

ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLERİN DENETİMİ

CONTROL OF TIME DELAY SYSTEMS

İLKER TALAT CAN KUTLUCAN

PROF. DR. HÜSEYİN DEMİRCİOĞLU

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

Eylül 2022

ÖZ

ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLERİN DENETİMİ

İlker Talat Can KUTLUCAN

Yüksek Lisans, Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Hüseyin DEMİRCİOĞLU

Eylül 2022, 129 sayfa

Zaman gecikmesi, yapısı gereği frekans alanında sonsuz sayıda kutuplara sahip bir işlev olarak tanımlanmıştır ve dahil olduğu sistemlerde denetimi zorlaştırdığı bilinmektedir. Bu tez çalışmasında denetim kanalında zaman gecikmesi olan sistemlerin dört farklı denetim yöntemi ile denetim başarımlarının karşılaştırılması amaçlanmıştır.

Bu amaç doğrultusunda farklı karmaşıklıklarda, zaman gecikmeli sistemler için benzetim çalışmaları ve gerçek bir sistem üzerinde denetim çalışmaları yapılmış, yöntemlerin başarımları karşılaştırılmıştır. Çalışmalar, sistem modelinin ve zaman gecikmesinin bilindiği durumlar için uyarlamasız, bunların tam olarak bilinmediği veya zamanla değişebileceği kabul edilen durumlar için ise uyarlamalı olarak gerçekleştirilmiştir.

Yapılan çalışmalarda orantısal tümlensel (OT) ve orantısal tümlensel türevsel (OTT) denetleyiciler, doğrusal karesel denetim (DKD), durum öngörücüye dayalı durum geribeslemeli denetim (DÖDDGD) ve öykünücüye dayalı denetim (ÖDD) yöntemleri denetleyici tasarımında kullanılmıştır. Sürekli zaman en küçük kareler (SZEKK) yöntemi parametre kestirici olarak kullanılmıştır.

Yapılan çalışmalarda, sunulan denetim yöntemlerinin, sistem karmaşıklığı ve gecikmenin miktarına bağlı olarak farklı başarımlar sağladığı gözlenmiştir. Bu tez çalışmasında bu farklılıklar sunulmuş ve yöntemlerin başarımları birbirleri ile karşılaştırılmıştır.

Zaman gecikmeli sistemlerin denetiminde DD yönteminin en iyi başarımı verdiği gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Zaman gecikmesi, Pade yaklaşıklaştırması, parametre kestirimi, özayarlamalı denetim, orantısal tümlevsel türevsel denetleyici, durum öngörücü, durum geribeslemesi, doğrusal karesel denetleyici, durum gözleyici, Öykünücüye dayalı denetim

ABSTRACT

CONTROL OF TIME DELAY SYSTEMS

İlker Talat Can KUTLUCAN

Master of Science, Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Hüseyin DEMİRCİOĞLU

September 2022, 129 pages

Time delay is considered to have infinitely many poles in the frequency domain by its nature and it is known that the control is harder when the delay is present in the system. The purpose of this thesis is to compare the results obtained from four different control methods which are used to control time delay systems where the delay is in the control channel.

To accomplish this purpose, simulations are performed for time delay systems with varying complexity. Control methods are also used to control a real system. The results obtained from simulations and real system are then compared. For the case where it is assumed that the system dynamics and the amount of the delay is known, control methods are applied in an unadaptive manner whereas for the cases where uncertainties exist on either the system dynamics or delay, methods are applied in an adaptive manner.

Proportional integral (PI) and proportional integral derivative (PID) controllers, linear quadratic gaussian (LQG) regulator, state feedback with state predictor (SFSP) and emulator based control (EBC) methods are used as different control strategies. Continuous time least squares (CTLS) method is used as a parameter estimator in adaptive mechanism.

In the presented work, it is shown that control methods yield different performances regarding the complexity of the system and the amount of the delay. In this thesis these differences are shown and the methods are compared with each other.

It is found that the EBC method provides the best performance in controlling time delay systems.

Keywords: Time delay, Pade approximation, parameter estimation, self-tuning control, proportional integral derivative control, state predictor, state feedback, linear quadratic gaussian regulator, state observer, emulator based control

TEŞEKKÜR

Tez çalışmalarımı gerçekleştirdiğim bu zorlu süreç içerisinde, bilgi ve deneyimlerini benden esirgemeyerek, kimi zaman kendi özel zamanından ayırarak, bu tez çalışmasının son halini almasını mümkün kılan değerli danışmanım Sayın Prof. Dr. Hüseyin Demircioğlu'na içtenlikle teşekkürlerimi sunarım.

Tüzel bir kişi olarak Tovura'ya, özelinde Sayın Muhammet Mustafa Kaya ve Sayın Fuat Saygı'ya süreç boyunca verdikleri destekler ve özellikle zamana ihtiyacım olduğu dönemlerde gösterdikleri anlayıştan dolayı çok teşekkür ederim.

Ayrıca başta babam Kenan olmak üzere, tüm yakın aile üyelerime ve arkadaşlarıma bu zorlu süreçte yanımda oldukları için teşekkür ederim.

Son olarak belirtmek isterim ki yaptığım bu tez çalışmasını, bu süreçte manevi olarak belki benden fazla yorulmuş olsa da, beni ısrarla destekleyen ve vazgeçmekten alıkoyan canım annem, Tuba Öztürk'e ithaf ediyorum. İyi ki varsın.

İÇİNDEKİLER

ÖZ.....	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
İÇİNDEKİLER	vi
ÇİZELGELER	viii
ŞEKİLLER	ix
KISALTMALAR	xii
1. GİRİŞ	1
1.1. Zaman Gecikmesinin Aktarım İşlevleri ile Yaklaşılaştırılması	3
2. ÇALIŞMADA KULLANILAN DENETİM YÖNTEMLERİ	5
2.1. OTT Denetim	7
2.1.1. Mutlak Kutup Yerleştirme	9
2.1.2. Baskın Kutup Yerleştirme	11
2.1.3. OTT Denetleyicilerin Gerçeklenmesi	14
2.2. Doğrusal Karesel Denetim	16
2.2.1. Durum Gözleyici	17
2.2.2. Doğrusal Karesel Denetleyicilerin Gerçeklenmesi	19
2.3. Durum Öngörücüye Dayalı Durum Geribeslemeli Denetim	21
2.4. Öykünücüye Dayalı Denetim	23
2.5. Sürekli Zaman En Küçük Kareler Yöntemi	29
3. BENZETİM ÇALIŞMALARI.....	33
3.1. Uyarlamasız Benzetim Çalışmaları	34
3.1.1. $P_1(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları	36
3.1.2. $P_2(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları	40
3.1.3. $P_3(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları	43
3.1.4. $P_4(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları	46
3.1.5. $P_5(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları	50
3.1.6. Uyarlamasız Benzetim Çalışmalarının Sonuçları	53

3.2. Özayarlamaalı Benzetim Çalışmaları	54
3.2.1. $P_1(s)$ Sistemi İçin Özayarlamaalı Benzetim Sonuçları.....	57
3.2.2. $P_2(s)$ Sistemi İçin Özayarlamaalı Benzetim Sonuçları.....	62
3.2.3. $P_3(s)$ Sistemi İçin Özayarlamaalı Benzetim Sonuçları.....	67
3.2.4. $P_4(s)$ Sistemi İçin Özayarlamaalı Benzetim Sonuçları.....	72
3.2.5. $P_5(s)$ Sistemi İçin Özayarlamaalı Benzetim Sonuçları.....	76
3.2.6. Özayarlamaalı Benzetim Çalışmalarının Sonuçları.....	80
4. GERÇEK BİR SİSTEM ÜZERİNDE UYGULAMA ÇALIŞMALARI	82
4.1. Parametre Kestirimi	84
4.2. Uyarlamasız Denetim	88
4.3. Özayarlamaalı Denetim	94
4.4. Sonuçlar.....	102
5. SONUÇLAR	103
KAYNAKLAR	106
EKLER.....	109
ÖZGEÇMİŞ	113

ÇİZELGELER

Çizelge 3.1 Benzetim çalışmalarında kullanılan sistem modelleri.	33
Çizelge 3.2 OTT baskın kutup yerleştirme ile uyarlamasız benzetim çalışmalarında yerleştirilen kutuplar	35
Çizelge 3.3 ÖDD ile uyarlamasız benzetim çalışmalarında kullanılan dayanak modelleri.....	36
Çizelge 3.4 ÖDD ile özayarlamalı benzetim çalışmalarında kullanılan dayanak modelleri.....	57
Çizelge 4.1 Gerçek çalışmalar için elde edilen sistem modelleri.....	86

ŞEKİLLER

Şekil 1.1	Zaman gecikmeli bir sistemin birim geribeslemeli denetimi.....	3
Şekil 1.2	Bir saniyelik zaman gecikmesinin farklı derecelerden Pade yaklaşıklaştırmaları	4
Şekil 2.1	Zaman gecikmesinin bilinmediği durumlarda özayarlamalı denetim mekanizması.....	6
Şekil 2.2	Zaman gecikmesinin bilindiği durumlarda özayarlamalı denetim mekanizması.....	7
Şekil 2.3	Birim geribeslemeli denetim sistemi	7
Şekil 2.4	OTT baskın kutup yerleştirme yönteminde kutuplar	12
Şekil 2.5	OTT denetleyicilerin gerçekleşmesi	15
Şekil 2.6	Durgun durum eniyi gözleyici ile doğrusal karesel denetim	21
Şekil 2.7	Durum öngörücüye dayalı durum geribeslemeli denetim	23
Şekil 2.8	Öykünücüye dayalı denetimin kavramsal gösterimi.....	27
Şekil 2.9	Öykünücüye dayalı denetimin gerçekleşmesi	29
Şekil 3.1	$P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)	37
Şekil 3.2	$P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)	38
Şekil 3.3	$P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 10sn$)	39
Şekil 3.4	$P_2(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)	41
Şekil 3.5	$P_2(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)	42
Şekil 3.6	$P_3(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)	44
Şekil 3.7	$P_3(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)	45
Şekil 3.8	OTT baskın kutup yerleştirme ile $P_4(s)$ için kök-yer eğrisi ($T = 1sn$) ..	47
Şekil 3.9	$P_4(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)	48
Şekil 3.10	$P_4(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$, Pade = 6.Derece)	49
Şekil 3.11	$P_5(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)	51
Şekil 3.12	$P_5(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$, Pade = 6.Derece)	52

Şekil 3.13	Özayarlamaalı OTT denetleyici ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$).....	58
Şekil 3.14	Özayarlamaalı DKD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	59
Şekil 3.15	Özayarlamaalı DÖDDGD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)	60
Şekil 3.16	Özayarlamaalı ÖDD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	61
Şekil 3.17	Özayarlamaalı OTT denetleyici ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$).....	63
Şekil 3.18	Özayarlamaalı DKD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	64
Şekil 3.19	Özayarlamaalı DÖDDGD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)	65
Şekil 3.20	Özayarlamaalı ÖDD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	66
Şekil 3.21	Özayarlamaalı OTT denetleyici ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$).....	68
Şekil 3.22	Özayarlamaalı DKD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	69
Şekil 3.23	Özayarlamaalı DÖDDGD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)	70
Şekil 3.24	Özayarlamaalı ÖDD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	71
Şekil 3.25	Özayarlamaalı DKD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	73
Şekil 3.26	Özayarlamaalı DÖDDGD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)	74
Şekil 3.27	Özayarlamaalı ÖDD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	75
Şekil 3.28	Özayarlamaalı DKD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$, Pade = 4.Derece)	76
Şekil 3.29	Özayarlamaalı DKD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	77
Şekil 3.30	Özayarlamaalı DÖDDGD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)	78
Şekil 3.31	Özayarlamaalı ÖDD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$) .	79
Şekil 4.1	ELWE LTR 701:Hava kütleli ve sıcaklık denetim sistemi	82
Şekil 4.2	İlk parametre kestirimi için gerçek sistem giriş ve çıkışı.....	84

Şekil 4.3	Bir kutup ve bir sıfırlı bir sistem olarak kestirilen parametreler	87
Şekil 4.4	İki kutup ve bir sıfırlı bir sistem olarak kestirilen parametreler.....	87
Şekil 4.5	Gerçek sistem üzerinde OT denetleyici ile uyarlamasız denetim	89
Şekil 4.6	Gerçek sistem üzerinde OTT denetleyici ile uyarlamasız denetim	89
Şekil 4.7	Gerçek sistem üzerinde tümlevsiz DKD ile uyarlamasız denetim	91
Şekil 4.8	Gerçek sistem üzerinde tümlevli DKD ile uyarlamasız denetim.....	91
Şekil 4.9	Gerçek sistem üzerinde ÖDD ile uyarlamasız denetim	93
Şekil 4.10	Gerçek sistem üzerinde OT denetleyici ile özayarlamalı denetim	95
Şekil 4.11	Gerçek sistem üzerinde OTT denetleyici ile özayarlamalı denetim	96
Şekil 4.12	Gerçek sistem üzerinde DKD ile özayarlamalı denetim	99
Şekil 4.13	Gerçek sistem üzerinde ÖDD ile özayarlamalı denetim	101

KISALTMALAR

OT	:	Oransal Tümlövsöl
OTT	:	Oransal Tümlövsöl Türevsöl
DKD	:	Doğrusal Karesel Denetim
DÖDDGD	:	Durum Öngörücüye Dayalı Durum Geribeslemeli Denetim
ÖDD	:	Öykünücüye Dayalı Denetim
EKK	:	En Küçük Kareler
SZEKK	:	Sürekli Zaman En Küçük Kareler

1. GİRİŞ

Zaman gecikmesi, bir sinyalin zaman ekseninde boyutunu ve biçimini kaybetmeden gecikmesi anlamına gelmektedir. Gecikme, pek çok kimyasal süreçte, biyolojik sistemlerde, fiziksel materyal aktarımı içeren pnömatik ve hidrolik sistemlerde ve denetleyici ile denetlenen sistem arasında iletişim ağlarının bulunduğu sistemlerde var olup, farklı sistemler için sistem durumlarında veya denetim/ölçüm kanallarında gözlenebilmektedir.

Zaman gecikmesi içeren dinamik sistemler *işlevsel diferansiyel denklemler (functional differential equations)* sınıfının altında incelenmekte olup, bu sistemlerin sonsuz dereceden oldukları varsayılmaktadır. Bu durum gecikme içeren sistemlerin denetimini zorlaştırmaktadır. Literatürde bu sistemlerin denetimi ile ilgili farklı yöntemler mevcuttur ve bunlardan örnekler aşağıda paylaşılmıştır.

Kararlı kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemlerin OT/OTT denetleyicilerle denetlenebildiği bilinmektedir. Bu sistemler için Ziegler-Nichols zaman veya frekans tepkisi yöntemi kullanılarak sistemin açık veya kapalı döngü tepkilerinin incelenmesi sonucu denetleyici parametreleri seçilmekte ve kararlı denetim sağlanılabilmektedir [1]. Ancak bu yöntem ile edilen sonuçlarda, sistem tepkisinin yavaş olduğu ve artan zaman gecikmeleri ile birlikte daha da yavaşladığı bilinmektedir. Zaman gecikmeli sistemlerin denetimi için iyi bilinen diğer bir yöntem Smith öngörücüsü olarak bilinen yöntemdir [2]. Bu yöntemde, bilinen zaman gecikmesi ve kararlı sistemin modeli kullanılarak sistem çıkışı öngörülmekte ve denetleyicinin, gerçek sistem çıkışı ile öngörülen sistem çıkışı arasındaki farkı kullanarak denetim sinyalini oluşturması sağlanmaktadır. Smith öngörücünün kararlı kutuplara sahip sistemler için iyi çalıştığı ve Ziegler-Nichols yöntemleri ile tasarlanan OT/OTT denetleyicilerden daha iyi başarımlar sundukları bilinmektedir. Aynı zamanda bu yöntemin kararsız kutuplara sahip sistemler için çalışmadığı da bilinmektedir. Literatürde Smith öngörücünün bazı değişikliklerle iyileştirilmiş farklı versiyonları bulunmaktadır. Kaynak [3] ve [4]' te tümlev işlevi içeren zaman gecikmeli sistemler için, öngörücü ve OTT denetleyici kullanılarak çalışmalar yapılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

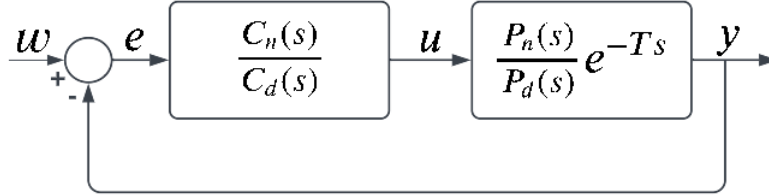
Kaynak [5]'te önceki yöntemlerde artan gecikmeler ile sistem başarımının çok kötüleştiği gösterilmiş ve daha iyi başarımlar sunan Astrom öngörücüsü sunulmuştur. Kaynak [6]'da Smith öngörücüsü kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemlerle çalışacak şekilde genelleştirilmiş ve bu yöntem kullanılarak yapılan denetim çalışmalarının sonuçları sunulmuştur. Kaynak [7]'de zaman gecikmeli sistemler için karesel olarak bir maliyet işlevi oluşturulmuş ve bunun enküçüklenmesi ile sonsuz ufukta eniyi denetim incelenmiştir. Kaynak [8]'de Krein uzayı tanımlanarak, kesikli zamanda, yapılan ölçümler ve uygulanan denetim sinyalleri organize edilerek ölçüm kanalında gecikme bulunan sistemler için eniyi durum kestirimi problemi incelenmiş ve bu durumun çifteşi olarak denetim sinyalinde gecikme olan sistemler için eniyi denetim sunulmuştur. Kaynak [9]'da en dik iniş ve Newton yöntemleri ile sistem parametrelerinden hariç olarak zaman gecikmesinin kestirimi ve kestirilen bu sistem ile tekrarlayan ufukta eniyi denetim incelenmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında denetim kanalında zaman gecikmesi bulunan sistemler için dört farklı denetim yöntemi sunulmuştur. Sunulan bu yöntemler ile uyarlamalı ve uyarlamasız olarak benzetim çalışmaları yapılarak yöntemlerden elde edilen başarımlar sonuçları karşılaştırılmış ve sonrasında da gerçek bir uygulama üzerinde denetim sağlanarak yöntemlerin uygulanabilirliği tartışılmıştır.

Tez yapısı şu şekildedir: Öncelikle bu bölümün devamında zaman gecikmesinin aktarım işlevleri ile yaklaşıklaştırılması gösterilmiştir. İkinci bölümde çalışma kapsamında kullanılan denetim yöntemleri ve uyarlamalı denetim mekanizması dahilinde kullanılan parametre kestirim yöntemi sunulmuştur. Üçüncü bölümde birbirlerinden farklı dinamiklere sahip olacak şekilde seçilmiş beş farklı sistem modeli, denetim kanalında farklı miktarlarda zaman gecikmesine maruz bırakılarak, uyarlamalı ve uyarlamasız benzetim çalışmaları yapılmış ve yöntemlerin başarımlar sonuçları karşılaştırılmıştır. Dördüncü bölümde işlenen denetim yasaları yine uyarlamalı ve uyarlamasız olarak gerçek bir sistem üzerine uygulanmış ve yöntemlerin başarımlar sonuçları karşılaştırılmıştır. Beşinci bölümde tez çalışmasından elde edilen sonuçlar paylaşılmıştır.

1.1. Zaman Gecikmesinin Aktarım İşlevleri ile Yaklaşıklaştırılması

T miktarında zaman gecikmesi, frekans alanında e^{-sT} olarak ifade edilmektedir ve denetim kanalında zaman gecikmesine sahip bir sistem Şekil 1.1’de verildiği gibi gösterilmektedir.



Şekil 1.1 Zaman gecikmeli bir sistemin birim geribeslemeli denetimi

Bu sistemin kapalı döngü aktarım işlevi denklem 1.1’de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{C_n(s)P_n(s)e^{-sT}}{C_n(s)P_n(s)e^{-sT} + C_d(s)P_d(s)} \quad (1.1)$$

Burada $C_n(s)$ ve $C_d(s)$ sırasıyla denetleyicinin aktarım işlevinin pay ve paydasındaki çok terimlileri ifade ederken $P_n(s)$ ve $P_d(s)$ denetlenen sistemin aktarım işlevinin pay ve paydasındaki çokterimlileri ifade etmektedir. Takip edilen referans sinyali w ile, referans ile sistem çıkışı arasındaki hata e ile, denetim sinyali u ile ve sistem çıkışı ise y ile ifade edilmiştir.

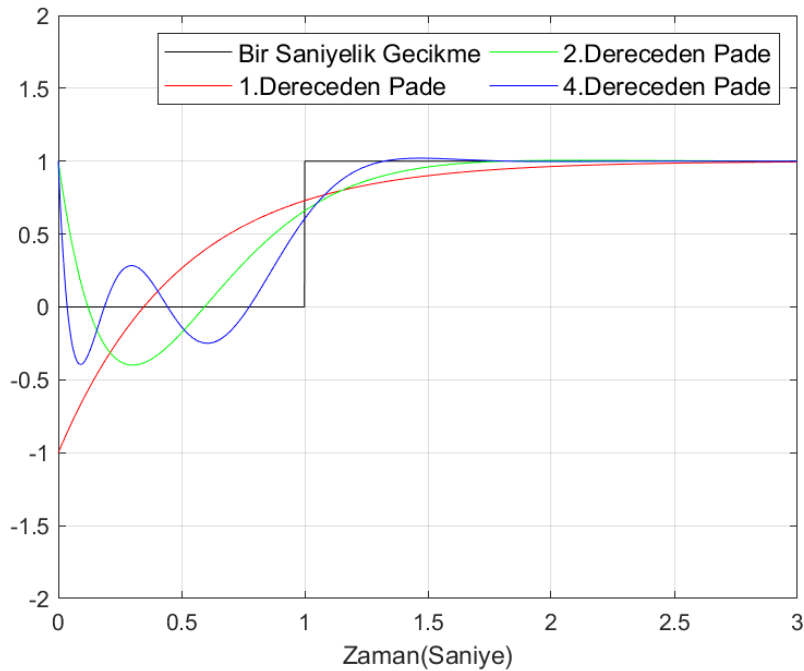
Denklem 1.1’de verilen zaman gecikmeli sistemin kapalı döngü aktarım işlevi incelendiğinde, aktarım işlevine eklenen e^{-sT} ifadesinin bir çokterimli olmadığı görülmektedir. Dolayısıyla oransal tümevsel türevsel denetleyiciler gibi, denetlenecek sistem modelinin çokterimlilerden oluşan aktarım işlevleri ile ifade edilmesini gerektiren denetim sistemi tasarım yöntemlerinin, zaman gecikmeli sistemlerle doğrudan kullanımı mümkün değildir ve tasarım yapabilmek için öncelikle zaman gecikmesinin çokterimlilerden oluşan bir aktarım işlevi ile yaklaşıklaştırılması gerekmektedir.

Bu amaçla [10]'da zaman gecikmesi Taylor serisi açılımı ve Pade yöntemleri ile yaklaşılaştırılmış ve Taylor serisi açılımının zaman gecikmesinin yaklaşılaştırılması için uygun bir yöntem olmadığı sonucuna varılmıştır.

Pade yaklaşılaştırması, zaman gecikmeli sistemler için daha iyi bilinen bir yaklaşılaştırma yöntemidir. Zaman gecikmesinin frekans alanındaki gösterimi için yaklaşılaştırma denklem 1.2'de ve bir saniyelik zaman gecikmesinin farklı derecelerden Pade yaklaşıştırmaları Şekil 1.2'de verilmiştir.

$$e^{-sT} \approx R_{(m,n)}(T) = \frac{\sum_{i=0}^m \left[(-sT)^i \frac{(m+n+i)!m!}{(m+n)!(m-i)!i!} \right]}{\sum_{j=0}^n \left[(+sT)^j \frac{(m+n-j)!n!}{(m+n)!(n-j)!j!} \right]} = \frac{T^-(s)}{T^+(s)} \quad (1.2)$$

Pade yaklaşılaştırmasında pay ve paydadaki çokterimlilerin derecelerinin ayrı olarak seçilebilmesi mümkündür ancak bu tez çalışması kapsamında Pade yaklaşılaştırması, pay ve paydası eş dereceli olacak şekilde kullanılmıştır ve *n. dereceden Pade Yaklaşılaştırılması* vb. ibarelerde kastedilen $R(n, n)$ aktarım işlevidir.



Şekil 1.2 Bir saniyelik zaman gecikmesinin farklı derecelerden Pade yaklaşıştırmaları

2. ÇALIŞMADA KULLANILAN DENETİM YÖNTEMLERİ

Bu bölümde, tez çalışması kapsamında zaman gecikmeli sistemlerin denetimi için kullanılan dört farklı denetim yöntemi sunulmuştur. Bu yöntemler şunlardır:

1. Oransal Tümlövsel Türevsel (OTT) Denetim
2. Doğrusal Karesel Denetim (DKD)
3. Durum Öngörücüye Dayalı Durum Geribeslemeli Denetim (DÖDDGD)
4. Öykünücüye Dayalı Denetim (ÖDD)

OTT denetim ve ÖDD yönteminde tasarım için sistemin aktarım işlevi kullanılmaktadır. Sistemdeki zaman gecikmesi Pade yöntemi kullanılarak, yaklaşık olarak rasyonel bir aktarım işlevi ile ifade edilerek sistemin aktarım işlevine katılmaktadır. Bu şekilde zaman gecikmeli sistem, zaman gecikmesi olmayan daha yüksek mertebeden bir sistemle (yaklaşık olarak) modellenenbilmektedir.

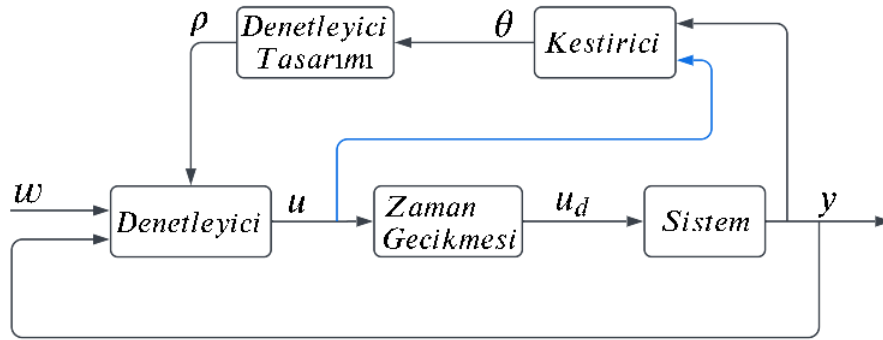
DKD yönteminde ise sistemin durum uzayı modeli kullanılmaktadır. Bu çalışmada zaman gecikmeli sistem, yukarıda açıklandığı gibi zaman gecikmesi olmayan rasyonel bir aktarım işlevi ile yaklaşık olarak ifade edildikten sonra bu aktarım işlevinden durum uzayı modeline geçilmekte ve tasarım bu durum uzayı modeli kullanılarak yapılmaktadır.

Durum öngörücüye dayalı durum geribeslemeli denetim yönteminde ise zaman gecikmesi doğrudan kullanılmakta ve herhangi bir yaklaşıklaştırma yapılmamaktadır.

Bir denetim sisteminde sistemin sürekli olarak gözlemlenerek denetleyici parametrelerinin güncellendiği denetim mekanizması uyarlamalı denetim olarak bilinmektedir. Sistem modelinin iyi bilinmediği (zaman gecikmesi dahil) veya zamanla değişebileceği durumlarda uyarlamalı denetim mekanizmaları bu değişimlere uyum sağlayarak istenilen denetim başarımının sağlanmasına yardımcı olmaktadır.

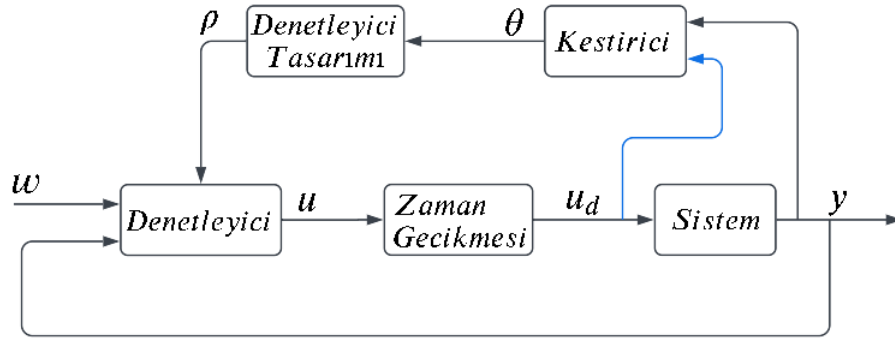
Özayarlamalı Denetim (Self-Tuning Control) etkili bir uyarlamalı denetim yöntemidir. Bu yöntemde önce sistem parametreleri kestirilmekte, sonra bu parametreler kullanılarak denetleyici tasarımı yapılmaktadır.

Şekil 2.1’de sistemdeki zaman gecikmesinin bilinmediği durumlar için özayarlamalı denetim mekanizması verilmiştir. Burada sistem parametreleri zaman gecikmesi de sisteme dahil edilerek kestirilmektedir. Bu şekilde zaman gecikmesinin etkisi sistem modeline dahil edilmektedir. Şekilde u_d zaman gecikmeli denetim sinyalini, θ kestirilen sistem parametrelerini, ρ ise tasarlanan denetleyicinin parametrelerini ifade etmektedir. Bu tez çalışması kapsamında sunulan denetim yöntemlerinden OTT, DKD ve ÖDD için özayarlamalı denetim yapısı bu şekilde kullanılmıştır.



Şekil 2.1 Zaman gecikmesinin bilinmediği durumlarda özayarlamalı denetim mekanizması

Şekil 2.2’de ise sistemdeki zaman gecikmesinin bilindiği durumlar için özayarlamalı denetim mekanizması verilmiştir. Burada zaman gecikmesi bilindiği için zaman gecikmesi sistem modelinin dışında tutulmuş, yalnızca modelin zaman gecikmesi olmayan kısmı kestirilmiştir. DÖDDGD yönteminde zaman gecikmesinin bilindiği varsayılmaktadır ve bundan ötürü özayarlamalı denetim yapısı bu şekilde kullanılmıştır.

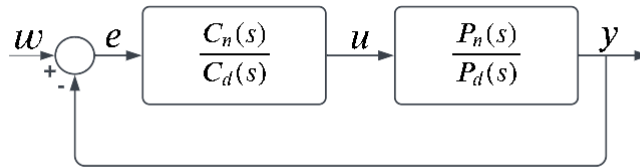


Şekil 2.2 Zaman gecikmesinin bulunduğu durumlarda özayarlama denetim mekanizması

Bu tez çalışmasında özayarlama denetim mekanizmasında kestirici olarak *Sürekli Zaman En Küçük Kareler (Continuous Time Least Squares)* yöntemi kullanılmıştır ve bu yöntem de denetim yöntemlerini takiben bu bölümde verilmiştir.

2.1. OTT Denetim

Oransal Tümlensel (OT) ve Oransal Tümlensel Türevsel (OTT) denetleyiciler, hem bir mikrodenetleyici üzerinde gerçeklenmelerinin son derece kolay olması hem de endüstride karşılaşılan denetim problemlerinin bu denetleyiciler ile yeterli bir başarımla ile denetlenilebilir olmasından dolayı, genellikle iyi bilinen ve sıklıkla kullanılan denetleyicilerdir.



Şekil 2.3 Birim geribeslemeli denetim sistemi

OTT denetleyiciler için tasarım Şekil 2.3'te verilen birim geri beslemeli denetim sistemi üzerinden yapılmaktadır. Burada $C_n(s)$ ve $C_d(s)$ sırası ile denetleyicinin aktarım işlevinin

pay ve paydasındaki çokterimlileri ifade ederken $P_n(s)$ ve $P_d(s)$ denetlenen sistemin aktarım işlevinin pay ve paydasındaki çokterimlileri ifade etmektedir. Sistemin kapalı döngü aktarım işlevi denklem 2.1’de verilmiştir. Buradan görülebileceği üzere denetleyicinin çokterimlileri kapalı döngü aktarım işlevinin kutuplarını ve sıfırlarını etkilemektedir.

$$H(s) = \frac{C_n(s)P_n(s)}{C_n(s)P_n(s) + C_d(s)P_d(s)} \quad (2.1)$$

OTT denetleyicilerde, sürekli zamanda denetim sinyali $u(t)$, referans sinyali $w(t)$ ve sistem çıkışı $y(t)$ ’nin farkı olarak tanımlanan hata sinyali $e(t)$ ’nin işlenmesi ile oluşturulur. Denetim sinyali zaman ve Laplace alanlarında denklem 2.3 ve denklem 2.4’te verilmiştir.

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (2.2)$$

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad (2.3)$$

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (2.4)$$

Burada, K_p , K_i ve K_d denetleyicinin tasarım parametreleridir ve denetim sinyalinin üretimi esnasında hata sinyaline, hata sinyalinin tümlevine ve hata sinyalinin türevine verilen ağırlıkları ifade etmektedirler.

Denklem 2.4’te verilen denetleyici ifadesinden yola çıkarak OT denetleyici ile denetlen bir sistem için denklem 2.5’te ve OTT denetleyici ile denetlenen bir sistem için denklem 2.6’da kapalı döngü aktarım işlevleri verilmiştir.

$$H_{ot}(s) = \frac{(K_p s + K_i)P_n(s)}{(K_p s + K_i)P_n(s) + sP_d(s)} \quad (2.5)$$

$$H_{ott}(s) = \frac{(K_d s^2 + K_p s + K_i)P_n(s)}{(K_d s^2 + K_p s + K_i)P_n(s) + sP_d(s)} \quad (2.6)$$

Bu bölümün devam eden alt bölümlerinde OT/OTT denetleyiciler için denetleyicinin parametre kümesinin elde edilmesi ile sonlanacak şekilde yüksek dereceden sistemler ve düşük (veya derecesi indirgenmiş) dereceden sistemlerde uygulanmak üzere baskın kutup

yerleştirme ve mutlak kutup yerleştirme tasarım yöntemleri sunulmuştur.

Kutup yerleştirme yöntemleri ile gerçekleştirilen OT/OTT denetleyici tasarımında amaç denklem 2.1’de verilen geri beslemeli denetim sisteminin kapalı döngü aktarım işlevinin kutuplarının istenilen başarımı sağlayacak şekilde yerleştirilmesidir.

2.1.1. Mutlak Kutup Yerleştirme

OT/OTT denetleyiciler ile mutlak kutup yerleştirme işleminin yapılabilmesi için denetlecek sistemin derecesi üzerinde aşağıda verilen sınırlamalar mevcuttur. Dolayısı ile bu tasarım yöntemi yalnızca düşük dereceli veya derecesi sınırlara uyacak şekilde indirgenmiş sistemlerde kullanılabilir.

$$\begin{aligned} & \{deg(P_n(s)) \leq 1, deg(P_d(s)) = 1\}, OT \text{ Denetleyici} \\ & \{deg(P_n(s)) \leq 1, deg(P_d(s)) \leq 2\}, OTT \text{ Denetleyici} \end{aligned} \quad (2.7)$$

Bölümün devamında bu derece kısıtları göz önünde bulundurularak bir kutuplu ve bir sıfırlı bir sistem için OT denetleyici yapısı kullanılarak ve iki kutuplu ve bir sıfırlı bir sistem için OTT denetleyici yapısı kullanılarak kapalı döngü aktarım işlevinin kutuplarının yerleştirilmesi işlemi sunulmuştur.

Bir kutup ve bir sıfırı bulunan sistemin aktarım işlevi çokterimli katsayıları cinsinden denklem 2.8’de verilmiştir.

$$P(s) = \frac{P_n(s)}{P_d(s)} = \frac{b_0s + b_1}{a_0s + 1} \quad (2.8)$$

Bu sistem bir OT denetleyici ile denetlendiğinde, kapalı döngü aktarım işlevinin paydası denklem 2.9’da verildiği şekilde oluşmaktadır.

$$H_{otd}(s) = s^2 [K_p b_0 + a_0] + s [K_i b_0 + K_p b_1 + 1] + K_i b_1 \quad (2.9)$$

İstenilen başarıımı ifade eden tasarım çokterimlisi, kapalı döngü sistemin paydası ile eşit derecede olacak şekilde denklem 2.10'da verildiği şekilde seçilir.

$$H_{des_d}(s) = s^2 + c_1s + c_2 \quad (2.10)$$

Kapalı döngü sistemin paydası ile tasarım çokterimlisi birbirine eşitlenerek, denetleyici parametreleri K_p ve K_i için çözüldüğünde OT denetleyicinin parametreleri

$$K_p = \frac{a_0c_1b_1 - a_0b_0c_2 - b_1}{b_1^2 + b_0^2c_2 - b_0b_1c_1}$$

$$K_i = \frac{c_2(K_p b_0 + a_0)}{b_1} \quad (2.11)$$

olarak elde edilir.

İki kutbu ve bir sıfırı olan bir sistemin aktarım işlevi çokterimli katsayıları cinsinden denklem 2.12'de verilmiştir.

$$P(s) = \frac{P_n(s)}{P_d(s)} = \frac{b_0s + b_1}{a_0s^2 + a_1s + 1} \quad (2.12)$$

Bu sistem bir OTT denetleyici ile denetlendiğinde kapalı döngü aktarım işlevinin paydası 2.13'te verildiği şekilde oluşmaktadır.

$$H_{ott_d}(s) = s^3 [K_d b_0 + a_0] + s^2 [K_p b_0 + K_d b_1 + a_1] + s [K_i b_0 + K_p b_1 + 1] + K_i b_1 \quad (2.13)$$

OT denetleyicideki ile benzer şekilde, istenilen başarıımı ifade eden tasarım çokterimlisi, kapalı döngü sistemin paydası ile eşit derecede olacak şekilde denklem 2.14'te verilmiştir.

$$H_{des_d}(s) = s^3 + c_1s^2 + c_2s + c_3 \quad (2.14)$$

Kapalı döngü sistemin paydası ile tasarım çokterimlisi birbirine eşitlenerek, denetleyici parametreleri K_p , K_i ve K_d için çözüldüğünde OTT denetleyicinin parametreleri

$$\begin{aligned}
K_p &= \frac{b_0^2 a_1 c_3 + b_1^2 (a_0 c_2 - 1) + b_0 b_1 (c_1 - a_0 c_3 - a_1 c_2)}{-c_3 b_0^3 - b_1^3 + b_0^2 b_1 c_2 - b_0 b_1^2 c_1} \\
K_d &= \frac{b_1 (K_p b_1 + 1) - a_0 (b_1 c_2 - c_3 b_0)}{b_0 b_1 c_2 - c_3 b_0^2} \\
K_i &= \frac{c_3 (K_d b_0 + a_0)}{b_1}
\end{aligned} \tag{2.15}$$

olarak elde edilir.

