, 2014).	28
Şekil 2.10 : Piezoelektrik damperin sistematığı (Turan, 2014).	29
Şekil 2.11: Basit geri beslemeli sistemin blok diyagramı.	31
Şekil 2.12 : Toplamsal belirsizlik.	38
Şekil 2.13 : Çarpımsal belirsizlik.	39
Şekil 2.15 : Standart M-Δ blok diyagramı (Gu ve diğ, 2005).	40
Şekil 2.15 : Düşük LFT diyagramı (Gu ve diğ, 2005).	41
Şekil 2.16 : Belirsizlikli kontrol sistemi (Gu ve diğ, 2005).	42
42	
Şekil 2.17 : a) Norm şartlı gürbüz kararlılık b) Sistem belirsizlikli performans	43
Şekil 2.18 : Karışık hassasiyetli optimizasyon için kontrol sistemi.	44
Şekil 2.19 : H_{∞} optimizasyonu için LFT.	45
Şekil 2.20 : Adaptif kontrol sisteminin blok diyagramı.	49
Şekil 2.21 : Anahtarlama stratejisi kullanarak bir kazanç programlama kontrolcüsünün blok şeması (Niemann ve Stoustrup, 1999).	50
Şekil 2.22 : LPV model.	53
Şekil 2.23 : Biyolojik sinir hücre yapısı (Haykin, 2009).	55
Şekil 2.25 : Yapay sinir ağı modeli (Silva ve diğ, 2017).	56
Şekil 2.26 : Filtre çeşitleri.	60
Şekil 2.27 : İdeal filtre cevapları (Analog filters, 2020).	61
Şekil 2.28 : RC Alçak geçiş filtre devresi (Analog filters, 2020).	62
Şekil 3.1 : Akıllı giriş.	64
Şekil 3.2 : Sensör BM500 (PZT).	64
Şekil 3.3 : Piezoelektrik yamalı girişin boyutları (Akın, 2015).	64
Şekil 3.4 : Piezoelektrik parçaların konumlandırılması (Akın, 2015).	65
Şekil 3.5 : Lehimli kablo ile gömülü PZT parçaları (Akın, 2015).	65
Şekil 3.6 : Farklı kol pozisyonları (Akın, 2015).	66
Şekil 3.7 : Servo motor kontrolü için kart kurulumu.	67
Şekil 3.8 : Kol pozisyonları (Akın, 2015).	67
Şekil 3.9 : Veri toplama sistemi a) Ana bilgisayar ve hedef makine b) Terminal kartı (Akın, 2015).	68
Şekil 3.10 : Speedgoat I/O 102'nin sürücü bloğu.	68
Şekil 3.11 : Amplifikasyon sistemi a) SA10 güç yükseltici b) SA21 güç kaynağı (Akın, 2015).	69
Şekil 3.12 : Sensör yükseltici devresi (Akın, 2015).	70
Şekil 3.13 : Sensör sistemi a) Sensör yükseltici devresi b) Devre için güç kaynağı (Akın, 2015).	70
Şekil 3.14 : Deney kurulum sisteminin sistematik diyagramı.	71
Şekil 3.15 : FRF için simulink model.	73

Şekil 3.16 : Giriş sinyali ve zaman cevapları (Tüm açılar için).....	74
Şekil 3.17 : Akıllı kirişin frekans cevap fonksiyonları.	75
Şekil 4.1: Akıllı kirişin deneysel ve analitik modellerinin frekans cevabı.	79
Şekil 4.2 : PID kontrol sistemi.....	79
Şekil 4.3 : Gerçek zamanlı kapalı çevrim sistemi.....	81
Şekil 4.4 : Türevsel kazanca göre kararlı kılan kontrolcü parametreleri bölgeleri.....	82
Şekil 4.5 : $K_d=60$ için kararlı kılan k_p - k_i kontrolcü parametreleri bölgesi ve onun ağırlıklı geometrik merkezi.....	82
Şekil 4.6 : Serbest titreşimde PID kontrolcü performansı.	83
Şekil 4.7 : Zorlanmış titreşimde PID kontrolcü performansı.....	84
Şekil 4.8 : Servo kol pozisyonu (ρ) ile deneysel durum-uzay modeli parametrelerinin değişimi.	85
Şekil 4.9 : Parametre değişkenli kirişin açık döngü frekans yanıtı.....	86
Şekil 4.10 : LTI eşdeğer sistemler için manipülasyon.	87
Şekil 4.11: LPV sistemler için manipülasyon.....	87
Şekil 4.12 : Genelleştirilmiş sistem.	89
Şekil 4.13 : Köşe kontrolcüler ve dışbükey uzayları.	92
Şekil 4.14 : Kontrolcünün frekans cevabı.....	93
Şekil 4.15 : Serbest titreşim bastırımı için simulink model.	93
Şekil 4.16 : Serbest titreşim cevabı.....	94
Şekil 4.17 : Serbest titreşim cevabı ($+64^\circ$).	95
Şekil 4.18 : Serbest titreşim cevabı ($+32^\circ$).	95
Şekil 4.19 : Serbest titreşim cevabı (0°).	96
Şekil 4.20 : Serbest titreşim cevabı (-32°).	96
Şekil 4.21 : Serbest titreşim cevabı (-64°).	97
Şekil 4.22 : Zorlanmış titreşim bastırımı için simulink model.	97
Şekil 4.23 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı ($+64^\circ$).....	98
Şekil 4.24 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı ($+32^\circ$).....	98
Şekil 4.25 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (0°).	99
Şekil 4.26 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (-32°).....	99
Şekil 4.27 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (-64°).....	100
Şekil 4.28 : Frekans cevap fonksiyonun simulink modeli.	100
Şekil 4.29 : Farklı kol açıları için FRF'ler.	101
Şekil 4.30 : Sensör ölçümü için simulink model.	102
Şekil 4.31 : Sensör sinyalinin gürültü seviyesi.	102
Şekil 4.32 : Serbest titreşimler deneyi için simulink model.	103
Şekil 4.33 : Serbest titreşim cevabı ($+64^\circ$).	104
Şekil 4.34 : Serbest titreşim cevabı ($+32^\circ$).	104
Şekil 4.35 : Serbest titreşim cevabı (0°).	105
Şekil 4.36 : Serbest titreşim cevabı (-32°).	105
Şekil 4.37 : Serbest titreşim cevabı (-64°).	106
Şekil 4.38 : Zorlanmış titreşim deneyi için simulink model.....	106
Şekil 4.39 : Zorlanmış titreşim cevapları ($+64^\circ$).	107
Şekil 4.40 : Zorlanmış titreşim cevapları ($+32^\circ$).	107
Şekil 4.42 : Zorlanmış titreşim cevapları (-32°).	108
Şekil 4.43 : Zorlanmış titreşim cevapları (-64°).	109
Şekil 4.44 : Deneysel FRF için simulink model.	110
Şekil 4.45 : Uyarma, sensör ve kontrolcü sinyal cevapları ($+64^\circ$).	110
Şekil 4.50 : Farklı kol açıları için FRF'ler (Deneysel).	114
Şekil 4.51 : FRF'nin yakınlaştırılması ($+64^\circ$).	115

Şekil 5.1 : Zorlanmış titreşim bastırımı için simulinkte oluşturulan blok diyagram.	116
Şekil 5.2 : Matlab araç kutusunda oluşturulan YSA model arayüzü.	117
Şekil 5.3 : YSA'nın sistem üzerinde şematik gösterimi.	118
Şekil 5.4 : Optimum YSA sonuçları.	119
Şekil 5.5 : Genelleştirilmiş simülasyon blok diyagram.	120
Şekil 5.6 : YSA ile filtresiz ve filtreli sonuçlar.....	121
Şekil 5.7 : Temel açılar için elde edilen sonuçlar.	122
Şekil 5.8 : Temel açılar için elde edilen sonuçlar (Yakınlaştırılmış).....	123
Şekil 5.9 : Ara değerdeki açılar (rastgele) için elde edilen sonuçlar.	124
Şekil 5.10 : Ara değerdeki açılar (rastgele) için elde edilen sonuçlar (Yakınlaştırılmış).	125



SEMBOLLER VE KISALTMALAR

A1, A2	: Aktüatör
c	: Birim zamandaki sönümleme kuvveti
D	: Bozucu
e₁, e₂	: Sistem performans çıkışları
E(s)	: Sistem transfer fonksiyonun pay kısmı
F(s)	: Sistem transfer fonksiyonun payda kısmı
G_p(s)	: Gerçek bozucu (sarsımlanmış) sistem
G₀(s)	: Nominal sistem
K(s)	: Kontrolcü transfer fonksiyonu
k	: Birim deplesmandaki yay kuvveti
K_p	: Oransal kazanç
K_i	: İntegral kazancı
K_d	: Türev kazancı
m	: Kütle
ρ	: Programlama parametresi (servo motor kol açısı)
R	: Direnç
R²	: Regresyon katsayısı
S	: Sensör
T_d	: Türev zaman sabiti
T_i	: İntegral zaman sabiti
u	: Kontrol sinyali
W	: Ağırlıklandırma fonksiyonu
x	: Deplesman
X_c	: Kapasitif reaktansı
Z	: Empedans
θ	: Açısal yer değiştirme, programlama değişkeni
ω	: Dış kuvvetin açısal frekansı
ω_n	: Doğal açısal frekans
δ	: Sönüm katsayısı
Δ(s)	: Bozucu transfer fonksiyonu
τ	: Zaman gecikmesi
AGM	: Ağırlıklı Geometrik Merkez
BMD	: Bulanık Mantık Denetleyici
CFE	: Kesirli Fraksiyonel Genişleme (Metot)

FEM	: Sonlu Elemanlar Metodu
FRF	: Frekans Tepki Fonksiyonu
LFT	: Linear Fractional Transformation
LMI	: Linear Matrix Inequalities
LPV	: Doğrusal Parametre Değişken
LTl	: Linear Time Invariant
LQG	: Linear Quadratic Gaussian
LQR	: Linear Quadratic Regulator
MPC	: Model Predictive Control
PID	: Oransal-İntegral-Türev (Proportional-Integral-Derivative) Kontrol
PZT	: Piezoelektrik
RLC	: Direnç-İndüktör-Kondansatör
ULFT	: Upper Linear Fractional Transformation
YSA	: Yapay sinir ağı

ÖZET

Doktora Tezi

LPV MODELE DAYANAN KAZANÇ PROGRAMLAMALI H_∞ KONTROLÇÜ İLE AKILLI BİR PİEZO KİRİŞİN TİTREŞİM KONTROLÜ

Abdullah TURAN

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

138 + xii sayfa

2020

Danışman: Doç. Dr. Cem ONAT

Bu çalışmada, Kurşun-Zirkonyum-Titanyum (PZT) yamaları ile donatılmış değişken parametrelili akıllı bir konsol kirişin düzleme dik birinci eğilme titreşimini bastırmak için ağırlıklı geometrik merkez (AGM) yöntemi ile tasarlanan bir PID kontrolcünün etkinliği araştırılmıştır. Bunun yanında Lineer Parametre Değişimli (LPV) model temeline dayanan bir kazanç programlamalı H_∞ denetleyicisi tasarlanmış ve uygulanmıştır. Çalışmada ayrıca sistemin sıfırlarını iptal eden yeni bir LPV modelleme tekniği de tanıtılmaktadır. Bahsedilen robust kontrolcü tasarımı birbirini izleyen üç adımda gerçekleştirilmiştir. Birinci adımda, serbest ucuna bir mikro servo motor aracılığıyla dönebilecek şekilde bir kütle eklenmiş kirişin değişken parametrelili modeli deneysel olarak elde edilmiştir. İkinci adımda, değişken parametre modelini içeren orijinal bir LPV modeli elde edilmiştir. Son adımda ise, LPV modelinde kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü tasarlanmıştır. Elde edilen kontrolcü daha sonra hem simülasyonlar hem de deneysel doğrulama için kullanılmıştır. Sistemdeki parametre değişikliklerine yanıt olarak, önerilen kontrolcünün, sağlam bir performans sergileyerek kiriş titreşimlerini baskılayabildiği gösterilmiştir. Son olarak tasarlanan kontrolcünün sisteme uygulanmasıyla elde edilen kontrolcü ve sensör çıkış verileri Matlab/Araç kutusunda yapay sinir ağına öğretilerek kirişin ucuna entegre edilmiş, servo kol mekanizmasının açısı tahmini benzetimsel olarak yapılmıştır.

Uygulamada, önerilen LPV kontrolcü tasarım stratejisi, parametreleri zamanla çeşitli yük koşullarına göre değişen ve dolayısıyla ilgili sistemin pasif özelliklerini derinden etkileyen uçak kanatlarının titreşim kontrolü için işlem yapılabilir.

Anahtar kelimeler: Akıllı kiriş, Gürbüz kontrol, LPV model, Yapay sinir ağı, AGM metot.

ABSTRACT

Ph. D. Thesis

VIBRATION CONTROL OF A SMART PIEZO BEAM BY USING THE GAIN SCHEDULING H_∞ CONTROLLER BASED ON LPV MODEL

Abdullah TURAN

Inonu University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Mechanical Engineering

138 + xii pages

2020

Supervisor: Associate Professor Cem ONAT

In this study, the effectiveness of a PID controller designed by weighted geometric center (WGC) method has been investigated to suppress the first out of plane bending vibration of a variable parameter smart beam equipped with Lead-Zirconium-Titanium (PZT) patches. Besides, a gain scheduling H_∞ controller based on Linear Parameter Varying (LPV) model has been designed and applied. This study also introduces a novel LPV modelling technique which defalcates the zeros of the system. The mentioned robust controller design has been carried out in three successive steps. In the first step, the variable parameter model of the beam with an added mass at its free end can rotate through a micro servo motor has been experimentally obtained. In the second step, an original LPV model including the variable parameter model has been obtained. In the last step, H_∞ controller with gain scheduling has been designed on LPV model. The obtained controller has been then used both for simulations and experimental verifications. It has been shown that in response to parameter changes in the system, the proposed controller is capable of suppressing the beam bending vibrations by also exhibiting a robust performance. Finally, the controller and the sensor output data obtained by applying the designed controller to the system have been taught to the artificial neural network in Matlab / Toolbox and the angle estimation of the servo arm mechanism integrated at the end of the beam has been performed both simulatively and experimentally. In practice, the proposed LPV controller design strategy can be transacted for vibration control of aircraft wings, the parameters of which vary according to various load conditions changing in time and therefore deeply affects the passive characteristics of the system of interest.

Keywords: Smart beam, Robust control, LPV model, Artificial neural network, WGC method.

1.GİRİŞ

Genellikle makineler çalışırken istenmeyen titreşim hareketleri oluşur. Titreşim hareketlerinin istenmemesinin en büyük nedenlerinden biri dinamik sistemlerde boşa enerji harcanmasıdır. Titreşen makinelerde yüksek gerilme (stress) ve yorulma sorunları ortaya çıkar. Dolayısıyla titreşimler makinenin ömrünü kısıtlayıcı şekilde etki ederler. Ayrıca yüksek genlikteki titreşimler gürültüye, yeterli hassasiyette parça elde edilememesine ve bazen de cihazdan istenilen verimin alınamamasına neden olurlar. Bunun yanı sıra çalışma ortamında titreşen sistemlerle temas eden insanların sağlığını olumsuz etkilemesine de neden olabilir. Bu sebeple sistemlerdeki titreşimlerin sönümlemesi günümüzde araştırmacıların önemli bir konusunu oluşturmaktadır (Turan, 2014).

Havacılıkta kullanılan yapılar üzerindeki yaygın mekanik gerilme kaynakları, dinamik yüklerdir. Dolayısıyla dinamik yük çevrimleri, bu yapıların ömrünü kısaltabilir. Bu nedenle titreşim özelliklerinin araştırılması, sıklıkla dinamik yüklere maruz kalan havacılık yapılarının önemli bir tasarım aşamasıdır. Temelde havacılık yapılarının titreşim özelliklerinin araştırılması ve titreşim seviyelerinin zayıflatılmasına odaklanan çok sayıda sayısal ve deneysel çalışma vardır. Dinamik yükün frekansı yapının doğal frekansı ile eşleştiğinde tepki oluşur ve ciddi yapısal titreşimlere neden olabilir. Bu durumda, havacılık yapıları çoğunlukla hafif ve düşük yoğunluk özelliklerine sahip olduğundan, şiddetli titreşimler havacılık araçlarının bileşenlerine zarar verebilir.

Uçak tasarımında hafif yapıların kullanılması, uçuş tarihinin başlangıcından bu yana önemli bir kriter olmuştur. Hafif yapılar uçağa birçok özellik sağlamasına rağmen, düşük sertlik özelliklerine de sahiptirler. Uçak kanatları veya rotor kanatları gibi esnek yapılar genellikle dinamik yüklere maruz kalmaktadır. Yorulma, dinamik yüklerin frekansının düşük frekansta yapıların doğal frekansı ile eşleştirilmesi nedeniyle ciddi yapısal titreşimin meydana geldiği rezonans nedeniyle de gözlenebilir. Koşullarda düşük doğal frekanslı hafif yapıların titreşim karakteristiğinin araştırılması uçak yapılarının tasarımında oldukça önemlidir (Senöz, 2009).

Uzay yapılarının titreşiminden kaynaklanan olumsuz etkiler, tahrik sistemlerinin oluşturduğu kirlilik, artan sürtünmeden dolayı düşük yakıt verimliliği, uydu uygulamalarında daha az doğruluk ve kabin ekibindeki istenmeyen etkiler bunlardan bazılarıdır. Dolayısıyla, yapısal

bütünlüğünün korunması amacıyla titreşimleri azaltmak için uygun bir kontrol mekanizması gerekir (Akın, 2015).

Bir yapının titreşimlerini bastırmak için pasif veya aktif teknikler kullanılır. Pasif teknikte genellikle yapısal gürültüyü ve/veya titreşimleri azaltmak için amortisörler, kütleler ve yaylar kullanılır (Mend, 1998). Ancak pasif bir teknik kullanımı 200 Hz'nin altında verimsizdir ve hafif havacılık yapıları için istenmeyen bir çözüm olan ağırlık artışına neden olmaktadır (Ciminello ve diğ, 2008). Son zamanlarda aktif ve adaptif titreşim kontrolü bu pasif yöntemlere alternatif çözümler olarak büyük ilgi görmektedir. Aktif bir yapı, harici arızaları mekanik enerjiden elektrik enerjisine dönüştürerek sensörler aracılığıyla hissedebilir ve elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştürerek arzu edilen yapıdaki davranışını elde etmek için aktüatörler içerir. Sensörler ve aktüatörler arasında bir kontrolcü eklenmesi yapıyı aktif olarak kontrol edilebilir hale getirir ve bu yapı akıllı bir yapı olarak adlandırılır. Kararlı performans kriterlerinin sistemini kontrol edebilmek için akıllı bir sistemin iyi bir analitik modeli gereklidir. Bu modeli, sistem tanımlama tekniklerini deneysel olarak kullanarak ya da simülasyonlarla sayısal olarak bir bilgisayar platformunda modelleyerek elde etmek mümkündür.

Piezoelektrik malzemelerdeki teknolojik gelişmeler, bilim insanlarını ve mühendisleri bu malzemeleri aktif titreşim kontrolü için kullanma konusunda motive etmektedir. Piezoelektrik malzemelerin atomik kafes yapısı, mekanik deformasyonun elektrik sinyaline dönüştürülmesini sağlar ve tersi de geçerlidir (Yang, 2005). Piezoelektrik malzemelerin bu özelliği, aktüatör ve sensör olarak kullanılmalarını sağlar. Ayrıca, piezoelektrik malzemelerin hafif, uygulaması kolay, iyi gerilme duyarlılığı sergileme ve yüksek bant genişliğine sahip olma gibi çeşitli ek avantajları vardır (Heinze ve Karpef, 2006).

Çeşitli sabit kontrolcüler, elde edilen yapıların analitik modeli kullanılarak tasarlanmıştır. Bununla birlikte, yapıdaki frekans tepki fonksiyonu (FRF), yapılarda çeşitli fiziksel değişiklikler (örneğin, çatlak, sınır şartı, kütle ve sertlik özelliklerinde değişiklikler vs.) nedeniyle değişebilir. Kontrolcünün sağlam olmasını sağlamak için, yapıda oluşabilecek bu değişikliklerin dikkate alınması gerekir. Yapının dinamik özelliklerinde meydana gelen değişimi ele almanın bir başka çözümü, kontrolcüyü uyarlayıcı (adaptif) hale getirmektir.

1.1 Kaynak Özetleri

Literatür araştırması, titreşim kontrol teknolojisinin gelişim sürecini araştırmak ve derlemek için yapılmıştır. Literatürde pasif ve aktif titreşim kontrolü ve uygulamaları ile ilgili deneysel, analitik ve sayısal çalışmalar bulunmaktadır.

1.1.1 Pasif titreşim kontrolü

Helikopter ve rüzgar türbini kanatları gibi havacılık yapılarında istenmeyen titreşimleri önlemek için titreşim kontrol yöntemlerinden biri olarak pasif kontrol sistemleri tercih edilir. Pasif kontrol yönteminin havacılık yapısı üzerindeki birçok uygulaması genellikle ayarlanmış bir kütle damperi içerir. Helikopter kanatlarında pasif kontrol yönteminden biri olarak kabul edilen sarkaç emiciler, rezonanstaki titreşim genliklerini azaltmak için kullanılmıştır. Benzer şekilde, ayarlanmış bir kütle amortisörü rüzgar türbinindeki titreşimi azaltmak için kullanılır (Yang, 2005). Ayarlanmış kütle amortisörlerinin yanı sıra kısıtlayıcı tabaka amortisman uygulamaları, deniz ve hava araçlardaki mekanik titreşimi yapılara kütle ve kalınlık eklenmeden azaltır (Murtagh ve diğ., 2008). Ek olarak, kütle ekleme veya yapıdan kütle çıkarma gibi tasarım optimizasyonu veya modifikasyonu başka bir pasif kontrol yöntemi olarak değerlendirilebilir.

Pasif yöntem basitlik ve maliyet nedeniyle tercih edilmesine rağmen, yapılara ilave ağırlık ve düşük frekans aralığında sınırlı etkinlik gibi dezavantajları vardır (Shafer, 2013). Titreşim kaynağının frekansında bir kayma veya entegre edilmiş kütlenin yapı üzerindeki konumunda değişiklik veya ağırlık kaybı gibi yapısal bir değişiklik meydana geldiğinde ters durum görülebilir (Senöz, 2019).

Yapılan literatür araştırmasında kirişlerdeki titreşimin bir çok pasif kontrol metodu ile azaltılmaya çalışıldığı görülmektedir.

Yapısal girdap akımlı amortisörlerle ilgili çalışmalar; kirişler ve ince zarlar gibi küçük ölçekli yapılarla sınırlıdır (Sodano ve Bae, 2004). Girdap akımlı amortisörler, manyetik alan içerisinde hareket eden bir iletken üzerinde enerjiyi ısı olarak dağıtan elektromanyetik aygıtlardır. Manyetik kaldırma sistemlerinde ve yüksek hızlı araçlarda frenleme mekanizması olarak kullanılır (Jang ve Lee, 2003).

Henry ve Abdullah (2002) mekanik ayarlanmış kütle amortisörüne (TMD) benzer bir yapıda olan elektromanyetik sönümleyici önermişlerdir. Bu cihazda, sürekli hareket eden bir kütleye

sabit mıknatıslar bağlanırken, bina yapısına bağlı bobinler mıknatıslar tarafından oluşturulan manyetik akı içinde hareket ederek sönümleme kuvvetini tetiklemektedir.

Başka bir çalışmada; girdap akımı damperi ile konsol bir kirişteki titreşimlerin sönümlemesiyle ilgili çalışma yapılmıştır. Çalışmada bir adet sabit mıknatıs kullanılarak manyetik alan oluşturulmuştur. Burada teorik çalışma ile deneysel sonuçlar birbirine uymaktadır. Elde edilen sonuçlara göre, uygulanan manyetik alan yoğunluğu $0.275 \text{ W}_b/\text{m}^2$ 'yi geçtiğinde girdap akımı sönümleyicisi sistemde aşırı sönümlü bir davranış göstermektedir (Bae ve diğ, 2005).

Teshima ve diğ. (1997) bir girdap akımı sönümleyicisinin süper-iletken kaldırmayla ilişkili titreşimler üzerindeki etkilerini araştırmışlardır. Girdap akım sönümlemesi uygulandığında sarsıntı önleyici titreşimlerin girdap akımlı amortisörler tarafından yaklaşık 100 kat geliştirildiğini göstermişlerdir. Matsuzaki ve diğ. (1997), kısmen manyetikleştirilmiş bir kirişteki titreşimin elektromanyetik kuvvetler kullanılarak bastırıldığını göstermişlerdir. Kwag ve diğ. (2007) bir girdap akımlı sönümleyicinin (ECD) konsol kirişi üzerindeki etkilerini araştırmışlardır. Deneysel sonuçlar girdap akımlı sönümleyicinin konsol kirişinin titreşiminin bastırılması için etkili bir araç olabileceğini göstermektedir.

Üzerine iletken bir levha yapıştırılmış iletken bir çubuktaki titreşimin girdap akımı damperi aracılığıyla azaltılmasıyla ilgili yapılan çalışmada, kirişin birinci modunda 42.4 dB'lik bir genlik azalışı sağlanmıştır (Sodano ve diğ, 2005). Yine Sodano ve diğ. (2006) tarafından yapılan başka bir çalışmada kullanılan sabit mıknatıs sayısı ikiye çıkarılmış olup mıknatısların birbirlerine bakan kutupları aynı olacak şekilde konumlandırılmıştır. Bu sayede kiriş daha fazla manyetik alana maruz bırakıldığından girdap akımı sönümleyicisinin sönümlemede daha verimli olduğu saptanmıştır.

Jae ve diğ. (2012), yapılardaki titreşimin bastırılması için ayarlanmış kütle sönümleyicisinin geliştirilmiş bir konseptini önermişlerdir. Bu konsept, klasik ayarlı kütle sönümleyiciden ve bir girdap akımlı sönümleyiciden oluşmaktadır. Önerilen konstrüksiyon konsol kiriş için tasarlanmıştır. Girdap akımı sönümleyicisi ve bu sönümleyicinin titreşim azaltma üzerine etkileri araştırılmıştır. Önerilen konseptin etkinliğini göstermek ve girdap akımı sönümleme modelini doğrulamak için, konsol kiriş üzerinde deneyler gerçekleştirilmiştir. Deney sonuçlarına göre konseptin ayarlanmış kütle sönümleyicinin sönümleme etkisini, yeterince ayarlanmasa bile önemli ölçüde arttırabileceği ortaya konmuştur.

1.1.2 Aktif titreşim kontrolü

Bu bölümde aktif titreşim kontrolü için ilk olarak piezoelektrik malzemelerin kullanımına ilişkin ilerlemeler ve eğilimler açıklanmaktadır. Bu konuda yayınlanmış önemli çalışmaların literatürde yer aldığı görülmektedir. Daha sonra, çoğunlukla piezoelektrik elemanlar olan kontrolcü aktüatörünün optimum konumu ve akıllı kirişin ve plaka benzeri yapıların titreşim zayıflaması üzerinde yapılan çalışmalara yer verilmektedir. Aktif titreşim kontrolü ile ilgili araştırmaların çoğunun piezoelektrik aktüatörleri ve sensörleri kullandığı görülmektedir. Bu nedenle, literatür araştırmasında bu konuya daha fazla dikkat edilmektedir.

1.1.2.1 Akıllı malzemeler ve yapılar

Bir mühendislik fonksiyonuna hizmet eden düzenekte zeka, verimlilik, uyarlanabilirlik, doğru tepki ile optimum performans gösteren yapı akıllı yapı olarak adlandırılır. Bu avantajlar nedeniyle akıllı yapılar; havacılık ve uzay mühendisliği, mikroelektronik üretimi, hassas konumlandırma ve otomasyon endüstrisi gibi uygulamalarda kullanılır. Dolayısıyla bu yapıların aktif titreşim kontrolü son derece önemlidir. Bunun nedeni ise; yapıdaki mekanik titreşimler, yapının hassas bileşenlerine ve hatta tüm yapıya zarar verebilir (Heganna ve Joylekar, 2016).

Özel mühendislik işlevini yerine getiren herhangi bir yapı akıllı ve verimli olmalıdır. Çevresel şartlardaki değişikliklere ve kendi koşullarındaki değişikliklere göre önceden tasarlanmış ve bilimsel bir şekilde adapte olarak cevap verebilme becerisine sahip olmalıdır. Buna ek olarak optimum performansa sahip olması gerekir. Tüm bu özellikleri sergileyen yapı akıllı yapı olarak adlandırılır (Heganna ve Joylekar, 2016). Tepki, gerilme, sıcaklık, manyetik alan ve elektrik akımındaki değişimin etkisinde renkte, hacimde, viskozitede vb. bir değişiklik olarak kendini gösterebilir (Akin, 2015). Piezoelektrik malzemeler, şekil hafızalı alaşımlar ve polimerler, manyeto-reolojik ve elektro-reolojik malzemeler, manyetostriktif malzemeler akıllı malzemelerin örnekleridir (Ghandi ve Thompson, 1992).

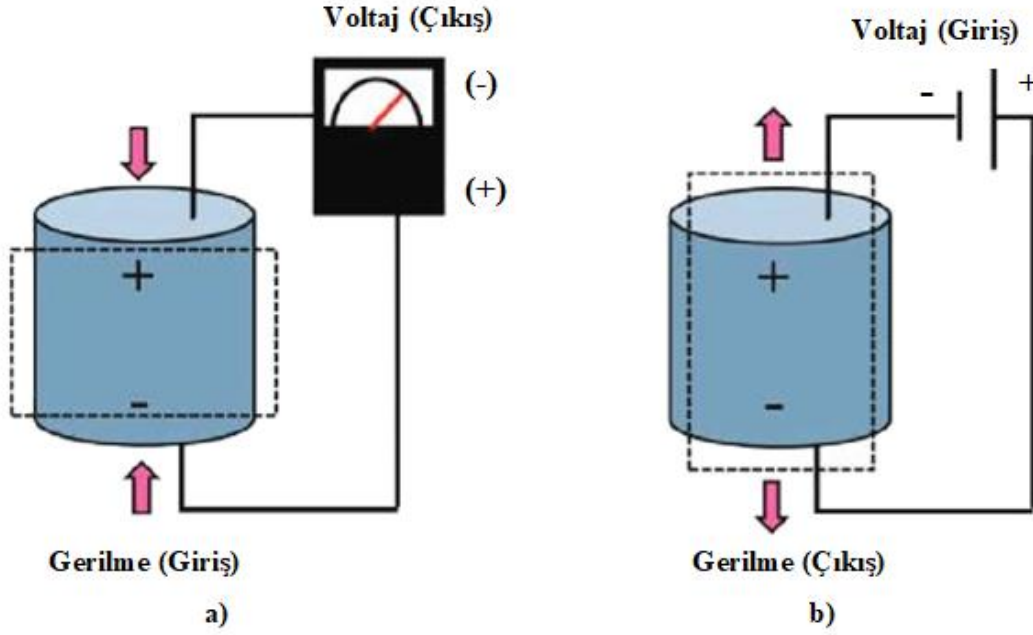
Akıllı yapıların çalışması sensörler, aktüatörler, kontrol mekanizması ve zamanında yanıtlama olmak üzere dört temel parça ile tanımlanmıştır. Bu nedenle akıllı yapı akıllı sensörler ile tanımlanabilir, bu sayede önceden belirlenmiş bir şekilde kısa/uygun bir sürede yanıt vererek bir uyarana algılayabildiği, kendi içinde bulunan sensörleri, aktüatörleri ve kontrol mekanizması yerleşik bir sistem olarak düşünülebilir (Heganna ve Joylekar, 2016). Bir başka ifadeyle akıllı yapı, çevresini algılar ve kontrol donanım sistemine bilgi gönderir ve daha

sonra kontrol sistemi, yapının istenen bir değişikliğini veya cevabını almak için aktüatörler tarafından yapıya gerekli sinyalleri uygular. Bu özellikler akıllı yapıları, mikroelektronik üretimlerinden havacılık ve uzay mühendisliği gibi birçok uygulamalara kadar geniş bir uygulama yelpazesi için son derece uygun hale getirir (Akın, 2015). Örnek olarak akıllı yapı, farklı uçuş koşullarında aerodinamik verimliliği artırmak için uçuş sırasında şeklini değiştiren bir uçak kanadı olabilir. Bu çalışmada akıllı yapı konsol bir kiriş olup, bu akıllı yapının amacı kirişteki titreşimleri temel rezonans frekansında bastırmaktır.

Piezoelektrik malzemeler

Piezoelektrik kavramı tanımlayan ilk bilimsel yayın 1880'de ortaya çıkmıştır. Pierre ve Jacques Currie tarafından o sırada bir dizi kristal üzerinde çeşitli deneyler yapılarak yazılmıştır (Curie ve Curie, 1880). Ardından, 1884 yılında ön araştırmalar yapan Ikeda, malzeme yapısı ile piezoelektrik etki arasındaki ilişkiyi ifade etmiştir (Ikeda, 1996). Piezoelektrik etki keşfedildikten sonra Lippman, termodinamik argümanlar temelinde, elektrik yüklerinin uygulanmasının piezoelektrik malzemeler için mekanik deformasyona neden olduğunu bulmuştur. Bu etkinin ilk ciddi uygulaması I.Dünya Savaşı sırasında Langvin tarafından suda ses dalgalarının üretilmesi için geliştirilmiştir (Pointon, 1982).

Piezoelektrik malzemenin keşfi önemli miktarda ilgi yaratarak birçok araştırmacıyı bu alanda çalışmaya teşvik etmiştir. Piezoelektrik malzemeler gerilim gibi fiziksel miktarları ölçen sensörler olarak kullanılabilir ve bu tür malzemelere bir elektrik gerilimi uygulandığında mekanik gerilim olarak tepki verdikleri için aktüatör olarak da kullanılabilirler. Bir başka ifadeyle piezoelektrik malzemeler, hem doğrudan piezoelektrik etkiye sahip sensörler hem de karşılıklı piezoelektrik etkiye sahip aktüatörler olarak kullanılabilir. Doğrudan ve karşılıklı etkiler Şekil 1.2'de gösterilmiştir.



Şekil 1.1 : Piezoelektrik etki a) Direkt etki b) Ters etki (Mishra ve diğ, 2019).

Piezoelektrik malzemelerin bazı önemli avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir;

- Geniş bant aralığıyla ile hızlı yanıt vermesi,
- Yapının yüzeyine kolayca yapıştırılabilir veya yapı içinde kalıplanabilir olması,
- Yüksek enerji yoğunluğuna sahip ve küçük boyutlu olması,
- Ucuz ve ticari olarak temin edilebilir olması (Senöz, 2019).

Günümüzde piezoelektrik malzemeler, algılama ve harekete geçirme davranışlarını kullanarak teknoloji ve endüstrinin farklı alanlarında, nano-makro ölçekli sistemlerde yaygın olarak kullanılmaktadır (Jalili, 2010).

Aktif titreşim kontrol sistemleri söz konusu olduğunda piezoelektrik malzemeler, akıllı yapılar elde etmek için yapılara yapıştırılacak veya yapılara gömülecek ince plakalar olarak üretilmektedir. Ayrıca sistemin performansını belirlemek için ayrık veya dağılmış yerlerde kullanılabilirler (Barboni ve diğ, 1999). Çalışkan'ın tezinde çeşitli akıllı malzemeler ve bunların uygulamaları, özellikle piezoelektrik seramikler ve bunların akıllı havacılık yapılarındaki uygulamaları ile ilgili kapsamlı bir literatür araştırması da bulunabilir (Çalışkan, 2002). Ayrıca piezoelektrik malzemeler hassas frekans kontrolü, kablosuz iletişim için pasif sinyal işleme, tanımlama, sonik uyarıları, telefon, kan basıncı, tıbbi teşhis, ses konumu için kaynaklar ve dedektörler, temizlik, nemlendiriciler, mikro pompalar, vb. gibi çeşitli uygulamalarda kullanılır. (Heywang ve diğ, 2008).

Kontrol verimlerini arttırmak için yapı üzerindeki piezoelektrik yama yerlerinin optimize edilmesinin önemli olduğuna dikkat edilmelidir.

1.1.2.2 Sensörlerin ve aktüatörlerin optimum yerleşimi

Kirişlerin ve plakaların aktif titreşim kontrolünde sensörler ve aktüatörler için optimum performans konumlarının belirlenmesi bu bölümde ele alınmaktadır. Aktüatörlerin ve sensörlerin sınırlamalarından biri, uygulayabileceği kuvvet miktarıdır. Bu nedenle transdüserlerin yerini ve boyutlarını gerekli kontrol çabasının minimum olmasını sağlayacak şekilde optimize etmek önemlidir. Sensörler ve aktüatör çalışmalarını kullanarak aktif titreşim kontrolü adına; ilgili sistemin veya yapının kontrol performansını artırmak için, kontrolcü çıkışlarını verimli kullanmak için aktüatör ve sensörün optimum konumuna odaklanır. Çalıştırma ve algılama yeteneklerini etkili bir şekilde kullanmak için, giriş ve plaka yapısı için en uygun yer literatürdeki birçok araştırma tarafından çeşitli çalışmalar yürütülmekte ve raporlanmaktadır (Gupta ve diğ, 2010).

Gupta ve diğ. (2010) tarafından yapılan çalışmada akıllı giriş ve plaka yapıları üzerinde yüzeye bağlı piezoelektrik sensör ve aktüatör yamaları için en uygun yerlerin bir tablosu oluşturulmuştur. Araştırmacılar sensör ve aktüatör konumlarını göstermek için tablo şeklinde sunmuşlardır. Literatür araştırmasında sınır koşullarını ve kontrol edilecek sistemin modlarını dikkate almışlardır. Ayrıca araştırmacılar, optimizasyon kriterlerini karşılaştırarak aktüatörlerin en uygun şekilde yerleştirilmesinin sensörlerden daha fazla öneme sahip olduğuna dikkat çekmişlerdir.

Halim ve diğ. (2007), optimum yerleri belirlemek ve maksimum modal kontrol edilebilirlik yaklaşımı uygulayarak bu sonuçları elde etmek için ince esnek bir plaka üzerinde aktüatör ve sensör çiftleri kullanarak bir metodoloji oluşturmuşlardır. Bu yaklaşım ile piezoelektrik aktüatör ve sensör çifti için en uygun yerin ince dikdörtgen plakanın ortasında olduğunu iddia etmektedirler. Bu çalışmanın sonunda, karmaşık yapılar için seçilmiş/bireysel modlar için optimizasyon yönteminin incelenmesi gerektiği belirtilmektedir.

Brruant ve diğ. (2001) sistemin mekanik enerji integrali hakkında bir ifadeyi indirgeyerek piezoelektrik aktüatör konumunu ve sensör konumlarını optimize etmek için yeni bir metodoloji geliştirmiştir. Çalışmanın temel amacı giriş benzeri yapılar için bir metodoloji geliştirmektir. Çalışmada, daha karmaşık yapılar için doğrudan kullanılabileceği de belirtilmiştir. Sonuç olarak; sisteme bir aktüatör ve bir sensör eklenmesinin, sinüzoidal yükler

durumunda basit bir kiriş için daha verimli aktif kontrol performansı sağladığı bildirilmektedir.

Peng ve diğ. (2005), kontrol stratejilerinin enerji ihtiyacını en aza indirmek için optimum aktüatör konumları için belirleme işlemlerinde etkili olan piezoelektrik yamalar için yerleştirme optimizasyon metodolojisini geliştirmiştir. Çalışmalarını, optimize edilmiş konumlarda dört yamalı ince bir dikdörtgen plaka üzerinde gerçekleştirilen bilgisayar simülasyonlarını göstererek tamamlamışlardır. Sonuçlar, yöntemlerinin titreşim kontrol gücü gereksinimlerini azaltmanın yanı sıra kontrolün uygulanabilirliğini arttırmak için etkili olduğunu göstermektedir.

Arıdoğan ve diğ. (2009), yaptıkları çalışmada piezoelektrik parçaların algılama performansını araştırmak için referans eksen olarak tek eksenli ivmeölçerler ve bir lazer yer değiştirme sensörü kullanmışlardır. Çalışmada piezoelektrik sensörün akıllı kirişin farklı yerlerine konumlandırılmasıyla sensörün sistemin frekans tepkisi üzerindeki etkileri araştırılmıştır. Piezoelektrik parçaların ivmeölçerlerden daha hafif olmasından dolayı piezoelektrik yamalar veya lazer yer değiştirme sensörleri kullanıldığında, sistemin doğal frekanslarının ivmeölçer kullanıldığında olduğundan daha yüksek olduğu saptanmıştır.

Yine başka bir çalışmada Ülker ve diğ. (2003) piezoelektrik parçalar kullanarak serbest titreşimleri ve akıllı konsol kirişin zorlanmış titreşimleri incelemişlerdir. Söz konusu çalışmada hem algılama hem de çalıştırma uygulamaları için bimorf durumda konsol kirişin sabit ucuna sekiz piezoelektrik parça bağlanmıştır.

Şahin ve diğ. (2008) ve Çalışkan (2002), çalışmalarını sırasıyla dirsekli kiriş ve levha benzeri yapılara odaklamışlardır. Maksimum tolere edilebilirliği belirlemek için piezoelektrik malzeme konumlarını optimize etmek amacıyla teorik ve sayısal çalışmalar yapılmıştır. Piezoelektrik yamaların boyutunun etkisi de dikkate alınmıştır.

Gözden geçirilen çalışmaların çoğu temel olarak basit kiriş ve levha yapılarına yöneliktir. Esasen; aktüatörlerin ve sensörlerin yerleştirilmesi için yapılan optimizasyona göre, konsol kirişin veya plaka benzeri yapıların zorlanmış titreşimlerinin ilk üç modunun gerilme özelliklerinden dolayı PZT'lerin genellikle kirişlerin ve plakaların sabit uçlarına yakın olması gerektiği ifade edilmiştir.

Başka bir çalışmada sensör/aktüatör çifti olarak iki adet PZT'nin üst ve alt yüzey üzerine yapıştırıldığı bir kirişin modellenmesi ve tasarımı sunulmuştur. Çalışmada aktif titreşim kontrolü için PID kontrolcü kullanılmıştır. Tüm yapının tasarımında iki PZT parçasının kütlelerinin ve sertliğinin katkısı da düşünülmektedir. Yapılan deneyler sonucunda en iyi sonuç PZT yamaları sabit uca yakın bağlandığında elde edilmiştir (Kumar ve diğ, 2004).

Birçok yayında belirtildiği gibi, piezoelektrik yamaların kalınlığının kontrol edilen yapının kalınlığından daha az tutulması da önemlidir. Yamaların yapının kütle ve sertlik özelliklerini etkilemediği makul bir şekilde kabul edilebilir.

Gerçek yaşamdaki kompleks yapıların optimum piezoelektrik sensör aktüatörü yerleşimi üzerine yapılan çalışmaların literatürde pek bulunmadığı da söylenebilir.

Sonuç olarak; piezoelektrik malzemelerin her iki şekilde kullanılabilme, uygun özellikler ve hafiflik özelliklerine sahip olmaları, akıllı yapı uygulamaları için uygun malzemeler olarak kabul edilmektedir. Bu tez çalışmasında, PZT yamaları, yüzeye bağlı sensörler ve aktüatörler olarak kullanılmıştır.

Son 20 yılda aktif titreşim kontrolü, havacılık yapılarının titreşim problemleri için bir çözüm olarak kullanılmıştır. Yapıların aktif titreşimi için çeşitli kontrol stratejileri geliştirilmiştir.

Akıllı kirişlerin farklı kontrol metotları kullanılarak titreşimlerinin kontrolü için yapılan araştırmalar genel olarak klasik, adaptif ve gürbüz olmak üzere üç ana kategoriye ayrılabilir (Ros ve diğ, 2015).

Saad ve arkadaşları, yaptıkları çalışmada esnek bir kirişin dinamik modelinin geliştirilmesini sonlu farklar yöntemi kullanarak sunmuşlardır. Yapılan simülasyon çalışmasında, oransal kazancı (P) optimum değere ulaşmaya kadar kademeli olarak arttırılarak yapılmıştır. Oransal kazanç aktüatörün dinamik davranışı üzerindeki etkisi araştırılmış olup, orantılı kontrol şemasının kirişin titreşimini azaltmada etkinliğini ortaya koymuşlardır (Saad ve diğ, 2011).

Başka bir deneysel çalışmada Alam ve Rahman (2010) farklı boyutlardaki akıllı kirişlerin PZT kullanarak titreşimlerin azaltılması için PID kontrolcüsü uygulamışlardır. Aktif titreşim kontrol sistemi kullanılarak elde edilen deneysel sonuçlar ile PID kontrolcünün geçerliliğini ve verimliliğini göstermişlerdir. Khot ve diğ. (2012)'de benzer sonuçları elde etmişlerdir.

Fei ve diğ. (2010) piezoelektrik aktüatörler ile esnek çelik konsol kirişteki titreşimin bastırılması için aktif titreşim kontrol metodlarından optimal PID kontrol, gerilme oranlı geri

beslemeli kontrol (SRF), pozitif pozisyonlu geri beslemeli kontrol (PPF) uygulanarak gerçek zamanlı olarak çalışmışlardır. Buradaki PZT parçaları kirişin ucuna yapıştırılmıştır. Uygulanan gerçek zamanlı deneyler sonucunda, SRF ve PPF kontrolcülerin çelik kirişteki titreşimlerin bastırılmasında PID kontrolcünden daha iyi performans gösterdiği sonucunu elde etmişlerdir.

Chhabra ve arkadaşları kirişin farklı yerlerine yapıştırılmış piezoelektrik aktüatör ve sensör katmanları ile aktif titreşim kontrolü ile ilgili simülasyon çalışmalarını yapmışlardır. Çalışmada sistem sonlu elemanlar metodu (FEM) ve durum-uzay teknikleri kullanılarak modellenmiştir. Önerilen yöntemle tasarlanan PID kontrolcü uygulanarak gerçekleştirilen sayısal simülasyon sonucunda titreşim kontrolünün başarıyla sağlanabileceği gösterilmiştir (Chhabra ve diğ, 2012).

Onat ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada akıllı bir kirişin ilk rezonans seviyesinin bastırılması için geliştirilen bir fraksiyonel (kesirli) denetleyicinin tasarımı detaylandırılmaktadır. Kontrolcü kazancına ve bant genişliğine ek olarak, türev etkisinin derecesi de başka bir tasarım parametresi olarak ele alınmıştır. Tasarlanan fraksiyonel kontrolcülerin gerçekleştirilmesi daha sonra kesirli fraksiyonel genişleme (CFE) yönteminin birinci, ikinci, üçüncü ve dördüncü derece yaklaşımları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Zaman ve frekans alanındaki deney sonuçları, kontrolcülerin derecesindeki artışın da kontrolcünün performansını ve sağlamlığını arttırdığını göstermiştir (Onat ve diğ, 2012).

Onat ve arkadaşlarının yaptığı başka bir çalışmada ise, akıllı bir kirişin ilk bükülme rezonans seviyesini bastırmak için CFE yöntemi kullanılarak düşünülen bir fraksiyonel kontrolcü tasarımı ve uygulanması sunulmuştur. Tasarım, kontrolcü kazancının beş farklı değeri için yerine getirilmiştir. Kontrolcü kazanç değerindeki artış, akıllı kirişteki serbest ve zorlanmış cevabında bir iyileşme sağlamıştır. Bununla birlikte, bu durum rezonans frekansında bir kaymaya neden olmuş ve kontrol kazanımı ile performans arasında klasik su yatağı etkisini gösteren rezonant bölgede düşük frekansta performans kaybına neden olmuştur (Onat ve diğ, 2011a).

Onat ve arkadaşları farklı bir çalışmada, çeşitli kütle yüklemeleri altında akıllı bir kirişin ilk bükülme titreşimlerini bastırmak için lineer parametrelili değişken (LPV) kontrolcü tasarlayıp uygulamışlardır. Hem zaman hem de frekans alanında elde ettikleri deneysel sonuçlara göre tasarladıkları kontrolcünün değişen kütle değerleri için titreşim seviyelerini başarılı bir şekilde

azaltabildiğini göstermişlerdir (Onat ve diğ, 2011b). Yine Onat ve arkadaşlarının yaptığı başka bir çalışmada, aynı yapı için Luenberger gözlemciye sahip bir LQR kontrolcü olarak adlandırılan optimal bir titreşim kontrol mekanizması tasarlanmıştır. Elde edilen deneysel sonuçlar tasarlanan kontrolcünün titreşim seviyelerini başarılı bir şekilde azaltabildiğini göstermektedir (Onat ve diğ, 2013).

Saad ve arkadaşları, esnek bir kirişin titreşimini bastırmak için doğrudan adaptif kontrol cihazı kullanan aktif bir titreşim kontrolünün geliştirilmesini sunmaktadırlar. Kontrolcü, lineer parametrik forma göre gerçekleştirilmiştir. Diferansiyel evrim optimizasyon algoritması, gözlemlenen titreşim sinyalinin ortalama kare hatasını en aza indirerek tek bir amaç fonksiyonu kullanarak kontrolcüyü optimize etmek için kullanılmıştır. Ayrıca en iyi kontrolcü model yapısını parametre değerleri ile birlikte sistematik olarak aramak için alternatif bir yaklaşım geliştirilmiştir. Kontrol şemasının performansı hem zaman hem de frekans alanında sunulmuş ve analiz edilmiştir. Simülasyon sonuçları önerilen yöntemin istenmeyen titreşimi etkili bir şekilde baskılayabildiğini göstermektedir (Saad ve diğ, 2012).

Nestorovic ve Oveisiby (2015) kombine bir H_2/H_∞ yaklaşımı önermiş ve tasarımlarının etkinliğini deneysel olarak kanıtlamışlardır. Burada sonlu elemanlar metodu kullanılmıştır ve kirişin ilk rezonans frekansındaki titreşim seviyesi 20 dB azaltılmıştır.

Sridevi ve Madhavasarma (2010) yaptıkları çalışmada bir H_∞ denetleyicisi tasarlamışlardır ve bir LQG denetleyiciyle karşılaştırmışlardır. Kapalı döngü tepkileri düşünüldüğünde gelişmiş denetleyicinin yüksek frekanslarda etkili olduğunu göstermişlerdir. Ayrıca bir H_∞ kontrol cihazının bir LQG kontrol cihazına kıyasla daha iyi performans gösterdiği sonucuna varmışlardır.

Omidi ve Mahmoodi (2014) akıllı yapıların aktif titreşim kontrolü için kontrolcü tasarlayıp uygulamışlardır. Çalışmada H_∞ MPPF (H_∞ Geliştirilmiş Pozitif Konum Geri Beslemesi) ve H_∞ MPVF (H_∞ Geliştirilmiş Pozitif Hız Geri Beslemesi) tasarımları uygulanmıştır. PZT yamalarının aktüatörler olarak kullanıldığı bu çalışmada, H_∞ MPVF (H_∞ Geliştirilmiş Pozitif Hız Geri Beslemesi) edilmiş denetleyici performansı H_∞ MPPF (H_∞ Geliştirilmiş Pozitif Konum Geri Beslemesi) denetleyicisine göre daha üstün olduğu sonucuna varılmıştır.

Sözü geçen tüm akıllı kiriş araştırmalarında kiriş sabit kütle ve sertlik özelliklerine sahiptir. Bu yüzden değişken sistem parametrelerini sağlama konusunda yetersiz kalmaktadırlar. Uçak kanadını göz önüne aldığımızda sorun daha açıklayıcı olmaktadır. Uçuş esnasında tüketilen

yakıt nedeniyle kanadın hem kütle hem de sertlik özellikleri sürekli değişir ve bu rezonans frekanslarının ve kanatların ilgili mod şekillerinin değerlerinin değişmesinde kendini gösterecektir (Kazancı, 2013). Akın, konsollu akıllı bir kirişin serbest ucuna doğru bir kütle-servo mekanizması ekleyerek böyle bir problemi modellemeye çalışmıştır (Akın, 2015). Servo mekanizma, kütlenin konumunu beş farklı konuma getirerek akıllı kirişin kütle karakteristiklerini değiştirmektedir. Çalışma, sağlamlık için sinir ağı ile birlikte bir LQR kontrolcü geliştirerek gerçekleştirilmiştir.

Kazanç programlama denetleyicileri, özellikle sistem parametrelerinin değişebileceği sistemler için uygundur (Onat ve diğ, 2007; Onat ve diğ, 2009; Onat, 2014).

Onat ve arkadaşları tarafından yapılan başka bir çalışmada, yeni bir kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü tasarımı sunulmuştur. Çalışmada değişen fiziksel parametrelere sahip akıllı bir kirişin ilk bükülme titreşimleri bastırılmaya çalışılmıştır. Beş farklı durum için yürütülen zaman ve frekans alanındaki deneyleri, tasarlanan kazanç programlama H_∞ kontrolcünün tüm durumlar için tatmin edici bir şekilde gerçekleştirildiğini ve sistemin fiziksel parametrelerindeki değişikliklerin etkilerini kontrol ettiğini ortaya çıkarmıştır. Ayrıca kazanç programlamalı H_∞ kontrolcünün performansı konvensiyonel doğrusal zaman değişmezliği (LTI) H_∞ kontrolcünün performansından daha iyi olduğu sonucuna varılmıştır (Onat ve diğ, 2017).

Onat ve Şahin tarafından yapılan başka bir çalışmada, Matlab programı ile bir piezoelektrik algılayıcı ve kumanda elemanı içeren esnek konsol bir kirişin modellenmesi ve kontrolü için gürbüz bir yaklaşım sunulmaktadır. Fiziksel değişimli akıllı kirişin titreşimlerinin kontrolü için H_∞ kontrolcü tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolcünün gürbüzlüğünü ortaya koyabilmek için beş farklı durumda yapılan simülasyon çalışmaları, önerilen kontrolcünün tüm durumlarda başarılı bir performans sergileyerek kirişin düzleme dik birinci eğilme modundaki titreşimini bastırdığı sonucuna varılmıştır (Onat ve Sahin, 2016).

Hongsheng ve diğ. (2007) hareketli bir kütle altında bir konsol kirişin titreşim özelliklerini analiz etmişlerdir. Hareketli bir kütle altındaki konsol kirişin titreşim kontrolünün zamanla değişen ve doğrusal olmayan bir soruna ait olduğunu belirtmişlerdir. Aktif titreşim kontrol yaklaşımı, bir piezoelektrik eleman parçasının aynı anda uyarlanabilir bir bulanık kontrol stratejisinde hem bir sensör hem de bir aktüatör olarak hareket ettiği, kendini algılayan

piezoelektrik malzemeler yoluyla titreşimleri bastırmayı amaçlamaktadır. Deney sonuçları titreşimlerin etkili bir şekilde bastırıldığını göstermiştir.

Stavroulakis ve diğ. (2005) akıllı yapının aktif titreşim kontrolü için LQR ve gürbüz H_2 kontrolcüsü uyguladığı çalışmada elde edilen sayısal simülasyonlara göre titreşim bastırımının başarılı bir şekilde sağlandığı sonucuna varmışlardır.

Parameswaran ve Gangadharan doğrudan çıkışlı geri beslemeli aktif titreşim kontrolünü piezoelektrik sensörler ve aktüatörler kullanarak rezonans frekansında akıllı konsol kirişe uygulamışlardır. Buradaki amaç rezonansta gerçek zamanlı bir kontrolcü elde etmektir. Elde edilen sonuçlara göre uygulanan gerçek zamanlı kontrolcü ile sistemin çok iyi bir şekilde kontrol edildiği ve mükemmel geçici sistemler ile güvenilir ve kararlı durum tepkisi olduğu görülmüştür (Parameswaran ve Gangadharan, 2012).

Yine başka bir çalışmada konsol kirişin titreşim kontrolü için sensör ve aktüatör için piezoelektrik elemanlar kullanılmıştır (Azizi ve diğ, 2009). Piezoelektrik parçalı akıllı konsol kirişinin dinamik modeli araştırıldığı çalışmada (Chen ve Liu, 2015), LQR'a dayalı opsiyonel aktif titreşim kontrol yöntemi tasarlanmıştır. Kontrol sistemi simule edilmiş olup, sonuçlar ölçüm sisteminin geçerliliğini ve kontrolcünün etkililiğini doğrulamıştır. Akıllı piezoelektrik kirişlerin aktif titreşim kontrolü ile ilgili sayısal bir çalışma Vasques ve Rodrigues (2006) tarafından sunulmuştur.

Dosch ve diğ. (1992) dengelenmesi kolay olmayan basit bir devre köprüsü oluşturmak için piezoelektrik elemanı, referans kapasitörleri ve dirençleri kullanmışlardır. Bu durumda uyarlanabilir ve gürbüz kontrol gibi iyileştirme programları ortaya çıkmıştır.

Zaman paylaşımına ve kendi kendini algılayan piezoelektrik motorlu konsol kirişe dayalı aktif titreşim kontrolü üzerine yapılan araştırma Dong (2006) tarafından önerilmiştir.

Sharma ve diğ. (2007) bulanık mantık tabanlı bağımsız modal uzay denetimi (IMSC) ve bir levhanın titreşiminin modifiye bağımsız modal uzay denetimi (MIMSC) temelli bulanık mantığı sunmuştur.

Adrian ve diğ. (2007) model öngörülü (MPC) kullanmanın yeni bir yaklaşımını önermiş ve incelemişlerdir. MPC'nin, pahalı olmayan modeller için geleneksel çevrimiçi quadratik programlama yöntemleri kullanarak yüksek örnekleme oranlarında ucuz donanım üzerinde uygulanabileceğini göstermişlerdir.

Matematiksel model mevcut olduğunda kutup tahsisi ve optimal kontrol gibi birçok klasik strateji vardır. Bununla birlikte modelin belirsizlikleri varsa, bu yöntemler kullanılmamaktadır. Mayhan ve Washington (1998) modelleme belirsizlikleri karşısında sistemin temel titreşim modunu hafifletmek için akıllı kontrol ve akıllı malzemeleri birleştirerek uyarlanabilir ve sağlam bir kontrol cihazı üretmiştir. Zhang ve diğ. (2002) kompleks mod metodu ve gürbüz H_∞ kontrol metodu kullanarak parçaların tamamı esnek olarak kabul edilen yüksek hızda esnek mekanizmalar için aktif titreşim kontrol problemini incelemişlerdir. Yine başka bir çalışmada esnek bir kirişin gürbüz titreşim H_∞ kontrolcüsü uygulanarak elde edilmiştir (Junfeng ve diğ, 2011). Burada belirsiz bozulma ve ölçüm gürültüsü dikkate alınarak; çıkış ağırlıklı genişletilmiş kapalı döngü sistemi, esnek kiriş modeline göre doğru ağırlıklandırma fonksiyonu seçilerek sunulmuştur. Deneysel sonuçlar, önerilen denetleyicinin çıkış dalgaları üzerindeki harici bozulma etkisini ve esnek kirişin titreşim tepkisini bastırabildiğini göstermektedir.

1.1.3 ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümünde akıllı yapı uygulamaları üzerine yapılan çalışmalar

Orta Doğu Teknik Üniversitesi Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümünde, modal özellikler elde etmek ve yapıların titreşimlerini aktif olarak kontrol etmek için farklı çalışmalar yapılmıştır. Bu çalışmalarda bir alüminyum konsol kiriş ve bir tarafı sabitlenmiş plaka kullanılmıştır. Teorik çalışmalarda piezoelektrik yamaların yerlerini belirlemek ve yapıların statik ve dinamik davranışlarını incelemek için sonlu elemanlar yöntemi kullanılmış ve yapı modelleri elde edilmiştir (Çalışkan, 2002). Deneysel çalışmalarda, sistemin modeli lazer deplasman ölçüm cihazı veya gerilim ölçer kullanılarak belirlenmiştir. Ayrıca piezoelektrik yamaların H_∞ kontrolcü ile birlikte akıllı bir kirişin titreşiminin bastırılmasında etkin bir şekilde kullanılabileceği gösterilmiştir (Yaman ve diğ, 2001; Yaman ve diğ, 2003; Karadal, 2008; Arıdoğan ve diğ, 2010). Benzer bir çalışma plaka için de yapılmıştır (Yaman ve diğ, 2002). Başka bir çalışmada akıllı bir kirişin titreşimlerinin bastırılması μ -sentez yöntemi kullanılarak başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir (Ulker, 2003). Bu yaklaşımın düzlem dışı bükülme titreşimlerinin ilk ikisi üzerinde etkili olduğu gösterilmiştir.

Tüm bu çalışmaların amacı hem serbest hem de zorlanmış titreşimleri bastırmaktır. Bu çalışmalarda aktüatör olarak piezoelektrik yamalar, lazer yer değiştirme ölçüm cihazı ve sensör olarak gerilim ölçerler kullanılmıştır. Daha sonraki bir çalışmada (Karadal, 2008) hem

sensör hem de aktüatör olarak piezoelektrik yamalar kullanılarak aktif titreşim bastırma işlemi gerçekleştirilmiş olup piezoelektrik yamalar kullanımının etkinliği gösterilmiştir.

ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümünde akıllı kiriş titreşimlerini bastırmak için çeşitli kontrolcüler tasarlanmıştır. Tasarlanan kontrolcüler test edilip kontrolcülerin performansları gözlemlenmiştir. Bu kontrolcüler şunlardır: PID (Onat ve diğ, 2010), LQG (Onat ve diğ, 2011c), CFE (Onat ve diğ, 2011a; Onat ve diğ, 2011d),ve LQR (Onat ve diğ, 2013). Bunlara ek olarak, LPV kontrolcü kullanılarak akıllı kiriş kütlelerini değiştirerek sistemin yanıtı da araştırılmaktadır (Onat ve diğ, 2011e).

