

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

**BOZUCU ETKİ GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİNİN
BİR GİMBAL ÜZERİNDE DENEYSEL KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mücahid Rıdvan KAPLAN

Makina Mühendisliği Anabilim Dalı

Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı

KASIM 2022

**BOZUCU ETKİ GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİNİN
BİR GİMBAL ÜZERİNDE DENEYSEL KARŞILAŞTIRILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mücahid Rıdvan KAPLAN
(503191642)**

Makina Mühendisliği Anabilim Dalı

Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı

**Tez Danışmanı: Doç. Dr. Zeki Yağız BAYRAKTAROĞLU
Eş Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Burak KÜRKÇÜ**

KASIM 2022

İTÜ, Lisansüstü Eğitim Enstitüsü'nün 503191642 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mücahid Rıdvan KAPLAN, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “BOZUCU ETKİ GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİNİN BİR GİMBAL ÜZERİNDE DENEYSEL KARŞILAŞTIRILMASI” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Zeki Yağız BAYRAKTAROĞLU**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Dr. Öğr. Üyesi Burak KÜRKÇÜ**
Hacettepe Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Mehmet Önder EFE**
Hacettepe Üniversitesi

Prof. Dr. Erdiñç ALTUĞ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Zeki Yağız BAYRAKTAROĞLU
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Senem Kurşun BAHADIR
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Burak KÜRKÇÜ
Hacettepe Üniversitesi

Teslim Tarihi : 18 Ekim 2022

Savunma Tarihi : 1 Kasım 2022





Eşime ve sevdiklerime,



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında bana desteğini hiçbir zaman esirgemeyen, kendi bilgi birikimi ile yol gösteren ve daha önce bu tez konusunda araştırmalar ve çalışmalar yapmış biri olan hem abim hem de değerli hocam Sn. Dr. Öğr. Üyesi Burak KÜRKÇÜ'ye, ayrıca; dikkat çekici yorumlarıyla ve çalışmaları daha değerli kılmaya sebebiyet verecek önerileriyle bu tezin bu noktalara gelmesini sağlayan kıymetli tez danışmanım Sn. Doç. Dr. Zeki Yağız BAYRAKTAROĞLU hocama özel teşekkürlerimi bir borç olarak bilirim.

Yüksek lisans ders ve tez dönemi kapsamında gerek lisansüstü eğitim izinleriyle, gerek bu çalışmaları pratik uygulamalarla destekleyecek çalışma ortamı sunmasıyla, gerek konferans ve dergi yayını çalışmalarındaki sponsorluğuyla çoğu özel sektörde sunulmayan imkanları personellerine sunan bir firma olan ASELSAN A.Ş. ve yöneticilerine teşekkür ederim.

Bana desteklerini ve güvenlerini eksiltmeden her zaman destek olan, bugünlere gelmemde hakkını ödeyemeceğim fedakarlıklar yapan değerli ailem Zeynep KAPLAN, merhum Yücel KAPLAN, Osman Tayyip KAPLAN, Zarif KAPLAN, Melek Nur KAPLAN ve değerli hayat arkadaşım ve refika-i ebediyem Cansu'ya gönülden teşekkür ederim ve en derin şükranlarımı sunmaktan mutluluklar duyarım. Başta eşim olmak üzere onların desteği ve büyük sevgisi olmasaydı bu çalışma bu seviyelere gelemezdi ve ben de bu satırları yazamazdım.

Kasım 2022

Mücahid Rıdvan KAPLAN
Kontrol Sistemleri Mühendisi



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR.....	xi
SEMBOLLER	xiii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xv
ŞEKİL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı.....	3
1.2 Literatür Araştırması	3
2. DOĞRUSAL BOZUCU GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİ.....	9
2.1 Problem Formülasyonu.....	9
2.2 Doğrusal Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol ve İlişkili Yöntemler	12
2.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	13
2.2.1.1 Minimum fazlı durum.....	13
2.2.1.2 Minimum olmayan fazlı durum	15
2.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	17
2.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	19
2.2.3.1 Minimum fazlı durum.....	20
2.2.3.2 Minimum olmayan fazlı durum	22
2.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	24
2.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	27
3. TASARIM VE ANALİZ	31
3.1 TGTC Minimum Fazlı Kararlı Sistem.....	31
3.1.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	32
3.1.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	32
3.1.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	34
3.1.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	35
3.1.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	35
3.2 TGTC Minimum Olmayan Fazlı Kararlı Sistem	36
3.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	37
3.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	37
3.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	38
3.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	38
3.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	38
3.3 TGTC Minimum Fazlı Kararsız Sistem	40
3.3.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	41

3.3.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	41
3.3.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	41
3.3.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	41
3.3.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	42
3.4 ÇGÇÇ Kararlı Sistem	42
3.4.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	45
3.4.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	45
3.4.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	45
3.4.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	46
3.4.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	47
4. PRATİK UYGULAMALAR.....	51
4.1 Ataletsel Stabilize Platform & Gimbal	51
4.2 Sistem Analizi ve Tasarım	51
4.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol	56
4.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi	58
4.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi	59
4.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi	60
4.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol	60
4.3 Simülasyon Sonuçları	63
5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME	71
KAYNAKLAR.....	73
EKLER	81
EK A : MATLAB/Simulink Blok Diyagramları	83
ÖZGEÇMİŞ	89

KISALTMALAR

TGTÇ	: Tek Giriş Tek Çıkış
ÇGÇÇ	: Çok Giriş Çok Çıkış
SYD	: Sağ Yarı düzlem
BGTK	: Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol
FUBGTK	: Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol
BUKBGG	: Bozucu-etki Uyum Kontrolde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi
BUK	: Bozucu-etki Uyum Kontrol
BGG	: Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi
BBT	: Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi
EGBT	: Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi
BTTGK	: Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol
ABB	: Aktif Bozucu-etki Bastırma
GDG	: Genişletilmiş Durum Gözleyicisi
SD	: Serbestlik Derecesi
AGF	: Alçak Geçiren Filtre
KKK	: Kayan Kipli Kontrol
OIT	: Orantılı Integral Türev
DKR	: Doğrusal Karesel Regülatör
DKE	: Doğrusal Karesel Entegratör
DOBC	: Disturbance Observer Based Control
FDDOBC	: Frequency Domain Disturbance Observer Based Control
UIO	: Unknown Input Observer
DAC	: Disturbance Accommodation Control
UDE	: Uncertainty and Disturbance Estimator
MUDE	: Modified Uncertainty and Disturbance Estimator
EID	: Equivalent Input Disturbance
DUEBRC	: Disturbance/Uncertainty Estimator Based Robust Control
ADRC	: Active Disturbance Rejection Control
LQR	: Linear Quadratic Regulator
LQI	: Linear Quadratic Integrator
PID	: Proportional Integral Derivative



SEMBOLLER

$\mathbb{R}^{n \times m}$	: $n \times m$ 'lik gerçek matrisler
$\in$	: elemanıdır
$:=$	: tanımlıdır
Δ	: kararlı ve yapısal olmayan belirsizlik fonsksiyonu
s	: frekans uzayındaki $j\omega$, Laplasyen operatörü
$\mathcal{L}$	: Laplasyen dönüşümü
$*$	: konvolüsyon operatörü
$\mathcal{H}_\infty$	: Hardy uzayında ∞ normu sınırlı olan transfer fonksiyonlar
$\ A\ _\infty$	: A sinyalinin $\mathcal{H}_\infty$ normu
$\ A\ _2$	: A sinyalinin $\mathcal{H}_2$ normu
A^{-1}	: A matrisinin tersi
$A^\dagger$	: A matrisinin sözde tersi
A^T	: A matrisinin transpozu
$\dot{A}$	: A'nın zamana göre türevi
$A \subset B$	: A kümesi B kümesinin bir alt kümesidir
I	: Uygun boyutlu birim matris



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : BGTK yöntemlerinin sistem tiplerine göre uygulanabilirliği.....	49
Çizelge 4.1 : Birim basamak giriş altında zaman uzayı tanım bölgesi cevap karakteristikleri.....	69
Çizelge 4.2 : Kapalı çevrim frekans uzayı tanım bölgesi analizleri.....	70





ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1	: Tek serbestlik dereceli genel kontrol yapısı.	11
Şekil 2.2	: Bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol yapısı [1].	13
Şekil 2.3	: Minimum olmayan fazlı sistemler için bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol yapısı [2].	16
Şekil 2.4	: Bozucu-etki uyum kontrolünde bilinmeyen giriş gözleyicisi yapısı.	18
Şekil 2.5	: Belirsizlik ve bozucu-etki tahmincisi yapısı.	21
Şekil 2.6	: Değiştirilmiş belirsizlik ve bozucu-etki tahmincisi tabanlı kontrol yapısı.	23
Şekil 2.7	: Eşdeğer giriş bozucu-etki tahmincisi yapısı.	26
Şekil 2.8	: Bozucu-etki/Belirsizlik tahmincisi tabanlı gürbüz kontrol yapısı.	29
Şekil 3.1	: TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.	31
Şekil 3.2	: TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin kontrol parametrelerini gradyan-iniş algoritması ile optimize edilmesi.	33
Şekil 3.3	: TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin kontrol parametrelerini gradyan-iniş algoritması ile optimize edilmesi.	34
Şekil 3.4	: TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.	36
Şekil 3.5	: TGTÇ minimum fazlı olmayan kararlı sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.	37
Şekil 3.6	: TGTÇ minimum olmayan fazlı kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.	39
Şekil 3.7	: TGTÇ minimum fazlı kararsız sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.	40
Şekil 3.8	: TGTÇ minimum fazlı kararsız sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.	42
Şekil 3.9	: ÇGÇÇ sistemin blok diyagramı gösterimi.	43
Şekil 3.10	: ÇGÇÇ kararlı sistemin basamak cevabı.	44
Şekil 3.11	: ÇGÇÇ kararlı sistemin bode diyagramı.	44
Şekil 3.12	: ÇGÇÇ kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.	48
Şekil 4.1	: Gimbal yapısı [3].	52
Şekil 4.2	: Sistem frekans tepki fonksiyonları ve nominal sistemin bode diyagramı.	54
Şekil 4.3	: Sistemin dönü ölçümü ile nominal sistemin çıkışı.	54
Şekil 4.4	: İterasyonlara göre yerleşme zamanları ve basamak cevapları.	57
Şekil 4.5	: İterasyonlara göre yerleşme zamanları ve basamak cevapları.	58
Şekil 4.6	: Duyarlılık filtresinin derecelerine göre giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları.	61

Şekil 4.7	: Duyarlılık filtresinin derecelerine göre tahmin edilen bozucu-etki tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları.	62
Şekil 4.8	: Duyarlılık filtresinin bant genişliklerine göre giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları.	62
Şekil 4.9	: Duyarlılık filtresinin bant genişliklerine göre tahmin edilen bozucu-etki tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları.	63
Şekil 4.10	: Basamak giriş ve basamak bozucu-etki altında basamak cevapları.	64
Şekil 4.11	: Basamak bozucu-etki altında tahmin edilen bozucu-etki cevapları.....	64
Şekil 4.12	: Bozucu-etki ile tahmin edilen bozucu-etki arasındaki farklar.	65
Şekil 4.13	: Sinüzoidal bozucu-etkiler altında sistem cevapları.	65
Şekil 4.14	: Sinüzoidal bozucu-etkiler ile tahmin edilen bozucu-etki cevapları.....	66
Şekil 4.15	: Sinüzoidal bozucu-etki ile tahmin edilen bozucu-etki arasındaki farklar.	66
Şekil 4.16	: Giriş bozucu-etki bastırma frekans fonksiyonu.	67
Şekil 4.17	: Tamamlayıcı duyarlılık frekans fonksiyonu.....	67
Şekil 4.18	: Deneysel test düzeneği.....	68
Şekil A.1	: Tüm tahmin edici yöntemlerin Simulink ortamındaki blokları.	83
Şekil A.2	: Frekans uzayı bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol Simulink blokları.....	84
Şekil A.3	: Bozucu-etki uyum kontrolünde bilinmeyen giriş gözleyicisi Simulink blokları.	85
Şekil A.4	: Belirsizlik ve bozucu-etki tahmincisi Simulink blokları.	86
Şekil A.5	: Eşdeğer giriş bozucu-etki tahmincisi Simulink blokları.....	87
Şekil A.6	: Bozucu-etki/Belirsizlik tahmincisi tabanlı gürbüz kontrol Simulink blokları.	88

BOZUCU ETKİ GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİNİN BİR GİMBAL ÜZERİNDE DENEYSEL KARŞILAŞTIRILMASI

ÖZET

Bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol (BGTK), kapalı çevrim sistem dinamiklerin, tasarım aşamasında belirlenen nominal sistem cevabına yakınsamasını amaçlar. Literatürde ise benzer amaçlarla türetilen birçok farklı yaklaşım mevcuttur. Bu yaklaşımlar ile harici bozucular ve belirsizliklerin tahmin edilmesi sağlanır. Tahmin edilen bozucular sistemin kontrol sinyaline negatif olarak beslenerek giderilmektedir. Bu çalışmada, tekrar edilebilirlik açısından oluşturulan bir simülasyon ortamında, kayda değer çeşitli BGTK yapılarının karşılaştırılması hedeflenmektedir. Bu amaç için ise, yöntemlerin matematiksel formları uygulanabilirlik açısından yeniden ele alınmıştır. Ayrıca, bu çalışmanın konusu olarak seçilen BGTK yapıları şunlardır: Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol (FUBGTK), Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi (BUKBGG), Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi (BBT), Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi (EGBT), Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol (BTTGK)'dür.

Literatürdeki mevcut çalışmalarla karşılaştırıldığında, çalışmanın katkısı, önerilen kayda değer yöntemleri, kararlı minimum fazlı tek-giriş tek-çıkışlı (TGTC) sistem, kararlı minimum olmayan fazlı TGTC sistem, kararsız minimum fazlı TGTC sistem ve kararlı çok-giriş-çok-çıkışlı (ÇGÇÇ) sistem üzerinde, uygulanabilirlik ve performans değerlendirme açısından, ölçülebilir ve iyi tanımlı özellikler ile simülasyon ortamında karşılaştırmaktır. Simülasyonlara ek olarak, temel BGTK yöntemleri gerçek bir gimbal sistemine deneysel olarak uygulanmıştır. Literatürde deneysel olarak BGTK yöntemlerinin karşılaştırılma konusu bir eksik olarak dikkat çekmekte ve tez kapsamında yapılan çalışmaların bu eksikliği gidermesi planlanmaktadır. Özellikle teorik olarak iyi sonuç veren sistemlerin deneysel uygulamadaki limitleri ortaya koyulmuş olup, pratik ile ilgilenen mühendislere yöntem seçimi ile ilgili önemli bir bakış açısı kazandırılmıştır. Bazı yöntemlerin uygulanamadığı sistemlerde ise, o yöntemin uygulanabildiği değiştirilmiş yapılar üzerinde çalışmalar devam ettirilmiştir.

Çalışmada değerlendirilen yöntemler için tasarlanan kontrol sistemleri, her bir yöntemin önerdiği yaklaşımlar doğrultusunda gerçekleştirilmiştir. Örneğin, bir yöntem durum geri beslemeli kontrol ile başka bir yöntem optimal kontrol yöntemi olan doğrusal karesel regülasyon ile bir diğer yöntem ise gürbüz kontrol teknikleri ile ana kontrol sistem tasarımını önermiştir. Sonuçlar, zaman uzayı ve frekans uzayı analizleri

EXPERIMENTAL COMPARISON OF DISTURBANCE OBSERVER BASED CONTROL METHODS ON A GIMBAL

SUMMARY

With the advances in science and technology, the performance expected from the systems is increasing. It is aimed to regain this performance under uncertainties and disturbances. Therefore, disturbance-observer-based control (DOBC) aims to converge closed-loop system dynamics to the nominal system response determined at the design stage with high performance. In the literature, there are many different approaches derived for similar purposes. With these approaches, external disturbances and uncertainties can be estimated. The basic philosophy of the methods is to eliminate the predicted disturbances and uncertainties by feeding them negatively to the control signal of the system. In particular, the gains obtained in areas such as optimal control, robust control, and nonlinear control were quickly adapted to DOBC. In addition to these and similar control theory areas, the developed DOBC methods have also been successfully theoretical and practical for many different system properties such as linear, non-linear, non-minimum phase systems, time-delayed systems, multi-input-multi-output (MIMO) systems are adapted.

This study aims to compare various noteworthy DOBC structures in a simulation environment created in terms of repeatability. To obtain comparative results and to express the problem definitions given by the pioneers of the methods in an equivalent form, various assumptions compatible with the problem have been expressed. With these assumptions, the same disturbance-effect signals have been converted to be applicable for DOBC methods specified with different state-space representations. For this purpose, the mathematical forms of the methods have been reconsidered in terms of applicability. It is aimed that the disruptive-observer methods will be effective under a certain bandwidth and thus make a fair comparison. In addition, the DOBC structures chosen as the subject of this study are Frequency Domain Disturbance Observer Based Control (FDDOBC), Unknown Input Observer in Disturbance Accommodation Control (UIO in DAC), Uncertainty and Disturbance Estimator (UDE), Equivalent Input Disturbance Estimator (EID), and Disturbance/Uncertainty Estimator Based Robust Control (DUEBRC).

Although the dynamic behavior of physical systems is generally non-linear, the applicability of linearization around the equilibrium point has been verified by many different practical applications. Compared with existing studies in the literature, the

contribution of the study is to compare the proposed significant methods on various system types, in terms of applicability and performance evaluation, with measurable and well-defined properties in a simulation environment. These systems are stable minimum phase single-input single-output (SISO) system, stable non-minimum phase SISO system, unstable minimum-phase SISO system, and stable multi-input-multi-output (MIMO) system. In systems where some methods cannot be applied, studies have continued on modified structures where that method can be applied.

In addition to simulations, basic DOBC methods have been applied experimentally with a real gimbal system. The disturbance signals covering a wide spectrum are applied to the real system with a six-degree-of-freedom motion simulation platform. In the literature, the subject of experimental comparison of DOBC methods draws attention as a deficiency, and it is planned that the studies carried out within the scope of the thesis will eliminate this deficiency. In particular, the limitations of the systems that give good theoretical results in experimental practice have been revealed, and an important perspective on method selection has been given to engineers who are interested in the practice. In the application areas with similar system structures, the design difficulties that the researchers interested in the subject may encounter are given in the comparative design steps.

As can be understood from the specified scope, design criteria may vary with a real or physical system. Bandwidth, speed and interference suppression functions draw attention as the performance metrics that will guide the basic designers the most, and the necessary adaptations can be adjusted directly by determining these variables during the design phase. However, it should be noted that the mentioned metrics cannot be determined arbitrarily in experimental systems and therefore these designs must be evaluated iteratively during the design process for physical systems. The basic steps to be followed for the process are explained in detail on the gimbal example within the scope of the thesis. The source of the disturbances that adversely affect the performance of the gimbal system is clearly known in practical applications. From the platform on which the gimbal system is integrated, a total of six axes of vibration come from three axes of linear acceleration and three of rotational velocity. Linear acceleration data is entered through the system disturbance channel as rotational torque with the mass imbalance of the system. Linear accelerations are reflected to the system by the bending effect, and together with the rotational speeds, they affect the gimbal friction as a disturbance torque.

The results obtained in practical applications are valid for the gimbal system, which is an inertial-stabilized platform. In a different system, these performance criteria may vary. Although the nominal system is highly similar to the real system, very high bandwidth cannot be provided due to parts of the physical system that cannot be modeled. The design in the simulation environment should be evaluated by considering the physical limitations of the real system so that there is no stability difference between simulation and reality. The process is continued by modeling the model uncertainties and updating the design retrospectively, solving the problems that may be encountered in reality and minimizing the differences between simulation and reality.

The control systems designed for the methods evaluated in the study were carried out in line with the approaches suggested by each method. For example, one method suggested state feedback control, another method suggested optimal control method, linear-square regulation, and another method suggested a main control system design with robust

control techniques. To be fair in making this comparison, control system parameters should be chosen on the same criteria (bandwidth). This criterion was chosen based on the settling time parameter via the time-domain system response. Lowering the settling time will increase the system bandwidth. Gradient descent optimization technique was used to minimize the settling time of the system with various control algorithms. The results were interpreted using time-domain and frequency-domain analyses. Input disturbance rejection, complementary sensitivity, loop transfer, and sensitivity frequency responses are written and extracted analytically. Time domain responses are studied under step reference, step disturbances, and sine signals with different amplitudes, frequencies, and phases.





1. GİRİŞ

Son yıllarla üssel bir şekilde artan bilim ve teknoloji alanındaki ilerlemeler, sonuç olarak elde edilen mühendislik sistemlerinden beklenen performans ve kararlılık açısından ihtiyacı da arttırmaktadır [4]. Bu durum ise, diğer mühendislik alanlarına benzer şekilde, kontrol teorisi üzerine çalışan araştırmacıları kararlı ve daha fazla performans sunan yöntemleri araştırmaya yöneltmektedir. Ayrıca sistemlerin artan karmaşıklık seviyesi ise, kesin matematiksel modeller ile dinamik davranışın teminini güçleştirmektedir. Diğer bir deyişle karmaşık sistemlerin modellerinde mevcut olan belirsizlikler artmaktadır. Sorunun kontrol teorisi açısından çözülebilmesi adına, geri-beslemeli sistemler için bozucu-etkiler ve dinamik belirsizlikler altında nominal performansın geri kazanılması araştırmacıların ilgisini çekmektedir.

Öncü bazı çalışmalar, sistemin tüm dinamik özelliklerinin ve sisteme etkileyen bozucu-etkilerin hangi kanaldan ve hangi biçimde etkidiğinin bilindiği varsayımı altında, ileri-besleme stratejisinin kayda değer sonuçlar ürettiğini göstermiştir [5]. Belirtmek gerekir ki, yukarıda bahsedilen dinamik belirsizlikler ve bozucu-etkiler birçok pratik sistemde mevcuttur [6].

Günümüzde giderek uygulama sayısı artan yaygın diğer bir strateji ise bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol sistemleridir. Problemi bir bütün olarak ele alan Ohnishi ve arkadaşlarının [7] ve bağımsız olarak Johnson'ın [8] önerdikleri çalışmalar BGTK sistemi tasarımı için ilk örnekler olarak değerlendirilmektedir. Bu öncü fikirlerden sonra ise geçen 40 yılda BGTK sistemleri için çok gelişmiş örnekler önerilmiştir. Özellikle optimal kontrol, gürbüz kontrol, doğrusal olmayan kontrol gibi alanlarda elde edilen kazanımlar hızlı bir şekilde BGTK'e uyarlanmıştır. Bu ve benzer kontrol teorisi alanlarına ek olarak, geliştirilen BGTK yöntemleri doğrusal, doğrusal olmayan, minimum olmayan fazlı sistemler, zaman gecikmeli sistemler, çok-giriş-çok-çıkışlı (ÇGÇÇ) sistemler gibi birçok farklı sistem özellikleri için de başarılı bir şekilde teorik ve pratik olarak uyarlanmaktadır.

Bu çalışma kapsamında karşılaştırılacak olan farklı BGTK yöntemleri için temel bazı yaklaşımlar seçilmiştir. Her ne kadar fiziksel sistemlerin dinamik davranışı genellikle doğrusal olmayan bir tutum sergilese de denge noktası etrafında yapılacak olan doğrusallaştırmanın uygulanabilirliği birçok farklı pratik uygulama ile doğrulanmıştır. Ayrıca, doğrusal olmayan dinamik temsil ile gürbüz kararlılık ve gürbüz performans garantilemesi teorik olarak oldukça karmaşık ve bu nedenle genel uygulayıcılar açısından anlaşılması/uygulanması problematik bir durumdur [9]. Belirtilen sebeplerden ötürü, karşılaştırmada kullanılacak yöntemlerin seçimi için ölçü kriteri olarak alanın kurucuları tarafından yapılan güncel derleme makaleleri referans alınmıştır ve bunlar arasından doğrusal teknikleri kullanan çalışmalara yoğunlaşmıştır. Bu çalışmalar ise EGB (EID) [10], BBT (UDE) [11], DBBT (MUDE) [12], ABBK (ADRC) [13], BUKBGG (UIO in DAC) [14] ve BTTGK (DUETRC) [15] şeklindedir. Ayrıca ilgilenenler için, BGTK'deki dikkate değer yaklaşımların ayrıntılı tartışmalarını Chen ve arkadaşları [1] özetlemiştir.

Literatürdeki derleme makalelerinden farklı olarak, bu makalede temel yöntemlerin teorik analizlerine ek olarak yöntemlerin önerilme amaçlarına uygun endüstriyel bir uygulama örneği detaylı bir şekilde ele alınmaktadır. Özellikle sisteme etkileyen bozucu-etkilerin performans koşulları üzerindeki etkilerinin net olarak gözlemlendiği ve yüksek performans isterlerine sahip elektro-optik bir gimbal sistemi uygulama örneği olarak seçilmiştir. Gimbal sisteminin kontrol teorisi bakış açısından sahip olduğu zorluklar ise; eyleyici limitleri, sensör donanımsal limitleri/özellikleri, mekanik rezonanslar ve esnek modlar, bağlantı noktalarında tutma-bırakma etkileri, ilk koşullara karşı hassaslık, modellemesi güç sürtünme etkileri ve gimbalin takıldığı platform hareketlerinden kaynaklanan ve gimbalin durumunu bozmaya çalışan titreşimler şeklinde özetlenebilir.

Karşılaştırılan tüm BGTK yöntemlerinin temel amacı ise yukarıda bahsedilen zorluklar (diğer bir deyişle bozucu-etkiler) altında sistemin iç kararlılığının, gürbüz kararlılığının korunması ve kapalı çevrim sistemin nominal performans özelliklerinin iyileştirilmesi olarak düşünülebilir. Sonuç olarak bozucuları ve belirsizlikleri (veya etkileri) tahmin etme yöntemlerini araştırılıp, yöntemleri simülasyon ortamında (tekrar edilebilirliği sağlamak amacı ile) karşılaştırılmış ve konu üzerinde çalışan araştırmacılara yol gösterilmiş olacaktır. Bunun için öncelikle problem formülasyonu kısmında problemin

tanımı, varsayımlar ve açıklamalar yapılmıştır. Daha sonra matematiksel denklemlerle desteklenen dört farklı tahmin yöntemi açıklanmıştır. Sistem olarak TGTÇ yapıya sahip bir gimbal modeli kullanılmıştır. Sistem modeli ataletsel moment, viskoz sürtünme ve rezonansları içermektedir. Yöntemleri birbirleri ile adil bir şekilde kıyaslamak için benzer geçici hal cevaplarına sahip kontrol sistemleri, ortaya atıldıkları ana çalışmalara uygun bir biçimde tasarlanmıştır. Son olarak, sistem üzerinde uygulanan bu bozucu-etki gözleyici tabanlı yöntemlerin referans takip ve bozucu-etki bastırma performanslarını analiz etmek için, basamak giriş ve basamak bozucuların çıkış zaman cevapları ile bozucu-etki bastırma frekans yanıtları verilmiştir.

1.1 Tezin Amacı

Bu çalışmada, tekrar edilebilirlik açısından oluşturulan bir simülasyon ortamında, literatürde yaygın olarak kullanılan çeşitli BGTK yapılarının karşılaştırılması hedeflenmektedir. Bu tez kapsamında ele alınan yapılar şunlardır: Frekans Uzaı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol (FUBGTK) (Frequency Domain DOBC), Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi (BUKBGG) (Unknown Input Observer in Disturbance Accomodation Control (UIO in DAC)), Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi (BBT) (Uncertainty and Disturbance Estimator (UDE)), Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi (EGBT) (Equivalent Input Disturbance (EID) Estimator), Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol (BTTGK) (Disturbance/Uncertainty Estimator Based Robust Control)'dür. Bu amaç için ise, yöntemlerin matematiksel formları uygulanabilirlik açısından yeniden ele alınmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

BGTK, sistem belirsizliklerini ve harici bozucuları tahmin etmek için kullanılan en popüler gürbüz kontrol aracıdır [16]. Gürbüz kontrol teorisine benzer şekilde, BGT'nin kökenleri şunlar olabilir: Duyarlılık sorunlarıyla başa çıkmak için geleneksel durum gözleyicilerinin (örneğin, Luenberger gözleyicisi), 1960'larda ve 1970'lerde gürbüz durum gözleyicileri sistemlerin bilinmeyen/ölçülemeyen girişleri (yani, harici bozucuları) dikkate alınarak önerildi [17], [18]. Çok geçmeden harici bozucuları tahmin eden bilinmeyen bir giriş gözleyicisinin gürbüz durum gözleyicilerini biraz değiştirerek tasarlanabilir olduğu fark edildi [19]. Johnson ilk kez 1968'de sabit bozucuların ve

1970’de genel bozucuların tahminlerini dolaylı olarak kullanarak bir kontrol sisteminin gürbüzlüğü geliştirdi [20], [14]. Ertesi yıl, harici bozucuların tahminlerini açıkça kullanarak Bozucu-etki Uyum Kontrol (BUK) adı verilen optimum gürbüz bir kontrolör tasarladı [8]. Johnson’ın 1970’lerde gözleyici tabanlı gürbüz kontrol teorisine çok önemli katkılarda bulunduğunu belirtmekte fayda var. Örneğin, 1973 yılında, sadece harici bozucuları değil, aynı zamanda bir sistemin durumlarını kullanarak gürbüz bir kontrolör tasarladı [21]. Bugün, bu gürbüz kontrol aracı literatürde genişletilmiş durum gözleyicisi (GDG) olarak da bilinir [22].

Model-sistem uyumsuzlukları, geleneksel BUK sentezinde ihmal edilmiştir. 1985’te, harici bozuculara ek olarak sistem belirsizlikleriyle başa çıkmak için uyarlanabilir bir BUK önerildi [23]. Bununla birlikte, BUK’nin karmaşık optimal gürbüz kontrol yapısı nedeniyle gözleyici tabanlı gürbüz kontrolör sentezinin pratik önemi fark edilmedi. Ohnishi, ilk kez, Gopinath’ın azaltılmış sıralı gözleyici tasarım yöntemini 1983’te (diğer bir deyişle yardımcı değişken tabanlı gözleyici tasarım yöntemi) kullanarak bir servo sistemin harici bozucularını tahmin etmek için BGT’yi önerdi [24]. BUK’ye benzer şekilde, bir entegratörlü optimal bir kontrolör uygulandı, böylece sistem belirsizliklerini bastırarak optimum performans elde edilirken, harici bozucular BGTK aracılığıyla tahminleriyle iptal edildi/bastırıldı. Yardımcı değişken tabanlı gözleyici tasarım yöntemiyle, bozucu-etki tahmininin dinamikleri, alçak geçiren bir filtre (AGF) olarak açıkça formüle edildi; yani, bozucu-etki tahmininin bant genişliği açıkça tanımlanmıştır. BGT’un ilk makalesinden sonra, 1985’te Ohnishi tarafından örtük bir BGT gürbüz hareket kontrol sistemi önerildi [7].

Ohnishi, sadece harici bozucularla uğraşmakla kalmayıp; aynı zamanda bir sistemin belirsizlikleri ile, 1987’de açıkça BGT 2-Serbestlik Dereceli (SD) gürbüz kontrolör sentezledi [25]. Doğrusal olmayan sistem dinamikleri ile iç ve dış bozucuları hayali bir bozucu-etki değişikende bir araya getirerek, BGT tasarımında doğrusal bir nominal sistem modeli kullanılmıştır. Diğer bir deyişle, sistemin kesin dinamik modeline gerek duyulmadan doğrusal olmayan bir sistem doğrusallaştırılmış ve doğrusal olmayan bir sistem için doğrusal kontrol yöntemleri kullanılarak pratik olarak gürbüz bir kontrol sistemi sentezlenmiştir. 1980’lerde Ohnishi, analiz ve sentez tekniklerini zaman uzayından frekans uzayına kaydırarak gözleyici tabanlı gürbüz kontrolün pratik önemini

zarif ve ikna edici bir şekilde açıkladı. Önerileri, son 35 yılda birçok karmaşık mühendislik sistemine uygulandı [26–28].