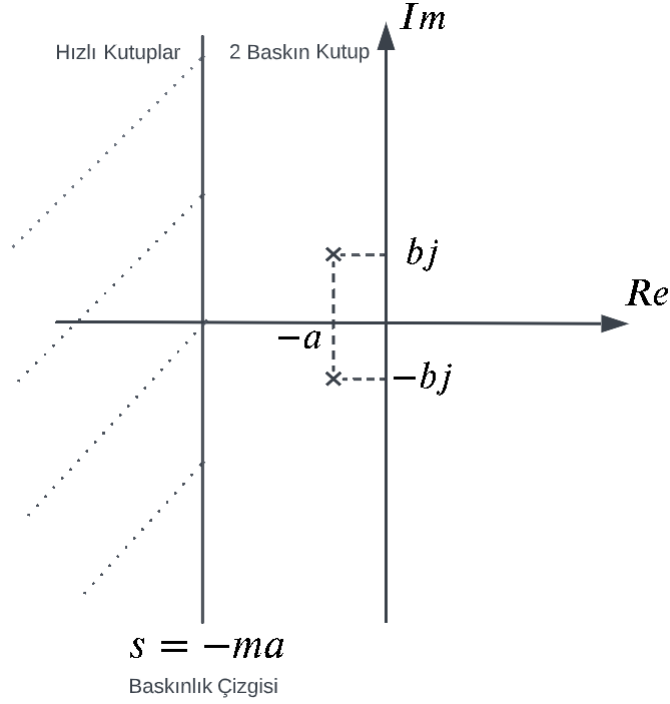
2.1.2. Baskın Kutup Yerleştirme

Bu çalışma kapsamında OTT denetleyicilerin parametrelerinin seçiminde kullanılan diğer bir yöntem de Wang ve arkadaşlarının [11] önerdiği baskın kutup yerleştirme yöntemidir. Bu yöntem aşağıda özetlenmiştir.

Kapalı döngü sistemin aktarım işlevinin iki kutbu tasarımcı tarafından belirlenir. Bu kutuplar

$$s_{1,2} = -a \pm bj, \quad a > 0 \tag{2.16}$$

olarak verilmiştir. Diğer kapalı döngü kutupları bu kutuplardan eksi yönde uzağa yerleştirilir. Bu şekilde kapalı döngü sistemin tepkisinin büyük ölçüde tasarımcı tarafından seçilen iki baskın kutup tarafından belirlenmesi amaçlanmaktadır. Yerleştirilen bu iki kutup ($s_{1,2}$) baskın kutuplar olarak adlandırılmaktadır. Bu yöntem ile yerleştirilen kapalı döngü kutupları Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4 OTT baskın kutup yerleştirme yönteminde kutuplar

Burada m bir tasarım parametresidir ve $s = -ma$ çizgisi baskınlık çizgisi olarak adlandırılmaktadır. Seçilen baskın kutupların sistem tepkisindeki etkisinin geri kalan kutupların etkilerine görece baskın olabilmesi için m üçten büyük olarak seçilmelidir.

Denetlenecek olan bir sistem ($P(s)$), OTT denetleyici ($C(s)$) ile birim geribeslemeli denetim yapısında denetlendiğinde sistemin kapalı döngü öz denklemi

$$1 + C(s)P(s) = 0 \quad (2.17)$$

olarak ifade edilmektedir. Yerleştirilmek istenen $s_{1,2}$ baskın kutupları bu denklemde yerine yazılıp, denklem düzenlendiğinde aşağıda verilen eşitlik elde edilir.

$$K_p + \frac{K_i}{-a + bj} + K_d(-a + bj) = -\frac{1}{P(-a + bj)} \quad (2.18)$$

Bu eşitlik K_i ve K_d için çözüldüğünde K_p değişkinine bağlı olarak olarak

$$\begin{aligned} K_i &= \frac{a^2 + b^2}{2a} K_p - (a^2 + b^2) \chi_1 \\ K_d &= \frac{1}{2a} K_p + \chi_2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

elde edilir. Burada χ_1 ve χ_2 aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} \chi_1 &= \frac{1}{2b} \text{Im} \left[\frac{-1}{P(-a + bj)} \right] + \frac{1}{2a} \text{Re} \left[\frac{-1}{P(-a + bj)} \right] \\ \chi_2 &= \frac{1}{2b} \text{Im} \left[\frac{-1}{P(-a + bj)} \right] - \frac{1}{2a} \text{Re} \left[\frac{-1}{P(-a + bj)} \right] \end{aligned} \quad (2.20)$$

K_i ve K_d gösterilen şekilde seçildiğinde $s_{1,2}$ kutuplarının mutlak olarak yerleştirilmesini sağlamaktadır. K_p 'ye bağlı olarak ifade edilmiş bu değişkenler denklem 2.17'de verilen eşitlikte yerlerine yazılıp, denklem düzenlendiğinde sistemin kapalı döngü öz denklemini aşağıda verildiği şekilde ifade edilebilmektedir.

$$1 + K_p \hat{P}(s) = 0 \quad (2.21)$$

Burada

$$\hat{P}(s) = \frac{P_n(s) [s^2 + 2as + a^2 + b^2]}{2aP_d(s)s + 2a\chi_2 P_n(s)s^2 - 2a(a^2 + b^2)\chi_1 P_n(s)} \quad (2.22)$$

şeklindedir.

Bu durumda sistemin kapalı döngü özdenklemindeki K_p değişkeni için kök-yer eğrisi çizilerek K_p 'nin değişimine göre sistemin $s_{1,2}$ dışında kalan kutuplarının hareketleri gözlemlenir ve geri kalan kutupların $s = -ma$ çizgisinin sol tarafında kaldığı K_p değerleri, geçerli K_p değerleri olarak seçilir. K_i ve K_d değişkenleri K_p değişkinine bağlı olarak ifade edilmiş olduğundan bu değişkenlerin değerleri K_p 'nin seçilmesinin ardından denklem 2.19 kullanılarak bulunur.

Bu yöntem ile yapılan kutup yerleştirme işleminde kök-yer eğrisi çizimi ve devamında görsel bir inceleme gerekmektedir ve sistemin karmaşıklığına göre seçilen baskın kutuplar ve seçilen m değeri için her zaman geçerli bir sonuç bulunamamaktadır. Dolayısı ile bu yöntem özayarlama olarak kullanmak için uygun değildir.

2.1.3. OTT Denetleyicilerin Gerçeklenmesi

Pratik uygulamalarda, gürültü ve benzeri sinyallerin etkilerini arttırdığı için, sinyallerin doğrudan türevlerinin alınması istenmez. Bu nedenle OTT denetleyicide türev alma işlemi yerine süzölmüş türev alma işlemi kullanılır. Genellikle birinci dereceden bir süzgeç yeterli olmaktadır. Sonuç olarak türev alma işlemi

$$U_d(s) = K_d s \frac{N}{s + N} E(s) \quad (2.23)$$

biçiminde gerçekleşir. Burada N terimi alçak geçiren süzgecin bant genişliğini ayarlamak için kullanılmaktadır. Süzgecin kesilme frekansı denetim sisteminin bant genişliğinden büyük olduğu sürece süzgecin sistem tepkisine önemli bir etkisi olması beklenmemektedir. İfadenin pay ve paydası s 'e bölüldüğünde

$$U_d(s) = K_d \frac{N}{1 + \frac{N}{s}} E(s) \quad (2.24)$$

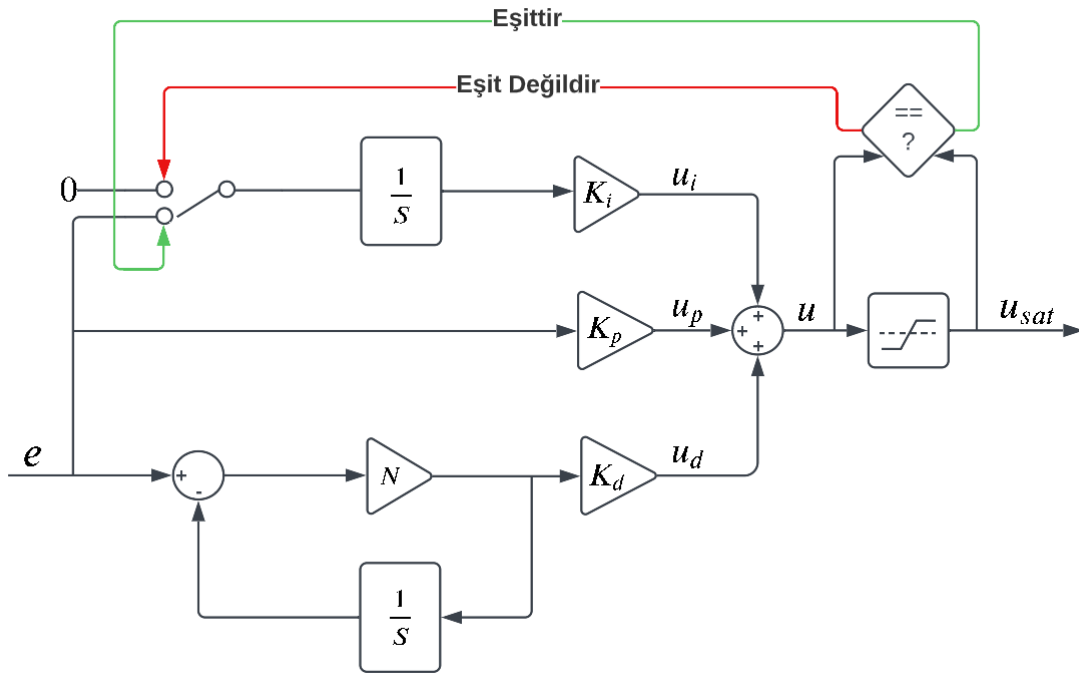
olarak, türev alma işleminin etkisi, denetleyicinin türev yolunda ikinci bir geri besleme döngüsünde tanımlanan bir tümlev işlevi ile ifade edilebilmektedir, dolayısı ile fiziksel olarak türev alma işlemi ortadan kaldırılmış olur.

Eyleyicilerin doyum durumları doğrusal olmayan işlevler ile ifade edildiğinden OT/OTT denetleyiciler ile yapılan tasarımlarda çoğu zaman model tasarımına dahil edilmezler. Tümlev sarmalanması (integral windup) olarak bilinen olay, denetim sinyali tarafından uyarılan eyleyicilerin, doyuma uğramasından sonra hata sinyalini toplamaya devam eden tümlev çıkışının büyümeye devam etmesidir. Bu durum denetleyicinin doyuma uğramış denetim sinyalini büyötmeye çalışmasına sebep olmakta olup, sistem tepkisinde istenmeyen

salınımlara sebep olabilmektedir. Bu durum, denetim sinyali eyleyiciyi doyum seviyesine getirdiğinde tümlev işlevinin durdurulması ile engellenebilmektedir.

Bu tez çalışması kapsamında tümlev sarmalanma önleyici yapısı ve türev yolu süzgeci ile birlikte OT/OTT denetleyiciler Şekil 2.5'te gösterildiği şekilde gerçekleştirilmiştir. Şekilde anahtar doğrusal olmayan bir seçim işlevini ifade etmektedir ve $u = u_{sat}$ durumunda hata sinyalini seçip tümlev işlevinin normal şekilde çalışmasını sağlarken (şekilde gösterilen durum), $u \neq u_{sat}$ durumunda tümlev işlevinin girişini sıfıra çekerek tümlev işlevini duraksatmakta ve büyümesini engellemektedir.

Burada Tümlev işlevi trapezoidal nümerik tümlev alma yöntemi kaynak [12] kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.5 OTT denetleyicilerin gerçekleştirilmesi

2.2. Doğrusal Karesel Denetim

Denetlenebilir ve gözlenebilir bir sistem durum uzayında

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx\end{aligned}\tag{2.25}$$

denklemleri ile verilsin. Bu sistem için denetim sinyali olarak denklem 2.26'da verilen durum geribeslemesi

$$u = -Kx\tag{2.26}$$

kullanıldığında kapalı döngü sistem

$$\dot{x} = (A - BK)x\tag{2.27}$$

biçimini alır. Denklem 2.27'den görüldüğü üzere K matrisi uygun seçilerek kapalı döngü sistemin özdeğerleri istenilen yerlere atanabilir.

Doğrusal Karesel Denetleyici yönteminde K matrisi denklem 2.28'de verilen maliyet işlevinin değeri en küçük olacak biçimde seçilir.

$$J = \int_0^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt\tag{2.28}$$

Burada Q , bakışumlu yarıkesin artı (positive semidefinite) ve R , bakışumlu kesin artı (positive definite) matrislerdir. Denklem 2.28'de verilen maliyet işlevini en küçük yapan giriş sinyali

$$u = -Kx\tag{2.29}$$

ile verilir. Burada

$$K = R^{-1} B^T S\tag{2.30}$$

şeklindedir ve S matrisi aşağıda verilen cebirsel Riccati denkleminin çözümü ile bulunur [13, 14].

$$SA + A^T S - SBR^{-1}B^T S + Q = 0 \quad (2.31)$$

2.2.1. Durum Gözleyici

Sistemlerde sistem durumlarının tamamının doğrudan ölçülmesi her zaman mümkün değildir ve mümkün olan durumlarda da çoğu zaman tasarıma fazladan algılayıcı, süzgeç vb. ek maliyetler getireceğinden tercih edilmez. Bu durumda, durum geribeslemesli denetim yöntemlerinin uygulanabilir olması için sistem durumlarının kestirilmesi gerekmektedir. Durum gözleyiciler, gözlenebilir sistemler için sistemin giriş ve çıkışlarını kullanarak sistemin durumları ile ilgili kestirimde bulunurlar. Denklem 2.32'de gözleyici denklemleri verilmiştir.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A\hat{x} + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} &= C\hat{x} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Görüldüğü üzere gözleyici sistem modelini kullanmakta ve gözleyici hatasıyla orantılı bir düzeltme terimi içermektedir. Düzeltme terimindeki L matrisi gözleyici kazancı olarak adlandırılır.

Gerçek durumlar ile gözlenen durumlar arasındaki hata

$$x_e = x - \hat{x} \quad (2.33)$$

olarak tanımlandığında, hata dinamikleri

$$\dot{x}_e = (A - LC)x_e \quad (2.34)$$

denklemleri ile verilir. Denklem 2.34'ten görüldüğü üzere $(A - LC)$ matrisinin özdeğerleri, L matrisi uygun seçilerek istenilen yerlere atanabilir. Bu şekilde hatanın istenilen şekilde sıfıra gitmesi sağlanabilir [15].

Eniyi (Optimal) durum kestirimi problemi denklem 2.35'te verildiği şekilde durum-uzay gösteriminde normal dağılıma sahip beyaz gürültü sinyalleri içeren sistemler için tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu + w \\ y &= Cx + v\end{aligned}\tag{2.35}$$

Burada gürültü sinyallerinin eşdeğişinti (covariance) matrisleri denklem 2.36'da verilmiştir.

$$\begin{aligned}E[w(t)w(\tau)^T] &= W\delta(t - \tau) \\ E[v(t)v(\tau)^T] &= V\delta(t - \tau)\end{aligned}\tag{2.36}$$

Denklem 2.36'da $\delta(t)$ dürtü işlevi olup, W ve V ise kesin artı matrislerdir.

Bir durum gözleyici için sonsuz ufuk eniyi durum kestirimi problemi, denklem 2.37 ile verilen ifadenin

$$E[x_e^T x_e]\tag{2.37}$$

enküçültülmesi (minimizasyonu) olarak tanımlanmıştır [16]. Bu problem durum geribeslemeli bir denetim sistemindeki sonsuz ufuk eniyi denetim probleminin çifteşi (dual) olarak [17]'de incelenmiştir. Buna göre doğrusal zamandan bağımsız sistemler için durgun durum eniyi durum gözleyici tasarımı problemi denklem 2.38'de verilen dönüşümler

uygulanarak eniyi denetim problemine dönüştürülerek çözülebilmektedir.

$$\begin{aligned} A &\leftrightarrow A^T, & B &\leftrightarrow C^T \\ Q &\leftrightarrow W, & R &\leftrightarrow V \\ K &\leftrightarrow L^T \end{aligned} \quad (2.38)$$

2.2.2. Doğrusal Karesel Denetleyicilerin Gerçeklenmesi

Bir önceki bölümde verilen Doğrusal Karesel Denetim yöntemi durumların sifira götürülmesi üzerine kurgulanmıştır, bu nedenle referans takibi içermez. Referans takibi durum geribeslemesi

$$u = K_r w - Kx \quad (2.39)$$

biçiminde yeniden tanımlanarak sağlanabilir. Burada K_r referans takibi için gereken kazançtır ve

$$K_r = [C(BK - A)^{-1}B]^{-1} \quad (2.40)$$

ile verilir [14]. K_r değeri durgun durumda, referans sinyali w 'dan çıkış sinyali y 'ye olan statik kazanç bir olacak şekilde seçilmiştir. Durum geribesleme kazancı K bir önceki bölümde anlatıldığı şekilde seçilir.

Kapalı döngü sistemde sistemi etkileyen bozucu/gürültü gibi sinyaller ile modelleme hatasından kaynaklanan durgun durum hatası oluşabilmektedir.

Durgun durum hatasının önlenmesi için denetleyiciye hata tümlevinin eklenmesi pek çok denetim yönteminde sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. Bu amaçla doğrusal karesel denetleyiciler için de sistem modeline hata tümlevinin eklenmesi mümkündür. Hata sinyali

denklem 2.41’de verilmiştir.

$$e = w - y \quad (2.41)$$

Buna göre sistem durumlarına denklem 2.42’de gösterildiği şekilde hata tümlevi dahil edilir.

$$x_m = \begin{bmatrix} x \\ f e \end{bmatrix}, \quad \dot{x}_m = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

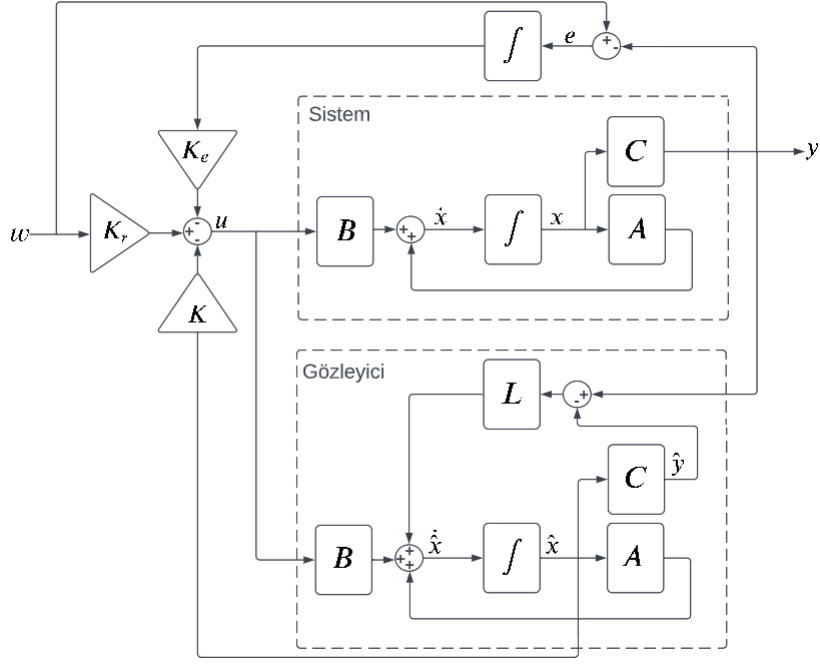
Bu durumda yeni sistem denklem 2.43’te gösterildiği şekilde ortaya çıkmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ f e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w \quad (2.43)$$

Bu durumda doğrusal karesel denetleyici tasarımı sonucunda oluşan denetim yasası da denklem 2.44’te ifade edilen biçimi almaktadır.

$$u = - \begin{bmatrix} K & K_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ f e \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Bu tez çalışmasında referans takibi ve durgun durum hatası için bahsedilen düzeltmeler uygulanmış şekilde, doğrusal karesel denetleyici durgun durum eniyi gözleyici ile birlikte Şekil 2.6’da gösterildiği şekilde kullanılmıştır.



Şekil 2.6 Durgun durum eniyi gözleyici ile doğrusal karesel denetim

2.3. Durum Öngörücüye Dayalı Durum Geribeslemeli Denetim

Çalışmada kullanılan bir diğer yöntem de *Durum Öngörücüye Dayalı Durum Geribeslemeli Denetim* yöntemidir [18]. Bu yöntemde zaman gecikmesi herhangi bir yaklaşıklıkla olmadan doğrudan kullanılmaktadır. Zaman gecikmeli sistemin durum uzayı gösterimi

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t - T) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (2.45)$$

olsun. Burada T zaman gecikmesini ifade etmektedir. Denklem 2.45'in çözümü sonucunda durumlar

$$x(t) = x(t_0)e^{A(t-t_0)} + \int_{t_0}^t e^{A(t-\tau)} Bu(\tau - T) d\tau \quad (2.46)$$

biçiminde elde edilir. Bu denklemi kullanarak $t + T$ anındaki durumlar

$$x(t + T) = e^{AT}x(t) + \int_{t-T}^t e^{A(t-\tau)}Bu(\tau)d\tau \quad (2.47)$$

biçiminde düzenlenebilir. Bu denklem incelendiğinde $t + T$ anındaki durumların $(x(t+T))$, t anındaki durum vektörü $(x(t))$ ile $(t-T, T)$ aralığındaki giriş bilgisi kullanılarak hesaplanabildiği görülmektedir. Sonuç olarak denklem 2.47, bir durum öngörücüyü ifade etmektedir ve t anına kadar olan bilgilerden $t + T$ anındaki durumlar hesaplanabilmektedir.

Denklem 2.45 zaman alanında T kadar ilerletilerek

$$\dot{x}(t + T) = Ax(t + T) + Bu(t) \quad (2.48)$$

biçiminde yazılabilir. Eğer

$$z(t) = x(t + T) \quad (2.49)$$

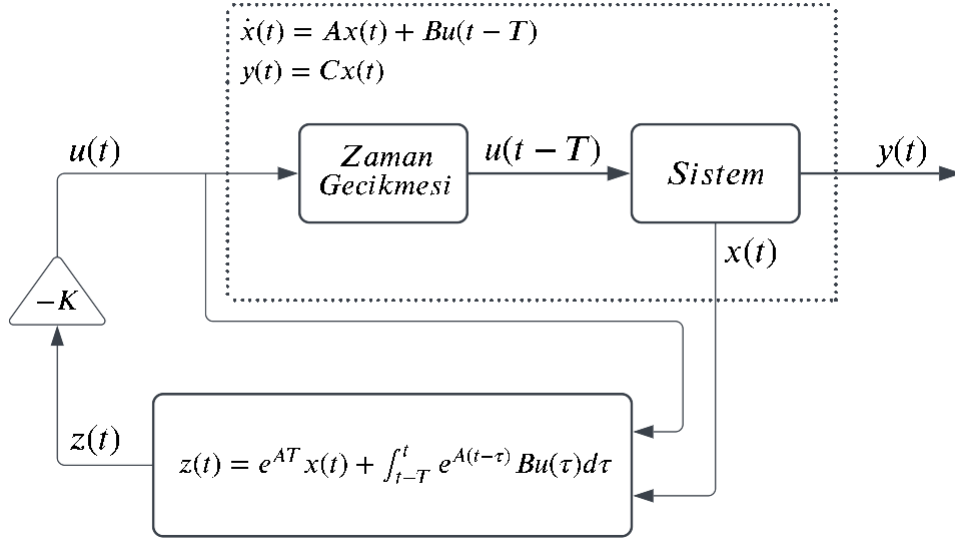
tanımı yapılırsa denklem 2.48

$$\dot{z}(t) = Az(t) + Bu(t) \quad (2.50)$$

biçiminde ifade edilebilir. Dikkat edilirse bu ifade standart bir durum uzayı gösterimidir ve aşağıda verildiği şekilde standart durum geribeslemesi uygulanabilir.

$$u(t) = -Kz(t) \quad (2.51)$$

Bu denetim stratejisi Şekil 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.7 Durum öngörücüye dayalı durum geribeslemeli denetim

Burada gösterimde basitliği sağlamak adına referans takibi için kullanılan K_r referans kazanç matrisi ve durgun durum hatasının giderilmesi için sistem modeline eklenen çıkış hatası ve ilgili kazanç matrisi K_e şekle dahil edilmemiştir. Durum geribesleme kazanç matrisi K ile birlikte K_r ve K_e Bölüm 2.2.'de işlendiği şekilde doğrusal karesel denetim tasarımı yöntemindeki ile aynı şekilde seçilmektedir.

2.4. Öykünücüye Dayalı Denetim

Bir denetim sisteminde denetimi güçleştiren bazı etmenler vardır. Bunlar, yüksek görelî derece (kutup sıfır farkı), kararsız sıfırlar ve zaman gecikmesi olarak sıralanabilir. *Öykünücüye Dayalı Denetim (Emulator Based Control)* bu etmenlerin etkisini ortadan kaldırarak denetimi kolaylaştırmayı amaçlar [19, 20]. Bu amaca yönelik olarak

$$\Phi(s) = e^{sT} \frac{P(s)}{Z(s)} Y(s) \quad (2.52)$$

biçiminde yeni bir sistem tanımlanır. Görüldüğü üzere e^{sT} ile sistemdeki zaman gecikmesi, $P(s)$ ile yüksek görelî derece, $Z(s)$ ile de kararsız sıfırların ortadan kaldırılması amaçlanmaktadır.

Kararsız sıfırların kaldırılması amacı ile $Z(s)$ çokterimlisi $Z(s) = Z^+(s)Z^-(s)$ olarak yazılır. Burada $Z^+(s)$ genellikle bir değerinde statik kazanç olarak seçilirken, $Z^-(s)$ çokterimlisi denetlenecek sistemin, etkileri kaldırılmak istenen sıfırları olarak seçilmektedir. Yani denetlenecek sistemin aktarım işlevinin payı

$$B(s) = B^+(s)B^-(s) \quad (2.53)$$

olarak, $B^+(s)$ kararlı sıfırları ve $B^-(s)$ ise kararsız sıfırları tanımlayacak şekilde yazılırsa, kararsız sıfırların etkilerinin kaldırılması için $Z^-(s)$ çokterimlisi

$$Z^-(s) = B^-(s) \quad (2.54)$$

olarak seçilmektedir. Tanımlanan bu yeni sistem pratikte gerçekleştirilebilir değildir: e^{sT} gelecekteki sinyal değerlerinin bilinmesini gerektirir, $Z(s)$ kararsızdır ve $\frac{P(s)}{Z(s)}$ uygun olmayan (improper) bir aktarım işlevidir. Bu nedenlerden ötürü denklem 2.52 ile verilen sistemi mümkün olduğunca gerçeğe yakın biçimde hayata geçirecek, gerçekleştirilebilir bir sisteme ihtiyaç vardır. Bu sistem öykünücü olarak tanımlanır.

Öykünücüye dayalı denetim aşağıda verilen sistem modelini esas alır.

$$Y(s) = e^{-sT} \frac{B(s)}{A(s)} U(s) + \frac{C(s)}{A(s)} V(s) \quad (2.55)$$

Burada $V(s)$ sistemi etkileyen bozucu/gürültü vb. sinyalleri ifade eder. $C(s)$ ise derecesi $A(s)$ 'e eşit, tasarımcı tarafından seçilen kararlı bir tasarım çokterimlisidir.

Tasarımda, zaman gecikmesi terimi e^{-sT} 'nin Pade yaklaşıklaştırması kullanılır.

$$e^{-sT} = \frac{T^-(s)}{T^+(s)} \quad (2.56)$$

Başka bir ifadeyle tasarım için

$$\hat{Y}(s) = \frac{T^-(s)B(s)}{T^+(s)A(s)}U(s) + \frac{C(s)}{A(s)}V(s) \quad (2.57)$$

yaklaşık sistem modeli esas alınır. Aynı şekilde denklem 2.52'de verilen sistem için de zaman gecikmesi yerine Pade yaklaşık ifadesi kullanıldığında, denklem 2.52'de verilen sistem yaklaşık olarak

$$\hat{\Phi}(s) = \frac{T^+(s)}{T^-(s)} \frac{P(s)}{Z(s)} \hat{Y}(s) \quad (2.58)$$

biçiminde ifade edilir. Bu durumda tanımlanan yeni sistem, bu sistemin yaklaşık değeri ve yaklaşıklaştırılmadan kaynaklanan hata cinsinden

$$\Phi(s) = \hat{\Phi}(s) + \epsilon(s) \quad (2.59)$$

olarak ifade edilebilir. Burada $\epsilon(s)$ yaklaşıklaştırılmadan kaynaklanan hatayı temsil etmektedir. Denklem 2.57'de verilen yaklaşık sistem modeli, denklem 2.58'de yerine konulduğunda

$$\hat{\Phi}(s) = \frac{P(s)B(s)}{Z(s)A(s)}U(s) + \frac{T^+(s)P(s)C(s)}{T^-(s)Z(s)A(s)}V(s) \quad (2.60)$$

elde edilir. Bu ifadede ikinci terimdeki aktarım işlevi

$$\frac{T^+(s)P(s)C(s)}{T^-(s)Z(s)A(s)} = \frac{E(s)}{T^-(s)Z^-(s)} + \frac{F(s)}{Z^+(s)A(s)} \quad (2.61)$$

biçiminde parçalanıp yerine yazılır, $V(s)$ ise denklem 2.57'den çekilip denklem 2.60'da yerine yazılır. Gerekli düzenlemelerden sonra

$$\hat{\Phi}(s) = \Phi^*(s) + E^*(s) \quad (2.62)$$

elde edilir. Burada

$$\Phi^*(s) = \frac{F(s)}{Z^+(s)C(s)}Y(s) + \frac{E(s)B(s)}{Z^-(s)T^+(s)C(s)}U(s) \quad (2.63)$$

$$E^*(s) = \frac{E(s)}{T^-(s)Z^-(s)}V(s) \quad (2.64)$$

biçimindedir. Burada $\phi^*(s)$ 'in, sistemin giriş ve çıkışı kullanılarak bilinen aktarım işlevleri üzerinden hesaplanabilir, başka bir deyişle gerçekleştirilebilir olduğu görülmektedir. Dolayısıyla $\phi^*(s)$, denklem 2.52'de verilen sistemin gerçekleştirilebilir kısmını ifade eder ve öykünücü olarak adlandırılmaktadır. $E^*(s)$ ise bu sistemin gerçekleştirilemeyen terimlerini oluşturmaktadır. Denklem 2.61

$$T^+(s)P(s)C(s) = Z^+(s)A(s)E(s) + T^-(s)Z^-(s)F(s) \quad (2.65)$$

biçiminde yazılabilir. Bu ifade *Diophantine Denklemi* olarak bilinmektedir. Öykünücüdeki $F(s)$ ve $E(s)$ çokterimlileri bu Diophantine denklemi çözülerek elde edilir. Öykünücünün gerçekleştirilebilir olması için aşağıda paylaşılan derece kısıtları mevcuttur.

$$\deg [P(s)] + \deg [B(s)] \leq \deg [Z(s)] + \deg [A(s)] \quad (2.66)$$

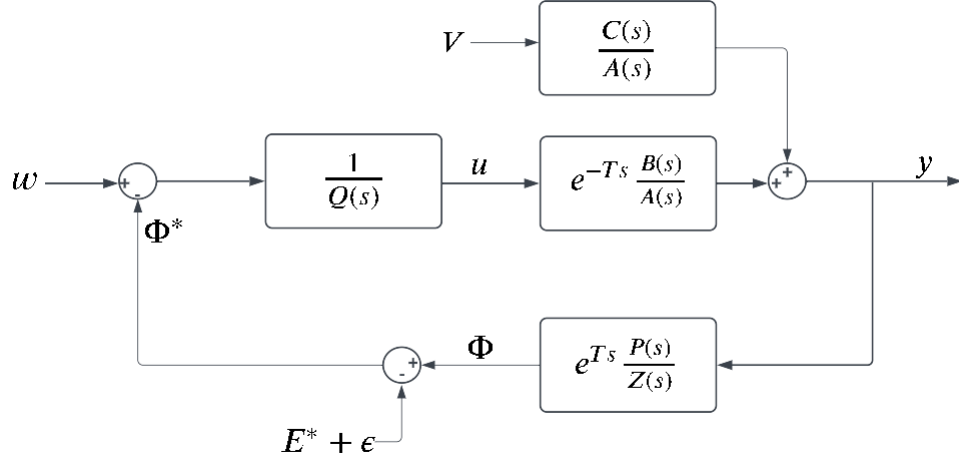
veya

$$\deg [P(s)] - \deg [Z(s)] \leq \deg [A(s)] - \deg [B(s)] \quad (2.67)$$

Öykünüciye dayalı denetim yönteminde, denetim yasası

$$U(s) = \frac{1}{Q(s)} [w(s) - \Phi^*(s)] \quad (2.68)$$

olarak verilir. Şekil 2.8'de öykünüciye dayalı denetim ile denetlenen bir sistemin kavramsal gösterimi verilmiştir.



Şekil 2.8 Öyküncüye dayalı denetimin kavramsal gösterimi

Sistem çıkışı, döngü kazancı cinsinden denklem 2.69’da verilmiştir.

$$Y(s) = e^{-Ts} \frac{L(s)}{1 + L(s)} \frac{Z(s)}{P(s)} [w(s) + E^*(s) + \epsilon(s)] + \frac{1}{1 + L(s)} \frac{C(s)}{A(s)} V(s) \quad (2.69)$$

Burada döngü kazancı

$$L(s) = \frac{P(s)B(s)}{Q(s)Z(s)A(s)} \quad (2.70)$$

olarak verilir.

Öyküncü tabanlı denetimde $Q(s)$ çokterimliyi genellikle sıfır seçilmektedir ($Q(s) = 0$). Bu durumda denetim yasası

$$W(s) = \phi^*(s) \quad (2.71)$$

biçimini, kapalı döngü sistem çıkışı ise, döngü kazancı $L(s)$ sonsuz olacağı için

$$Y(s) = e^{-sT} \frac{Z(s)}{P(s)} [W(s) + E^*(s) + \epsilon(s)] \quad (2.72)$$

biçimini almaktadır. Denklem 2.72'den görüldüğü üzere $Q = 0$ olduğunda kapalı döngü sistem tepkisi $\frac{Z}{P}$ ile belirlenmektedir. Başka bir ifade ile $\frac{Z}{P}$ bir dayanak model olarak işlev görmektedir. $Z(s)$ ile kapalı döngü sistemin sıfırları ve $P(s)$ ile de kutupları atanmaktadır.

Eğer sistemde önemli ölçüde belirsizlikler veya modelleme hatası vb. mevcutsa Q sıfırdan farklı seçilmektedir. Bu durumlar için Q 'nun seçimi ile ilgili ayrıntılar kaynaklar [19] ve [20]' de bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında $Q = 0$ olarak seçilmiştir.

Denklem 2.63'te ifade edilen öykünücü, daha yalın bir gösterim ile denklem 2.73'te verildiği şekilde ifade edilebilir.

$$\Phi^*(s) = \frac{F(s)}{F_f(s)}Y(s) + \frac{G(s)}{G_f(s)}U(s) \quad (2.73)$$

Burada $F_f(s) = Z^+(s)C(s)$ olurken

$$\begin{aligned} G(s) &= E(s)B^+(s) \\ G_f(s) &= T^+(s)C(s) \end{aligned} \quad (2.74)$$

olmaktadır. Tasarım çokterimlileri $P(s)$ ve $Z(s)$, $\deg[P(s)B(s)] = \deg[Z(s)A(s)]$ eşitliğini sağlayacak şekilde seçilirse öykünücü tasarımında $G(s)$ ve $G_f(s)$ çokterimlileri eşit dereceli olarak çıkmakta ve bundan ötürü denklem 2.75'te gösterildiği gibi ayrılabilirler.

$$\frac{G(s)}{G_f(s)} = g_0 + \frac{\hat{G}(s)}{G_f(s)} \quad (2.75)$$

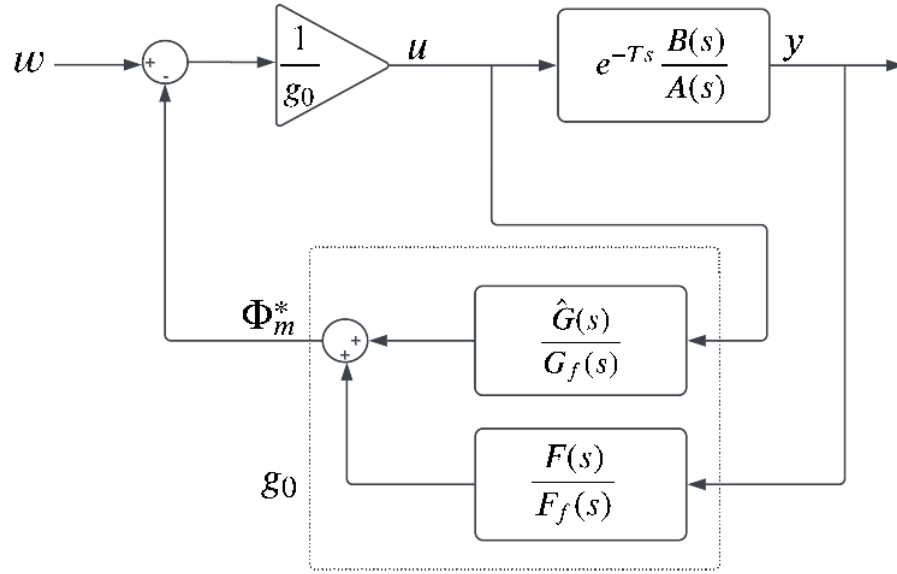
Bu durumda öykünücü aşağıda verildiği şekilde ifade edilebilmektedir.

$$\begin{aligned} \Phi^*(s) &= \Phi_m^*(s) + g_0U(s) \\ \Phi_m^*(s) &= \frac{F(s)}{F_f(s)}Y(s) + \frac{\hat{G}(s)}{G_f(s)}U(s) \end{aligned} \quad (2.76)$$

Bu durumda $w = \Phi^*$ eşitliğinden, denetim yasası

$$U(s) = \frac{1}{g_0} [W(s) - \Phi_m^*(s)] \quad (2.77)$$

biçiminde yazılabilir. Bu denetim yasası ile öykünücüye dayalı denetim Şekil 2.9'da gösterildiği şekilde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.9 Öykünücüye dayalı denetimin gerçekleştirilmesi

2.5. Sürekli Zaman En Küçük Kareler Yöntemi

Sürekli zaman bir sistem

$$A(s)y(t) = B(s)u(t) + e(t) \quad (2.78)$$

ile modellenir. Denklem 2.78'de $u(t)$ sistem girişini, $y(t)$ sistem çıkışını ve $e(t)$ ise modellenmemiş dinamiklerden kaynaklı hata, gürültü vb. belirsizlikleri ifade etmektedir.

”s” türev işleci ($s = d/dt$) olup, $A(s)$ ve $B(s)$ çokterimlileri

$$\begin{aligned} A(s) &= a_0 s^n + a_1 s^{n-1} \dots + 1 \\ B(s) &= b_0 s^m + b_1 s^{m-1} \dots + b_m \end{aligned} \quad (2.79)$$

biçimindedir. Ayrıca $m \leq n$ olduğu varsayılmıştır.