Kiriş benzeri yapıların serbest ucundaki kütle varyasyon mekanizması, farklı mod parametrelerine sahip yapıların titreşim bastırılması için kontrolcünün sağlamlığının performans değerlendirmesi için tasarlanmıştır. Piezo-kirişin kütle lokasyonu varyasyon mekanizması ile aktif titreşim bastırma için nöral ağ tabanlı adaptif elemanlı lineer bir kontrolcünün performansı da araştırılmıştır (Akin ve Sahin, 2017) Başka bir çalışma da yine aynı sistem için BMD tasarlanarak konsol kirişin ucundaki kütle varyasyonlarına karşılık uygulanan BMD'nin gürbüz bir kontrolcü olduğu sonucu elde edilmiştir (Senöz, 2019).

1.2 Çalışmadaki Varsayımlar

Çalışmanın sınırları aşağıdaki gibi listelenmiştir:

- Piezoelektrik yamaların doğrusal olmayan özellikleri ve histerezis etkileri ihmal edilir.
- Akıllı kirişin sınır koşulunun mükemmel şekilde sabit olduğu kabul edilir.
- Piezoelektrik yamaları ile kiriş arasındaki bağlamanın mükemmel olduğu varsayılır ve yapısal olarak tamamen bağlandığı kabul edilir.
- Çalışma frekansı aralığı; kütle konumu, varyasyon mekanizması ile değiştirilebilen farklı sistem parametreleri için piezo-kirişin sadece ilk rezonans frekanslarında seçilir.

1.3 İzlenilen Metot

Bu çalışmada izlenilen metot aşağıda belirtildiği gibi sıralanmıştır:

- Piezoelektrik sensör/aktüatör çiftini alüminyum kiriş üzerine yerleştirilerek akıllı kiriş elde edilmesi,
- Akıllı konsol kirişin serbest ucuna kütle bağlanmış bir kol mekanizması entegre edilmesi,

- Kapalı devre deney düzeneğinin tanımlanması,
- Akıllı kirişteki servo mekanizmanın farklı kol açılı konfigürasyonlarındaki rezonans frekanslarının araştırılması,
- Farklı kol açılarında akıllı kirişin frekans tepki fonksiyonlarının deneysel olarak elde edilmesi,
- Akıllı kirişteki servo mekanizmanın farklı kol açılı durumlarında belirsiz modelleme parametresi analog bir yaklaşımla oluşturulması ve akabinde belirsiz modelin genelleştirilmiş sistem modeli elde edilmesi,
- Ağırlıklı geometrik merkez yöntemine dayanan bir PID kontrolcü tasarlanıp ve elde edilen sistem modeline uygulanması,
- Sistemdeki kolun açısı programlama parametresi seçilerek orijinal bir LPV modeli elde edilmesi,
- LPV modeline dayalı kazanç programlamalı H_∞ kontrolcüsü tasarlanması,
- Simülasyon ortamında akıllı kirişin tüm kol açılı konfigürasyonlarında serbest ve zorlanmış titreşimleri için kontrolcülerin performans değerlendirilmesi,
- Yine farklı kol açılarındaki akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşimlerinin bastırılması için tasarlanmış kontrolcülerin gerçek zamanlı uygulanması,
- Uygulanan kontrolcüler ile gerçek zamanlı frekans-genlik grafiklerin elde edilmesi,
- Yapay sinir ağı simulink bloğunun tasarımı,
- Tasarlanan yapay sinir ağı ile benzetimsel olarak servo mekanizmanın açılı tahmini,
- Yapay sinir ağı sonucunda elde edilen verilerin daha iyi sonuç verebilmesi için filtre tasarlanıp uygulanmasıdır.

1.4 Tezin Amacı

Literatüre bakıldığında PID kontrol uygulamalarında, özellikle akıllı yapılar için geliştirilmiş bir PID tasarım prosedürü yoktur ve bunların titreşim bastırma performansları, karşılaştırıldıkları kontrolcülerden daha kötüdür. PID kontrolcü parametrelerini ayarlamak için daha verimli tasarım prosedürlerine ihtiyaç vardır. Dolayısıyla bu çalışmada orijinal bir PID kontrolcü tasarım prosedürü sunularak akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşimleri azaltılmaya çalışılmıştır.

Gülbüz kontrol, sistem modelindeki parametre belirsizliklerini ve nonlinear durumları da göz önünde bulundurabilir. Uçuş sırasında tüketilen yakıt nedeniyle, kanadın hem kütle hem de

rijitlik özellikleri sürekli olarak değişir ve bu durum rezonans frekanslarının ve kanadın ilgili mod şekillerinin değişen değerlerine yansır. Dolayısıyla, akıllı bir konsol kirişin ucuna bir kütleli servo mekanizma eklenerek bu tür bir sorun modellenmeye çalışılmıştır. Servo mekanizma, kütlenin konumunu beş farklı pozisyon için değiştirmektedir ve bu nedenle akıllı kirişin kütle özellikleri değiştirilebilir.

Sonuç olarak önerilen yöntemde köşe kontrolcülerin belirlenmesi, sistemi farklı programlama parametrelerine göre kontrol edebilmek için önemli bir avantajdır. Dolayısıyla, sistemlerde bulunan fiziksel değişimlerin aktif olarak kontrol edilebilirliği ile ilgili literatürde sunulan az sayıdaki çalışmalara farklı bir kaynak olacağı ve bu çalışmada yeni bir metot ile elde edilen köşe kontrolcülerin uygulanmasıyla daha fazla geniş alanın kontrol edilmesiyle literatüre önemli bir kazanım sunacağı düşünülmektedir.

1.5 Kapsam

Tezin ikinci bölümü olan kuramsal temellerde öncelikle titreşim hakkında genel bilgiler verilip daha sonra H_∞ kontrol, kazanç programlama ve LPV model kısımlarından oluşan gürbüz kontrol başlığı altında genel bilgiler sunulmaktadır. Yine sisteme uygulanacak olan YSA'nın ve akabinde filtrelerin temel bilgileri bu bölümde açıklanmaktadır.

Tezin üçüncü bölümünde, tek tarafından sabitlenmiş alüminyum bir kiriş ve kirişin serbest ucuna farklı açılarda olabilen servo mekanizma entegre edilerek akıllı bir kirişin tasarımı sunulmaktadır. Ardından, kurulan deney düzeneği ayrıntılarıyla açıklanmaktadır. Daha sonra akıllı konsol kirişin titreşim özellikleri sensör ve aktüatör olarak kullanılan piezoelektrik yamalar aracılığıyla elde edildiği ve her bir konfigürasyon için elde edilen sistemin frekans tepkilerinin aşamaları anlatılmaktadır.

Dördüncü bölümde, akıllı kirişin serbest ucuna entegre edilmiş beş farklı kol açısı konfigürasyonlarında olabilen servo mekanizmanın açısı programlama parametresi seçilerek orijinal bir LPV modeli elde edilmiş ve bu modele dayanan kazanç programlamalı H_∞ köşe kontrolcüler tasarlanırken ilgili tasarım aşamaları ayrıntılı olarak açıklanmaktadır. Daha sonra hem simülasyon ortamında hem de gerçek zamanda kirişin serbest ve zorlanmış titreşimlerini baskılayabilmek için sisteme uygulanan kontrolcü performansı verilmektedir.

Beşinci bölümde, servo mekanizmanın açısı tahmini için simulinkte oluşturulan YSA bloğunun tasarım aşamaları ayrıntılı olarak açıklanmaktadır. Ayrıca üç farklı filtre tasarımı da bu

bölümde verilip sisteme uygulandıktan sonra benzetimsel ve deneysel olarak elde edilen sonuçlar verilmektedir.

Son bölüm olan altıncı bölümde çalışmanın genel sonuçları tartışılmakta ve daha sonra yapılabilecek çalışmalar önerilmektedir.



2. KURAMSAL TEMELLER

2.1 Titreşim

Titreşim; hızlı salınım hareketi, bir ritimle tekrarlanan salınım hareketi veya bir sesin modülasyonudur. Bir sarkaçın salınması ve koparılmış bir ipin hareketi tipik titreşim örnekleridir. Titreşim teorisi cisimlerin salınım hareketlerini ve onlara bağlı güçleri incelemektedir.

Genel olarak, endüstride kullanılan makinalarda oluşan titreşimler makinayı oluşturan parçaların dolayısıyla makinaların ömürlerini kısaltıcı etkiye sebep olurlar. Ayrıca üretim aşamasında arzu edilmeyen kalitede parça ortaya çıkmasının nedenlerinden biri de titreşimdir. Bunun yanında titreşen sistemlerle temas etmek sağlık açısından tehlikeli olabilir.

Sistemlerdeki titreşim, her zaman istenmeyen bir durum değildir. Bazı kullanım yerlerine göre titreşim ve titreşimi oluşturan bu sistemler günlük hayatta birçok alanda yardımcı olabilmektedir (örneğin; asfalt delme makineleri, kum eleme elekleri, taş kırma kompresörleri, elektrikli tıraş makineleri, masaj aletleri, zımpara makineleri, darbeli matkaplar vb.). (Tekauit, 2008).

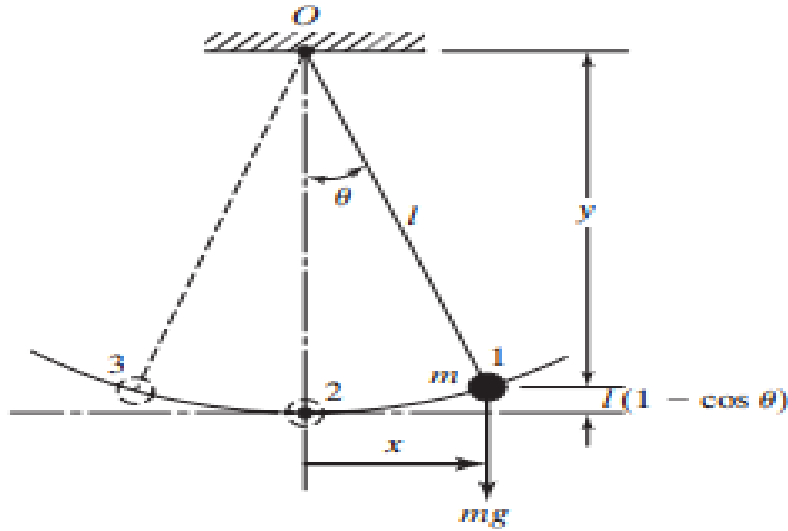
2.1.1 Titreşim sisteminin temel parçaları

Genel olarak bir titreşim sistemi, potansiyel enerjiyi depolayan elemanları (yay, elastik elemanlar) kinetik enerjiyi depolayan elemanları (kütle, kütle atalet elemanları) ve enerjiyi kademeli olarak yutan elemanları (sönüm elemanları, amortisör, damper) içerir.

Bir sistemin titreşimi potansiyel enerjisinin kinetik enerjiye, kinetik enerjinin ise potansiyel enerjiye dönüşümlü olarak aktarılmasını içerir. Sistem sönümlenirse her bir titreşim döngüsünde bir miktar enerji dağıtılır ve sabit titreşim durumu korunacaksa harici bir kaynak ile değiştirilmelidir.

Şekil 2.1'de gösterilen basit sarkaç göz önüne alındığında, kütlesi m olan cisme açısal yer değiştirme θ verildikten sonra serbest bırakılır. Konum 1'de cismin hızı ve dolayısıyla kinetik enerjisi sıfırdır. Ancak cisim, konum 1'e göre konum 2'de $mgl(1-\cos \theta)$ değerinde potansiyel enerjiye sahiptir. Yerçekimi kuvveti (mg) 0 noktası etrafında $mgl(1-\cos \theta)$ değerinde bir torkun oluşmasına neden olduğundan cisim konum 1'den sola doğru sallanmaya başlar. Bu durumda cisim saat yönünde belirli bir açısal ivme kazanır ve 2 noktasına ulaştığı zaman cismin bütün potansiyel enerjisi kinetik enerjiye dönüşür. Bu nedenle cisim 2 noktasında

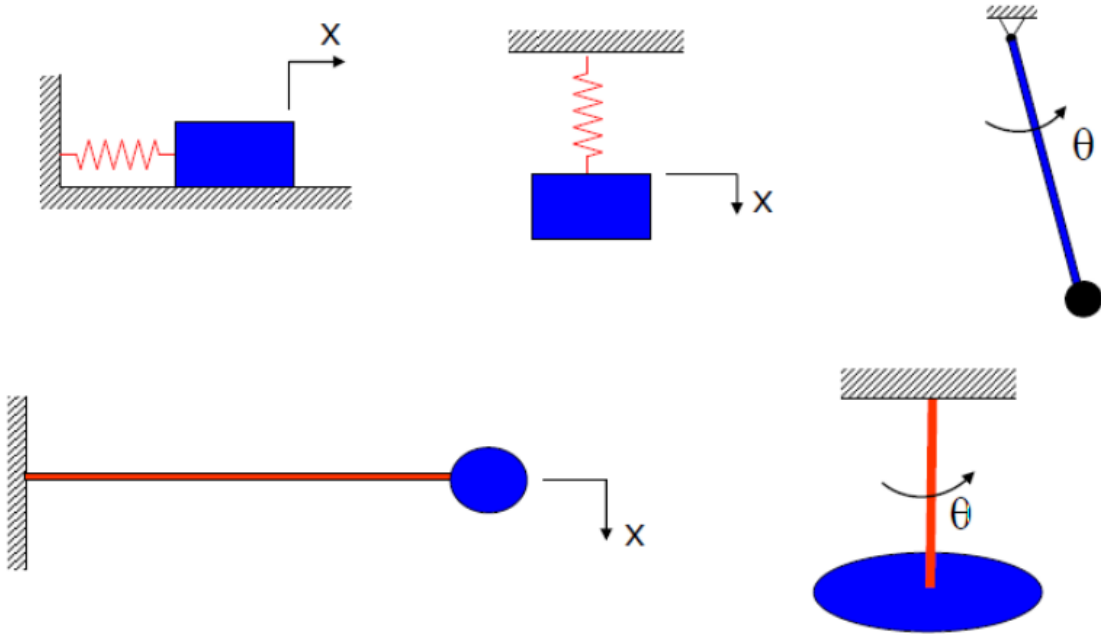
durmayıp 3 noktasına kadar sallanmaya devam eder. Fakat cisim 2 noktasını geçtiği için yerçekimi nedeniyle saat yönünün tersi istikametindeki tork, cisimde hareketi başlatır ve cismin yavaşlamasına sebep olur. Cismin hızı sol taraftaki gidebileceği maksimum yer olan 3 noktasında sıfıra düşer. Bu zamanda cismin bütün kinetik enerjisi potansiyel enerjiye dönüşür. Yine yerçekimi torku nedeniyle cisim saat yönünün tersi yönünde hızlanmaya başlar. Bu yüzden cisim yavaş yavaş artan hızla salınmaya başlar ve tekrar ortalama konumu geçer. Bu süreç yinelenir ve sarkaç salınım hareketi yapmaya devam eder. Bununla birlikte, pratikte osilasyonun büyüklüğü (genliği) yavaş yavaş azalır ve sonuçta sarkaç çevresindeki ortam (hava) tarafından sunulan direnç (sönümlleme) nedeniyle durur. Bu durum, hava tarafından sönümlenmeye bağlı olarak her bir titreşim döngüsünde bir miktar enerji tükendiği anlamını taşır.



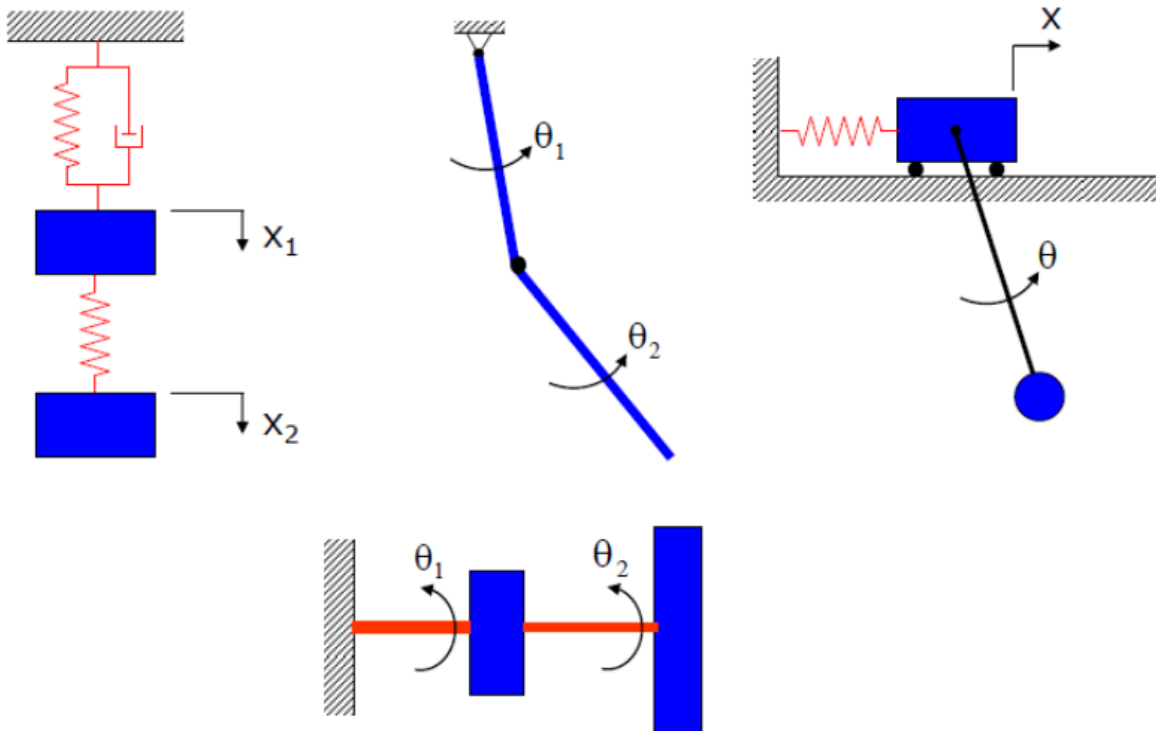
Şekil 2.1 : Basit bir sarkaç (Turan, 2014).

2.1.2 Serbestlik derecesi

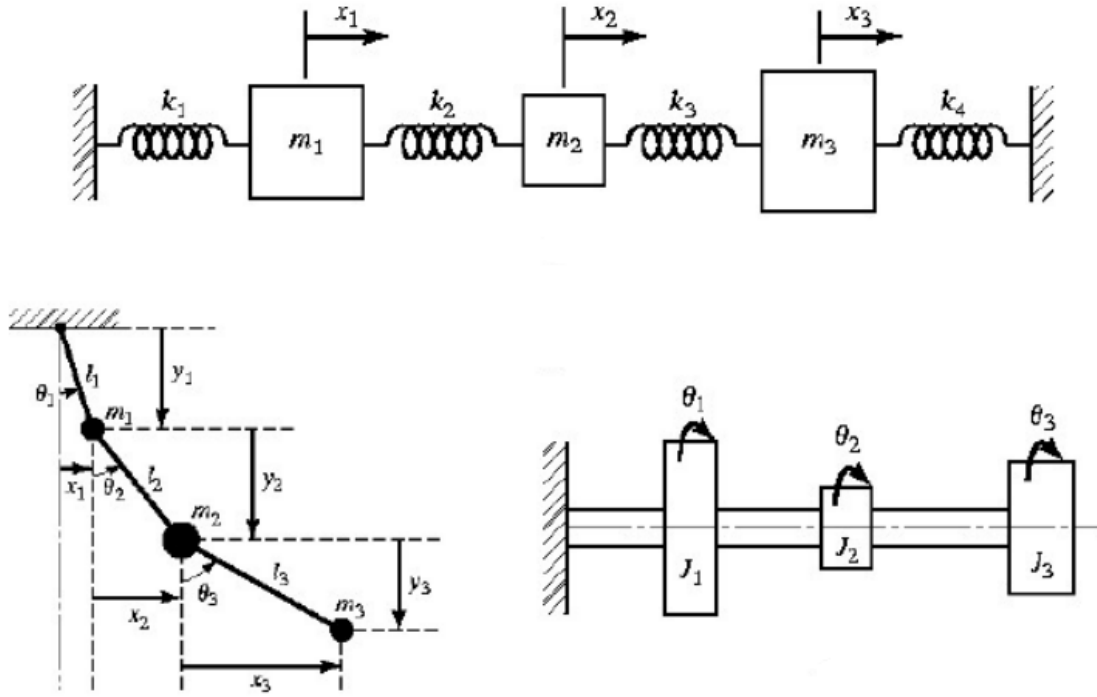
Herhangi bir zamanda bir sistemin bütün parçalarının konumlarının tamamen belirli olabilmesi için gerekli birbirinden bağımsız minimum koordinat sayısı bize sistemin serbestlik derecesini verir. Şekil (2.2-2.4)'te sırasıyla bir, iki ve üç serbestlik dereceli sistemler verilmiştir.



Şekil 2.2 : Bir serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).



Şekil 2.3 : İki serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).



Şekil 2.4 : Üç serbestlik dereceli sistemler (Rao, 2005).

2.1.3 Titreşimin sınıflandırılması

Titreşimler birçok yolla sınıflandırılabilir. Önemli sınıflandırmalardan bazıları aşağıdaki gibidir.

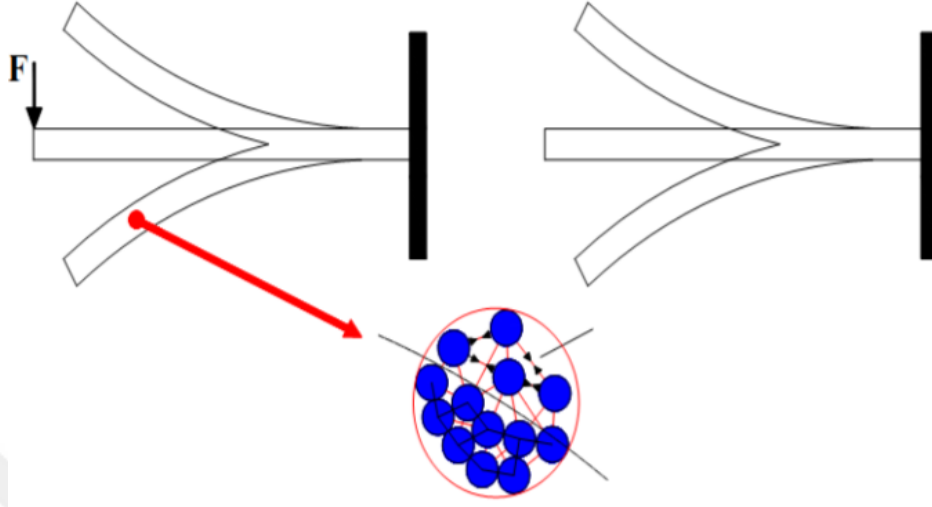
2.1.3.1 Serbest ve zorlanmış titreşim

Serbest titreşim:

Bir sistemde titreşim hareketinin devamı sadece yapısından dolayı geriye döndürücü ivme kuvvetleri sayesinde oluyorsa serbest titreşim adını alır. Sisteme dış kuvvet etki etmez. Serbest titreşime; salıncakta sallanan çocuğa ilk hareketin verilip bırakılması, sazın teline vurulup bırakılması veya bir yüzücünün traplenden sıçradıktan sonra traplenin aşağı ve yukarı hareketine devam ederek yavaşlayıp statik konumuna geri gelmesi örnek teşkil edebilir. Örnekteki salıncaktaki çoğunun yavaşlaması yer çekimi kuvveti etkisi sayesinde olurken saz telinin ve traplenin ilk konumuna gelmesi ise malzeme yapılarındaki bağlar sayesinde olur. Şekil 2.5'teki ankastre kirişin hareketini de buna örnek verebiliriz (Turan, 2014).

Hareketin aşağı ve yukarı yöndeki sürecini tamamlaması için geçen zamana titreşimin periyodu denir. Birim zamandaki periyoduna ise titreşimin frekansı denir. Sistem harekete geçtikten sonra kuvvet ortadan kalkınca ve sistem kendi haline bırakılırsa sistemin yapısından dolayı yaptığı titreşimin frekansına doğal frekans denir. Frekansın birimi Hertz (Hz)'dir.

Sistemin statik denge konumuna göre maksimum yer değiştirme miktarına titreşimin genliği denir.

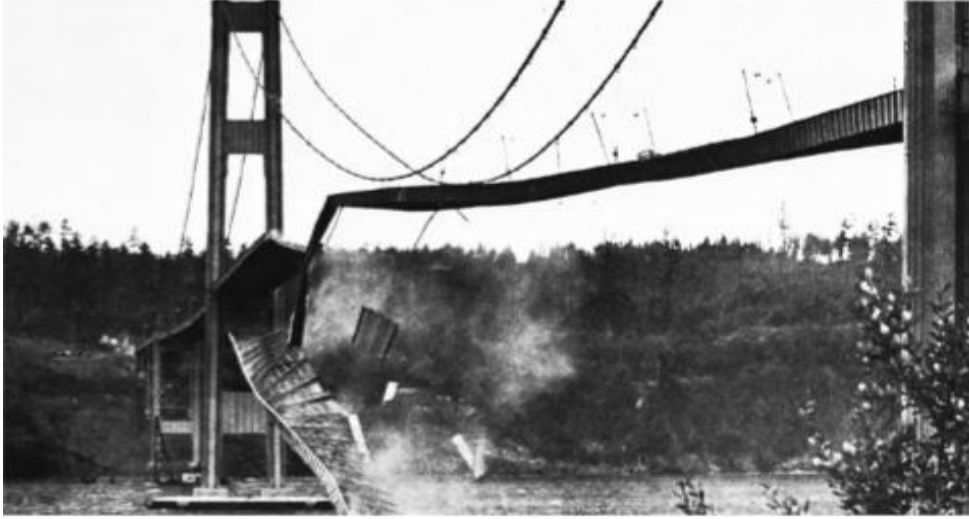


şekil 2.5 : Serbest titreşim (Badrowy, 2003).

Zorlanmış titreşim:

Eğer bir sisteme periyodik bir kuvvet uygulanıyorsa ortaya çıkan titreşime zorlanmış titreşim denir. Dizel motorlar gibi makinelerde ortaya çıkan salınım zorlanmış titreşime bir örnektir.

Eğer dış kuvvetin frekansı sistemin doğal frekansıyla çakışırsa sistemde rezonans oluşur ve sistem tehlikeli bir şekilde büyük salınımlar yapmaya başlar. Yani sistem titreşiminin genliği sonsuza gider. Bu da istenmeyen bir durumdur. Eğer bu genlik mekanik sistemlerde meydana gelirse çok zararlı olabilir ve sistemin bozulmasına neden olabilir. Bunun için sistemlerin doğal frekansı bilinmeli ve zorlayan kuvvetin frekansı ile karşılaştırılmalıdır. Köprüler, türbinler uçak kanatları gibi yapıların başarısızlıkları rezonans oluşumuyla ilişkilidir. Zorlayan kuvvetin frekansı sistemin doğal frekansından uzaklaştırılarak sistemin genliğini düşürülebilir ve bu sayede rezonans da önlenmiş olur. şekil 2.6'da rezonansa girmiş köprü görölmektedir.



Şekil 2.6: Rüzgar kaynaklı titreşim esnasında Tacoma Narrows köprüsü (Rao, 2005).

2.1.3.2 Sönümlü ve sönümsüz titreşimler

Bir sistemde hareket süresince sürtünmeden veya diğer dirençlerden dolayı enerji kaybı yoksa titreşim sönümsüz titreşim olarak bilinir. Sistemde herhangi bir enerji kaybı varsa sistemde sönümlü titreşim hareketi olduğu anlaşılır. Aslında hiçbir sistem sönümsüz değildir. Bir sistemde serbest titreşim hafif sönümlü ise genliği yavaş yavaş azalır ve bir müddet sonra hareket kendiliğinden durur. Sönümlü zorlanmış bir titreşimin kendini oluşturan periyodik kuvvet uygulandığı sürece titreşim devam eder.

Birçok fiziksel sistemde sönümleme miktarı çok küçüktür ve bu durum mühendislik amaçlarının çoğu için göz ardı edilebilir. Ancak sönümlemenin önemi, rezonansa yakın titreşim sistemlerinin analizinde son derece önemlidir.

Serbest titreşimde $F(t)=0$ olduğundan sistemin hareket denklemi aşağıdaki gibidir.

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = 0 \quad (2.1)$$

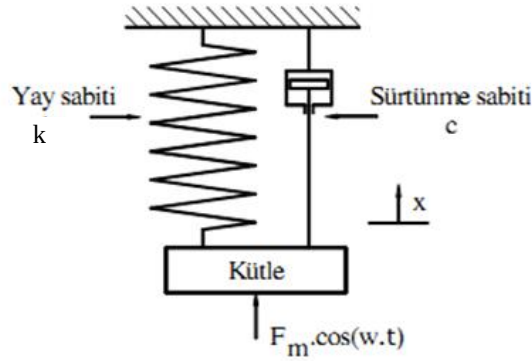
Zorlanmış titreşim genellikle $F(t)=F_m\sin(\omega t)$ veya $F(t)=F_m\cos(\omega t)$ şeklinde dış kuvvetlerin sisteme etki etmesi sonucu oluşan titreşimlerdir. Zorlanmış titreşim hareketinde sistem kendi tabii frekansı ile olduğu kadar, tatbik edilen dış kuvvetlerin frekansı ile de titreşmeye zorlanır. Sürtünme olması halinde, hareketin tatbik edilen sinüzoidal dış kuvvetin ihtiva etmediği bölümü zamanla söner. Neticede sistem ilk şartlardan ve kendi tabii frekansından bağımsız olarak tatbik edilen dış kuvvetin frekansı ile titreşir. Dış kuvvetin tesiri ile meydana gelen titreşime düzgün titreşim hali veya tepki denir. Genellikle titreşimin devamlı tesirleri

dolayısıyla düzgün titreşim hali meydana gelir. Şekil 2.7’de görülen bir serbestlik dereceli sistemin hareket denklemi, aşağıdaki gibidir (Denklem 2.2) (Neşeli, 2007, s. 55).

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = F_m \cos(\omega t) \quad (2.2)$$

F_m : Dış harmonik kuvvetin maksimum değeri,

ω : Dış harmonik kuvvetin açısal frekansıdır.



Şekil 2.7 : Sönümlü bir serbestlik dereceli kütle yay sistemi (Neşeli, 2007).

Bu sistemin sabit durumlu titreşim hali Denklem 2.3’teki gibidir:

$$x = \frac{F_0 \cos(\omega t - \phi)}{[4\delta^2 \omega^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2]^{1/2}} \quad (2.3)$$

$$F_0 = F_m / m \quad (2.4)$$

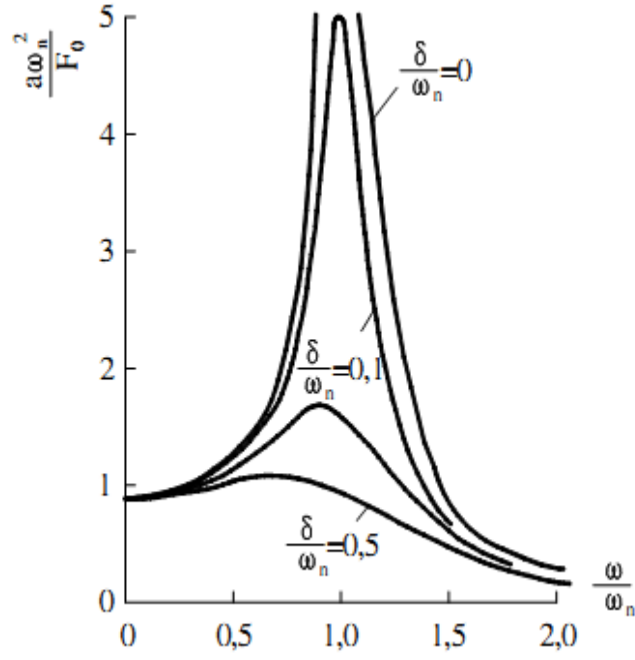
$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (\text{doğal açısal frekans}), \quad (2.5)$$

$$\delta = c / 2m \quad (\text{sönümlenme katsayısı}) \quad (2.6)$$

Denklem 2.3, a genliğinde ve ϕ faz açılı bozucu kuvvet geciktirmeli ω açısal frekansında bir hareketi ifade eder. Bu genlik Denklem 2.7 ile ifade edilir.

$$x = \frac{F_0}{[4\delta^2 \omega^2 + (\omega_n^2 - \omega^2)^2]^{1/2}} \quad (2.7)$$

ω ile ω_n birbirlerine eşit olduğu zaman rezonans meydana gelir. Rezonanstaki genlik ise $F_0 / 2\delta\omega_n$ ’dir. Bu sonuçlar Şekil 2.8’de görülmektedir. Şekil 2.8 sönümlenme katsayısının değişen değerleri için elde edilen bir grafikdir.



Şekil 2.8 : Tek serbestlik dereceli kütle yay sisteminin cevap eğrisi (Neşeli, 2007).

a : Titreşim genliği,

F_0 : Bozucu kuvvetin kütleye oranının maksimum değeri,

ω : Açısız zorlanmış frekans,

ω_n : Sistemin açısal doğal frekansı,

δ : Sönüm katsayısı.

Bu sonuçlardan; sönümlü kütle-yay sisteminin titreşim genliğini minimize etmek için sönümleme mümkün olduğu kadar büyük olmalı, buna karşılık sistemin tabii frekansı, bozucu (zararlı) kuvvetin frekansından önemli derecede küçük olması gerektiği çıkartılabilir (Neşeli 2007).

2.1.3.3 Doğrusal ve doğrusal olmayan titreşim

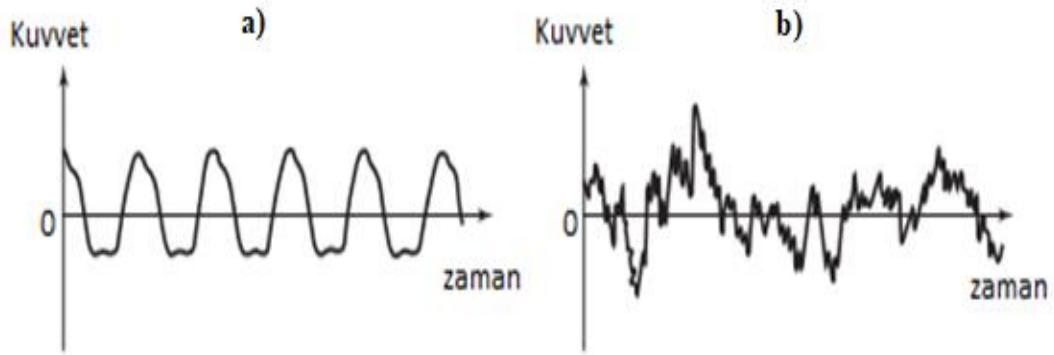
Titreşim sistemlerinin temel bileşenleri (yay, kütle, sönümleme elemanı) lineer (doğrusal) bir şekilde davranırsa sistem lineer titreşim hareketini yapar. Ancak bu bileşenlerden herhangi biri nonlinear olarak davranırsa yapılan titreşim nonlinear olarak tanımlanır. Sistemlerin davranışlarını ifade etmek için diferansiyel denklemler kullanılır. Lineer sistemlerde lineer diferansiyel denklemler, nonlinear sistemlerde nonlinear diferansiyel denklemler elde edilir. Eğer titreşim lineer ise süper pozisyon ilkesi kullanılır. Nonlinear titreşim için süper pozisyon ilkesi geçerli değildir. Nonlinear titreşim analizi için kullanılan teknikler daha az bilinir.

Bütün titreşim sistemleri nonlinear davranış göstermeye meyilli oldukları için nonlinear titreşim bilgisi pratik titreşim sistemlerinde istenilir (Singiresu 2005).

2.1.3.4 Periyodik ve rastgele titreşim

Bir sistemin titreşimine sebep olan dış kuvvetin genliği veya değeri herhangi bir zamanda biliniyorsa hareket periyodik olarak tanımlanır ve bu esnada oluşan titreşime de periyodik titreşim denir.

Bazı durumlarda titreşime sebep olan tahrik rastgele olabilir. Bir başka ifadeyle herhangi bir zamanda dış kuvvetin genliği tahmin edilemez. Bu tür sistemlerde oluşan titreşimlere ise rastgele titreşim denir. Rastgele titreşimlere örnek olarak; rüzgar hızı, yol pürüzlülüğü, deprem boyunca yer hareketini verebiliriz. Kısacası eğer uyarıcı hareket rastgele ise oluşan titreşim de rastgele titreşimdir. Bu durumda da sistemin titreşim cevabı da rastgele olur. Şekil 2.9’da periyodik ve rastgele uyarıcılar gösterilmektedir.



Şekil 2.9 : a) Periyodik uyarıcı b) Rastgele uyarıcı (Turan, 2014).

2.1.4 Sönüm elemanları

Sönüm elemanları aşağıdaki şekilde listelenmiştir.

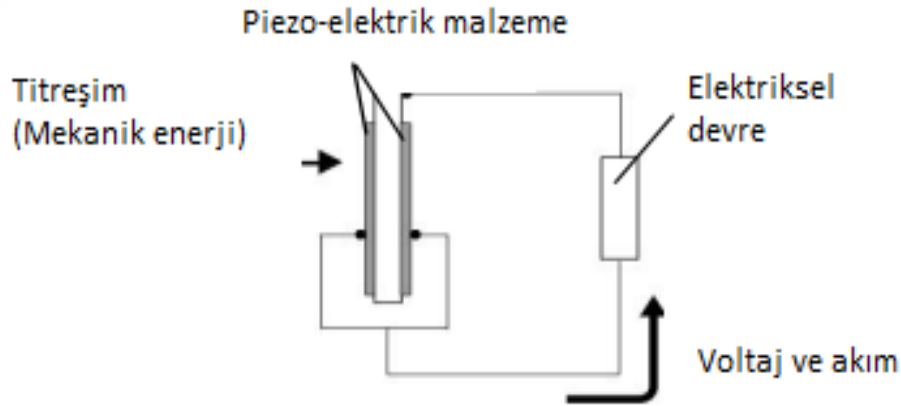
- Viskoz sönüm
- Coulumb (kuru sürtünme) sönümü
- Malzeme (histeresiz) sönüm
- Sıkıştırılmış yağ (squeeze-film) damperi
- Elektro-viskoz damper
- Piezo-elektrik damper

➤ Elektro-manyetik damper

Bu tez çalışmasında deney sisteminde piezo-elektrik sönümleyici kullanıldığı için bir sonraki bölümde bununla ilgili açıklamalar yapılmıştır.

2.1.4.1 Piezo-elektrik damper

Şekil 2.10, bir piezoelektrik sönümleyicinin şemasını göstermektedir. Piezoelektrik malzeme, malzeme gergin olduğunda mekanik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür. Bu olaya piezoelektrik etki denir. Bir piezoelektrik malzeme, piezoelektrik etkinin neden olduğu elektrik akımını veya gerilimini algılamak için gerinim sensörü olarak uygulanabilir. Piezoelektrik malzemeye uygun bir devre atarak mekanik enerjiden kaynaklanan elektrik enerjisi ısı enerjisi olarak tüketilir. Sonuç olarak, piezoelektrik amortisörlerin takıldığı bir bina yapısına girilen mekanik enerji sönümlenir ve bu da bir sönümleme etkisine neden olur.



Şekil 2.10 : Piezoelektrik damperin sistematiği (Turan, 2014).

2.2 Kontrol Teorisi

Klasik (geleneksel), modern ve gürbüz kontrol teorisi günümüzde yaygın olarak kullanılan kontrol teorileridir.

Mühendislik ve bilim alanlarında çoğunlukla kullanılan kontrol türü otomatik kontroldür. Otomatik kontrol, bugün bildiğimiz teknolojik olarak gelişmiş yaşam tarzını destekleyen işlemlerden biridir. Otomatik kontrol uygulamaları yirminci yüzyılda insanlar tarafından gerçekleştirilen hemen hemen tüm aktivitelerde mevcuttur. Uzay araçlarından, evde yiyeceklerin saklanması için kullanılan buzdolabına, konutlarda kullanılan su tanklarından insanların talep ettiği tüm ürünleri üreten büyük endüstrilere kadar (otomobiller, uçaklar,

yiyecekler, içecekler ve ilaçlar) birçok alanda otomatik kontrol uygulamaları vardır (Hernandez ve Silva, 2019).

Otomatik kontrol uygulamalarının 2000 yılı aşkın bir süredir var olduğu bilinmesine rağmen, Sanayi Devrimi, teknolojik sorunların çözümüne yönelik bilimsel ve teknolojik gelişimini motive etmiştir. O zamandan beri otomatik kontrol; insan faaliyetlerinin daha verimli hale getirilmesinde, ürünlerin kalitesini ve tekrarlanabilirliğinin artırılmasında etkili olmuştur. Otomatik kontrolde ilk önemli çalışma, 18. Yüzyılda James Watt'ın bir buhar motorunun hız kontrolü için ortaya koyduğu çalışma gösterilebilir (Hernandez ve Silva, 2019).

Modern kontrol teorisi, diferansiyel denklem sistemlerinin zaman alanı analizine dayanmaktadır. Modern kontrol teorisi, kontrol sistemlerinin tasarımını basitleştirmektedir. Çünkü teori, gerçek bir kontrol sistemi modeline dayanmaktadır. Ancak, sistemin kararlılığı, gerçek sistem ve bu sistemin modeli arasındaki hataya duyarlıdır. Dolayısıyla sistemin modeline dayalı olarak tasarlanan denetleyici gerçek sisteme uygulandığında, sistemin kararlı olması garanti değildir. Bu durumdan kaçınmak için, önce olası hataların aralığı ayarlanıp sonra kontrol sistemi tasarlanır. Sistemin hatası varsayılan aralıkta kalırsa, tasarlanan kontrol sistemi kararlı olmaktadır. Bu prensibe dayanan tasarım yöntemine robust (gürbüz) kontrol teorisi denir. Bu teori hem frekans yanıtı yaklaşımını hem de zaman alanı yaklaşımını içerir. Teori matematiksel olarak ise karmaşıktır (Ogata, 2010).

Kontrol sistemlerinden bahsetmeden önce bilinmesi gereken bazı temel tanımlar vardır.

Kontrol edilen değişken ve kontrol sinyali: Kontrol edilen değişken, ölçülen ve kontrol edilen miktar veya durumdur. Kontrol sinyali veya manipüle edilen değişken, kontrol edilen değişkenin değerini etkileyecek şekilde kontrolcü tarafından değiştirilen miktar veya durumdur. Normalde, kontrol edilen değişken sistemin çıktısıdır. Kontrol, sistemin kontrol edilen değişken değerinin ölçülmesi ve ölçülen değerin istenen bir değerden sapmasını düzeltmek veya sınırlamak için kontrol sinyalini sisteme uygulamak anlamına gelir.

Sistem (Plant): Bir sistem, birlikte çalışan ve amacı belirli bir işlemi gerçekleştirmek olan bir dizi makine parçası olarak tanımlanabilir.

Bozucu: Bir sistemin çıkış değerini olumsuz etkileme eğiliminde olan sinyaldir.

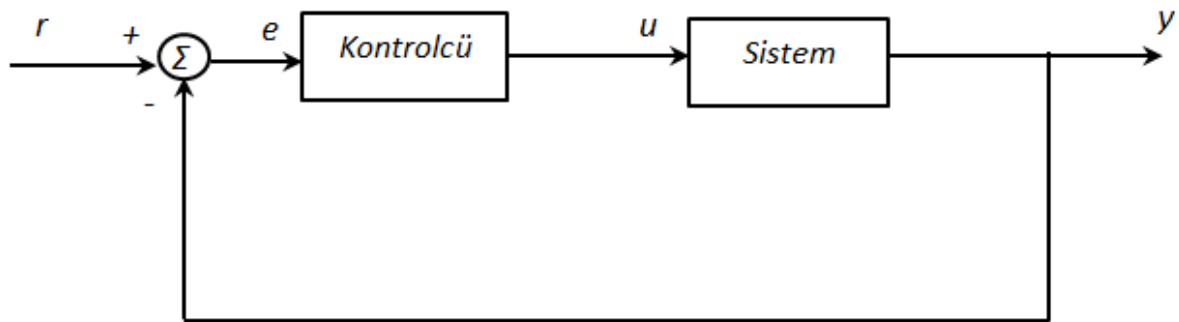
Eğer sistemin içinde bir bozulma meydana gelirse dahili bozulma, sistemin dışında sisteme bir giriş olarak verilirse harici bozulma olarak adlandırılır.

Geri beslemeli kontrol: Kapalı çevrim kontrol sistemleri olarak da bilinirler. Geri bildirim kontrolü, var olan bir işlemi ifade eder. Bir sistemin çıkışı ile bazı referans girdileri arasındaki farkı azaltma eğilimindedir ve bunu fark temelinde yapar. Bir başka ifadeyle giriş ve çıkışı karşılaştırarak ve arasındaki farkı bir kontrol aracı olarak kullanarak belirlenmiş bir ilişki sürdüren sisteme geri beslemeli kontrol sistemi denir. Örnek olarak oda sıcaklığı kontrol sistemi verilebilir. Gerçek oda sıcaklığını ölçerek ve bunu referans sıcaklıkla (istenen sıcaklık) karşılaştırarak termostat, ısıtma veya soğutma ekipmanını dış ortam koşullarından bağımsız olarak oda sıcaklığının rahat bir seviyede kalmasını sağlayacak şekilde açar veya kapatır.

Geri beslemeli kontrol sistemleri mühendislikle sınırlı değildir, çeşitli mühendislik dışı alanlarda da bulunabilir. Örneğin insan vücudu son derece gelişmiş bir geri bildirimli kontrol sistemidir. Hem vücut sıcaklığı hem de kan basıncı, fizyolojik geri bildirim yoluyla sabit tutulur. Aslında geri bildirim hayati bir işlevi yerine getirir: İnsan vücudunu harici bozuculara nispeten duyarsız hale getirir, böylece değişen bir ortamda düzgün çalışmasını sağlar (Ogata, 2010).

Çıkışın kontrol eylemi üzerinde hiçbir etkisi olmayan sistemlere açık çevrim kontrol sistemleri denir. Başka bir deyişle, bir açık çevrim kontrol sisteminde çıkış, giriş ile karşılaştırmak için ne ölçülür ne de geri beslenir. Pratik bir örnek bir çamaşır makinesidir. Yıkama makinesinde ısıtma, yıkama ve durulama zaman esasına göre çalışır. Makine kıyafetlerin temizliği olan çıkış sinyalini ölçmez.

Şekil 2.11’de negatif geri beslemeli blok diyagram gösterilmektedir. Manipüle edilen değişken proses değişkenine zıt yönde hareket eder. Burada r ve y , sırasıyla ayar noktasını (giriş) ve ölçülen çıkışı gösterir. e , ayar noktası ile ölçülen çıkış arasındaki hatayı u ise, kontrolcü girişini temsil etmektedir.



Şekil 2.11: Basit geri beslemeli sistemin blok diyagramı

Geri besleme sistemlerinin ilgi çekmesinin nedeni, geri bildirimin, bozulmalara ve sistem özelliklerinin varyasyonuna rağmen proses değişkenini ayar noktasına yakın hale getirmesidir (Astrom ve Hagglund, 1995).

2.2.1 PID kontrol

PID kontrolü, süreçleri kontrol etmek ve korumak için kullanılır. Örnek olarak sıcaklık, basınç, debi ve tank seviyesi gibi fiziksel değişkenleri kontrol etmek için kullanılabilir. Bu teknik günümüz imalat sanayinde farklı proses koşulları altında doğru proses kontrolü sağlamak ve düşük maliyetli, bakımı kolay, kontrol yapılarında basitlik ve anlaşılması kolay olduğu için yaygın olarak kullanılmaktadır.

PID kontrolcüler genellikle endüstriyel ve kontrol sistemleri uygulamalarında kontrol döngüsü geri beslemesini kullanır. Kontrolör önce ölçülen proses değişkeni ile tercih edilen bir ayar noktası arasındaki fark olarak bir hata değeri hesaplar. Daha sonra proses değişkeninin ayar noktasına daha yakın hareket etmesi için süreçteki kontrol girişlerini veya çıkışlarını artırarak veya azaltarak hatayı en aza indirmeye çalışır. Bu yöntem en çok, işlemin veya denetimin matematiksel bir modeli olduğunda kullanışlıdır. Sistemin yanıt verebilirliğini arttırmak gibi performansı arttırmak için PID parametrelerinin özel uygulamalara göre ayarlanması gerekir (Astrom ve Hagglund, 1995).

PID, kontrolcünün kontrol edilen değişkenleri değerlendirmek için kullandığı bir denklemdir. Oransal, integral ve türev kontrol eylemleri birleştirilerek, endüstriyel kontrolde geniş uygulama alanı olan klasik PID kontrolcü üretilir. PID (oransal-integral-türevsel) olarak adlandırılan bu kontrolcü ayrı ayrı üç kontrol elemanı içerdiğinden bunların tüm özelliklerini kapsar.

Sürekli-zaman durumu için, kontrolcünün matematiksel tanımlanması Denklem 2.8’de verilmiştir (Paraskevopoulos, 1996).

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.8)$$

Kontrolcünün transfer fonksiyonu Denklem 2.9’da gösterilmiştir.

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.9)$$

Sistemin matematiksel bir modeli türetililebiliyorsa, kapalı döngü sisteminin geçici ve kararlı durum özelliklerini karşılayacak kontrolcünün parametrelerini belirlemek için çeşitli tasarım teknikleri uygulamak mümkündür. Bununla birlikte eğer sistem matematiksel modeli kolayca

elde edilemeyecek kadar karmaşıksa, bir PID kontrolcünün tasarımına analitik veya hesaplamalı bir yaklaşım mümkün değildir. Dolayısıyla PID kontrolcülerin ayarlanması için deneysel yaklaşımlara başvurulur.

2.2.1.1 Oransal kontrol

PID'nin oransal elemanı hatanın büyüklüğünü inceler ve PID kontrolü oransal olarak tepki verir. Dolayısıyla herhangi bir anda hatanın büyüklüğü ne kadar artarsa düzeltici denetim sinyali $u(t)$ o oranda büyük olur. Fakat hata çok küçük olduğunda ise denetim etkisinin şiddeti yeteri kadar hatayı düzeltmeye yetmez ve kalıcı hal hatası oluşur. Matematiksel terimlerle oransal terim Denklem 2.10'daki gibi ifade edilir.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2.10)$$

2.2.1.2 İntegral kontrol

İntegral eylemin ana işlevi, proses çıktısının sabit durumdaki ayar noktası ile aynı olduğundan emin olmaktır. Orantılı kontrol ile, normalde sabit durumda bir kontrol hatası vardır. İntegral eylemde, küçük bir pozitif hata, her zaman artan bir kontrol sinyaline yol açacaktır ve negatif bir hata, hata ne kadar küçük olursa olsun azalan bir kontrol sinyali verecektir [Aström, Hagglund, 1995]. Sonuç olarak integral etki ile biriktirilmiş hatanın zaman içinde sıfırlanmasını sağlar. Ancak integral eleman hatayı biriktirerek düzelttiği için bu işlem zaman almaktadır. Dolayısıyla bu durum integral etkiyi yavaş tepkili kontrol türü olduğunu gösterir. Bunun yanında integral etki ile bir s çarpanı paydaya katılır ve integral elemanlı denetime 90° 'lik bir faz gecikmesi verir. Bu durum geri beslemeli sistemi kararsız hale getirebilmektedir.

Sürekli zaman sistemleri için integral kontrolcü Denklem 2.11'de verilmiştir.

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt = K_i \int_0^t e(t) dt \quad (2.11)$$

İntegral kontrolcünün transfer fonksiyondaki formu ise Denklem 2.12'de verilmiştir.

$$G_c(s) = \frac{K_i}{T_i s} \quad (2.12)$$

2.2.1.3 Türev kontrol

Türev işlemin amacı kapalı döngü kararlılığını ve performansını arttırmaktır. İşlem dinamikleri nedeniyle, kontrol değişkenindeki bir değişikliğin proses çıktısında fark edilmesi

biraz zaman alacaktır. Bu nedenle, kontrol sistemi bir hatayı düzeltmek için geç kalacaktır [Aström, Hagglund, 1995].

Sürekli zaman sistemler için türev kontrol ve kontrolcü transfer fonksiyonu sırasıyla Denklem 2.13 ve Denklem 2.14'te gösterilmiştir.

$$u(t) = K_p T_d \frac{de(t)}{d(t)} \quad (2.13)$$

$$G_c(s) = K_p T_d s \quad (2.14)$$

Çizelge 2.1'de orantı, integral ve türev katsayılarının etkileri verilmiştir.

Çizelge 2.1: K_p , K_i , K_d katsayılarının etkileri

Kazanç sabiti	Yükselme zamanı	Aşma	Oturma zamanı	Durağan hal hatası
K_p	Azalır	Artar	Az değişir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Yok
K_d	Az değişir	Azalır	Azalır	Az değişir

2.2.2 Gürbüz Kontrol

Sistem modelleme özellikle kontrol mühendisliğinde en önemli işlemlerden biridir. Modelleme her zaman hassas bir işlemdir, çünkü fiziksel gerçeklik genellikle karmaşıktır ve gerçek bir fiziksel süreci matematiksel olarak tanımlamaya yönelik tüm girişimler basitleştirmeleri ve varsayımları içermektedir.

- Modeli izlenebilir kılmak için genellikle dinamikler bilinçli olarak ihmal edilir.
- Doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesi genellikle zordur veya çok karmaşıktır.
- Tam olarak ölçülmesi zor olduğu için veya değişen üretim koşulları nedeniyle parametreler tam olarak bilinmemektedir.

Sonuç olarak basit sistem modelleri ile sonuçlanması arzu edilir. Aslında, modern kontrolde, kontrolcü bir optimizasyon probleminin çıktısıdır ve kontrolcünün karmaşıklığı doğrudan sistem modelinin karmaşıklığıyla bağlantılıdır. Karmaşık yüksek dereceli bir sistem, otomatik olarak karmaşık yüksek dereceli bir kontrolcüye yol açacaktır ki bu istenmeyen bir durumdur.

Gülbüz kontrol, karmaşık bilinen süreç modelleri için sistem analizi ve kontrol tasarımı ile ilgilenir. Geri besleme kontrolünün temel hedeflerinden biri, sistemdeki belirsizliğe rağmen genel kararlılığı ve sistem performansını korumaktır.

Genel olarak, gülbüzlük, optimum kontrol ve tahmin teorisi (gözlemci tasarımı) ile tasarlanan bir kontrolcü ile rastgele sağlanmaz. Nominal bir proses modeli için tasarlanmış bir kontrolcü

genellikle nominal sistem modeli için düzgün çalışır, ancak tasarlanan proses modeline çok yakın olan başka bir model için kararsızlık veya kabul edilemez performans düşüşleri meydana gelebilir.

Tüm geri besleme kontrol sentez yöntemlerinin önemli bir noktası, kontrol mühendisinin bağımsız ilişki konusundaki farkındalığıdır. Sağlamlığı arttırmak genellikle kontrolcüyü daha az agresif yapar ve böylece sistem performansını düşürür. Sağlam kontrol, sistem belirsizliğinin az çok doğrudan belirlenmesini sağlar ve sağlamlık ile kapalı döngü performansı arasındaki olası ilişkinin tahmin edilmesini sağlar (Gu ve diğ, 2005).

Sonuç olarak gürbüz kontrol, önceden belirlenmiş bir sınıftaki sistem dinamiklerindeki değişikliklere bakılmaksızın, kontrol edilen sistemin belirli bir performans seviyesi (kapalı döngüde kararlılık, referans takip performansı ve bozucu reddi performansı) garanti edilecek şekilde sabit (uyarlanabilir olmayan) bir kontrolcü tasarlamayı amaçlamaktadır.

2.2.2.1 Sinyaller ve sistem normları

Normlar, bir nesnenin büyüklüğünü (sinyalin genliğini) veya iki sistemin yakınlığını ölçmek için mühendisliğin birçok alanında kullanılır. Gürbüz kontrolde normlar önemli bir rol oynar:

- Süreç belirsizliğinin boyutunu belirlemek için kullanılan metrik seçimi,
- Kontrolcü sentezi ile ilişkili optimizasyon probleminde kullanılan norm seçimi gibi.

LQG kontrol bir $\| \cdot \|_2$ normunun optimizasyon temeline dayalıyken, H_∞ kontrol bir $\| \cdot \|_\infty$ normunun optimizasyon temeline dayanmaktadır. Zaman alanındaki skaler bir sinyalin $u(t)$ L_2 normu Denklem 2.15'te verilmiştir.

$$\|u\|_2 = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} u^2(t) dt} \quad (2.15)$$

Eğer bu integral sonlu ise, u sinyali $u \in L_2$ olarak gösterilen kare ile entegre edilebilir. Vektör değerli sinyaller için $u(t)$ Denklem 2.16'daki gibi gösterilir.

$$u(t) = \begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \\ \vdots \\ u_n(t) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

2-normu Denklem 2.10'daki gibi tanımlanmaktadır.

$$\|u\|_2 = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \|u\|_2^2 dt} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} u^T(t) u(t) dt} \quad (2.17)$$

Doğrusal (linear), zamanla değişmeyen sistemler söz konusu olduğunda bu denklemler linear diferansiyel denklemlerdir ve Denklem 2.18'de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\quad (2.18)$$

$x(t) \in \mathbb{R}^n$ durum vektörü, $u(t) \in \mathbb{R}^m$ giriş (kontrol) vektörü ve $y(t) \in \mathbb{R}^p$ çıkış (ölçüm) vektörüdür.

Durum değişkenlerinin sıfır başlangıç durumu varsayımıyla ve laplace dönüşümü kullanılarak Denklem 2.18'deki sisteme karşılık gelen transfer fonksiyon matrisi Denklem 2.19'da görüldüğü gibi türetilir.

$$G(s) := C(sI_n - A)^{-1}B + D \quad (2.19)$$

Bir diğer ifadeyle (matris formüyle) Denklem 2.20'de gösterilmektedir.

$$G(s) =: \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Sayısal hesaplamadaki avantajları ortaya çıkarmak ve çok değişkenli sistemlerle uğraşmak için Denklem 2.18 gibi zaman-alanı tanımlaması kullanılmasına rağmen, H_∞ optimizasyon yaklaşımının bir frekans alanı yöntemi olduğu belirtilmelidir. Aksi belirtilmedikçe Denklem 2.18'de verilen sistemin tamamen kontrol edilebilir ve tamamen gözlemlenebilir olması varsayılmaktadır.

Ayrık zaman sistemleri durumunda, benzer şekilde model Denklem 2.21'de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \text{ veya } x_{(k+1)} = Ax_k + Bu_k \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \text{ veya } y_k = Cx_k + Du_k\end{aligned}\quad (2.21)$$

Transfer fonksiyonu matrisi Denklem 2.22'deki gibi elde edilir.

$$G(s) := C(zI_n - A)^{-1}B + D =: \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Sistem normları aslında sistemin giriş-çıkış kazançlarıdır. G'nin $u(t)$ giriş sinyalini $y(t)$ çıkış sinyaline eşleyen linear ve sınırlı bir sistem olduğunu varsayalım. Burada, $u \in (U, \|\cdot\|_u)$, $y \in (Y, \|\cdot\|_y)$ 'dir. U ve Y sırasıyla, $\|\cdot\|_u$ ve $\|\cdot\|_y$ verilen normlar olup, sinyal düzlemleridir. Ardından G'nin maksimum kazancı norm olarak Denklem 2.23'deki gibi tanımlanır.

$$\|G\| = \sup_{u \neq 0} \frac{\|Gu\|_y}{\|u\|_u} \text{ veya } \|G\| = \sup_{\|u\|_u=1} \|Gu\|_y = \sup_{\|u\|_u \leq 1} \|Gu\|_y \quad (2.23)$$

G_1, G_2 iki lineer sınırlı ve uyumlu ise $\|Gu\|_y \leq \|G\| \cdot \|u\|_u$ şartına uyulur. Daha sonra $\|G_1 G_2\| \leq \|G_1\| \cdot \|G_2\|$ sonucu ortaya çıkar.

$\|G\|$; $\|\cdot\|_u$ ve $\|\cdot\|_y$ sinyal normlarına göre G 'nin indüklenen normu olarak adlandırılır. Lineer, zamanla değişmeyen kararlı bir sistem için $G: L_m^2(R) \rightarrow L_p^2(R)$, G 'nin indüklenen 2-norm veya ∞ -norm'u Denklem 2.24'te gösterilmektedir.

$$\|G\|_\infty = \sup_{w \in R} \|G(jw)\|_2 \quad (2.24)$$

Burada $G(jw)$ (pxm) matrisinin spektral normu $\|G(jw)\|_2$ ve G matrisinin transfer fonksiyonu $G(s)$ 'dir. Dolayısıyla bir sistemin ∞ -normu, sistemin maksimum enerji kazancını tanımlar ve tüm frekans eksenini boyunca frekans cevap matrisinin en büyük tekil değerinin tepe değeriyle belirlenir. Bu norm H_∞ -norm olarak adlandırılır, çünkü H_∞ tarafından tüm kararlı lineer sistemlerin doğrusal uzayını belirtilir (Gu ve diğ, 2005).

H_∞ kontrolünde optimize edilecek performans, kapalı döngü transfer fonksiyonlarının hassasiyet (duyarlılık) fonksiyonu $S(s)$ ve tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu $T(s)$ gibi H_∞ normunun en aza indirilmesi ile tanımlanabilir. Bu tür bir optimizasyon problemi min-maks. problemi olarak da adlandırılır: H_∞ kontrolü en kötü senaryoyu en aza indirmeye çalışır. H_∞ kontrolü bilinmeyen giriş sinyalleriyle çalışır ve en kötü senaryoyu optimize etmeye çalışır.