BGTK, 1990’larda kontrol uygulayıcıları tarafından artan bir ilgi gördü. BGT, servo sistemlerin hareket kontrolünden ve bilgisayarlı sayısal kontrol (CNC) makinelerinden güç elektroniğine, sistem tanımlama ve arıza teşhisine kadar birçok farklı mühendislik uygulamasına uyarlanmıştır [29–33].

Bode/Nyquist grafikleri ve $\mathcal{H}_\infty$ kontrolü gibi döngü şekillendirme kontrol teknikleri, genellikle sürekli ve ayrık zaman uzaylarında, gürbüz kontrol, yani dış döngü performans kontrolörün, BGT’ın dinamikleri ve AGF’si nominal sistemin kararlılığını ve performansını ayarlamak için kullanıldı. Örneğin, Umeno ve Hori, sırasıyla duyarlılık ve tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonlarının frekans yanıtlarını şekillendirerek gürbüzlüğü ve gürültü duyarlılığını ayarladılar. [29]’da Lee ve Tomizuka, sıfır fazlı hata izlemeyi birleştirerek bir servo sistemin takip performansını iyileştirdi. [34]’te kontrolör ve BGT, Kempf ve Kobayashi, [35]’da sistem zaman gecikmesi içerdiğinde BGT’nin tasarım kısıtlamalarının değiştiğini gösterdi ve Mita ve ark. BGT kullanarak yeni bir gürbüz $\mathcal{H}_\infty$ kontrolör önerdi [36].

Döngü şekillendirici kontrol yöntemleri kadar popüler olmasalar da, 1990’larda gelişmiş BGT gürbüz kontrol yöntemlerinin birkaç örneği de vardı; örneğin, gözleyici ve gürbüz kontrol sisteminin doğrusal olmayan analizi ve sentezi [37–39], gürbüz model öngörücü kontrol sentezi [40], [41], bozucuları ortadan kaldırarak bir KKK kontrol sisteminin bozucuları bastırma [42], gürbüz tekrarlayan öğrenme kontrol [43], gürbüz bulanık mantık kontrolü [44] ve doğrusal kuadratik kullanarak optimal gürbüz kontrolör sentezi integral yöntemi [45].

Ek olarak, gözleyici tabanlı gürbüz kontrol yöntemiyle ilgili bazı önemli teorik sonuçlar vardı; örneğin, girdileri bilinmeyen bir gözleyicinin varlığı için gerekli ve yeterli koşullar [46] ve [47]’de verilmiştir; ve pasiflik ve BGT gürbüz kontrol sistemlerinin eşdeğerliği [37]’de gösterilmiştir. Ancak bu çalışmaların önemi, karmaşık kontrol yapıları, uygulamalardaki pratik sınırlamalar ve analiz ve sentez araçlarının eksikliği nedeniyle 1990’larda kontrol uygulayıcıları arasında anlaşılmamıştır.

Han tarafından önerilen aktif bozucu-etki bastırma (ABB) kontrolü, orijinal olarak Çince olarak yayınlandığı için özellikle Çin’de bu yıllarda popüler olmaya başladı

[13]. Bir ABB kontrolörü, geleneksel olarak, nominal sistem modeli için bir GDG ve minimum bilgi (yani, sadece sistemin göreceli derecesi) kullanılarak sentezlenir. Karmaşık sistemler için basit bir dinamik model kullanarak gürbüz kontrol sistemi sentezlemek, BGT gürbüz kontrol tekniğinin en önemli avantajlarından biridir (örneğin, Ohnishi, [25]'te bir robot manipülatörü için doğrusal bir nominal sistem modeli kullanmıştır). Sistemlerin karmaşık dinamikleri göz ardı edilerek teorik olarak basit bir kontrol yasası elde edilebilmesine rağmen, bu aşırı basitleştirmenin pratikte ciddi sınırlamaları vardır. Gürültü ve örnekleme zamanı gibi pratik tasarım kısıtlamaları nedeniyle sistem modeli uyumsuzlukları telafi edilemezse, gözleyici tabanlı gürbüz bir kontrol sisteminin kararlılığı ve performansı önemli ölçüde bozulabilir [48], [49]. Geleneksel ABB kontrolörün pratikte [49–52] çeşitli sınırlamaları vardır. Bununla birlikte, Han'ın orantılı-integral-türev (OIT) (PID) ve ABB kontrol çerçeveleri hakkındaki felsefi tartışması, son yirmi yılda birçok araştırmacıya ilham vermiştir [13].

BGTK, servo motorlara, robotlara ve güç elektroniğine ek olarak, son yirmi yılda otomobiller, elektrikli banliyö trenleri, ağlar, füze arayıcıları ve uzay araçları gibi birçok farklı mühendislik sistemine uygulandı [53–57]. Yüksek performanslı mühendislik uygulamaları, yalnızca kontrol uygulayıcılarını değil, aynı zamanda kontrol teorisyenlerini de BGT kontrol yöntemlerini incelemeye motive etmiştir. Her yıl daha fazla araştırmacı BGT kontrol yöntemlerini benimsemektedir. BGT kontrol uygulamalarının kararlılığını ve performansını iyileştirmek için 2000'li yıllarda doğrusal kontrol yöntemleri kullanılarak daha titiz analiz ve sentez teknikleri önerilmiştir. 1990'larla karşılaştırıldığında, analizde yalnızca BGT'nin AGF'sinin dinamikleri, örneğin AGF'nin bant genişliği ve sırası değil, aynı zamanda nominal sistem modeli ve dış döngü kontrol sistemi de kapsamlı bir şekilde dikkate alındı. Sistem sağ yarı düzlem (SYD) kutup(lar)ı/sıfır(lar)ı ve/veya zaman gecikmesini içerdiğinde kararlılık ve performansın önemli ölçüde değiştiği gösterilmiştir [48].

Öte yandan, 2000'li yılların başında BGT kontrol sistemlerinin analizi ve sentezinde doğrusal olmayan kontrol teknikleri popüler hale geldi. Chen ve ark. 2000 yılında değişken yapı sistem teorisini kullanarak doğrusal olmayan bir BGT sentez tekniği önerdi [58]. Aynı yıl Chen ve ark. yardımcı değişken tabanlı tasarım yönteminde doğrusal olmayan bir nominal dinamik model kullanılarak, bozucu-etki tahmin

performansının – dolayısıyla kontrol sisteminin kararlılığının iyileştirilebileceğini göstermiştir [52].

BGT ve gürbüz kontrolörün kararlılıkları, Lyapunov'un doğrudan yöntemi kullanılarak kanıtlandı [59]. BGT tasarımında daha karmaşık nominal dinamik modeller (örneğin, sistemlerin doğrusal olmayan dinamiği) kullanıldığında: daha iyi bozucu-etki tahmini elde edilebilir, kontrol sisteminin kararlılığı ve performansı geliştirilebilir ve BGT'nin bant genişliği artırılabilir, pratikte ve gürbüzlük ile gürültü duyarlılığı arasındaki etkileşim daha iyi ayarlanabilir [60]. Ayrıca, doğrusal olmayan analiz ve sentez teknikleri, BGT'nin uygulama alanlarını genişletmeye yardımcı olur. Bununla birlikte, gürbüz kontrolör sentezi daha az sezgisel hale gelebilir. O zamandan beri, BGT gürbüz kontrol sistemleri için birkaç doğrusal olmayan analiz ve sentez tekniği geliştirilmiştir. Örneğin, BGT [61]'de çok değişkenli doğrusal olmayan sistemler için sentezlendi, gürbüz kontrolör geri adımlı bir şekilde sentezlendi ve [62]'de bir girdiden duruma doğrusal olmayan kararlılık analizi önerildi, doğrusal bir BGT doğrusal olmayana genişletildi. [63]'de sistemler, [64]'de modüler bir tasarım yöntemi önerildi ve [60]'de BGT'nin pratik tasarım kısıtlamaları dikkate alınarak doğrusal olmayan bir kararlılık analizi önerildi. Önerilen analiz ve sentez teknikleri ile BGT, Duffing-Holmes kaotik sistemi ve doğrusal olmayan çok etmenli sistemler gibi farklı doğrusal olmayan sistemlere uygulanmıştır [65], [66].

2-SD kontrol yönteminin esnek yapısı, araştırmacıların son yirmi yılda farklı BGT gürbüz kontrolörler geliştirmesine olanak sağlamıştır. BGT ve akıllı kontrol gibi gelişmiş bir kontrol yöntemi birleştirilerek birkaç kontrolör sentezlendi, böylece ikincisinin gürbüz kararlılığı ve performansı geliştirildi. 2018'deki bu kontrolörlerin bazı örnekleri aşağıdaki gibidir: [67]'te bir sualtı aracının yörüngesini kontrol etmek için bir sinir ağı kontrolörü bir gözleyici ile birleştirildi, bir model öngörücü kontrolör, üç fazlı eviricileri kontrol etmek için bir gözleyici ile birleştirildi [68]. [69]'de kesir dereceli sistemleri kontrol etmek için bir KKK kontrolörü bir gözleyici ile birleştirildi ve $\mathcal{H}_\infty$ ve esnek kontrol yöntemleri, [70]'de kısmen bilinmeyen Markovian atlama parametreleri ile doğrusal olmayan tekil stokastik bir hibrit sistemi kontrol etmek için bir gözleyici ile birleştirildi. BGT araştırmalarındaki son eğilim, gelecekte gelişmiş 2-SD dayanıklı kontrolörlerin daha fazla örneğini göreceğimizi gösteriyor. Bununla

birlikte, gelişmiş gürbüz kontrolörlerin analizi ve sentezi, geleneksel BGT gürbüz kontrolörlerinkinden daha karmaşıktır.



2. DOĞRUSAL BOZUCU GÖZLEYİCİ TABANLI KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1 Problem Formülasyonu

Bu bölümde, ilerleyen bölümlerde verilecek olan yöntemlerin anlaşılabilmesi adına üç farklı doğrusal zamanla-değişmez durum-uzay gösterimi ele alınmaktadır.

İlk olarak eşleşmeyen bozucu-etkilerin (bozucu-etkilerin sistemin giriş kanalından farklı kanallardan girmesi durumu) [71] değerlendirildiği durum-uzay temsili

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) + B_d d(t), \quad x(0) = x_0 \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{2.1}$$

ile verilsin. Burada $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $C \in \mathbb{R}^{1 \times n}$, $x(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $u(t) \in \mathbb{R}$, $B_d \in \mathbb{R}^{n \times n_d}$, $y(t) \in \mathbb{R}$, $d(t) \in \mathbb{R}^{n_d \times 1}$ ve $B \neq B_d$ şeklindedir.

Bozucu-etkilerin doğrudan sistemin giriş kanalı üzerinden etkidiği durum eşleşen sistemler ise ($B = B_d$)

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + B(u(t) + d_{ed}(t)), \quad \hat{x}(0) = \hat{x}_0 \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) + Du(t)\end{aligned}\tag{2.2}$$

ile verilmiş olsun. Burada $\hat{x}(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$, $\hat{y}(t) \in \mathbb{R}$ ve $d_{ed}(t) \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ şeklindedir.

Denklem (2.1) ve (2.2) sistemleri arasındaki farkı anlayabilmek ve geçişi ve eşdeğerliği anlayabilmek adına aşağıdaki tanım faydalı olacaktır.

Tanım 1. *Bozucu-etki $d(t)$ altında, (2.1) sisteminin çıkışı $y(t)$ ve bozucu-etki $d_{ed}(t)$ altında (2.2) sistemin çıkışı $\hat{y}(t)$ şeklindedir. Eğer $y(t) = \hat{y}(t)$, $\forall t \leq 0$ ise $d_{ed}(t)$ bozucusuna Eşdeğer-Giriş-Bozucu-etki (EGB) denir [10].*

Tanım 1 ile verilen eşdeğerlik neredeyse her fiziksel sistem için geçerlidir ve genel durum için ispatı [72]'de verilmiştir. Bu ispat ile (2.1) sistemi yerine her yerde (2.2) sistemi kullanılabilir.

Sistemlerin dinamik temsili için kullanılan diğer bir kavram ise belirsizliktir. Belirsizlik ve bozucu-etkilerin birlikte düşünüldüğü diğer bir doğrusal zamanla değişmeyen sistem

temsili ise

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{x}}(t) &= A\tilde{x}(t) + Bu(t) + \Delta A\tilde{x}(t) + \Delta Bu(t) + d(t) \\ \tilde{y}(t) &= C\tilde{x}(t) + Du(t), \tilde{x}(0) = \tilde{x}_0\end{aligned}\tag{2.3}$$

ile verilmiştir. Burada $\tilde{x}(t) = [\tilde{x}_1(t), \dots, \tilde{x}_n(t)]^T$ durum, A bilinen durum matrisi, ΔA bilinmeyen durum matrisi, $u(t) = [u_1(t), \dots, u_r(t)]^T$ kontrol girişidir, B tam sütun sıralaması bilinen kontrol matrisidir, ΔB bilinmeyen kontrol matrisi, $\tilde{y}(t)$ çıkış ve $d(t)$, öngörülemeyen harici bozucudur.

Tanım 2. *Bozucu-etki $d_{ed}(t)$ altında, (2.2) sisteminin çıkışı $\hat{y}(t)$ ve (2.3) sisteminin çıkışı $\tilde{y}(t)$, bozucu-etki ve belirsizlik altındaki ifadesi $\Delta A\tilde{x}(t) + \Delta Bu(t) + d(t)$ şeklindedir. Eğer $\tilde{y}(t) = \hat{y}(t)$, $\forall t \leq 0$ ise $d_{ed}(t)$ bozucusuna "EGB" adı verilir.*

Karesel sistemler (aynı sayıda giriş-çıkış sayısına sahip olan sistemler) ve sınırlı belirsizlik altında sistemlerin sahip olduğu belirsizliklerin EGB olarak düşünülebileceği [73] ile ispatlanmıştır. Bu sebeple, makalede incelenen durum TGTÇ olduğu için Tanım 2 çalışmanın kalanında geçerlidir.

Açıklama 1. *Her ne kadar çalışmada esas alınan yöntemler (2.1), (2.2) veya (2.3) ile temsil ediliyor olsa da, Tanım 1'in neredeyse her durum için ve Tanım 2'nin ise bu çalışma özelinde geçerli olmasından dolayı, bütün yaklaşımların (2.2) ile incelenmesi hem teorik olarak hem de tüm sistemlerin eşit koşullar altında test edilebilmesi için faydalı olacaktır.*

Varsayım 1. *(A, B, C) matrisleri ile tanımlanan sistem kontrol edilebilir, gözlemlenebilir ve sanal eksende kutupları ve sıfırları yoktur.*

Varsayım 2. *Denklem (2.2) ile verilen sistem minimum fazlıdır ve iç kararlılığa sahiptir.*

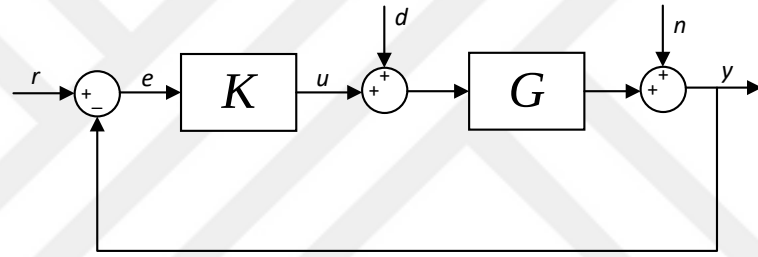
Varsayım 3. *d_{ed} büyüklük bakımından sınırlı, bilinmeyen ve sürekli bir sinyaldir.*

Açıklama 2. *Varsayım 1'in amacı incelenen problemin amacına uygun olarak ve kontrol sistemi tasarımının gerçekleştirilebilmesi adına kararlaştırılabilir bir sistem açısından gereklidir. Varsayım 2 ise incelenen her yöntemin çalışabilir olması adına gereklidir çünkü UDE ve DOBC yöntemleri minimum fazlı olmayan sistemlerde çalışmamaktadır. Benzer şekilde Varsayım 3 ise her yöntemin içinde tanımladığı bozucu-etki sinyalini kapsayan ve olası bir uyumsuzluğu gidermek adına verilmiştir. Bütün varsayımlar literatürde çeşitli makalelerde standart olarak görülebilmektedir.*

Kontrol Tasarım Amacı: Bozucu-etki gözleyici yöntemlerinin belirli bir bant genişliği altında etkin olması ve bu sayede adil bir karşılaştırma yapılmasını amaçlanmaktadır.

Detayları [74]'nin 11. bölümünde verilen ve dörtlü çete ve altılı çete olarak adlandırılan duyarlılık fonksiyonlardan ve [75]'nin 5.3. bölümündeki matematiksel ifadelerden yararlanılmıştır. Okuyucular daha kapsamlı bilgiyi bu kitaplardan bulabilirler. Şekil 2.1'de verilen yapıda r referans, e hata, u kontrol girişi, d bozucu-etki, n gürültü ve y çıkış sinyali ifade etmektedir. Aynı zamanda K kontrolör, G sistem modelidir. Çıkış sinyali (y)'nin r, d, n giriş sinyalleri cinsinden ifadesi (2.4)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 y &= G(K(r - y) + d) + n = GKr - GK y + Gd + n \\
 y(I + GK) &= GKr + Gd + n \\
 y &= (I + GK)^{-1}GKr + (I + GK)^{-1}Gd + (I + GK)^{-1}n
 \end{aligned} \tag{2.4}$$



Şekil 2.1 : Tek serbestlik dereceli genel kontrol yapısı.

Hata sinyali (e)'nin giriş sinyalleri cinsinden ifadesi 2.5'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 e &= r - y \\
 &= r - (I + GK)^{-1}GKr - (I + GK)^{-1}Gd - (I + GK)^{-1}n \\
 &= (I + GK)^{-1}(r - n) - (I + GK)^{-1}Gd
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Kontrol sinyali (u)'nin giriş sinyalleri cinsinden ifadesi 2.6'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 u &= K(r - y) \\
 &= K(r - (I + GK)^{-1}GKr - (I + GK)^{-1}Gd - (I + GK)^{-1}n) \\
 &= (I + GK)^{-1}K(r - n) - (I + GK)^{-1}GKd
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Şekil 2.1'de verilen kontrol yapısındaki transfer fonksiyonlar şu şekilde tanımlanabilir.

Giriş	Çıkış	Transfer Fonksiyon	Tanım
e	y	$L = GK$	: Döngü transfer fonksiyonu
r	y	$T = (I + L)^{-1}L$	: Tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu
d	y	$D = (I + L)^{-1}G$	: Bozucu-etki duyarlılık fonksiyonu
n	y	$S = (I + L)^{-1}$	: Duyarlılık fonksiyonu

Duyarlılık fonksiyonu S ile tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu T arasındaki ilişki denklem (2.7)'de verilmiştir.

$$S + T = I \quad (2.7)$$

Bu tanımlamalardan sonra, denklem (2.4), (2.5) ve (2.6)'da verilen ifadeler yeniden yazılırsa

$$\begin{aligned} y &= Tr + Dd + Sn \\ e &= Sr - Dd - Sn \\ u &= KSr - Td - KSn \end{aligned} \quad (2.8)$$

elde edilir. Bu ifade matris formunda düzenlenirse,

$$\begin{bmatrix} y \\ e \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T & D & S \\ S & -D & -S \\ KS & -T & -KS \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ d \\ n \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

şeklinde yazılabilir.

Bir sonraki bölümde detaylı bir şekilde anlatılacak yöntemlerde bozucu-etken girişler Şekil 2.1'deki gibi sisteme giriş kanalında etki etmektedir. $(d \rightarrow y)$ bozucuların çıkış sinyaline yansıması, bozucu-etki duyarlılık fonksiyonu ile ilgilidir. Kapalı çevrim kontrol sonucunda bozucuların kaç kat bastırıldığı bilgisine $(d \rightarrow y)$ 'nin kapalı çevrim cevabının açık çevrim cevabına oranı ile bulunmaktadır. Bu hesaplama sonucunda $\frac{D}{G} = S$ duyarlılık fonksiyonu elde edilmektedir. Bozuculara karşı etkili bir performans için duyarlılık fonksiyonu $S \approx 0$ olmalıdır. Döngü transfer fonksiyonu L 'nin büyük seçilmesi ile bu amaç başarılmış olur. Sistemin referans takip performansını iyileştirmek için tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu: $T \approx 1$ ifadesine yakın olmalıdır. $S \approx 0$ olabilmesi için döngü transfer fonksiyonu: L 'nin aynı şekilde büyük olması gerekmektedir. Algılayıcılardan veya sensörlerden gelen gürültüyü indirmek için ise tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu: $T \approx 0$ ifadesine yakın olmalıdır. Bunun için L 'yi küçük yapacak kontrolör seçilmelidir.

2.2 Doğrusal Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol ve İlişkili Yöntemler

Bu bölümde, beş adet tahmin yöntemi açıklanmıştır. Bunlar sırasıyla; Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol (FUBGTK), Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi (BUKBBG), Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

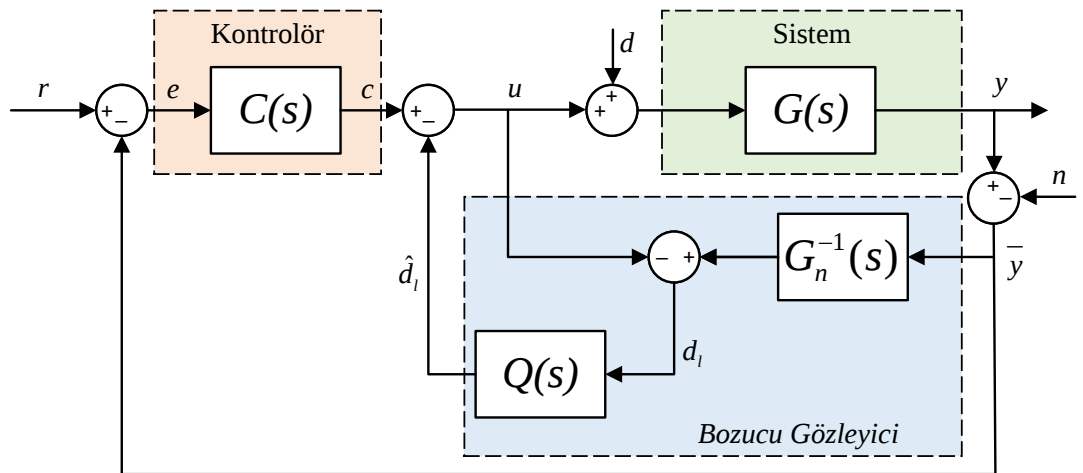
(BBT), Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi (EGBT), Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol (BTTGK)'dür.

Bu çalışma, her ilgili yöntemin makalesinde önerilen kontrol sistemi tasarım yöntemi ile tahmin edici yöntemlerin seçilen bir minimum fazlı, kararlı ve TGTÇ sistemine uygulanmasını ve sonuçları karşılaştırmayı amaçlamaktadır. Bu karşılaştırmayı yaparken adil olmak için, kontrol sistemi parametreleri aynı kriterler (bant-genişliği) üzerine seçilmelidir. Bu kriter, zaman uzayı sistem yanıtı yoluyla yerleşme zamanı parametresine bağlı olarak seçilmiştir. Yerleşme zamanını indirmek, sistem bant genişliğini artıracaktır.

2.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

2.2.1.1 Minimum fazlı durum

Bu yöntem [7], sisteme kontrol sinyali kanalından giren bozucuyu gözlemleyebilmek için, minimum fazlı sistem varsayımı altında, dış geri besleme döngüsünü yok sayarak "lump (yumru) bozucusu" olarak tanımlanan bir sinyali hesaplanmaktadır. Bu yapı için önerilen blok diyagram yapısı Şekil 2.2 ile verilmiştir. Burada $C(s)$ kontrol sistemini, $G(s)$ sistemi, $G_n(s)$ nominal sistemi ve $Q(s)$ alçak geçiren filtreyi temsil etmektedir. Nominal sistemin tersi alınarak ve kontrol sinyalinden (u) çıkarılarak (d_l) elde edilmektedir. Daha sonra, bir alçak geçiren filtre aracılığıyla lump (yumru) bozucusu ($\hat{d}_l$) tahmin edilmekte ve ana kontrol sisteminin çıkışına negatif olarak beslenmektedir.



Şekil 2.2 : Bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol yapısı [1].

Lump (yumru) bozucusu

$$\begin{aligned} d_l(s) &= d(s) - G_n(s)^{-1}n(s) + [G_n(s)^{-1} - G(s)^{-1}]y(s) \\ \hat{d}_l(s) &= d_l(s)Q(s) \end{aligned} \quad (2.10)$$

ile tanımlanır ve harici bozucu-etki ($d(s)$), ölçüm gürültüsü ve fiziksel sistem ile nominal model arasındaki modelleme hatasından oluşur. Temel olarak yumru bozucusu (d_{ed}) ile aynı yapıya sahiptir ve bu şekilde ele alınabilir. ($Q(s)$) filtresinin tasarımı, bozucu-etki gözleyici tabanlı yapıda önemlidir. Mükemmel bir bozucu-etki tahmini için, ($Q(j\omega) \approx 1$) seçilmesi gerekmektedir ancak bu durum aşağıdaki sebeplerden ötürü mümkün değildir.

1. Çıkış ölçüm gürültüsü baskın hale gelip sistemin performansını ve hatta kararlılığını bozabilir,
2. Bu yapıda nominal sistemin tersi gereklidir. Ancak kesinlikle uygun (payın derecesinin paydanın derecesinden küçük olduğu) bir sistem için ters almadan sonra tüm-geçiren yapıda ($Q(j\omega) \approx 1$) bir filtre kullanımı "uygun-olmayan" bir sonuç doğuracaktır ve bu tarz sistemler gerçekleştirilebilir değildir.

2 ile belirtilen nedenden ötürü, ($Q(s)$) filtresinin derecesi, nominal sistemin göreceli derecesine (yani, transfer fonksiyonunun paydası ve payı arasındaki derece farkı) göre bir alçak geçiren filtre olarak tasarlanmalıdır.

$$Q(s) = \frac{1}{(T_q s + 1)^r}, \quad \omega_c = \frac{1}{T_q} \quad (2.11)$$

burada ω_c alçak geçiren filtrenin kesme frekansıdır. BGTK için bant genişliğini ifade etmektedir. Ayrıca bu filtrenin göreceli derecesi r 'dir.

Bu filtrenin amaçlarından biri sistemin tersini uygun hale getirmektir. Bunu yaparken veri kaybı olmamasına özen gösterilmelidir (alçak geçiren filtrenin gecikme katmasından dolayı).

C(s) tasarımı için önerilen yöntem durum geri beslemeli kontroldür. Kontrol girişi ise

$$u(t) = -K_c x(t) - \hat{d}_l(t) \quad (2.12)$$

şeklinde hesaplanabilir. Burada $x(t)$ durumlar, K_c ise durum geri besleme kazancıdır.

Şekil 2.2’de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

Döngü transfer fonksiyonu:

$$L(s) = (G_n + Q(G - G_n))^{-1} G_n G C \quad (2.13)$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (G_n + Q(G - G_n) + G_n G C)^{-1} G_n G C \quad (2.14)$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = (G_n + Q(G - G_n) + G_n G C)^{-1} G G_n (I - Q) \quad (2.15)$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$S(s) = (G_n + Q(G - G_n) + G_n G C)^{-1} G_n + Q(G - G_n) \quad (2.16)$$

2.2.1.2 Minimum olmayan fazlı durum

Süreç modelinin sıfırlarının, bozucu-etki gözleyicisinin kutupları haline geldiğine dikkat edin. Bu, kararsız bir gözleyici ve dolayısıyla sınırsız bozucu-etki tahmini olasılığı ile sonuçlanır. Bu amaçla, bir işlemin SYD sıfırları varsa, gözleyici tasarımı için model tersini kullanmadan önce işlemin çarpanlara ayrılması gerekir. Aynı transfer fonksiyonunu çarpanlara ayırmak için birkaç yaklaşım vardır [76]. En yaygın olarak kullanılan yöntem, SYD sıfırını süreç modelinin tersine çevrilemez kısmına yerleştiren ve aynı zamanda SYD sıfırın yansımaya bir kutup yerleştiren tüm geçişli çarpanlara ayırma olacaktır.

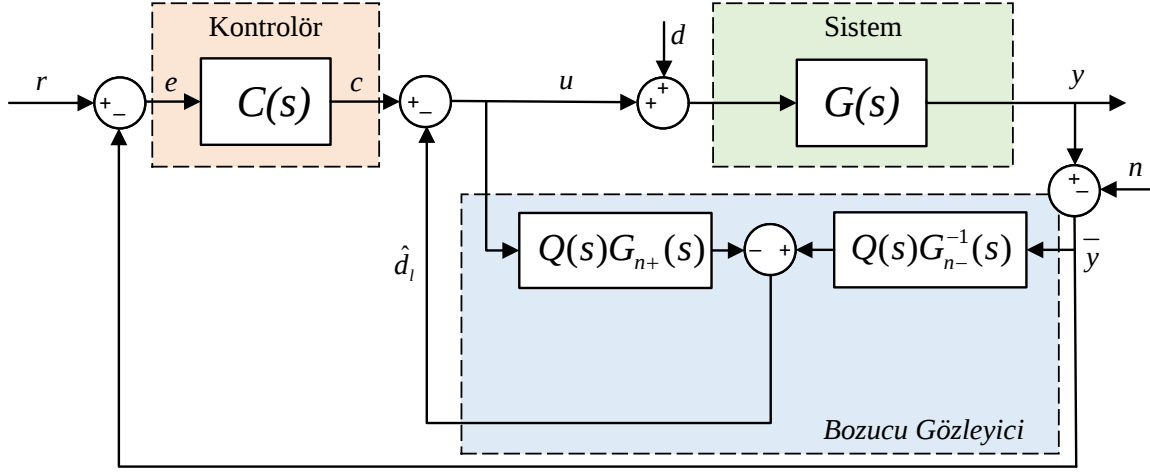
Bu bölümdeki matematiksel işlemler yazılırken [2]’den faydalanılmıştır.

$$G_n(s) = G_{n-}(s) G_{n+}(s) \quad (2.17)$$

$G_{n+}(s)$ ’nin sürekli hal kazancı, bu tür çarpanlara ayırma yöntemi için her zaman birdir. Minimum olmayan fazlı lineer sistem için frekans uzayı bozucu-etki gözleyicisinin blok şeması Şekil 2.3’te gösterilmektedir [77].

Çıkış ifadesi Şekil 2.3’den şu şekilde elde edilir.

$$Y(s) = G_{uy}(s) C(s) G_{dy}(s) D(s) \quad (2.18)$$



Şekil 2.3 : Minimum olmayan fazlı sistemler için bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol yapısı [2].

burada

$$\begin{aligned} G_{uy} &= (G_{n-}(s) + Q(s)[G(s) - G_n(s)])^{-1} G_{n-}(s) G(s) \\ G_{dy} &= (G_{n-}(s) + Q(s)[G(s) - G_n(s)])^{-1} G_{n-}(s) [1 - G_{n+}(s)Q(s)] G(s) \end{aligned} \quad (2.19)$$

$\lim_{\omega \rightarrow 0} G_{n+}(j\omega) = 1$ ve $\lim_{\omega \rightarrow 0} Q(j\omega) = 1$ olduğunda,

$$\begin{aligned} \lim_{\omega \rightarrow 0} G_{uy}(j\omega) &= G_{n-}(j\omega) \\ \lim_{\omega \rightarrow 0} G_{dy}(j\omega) &= 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Benzer şekilde, Denklem (2.20), frekans uzayı bozucu-etki gözleyicili sistemin, düşük frekans alanındaki nominal sistem $G_{n-}(s)$ gibi davrandığını ima eder. Bu tür minimum olmayan faz sistemler için düşük frekanslı etki alanı bozucu-etkilerinin, ileri beslemeli kompanzasyon ile sistemden elimine edildiği sonucuna varılabilir. Özetle $G_{n+}(s)$ sistemin minimum fazlı kısmını, $G_{n-}(s)$ ise minimum olmayan fazlı kısmını temsil eder.