Derecesi $A(s)$ 'in derecesinden büyük kararlı bir $T(s)$ çokterimlisi seçilsin. Denklem 2.78'in her iki tarafına $y(t)$ ilave edilip, $T(s)$ ile bölüldüğünde

$$\frac{y(t)}{T(s)} + \frac{A(s)y(t)}{T(s)} = \frac{B(s)u(t)}{T(s)} + \frac{e(t)}{T(s)} + \frac{y(t)}{T(s)} \quad (2.80)$$

elde edilir. Bu eşitlik

$$\frac{y(t)}{T(s)} = \frac{B(s)}{T(s)}u(t) + \frac{1 - A(s)}{T(s)}y(t) + \frac{1}{T(s)}e(t) \quad (2.81)$$

biçiminde düzenlenebilir. Denklem 2.81, parametreler bakımından doğrusal (linear in the parameters model) olarak bilinen aşağıdaki biçimde yeniden düzenlenebilir.

$$y_f(t) = \psi^T(t)\theta + \epsilon(t) \quad (2.82)$$

Burada

$$\theta = [b_0 \dots b_m, a_0 \dots a_{n-1}]^T \quad (2.83)$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_u(t) \\ -\psi_y(t) \end{bmatrix} \quad (2.84)$$

biçimindedir. Burada $\psi_u(t)$, $1/T(s)$ ile süzölmüş giriş türevlerini ve $\psi_y(t)$ ise $1/T(s)$ ile süzölmüş çıkış türevlerini içermektedir.

$$\psi_u(t) = \frac{1}{T(s)} \begin{bmatrix} s^m \\ s^{m-1} \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} u(t) , \quad \psi_y(t) = \frac{1}{T(s)} \begin{bmatrix} s^n \\ s^{n-1} \\ \vdots \\ s \end{bmatrix} y(t) \quad (2.85)$$

$y_f(t)$ ve $\epsilon(t)$ ise sırasıyla süzölmüş çıkış ve güröltüdür ve

$$y_f(t) = \frac{1}{T(s)} y(t) , \quad \epsilon(t) = \frac{1}{T(s)} e(t) \quad (2.86)$$

olarak ifade edilirler. Denklem 2.82'de θ parametre vektörü ve $\psi(t)$ ise veri vektörü olarak adlandırılmaktadır. Denklem 2.82'den göröldüğü gibi θ ile $\psi(t)$ doğrusal bir ilişki içindedir ve model ismini bu ilişkiden almaktadır.

Parametre vektörü θ 'nın t anındaki kestirimi $\hat{\theta}(t)$ olsun. $\hat{\theta}(t)$ kullanılarak, $\tau \leq t$ anındaki çıkış aşağıda verilen ifade kullanılarak tahmin edilebilir.

$$\hat{y}_f(\tau, t) = \psi^T(\tau) \hat{\theta}(t) \quad (2.87)$$

Karşılık gelen tahmin hatası ise

$$\begin{aligned} \epsilon(\tau, t) &= y_f(\tau) - \hat{y}_f(\tau, t) \\ &= y_f(\tau) - \psi^T(\tau) \hat{\theta}(t) \end{aligned} \quad (2.88)$$

ile verilir.

Burada amaç, t anındaki parametre kestirimi $\hat{\theta}(t)$ 'yı bu tahmin hatasını $0 \leq \tau \leq t$ aralığında en küçük olacak şekilde seçmektir. En küçük kareler yöntemi bu amacı gerçekleştirmek

üzere aşağıda verilen maliyet işlevini kullanır.

$$J(\hat{\theta}(t), t) = \frac{1}{2} e^{-\beta t} (\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}_0)^T S_0 (\hat{\theta}(t) - \hat{\theta}_0) + \frac{1}{2} \int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \epsilon^2(\tau, t) d\tau \quad (2.89)$$

Denklem 2.89'da β negatif olmayan bir skalar ($\beta \geq 0$), S_0 bakışlımlı, kesin artı bir matris, $\hat{\theta}_0$ ise parametre vektörü θ 'nın başlangıç ($t = 0$) anındaki kestirimidir. β unutmaya çarpanı olarak isimlendirilmiştir.

Maliyet işlevinin enküçültülmesi sonucunda, parametre kestirimi $\hat{\theta}(t)$ ve bilgi matrisi (information matrix) $S(t)$

$$S(t) = e^{-\beta t} S_0 + \int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \psi(\tau) \psi(\tau)^T d\tau \quad (2.90)$$

$$\hat{\theta}(t) = S(t)^{-1} \left[e^{-\beta t} S_0 \hat{\theta}_0 + \int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \psi(\tau) y_f(\tau) d\tau \right] \quad (2.91)$$

olarak elde edilir. Elde edilen bu iki ifade kullanılarak aşağıda verilen yinelemeli eşitlikler elde edilir.

$$S(t+h) = e^{-\beta h} S(t) + \int_t^{t+h} e^{-\beta(t+h-\tau)} \psi(\tau) \psi(\tau)^T d\tau \quad (2.92)$$

$$\hat{\theta}(t+h) = \hat{\theta}(t) + S(t+h)^{-1} \int_t^{t+h} e^{-\beta(t+h-\tau)} \psi(\tau) \left[y_f(\tau) - \psi(\tau)^T \hat{\theta}(t) \right] d\tau \quad (2.93)$$

Tez çalışmasında sürekli zaman en küçük kareler yöntemi, denklem 2.92 ve denklem 2.93'te verildiği şekli ile yinelemeli olarak gerçekleştirilmiştir. Burada h örnekleme periyodunu temsil etmektedir. Sürekli zaman en küçük kareler yöntemine ilişkin ayrıntılar için kaynaklar [19–21]'e başvurulabilir.

3. BENZETİM ÇALIŞMALARI

Bu tez çalışması kapsamında, farklı karmaşıklıkta zaman gecikmeli sistemlerin bir önceki bölümde verilen denetim yöntemleri ile denetlenerek, başarımlarının kıyaslanması amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda basitten zora beş farklı sistem seçilmiştir. Bu sistemlerden ilk ikisi en temel sistemlerden, birinci ve ikinci dereceden, kararlı, zaman gecikmeli sistemler olarak seçilmiştir. Kararsız sıfırların sistem denetimini güçleştirdiği bilinmektedir, buradan yola çıkarak üçüncü sistem, ikinci sisteme kararsız bir sıfır ekleyerek seçilmiştir. Dördüncü sistem ikinci dereceden, kararsız bir kutba sahip zaman gecikmeli bir sistem olarak seçilmiş olup, son olarak da beşinci sistem, seçilen sistemlerin en zoru olarak, üçüncü dereceden, kararsız bir kutba ve kararsız bir sıfıra sahip olarak seçilmiştir. Seçilen bu sistemler Çizelge 3.1’de verilmiştir.

Çizelge 3.1 Benzetim çalışmalarında kullanılan sistem modelleri.

Model	Aktarım İşlevi
$P_1(s)$	$\frac{1}{s+1}e^{-sT}$
$P_2(s)$	$\frac{1}{s^2+s+1}e^{-sT}$
$P_3(s)$	$\frac{1-0.5s}{s^2+s+1}e^{-sT}$
$P_4(s)$	$\frac{1}{s^2-1}e^{-sT}$
$P_5(s)$	$\frac{1-0.5s}{(s+2)(s^2-1)}e^{-sT}$

Kararlı kutuplara sahip $P_1(s)$, $P_2(s)$ ve $P_3(s)$ modellerinin açık döngü tepkilerinde durulma zamanları 5 ~ 10 saniye arasında değişmektedir. Buradan yola çıkarak aksi belirtilmedikçe tüm uyarlamasız benzetimler $T = 1sn$ ve $T = 3sn$ olmak üzere iki farklı zaman gecikmesi için yapılmıştır. Burada $T = 3sn$ için de çalışmalar yapılmasındaki amaç

zaman gecikmesinin görece olarak büyük olduğu durumlar için de denetim başarımını gözleyebilmektedir. Özayarlama benzetim çalışmaları ise $T = 1sn$ zaman gecikmesi için yapılmıştır.

Uyarlamasız ve özayarlama benzetim çalışmalarında tüm denetim yöntemleri için örnekleme periyodu 10ms olarak seçilmiştir. Yapılan çalışmalarda zaman gecikmesinin yüksek olduğu durumlarda örnekleme periyodunun düşürülmesi ile başarımın iyileştirilebildiği gözlenmiş olsa da sunumlarda çok fazla grafik olmaması adına bu durumlar bu çalışmada verilmemiştir.

Verilen sistemler için benzetim çalışmaları uyarlamasız ve özayarlama olarak MatLab ortamında yapılmış ve her iki durum için de yöntemlerin başarımları kıyaslanmıştır.

3.1. Uyarlamasız Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde Çizelge 3.1'de verilen sistem modellerinin, iki farklı zaman gecikmesi ile birlikte, kesin olarak bilindiği varsayımı altında yapılan uyarlamasız benzetim çalışmalarından sonuçlar paylaşılmış, farklı denetim yöntemlerinin başarımları karşılaştırılmıştır.

Uyarlamasız benzetim çalışmaları, OTT baskın kutup yerleştirme, DKD, DÖDDGD ve ÖDD yöntemleri için yapılmış olup OTT, DKD ve ÖDD yöntemlerinde zaman gecikmesi, tüm modeller ve farklı zaman gecikmeleri için aksi belirtilmedikçe, 2. dereceden Pade yöntemi ile yaklaşıkleştirilmiştir.

Uyarlamasız benzetim çalışmalarında kullanılan denetleyici tasarım parametreleri aşağıda verilmiştir;

OTT denetleyici ile yapılan baskın kutup yerleştirme çalışmalarında, baskın kutuplar $P_1(s)$, $P_2(s)$ ve $P_3(s)$ olarak verilen sistemler için Çizelge 3.2'de verilmiştir.

Çizelge 3.2 OTT baskın kutup yerleştirme ile uyarlamasız benzetim çalışmalarında yerleştirilen kutuplar

Zaman Gecikmesi	Yerleştirilen Kutuplar	Durulma Zamanı	Aşma Oranı
1	$s_{1,2} = \{-0.40 \pm 0.4195j\}$	10sn.	%5
3	$s_{1,2} = \{-0.33 \pm 0.3496j\}$	12sn.	%5
10	$s_{1,2} = \{-0.125 \pm 0.1311j\}$	32sn.	%5

Kutuplar çizelgede verildiği şekilde, değişen zaman gecikmesi değerlerine göre farklı olarak seçilmiştir. Kutupların yerleri, istenilen durulma zamanı ve aşma oranına sahip olan ikinci dereceden bir aktarım işlevinin kutup yerleri hesaplanarak bulunmuştur. Çizelgede bunlar da paylaşılmıştır. Baskın kutup yerleştirme yöntemindeki baskınlık oranı, paylaşılan çalışmaların tamamında $m = 3$ olarak seçilmiştir.

OTT denetleyici ile $P_4(s)$ ve $P_5(s)$ olarak verilen kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemler için yapılan tasarımlarda, kök-yer eğrisi üzerinde yerleştirilen kutuplarda baskınlığı sağlayacak geçerli bir kazanç değeri elde edilememiştir ($m \geq 2$ değerleri için). Bu duruma örnek olarak $P_4(s)$ modelinde bir saniyelik gecikme için tasarım esnasında çizilen kök-yer eğrisi, bu bölümün devamında verilmiştir.

Tüm modeller ve zaman gecikmeleri için DKD yönteminde tasarım parametreleri aşağıda verildiği şekilde seçilmiştir ve DÖDDGD yönteminde de Q ve R matrisleri aşağıdaki verilen Q ve R ile aynı seçilmiştir.

$$\begin{aligned}
 Q &= C^T I_n C \\
 R &= 10 \\
 W &= 5I_n \\
 V &= 1
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

Burada I_n denetlenecek sistemin durum uzayı gösteriminde, A matrisi ile eşit dereceden birim matrisi temsil etmektedir.

ÖDD yönteminde $C(s)$ gözleyici çokterimlisinin kutupları $s = -1$ noktasında seçilmiştir ve $P(s)$ ve $Z(s)$ seçimleri aşağıda paylaşılmıştır

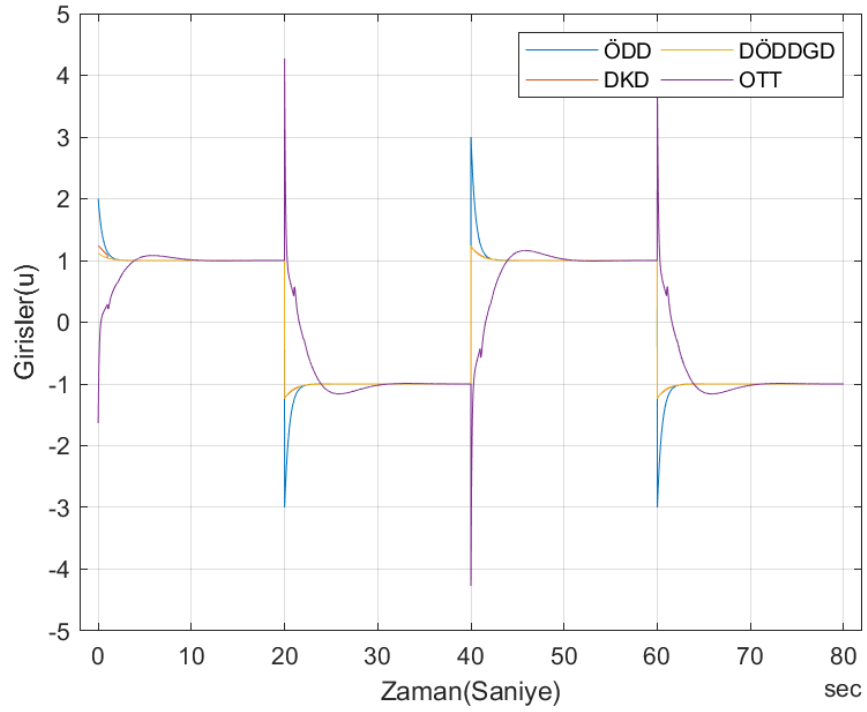
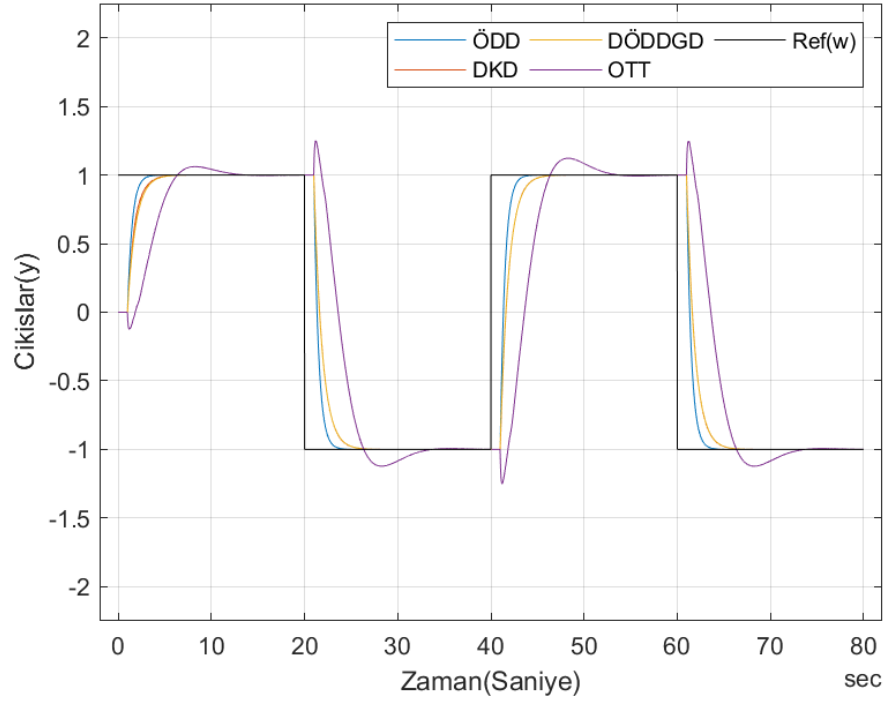
Çizelge 3.3 ÖDD ile uyarlamasız benzetim çalışmalarında kullanılan dayanak modelleri

Sistem	Dayanak model Paydaları	Dayanak Model Payları
$P_1(s)$	$P(s) = s + 2$	$Z^+(s) = 1$, $Z^-(s) = 1$
$P_2(s)$	$P(s) = s^2 + 1.6s + 1$	$Z^+(s) = 1$, $Z^-(s) = 1$
$P_3(s)$	$P(s) = s^2 + 1.6s + 1$	$Z^+(s) = 1$, $Z^-(s) = -0.5s + 1$
$P_4(s)$	$P(s) = s^2 + 1.6s + 1$	$Z^+(s) = 1$, $Z^-(s) = 1$
$P_5(s)$	$P(s) = s^3 + 6.6s^2 + 9s + 5$	$Z^+(s) = 1$, $Z^-(s) = -0.5s + 1$

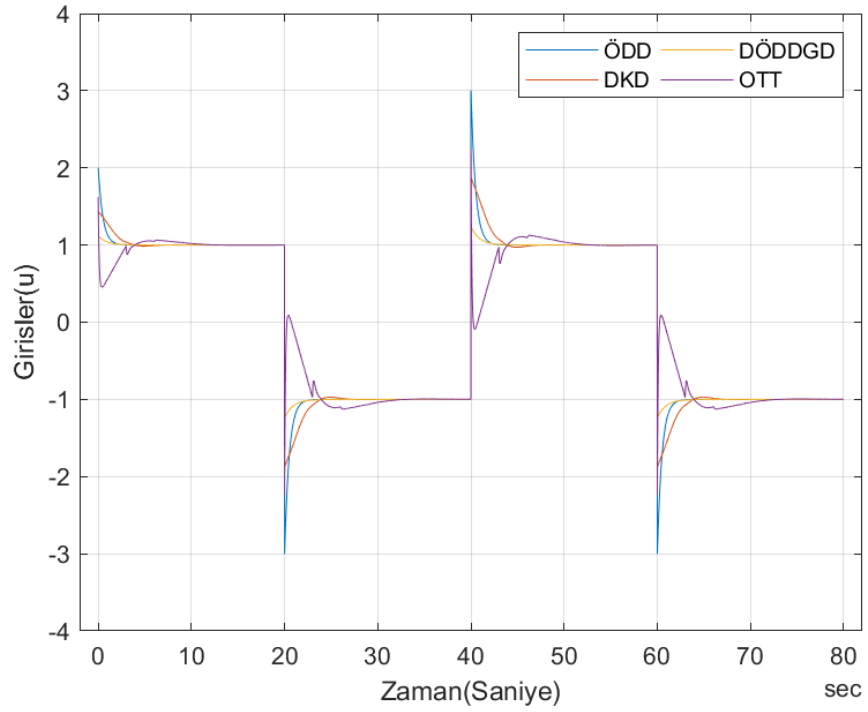
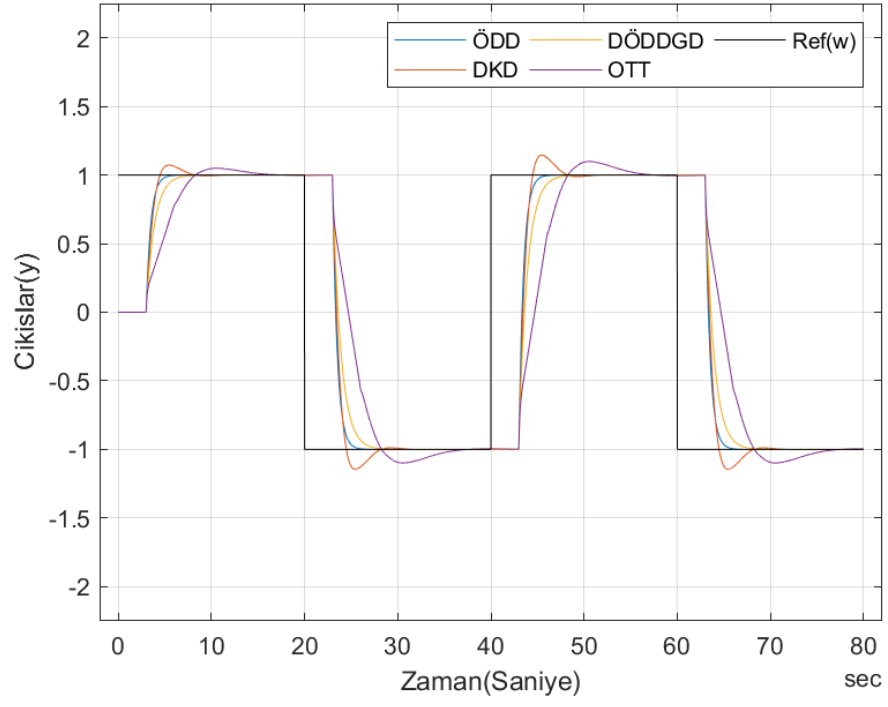
3.1.1. $P_1(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.1 ve Şekil 3.2’de bir ve üç saniyelik gecikmeler için $P_1(s) = \frac{1}{s+1}e^{-sT}$ modeli ile yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur.

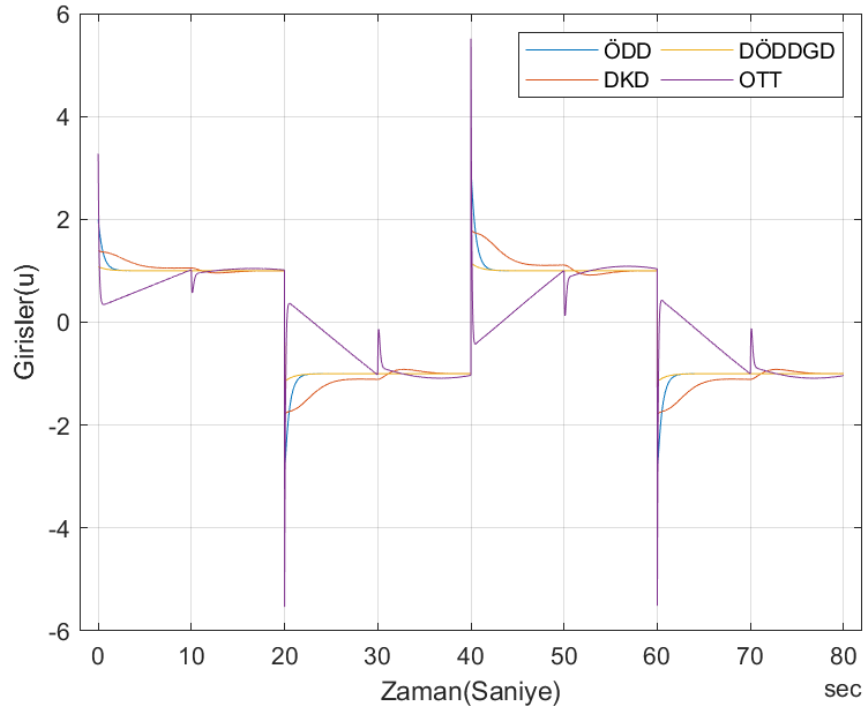
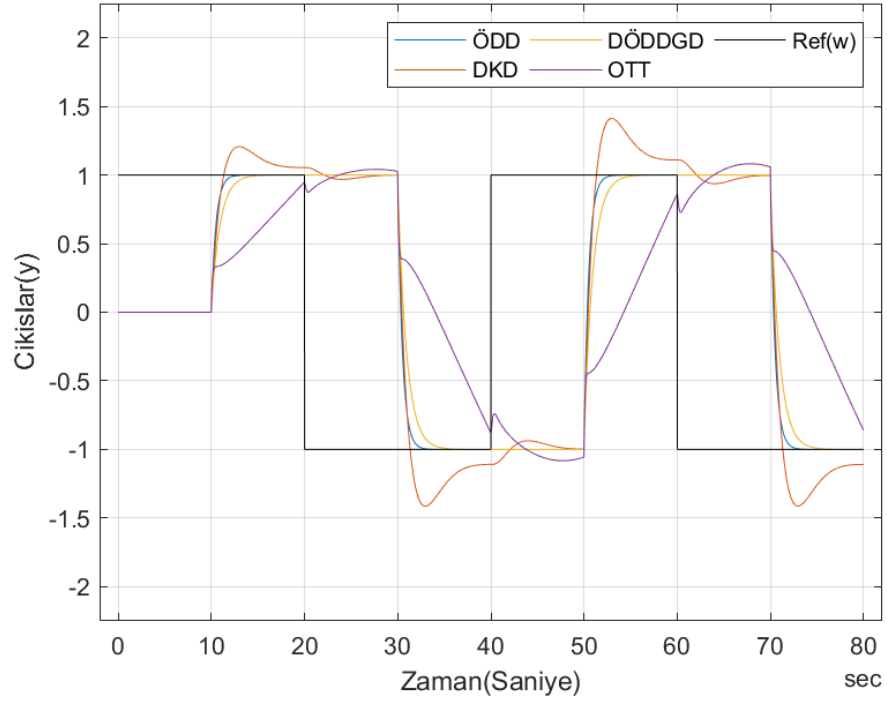
Bu tez çalışması kapsamında sunulan benzetim çalışmalarında yalnızca bir ve üç saniyelik zaman gecikmeleri için elde edilen sonuçlar sunulmuş olsa da, yapılan çalışmalarda daha yüksek gecikmeler için de iyi başarımlar elde edilmiştir (özellikle kararsız kutup içermeyen sistemler için). Bu duruma bir örnek olarak $P_1(s)$ modelinin on saniyelik zaman gecikmesi ile benzetim sonuçları da bu bölümde, Şekil 3.3’te paylaşılmıştır.



Şekil 3.1 $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)



Şekil 3.2 $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)



Şekil 3.3 $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 10\text{sn}$)

$P_1(s)$ için yapılan çalışmalarda, bir saniyelik zaman gecikmesinin tüm denetim yöntemleri ile iyi bir başarımla denetlenebildiği gözlenmiştir. Buna rağmen OTT denetleyicinin aşma oranı ve durulma zamanının öbür yöntemlere kıyasla daha kötü olduğu görülmektedir.

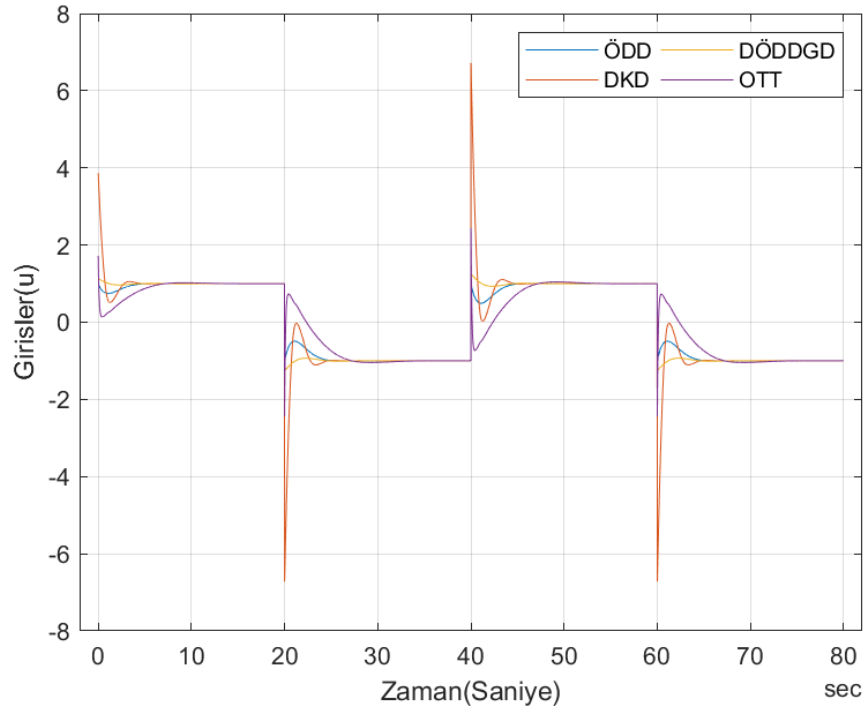
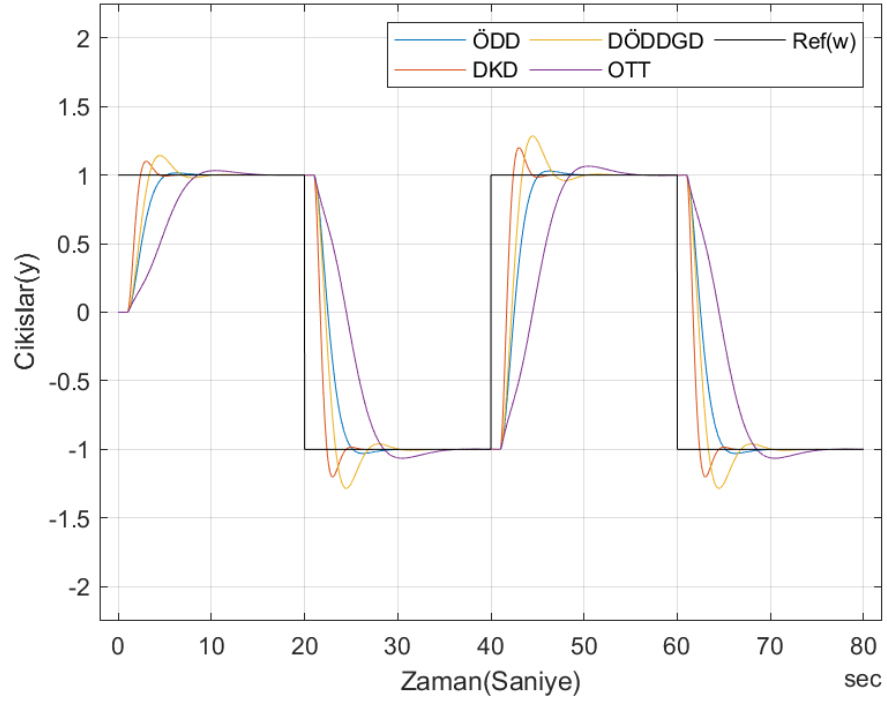
Ayrıca OTT denetleyicinin başarımında bir saniyelik gecikme için sistem çıkışında kararsız sıfır tepkileri gözlenirken, üç saniyelik gecikme için gözlenmemiştir. Bu durum OTT denetleyiciler ile gerçekleştirilen tasarımda kapalı döngü sınırlarının denetlenemediğini ve sistemde var olmasa bile denetleyici tarafından kutup yerleştirmenin bir yan etkisi olarak sisteme dahil edilebileceğini göstermektedir.

Sistemdeki zaman gecikmesi miktarının artışıyla birlikte OTT denetleyiciden alınan başarımın kötüleştiği gözlenmiştir. On saniyelik zaman gecikmesi için OTT ile kararlı denetim ancak kutuplar çok yavaş olarak yerleştirildikten sonra sağlanabilmiştir. Benzer şekilde DKD yönteminde de artan zaman gecikmesi ile birlikte başarımın kötüleştiği, aşma oranının arttığı gözlenmiştir ancak yapılan çalışmalarda DKD yönteminde Pade yaklaşımının derecesi artırıldığında yüksek zaman gecikmeleri için de iyi başarımlar elde edilmiştir.

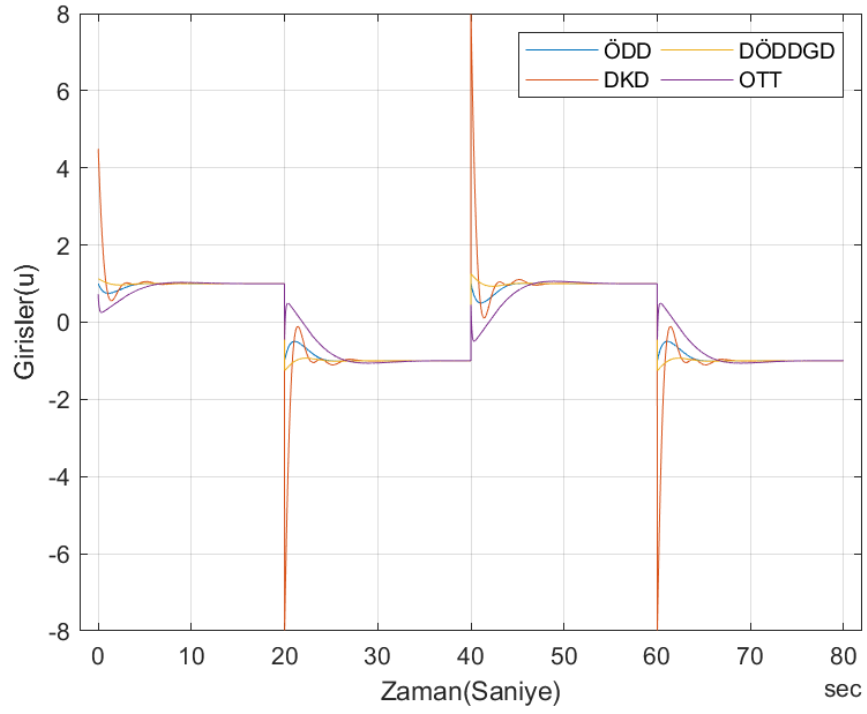
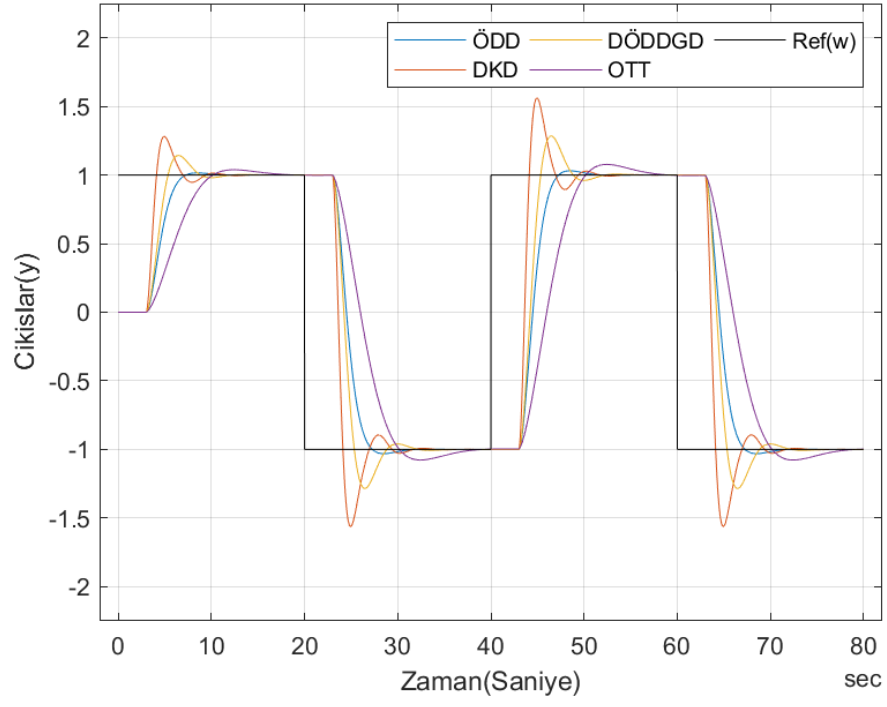
DÖDDGD ve ÖDD yöntemlerinde öbür yöntemlere göre üstün sonuçlar elde edilmiştir. Yapılan çalışmalarda ÖDD yöntemi ile sistem çok daha hızlı tepki verecek şekilde dayanak model takibi sağlanmıştır ve bu yöntemin en iyi başarımı verdiği gözlenmiştir.

3.1.2. $P_2(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'te bir ve üç saniyelik gecikmeler için $P_2(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} e^{-sT}$ modeli ile yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur.



Şekil 3.4 $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)



Şekil 3.5 $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)

Bu model için de hem bir hem de üç saniyelik zaman gecikmeleri için tüm denetim yöntemleri ile kararlı denetim sağlanmıştır.

OTT denetleyici ile denetimin durulma zamanı ve aşma oranı bakımından yerleştirilen kutuplar ile uyumlu bir tepki verdiği gözlenmiştir.

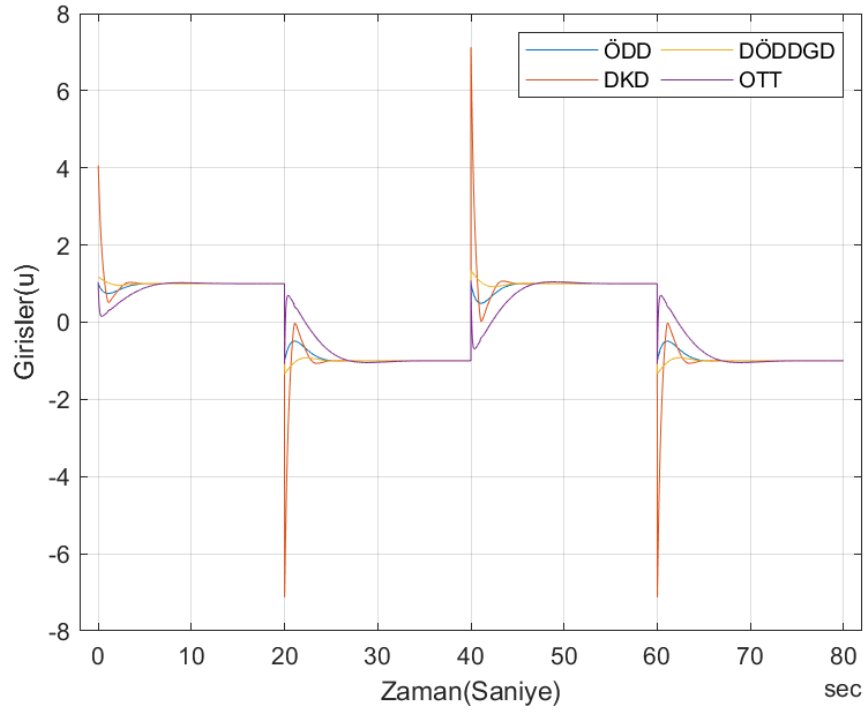
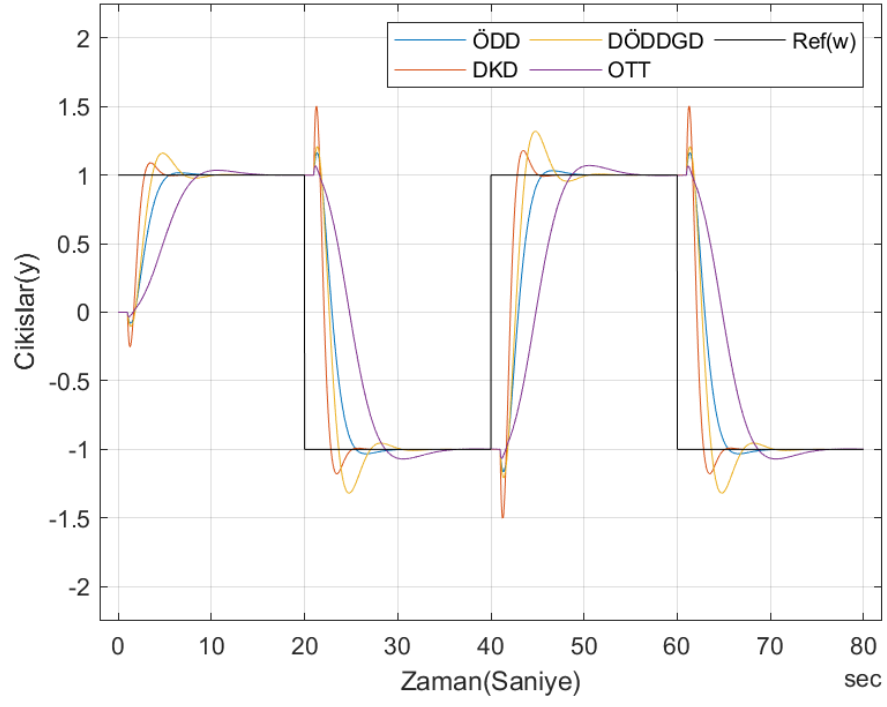
Bir saniyelik gecikme için DKD ve DÖDDGD yöntemlerinde bir miktar aşma olduğu gözlenmiştir. DKD yönteminde bu aşma oranının artan zaman gecikmesi ile birlikte arttığı ve DÖDDGD yönteminde ise değişmediği gözlenmiştir. Bu durum genel olarak çalışma yapılan tüm modellerde gözlenmiştir ve şu şekilde açıklanabilmektedir:

DKD yönteminde, zaman gecikmesi yaklaşıklaştırılıp sisteme dahil edildiğinde sistemin derecesi artmakta ve denetim yöntemi içerisinde bulunan gözleyicinin sisteme eklenen fazladan durumları kestirmesi gerekmektedir. Bu durumda zaman gecikmesinin yaklaşıklaştırılmasından meydana gelen hata, gözleyicinin kestirdiği sistem durumlarında da hataya sebep olmaktadır. Dolayısıyla artan zaman gecikmesi miktarı ile birlikte yaklaşıklaştırmadaki hata ve bunu takiben DKD yönteminin başarımı da olumsuz olarak etkilenmektedir. Yapılan benzetim çalışmalarında, artan zaman gecikmeleri için Pade yaklaşıklaştırmasının derecesi artırıldığında tüm yöntemlerde başarımda iyileşme gözlenmiş olsa da başarımdaki en çok iyileşmenin DKD yönteminde olduğu gözlemlenmiştir. DÖDDGD yönteminde bu durumun aksine zaman gecikmesi doğrudan kullanılmakta ve sistem durumlarının da tamamının ölçülebildiği varsayılmaktadır. Bu sebeple bu yöntem genel olarak DKD yönteminden daha iyi sonuç vermektedir.