2.2.2.2 Belirsiz sistemlerin modellenmesi

Bir kontrol sisteminde iki belirsizlik kategorisi vardır: Bozucu sinyaller ve sistem dinamikleri. Bozucular kontrol altında olmayan değişen girdilerdir. Bozucu sinyallerine örnek olarak sensör ve aktüatör gürültüsü veya çevresel değişiklikler gösterilebilir. Dolayısıyla bozucu sinyaller matematiksel model ve sistemin gerçek dinamikleri arasındaki uyumsuzluğa sebep olmaktadır. Dinamik bozucular, tam olarak bilinmeyen veya yavaşça değişen sistem parametrelerinin ve modelsiz veya yaklaşık sistem dinamiklerinin neden olduğu model belirsizlikleridir. Örnek: Bir evin sıcaklık kontrolünde;

- Bozucular: değişen dış sıcaklık, rüzgar hızı, açık pencere ve kapılar, elektrikli aletler veya insan vücudu nedeniyle ısınma, güneş radyasyonu
- Dinamik sistem bozucuları: Tam olarak bilinmeyen izolasyon katsayısı değişen ısı kapasitesi ve ısıtıcının etkisini söyleyebiliriz.

H_∞ kontrolcü tasarımı için sistem belirsizliği, gerçek sisteme gözlemlenebilir karmaşıklığın matematiksel bir modeliyle yaklaşmaktan kaynaklanmaktadır. Ayrıca fiziksel parametreleri tam olarak bilinmemektedir.

H_∞ tabanlı kontrolcü tasarımının amacı, kontrolcü tasarımına belirsizliği dahil etmektir. Bunu başarmak için model belirsizliğinin matematiksel bir tanımına sahip olmak gerekir.

Yapılandırılmamış belirsizlikler:

Model belirsizliğinin bazı hedefleri karşılanmalıdır: ihmal edilen sistem dinamiklerinin fiziksel modelinden daha basit olmalı ve kontrolcü tasarımında kolayca kullanılabilecek bir formalizmle izlenebilir olmalıdır. Sistemin farklı bölümlerinde oluşabilecek tüm dinamikler, zamanla değişmeyen pertürbasyonlar, tek bir bozucu transfer fonksiyonu $\Delta(s)$ ile temsil edilirse, basit bir çözüm bulunur. Δ (leri) bir kontrol sistemine dahil etmek için birçok olasılık vardır ancak aşağıda en sık kullanılanlardan ikisi sunulmaktadır. Bunlar Şekil 2.12 ve Şekil 2.13'te gösterilmektedir. Odak noktası SISO sistemleri üzerindedir. Şekil 2.12, sistem transfer fonksiyonunun $G_p(s)$ toplamsal bozuculu $\Delta(s)$ blok diyagramı göstermektedir ve Denklem 2.25 ile ifade edilir.

$$G_p(s) = G_o(s) + \Delta(s) \quad (2.25)$$

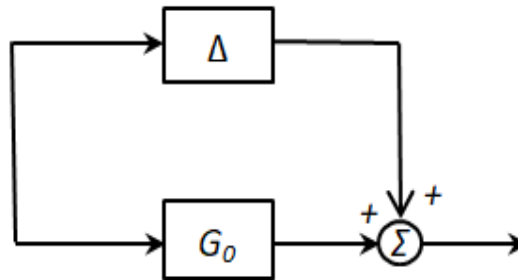
Burada $G_p(s)$ gerçek bozucu (sarsımlanmış) sistem ve $G_o(s)$ ise nominal sistemdir.

Transfer fonksiyonu $\Delta(s)$ frekansa bağlı yapılandırılmamış bir belirsizliği Denklem 2.26'daki gibi tanımlamak için kullanılır:

$$\Delta(s) = W_2(s) \cdot \tilde{\Delta}(s) \quad (2.26)$$

Burada normalize edilen bozucu $\tilde{\Delta}(s)$ Denklem 2.27'deki ifadeyle herhangi bir kararlı transfer fonksiyonudur.

$$\|\tilde{\Delta}(s)\|_\infty \leq 1 \quad (2.27)$$

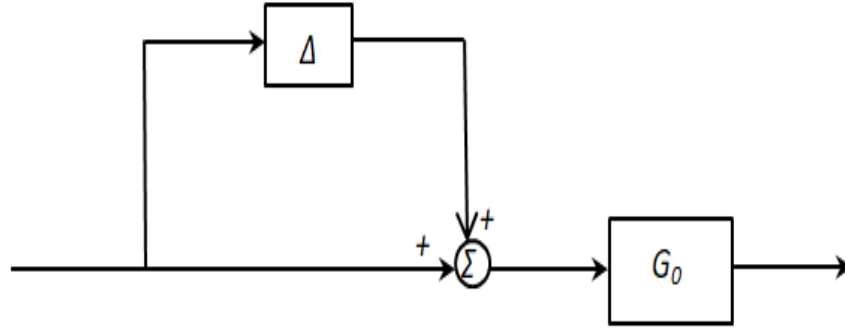


Şekil 2.12 : Toplamsal belirsizlik.

Dinamik pertürbasyonlar çarpımsal belirsizlikle de tanımlanabilir. Denklem 2.28'de bu durum gösterilmiştir.

$$G(s) = G_o(s)[I + \Delta(s)] \quad (2.28)$$

Çok değişkenli sistemlerde transfer fonksiyonları matrislerdir. Matris çarpımının değişmeli olmadığı bilinmektedir. Sonuç olarak, girdi ve çıktı çarpımsal pertürbasyonlar ayırt edilmelidir. Giriş çarpımsal pertürbasyonlar aktüatör belirsizliğini modelleyebilirken, çıkış çarpımsal pertürbasyonlar sensörle ilgili belirsizlikleri tanımlamak için kullanılır.



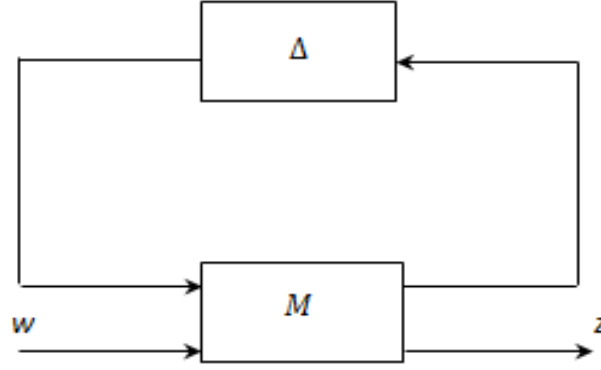
Şekil 2.13 : Çarpımsal belirsizlik.

Parametrik belirsizlik:

Yapılandırılmamış belirsizlik tanımlamaları, modellenmemiş veya ihmal edilen sistem dinamiklerin açıklanmasında kullanılır. Bu karmaşık belirsizlikler genellikle yüksek frekans aralığında meydana gelir ve modellenmemiş gecikmeler (zaman gecikmesi), parazitik bağlanma, histerezis ve diğer nonlineer sapmaları içerebilir. Ayrıca birçok endüstriyel kontrol sistemindeki dinamik bozucular, çalışma noktalarının kaydırılmasından, bileşen özelliklerinin yanlış tanımlanmasından, sistem bileşenlerindeki yıpranmış etkilerden kaynaklanabilir. Bu tip bozucular, bazı sistem değerlerinin olası değer aralıklarına (karmaşık veya gerçekte) göre değişimleri ile tanımlanabilir. Düşük frekans aralığı performansını etkiler ve ‘parametrik belirsizlikler’ olarak isimlendirilirler (Gu ve diğ, 2005).

Doğrusal kesirli dönüşümler:

Toplamsal ve çarpımsal belirsizlik, daha genel bir alanın özel durumlarıdır. İlk olarak kontrolcü ve bozucu sistem tarafından oluşturulan ve belirsizliğin bulunduğu geri besleme döngüsü olmak üzere iki farklı geri besleme döngüsü oluşturulmaktadır. Kontrol sistemi Şekil 2.14'te gösterilen geri besleme yapısında açıklanırsa, tüm farklı belirsizlik açıklamaları için genel bir çözüm elde edilebilir. M sistemi, Denklem 2.29’da görüldüğü gibi Δ boyutlarına göre bölünmüştür. Genel blok diyagram Şekil 2.15'te gösterilmektedir.



Şekil 2.15 : Standart M-Δ blok diyagramı (Gu ve diğ, 2005).

$$M = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Burada, M_{11} 'in boyutları Δ ile uyumludur. Eğer $(I - M_{11}\Delta)$ tersinir ise rutin manipölasyonlar ile Denklem 2.30 elde edilebilir.

$$z = [M_{22} + M_{21}\Delta(I - M_{11}\Delta)^{-1}M_{12}]w \quad (2.30)$$

Ters olduğunda da Denklem 2.31'deki gibi tanımlanabilir.

$$F(M, \Delta) = M_{22} + M_{21}\Delta(I - M_{11}\Delta)^{-1}M_{12} \quad (2.31)$$

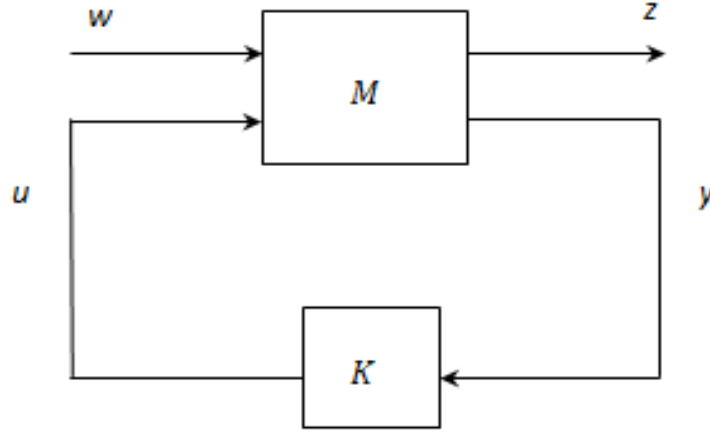
$F(M, \Delta)$, Δ ve M 'nin lineer kesirli dönüşümü olarak tanımlanmaktadır. M 'nin “üst” halkası blok Δ tarafından kapatıldığı için, bu tür doğrusal kesirli dönüşümler de bir üst doğrusal kesirli dönüşüm (ULFT) olarak adlandırılır ve bir alt indis $F_u(M, \Delta)$ ile gösterilir. Benzer şekilde, bir kontrolcünün bir sisteme dahil edilmesini göstermek için genellikle kullanılan daha düşük doğrusal kesirli dönüşümler (LFT) de vardır. Şekil 2.17 ve Denklem 2.32 ile ifade edilmektedir.

$$F_l(M, \Delta) = M_{11} + M_{12}\Delta(I - M_{22}\Delta)^{-1}M_{21} \quad (2.32)$$

Doğrusal kesirli dönüşümlerin tanıtımı ile, yapısal olmayan belirsizlik gösterimleri Şekil 2.16 ile Denklem 2.33 ve Denklem 2.34'te gösterildiği gibi uygun şekilde tanımlanmış ara bağlantı matrisleri ile eş zamanlı olarak tarif edilebilir.

Toplamsal bozucu $M = \begin{bmatrix} 0 & I \\ I & G_0 \end{bmatrix} \quad (2.33)$

Çarpımsal bozucu $M = \begin{bmatrix} 0 & I \\ G_0 & G_0 \end{bmatrix} \quad (2.34)$



Şekil 2.15 : Düşük LFT diyagramı (Gu ve diğ, 2005).

Yapılandırılmış belirsizlikler:

Birçok gürbüz tasarım problemlerinde, belirsizlik senaryosunun yapılandırılmamış ve parametrik belirsizliklerin karma bir hali olması daha olasıdır. Göz önüne alınan belirsizlikler, modifiye edilmemiş dinamikler ve parametrik olmayan varyasyonlar gibi yapısal olmayan belirsizlikleri içermektedir. Bütün bu belirsiz parçalar dinamiklerden çıkarılabilir ve tüm sistem $F(M, \Delta)$ doğrusal kesirli dönüşümün standart konfigürasyonunda yeniden düzenlenebilir. Belirsiz bloğun genel formu Denklem 2.35’te verilmektedir.

$$\Delta = \text{diag}[\delta_1 I_{r_1}, \dots, \delta_s I_{r_s}, \Delta_1, \dots, \Delta_f]: \delta_i \in \mathbb{C}, \Delta_f \in \mathbb{C}^{m_f \times m_f} \quad (2.35)$$

Burada $\sum_{i=1}^s r_i + \sum_{j=1}^f m_j = n$ bloğun boyutudur. Böyle bir seti Δ olarak tanımlayabiliriz. Toplam blok Δ böylece iki tip belirsiz bloğa sahip olur: tekrarlanan skaler bloklar ve tam bloklar. Tekrarlanan skaler blokların δ_i parametreleri (belirsizlikler hakkında daha fazla bilgi varsa) sadece gerçek sayılar olabilir. Ancak gerçek sayılar söz konusu olduğunda, analiz ve tasarım daha da zor olacaktır. Denklem 2.35'teki tüm blokların kare olması gerekmez, ancak onlar kısıtlanarak çok daha basit hale getirilebilir.

LFT tarafından belirsiz bir blok Denklem 2.35 ile tanımlanan bozucu bir sistem, dikkate alınan Δ belirli bir yapıya sahiptir. Bu nedenle “yapısal belirsizlik” olarak adlandırılmaktadır.

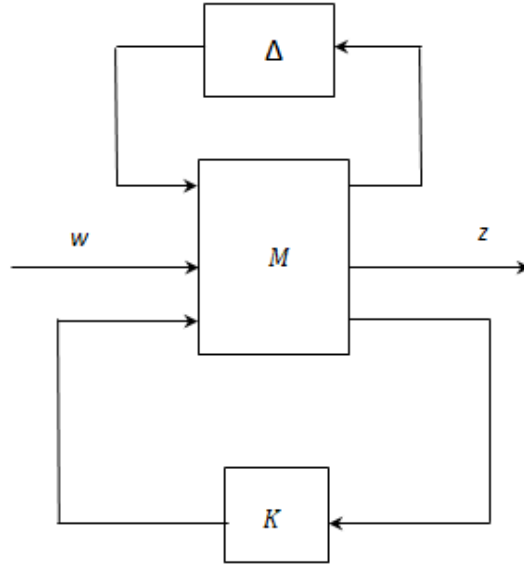
2.2.2.3 H_∞ kontrolcü

Standart H_∞ probleminin formülasyonu:

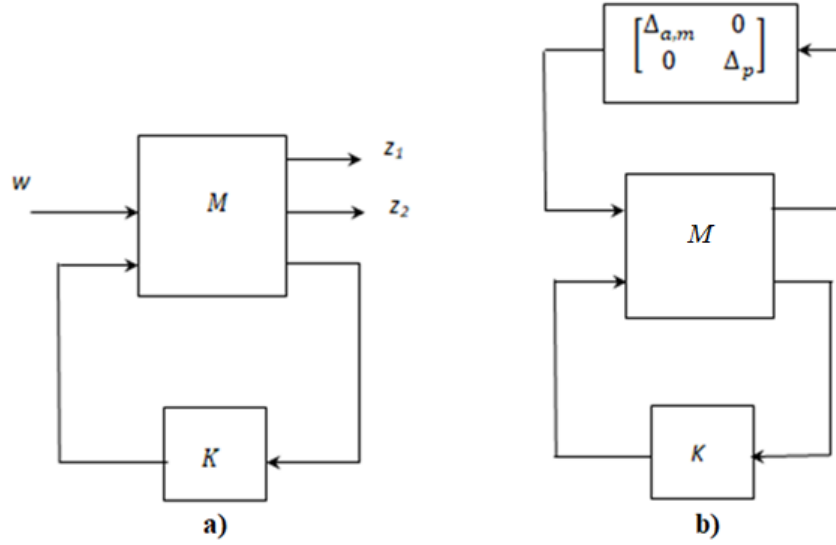
Bu bölümde kontrolcü tasarım problemi H_∞ formunda formüle edilmiştir. Amaç, sadece nominal kararlılık ve performansa sahip bir kontrolcü tasarlamak değil, aynı zamanda bazı

belirsizlikleri de içeren tüm sistemlerle bu özelliklere sahip olan bir kontrolcü tasarlamaktır. H_∞ kontrolcü tasarımı bu sorunu sistematik bir şekilde çözmek için özel olarak geliştirilmiştir. Belirsizlik kümesinin tüm sistemleri ile kararlı olan sisteme gürbüz kararlılık denir. Kabul edilebilir tüm sistem davranışları için performans özellikleri karşılanırsa, kontrolcü gürbüz bir performansa sahiptir (Herzog ve Keller, 2011).

Kontrolcü ve belirsizlik modeline sahip kontrol sistemi Şekil 2.16'de gösterilmiştir. H_∞ kontrolcü tasarımında, w 'den z 'ye eşleştirmenin H_∞ normu en aza indirilebilir. Sonuç olarak kontrol problemi bu formda formüle edilmelidir. w girişleri tipik olarak referans veya bozulma sinyalleridir, z çıkışları kontrol hatası veya kontrolcü çıkışı olabilir. H_∞ kontrolcü tasarım problemi doğrudan Şekil 2.16'nın yapısıyla çözülemez. Performans özellikleri ve kararlılık koşulları bazı transfer fonksiyonlarında H_∞ norm koşulları olarak ifade edilebilir. Kontrol sistemini basitleştirmenin iki yolu vardır. Birincisi kararlılık koşulları; performans özellikleriyle aynı formda formüle edilir, bu da Şekil 2.17a'da olduğu gibi bir yapı ile sonuçlanır. İkincisi performans özellikleri; belirsizlik açıklaması Δ_p 'ye benzer şekilde formüle edilir ve Şekil 2.17b'de gösterilmiştir. Yapılandırılmamış belirsizlikler için Şekil 2.17a'daki yapı kullanılırken, yapılandırılmış belirsizlikler için Şekil 2.17b'deki yapı kullanılmaktadır. Yapısal belirsizlik sorunu, bu girişin kapsamı dışında olan μ -sentezi ile çözülmektedir (Herzog ve Keller, 2011).



Şekil 2.16 : Belirsizlikli kontrol sistemi (Gu ve diğ, 2005).



Şekil 2.17 : a) Norm şartlı gürbüz kararlılık b) Sistem belirsizlikli performans

Şekil 2.18'de gösterildiği gibi bir kontrol sisteminde, gürbüz kararlılık koşulu, toplamsal durum için r 'den u 'ya ve çarpımsal durum için r 'den y 'ye eşlemenin H_∞ normuna karşılık gelmektedir.

Sistem performansı genellikle bozulma zayıflaması, yani d 'den y 'ye eşlemenin H_∞ normunda veya $r \rightarrow e$ 'nin H_∞ normunda referans takibi için belirtilir. Her iki eşleşme için, $S = (I + MK)$ hassasiyet fonksiyonunda Denklem 2.36 koşulu yerine getirildiğinde kabul edilebilir bir performans elde edilir.

$$\|\gamma W_1(I + MK)^{-1}\|_\infty \leq 1 \quad (2.36)$$

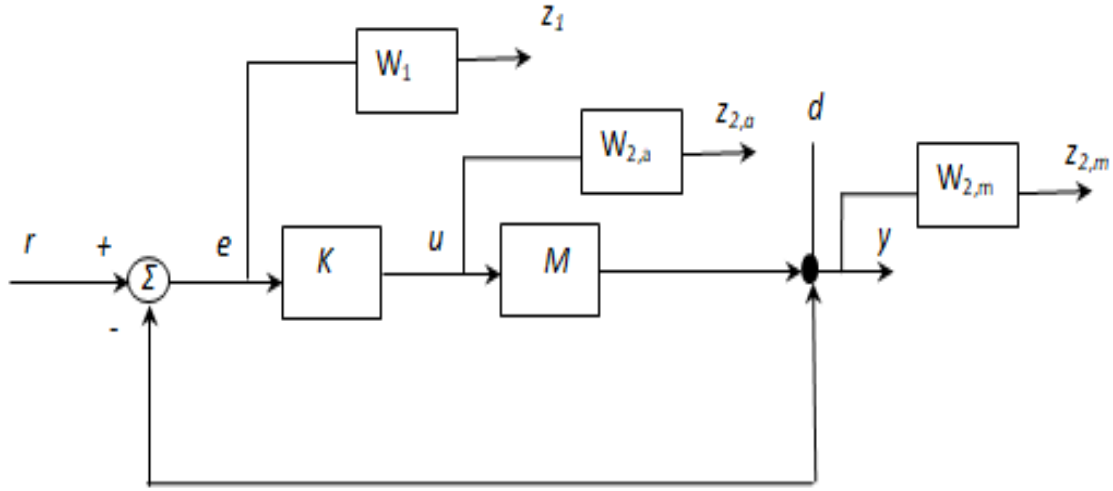
Burada W_1 tipik bir ağırlandırma fonksiyonudur. Eğer $S(j\omega) \leq \frac{1}{|W_1(j\omega)|}$ ise bu koşul yerine getirilmiştir. W_1 'deki bir entegratör hassasiyet fonksiyonunu $\omega = 0$ 'da sıfır olmaya zorlar. $\gamma < 1$ parametresi bir optimizasyon parametresi olarak kullanılır. γ büyüdükçe bozucu azalması daha iyi olur.

Bu nedenle, belirtilen iki koşul aşağıdaki koşulla birleştirilirse performans ve gürbüz kararlılık elde edilebilir (Karışık duyarlılık yaklaşımı).

$$\text{Toplamsal belirsizlik için } \left\| \begin{bmatrix} \gamma W_1(I + MK)^{-1} \\ W_{2,a}K(I + MK)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (2.37)$$

$$\text{Çarpımsal belirsizlik için } \left\| \begin{bmatrix} \gamma W_1(I + MK)^{-1} \\ W_{2,m}MK(I + MK)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_\infty \quad (2.38)$$

Karışık hassasiyet yaklaşımının blok diyagramı Şekil 2.18’de sunulmaktadır. Burada gürbüz kararlılık koşulunun sinyalleri gösterilmektedir.



Şekil 2.18 : Karışık hassasiyetli optimizasyon için kontrol sistemi.

Bir kontrolcü aşağıdaki optimizasyon problemi çözülerek bulunabilir.

Toplamsal belirsizlik ve çarpımsal belirsizlik için sırasıyla Denklem 2.39 ve Denklem 2.40 verilmektedir.

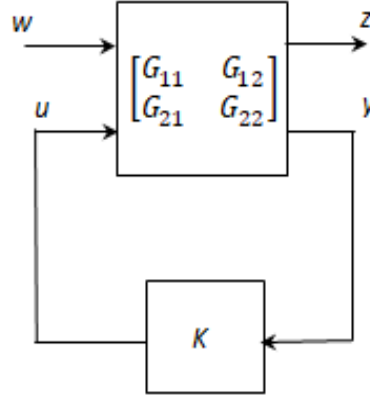
$$\max \gamma \left\| \begin{bmatrix} \gamma W_1(I + MK)^{-1} \\ W_{2,a}MK(I + MK)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} = 1 \quad (2.39)$$

$$\max \gamma \left\| \begin{bmatrix} \gamma W_1(I + MK)^{-1} \\ W_{2,m}MK(I + MK)^{-1} \end{bmatrix} \right\|_{\infty} = 1 \quad (2.40)$$

Bazı matris cebirleriyle, Denklem 2.32 Şekil 2.20’de gösterildiği gibi daha düşük bir doğrusal kesirli dönüşüme $F(M, K)$ dönüştürülebilir. Bu nedenle, sistemi kararlı yapan kontrolcüyü bulmak için Denklem 2.41’de verilen problemin çözülmesi gerekir:

$$\|F(M, K)\|_{\infty} := \|M_{11} + M_{12}K(I - M_{22}K^{-1})\|_{\infty} = 1 \quad (2.41)$$

Günümüzde, bu soruna çeşitli çözümler bilinmektedir. En önemlileri iki Riccati denkleminin çözümüne dayanan durum uzayı yöntemleri ve doğrusal matris eşitsizliklerine (LMI) dayalı çözümdür (Şekil 2.19).



Şekil 2.19 : H_∞ optimizasyonu için LFT.

H_∞ durum uzay çözümü:

H_∞ kontrolcü tasarım problemleri farklı şekillerde formüle edilebilir, ancak genel olarak problem Şekil 2.19'da gösterildiği gibi bir blok diyagrama uyarlanmalıdır.

$$\dot{x} = Ax + B_1w + B_2u \quad (2.42)$$

$$z = C_1x + D_{11}w + D_{12}u \quad (2.43)$$

$$y = C_2x + D_{21}w + D_{22}u \quad (2.44)$$

Sistem matrisi Denklem 2.45'te verilmiştir.

$$G_s = \begin{bmatrix} A & \vdots & B_1 & B_2 \\ \dots & \cdot & \dots & \dots \\ C_1 & \vdots & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & \vdots & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Yukarıdaki genel sistem için kapalı bir optimal çözüm henüz bilinmemektedir. H_∞ problemi için kapalı çözüm Denklem 2.46'daki özel durum için geliştirildi (Doyle ve diğ, 2003).

$$G_s = \begin{bmatrix} A & \vdots & B_1 & B_2 \\ \dots & \cdot & \dots & \dots \\ C_1 & \vdots & 0 & \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \\ C_2 & \vdots & \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

Denklem 2.45, döngü kaydırma metoduyla (Safonov ve Limebeer, 1988) Denklem 2.46'a dönüştürülür. D_{21} ve D_{12} 'nin belirli matrislerin Denklem 2.46'da verildiği gibi iki matrisin tam sıraya sahip olmasını gerektirir. Ağırlıklandırma fonksiyonları kesinlikle uygun olduğunda, yani sıfır D-matrisine sahip olduğunda bu durum genellikle ihlal edilir. Bu sorunu atlatmak için D-matrisi ağırlıklı kontrolcü tasarımını etkilemeden genellikle küçük bir değere ayarlanabilir.

Çözüm için koşullar:

- (A, B_2) kararlı yapılabilir ve (C_2, A) belirlenebilir;
- D_{12} ve D_{21} doludur.
- $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$ tüm ω için tam sütun sıralamasına sahiptir
- $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$ tüm ω için tam satır sıralamasına sahiptir.

Bir diğer önemli husus, H_∞ probleminin $\omega=\infty$ 'da bir çözüme sahip olması gerektirir. $\Omega=\infty$ 'da uygun olmayan ağırlıklandırma, yetersiz kontrolcü tasarımlarına yol açabilir. Denklem 2.45 'te olduğu gibi kapalı bir döngü sistemi için doğrudan besleme terimi ($\omega=\infty$ 'da kazanç) Denklem 2.47'de verilmiştir.

$$D_{cl} = D_{11} + D_{12}(I - D_c D_{22})^{-1} D_c D_{21} \quad (2.47)$$

Burada D_c kontrolcü D matrisidir.

D_{11} terimi kontrolcü D_c matrisi ile değiştirilir. Bu sadece D_{12} ve D_{21} boyutlarına bağlı olarak sınırlı bir ölçüde yapılabilir (Safonov ve Limebeer, 1988).

2.2.2.4 Kazanç programlama

Gülbüz kontrol teorisi doğrusal sistemler için iyi bir şekilde oluşturulur ancak neredeyse tüm gerçek süreçler doğrusal değildir. Sistemin çalışma bölgesi küçükse, doğrusallıkların model belirsizlikleri olarak değerlendirildiği doğrusal sağlam bir kontrolcü tasarlamak için gülbüz kontrol yaklaşımları kullanılabilir. Doğrusal olmayan sistemler için kontrolcü tasarımı günümüzde çok belirleyici ve önemli bir araştırma alanıdır.

Kazanç programlama, doğrusal olmayan sistemler için en yaygın kullanılan kontrolcü tasarım yaklaşımlarından biridir ve endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanına sahiptir (Ilka, 2015). Bu bölümde temel prensipler, çeşitli klasik yaklaşımlar ve son olarak kazanç parametrelerinin doğrusal değişken-parametre tabanlı versiyonu araştırılmıştır.

Kazanç programlama aşağıdaki şekilde sınıflandırılabilir:

- Klasik (doğrusallaştırma tabanlı) kazanç programlama,
- LFT tabanlı kazanç programlama,
- LPV tabanlı kazanç programlama,
- Bulanık kazanç programlama sentezi,
- Diğer modern kazanç programlama teknikleri.

Bu tez çalışmasında LPV tabanlı kazanç programlama robust kontrolcü tasarlandığı için bu konuyla ilgili detaylar sonraki bölümlerde detaylı olarak verilmiştir.

Geleneksel olarak kazanç programlama, uçuş kontrolüne yönelik birincil tasarım yaklaşımıdır ve sonuç olarak literatürdeki çalışmaların çoğu uçuş kontrolü (Sun ve diğ, 2009; Xinmin ve diğ. 2003; Oosterom ve diğ. 2001) ve havacılık (Lee ve Chung, 2001; Huang ve diğ, 2013; Hyde ve Glover, 1993) ile ilişkilendirilmiştir. Daha sonra kazanç programlama, LPV sistemlerinin tanıtımı ile büyük ölçüde gelişmiş olan kontrol mühendisliğinde hemen hemen her yerde kullanılmaktadır. Ayrıca güç sistemlerindeki kazanç programlama rüzgar türbinlerinin kontrolünde başarılı bir şekilde kullanılmıştır (Chen ve diğ, 2010; Badihi ve diğ, 2013). Bunun yanında hidro türbinler (Ruzhekov ve diğ, 2011), gaz türbinlerinde (Martinez ve Ramirez, 2005) kullanılmıştır. Son olarak da manyetik rulmanlar (Mohamed ve diğ, 1999), mikro yerçekimi (Mehendale ve diğ, 2003), turbofan motoru (Kapasouris ve diğ, 1985) ve elektro-hidrolik aktüatör (Onat ve diğ, 2017) ile ilgili çalışmalarda kazanç programlama kullanılmıştır.

Kazanç programlama kontrolcü tasarımı:

Parametreleştirilmiş doğrusal kontrolcü seti $\Lambda(\theta_i)$, $\theta_i \in \Theta^i$, doğrusal, parametreye bağımlı kontrolcüler ailesi $\Lambda(\theta)$, $\theta \in \Theta$ türetilmelidir. Bir diğer ifadeyle çalışma noktası tasarımları tüm çalışma alanına yayılmalıdır. Gerçek uygulamayı etkinleştirmek için programlama değişkeni θ , ölçülen değişken $\theta(t)$ ile değiştirilir ve $\theta = \theta(t)$ elde edilir. Böylece, Denklem 2.48'deki formun doğrusal olmayan programlama kontrolcüsü elde edilir.

$$\Lambda(\theta(t)): \begin{cases} \dot{\xi}(t) = f_c(\xi(t), \tilde{z}(t), \tilde{w}(t), \theta(t)) \\ \tilde{u}(t) = h_c(\xi(t), \tilde{z}(t), \tilde{w}(t), \theta(t)) \end{cases} \quad \theta(t) \in \Theta \quad (2.48)$$

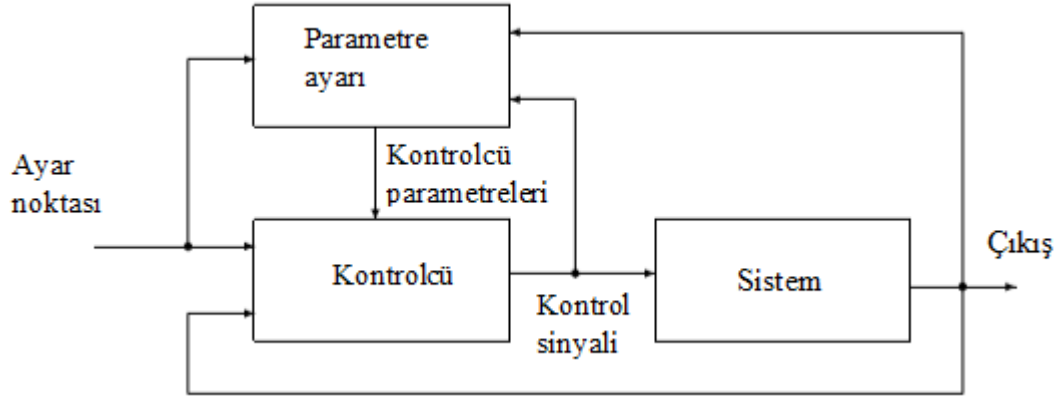
Burada hata sinyalinin $z(t)$ 'nin türevi olan $\tilde{z}(t)$ giriş sinyalidir ve uygun bir referans sinyali $r(t)$ tanımlanırsa; $z(t) = r(t) - y(t)$ elde edilir. Kontrolcü çıkış sinyali $\tilde{u}(t)$, kontrolcü durumu $\xi(t)$, dış girişler $\tilde{w}(t)$ ve zamanla değişen programlama değişkeni $\theta(t)$ 'dir.

Genel olarak kontrolcüler, kontrolcü bileşenlerini (örnek; kontrolcü kazançları) enterpolasyonlamak veya programlamak için programlama değişkeninin mevcut değerini kullanarak programlanır. Doğrudan programlama durumunda parametreye bağlı kontrolcüler ailesi zaten mevcuttur ve sadece $\theta = \theta(t)$ uygulaması dikkate alınmalıdır. $\Lambda(\theta_i)$, $\theta_i \in \Theta^i$ 'nin kazanç programlanması ve enterpolasyonu göz önüne alındığında amaç doğrusal, parametreye bağlı kontrolcüler $\Lambda(\theta)$, $\theta \in \Theta$, tasarlamaktır. Öyle ki; her çalışma noktasında $\theta \in \Theta_i$,

programlanmış kontrolcü ilgili doğrusal kontrolcü tasarımını doğrusallaştırır ve sıfır hata veren sabit bir kontrol değeri sağlar (Naus, 2009).

Programlama veya enterpolasyon yönteminin karmaşıklığı, LTI kontrolcünün yapısına bağlıdır. Muhtemelen farklı durumlar ve topoloji dahil olmak üzere, değişken yapıya sahip bir dizi LTI kontrolcüsü ile ilgili olarak sistem dinamiğini veya çalışma koşullarını değiştirmek için sadece bir veya birkaç değişken kazanımı olan sabit yapılandırılmış LTI kontrolcüleri (Reichert, 1992) örnek olarak verilebilir. Birincisi, LTI kontrolcüleri setini tasarlamak için klasik doğrusal kontrol tekniklerinin uygulandığı durumdur. İkincisi, çok değişkenli durum-uzay tasarım prosedürlerinin uygulanmasının bir sonucu olabilir (Naus, 2009).

Adaptif bir kontrol sistemi, kontrol altındaki sürecin değişikliklerini yansıtmak için geri bildirim parametrelerini, bazı mekanizmalar kullanarak güncelleyen bir sistemdir (Şekil 2.20). Adaptif kontrolün arkasındaki ana fikir, süreci kontrol döngüsünün zaman çerçevesinde doğrusal bir sistem olarak ele almak ve bu sistemin parametrelerinde doğrusal bir kontrolcü tasarlamaktır. İşlem parametrelerinin çok daha yavaş bir zaman dilimi içinde değiştiği ve sistemin doğrusal dinamik davranışını değiştirdiği varsayılmaktadır. Süreçteki değişikliklere göre, geri bildirim yasasının parametrelerini güncelleyen geri bildirim sistemine ek bir döngü uygulanır. İki döngünün zamanındaki bu ayrılma, genel doğrusal olmayan kontrol sistemlerine kıyasla daha basit bir sentez ve analiz tipi sağlar. Kontrol yasası parametresini güncelleyen mekanizma, ana kontrol döngüsü göz önüne alındığında süreç parametrelerinin değişim oranlarının ihmal edilebileceği varsayımına dayanarak çeşitli şekillerde tasarlanabilir. Güncelleme mekanizmasını tasarlamak için iki ana yaklaşım vardır: model referansı ve otomatik ayarlama. Model referans uyarlamalı sistemler, istenen davranışa sahip bir referans modeli kullanır ve işlem çıktısı ile referans model çıktısı arasındaki farkı en aza indirir. Kendinden ayarlamalı uyarlanabilir sistemler, işlem parametrelerini elde etmek için çevrimiçi sistem tanımlamasını kullanır. Kontrolcü parametreleri bir şekilde proses parametrelerinde parametrelendirilir ve sistem tanımlaması ile güncellenir. Kazanç programlama kontrolcüleri geri besleme parametrelerini bir çevrimdışı programlama aracılığıyla günceller. Program, on-line olarak ölçüldüğü varsayılan çalışma koşulunda parametrelendirilir. Kazanç programlamasındaki güncelleme mekanizması çevrimdışı hesaplandığından bu tür sistemlerin analizi, örneğin model referans konseptini kullanan bir adaptif kontrolcüden çok daha kolaydır (Gu ve diğ, 2005).



Şekil 2.20 : Adaptif kontrol sisteminin blok diyagramı.

Anahtarlama metodu:

Kazanç programlama yönteminin sürecin lokal olarak doğrusal bir sistem gibi davrandığı ve çalışma koşullarındaki değişikliklerin yavaş olduğu anlamında, yarı sabit bir tasarım yöntemi olduğu düşünülmektedir. Bu durum, doğrusal kontrolcülerin yerel bir tasarımını sağlamaktadır. Denklem 2.49'daki doğrusal olmayan denklemler, (x^0, u^0) , $(f(x^0, u^0) = 0)$, varsayımıyla

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= f(x(t), u(t)) \\ y(t) &= h(x(t), u(t))\end{aligned}\quad (2.49)$$

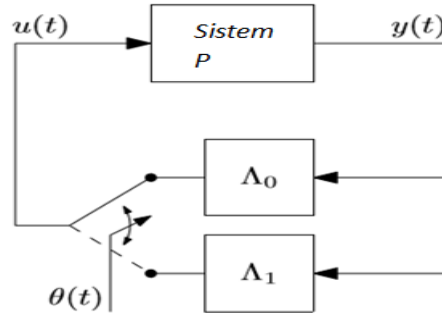
Denklem 2.50'de gösterildiği gibi doğrusallaştırılabilir.

$$\begin{aligned}\delta\dot{x}(t) &= \frac{\partial f}{\partial x}(x^0, u^0)\delta x(t) + \frac{\partial f}{\partial u}(x^0, u^0)\delta u(t) \\ \delta y(t) &= \frac{\partial h}{\partial x}(x^0, u^0)\delta x(t) + \frac{\partial h}{\partial u}(x^0, u^0)\delta u(t)\end{aligned}\quad (2.50)$$

Burada $\delta x = x - x^0$ 'dir ve elde edilen doğrusal sistem doğrusal lokal bir kontrolcünün kontrol tasarımında kullanılabilir. Bu durum, çoğunlukla bir dizi doğrusal sistem elde edilecek şekilde çalışma aralığının belirli noktalarında gerçekleştirilir. Ortaya çıkan yerel kontrolcüler, bir anahtarlama stratejisindeki mevcut çalışma durumuna bağlı olarak çalışma aralığının farklı kısımlarında kullanılabilir (Şekil 2.21).

Şekil 2.21'de, 2 kontrolcü arasında geçiş yaparak ayırık programlamanın bir örneği gösterilmektedir. Bu sadece Λ_0 ve Λ_1 'in açık döngü kararlı olması durumunda çalışır. Klasik kontrolcü tasarımları için genel olarak durum böyle olmakla birlikte, bu durum H_∞ veya μ -

sentezlerinden kaynaklanan kontrolcüler için daha az belirgindir (Niemann ve Stoustrup, 1999).



Şekil 2.21 : Anahtarlama stratejisi kullanarak bir kazanç programlama kontrolcüsünün blok şeması (Niemann ve Stoustrup, 1999).

Doğrusallaştırmaların kararlılığı doğrusal olmayan geri besleme sisteminin yerel kararlılığını göstermesine rağmen, çalışma koşulları değiştiğinde kararlılığın korunduğuna dair bir garanti yoktur. Kapalı döngü sistemi, simülasyonlar gibi bazı analizlerde doğrulanmalıdır. Ayrıca böyle bir kontrol sistemini uygularken, aktif olmayan kontrol cihazlarının kaymaması için dikkatli olunmalıdır. Bununla birlikte bu tür yöntemler pratik uygulamalarda sıklıkla kullanılır (Shamma ve Athans, 1990).

Enterpolasyon metodu:

Doğrusal kontrolcülerini kazanç programlamalı kontrolcüye bağlamak için anahtarlama stratejilerine bir alternatif olarak doğrusal kontrolcüler arasında enterpolasyon yapmaktır. Bu metot çeşitli şekillerde yapılabilir. Örneğin; kutupların, sıfırların ve kazançların enterpolasyonu, Leith ve Leithead, (2000) tarafından yapılan çalışmada ele alınmaktadır. Başka bir örnek tüm doğrusal kontrolcülerini kullanmak ve çıkışı Kelly ve Evers (1997) tarafından yapılan çalışmadaki gibi karıştırmaktır. Bu geçici eşlemeler, tasarım noktaları arasında bir çalışma noktasında kararlılık garantisi bulunmamasından kaynaklanmaktadır. Kararlılığı koruyan enterpolasyon şemaları, lokal olarak tasarlanmış kontrolcülerin, sonuçta elde edilen programlanmış kontrolcünün, işlemi tüm kabul edilebilir çalışma koşulları için kararlı yapacak şekilde enterpolasyonlandığı literatürde sunulmuştur (Tuan ve Apkarian, 2000). Yavaş değişen bir çalışma argümanı ile değişen çalışma koşullarının istikrarı sağlanabilir.

2.2.3.5 LPV model

LPV metodun formülasyonu Denklem 2.51’de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= A(\rho(t))x(t) + B(\rho(t))u(t) \\ y(t) &= C(\rho(t))x(t) + D(\rho(t))u(t)\end{aligned}\quad (2.51)$$

Burada ρ operasyon şartlarında tanımlanan değişkendir. Çalışma koşulları hem endojen hem de ekzojen sinyallerle tanımlanabilir. Parametre vektörü ρ , sınırların önceden bilinen ölçülebilir bir değer olarak kabul edilir. Sistem parametresi çıkış gibi endojen sinyaller içeriyorsa, LPV'deki doğrusal terim yetersiz kalır. Bunun bir LPV sistemi formunda doğrusal olmayan bir sistem olduğunu belirtmek için, yarı-LPV terimi kullanılır. Bununla birlikte tasarım sürecinde bu sistemler LPV sistemlerinden farklı bir şekilde işlem görmemektedir. Bu nedenle LPV sistemleri ve yarı-LPV sistemleri çoğunlukla LPV sistemleri olarak adlandırılır.

Bir parametreye bağlı kontrolcü bu proses açıklamasına göre tasarlanmıştır. Bu nedenle doğrusal kontrolcülerin listelenmesi gerekmez. Bununla birlikte, doğrusal olmayan bir işlem modelinin bir LPV sistemine dönüştürülmesi/yaklaştırılması önemsiz bir işlemdir (Nichols ve diğ., 1993).

Çoğu LPV yöntemi, parametreye bağlı bir çerçevede H_2 veya H_∞ kontrolü gibi modern tasarım tekniklerini kullanır (Becker ve Packard, 1994; Wu ve diğ., 1996). Kabul edilebilir parametre değerleri kümesi doğrudan bir şekilde iyileştirilebilir. Ek olarak, daha az konservatif bir kontrolcü elde etmek için parametrelerin değişim hızlarına ilişkin sınırlar dahil edilebilir. Ortaya çıkan kontrolcü, önceden belirlenmiş işletim bölgesinde bir kararlılık ve performans garantisine sahiptir. Bununla birlikte bu tür yöntemlerle ilgili potansiyel bir sorun, performans özelliklerini karşılayan bir kontrolcünün olmamasıdır.

LPV kontrol sentezi terimi yaygın olarak LPV veya LFT modellerine dayanan kontrolcü sentezini belirtmek için kullanılır. LPV kontrol sentezi, önceden kararlılığı garanti yapan ve performans özelliklerine sahip parametreye bağlı kontrolcüler sağlar. Parametre varyasyonunun mevcut gerçek zamanlı bilgileri, kontrol sentezinde kullanılır. Buna karşılık gelen LPV dinamiklerinin zamanla değişen doğası, klasik kazanç programlama yöntemlerinin aksine LPV kontrol sentezine dahil edilir (Shamma ve Atans, 1991). Kararlılık ve performans garantileri, daha sonra kapsamlı simülasyonlar ile kararlılık ve performans özelliklerinin doğrulanması ihtiyacını ortadan kaldırır. LPV kontrol sentezi, sistemin doğrusal olmayan bir modelinden ziyade bir LPV modeline odaklanır.

LPV kontrol sentezinin temel avantajları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Çalışma aralığı ve değişim oranı göz önüne alındığında, her durum için kararlılığı garanti eden sağlam bir teorik temelin bulunmasıdır.
- Klasik kazanç programlama teknikleri lokal sistem özelliklerine odaklanırken, buna karşılık gelen kontrolcü tasarımı geneldir.
- Kontrolcü bir lokal doğrusal kontrolcü ailesinin yapısından ziyade doğrudan sentezlenir.

Temel dezavantajları ise;

- Klasik kazanç programlama teknikleri ile ilgili olarak, kontrolcü sentezi çok daha fazla dahil edilir, bu da gerçek kontrolcü tasarımı yerine uygun problem formülasyonuna odaklanma ile sonuçlanır.
- Genel olarak, kapalılığın uygulanabilir ve bir dışbükey probleme varması için tanıtılması gerekir.
- Klasik kazanç programlaması ile ilgili olarak rastgele doğrusal kontrolcü tasarım tekniklerine izin veren, önceden belirlenmiş bir kontrolcü tasarım sentezi benimsenmelidir.

LPV sentezleri özel bir performans değerlendirme çerçevesi oluştururken klasik kazanç programlaması açık bir çerçeve sağlar. Tipik olarak LPV sentezleri, indüklenen L_2 -normunu doğrusal H_∞ teknikleriyle doğrudan ilişkili olan bir performans ölçüsü olarak kullanır. Sonuç olarak, zamanla değişmeyen bir sisteme uygulanan bir LPV kontrol sentezi, standart bir H_∞ yaklaşımına eşdeğerdir.

LPV metodolojisi, modelleme ve kontrol tasarımı dahil olmak üzere kontrol mühendisliğinde birçok alanda kullanılmaktadır. Sürekli kontrol ve otomatik füze pilotları (Balas ve diğ, 1997; Carter ve Shamma, 1996), havacılık ve uzay (Barker ve Balas, 2000; Jadbabaie ve Hauser, 2002) gibi çeşitli uygulama alanlarında LPV paradigması kullanan birçok çalışma mevcuttur. Ayrıca manyetik rulmanlar (Balas, 2002; Bruzelius ve diğ, 2002), otomotiv rulmanlar (Lu ve diğ, 2008), enerji ve güç sistemleri (Fialho ve Balas, 2002), turbofan motorları (Bianchi ve diğ, 2005), mikro yerçekimi (Mehendale, 2009), diyabet kontrolü (Pea ve Ghersin, 2010), anestezi uygulaması (Lin ve diğ, 2008) gibi alanlarda kullanılmaktadır.

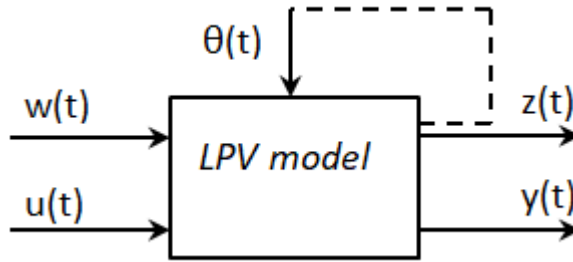
Genel LPV kontrolcü sentez kurulumu:

Bir LPV model Denklem 2.52’de verilmiştir. Parametre değerleri $\theta(t)$ gerçek zamanlı olarak ölçülür ve zaman değişimleri önceden bilinmemektedir. Parametre vektörü $\theta(t)$ eksojen ve endojen değişkenler içerebilir. Kavramsal olarak LPV kontrol sentezi düşünüldüğünde $\theta(t)$

eksojen bir değişken olarak kabul edilir. $\theta(t)$ endojen değişken olduğu zaman $\theta(t) = \theta(w(t))$ şeklinde ifade edilir.

$$\Sigma(\theta(t)) : \begin{cases} \dot{x} = A(\theta(t))x + B_1(\theta(t))w + B_2(\theta(t))u \\ z = C_1(\theta(t))x + D_{11}(\theta(t))w + D_{12}(\theta(t))u \\ y = C_2(\theta(t))x + D_{21}(\theta(t))w \end{cases} \quad \theta(t) \in \Theta \quad (2.52)$$

Daha eksiksiz bir modelde, $\theta(t)$ doğal olarak her zaman Şekil 2.22’de gösterildiği gibi endojen olacaktır.



Şekil 2.22 : LPV model.

Genel bir LPV kontrolcü Denklem 2.53’de verilmiştir.

$$\Lambda(\theta(t)) : \begin{cases} \dot{\xi}(t) = A_c(\theta(t))\xi(t) + B_c(\theta(t))y(t) \\ u = C_c(\theta(t))\xi(t) + D_c(\theta(t))y(t) \end{cases} \quad (2.53)$$

Parametre vektörünün varyasyon oranı $\dot{\theta}(t)$ bir programlama değişkeni olarak da kabul edilebilir.

$$\Lambda(\theta(t), \varphi(t)(t)) : \begin{cases} \dot{\xi}(t) = A_c(\theta(t), \dot{\theta}(t))\xi(t) + B_c(\theta(t), \dot{\theta}(t))y(t) \\ u = C_c(\theta(t), \dot{\theta}(t))\xi(t) + D_c(\theta(t), \dot{\theta}(t))y(t) \end{cases} \quad (2.54)$$

2.3 Yapay Sinir Ağları

Yaygın bir şekilde 'sinir ağları' olarak adlandırılan yapay sinir ağları üzerinde yapılan çalışmalar, insan beyninin geleneksel dijital bilgisayardan tamamen farklı bir şekilde hesaplandığının anlaşılmasıyla kurulduğu günden beri artmıştır. Beyin oldukça karmaşık, doğrusal olmayan ve paralel bilgisayardır (bilgi işlem sistemi). Günümüzde var olan en hızlı dijital bilgisayardan çok daha hızlı bir şekilde belirli hesaplamaları (desen tanıma, algılama ve motor kontrolü) gerçekleştirmek için nöronlar olarak bilinen yapısal bileşenlerini düzenleme kabiliyetine sahiptir. Örneğin bir bilgi işleme görevi olan insan vizyonunu düşünüldüğünde çevremizdeki alanın bir sunumunu sağlamak ve daha önemlisi çevreyle etkileşim kurmamız

gereken bilgileri desteklemek görsel sistemin işlevidir. Belirli bir şekilde beyin rutin olarak yaklaşık 100-200 ms'de algısal tanıma görevlerini başarıyla yerine getirir (Örnek, yabancı bir sahnede tanıdık bir yüz tanımak). Daha az karmaşıklığa sahip görevler ise güçlü bir bilgisayarda çok daha uzun sürer (Haykin, 2009).

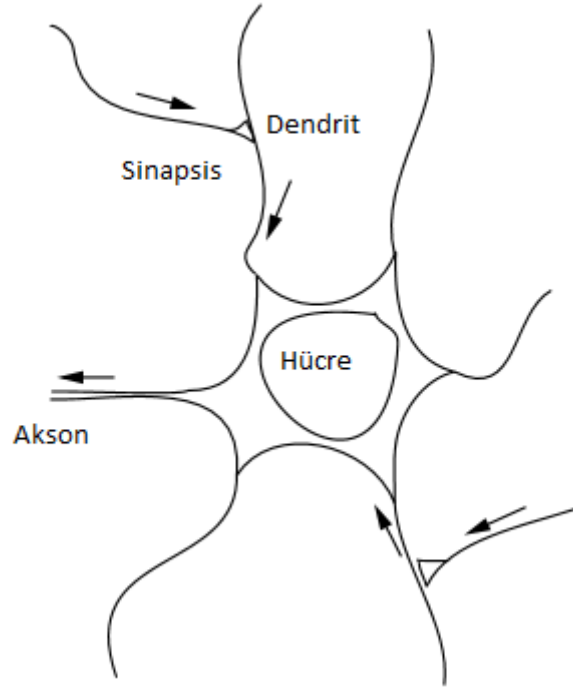
2.3.1 Yapay sinir ağı nedir?

Yapay sinir ağı (YSA); insan beyninin sinir hücrelerinden oluşmuş katmanlı ve paralel olan yapısının tüm fonksiyonlarıyla beraber sayısal dünyada gerçeklenmeye çalışılan modellenmesidir. Buradaki sayısal dünya ile anlatılmak istenen kavramlar yazılım ve donanımdır. Başka bir ifadeyle yapay sinir ağı hem yazılım hem de donanımsal olarak modellenabilir. Bu bağlamda, YSA ilk elektronik devreler yardımıyla kurulmaya çalışılmış ancak bu girişim kendini yazılım sahasına bırakmıştır. Bunun nedeni; elektronik devrelerin esnek ve dinamik olarak değiştirilememesi ve birbirinden farklı olan ünitelerin bir araya getirilememesidir (Cinsdikici, 1997).

Yapay sinir ağının yapısından ve onu oluşturan elemanlardan söz edilecektir. Bu yapıyı anlayabilmek için öncelikle biyolojik sinir hücresinden bahsedilmesi gerekmektedir.

2.3.2 Biyolojik sinir ağlarının yapısı

Bir nöron (sinir hücresi), dendrit ağacından bilgi alan küçük bir bilgisayardır. Hücre sürekli olarak durumunu hesaplar. Nöronun toplu girişi belirli bir eşik değeri aştığında nöronun ateşlediği inaktif bir durumdan geçer. Nöronun aktivasyonu akson boyunca ağdaki diğer nöronlara iletilir. Akson sinyalinin başka bir nörona geçişi sinaps yoluyla gerçekleşir. Sinapslar uyarıcı veya inhibitör olabilir. Uyarıcı durumda ateşlenen nöron, alıcı sinir hücresini de aktifleştirmeye katkıda bulunurken önleyici sinapslar için ateşleyici sinir hücresi, alıcı nöronun aktif olmamasına katkıda bulunur. Şekil 2.23'te biyolojik sinir hücre yapısı görülmektedir. Ancak en son teknolojiyi kullanan yapay sinir ağları, insan beyninin bu kapasitesini sağlamaz. Karşılaştırılabilir hesaplama kapasitesine sahip bir yapay sistem, insana benzer akıllı davranış gösterecek olup olmadığı literatürde çokça sorgulanmıştır.



Şekil 2.23 : Biyolojik sinir hücre yapısı (Haykin, 2009).

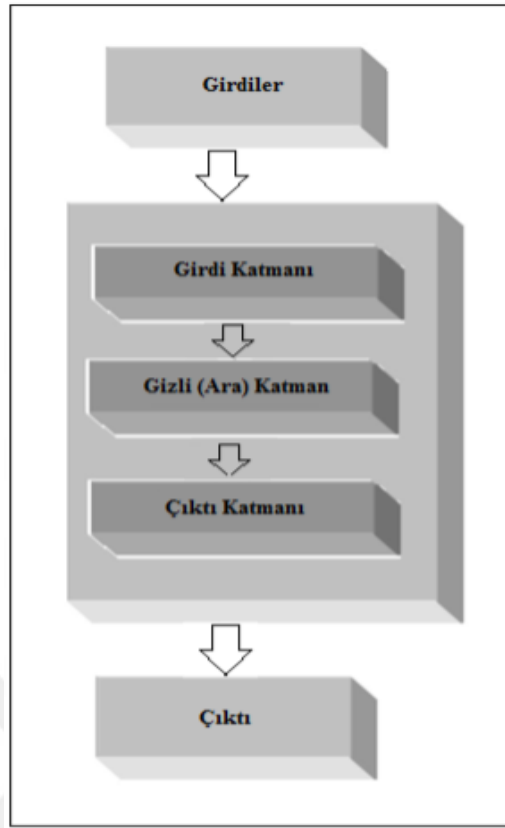
2.3.3 Yapay sinir ağlarının temel yapısı

Genel olarak bir yapay sinir ağı aşağıda verilen 3 katmandan oluşmaktadır. Şekil 2.24’te yapay sinir ağ katmanlarının yapısı görülmektedir.

Giriş katmanı; dış ortamdan bilgi (veri), sinyaller, özellikler veya ölçümler almaktan sorumludur. Bu girdiler (örnekler veya desenler) genellikle aktivasyon fonksiyonları tarafından üretilen limit değerleri içinde normalize edilir. Bu normalizasyon, ağ tarafından gerçekleştirilen matematiksel işlemler için daha iyi sayısal hassasiyetle sonuçlanmasını sağlar. Bir ağda birden fazla ara katman bulunabilir.

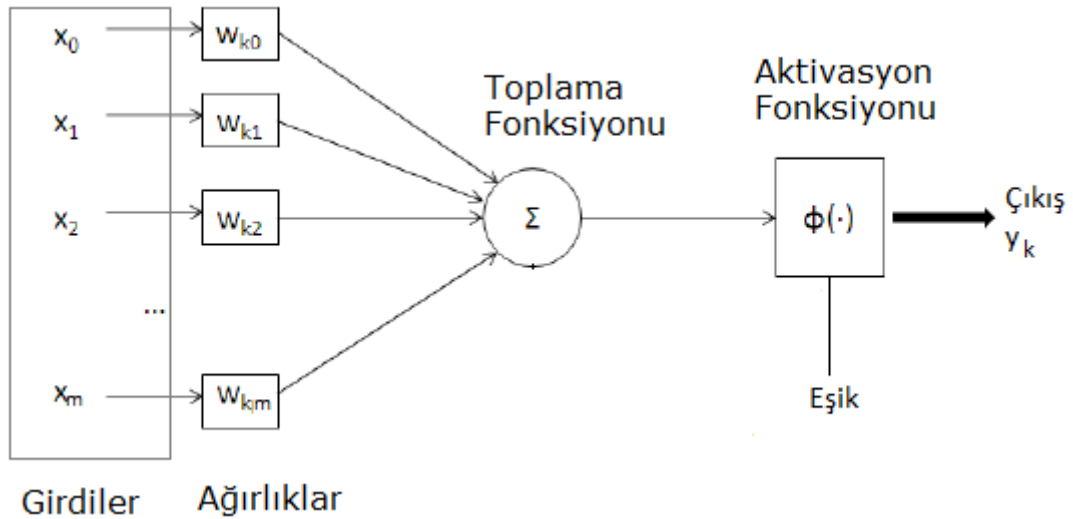
Gizli, ara veya görünmeyen katmanlar; analiz edilen işlem veya sistemle ilişkili kalıpların çıkarılmasından sorumlu olan nöronlardan oluşur. Bu katmanlar, iç işlemenin çoğunu bir ağdan gerçekleştirir.

Çıkış katmanı; nöronlardan oluşur ve bu nedenle önceki tabakalardaki nöronlar tarafından gerçekleştirilen işlemden kaynaklanan nihai ağ çıkışlarının üretilmesinden ve sunulmasından sorumludur.



Şekil 2.24 : Yapay sinir ağ katmanları (Silva ve diğ, 2017).

Nöron, sinir ağının çalışması için temel olan bir bilgi işleme ünitesidir. Şekil 2.25 yapay sinir ağının temel modelini göstermektedir.



Şekil 2.25 : Yapay sinir ağı modeli (Silva ve diğ, 2017).

Burada $x_0, x_1, x_2 \dots x_m$ giriş sinyallerini, bir diğer ifadeyle dışardan gelen verileri; $w_{k0}, w_{k1}, w_{k2} \dots w_{km}$ her bir giriş için uygulanan ağırlık faktörlerini (katsayılarını) ve y_k ise çıkışı

gösterir. Toplama fonksiyonu; toplama, çarpma, maksimum veya minimum gibi girişlerin birleştirilmesini sağlar. Toplama fonksiyonu ile elde edilen sonucu çıktıya dönüştüren basamak, rampa, doğrusal, sigmoid gibi fonksiyonlar ise transfer veya aktivasyon fonksiyonu olarak adlandırılır (Haykin 2009). Transfer fonksiyonun bir diğer adı ise öğrenme eğrisidir. (Elmas, 2003).

Matematiksel terimle, Denklem 2.55'i yazarak Şekil 2.25'te gösterilen nöronu tanımlayabiliriz:

$$u_k = \sum_{j=0}^m w_{kj}x_j \quad (2.55)$$

Biyolojik ve yapay sinir ağlarını karşılaştırdığımızda, biyolojik nörondaki dendrit yapay nöronda girişe, sinaptik etki ağırlığa, uyarılma seviyesi ise gürültüye karşılık gelmektedir. Biyolojik nörondaki sinyal ise yapay nörondaki çıkışa benzeşmektedir.

2.3.4 Yapay sinir ağlarının yararları

Bir yapay sinir ağı hesaplama gücünü, öğrenme ve genelleme yeteneği yoluyla elde etmektedir. Genelleme, sinir ağının öğrenme sırasında karşılaşılmayan girdiler için makul çıktılar üretmektir. Bu iki bilgi işleme kapasitesi, sinir ağlarının karmaşık problemlerin çözümlenemeyeceği yaklaşık çözümler bulmalarını mümkün kılar. Bununla birlikte pratikte sinir ağları tek tek çalışarak çözüm sağlayamaz. Aksine tutarlı bir sistem mühendisliği yaklaşımına entegre edilmelidir. Özellikle ilgi çekici karmaşık bir problem nispeten basit bir görev sayısına ayrılır ve sinir ağlarına kendi yetenekleri ile eşleşen görevlerin bir alt kümesi atanır.

Genel olarak yapay sinir ağının temel özelliklerini aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- Doğrusal olmaması
- Giriş-çıkış eşleştirme
- Adaptif olması
- Güvenilir cevap
- Bağlamsal bilgi
- Çok büyük ölçekli entegre uygulanabilirlik
- Analiz ve tasarımının benzerliği
- Nörobiyolojik benzerlik

Akıllı sistemlerin geliştirilmesinde biyolojik sinir ağlarından esinlenerek pek çok gelişme kaydedildi. Bazı alanlarda başarılı uygulamalar olmasına rağmen hiçbiri kendi alanının dışında iyi performans gösterecek kadar esnek değildir. YSA'lar heyecan verici alternatifler sunar ve birçok uygulamada bunlar kullanarak fayda sağlanabilir (Anıl ve Mao 1996).