Şekil 2.3’de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

Döngü transfer fonksiyonu:

$$L(s) = (Q(G - G_n) + G_{n-})^{-1} G_{n-} G C \quad (2.21)$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (Q(G - G_n) + G_{n-} + G_{n-} G C)^{-1} G_{n-} G C \quad (2.22)$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = (Q(G - G_n) + G_{n-} + G_{n-}GC)^{-1}GG_{n-}(I - QG_{n+}) \quad (2.23)$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$S(s) = (Q(G - G_n) + G_{n-} + G_{n-}GC)^{-1}G_{n-} + Q(G - G_n) \quad (2.24)$$

2.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Gelişen modern kontrol teorisinde durum-uzay olarak çalışmak sistemin kontrol edilebilirliği ve gözlenebilirliği için oldukça faydalı bir olgudur. Bu yöntem, durum gözleyicisinin yanında bozucu-etki tahmincisini içerir. Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi (BGG) yapısını bir durum geri besleme ile entegre ederek, aynı anda Bozucu-etki Uyum Kontrolü [14] adı verilen entegre etkili bir kontrol sistemi haline gelir. BGG, sistem durumları mevcut değilse hem sistem durumlarını hem de bozucu-etkileri birlikte tahmin eder. Dinamik sistemin durum uzayı ifadesini şu şekilde düşünün:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_u u(t) + B_d d(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \quad (2.25)$$

Ayrıca sistem için harici bozucu-etkileri şöyle varsayalım:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}(t) &= W\xi(t) \\ d(t) &= V\xi(t) \end{aligned} \quad (2.26)$$

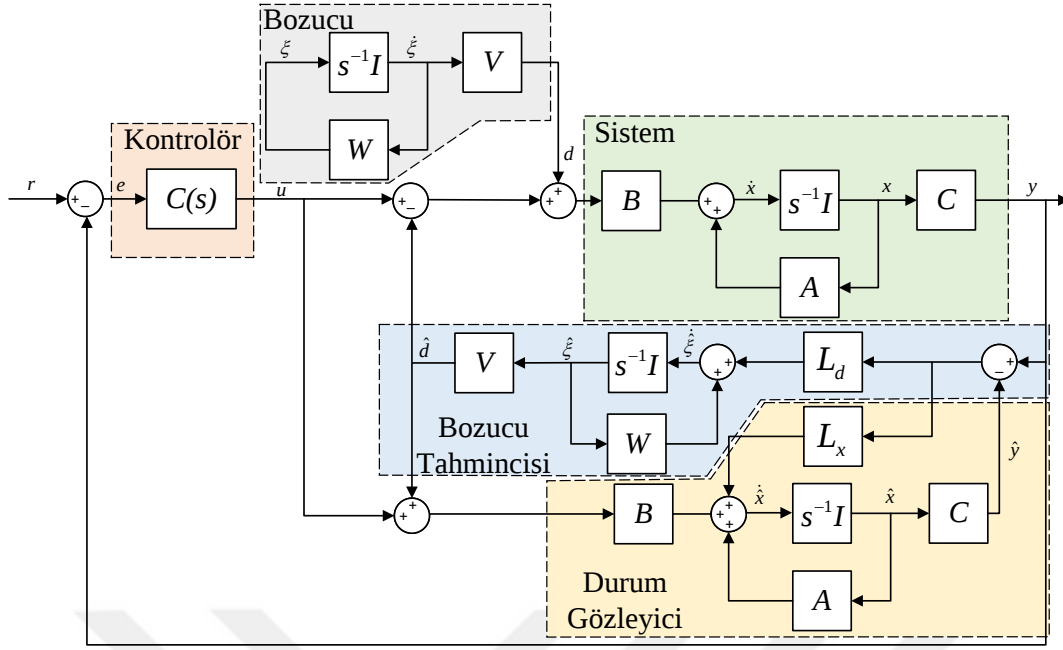
Bozucu-etki ve sistem modeli verilen sistem için durum gözleyicisi denklemleri (2.27)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}(t) &= A\hat{x}(t) + B_u u(t) + L_x(y(t) - \hat{y}(t)) + B_d \hat{d}(t) \\ \hat{y}(t) &= C\hat{x}(t) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Bozucu-etki ve sistem modeli verilen sistem için bozucu-etki gözleyici denklemleri (2.28)'te verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\xi}}(t) &= W\hat{\xi}(t) + L_d(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{d}(t) &= V\hat{\xi}(t) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Denklem (2.25), (2.26), (2.27) ve (2.28)'de verilen ifadelerin blok diyagramı şeklinde oluşturulmuş hali Şekil 2.4' de verilmiştir.



Şekil 2.4 : Bozucu-etki uyum kontrolünde bilinmeyen giriş gözleyicisi yapısı.

Şekil 2.4’de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 G(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G \\
 G_1(s) &= C(sI - A)^{-1}L_x := G_1 \\
 G_2(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G_2 \\
 G_3(s) &= V(sI - W)^{-1}L_d := G_3
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

Döngü transfer fonksiyonu:

$$L(s) = (I + G_1 + GG_3 + G_2G_3)^{-1}(I + G_1 + 2G_2G_3)GC \tag{2.30}$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
 T(s) &= (I + G_1 + GG_3 + G_2G_3 + GC + GG_1C + 2GG_2G_3C)^{-1} \\
 &\quad (I + G_1 + 2G_2G_3)GC
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
 D(s) &= (I + G_1 + GG_3 + G_2G_3 + GC + GG_1C + 2GG_2G_3C)^{-1} \\
 &\quad G(I + G_1 + 2G_2G_3)
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
 S(s) &= (I + G_1 + GG_3 + G_2G_3 + GC + GG_1C + 2GG_2G_3C)^{-1} \\
 &\quad I + G_1 + 2G_2G_3
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

2.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Bu kısımda anlatılan [78], Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi (BBT) tabanlı kontrol yöntemi üç serbestlikten oluşmaktadır. Bunlar referans model, filtre, hata geri besleme kazancıdır. BBT hem belirsizlik hem de bozucu-etkilerini birleştirerek tahminler yapar. Bu yöntemin temel tasarım felsefesi sezgiseldir. Doğrusal belirsiz bir sistemi şu şekilde düşünün:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + \Delta Ax(t) + \Delta Bu(t) + d(t) \quad (2.34)$$

burada $x(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]^T$ durum, A bilinen durum matrisi, ΔA bilinmeyen durum matrisi, $u(t) = [u_1(t), \dots, u_r(t)]^T$ kontrol girişidir, B tam sütun sıralaması bilinen kontrol matrisidir, ΔB bilinmeyen kontrol matrisi ve $d(t)$, öngörülemeyen harici bozucudur.

Referans sistem dinamiği olarak

$$\dot{x}_m(t) = A_m x_m(t) + B_m r(t) \quad (2.35)$$

eşitliğini ele alalım. Burada $r(t) = [r_1(t), \dots, r_n(t)]^T$ istenen veya referans durum, A_m referans modelin durum matrisi ve B_m tam sütun sıralaması bilinen kontrol matrisidir. BBT yönteminde eşdeğer bozucu-etki olarak adlandırılan *lump* (yumru) bozucusu aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} d_l(t) &= \Delta Ax(t) + \Delta Bu(t) + d(t) \\ d_l(t) &= \dot{x}(t) - Ax(t) - Bu(t) \end{aligned} \quad (2.36)$$

Ancak, doğrudan kontrol yasasında kullanılamaz [78]. Bu nedenle bir filtreden geçirilmelidir. Referans modelin durumları ile fiziksel model arasındaki fark hata olarak tanımlanır. Bu hata, sifıra yakınsamak için kontrol hedefidir.

$$e(t) = x_m(t) - x(t) \quad (2.37)$$

İstenen hata dinamiği, (2.38) ile verilmiştir.

$$\dot{e}(t) = (A_m + K) e(t) \quad (2.38)$$

burada K , hata geri besleme kazancıdır. (2.39), (2.38) denkleminin yerine (2.34), (2.35) ve (2.36) konularak elde edilmektedir.

$$A_m x_m(t) + B_m r(t) - Ax(t) - Bu(t) - d_l(t) = Ke(t) \quad (2.39)$$

Eğer sistemler kanonik formda tanımlanırsa, kontrol kuralı $u(t)$ şu şekilde elde edilir.

$$u(t) = B^\dagger (A_m x_m(t) + B_m r(t) - Ax(t) - d_l(t) - Ke(t)) \quad (2.40)$$

burada $B^\dagger = (B^T B)^{-1} B^T$, $B^\dagger$ 'in sözde tersidir. Bu, (2.39)'ün doğru çözümü ancak aşağıdaki yapısal kısıtlamanın karşılanması durumunda geçerlidir:

$$(I - BB^\dagger)(A_m x_m(t) + B_m r(t) - Ax(t) - Bu(t) - d_l(t) - Ke(t)) = 0 \quad (2.41)$$

Aksi takdirde, (2.39)'ün en küçük kareler yaklaşık çözümüdür. (2.40)'e Laplace dönüşümleri uygulandığında,

$$U(s) = B^\dagger (A_m X + B_m R - AX - KE) + UDE \quad (2.42)$$

burada $UDE = -B^\dagger [\Delta AX(s) + \Delta BU(s) + D(s)] = -B^\dagger D_l(s)$ belirsizlik ve bozucuların toplu tahminini temsil eder. Sürekli bir sinyalin makul bir bant genişliğine sahip bir filtre tarafından tahmin edilebileceği ve tahmin edilebileceği UDE 'nin arkasındaki ana fikri hatırlatarak, UDE terimi şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$UDE \approx B^\dagger [(A - sI)X(s) + BU(s)]Q(s) \quad (2.43)$$

Açıklama 3. Her ne kadar yöntem sözde tersi kullanmakta ise de yöntem için sözde-tersin varlığı tek başına yeterli olmamaktadır. (2.39)'dan anlaşılacağı üzere amaç $B^\dagger B = I$ eşitliğinin sağlanmasıdır. Bu makale özelinde TGTÇ sistemler incelendiği için B 'nin sözde tersi mevcut olsa da bu her durum için mümkün değildir. Yöntemi kullanan tasarımcının sözde tersin bu açıklamadaki eşitliğin sağlanıp sağlanmadığını kontrol etmesi gerekir.

2.2.3.1 Minimum fazlı durum

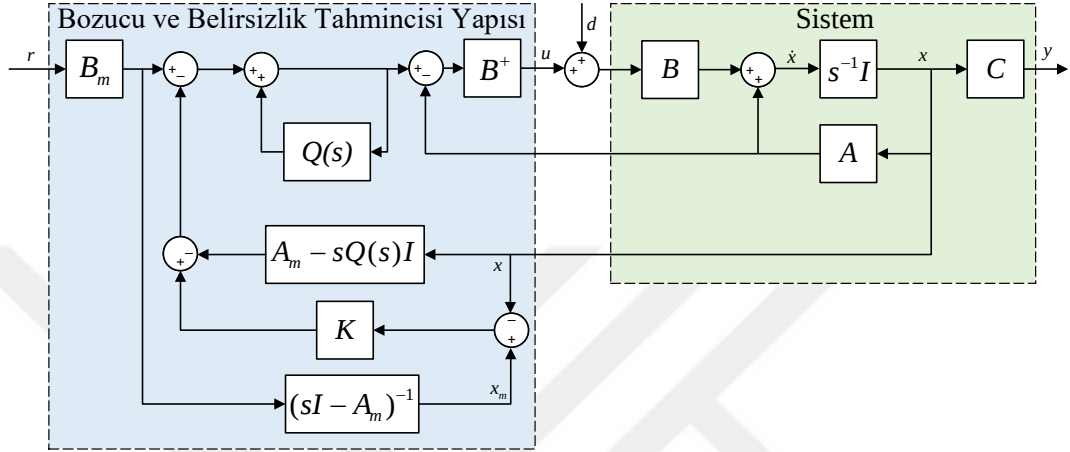
Orijinal kontrol yasası (2.42) üç terimden oluşur: durum geri besleme, hata geri besleme ve belirsizlik ve bozucular tahmincisi şu şekilde formüle edilir,

$$U(s) = \underbrace{B^\dagger (A_m X + B_m R - AX)}_{\text{Durum geri besleme}} - \underbrace{B^\dagger KE}_{\text{Hata geri besleme}} + \underbrace{UDE}_{\text{Tahmin}} \quad (2.44)$$

BBT yapısı için önerilen blok diyagram yapısı Şekil 2.5 ile verilmiştir. Denklem (5) ile verilen yapıya benzer şekilde, $Q(s)$ 'in uygun formda bir alçak geçiren filtre olduğunu

varsayalım. Bu durumda denklemler düzenlenirse, BBT tabanlı kontrol kuralı (2.45) gibi türetilir [11].

$$u(t) = -B^\dagger \left(Ax(t) + \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{sQ(s)}{1-Q(s)} \right\} * x(t) - \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{1-Q(s)} \right\} * (A_m x(t) + B_m r(t) - Ke(t)) \right) \quad (2.45)$$



Şekil 2.5 : Belirsizlik ve bozucu-etki tahmincisi yapısı.

BBT yönteminde çıkıştan herhangi bir geri besleme alınmaz. Bunun yerine, sistem modelinin durumları referans modelin durumlarından çıkarıldıktan sonra hata geri besleme kazancı (K) çarpılır. Bu nedenle referans model ve sistem modeli, sistemin kapalı döngü yanıtında kararlı durum hatası olmaması için gözlemlenebilir kanonik formda [79] yazılmalıdır. Ayrıca yüksek mertebeden sistem modeli kullanılması durumunda denklemlerdeki matris işlemlerinin doğru yapılabilmesi için referans modelin derecesi ile sistem modelinin derecesinin aynı olması gerekmektedir.

Şekil 2.5’de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} G(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G \\ G_1(s) &= B^\dagger B_m := G_1 \\ G_2(s) &= B^\dagger K(sI - A_m)^{-1}B_m := G_2 \\ G_3(s) &= B^\dagger K(sI - A)^{-1}B := G_3 \\ G_4(s) &= B^\dagger (A_m - sQ(s)I)(sI - A)^{-1}B := G_4 \\ G_5(s) &= B^\dagger A(sI - A)^{-1}B := G_5 \end{aligned} \quad (2.46)$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (I + G_5 - G_3 - G_4 - (I + G_5)Q)^{-1}G(G_1 - G_2) \quad (2.47)$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = (I + G_5 - G_3 - G_4 - (I + G_5)Q)^{-1}G(G_3 + G_4 - G_5 + G_5Q) \quad (2.48)$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$S(s) = (I + G_5 - G_3 - G_4 - (I + G_5)Q)^{-1} \\ (I + G_5 - G_3 - G_4 - (I + G_5)Q - G(G_1 - G_2)) \quad (2.49)$$

2.2.3.2 Minimum olmayan fazlı durum

[80]'de belirtildiği gibi, orijinal BBT tabanlı kontrol, oldukça korunumlu bir şekilde ayarlanmış parametrelerle bile büyük zaman gecikmeli süreçleri kontrol edemez ve uygulanabilirliğini genişletmek için gerekli değişiklikler yapılır. L zaman gecikmesine sahip bir sistemi tanımlamak için orijinal sistem (2.34) şu şekilde revize edilmiştir:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - L) + \Delta Ax(t) + \Delta Bu(t) + d(t) \quad (2.50)$$

Zaman gecikmesini ele almak için sırasıyla üç bileşende değişiklikler yapılır:

- BBT'nin giriş sinyallerini senkronize etmek için, (2.43)'teki kontrol sinyaline ilk olarak yapay bir gecikme eklenir.

$$UDE_{td} = B^\dagger [(A - sI)X(s) + BU(s)e^{-\tau s}]Q(s) \quad (2.51)$$

- Smith öngörücüsü kavramından esinlenerek, hızlı referans takip performansı elde etmek için ileri besleme eylemi oluşturmak için sistem minimum ve minimum olmayan kısma ayrılır. Minimum fazlı sistem $G_{n-}(s)$ (2.50)'un gecikmesiz parçası olarak kabul edilirken, minimum fazlı olmayan sistem $G_{n+}(s)$ gecikmeli veya sağ yarı düzlem sıfırlarından elde edilir.

$$G_n(s) = G_{n-}(s)G_{n+}(s) \quad (2.52)$$

$$\dot{x}_v(t) = Ax_v(t) + Bu(t) \quad (2.53)$$

Bununla orijinal durum geri besleme yasası, minimum fazlı sistem (2.53) ve referans model (2.35) arasındaki farka dayalı olarak değiştirilir.

$$u_{SF}(t) = B^\dagger (A_m x_v(t) + B_m r(t) - Ax_v(t)) \quad (2.54)$$

- Sistemin minimum fazlı kısmının (2.53) çıktısının şu şekilde tanımlandığını varsayarsak

$$y_v(t) = x_v(t - \tau) \quad (2.55)$$

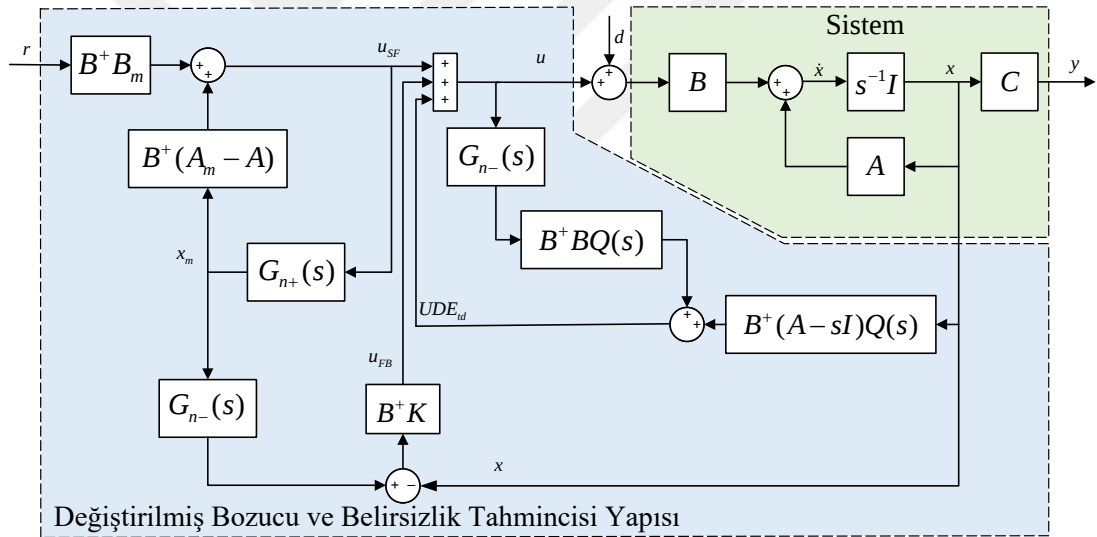
Denklem (2.44) yeni hata geri besleme yasasının birleştirilmesiyle şu şekilde türetilir:

$$u_{FB}(t) = B^\dagger K(y_v(t) - x_v(t)) \quad (2.56)$$

Bu nedenle, DBBT tabanlı kontrol sistemi tasarımının tamamı, aşağıdaki şekilde verilen nihai kontrol yasası ile tamamlanmıştır.

$$u(t) = u_{SF}(t) + u_{FB}(t) + UDE_{td}(t) \quad (2.57)$$

ve DBBT tabanlı kontrol sisteminin genel yapısı Şekil 2.6'de gösterilmektedir.



Şekil 2.6 : Değiştirilmiş belirsizlik ve bozucu-etki tahmincisi tabanlı kontrol yapısı.

Şekil 2.6'de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
G(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G \\
G_1(s) &= B^\dagger B_m := G_1 \\
G_2(s) &= B^\dagger (A - A_m)(I + (sI - A_{n+})^{-1}B_{n+} \\
&\quad B^\dagger (A - A_m))^{-1}(sI - A_{n+})^{-1}B_{n+}G_1(s) := G_2 \\
G_3(s) &= B^\dagger K(sI - A_{n-})^{-1}B_{n-}(I + (sI - A_{n+})^{-1}B_{n+} \\
&\quad B^\dagger (A - A_m))^{-1}(sI - A_{n+})^{-1}B_{n+}G_1(s) := G_3 \\
G_4(s) &= B^\dagger K(sI - A)^{-1}B := G_4 \\
G_5(s) &= B^\dagger B := G_5 \\
G_6(s) &= B^\dagger (A_m - sI)(sI - A)^{-1}BQ(s) := G_6
\end{aligned} \tag{2.58}$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (I + G_4 - G_6 - G_5 G_{n-} Q)^{-1} G (G_1 + G_2 + G_3) \tag{2.59}$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = -(I + G_4 - G_6 - G_5 G_{n-} Q)^{-1} G (G_4 - G_6) \tag{2.60}$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
S(s) &= ((G_5 G_{n-}) Q + G_6 - G_4 - I)^{-1} \\
&\quad (G_5 G_{n-}) Q + G_6 - G_4 + G G_1 + G G_2 + G G_3 - I
\end{aligned} \tag{2.61}$$

2.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

Bu bölümde [10], literatürde çok yaygın olarak kullanılan ve temel olarak eşleşmemiş sistemler için yeni bir yaklaşım olarak önerilen EGB tahmincisi anlatılacaktır. Şekil 2.7'ün durum gözleyicisi

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu_f(t) + L(y(t) - C\hat{x}(t)) \tag{2.62}$$

ile ifade edilmektedir. Burada L gözleyici kazancıdır ve tasarımı optimal bir kontrol yöntemi olan LQR ile yapılmaktadır.

$$\Delta x(t) = \hat{x}(t) - x(t) \tag{2.63}$$

Denklem (2.63), (2.2)'deki durumların yerine konulursa, (2.64) elde edilmektedir.

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + \{Bd_{ed}(t) + [\Delta\dot{x}(t) - A\Delta x(t)]\} \tag{2.64}$$

karşıl原因 bir $\Delta d(t)$ kontrol girişı olduğunu varsayalım.

$$\Delta \dot{x}(t) - A\Delta x(t) = B\Delta d(t) \quad (2.65)$$

Denklem (2.65), (2.64)'de yerine konulup B ortak parantezine alındığında (2.66) elde edilmektedir.

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B(u(t) + [d_{ed}(t) + \Delta d(t)]) \quad (2.66)$$

EGB'nin tahmin ettiđi bozucu-etki (2.67) ile ifade edilmektedir.

$$\hat{d}(t) = d_{ed}(t) + \Delta d(t) \quad (2.67)$$

sistemi řu şekilde ifade etmemizi sađlar.

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + B[u(t) + \hat{d}(t)] \quad (2.68)$$

Denklem (2.62) ile (2.68)'in sağ tarafları birbirine eřitlenirse, (2.69) elde edilmektedir.

$$B[\hat{d}(t) + u(t) - u_f(t)] = LC[x(t) - \hat{x}(t)] \quad (2.69)$$

Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi (EGB) yönteminde, eğer $\hat{d}(t)$ için (2.69) en küçük kareler yöntemi ile çözülrse, tahmin edilen bozucu-etki

$$\hat{d}(t) = B^\dagger LC [x(t) - \hat{x}(t)] + u_f(t) - u(t) \quad (2.70)$$

ile hesaplanmaktadır. Burada $B^\dagger = (B^T B)^{-1} B^T$, B 'in sözde tersidir ve Açıklama 3, (2.39) için de geçerlidir.

$$\tilde{d}(t) = \hat{d}(t) * \mathcal{L}^{-1}\{Q(s)\} \quad (2.71)$$

$$\tilde{D}(s) = \hat{D}(s)Q(s)$$

Burada ”*” operatörü konvolüsyon işlemidir. $\tilde{D}(s)$ ve $\hat{D}(s)$, sırasıyla $\tilde{d}(t)$ ve $\hat{d}(t)$ 'in Laplace dönüşümleridir. $\tilde{d}(t)$ elde edilen bozucu-etki tahminidir. Ayrıca $Q(s)$ bozucu-etki tahmincisinin bant genişliğini belirleyen (2.11) formunda alçak geçiren filtreyi temsil etmektedir. EGB yapısı için önerilen blok diyagram yapısı Şekil 2.7 ile verilmiştir.

İlk olarak, bozucu-etki ihmal edilmiş ve basamak sinyali ve sistemin dahili bir modelini içeren tek bir artırılmış durum temsili (2.72) ile oluşturulmuştur [10]. A_R ve B_R kontrol sisteminde iç model parametrelerini (basamak girişe karşılık takip performansını iyileştirmek için kullanılan modeldir) temsil etmektedir.

$$\begin{bmatrix} \delta \dot{x}(t) \\ \delta \dot{x}_R(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -B_R C & A_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta x(t) \\ \delta x_R(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \delta u(t) \quad (2.72)$$

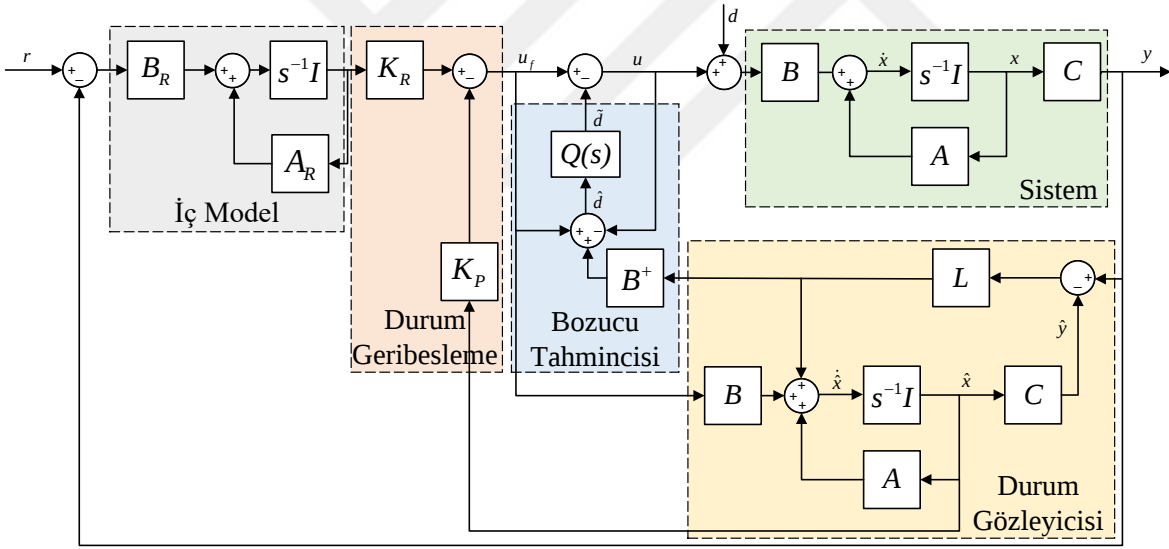
burada $\delta x(t) = x(t) - x(\infty)$, $\delta x_R(t) = x_R(t) - x_R(\infty)$, ve $\delta u(t) = u(t) - u(\infty)$

Şekil 2.7'teki K_P ve K_R durum geri besleme kazançlarıdır ve (2.73) karesel maliyet fonksiyonu (LQR) ile hesaplanmaktadır.

$$J_K = \int_0^\infty \left\{ [\delta x^T(t) \delta x_R^T(t)] Q_K \begin{bmatrix} \delta x(t) \\ \delta x_R(t) \end{bmatrix} + R_K \delta u^2(t) \right\} dt \quad (2.73)$$

L gözleyici kazancını ifade etmektedir ve benzer şekilde (2.74) karesel maliyet fonksiyonu (LQR) ile hesaplanmaktadır.

$$J_L = \int_0^\infty \{ \rho x_L^T(t) Q_L x_L(t) + R_L u_L^2(t) \} dt \quad (2.74)$$



Şekil 2.7 : Eşdeğer giriş bozucu-etki tahmircisi yapısı.

Şekil 2.7'de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}
G(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G \\
G_n(s) &= C(sI - A)^{-1}B := G_n \\
G_l(s) &= C(sI - A)^{-1}L := G_l \\
G_x(s) &= B^\dagger L := G_x \\
C_1(s) &= K_R(sI - A_R)^{-1}B_R := C_1 \\
C_2(s) &= K_P(sI - A)^{-1}B := C_2
\end{aligned} \tag{2.75}$$

Döngü transfer fonksiyonu:

$$\begin{aligned}
L(s) &= ((C_2 + I)(I + G_l - Q - G_lQ + G_nG_xQ))^{-1} \\
&\quad (I + G_l - Q - G_lQ + G_nG_xQ)GC_1
\end{aligned} \tag{2.76}$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (\sigma)^{-1}(I + G_l - Q - G_lQ + G_nG_xQ)GC_1 \tag{2.77}$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = (\sigma)^{-1}(I + C_2)(I + G_l)(I - Q)G \tag{2.78}$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$S(s) = (\sigma)^{-1}(I + C_2)(I + G_l)(I - Q) \tag{2.79}$$

burada $\sigma = C_2 + G_l - Q + C_1G + C_2G_l - C_2Q - G_lQ + C_1GG_l - C_1GQ - C_2G_lQ + GG_xQ - C_1GG_lQ + C_2GG_xQ + C_1GG_nG_xQ + I$.

2.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Bu yöntemde [15], sistem kontrol edilebilir, gözlemlenebilir olarak tanımlanır. Bu şart, nominal sistemin iç kararlılığını garanti etmek için gereklidir. Ayrıca EGB'deki gibi sanal eksende kutup ve sıfır yoktur ancak Kürkçü vd. [72] ile bu şartın kaldırılabilir olduğu ispatlanmış ve bunun için $\mathcal{H}_\infty$ sentezleme yöntemi genişletilmiştir. Diğer yöntemlerden farklı olarak bu yöntemde, bozucu-etki gözleyicisi ve ana kontrol sistemi ayrı ayrı olarak ele alınmamakta, bunun yerine gürbüz kararlılık ve performansı sağlayabilmek için iki adet $\mathcal{H}_\infty$ sentezlemesi bir bütün olarak ele alınmaktadır. BTTGK

yapısı için önerilen blok diyagram yapısı Şekil 2.8 ile verilmiştir. Burada $C(s)$ $\mathcal{H}_\infty$ ile tasarlanan ana kontrol sistemini, $G(s)$ kontrol edilmesi amaçlanan gerçek sistemi, $G_n(s)$ kontrol sentezlemeleri ve yöntemde kullanılan nominal sistem modelini, $C_{obs}(s)$ $\mathcal{H}_\infty$ ile tasarlanan bozucu-etki gözleyici döngüsünün kontrol sistemini ve $\hat{u}$ ise yöntemin sonucunda elde edilen bozucu-etki tahminini temsil etmektedir. Tümlleşik kontrol sistemi tasarımı ise adım adım aşağıda verilmektedir.

- Bastırılması istenen d_{ed} bozucu-etkisinin frekans aralığını belirle

$$\hat{u}(j\omega) = d_{ed}(j\omega) \mid \forall \omega \in (0, \omega_r]. \quad (2.80)$$

Burada ω_r bozucu-etkinin bastırılması istenilen frekans bileşenlerinin üst sınırını belirtmektedir.

- Denklem (2.80)'ün sağlanabilmesi ve Şekil 2.8'ün yardımı ile

$$\begin{aligned} \varepsilon(j\omega) &= (1 + G_n(j\omega)C_{obs}(j\omega))^{-1}(y_r - y_n) \\ &= S_{obs}(j\omega)(y_r - y_n) \\ &= (1 - T_{obs}(j\omega))(y_r - y_n) \\ &\approx 0 \mid \forall \omega \in (0, \omega_r] \end{aligned} \quad (2.81)$$

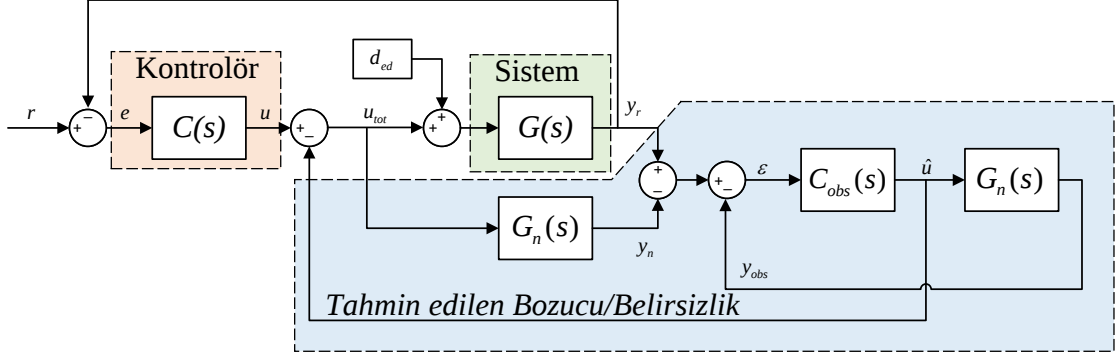
eşitliğini sağlayacak C_{obs} 'un tasarımı gerekmektedir. Dikkat edilmesi gerekir ki bu tasarım nominal sistem üzerine yapılmalıdır ve herhangi bir belirsizlik tasarıma katılmamalıdır.