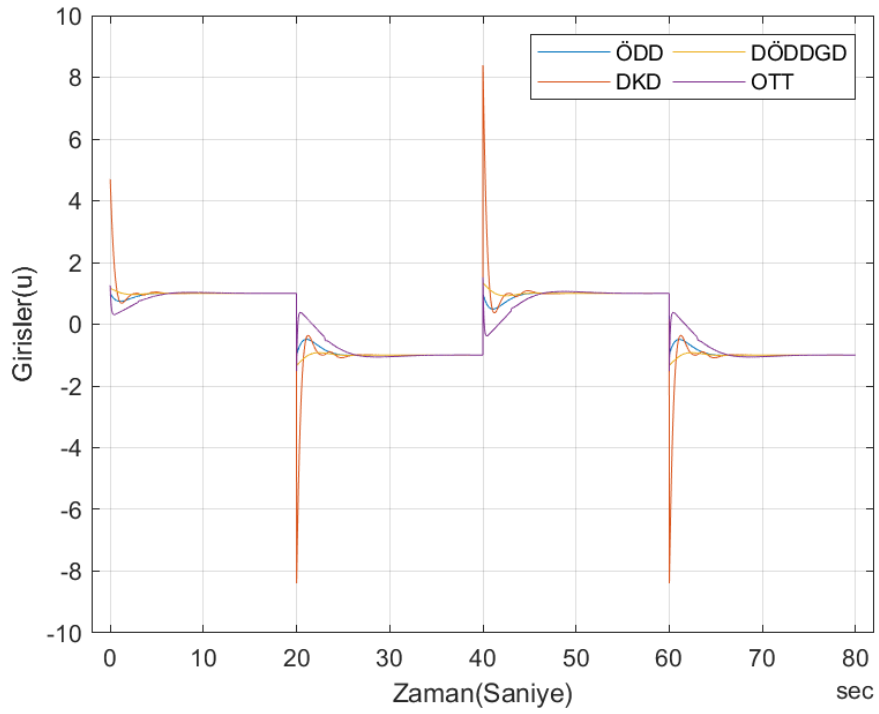
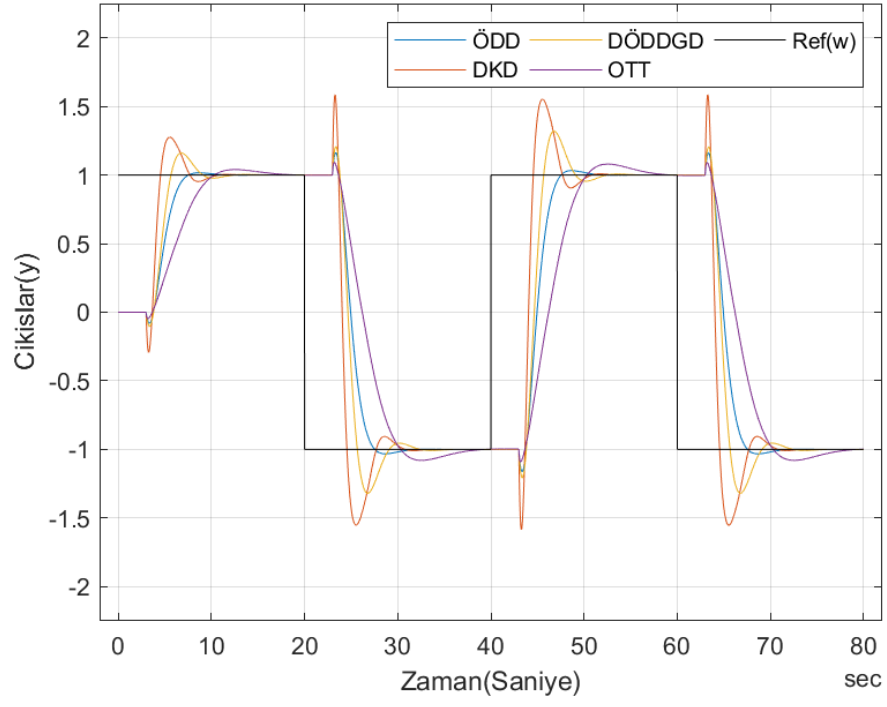
ÖDD yönteminin iki zaman gecikmesi için de aynı dayanak modelini hatasız olarak takip ettiği gözlenmiştir ve önceki model ile yapılan çalışmalara benzer şekilde, burada da en kötü başarımlar OTT yönteminden ve en iyi başarımların ÖDD yönteminden elde edilmiştir.

3.1.3. $P_3(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de bir ve üç saniyelik gecikmeler için $P_3(s) = \frac{1 - 0.5s}{s^2 + s + 1} e^{-sT}$ modeli ile yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur.



Şekil 3.6 $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)



Şekil 3.7 $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$)

Sistemdeki kararsız sıfır etkisi haricinde başarımların $P_2(s)$ modeline çok benzer olduğu gözlenmiştir.

Burada da OTT yöntemi, tasarımda seçilen kutuplara uygun bir tepki vermiş, DKD ve DÖDDGD yöntemlerinde ise küçük bir durulma zamanı ve bir miktar aşma gözlenmiştir. Yapılan çalışmalarda Q ve R matrislerinin değerleri değiştirilerek DKD ve DÖDDGD yöntemlerinin başarımının istenilen şekilde ayarlanabileceği gözlemlenmiştir. Sunumlardaki şekil sayısını arttırmamak adına bunlar burada paylaşılmamıştır.

Burada sistem kararsız bir sıfır içerdiğinden, hızlı tepki veren DKD ve DÖDDGD yöntemlerinde, kararsız sıfır etkisinin de daha şiddetli olduğu gözlenmiştir.

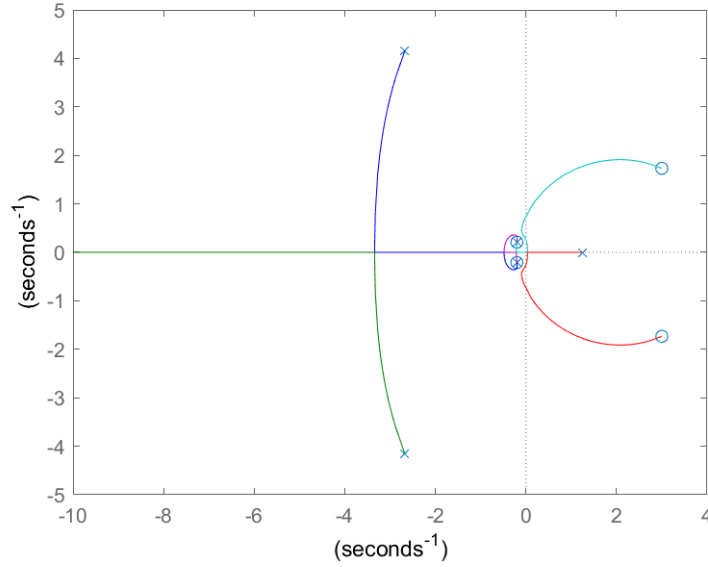
Hem bu model, hem de önceki modeller için ÖDD yönteminde başarımın zaman gecikmesindeki değişimden etkilenmediği gözlenmiştir. Bu yöntemde, zaman gecikmesi değişiyor olsa da sistem tepkisinin zamanda kayma dışında değişmediği ve verilen dayanak modeli başarıyla takip ettiği gözlenmiştir.

3.1.4. $P_4(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da bir ve üç saniyelik gecikmeler için $P_4(s) = \frac{1}{s^2 - 1} e^{-sT}$ modeli ile yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur.

Bir saniyelik zaman gecikmesi ile $P_4(s)$ modeli için OTT denetleyicilerle kararlı denetim sağlanamamıştır. Yerleştirilmek istenilen kutuplar yirmi saniyelik durulma zamanı ve %5 aşma oranı için seçildiğinde, kök-yer eğrisinde baskınlığı sağlayacak hareketler gözlenememiştir.

Dolayısıyla $P_4(s)$ modeli için OTT baskın kutup yerleştirme işleminde çizilen kök-yer eğrisi paylaşılırken, OTT denetleyici için herhangi bir benzetim çalışması paylaşılmamıştır.



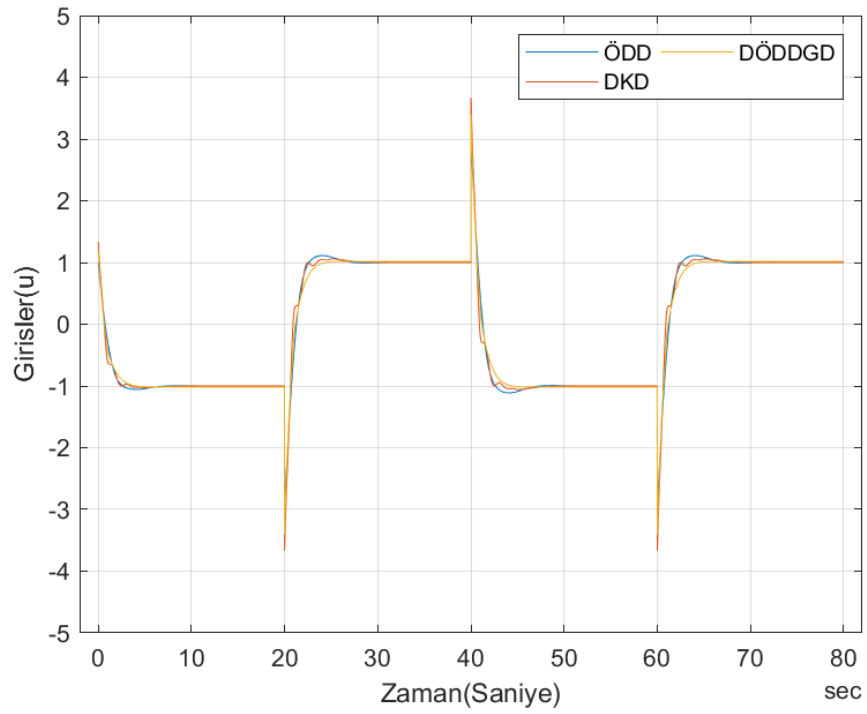
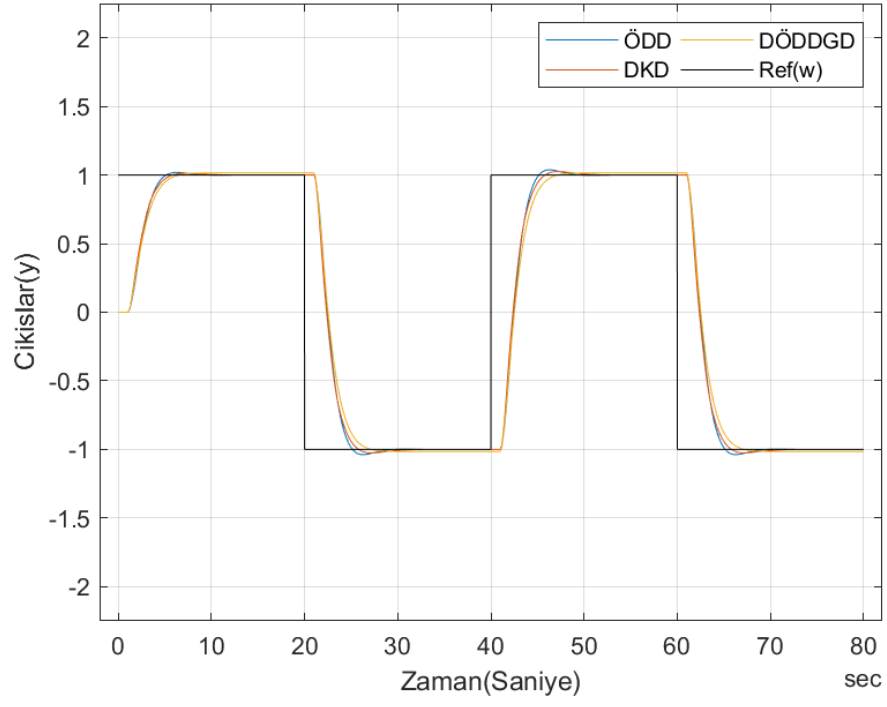
Şekil 3.8 OTT baskın kutup yerleştirme ile $P_4(s)$ için kök-yer eğrisi ($T=1\text{sn}$)

Şekil 3.8’de verilen kök-yer eğrisi bir saniyelik zaman gecikmesi ikinci dereceden Pade yöntemi ile yaklaşıkleştirilip sistem modeline dahil edildikten sonra çizilmiştir. Burada denklem 2.22’de verilen $\hat{P}(s)$

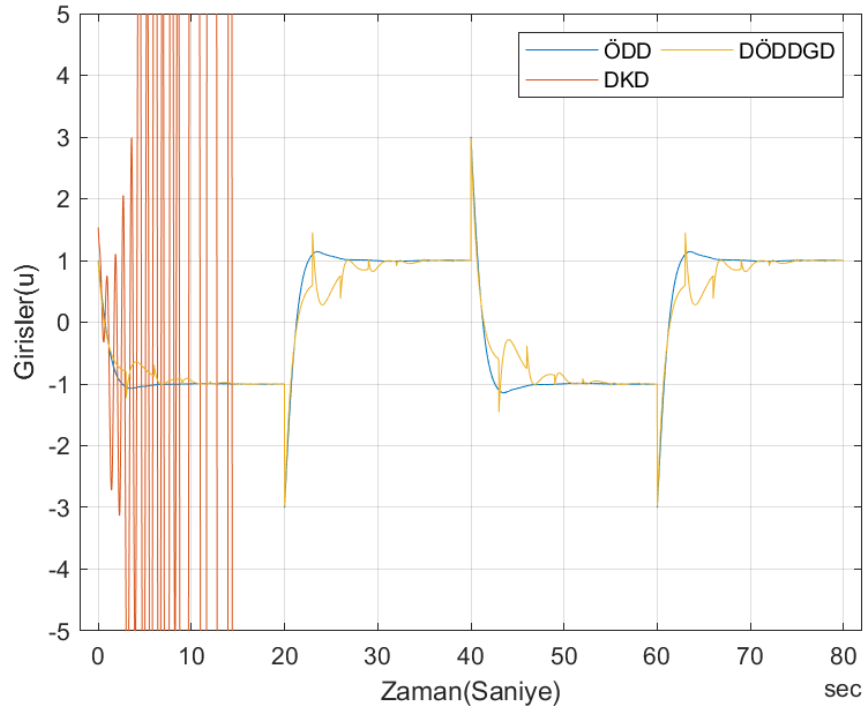
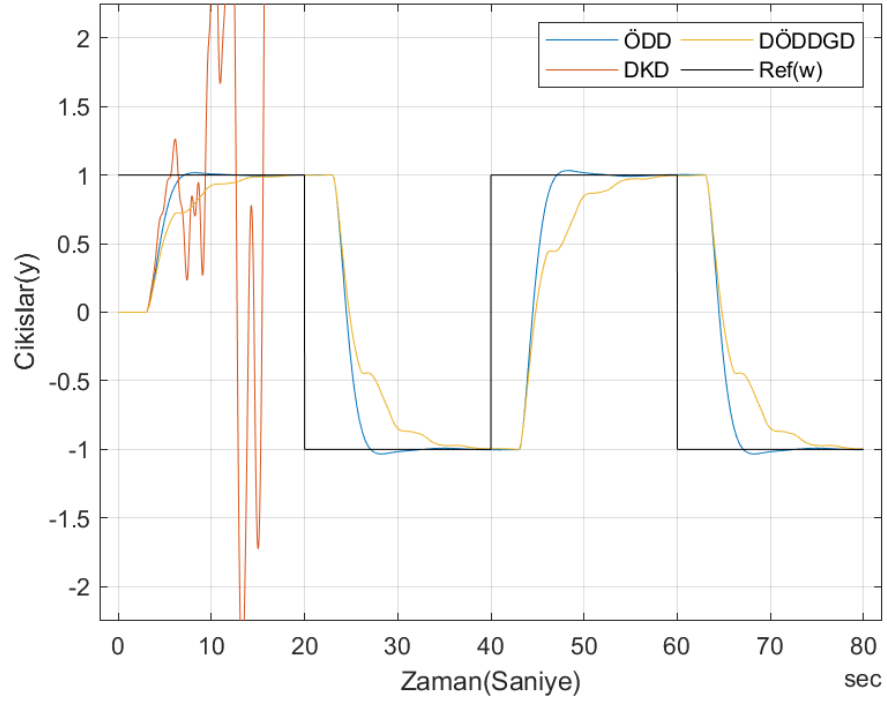
$$\hat{P}(s) = \frac{s^4 - 5.6s^3 + 9.684s^2 + 4.296s + 1.008}{0.4s^5 + 1.8s^4 + 7.8s^3 - 9.2s^2 - 4.3s - 1} \quad (3.2)$$

şeklindedir. İki baskın kutbun yerleştirildiği yerlerde bir açık döngü kutbu ve bir açık döngü sıfırının üst üste olduğu görülmektedir. Kök-yer eğrisinde, baskın kutupların hareket etmediği ve öbür kutupların tamamının hiçbir zaman baskınlığı sağlayacak yerlere gelmediği görülmektedir.

ÖDD, DKD ve DÖDDGD için yapılan çalışmalarda bir saniyelik gecikme için tüm yöntemlerin çok benzer başarımlar ile denetim sağladığı gözlenmiştir. Sistem çıkışları benzer olsa da DKD yönteminde denetim sinyalinin diğer yöntemlere kıyasla daha büyük değerler aldığı görülmüştür.



Şekil 3.9 $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1sn$)



Şekil 3.10 $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3\text{sn}$, Pade = 6.Derece)

OTT Denetleyici dışarıda bırakıldığında, geriye kalan denetim yöntemlerinden DÖDDGD ile bir ve üç saniyelik zaman gecikmesi için kararlı denetim sağlanabilmiştir. Ancak DKD ve ÖDD yöntemleri ile zaman gecikmesinin ikinci dereceden yaklaşıklaştırılması ile (standart yaklaşıklaştırma derecesi) yapılan benzetim çalışmalarında iki ve üç saniyelik gecikmeler için kararlı denetim sağlanamamıştır.

Bundan dolayı zaman gecikmesinin Pade yaklaşıklaştırma derecesi altıya çıkarılarak çalışmalar tekrarlanmış, iki saniyelik zaman gecikmesi için hem DKD, hem de ÖDD yöntemleri ile kararlı denetim sağlanmıştır. Üç saniyelik gecikme için ise ÖDD ile denetim sağlanmış, DKD yöntemi ile sağlanamamıştır. Bu durum hem $P_4(s)$ hem de $P_5(s)$ modelleri için bu şekilde oluşmuştur.

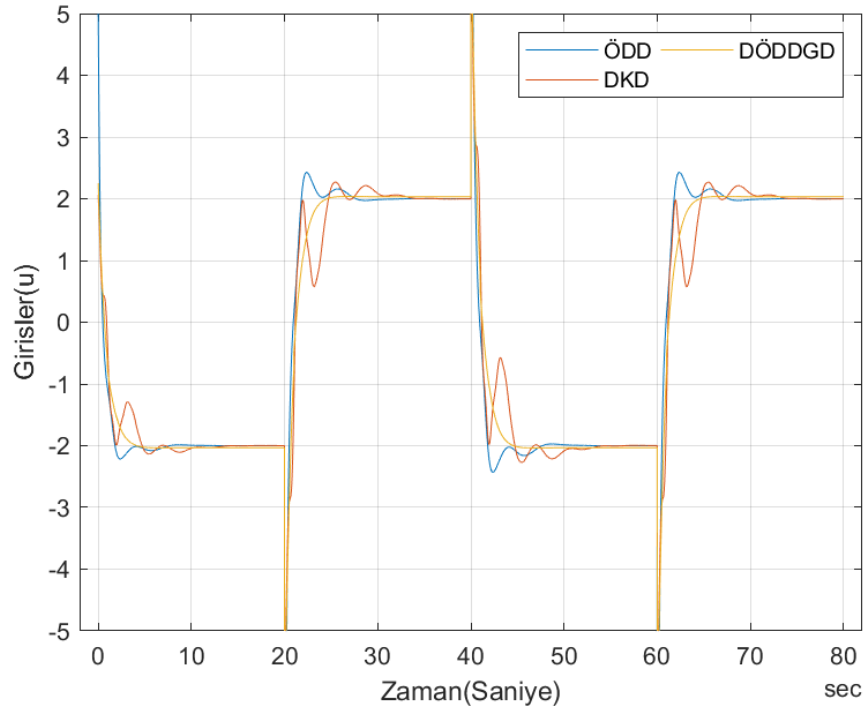
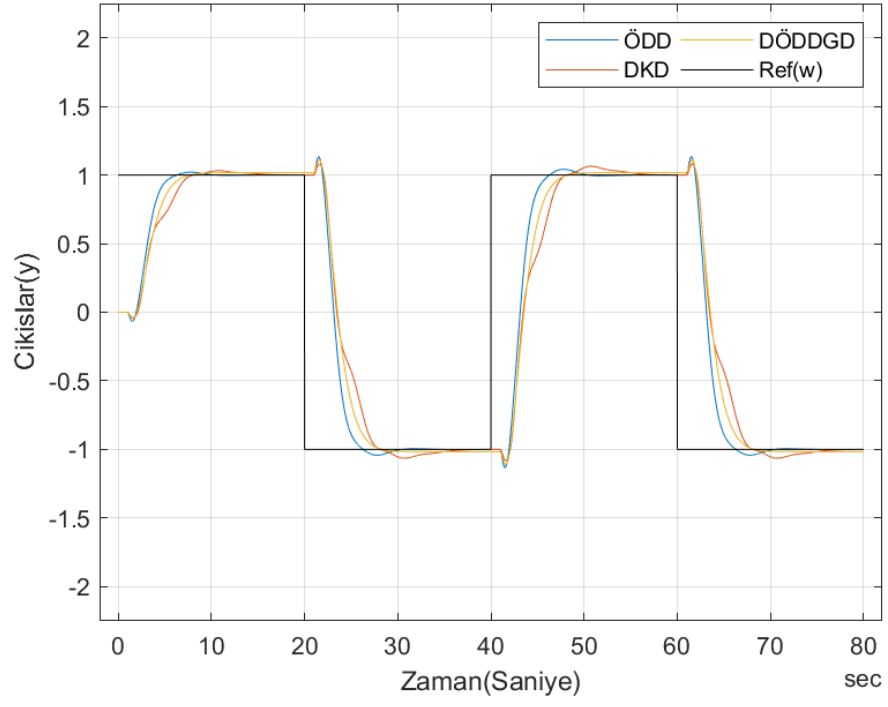
Bu tez çalışmasında da $P_4(s)$ ve $P_5(s)$ için bir ve üç saniye zaman gecikmeli benzetim çalışmalarının sonuçları paylaşılmış, iki saniyelik gecikme ile olan çalışmanın sonucu grafik sayısını az tutmak adına paylaşılmamıştır.

Kararsız kutuplara sahip sistemler için yapılan benzetim çalışmalarında, zaman gecikmesi arttıkça ,DÖDDGD yönteminde, tahmin edilen sistem durumları ile gerçek sistem durumları arasındaki hatanın arttığı ve bu uyumsuzluğun başarımda bozulmalara yol açtığı gözlemlenmiştir. $P_4(s)$ için üç saniyelik gecikme ile yapılan benzetim çalışmasında DÖDDGD yönteminin başarımdaki bozulmanın sebebi de budur.

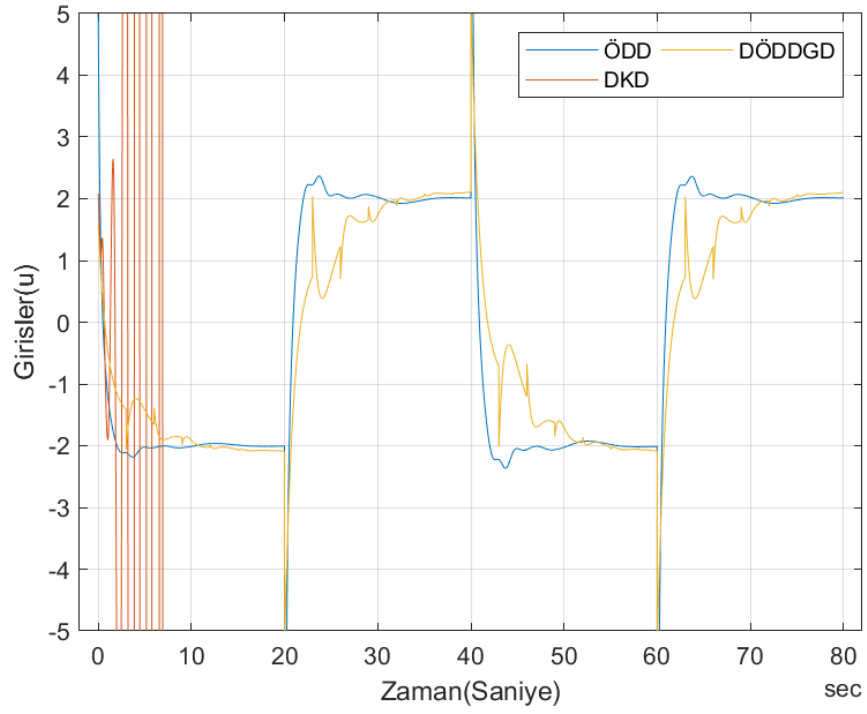
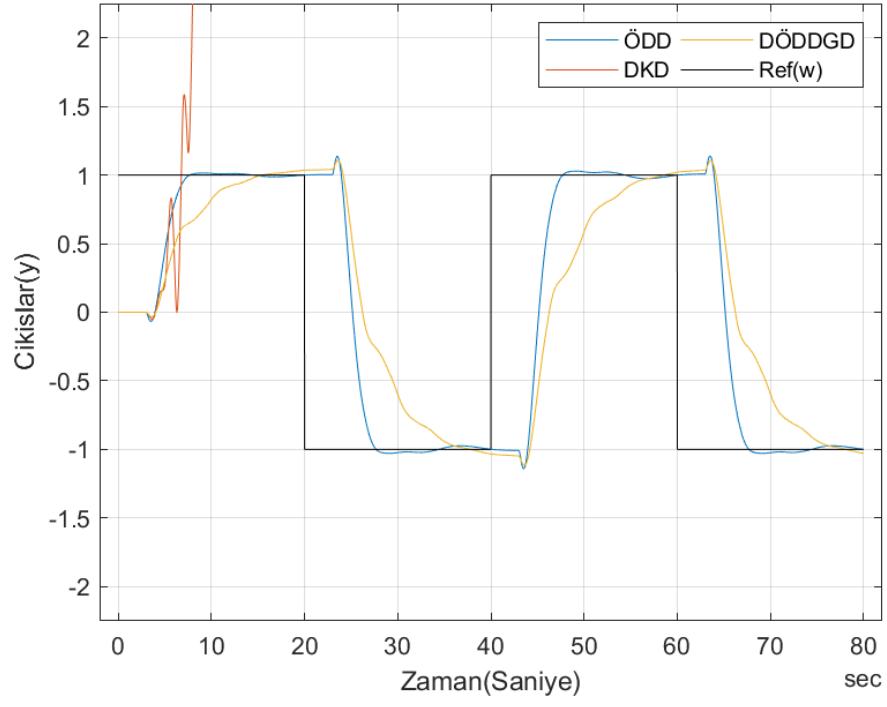
Önceki modellerde olduğu gibi, burada da ÖDD yönteminin, diğer yöntemlere kıyasla üstün başarımlı sağladığı gözlenmiştir. Bu yöntemde iki zaman gecikmesi için de sistem tepkisinde herhangi bir bozulma meydana gelmemiş ve dayanak model takibi başarı ile sağlanmıştır.

3.1.5. $P_5(s)$ Sistemi İçin Benzetim Sonuçları

Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’de bir ve üç saniyelik gecikmeler için $P_5(s) = \frac{1 - 0.5s}{(s + 2)(s^2 - 1)} e^{-sT}$ modeli ile yapılan benzetim çalışmaları sunulmuştur. Bu model için de OTT denetleyiciler ile baskın kutup yerleştirme işlemi gerçekleştirilememiştir. Burada kök-yer eğrisi paylaşılmamıştır.



Şekil 3.11 $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 1$ sn)



Şekil 3.12 $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonuçları ($T = 3sn$, Pade = 6.Derece)

Bu model için yapılan benzetim çalışmalarından elde edilen başarımlar $P_4(s)$ modelinden elde edilen başarımlara yakındır.

Bir saniyelik zaman gecikmesi için tüm yöntemlerle kararlı denetim sağlanmış olsa da, ÖDD ve DKD yöntemlerinde denetim sinyalinde salınımlar gözlenmiştir. Bu salınımlar DÖDDGD yönteminde gözlenmemiştir.

$P_4(s)$ modelinde bahsedildiği şekilde, iki ve üç saniyelik zaman gecikmeleri içeren sistemler, gecikmenin ikinci dereceden yaklaşıklaştırılması kullanılarak denetlenememiştir ve bu gecikmeler için altıncı dereceden yaklaşıklaştırma kullanılmıştır.

Burada da üç saniyelik zaman gecikmesi için DKD yöntemi kararlı denetim sağlayamamışken, ÖDD ve DÖDDGD yöntemlerinden başarılı sonuçlar elde edilmiştir. ÖDD yönteminin DÖDDGD yöntemine göre üstün sonuç verdiği gözlenmiştir ve $P_4(s)$ modelinde bahsedilen sebepten ötürü DÖDDGD yönteminde başarımda bozulmalar meydana geldiği gözlenmiştir.

3.1.6. Uyarlamasız Benzetim Çalışmalarının Sonuçları

Yapılan çalışmalarda tümlev işlevi içermeyen ve kararsız kutuplara sahip olmayan zaman gecikmeli sistemlerin OTT denetleyiciler ile denetlenebildikleri gözlenmiştir. Basit veya düşük zaman gecikmeli sistemlerde başarımlar kabul edilebilir seviyelerde olsa da zaman gecikmesinin artması ile aşma oranının ve/veya durulma zamanının artan oranlarla arttığı gözlenmiştir. OTT denetleyicilerin kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemleri denetlemek için yeterli olmadıkları gözlemlenmiştir. Yapılan baskın kutup yerleştirme çalışmalarında, seçilen baskın kutuplar çok yavaş seçildiğinde kök-yer eğrisinden baskınlığı sağlayacak sonuçlar elde edilebildiği durumlar olmuş olsa da yapılan çalışmalarda elde edilen denetleyici ile bu sistemler için kararlı denetim sağlanamamıştır.

Aşma oranı ve durulma zamanı konusunda DKD yönteminin OTT denetleyicilere göre üstün olduğu gözlenmiştir. DKD yöntemi ile kararsız kutuplara sahip sistemler için düşük zaman gecikmelerinde de iyi kabul edilebilecek başarımlar elde edilmiş olsa da bu yöntem için

zaman gecikmesinin miktarı arttıkça kararlı denetimin sağlanması için zaman gecikmesinin yaklaşıklaştırma derecesinin artırılması gerekmiştir. Buna rağmen model karmaşıklığı ve gecikme miktarı arttığında kararsız sistemlerde kararlı denetimin sağlanamadığı durumlar gözlenmiştir. Ayrıca tamamen kararlı kutuplara sahip olan sistemler için DKD ile yapılan çalışmalarda zaman gecikmesi arttıkça aşma oranının arttığı ve başarımın kötüleştiği gözlenmiştir.

DÖDDGD yönteminde zaman gecikmesi denetlenecek sistem modeline dahil edilmeyip, ileriye dönük durum öngörülerinde bulunmak amacıyla doğrudan kullanıldığından tüm modeller ve zaman gecikmeleri için DKD yönteminden daha iyi başarımlar elde edilmiştir. Ancak bu yöntemin kullanılabilmesi için zaman gecikmesinin tam olarak bilinmesi gerekmektedir. Ayrıca bu yöntem için yüksek zaman gecikmeli kararsız sistemlerde tahmin edilen durumlar ile gerçek durumlar arasındaki hatanın kararlı denetimi bozabildiği gözlenmiştir.

ÖDD yöntemi ile yapılan çalışmalarda tüm modeller ve zaman gecikmeleri için hatasız dayanak model takibi sağlanmıştır. Yöntemin başarımının sunulan diğer yöntemlere kıyasla üstün olduğu gözlenmiştir.

3.2. Özayarlama Benzetim Çalışmaları

Bu bölümde Çizelge 3.1'de verilen sistem modellerinin ve bu sistemlere uygulanan zaman gecikmesinin tam olarak bilinmediği varsayımı altında gerçekleştirilen özayarlama benzetim çalışmaları sunulmuş, yöntemlerin denetim başarımları karşılaştırılmıştır. Özayarlama denetim çalışmalarında bir saniyelik zaman gecikmesi değeri kullanılmıştır.

Özayarlama benzetim çalışmaları OTT mutak kutup yerleştirme, DKD, DÖDDGD ve ÖDD yöntemleri için yapılmıştır. Benzetim çalışmalarında, başlangıçta sistem modelinin tam olarak bilinmemesi durumunu taklit etmek için bilinen model parametreleri belli miktarlarda değiştirilerek başlangıçtaki denetleyici tasarımları bu değiştirilmiş modeller üzerinden yapılmıştır.

Parametrelere uygulanan değiştirme işlemi, belirli bir bant arasında rasgele olarak gerçekleştirilmiştir. Örneğin $P_1(s)$ olarak verilen en basit model için parametreler ± 1 bantı içinde rasgele değerler eklenerek değiştirilmişken, $P_2(s)$ sistemi için bu bant ± 0.5 olarak tutulmuştur.

Yapılan çalışmalarda kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemlerin model değişikliklerine karşı aşırı hassas oldukları gözlenmiştir. Bu sebeple kararsız kutuplara sahip sistemlerde parametreler, gerçek değerlerinin %0.5 oranından daha küçük bir miktarda değişime tabi tutulmuştur.

OTT denetleyici ile özayarlamaalı benzetim çalışmaları, uyarlamasız çalışmalarda olduğu gibi, yalnızca kararsız kutbu olmayan sistemler için yapılmıştır ve bu sistemlerin hepsi için $P_1(s)$ sistem modeli ve bir saniyelik zaman gecikmesinin birinci dereceden Pade yaklaşıklaştırması sonucu elde edilen model parametreleri değiştirilerek ilk denetleyici tasarımı yapılmıştır.

DKD ve ÖDD yöntemlerinde, sistem modelleri ve bir saniyelik zaman gecikmesinin ikinci dereceden Pade yaklaşıklaştırması sonucu elde edilen model parametreleri değiştirilerek ilk denetleyici tasarımı yapılmıştır.

DÖDDGD ise zaman gecikmesi doğrudan kullanıldığından, bu yöntemde modelin zaman gecikmesi dışarıda bırakılmış şekilde parametreleri değiştirilerek ilk denetleyici tasarımı yapılmıştır.

Parametre kestirimi OTT denetleyicide tüm modeller için bir sıfır ve iki kutbu olan model parametrelerini kestirecek şekilde ayarlanmıştır. DKD ve ÖDD yöntemlerinde kestirim dereceleri denetlenen sistemin pay ve paydalarının derecelerinden iki fazla olarak seçilmiştir (ikinci derece Pade yaklaşıklaştırılması kullanıldığı için). DÖDDGD yönteminde ise zaman gecikmesi doğrudan kullanıldığından parametre kestirimi sistemin pay ve paydalarının dereceleri ile eşit derecede seçilmiştir.

Sürekli zaman en küçük kareler yöntemindeki unutma faktörü β , süzgeç çokterimlisi $T(s)$ ve başlangıç parametrelerine duyulan güveni ifade eden S_0 matrisinin değerleri, yapılan

özayarlama çalışmaları tamamında eşit seçilmiştir. Bu değerler

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{-\ln(0.36)}{2 * (\text{Referans Periyodu})} \\ S_0 &= 0.01I_m \\ T(s) &= (s + 1)^{n+1}\end{aligned}\tag{3.3}$$

olarak verilmiştir. Burada n sistemin derecesini, m kestirilen parametre sayısını ve I_m ise $m \times m$ birim matrisi ifade etmektedir. Özayarlama benzetim çalışmalarında kullanılan β değeri iki referans periyodu kadar geride kalan verileri 0.36 değeri ile ağırlıklandırarak şekilde seçilmiştir. Yukarıdaki gösterim bunu ifade etmektedir.

Özayarlama benzetim çalışmalarında, DKD ve DÖDDGD için denetleyici tasarım parametreleri, uyarlamasız benzetim çalışmalarında bir saniyelik gecikmelerin olduğu durumlarla aynı seçilmiştir.

OTT mutlak kutup yerleştirme yönteminde iki kutup, baskın kutup yerleştirme yöntemindeki değerler olarak ve üçüncü kutup ise ilk iki kutbun gerçek kısmının üç katı solda olacak şekilde seçilmiştir ($s_3 = 3\text{Re}[s_{1,2}]$).

ÖDD yönteminde, tüm sistemler için dayanak model kutupları ve kararlı sıfırlarını içeren $Z^+(s)$ çokterimliliği Çizelge 3.4'te verildiği şekilde seçilmiştir.

Burada sistemler için verilen $P(s)$ çokterimliliği $(s + 2)^n$ olarak seçilmiştir ve n , parametre kestiriminde kestirilen payda derecesini ifade etmektedir. Özayarlama çalışmalarda DKD ve ÖDD için zaman gecikmesinin etkisi ikinci dereceden kestirildiğinden, kestirilen paydanın derecesi, zaman gecikmesiz sistemin paydasının derecesine iki eklenerek bulunmaktadır.