Son yıllarda araştırmacıların çoğu esnek sinyal işleme sisteminin tasarımı için uyarlamalı modellere yönelmiştir. Adaptif modeller aşağıdaki avantajlı özellikleri gösterir;

- Görevin nasıl çözüleceği konusunda elde edilen örneklerden biri sinyal işleme görevi öğrenme yeteneği; buradaki genel görev iki sinyal arasındaki model ilişkisidir. Bu durumda, öğrenme örnekleri basitçe bu sinyallerin örnekleriyle ilgilidir. Öğrenme (aynı zamanda denetlenen öğrenme olarak da adlandırılır) çoğu zaman bazı parametreleri (ağırlıkları) ayarlayarak yapılır. Öyle ki bazı maliyet fonksiyonlarını minimize eder. Bu özellik, görevdeki fiziksel mekanizmaların tam olarak açıklanmasının imkansız ya da zor olduğu durumlarda değerlendirilebilir.
- Ortamlardaki değişiklikleri sürekli izleyebilme, durağan olmayan sinyallerin taşınması imkanı olması,
- Öğrenme örnekleri ile açıkça belirtilmeyen vakalara genelleme yeteneği; örneğin, filtreyi eğitmek için kullanılmayan iki sinyal arasındaki ilişkiyi tahmin etme yeteneği (Larsen 1999).

2.3.5 Yapay sinir ağının kullanıldığı yerler

Genel olarak yapay sinir ağları aşağıda belirtilen uygulamalarda uygulanır:

- Endüstriyel uygulamalar
- Finansal uygulamalar
- Askeri ve savunma uygulamaları
- Sağlık uygulamaları

Bu uygulamalarda yapay sinir ağları;

- Teşhis
- Sınıflandırma
- Tahmin
- Kontrol

- Veri ilişkilendirme
- Yorumlama
- Veri filtreleme gibi alanlarda kullanılmaktadır.

Hangi problemde hangi ağın kullanılmasına karar vermek için ağın özellikleriyle problem türünün karşılaştırılması gerekir. Her ağın çok iyi olduğu bazı özellikleri vardır. Örneğin kimi ağlar ile tahmin problemlerinde çok iyi sonuçlar elde edildiği bilinmektedir.

2.4 Filtreler

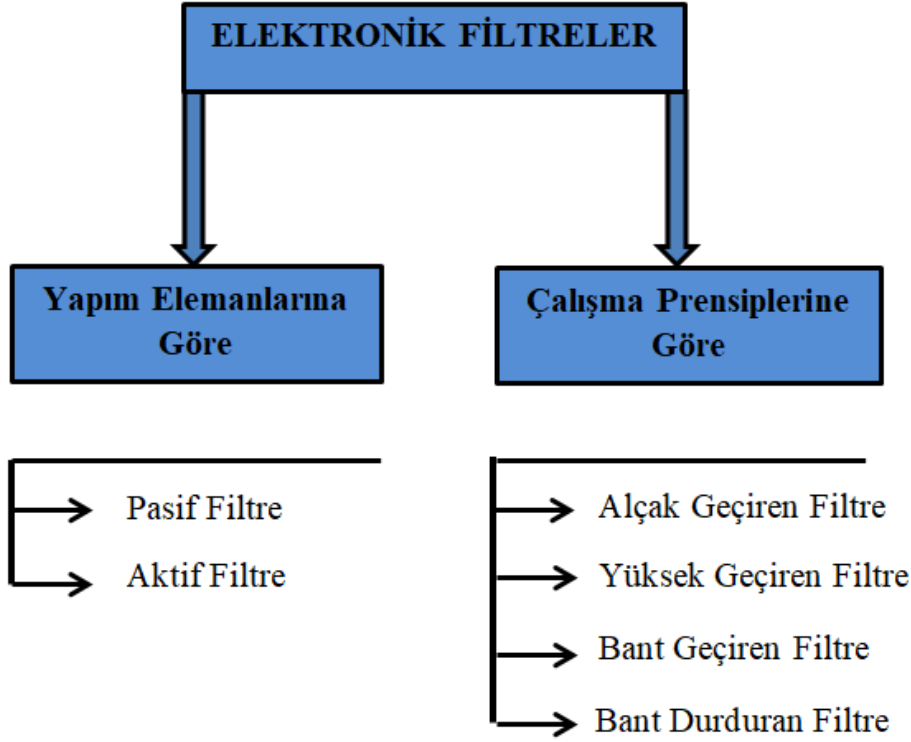
Filtreleme, bir sinyal işleme sınıfıdır. Filtrelerin tanımlayıcı özelliği, sinyalin bazı yönlerinin tamamen veya kısmen bastırılmasıdır. Çoğu zaman bazı frekansların veya frekans bantlarının çıkarılması anlamına gelir. Bir filtrenin temel konsepti, kapasitörlerin ve indüktörlerin empedansının frekansa bağlı incelenmesiyle açıklanabilir. Frekans değiştikçe, reaktif empedansın değeri değişir ve voltaj bölücü oranı değişir. Bu mekanizma, frekans cevabı olarak tanımlanan giriş/çıkış transfer fonksiyonunda frekansa bağlı değişiklik sağlar (Analog filters).

Filtreler yapım elemanlarına ve çalışma prensiplerine göre iki ana gruba ayrılırlar. Yapım elemanlarına göre pasif filtreler ve aktif filtreler olmak üzere iki grupta incelenebilir. Pasif filtreler, dirençler, kapasitörler ve indüktörler gibi pasif bileşenlerden oluşur ve amplifikatör elementleri (transistörler, op-amplifier, mikro işlemci vb.) yoktur, bu nedenle sinyal kazancı da olmaz. Dolayısıyla çıkış seviyeleri her zaman girişten daha azdır. Çalışma prensiplerine göre filtreler alçak geçiren, yüksek geçiren, bant geçiren ve bant durduran olmak üzere 4'e ayrılırlar (Şekil 2.26) (Elektrik port).

Filtrelerin birçok pratik uygulaması vardır. Basit, tek kutuplu, alçak geçişli bir filtre (entegratör), aşırı faz kaymasının salınımlara neden olabileceği daha yüksek frekanslarda kazancı yuvarlayarak amplifikatörleri stabilize etmek için sıklıkla kullanılır.

Yüksek kazançlı yükselteçlerde veya tek besleme devrelerinde DC ofsetini engellemek için basit, tek kutuplu, yüksek geçişli bir filtre kullanılabilir.

Devre belirli bir frekans aralığındaki sinyalleri geçiriyorsa bant geçiren, belirli frekans aralığındaki frekansları bastırıyorsa bant durduran devredir.



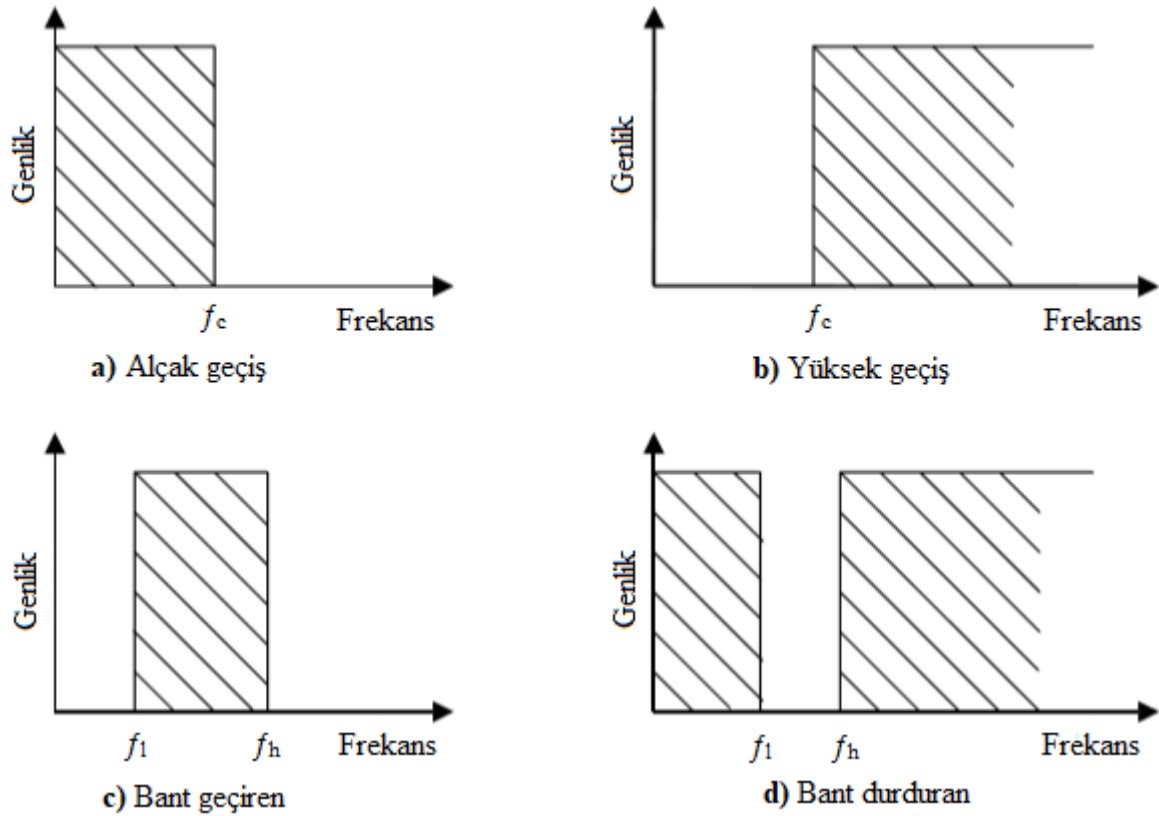
Şekil 2.26 : Filtre çeşitleri.

Şekil 2.27a idealleştirilmiş bir alçak geçiş filtresini göstermektedir. Bu filtrede düşük frekanslar geçiş bandında, yüksek frekanslar durdurma bandındadır.

Alçak geçiren filtrenin işlevsel tamamlayıcısı yüksek geçiren filtredir. Burada düşük frekanslar durdurma bandında ve yüksek frekanslar geçiş bandındadır. Şekil 2.27b idealize edilmiş yüksek geçirgen filtreyi göstermektedir.

Bir yüksek geçiren filtre ve bir alçak geçiren filtre basamaklandırılırsa, bir bant geçiren filtre oluşturulur. Bant geçiren filtre, daha düşük bir kesme frekansı f_l ve bir üst kesme frekansı f_h arasında bir frekans bandı geçirir. f_l 'in altındaki ve f_h 'ın üzerindeki frekanslar durdurma bandındadır. İdeal bir bant geçiren filtre Şekil 2.27c 'de gösterilmiştir.

Bant geçiren filtrenin bir tamamlayıcısı, bant reddetme veya çentik filtresidir. Burada geçiş bantları, f_l 'in altındaki ve f_h 'ın üzerindeki frekansları içerir. f_l 'den f_h 'a kadar olan bant durdurma bandındadır. Şekil 2.27d, bir bant durduran filtreyi göstermektedir.

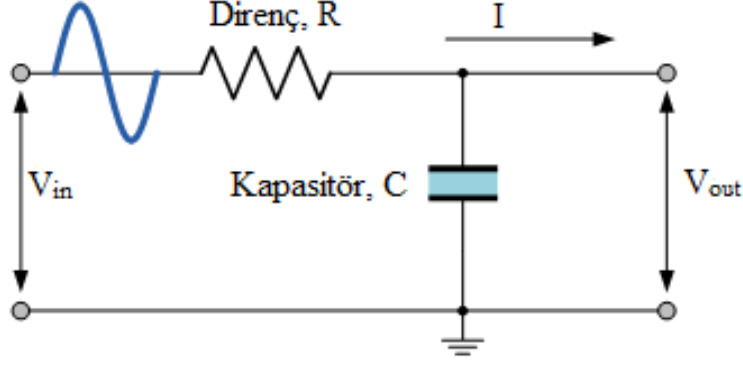


Şekil 2.27 : İdeal filtre cevapları (Analog filters, 2020).

Düşük frekanslı uygulamalarda (100 kHz'e kadar) pasif filtreler genellikle basit RC (Direnç-Kondansatör) bileşenleri kullanılarak oluşturulurken, yüksek frekanslı filtreler (100kHz'in üzerinde) genellikle RLC (Direnç-Endüktör-Kondansatör) bileşenlerinden oluşur. Dolayısıyla bu çalışmada alçak geçiren filtre tasarlanıp kullanıldı.

2.4.1 Alçak geçiren filtre

Basit bir pasif RC alçak geçiş filtresi, aşağıda gösterildiği gibi tek bir kapasitör ile tek bir direnç seri halinde bağlanarak kolayca yapılabilir (Şekil 2.28). Bu tip filtre düzenlemesinde giriş sinyali (V_{in}) seri kombinasyonuna uygulanır (direnç ve kondansatör ile birlikte), ancak çıkış sinyali (V_{out}) sadece kapasitör üzerinden alınır. Bu tip filtre devresinde sadece bir reaktif bileşen, kondansatör olduğu için genel olarak 'birinci dereceden filtre' veya 'tek kutuplu filtre' olarak bilinmektedir.



Şekil 2.28 : RC Alçak geçiş filtre devresi (Analog filters, 2020).

Bir kapasitörün reaktansı frekansla ters orantılı olarak değişirken, direnç değiştikçe frekans değeri sabit kalır. Düşük frekanslarda kapasitörün kapasitif reaktansı (X_C), R'nin direnç değerine kıyasla çok büyük olacaktır. Bir başka ifadeyle voltaj potansiyeli, kondansatör üzerindeki V_C 'nin, gerilim boyunca V_R 'nin voltaj düşüşünden çok daha büyük olacağı anlamına gelmektedir. Yüksek frekanslarda tersi doğrudur, V_C küçüktür ve V_R kapasitif reaktans değerindeki değişiklik nedeniyle büyüktür.

AC devresindeki bir kapasitörün kapasitif reaktansı Denklem 2.56'da verilmektedir.

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} \quad (2.56)$$

Bir AC devresindeki akım akışına karşı empedans (Z) ve tek kapasitörlü seri olarak tek bir dirençten oluşan seri devre için devre empedansı şu şekilde hesaplanır;

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} \quad (2.57)$$

Dolayısıyla, herhangi bir frekans için bir RC filtresinin çıkış voltajı Denklem 2.58 ile elde edilebilir.

$$V_{out} = V_{in} \frac{X_C}{Z} \quad (2.58)$$

3. MATERYAL ve METOT

Bu bölümde akıllı kirişin tasarım aşamaları, kurulan deney düzeneği ve sistem tanımlanması anlatılmaktadır. İlk olarak alüminyumdan yapılmış, tek tarafından sabitlenmiş ve serbest ucuna kütleli bir servo mekanizma kolu entegre edilmiş kirişin detayları açıklanmaktadır. Kirişin sabitlendiği noktanın yakınına bağlanan dört adet piezoelektrik yama ayrıca anlatılmaktadır. Daha sonra veri toplama sistemi ve deneysel aktif kontrol sistemlerinin çeşitli unsurları tanıtılmaktadır. Ardından kütle konumu varyasyon mekanizmasının farklı kol pozisyonları için sistemin matematiksel modelleri önerilen kontrolcünün performansını göstermek için elde edilmiştir.

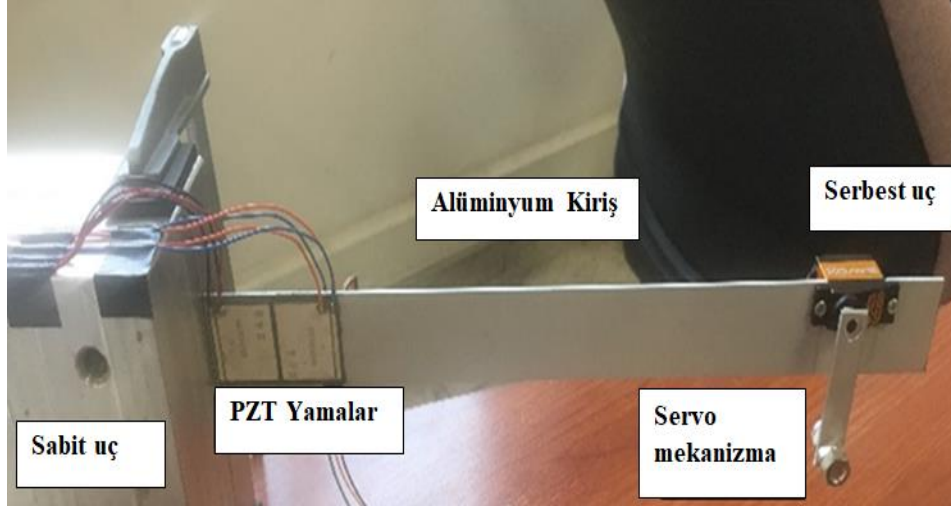
3.1 Deney Düzeneği

Bu tez çalışmasında ODTÜ Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümünde titreşim kontrolü araştırma çalışmaları için oluşturulan deney düzeneği kullanılmıştır. Deney düzeneği değişken parametrelili akıllı kiriş, hem veri toplama hem de sinyal işleme için gerçek zamanlı hedef makine, amplifikasyon sistemi ve sensör sisteminden oluşmaktadır.

3.1.1 Değişken parametrelili kiriş modeli

Bu çalışmada kullanılan alüminyum kirişin boyutları 350 [mm] x 30 [mm] x 2 [mm]'dir (Şekil 3.1). Kirişin bir ucu 5 cm'den sabitleştirilir. Dolayısıyla kirişin titreşimli bölümü 30 cm olarak ele alınır. Şekil 3.2'de gösterilen Sensör BM500 (PZT - Kurşun Zirkonat Titanat) piezoelektrik yama olarak kullanılır ve 0.57 [mm] olan 25.37 [mm] x 25.38 [mm] boyutlara sahiptir. Yapıştırma işleminde, alüminyum kiriş ve PZT yamaları arasında birbirlerinden gelen sinyallerin elektrik alanlarının önlenmesi için yalıtım tabakası oluşturulmuştur.

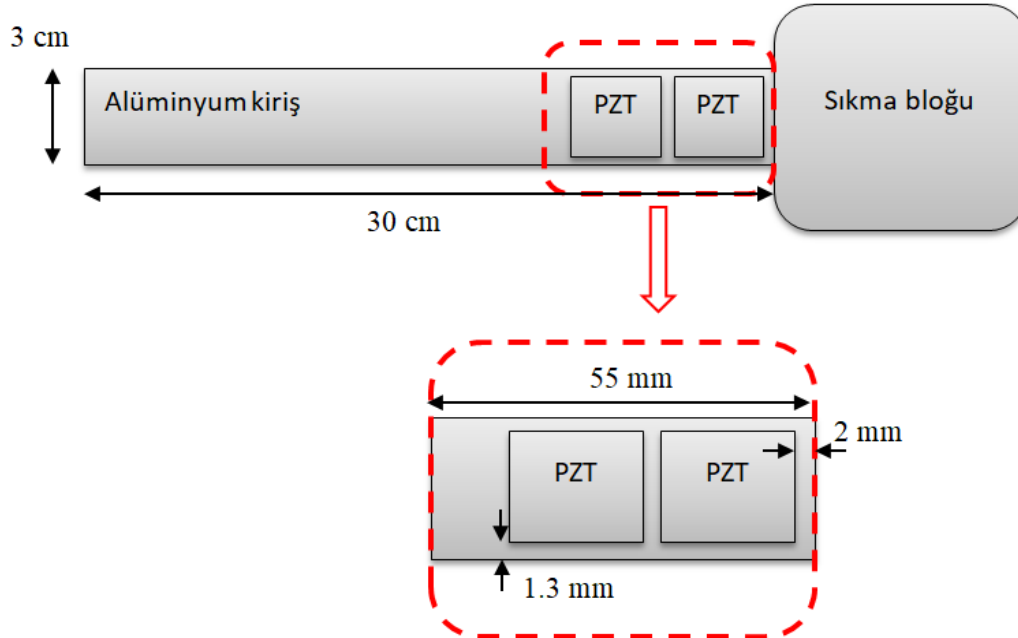
Piezoelektrik yamalara sahip kenetlenmiş konsol kirişin boyutları Şekil 3.3'te gösterilmektedir. Kirişe ikisi ön yüzeyde, ikisi sabit sınırdan aynı mesafede olacak şekilde arka yüzeyde olmak üzere 4 adet piezoelektrik parça bağlanmıştır. Kullanılan piezoelektrik parçalardan ikisi aktüatör (A1 ve A2), biri sensör (S), bir diğeri ise bozucu olarak (D) kullanılmıştır. Ön yüzeyde; kirişin sabit tarafına yakın olan yerdeki piezoelektrik yama (A1), diğeri sensör (S) arka yüzeyde; yine kirişin sabitlendiği yere yakın olan yerde piezoelektrik yama (A2), bir diğeri ise bozucu (D) olacak şekilde monte edilmiştir.



Şekil 3.1 : Akıllı kiriş.

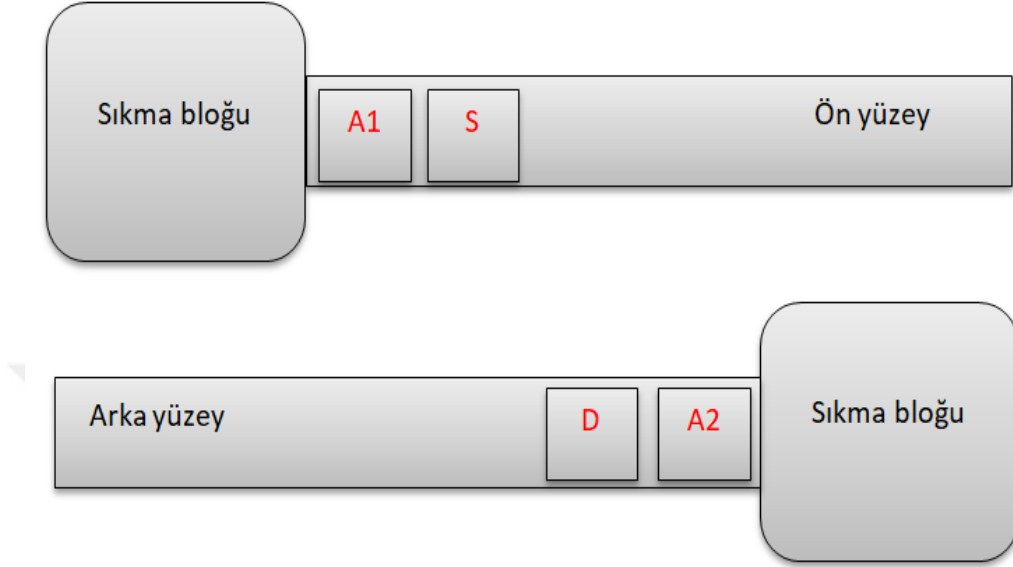


Şekil 3.2 : Sensör BM500 (PZT).



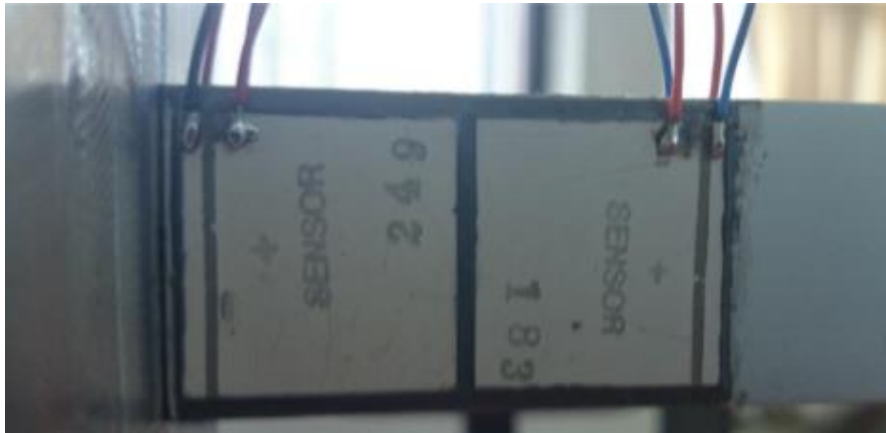
Şekil 3.3 : Piezoelektrik yamalı kirişin boyutları (Akın, 2015).

Şekil 3.4'te ise piezoelektrik parçaların kiriş üstündeki konumlandırılması gösterilmektedir. PZT'lerin sabit uca yakın bağlanması nedeni, PZT'lerin kirişin birinci modunu kontrol etmek için sabit ucun yakınındaki maksimum gerilimi üretmesi veya algılamasıdır (Akın, 2015).



Şekil 3.4 : Piezoelektrik parçaların konumlandırılması (Akın, 2015).

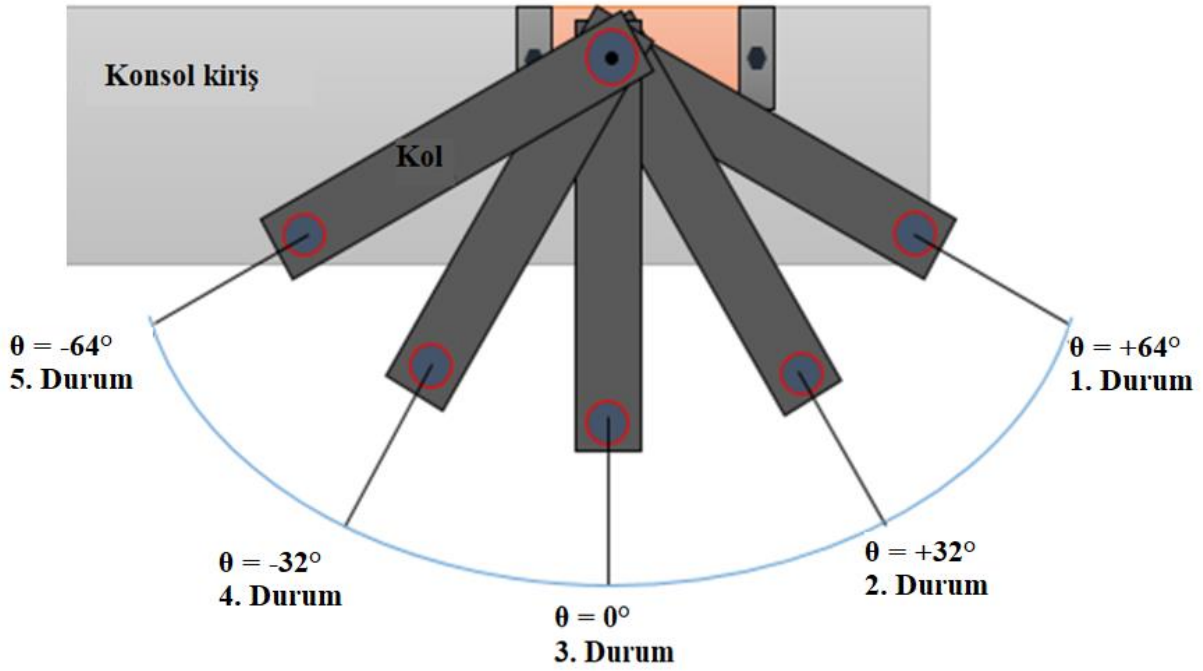
Kablolar bağlandıktan sonra her bir piezoelektrik yamaya lehimlenir (Şekil 3.5). PZT sensörü (S) doğrudan piezoelektrik etkiden yararlanırken, PZT bozucu (D) ve PZT kontrolcülere (A1 ve A2) ters piezoelektrik etki özelliklerine sahip aktüatörler olarak işlev görür. Aktüatörlerin bimorf konfigürasyonu için (A1) ve (A2) 'de lehimlenen kablolar (- A1 ile + A2, +A1 ile - A2) olacak şekilde zıt kutuplar birbirine bağlanır. Böylece uygulanan voltaj piezoelektrik yamanın genişlemesini ve daralmasını sağlar. Kirişin ucuna bir ilk yer değiştirme verilerek, her bir piezoelektrik yama için dalgaının genliği ve sürekliliği gözlenir.



Şekil 3.5 : Lehimli kablo ile gömülü PZT parçaları (Akın, 2015).

3.1.2 Kütleli servo mekanizma kolu

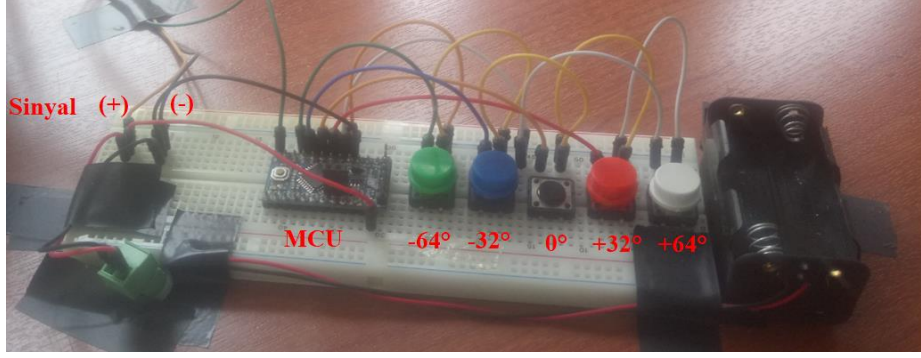
Servo motor tarafından döndürebilen ucunda kütle bulunan kol, akıllı kirişin döner koldan dolayı modal özelliklerini elde etmek için serbest ucuna entegre edilir. Servo kolu Şekil 3.6'da gösterildiği gibi servo motor kontrolü ile $+64^\circ$ ve -64° arasında değiştirilebilir. Böylece sistemde fiziksel parametre değişimleri elde edilerek, parametre değişimlerine göre sistemin aktif kontrol edilebilirliği imkanı sağlanmıştır.



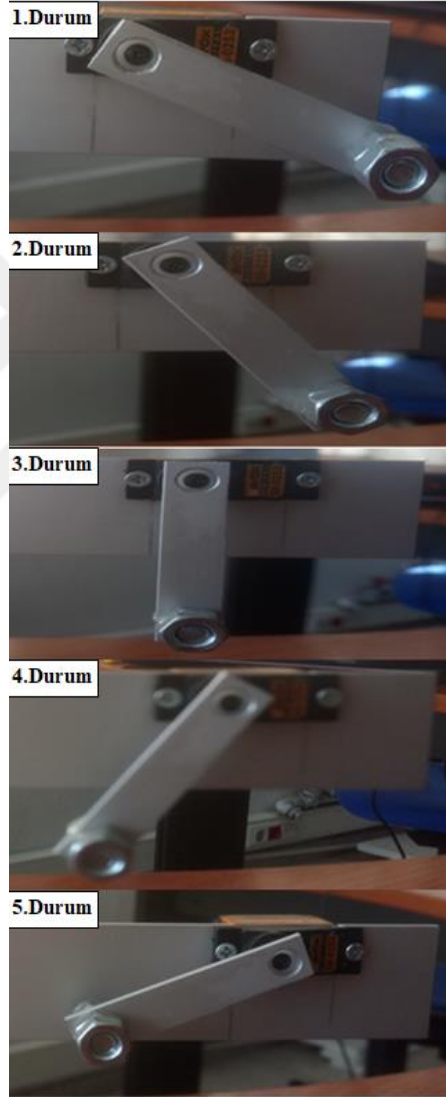
Şekil 3.6 : Farklı kol pozisyonları (Akın, 2015).

Konfigürasyonlar arasındaki açı farkları aynıdır ve 32° olarak seçilir. Buna göre, 1. durum $+64^\circ$, 2. Durum $+32^\circ$, 3. durum 0° , 4. durum -32° ve 5. durum -64° olarak tanımlanır (Şekil 3.6).

Servo motor kolunu farklı konumlara hareket ettirmek için mikro denetleyiciye (Atmega328p) beş farklı basma düğmesi bağlanır. Her düğme farklı bir açıya karşılık gelir ve bir düğmeye basıldığında kol hareket eder ve kolun konumunu ilgili açıda tutar. Şekil 3.7'de kol pozisyonlarının ayarları yapılan kontrol ünitesi gösterilmektedir (Akın, 2015). Şekil 3.8'de ise sırasıyla $+64^\circ$, $+32^\circ$, 0° , -32° ve -64° açılarında olan kolun pozisyonları gösterilmektedir.



Şekil 3.7 : Servo motor kontrolü için kart kurulumu.



Şekil 3.8 : Kol pozisyonları (Akın, 2015).

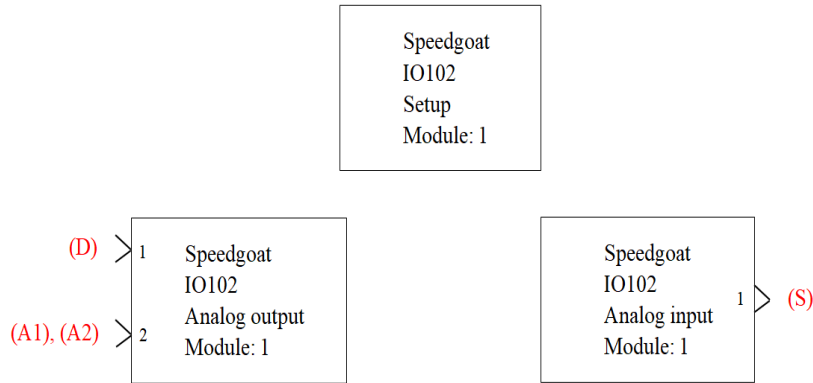
3.1.3 Veri toplama sistemi

Bu çalışmada kullanılan veri toplama sistemi, MATLAB/Simulink ve Araç kutusunun kullanıldığı bir ana bilgisayar ve bir ethernet kablosu ile birbirine bağlanan yüksek

performanslı simülasyon ve test platformu olan gerçek zamanlı hedef makinesinden (Speedgoat) oluşur. Ana bilgisayarda bir simulink modeli oluşturulur ve deneyler hedef makinede gerçek zamanlı olarak yürütülür. Sinyalleri gerçek zamanlı gözlemek için ayrıca bir monitör hedef makinaya bağlanmıştır (Şekil 3.9a). Ayrıca giriş/çıkış modülünün terminal kartı Şekil 3.9b 'de gösterilmiştir. Hedef makine, hem analog girişlerin hem de çıkış sinyallerinin voltaj aralığı sınırının $\pm 10V$ olduğu bir giriş/çıkış modülü 'Speedgoat I/O102' ile donatılmıştır. Deney düzeneğinde sadece analog girişler ve çıkışlar (tekli) kullanılır. Giriş ve çıkış sinyal bağlantıları simulink modelindeki sürücü bloğu ile yapılır (Şekil 3.10). Analog giriş kanalı piezoelektrik sensör (S) için kullanılır. İlk analog çıkış kanalı (1), piezoelektrik yaması (D) bozukluğuna, diğer analog çıkış kanalı (2) bimorf piezoelektrik aktüatörlerine (A1, A2) bağlıdır.



Şekil 3.9 : Veri toplama sistemi **a)** Ana bilgisayar ve hedef makine **b)** Terminal kartı (Akın, 2015).



Şekil 3.10 : Speedgoat I/O 102'nin sürücü bloğu.

3.1.4 Amplifikasyon sistemi

Piezoelektrik malzemelerin aktif titreşim kontrol alanında etkin kullanımı için yüksek voltaj gereklidir. Bu deney düzeneğinde, SA10 yüksek voltajlı amplifikatör iki ayrı amplifikatör olarak kullanılabilirdiğinden, hem bozucu hem de bimorf aktüatör sinyalleri kullanmak için bir yüksek voltaj amplifikatörü (Sensor Teknoloji SA10) takılıdır (Şekil 3.11a). Amplifikatörlere

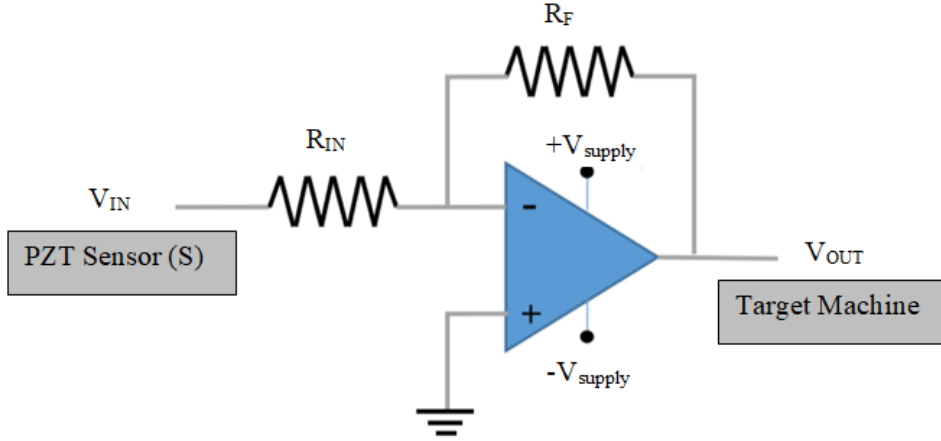
güç vermek için Şekil 3.11b 'de görülen yüksek voltajlı bir güç kaynağı (Sensor Teknoloji SA21) kullanılır. Deneylerde SA10, her iki kanalı ayrı ayrı kullanmayı sağlayan tekli modda kullanılır. Amplifikatörlerin voltaj kazancı 15V'tur. Hedef makineden amplifikatörlerin girişlerine gelen sinyaller $\pm 10V$ aralığındadır ancak SA10 yükseltecinin maksimum giriş voltajı $\pm 9V$ 'tur. Bu voltaj aralığının geçilmemesi için simulinkte bir doygunluk (saturasyon) bloğu eklenir. Amplifikatörlerin voltaj kazancı 15V ve maksimum giriş voltajı $\pm 9V$ olduğundan bozucu ve kontrolcü PZT'ler tarafından üretilen voltaj $\pm 135 V$ aralığında sınırlanır.



Şekil 3.11 : Amplifikasyon sistemi **a)** SA10 güç yükseltici **b)** SA21 güç kaynağı (Akın, 2015).

3.1.5 Sensör sistemi

Piezoelektrik yamanın (S) voltajını başarıyla izlemek için, piezoelektrik malzemelerin düşük frekanslarda yüksek empedansı olduğu için ters voltaj yükselticisi kullanılır. Ayrıca sensör piezoelektrik yamasının (S) yarattığı voltaj, veri toplama sisteminin giriş voltaj aralığından daha yüksektir. Gerilimi giriş aralığında (yani $\pm 10V$) almak için, Şekil 3.12'de gösterilen bir gerilim yükseltici devresi tasarlanmıştır. Buradaki op-amp, LM324N IC'nin dört op-amp'lerinden biridir ve $\pm 10V$ ile beslenir. Rezistörler $R_{IN}=4.7M\Omega$ ve $R_F=1M\Omega$ 'dir. Devre kartı Şekil 3.13a'da gösterilmektedir ve Şekil 3.13b'de güç kaynağı devre kartına güç sağlamak için kullanılmaktadır.

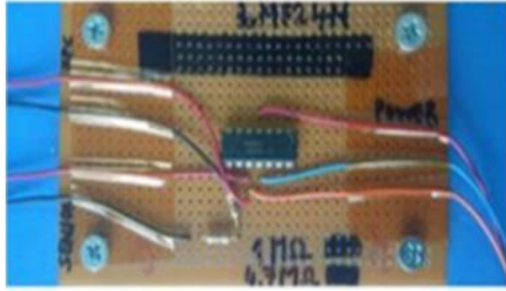


Şekil 3.12 : Sensör yükseltici devresi (Akın, 2015).

Ters bir op-amp'in kazancı, aşağıdaki işlemle hesaplanır.

$$Kazanç = \frac{R_F}{R_{IN}} = \frac{1}{4.7} = 0.2128$$

Böylece giriş modülünün aralığı $\pm 10V$ olduğundan, sensör piezoelektrik yaması (S) tarafından üretilen izin verilen maksimum voltaj $\pm 47V$ 'tur.



a)

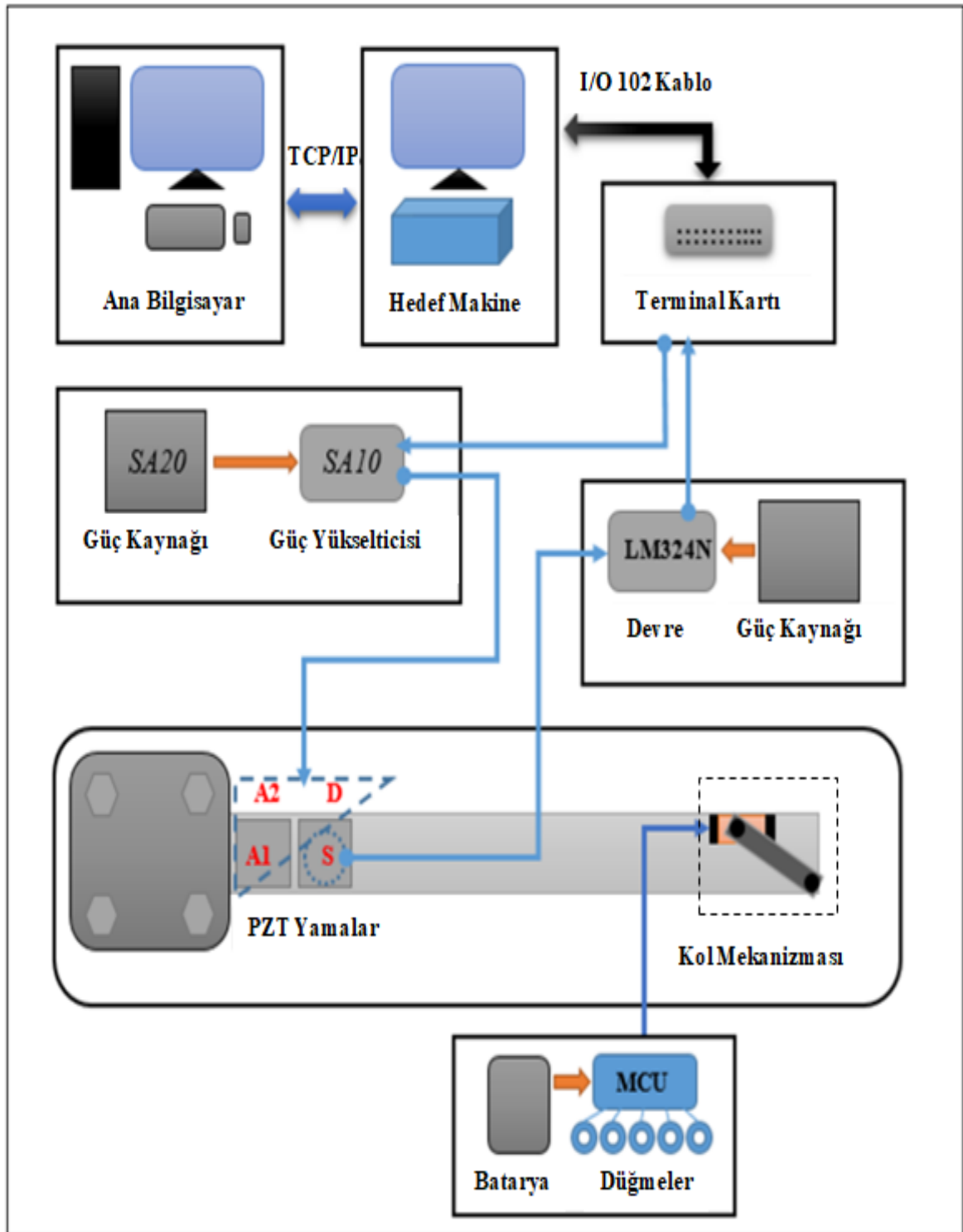


b)

Şekil 3.13 : Sensör sistemi **a)** Sensör yükseltici devresi **b)** Devre için güç kaynağı (Akın, 2015).

3.1.6 Deney düzeneğinin sistematik diyagramı

DeneySEL kurulumu aşağıdaki şekilde gösterilmektedir (Şekil 3.14).



Şekil 3.14 : Deney kurulum sisteminin sistematik diyagramı.

3.2 Sistem Tanımlama

Bu bölümde amaç, akıllı kirişin deneysel olarak elde edilen frekans cevabına bağlı olarak, matematiksel modelini oluşturmaktır. Piezoelektrik yamalar, sistem tanımlaması için gerekli deneysel frekans cevabını elde etmek için aktüatörler ve sensörler olarak kullanılır. Bu amaçla, akıllı kiriş, piezoelektrik aktüatör yamaları (A1 ve A2) ile uyarılır ve akıllı kirişin yanıtı piezoelektrik sensör yaması (S) ile ölçülür. Burada akıllı kirişin FRF'lerinin elde edilmesinin nedeni, deneysel sonuçlarla karşılaştırmak için tasarlanan kontrolcülerini simüle etmek ve simülasyon sonuçlarını elde etmektir. Servo motor kolunun farklı açılara getirildiğinde sistemin fiziksel özellikleri değiştiğinden FRF'lerde de değişiklik gözlenir. Dolayısıyla beş farklı kol açısı için ilk rezonans frekans bölgesi etrafındaki akıllı kirişin beş adet analitik modeli elde edilmiştir.

Bu deney düzeneğinde, kontrolcü ve bozulma sinyali olan iki farklı giriş sinyali vardır. Aynı uyarıma özelliği, kolun farklı konumları için çıkış olarak sensör sinyalini kaydederek transfer fonksiyonlarını elde etmek için kontrolcü ve bozucu giriş sinyali olarak ayrı ayrı uygulanır. Uyarım frekansı olarak logaritmik tarama sinyali uygulanır. Piezo-demeti üzerine Onur, (2015) tarafından yapılan çalışmadan bilindiği üzere piezo-demeti modu 14.5 Hz civarındadır ve sinyalin frekansı logaritmik artışla 1 ile 40 Hz arasında değişmektedir. FFT hesaplamasını daha hızlı hale getirmek için toplam örnek sayısı $2^{18}=262144$ olarak seçilmiştir. Bu nedenle hedef süre 26.2144 saniyedir.

Uyarıma sinyali, birbirine eklenen süpürülmüş aynı frekanslı kosinüs sinyallerinden oluşur. Bu sinyal Matlab/Simulink ortamında 'Chirp' bloğu ile sisteme verilmiştir. Bloğun sinyal için ayarlanan parametreleri Çizelge 3.1'de verilmiştir.

Çizelge 3.1 : Süpürülmüş frekanslı kosinüs sinyalinin özellikleri.

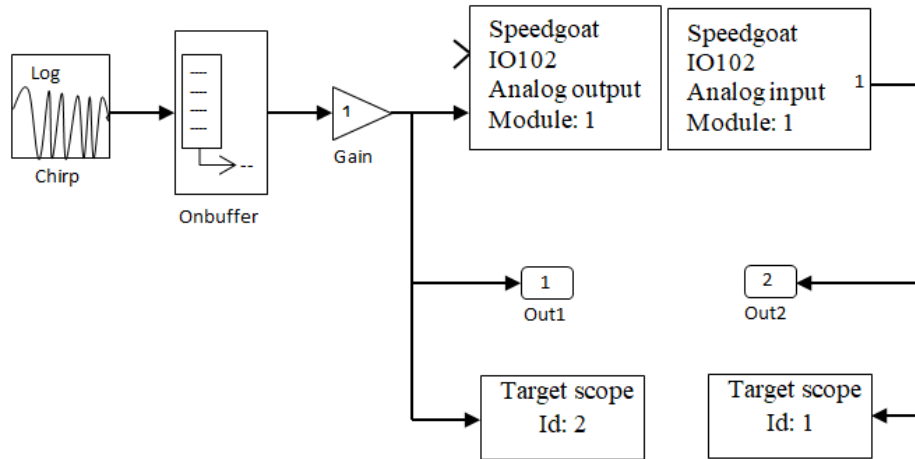
Frekans uyarımı	Logaritmik
Süpürme (sweep) modu	Tek yönlü
Başlangıç frekansı	1 Hz
Hedef zamanı	26.2144 s
Hedef frekansı	40 Hz
Örnekleme zamanı	0.1 ms
Voltaj aralığı	± 1 V

3.2.1 Frekans cevap fonksiyonu

Her bir servo motor kolu pozisyonu için akıllı kirişin FRF'sini elde etmek amacıyla sisteme bir uyarı sinyali $x(t)$ uygulanmış ve sistemin cevap sinyali $y(t)$ kaydedilmiştir. Böylece giriş

ve çıkış zaman alanı sinyallerinin FFT'si ayrı ayrı alınarak, giriş $X(\omega)$ ve çıkış $Y(\omega)$ sinyallerinin ayrık Fourier dönüşümleri hesaplanmıştır. Daha sonra, çıkış sinyalinin Fourier dönüşümü giriş sinyalinin Fourier dönüşümüne bölünerek, FRF elde edilmiştir. Tüm kol pozisyonlarında, daha iyi FRF'ler elde etmek için cıvıltı (chirp) sinyalleri tekrarlanmış ve elde edilen çıkış sinyalleri kaydedilmiştir. Daha sonra, her bir FRF'nin doğrusal olarak ortalaması alınarak her bir servo motor kolu pozisyonunun frekans tepki fonksiyonu elde edilmiştir.

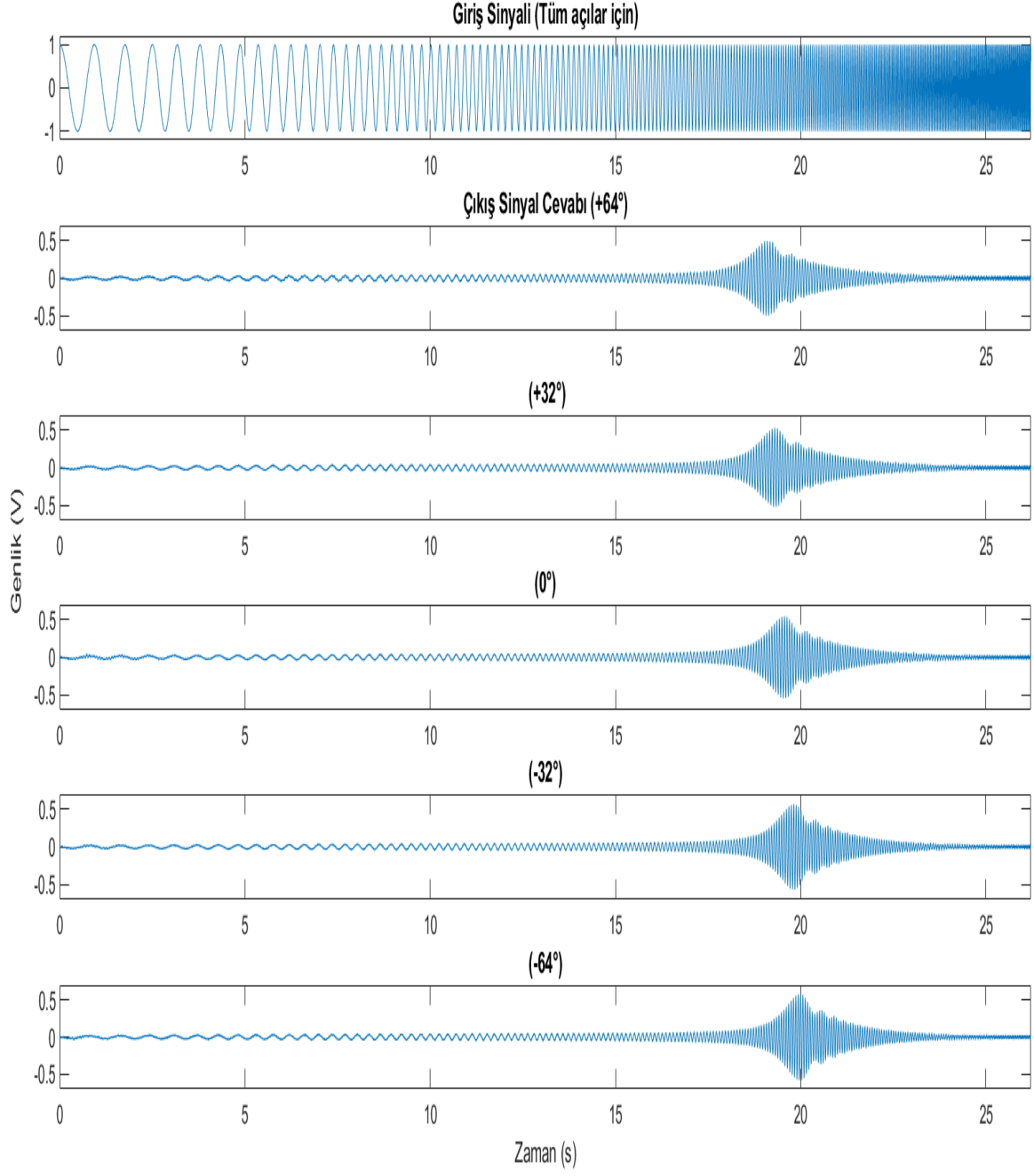
FRF'lerin elde edilmesi için aktüatör olarak (A1 ve A2) piezoelektrik yamalar ve sensör olarak piezoelektrik yama (S) kullanılmıştır. 1 ile 40 Hz arasında değişen uyarma sinyali, analog çıkışın 2. kanalına uygulanmıştır. Algılayıcı olarak kullanılan S piezoelektrik yaması ile sistemin cevabı ölçülmüştür. Aktüatör ve sensör sinyalleri arasındaki model tanımlaması için giriş-çıkış verilerini gözlemlemek ve kaydetmek için Şekil 3.15'te görüldüğü üzere simulink modeli tasarlanmıştır. Bu tezde sadece ilk rezonans frekans bölgesi dikkate alınmış ve servo motor kolu açısı varyasyonları için analiz edilmiştir.



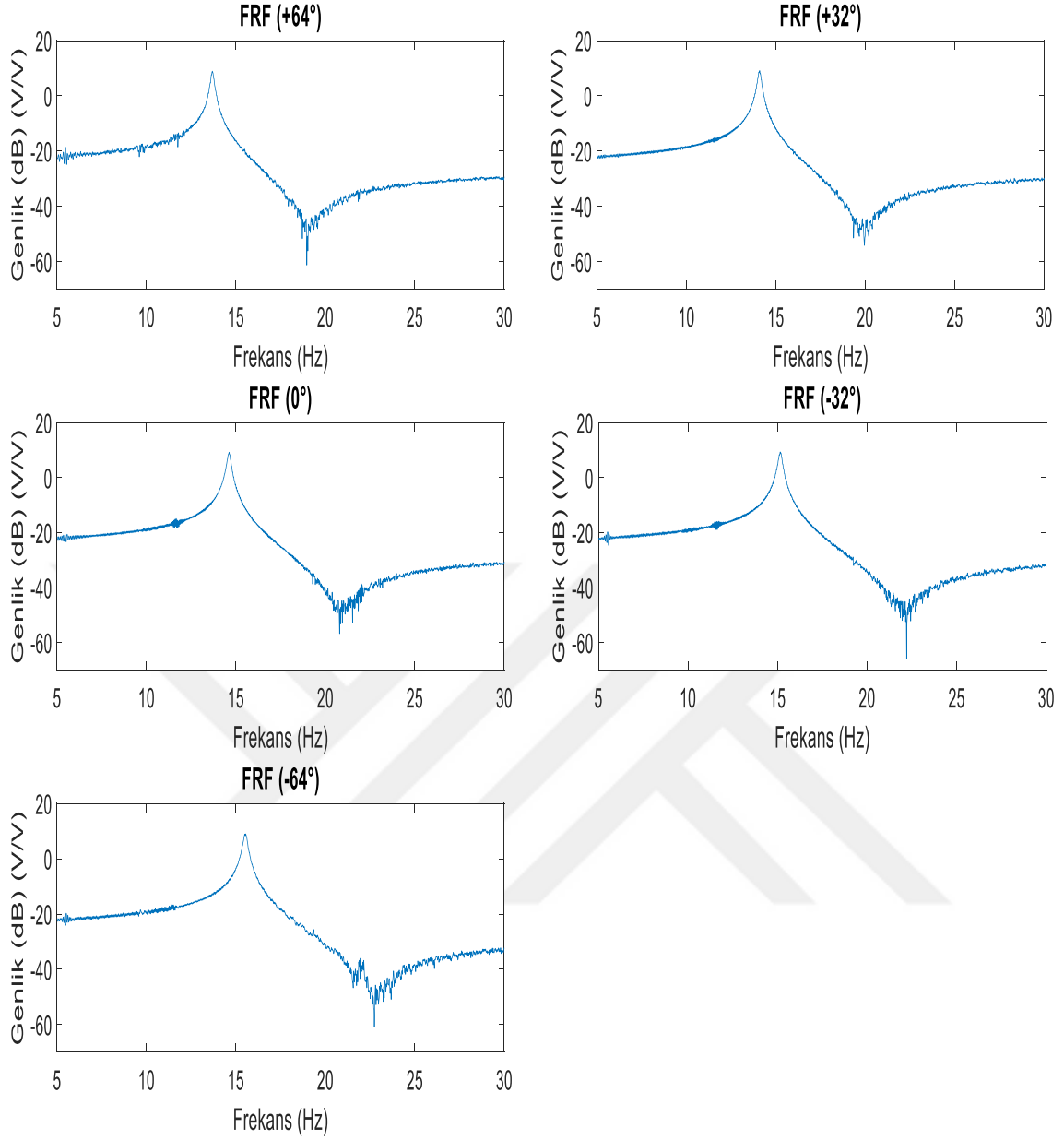
Şekil 3.15 : FRF için simulink model.

Uyarıcı sinyaller ve akıllı kirişin farklı kol pozisyonları için zaman alanında sinyal cevapları Şekil 3.16'da gösterilmektedir. Uyarma sinyalleri tüm kol açısı konfigürasyonları için aynıdır. Grafıklara bakıldığında kol açısı $+64^\circ$ ile -64° arasında döndürüldüğünde akıllı kirişin ilk rezonans frekansının arttığı görülmektedir.

Elde edilen giriş-çıkış verileri, MATLAB programı yardımıyla hızlı Fourier dönüşümü kullanılarak akıllı kirişin tüm kol pozisyonları için FRF'ler elde edilmiştir (Şekil 3.17, 3.18).

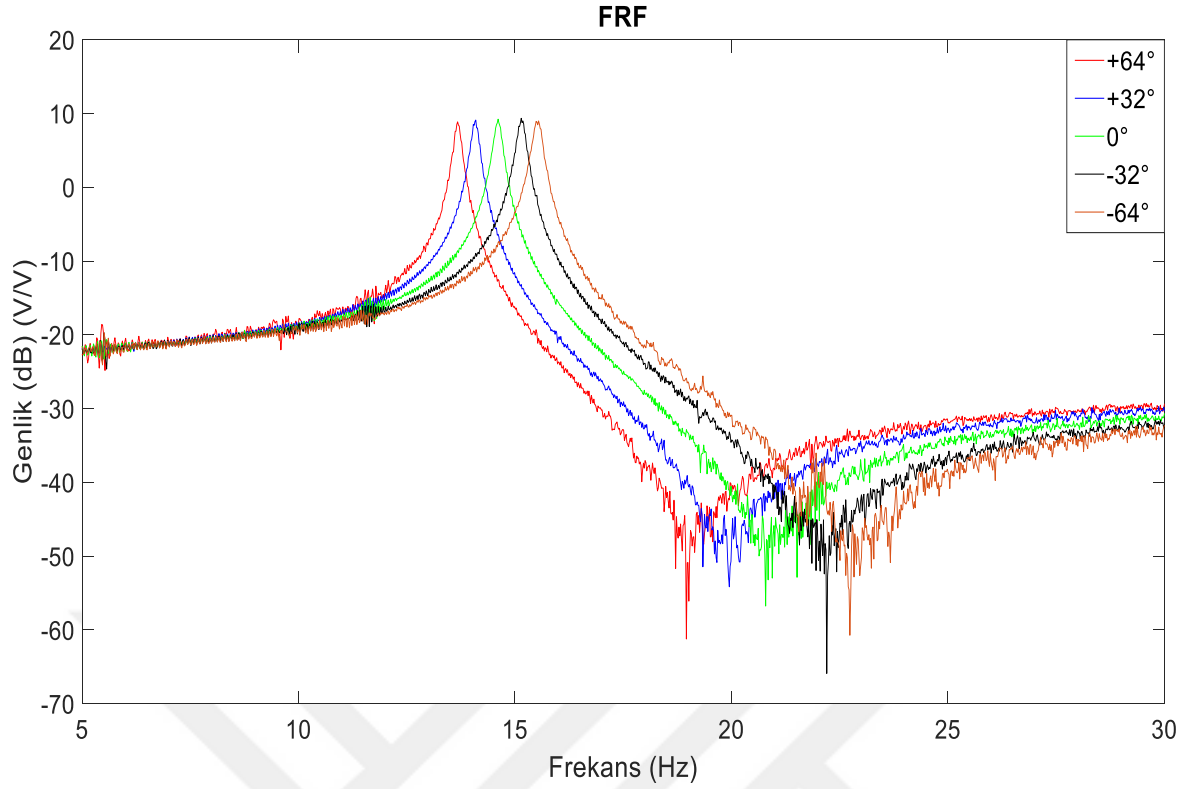


Şekil 3.16 : Giriş sinyali ve zaman cevapları (Tüm açılar için).



Şekil 3.17 : Akıllı kirişin frekans cevap fonksiyonları.

Akıllı kirişin 5-30 Hz aralığında deneysel frekans tepki fonksiyonu, servo motor kol açısı $+64^\circ$ ile -64° arasında değiştikçe sağa doğru hareket ettiği görülmektedir. Çizelge 3.2’de grafikler üzerinde okunan değerler gösterilmektedir.



Şekil 3.18 : Akıllı kirişin frekans cevap fonksiyonları (Tüm açılar için).

Çizelge 3.2 : Akıllı kirişin ilk rezonans frekansları ve en yüksek genlik değerleri.