- Bozucu-etki döngüsünün kontrol sistemi tasarlandıktan sonra S_{obs} ve T_{obs} dikkate alınarak [15]'in Sonuç 1'ine göre ana kontrol sistemi tasarımında kullanılacak olan gürbüzlük ağırlık matrisi W_T güncellenecek ve bu ağırlık matrisine göre $C(s)$ tasarımı gerçekleştirilecektir.

Tasarım detayları için okuyucular [15]'ye bakabilir.

Amaç, bozucu-etki/belirsizlik tahmin edicisine dayalı kontrolde gürbüz kararlılık, performans ve bant genişliği gereksinimi için net matematiksel ifadeler elde etmektir. Tasarım sonucu elde edilen yapı gürbüz kararlılık ve performansı analitik olarak garanti eder.

Karma duyarlılık $\mathcal{H}_\infty$ gürbüz kontrolde kullanılan ağırlık filtrelerinden,



Şekil 2.8 : Bozucu-etki/Belirsizlik tahmincisi tabanlı gürbüz kontrol yapısı.

Duyarlılık ağırlık matrisi:

$$W_P(s) = \left(\frac{s/\sqrt[k]{M_P} + \omega_P}{s + \omega_P \sqrt[k]{\xi_P}} \right)^k \quad (2.82)$$

Kontrol ağırlık matrisi:

$$W_U(s) = \left(\frac{s + \omega_u/\sqrt[k]{M_U}}{s\sqrt[k]{\xi_U} + \omega_U} \right)^k \quad (2.83)$$

Belirsizlik ağırlık matrisi:

$$W_T(s) = \left(\frac{s + \omega_b/\sqrt[k]{M_T}}{s\sqrt[k]{\xi_T} + \omega_T} \right)^k \quad (2.84)$$

olarak tanımlanmıştır.

Şekil 2.8’de kontrol blok yapısı verilen yöntemden türetilen transfer fonksiyonlar aşağıda verilmiştir.

Döngü transfer fonksiyonu:

$$L(s) = (I + GC_{obs})^{-1} GC(I + G_n C_{obs}) \quad (2.85)$$

Tamamlayıcı duyarlılık veya kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$T(s) = (I + GC + GC_{obs} + G_n GCC_{obs})^{-1} GC(I + G_n C_{obs}) \quad (2.86)$$

Giriş bozucu-etki bastırma transfer fonksiyonu:

$$D(s) = (I + GC + GC_{obs} + G_n GCC_{obs})^{-1} G \quad (2.87)$$

Duyarlılık transfer fonksiyonu:

$$S(s) = (I + GC + GC_{obs} + G_n GCC_{obs})^{-1} \quad (2.88)$$



3. TASARIM VE ANALİZ

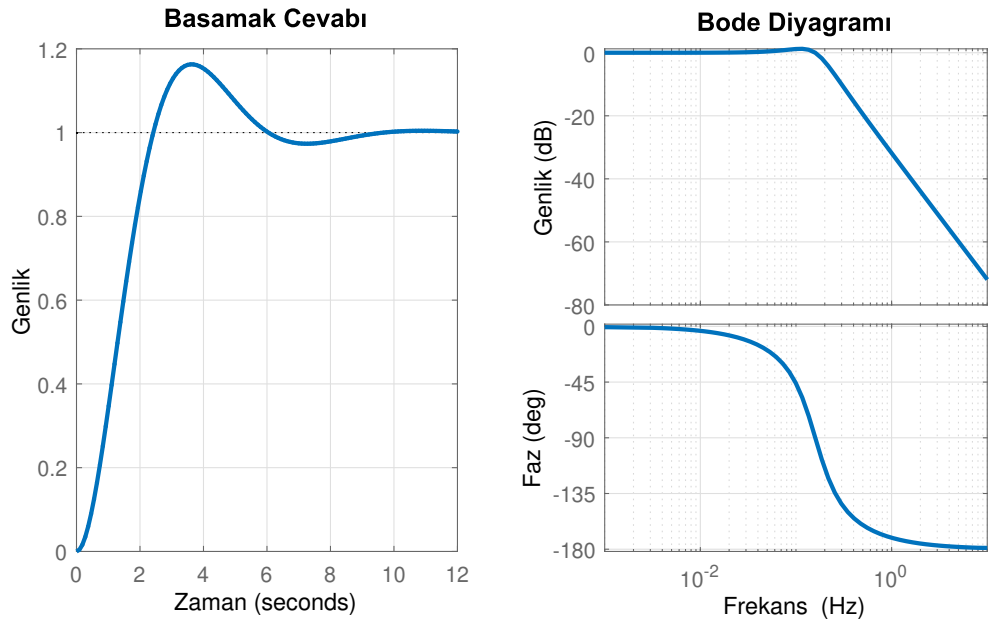
3.1 TGTÇ Minimum Fazlı Kararlı Sistem

Kontrol edilebilir ve gözlenebilir, tek giriş ve tek çıkışı olan minimum fazlı yani SYD'de sıfırı olmayan kararlı bir sistem ele alalım.

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} \quad (3.1)$$

Denklem (3.1)'de verilen ve herhangi bir sıfıra sahip olmayan transfer fonksiyonun karakteristik polinomu incelendiğinde sistem kutupları karmaşık eşlenik $p = -0.5 \pm 0.866j$, doğal frekansı $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$, sönüm oranı $\xi = 0.5$ olarak elde edilmektedir.

Bu bölümde devamında anlatılacak olan yöntemlerin her birisinde (3.1)'da verilen transfer fonksiyon kullanılmıştır. Sistem olarak ele alınan transfer fonksiyonun zaman uzayı basamak cevabı ve frekans uzayı bode diyagramı Şekil 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.1 : TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.

Tüm yöntemlerde kullanılan AGF (2.11) denkleminde verilen formdadır. Filtre parametreleri $\omega_c = 50.26 \text{ rad/s}$ ve FUBGK yönteminde $r = 2$, diğerlerinde $r = 1$ olarak belirlenmiştir.

Sisteme giren bozucu-etki:

$$d_{ed}(t) = \begin{cases} 0, & t < 3 \\ 2, & t \geq 3 \end{cases} \quad (3.2)$$

3.1.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

Bu yöntemde durum geri beslemeli kazanç kontrol ile tasarım yapabilmek için nominal sistemi (3.1)'deki transfer fonksiyon varsayarak, onu durum-uzay formunda yazıp sistem durumlarını kullanarak durum geri besleme alt yapısı kurulmuştur. Sisteme referans olarak giriş yapan sinyallerin takip performansını iyileştirmek için ek bir durum ile integral etkili bir yapı ile devam edilmiştir. Kurulan alt yapı Ekler bölümünde Şekil A.2'de Simulink blokları olarak verilmiştir. Durum geri besleme kazançları elde etmek için sistemi kararlı hale getiren kazanç değerleri seçilmiştir. Bu kazanç değerlerini Bölüm 4'de anlatılan gradyan iniş algoritması ile yerleşme zamanını minimum yapan katsayılar bulunmuştur. Şekil 3.2'de iterasyonlar sonucu elde edilen sonuçlar verilmiştir. Sonuç olarak elde edilen kazanç değerleri

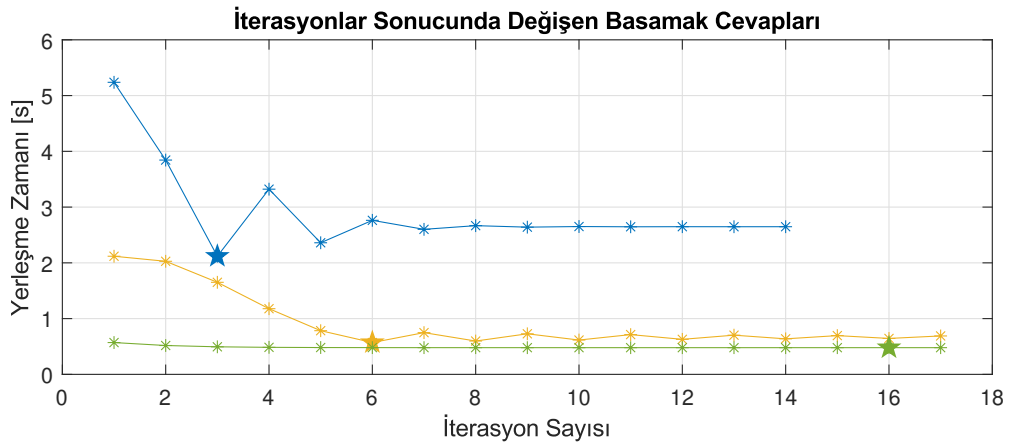
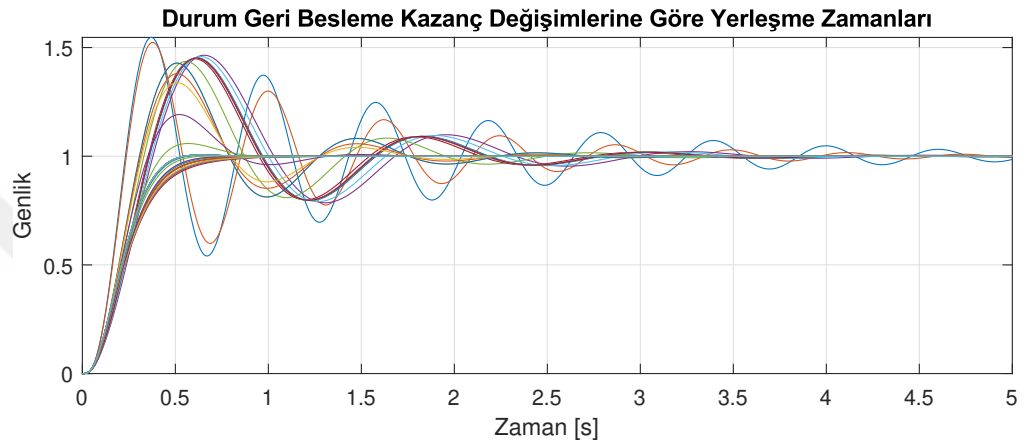
$$K_c = [24.9464 \quad 243.5135 \quad 1194.9] \quad (3.3)$$

olarak bulunmuştur.

Sistemin göreceli derece 2 olduğundan dolayı sistemin tersini "uygun" hale getirmek için (2.11) formunda ve $\omega_c = 50.26 \text{ rad/s}$ ve $r = 2$ olan bir alçak geçiren filtreden geçirilmiştir.

3.1.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Bu yöntemde ilgili makalenin önerdiği kontrol algoritması LQR 'dir. Nominal sistemin durumlarını kullanarak bir önceki yöneme benzer şekilde integral etkisini de durumlara dahil edecek şekilde LQI kontrol tasarlanmıştır. Kurulan alt yapı Ekler bölümünde Şekil A.3'de Simulink blokları olarak verilmiştir. Q ve R matrislerinin köşegen elemanlarını riccati denklemi sonucunda kararlı bir sistem cevabı olan değerler seçilmiştir. Bu seçilen ilk değerlerden sonra yine benzer şekilde gradyan iniş algoritması kullanarak Q ve R matrislerini sistemin yerleşme zamanını minimize edecek şekilde güncelleyerek her bir iterasyonda yeniden çözdürülmüştür. Şekil 3.3'de

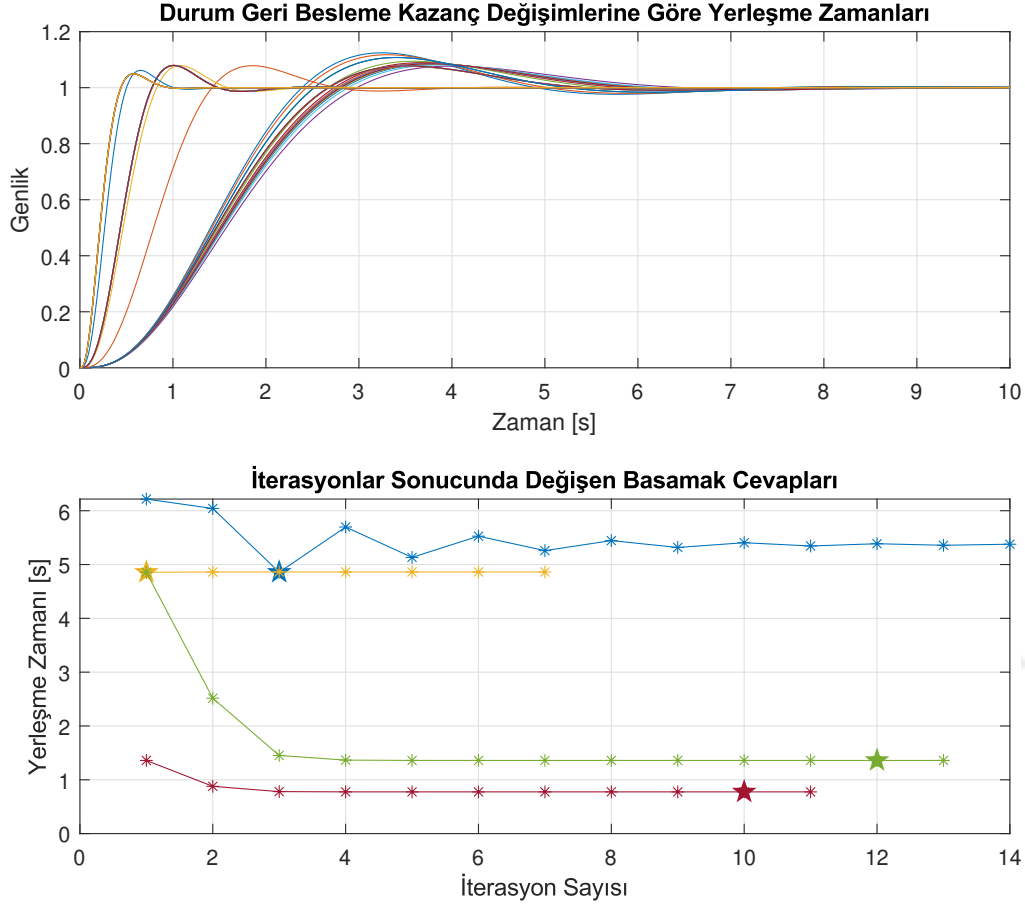


Şekil 3.2 : TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin kontrol parametrelerini gradyan-iniş algoritması ile optimize edilmesi.

iterasyonlar sonucu elde edilen sonuçlar verilmiştir. Sonuç olarak elde edilen kazanç değerleri

$$Kc = [35.3794 \quad 336.0138 \quad -1569.95] \quad (3.4)$$

olarak bulunmuştur. Bozucu-etki tahmincisi ve durum gözleyici kısmındaki katsayılar: $W = 1$, $V = 1$, $L_x = 100$, ve $L_d = 200$ olarak seçilmiştir.



Şekil 3.3 : TGTÇ minimum fazlı kararlı sistemin kontrol parametrelerini gradyan-iniş algoritması ile optimize edilmesi.

3.1.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Referans model yaklaşık olarak ikinci dereceden bir transfer fonksiyon olarak tanımlanırsa,

$$G_m(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.5)$$

burada $\omega_n = 6.5$ ve $\xi = 0.7$ olarak seçilmiştir. Bu verilen değerler sonucunda referans model 0.92 s yerleşme zamanına, % 4.6 aşımına sahip bir sistem cevabı elde edilmektedir.

Şekil A.3'deki yapıda, sistem modeli ve referans model gözlenebilir kanonik formda kullanılmıştır. Son olarak hata geri besleme kazancı $K = [-1 - 10000]$ olarak seçilmiştir.

3.1.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

Bu yöntem için Şekil 2.7'de yapısı verilen ana kontrol sistemi tasarımında, iç model katsayıları $A_R = 0$ ve $B_R = 1$ olarak seçilmiştir. Bu seçimin neticesinde (LQR) yapısı, bir adet durum ile beraber sürekli hal hatası oluşturmeyen (LQI) formuna dönüşmüştür. BUKBGG'de grandyan iniş algoritması ile Q ve R matrislerinden hesaplanan durum geri besleme kazanç değerleri bu yöntemde kullanılmıştır. Şekil 2.7'deki modele benzetmek için (3.4)'de hesaplanan katsayıları şu şekilde atanmıştır.

$$\begin{aligned} K_P &= [35.3794 \quad 336.0138] \\ K_R &= -1569.95 \end{aligned} \tag{3.6}$$

3.1.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Bu yöntemde, referans takip için belirlenen ve yerleşme zamanını da ifade eden bant genişliği kavramından diğer yöntemlerinkine yakın yerleşme zamanı elde edilen gürbüz kontrol tekniklerinden $\mathcal{H}_\infty$ kullanılarak tasarım yapılmıştır.

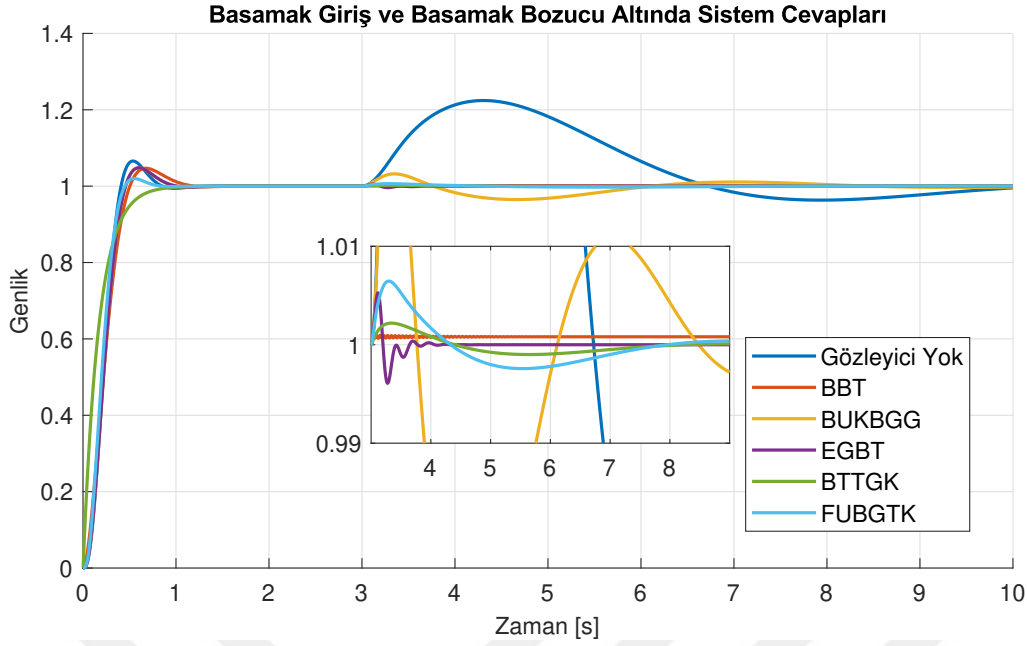
Denklem (2.82)'de verilen duyarlılık ağırlık matrisi W_P 'nin parametreleri: $M_P = 1.05$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 0.5$. $W_{P_{obs}}$ 'nin ise: $M_P = 1$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 50$.

Denklem (2.83)'da verilen kontrol ağırlık matrisi yerine statik $W_U = 0.01$, ve $W_{U_{obs}} = 0.0001$ değerleri seçilmiştir.

Denklem (2.84)'de verilen belirsizlik ağırlık matrisi W_T 'nin parametreleri: $M_T = 1.25$, $\xi_T = 0.667$, $k = 1$, ve $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 20$.

Duyarlılık, kontrol ve belirsizlik ağırlık matrisleri gözleyici ve ana kontrol sistemi için ayrı ayrı seçilmiştir. İterasyon sonucunda ana kontrol sistemi için $\gamma = 0.9618$, gözleyici ise $\gamma_{obs} = 1$ değerine ulaşmıştır. Deneme yanılma yöntemi ile diğer yöntemlerin performansına benzer sonuç elde edilmiştir.

Birim basamak giriş ve (3.2)'de tanımlanan bozucu-etki altında sistem cevapları Şekil 3.4'deki gibi elde edilmektedir.



Şekil 3.4 : TGTC minimum fazlı kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.

3.2 TGTC Minimum Olmayan Fazlı Kararlı Sistem

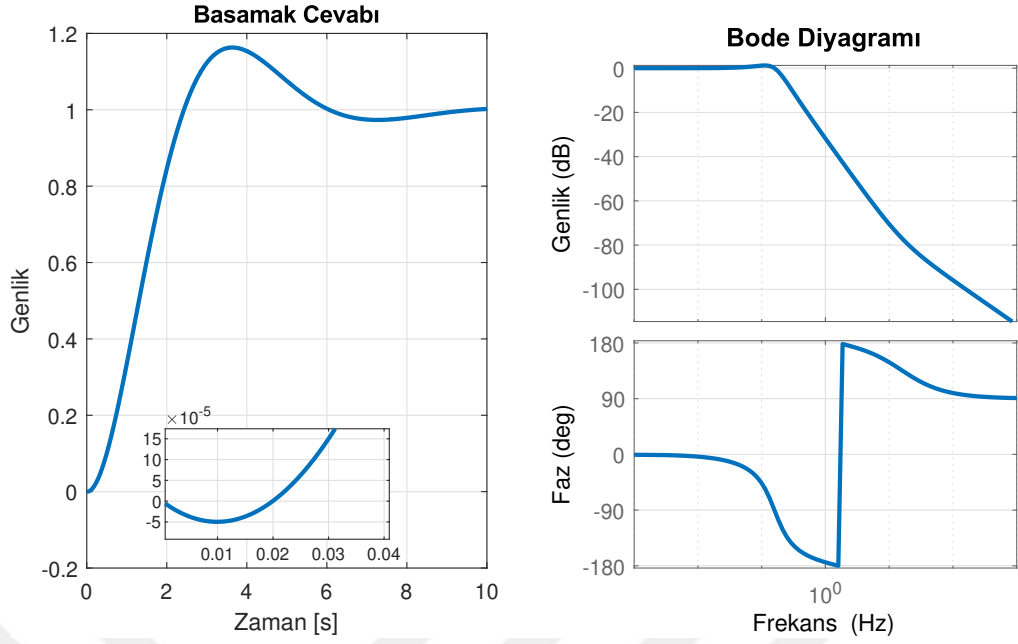
Kontrol edilebilir ve gözlenebilir, tek giriş tek çıkışlı olan minimum fazlı olmayan yani SYD’de sıfırı olan kararlı bir sistem ele alalım.

$$G(s) = \frac{-0.01s + 1}{s^2 + s + 1} \quad (3.7)$$

Denklem (3.7)’de verilen transfer fonksiyonun sıfırı sağ yarı düzlemde ve yeri $z = 100$ ’dür. Transfer fonksiyonun karakteristik polinomu incelendiğinde sistem kutupları karmaşık eşlenik $p = -0.5 \pm 0.866j$, doğal frekansı $\omega_n = 1 \text{ rad/s}$, sönüm oranı $\xi = 0.5$ olarak elde edilmektedir.

Bu bölümde anlatılacak olan yöntemlerde (3.7)’da verilen transfer fonksiyon kullanılmıştır. Bu transfer fonksiyonun zaman uzayı basamak cevabı ve frekans uzayı bode diyagramı Şekil 3.5’de verilmiştir. SYD sıfırından dolayı basamak cevabında ters aşım görülmektedir.

Tüm yöntemlerde kullanılan AGF (2.11) denkleminde verilen formdadır. Filtre parametreleri $r = 1$ ve EGBT yönteminde $\omega_c = 18.85 \text{ rad/s}$, diğerlerinde $\omega_c = 314.16 \text{ rad/s}$ olarak belirlenmiştir. TGTC Minimum Fazlı Kararlı Sistem için uygulanan tasarım adımları, bu ve devamındaki sistemlerde de benzer şekilde kullanılmıştır.



Şekil 3.5 : TGTÇ minimum fazlı olmayan kararlı sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.

Sisteme giren bozucu-etki:

$$d_{ed}(t) = \begin{cases} 0, & t < 5 \\ 2, & t \geq 5 \end{cases} \quad (3.8)$$

3.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

Nominal sistemi minimum faz ve minimum olmayan fazlı kısma (2.17) formunda ayrıldıktan sonra,

$$\begin{aligned} G_{n+}(s) &= \frac{0.01(s+100)}{s^2+s+1} \\ G_{n-}(s) &= \frac{-s+100}{s+100} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Şekil 2.3’de verilen yapı kurulduktan sonra durum geri besleme kazanç kontrolü ile tasarım yapılmıştır. Bu kazançlar

$$K_c = [53.546 \quad 1057.838 \quad -7071.067] \quad (3.10)$$

olarak bulunmuştur.

3.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Bu yöntemdeki durum geri besleme kazançları Bölüm 3.2.4’de anlatılan şekilde Q ve R matrisleri seçilip LQI ile hesaplandığında

$$K_c = [53.546 \quad 1057.838 \quad -7071.067] \quad (3.11)$$

olarak elde edilmektedir. Ayrıca $W = 1$, $V = 1$, $L_x = 100$ ve $L_d = 0.01$ olarak seçilmiştir.

3.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Referans model (3.5)'de verilen ikinci dereceden transfer fonksiyon olarak tanımlanmıştır. Parametreler $\omega_n = 50$ ve $\xi = 0.8$ olarak seçilmiştir. Bu verilen değerler sonucunda referans model 0.0751 s yerleşme zamanına, % 1.52 aşımaya sahip bir sistem cevabı elde edilmektedir. Şekil 2.6'de verilen yapı kurulmuştur.

Denklem (3.9) ile aynı ayrıştırma kullanılmıştır. Son olarak hata geri besleme kazancı $K = 250$ olarak seçilmiştir.

3.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

Ana kontrol sistemi tasarımında, (2.73)'deki karesel maliyet fonksiyonu ile sistemi minimum yerleşme zamanına ulaştıran Q_K ve R_K değerleri aşağıdaki gibidir:

$$Q_K = \text{diag}\{1 \quad 200 \quad 50000\}, R_K = 0.001$$

olarak seçildiğinde

$$K_P = [53.546 \quad 1057.838].$$

$$K_R = -7071.067$$

elde edilmektedir. Daha sonra gözleyici tasarımı için (2.74)'deki maliyet fonksiyonu minimize edilmektedir.

$$Q_L = \text{diag}\{10 \quad 10\}, \quad R_L = 0.001$$

olarak seçildiğinde

$$L = [565.36 \quad 137.81]^T$$

elde edilmektedir.

3.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Bu yöntemde, referans takip için belirlenen ve yerleşme zamanını da ifade eden bant genişliği kavramından diğer yöntemlerinkine yakın yerleşme zamanı elde edilen gürbüz kontrol tekniklerinden $\mathcal{H}_\infty$ kullanılarak tasarım yapılmıştır.

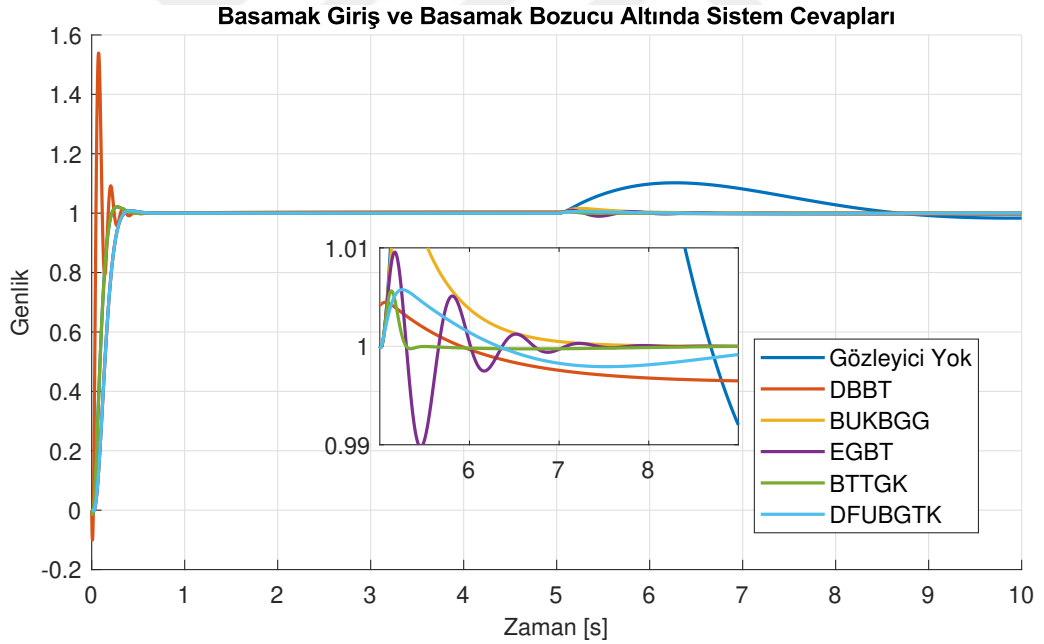
Denklem (2.82)'de verilen duyarlılık ağırlık matrisi W_P 'nin parametreleri: $M_P = 1.5$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 6$. $W_{P_{obs}}$ 'nin ise: $M_P = 1.5$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 2$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 10$.

Denklem (2.83)'da verilen kontrol ağırlık matrisi yerine statik $W_U = 0.01$, ve $W_{U_{obs}} = 0.01$ değerleri seçilmiştir.

Denklem (2.84)'de verilen belirsizlik ağırlık matrisi W_T 'nin parametreleri: $M_T = 1.25$, $\xi_T = 0.667$, $k = 1$, ve $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 20$.

Duyarlılık, kontrol ve belirsizlik ağırlık matrisleri gözleyici ve ana kontrol sistemi için ayrı ayrı seçilmiştir. İterasyon sonucunda ana kontrol sistemi için $\gamma = 0.9618$, gözleyici ise $\gamma_{obs} = 1$ değerine ulaşmıştır. Deneme yanılma yöntemi ile diğer yöntemlerin performansına benzer sonuç elde edilmiştir.

Birim basamak giriş ve (3.8)'de tanımlanan bozucu-etki altında sistem cevapları Şekil 3.6'deki gibi elde edilmektedir.



Şekil 3.6 : TGTÇ minimum olmayan fazlı kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.

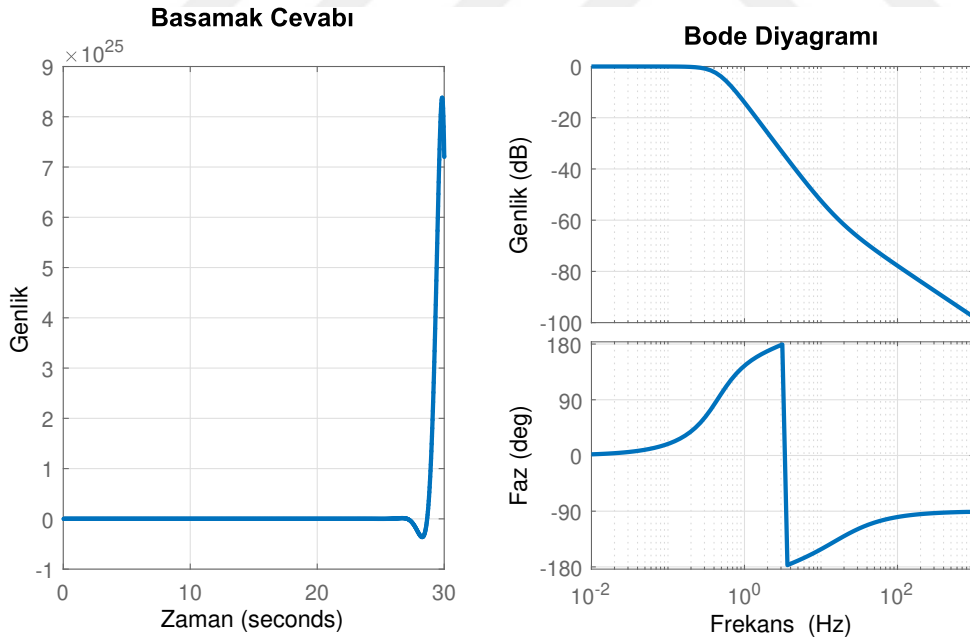
3.3 TGTÇ Minimum Fazlı Kararsız Sistem

Kontrol edilebilir ve gözlenebilir, tek giriş tek çıkışlı olan minimum fazlı yani SYD'de sıfırı olmayan, ancak SYD'de kutbu olduğu için kararsız bir sistem ele alalım.

$$G(s) = \frac{0.08s + 8}{s^2 - 4s + 8} \quad (3.12)$$

Denklem (3.12)'de verilen transfer fonksiyonunun sıfırı sol yarı düzlemde ve yeri $z = -100$ 'dür. Transfer fonksiyonunun karakteristik polinomu incelendiğinde sistem kutupları karmaşık eşlenik $p = 2 \pm 2j$, doğal frekansı $\omega_n = 2\sqrt{2} \text{ rad/s}$, sönüm oranı $\xi = -\frac{1}{\sqrt{2}}$ olarak elde edilmektedir.