$Z^-(s)$ çokterimliliği, $\hat{B}(s)$ kestirilen sistem payını ifade etmek üzere, $Z^-(s) = k\hat{B}(s)$ olarak ve k kazancı ise $k \frac{\hat{B}(s)}{P(s)} \Big|_{s=0} = 1$ eşitliğini sağlayacak şekilde (dayanak modelin statik kazancını 1 yapmak için) kestirilen parametrelerle birlikte sürekli güncellenecek şekilde seçilmiştir.

ÖDD için paylaşılan sonuçlarda ym , dayanak model $\left(\frac{Z(s)}{P(s)}\right)$ 'in referans sinyaline (w) verdiği tepkiyi ifade etmektedir.

Çizelge 3.4 ÖDD ile özayarlamalı benzetim çalışmalarında kullanılan dayanak modelleri

Sistem	Dayanak Model Paydaları	Dayanak Model Payları
$P_1(s)$	$P(s) = s^3 + 6s^2 + 12s + 8$	$Z^+(s) = 1, Z^-(s) = k\hat{B}(s)$
$P_2(s)$	$P(s) = s^4 + 8s^3 + 24s^2 + 32s + 16$	$Z^+(s) = 1, Z^-(s) = k\hat{B}(s)$
$P_3(s)$	$P(s) = s^4 + 8s^3 + 24s^2 + 32s + 16$	$Z^+(s) = 1, Z^-(s) = k\hat{B}(s)$
$P_4(s)$	$P(s) = s^4 + 8s^3 + 24s^2 + 32s + 16$	$Z^+(s) = 1, Z^-(s) = k\hat{B}(s)$
$P_5(s)$	$P(s) = s^5 + 10s^4 + 40s^3 + 80s^2 + 80s + 32$	$Z^+(s) = 1, Z^-(s) = k\hat{B}(s)$

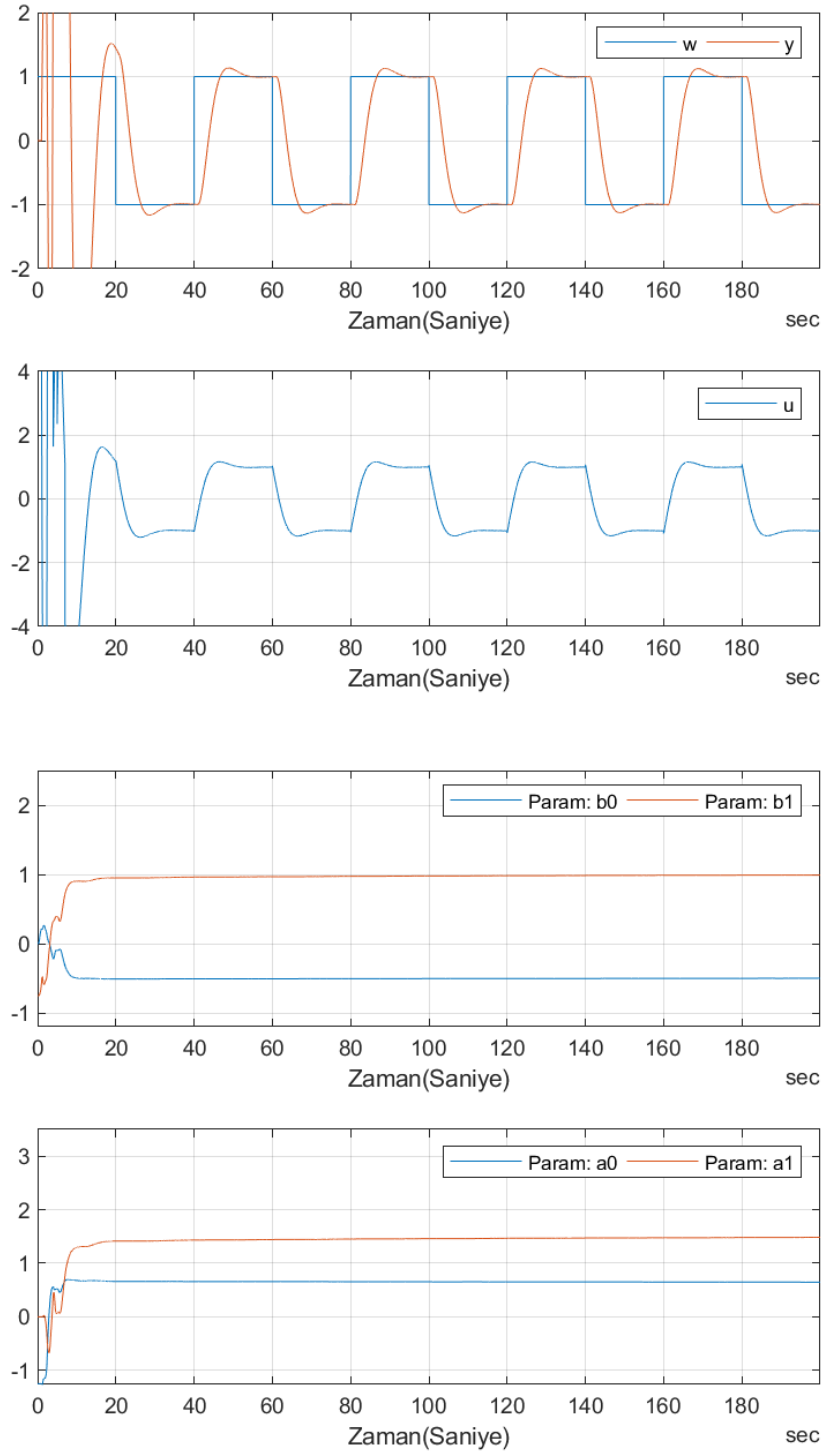
3.2.1. $P_1(s)$ Sistemi İçin Özayarlamalı Benzetim Sonuçları

$P_1(s) = \frac{1}{s+1}e^{-s}$ olarak verilen birinci dereceden, kararlı kutuplara sahip, bir saniye zaman gecikmeli sistem için özayarlamalı benzetim çalışmaları OTT Denetleyici için Şekil 3.13'te, DKD için Şekil 3.14'te, DÖDDGD için Şekil 3.15'te ve ÖDD için Şekil 3.16'da verilmiştir.

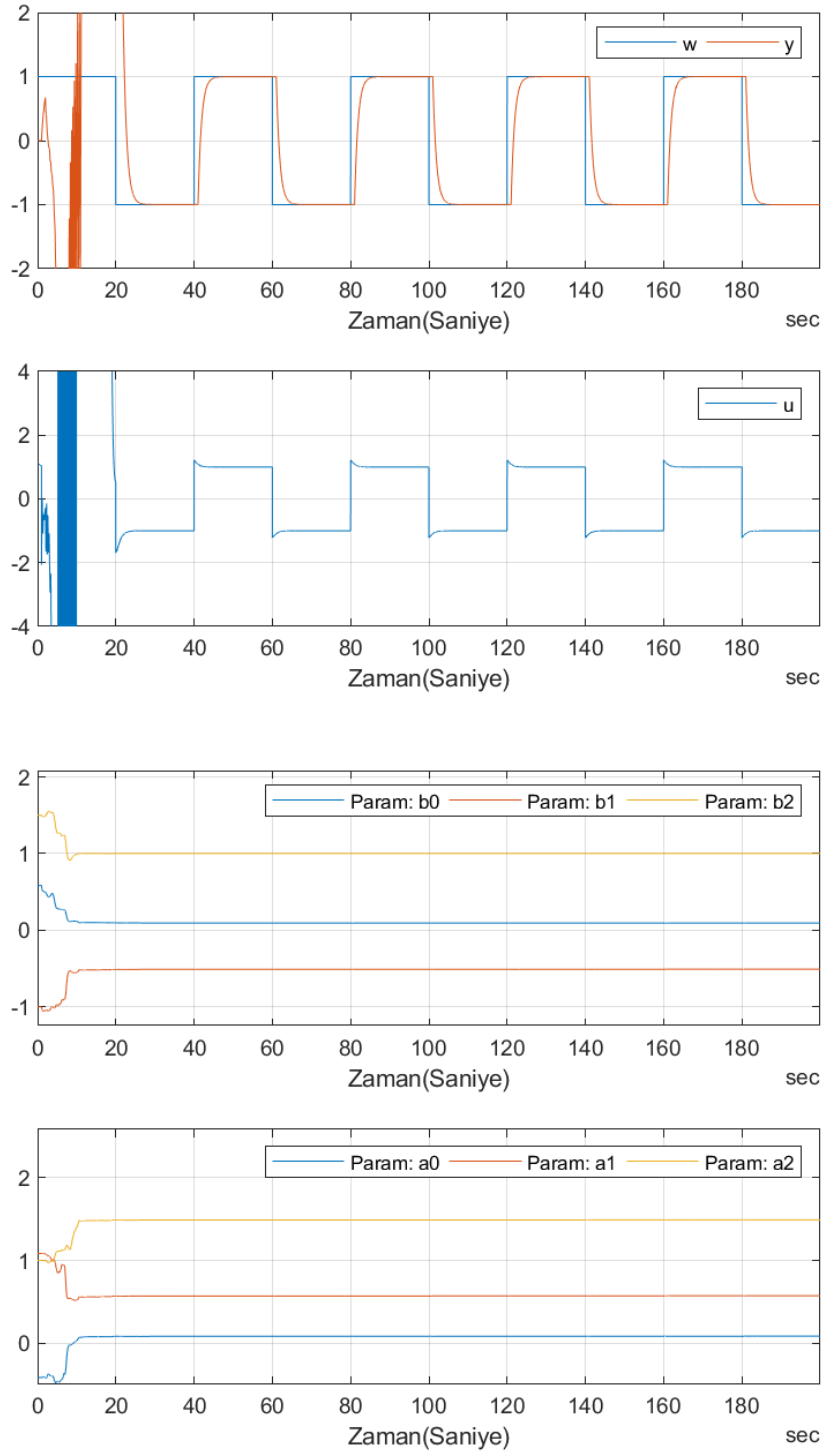
Bu model için DKD, DÖDDGD ve ÖDD yöntemlerinin iyi başarımlar sağladığı ve OTT denetleyicide başarımların yerleştirilen kutuplarla uyum içinde olduğu gözlenmiştir. ÖDD yönteminde dayanak model takibinin hatasız bir şekilde gerçekleştiği gözlenmiştir.

Sistem parametrelerinin belirli değerlere yakınsadığı, ve başlangıçta sistem çıkışı ve denetim sinyalinde görülen dalgalanmaların, parametrelerin yakınsanması ile ortadan kalktığı görülmektedir.

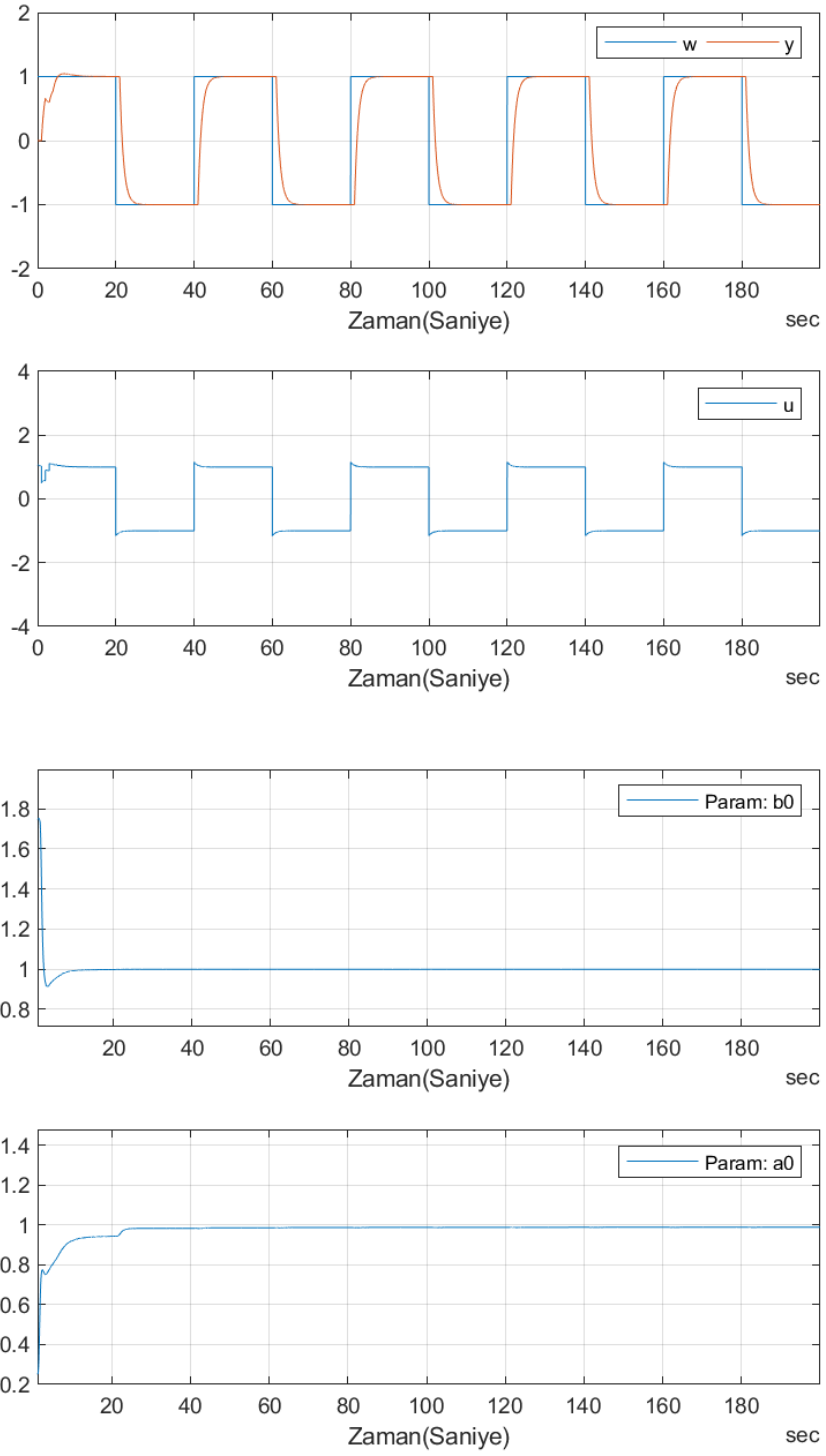
Ayrıca, OTT denetim ile parametre kestirimi ikinci dereceden sistem modeli için yapılmış olmasına rağmen iyi başarımlar elde edildiği dikkat çekmektedir.



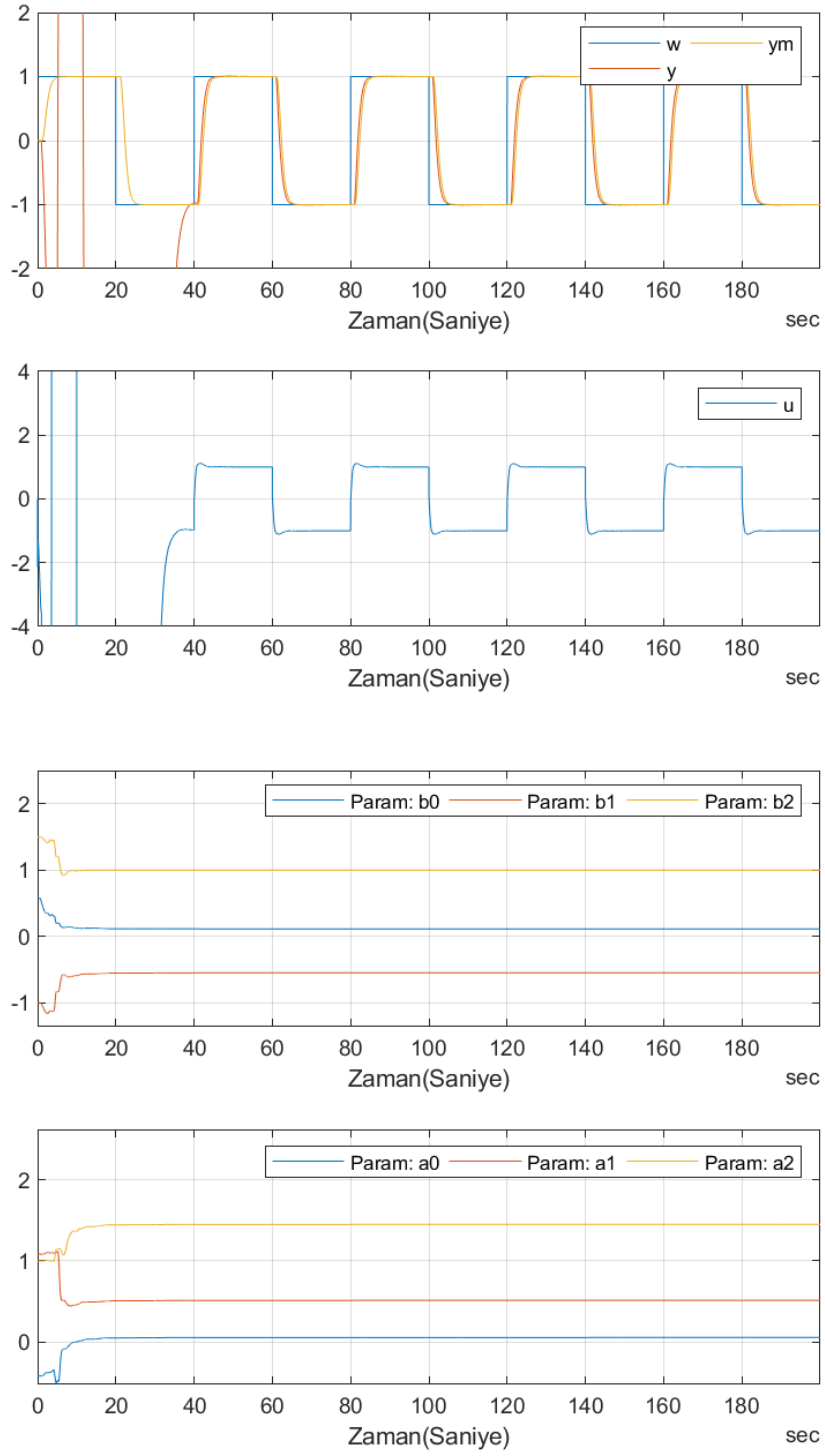
Şekil 3.13 Özyarlamalı OTT denetleyici ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.14 Özyarlamalı DKD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.15 Özayarlamalı DÖDDGD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.16 Özyarlamalı ÖDD ile $P_1(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)

3.2.2. $P_2(s)$ Sistemi İçin Özayarlama Benzetim Sonuçları

$P_2(s) = \frac{1}{s^2 + s + 1} e^{-s}$ olarak verilen ikinci dereceden, kararlı kutuplara sahip bir saniye zaman gecikmeli sistem için özayarlama benzetim çalışmaları OTT Denetleyici için Şekil 3.17'de, DKD için Şekil 3.18'de, DÖDDGD için Şekil 3.19'da ve ÖDD için Şekil 3.20'de verilmiştir.

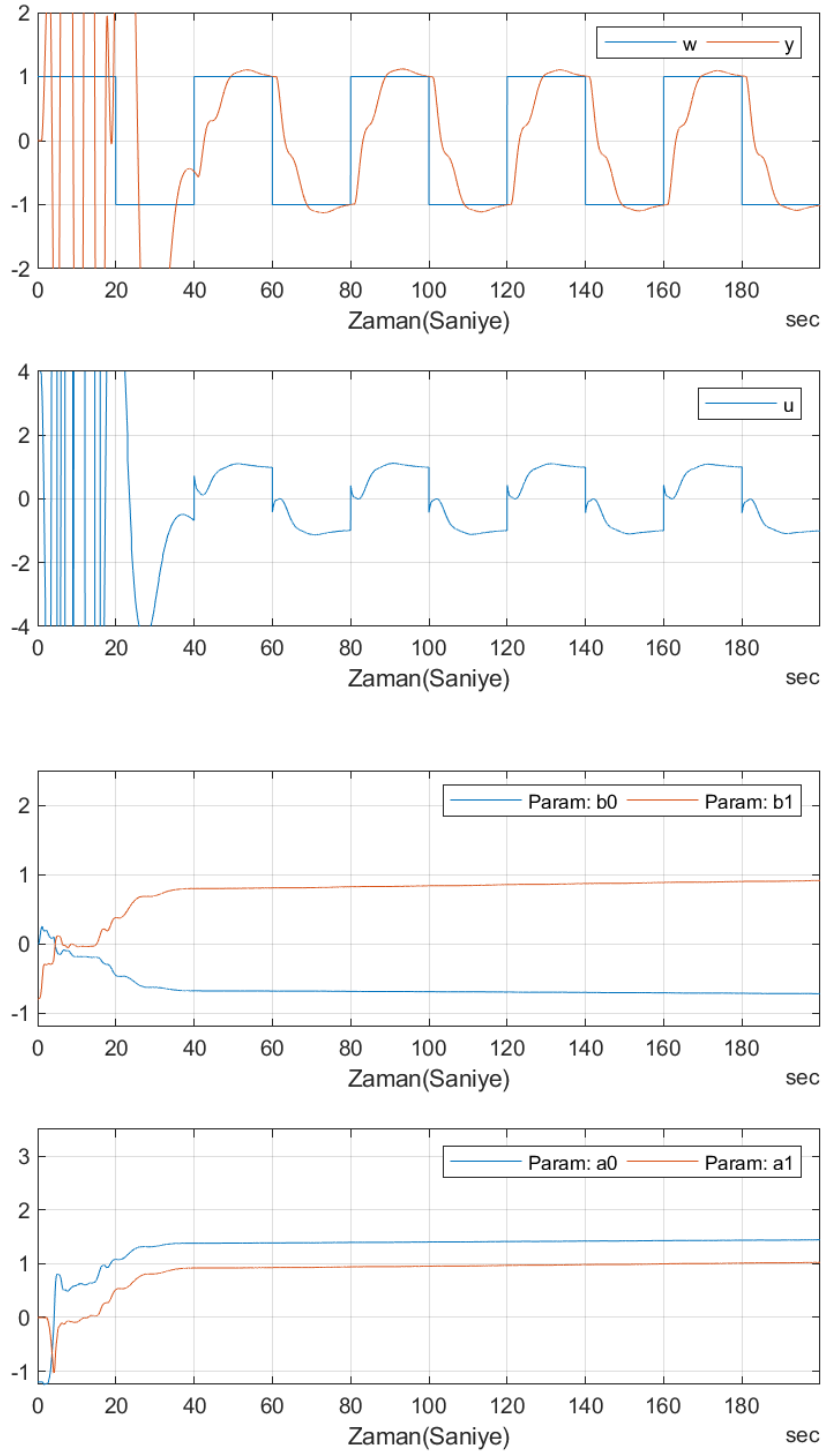
Parametre kestiriminin OTT denetleyici için bir sıfır ve iki kutup kestiriyor olmasına rağmen buradaki ikinci dereceden ve zaman gecikmeli sistemin OTT denetleyici ile özayarlama olarak iyi bir başarıyla denetlenebildiği gözlenmiştir.

Elde edilen başarımlar incelendiğinde OTT denetleyici yönteminin genel olarak, tüm modeller için, en uzun durulma zamanına sahip olduğu gözlenmiştir. Yapılan farklı çalışmalarda, kutuplar daha hızlı durulma zamanı verecek şekilde yerleştirildiğinde ise sistemdeki zaman gecikmesinin miktarına göre, aşma oranının tasarımda belirlenen değerin çok üzerine çıkabildiği veya kararlı denetimin bozulabildiği gözlenmiştir. Bu durumlar burada paylaşılmamıştır.

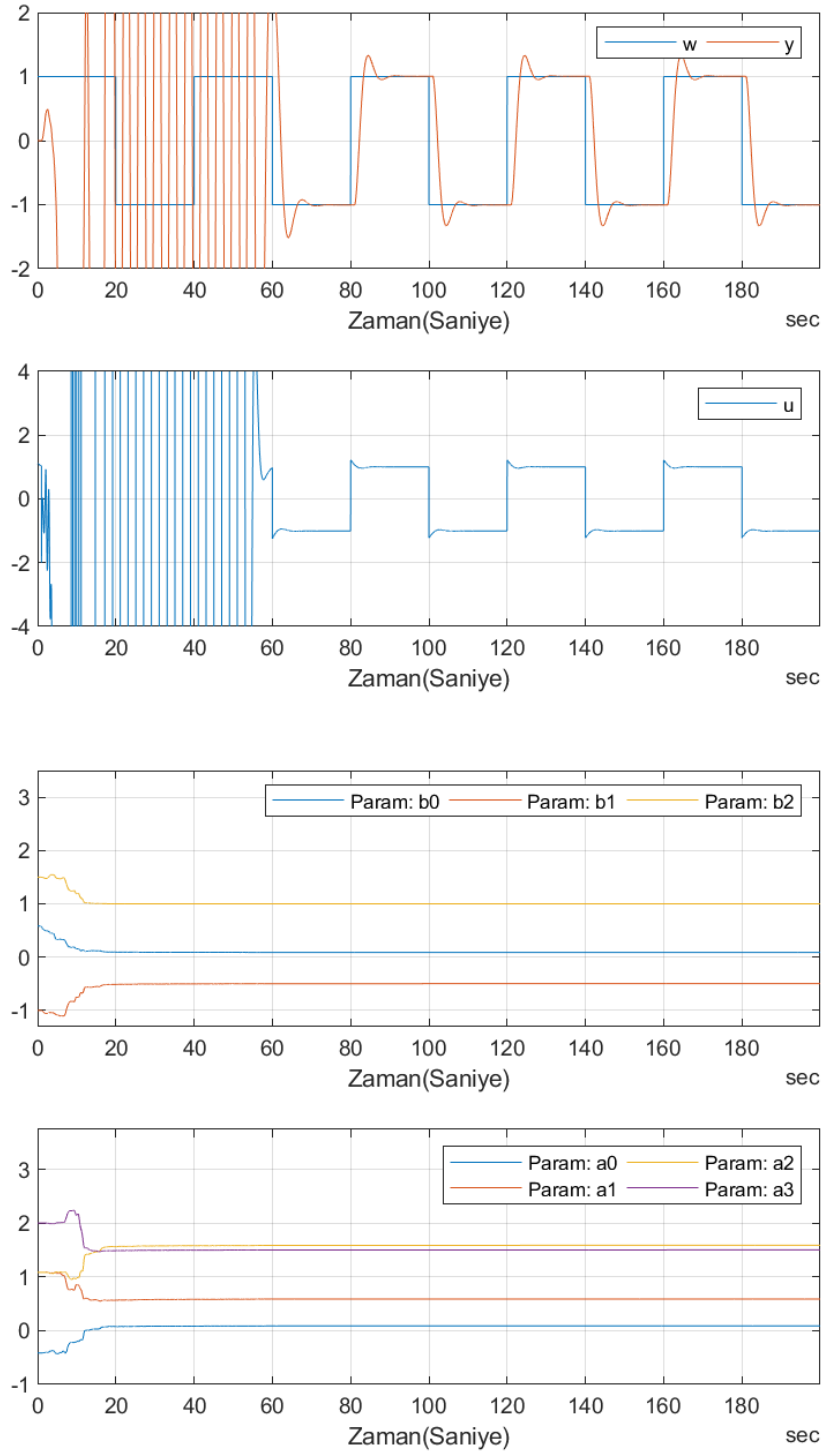
İkinci dereceden olan bu sistem için, DKD ve DÖDDGD yöntemlerinde görülen aşma oranının tasarım parametreleri ile ilintili olduğu gözlenmiştir. Tasarım esnasındaki ağırlıklandırma matrisleri değiştirilerek durulma zamanı ve aşma oranı arasında bir alış-verişin mümkün olduğu gözlenmiştir, farklı başarımlar sağlayan örnekler grafik sayısını az tutmak adına burada paylaşılmamıştır.

ÖDD yönteminde, kestiriciden gelen parametre değerlerinin gerçek değerlere yakınsamasını takiben hatasız dayanak model takibinin sağlandığı gözlenmiştir.

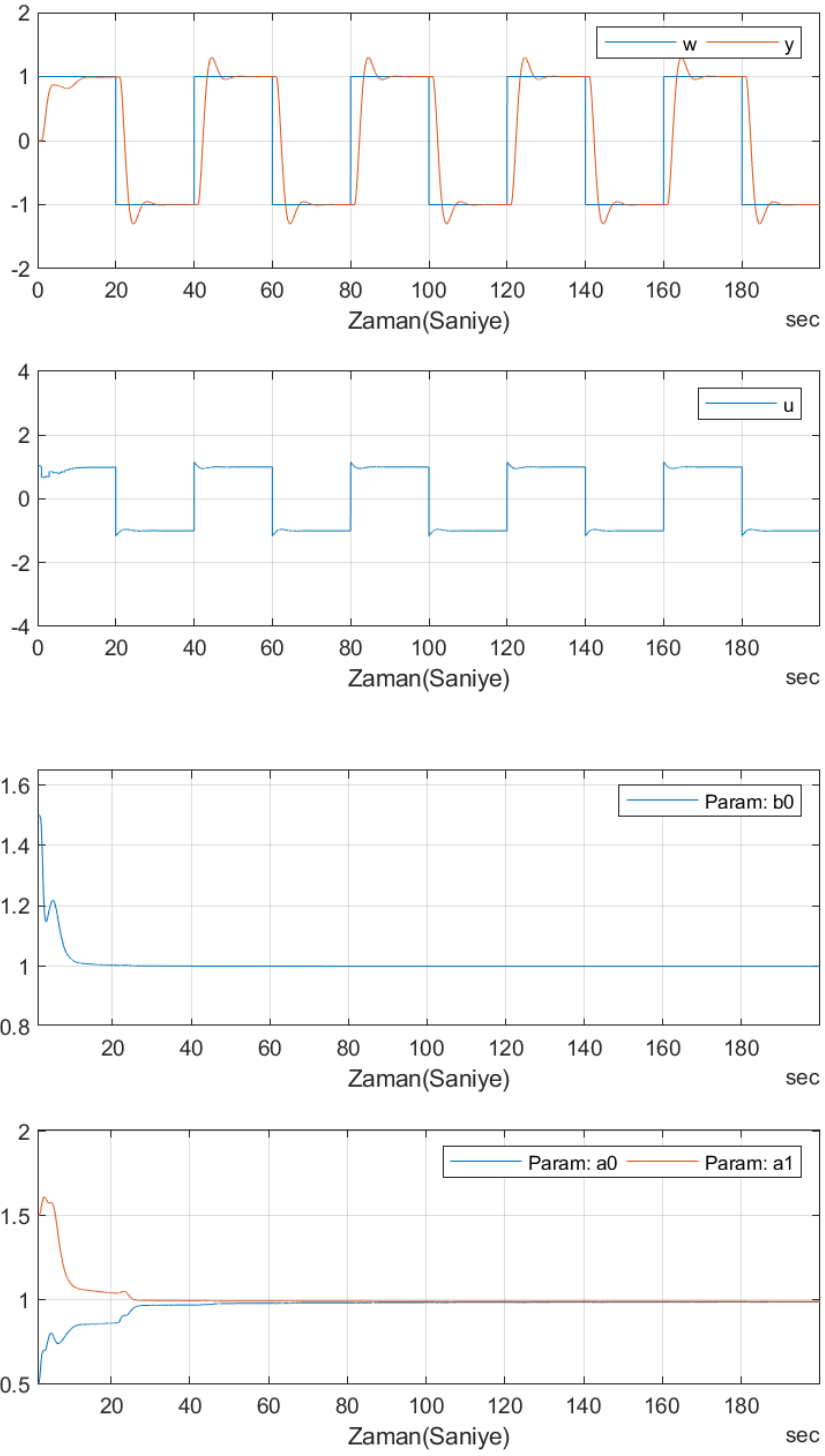
Burada sistem çıkışları ve denetim sinyallerinde başlangıçta görülen dalgalanmalar, sistem parametrelerinin gerçek değerlerinden farklı olmasından kaynaklanmaktadır ve kestirici gerçek parametrelere yakınsadıkça bu dalgalanmaların ortadan kalktığı görülmektedir.



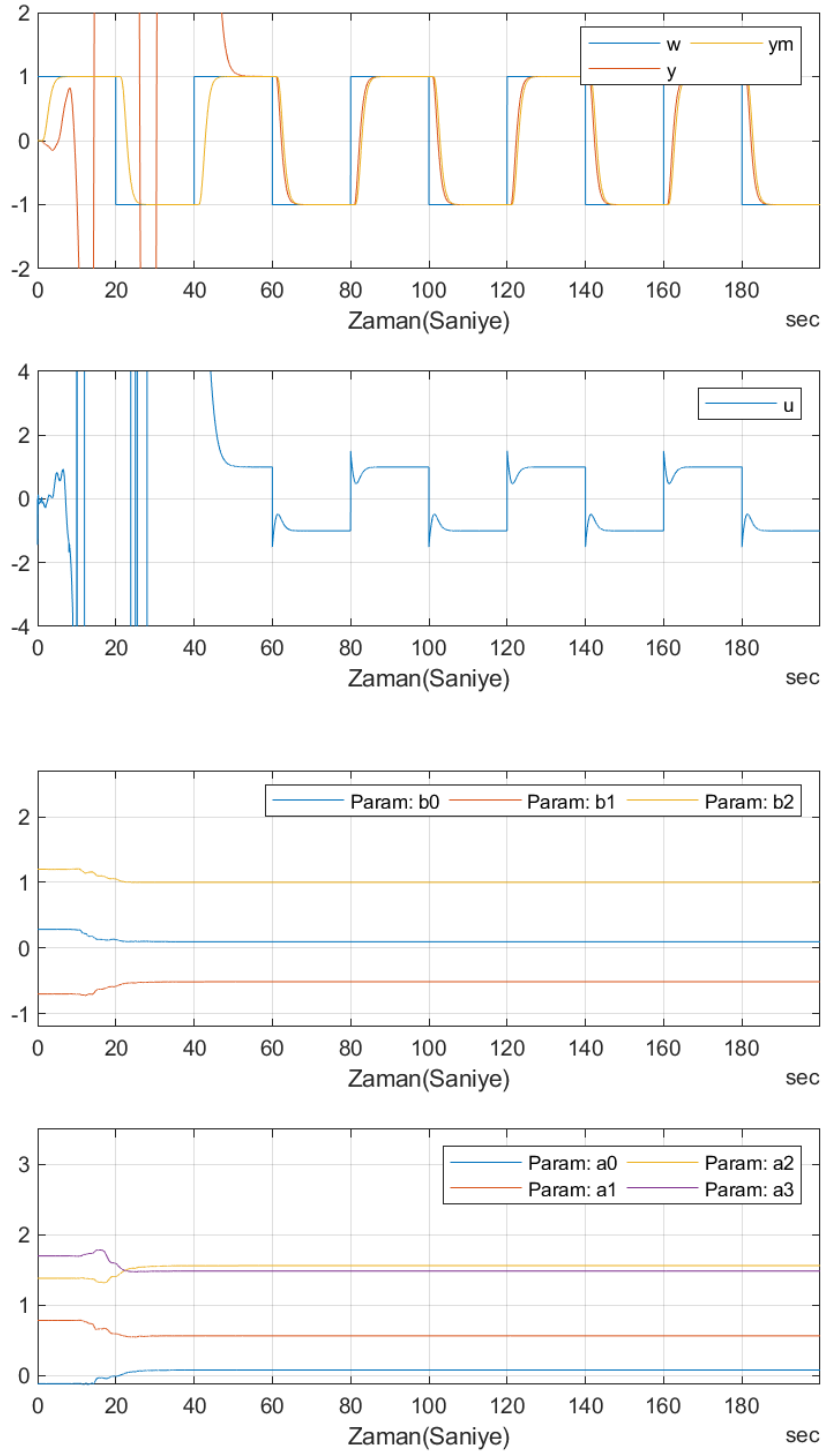
Şekil 3.17 Özyarlamalı OTT denetleyici ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.18 Özayarlamalı DKD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.19 Özyarlamalı DÖDDGD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1s$)



Şekil 3.20 Özayarlamalı ÖDD ile $P_2(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)

DÖDDGD yönteminde, başlangıç anında, sistem çıkışı ve denetim sinyalinde diğer yöntemlere kıyasla daha küçük miktarlarda dalgalanmalar olduğu gözlenmiştir. Bu yöntemde zaman gecikmesi doğrudan kullanıldığı için kestirilen parametre kümesine dahil edilmemektedir ve bundan ötürü kestirilen parametre sayısı da diğer yöntemlerden azdır. Sistem çıkışı ve denetim sinylinde görülen bozulmanın diğer denetim yöntemlerine kıyasla az olmasının sebebi budur.

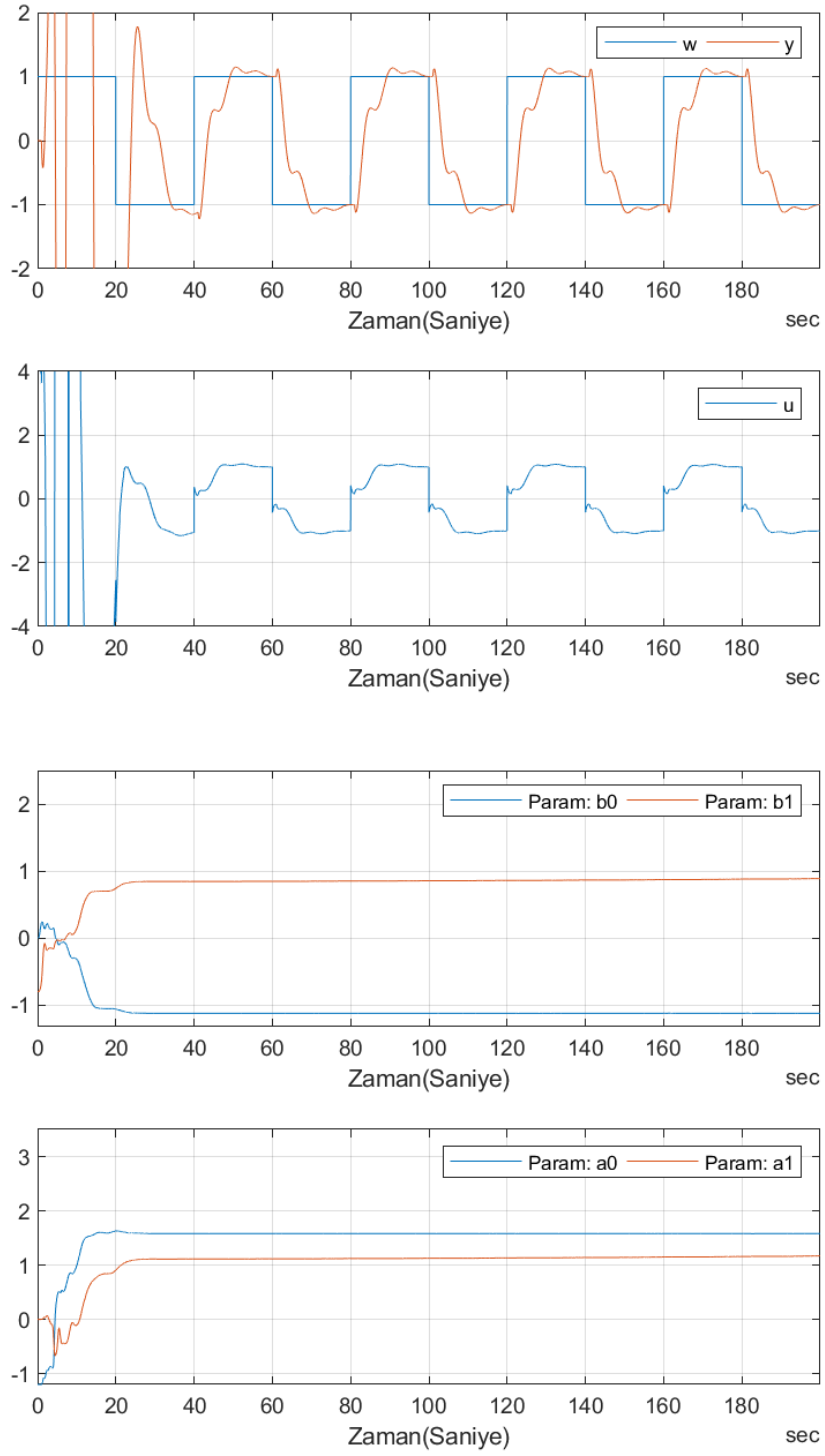
3.2.3. $P_3(s)$ Sistemi İçin Özayarlama Benzetim Sonuçları

$P_3(s) = \frac{1 - 0.5s}{s^2 + s + 1} e^{-s}$ olarak verilen ikinci dereceden, kararlı kutuplara ve kararsız bir sifıra sahip bir saniye zaman gecikmeli sistem için özayarlama benzetim çalışmaları OTT Denetleyici için Şekil 3.21’de, DKD için Şekil 3.22’de, DÖDDGD için Şekil 3.23’te ve ÖDD için Şekil 3.24’te verilmiştir.