Kol açıları	Rezonans frekansı (Hz)	Rezonans frekansındaki genlik (dB)
1.Durum: +64°	13.68	8.878
2.Durum: +32°	14.10	9.116
3.Durum: 0°	14.61	9.237
4.Durum: -32°	15.14	9.355
5.Durum: -64°	15.49	8.934

Elde edilen frekans cevap fonksiyonlarından beş farklı pozisyon için durum-uzay modelleri MATLAB Sistem Tanımlama Araç Kutusu kullanılarak tahmin edilmiştir. Bu beş farklı durum için elde edilen durum-uzay modelleri sırasıyla Denklem (3.1-3.5)'te verilmiştir.

$$A_{G1} = \begin{bmatrix} -1.5255 & -7193.2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{G1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{G1} = [0.3432 \quad 120.208], D_{G1} = [0.0182] \quad (3.1)$$

$$A_{G2} = \begin{bmatrix} -1.584 & -7604.7 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{G2} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{G2} = [0.3644 \quad 130.5907], D_{G2} = [0.0176] \quad (3.2)$$

$$A_{G3} = \begin{bmatrix} -1.675 & -8175.1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{G3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{G3} = [0.39 \quad 144.87], D_{G3} = [0.0169] \quad (3.3)$$

$$A_{G4} = \begin{bmatrix} -1.7759 & -8796.6 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{G4} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{G4} = [0.4171 \quad 160.8472], D_{G4} = [0.0162] \quad (3.4)$$

$$A_{G5} = \begin{bmatrix} -1.8454 & -9216.7 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{G5} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C_{G5} = [0.4332 \quad 171.68], D_{G5} = [0.0158] \quad (3.5)$$

3.3 Sonuç

Bu bölümde deney düzeneği ve sistem tanımlamasının aşamaları sunulmuştur. Öncelikle beş farklı kol pozisyonuna getirilebilen mekanizma entegreli ve 4 adet PZT yaması yapıştırılarak elde edilen alüminyumdan oluşan akıllı konsol kirişin tasarım aşamaları verilmiştir. Daha sonra deney düzeneğinin diğer sistemleri olan veri toplama sistemi, amplifikasyon sistemi ve sensör sistemi açıklanmıştır. İkinci kısımdaki sistem tanımlaması için akıllı kirişin farklı kol pozisyonlarına göre FRF'leri elde edilmiştir. Bunun için simulink model oluşturularak, bu modelde uyarma sinyali girişine karşılık sensör (S) aracılığıyla elde edilen zaman alanındaki cevap sinyalleri çıkış olarak alınıp kaydedilmiştir. FRF'lerin, $+64^\circ$ ila -64° arasındaki kol pozisyonları için akıllı kirişin ilk rezonans frekanslarının 13.68 Hz'den 15.49 Hz'ye yükseldiği görülmektedir. Son olarak tüm servo motor kol açıları için akıllı kirişin analitik modelleri deneysel olarak elde edilen FRF'leri kullanılarak araştırılmıştır.

4. AKTİF TİTREŞİM KONTROLÜ

4.1 Giriş

Bu bölümde akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşimlerini bastırmak için iki farklı kontrolcü tasarlanıp uygulanmıştır. İlk olarak ağırlıklı geometrik merkez tabanlı PID kontrolcü tasarlanıp sistemdeki performansı araştırılmıştır. Önerilen orijinal PID kontrolcü tasarım prosedürünün ilk aşamasında PID kontrolcü anti rezonans dinamiği ihmal edilerek kiriş modeli için çok küçük bir gecikme süresi göz önüne alınarak Ozyetkin ve diğ. (2018) tarafından sunulan yöntemle tasarlanmıştır. İkinci adımda, ihmal edilen anti-rezonans dinamikleri, PID kontrol sisteminde tekrar dikkate alınmıştır. Son aşamada; elde edilen kontrolcünün kazancı, aktüatör olarak kullanılan PZT yamalarının üst limit çıkış değerine kadar arttırılmıştır. Elde edilen PID kontrolcülü sistemin performansı, akıllı kirişin hem serbest hem de zorlanmış titreşimleri üzerinde değerlendirilmiştir.

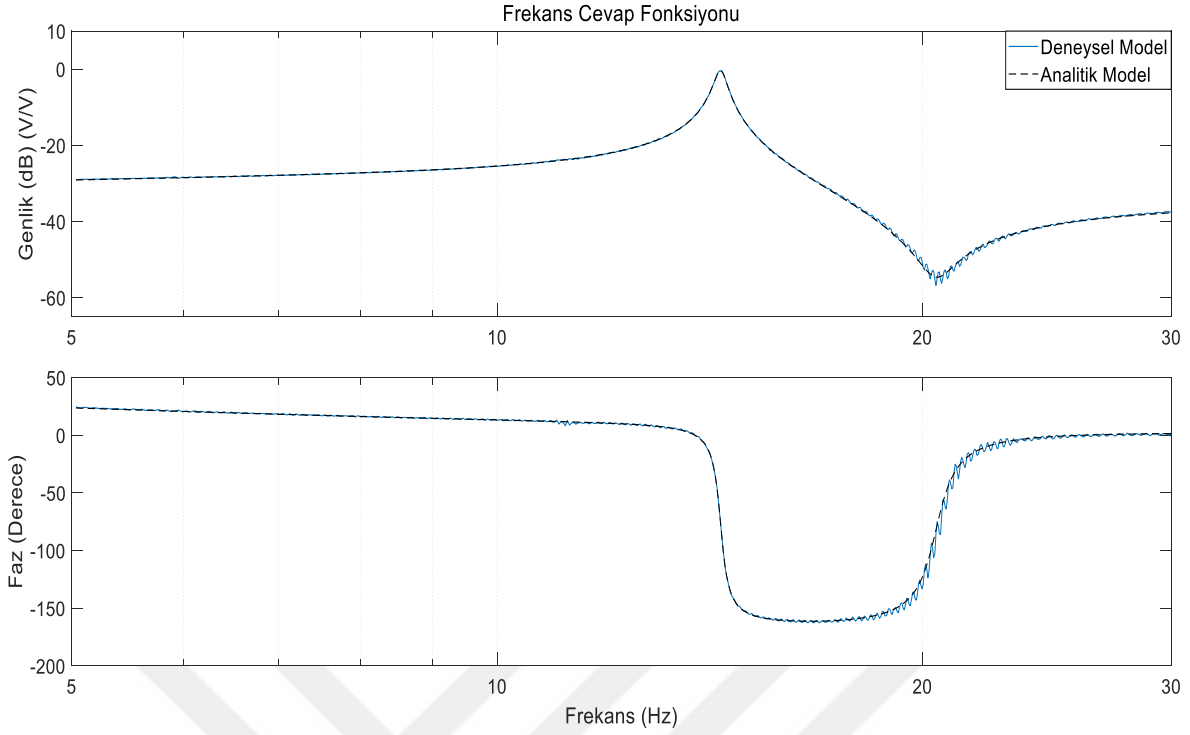
İkinci kontrolcü olarak LPV model tabanlı kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü tasarlanmıştır. Daha sonra tasarlanan kontrolcünün performansını gözlemlemek için simülasyon ortamında hem zaman hem de frekans alanında analizler yapılmıştır. Bunu takiben, zaman alanında serbest ve zorlanmış titreşimler için akıllı kirişin kapalı döngü davranışını gözlemlemek için deneyler yapılmıştır. Ayrıca kapalı döngü sisteminde FRF deneysel olarak elde edilmiş ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırılmıştır. Bu işlemler tüm sistem varyasyonları için gerçekleştirilmiştir.

4.2 PID Kontrolcü Tasarımı

Daha önce servo mekanizma kolunun 3. durum (0°) için elde edilen durum-uzay modelinin transfer fonksiyonu Denklem 4.1’de verilmiştir.

$$G_p(s) = \frac{N_p(s)}{D_p(s)} = \frac{0.0169s^2 + 0.4183s + 283.0299}{s^2 + 1.6754s + 8175.1} \quad (4.1)$$

Şekil 4.1, akıllı kirişin deneysel ve uyarlanmış analitik frekans cevap fonksiyonunu göstermektedir. Buna göre, uyarlanmış ikinci dereceden transfer fonksiyonunun, özellikle rezonans bölgesinde büyük bir hassasiyetle uyduğu görülmektedir.



Şekil 4.1: Akıllı kırıının deneysel ve analitik modellerinin frekans cevabı.

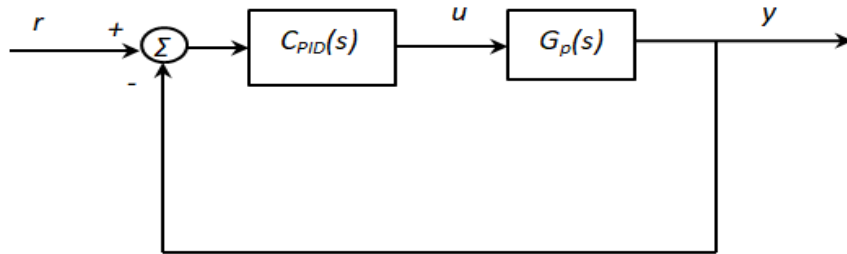
Akıllı kırıının transfer fonksiyonu anti-rezonans dinamikleri göz ardı edilerek aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$G_P(s) = \frac{N_P(s)}{D_P(s)} e^{-\tau s} = \frac{1}{s^2 + 1.6754s + 8175.1} e^{-0.01s} \quad (4.2)$$

Buradaki zaman gecikmesi 0.01 s alınmıştır. $C_{PID}(s)$ PID kontrolcünün transfer fonksiyonunu temsil edip Denklem 4.3'te gösterilmiştir.

$$C_{PID}(s) = \frac{N_{PID}}{D_{PID}} = \frac{k_p s + k_d s^2 + k_i}{s} \quad (4.3)$$

PID kontrol sistemi Şekil 4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 4.2 : PID kontrol sistemi.

Kapalı çevrimdeki karakteristik formülasyon (4) Denklem 4.4'te verilmiştir.

$$\Delta(s) = D_P(s)D_{PID}(s) + N_P(s)N_{PID}(s)e^{-\tau s} = 0 \quad (4.4)$$

Tasarımda, ilk olarak, kapalı döngü için C_{PID} 'nin kararlı yapıcı parametreleri hesaplanmıştır. Bu şekilde kararlılık bölgesi, k_p - k_i düzleminde türev kazancı k_d 'ye göre grafiksel olarak belirlenmiştir. Bu amaçla, Denklem 4.5, Denklem 4.4'te yerine yazılırsa Denklem 4.6 elde edilir.

$$s = j\omega, e^{-\tau s} = \cos(\tau\omega) - j \sin(\tau\omega) \quad (4.5)$$

$$\Delta(j\omega) = D_P(j\omega)D_{PID}(j\omega) + N_P(j\omega)N_{PID}(j\omega)(\cos(\tau\omega) - j \sin(\tau\omega)) = 0 \quad (4.6)$$

Denklem 4.6 gerçekte ve sanal kısımları ayrıştırılırsa Denklem 4.7 elde edilir.

$$\Delta = R_\Delta + jI_\Delta = 0 \quad (4.7)$$

Burada R_Δ ve I_Δ ; k_p , k_i , k_d ve ω fonksiyonudur. Gerçek ve hayali kısımları Δ sıfıra eşitleyerek, üç bilinmeyen parametreye (k_p , k_i ve k_d) sahip iki denklem elde edilir (Denklem 4.8). Bu denklem sistemi, türev kazancı k_d için çözülebilir.

$$\begin{aligned} R_\Delta(k_p, k_d, k_i, \omega) &= 0 \\ I_\Delta(k_p, k_d, k_i, \omega) &= 0 \end{aligned} \quad (4.8)$$

Denklem sisteminin farklı k_d değerleri için frekansa (ω) bağlı olarak çözülmesi ve elde edilen k_p ve k_i parametrelerinin k_p - k_i düzleminde çizilmesiyle, kararlılık bölgesi belirlenir. Ayrıntılar Onat ve diğ. (2012) ve Onat (2013) tarafından yapılan çalışmalarda mevcuttur.

4.2.1 Ağırlıklı geometrik merkez metodu

Denklem 4.8'i sağlayan birden fazla gerçekte ω değeri var ise, frekans ekseninde sonlu sayıda bölüme ayrılabilir ve her bölüm test edilerek kararlılık bölgesi hesaplanabilir.

Türev kazancına k_d bağlı olarak, kontrolcü parametrelerinin k_p - k_i düzleminde kararlı olmasını sağlayan bölgenin genişlemesini maksimize eden k_{dC} değeri seçilmiştir (Ozyetkin ve diğ., 2018). Maksimum kararlı alanının ağırlıklı geometrik merkezini hesaplayarak k_p ve k_i parametreleri de belirlenir. Maksimize edilmiş kararlılık bölgesinin ağırlıklı geometrik merkezinin koordinatları (k_{pC} ve k_{iC}) Denklem 4.9 ve Denklem 4.10'da verilmiştir.

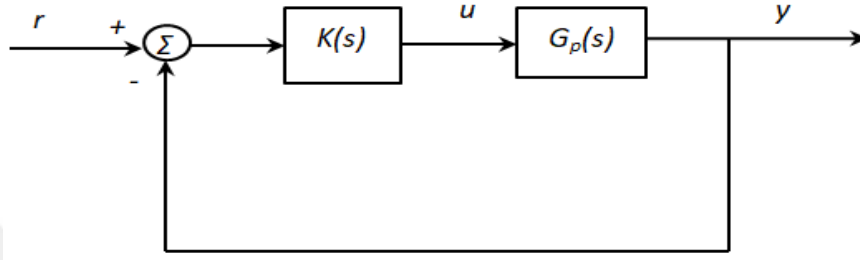
Burada k_{pm} , yatay eksene (k_p eksenine) göre denge bölgesinin sınır eğrisini oluşturan noktaların koordinatlarını gösterir ve k_{im} dikey eksene (k_i eksenine) göre koordinatları gösterir.

$$k_{pC} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^n k_{pm} \quad (4.9)$$

$$k_{iC} = \frac{1}{2n} \sum_{m=1}^n k_{im} \quad (4.10)$$

PID kontrol parametreleri belirlendikten sonra, önerilen prosedürün ilk aşamasında ihmal edilmiş akıllı girişin anti-rezonans dinamiği Denklem 4.11'deki gibi dikkate alınır. Burada k kontrolcü kazancıdır. Şekil 4.3'te gerçek zamanlı kapalı çevrim sistemin blok diyagramı verilmiştir.

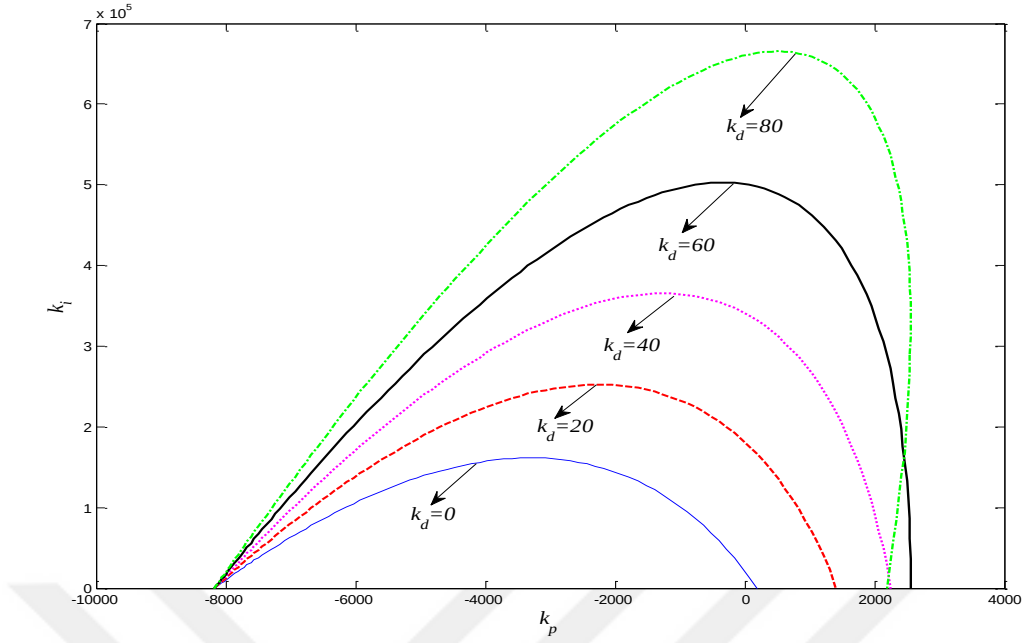
$$K(s) = k \frac{C_{PID}(s)}{A(s)} \quad (4.11)$$



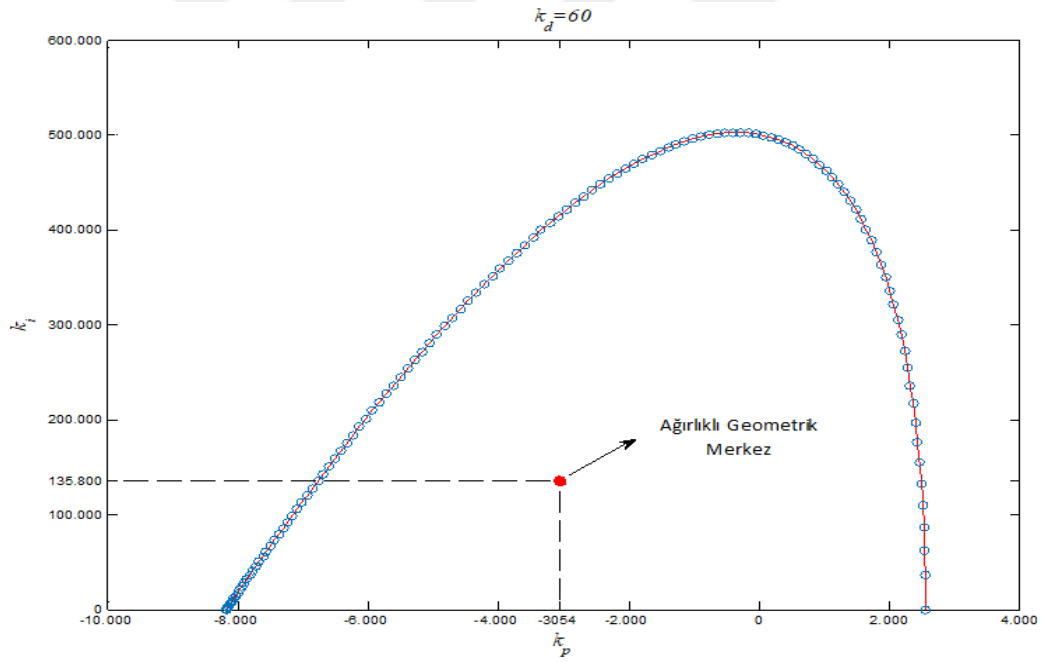
Şekil 4.3 : Gerçek zamanlı kapalı çevrim sistemi.

Önerilen tasarım prosedürü Denklem 4.1'de verilen akıllı giriş modeli dikkate alınarak yürütülürse, $\tau = 0.01$ s gecikme zamanı, kontrolcü parametrelerinin türev kazancı k_d 'ye bağlı kılan kararlılık bölgesi Şekil 4.4'teki gibi elde edilmiştir.

Ozyetkin ve diğ. (2018) yatay eksen (k_p eksen) boyunca türev kazanımının kararlılık bölgesini maksimize eden k_d değerinin ve karşılık gelen kararlılık bölgesinin ağırlıklı geometrik merkez parametrelerinin daha iyi performans sağladığını göstermişlerdir. Türev kazancın $k_d=60$ değeri aşıldığında, kararlılık bölgesinin yatay eksene göre daraldığı görülmektedir. Bunun için, türev kazancının değeri $k_d=60$ olarak seçilmiştir. $k_d=60$ için kararlılık bölgesi ve ağırlıklı geometrik merkezi Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.4 : Türevsel kazançla göre kararlı kılan kontrolcü parametreleri bölgeleri.



Şekil 4.5 : $K_d=60$ için kararlı kılan k_p - k_i kontrolcü parametreleri bölgesi ve onun ağırlıklı geometrik merkezi.

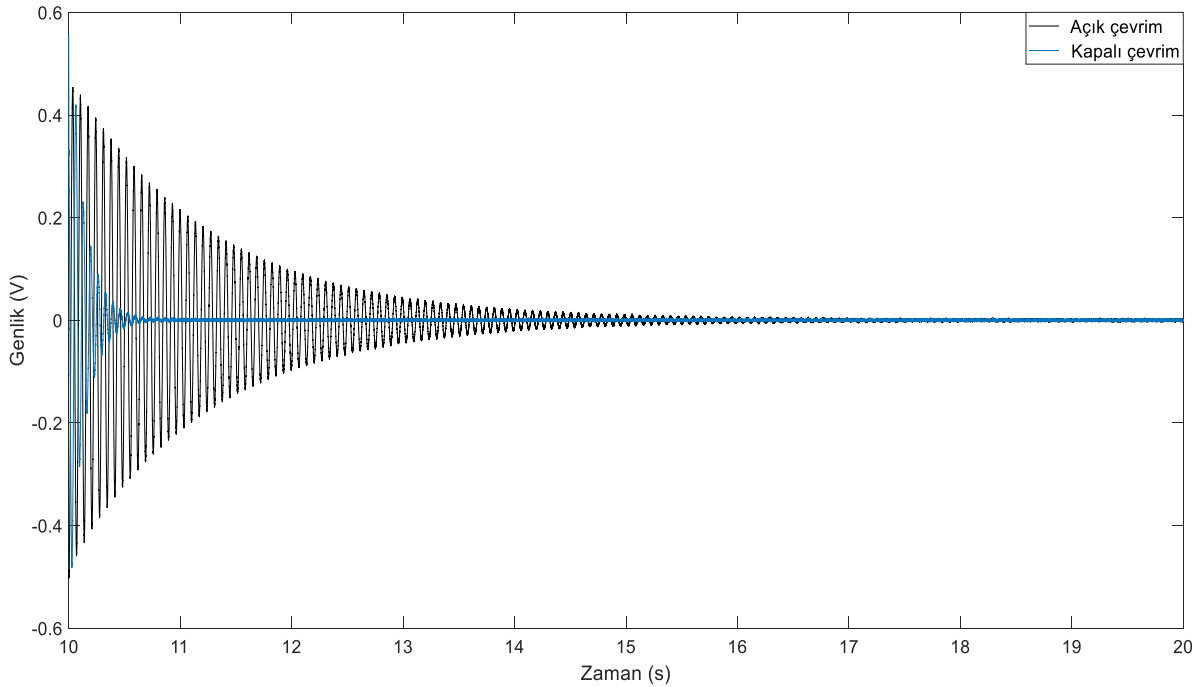
Buna göre, önerilen kontrolcünün parametreleri $k_p = -3054$, $k_i = 135800$ ve $k_d = 60$ olarak hesaplanmıştır. Tasarlanan kontrolcünün transfer fonksiyonu Denklem 4.12’de verilmiştir.

$$K(s) = \frac{k_p s + k_d s^2 + k_i}{s A(s)} = \frac{-3054s + 60s^2 + 135800}{s (0.0169s^2 + 0.4183s + 283.0299)} \quad (4.12)$$

Bu bölgenin ağırlıklı geometrik merkez noktası, sınır noktalarının koordinatları kullanılarak hesaplanır. AGM yönteminin diğer yöntemlere göre üstünlüğü (örneğin; Ziegler-Nichols ayarı, Astrom-Hagglund otomatik ayarı) herhangi bir optimizasyon olmadan kontrol parametrelerinin sayısal olarak hesaplamasıdır.

4.3 PID Kontrol Uygulaması (DeneySEL)

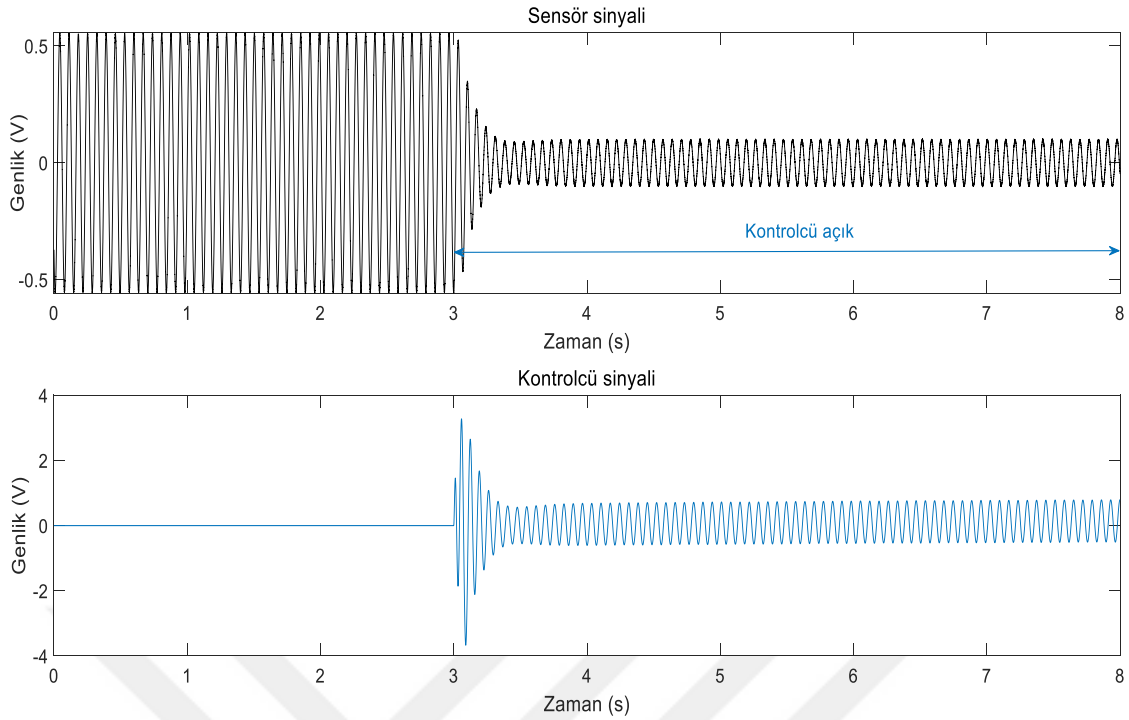
Şekil 4.6, serbest titreşim durumunda akıllı kirişin deneysel tepkisini göstermektedir. İlgili şekilden açık döngü sistemi için oturma zamanını süresinin yaklaşık 6.5 saniye olduğu kolayca görülebilir. Öte yandan, önerilen PID kontrolcü yaklaşık 0.8 saniyelik bir oturma süresiyle akıllı kirişin serbest titreşimlerini bastırmayı başarmıştır.



Şekil 4.6 : Serbest titreşimde PID kontrolcü performansı.

Şekil 4.7, birinci rezonans frekansında zorlanmış titreşim durumunda akıllı kirişin deneysel tepkisini göstermektedir. Deneyde önerilen kontrolcü 3. saniyede aktif hale getirilmiştir. PID kontrolcünün zorlanmış titreşim bastırma performansı Denklem 4.13 kullanılarak ilgili şekilden de görülebileceği üzere yaklaşık % 82'dir. Dolayısıyla, tasarlanan kontrolcünün akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşimini bastırmada etkili olduğunu kanıtlamaktadır.

$$\text{Bastırma oranı} = \frac{[\text{Açık çevrim genliği}]_{\max} - [\text{Kapalı çevrim genliği}]_{\max}}{[\text{Açık çevrim genliği}]_{\max}} * 100 \quad (4.13)$$



Şekil 4.7 : Zorlanmış titreşimde PID kontrolcü performansı.

4.4 LPV Modelin Kurulumu

Hedef sisteme uygulanmak üzere kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü tasarlamak için, öncelikle modelin bir adet programlama parametresine sahip olduğu varsayımı altında bir LPV model oluşturulmuştur. Bu parametre servo motor kol mekanizmasının açısıdır.

Parametre değişkenli giriş durum uzay modeli, Denklem 4.14'teki gibi genel formda verilebilir. Burada belirtilen ρ değişkeni, servo kolunun pozisyon açısıdır.

$$A(\rho) = \begin{bmatrix} -\rho_1(\rho) & -\rho_2(\rho) \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C(\rho) = [\rho_3(\rho) \quad \rho_4(\rho)], D(\rho) = [\rho_5(\rho)] \quad (4.14)$$

Buna göre, durum uzayı modelinde beş parametre ($\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4$ ve ρ_5) servo kolunun konumu ile birlikte değişir.

3. Bölümde Denklem (3.1-3.5)'te deneysel modelleri verilen servo kol pozisyonuna göre $\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4$ ve ρ_5 parametrelerinin varyasyonları Şekil 4.8'de gösterilmektedir.

Burada $\rho_1, \rho_2, \rho_3, \rho_4$ ve ρ_5 sistem parametrelerinin, servo kol konumu ρ ve Denklemler (4.15-4.19)'de verilen ilişkiler ile büyük bir hassasiyetle doğrusal olarak değiştiği gözlenmektedir. Ayrıca Çizelge 4.1'de özetlenmiştir.

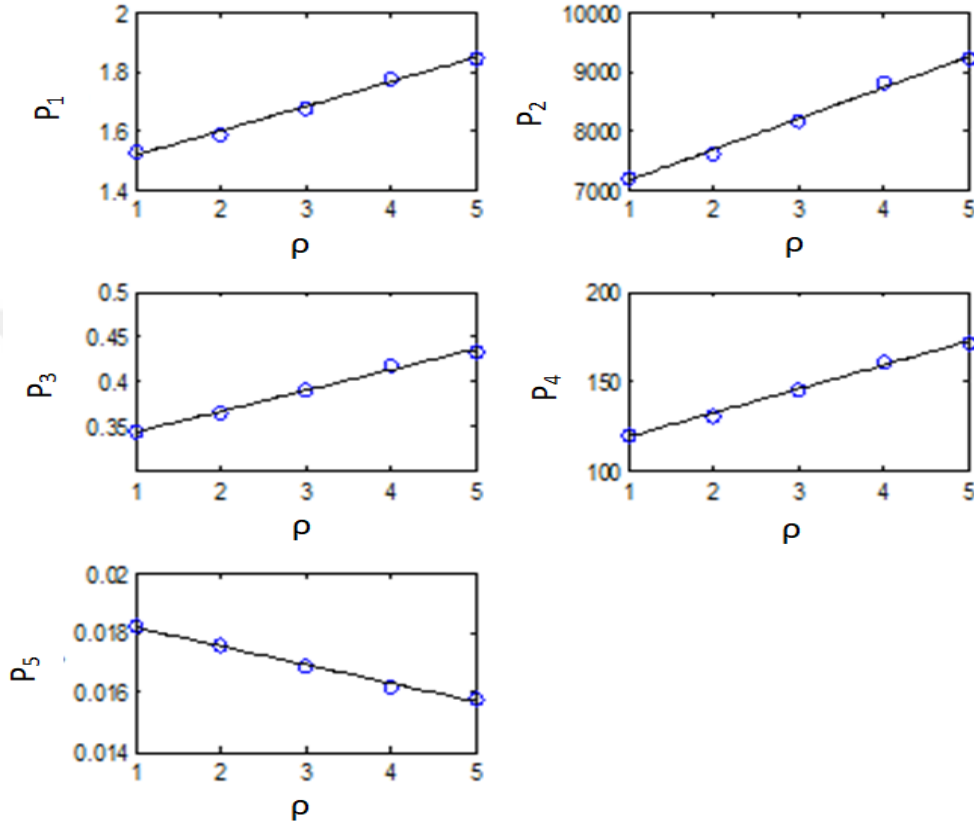
$$\rho_1(\rho) = 0.08317\rho + 1.432 \quad (4.15)$$

$$\rho_2(\rho) = 523.9\rho + 6626 \quad (4.16)$$

$$\rho_3(\rho) = 0.02327\rho + 0.3198 \quad (4.17)$$

$$\rho_4(\rho) = 13.32\rho + 105.7 \quad (4.18)$$

$$\rho_5(\rho) = -0.00062\rho + 0.0188 \quad (4.19)$$



Şekil 4.8 : Servo kol pozisyonu (ρ) ile deneysel durum-uzay modeli parametrelerinin değişimi.

Çizelge 4.1 : Sistem parametrelerinin ρ , regresyon katsayıları ile ilişkisi.

	Regresyon katsayısı (R^2)
$\rho_1(\rho) = 0.08317\rho + 1.432$	0.9931
$\rho_2(\rho) = 523.9\rho + 6626$	0.9951
$\rho_3(\rho) = 0.02327\rho + 0.3198$	0.9944
$\rho_4(\rho) = 13.32\rho + 105.7$	0.9950
$\rho_5(\rho) = -0.00062\rho + 0.0188$	0.9928

Denklemler (4.15-4.19), Denklem 4.14'e uyarlandığı zaman Denklem 4.20 elde edilir.

$$A(\rho) = \begin{bmatrix} -0.08317\rho - 1.432 & -523.9\rho - 6626 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$C(\rho) = [0.02327\rho + 0.3198 \quad 13.32\rho + 105.7], D(\rho) = [-0.00062\rho + 0.0188] \quad (4.20)$$

ρ ile birlikte doğrusal (lineer) durum-uzay modeli düşünüldüğünde, sistemin LPV modeli aşağıdaki şekilde yapılandırılabilir (Denklem 4.21-4.24).

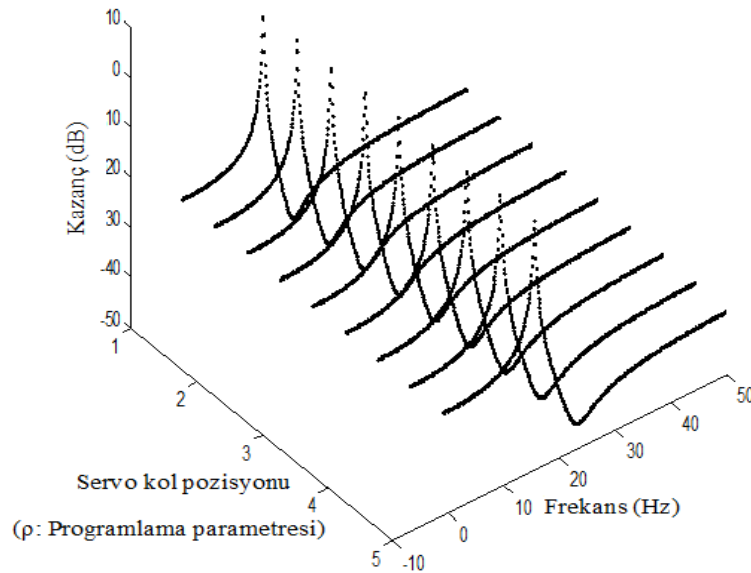
$$A(\rho) = A_0 + \rho A_1 \quad (4.21)$$

$$B = B_0 \quad (4.22)$$

$$C(\rho) = C_0 + \rho C_1 \quad (4.23)$$

$$D(\rho) = D_0 + \rho D_1 \quad (4.24)$$

A_0 , B_0 , C_0 ve D_0 matrisleri, sistem denklemlerinin programlama parametrelerine bağlı olmayan sabit matrislerdir. A_1 , B_1 , C_1 ve D_1 ise programlama parametresiyle ilişkili matrislerdir. Kirişin parametre değişkenli LPV modelinin açık döngü frekans yanıtı Şekil 4.9'da verilmiştir. Rezonans ve anti-rezonans frekansları servo kol konumunun (1-5) sırasıyla [14.3-16.0] Hz ve [15.0-22.0] Hz frekans aralığında olduğu görülmektedir.



Şekil 4.9 : Parametre değişkenli kirişin açık döngü frekans yanıtı.

4.5 LPV Kontrolcünün Tasarımı

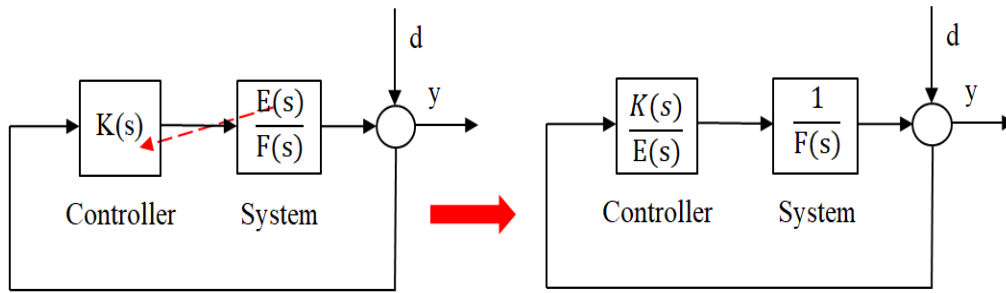
Elde edilen LPV modelinin C ve D matrisleri değişken parametreler içermektedir. LPV modeline dayalı kazanç programlama kontrolcü tasarım metodolojisini uygulamak için, bu matrisleri yaklaşık olarak uygun değerde sabit tutmak (Onat ve diğ, 2007) veya kontrolcü hesaplandıktan sonra transfer fonksiyonun pay kısmındaki polinomu hesaba katmadan kontrolcünün payda kısmını dikkate almak gerekir. Çalışmadan C ve D matrislerinin uç değerlerinin ortalaması alınmıştır (Onat ve diğ, 2007). İkinci yöntem kutup-sıfır iptal

manipölasyonudur ve önerilen kontrol tasarımı, ikinci yöntem olan sabit C ve D matrisleri ile kullanılmıştır.

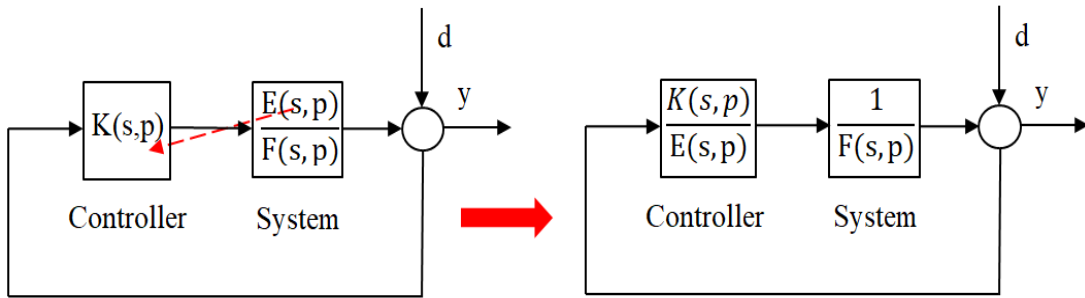
Not: Servo kolun ilk pozisyonu için deneysel olarak elde edilen sistem durum-uzay modeli Denklem 3.1’de verilmişti. Bu denklemin transfer fonksiyonu Akın (2015) tarafından yapılan çalışmada da verildiği gibi Denklem 4.25’te sunulmaktadır.

$$G(s) = \frac{E_1(s)}{F_1(s)} = \frac{0.0182s^2 + 0.3710s + 251.1245}{s^2 + 1.5255s + 7193.2} \quad (4.25)$$

Manipölasyon işlemi, Şekil 4.10’da LTI sistemleri için temel kontrol blok diyagramı gösterilmiştir. Burada K(s) kontrolcü transfer fonksiyonunu ifade eder. E(s) ve F(s), sırasıyla sistem transfer fonksiyonunun pay ve payda kısmıdır. Kapalı devre sistemlerin tamamen birbirine eşdeğer olduğu görölmektedir. Şekil 4.11’de gösterildiği gibi LPV sistemleri için aynı manipölasyon gerçekleştirilebilir.



Şekil 4.10 : LTI eşdeğer sistemler için manipölasyon.



Şekil 4.11: LPV sistemler için manipölasyon.

Bu manipölasyon süreci veya Onat ve diğ. (2007) tarafından önerilen yaklaşım LPV tabanlı denetleyici tasarımı için bir tercih değildir ancak C ve D matrislerinin sabit olması gerektiğinden bir zorunluluktur. Önerilen kontrolcü tasarımı iki adımda gerçekleştirilmiştir. İlk adım, LPV modelini pay kısmının ihmal edildiği (yani C ve D matrislerinin sabitlenmesi) deneysel model üzerinde tasarlanması ve daha sonra kazanç programlama kontrolcünün hesaplanmasıdır. İkinci adım, kontrolcü dinamiklerinin payda kısmında tasarımın ilk

aşamasında ihmal edilen sistem modelindeki pay polinomunun dinamiklerini dikkate almaktır. Bu amaçla kontrolcü tasarımının ilk aşamasında, farklı servo kolu konumları için manipüle edilmiş durum değişken alanının formu Denklemler (4.26-4.30)'da gösterildiği gibi elde edilmiştir.

$$A_{Gm1} = \begin{bmatrix} -1.5255 & -7193.2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Gm1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{Gm1} = [0 \quad 1], D_{Gm1} = [0] \quad (4.26)$$

$$A_{Gm2} = \begin{bmatrix} -1.584 & -7604.7 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Gm2} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{Gm2} = [0 \quad 1], D_{Gm2} = [0] \quad (4.27)$$

$$A_{Gm3} = \begin{bmatrix} -1.675 & -8175.1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Gm3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{Gm3} = [0 \quad 1], D_{Gm3} = [0] \quad (4.28)$$

$$A_{Gm4} = \begin{bmatrix} -1.7759 & -8796.6 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Gm4} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{Gm4} = [0 \quad 1], D_{Gm4} = [0] \quad (4.29)$$

$$A_{Gm5} = \begin{bmatrix} -1.8454 & -9216.7 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_{Gm5} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_{Gm5} = [0 \quad 1], D_{Gm5} = [0] \quad (4.30)$$

Önerilen manipülasyon işlemiyle, A ve B matrisleri aynı kalır. C ve D matrisleri sabittir. Buna göre, sistem matrisi A'daki sadece iki parametre ρ_1 ve ρ_2 , servo kol konumu ρ ile değişir. ρ_1 ve ρ_2 'nin ρ ile değişimi daha önce Denklem 4.15 ve Denklem 4.16'da verilmiştir.

Değişken parametrelili kirisin manipüle edilmiş durum-uzay modeli Denklem 4.31'deki gibi genel formda verilebilir. Buradaki A_m , B_m , C_m ve D_m sistem matrisleridir.

$$A_m(\rho) = \begin{bmatrix} -\rho_1(\rho) & -\rho_2(\rho) \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, C_m = [0 \quad 1], D_m = [0] \quad (4.31)$$

Dolayısıyla Denklem 4.15 ve Denklem 4.16 genel form denklemine uyarlanırsa Denklem 4.32 elde edilir.

$$\tilde{A}(\rho) = \begin{bmatrix} -0.08317\rho-1.432 & -523.9\rho-6626 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \tilde{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \tilde{C} = [0 \quad 1], \tilde{D} = [0] \quad (4.32)$$

Programlama parametresi (ρ :servo kol konumu) ile birlikte manipüle edilmiş doğrusal durum-uzay modeli göz önüne alındığında, sistemin LPV modeli Denklem (4.33-4.36) kazanç programlamalı kontrolcü tasarımı için kolayca yapılandırılabilir.

$$\tilde{A} = \tilde{A}_0 + \rho\tilde{A}_1 \quad (4.33)$$

$$\tilde{B}_u = \tilde{B}_w = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\tilde{C}_e = \tilde{C}_y = [0 \quad 1] \quad (4.35)$$

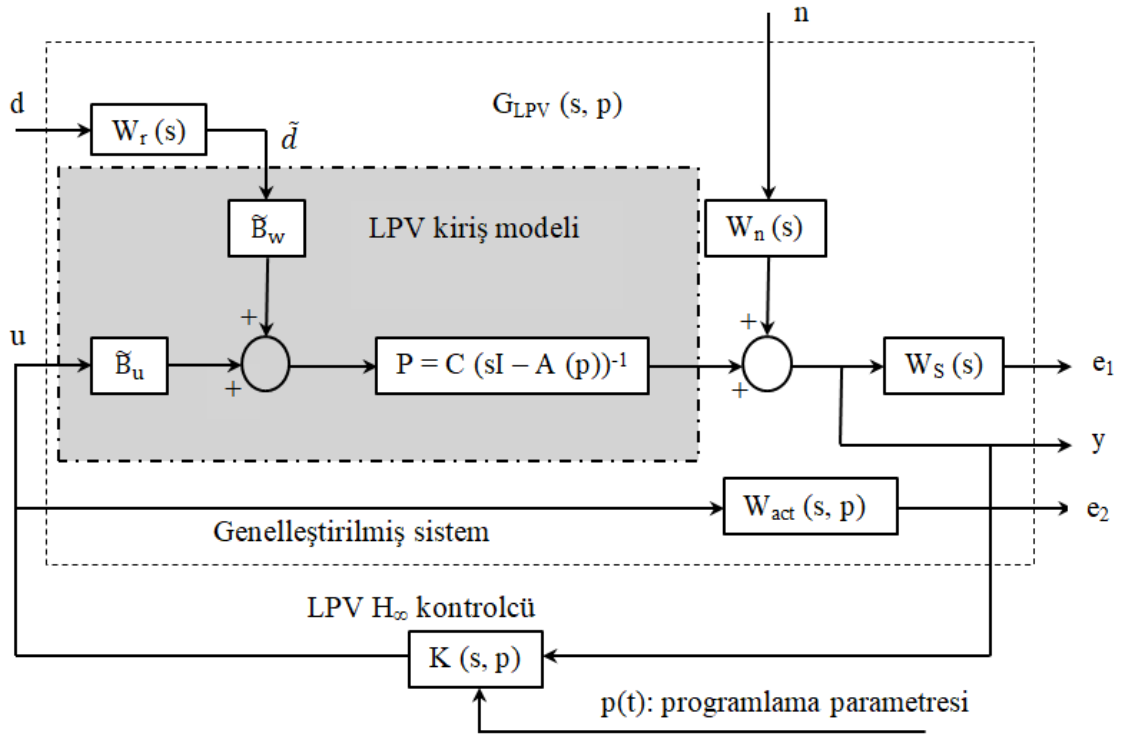
$$\tilde{D}_{ew} = \tilde{D}_{eu} = \tilde{D}_{yw} = \tilde{D}_{yu} = [0] \quad (4.36)$$

Burada $\tilde{A}$ sistem matrisi, $\tilde{B}_u$ kontrol giriş matrisi, $\tilde{B}_w$ bozucu giriş matrisi, $\tilde{C}_e$ performans çıkış matrisi, $\tilde{C}_y$ ölçüm matrisi, $\tilde{D}_{ew}$ performans çıkışı için kol pozisyon giriş ölçüm matrisi, $\tilde{D}_{eu}$ performans çıkışı için kontrol giriş matrisi ve $\tilde{D}_{yu}$ ölçümler için kontrol giriş matrisini ifade etmektedir. $\tilde{A}_0$ matrisi, sistem matrisinin programlama parametrelerine bağlı olmayan sabit kısmıdır ve Denklem 4.37’de verilmiştir. $\tilde{A}_1$ matrisi ise programlama parametresiyle ilişkili matristir ve Denklem 4.38’de verilmiştir.

$$\tilde{A}_0 = \begin{bmatrix} -1.432 & -6626 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$\tilde{A}_1 = \begin{bmatrix} -0.08317 & -523.9 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

Şekil 4.12’de genelleştirilmiş sistem verilmektedir. Burada e_1 ve e_2 performans çıktılarıdır. Bu çıktılar için kapalı döngü performansı (y) ve kontrol sinyalinin (u) sınırlaması ile ilgili sırasıyla W_s ve W_{act} ile ifade edilen iki çıkış ağırlık filtresi entegre edilir. Titreşime neden olan dış bozucu ile ilişkilendirilmek üzere seçilen dinamik ölçekleme ağırlık filtresi W_r olarak alınır. Son olarak, sensör gürültüsüne atanan statik ağırlık filtresi W_n olarak ifade edilir. Bu filtreler sırasıyla Denklem (4.39-4.42)’de verilmektedir.



Şekil 4.12 : Genelleştirilmiş sistem.

$$W_s(s) = \frac{120s}{s^2 + 120s + 14400} \quad (4.39)$$

$$W_{act}(s) = \frac{6s}{s^2 + 120s + 14400} \quad (4.40)$$

$$W_r(s) = \frac{3760}{s + 80} \quad (4.41)$$

$$W_n(s) = \frac{120s}{s^2 + 120s + 14400} \quad (4.42)$$

Genelleştirilmiş sistem ve kontrolcünün durum-uzay sunumu sırasıyla Denklem 4.43 ve Denklem 4.44'te verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ e(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{A}(\rho(t)) & \tilde{B}_w & \tilde{B}_u \\ \tilde{C}_e(\rho(t)) & \tilde{D}_{ew} & \tilde{D}_{eu} \\ \tilde{C}_y & \tilde{D}_{yw} & \tilde{D}_{yu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ d(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_K \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_K(\rho(t)) & B_K(\rho(t)) \\ C_K(\rho(t)) & D_K(\rho(t)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_K \\ y \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

Burada $x_K(t)$ durum vektörü, $u(t)$ kontrol vektörü, $y(t)$ ölçüm vektörü, $e(t)$ performans çıkış vektörü ve $d(t)$ ise bozucuyu ifade etmektedir.

Denklem 4.43'te tek matrislerin programlama vektörü ρ ile ilişkili olan A ve $\tilde{C}_e$ 'dir. Kuadratik LPV- γ problemi parametre değişimli $A_K(\rho)$, $B_K(\rho)$, $C_K(\rho)$ and $D_K(\rho)$ kontrolcü matrislerini bulmaktır. Dolayısıyla sırasıyla $(m \times m)$, $(m \times n_y)$, $(n_u \times m)$ ve $(n_u \times n_y)$ boyutlarında olan $A_K(\rho)$, $B_K(\rho)$, $C_K(\rho)$ and $D_K(\rho)$ kontrolcü matrislerini ve γ 'nın minimum değerini bulmak için çözülür. Böylece kapalı döngü sistemi sabit olur ve d 'den e 'ye transfer fonksiyonunun indüklenen normu L_2 , tüm $\rho(t) \in \Gamma$ değerleri için γ 'den düşük kalır.

Burada m , kontrolcü durum vektörünün boyutudur, n sistem durum uzayının boyutudur, n_y ölçüm boşluğunun boyutudur ve n_u , kontrol boşluğunun boyutudur. Bu problem, yalnızca $(n + m) \times (m + n)$ boyutunda ortak bir simetrik $W > 0$ varsa öyle ki Denklem 4.45 tüm $\rho(t) \in \Gamma$ için geçerli olacak şekilde mümkündür.

$$\begin{bmatrix} A_{cli}^T(\rho)W + WA_{cli}(\rho) & WB_{cli}(\rho) & \gamma^{-1}B_{cli}^T(\rho) \\ B_{cli}^T(\rho)W & -I & \gamma^{-1}D_{cli}^T(\rho) \\ \gamma^{-1}C_{cli}(\rho) & \gamma^{-1}D_{cli}(\rho) & -I \end{bmatrix} < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (4.45)$$

Burada $\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_r$; köşelerinin dışbükey politopu Γ 'dir ve Denklem 4.46'da gösterilmiştir.

$$\Gamma = \{ \sum_{i=1}^r \lambda_i \Gamma_i : \lambda_i \geq 0; \sum_{i=1}^r \lambda_i = 1 \} \quad (4.46)$$

A_{cli} , B_{cli} , C_{cli} ve D_{cli} i'ninci tepe noktasındaki kapalı döngü sistem matrisleridir. I ise (2×2) boyutunda birim matrislerdir. Denklem 4.45'te her bir tepe noktada $W > 0$ için ortak bir simetrik nokta bulunması ile $(\Gamma_i | i = 1, \dots, r)$ 'in, ortak simetrik matrisler olan $R > 0$ ve $S > 0$ takip etmek amacıyla indirgenebildiği gösterilebilir (Denklem 4.47-4.49).

$$N_R^T \begin{bmatrix} \tilde{A}_i R + R \tilde{A}_i^T & R \tilde{C}_{ei}^T & \tilde{B}_{wi} \\ * & -\gamma I & \tilde{D}_{ew} \\ * & * & -\gamma I \end{bmatrix} N_R < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (4.47)$$

$$N_S^T \begin{bmatrix} \tilde{A}_i^T S + S \tilde{A}_i & S \tilde{B}_{wi} & \tilde{C}_{ei}^T \\ * & -\gamma I & \tilde{D}_{ew}^T \\ * & * & -\gamma I \end{bmatrix} N_S < 0 \quad i = 1, \dots, r \quad (4.48)$$

$$\begin{bmatrix} R & I \\ I & S \end{bmatrix} \geq 0 \quad (4.49)$$

Burada N_R ve N_S sırasıyla $(\tilde{B}_u^T, \tilde{D}_{eu}^T)$ ve $(\tilde{C}_y, \tilde{D}_{yw})$ 'nin sıfır uzayları için temellerini belirtir. Daha sonra eliminasyon önermesi kullanılarak köşe kontrolcülerin yapılması basittir (Boyd ve diğ., 1994). i. tepe noktasıyla ilişkili kontrolcü Denklem 4.50'de gösterilmektedir.

$$\Omega_i \triangleq \begin{bmatrix} A_{ci} & B_{ci} \\ C_{ci} & D_{ci} \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

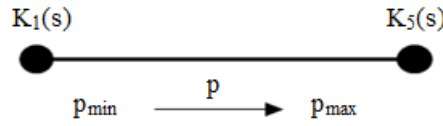
Dolayısıyla herhangi bir $\rho(t) \in \Gamma$ değeri için kontrolcü Denklem 4.51'de gösterilmiştir.

$$\Omega_\rho \triangleq \begin{bmatrix} A_c(\rho) & B_c(\rho) \\ C_c(\rho) & D_c(\rho) \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^r \lambda_i \Omega_i \quad (4.51)$$

Burada $(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r)$ Denklem 4.51'de verilen dışbükey ayrışma probleminin herhangi bir çözümüdür.

Kazanç programlama kontrolcülerini, programlama parametresinin ölçümüne bağlı olarak ortak bir Lyapunov işlevi kullanarak çeşitli çalışma noktaları için önceden hesaplanmış LTI kontrolcülerini arasında geçiş yaparak çalışır. Diğer bir ifadeyle LPV kontrolcü, bütün işletme alanı için tek bir LTI kontrolcü uygulanmasına karşın her bir işletme noktası için ayrı ayrı LTI kontrolcü tasarlamaktan ve işletme şartları (programlama parametreleri) değiştiği zaman bu kontrolcüler arasında anahtarlama yapmaktan ibarettir. Bu kontrol probleminde bir adet programlama parametresi olduğu, dolayısıyla köşe sayısı 2 olduğu varsayılmaktadır. Diğer bir ifadeyle iki köşe kontrolcü vardır. Köşe kontrolcülerinin transfer fonksiyonları $K_1(s)$ ve $K_5(s)$ 'dir. Bu nedenle, iki köşe kontrolcü farklı ρ değerleri için tasarlanmıştır. Şekil 4.13, karşılık gelen politopun ve ilişkili köşe kontrolcülerini göstermektedir. Köşe kontrolcülerini $K_1(s)$ ve $K_5(s)$, sırasıyla servo kolunun birinci ve beşinci konumları için ifade edilen kontrolcülerdir.

ρ 'nin (1-5) aralığında tanımlandığı, $p_{\min}=1$ (servo kolunun $+64^\circ$ konumu) ve $p_{\max}=5$ (servo kolunun -64° konumu) olduğu daha önceki bölümde verilmişti.



Şekil 4.13 : Köşe kontrolcüler ve dışbükey uzayları.

Tasarımın ilk aşamasında, ihmal edilen sistemin sınır konumlarındaki transfer fonksiyonunun pay kısmı (yani $\rho = 1$ ve $\rho = 5$ için) kontrolcü transfer fonksiyonunda uygun şekilde dikkate alındığında tasarım işlemi tamamlanır. Buna göre, hesaplanan köşe kontrolcülerin durum-uzay modelleri (yani $K_1(s)$ ve $K_5(s)$) sırasıyla $(A_{K1}, B_{K1}, C_{K1}, D_{K1})$ ve $(A_{K5}, B_{K5}, C_{K5}, D_{K5})$ 'dir. Kazanç programlama H_∞ kontrolcünün matrisleri $(A_K(\rho), B_K(\rho), C_K(\rho)$ ve $D_K(\rho))$, Denklemler (4.52-4.55)'de gösterilmektedir.

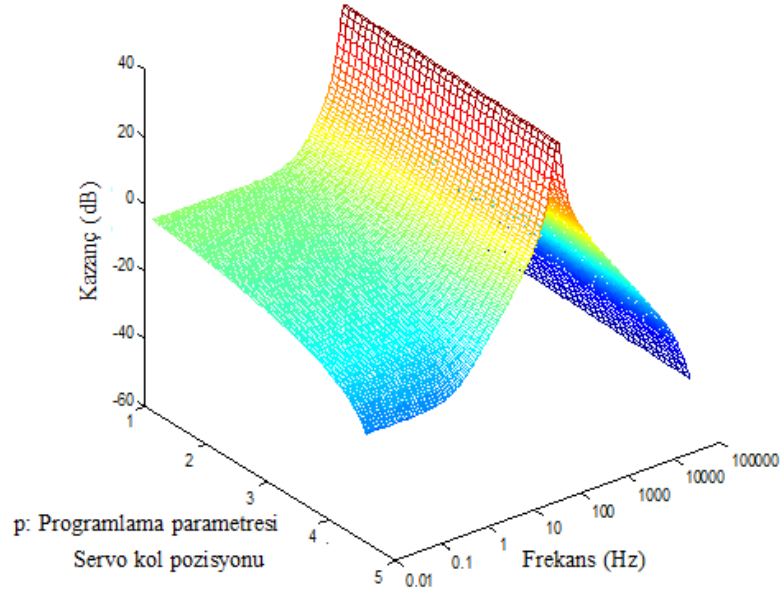
$$A_K(\rho) = A_{K1} + \frac{\rho - \rho_{\min}}{\rho_{\max} - \rho_{\min}} (A_{K5} - A_{K1}) \quad (4.52)$$

$$B_K(\rho) = B_{K1} + \frac{\rho - \rho_{\min}}{\rho_{\max} - \rho_{\min}} (B_{K5} - B_{K1}) \quad (4.53)$$

$$C_K(\rho) = C_{K1} + \frac{\rho - \rho_{\min}}{\rho_{\max} - \rho_{\min}} (C_{K5} - C_{K1}) \quad (4.54)$$

$$D_K(\rho) = D_{K1} + \frac{\rho - \rho_{\min}}{\rho_{\max} - \rho_{\min}} (D_{K5} - D_{K1}) \quad (4.55)$$

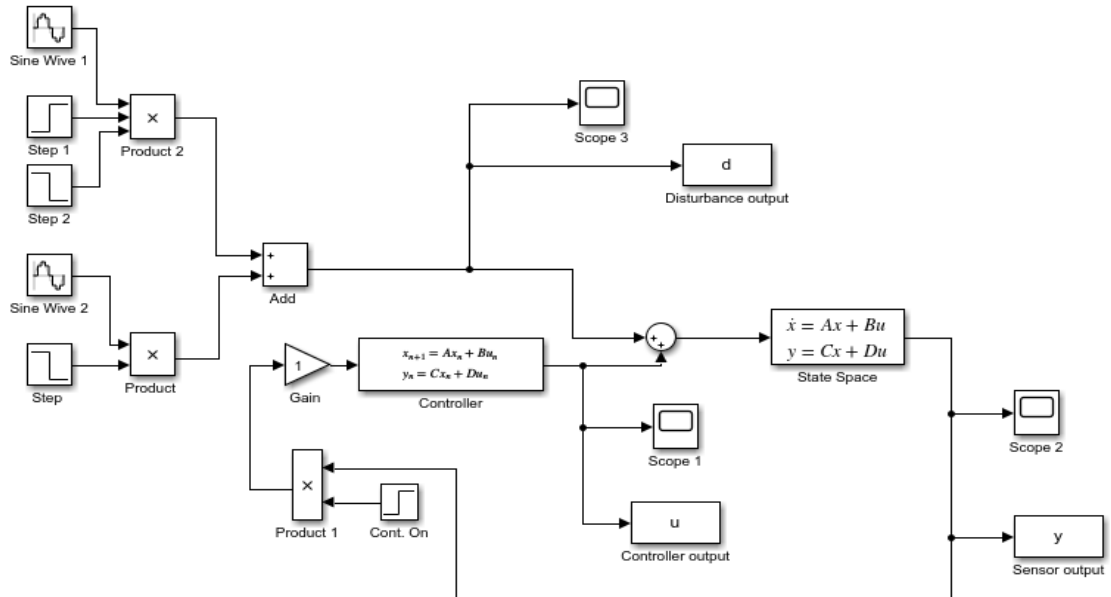
Kazanç programlama ile tasarlanmış H_∞ kontrolcünün programlama parametresine ρ bağımlı frekans cevabı Şekil 4.14'te verilmiştir. Kontrolcü kazancı tüm frekans bölgelerinde azalırken kazanç programlama parametresinin arttığı görülmektedir. Kontrolcünün, özellikle sistemin rezonans frekansı çevresindeki tüm programlama parametre değerleri için etkili olduğu sonucu elde edilmiştir.



Şekil 4.14 : Kontrolcünün frekans cevabı.

4.6 Simülasyon Çalışmaları

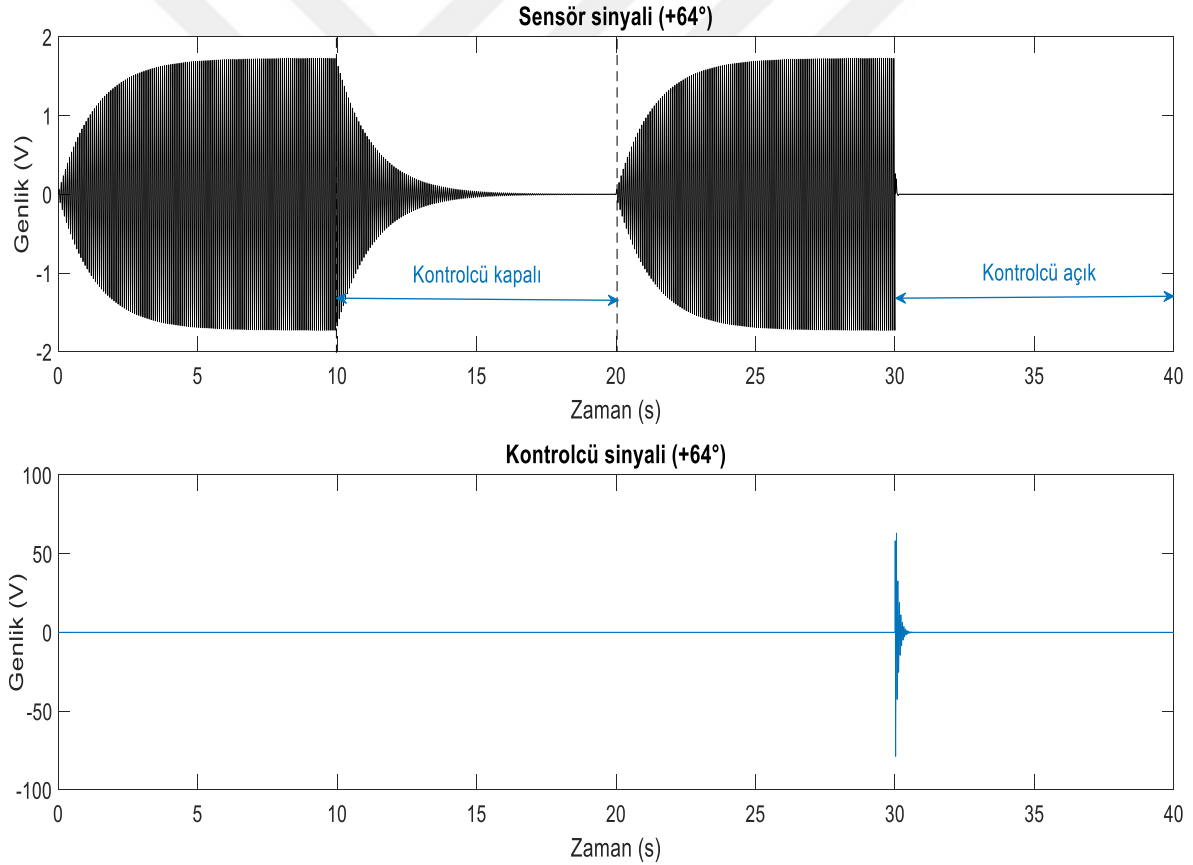
Bu bölümde, tasarlanan kontrolcünün akıllı kiriş üzerinde serbest ve zorlanmış titreşim bastırma performansını analiz etmek için Matlab/Simulink ortamında blok diyagram oluşturularak benzetimsel çalışmalar sunulmuştur. Simülasyon çalışmaları hem zaman hem de frekans alanında yapılmıştır. Şekil 4.15'te serbest titreşimlerin bastırımı için oluşturulan blok diyagram sunulmaktadır.