Bu bölümde anlatılacak olan yöntemlerde (3.12)'da verilen transfer fonksiyon kullanılmıştır. Bu transfer fonksiyonunun zaman uzayı basamak cevabı ve frekans uzayı bode diyagramı Şekil 3.7'de verilmiştir. SYD kutbundan dolayı basamak cevabında kararsız bir davranış görülmektedir.



Şekil 3.7 : TGTÇ minimum fazlı kararsız sistemin açık çevrim basamak cevabı ve bode diyagramı.

Tüm yöntemlerde kullanılan AGF (2.11) denkleminde verilen formdadır. Filtre parametreleri $r = 1$ ve $\omega_c = 31.416 \text{ rad/s}$ olarak belirlenmiştir.

Sisteme giren bozucu-etki:

$$d_{ed}(t) = \begin{cases} 0, & t < 5 \\ 2, & t \geq 5 \end{cases} \quad (3.13)$$

3.3.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

LQI için Q ve R matrisleri Bölüm 3.2.4’de verilen değerler ile aynı seçilmiştir. Buradan diğer bölümlerde anlatılan adımlar izlendiğinde

$$K_c = [61.847 \quad 573.731 \quad -7071.067] \quad (3.14)$$

olarak bulunmuştur.

3.3.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

FUBGTK için tasarlanan durum geri besleme kontrol parametreleri kullanılmıştır. Durum gözleyicisi ve bozucu tahmincisi parametreleri şu şekilde ayarlanmıştır: $W = -62.7$, $V = 100$, $L_d = 100$, ve $L_x = 100$.

3.3.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Referans model (3.5)’de verilen ikinci dereceden transfer fonksiyon olarak tanımlanmıştır. Parametreler $\omega_n = 13$ ve $\xi = 0.8$ olarak seçilmiştir. Bu verilen değerler sonucunda referans model 0.289 s yerleşme zamanına, % 1.52 aşımaya sahip bir sistem cevabı elde edilmektedir. Şekil 2.5’de verilen yapı kurulmuştur. Son olarak hata geri besleme kazancı $K = -10$ olarak seçilmiştir.

3.3.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

FUBGTK için tasarlanan durum geri besleme kontrol parametreleri kullanılmıştır. Gözleyici tasarımı için (2.74)’deki maliyet fonksiyonu minimize edilmektedir.

$$Q_L = \text{diag}\{1 \quad 1\}, \quad R_L = 1$$

olarak seçildiğinde

$$L = [196.54 \quad 55.82]^T$$

elde edilmektedir.

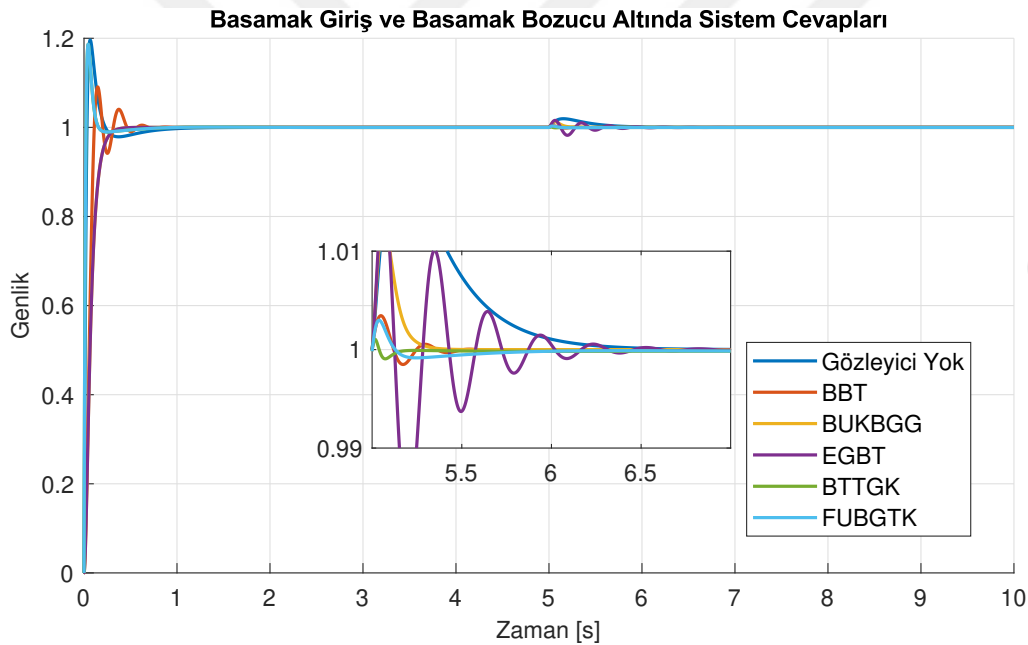
3.3.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Denklem (2.82)'de verilen duyarlılık ağırlık matrisi W_P 'nin parametreleri: $M_P = 1.1$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 8$. $W_{P_{obs}}$ 'nin ise: $M_P = 1.5$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 2$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 10$.

Denklem (2.83)'da verilen kontrol ağırlık matrisi yerine statik $W_U = 0.001$, ve $W_{U_{obs}} = 0.001$ değerleri seçilmiştir.

Denklem (2.84)'de verilen belirsizlik ağırlık matrisi W_T 'nin parametreleri: $M_T = 1.1$, $\xi_T = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 10$.

Birim basamak giriş ve (3.13)'de tanımlanan bozucu-etki altında sistem cevapları Şekil 3.8'deki gibi elde edilmektedir.



Şekil 3.8 : TGTÇ minimum fazlı kararsız sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.

3.4 ÇGÇÇ Kararlı Sistem

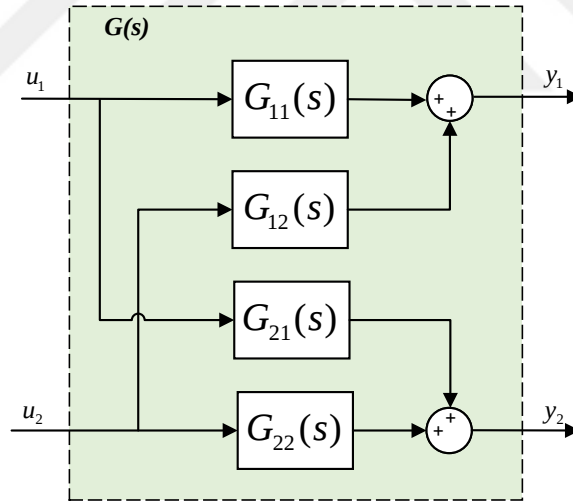
Bir sistemin birden fazla girişi veya çıkışı varsa, buna çok girişli çok çıkışlı (ÇGÇÇ) veya çok değişkenli denir. Çok değişkenli sistemlerin kutupları, tek girişli tek çıkışlı (TGTÇ) sistemlerle aynı şekilde tanımlanır. Öte yandan, ÇGÇÇ sistemler için birkaç tür sıfır vardır ve sıfırların tartışılması karmaşıktır. Smith ve McMillan formları

açısından tam bir iyileştirme verilmiştir [81], [82]. Transfer matrisinin sıfırlarının elde edilmesi ile ilgili daha detaylı bilgi edinmek isteyen okuyucular verilen referanslardan faydalanabilirler. Kontrol edilebilir ve gözlenebilir, iki giriş iki çıkışlı kararlı bir sistem ele alalım.

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s^2+4s+8} & \frac{20}{s^2+600s+80000} \\ \frac{15}{s^2+600s+87500} & \frac{1}{s^2+30s+200} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.16)$$

Denklem (3.15)'de verilen transfer fonksiyonların sıfırlarının yeri $z_1 = 81.425$, $z_{2,3} = -24.408 \pm 63.157$ ve $z_4 = -62.708$ 'dür. Transfer fonksiyonların karmaşık eşlenik kutupları $p_{1,2} = -2 \pm 2$, doğal frekansı $\omega_n = 2\sqrt{2} \text{ rad/s}$, sönüm oranı $\xi = -\frac{1}{\sqrt{2}}$, olarak elde edilmektedir. Diğer karmaşık olmayan kutuplar ise sırasıyla $p_3 = -350$, $p_4 = -250$, $p_5 = -400$, $p_6 = -200$, $p_7 = -20$ ve $p_8 = -10$ şeklindedir. Karmaşık bileşenleri olmadığından dolayı $\xi = 1$ kritik sönümlüdür. Bunların doğal frekansları ise $\omega_n = -p_i \text{ rad/s}$ olarak elde edilir.

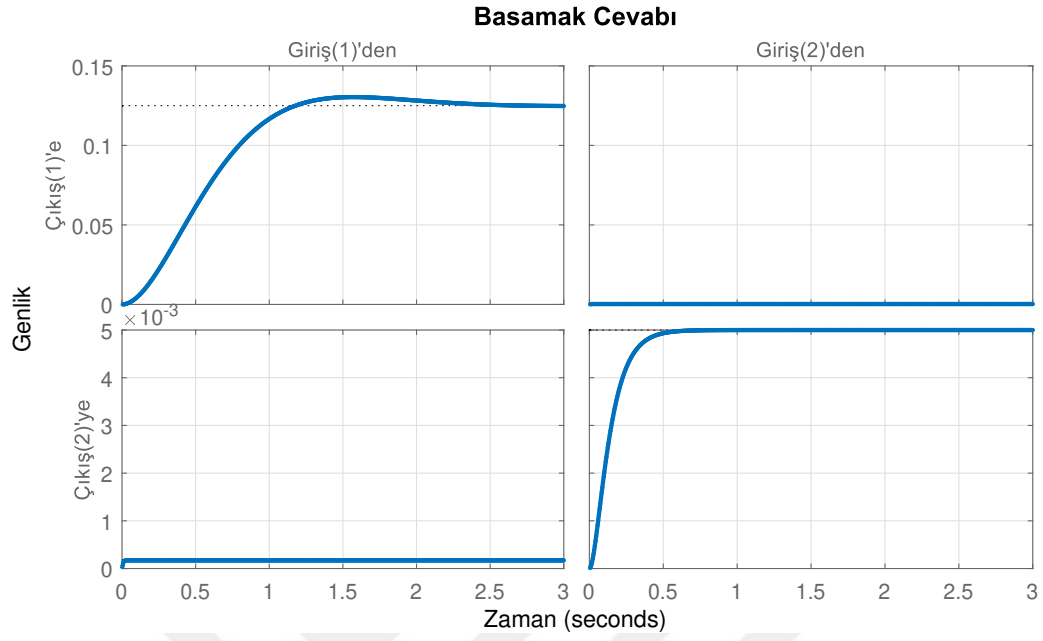


Şekil 3.9 : ÇGÇÇ sistemin blok diyagramı gösterimi.

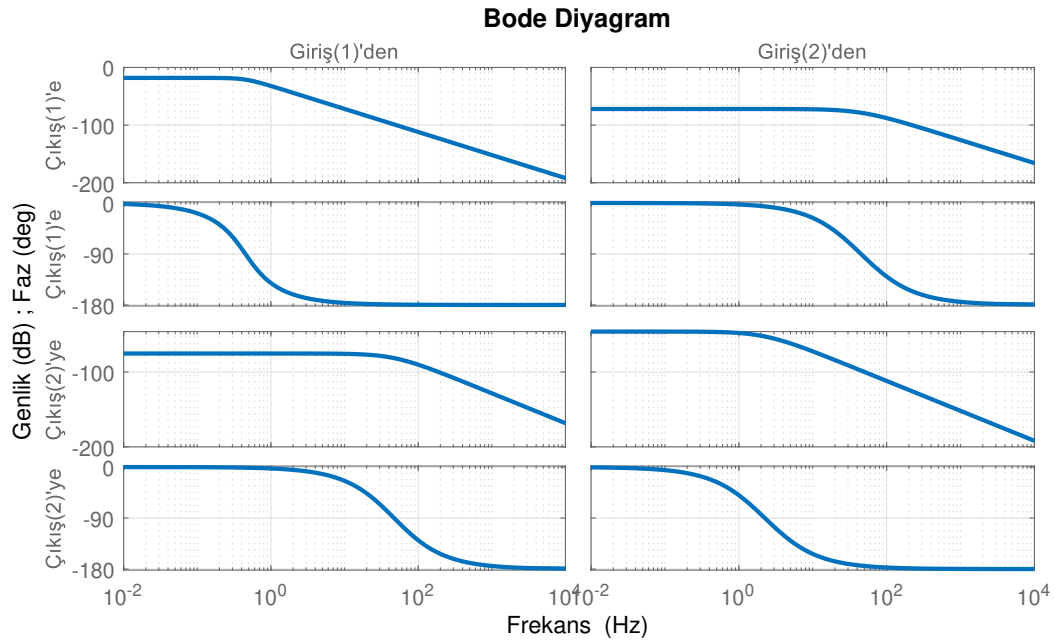
Bu bölümde anlatılacak olan yöntemlerde (3.15)'de verilen transfer fonksiyon matrisi kullanılmıştır. Bu transfer fonksiyonların zaman uzayı basamak cevapları Şekil 3.10'da ve frekans uzayı bode diyagramları Şekil 3.11'de verilmiştir.

Sisteme giren bozucu-etki:

$$d_{ed}(t) = \begin{cases} [0; 0], & t < 5 \\ [10; -10], & t \geq 5 \end{cases} \quad (3.17)$$



Şekil 3.10 : ÇGÇÇ kararlı sistemin basamak cevabı.



Şekil 3.11 : ÇGÇÇ kararlı sistemin bode diyagramı.

3.4.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

Diğer üç farklı sistemdeki yapıya benzer bir şekilde tasarlanmıştır. Durum geri besleme kazancı için (3.18)'de hesaplanan parametreler kullanılmıştır. Bu yöntemde kullanılan AGF parametreleri $r = 2$ ve $\omega_c = 31.416$ rad/s olup (2.11) formundadır.

3.4.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Bu yöntemdeki durum geri besleme kazançları LQI ile hesaplayabilmek için Q ve R matrisleri

$$Q = \text{diag}\{100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100 \quad 100\}$$

$$R = 0.0001$$

olarak seçildiğinde

$$K_c = \begin{bmatrix} 1001 & 1114 & 144 & 144 & 0.99 & 2.33 & -0.96 & -1.34 & -999 & 18.15 \\ -0.32 & 1.65 & 0.68 & 1.6 & 210 & 211 & 938 & 960 & -18.1 & -999 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

olarak elde edilmektedir.

Ayrıca gözleyici parametreleri Matlab Control System Toolbox üzerinden optimize edilmiştir. Optimizasyon sonucunda elde edilen parametreler şu şekildedir: $W = 9.42$, $V = 113$ ve

$$L_x = \begin{bmatrix} 1448912239 & -83038673 \\ 26266497 & -15650341 \\ -255 & -15534231 \\ 143623979 & 212350484 \\ -15 & 123616709 \\ 81094819 & 258212127 \\ -165010608 & 1073070340 \\ -4756228 & 47032129 \end{bmatrix} \quad L_d = \begin{bmatrix} 246540916 & -16771786 \\ -62672312 & 393853969 \end{bmatrix}$$

olarak seçilmiştir.

3.4.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Referans model için (3.5)'de verilen ikinci dereceden transfer fonksiyonlar, Şekil 3.9 verilen dört adet transfer fonksiyon olarak tanımlanmıştır. Denklem (3.19) köşegen elamanlarının parametreleri $\omega_n = 50$ ve $\xi = 0.8$ olarak seçilmiştir. Diğer transfer

fonksiyon parametreleri kutupları baskın olmayan yani sol yarı düzlemde uzaklarda yer alan ve sürekli hal cevabında kazancı 1 olan transfer fonksiyonlar seçilmiştir. Bu verilen değerler sonucunda referans model 0.0751 s yerleşme zamanına, % 1.52 aşımaya sahip bir sistem cevabı elde edilmektedir. Şekil 2.5’de verilen yapı kurulmuştur. Son olarak hata geri besleme kazancı $K = -10$ olarak seçilmiştir.

$$G_m(s) = \begin{bmatrix} G_{m11}(s) & G_{m12}(s) \\ G_{m21}(s) & G_{m22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2500}{s^2+80s+2500} & \frac{80000}{s^2+600s+80000} \\ \frac{80000}{s^2+600s+80000} & \frac{2500}{s^2+80s+2500} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Bu yöntemde kullanılan AGF parametreleri $r = 1$ ve $\omega_c = 628.31$ rad/s olup (2.11) formundadır.

3.4.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

Ana kontrol sistemi tasarımında, (2.73)’deki karesel maliyet fonksiyonu ile sistemi minimum yerleşme zamanına ulaştıran Q_K ve R_K değerleri aşağıdaki gibidir:

$$Q_K = \text{diag}\{1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 100\}$$

$$R_K = 0.001$$

olarak seçildiğinde

$$K_P = \begin{bmatrix} 31.6 & 32.5 & 0.34 & 0.34 & 0.03 & 0.07 & -0.015 & -0.02 \\ -0.02 & 0.005 & 0.068 & 0.16 & 0.376 & 0.396 & 10.38 & 12.5 \end{bmatrix}$$

$$K_R = \begin{bmatrix} -31.6 & 0.56 \\ -0.17 & -100 \end{bmatrix}$$

elde edilmektedir. Daha sonra gözleyici tasarımı için (2.74)’deki maliyet fonksiyonu minimize edilmektedir.

$$Q_L = 10, \quad R_L = 0.001$$

olarak seçildiğinde

$$L = \begin{bmatrix} 3471 & 88348 \\ 97 & -70653 \\ -6238 & -149874 \\ 3046 & 1229011 \\ -269 & -2326796 \\ -31 & 1354209 \\ 338 & 2788421 \\ 58 & 51314 \end{bmatrix}$$

elde edilmektedir. Bu yöntemde kullanılan AGF parametreleri $r = 1$ ve $\omega_c = 125.66$ rad/s olup (2.11) formundadır.

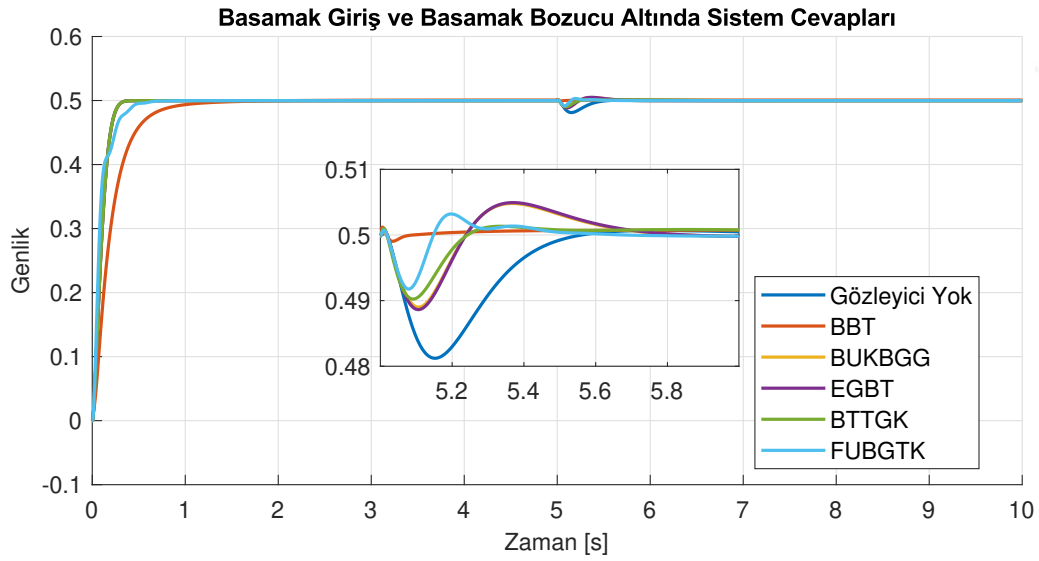
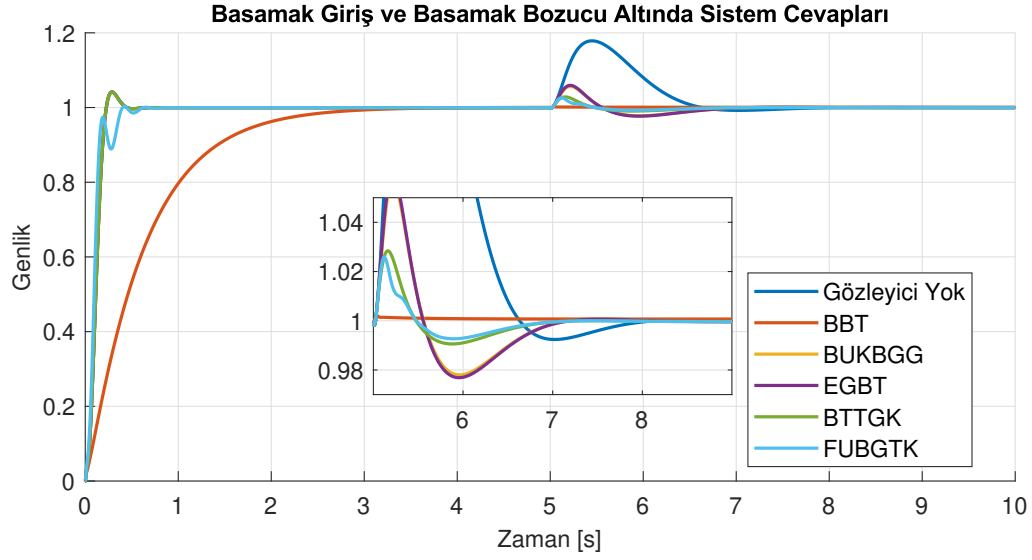
3.4.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Denklem (2.82)'de verilen duyarlılık ağırlık matrisi W_P 'nin parametreleri: $M_P = 2$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 5$. $W_{P_{obs}}$ 'nin ise: $M_P = 1$, $\xi_P = 1e-4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 5$.

Denklem (2.83)'da verilen kontrol ağırlık matrisi yerine statik $W_U = 0.01$, ve $W_{U_{obs}} = 0.0001$ değerleri seçilmiştir.

Denklem (2.84)'de verilen belirsizlik ağırlık matrisi W_T 'nin parametreleri: $M_T = 1.25$, $\xi_T = 0.667$, $k = 1$, ve $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 20$.

Birinci girişe birim, ikinci girişe yarım genlikli basamak giriş ve (3.17)'de tanımlanan bozucu-etki uygulandığında sistem cevapları Şekil 3.12'deki gibi elde edilmektedir.



Şekil 3.12 : ÇGÇÇ kararlı sistemin kapalı çevrim basamak giriş ve bozucu-etki altında cevapları.

Çizelge 3.1 : BGTK yöntemlerinin sistem tiplerine göre uygulanabilirliği.

BGTK Yöntemleri	TGTÇ Minimum Fazlı zlı Kararlı	TGTÇ Minimum Fazlı Olmayan Kararlı	TGTÇ Minimum Fazlı zlı Kararsız	ÇGÇÇ Kararlı
FUBGTK	Uygulanabilir	Değiştirilmiş versiyonu uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir
BUKBGG	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir
BBT	Uygulanabilir	Değiştirilmiş versiyonu uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir
EGBT	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir
BTTGK	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir	Uygulanabilir



4. PRATİK UYGULAMALAR

Bölüm 2’de belirtilen ve detayı açıklanan yöntemlerin anlamlı bir kıyası için karmaşıklık seviyesi ve performans gereksinimi yüksek olan bir gimbal sistemi seçilmiştir.

4.1 Ataletsel Stabilize Platform & Gimbal

Gimbal veya ataletsel stabilize platform, sabit veya hareketli hedefler veya ileriye doğru hareket eden hedeflerle başka bir nesneyi izleyen bir nesne veya cihazın görüş hattını stabilize etmek için kullanılır. Basit bir ifadeyle, bir gimbal, bir nesnenin bir veya daha fazla eksen etrafında dönmesine izin veren döner bir platformdur. Genellikle kameraları sabitlemek için fotoğrafçılık ve videografi uygulamalarında, askeri teknolojilerde ve ayrıca gemiler için navigasyon sistemlerinde bulunurlar. Bu uygulamalarda, iki veya daha fazla gimbal, ortogonal eksenlerle (eksenler birbirine 90 derece monte edilir) birlikte monte edilir ve yalpalar, meydana gelen herhangi bir yuvarlanma, yunuslama veya yalpalama hareketine karşı koymak için etrafında dönerken desteklenen nesne sabit kalır. Endüstriyel uygulamalarda, yalpa çemberleri tipik olarak bir tür döner tabla olarak sınıflandırılır ve ayrıca aynaları, sensörleri veya diğer yöne duyarlı ekipmanları monte etmek için yaygın olarak kullanıldıkları için "yalpa ayakları" olarak da adlandırılırlar. Gimbal eksenleri servo, step ve hatta piezo veya ses bobinli motorlarla çalıştırılır. Hassas konumlandırma için, her ekseninde bir geri besleme cihazı (genellikle yüksek çözünürlüklü bir döner kodlayıcı) ile kapalı döngü bir sistemde çalışırlar. Özellikle bir kamerada gimbal stabilitesi oluşturmak için 2 eksenli eğim açısını incelemek, modern kontrolörler tarafından kontrol edildiğinden otomasyon alanı için zorlayıcı bir konudur.

4.2 Sistem Analizi ve Tasarım

Her ne kadar belirli bir efor ile bu sistemleri ÇGÇÇ genişletmesi mümkün olsa da anlaşılabilirliği ve tekrar edilebilirliği arttırmak adına gimbal sisteminin tek bir eksenli TGTÇ sistem olarak ele alınmıştır. Temsili yapısı Şekil 4.1 ile verilen

sistem 2 eksenenden meydana gelmektedir. Dış eksen yanca, iç eksen yükseliş eksen olarak isimlendirilmektedir. Bu çalışmada ilgilenilen sistem modelinin girişi yükseliş (elevation) eksenindeki motordan uygulanan tork, çıkışı ise iç eksende yerleştirilen dönüölçerden okunan açısal hız şeklindedir.



Şekil 4.1 : Gimbal yapısı [3].

Şekil 4.2'deki ilk rezonans modunun sebepleri kısaca şu şekilde açıklanabilir. Tek taraftan tahrik verilen mekanik yapılar simetrik olmadığında burulma etkisinden dolayı bazı frekanslarda rezonans beklenmektedir. Ayrıca gimbal faydalı yük ataletsel momenti ile motorun rotor ataletsel momenti arasındaki eşdeğer ataletsel moment değeri ile rotasyonel yay katsayısı arasındaki ilişkiden de ilk mod frekansı bulunur. Konu ile ilgili daha detaylı bilgi için okuyucular Kristin Lewotsky tarafından yazılan yazıyı inceleyebilir [83]. Bu mod frekansını sistem modelinde ortadan kaldırmak, frekansı daha uzaklara taşımak veya genliğini azaltmak mekanik yapıyı ve motor yerleşimini değiştirerek mümkündür. Ancak sistem modelinde değişiklik yapılamayan sistemler için mod frekansını motor kısmından uygulanacak tork ile uyarmamak gereklidir. En ilkel çözüm ise kontrol sinyalinin çıkışına çentik filtre tasarlamaktır.

Şekil 4.18’de deneysel test ortamı verilen sistem, yönlendirme ve hassas stabilizasyon yeteneğine sahiptir. Bu yüksek performanslı işlevleri gerçekleştirebilmek için gimbal sistemi doğrudan tahrikli Doğru Akım (DA) motoru ile sürülmektedir. Motor sürücü ve işlemci kartında akım, hız ve pozisyon kontrol döngülerini tasarlayabilmek ve sayısal olarak gerçeklemek mümkündür. Motor akım döngüsü hız döngüsünün en az 5 katı örnekleme frekansına ve yüksek bant genişliğe sahiptir. Yüksek PWM anahtarlama frekansları sayesinde donanımdaki MOSFET’ler açılıp kapanmaktadır. Sistem, hız döngüsünde geri besleme için kullanılan ataletsel ölçüm birimine sahiptir. Bu sensör manyetik alan, doğrusal ivme ve dönü ölçmektedir. Ölçülen bu geri besleme sinyali RS422 üzerinden seri kanal ile xPC’ye analog olarak girmektedir. Daha sonra Analog Sayısal Dönüştürücülerden (ASD) geçerek okunup anlamlı bir veriye dönüştürülmektedir. Benzer şekilde hassas bir yönlendirme yapabilmek için pozisyon döngülerindeki geri besleme sinyalleri fiziksel olarak döner kodlayıcı (Encoder) vasıtasıyla ölçülmektedir. Kontrol algoritmaları 2 kHz örnekleme frekansında dijitalleştirilip gerçekleştirilmektedir. Sürekli zaman ile daha sağlıklı bir eşleme yapılabildiği için çift-doğrusal (bilinear) dönüşüm yani "Tustin" dönüşümü tercih edilmiştir.

Bu sistem, (2.2) ile durum-uzay olarak temsil edilmektedir.