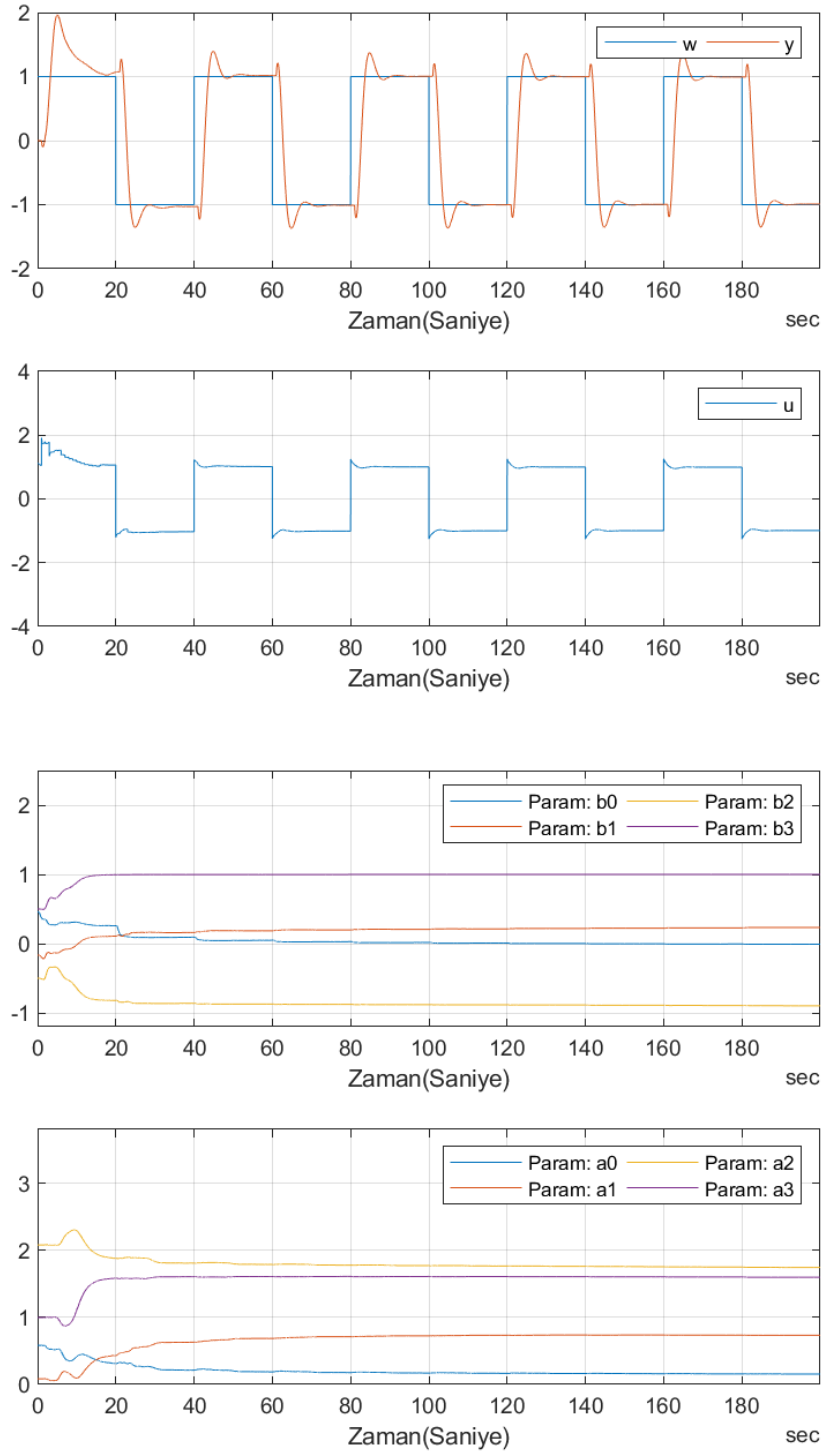
Bu model için de tüm yöntemlerle kararlı denetim sağlanmıştır, Ancak OTT denetleyici ile yapılan çalışmalarda sistem derecesi yükseldikçe başarımda bozulmaların arttığı gözlenmiştir. Bunun sebebi OTT denetleyicilerde tasarımın, ve parametre kestiriminin iki kutup ve bir sıfır ile tanımlanan bir sisteme göre yapıyor olmasıdır. Bu durum sistem karmaşıklığı arttıkça ve sisteme zaman gecikmesi dahil olunca sistemin iki kutup ve bir sıfır ile yeterince iyi tanımlanamamasına sebep olmaktadır ve bundan dolayı başarımda istenmeyen bozulmalar meydana gelmektedir.

Yapılan çalışmalarda yüksek dereceden kararlı kutuplara sahip sistemler için özellikle büyük zaman gecikmeleri ile çalışıldığında mutlak kutup yerleştirme yöntemi ile kararlı denetim sağlanabilmesi için kutupların çok yavaş tepki verecek şekilde yerleştirilmesi gerektiği gözlenmiştir. Bu durumlara örnekler sunumun bütünlüğünü bozmamak adına paylaşılmamıştır.

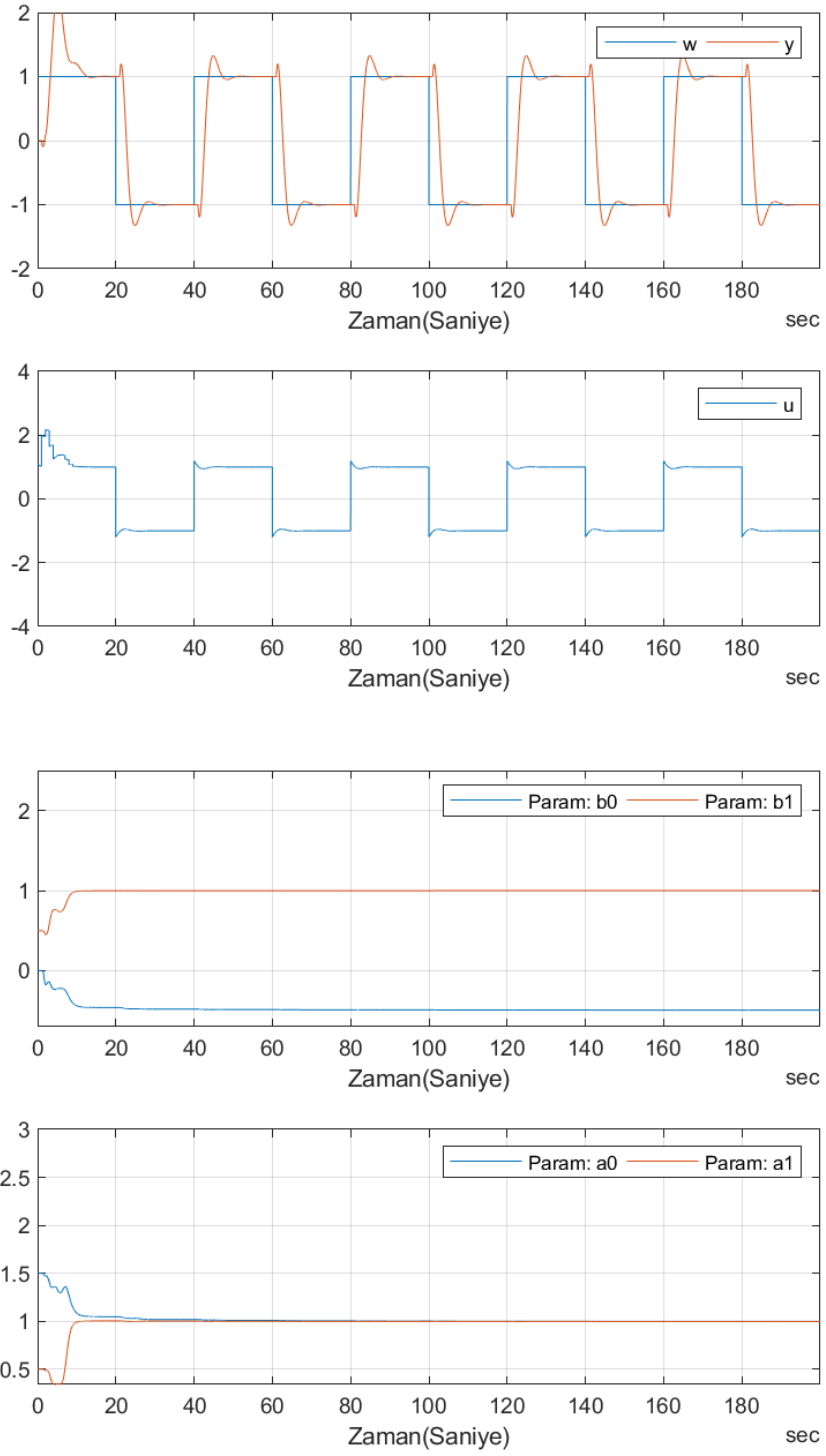
DKD ve DÖDDGD yöntemlerinden elde edilen başarımlar önceki modeller ile benzer şekilde yorumlanmıştır. Kararlı sistem modelleri için, tasarım parametrelerini değiştirerek tepki hızı ile aşma oranı arasında bir alış-veriş’in mümkün olduğu gözlenmiştir.



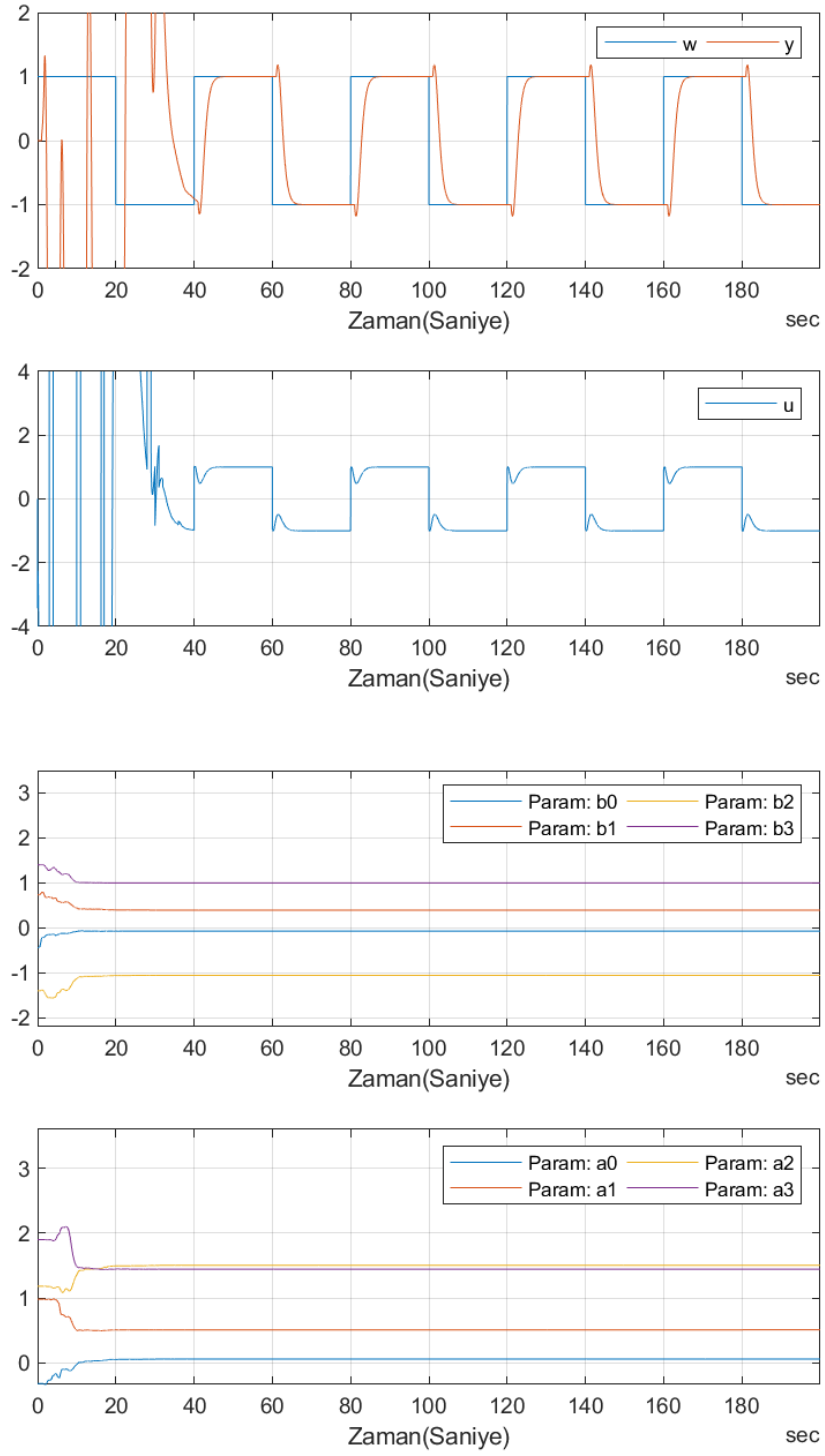
Şekil 3.21 Özyarlamalı OTT denetleyici ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.22 Özyararlamalı DKD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.23 Özyarlamalı DÖDDGD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.24 Özyarlamalı ÖDD ile $P_3(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1\text{sn}$)

ÖDD yönteminde dayanak modelinin sıfırları olarak kestirilen sistemin sıfırları seçilmektedir. Özayarlama yapı dahilinde bunlar sürekli olarak güncellendiği için, başlangıçta denetim başarımını olumsuz etkilediği görülmektedir. Kestirilen parametrelerin yakınsaması ile birlikte bu olumsuzluğun ortadan kalktığı ve dayanak model takibinin sağlandığı gözlenmektedir.

3.2.4. $P_4(s)$ Sistemi İçin Özayarlama Benzetim Sonuçları

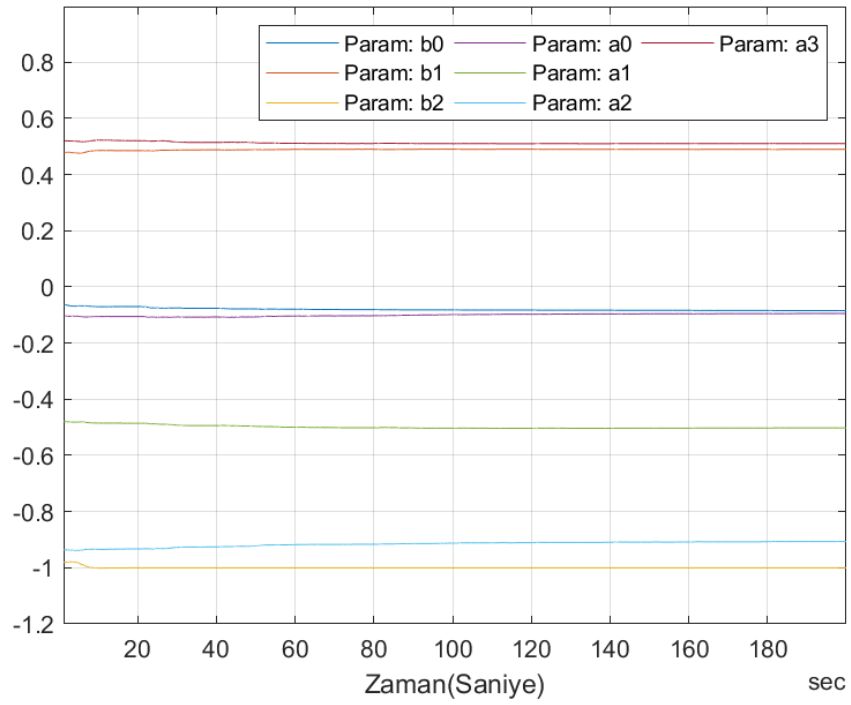
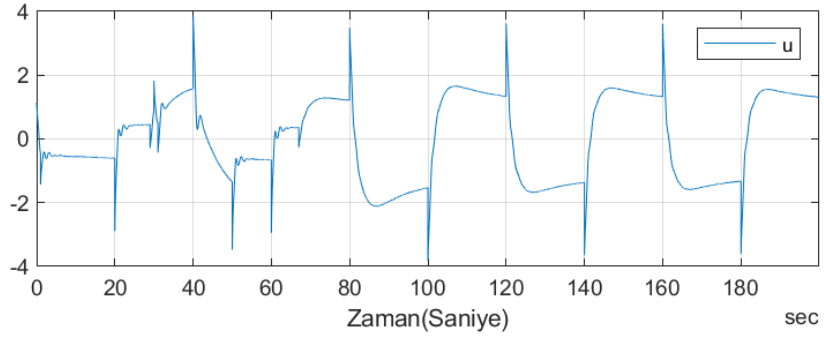
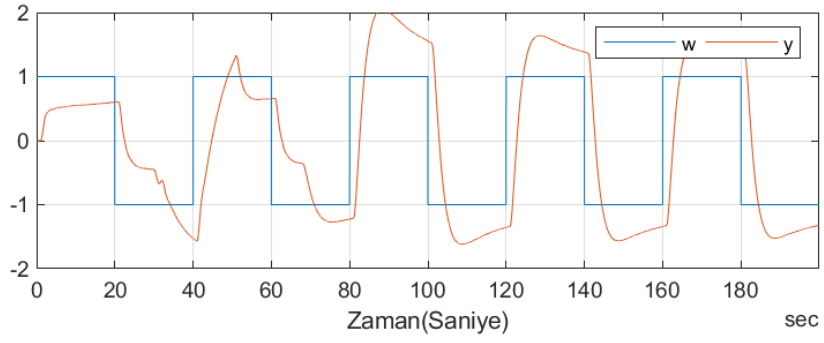
$P_4(s) = \frac{1}{s^2 - 1} e^{-s}$ olarak verilen ikinci dereceden, kararlı ve kararsız birer kutba sahip bir saniye zaman gecikmeli sistem için özayarlama benzetim çalışmaları DKD için Şekil 3.25'te, DÖDDGD için Şekil 3.26'da ve ÖDD için Şekil 3.27'de verilmiştir.

Kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemler için OTT denetleyiciler ile özayarlama olarak kararlı denetim sağlanamamıştır ve başarısız sonuçlar da paylaşılmamıştır.

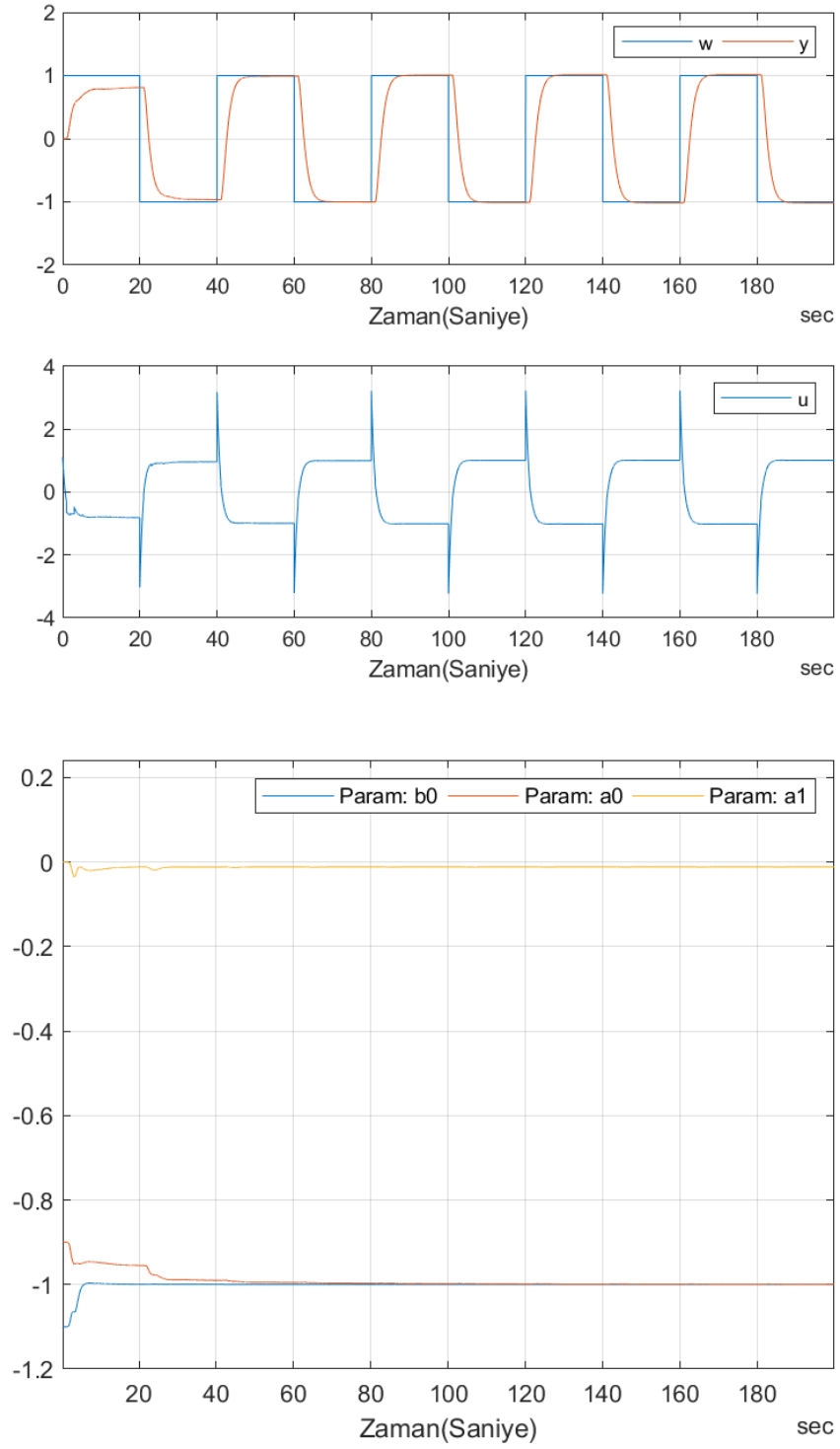
DKD yönteminde başarımda durgun durum hatası olduğu ve bu hatanın DKD tasarımında modele eklenen hata tümlevi tarafından giderilmeye çalışıldığı görülmektedir. Yapılan çalışmalarda uzun referans sinyal periyotlarında hatanın sifıra indirildiği görülmüştür. Ayrıca burada hata tümlevine verilen ağırlık arttırıldığında aşma oranının arttığı ve durulma zamanının azaldığı yapılan çalışmalarda gözlenmiştir.

Bunun yanında, başlangıçta kullanılan zaman gecikmesi yaklaşıklaştırmasının derecesinin (ve dolayısı ile kestirilen pay ve paydanın derecelerinin) arttırılmasının da başarımda olumlu bir etkisi olduğu gözlenmiştir. Başlangıçtaki zaman gecikmesi iki yerine dördüncü dereceden Pade yaklaşıklaştırması ile yaklaşıklaştırıldığı zaman durgun durum hatasının yüksek miktarda azaldığı gözlenmiştir. Bu durum Şekil 3.28'de verilmiştir, Kestirilen parametreler çok fazla sayıda olduğundan bu durum için sunulmamıştır.

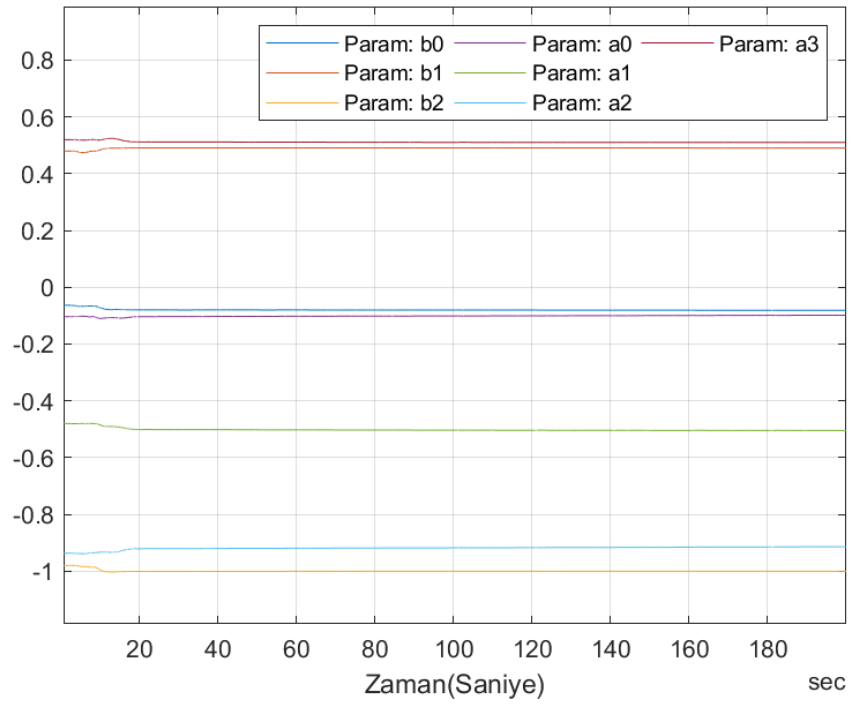
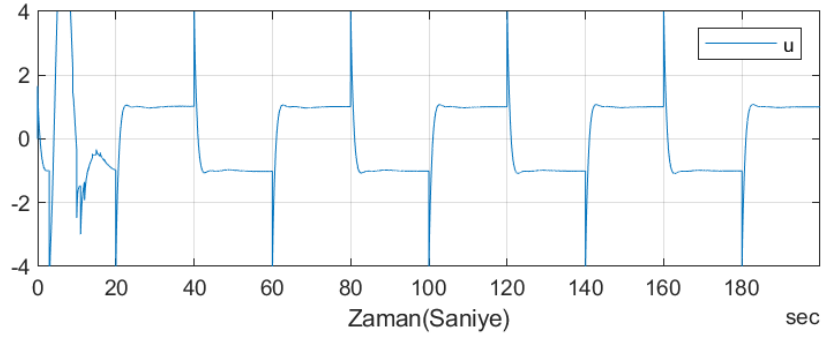
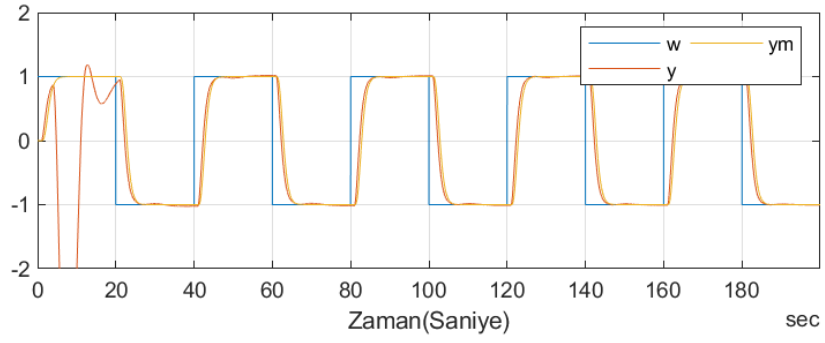
DÖDDGD yönteminde ve ÖDD yönteminde diğer yöntemlere göre daha iyi kabul edilebilecek başarımlar elde edilmiş, ÖDD yönteminin hatasız referans takibi sağladığı gözlenmiştir.



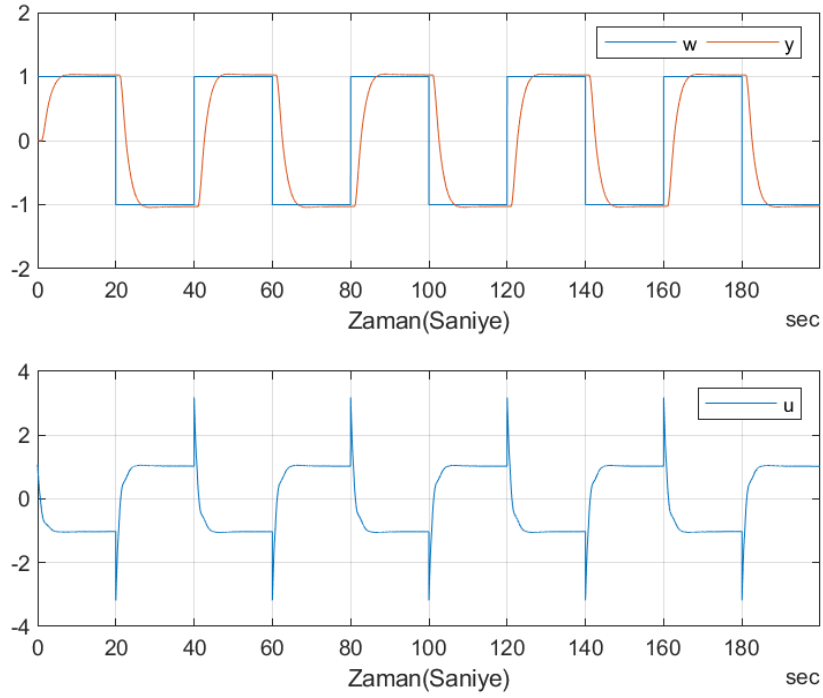
Şekil 3.25 Özyarlamalı DKD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.26 Özayarlamalı DÖDDGD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1\text{sn}$)



Şekil 3.27 Özayarlamalı ÖDD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



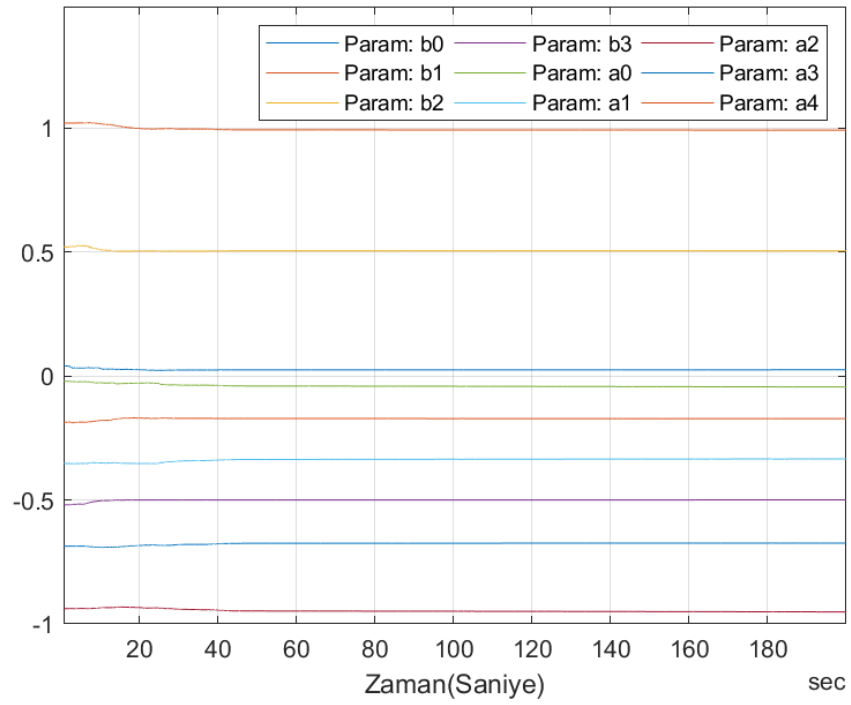
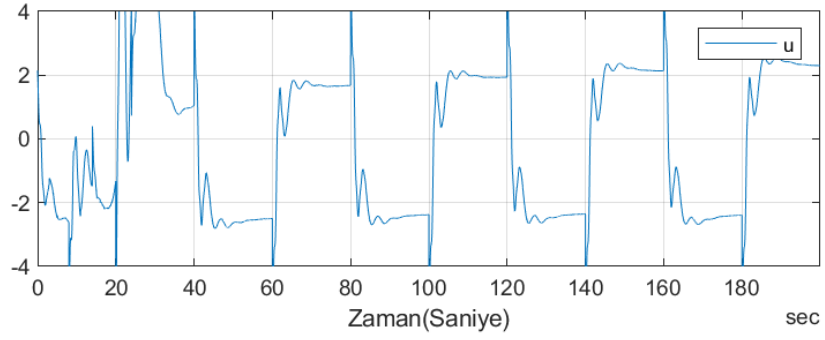
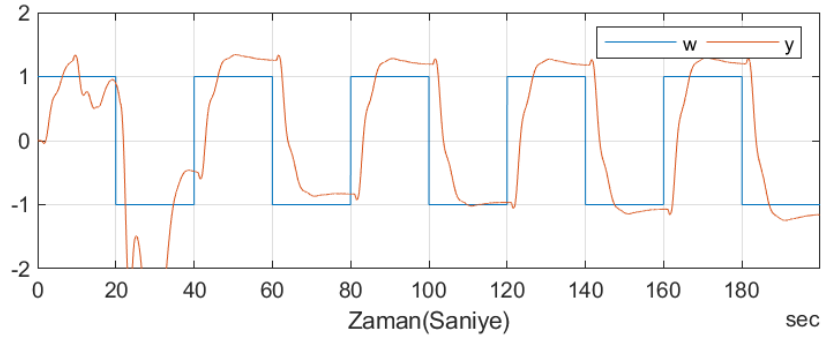
Şekil 3.28 Özayarlama ile DKD ile $P_4(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1$ sn, Pade = 4.Derece)

Kararsız kutuplara sahip sistemlerin, bölümün başlarında bahsedildiği gibi, başlangıç parametrelerindeki değişikliklere karşı hassas olduğu gözlenmiştir. Yapılan çalışmalarda, kararsız sistemler için başlangıç parametrelerine uygulanan bozucu etki %1 ' in üzerinde seçildiğinde bu sistemler için kararlı denetim sağlanamamıştır.

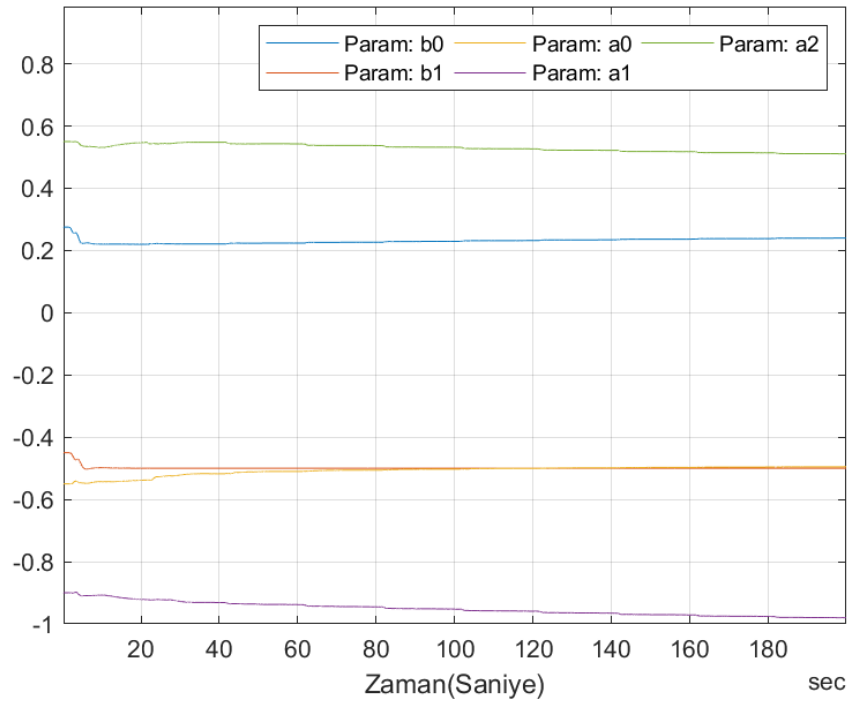
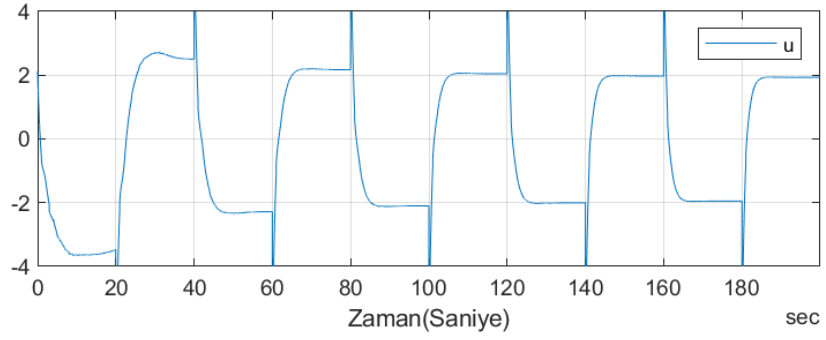
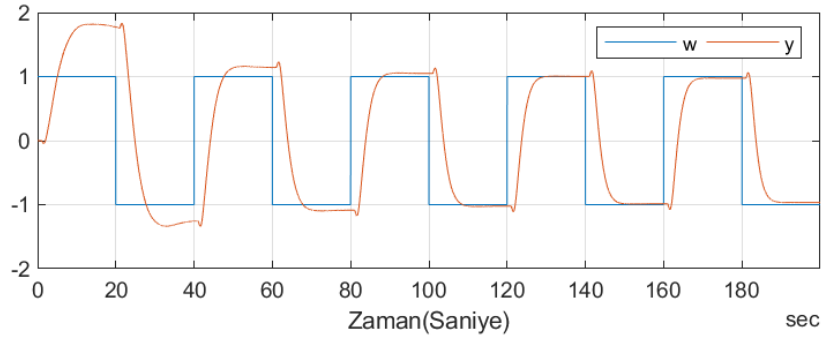
Bundan dolayı bu sistemlerde sistem parametrelerinin başlangıç değerleri gerçek değerlerine çok yakın seçilmiştir ve bunun sonucu olarak parametre vektörlerindeki değişimler de çok küçüktür.