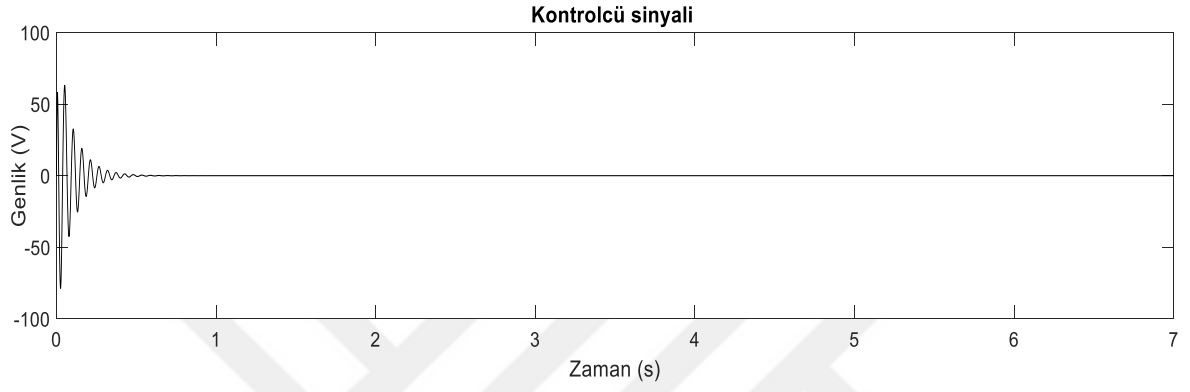
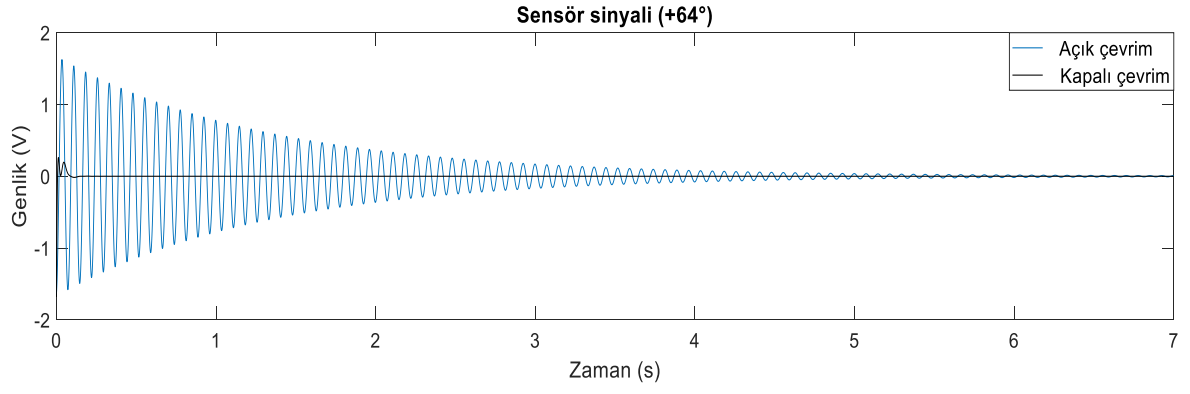
Şekil 4.15 : Serbest titreşim bastırımı için simulink model.

3. bölümde beş farklı servo kol açısına göre elde edilen beş farklı uzay-durum modeli ve daha önce belirlenen köşe kontrolcülere de kazanç programlama ile her bir kol pozisyonu için beş farklı kontrolcü ayırık-zaman dönüşümü uygulanarak sistemde tanıtılarak işlenmiştir.

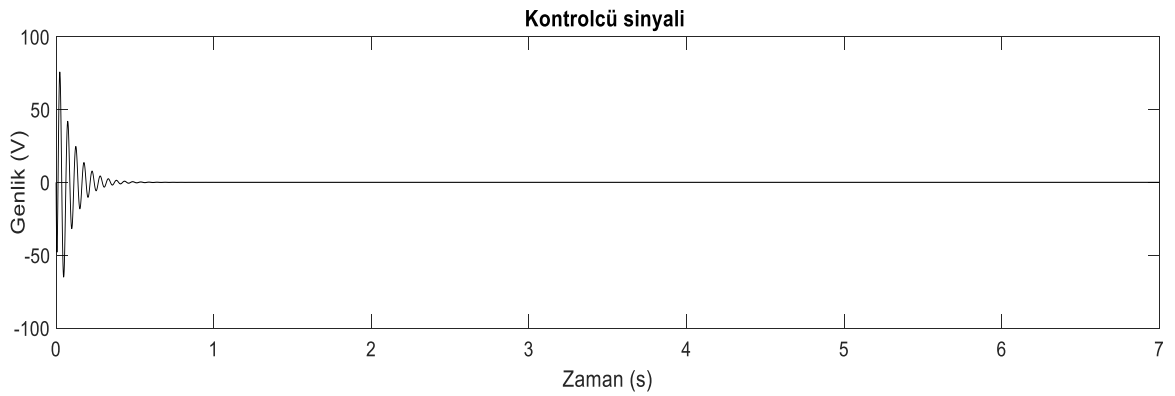
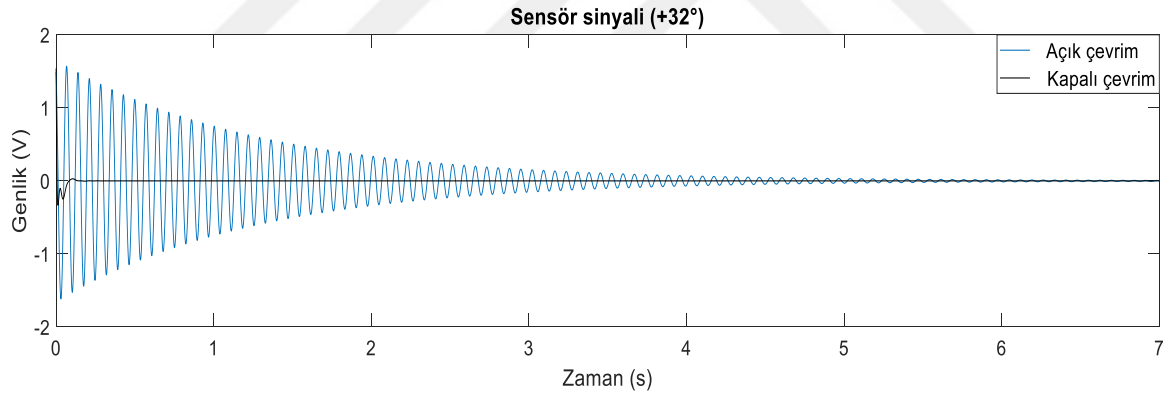
Gerçekleştirilen simülasyon zamanı 40 sn olup, bu sürenin 0-10 sn ve 20-30 sn aralığında sisteme sinüs girişi uygulanmıştır. 10. sn'de sinyal kesildiğinde kontrolcü uygulanmadan girişin serbest titreşimi gerçekleşmiştir. 30 sn'de tekrar sinyal kesilip kontrolcü de devreye girdiğinde giriş kapalı çevrimde serbest titreşim hareketi yapmıştır. Tüm bu sürecin sonucunda elde edilen grafik Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Tüm bu işlemler beş farklı durum için de gerçekleştirilmiş olup, açık çevrim ve kapalı çevrimde serbest titreşim gerçekleştiği zaman aralığı üst üste çizdirilerek Şekiller (4.17-4.21) elde edilmiştir. Grafiklere bakıldığında tüm durumlar için oturma zamanının açık çevrimde yaklaşık 5.3 sn olmasına karşın, kapalı çevrimde bu sürenin yaklaşık 0.2 sn olduğu sonucu çıkmaktadır.



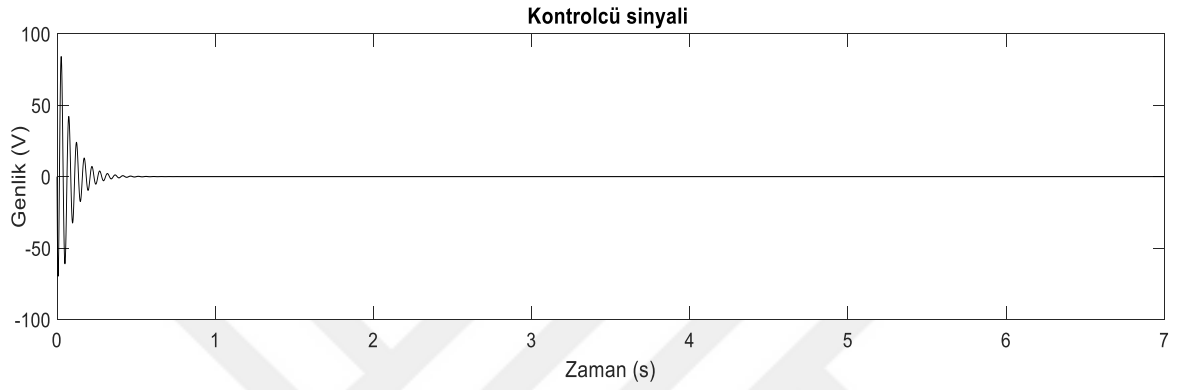
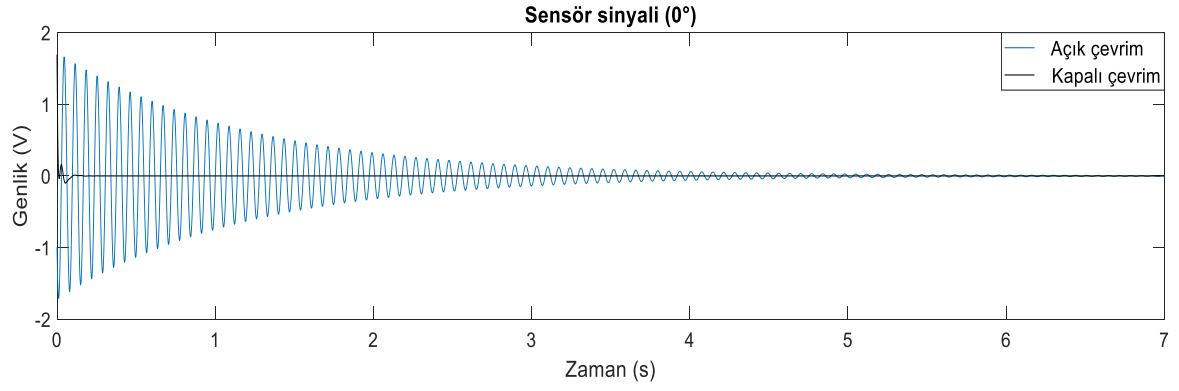
Şekil 4.16 : Serbest titreşim cevabı.



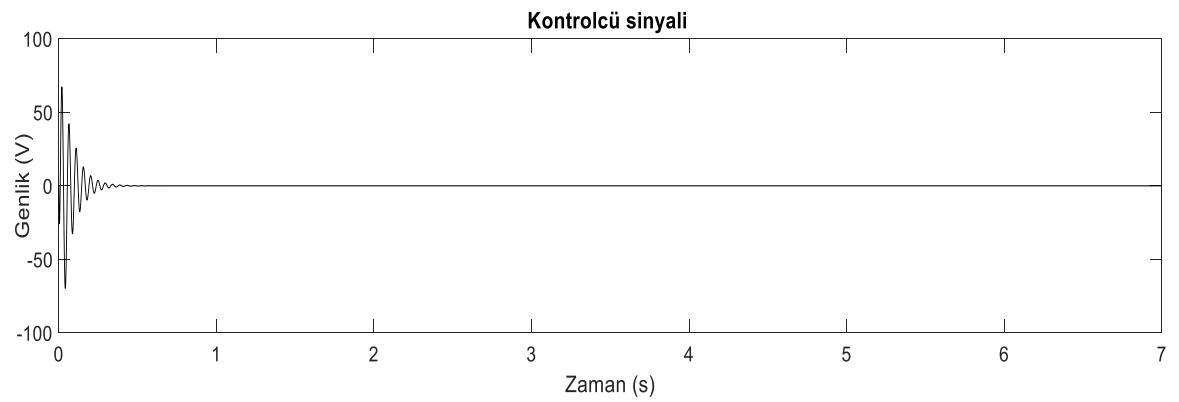
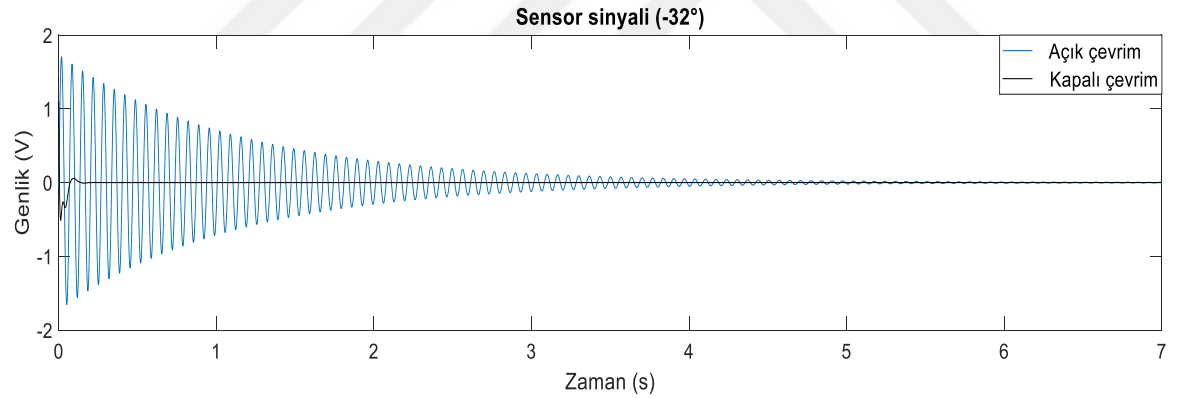
Şekil 4.17 : Serbest titreşim cevabı (+64°).



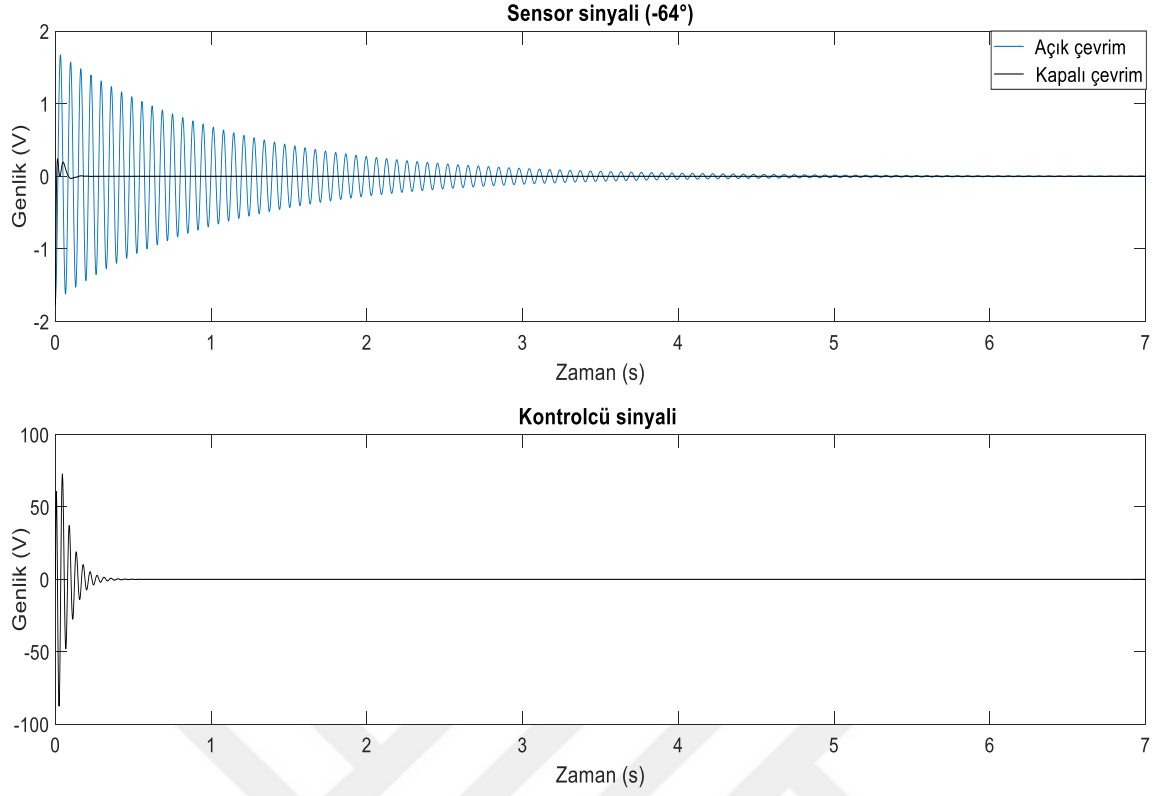
Şekil 4.18 : Serbest titreşim cevabı (+32°).



Şekil 4.19 : Serbest titreşim cevabı (0°).

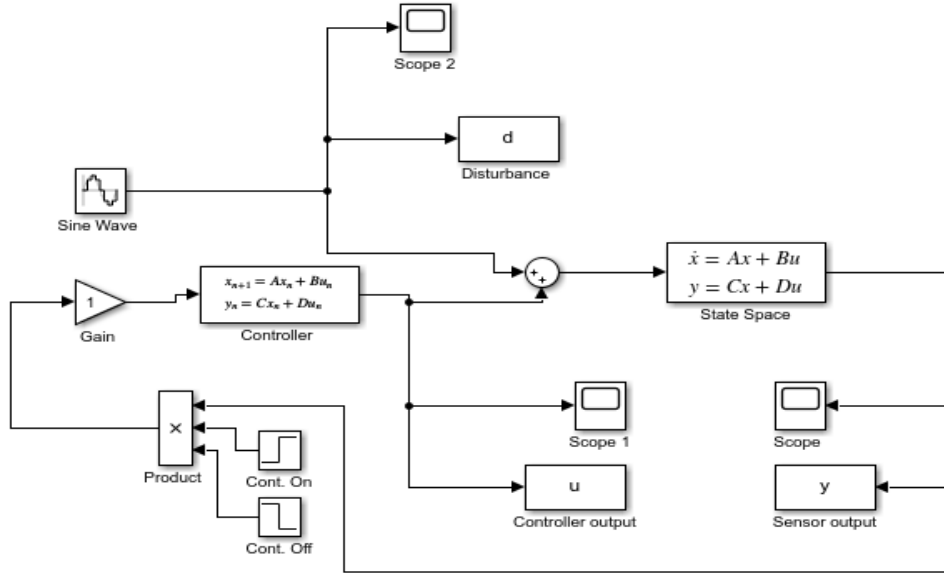


Şekil 4.20 : Serbest titreşim cevabı (-32°).



Şekil 4.21 : Serbest titreşim cevabı (-64°).

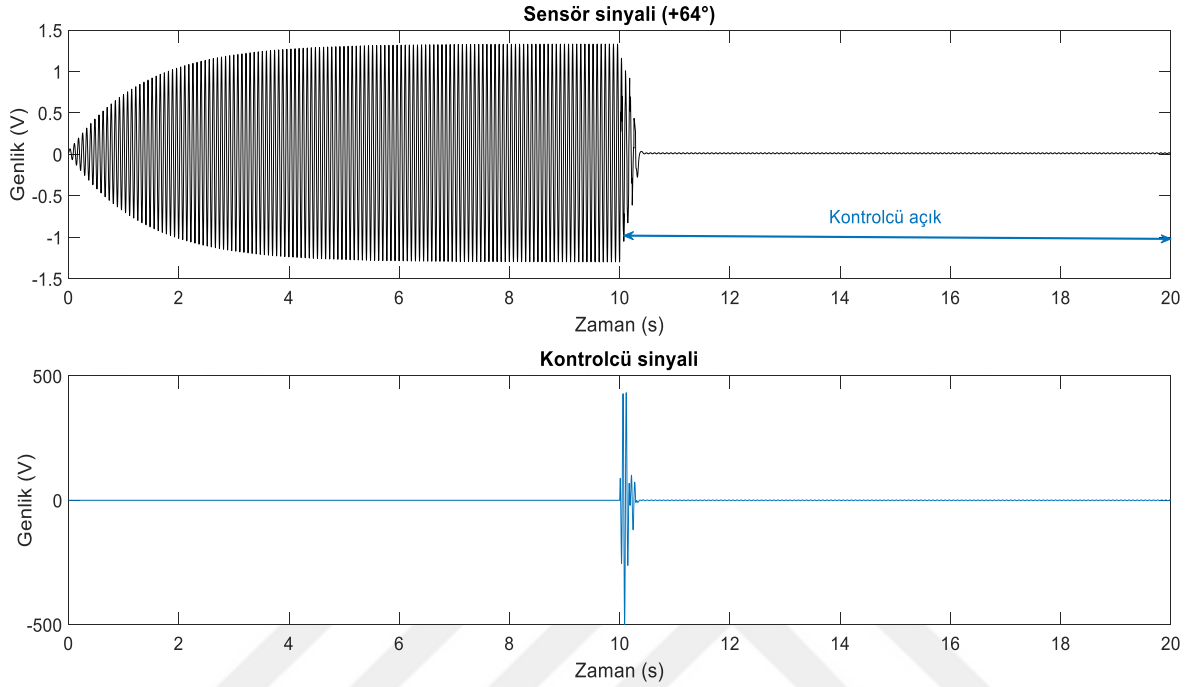
Şekil 4.22’de akıllı kirişin zorlanmış titreşimlerin bastırımı için oluşturulan blok diyagram sunulmaktadır.



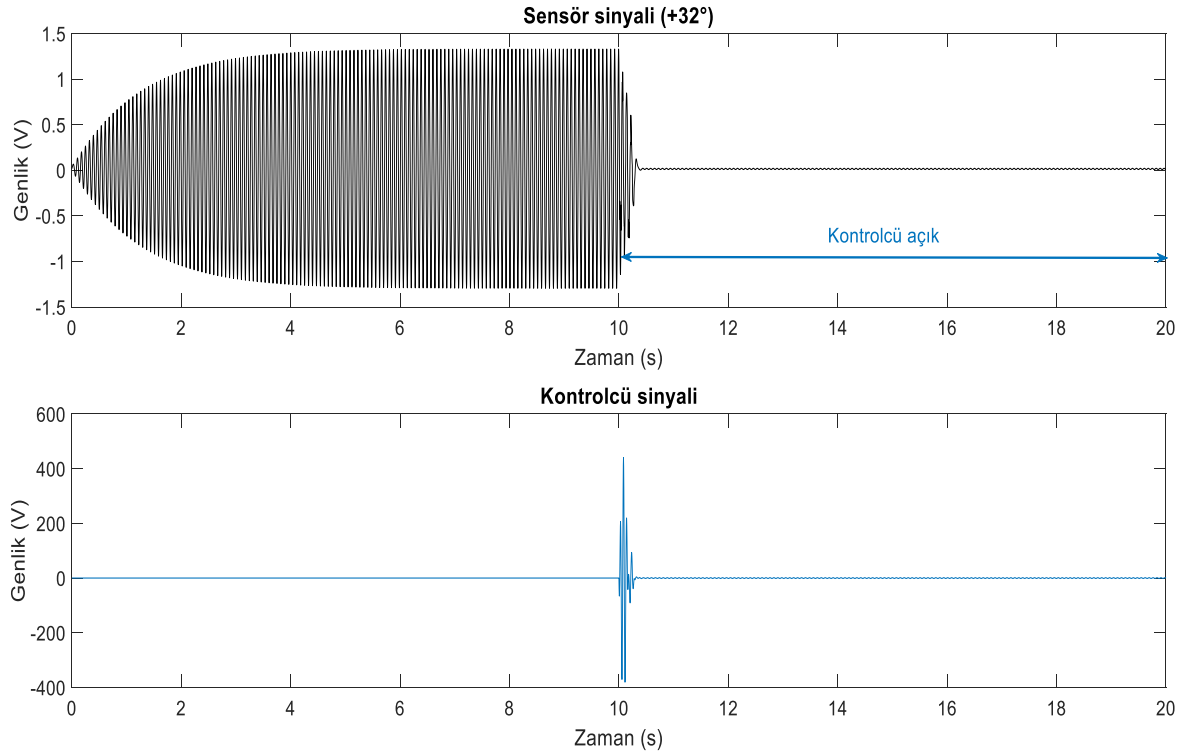
Şekil 4.22 : Zorlanmış titreşim bastırımı için simulink model.

Gerçekleştirilen simülasyon 20 sn olup kontrolcü 10. sn’de devreye girerek 10 sn boyunca aktif kalmaktadır. Her bir kol pozisyonu için birinci rezonans frekansında sinüs dalgası

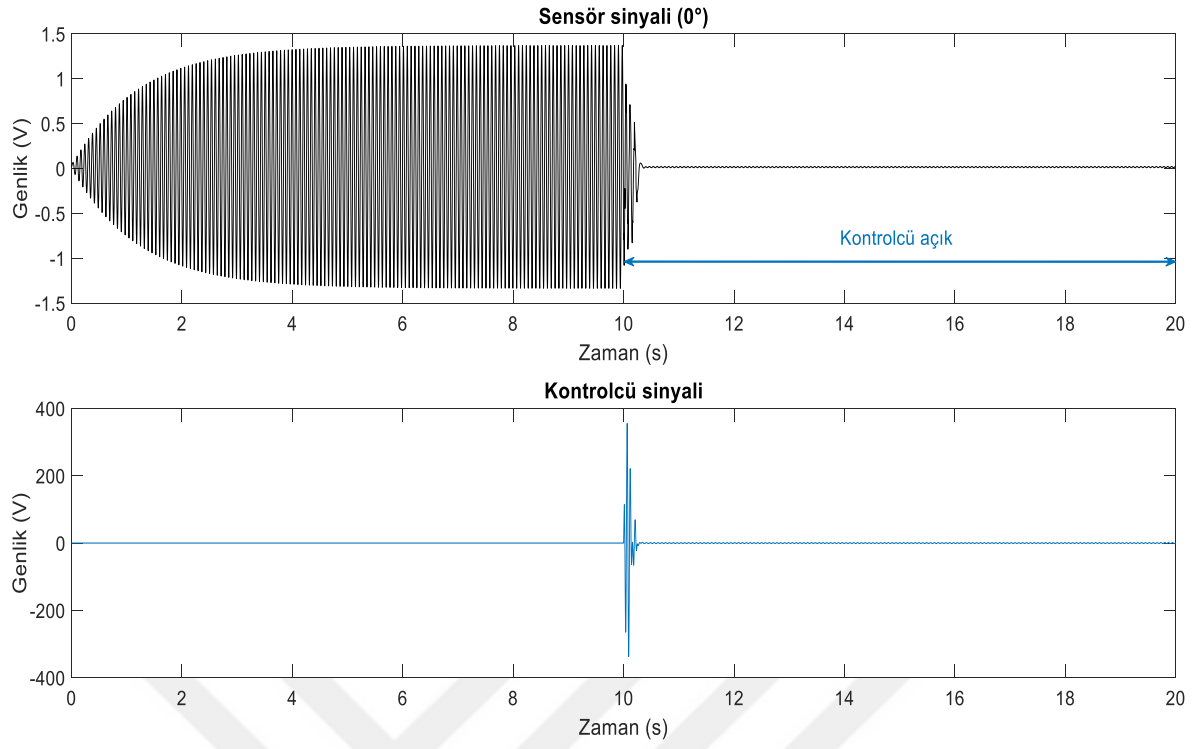
girişleri verilerek elde edilen zaman alanındaki sensör cevapları ve kontrolcü çıkış voltaj değerleri Şekiller (4.23-4.27)'de sunulmaktadır. Tasarlanan kontrolcünün zorlanmış titreşim bastırma performansı Denklem 4.12 kullanılarak yaklaşık olarak %98.8 olarak bulunmuştur. Bulunan titreşim bastırma performans değeri bütün durumlar için çok yakındır.



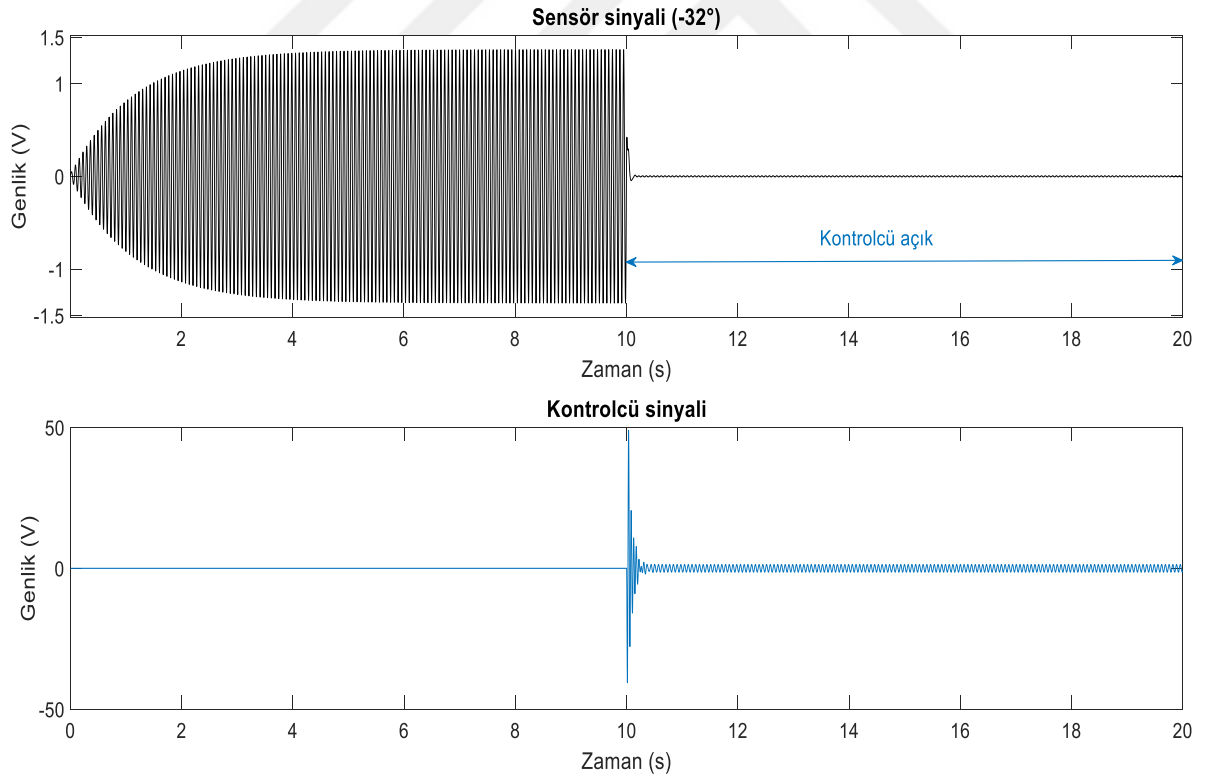
Şekil 4.23 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (+64°).



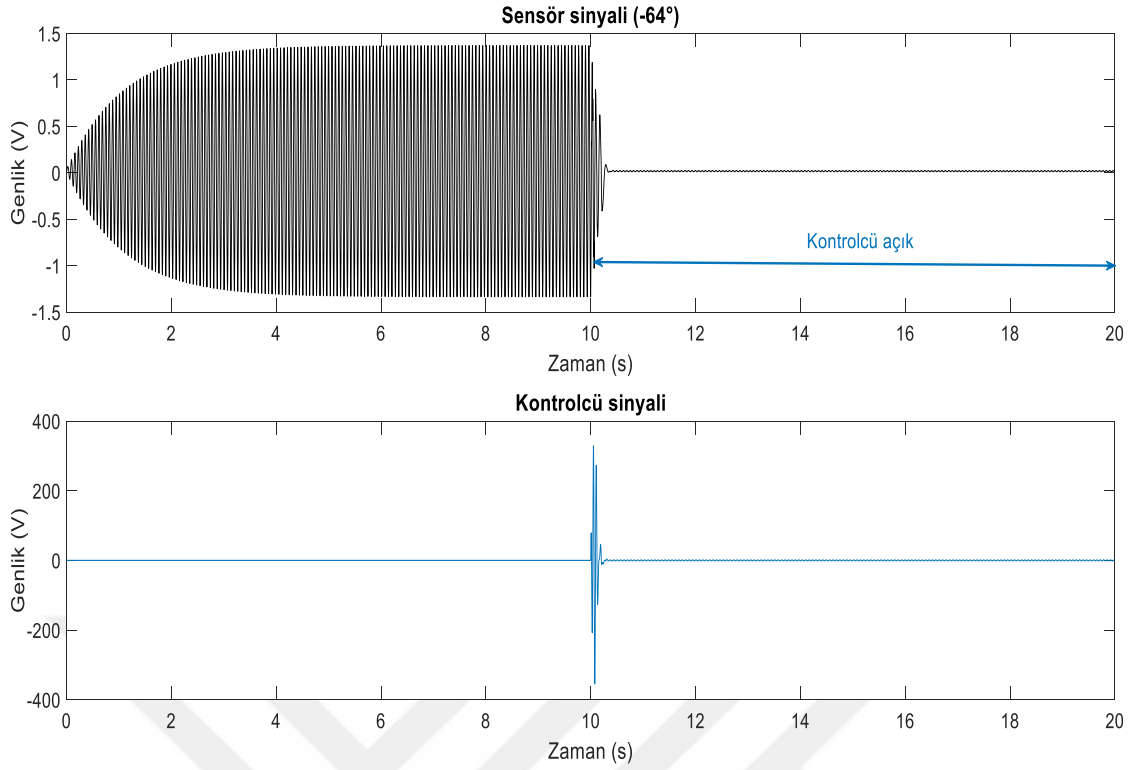
Şekil 4.24 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (+32°).



Şekil 4.25 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (0°).

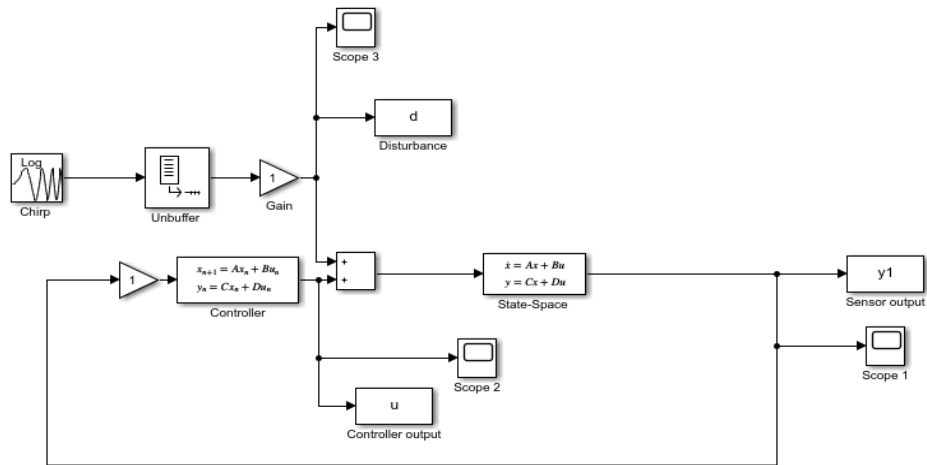


Şekil 4.26 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (-32°).

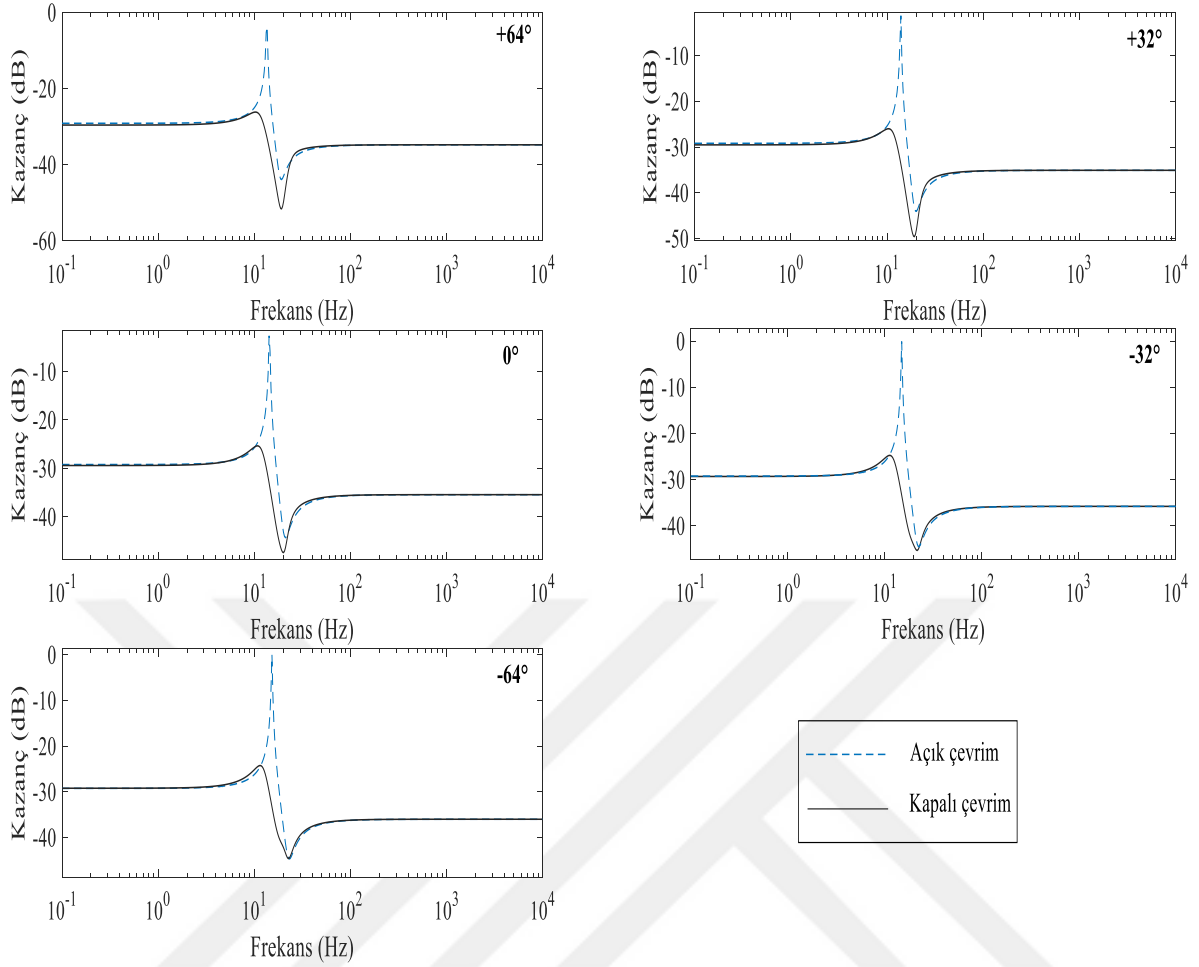


Şekil 4.27 : Akıllı kirişin zorlanmış titreşim cevabı (-64°).

Şekil 4.28 FRF elde edilmesi için oluşturulan simulink modeli göstermektedir. Şekil 4.29’da ise beş durum için açık ve kapalı çevrimde frekans alanında zorlanmış titreşim cevapları sunulmaktadır. Grafiklere bakıldığında tüm durumlarda birinci rezonans bölgesinde tasarlanan kontrolcünün akıllı kirişin titreşimlerini başarılı bir şekilde bastırdığı görülmektedir. Bu frekans cevap performansları tüm durumlar için benzer olduğu görülmektedir. Önerilen kontrolcü tüm durumlarda birinci rezonans bölgesinde yaklaşık 28 dB baskılama yapabilmektedir.



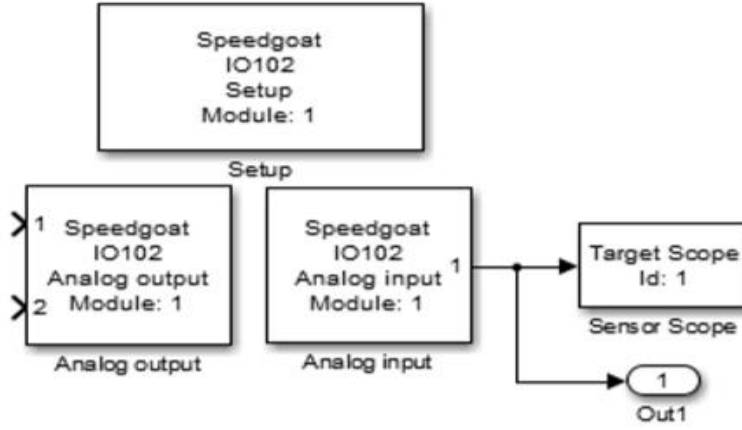
Şekil 4.28 : Frekans cevap fonksiyonun simulink modeli.



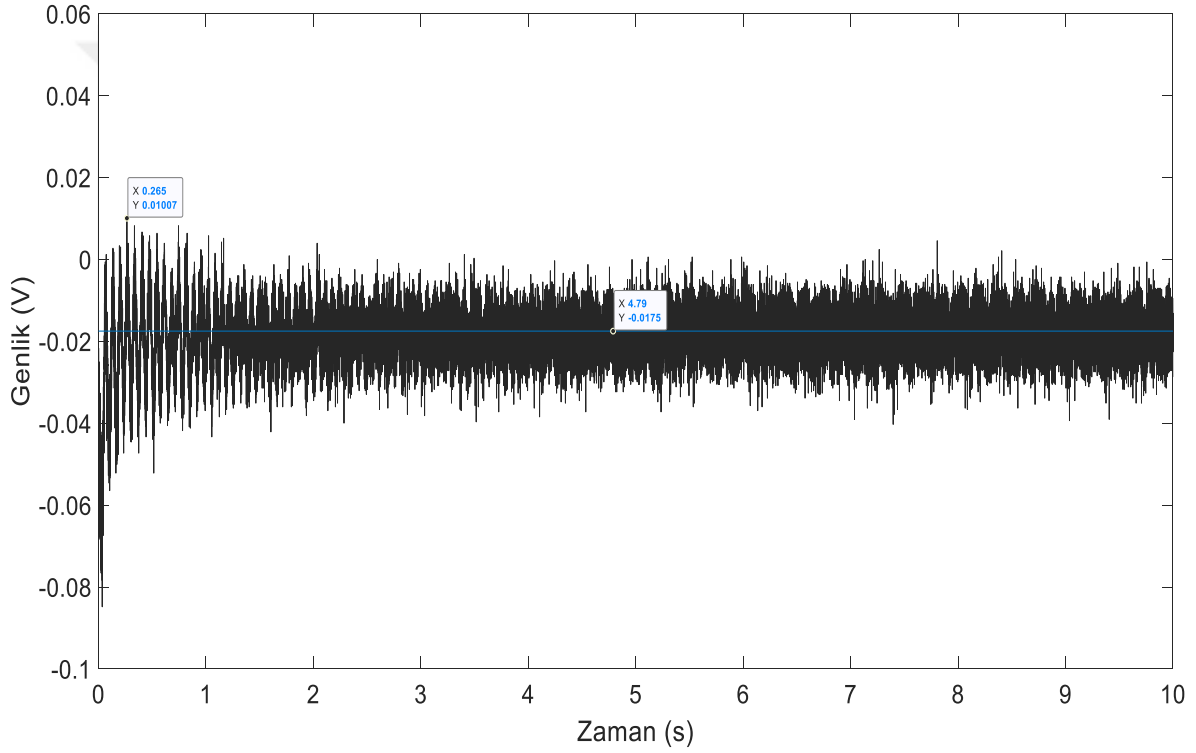
Şekil 4.29 : Farklı kol açıları için FRF'ler.

4.7 DeneySEL Sonuçlar

Kontrolcünün performansını gözlemlemek için deney çalışmalarına başlamadan önce deney düzeneğinde gürültü seviyesinin gözlenmesi ve ilk rezonans frekansından sensör sinyalinin genliğini tanımlamak için çalışmalar yapılmıştır. Bunun için akıllı kırışe herhangi bir sinyal verilmeden Şekil 4.30'de gösterilen Simulink modeli ile deney gerçekleştirilmiştir. Sensör piezoelektrik yamasından ölçülen sinyal kaydedilmiş ve çizilmiştir (Şekil 4.31).

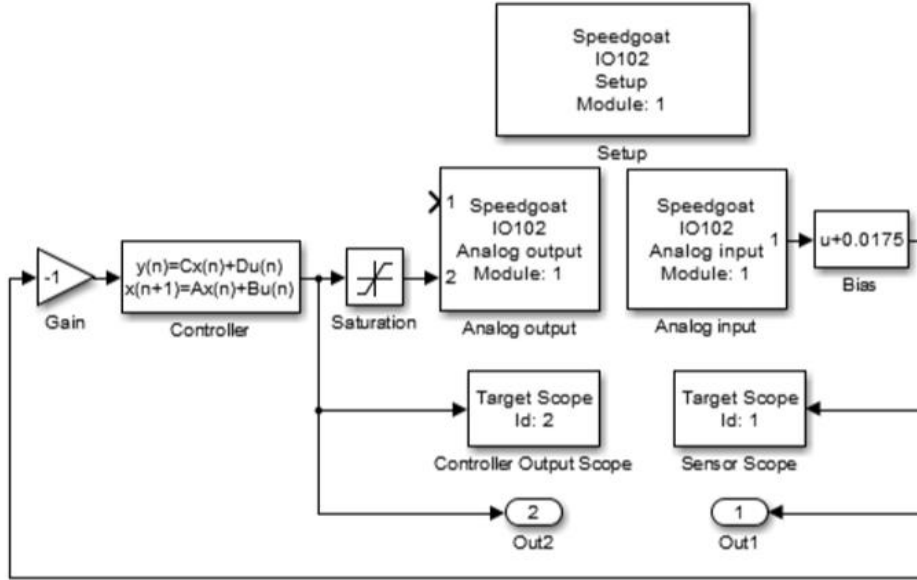


Şekil 4.30 : Sensör ölçümü için simulink model.



Şekil 4.31 : Sensör sinyalinin gürültü seviyesi.

Grafikte maksimum gürültü seviyesinin 10 mV olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca sensör PZT yamasında -0.0175 V (sinyalin ortalama değeri) DC ofseti olduğu görülmektedir. Bu değer, Simulink modeline bias bloğu eklenerek sıfıra düşürülmelidir. Ayrıca blok diyagrama sistemin izin verilen maksimum giriş voltaj aralığı için bir saturasyon bloğu da eklenir. Şekil 4.32’de kontrolcü çıkışını ve kontrolcülü serbest titreşim (kapalı çevrim) bastırma analizi için oluşturulan simulink modeli verilmektedir.

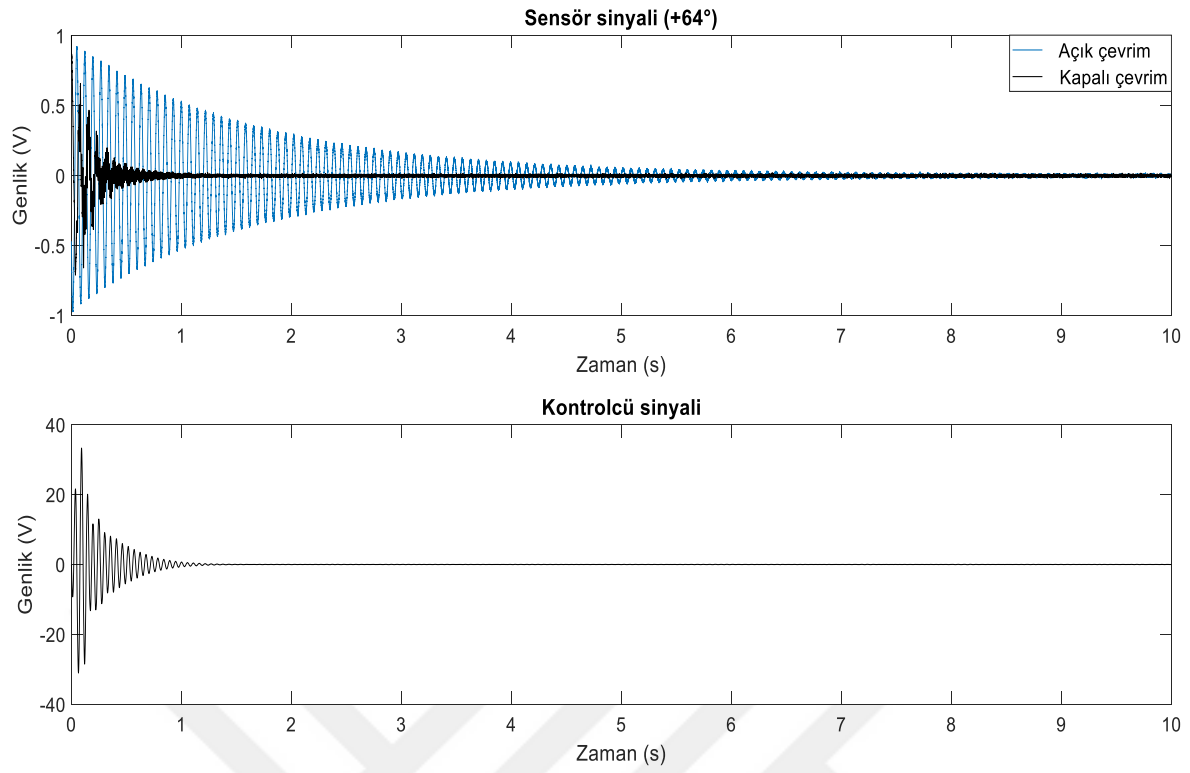


Şekil 4.32 : Serbest titreşimler deneyi için simulink model.

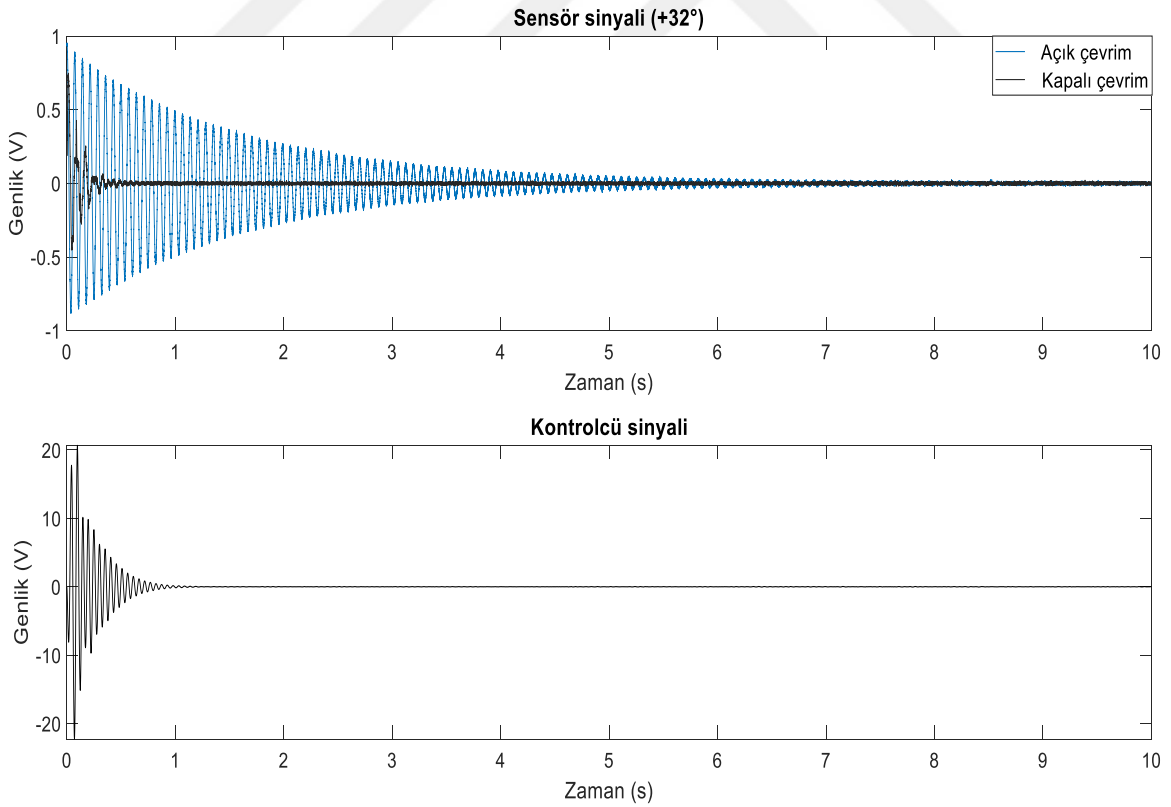
Akıllı kirişin ucuna 1 Volta karşılık gelen 2 mm'lik ilk yer değiştirme uygulanır. Bu nedenle, sensör sinyalinin genliği ± 1 V'dan azalmaya başlar. Deneyler 10 sn sürdürülmüş olup zaman alanında elde edilen grafikler Şekiller (4.33-4.37)'de verilmektedir. Grafiklere bakıldığında açık döngü sistemi için oturma zamanının yaklaşık 6.5 saniye olduğu kolayca görülebilir. Öte yandan, tasarlanmış kontrolcü ile akıllı kirişin serbest titreşimlerinin yaklaşık 0.56 saniyelik bir oturma süresi ile bastırıldığı görülmektedir. Bütün durumlar için yaklaşık aynı titreşim bastırma performansı elde edilmiştir. Çizelge 4.2'de akıllı kirişin serbest titreşim bastırma simülasyonunun ve deney sonuçlarının karşılaştırılması gösterilmektedir.

Çizelge 4.2 : Serbest titreşimler için simülasyon ve deneysel sonuçlar.

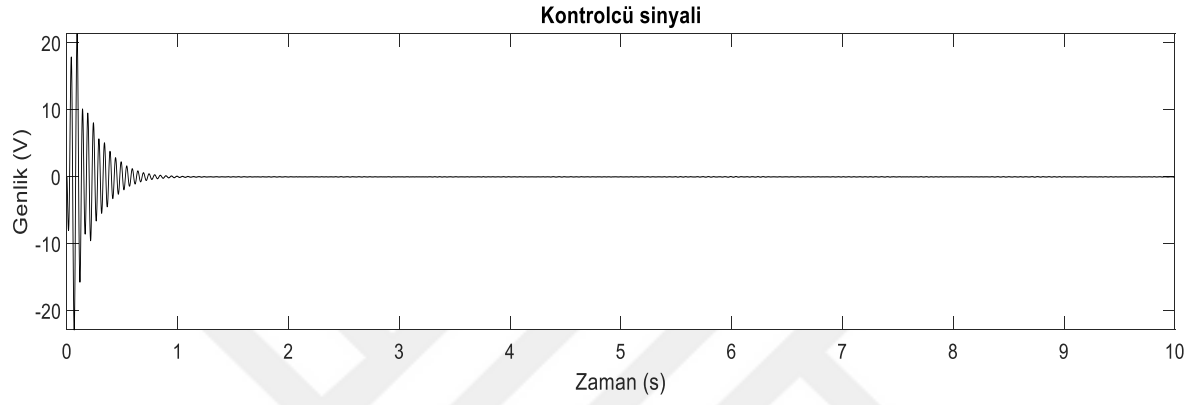
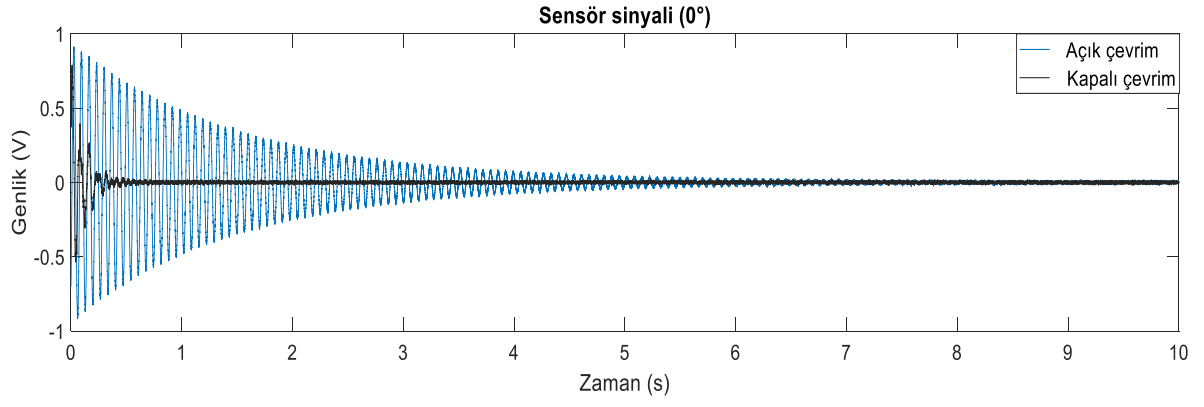
	Oturma zamanı (s)	
	Açık çevrim	Kapalı çevrim
Simülasyon	5.20	0.20
Deneysel	6.50	0.56



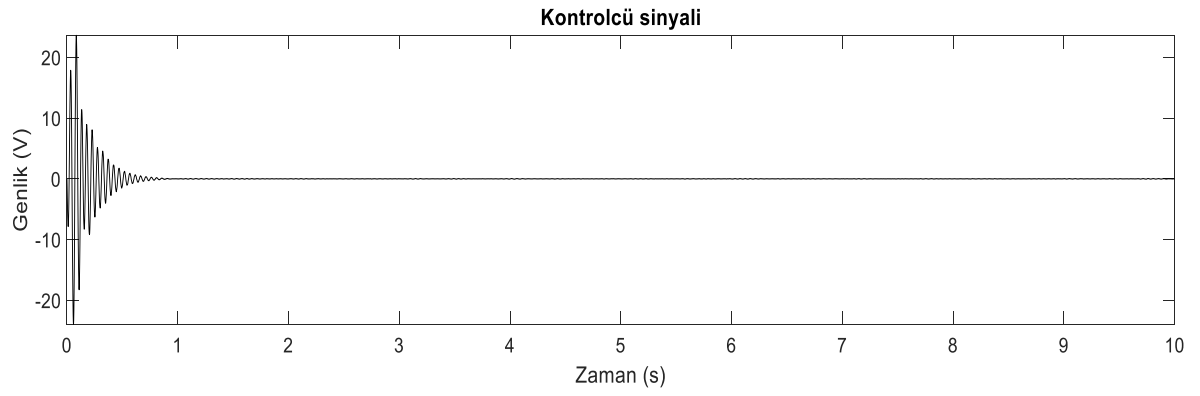
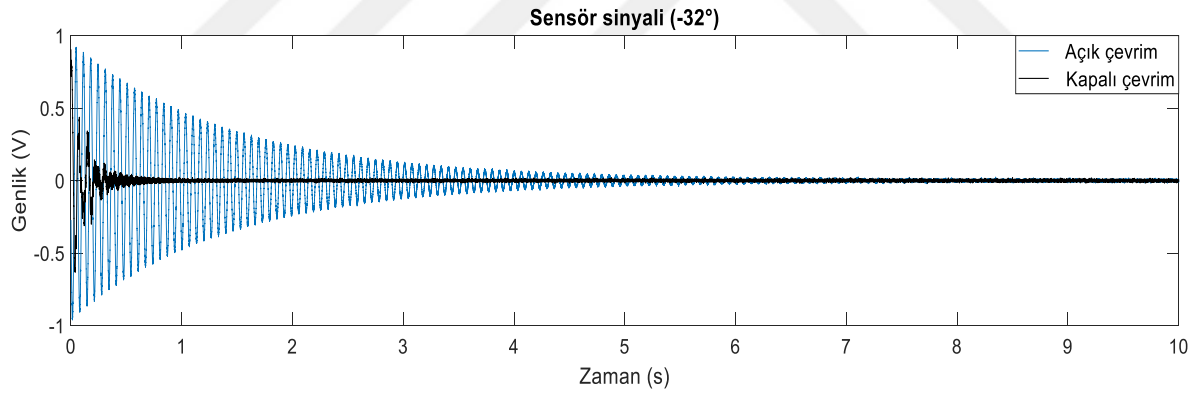
Şekil 4.33 : Serbest titreşim cevabı (+64°).