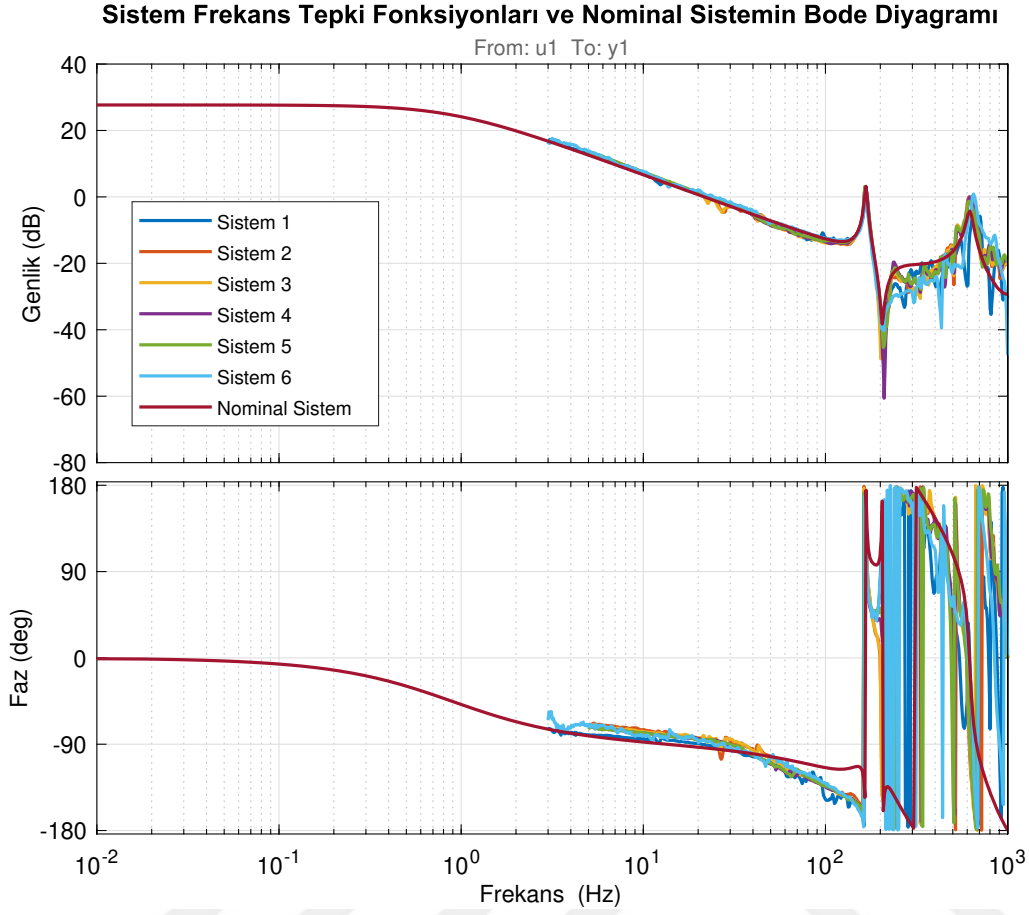
$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -2.558 \cdot 10^{12} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1.828 \cdot 10^{12} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -7.513 \cdot 10^8 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -2.782 \cdot 10^6 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -663.2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 2.477 \cdot 10^{14} \\ 1.194 \cdot 10^{11} \\ 3.772 \cdot 10^8 \\ 7.385 \cdot 10^4 \\ 135.6 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad D = 0$$

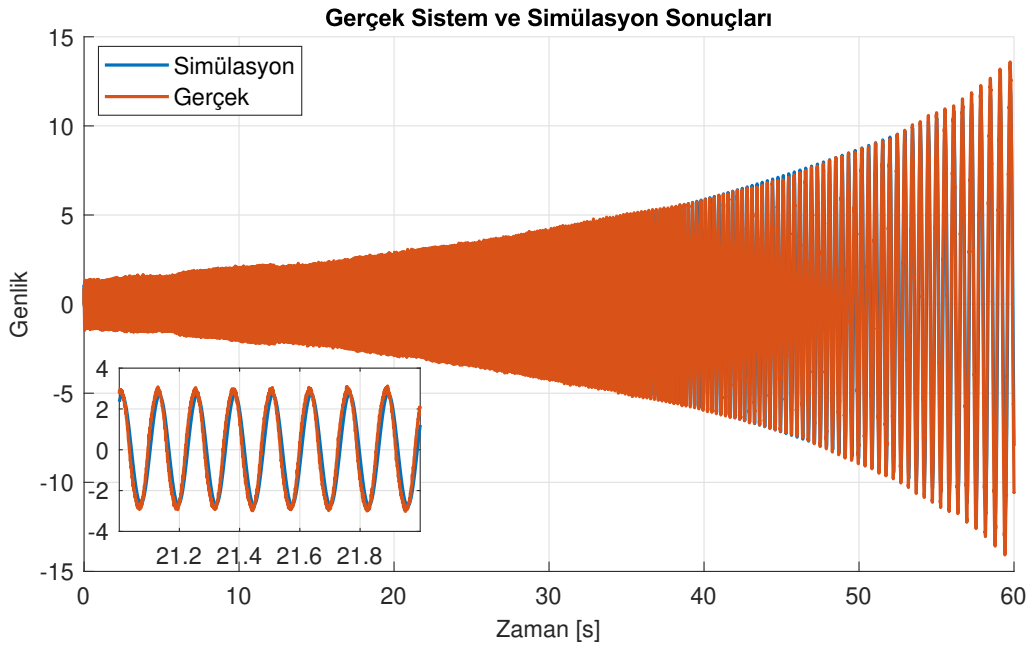
Transfer fonksiyonu gösterimi

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (4.1)$$

şeklinde olan sistem Şekil 4.2’de görüldüğü üzere kararlı ve minimum fazlıdır. Fiziksel sistemlerden elde edilen giriş ve çıkış veri seti ile frekansa bağlı çözünürlükle spektral analiz kullanarak frekans tepkisini ve spektrumunu tahmin ederek oluşturulan frekans tepki fonksiyonları ile nominal transfer fonksiyonu, frekans uzayında hem genlik hem de faz açısından tutarlıdır. Aynı giriş altında nominal transfer fonksiyon çıkışından



Şekil 4.2 : Sistem frekans tepki fonksiyonları ve nominal sistemin bode diyagramı.



Şekil 4.3 : Sistemin dönü ölçümü ile nominal sistemin çıkışı.

ve fiziksel sistem ölçümünden elde edilen veriler Şekil 4.3 ele alınmıştır. Grafik incelendiğinde zaman ve frekans tanım bölgesi cevapları birbirini desteklemektedir.

Sisteme giren bozucu-etkiler:

$$d_{ed}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0.4 \\ 1, & t \geq 0.4 \end{cases} \quad (4.2)$$

Denklem (4.2)'daki bozucu etkinin sonucunda Şekil 4.10 elde edilmiştir. Denklem (4.3)'de verilen sinüzoidal bozucu-etki sinyalinin sisteme uygulanması neticesinde Şekil 4.13'daki sistem cevabı ortaya çıkmaktadır.

$$d_{ed}(t) = 0.25\sin(0.628t + \pi) + 0.25\sin(1.25t + \pi) + \sin(3.14t) + \sin(6.28t) + \sin(31.4t) + \sin(62.8t) + \sin(125.6t) + 0.5\sin(377t + \pi) \quad (4.3)$$

İlerleyen kısımlarda bozucu-etki ve tahmin edilen bozucu-etki davranışları ve aralarındaki hata grafikleri verilmiştir.

Karşılaştırmada öncelikle tüm yöntemlerin benzer bir oturma zamanına sahip olması amaçlanmıştır. Oturma zamanı üst sınırı olarak ise referans takip için $\tau_s = 0.13$ s ve bozucu-etki tahmini için $\tau_s = 0.04$ s olarak belirlenmiştir.

Bu tez kapsamında, tahmin edici yöntemlerin ana kontrol sistem kısmında bu yöntemlerin incelendiği yayınlarda ana kontrol sistem parametrelerini bulmak için gradyan iniş yöntemi kullanılmıştır. Gradyan iniş, hata fonksiyonunun minimum değerinin bulunmasını optimize etme yöntemidir, zaman alanı yanıtlarından süreyi ayarlar.

$$K_{i+1} = K_i - lr \frac{\partial}{\partial K_i} J(K_i) \quad (4.4)$$

Bu algorithmada amaç fonksiyonu için kontrolör parametre sayısı kadar minimum yerleşme süresi güncellenir. İlk olarak, kararlı bir sistem yanıtı sağlayan başlangıç değerleri atanır. Minimum oturma süresini elde etmek için her parametre güncellenir. BGTK, BUKBGG ve EGB tahmin yöntemlerinde, LQR ve kutup atama yöntemi ile durum geri besleme ile tasarım önerilmiştir. Bu yöntemlerin ana kontrol sistem parametreleri gradyan iniş algoritması ile belirlenmiştir. Ancak UDE yönteminde ana kontrolör diğer yöntemler gibi ayrı bir tasarım değildir. Ayrıca üç tasarım serbestliği vardır: filtre, referans model ve hata geri besleme kazancı. Referans modelin oturma

süresi istenildiği kadar azaltılabilir. Son yöntem olan BTTGK, gürbüz bir kontrolör tasarımına sahiptir. Duyarlılık ağırlıklandırma filtresindeki bant genişliği sayesinde herhangi bir kontrol giriş sınırlaması olmadığında bu yöntemde yerleşme süresini azaltmanın bir sınırı yoktur.

$$\begin{aligned} y &= T(s)r \\ J(K_i) &= \|r - y\|_2 = \|r(1 - T(s, K_i))\|_2 < 0.02 \end{aligned} \quad (4.5)$$

burada $T(s)$, belirtilen girişler ve çıkışlar arasındaki kapalı çevrim transfer fonksiyonu veya tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonudur. r girişi ve y çıkışı ifade etmektedir.

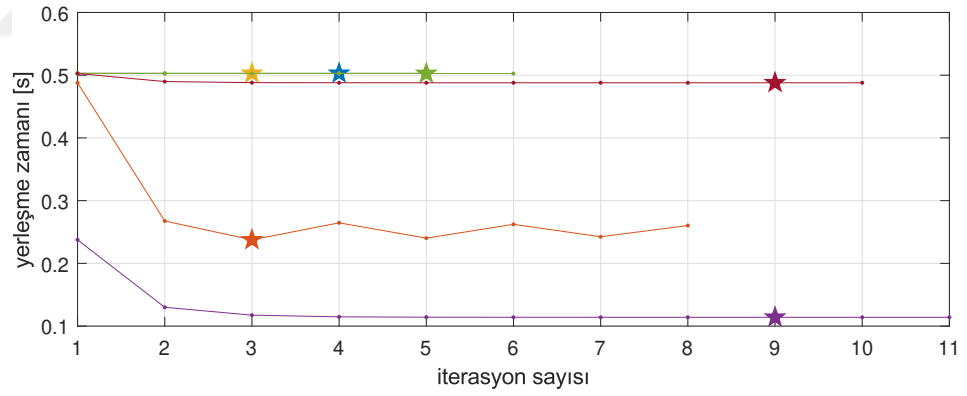
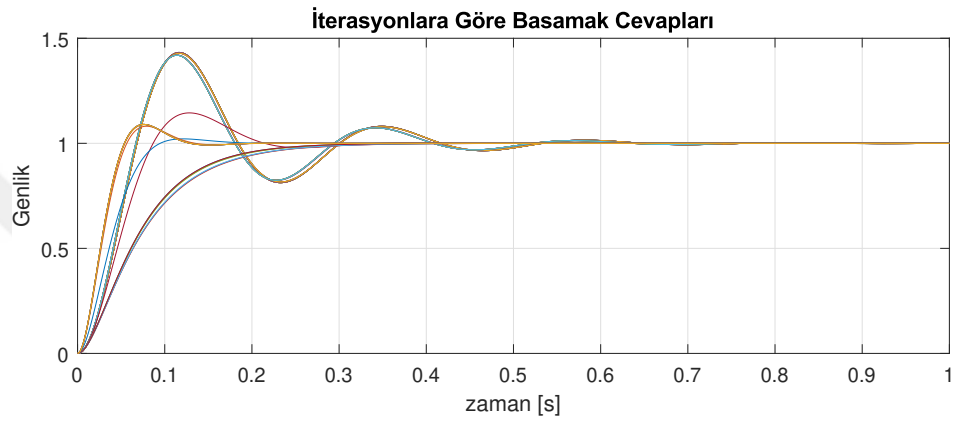
4.2.1 Frekans Uzayı Bozucu-etki Gözleyici Tabanlı Kontrol

Bu yapıda tasarım, durum geri beslemeli kontrol sistemi yöntemi ile yapılmaktadır. Tasarım için yukarıda belirtilen $G(s)$ nominal modeli kullanılmıştır. Durum geri besleme kazançları bulunurken gradyan iniş algoritması ile yerleşme zamanını en aza indiren kazanç katsayıları bulunmuştur. Sistem modelinin kutup sayısı sıfır sayısından bir fazla olduğundan ($r = 1$), sistemin tersini "uygun" hale getirmek için (2.11) formunda ve $\omega_c = 314.2 \text{ rad/s}$ olan ve (4.6)'de verilen alçak geçiren filtreden geçirilir. Kontrol giriş sinyali de aynı alçak geçiren filtreden geçirilir ve aralarındaki fark, tahmin edilen bir bozucu-etki olarak sistemin ana kontrol sistemine negatif bir sinyalle girer. Aynı zamanda bu tahmin edilen bozucu-etki sinyali, nominal sistemin girişinden önce kontrol sinyali ile toplanır.

$$Q(s) = \frac{1}{0.00318s + 1} \quad (4.6)$$

Gradyan iniş algoritmasında ilk olarak, sistemi kararlı hale getiren durum geri besleme kazançları atanır. Katsayı daha sonra gradyan pozitif olana kadar güncellenir. Gradyan 4 kez pozitif olana kadar iterasyonlara devam edilir. Bu iterasyonlar arasındaki minimum oturma süresini sağlayan katsayılardan, yerel minimumlar arasında minimum olan ile katsayı ile devam edilir. Gradyan iniş algoritması her katsayı için ayrı ayrı uygulanmış ve her adımda en küçük maliyet fonksiyonunu sağlayan katsayı korunmuştur. Şekil 4.4'de basamak cevapları ve yerleşme zamanı değerleri verilen ve optimizasyon sonucunda elde edilen durum geri besleme kazanç katsayıları aşağıdaki gibidir:

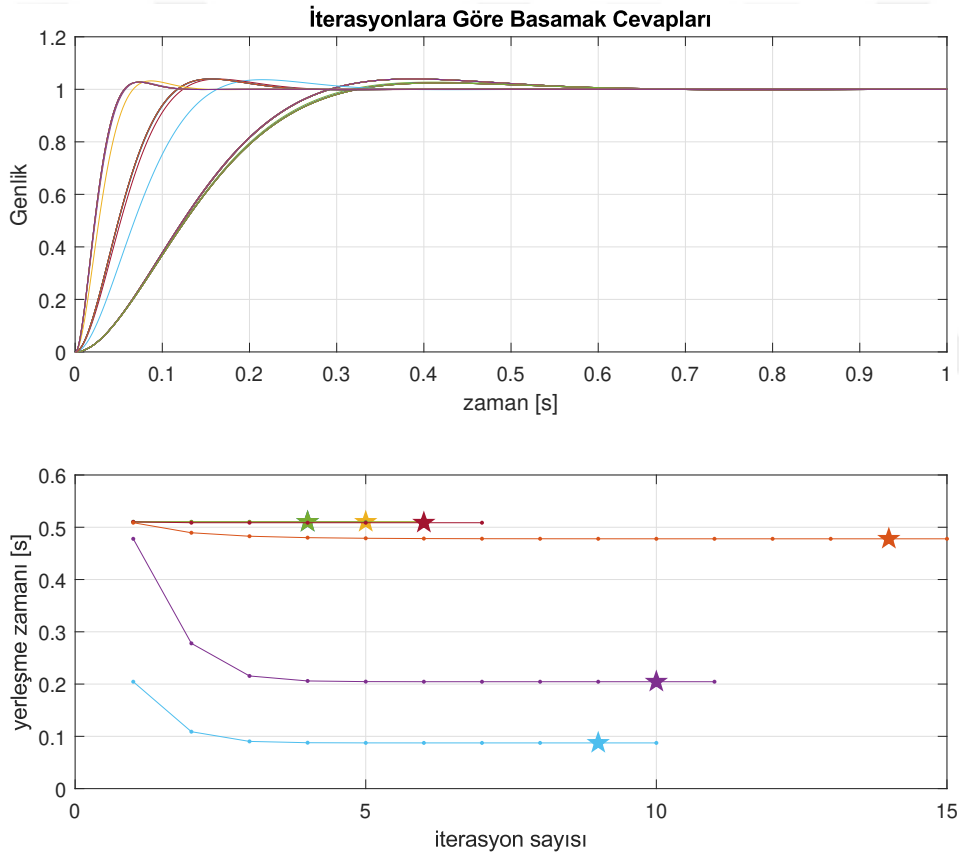
$$K_c = [5.012 \ 19.982 \ 10.168 \ 10.138 \ 41.901 \ -31.313]$$



Şekil 4.4 : İterasyonlara göre yerleşme zamanları ve basamak cevapları.

4.2.2 Bozucu-etki Uyum Kontrolünde Bilinmeyen Giriş Gözleyicisi

Johnson'ın makalesinde [14], geleneksel optimal doğrusal regülatör teorisi ile bir tasarım yapılmıştır. Bu çalışmanın ana kontrolör tasarım aşamasında, tüm yöntemler, bozucu-etki olmadan basamak yanıtı ile karşılaştırıldığında, sürekli hal hatası olmayacak şekilde LQI ile tasarlanmıştır. Önceki bölüme benzer, ancak ağırlıklandırma matrisi Q ve R 'nin başlangıç değerleri, optimizasyon sonucunda durum geri besleme kazanç sistemini kararlı hale getirmek için seçilmiştir. Her iterasyonda riccati denklemi çözülür ve sonuç olarak Q ve R matrisinin köşegen elemanları oturma zamanı kriterine göre güncellenir.



Şekil 4.5 : İterasyonlara göre yerleşme zamanları ve basamak cevapları.

Gözleyici tasarımında W , V , L_x ve L_d olmak üzere 4 adet kazanç parametresi bulunmaktadır. Bozucu-etki sinyali ile tahmin edilen bozucu-etki sinyali arasındaki hatayı en aza indiren parametreler bulunmuştur. Optimizasyon sonucunda elde edilen

durum geri besleme kazanç katsayıları aşağıdaki gibidir:

$$K = [16.022 \ 8.826 \ 14.468 \ 2.383 \ 40.711 \ -29.074].$$

$$V = 87.9, \quad W = 65.43, \quad L_x = 100, \quad L_d = 34.4$$

İterasyonlara göre güncellenen durum geri besleme kazançları yerine konulduğunda elde edilen basamak cevapları ve yerleşme zamanı değerleri Şekil 4.5’de verilmiştir.

4.2.3 Belirsizlik ve Bozucu-etki Tahmincisi

Bu yapıda, sistem çıkışından herhangi bir geri besleme alınmaz. Hata geri besleme kazancı, referans modelin durumlarından sistem durumlarının farkı ile çarpılır. Bu nedenle hem referans model hem de sistem modeli gözlemlenebilir kanonik forma dönüştürülmüştür. Bu şekilde yapılmazsa, sürekli hal hatası oluşmaktadır. Bu sistem yapısında, BBT için referans model ve kontrol sistemi parametreleri hesaplanan diğer yöntemlerin sistem cevaplarına yakın olacak şekilde deneme yanılma yöntemi ile seçilmiştir. Hata geri besleme kazancı, hem sistem yanıtını referans modele yakınlaştırmakta hem de dolaylı olarak bozucuyu tahmin etmektedir. Tahmin edilen bozucuda, hata geri besleme kazancının diğer tahmin edici yöntemlere göre %10’a kadar daha iyi olduğu kontrol sistemi parametreleri belirlenmiştir. Alçak geçiren filtre de tüm yöntemlerde olduğu gibi (4.6) ile aynı seçilmiştir. Referans model matrisleri (A_m, B_m), hata geri besleme kazancı (K), ve $B^\dagger$ aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -7.03 \cdot 10^{13} \\ 1 & 0 & 0 & 0 & -1.89 \cdot 10^{12} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & -2.99 \cdot 10^{10} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & -2.83 \cdot 10^7 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -9191 \end{bmatrix} \quad B_m = \begin{bmatrix} 7.03 \cdot 10^{13} \\ 6.93 \cdot 10^{10} \\ 2.28 \cdot 10^7 \\ 2500 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$K = -200$$

$$B^\dagger = [4.03 \cdot 10^{-15} \ 1.94 \cdot 10^{-18} \ 6.14 \cdot 10^{-21} \ 1.20 \cdot 10^{-24} \ 2.20 \cdot 10^{-27}]$$

4.2.4 Eşdeğer Giriş Bozucu-etki Tahmincisi

Burada ana kontrol sistemi tasarımında, A_R ve B_R katsayıları sırasıyla 0 ve 1 olarak seçilmiştir. Bu seçimden dolayı (LQR) yapısı sürekli hal hatası oluşturmeyen (LQI) formuna dönüşmüştür. Önceki bölüme benzer, ancak ağırlıklandırma matrisi Q ve R 'nin başlangıç değerleri, durum geri besleme kazanç sistemini kararlı hale getiren değerler seçilmiştir. Alçak geçiren filtre için (4.6) kullanılmıştır.

Ana kontrol sistemi tasarımında, (2.73)'deki karesel maliyet fonksiyonu ile sistemi minimum yerleşme zamanına ulaştıran Q_K ve R_K değerleri aşağıdaki gibidir:

$$Q_K = \text{diag}\{1 \quad 1 \quad 1 \quad 1 \quad 7.51 \quad 38.51\}, R_K = 0.0455$$

olarak seçildiğinde

$$K_P = [16.02209 \quad 8.82660 \quad 14.4689 \quad 2.3830 \quad 40.71110].$$

$$K_R = -29.07437$$

elde edilmektedir. Daha sonra gözleyici tasarımı için (2.74)'deki maliyet fonksiyonu minimize edilmektedir.

$$Q_L = \text{diag}\{2 \quad 2 \quad 2 \quad 2 \quad 2\}, R_L = 0.5$$

olarak seçildiğinde

$$L = [629.729 \quad 411.372 \quad 268.75 \quad 87.59 \quad 28.536]^T$$

elde edilmektedir.

4.2.5 Bozucu-etki/Belirsizlik Tahmincisi Tabanlı Gürbüz Kontrol

Ağırlıklı karma duyarlılık $\mathcal{H}_\infty$ ile hem ana hem de gözleyici kontrol sistemi tasarlanmıştır. Bu tasarımda, herhangi bir kontrol girişi sınırlaması olmaksızın duyarlılık ağırlık matrisinin W_P bant genişliğini artırmak teorik olarak mümkündür.

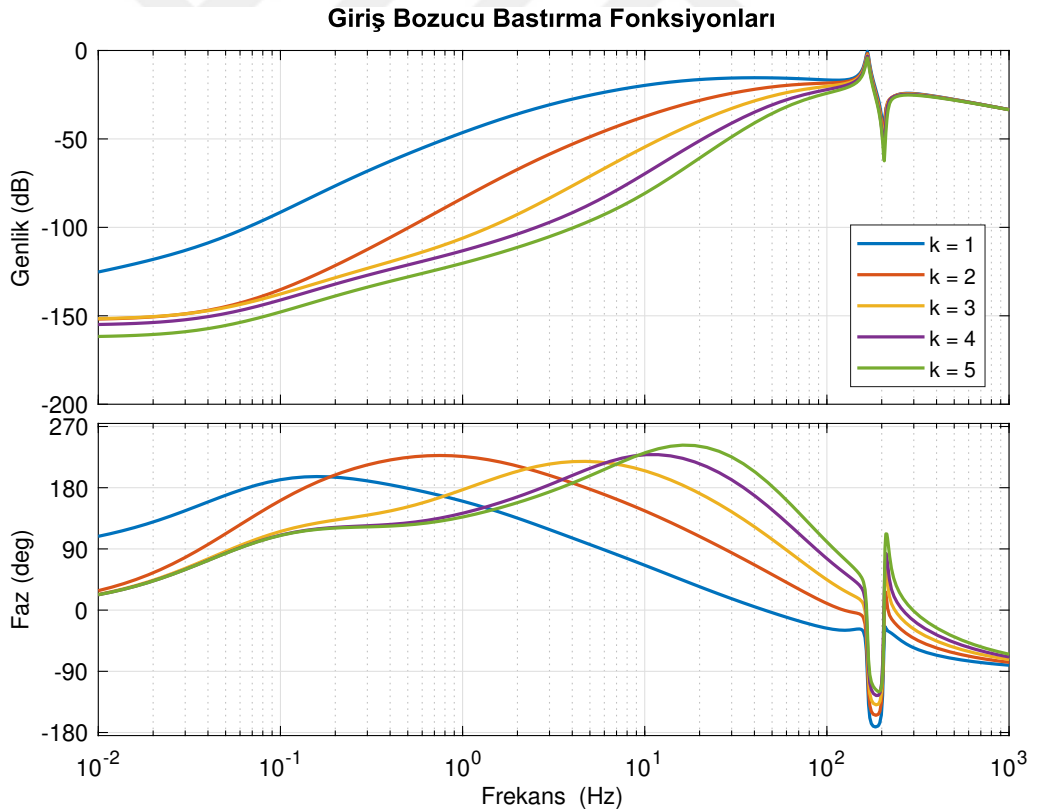
Denklem (2.82)'de verilen duyarlılık ağırlık matrisi W_P 'nin parametreleri: $M_P = 1.05$, $\xi_P = 1e - 4$, $k = 2$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 5$. $W_{P_{obs}}$ 'nin ise: $M_P = 1$, $\xi_P = 1e - 4$, $k = 1$, ve $\omega_P = 2 \cdot \pi \cdot 20$. (2.82)'de parametrik olarak verilen ve filtrenin derecesini ifade eden k 'nin değişimine göre sistemin giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları Şekil

4.6'da, tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları ise Şekil 4.7'de verilmiştir. Benzer bir şekilde bant genişliğini ifade eden ω_P 'nin değişimine sistemin giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları Şekil 4.8'da, tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları ise Şekil 4.9'de verilmiştir. Bu şekilde hem bozucu bastırma fonksiyonunun eğimi hem de frekansı iki farklı parametre ile ayarlanabilmektedir.

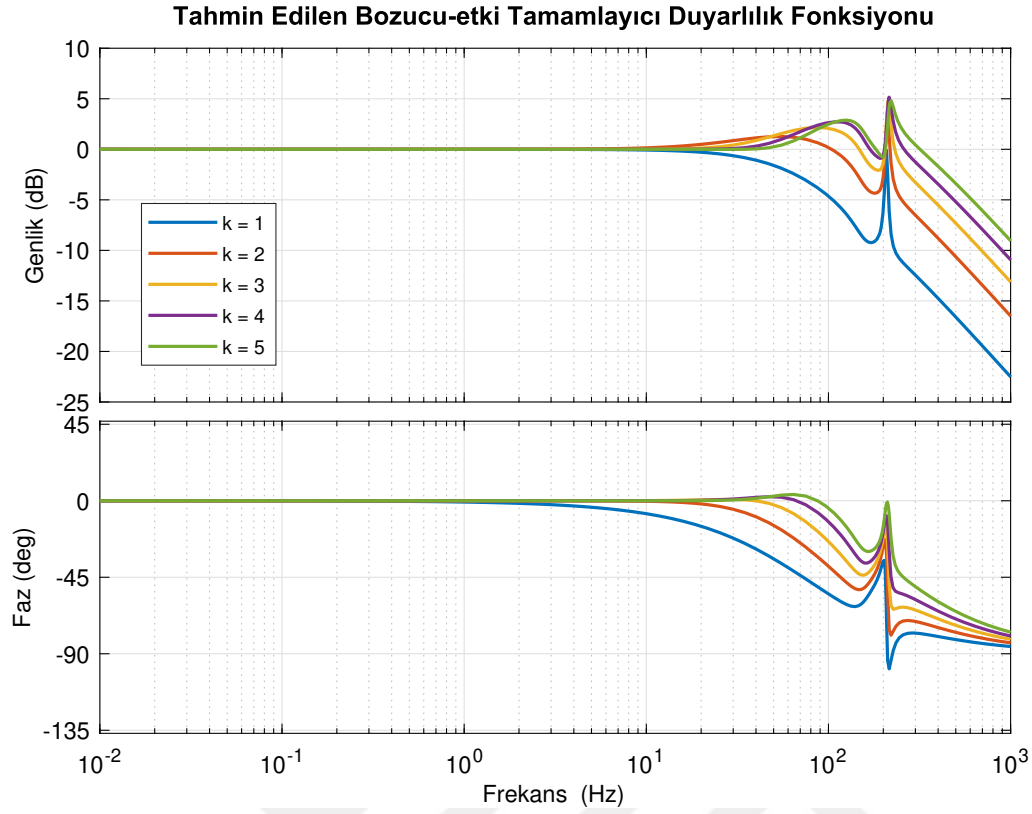
Denklem (2.83)'da verilen kontrol ağırlık matrisi yerine statik $W_U = 0.01$, ve $W_{U_{obs}} = 0.0001$ değerleri seçilmiştir.

Denklem (2.84)'de verilen belirsizlik ağırlık matrisi W_T 'nin parametreleri: $M_T = 1.25$, $\xi_T = 0.667$, $k = 1$, ve $\omega_b = 2 \cdot \pi \cdot 20$.

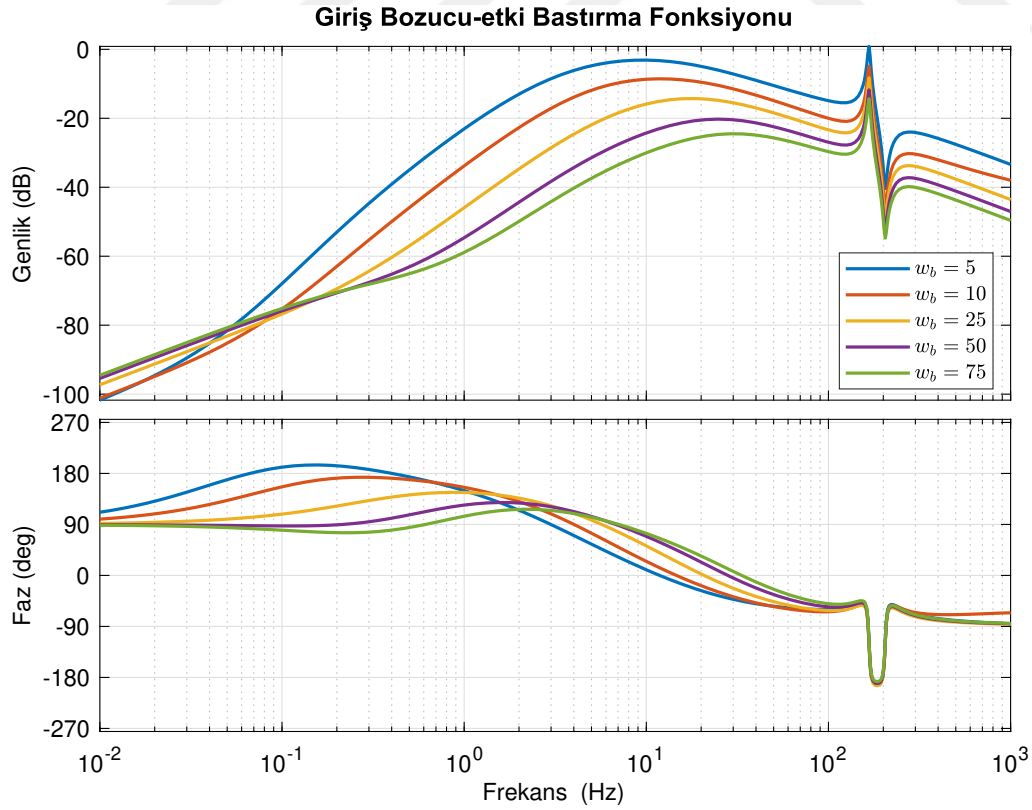
Duyarlılık, kontrol ve belirsizlik ağırlık matrisleri gözleyici ve ana kontrol sistemi için ayrı ayrı seçilmiştir. İterasyon sonucunda ana kontrol sistemi için $\gamma = 0.9618$, gözleyici ise $\gamma_{obs} = 1$ değerine ulaşmıştır. Deneme yanılma yöntemi ile diğer yöntemlerin performansına benzer sonuç elde edilmiştir.



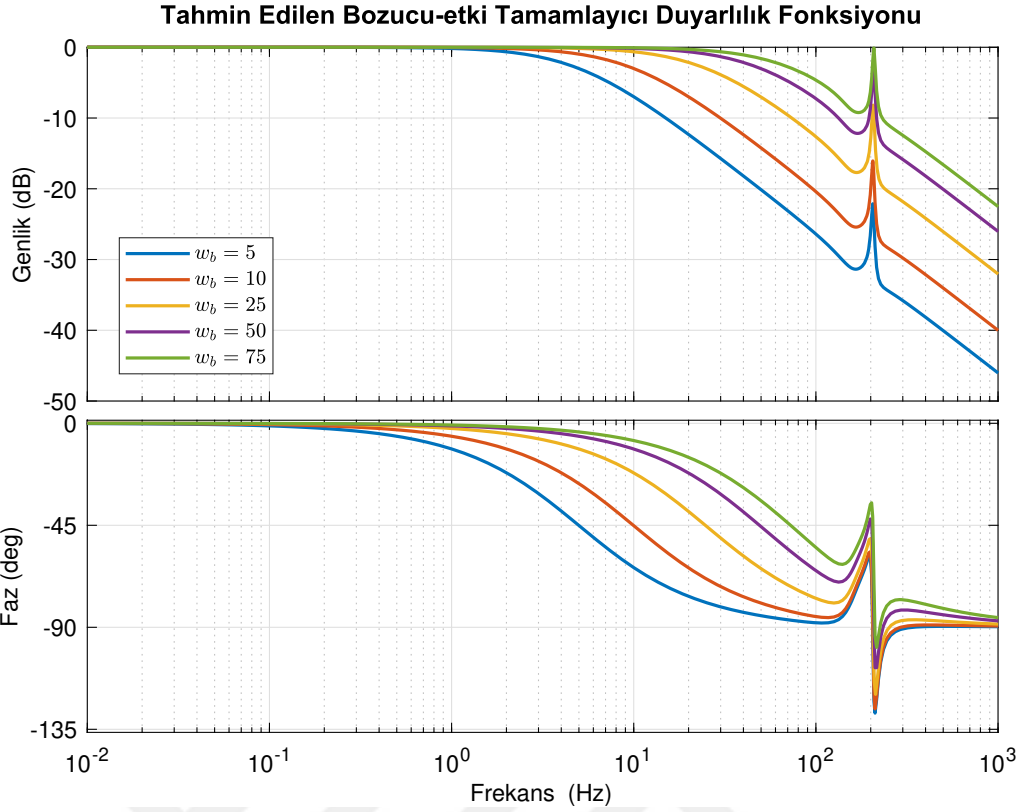
Şekil 4.6 : Duyarlılık filtresinin derecelerine göre giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları.