3.2.5. $P_5(s)$ Sistemi İçin Özayarlama Benzetim Sonuçları

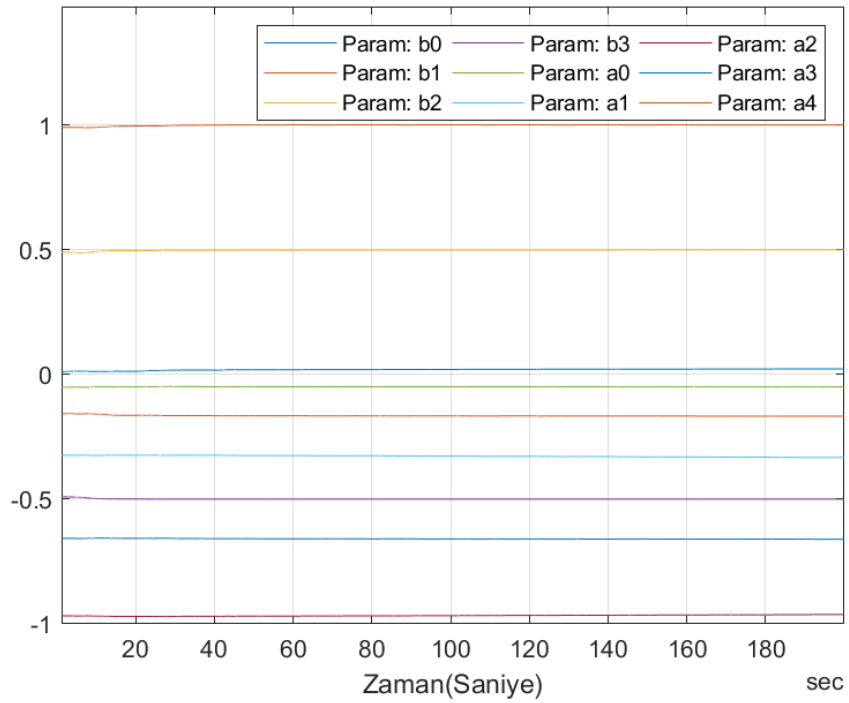
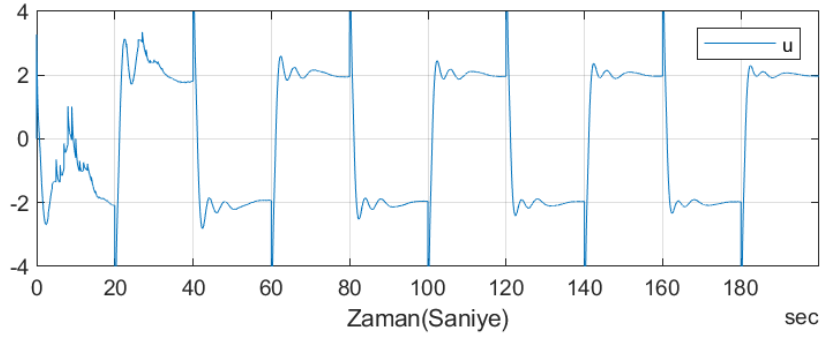
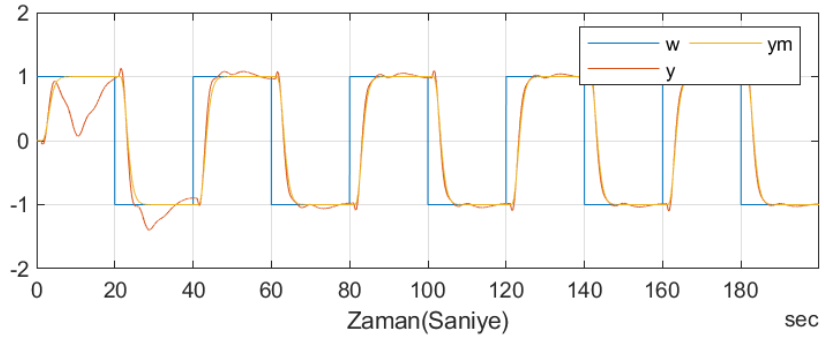
$P_5(s) = \frac{1 - 0.5s}{s^2 - 1} e^{-s}$ olarak verilen ikinci dereceden, kararlı ve kararsız birer kutba ve kararsız bir sifira sahip bir saniye zaman gecikmeli sistem için özayarlama benzetim çalışmaları DKD için Şekil 3.29'da, DÖDDGD için Şekil 3.30'da ve ÖDD için Şekil 3.31'de verilmiştir.



Şekil 3.29 Özyarlamalı DKD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.30 Özyarlamalı DÖDDGD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)



Şekil 3.31 Özayarlamaalı ÖDD ile $P_5(s)$ sistemi için benzetim sonucu ($T = 1sn$)

$P_4(s)$ modelinde olduğu gibi, bu modelde de DKD yöntemi ile yapılan benzetim çalışmalarında durgun durum hatası mevcuttur ve bu hata, hata tümlevi tarafından uzun vadede sifira sürülmektedir. Önceki model ile benzer şekilde zaman gecikmesinin yaklaşıklaştırma derecesini arttırmak başarımında olumlu sonuç doğurmaktadır. Grafik sayısını az tutmak için bu durum paylaşılmamıştır.

Önceki modellerde olduğu gibi, bu modelde de ÖDD ve DÖDDGD yöntemlerinde diğer yöntemlere göre daha iyi başarımlar elde edilmiştir.

3.2.6. Özayarlama Benzetim Çalışmalarının Sonuçları

Yapılan çalışmalarda düşük dereceden, yalnızca kararlı kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemler için OTT denetleyiciler ile özayarlama denetim sağlanabildiği gözlenmiştir. Denetlenen sistemin karmaşıklığı veya zaman gecikmesi miktarı arttıkça başarımın kötüleştiği gözlenmiştir.

DKD ile gerçekleştirilen çalışmalarda, basit sistemler için elde edilen başarımın OTT denetleyicilerden üstün olduğu gözlenmekle birlikte, sistemler karmaşıktıkça ve zaman gecikmelerinin miktarı arttıkça yöntemin başlangıç parametrelerindeki bozulmalara olan hassasiyetinin de arttığı gözlenmiştir, öyle ki yüksek zaman gecikmeli kararsız kutuplara sahip modellerde model parametreleri doğrudan kullanılıp, kestirim algoritmasında S_0 matrisi büyük seçilmiş olsa da özayarlama olarak kararlı denetimin sağlanamadığı örnekler olduğu görülmüştür.

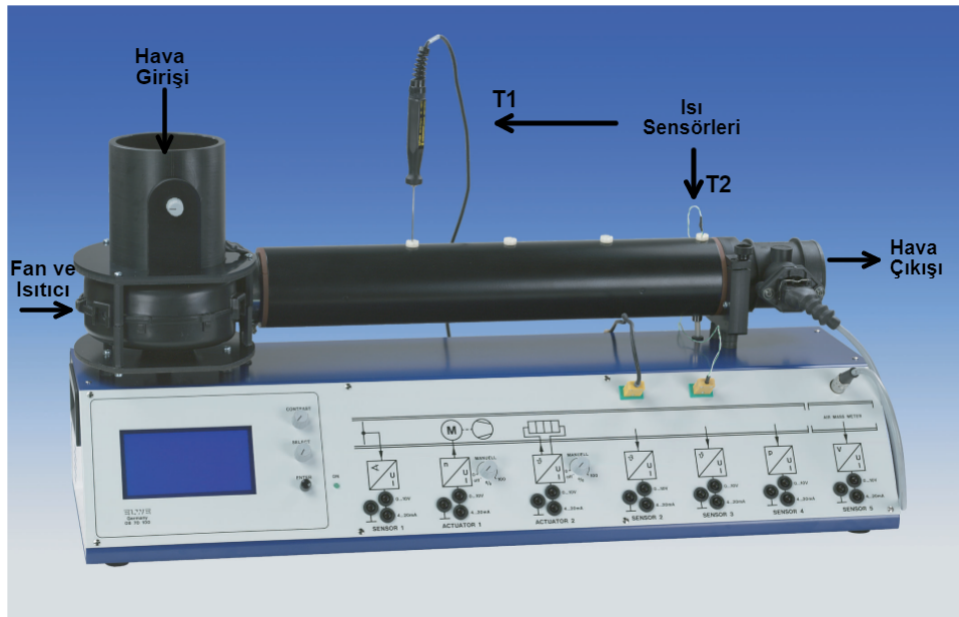
DÖDDGD ile yapılan çalışmalarda tüm modeller ve zaman gecikmeleri için elde edilen başarımın DKD yönteminden daha iyi olduğu ve yöntemin başlangıç parametrelerindeki bozulmalara karşı hassasiyetinin olmadığı gözlenmiş olsa da kararsız kutuplara sahip sistemlerde artan zaman gecikmesi ile birlikte başarımın da olumsuz olarak etkilendiği gözlenmiştir. Ayrıca bu yöntemin özayarlama olarak uygulanabilmesi için zaman gecikmesinin kesin olarak bilinmesi gerekmektedir ve özayarlama yapı sistemin zaman gecikmesi dahil edilmemiş bir şekilde parametrelerini kestirmektedir. Bu durum başlangıçta

zaman gecikmesi bilinen bir değer olsa da, zamanla gecikme miktarının değişebileceği durumlarda bu yöntemin kullanılmasını olanaksız kılmaktadır.

DD yöntemi ile yapılan çalışmalarda tüm modeller ve zaman gecikmeleri için diğer yöntemlere kıyasla üstün başarımlar elde edilmiştir. Yöntemin başlangıç parametrelerindeki bozulmalara karşı düşük hassasiyet gösterdiği ve sistem yeterli dereceden kestirildiği takdirde sistem parametrelerinin kestirilmesi ile birlikte çoğu durumda hatasız dayanak model takibini sağlayabildiği gözlenmiştir.

4. GERÇEK BİR SİSTEM ÜZERİNDE UYGULAMA ÇALIŞMALARI

Bu bölüm içerisinde, tez çalışması kapsamında sunulan denetim yöntemlerinin gerçek bir sistem üzerinde uygulama sonuçları paylaşılmıştır. Çalışmalar Şekil 4.1'de verilen sistem üzerinde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.1 ELWE LTR 701: Hava kütlesi ve sıcaklık denetim sistemi

Sistem temel olarak bir fan, bir ısıtıcı ve silindirik bir borudan oluşmaktadır. Fan ile borudan akan havanın akış hızı, ısıtıcı ile de havanın sıcaklığı ayarlanabilmektedir. Boru üzerinde iki farklı noktadan (Şekilde görülen T_1 ve T_2 noktaları) sıcaklık ölçümü yapılabilmektedir. Sistem ısı sensörlerinden aldığı bilgileri sıcaklık değerlerine çevirip $20^{\circ}\text{C} \sim 120^{\circ}\text{C}$ arasında kalan sıcaklık değerlerini doğrusal olarak $0\text{V} \sim 10\text{V}$ arasında gerilim değerlerine eşleyerek analog çıkış vermektedir [22].

Sistemde fanı ve ısıtıcıyı denetlemek için ise iki analog gerilim girişi bulunmaktadır. Bu iki analog girişe uygulanan gerilimlerde $0\text{V} \sim 10\text{V}$ aralığını doğrusal olarak $\%0 \sim \%100$

oran aralığına eşlenmektedir. Bu oranlar fan için dönme hızı oranını ve ısıtıcı için anlık güç oranını temsil etmektedir. %100 oranı fan için en yüksek dönme hızı ve ısıtıcı için ise harcanan en büyük güç miktarına karşılık gelirken %0 oranı fanın dönmemesi ve ısıtıcının güç harcamamasına (ısıtmamasına) karşılık gelmektedir.

Teknik olarak sistem farklı şekillerde çalışmak üzere düzenlenebilmektedir. Bu çalışmada T_2 noktasından ölçülen hava sıcaklığı sistemin çıkışı, ısıtıcıya uygulanan gerilim ise sistemin girişi olarak tanımlanmıştır. Yapılan çalışmalarda fan hızı %50 değerinde sabit tutulmuştur, ancak sisteme bozucu etki uygulayabilmek adına fan hızı bazen değiştirilerek %70 değerine çıkarılmıştır. Çalışmalar sunulurken bu durumlar belirtilmiştir.

Ayrıca sistemde sıcaklık ölçüm kanallarından herhangi birisi $120^{\circ}C$ sıcaklığa ulaştığında veya fan hızı %10 değerinin altına düştüğünde ısıtıcıyı otomatik olarak kapatan bir koruma mekanizması mevcuttur. Bu koruma mekanizması devreye girdiğinde sistem yeniden başlatılana kadar devrede kalmaktadır. Bu durumdan kaçınmak için uygulanan denetim yöntemlerine T_1 veya T_2 sıcaklıklarından herhangi biri $115^{\circ}C$ sıcaklığa ulaştığında ısıtıcı gücünü on örnekleme periyodu boyunca sıfırlayacak şekilde bir işlem eklenmiştir.

Uygulanan denetim yöntemleri MatLab üzerinde geliştirilip, LabVIEW üzerinde gerçekleştirilmiştir. LabVIEW, geliştirilen MatLab algoritmalarını çalıştırırken bilgisayara gelen sayısal ölçüm bilgilerini, MatLab kodunda tanımlanan ölçümler olarak alabilmekte ve MatLab kodunun oluşturduğu çıkış sinyalini de bilgisayardan sayısal çıkış olarak oluşturabilmektedir. Son olarak Bilgisayar ile sıcaklık denetim sistemi arasındaki iletişim ise (analog/sayısal dönüşümleri), National Instruments PCI-6221 çok fonksiyonlu veri toplama ve üretme kartları kullanılarak sağlanmıştır. Kartlarda onaltı analog giriş kanalı ve iki analog çıkış kanalı bulunmaktadır. Kanalların hepsi onaltı bit çözünürlüğe sahiptir ve $740ks/s$ hızına kadar sinyal üretimi ve $250kS/s$ hızına kadar örnekleme gerçekleştirebilmektedirler.

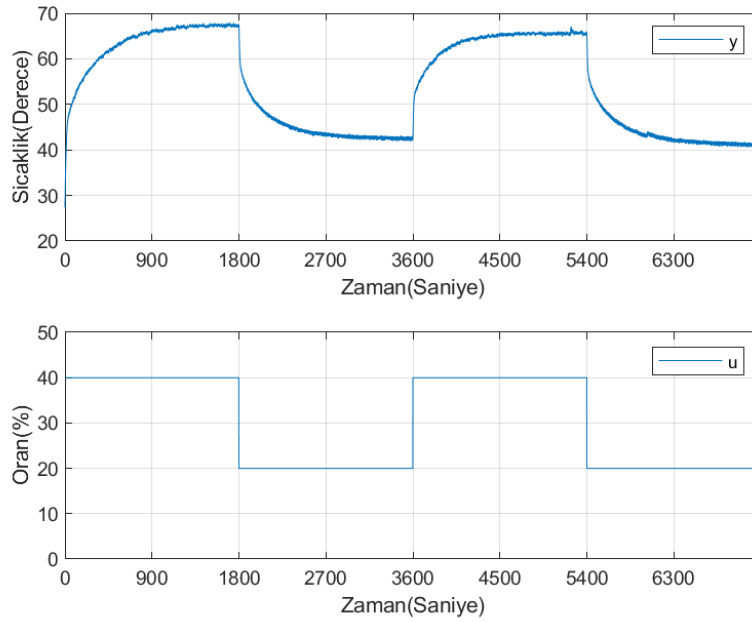
Yapılan çalışmalarda öncelikle sistem karesel giriş sinyali ile uyarılarak veri toplanmış ve toplanan bu veriler sürekli zaman en küçük kareler yönteminde kullanılarak sistem modeli elde edilmiştir. Daha sonra bu sistem modeli üzerinden OT ve OTT denetleyici, DKK ve ÖDD için uyarlamasız ve özayarlama denetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. DÖDDGD

yöntemi gerçek sistem üzerine uygulanmamıştır. Bunun sebebi, sistemin miktarı kesin olarak bilinen bir zaman gecikmesi içermemesidir. Son olarak ise çalışmaların başarımları karşılaştırılmıştır.

Gerçek sistem üzerinde yapılan uyarlamasız ve özayarlamalı denetim çalışmalarının tamamında (tüm denetim yöntemleri için) örnekleme periyodu 20ms seçilmiştir. Çevrimdışı parametre kestirimi için açık döngü sistemden veri toplanırken örnekleme periyodu bir saniye seçilmiştir.

4.1. Parametre Kestirimi

Sistem parametrelerini kestirmek için sisteme Şekil 4.2’de gösterilen, %20 ve %40 (2V ve 4V) arasında değişen karesel giriş sinyali sisteme uygulanmış ve bir saniye örnekleme periyodu ile veri toplanmıştır. Bu veriler görsel olarak incelendiğinde zaman gecikmesinin, $T < 0.01\tau$ şeklinde (τ zaman sabiti olup yaklaşık olarak 360sn değerindedir) sistem zaman sabitine oranla çok küçük olduğu gözlenmiştir. Toplanan veriler çevrimdışı olarak sürekli zaman en küçük kareler yöntemi ile işlenerek model parametreleri elde edilmiştir.



Şekil 4.2 İlk parametre kestirimi için gerçek sistem giriş ve çıkışı

Gerçek sistem üzerinde yapılan kestirim çalışmalarında Bölüm 2.5.'te gösterildiği şekli ile sürekli zaman en küçük kareler yöntemi iyi sonuç vermemektedir. Bunun sebebi sistem dinamiklerinin denklem 2.78'da verilen model ile tam olarak ifade edilemiyor olmasıdır. Bu sebeple fazladan bir sapma teriminin modele ilave edilmesi ve kestirilmesi gerekmektedir [23]. Bu amaçla sistem modeli

$$A(s)y(t) = B(s)u(t) + e(t) + d(t) \quad (4.1)$$

olarak değiştirilmiştir. Burada $d(t)$ sapma terimini ifade etmektedir. Bu durumda denklem 2.82'de verilen süzölmüş, parametrelere göre doğrusal sistem modelinde veri vektörü $\psi(t)$ ve parametre vektörü θ

$$\theta = [b_0 \dots b_m, a_0 \dots a_{n-1}, d_f]^T \quad (4.2)$$

$$\psi(t) = \begin{bmatrix} \psi_u(t) \\ -\psi_y(t) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

olarak yazılır. Gerçek sistem üzerinde parametre kestirim çalışmaları bu şekilde gerçekleştirilmiştir.

Sürekli zaman en küçük kareler yöntemindeki unutma faktörü β , süzgeç çokterimlisi $T(s)$ ve başlangıç parametrelerine duyulan güveni ifade eden S_0 matrisinin değerleri çevrimdışı parametre kestiriminde aşağıda verildiği şekilde seçilmiştir.

$$\begin{aligned} \beta &= 0.001 \\ S_0 &= 0.001I_m \\ T(s) &= (s + 0.02)^{n+1} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Kullanılan denetim yöntemlerinden OT denetleyici için bir kutuplu ve bir sıfırlı (1K1S) bir sistem modeli ve OTT denetleyici için ise iki kutuplu ve bir sıfırlı (2K1S) bir sistem modeli kullanılması gerekmektedir. DKD ve ÖDD yöntemlerinde modellerle ilgili herhangi bir kısıt bulunmamaktadır.

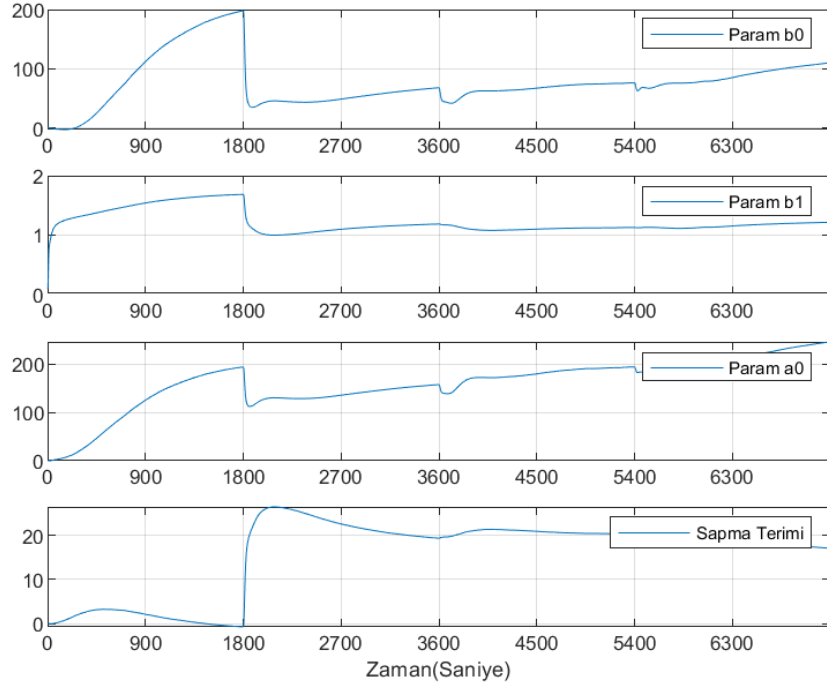
Dolayısıyla gerçek sistem üzerinde yapılan çalışmalarda, parametre kestirimi OT denetleyici ile denetimde $\frac{b_0s + b_1}{a_0s + 1}$ olarak verilen 1K1S sistemin parametrelerini kestirecek şekilde ve geri kalan denetim yöntemlerinde ise $\frac{b_0s + b_1}{a_0s^2 + a_1s + 1}$ şeklinde verilen 2K1S sistemin parametrelerini kestirecek şekilde ayarlanmıştır.

Şekil 4.3'te 1K1S sistemi için ve Şekil 4.4'te 2K1S sistem için çevrimdışı parametre kestirimleri verilmiştir.

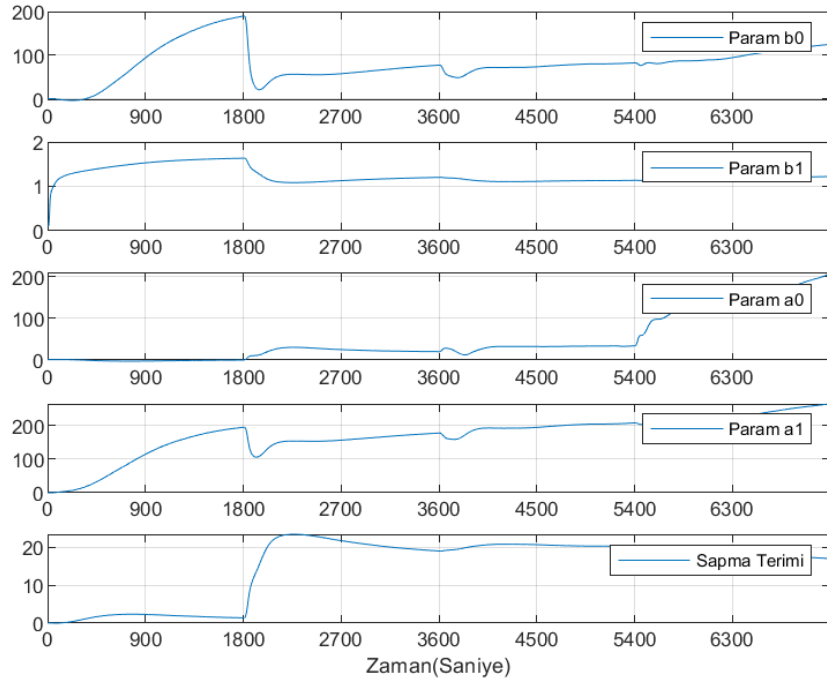
Çevrimdışı kestirimlerin son değerlerinden elde edilen sistem modelleri aşağıdaki çizelgede verilmiştir. Elde edilen iki modelin de, sisteme uygulanan karesel giriş sinyali uygulandığında, tepkilerinin açık döngü sistem ile uyum içinde olduğu gözlenmiştir.

Çizelge 4.1 Gerçek çalışmalar için elde edilen sistem modelleri

1K1S Model	2K1S Model
$\frac{110.2s + 1.216}{245.8s + 1}$	$\frac{149.1s + 1.223}{2401s^2 + 290.6s + 1}$



Şekil 4.3 Bir kutup ve bir sıfırlı bir sistem olarak kestirilen parametreler



Şekil 4.4 İki kutup ve bir sıfırlı bir sistem olarak kestirilen parametreler

4.2. Uyarlamasız Denetim

Elde edilen sistem modelleri ile, 1K1S modeli üzerinden OT denetleyici, ve 2K1S modeli üzerinden OTT denetleyici, DKD ve ÖDD tasarımları yapılarak uyarlamasız denetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Çalışmalarda fan hızı %50 değerinde sabit tutularak, T_2 sıcaklığı $45^{\circ}C - 65^{\circ}C$ arasında değişen referans değerleri için denetlenmiştir.

OT ve OTT denetleyiciler için sunulan denetim çalışmalarında mutlak kutup yerleştirme yöntemi kullanılmış olup kutuplar OT denetleyici için

$$s_{1,2} = -0.0178 \pm 0.0143j \quad (4.5)$$

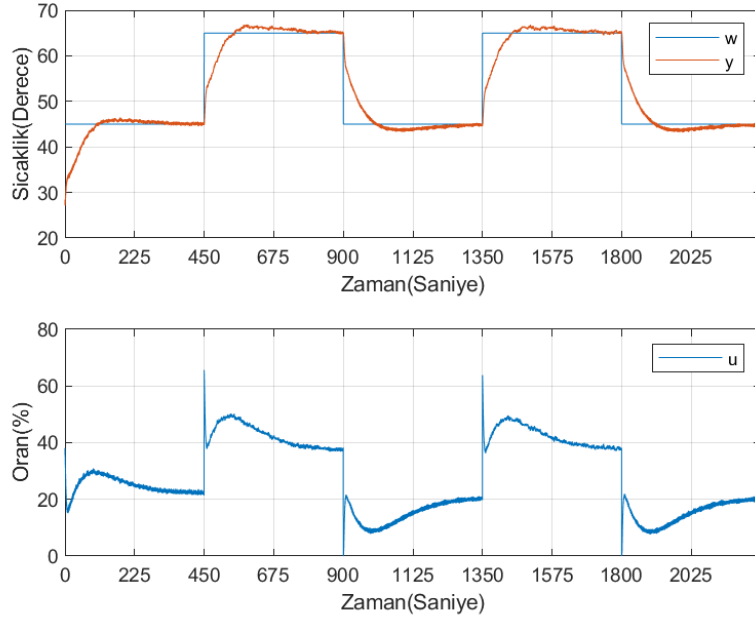
noktalarına ve OTT denetleyici için ise

$$\begin{aligned} s_{1,2} &= -0.025 \pm 0.0262j \\ s_3 &= -0.075 \end{aligned} \quad (4.6)$$

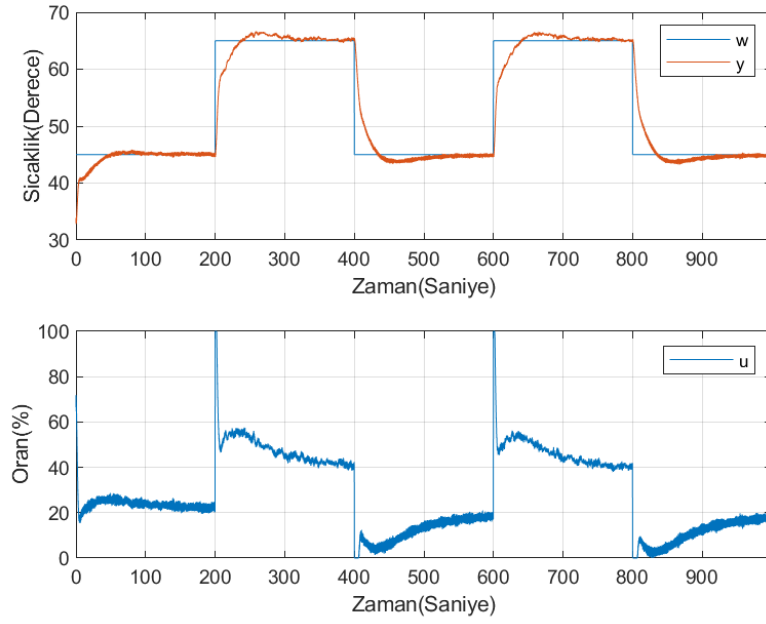
noktalarına yerleştirilmiştir.

Yerleştirilen kutupların yerleri OT denetleyici için 400 saniye durulma zamanı ve %4 aşma oranı veren ikinci derece aktarım işlevinin kutupları hesaplanarak seçilmiş ve OTT denetleyici için ise 200 saniye durulma zamanı ve %4 aşma oranı veren ikinci derece aktarım işlevinin kutuplarından iki kutup seçildikten sonra, üçüncü kutup bu iki kutbun gerçek kısmının frekans düzleminde sola doğru üç katı olacak şekilde seçilmiştir ($s_3 = 3Re[s_{1,2}]$).

OT ve OTT denetleyiciler ile farklı seçilen kutup değerleri ve referans periyotları için çalışmalar yapılmıştır. Bu tez çalışmasında kararlı denetimin sağlandığı ve en iyi başarımları veren sonuçlar paylaşılmıştır. Şekil 4.5'te OT denetleyici ile ve Şekil 4.6'da OTT denetleyici ile elde edilen başarımları sonuçları paylaşılmıştır.



Şekil 4.5 Gerçek sistem üzerinde OT denetleyici ile uyarlamasız denetim



Şekil 4.6 Gerçek sistem üzerinde OTT denetleyici ile uyarlamasız denetim

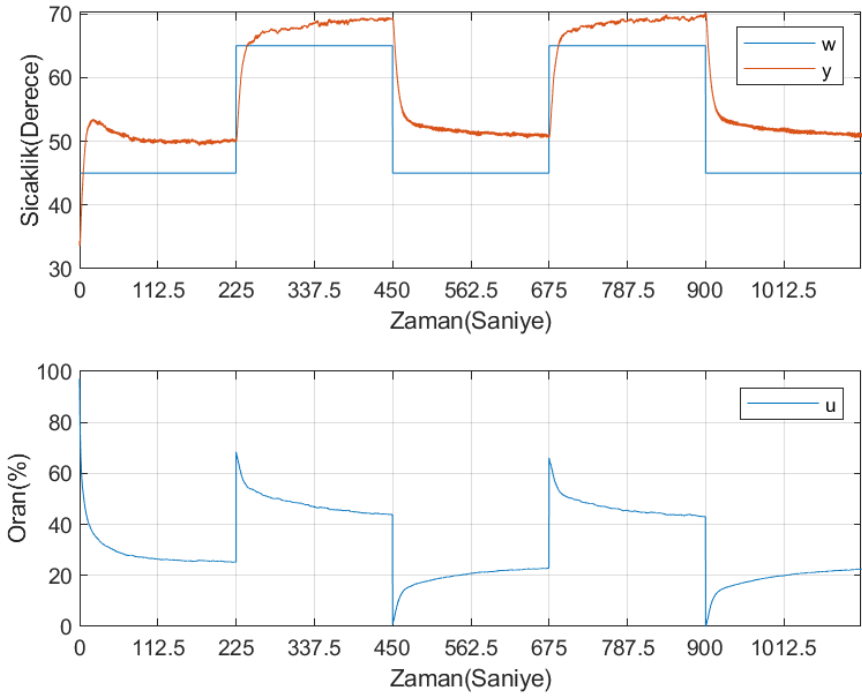
Paylaşılan sonuçların ikisi de 5 yarım referans periyodunu kapsayan bir zaman diliminde olsa da OT denetleyici için sunulan sonuçta bir referans periyodu 900 saniye ve OTT denetleyici için sunulan sonuçta ise bir referans periyodu 400 saniyedir.

OT ve OTT denetleyicilerin ikisi için de kararlı denetim sağlanmıştır. Elde edilen başarımların iki yöntem için de tasarım esnasında yerleştirilen kutuplarla uyumlu olduğu gözlenmiştir.

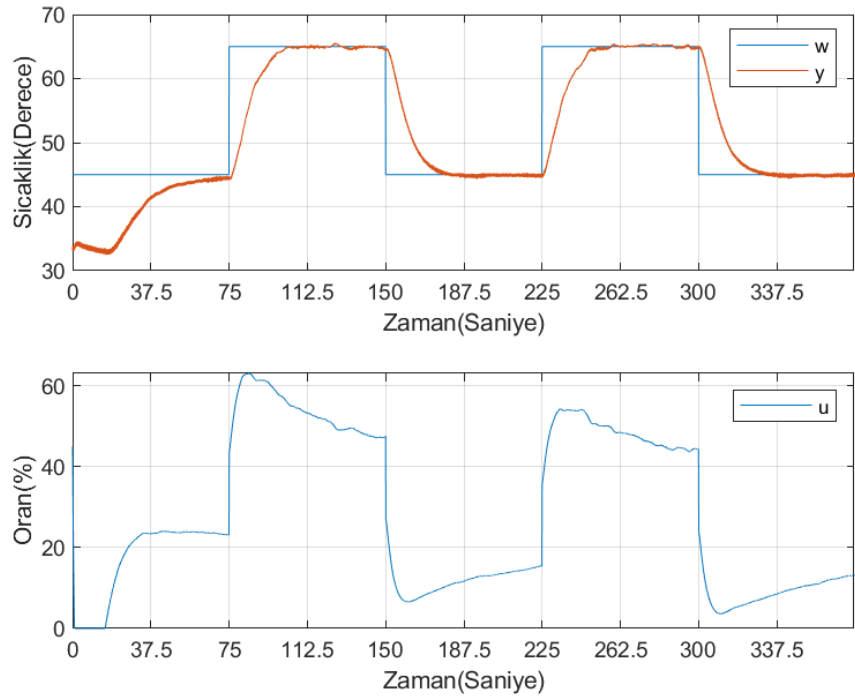
Yapılan pek çok çalışma sonucunda elde edilen en iyi başarımlar karşılaştırıldığında OTT denetleyicinin OT denetleyiciden daha hızlı denetim sağlayabildiği gözlemlenmiştir. OT denetleyici ile elde edilebilen en iyi başarımlar burada paylaşıldığı şekilde takriben 400 saniyelik bir durulma zamanına sahipken OTT denetleyici ile elde edilen en iyi başarımda durulma zamanının 200 saniye civarında olduğu görülmektedir.

OTT denetleyici daha hızlı olmasına rağmen, denetim sinyalinin, OT denetleyiciye kıyasla daha fazla gürültü içerdiği gözlenmiştir. Bu durum OTT denetleyiciye uygulanan türev yolu süzgecinin bant genişliği ayarlanarak giderilebilmektedir. Yapılan çalışmalarda bu süzgecin bant genişliği ile başarımlar arasında ilinti olduğu gözlemlenmiştir. Çok yüksek bant genişliklerinde gürültünün çok artması sonucu kararlı denetimin bozulabildiği ve düşük bant genişliklerinde ise başarımların kötüleşmeye başladığı gözlenmiştir.

Şekil 4.7’de sistem modeline hata tümlevi dahil edilmemiş olarak ve Şekil 4.8’de ise sistem modeline hata tümlevi dahil edilmiş olarak DKD ile denetim çalışmalarının sonuçları paylaşılmıştır. Tümlevsiz DKD yönteminde referans periyodu, durgun durum hatasını göstermek için uzun tutulmuştur.



Şekil 4.7 Gerçek sistem üzerinde tümlevsiz DKD ile uyarlamasız denetim



Şekil 4.8 Gerçek sistem üzerinde tümlevli DKD ile uyarlamasız denetim

DKD ile yapılan denetim çalışmalarında tasarım parametrelerini değiştirerek sistem tepkisinin ayarlanabildiği gözlemlenmiştir. Burada sunulan çalışmada DKD yöntemi ile elde edilen en iyi başarımlar sunulmuştur ve bu sonuçları sağlayan tasarım parametreleri aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned}Q &= 4C^T I_n C \\R &= 1 \\W &= 0.1I_n \\V &= 1\end{aligned}\tag{4.7}$$

Tümlevsiz DKD yönteminde, başlangıçtaki sistem modeli ile gerçek sistem modeli arasındaki hatalardan kaynaklanan durgun durum hatası olduğu gözlenmiştir. Modele hata tümlevi eklendiğinde bu hatanın kaybolmaktadır.

Tümlevli DKD yöntemi ile elde edilen başarımda yaklaşık olarak yirmibeş saniyelik durulma zamanı ve bir miktar aşma oranı gözlenmiştir. Başarımların OT ve OTT denetleyicilere göre üstün olduğuna kanaat getirilmiştir.

Bununla birlikte DKD yönteminin iyi çalışması için tasarım parametrelerinin de uygun seçilmesi gerekmektedir. Örneğin hata tümlevinin maliyet işlevi içindeki ağırlığı küçük seçildiğinde durgun durum hatasının çok yavaş bir şekilde sönümlendiği gözlenmiş ve yüksek seçildiğinde ise başarımda aşma oranlarını arttırdığı gözlenmiştir. Bu yöntemde tam olarak istenilen başarımların elde edilebilmesi için değişen tasarım parametreleri ile farklı denemeler yapmak gerekmektedir.

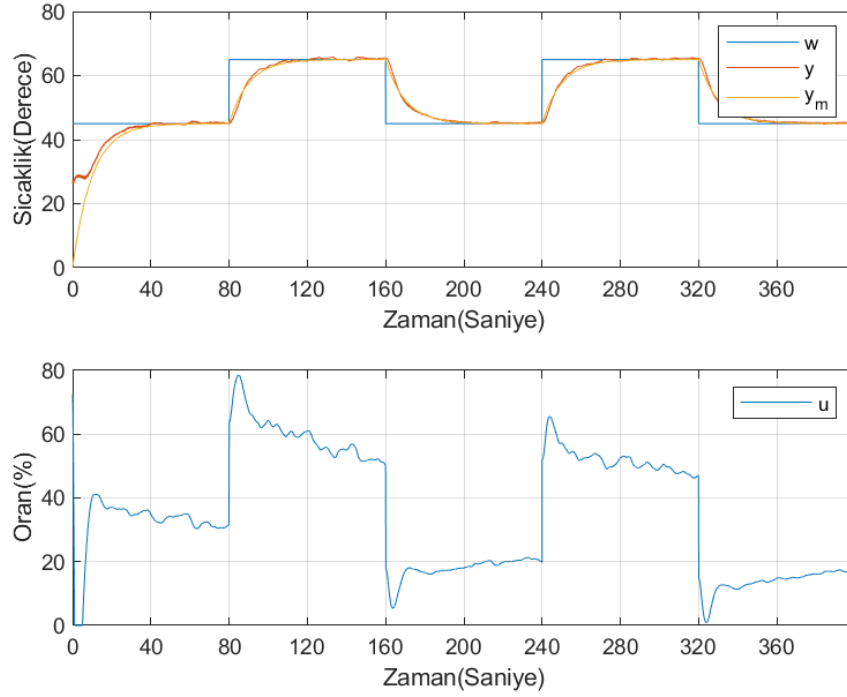
Şekil 4.9'da ÖDD yöntemi ile denetim çalışmalarından bir sonuç paylaşılmıştır. Şekilde y_m olarak ifade edilen tepki, referans model $\left(\frac{Z(s)}{P(s)}\right)$ ' in referans sinyaline (w) verdiği tepkiyi ifade etmektedir.

ÖDD yöntemi için yapılan çalışmalarda $C(s)$ süzgecinin kutupları $s = -1$ noktasında ve

$$\begin{aligned} Z(s) &= 1 \\ P(s) &= 10s + 1 \end{aligned} \quad (4.8)$$

olarak seçilmiştir. ÖDD ile yapılan çalışmalarda, farklı referans modellerinin hatasız olarak takip edilebildiği gözlemlenmiştir.