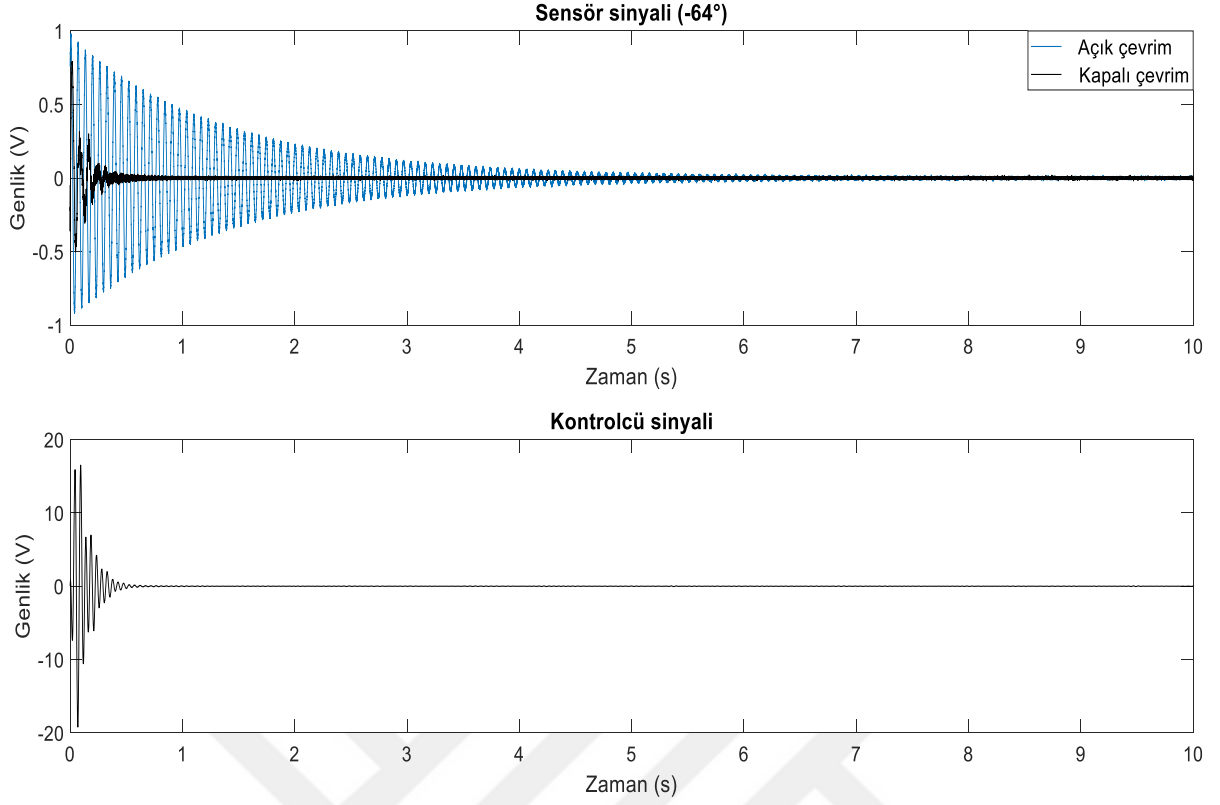
Şekil 4.34 : Serbest titreşim cevabı (+32°).



Şekil 4.35 : Serbest titreşim cevabı (0°).



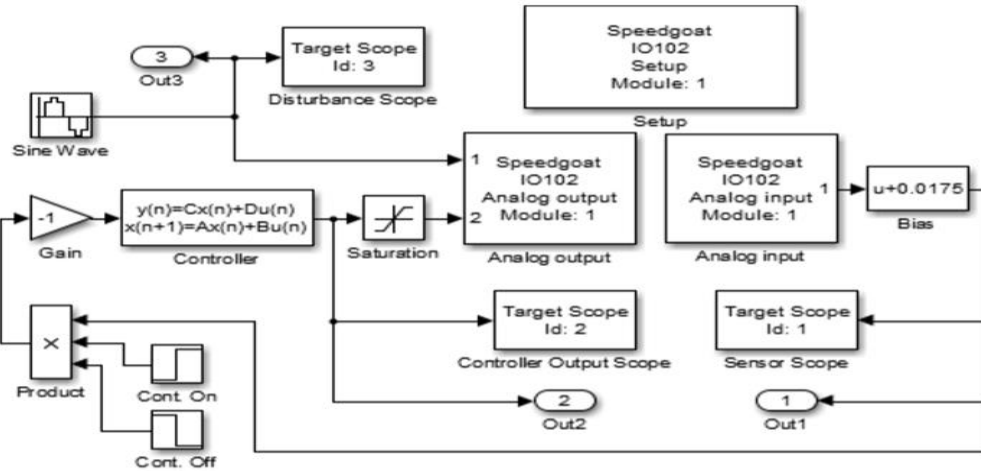
Şekil 4.36 : Serbest titreşim cevabı (-32°).



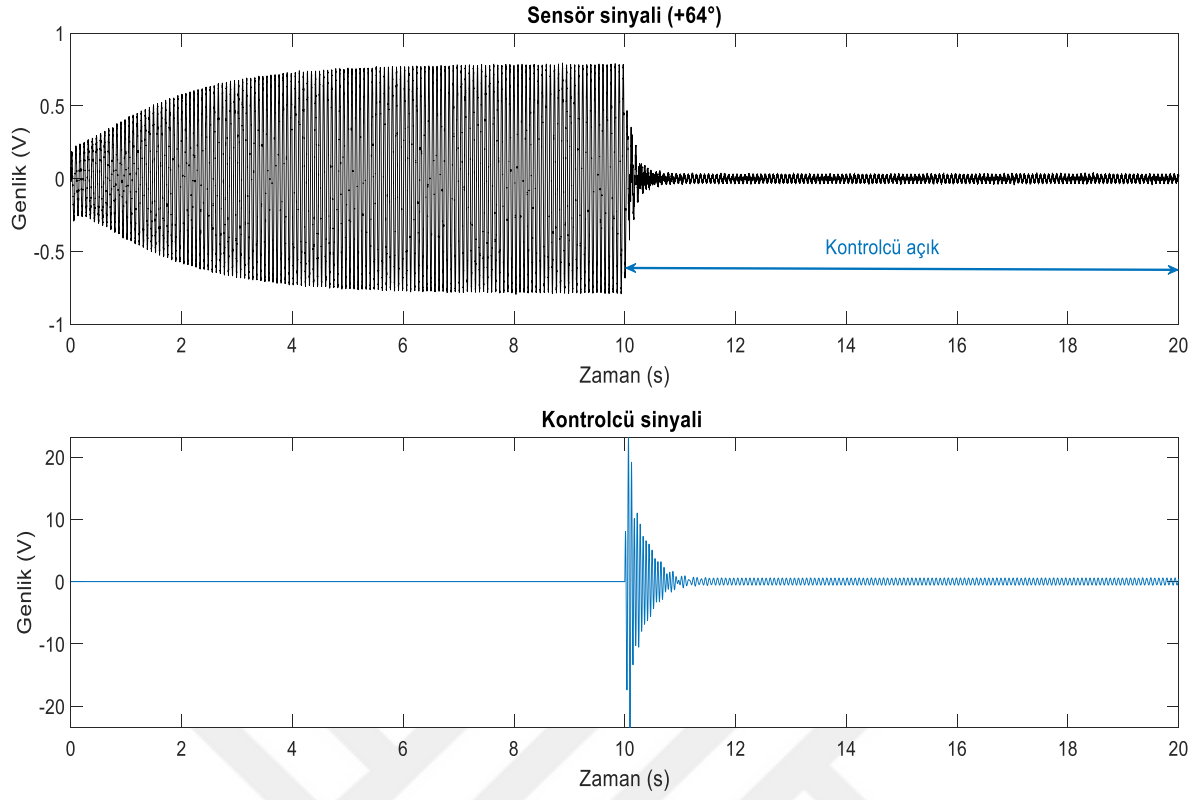
Şekil 4.37 : Serbest titreşim cevabı (-64°).

Birinci rezonans bölgesinde akıllı kirişin zorlanmış titreşim bastırma deneyi için oluşturulan simulink model Şekil 4.38'de sunulmaktadır. Deneyler 20 sn gerçekleştirilmiş olup kontrolcü 10. sn'de aktif hale getirilmiştir. Elde edilen cevaplar Şekil 4.39-Şekil 4.43'te verilmiştir.

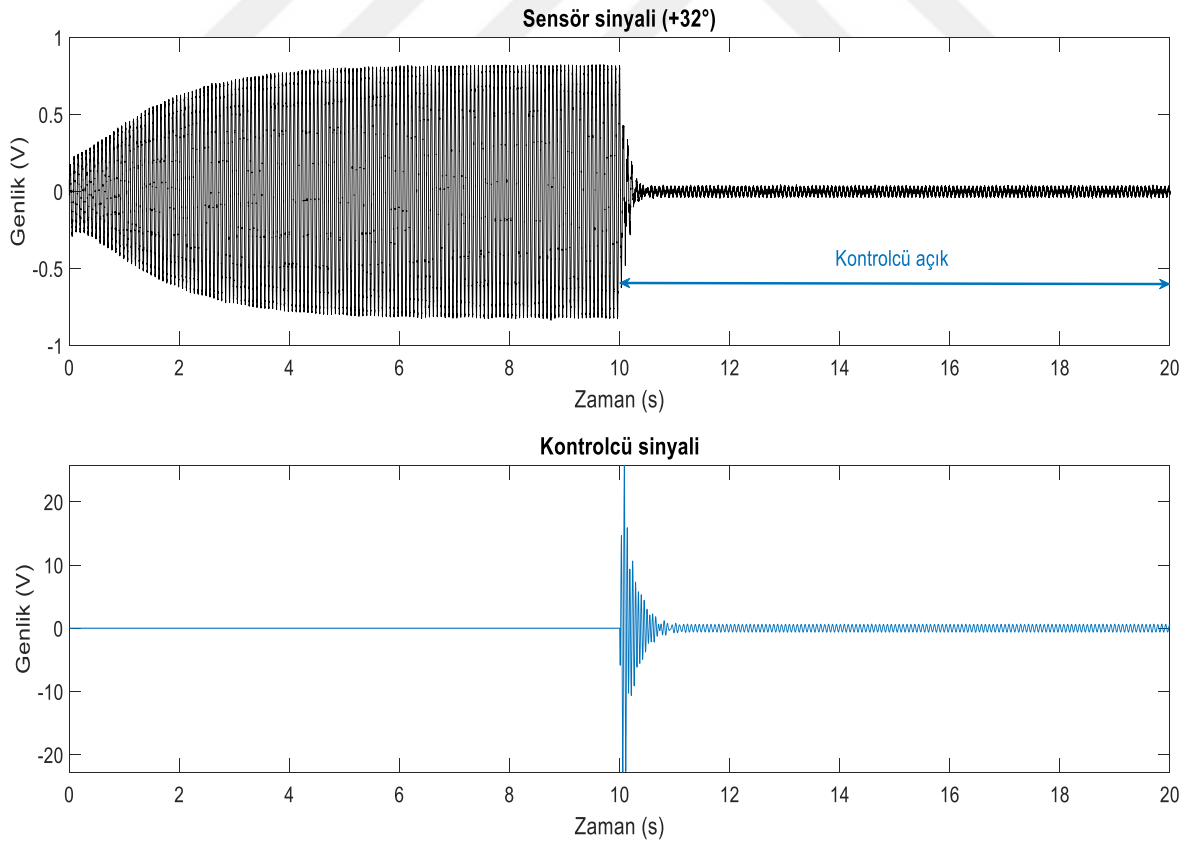
Elde edilen sonuçlara göre birinci rezonans bölgesinde tasarlanan kontrolcünün zorlanmış titreşim bastırma performansı yaklaşık olarak %96 olarak hesaplanmıştır. Bu performansın tüm durumlar için benzer olduğu görülmektedir.



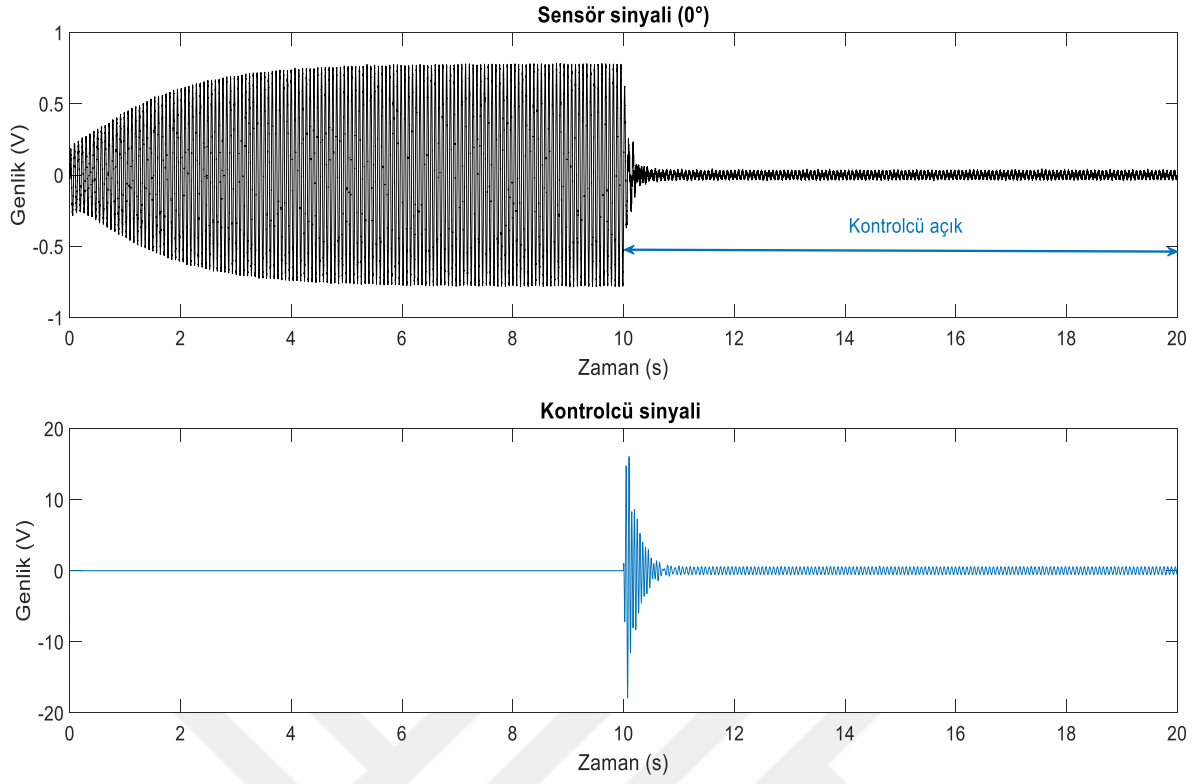
Şekil 4.38 : Zorlanmış titreşim deneyi için simulink model.



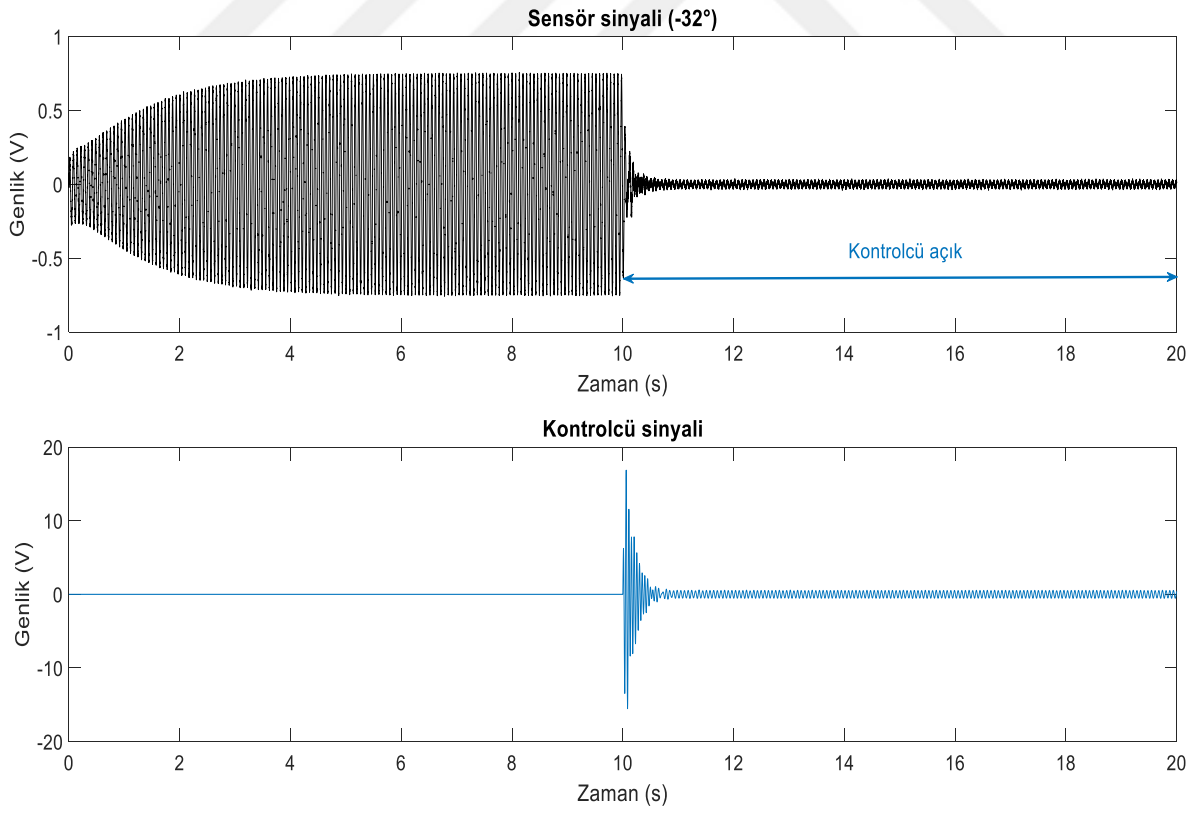
Şekil 4.39 : Zorlanmış titreşim cevapları (+64°).



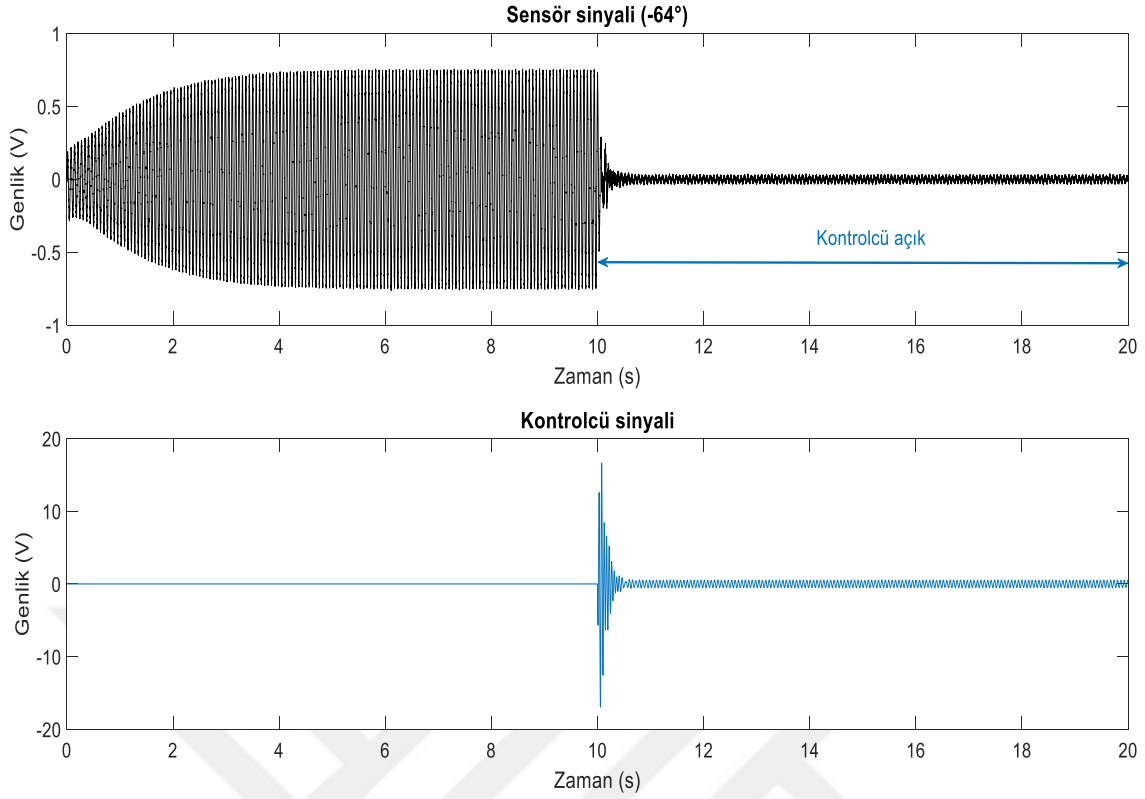
Şekil 4.40 : Zorlanmış titreşim cevapları (+32°).



Şekil 4.41 : Zorlanmış titreşim cevapları (0°).



Şekil 4.42 : Zorlanmış titreşim cevapları (-32°).



Şekil 4.43 : Zorlanmış titreşim cevapları (-64°).

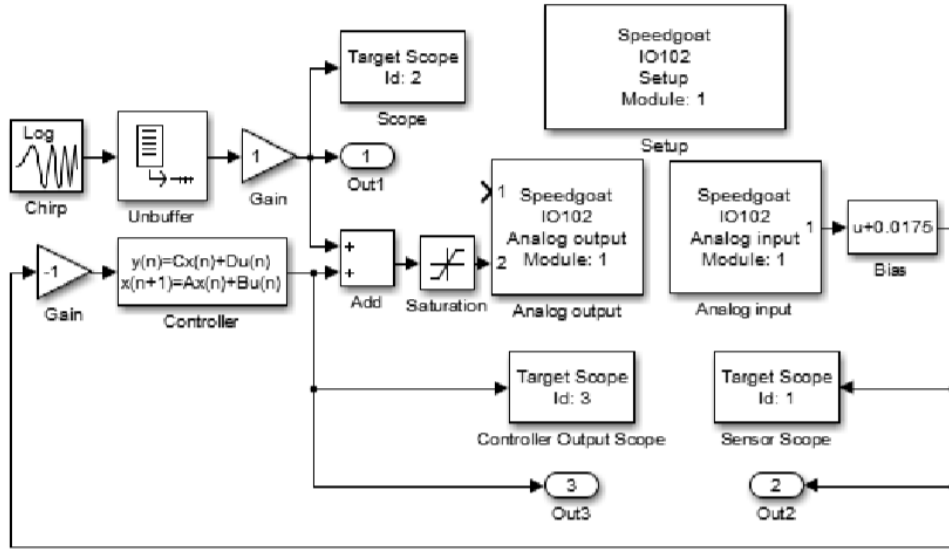
Çizelge 4.3'te zorlanmış titreşim cevapların simülasyon ve deneysel sonuçları verilmiştir.

Çizelge 4.3 : Zorlanmış titreşim için simülasyon ve deneysel sonuçlar.

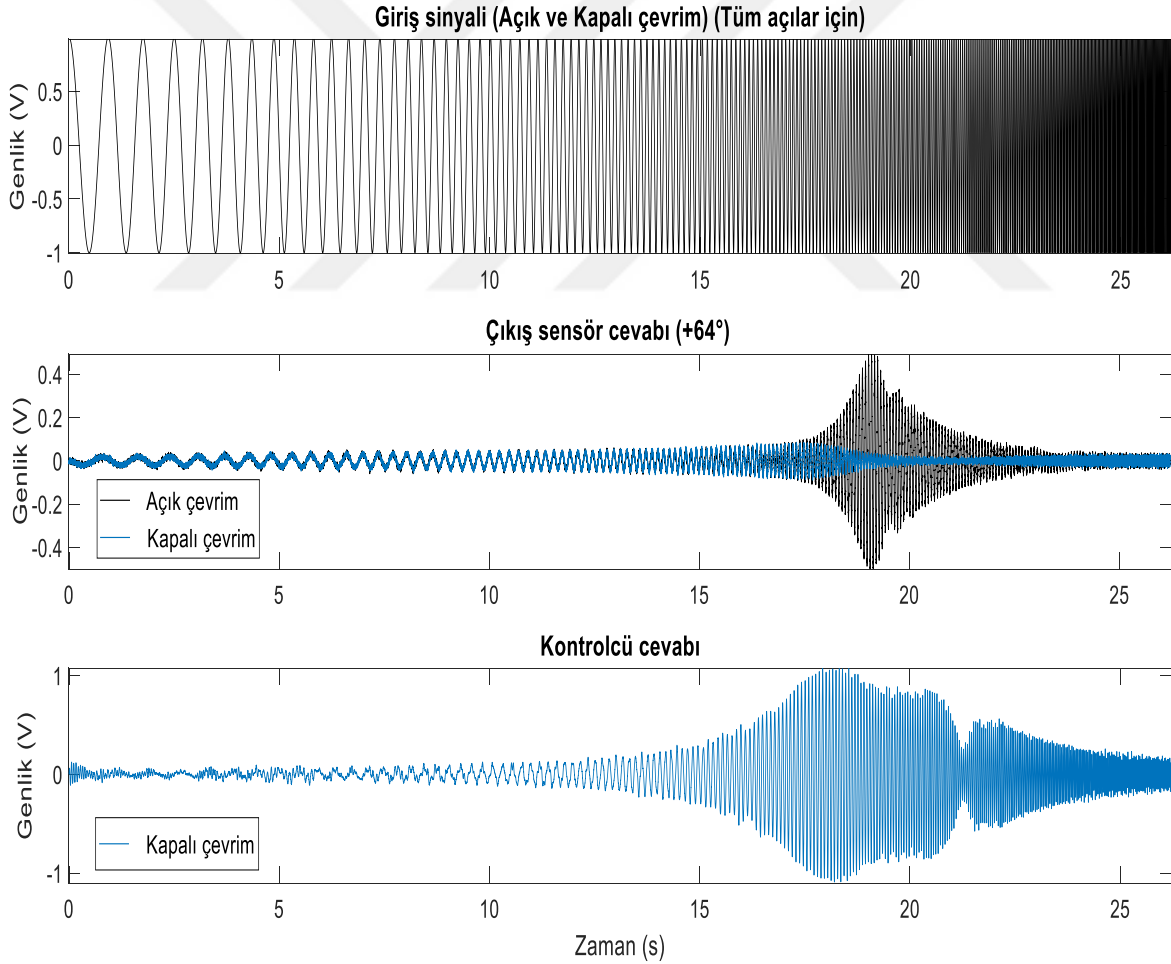
	Bastırma performansı (%)
Simülasyon	98.8
Deneysel	96.0

Teorik ve deneysel sonuçlar arasındaki fark; akıllı kirişin modifiye edilmemiş kısımlarının PZT yamaları, kablolar vb. etkilerinden kaynaklandığı düşünülmektedir.

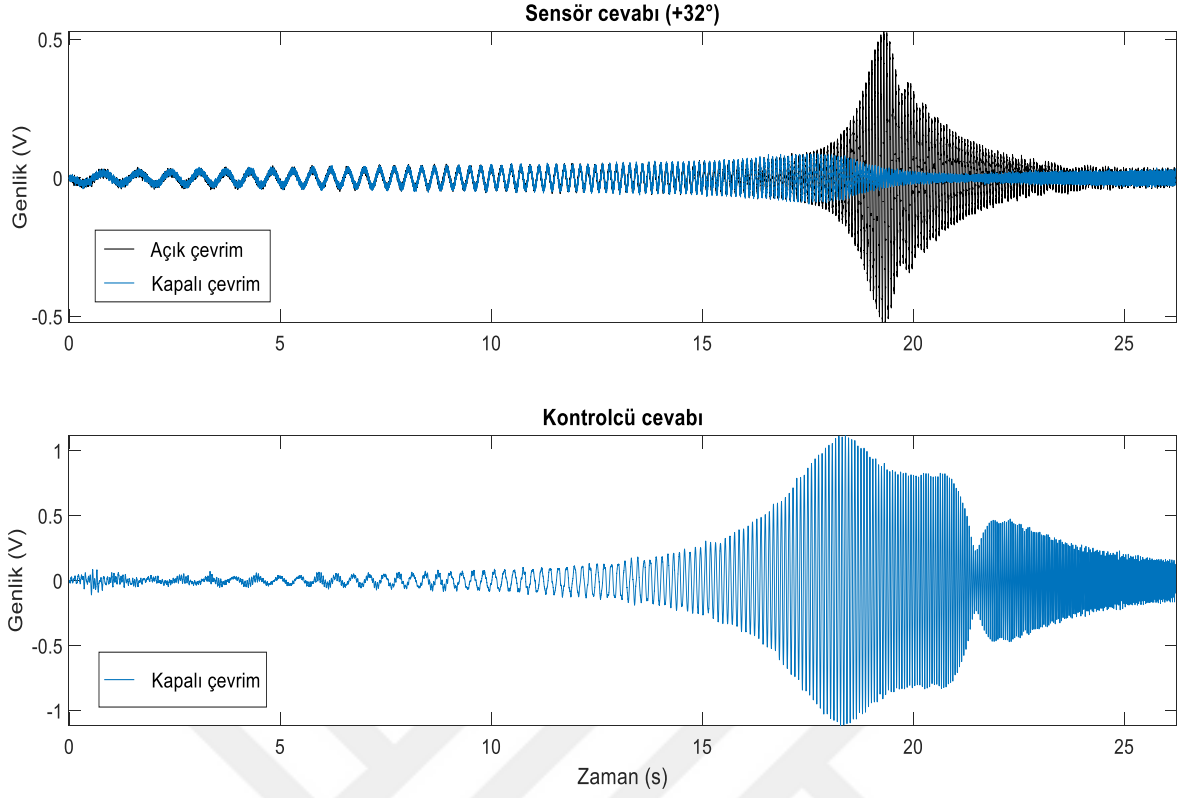
Şekil 4.44'te beş farklı durum için deneysel olarak frekans alanında cevapları elde etmek için oluşturulan simulink model verilmektedir. Burada akıllı kirişin, bir uyarma (chirp) sinyali (1-40 Hz) arasında uygulanarak piezoelektrik yamalar (A1 ve A2) ile uyarılmış ve akıllı kirişin cevabı, piezoelektrik yama (S) sensörü ile ölçülmüştür. Hem açık hem de kapalı döngü sisteminde zaman alanında uyarma, sensör ve kontrolcü çıkış sinyalleri elde etmek için iki farklı deney yapılmıştır. Bu işlem tüm durumlar için gerçekleştirilmiş olup elde edilen grafikler Şekil (4.45-4.49)'da gösterilmektedir. Buradaki uyarma sinyali açık ve kapalı çevrimde tüm durumlar için aynıdır.



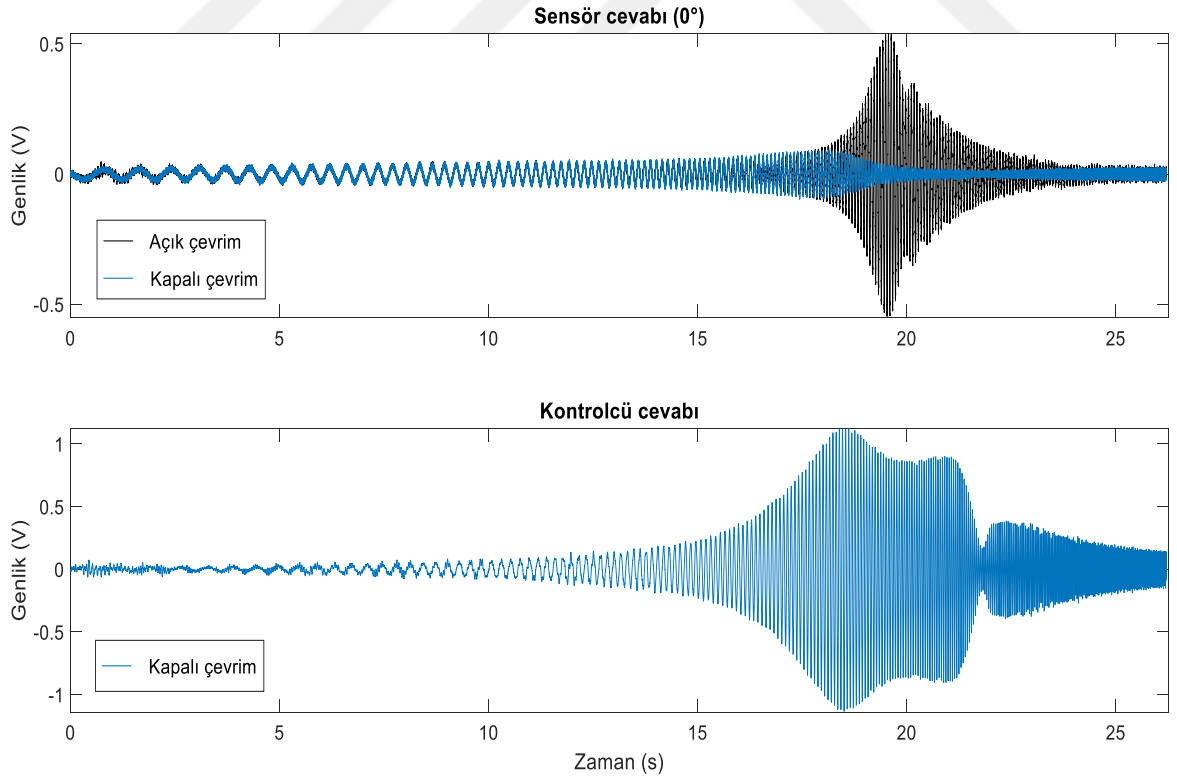
Şekil 4.44 : Deneysel FRF için simulink model.



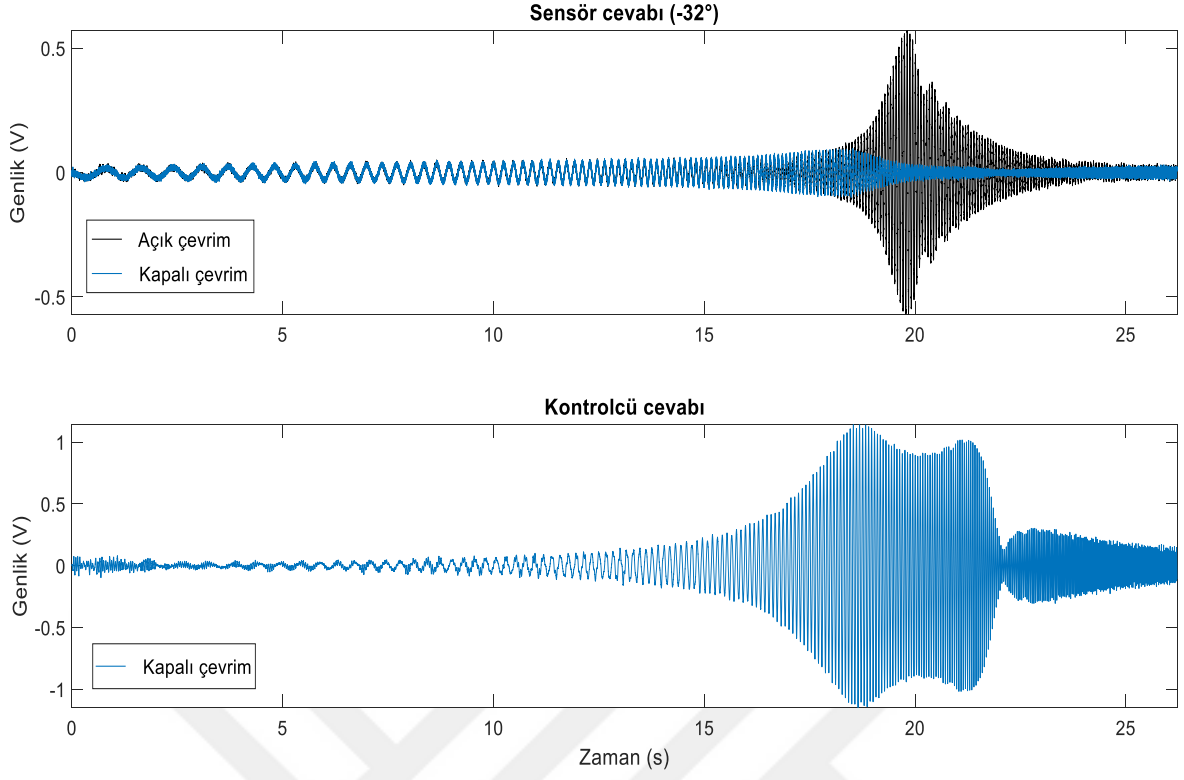
Şekil 4.45 : Uyarma, sensör ve kontrolcü sinyal cevapları (+64°).



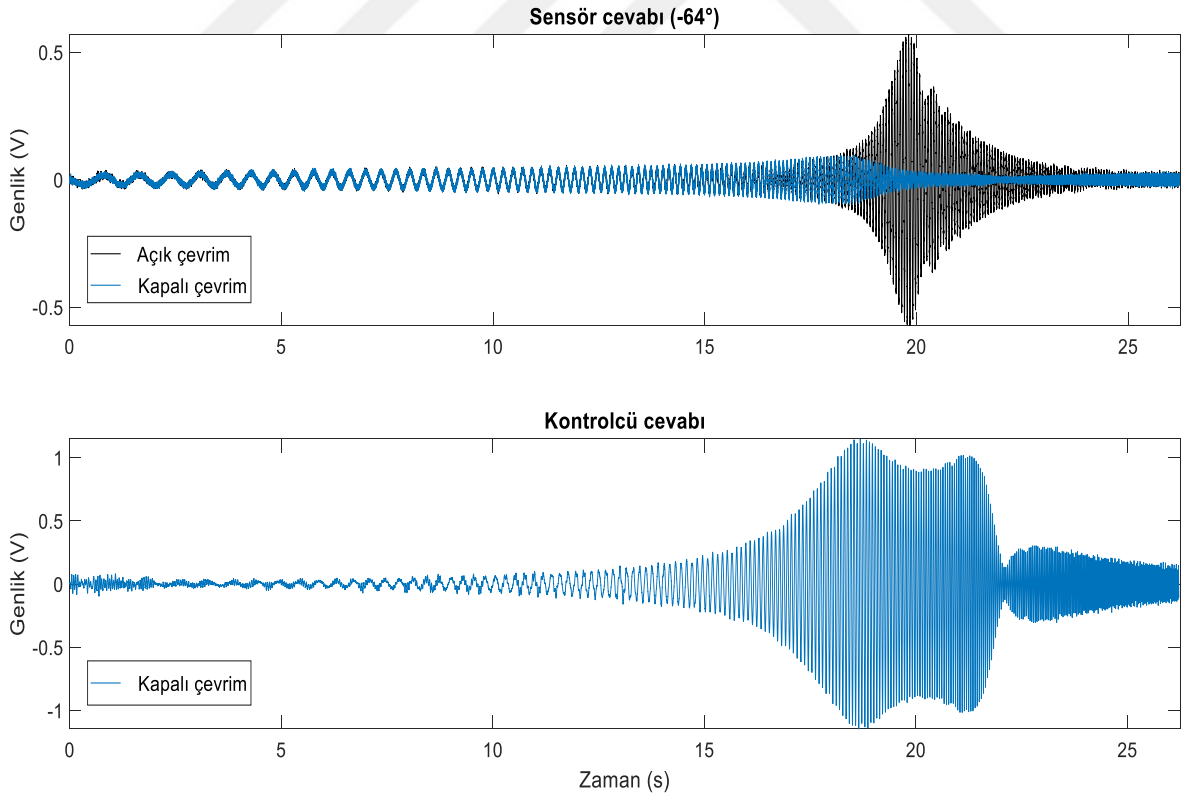
Şekil 4.46 : Sensör ve kontrolcü cevapları (+32°).



Şekil 4.47 : Sensör ve kontrolcü cevapları (0°).



Şekil 4.48 : Sensör ve kontrolcü cevapları (-32°).



Şekil 4.49 : Sensör ve kontrolcü cevapları (-64°).

MATLAB'da zaman alanı verileri analiz edildikten sonra, tüm durumlar için frekans cevap fonksiyonları elde edilerek 5-30 Hz aralığında çizilmiştir (Şekil 4.50). Buna göre, tasarlanan kontrolcü birinci rezonans bölgesindeki kirişin titreşimlerini etkili bir şekilde bastırabildiği görülmektedir. Tüm durumlarda yaklaşık olarak aynı frekans cevap performansları elde edilmiştir. Tasarlanan kontrolcü rezonans bölgesindeki tüm durumlar için yaklaşık 25 dB bastırma kapasitesine sahiptir.

Şekil 4.51, 1. durum için akıllı kirişin frekans alanındaki açık ve kapalı döngü sistemindeki cevaplarının yakınlaştırılmış alanlarını göstermektedir. Tasarlanan kontrolcünün hem gürültüye hem de bozulmalara duyarlı olduğu ve her birinde referansı takip etmek istediği açıktır. Bu durum da bize kontrolcünün hassasiyeti hakkında bilgi vermektedir. Benzer cevaplar diğer durumlarda da gözlenmektedir.

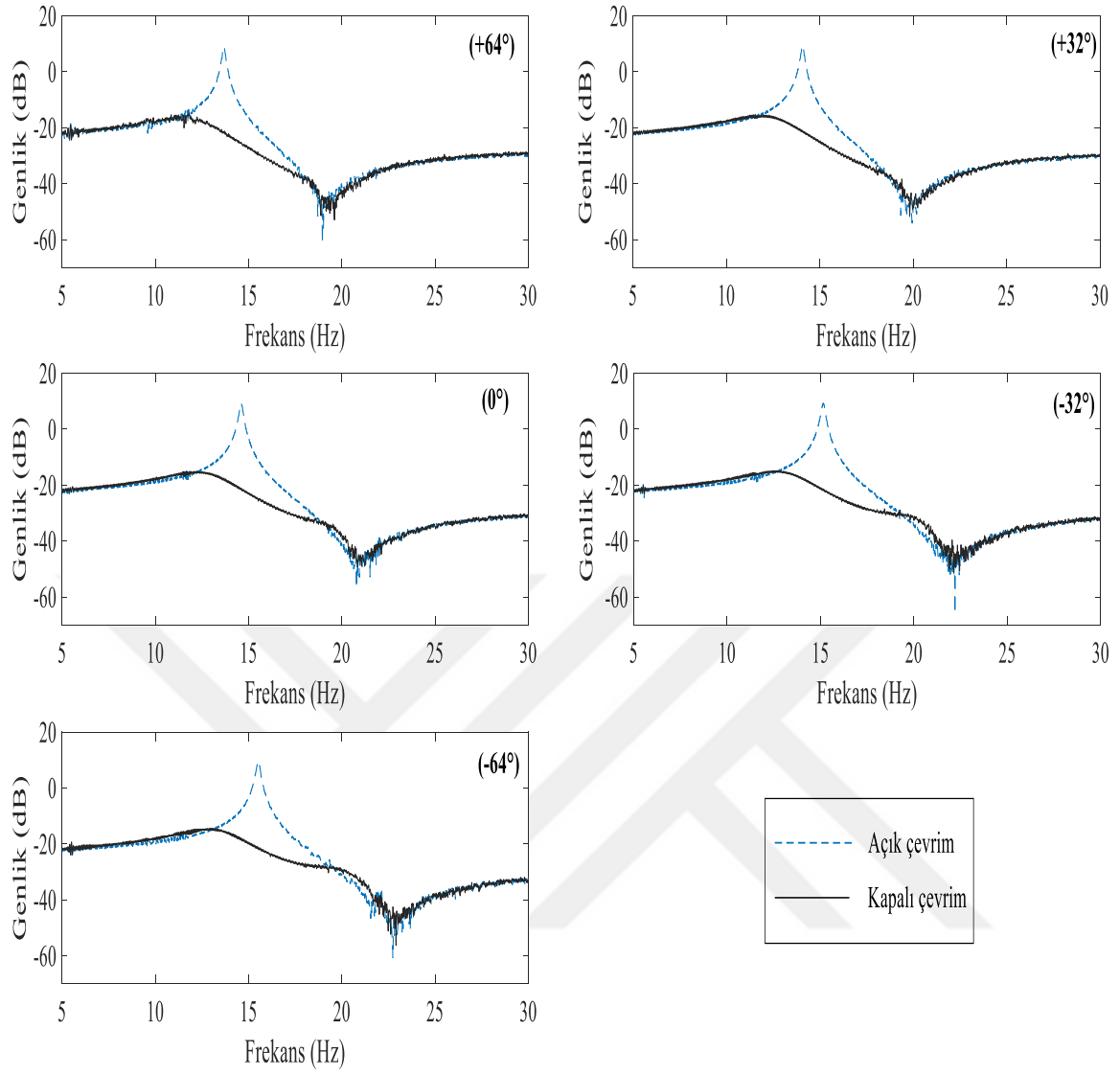
Son olarak akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşiminde, ağırlıklı geometrik merkez yöntemle tasarlanan PID kontrolcü ile LPV model tabanlı kazanç programlamalı H_∞ kontrolcünün deneysel sonuçların karşılaştırılması yapılmış olup Çizelge 4.4'te ve Çizelge 4.5'te verilmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında LPV model tabanlı H_∞ kontrolcünün PID kontrolcüye göre çok daha iyi performans gösterdiği anlaşılmaktadır.

Çizelge 4.4 : Serbest titreşim için önerilen kontrolcülerin karşılaştırılması.

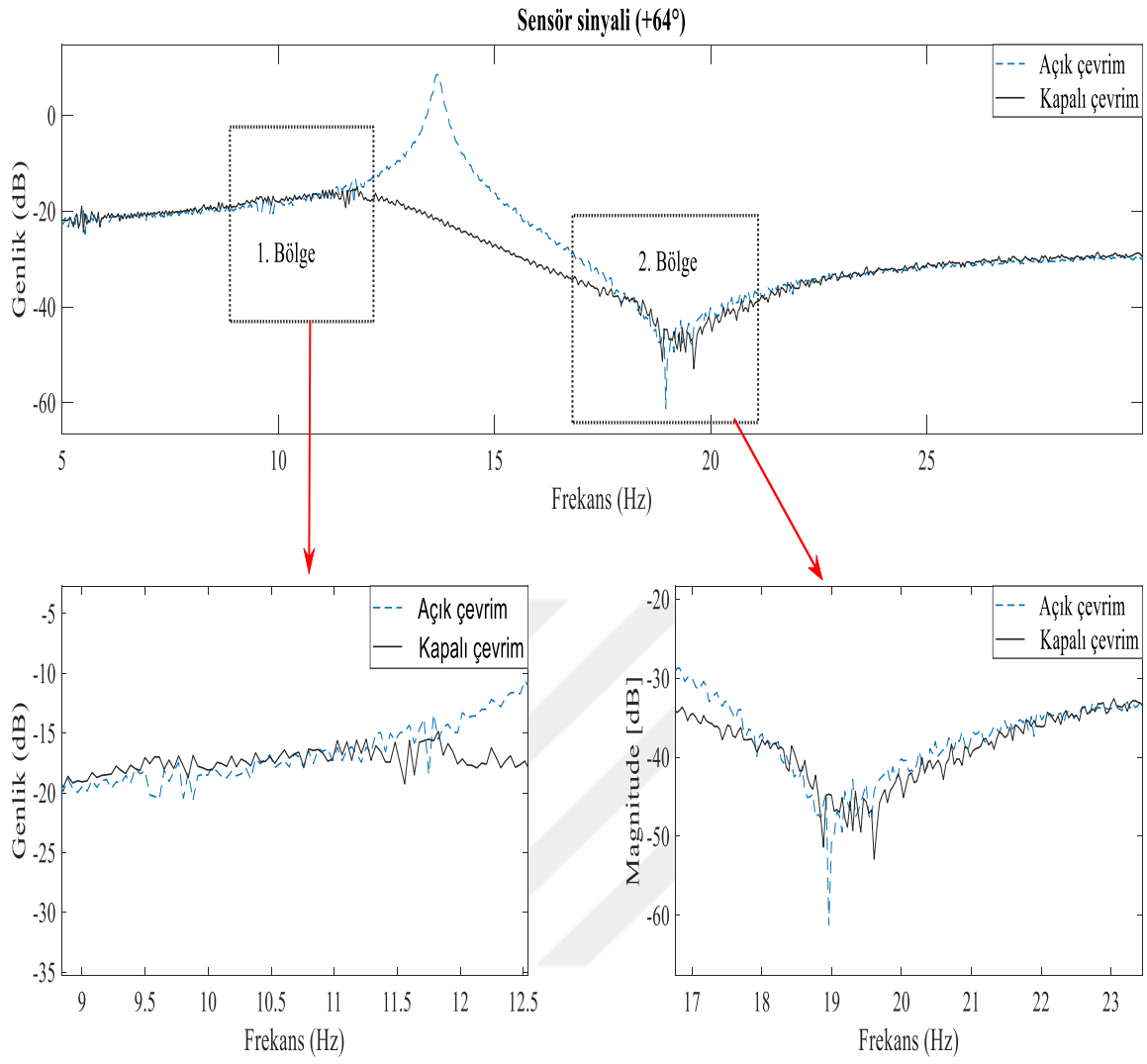
	Oturma zamanı (s)	
	Açık çevrim	Kapalı çevrim
PID kontrolcü	6.50	0.80
H_∞ kontrolcü	6.50	0.56

Çizelge 4.5 : Zorlanmış titreşim için önerilen kontrolcülerin karşılaştırılması.

	Bastırma performansı (%)
PID kontrolcü	82
H_∞ kontrolcü	96



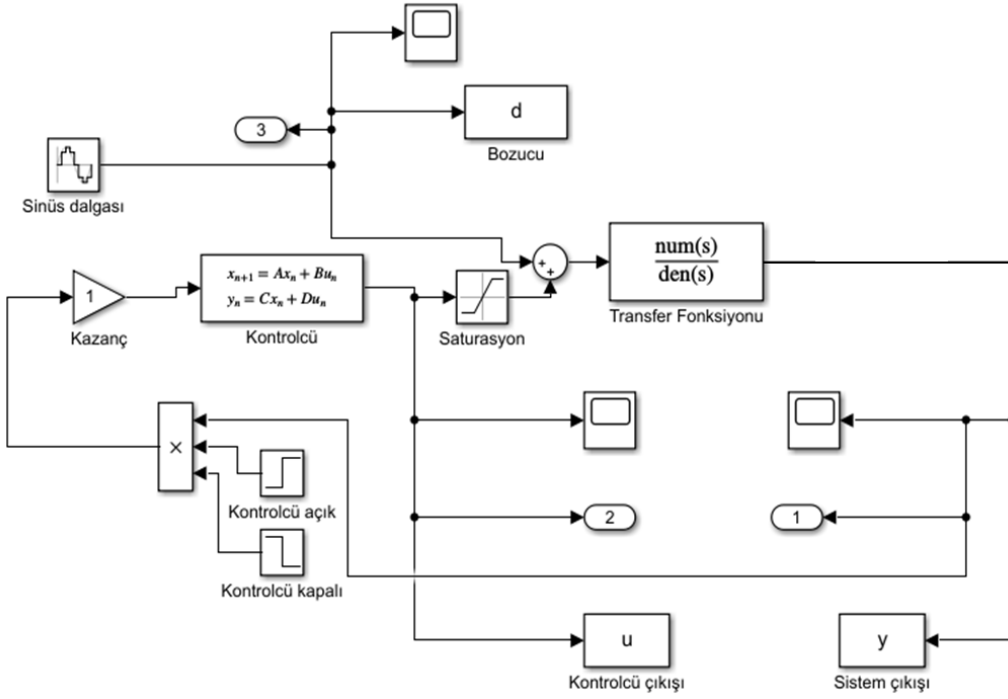
Şekil 4.50 : Farklı kol açıları için FRF'ler (Deneysel).



Şekil 4.51 : FRF'nin yakınlaştırılması (+64°).

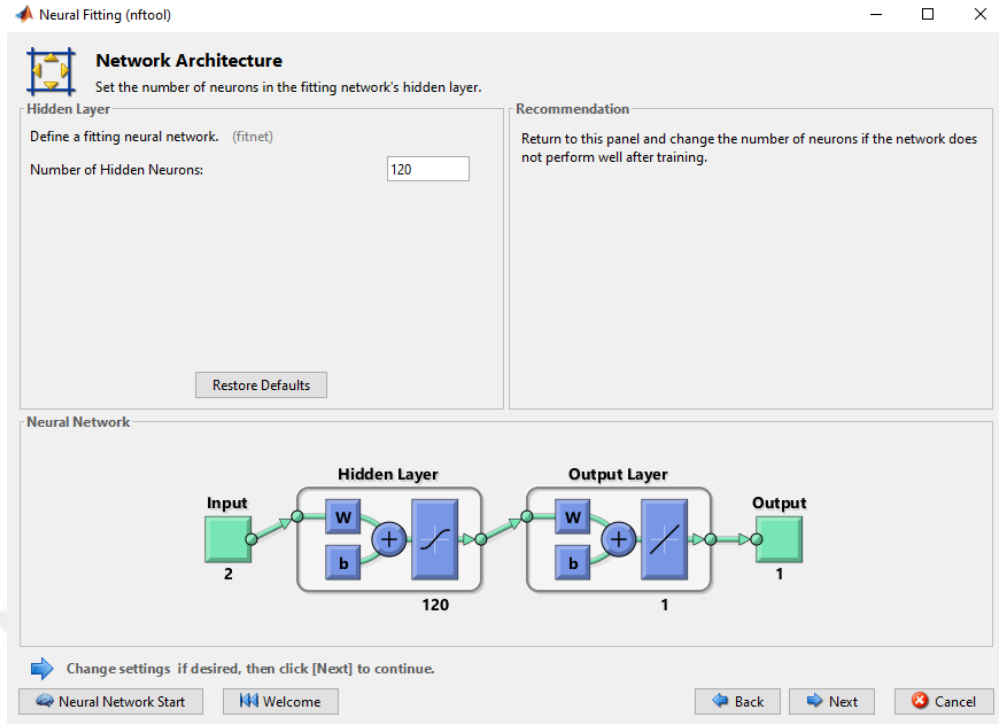
5. YAPAY SİNİR AĞI ÇALIŞMALARI

Bu bölümde, sistemin fiziksel parametrelerindeki değişimin yansıtılması amacıyla, deney düzeneğindeki ankastre kirişin ucuna eklenmiş servo mekanizmadaki kol açılarının tahmini için yapay sinir ağının tasarımı ve test sonuçları sunulmaktadır. Tasarlanan LPV modeline dayalı olarak kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü sisteme uygulanarak elde edilen kontrolcü ve sensör çıkış değerleri YSA'nın girişini oluşturmaktadır. Şekil 5.1'de zorlanmış titreşim bastırımı için Matlab / Simulink ortamında oluşturulan blok diyagram verilmektedir.



Şekil 5.1 : Zorlanmış titreşim bastırımı için simulinkte oluşturulan blok diyagramı.

İlk olarak kontrolcünün açık olduğu 10 sn süresince 0.0001 örnekleme zamanı ile sistem simule edilerek YSA'nın girişleri olan u ve y değerleri elde edilmiştir. Simule edilme süresi ve örnekleme zamanına göre u ve y için 100001'er adet veri elde edilmiştir. Bu işlem 5 farklı servo kol pozisyonu için belirtilen 5 farklı transfer fonksiyonu dolayısıyla 5 farklı rezonans frekans girişiyle ve tasarlanan 5 adet kontrolcü ile gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak toplamda 500005'er adet u ve y değerleri YSA girişinde kullanılmak üzere elde edilmiştir. YSA'nın çıkışı ise servo kol açısıdır. Dolayısıyla oluşturulan YSA modelinin 2 girişi, 1 çıkışı vardır. Her bir servo kol pozisyonuna göre uygulanan işlem için YSA çıkışına aynı matris boyutunda (+64, +32, 0, -32, -64) açılar tanımlanmıştır. Şekil 5.2'de Matlab araç kutusunda tasarlanan YSA model arayüzü görülmektedir.



Şekil 5.2 : Matlab araç kutusunda oluşturulan YSA model arayüzü.

YSA eğitim işleminde Bayesian Regularization (BR) eğitim algoritması kullanılmıştır. BR algoritması diğer algoritmalarla göre daha fazla zaman gerektirir. Ancak zor, küçük veya gürültülü veri kümeleri için daha iyi genelleme sağlayabilmektedir. Sistemde oluşan gürültülerden dolayı 500005 adet birbirine çok yakın değerlerdeki verilerin işlendiği gözönüne alınacak olursa, BR eğitim algoritmasının tasarlanan YSA için daha uygun olacağı aşikardır. Bu yöntemde uyarlanabilir ağırlık minimizasyonuna göre eğitim durmaktadır. Ağırlık tahmin edilen performansları karesel hatalar ortalaması (MSE), ve çoklu belirleme istatistiksel katsayısı veya korelasyon katsayısı (R^2) değerleri ile değerlendirilmiştir.

Çalışmadaki gizli katmanlar nöronlar olarak doğrusal olmayan işlem birimlerinden oluştuğu için Tangent-Sigmoid (TANSIG) transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Yapay sinir ağı oluştururken verilerin %70'i eğitim için (rastgele), %15'i doğrulama için, kalan %15'i ise test için kullanılmıştır.

5.1 Gizli Katmandaki Nöron Sayısının Belirlenmesi

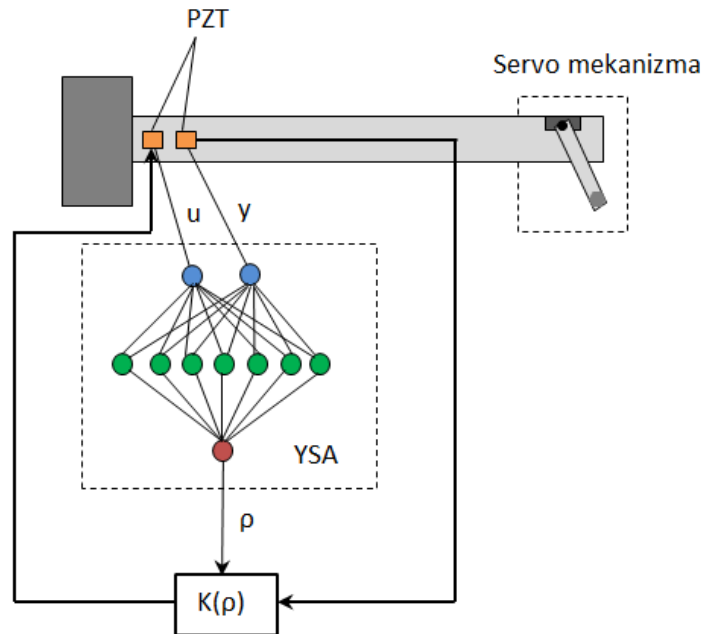
Gizli katmandaki en uygun nöron sayısı farklı değerler denemek suretiyle belirlenmiştir. Gizli katmandaki bu nöronların sayısı deneme yanılma metodu ile 10'dan 150'ye kadar 10'ar arttırılarak belirlenmiştir. MSE ve R^2 istatistiksel değerler Çizelge 5.1'de verilmiştir. Çizelge 5.1'de görüldüğü gibi en düşük hata değerinin elde edildiği ve korelasyon katsayısının en

yüksek olduğu YSA yapısı, gizli katmanda 120 nörondan oluşan mimariye sahip yapıdır. Bu yüzden bu yapı optimum olarak belirlenip sisteme entegre edilmiştir. Şekil 5.3'te oluşturulan YSA yapısının sistem üzerindeki şematik gösterimi verilmiştir.

Çizelge 5.1 : Gizli nöron sayılarına göre ağ performansı.

Gizli nöron sayısı	Eğitim		Test	
	MSE	R^2	MSE	R^2
10	292.1412	0.8573	297.7698	0.8552
20	200.3484	0.9021	203.6567	0.9011
30	166.0951	0.9189	171.7589	0.9162
40	148.8373	0.9273	148.8594	0.9631
50	114.6581	0.9294	145.3513	0.9274
60	111.6468	0.9454	110.3234	0.9453
70	118.7834	0.9425	118.6810	0.9420
80	114.6055	0.9440	117.888	0.9448
90	102.3294	0.9511	104.1233	0.9492
100	116.3237	0.9432	117.5113	0.9424
110	102.7781	0.9499	101.3339	0.9505
120	85.4659	0.9583	85.3879	0.9582
130	87.5833	0.9579	87.7975	0.9572
140	91.5112	0.9553	92.1816	0.9548
150	93.4142	0.9546	92.8232	0.9546

Tablodaki MSE değerlerinin yüksek çıkmasının sebebi; toplamda 500005 adet farklı giriş değerlerine karşılık çıkış için sadece 5 farklı kol açısı değerinin kullanılması olduğu düşünülmektedir.



Şekil 5.3 : YSA'nın sistem üzerinde şematik gösterimi.