Şekil 4.7 : Duyarlılık filtresinin derecelerine göre tahmin edilen bozucu-etki tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları.



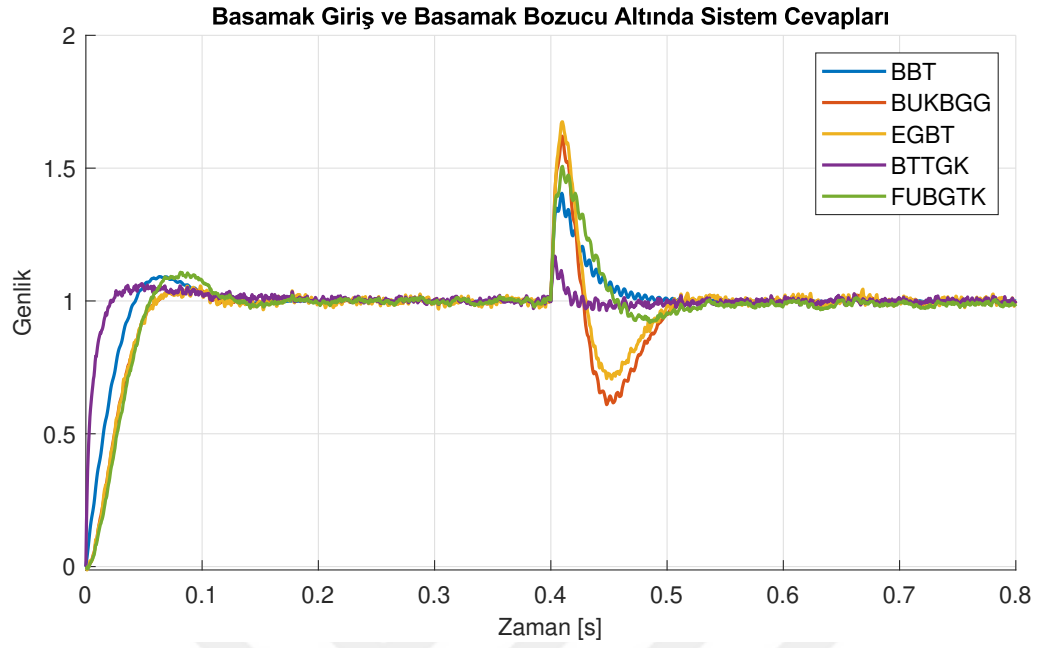
Şekil 4.8 : Duyarlılık filtresinin bant genişliklerine göre giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları.



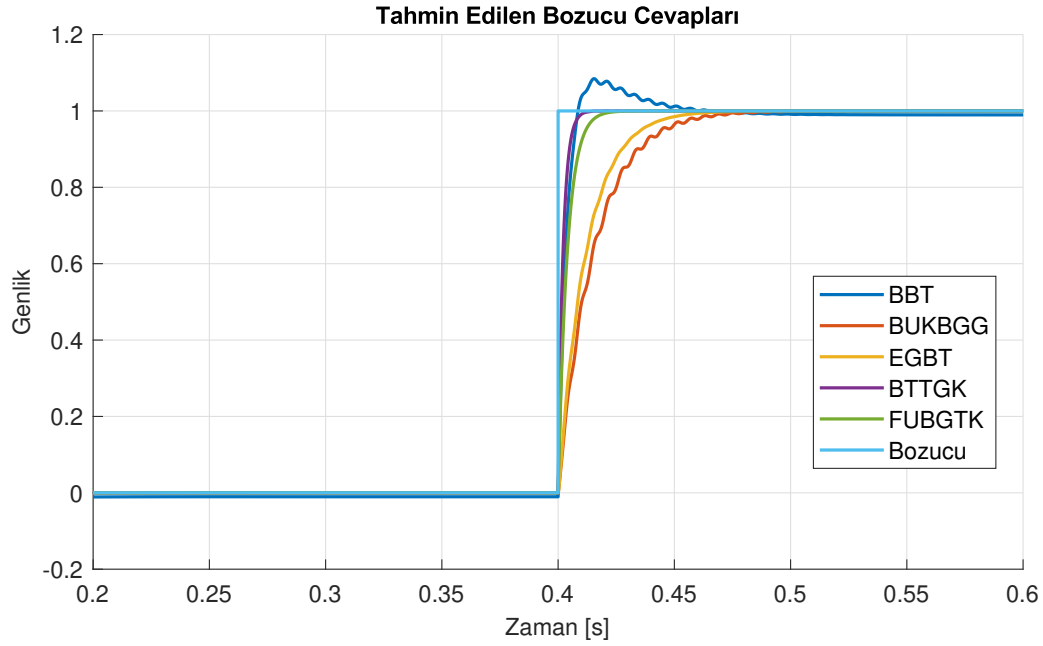
Şekil 4.9 : Duyarlılık filtresinin bant genişliklerine göre tahmin edilen bozucu-etki tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonları.

4.3 Simülasyon Sonuçları

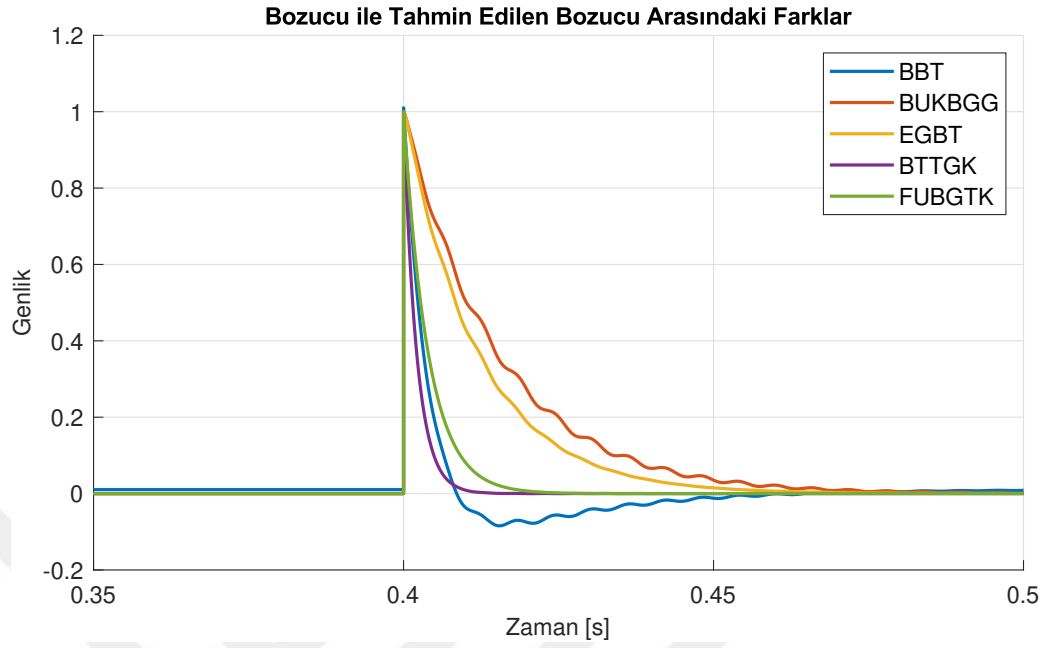
Sistemlere $t = 0$ s anında birim basamak referansı, $t = 0.4$ s anında ise birim basamak giriş bozucusu uygulanmıştır ve performansları Şekil 4.10’da verilmiştir. Denklem (4.3)’de verilen bozucu-etki sinyali sisteme girdiğinde herhangi bir referans komutu olmadığında Şekil 4.13’de verilen sonuç elde edilmiştir. Şekil 4.11 ve 4.14’da verilen grafiklerde bozucu-etki ve tahmin edilen bozucu-etki davranışı verilmiştir. Daha anlaşılabilir olması adına bu davranışlardan kaynaklı aralarındaki hata sinyalleri Şekil 4.12 ve 4.15’de paylaşılmıştır.



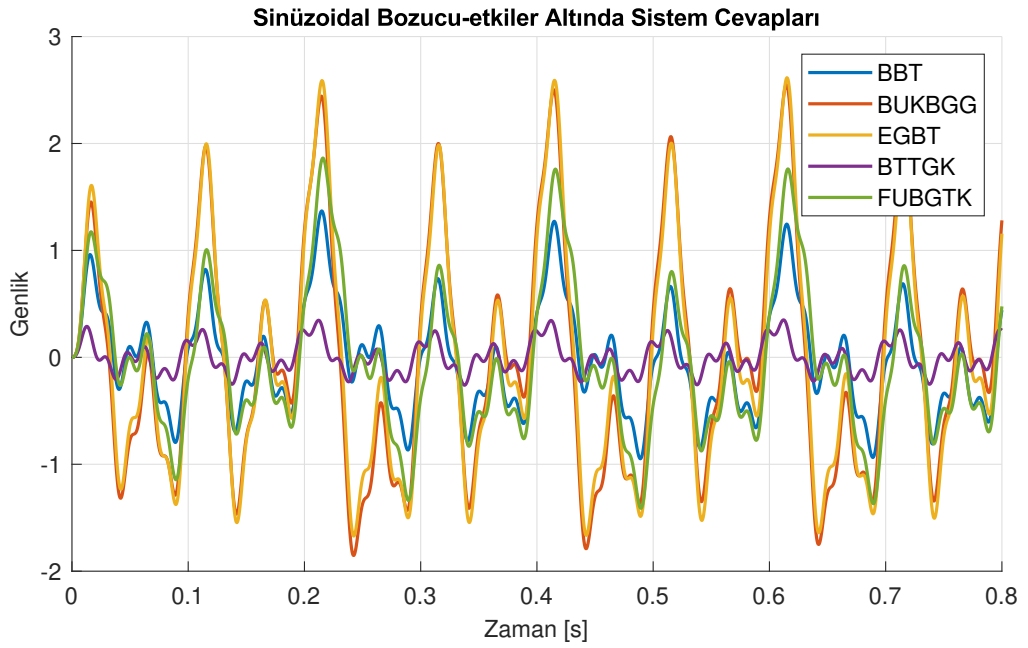
Şekil 4.10 : Basamak giriş ve basamak bozucu-etki altında basamak cevapları.



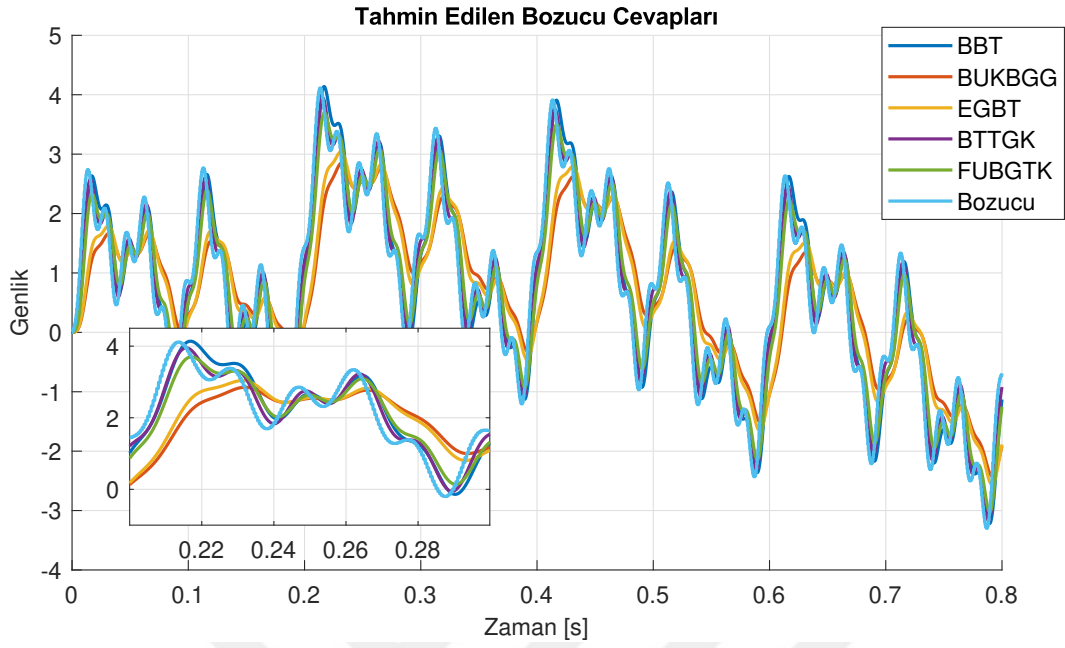
Şekil 4.11 : Basamak bozucu-etki altında tahmin edilen bozucu-etki cevapları.



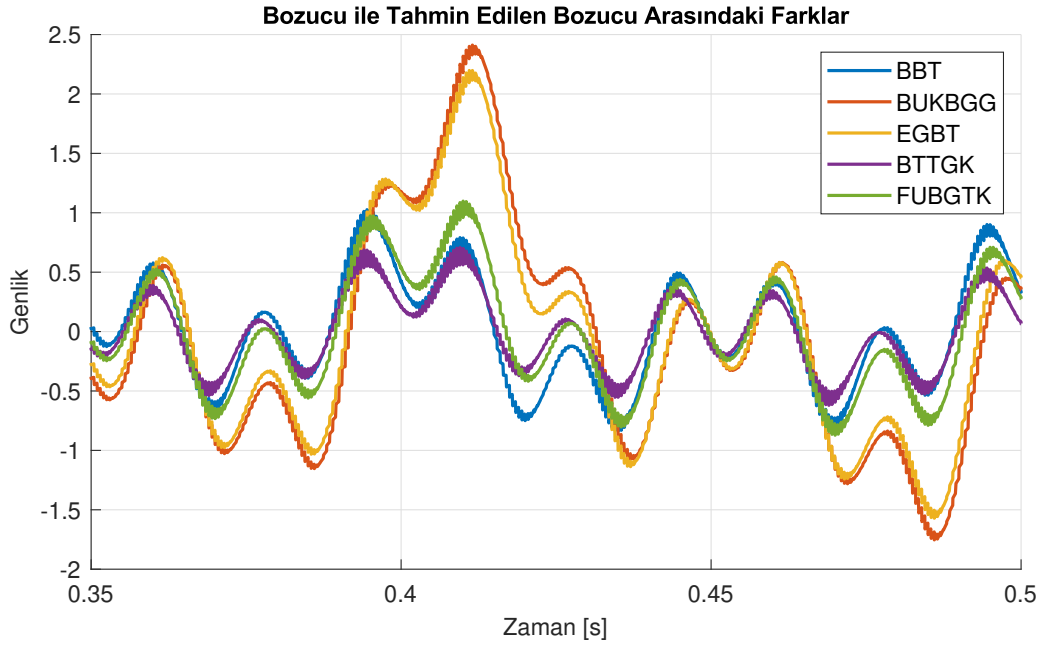
Şekil 4.12 : Bozucu-etki ile tahmin edilen bozucu-etki arasındaki farklar.



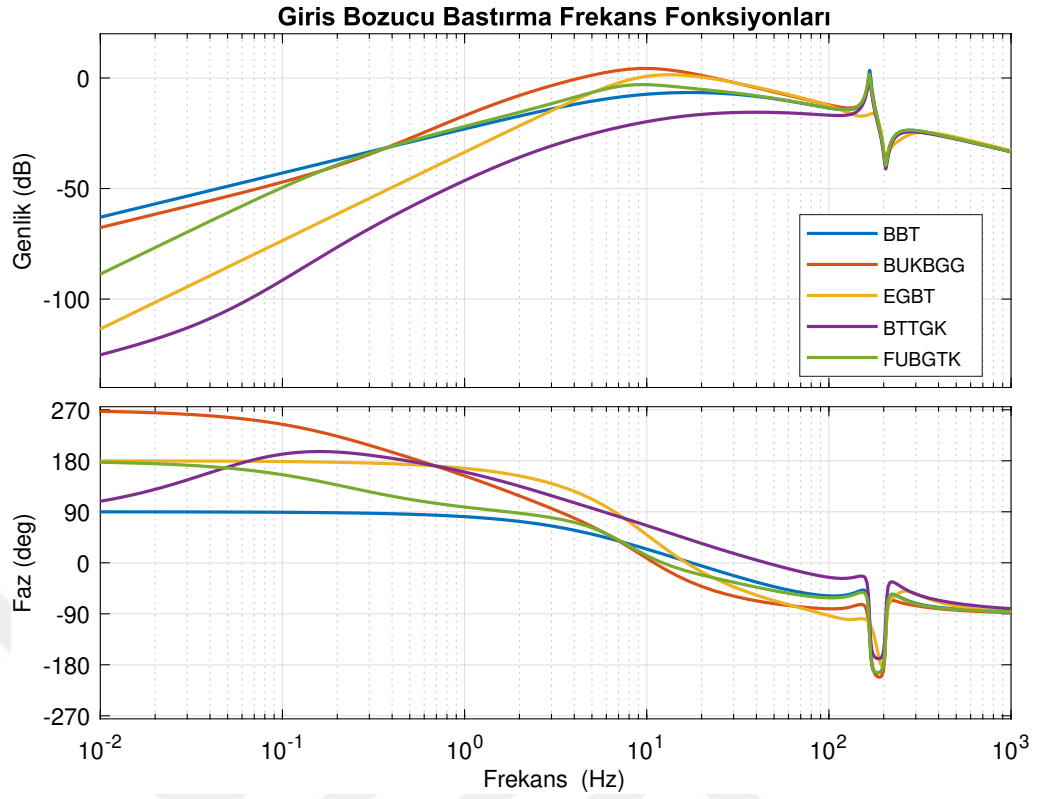
Şekil 4.13 : Sinüzoidal bozucu-etkiler altında sistem cevapları.



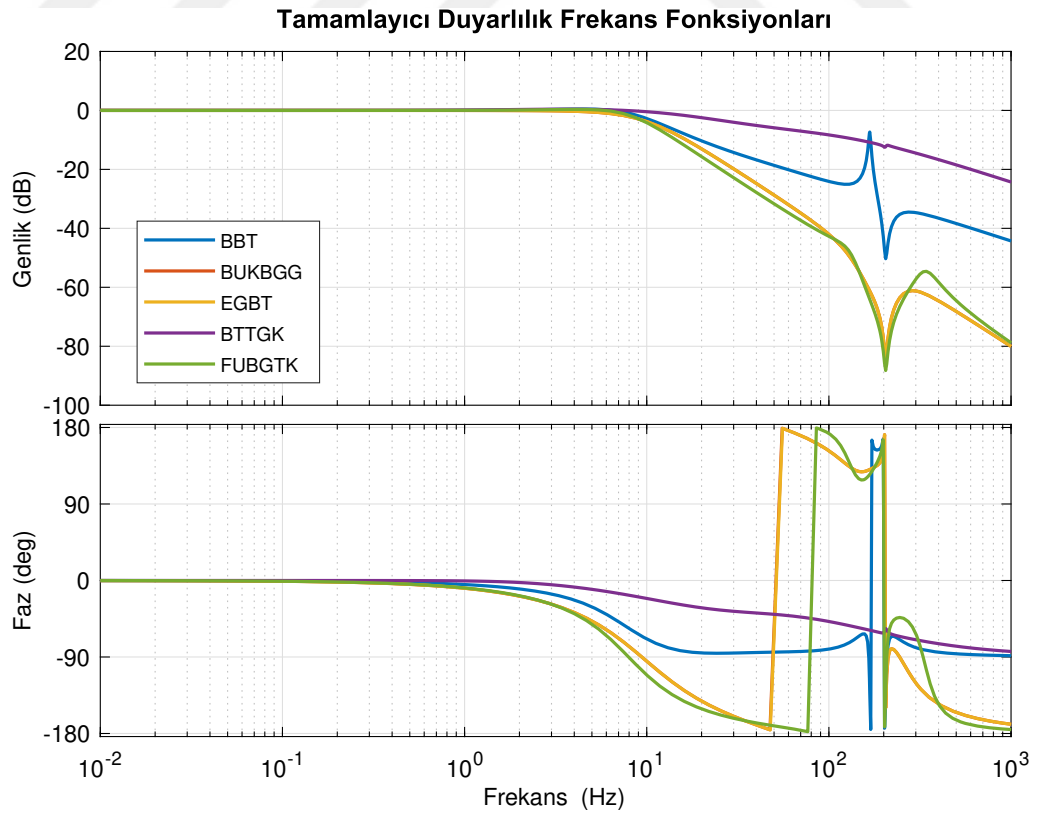
Şekil 4.14 : Sinüzoidal bozucu-etkiler ile tahmin edilen bozucu-etki cevapları.



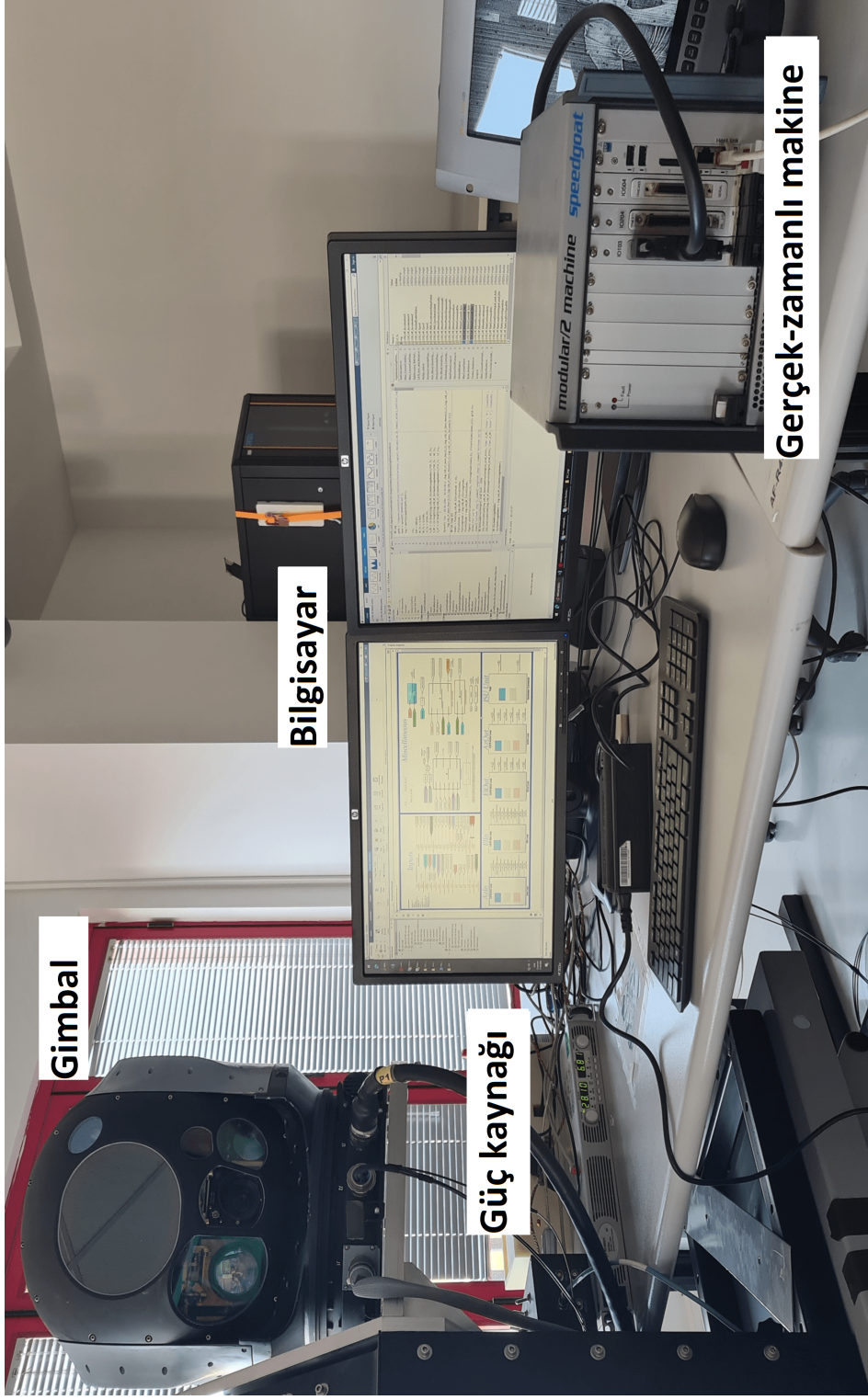
Şekil 4.15 : Sinüzoidal bozucu-etki ile tahmin edilen bozucu-etki arasındaki farklar.



Şekil 4.16 : Giriş bozucu-etki bastırma frekans fonksiyonu.



Şekil 4.17 : Tamamlayıcı duyarlılık frekans fonksiyonu.



Şekil 4.18 : Deneysel test düzeniği.

Frekans cevapları için tüm yöntemlerin matematiksel ifadeleri analitik olarak yazılmış ve giriş bozucusundan çıkışa olan transfer fonksiyonları parametrik olarak elde edilmiştir. Sistem modeli ve kontrol sistem parametreleri transfer fonksiyonlarda yerlerine konulmuştur.

Şekil 4.16'da elde edilen giriş bozucu-etki bastırma fonksiyonları üzerinden performansları verilmiştir. Bu yöntemler incelendiğinde BTTGK ve EGBT kontrol yöntemleri 5 Hz altındaki bozucu-etkileri diğer yöntemlere göre daha çok bastırdığı görülmektedir. Ancak 5 Hz üzerindeki performanslar için BBT ön plana çıkmaktadır.

Ayrıca giriş bozucusundan çıkışa olan transfer fonksiyonda ileri yolda yalnızca sistem olduğu için, sisteme ait rezonans frekansları da giriş bozucu-etki bastırma frekans fonksiyonunda gözükmemektedir. Şekil 4.10'da giriş bozucusu uygulandıktan sonra çıkış sinyali üzerinde ufak salınımlar görülmektedir. Bu durumun sebebi basamak bozucu-etki uygulandığında sistemin mod frekansının uyarılmasıdır. Yöntemlerin tümü pratik olarak uygulanabilmektedir.

Şekil 4.17'de rezonans frekansına yakın bölgelerde tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonunun eğimini 1'den 2'ye geçirmek rezonans frekansında kontrol sinyali üretmeyerek sistem cevabındaki salınımları azaltacaktır. İhtiyaç duyulduğunda yüksek frekanstaki gürültüleri de süzmek için AGF konulması tavsiye edilmektedir.

Çizelge 4.1 : Birim basamak giriş altında zaman uzayı tanım bölgesi cevap karakteristikleri.

BGTK Yöntemleri	Aşım (%)	Yerleşme Zamanı (s)	Yükselme Zamanı (s)
FUBGTK	9.40	0.1189	0.037
BUKBGG	2.94	0.0954	0.037
BBT	9.18	0.1064	0.030
EGBT	2.94	0.0954	0.037
BTTGK	5.09	0.1185	0.013

Şekil 4.10'da giriş birim basamak cevabına ilişkin zaman tanım bölgesi cevap karakteristiği Çizelge 4.1'de verilmiştir. Ayrıca Şekil 4.17'de kapalı çevrim frekans cevabı verilen sistemlerin frekans uzayı analizinde elde edilen sonuçlar Çizelge 4.2'de listelenmiştir.

Çizelge 4.2 : Kapalı çevrim frekans uzayı tanım bölgesi analizleri.

BGTK Yöntemleri	Rezonans Tepe Genliği (dB)	Rezonans Frekansı (Hz)	Bant Genişliği (Hz)
FUBGTK	0.347	4	9.12
BUKBGG	-	-	9.09
BBT	0.473	4.47	10.2
EGBT	-	-	9.09
BTTGK	0.427	3.42	23.2

5. SONUÇ VE DEĞERLENDİRME

Bu tez kapsamında literatürde yaygın olarak kullanılan BGTK yöntemlerinin teorik bilgileri, zaman ve frekans tanım bölgesindeki ifadeleri ile birlikte ele alınmıştır. Karşılaştırmalı sonuçlar elde edebilmek ve yöntemlerin öncüleri tarafından verilen problem tanımlarını eşdeğer bir formda ifade edebilmek için problem ile uyumlu çeşitli varsayımlar ifade edilmiştir. Bu varsayımlar ile birlikte farklı durum-uzay gösterimleri ile belirtilmiş BGTK yöntemleri için aynı bozucu-etki sinyalleri uygulanabilir hale dönüştürülmüştür.

Tez çalışması kapsamında incelenen yöntemlerin uygulanabilirliği çeşitli sistem tipleri üzerinde (minimum fazlı, minimum olmayan fazlı, kararlı, kararsız vb.) detaylı bir şekilde incelenmiş ve gerektiği durumlarda sistem tipi için uygulanabilir hale getirilmiş revize edilmiş BGTK yöntemleri ile analizler sürdürülmüştür. Farklı sistem yapıları için oluşturulan simülasyon ortamı için yapıların karşılaştırmalı analizi sunulmuş ve olası geliştirme yöntemleri ve sisteme özel BGTK yönteminin seçilmesi için çeşitli metrikler paylaşılmıştır.

Simülasyonlara ek olarak temel BGTK yöntemleri gerçek bir gimbal sistemi ile deneysel olarak uygulanmıştır. Geniş bir tayfı kapsayan bozucu-etki sinyalleri ise altı serbestlik dereceli bir hareket benzetim platformu ile gerçek sisteme uygulanmıştır. Literatürde deneysel olarak BGTK yöntemlerinin karşılaştırılma konusu bir eksik olarak dikkat çekmekte ve tez kapsamında yapılan çalışmaların bu eksikliği gidermesi planlanmaktadır. Özellikle teorik olarak iyi sonuç veren sistemlerin deneysel uygulamadaki limitleri ortaya koyulmuş olup, pratik ile ilgilenen mühendislere yöntem seçimi ile ilgili önemli bir bakış açısı kazandırılmıştır. Benzer sistem yapısına sahip uygulama alanlarında, konu ile ilgilenen araştırmacıların karşılaşılabileceği tasarımsal zorluklar, yapılan kıyaslamalı tasarım adımlarında verilmiştir. FUBGTK ve BBT yöntemleri minimum faz sistemlerde uygulanabilir olmadığı için tasarımcıların sistem tipini göz önünde bulundurması gerekmektedir. Yöntem karmaşıklığı açısından en sade yapı FUBGTK'dır. Minimum fazlı sistem yapısında BBT ve BTTGK yöntemleri

performans açısından ön plana çıkmaktadır. Tasarım serbestliği ve her sistem tiplerinde uygulanabilir olması ile BTTGK yöntemi avantajlı konumdadır.

Yukarıda belirtilen kapsamdan anlaşılacağı üzere, gerçek veya fiziksel bir sistem ile tasarım kriterleri değişiklik gösterebilmektedir. Temel tasarımcılara en çok yol gösterecek olan performans metrikleri olarak bant genişliği, hız ve bozucu-etki bastırma fonksiyonları dikkat çekmekte ve gereken uyarlamalar bu değişkenlerin tasarım aşamasında belirlenmesi ile doğrudan ayarlanabilmektedir. Ancak belirtmek gerekir ki bahsedilen metrikler deneysel sistemlerde keyfi olarak belirlenememekte ve dolayısıyla bu tasarımların fiziksel sistemler için tasarım sürecinde yinelemeli olarak değerlendirilmesi gerekmektedir. Süreç için takip edilmesi gereken temel adımlar tez kapsamında gimbal örneği üzerinden detaylı bir şekilde açıklanmıştır.