5.2 YSA Sonuçları

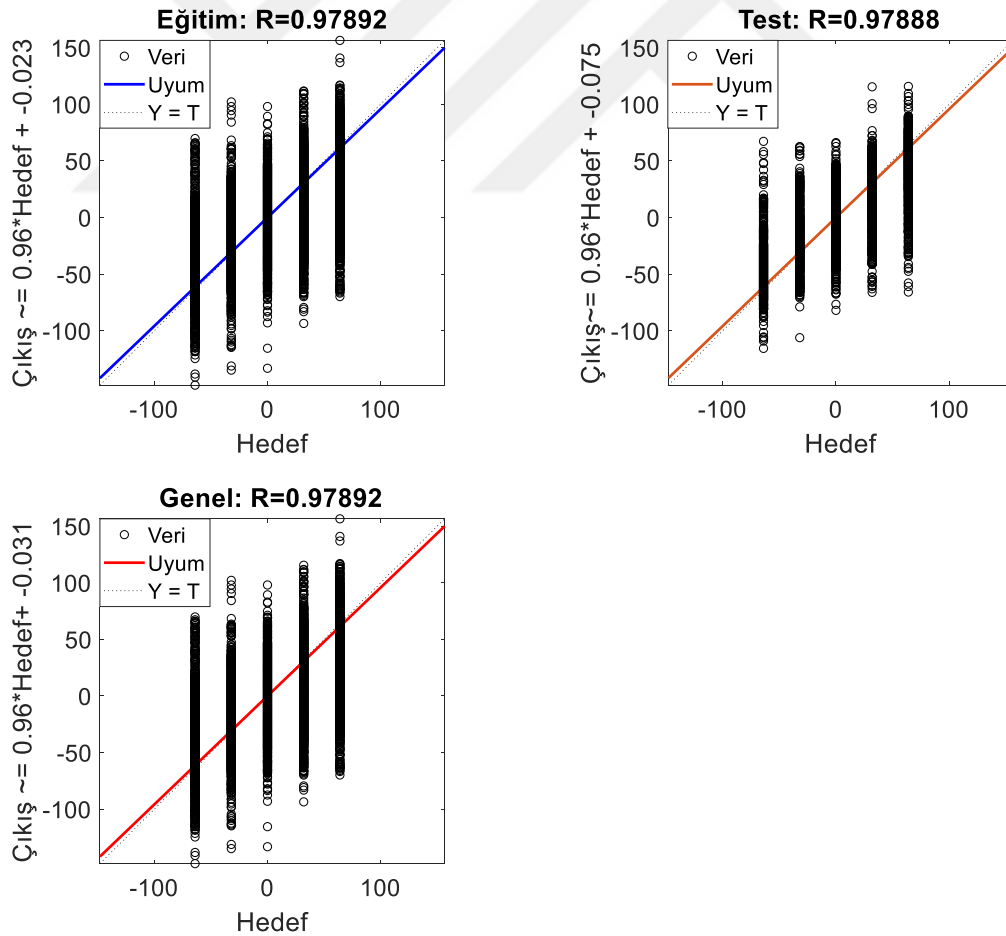
Yapılan çalışmalara göre BR eğitim algoritmayla sırasıyla $[ut \ yt]_{500005 \times 2}$ ve $[ydt]_{500005 \times 1}$ boyutlarında giriş ve çıkış değerleri kullanılarak optimum YSA elde edilmiştir.

ut: Tüm kontrolcü çıkış değerleri

yt: Tüm sensör çıkış değerleri

ydt: Tüm kol açı değerleri

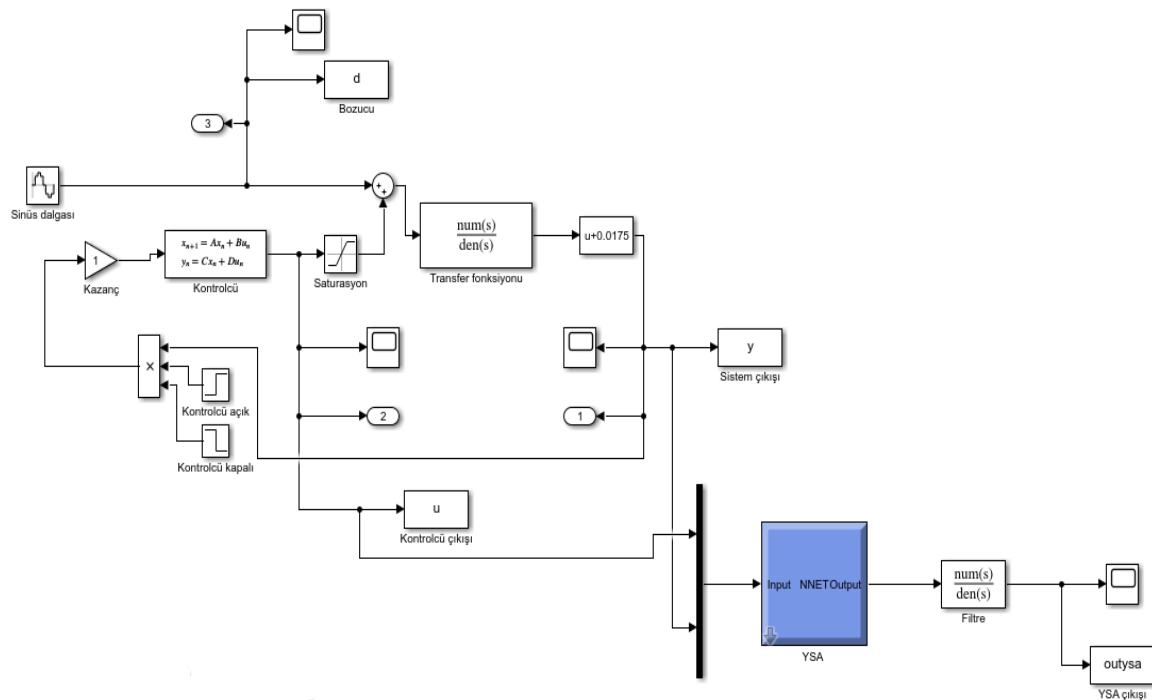
Şekil 5.4'te belirtilen giriş ve çıkış değerleriyle elde edilen optimum YSA yapısının tahmin sonuçları verilmektedir. Şekilde de görüldüğü gibi tahmin işlemi gerçek değerine yakın sonuçlar vererek, bu konuda yapılabilecek kapalı çevrim kontrol işlemlerinde kullanılabilirliğini ortaya koymaktadır. Yine burada verilerin beş farklı bölgede kümeleşmesinin sebebi sadece beş farklı kol açı değerinin çıkış olarak kullanılmasıdır.



Şekil 5.4 : Optimum YSA sonuçları.

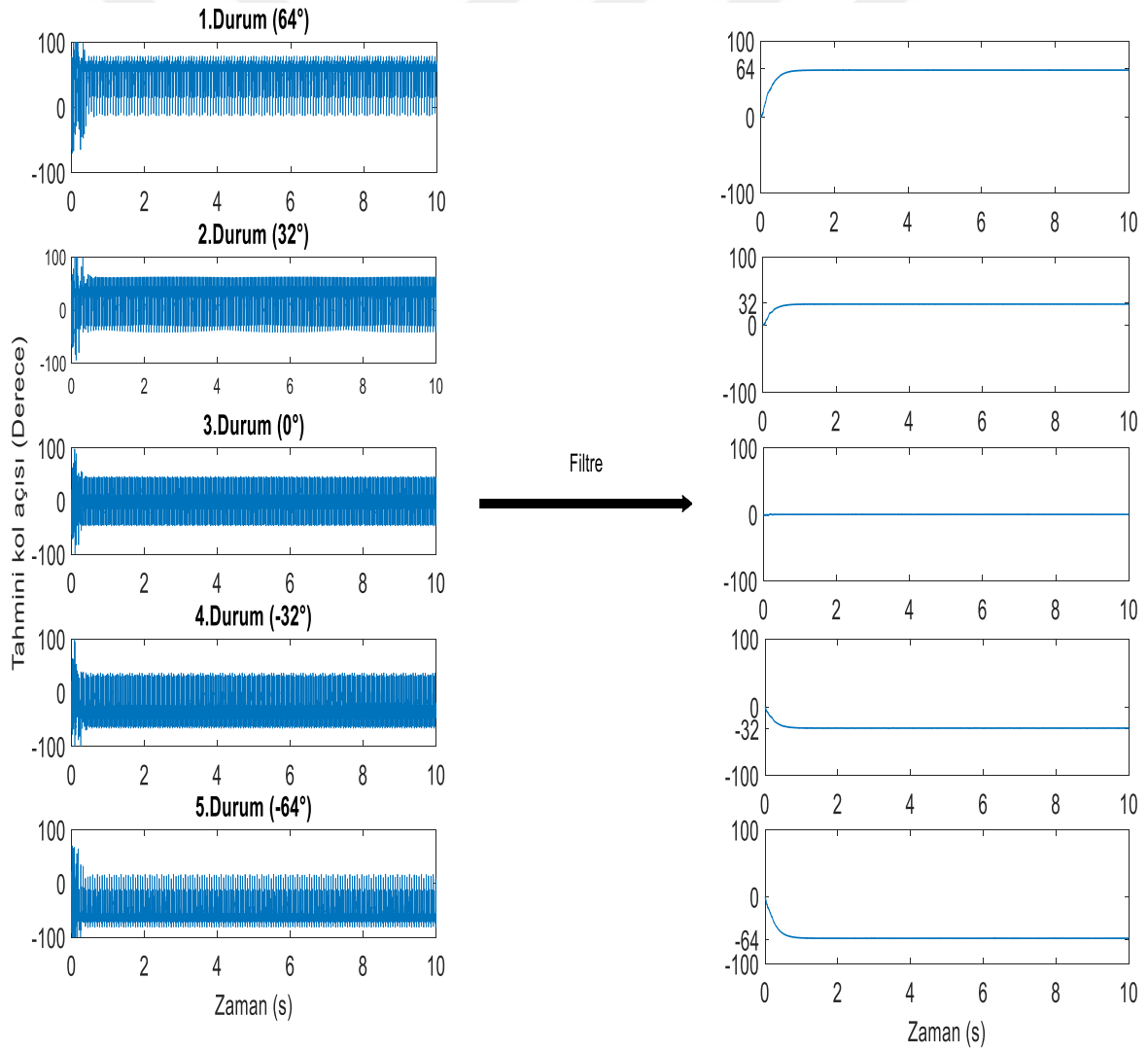
Tasarımı yapılan filtreler tek kutuplu alçak geçiren filtreler olup Denklem (5.1-5.3)'te verilmektedir.

$$f_3 = \frac{1}{0.05s+1} \quad (5.3)$$

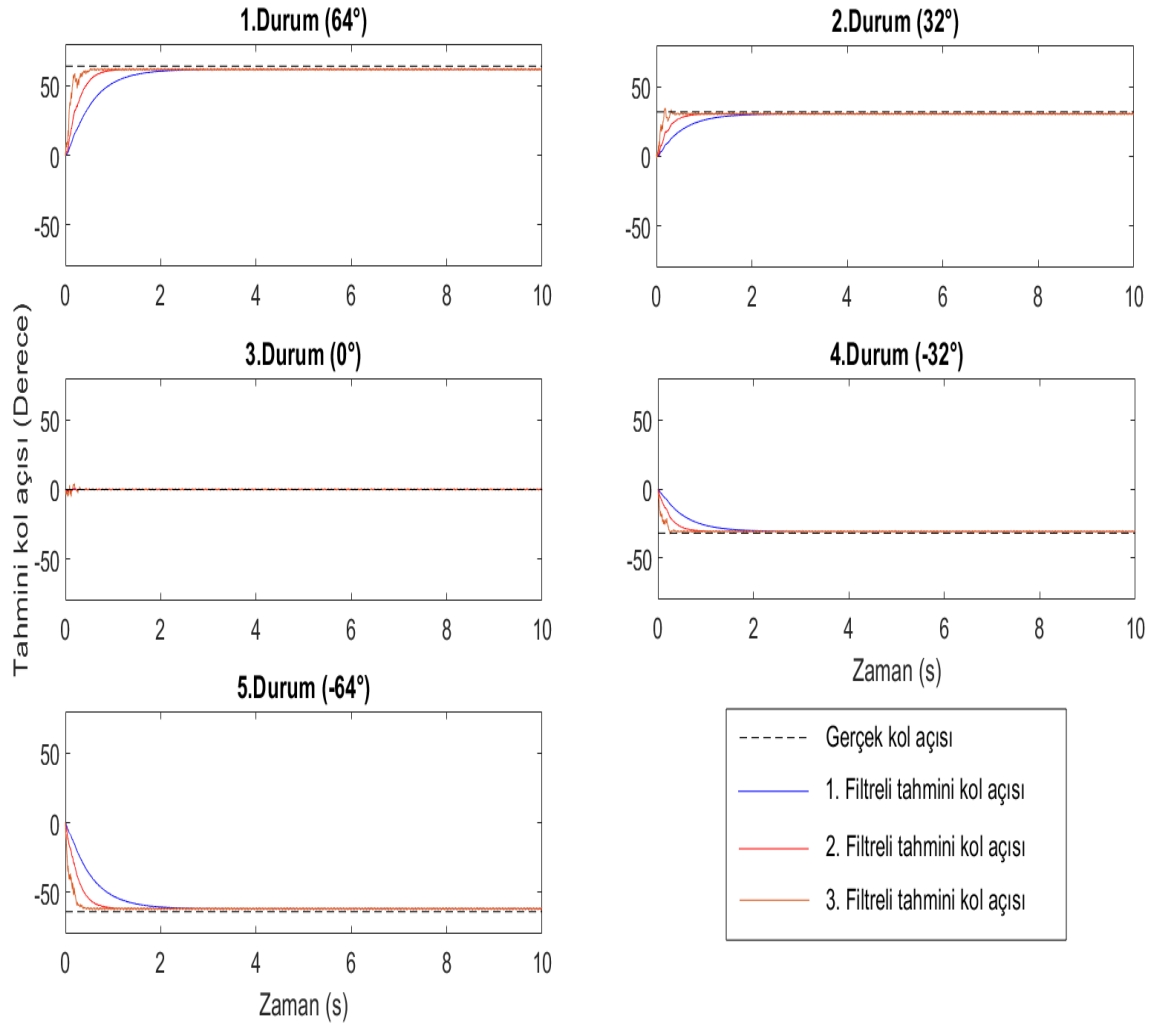


salınlı grafikler oluştuğu gözlendiğinden, oluşan tekrarlı sinyallerin ayrıştırılıp net sonuçların elde edilmek istenmesidir.

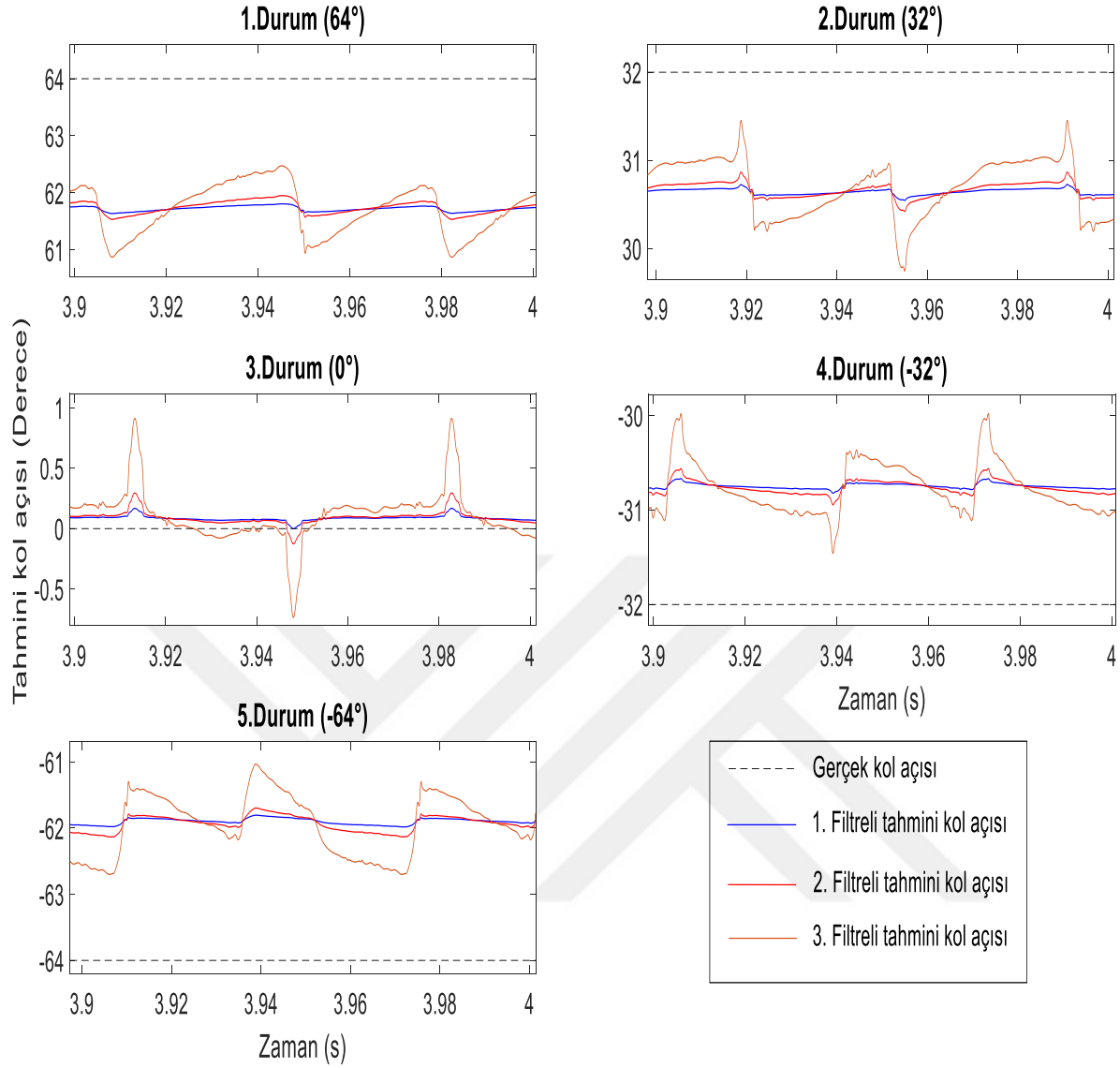
Simülasyon işlemleri beş transfer fonksiyonu ve üç farklı filtre kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Temel açılar için elde edilen sonuçlar şekil 5.7 ve şekil 5.8’de gösterilmektedir. şekil 5.7’de anlaşılacağı üzere yerleşme zamanının en az olduğu sonuç 3. filtre kullanılarak elde edilen sonuçtur. Bu durumu sırasıyla 2. filtre ve 1. filtre kullanılarak elde edilen sonuçların takip ettiği görülmektedir. Ancak grafiklerin yakınladıştırılarak elde edildiği şekil 5.8’e bakıldığında ise salınım miktarının yerleşme zamanıyla ters orantılı olduğu ortaya çıkmaktadır. Bu sonuçlar beş farklı kol açı değeri için de benzerlik göstermektedir. Dolayısıyla sistemden beklenen performansa göre istenilen filtre kullanılabilirliği anlaşılmaktadır.



şekil 5.6 : YSA ile fildresiz ve fildreli sonuçlar.



Şekil 5.7 : Temel açılar için elde edilen sonuçlar.



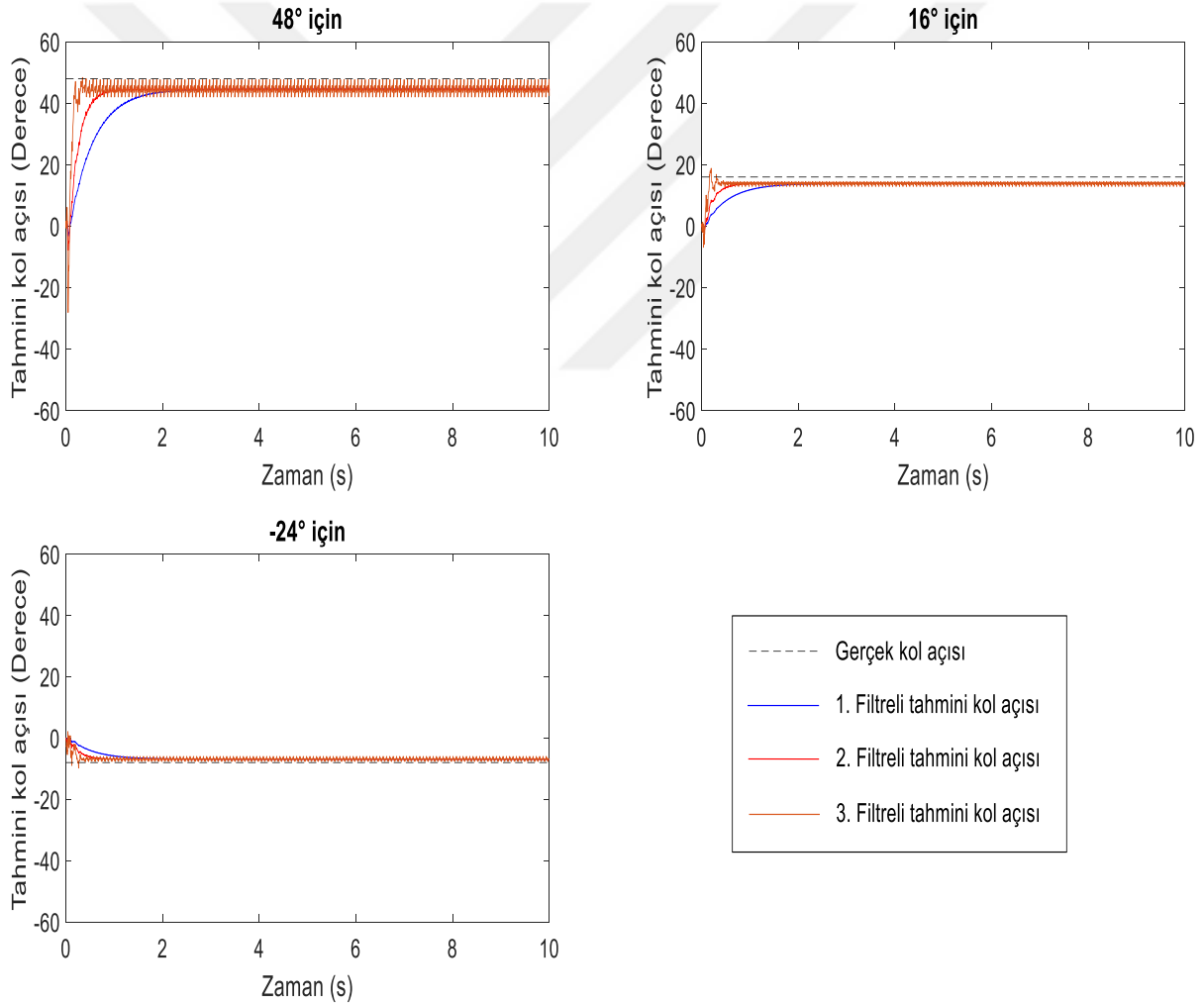
Şekil 5.8 : Temel açılar için elde edilen sonuçlar (Yakınlaştırılmış).

Çizelge 5.2’de temel açılar için YSA sonuçları verilmektedir. Daha önce optimum YSA sonucunda elde edilen modelin yaklaşık % 96 doğrulukta olduğu sonucu elde edilmişti. Yapılan simülasyon sonucunda Çizelge 5.2’ye baktığımızda tahmini kol açısı değerlerinin gerçek kol açısı değerlerine çok yakın olduğu ve hata yüzdesinin de 3-4 bandında değiştiği görülmektedir. Bu durum beş farklı kol açı değerleri içinde benzerlik göstermektedir. Dolayısıyla sonuçlar elde edilen YSA modelinin doğruluğunu ispatlar niteliktedir.

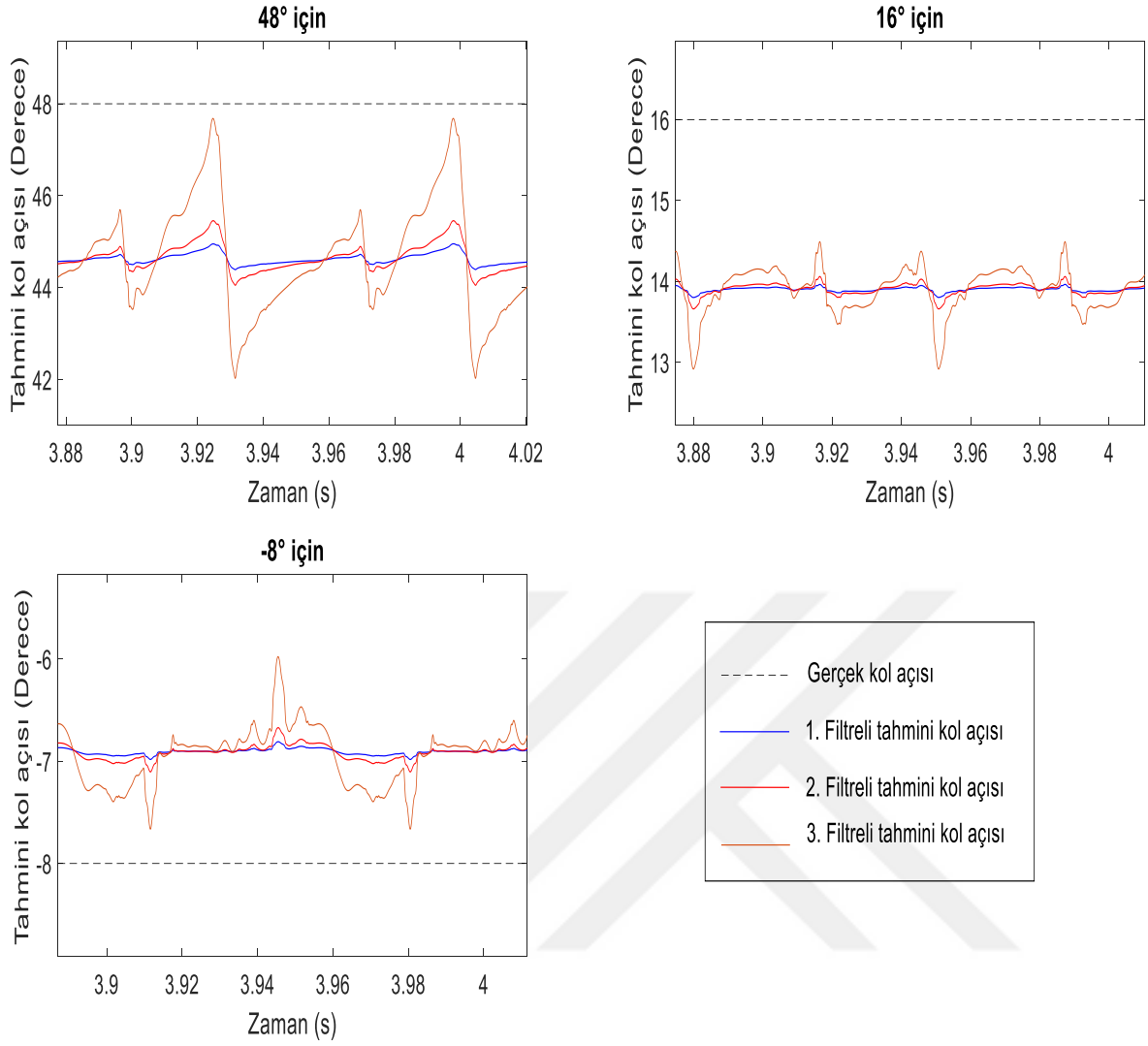
Çizelge 5.2 : Temel açılar için simülasyon sonuçları.

Gerçek kol açısı (°)	Tahmini kol açısı (°)	Hata değeri (°)
64	61.67	2.33
32	30.72	1.28
0	0.051	0.051
-32	-30.73	1.27
-64	-61.96	2.04

Temel açıların yanında rastgele seçilen 3 farklı ara değerdeki açılar için elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da verilmiştir. Temel açılar için elde edilen sonuçlar gibi yerleşme zamanının azdan yükseğe doğru sırasıyla 3. filtre, 2. filtre ve 1. filtre kullanılarak elde edilirken ortaya çıkan salınım büyüklüğü de yerleşme zamanının tersine, sırasıyla azdan yükseğe doğru 1. filtre 2. filtre ve 3. filtre kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 5.9 : Ara değerdeki açılar (rastgele) için elde edilen sonuçlar.



Şekil 5.10 : Ara değerdeki açılar (rastgele) için elde edilen sonuçlar (Yakınlaştırılmış).

Çizelge 5.3’e baktığımızda da rastgele seçilen açılar için elde edilen tahmini kol açılarının gerçek değerlerine çok yakın olduğu hata değerlerinin de düşük seviyede olduğu görülmektedir.

Çizelge 5.3 : Rastgele seçilen açılar için simülasyon sonuçları.

Gerçek kol açısı (°)	Tahmini kol açısı (°)	Hata değeri (°)
48	44.7	3.3
16	13.88	2.12
-8	-6.9	-1.1

6. SONUÇ ve ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında akıllı bir kirişin serbest ve zorlanmış titreşimlerin bastırılması için iki farklı kontrolcü önerilmiştir. İlk kontrolcü orijinal bir metot olan ağırlıklı geometrik merkez metodu ile bir PID kontrolcüdür. Kullanılan yöntemde herhangi bir optimizasyon işlemi olmayıp PID kontrolcü parametreleri sayısal olarak hesaplanmıştır. İkinci kontrolcü olan LPV model tabanlı kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü, farklı varyasyonlarda olabilen kütleli servo kol mekanizma içeren ve kontrol, bozucu ve algılama amaçları için kullanılan PZT yamalara sahip akıllı kirişin birinci rezonans frekansında serbest ve zorlanmış titreşimlerini bastırmak için tasarlanmıştır. Ayrıca tasarlanan kontrolcü Matlab/Simulink ortamında sistemin farklı varyasyonlarında uygulanarak elde edilen veriler Matlab/Araç Kutusunda YSA'da eğitilip YSA bloğu oluşturulmuştur. Bu blok sisteme entegre edilerek servo kol mekanizma açısının tahmini başarılı bir şekilde yapılmıştır.

İlk olarak dört PZT parçaya sahip akıllı kiriş tasarlanmıştır. Akıllı kirişin FRF'lerini değiştirmek için beş farklı açı konumuna getirilebilen bir servo motor mekanizması tasarlanarak kirişe entegre edilmiştir. Sensör ve kontrolcü olarak kullanılan PZT yama çiftleri arasındaki piezo-kirişin FRF'leri, çeşitli kol pozisyonları için araştırılmış ve daha sonra bu kol pozisyonlarına karşılık gelen akıllı kirişin ilk rezonans frekansları elde edilmiştir. Ek olarak, kol pozisyonlarına göre beş farklı durum-uzay modelleri simülasyon çalışmaları yoluyla tasarlanan kontrolcünün performansını gözlemleyecek şekilde elde edilmiştir.

Tüm çalışma koşulları aralığındaki frekansları kapsayan akıllı kirişin servo kolu konumu programlama parametresi olarak seçilerek orijinal bir LPV modeli elde edilmiştir. Burada performans artışı için ek bir kompensatör kullanılmamıştır. Elde edilen LPV modeli kullanılarak kazanç programlamalı H_∞ kontrolcüler tasarlanmıştır. Önerilen kontrolcü ayrıca, programlama parametresinin büyüklüğüne bağlı olarak akıllı kirişin titreşimini bastırmaya odaklanmıştır.

Ağırlıklı geometrik merkez tabanlı tasarlanan PID kontrolcünün sisteme deneysel olarak uygulanmasıyla akıllı kirişin serbest ve zorlanmış titreşimlerini başarılı bir şekilde bastırdığı sonucuna varılmıştır. Elde edilen performans değerlerine göre serbest titreşimde kapalı çevrimde 0.8 s'lik bir oturma zamanı ortaya çıkarken, zorlanmış titreşimdeki bastırma performans değerinin yaklaşık olarak % 82 olduğu sonucuna varılmıştır.

Tasarlanan LPV modeline dayalı kazanç programlamalı H_∞ kontrolcü sisteme uygulanarak farklı kol varyasyonlarında akıllı kirişin birinci rezonans frekansında serbest ve zorlanmış

titreşimlerini bastırmak amacıyla simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Hem zaman hem de frekans alanında elde edilen sonuçlara göre; tasarlanan kontrolcünün, farklı kol konfigürasyonlarında akıllı kirişin ilk rezonans frekansında serbest ve zorlanmış titreşimlerini başarılı bir şekilde bastırdığı görülmüştür. Önerilen kontrolcünün kirişin serbest titreşiminde tüm durumlar için oturma zamanının açık çevrimde yaklaşık 5.3 s olmasına karşın, kapalı çevrimde bu sürenin yaklaşık 0.2 s olduğu sonucu çıkmaktadır. Ayrıca zorlanmış titreşim bastırma performansı hesaplanmış ve tüm durumlar için yaklaşık % 98.8 sonucu ortaya çıkmıştır.

DeneySEL sonuçlara bakıldığında ise, akıllı kirişin birinci rezonans frekansındaki serbest titreşiminde açık çevrimdeki oturma zamanının 6.5 s olmasına karşın tasarlanan kontrolcü uygulandığında bu sürenin 0.56 s'ye kadar düştüğü görülmüştür. Akıllı kirişin birinci rezonans frekansındaki zorlanmış titreşim deneylerine bakıldığında ise, tasarlanan kontrolcü ile % 96'lık bir titreşim bastırma performansı elde edilmiştir. Tüm bu kontrolcü performanslarının farklı kol mekanizmaları için de benzer olduğu görülmüştür.

Tasarlanan H_{∞} kontrolcü rezonans bölgesindeki tüm durumlar için yaklaşık 25 dB baskılama kapasitesine sahiptir. Ayrıca, uygulanan kontrolcü ile beş durum için gürültüye karşı frekans alanındaki açık döngü sisteminin referans takibi hassas bir şekilde yapılmıştır. Bu durum uygulanan kontrolcünün doğruluğunu ispatlar niteliktedir. Ayrıca simülasyon ve deneySEL olarak elde edilen sonuçların birbirleriyle tutarlı olduğu görülmüştür.

DeneySEL olarak doğrulanmış önerilen tasarım stratejisi, belirli bir zaman aralığında bir yükün ağırlığında değişiklik yaşayan bir uçak kanadı yapısı üzerindeki aşırı titreşimlerin izolasyonu için büyük bir potansiyele sahip olduğu anlaşılmıştır.

Son olarak sistemin fiziksel parametrelerindeki değişimin yansıtılması amacıyla, deney düzeneğindeki ankastre kirişin ucuna eklenmiş servo mekanizmadaki kol açılarının tahmini için Matlab/Simulink ortamında 0.9583 regresyon katsayısında oluşturulan YSA bloğu sisteme entegre edilerek servo kol mekanizmanın açı tahmini yüksek doğrulukta yapıldığı sonucuna varılmıştır.

Yapılan bu tez çalışmasının ve elde edilen sonuçların yapılacak çalışmalar için yeterli temel bilgi ve motivasyon sağlayabileceği düşünülmektedir.

Yapılan çalışmadan sonra önerilerden ilki, YSA veya bulanık mantık ile akıllı kirişin serbest ucuna eklenmiş kol mekanizmasının açı tahminini gerçek zamanlı olarak yapabilecek bir tahmin algoritması tasarlanıp sisteme entegre edilebilir.

Bir diğ er öneri, çalışmanın karmaşık geometrilere veya uçak kanatları gibi daha karmaşık yapılara uyarlanması ile bu tür aktif titreşim kontrol metodolojilerinin gerçek yaşam uygulamalarındaki etkinliğı gözlenebilir.

Başka bir öneri ise sunulan yöntemin, aktüatör dinamikleri olan LPV kontrolcünün tasarım sürecindeki ilgili parametre sayısı arttırılarak köşe kontrolcülerin artmasıyla daha hassas ve geniş bir çalışma aralığı elde edilmesine olanak sağlanabilir.

Çalışmada akıllı bir konsol kirişin düzleme dik birinci eğilme titreşimleri bastırılmaya çalışılmıştır. Dolayısıyla daha gelişmiş kontrolcü algoritmalarıyla daha yüksek modların titreşim sönümlemesi araştırılabilir.

Ek olarak, karmaşık ve gelişmiş kontrolcü algoritmaları ile gözlemek için bir dijital kontrolcü kullanılabilir. Bu nedenle, bu tezde bildirilen sonuçlar, aynı anda birkaç modun kontrol edilebilirliğı için geliştirilebilir. Gelişmiş algoritmalar, seçilen frekans aralığında istenen sayıda mod için eşzamanlı modifikasyon fırsatı sağlayabilir.

KAYNAKLAR

- Adrian, G. Wills, D. B. & Andrew, J. F. et al.** (2007). Model predictive control applied to constraint handling in active noise and vibration control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16 (1), 3–12.
- Akın, O.** (2015). Active Neuro-Adaptive Control of a Smart Beam Having Uncertainties in Structural Dynamics (Master's thesis), METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- Akın, O. & Sahin, M.** (2017). Active neuro-adaptive vibration suppression of a smart beam, *Smart Struct. Syst.*, 20 (6), 657–668.
- Alam, M.N. & Rahman, N.U.** (2010). Active vibration control of a piezoelectric beam using PID controller: Experimental study, *Latin American Journal of Solids Structure*, 9, 657- 673.
- Analog filters.** Erişim: 15 Mart 2020, <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/Basic-Linear-Design/Chapter8.pdf>
- Anil K. Jianchang, M. K.M. Mohiuddin, Z.** (1996). Artificial Neural Networks: A Tutorial, *IEEE*, 18, 9162-9196.
- Anthony, K. & Ho, P. E.** (2014). *Fundamental of PID Control*. PDH Center.
- Aridoğan, U. Şahin, M. Nalbantoğlu, V. ve Yaman, Y.** (2009). Piezoelektrik Yamaların Akıllı Bir Kirişin Titreşim Kontrolünde Algılayıcı ve Uyarıcı Olarak Kullanılması, *UMTS, 14. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu*, Bildiriler (pp.275-281), ODTÜ Kuzey Kıbrıs Kampüsü, KKTC.
- Aridoğan, U.** (2010). Performance Evaluation of Piezoelectric Sensor/Actuator on Investigation of Vibration Characteristics and Active Vibration Control of a Smart Beam. Master's thesis, METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- Astrom, K. & Hagglund, T.** (1995). *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. Instrument Society of America 2nd Edition.
- Azizi, A. Durali, L. Rad, F. P. & Zareie, S.** (2009). Control of vibration suppression of a smart beam by piezoelectric elements, *IEEE*, 978 (1), 7695-7737.
- Becker G. & Packard, A.** (1994). Robust performance of linear parametrically varying systems using parametrically-dependent linear feedback, *System & Control Letters*, 23, 205–215.
- Badihi, H. Zhang, Y. & Hong, H.** (2013). Fault-Tolerant Control Design for A Large Off-Shore Wind Turbine Using Fuzzy Gain-Scheduling and Signal Correction, *American Control Conference (ACC)*, 1448–1453.
- Badrowy, S.** (2003). Technology Update Principal Engineer Cinciretti Machine, AUNONA Company, Cincinnati, OH, (pp.4-7), United States.
- Bae, J. S. Hwang, J. H. Roh, J. H. Kim, J. H. Yi, M. S. & Lim, J. H.** (2012). Vibration suppression of a cantilever beam using magnetically tuned-mass-damper, *Journal of Sound and Vibration* 331, 5669–5684.

- Bae, J. S. Kwak, M. K. & Inman, D. J.** (2005). Vibration suppression of a cantilever beam using eddy current damper, *Journal of Sound and Vibration*, 284, 805–824.
- Balas, G. Fialho, I. Packard, A. Renfrow, J. & Mullaney, C.** (1997). On The Design of LPV Controllers for The F-14 Aircraft Lateral-Directional Axis During Powered Approach, *Proceedings of the 1997 American Control Conference*, 1, 123–127.
- Balas, G. J.** (2002). Linear, parameter-varying control and its application to a turbofan engine, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 12 (9), 763–796.
- Barboni, R. et.al.** (1999). Optimal placement of PZT actuators for the control of beam dynamics, *Smart Materials and Structures*, 9 (1).
- Barker, J. M. & Balas, G. J.** (2000). Comparing linear parameter-varying gain-scheduled control techniques for active flutter suppression, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, American Institute of Aeronautics and Astronautics, 23, 948–955.
- Bianchi, F. Mantz, R. & Christiansen, C.** (2005). Gain scheduling control of variable-speed wind energy conversion systems using quasi-LPV models, *Control Engineering Practice*, 13 (2), 247–255.
- Boyd, S. Ghaoui, L. Feron, E. et al. (1994). *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*, Siam, Philadelphia, USA.
- Bruant, I. Coffignal, G. Lene, F. & Verge, M.** (2001). A methodology for determination for piezoelectric actuator and sensor location on beam structures, *Journal of Sound and Vibration*, 243 (5), 861–882.
- Bruzelius, F. Breitholtz, C. & Pettersson, S.** (2002). LPV-Based Gain Scheduling Technique Applied to A Turbo Fan Engine Model, *Proceedings of the 2002 International Conference on Control Applications*, 2, 713–718.
- Carter, L. H. & Shamma, J. S.** (1996). Gain scheduled bank-to-turn autopilot design using linear parameter varying transformations, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* 19 (5), 1056–1063.
- Chhabra, D. Narwal, K. & Singh, P.** (2012). Design and analysis of piezoelectric smart beam for active vibration control, *International Journal of Advance Research and Technology*, 1, 1–5.
- Chen, J. J. & Ji, Z. C.** (2010). The Gain Scheduling Control For Wind Energy Conversion System Based On LPV Model, *International Conference on Networking, Sensing and Control (ICNSC)*, 653–657.
- Chen, Z. & Liu, Y.** (2015). Modeling and controlling of the piezoelectric smart cantilever beam of artificial muscles, *IEEE*, 978 (1), 4799–8730.
- Ciminello, M. Calabro, Ameduri S & Concilio,** (2008). Synchronized switched shunt control technique applied on a cantilevered beam: numerical and experimental investigations, *J. Intell. Mater. Syst. Struct.*, 19 (2), 1089–1100.
- Cinsdikici, M.** (1997). ATM Ağlarında Yönlendirme Ve Çoklu Dağıtım Problemleri için Yapay Sinir Ağı Çözümleri (Yüksek Lisans Tezi). Fen Bilimleri Enstitüsü, Ege Üniversitesi, İzmir.

- Curie, J. & Curie, P.** (1880). Developpement, par pression, de l'electricité polaire dans les cristaux hémiedres à faces inclinées, *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences*, Paris, 91, 294–295.
- Çalışkan, T.** (2002). Piezoelectric Ceramics and Their Applications in Smart Aerospace Structures, (PhD Thesis), METU, Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Dong, W. J. Yu, N. H. & Yin, Y.** (2006). A novel time-frequency coded multi-rate MB-OFDMUWB system model, *Journal of Electronics & Information Technology*, 28 (6), 1858-1861.
- Dosch, J. Inman, J. & Gareia, D. J. E.** (1992). Self-sensing piezoelectric actuator for collocated control, *Intelligent Material Systems and Structures*, 3, 166-185.
- Doyle, J. Glover, K. Khargonekar, P. P. & Francis, B. A.** (1989). State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems, *IEEE Trans. Aut. Control*, 34 (8).
- Elektrik port.** Erişim: 21 Ocak 2020, <https://www.elektrikport.com/haber-roportaj/elektronik-filtreler-1-bolum-elektrikport-akademi/17069#ad-image-0>.
- Elmas, Ç.** (2003). Yapay sinir ağları. Seçkin Yayıncılık San ve Tic. A.Ş., İstanbul, 32-35.
- Fei, J. Fang, Y. & Yan, C.** (2010). The comparative study of vibration control of flexible structure using smart materials, *Mathematical Problems in Engineering*, 1-13.
- Fialho, I. & Balas, G.** (2002). Road adaptive active suspension design using linear parametervarying gain-scheduling, *IEEE Transactions on Control Systems Technology* 10 (1), 43–54.
- Gandhi, M. V. & Thompson, B. S.** (1992). *Smart Materials and Structures*, Springer Netherlands.
- Gu, D. W. Petkov, P. & Konstantinov, M. M.** (2005). *Robust Control Design With MATLAB®*. Springer Science & Business Media.
- Gupta, V. Sharma, M. & Thakur, N.** (2010), Optimization criteria for optimal placement of piezoelectric sensors and actuators on a smart structure: A technical review, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 21, 1227-1243.
- Halim, D. & Moheimani, R.** (2007). An optimization approach to optimal placement of collocated piezoelectric actuators and sensors on a thin plate, *Elsevier Science, Mechatronics*, 9, 27-47.
- Haykin, S.** (2009). *Neural Networks and Learning Machines*, Pearson International Edition Third Edition 31-35.
- Heganna, S. S. & Joglekar, J. J.** (2016). Active vibration control of smart structure using PZT patches, *Procedia Computer Science*, 89, 710 – 715.
- Heinze S. & Karpef, M.** (2006). Analysis and wind tunnel testing of a piezoelectric tab for aeroelastic control applications, *Journal of Aircraft*, 43 (6), 1799–1804.
- Henry, A. & Abdullah, M.** (2002). Structural Magnetic Induction Damper, A&M University, Tallahassee, Florida, 21.
- Hernandez, V. M. & Silva, G. R.** (2019). *Automatic Control with Experiments*. Springer Science.
- Herzog, R. & Keller, J.** (2011). *Advanced Control: 'An Overview on Robust Control*, MSE, 51.

- Heywang, W. Lubitz, K. & Wersing, W.** (2008). *Piezoelectricity: Evolution and Future of a Technology*. Springer.
- Hongsheng, H. Juan, W. X. Suxiang, Q. & Lin-fang, Q.** (2007). Active Vibration Control by Piezoelectric Selfsensing Actuator for Beam under a Moving Mass, *Electronic Measurement and Instr. ICEMI '07. Eighth International Conference*, 600- 605.
- Huang, X. Wang, Q. Wang, Y. Hou, Y. & Dong, C.** (2013). Adaptive augmentation of gainscheduled controller for aerospace vehicles, *Journal of Systems Engineering and Electronics* 24 (2), 272–280.
- Hyde, R. & Glover, K.** (1993). The application of scheduled H_∞ controllers to a VSTOL aircraft, *IEEE Transactions on Automatic Control* 38 (7), 1021–1039.
- Ikeda, T.** (1996). *Fundamentals of Piezoelectricity*, Oxford University Press, New York.
- Illka, A.** (2015). Gain Scheduling Controller Design (Phd Thesis), Slovak University of Technology, Institute of Robotics and Cybernetics, Bratislava, Slovak.
- Jadbabaie, A. & Hauser, J.** (2002). Control of a thrust-vectorred flying wing: a receding horizon – LPV approach, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 12 (9), 869–896.
- Jalili, N.** (2010). *Piezoelectric Based Vibration Control from Macro to Micro/Nano Scales*, Springer Science and Business Media, USA.
- Jang, S. M. & Lee, S. H.** (2003). Comparison of three types of permanent magnet linear eddy-current brakes according to magnetization pattern, *Magnetics, IEEE Transactions*, 39 (5), 3004-3006.
- Junfeng, H. Dachang, Z. & Qiang, C.** (2011). Vibration control of a smart beam using H_∞ control, *IEEE*, 978 (0), 769-4353.
- Kapasouris, P. Athans, M. & Spang, H. A.** (1985). Gain-Scheduled Multivariable Control For The Ge-21 Turbofan Engine Using The LQG/LTR Methodology, *American Control Conference*, 109–118.
- Karadal, F. M.** (2008). Active Flutter Suppression of a Smart Fin. (Master’s thesis), METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- Kazancı, M. V.** (2013). Active Vibration Control of a Cantilever Beam (Yüksek Lisans Tezi), İstanbul Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Kelly J. & Evers, J.** (1997). An Interpolation Strategy for Dynamic Compensators, *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference*, 1682–1690.
- Khot, S. Yelve, N. P. Tomar, R. Desai, S. & Vittal, S.** (2012). Active vibration control of cantilever beam by using PID based output feedback controller, *Journal of Vibration and Control*, 18, 366-372.
- Kumar, S. Srivastava, R. & Srivastava, R.K.** (2014). Active vibration control of smart piezo cantilever beam using PID controller, *Int. Journal of Research in Engineering and Technology*, 3, 392-399.

- Kwag, D.G. Bae, J. S. & Hwang, J. H.** (2007). Experimental study for dynamic characteristics of an eddy current shock absorber, *Journal of the Korean Society for Aeronautical and Space Science*, 35, 1089–1094.
- Larsen, J.** (1999). Introduction to Artificial Neural Networks. 1st Edition.
- Lee, C. H. & Chung, M. J.** (2001). Gain-scheduled state feedback control design technique for flight vehicles, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* 37 (1), 173–182.
- Leith D. & Leithead W.** (2000), On Formulating Nonlinear Dynamics in LPV Form. *Conference On Decision and Control*, 3526–3527.
- Lin, H. H. Beck, C. & Bloom, M.** (2008). Multivariable LPV Control of Anesthesia Delivery During Surgery, *American Control Conference*, 825–831.
- Lu, B. Choi, H Buckner, G. D. & Tammi, K.** (2008). Linear parameter-varying techniques for control of a magnetic bearing system, *Control Engineering Practice* 16 (10), 1161-1172.
- Mehendale, C. Fialho, I. & Grigoriadis, K.** (2003). Adaptive Active Microgravity Isolation Using LPV Gain-Scheduling Methods, *Proceedings of the 2003 American Control Conference*, 2, 1452–1457.
- Mehendale, C. S. Fialho, I. J. & Grigoriadis, K. M.** (2009). A linear parameter-varying framework for adaptive active microgravity isolation, *Journal of Vibration and Control*, 15 (5), 773–800.
- Martinez, A. R. & Ramirez, R. G.** (2005). PI Fuzzy Gain-Scheduling Speed Control of A Gas Turbine Power Plant, *Proceedings of the 13th International Conference on Intelligent Systems Application to Power Systems*, 6.
- Matsuzaki, Y. Ishikubo, Y. Kamita, T. & Ikeda, T.** (1997). Vibration control system using electromagnetic forces, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* 8, 751–756.
- Mayhan, P. & Washington, G.** (1988). Fuzzy model reference learning control: a new control paradigm for smart structures, *Smart Mater. Struct.*, 7, 874-884.
- Mead, D. J.** (1998). *Passive Vibration Control*. New York, Wiley.
- Mishra, S. Unnikrishnan, L. Nayak, S. K. & Mohanty, S.** (2019). Advances in piezoelectric polymer composites for energy harvesting applications: a systematic review, *Macromol. Mater. Eng.*, 304 (1), 1–25.
- Mohamed, A. Hassan, I. & Hashem, A.** (1999). Application of Discrete-Time Gain-Scheduled Q parameterization Controllers to Magnetic Bearing Systems with Imbalance, *Proceedings of the 1999 American Control Conference*, 1, 598–602.
- Murtagh, P. J. Ghosh, A. Basu, B. & Broderick, B. M.** (2008). Passive control of wind turbine vibrations including blade/tower interaction and rotationally sampled turbulence, *Wind Energy*, 11 (4), 305–317.
- Naus, G. J. L.** (2009). *Gain scheduling robust design and automated tuning of automotive controllers*, University of Technology Eindhoven, Department of Mechanical Engineering.

- Nestorovic, T. & Oveisi, A.** (2015). Robust controller for the vibration suppression of an active piezoelectric beam, *7th ECCOMAS Thematic Conference on Smart Structures and Materials*.
- Neşeli, S.** (2007). Tornalamada Yaklaşma Açısı ve Talaş Açısına Bağlı Tırlama Titreşimlerinin Yüzey Pürüzlülüğüne Etkileri. Yüksek Lisans Tezi, Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Konya.
- Nichols, R. Reichert, R. & Rugh, W.** (1993). Gain scheduling for H_∞ controllers: a flight control example, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 1 (2), 69–79.
- Niemann, H. & Stoustrup, J.** (1999). Gain Scheduling Using the Youla Parameterization, *Proc. of the 38th Conf. on Decision and Control*, 2306–2311.
- Ogata, K.** (2010). *Modern Control Engineering*. Pearson International Edition Fifth Edition.
- Omidi, E. & Mahmoodi, S. N.** (2014). Vibration control of collocated smart structures using H_∞ modified positive position and velocity feedback, *Journal of Vibration and Control*, 22, 2434-2442.
- Onat, C. Kucukdemiral, I. B. Sivrioglu, S. & Yuksek, I.** (2007). LPV model based gain scheduling controller for a full vehicle active suspension system, *Journal of Vibration and Control*, 13, 1629-1666.
- Onat, C. Kucukdemiral, I. B. Sivrioglu, S. Yuksek, I. & Cansever, G.** (2009). LPV gain scheduling controller design for a nonlinear quarter-vehicle active suspension system, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 31, 71-95.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2010). Active Vibration Suppression of a Smart Beam via $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Control, *International Workshop on Piezoelectric Materials and Applications in Actuators*. Antalya, Turkey.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2011a). Active Vibration Suppression of a Smart Beam by Using a Fractional Control, *2nd International Conference of Engineering Against Fracture (ICEAF II)*, Mykonos, Greece, June 22-24.
- Onat, C. Sahin, M. Yaman, Y. Prasad, E. & Nemana, S.** (2011b). Design of an LPV Based Fractional Controller for the Vibration Suppression of a Smart Beam, *International Workshop on Smart Materials&Structures and NDT in Aerospace (CanSmart2011)*, Montreal, Canada, November 02-04.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2011c). Active Vibration Suppression of a Smart Beam by Using an LQG Control Algorithm, *2nd International Conference of Engineering Against Fracture (ICEAF II)* Mykonos, Greece.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2011d). An Experimental Performance Evaluation for the Suppression of Vibrations of the Second Mode of a Smart Beam, 6. *Ankara International Aerospace Conference*, Ankara, Turkey.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2011e). Design of an LPV Based Fractional Controller for the Vibration Suppression of a Smart Beam, *CanSmart2011, International Workshop on Smart Materials & Structures and NDT in Aerospace*. Montreal, Canada.
- Onat, C. Hamamci, S. E. Oğuz, S.** (2012). A Practical PI Tuning Approach for Time Delay Systems, *IFAC Proceedings*, 45 (14), 102-107.

- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2012). Fractional controller design for suppressing smart beam vibrations aircraft engineering and aerospace technology: *An International Journal*, 84 (4), 203-212.
- Onat, C.** (2013). A new concept on PI design for time delay systems: weighted geometrical center, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, 9, 1539-1556.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2013). Optimal Control of a Smart Beam by Using a Luenberger Observer, *3rd International Conference of Engineering Against Failure (ICEAF III)*, Kos, Greece, June 26-28.
- Onat, C.** (2014). WGC based robust and gain scheduling PI controller design for condensing boilers, *Advances in Mechanical Engineering*, 1-13.
- Onat, C. & Sahin, M.** (2016). PZT eyleyici ve algılayıcı içeren esnek bir konsol kiriş için robust kontrolcü tasarımı ve simülasyonu, *Mühendis ve Makina*, 683 (57), 48-56.
- Onat, C. Daskin M. & Turan, A.** (2017), Gain scheduling linear model of an electro-hydraulic actuator, *An International Journal of Optimization and Control: Theories & Applications*, 7 (3), 301-306.
- Onat, C. Sahin, M. & Yaman, Y.** (2017). Gain Scheduling H_∞ Control of a Smart Beam with Parameter Varying, *ECCOMAS*.
- Oosterom, M. & Babuska, R.** (2001). Fuzzy Gain Scheduling For Flight Control Laws, *The 10th IEEE International Conference on Fuzzy Systems*, 2, 716–719.
- Ozyetkin, M. M. Onat, C. Tan, N.** (2018). PID Tuning Method for Integrating Processes Having Time Delay and Inverse Response, *IFAC Papers On Line*, 51 (4), 274–279.
- Parameswaran, A. P. & Gangadharan, K. V.** (2012). Active vibration control of a smart cantilever beam at resonance: A comparison between conventional and real time control, *IEEE*, 978 (1), 4673-5119.
- Paraskevopoulos, P. N.** (1996). *Digital Control Systems*. Prentice Hall.
- Pea, R. & Ghersin, A.** (2010). LPV Control of Glucose for Diabetes Type i, *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 680–683.
- Peng, F. Ng, A. & Hu, Y. R.** (2005). Actuator placement optimization and adaptive vibration control of plate smart structures, *Journal of Intelligent Material Systems and Structures, Sage Publications*, 16, 263.
- Pointon, A. J.** (1982). Piezoelectric Devices, *IEE Proc.*, 129 (5), 285.
- Reichert, R.** (1992), Dynamic scheduling of modern-robust-control autopilot designs for missiles, *IEEE Control Systems*, 12 (5), 35–42.
- Rao, S. S.** (2005). Mechanical Vibration. Fourth edition in SI Units, 7, 11-17.
- Ros, N. F. M. Saad, M.S. & Darus, I.Z.M.** (2015). Dynamic modeling and active vibration control of a flexible beam: A review, *Int. Journal of Engineering & Technology*, 15, 12-17.

- Ruzhekov, G. Slavov, T. & Puleva, T.** (2011). Modeling and Implementation of Hydro Turbine Power Adaptive Control Based on Gain Scheduling Technique, *16th International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP)*, 1–6.
- Saad, M.S. Jamaluddin, H. & Darus I.Z.M.** (2011). Active Vibration Control of Flexible Beam System Using Proportional Control Scheme In Finite Difference Simulation Platform, *Fourth International Conference on Modeling, Simulation and Applied Optimization* 1-5.
- Saad, M. S. Jamaluddin, H. & Darus, I.Z.M.** (2012). Active vibration control of flexible beam using differential evolution optimisation, *World Academy of Science and Technology*, 419-426.
- Safonov, M. & Limebeer, D.** (1988). Simplifying H_∞ Theory Via Loop Shifting, *Proc. 27th Conference on Decision and Control*, December.
- Sahin, M. Karadal, F. M. Yaman, Y. Kircali, O. F. Nalbantoglu, V. Ulker, F. D. & Caliskan, T.** (2008). Smart structures and their applications on active vibration control: Studies in the Department of Aerospace Engineering, METU, *J. Electroceramics*, 20 (3–4), 167–174.
- Senöz, E. R.** (2019). Evaluation of the Robustness Performance of a Fuzzy Logic Controller for Active Vibration Control of a Piezo-Beam Via Tip Mass Location Variation (Master's thesis), METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- Shafer, B.** (2013). An overview of constrained-layer damping theory and application, *J. Acoust. Soc. Am.*, 133 (5), 1–5.
- Shamma, S. M. & Athans, M.** (1990). Analysis of nonlinear gain-scheduled control systems. *IEEE*, 35 (8).
- Sharma, M. Singh, S. P. & Sachadeva, B. L.** (2007). Modal control of a plate using a fuzzy logic controller, *Smart Mater. Struct.*, 16, 1331–1341.
- Silva, I. N. Hernane, S. D. Andrade, F. R. Liboni, L. H. B. & Reis, A. S. F.** (2017). *Artificial Neural Networks*. Springer International Publishing Switzerland.
- Sodano, H. A. & Bae, J. S.** (2004). Eddy Current Damping in Structures, *The Shock and Vibration Digest* 36 (6), 469-478.
- Sodano, H. A. Bae, J. S. Inman, Daniel, J. & Belvin, W. K.** (2005). Concept and model of eddy current damper for vibration suppression of a beam, *Journal of Sound and Vibration*, 288, 1177 – 1196.
- Sodano, H. A. Inman, D. J. & Belvin, W. K.** (2006). Development of a new passive-active magnetic damper for vibration suppression, *Trans. of the ASME Journal of Vibration and Acoustics*, 128, 318– 327.
- Sridevi, M. & Madhavasarma, P.** (2010). Model identification and smart structural vibration control using H_∞ cotroller, *Int. Journal on Smart Sensing and Intelligent Systems*, 3, 655-671.
- Stavroulakis, G. E. Foutsitzi, G. Hadjigeorgiou, E. Marinova, D. & Baniotopoulos, C. C.** (2005). Design and robust optimal control of smart beams with application on vibrations suppression, *Advances in Engineering Software*, 36, 806–813.

- Sun, Y. Zhang, W. Zhang, M. & Li, D.** (2009). Design of Neural Network Gain Scheduling Flight Control Law Using a Modified PSO Algorithm Based on Immune Clone Principle, *Second International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, (ICICTA '09)*, 1, 259–263.
- Tekaüt, İ.** (2008). Takım Tezgâhlarındaki Kesici Takım Titreşimin Yüzey Pürüzlülüğüne Etkisi (Yüksek Lisans Tezi). Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Tuan H. & Apkarian, P.** (2000). Monotonic Relaxation for Robust Control: New Characterization, *In American Control Conference*, 1914–1918.
- Turan, A.** (2014). AISI 1040 Çeliğin Tornalanmasında Kesme Kuvvetlerinin ve Titreşimlerinin Yüzey Pürüzlülüğüne Etkisi (Yüksek Lisans Tezi), Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Diyarbakır.
- Ulker, F. D.** (2003). Active Vibration Control of Smart Structures (Master's thesis), METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.
- Ülker, F. D. Nalbantoğlu, V. & Çalışkan, T.** (2003). Akıllı Yapıların Zorlanmış Titreşimlerinin Aktif Titreşim Kontrolü, *11. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu*, (pp.575-584), Gazi Üniversitesi, Ankara.
- Wu, F. Yang, X. H. Packard, A & Becker, G.** (1996). Induced L_2 norm controller for LPV systems with bounded parameter variation rates, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 6:983–988.
- Vasques, C. M. A. & Rodrigues, D. J.** (2006). Active vibration control of smart piezoelectric beam: comparison of classical and optimal feedback control strategies, *Computers and Structures*, 84, 1402-1414.
- Xinmin, D. Zhiguo, X. & Qin, L.** (2003). Gain Scheduled Model Following Control of Flight Control System Based on Neural Network, *Proceedings of the International Conference on Neural Networks and Signal Processing*, 1, 301–305.
- Yaman, Y. Çalışkan, T. Nalbantoglu, V. Prasad, S. E. Waechter, D. & Yan, B.** (2001). Active Vibration Control of a Smart Beam, *Canada-US CanSmart Workshop on Smart Materials and Structures*. Montreal, Canada.
- Yaman, Y. Çalışkan, T. Nalbantoglu, V. Ulker, F. D. Prasad, S. E. Waechter, D. & Yan, B.** (2002). Active Vibration Control of Smart Plates by Using Piezoelectric Actuators, *6th Biennial Conference on Engineering Systems Design and Analysis*. Istanbul, Turkey.
- Yaman, Y. Ulker, F. D. Nalbantoglu, V. Çalışkan, T. Prasad, S. E. Waechter, D. & Yan B.** (2003). Application of H_∞ Active Vibration Control Strategy in Smart Structures, *3rd International Conference on Advanced Engineering Design*.
- Yang, J.** (2005). *An Introduction to the Theory of Piezoelectricity*, volume 9, Springer, NewYork.
- Zhang, X. M. Shao, C. J. & Erdman, A. G.** (2002). Active vibration controller design and comparison study of flexible linkage mechanism systems, *Mechanism & Machine Theory*, 37, 985-997.

ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Abdullah TURAN
Doğum Tarihi ve Yeri : 06.06.1988 / Malatya
E-posta : abduallah.turan@inonu.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2010, Uludağ Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Makine Mühendisliği Bölümü
- **Yüksek Lisans** : 2014, Dicle Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Makine Mühendisliği Anabilim Dalı
- **Doktora** : 2020, İnönü Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Makine Mühendisliği Anabilim Dalı

MESLEKİ DENEYİM:

- 2010 : Şırnak Üniversitesi (Arş. Gör.),
- 2010-2011 : Akdeniz Üniversitesi, (Arş. Gör.),
- 2012-2014 : Dicle Üniversitesi (Arş. Gör.),
- 2015-2020 : İnönü Üniversitesinde (Arş. Gör.) olarak çalıştı.