Pratik uygulamalarda elde edilen sonuçlar ataletsel stabilize bir platform olan gimbal sistemi için geçerlidir. Farklı bir sistemde bu performans ölçütleri değişiklik gösterebilmektedir. Nominal sistem her ne kadar yüksek seviyede gerçek sisteme benzerlik gösterse de fiziksel sistemin modellenemeyen parçalarından dolayı çok yüksek bant genişliği sağlanamamaktadır. Simülasyon ve gerçekte kararlılık farkı oluşmaması için gerçek sistemdeki fiziksel sınırlamalar göz önüne alınarak simülasyon ortamındaki tasarım değerlendirilmelidir. Model belirsizliklerini modelleyip geriye dönük tasarım güncellemesi yapılarak gerçekte karşılaşılabilecek sorunları çözümlmek ve simülasyon ile gerçek arasındaki farklılıkları minimum seviyeye indirgeyerek süreç devam ettirilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Chen, W.H., Yang, J., Guo, L. ve Li, S.** (2016). Disturbance-Observer-Based Control and Related Methods—An Overview, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), 1083–1095.
- [2] **Li, S., Yang, J., Chen, W.H. ve Chen, X.** (2014). *Disturbance observer-based control: methods and applications*, CRC press.
- [3] **Aselsan** (2021). *MGEO ASELFLIR-R400D*, https://www.aselsan.com.tr/ASELFLIRR400DTR_7143.pdf.
- [4] **Fortier, T. ve Baumann, E.** (2019). 20 years of developments in optical frequency comb technology and applications, *Communications Physics*, 2(1), 1–16.
- [5] **Corke, P.I. ve Good, M.C.** (1996). Dynamic effects in visual closed-loop systems, *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, 12(5), 671–683.
- [6] **Xie, L.L. ve Guo, L.** (2000). How much uncertainty can be dealt with by feedback?, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 45(12), 2203–2217.
- [7] **Ohishi, K., Nakao, M., Ohnishi, K. ve Miyachi, K.** (1987). Microprocessor-Controlled DC Motor for Load-Insensitive Position Servo System, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IE-34(1), 44–49.
- [8] **Johnson, C.** (1971). Accomodation of external disturbances in linear regulator and servomechanism problems, *IEEE Transactions on automatic control*, 16(6), 635–644.
- [9] **Dashkovskiy, S., Efimov, D.V. ve Sontag, E.D.** (2011). Input to state stability and allied system properties, *Automation and Remote Control*, 72(8), 1579–1614.
- [10] **She, J.H., Fang, M., Ohyama, Y., Hashimoto, H. ve Wu, M.** (2008). Improving disturbance-rejection performance based on an equivalent-input-disturbance approach, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(1), 380–389.
- [11] **Zhong, Q.C., Kuperman, A. ve Stobart, R.** (2011). Design of UDE-based controllers from their two-degree-of-freedom nature, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 21(17), 1994–2008.
- [12] **Sun, L., Li, D., Zhong, Q.C. ve Lee, K.Y.** (2016). Control of a Class of Industrial Processes With Time Delay Based on a Modified Uncertainty and Disturbance Estimator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(11), 7018–7028.

- [13] **Han, J.** (2009). From PID to Active Disturbance Rejection Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 900–906.
- [14] **Johnson, C.** (1970). Further study of the linear regulator with disturbances–The case of vector disturbances satisfying a linear differential equation, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 15(2), 222–228.
- [15] **Kürkçü, B., Kasnakoğlu, C. ve Efe, M.O.** (2018). Disturbance/Uncertainty Estimator Based Robust Control of Nonminimum Phase Systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 23(4), 1941–1951.
- [16] **Ohnishi, K., Shibata, M. ve Murakami, T.** (1996). Motion control for advanced mechatronics, *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, 1(1), 56–67.
- [17] **Schweppe, F.** (1968). Recursive state estimation: Unknown but bounded errors and system inputs, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 13(1), 22–28.
- [18] **Bhattacharyya, S.** (1978). Observer design for linear systems with unknown inputs, *IEEE transactions on Automatic Control*, 23(3), 483–484.
- [19] **Meditch, J. ve Hostetter, G.** (1973). Observers for systems with unknown and inaccessible inputs, *1973 IEEE Conference on Decision and Control including the 12th Symposium on Adaptive Processes*, IEEE, s.120–124.
- [20] **Johnson, C.** (1968). Optimal control of the linear regulator with constant disturbances, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 13(4), 416–421.
- [21] **Johnson, C.** (1972). Accommodation of disturbances in optimal control problems, *International Journal of Control*, 15(2), 209–231.
- [22] **Han, J.** (2009). From PID to active disturbance rejection control, *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 56(3), 900–906.
- [23] **Johnson, C.** (1985). Adaptive controller design using disturbance-accommodation techniques, *International Journal of Control*, 42(1), 193–210.
- [24] **Ohishi, K.** (1983). Torque-speed regulation of DC motor based on load torque estimation, *IEEJ International Power Electronics Conference, IPEC-TOKYO, 1983-3*, cilt 2, s.1209–1216.
- [25] **Nakao, M., Ohnishi, K. ve Miyachi, K.** (1987). A robust decentralized joint control based on interference estimation, *Proceedings. 1987 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, cilt 4, IEEE, s.326–331.
- [26] **Wang, L. ve Su, J.** (2015). Robust disturbance rejection control for attitude tracking of an aircraft, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 23(6), 2361–2368.
- [27] **Sariyildiz, E., Chen, G. ve Yu, H.** (2015). An acceleration-based robust motion controller design for a novel series elastic actuator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(3), 1900–1910.

- [28] **Wang, Y., Fujimoto, H. ve Hara, S.** (2016). Driving force distribution and control for EV with four in-wheel motors: A case study of acceleration on split-friction surfaces, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(4), 3380–3388.
- [29] **Umeno, T. ve Hori, Y.** (1991). Robust speed control of DC servomotors using modern two degrees-of-freedom controller design, *IEEE Transactions on industrial electronics*, 38(5), 363–368.
- [30] **Choi, B.K., Choi, C.H. ve Lim, H.** (1999). Model-based disturbance attenuation for CNC machining centers in cutting process, *IEEE/ASME transactions on mechatronics*, 4(2), 157–168.
- [31] **Yokoyama, T. ve Kawamura, A.** (1994). Disturbance observer based fully digital controlled PWM inverter for CVCF operation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9(5), 473–480.
- [32] **Ohnishi, K. ve Murakami, T.** (1993). Dynamics identification of multi-degrees-of-freedom manipulator based on disturbance observer, *IFAC Proceedings Volumes*, 26(2), 685–688.
- [33] **Wang, H. ve Daley, S.** (1996). Actuator fault diagnosis: an adaptive observer-based technique, *IEEE transactions on Automatic Control*, 41(7), 1073–1078.
- [34] **Lee, H.S. ve Tomizuka, M.** (1996). Robust motion controller design for high-accuracy positioning systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(1), 48–55.
- [35] **Kempf, C.J. ve Kobayashi, S.** (1999). Disturbance observer and feedforward design for a high-speed direct-drive positioning table, *IEEE Transactions on control systems Technology*, 7(5), 513–526.
- [36] **Mita, T., Hirata, M., Murata, K. ve Zhang, H.** (1998). H/sub/spl infin//control versus disturbance-observer-based control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 45(3), 488–495.
- [37] **Bickel, R. ve Tomizuka, M.** (1996). Passivity based versus disturbance observer based robot control: equivalence and stability, *IFAC Proceedings Volumes*, 29(1), 223–228.
- [38] **Oh, S. ve Khalil, H.K.** (1997). Nonlinear output-feedback tracking using high-gain observer and variable structure control, *Automatica*, 33(10), 1845–1856.
- [39] **Busawon, K. ve Saif, M.** (1998). An observer for a class of disturbance driven nonlinear systems, *Applied mathematics letters*, 11(6), 109–113.
- [40] **Low, K., Chiun, K. ve Ling, K.** (1997). A dsp-based servo system using generalized predictive control, *Proceedings of Power Conversion Conference-PCC'97*, cilt 1, IEEE, s.507–512.

- [41] **Low, K.S. ve Zhuang, H.** (2000). Robust model predictive control and observer for direct drive applications, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(6), 1018–1028.
- [42] **Kawamura, A., Itoh, H. ve Sakamoto, K.** (1994). Chattering reduction of disturbance observer based sliding mode control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 30(2), 456–461.
- [43] **Hamada, Y. ve Otsuki, H.** (1996). Repetitive learning control system using disturbance observer for head positioning control system of magnetic disk drives, *IEEE Transactions on Magnetics*, 32(5), 5019–5021.
- [44] **Shibata, M., Murakami, T. ve Ohnishi, K.** (1996). A unified approach to position and force control by fuzzy logic, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 43(1), 81–87.
- [45] **Hagiwara, T., Furutani, E. ve Araki, M.** (1997). Optimal observers for disturbance rejection in two-degree-of-freedom LQI servo systems, *IEE Proceedings-Control Theory and Applications*, 144(6), 575–581.
- [46] **Hou, M. ve Muller, P.** (1994). Disturbance decoupled observer design: A unified viewpoint, *IEEE Transactions on automatic control*, 39(6), 1338–1341.
- [47] **Hou, M., Pugh, A.C. ve Muller, P.** (1999). Disturbance decoupled functional observers, *IEEE Transactions on Automatic control*, 44(2), 382–386.
- [48] **Sariyildiz, E. ve Ohnishi, K.** (2014). A guide to design disturbance observer, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 136(2), 021011.
- [49] **Sariyildiz, E. ve Ohnishi, K.** (2014). Stability and robustness of disturbance-observer-based motion control systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62(1), 414–422.
- [50] **Gao, Z.** (2003). Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning, *ACC*, s.4989–4996.
- [51] **Li, S., Yang, J., Chen, W.H. ve Chen, X.** (2011). Generalized extended state observer based control for systems with mismatched uncertainties, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(12), 4792–4802.
- [52] **Chen, W.H., Ballance, D.J., Gawthrop, P.J. ve O'Reilly, J.** (2000). A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators, *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 47(4), 932–938.
- [53] **Bünte, T., Odenthal, D., Aksun-Güvenç, B. ve Güvenç, L.** (2002). Robust vehicle steering control design based on the disturbance observer, *Annual reviews in control*, 26(1), 139–149.
- [54] **Kadowaki, S., Ohishi, K., Miyashita, I. ve Yasukawa, S.** (2006). Anti-slip/skid re-adhesion control of electric motor coach based on disturbance observer and sensor-less vector control, *Epe Journal*, 16(2), 7–15.

- [55] **Natori, K. ve Ohnishi, K.** (2008). A Design Method of Communication Disturbance Observer for Time-Delay Compensation, Taking the Dynamic Property of Network Disturbance Into Account, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5), 2152–2168.
- [56] **Sadhu, S. ve Ghoshal, T.K.** (2011). Sight Line Rate Estimation in Missile Seeker Using Disturbance Observer-Based Technique, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 19(2), 449–454.
- [57] **Liu, Z., Liu, J. ve Wang, L.** (2018). Disturbance observer based attitude control for flexible spacecraft with input magnitude and rate constraints, *Aerospace Science and Technology*, 72, 486–492.
- [58] **Chen, X., Komada, S. ve Fukuda, T.** (2000). Design of a nonlinear disturbance observer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(2), 429–437.
- [59] **Chen, W.H.** (2004). Disturbance observer based control for nonlinear systems, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 9(4), 706–710.
- [60] **Sariyildiz, E., Sekiguchi, H., Nozaki, T., Ugurlu, B. ve Ohnishi, K.** (2018). A Stability Analysis for the Acceleration-Based Robust Position Control of Robot Manipulators via Disturbance Observer, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 23(5), 2369–2378.
- [61] **Chen, X., Su, C.Y. ve Fukuda, T.** (2004). A nonlinear disturbance observer for multivariable systems and its application to magnetic bearing systems, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 12(4), 569–577.
- [62] **Yang, Z.J., Tsubakihara, H., Kanae, S., Wada, K. ve Su, C.Y.** (2008). A Novel Robust Nonlinear Motion Controller With Disturbance Observer, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 16(1), 137–147.
- [63] **Back, J. ve Shim, H.** (2008). Adding robustness to nominal output-feedback controllers for uncertain nonlinear systems: A nonlinear version of disturbance observer, *Automatica*, 44(10), 2528–2537.
- [64] **Kravaris, C. ve Savoglidis, G.** (2008). Modular design of nonlinear observers for state and disturbance estimation, *Systems & Control Letters*, 57(11), 946–957.
- [65] **Chen, M. ve Ge, S.S.** (2013). Direct Adaptive Neural Control for a Class of Uncertain Nonaffine Nonlinear Systems Based on Disturbance Observer, *IEEE Transactions on Cybernetics*, 43(4), 1213–1225.
- [66] **Ai, X., Yu, J., Jia, Z., Yang, D., Xu, X. ve Shen, Y.** (2018). Disturbance observer-based consensus tracking for nonlinear multiagent systems with switching topologies, *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 28(6), 2144–2160.
- [67] **Peng, Z. ve Wang, J.** (2018). Output-Feedback Path-Following Control of Autonomous Underwater Vehicles Based on an Extended State Observer and Projection Neural Networks, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 48(4), 535–544.

- [68] **Nguyen, H.T. ve Jung, J.W.** (2018). Disturbance-Rejection-Based Model Predictive Control: Flexible-Mode Design With a Modulator for Three-Phase Inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(4), 2893–2903.
- [69] **Wang, J., Shao, C. ve Chen, Y.Q.** (2018). Fractional order sliding mode control via disturbance observer for a class of fractional order systems with mismatched disturbance,, *Mechatronics*, 53, 8–19.
- [70] **Li, Y., Chen, M., Cai, L. ve Wu, Q.** (2018). Resilient control based on disturbance observer for nonlinear singular stochastic hybrid system with partly unknown Markovian jump parameters, *Journal of the Franklin Institute*, 355(5), 2243–2265.
- [71] **Khalil, H.** (2002). *Nonlinear Systems*, Pearson Education, Prentice Hall.
- [72] **Kürkçü, B., Kasnakoğlu, C., Efe, M.Ö. ve Su, R.** (2022). On the existence of Equivalent-Input-Disturbance and multiple integral augmentation via H-Infinity Synthesis for unmatched systems, *ISA transactions*.
- [73] **Kürkçü, B. ve Kasnakoğlu, C.** (2019). Robust autopilot design based on a disturbance/uncertainty/coupling estimator, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 27(6), 2622–2629.
- [74] **Åström, K.J. ve Murray, R.M.** (2021). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*, Princeton university press.
- [75] **Anderson, B.D. ve Moore, J.B.** (2007). *Optimal control: linear quadratic methods*, Courier Corporation.
- [76] **Bequette, B.W.** (2003). *Process control: modeling, design, and simulation*, Prentice Hall Professional.
- [77] **Hongdong, Z., Guanghui, Z. ve Huihe, S.** (2005). Control of the process with inverse response and dead-time based on disturbance observer, *Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005.*, s.4826–4831 vol. 7.
- [78] **Zhong, Q.C. ve Rees, D.** (2004). Control of uncertain LTI systems based on an uncertainty and disturbance estimator, *J. Dyn. Sys., Meas., Control*, 126(4), 905–910.
- [79] **Mellodge, P.**, (2016). Chapter 2 - System Modeling, **P. Mellodge**, (düzenleyen), *A Practical Approach to Dynamical Systems for Engineers*, Woodhead Publishing, s.17–145.
- [80] **Sun, L., Li, D., Zhong, Q.C. ve Lee, K.Y.** (2016). Control of a class of industrial processes with time delay based on a modified uncertainty and disturbance estimator, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(11), 7018–7028.
- [81] **Rosenbrock, H.H.** (1970). *State-space and multivariable theory*, cilt 3, Wiley Interscience Division.

- [82] **Antsaklis, P.J. ve Michel, A.N.** (2007). *A linear systems primer*, Springer Science & Business Media.
- [83] **Lewotsky, K.** (2015). *Tutorial: Understanding the mysteries of inertia mismatch*, <https://www.automate.org/industry-insights/understanding-the-mysteries-of-inertia-mismatch>.





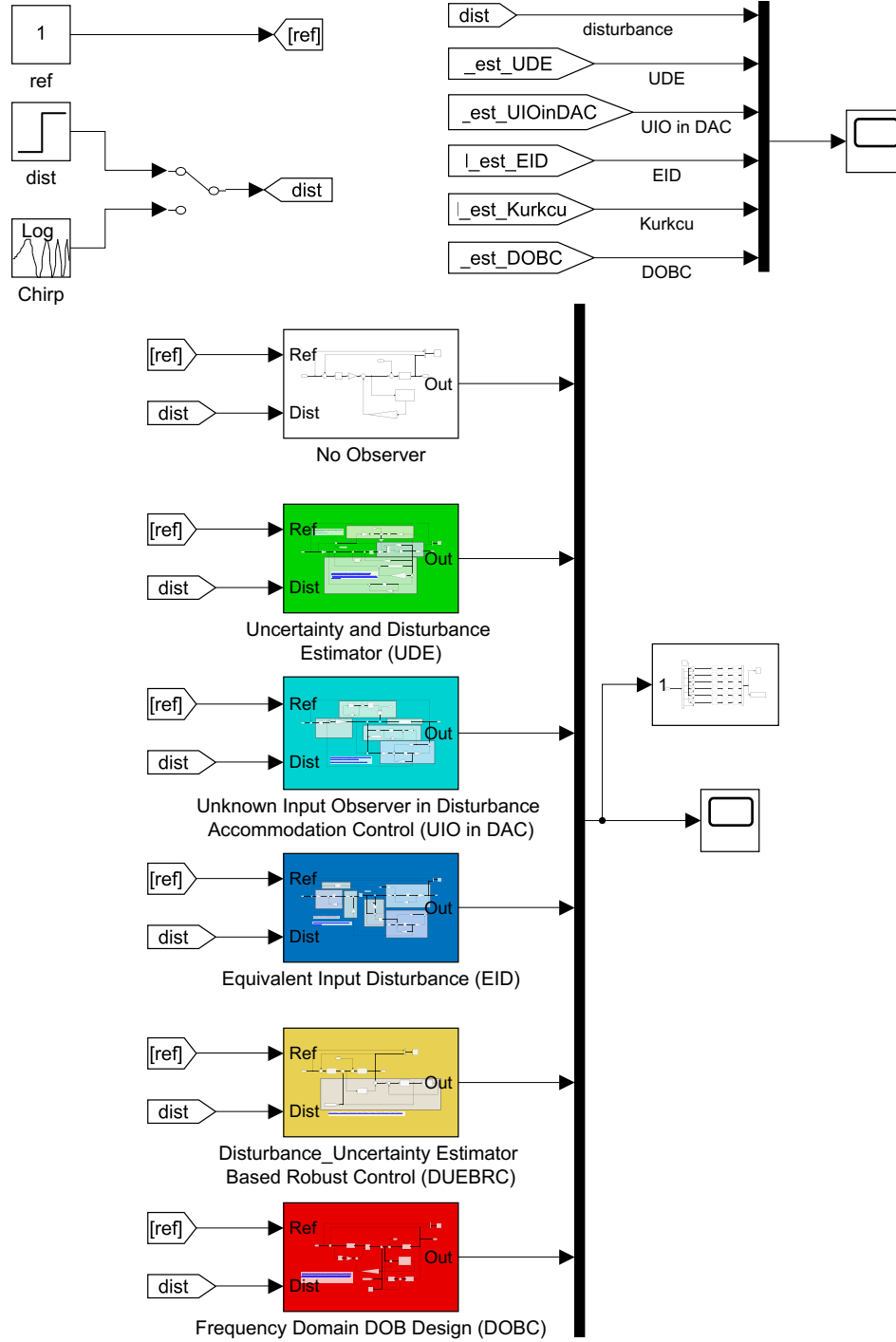
EKLER

EK A : MATLAB/Simulink Blok Diyagramları

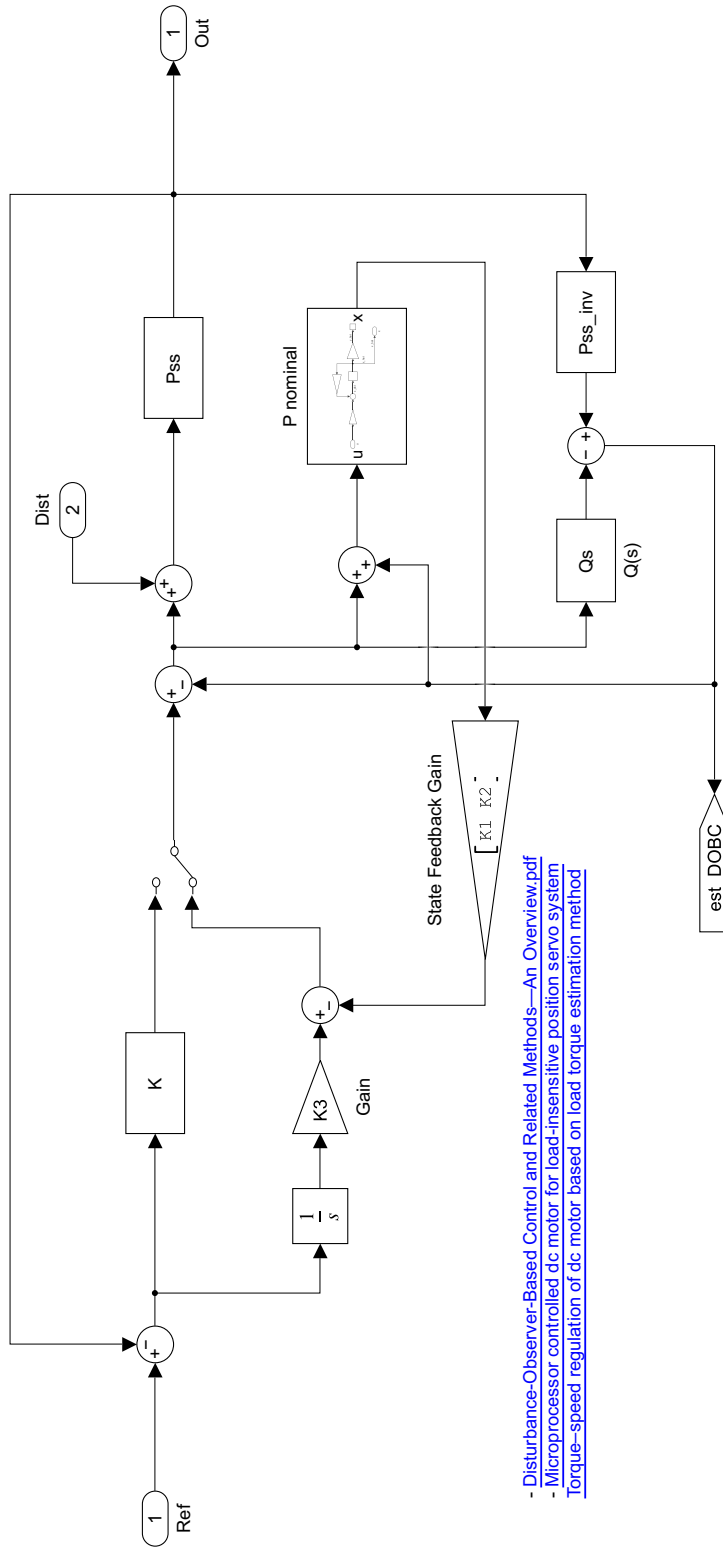




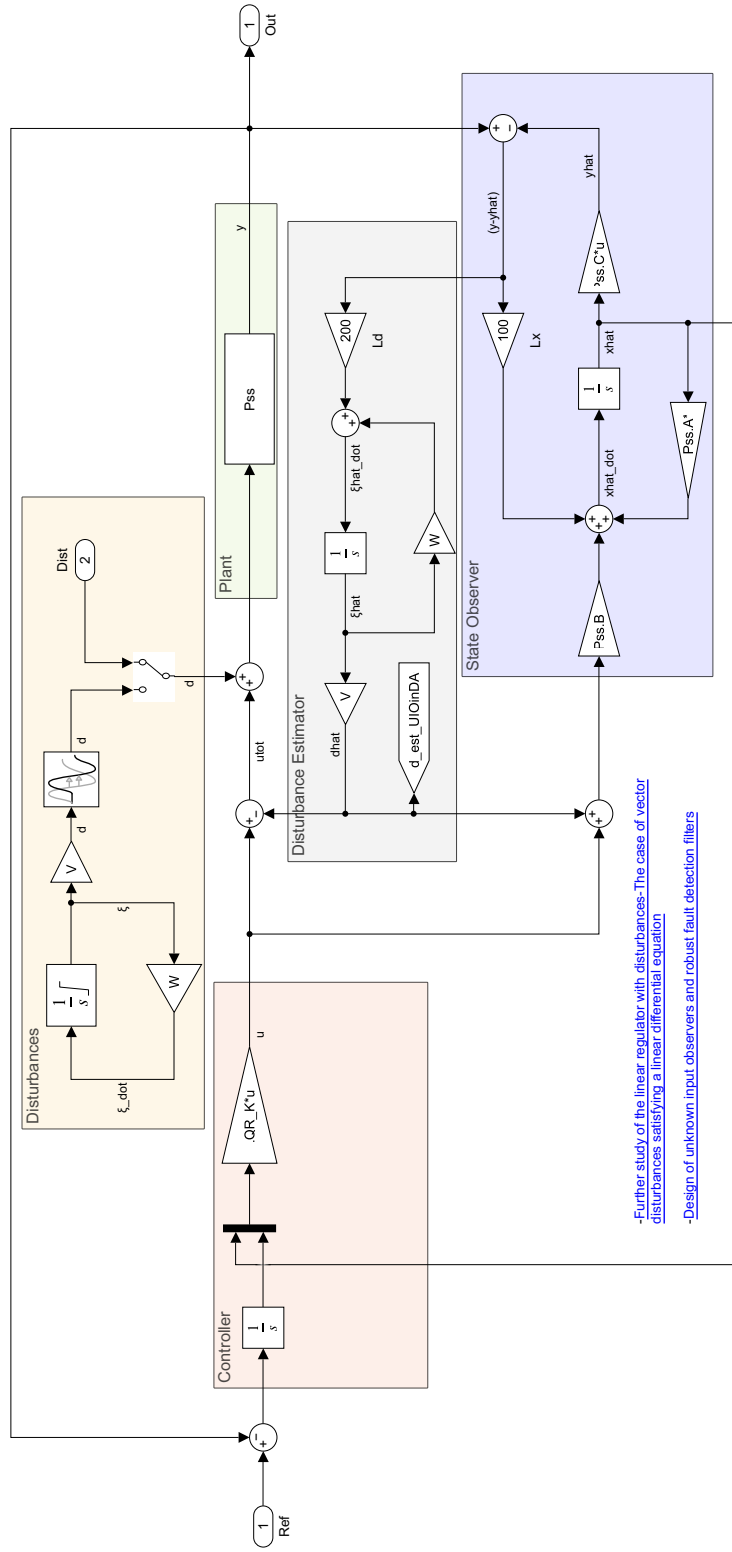
EK A : MATLAB/Simulink Blok Diyagramları



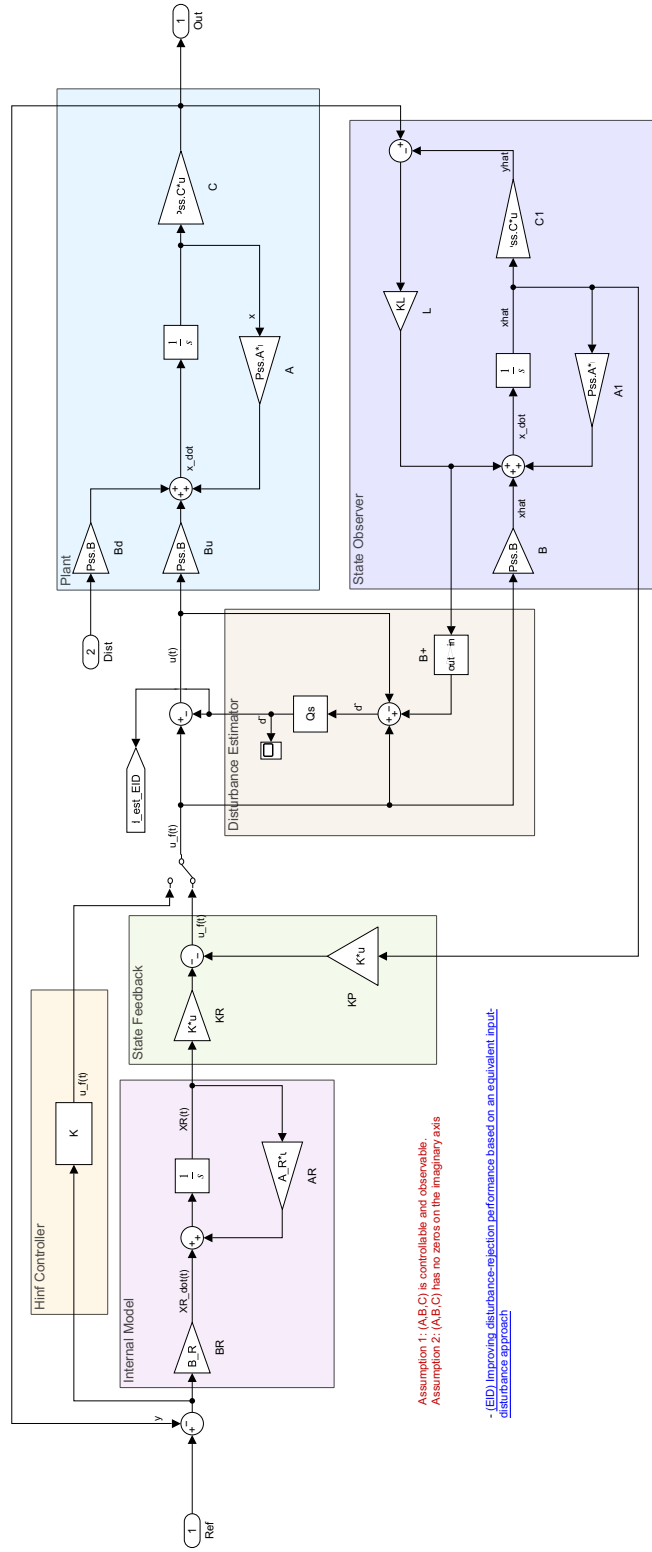
Şekil A.1 : Tüm tahmin edici yöntemlerin Simulink ortamındaki blokları.



Şekil A.2 : Frekans uzayı bozucu-etki gözleyici tabanlı kontrol Simulink blokları.



Şekil A.3 : Bozucu-etki uyum kontrolünde bilinmeyen giriş gözleyicisi Simulink blokları.



Şekil A.5 : Eşdeğer giriş bozucu-etki tahmircisi Simulink blokları.



Şekil A.6: Bozucu-etki/Belirsizlik tahmincisi tabanlı gürbüz kontrol Simulink blokları.

ÖZGEÇMİŞ

Adı SOYADI: Mücahid Rıdvan KAPLAN

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2019, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
- **Y. Lisans:** 2022, İstanbul Teknik Üniversitesi, Makine Mühendisliği Anabilim Dalı, Sistem Dinamiği ve Kontrol Programı.

MESLEKİ DENEYİMLER VE ÖDÜLLER:

- 2018-2019 yıllarında Aselsan'da yarı zamanlı olarak çalıştı.
- 2018-2019 yıllarında İstanbul Teknik Üniversitesi Yapay Zeka ve Akıllı Sistemler Laboratuvarları'nda öğrenci asistan olarak çalıştı.
- 2019 yılından beri Aselsan'da Kontrol Sistemleri Mühendisi olarak çalışmaktadır.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Kaplan M.R.**, Kürkcü B., Bayraktaroğlu Z.Y. (2022). Investigation of Disturbance Observer Approaches: A Gimbal Example *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Kongresi (TOK)*,

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- **Kaplan M.R.**, Eraslan, A., Beke, A., & Kumbasar, T. (2019). Altitude and position control of parrot mambo minidrone with PID and fuzzy PID controllers. *In 2019 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)* (pp. 785-789). IEEE.