Elde edilen başarımlar DKD yöntemindeki ile çok benzer olsa da bu yöntem doğrudan referans model takibi sağlayabildiği için başarımları, DKD yönteminden üstün bulunmuştur.



Şekil 4.9 Gerçek sistem üzerinde ÖDD ile uyarlamasız denetim

4.3. Özayarlama Denetim

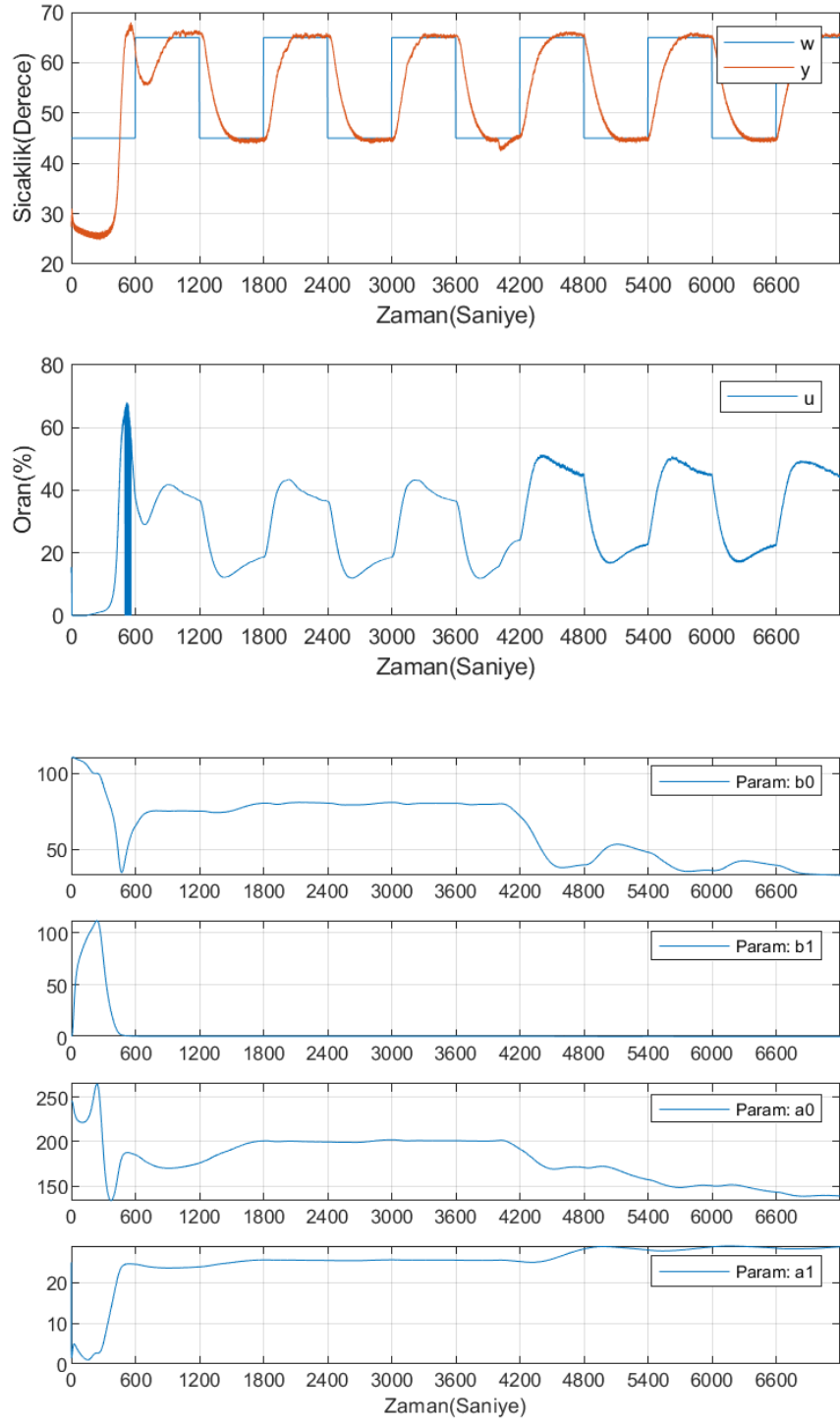
Özayarlama denetim çalışmalarında, denetleyici tasarımları ilk olarak, çevrimdışı parametre kestirimi sonucu elde edilen sistem modelleri kullanılarak gerçekleştirilmiş ve daha sonra özayarlama yapıya uygun olarak kestirilen parametrelerin güncellenmesi ile birlikte sürekli tekrarlanmıştır.

Çalışmalarda fan hızı %50 değerinde sabit başlayıp, OT ve OTT denetleyiciler ile yapılan çalışmalarda 4000. saniyede, ÖDD ve DKD için yapılan çalışmalarda ise 2800. saniyede %70 değerine yükseltilerek sisteme bozucu etki sağlanmıştır. T_2 sıcaklığı $45^{\circ}C - 65^{\circ}C$ arasında değişen referans değerleri için denetlenmiştir.

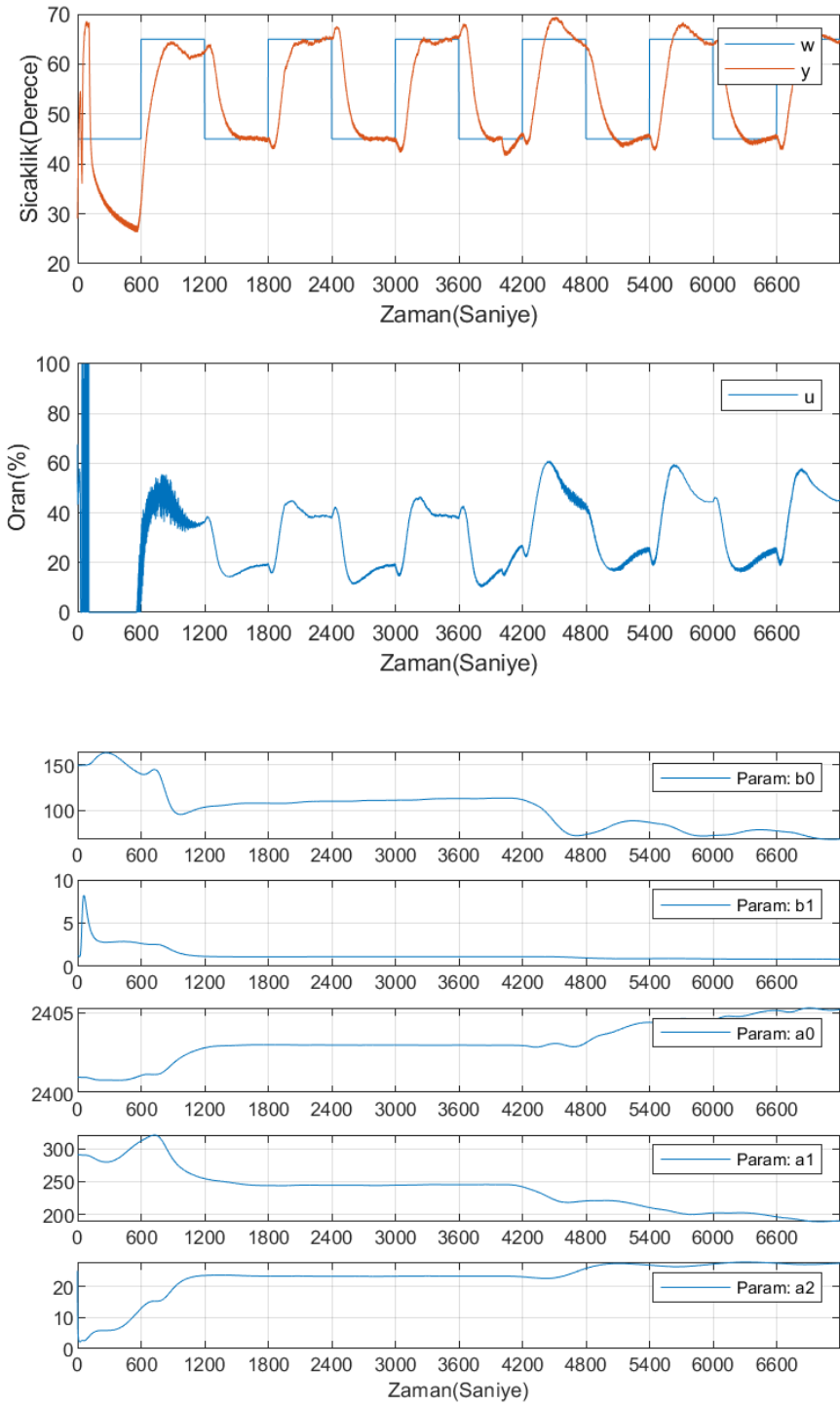
Özayarlama denetim çalışmaları için parametre kestiriminde kullanılan değerler (tüm denetim yöntemlerinde aynı değerler kullanılmıştır) aşağıda paylaşıldığı şekilde seçilmiştir.

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{-\ln(0.36)}{2 * (\text{Referans Periyodu})} \\ S_0 &= 0.1I_m \\ T(s) &= (s + 0.02)^{n+1}\end{aligned}\tag{4.9}$$

Seçilen parametrelerden β ve S_0 'ın çevrimdışı parametre kestirimi ve özayarlama çalışmalardaki parametre kestirimi için farklı değerlere sahip oldukları görülmektedir. Bunun sebebi ilk kestirimde, parametre vektörünün sıfır değerlerinden başlıyor olması ve özayarlama denetim çalışmalarında ise kestirimin daha iyi bilinen bir ilk parametre vektöründen başlıyor olmasıdır. Özayarlama denetim çalışmalarında kullanılan β değeri iki referans periyodu kadar geride kalan verileri 0.36 değeri ile ağırlıklandırarak şekilde seçilmiştir.



Şekil 4.10 Gerçek sistem üzerinde OT denetleyici ile özayarlamalı denetim



Şekil 4.11 Gerçek sistem üzerinde OTT denetleyici ile özayarlamalı denetim

OT ve OTT denetleyiciler ile yapılan özayarlmalı denetim çalışmalarda mutlak kutup yerleştirme yöntemi ile yerleştirilen kutuplar uyarlamasız denetim çalışmalarındaki ile aynı yerlere yerleştirilmiştir. Bu iki yöntem için referans sinyalinin bir periyodu 1200 saniye seçilmiş ve 6 tam periyotluk zaman boyunca denetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.10'da OT denetleyici ve Şekil 4.11'de OTT denetleyici için sonuçlar sunulmuştur.

Bu iki yöntem ile yapılan özayarlmalı denetim çalışmalarında, daha küçük referans periyotları ve daha hızlı yerleştirilen kutuplarla da çalışmalar yapılmış ancak kararlı denetim sağlanamamıştır, burada paylaşılan sonuçlar kararlı denetimin sağlanabildiği en iyi başarıma sahip sonuçlardır. Referans sinyalinin periyodunun büyük olmasının sebebi budur. Verilen şekliyle iki yöntemle de kararlı denetim sağlanmıştır.

OT denetleyici başarımı yerleştirilen kutuplara uygun sonuçlar vermiştir. OTT denetleyici ile denetlenen sistemin tepkisinde ise kararsız bir sıfır etkisi olduğu gözlenmiştir. Burada açık döngü sistemin herhangi bir kararsız sıfırı olmamasına rağmen kutup yerleştirme işleminin bir yan etkisi olarak kapalı döngüye kararsız sıfırlar eklendiği gözlemlenmiştir.

Bozucu etki sisteme uygulandığında (4000. saniye), yöntemlerin ikisinde de sistem çıkışının etkilendiği gözlenmiştir. Bozucu etkiyi takiben OT denetleyici ile denetimin kestirilen parametreler yeni değerlerine yakınsarken sistemdeki değişime çok hassas olmadığı, bunun aksine OTT denetleyici ile denetimin bu süre içerisinde daha bozulmuş bir tepki verdiği gözlenmiştir. Buna rağmen OTT denetim için de, parametre kümesi bozucu sonrası yeni değerlere yakınsadıkça, aşma oranının azaldığı ve sistem tepkisinin düzelmeye başladığı gözlenmiştir.

DKD ile yapılan özayarlmalı denetim çalışmalarında referans sinyalinin bir periyodu 500 saniye seçilmiş ve 10 tam periyotluk zaman boyunca denetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

DKD yönteminde denetleyici, düşük denetim maliyeti ve yüksek durum maliyeti ile tasarlanıp özayarlmalı olarak çalıştırıldığında, kestirilen parametreler dalgalanırken (özellikle sisteme bozucu etki uygulanmasını takiben) çok agrasif tepki vererek sistemin kararlılığını bozabilmektedir. Yapılan çalışmalarda bu durum gözlemlendiği için tasarım

parametreleri aşağıda verildiği şekilde, uyarlamasız çalışmalardan farklı seçilmiştir.

$$\begin{aligned} Q &= C^T I_n C \\ R &= 2 \\ W &= I_n \\ V &= 1 \end{aligned} \quad (4.10)$$

Tasarım esnasında kurgulanan maliyet işlevinde, durum değerlerini ağırlıklandıran Q 'nun değeri düşürülmüş ve R 'ın değeri arttırılmıştır. Bu değişiklikler ile denetim sinyaline verilen maliyet ağırlığının oranı arttırılarak, sistemin daha yavaş bir şekilde tepki vermesi sağlanmıştır. Bunlara ek olarak kestirimde sistem modeli üzerindeki bilinmezliği temsil eden W matrisinin de değeri düşürülmüştür ve bu değişikliğin de sistem durumlarının biraz daha hızlı bir şekilde kestirilmesini sağladığı gözlenmiştir.

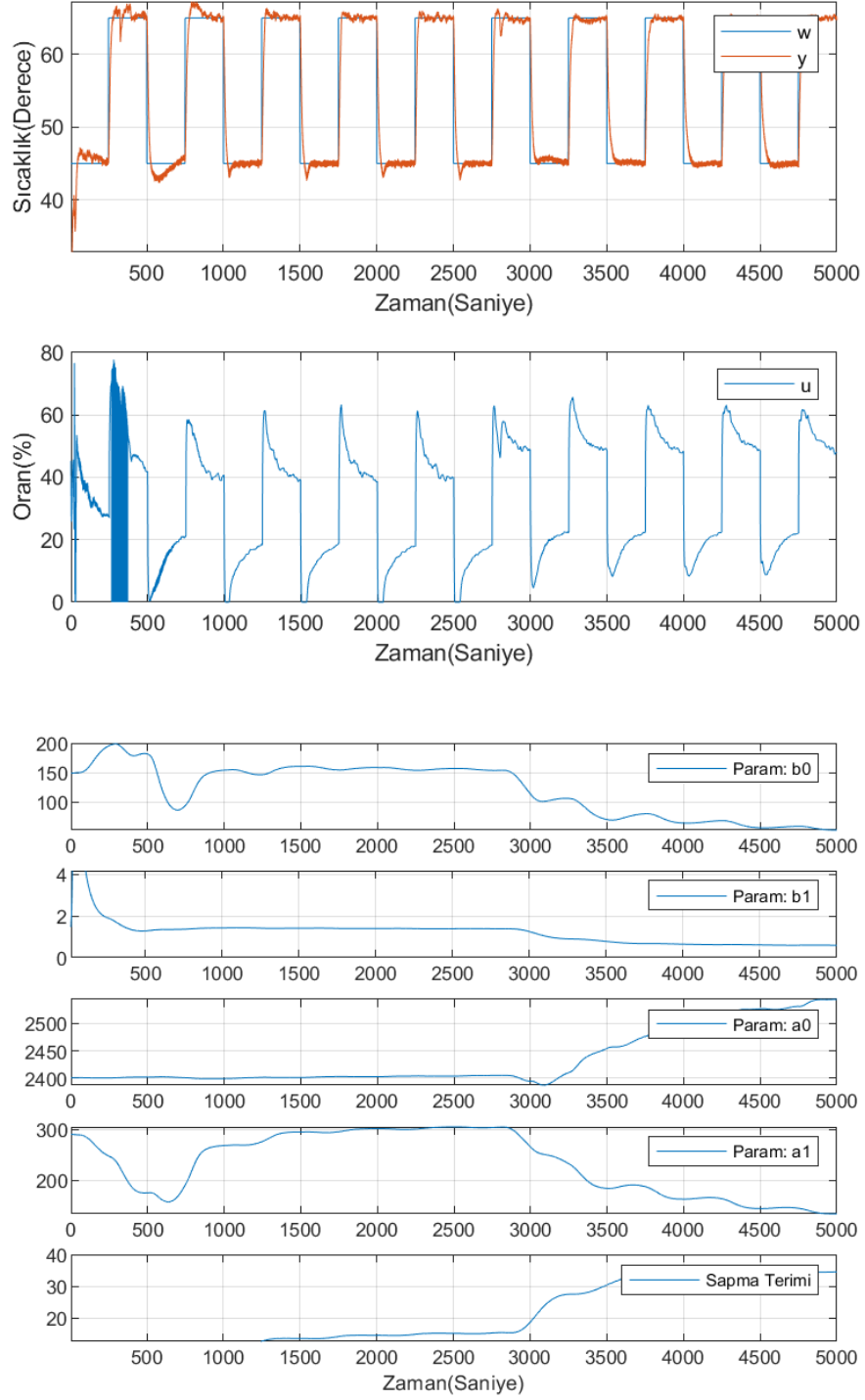
Şekil 4.12'de DKD ile yapılan özayarlama denetim çalışmasının sonucu verilmiştir.

DKD ile yapılan çalışmalarda başlangıçta bir miktar aşma oranı ve sistem girişinde bozulmalar gözlenmiş olsa da kestirilen parametrelerin belirli değerlere yakınsaması ve durulması ile birlikte bu durumların ortadan kalktığı gözlenmiştir.

Bu yöntemden beklendiği üzere elde edilen başarımlar OT ve OTT denetleyicilerden daha iyidir, bu yöntemlerle kıyaslandığında DKD yönteminde sistemin hızlı bir şekilde durgun duruma geldiği ve aşma oranının da yok denecek kadar az olduğu gözlenmiştir.

Sisteme bozucu etki uygulandığında (2800. saniye), çıkışta bozulma olduğu ancak bu bozulmanın OT ve OTT denetleyicilere kıyasla daha düşük bir miktarda olduğu gözlenmiştir.

Bozucu etkiyi takiben sistemin hızlı bir şekilde tepki vererek toparlandığı gözlenmiştir. Ayrıca kestirilen parametreler bozucu etki sonrası yeni değerlerine doğru giderken de sistem çıkışında kayda değer bir bozulma olmadığı ve kestirilen değerler son değerlere yaklaştıkça başarımın iyileştiği gözlenmiştir.



Şekil 4.12 Gerçek sistem üzerinde DKD ile özayarlamalı denetim

ÖDD ile yapılan özayarlama denetim çalışmalarında referans sinyalinin bir periyodu 500 saniye seçilmiş ve 10 tam periyotluk zaman boyunca denetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir (DKD ile aynı).

ÖDD yönteminde $C(s)$ süzgecinin kutupları $s = -1$ noktasında seçilmiştir ve referans model özayarlama çalışmalarında sistem bir nebze daha yavaş tepki verecek şekilde

$$\begin{aligned} Z(s) &= 1 \\ P(s) &= 20s + 1 \end{aligned} \quad (4.11)$$

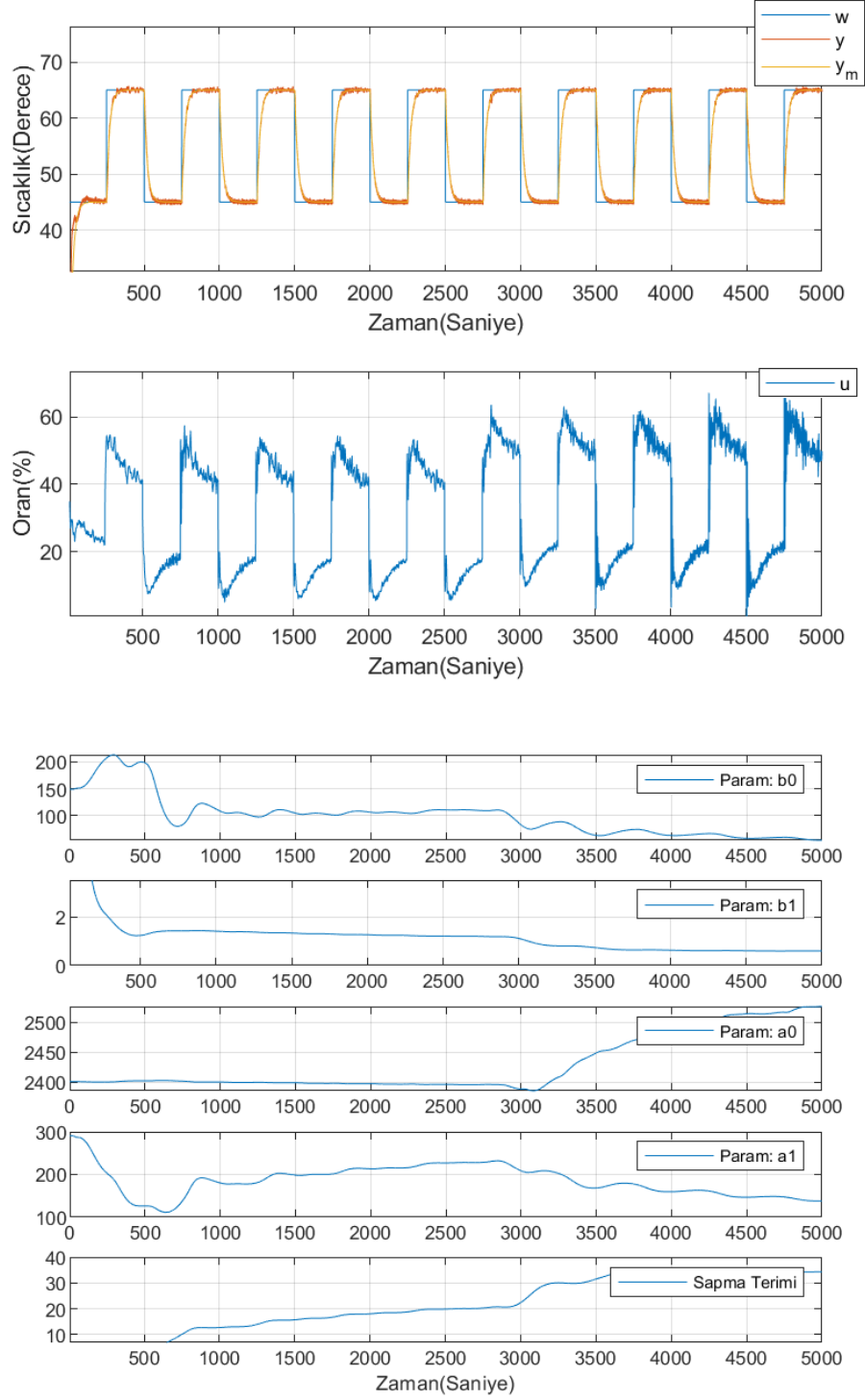
olarak seçilmiştir.

Şekil 4.13'te ÖDD yöntemi ile yapılan özayarlama denetim çalışmasının sonucu verilmiştir, şekilde y_m olarak ifade edilen tepki, ÖDD ile uyarlamasız denetim çalışmalarında anlatıldığı şekilde referans modelin referans sinyaline tepkisini ifade etmektedir.

Bu yöntemle yapılan çalışmalardan, ÖDD'nin en iyi başarıma sahip olduğuna kanaat getirilmiştir. Başlangıçta kestirilen sistem parametreleri henüz durulmamışken dahi hatasız referans model takibi sağlandığı, sonrasında sisteme bozucu etki uygulandığında (2800. saniye), sistem çıkışındaki bozulmanın yok denebilecek kadar az olduğu ve kestirilen parametreler son değerlerine yaklaşırken başarımda herhangi bir bozulma olmadığı gözlenmiştir.

Yapılan çalışmalarda $\frac{1}{C(s)}$ süzgecinin bant genişliği arttıkça referans model takibinin iyileştiği ancak bununla birlikte denetim sinyalinde gürültünün de arttığı görülmüştür.

Değiştirilen referans model parametreleri ile farklı modellerin takibinin sağlanabildiği gözlenmiştir.



Şekil 4.13 Gerçek sistem üzerinde ÖDD ile özayarlamalı denetim

4.4. Sonuçlar

Bu b6l6mde sistem zaman sabitine g6re k6uk bir zaman gecikmesine sahip gerçek bir sistem 6zerinde yapılan uyarlamasız ve 6zayarlamalı denetim çalışmalarının sonuçları sunulmuştur.

Bu çalışmalarda t6m denetleyiciler ile kararlı denetim sağlanmış olsa da, kullanılan denetim y6ntemlerinin başarımları arasında bazı farklılıklar olduğu g6zlemlenmiştir. Bunlar aşağıda paylaşılmıştır.

OT denetleyici ile yapılan denetim çalışmalarında, bu y6ntemin en uzun durulma zamanına sahip y6ntem olduğu g6zlenmiştir, OTT denetleyicinin bu konuda daha iyi olduğu g6zlenmiş olsa da bu denetleyicide uyarlamasız çalışmalarda denetim sinyalinde daha y6ksek miktarlarda g6r6lt6 olduğu g6zlenmiş ve 6zayarlamalı çalışmalarda ise kapalı d6ng6 sistemin bozucu etkiye karşı duyarlı olduğu ve bozucu etki sonrası başarımın k6t6leşebildiği g6zlenmiştir.

DKD y6ntemi ile yapılan çalışmalardan elde edilen başarım OT/OTT denetleyicilere g6re 6st6n bulunmuştur. Sistem d6ř6k miktarda durulma zamanı ve sıfıra yakın aşma oranı ile 6zayarlamalı ve uyarlamasız olarak çalışmış ve bozucu etkiye karşı da iyi kabul edilebilecek bir başarım sağlamıştır.

6DD y6ntemi ile yapılan çalışmalarda hem uyarlamasız hem de 6zayarlamalı olarak en iyi başarımı sağlayan y6ntemin bu y6ntem olduğu g6zlemlenmiştir. Bu y6ntem ile sistem çıkışının referans model olarak verilen farklı sistem modellerini takip edebildiği g6zlenmiş ve sisteme bozucu etki uygulandığında sistemin çok çabuk bir şekilde tepki vererek model takibini bozmadığı g6zlenmiştir.

Ayrıca, bu y6ntemde modelleme hataları, bozucu ve g6r6lt6 gibi belirsizliklerin olduğu durumlarda $C(s)$ okterimlisinin denetim başarımı 6zerinde etkisi olduğu g6zlenmiştir. $\frac{1}{C(s)}$ s6zgecinin bant genişliği sınırlandırılarak bu t6r belirsizliklerin denetim başarımına olumsuz etkileri azaltılabilmektedir.

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, denetim kanalında zaman gecikmesi bulunan sistemler için farklı denetim yöntemleri kullanılarak, beş farklı sistem için benzetim çalışmaları ve gerçek bir sistem üzerinde denetim çalışmaları yapılmış ve denetim yöntemlerinin başarımları karşılaştırılmıştır. Benzetim ve denetim çalışmaları hem uyarlamasız hem de özayarlamalı olarak gerçekleştirilmiştir.

OT/OTT denetleyiciler için iki farklı kutup yerleştirme yöntemi sunulmuştur. Bunlar mutlak ve baskın kutup yerleştirme yöntemleridir. Bu yöntemlerden mutlak kutup yerleştirme yöntemi kapalı döngü sistemin tüm kutuplarını yerleştirmeyi amaçladığından denetlenecek sistem derecesi üzerinde OT ve OTT denetleyiciler için ayrı sınırlar vardır. Bu durum mutlak kutup yerleştirme yönteminin yüksek dereceli karmaşık sistemlerle kullanılmasını imkansız kılmaktadır. Diğer yöntem ise baskın kutup yerleştirme yöntemidir ve bu yöntemle yapılan çalışmalarda ise baskın kutuplar yerleştirildikten sonra, kök-yer eğrisi çizimi ve bu çizim üzerinde görsel bir inceleme gerekmektedir. Ayrıca bu yöntemin sistem karmaşıklığı, gecikmenin büyüklüğü ve yerleştirilen baskın kutupların yerlerine göre kimi zaman geçerli sonuçlar vermediği gözlenmiş ve bu yöntemin özayarlamalı olarak kullanmak için elverişli olmadığı gözlemlenmiştir.

Yapılan çalışmalarda sistem zaman sabiti τ 'ya kıyasla küçük gecikmeler için ($T < 0.2\tau$) OT/OTT denetleyiciler ile iyi başarımlar elde edilmiş, sistem tepkisinin yerleştirilen kutuplar ile uyumlu olduğu gözlenmiştir. Uyarlamasız çalışmalarda gecikme arttıkça kararlı denetimin sağlanabilmesi için yerleştirilen kutupların yavaşlatılması gerektiği gözlemlenmiş ve özayarlamalı çalışmalarda ise gecikme arttıkça, kestirilen ikinci derece sistem parametrelerinin sistemi yeterince iyi ifade edememesinden dolayı sistem tepkisinin yerleştirilen kutuplarla tanımlanan dinamik sistem tepkisinden farklılaşmaya başladığı gözlemlenmiştir.

OT/OTT denetleyiciler ile, kararsız kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemler için kararlı denetim sağlanamamıştır.

DKD, DÖDDGD ve ÖDD yöntemlerinin hepsi ile kararlı kutuplara sahip zaman gecikmeli sistemler için iyi başarımlar elde edilmiş olsa da DKD yönteminde, gecikmenin artması ile sistem tepkisinde aşma oranının da arttığı gözlenmiştir. Başarımdaki bu bozulmanın, zaman gecikmesinin yaklaşıklaştırma derecesi arttırılarak düzeltilebildiği gözlemlenmiştir.

DKD yöntemi, benzetim çalışmalarında, kararlı kutuplara sahip sistemler için, hata tümlevi modele dahil edilmeden de iyi başarımlar vermiş olsa da, gerçek sistem uygulaması üzerinde hata tümlevi sistem modeline dahil edilmediğinde durgun durum hatası gözlenmiş ve hata tümlevi modele dahil edildiğinde bu hatanın ortadan kalktığı gözlenmiştir.

Kararsız sistemler için yapılan benzetim çalışmalarında bir saniyelik zaman gecikmesi için DKD, DÖDDGD ve ÖDD yöntemlerinin tümü ile iyi başarımlar elde edilmiştir. Ancak artan zaman gecikmeleri ile birlikte DKD yönteminde başarımın kötüleştiği ve hatta bazı durumlarda kararlı denetimin kaybedildiği gözlenmiştir.

DÖDDGD ve ÖDD yöntemleri ile hem kararlı hem de kararsız sistemler için diğer yöntemlerden daha iyi başarımlar elde edilmiştir. DÖDDGD yöntemi ile yapılan çalışmalarda gecikme arttıkça (kararsız sistemlerde) tahmin edilen sistem durumları ile gerçek sistem durumları arasındaki uyumsuzluğun artmaya başladığı ve bu durumun sistemi bir noktadan sonra kararsızlığa götürebildiği gözlemlenmiştir. Ayrıca bu yöntemin yapısı gereği zaman gecikmesinin kesin olarak bilinmesi gerekmektedir ve bundan ötürü gecikmenin değişebileceği durumlarda kullanmak için uygun bir yöntem değildir.

Gerçek sistem üzerinde yapılan çalışmalarda SZEKK yönteminin ikinci bölümde anlatıldığı şekilde uygulanmasının yeterli olmadığı farkedilmiştir. İkinci bölümde sunulan hali ile çevrimdışı parametre kestiriminden elde edilen modelin, gerçek sistemle uyumlu olmadığı gözlenmiş ve parametre kestirime sapma terimi eklenmiştir. Bu sapma teriminin eklenmesinin ardından, çevrimdışı parametre kestimi tekrarlanmış ve elde edilen parametrelerin sistemi nerdeyse hatasız bir şekilde tanımladığı gözlenmiştir.

Yöntemler arasındaki başarımlar farkı, gerçek sistem üzerinde yapılan çalışmalarda daha belirgin hâle gelmiştir. Burada OT denetleyici ile elde edilen en iyi başarımlar takriben 400

saniyelik bir durulma zamanına sahipken, ÖDD yöntemi ile zahmetsiz bir şekilde $\frac{1}{10s + 1}$ referans modelinin takip edilebildiği gözlenmiştir. Ayrıca özayarlamalı çalışmalarda, sisteme bozucu etki uygulandığında, tüm denetleyicilerde, özellikle OTT denetleyicinin başarımında, kestirilen parametreler yeni değerlerine yakınsayana kadar geçen sürede bozulmalar görülmüştür. Bu bozulma miktarının DÖDDGD ve ÖDD yöntemlerinde DKD ve OT/OTT yöntemlerine göre daha az olduğu gözlenmiştir.

Özayarlamalı çalışmalarda, değişen sistem parametrelerinin kestirildiği ve denetleyicilerin kestirilen bu yeni parametrelere göre yeniden tasarlanarak, sistem tepkisini ayarladıkları gözlemlenmiştir. Bu bağlamda yukarıda bahsedilen bozulmalar normaldir ve özayarlamalı yapının bu bozulmaların başarılı bir şekilde üstesinden gelebildiği gözlenmiştir.

ÖDD yöntemi için yapılan çalışmalarda kararlı/kararsız sistemler için, uyarlamasız/özayarlamalı olarak, bu yöntem ile farklı referans modellerinin hatasız takip edilebildiği ve yöntemin, uygulanan bozucu etkiye karşı çok hızlı bir şekilde tepki verdiği gözlenmiştir. Bu yöntem ile, tüm çalışmalarda diğer denetim yöntemlerinden daha iyi başarımlar elde edilmiş ve bundan dolayı ÖDD yönteminin diğer yöntemlerden üstün olduğuna kanaat getirilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] S.P. Bhattacharyya G.J. Silva, A.Datta. *Continuous-Time Self-Tuning Control*, volume 1. Birkhauser, **2005**. ISBN 0-8176-4266-8.
- [2] O.J. Smith. A controller to overcome dead time. *ISA Journal*, 6:28–33, **1959**.
- [3] Xue-Ping Yang C. Hang, Qing-Guo Wang. A modified smith predictor for a process with an integrator and long dead time. *Industrial Engineering Chemistry Research*, 42, **2002**. doi:10.1109/ICCA.2002.1229435.
- [4] K. Watanabe and M. Ito. A process-model control for linear systems with delay. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 26(6):1261–1269, **1981**. doi:10.1109/TAC.1981.1102802.
- [5] K.J. Astrom, C.C. Hang, and B.C. Lim. A new smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 39(2):343–345, **1994**. doi:10.1109/9.272329.
- [6] R. Sanz, P. García, and P. Albertos. A generalized smith predictor for unstable time-delay siso systems. *ISA Transactions*, 72:197–204, **2018**. ISSN 0019-0578. doi:<https://doi.org/10.1016/j.isatra.2017.09.020>.
- [7] M. Basin, J. Rodriguez-Gonzalez, and R. Martinez-Zuniga. Optimal control for linear systems with time delay in control input based on the duality principle. In *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, volume 3, pages 2144–2148 vol.3. **2003**. doi:10.1109/ACC.2003.1243391.
- [8] H. Zhang and L. Xie. Control and estimation of systems with input/output delays. *Lecture Notes in Control and Information Sciences*, 355, **2007**. doi:10.1007/978-3-540-71119-3.
- [9] Mu-Chiao Lu. Delay identification and model predictive control of time delayed systems. *Department of Electrical and Computer Engineering, McGill University*, PhD. Thesis, **2008**.

- [10] A. Procházka V. Hanta. Rational approximation of time delay. **2009**.
- [11] K.J. Astrom Q. Wang, Z. Zang. Guaranteed dominant pole placement with pid controllers. In *IFAC Proceedings Volumes*, volume 41, pages 5842–5845. **2008**. doi:10.3182/20080706-5-KR-1001.00985.
- [12] P.Rabinowitz P.J. Davis. *Methods of Numerical Integrations*, volume 2, page 612. Academic Press, **1984**. ISBN 0-12-206360-0.
- [13] D. E. Kirk. *Optimal Control Theory: An Introduction*, volume 1. Dover Publications, **1970**. ISBN 978-0-13-638098-6.
- [14] J. B. Moore B. D. Anderson. *Optimal Control, Linear Quadratic Methods*, volume 1. Dover Books on Engineering, **1989**. ISBN 0-13-638651-2.
- [15] G. Ellis. *Observers in Control Systems: A Practical Approach*, volume 1. Academic Press, **2002**. ISBN 978-0-08-051301-0.
- [16] M. I. Riberio. Kalman and extended kalman filters: Concept derivation and properties. *Institute for Systems and Robotics, Lisboa*, **2004**.
- [17] J. Hu D. Lee. A study of duality between kalman filters and lqr problems. *Purdue University*, **2016**.
- [18] P. Park W. H. Kwon. *Stabilizing and Optimizing Control for Time-Delay Systems*, volume 1. Springer, **2019**. ISBN 978-3-319-92704-6.
- [19] H. Demircioğlu. Continuous-time self-tuning algorithms. *Faculty of Engineering, University of Glasgow*, PhD. Thesis, **1989**.
- [20] P.J. Gawthrop. *Continuous-Time Self-Tuning Control*, volume 1. Research Studies Press, **1987**. ISBN 978-0863800498.
- [21] H. Demircioğlu. Ele653: Adaptive control, lecture notes. *Hacettepe University Electrical-Electronics Engineering*, **2020**.

- [22] ELWE. Controlled air mass and temperature system with actuators and sensors, ltr701 operating manual. **2002**.
- [23] Ş. Kumbay. Model dayanaklı uyarlamalı denetim uygulamaları. *Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Hacettepe Üniversitesi*, Msc. Thesis, **2006**.

EKLER

EK-1 TÜRKÇE-İNGİLİZCE TERİMLER SÖZLÜĞÜ

açık döngü	: open loop
aktarım İşlevi	: transfer function
alan	: domain
alçak geçirgen	: lowpass
algılayıcı	: sensor
aşma	: overshoot
bakışimli	: symmetric
basamak	: step
baskın	: dominant
başarım	: performance
belirsizlik	: uncertainty
benzetim	: simulation
bozucu	: disturbance
çıkış	: output
çifteş	: dual
çokterimli	: polynomial
dayanak model	: reference model
değişinti	: variance
denetim	: control
doğrusal	: linear
döngü kazancı	: loop gain
durgun durum	: steady-state
durulma süresi	: settling time
durum	: state
durum uzayı	: state space
düzlem	: plane

eniyi	: optimal
eniyileme	: optimization
enküçültme	: minimization
eşdeğişinti	: covariance
eyleyici	: actuator
geçici tepki	: transient response
geribesleme	: feedback
giriş	: input
görelî/göreceli	: relative
gözleyici	: observer
gürültü	: noise
hata	: error
işleç	: operator
işlev	: function
kapalı döngü	: closed loop
kesikli zaman	: discrete time
kararlı	: stable
kararsız	: unstable
karesel	: quadratic
kazanç	: gain
kestirici	: estimator
kestirim	: estimation
kutup	: pole
maliyet işlevi	: cost function
oransal	: proportional
öngörme	: prediction
örnekleme	: sampling
öykünücü	: emulator
özayarlmalı	: self-tuning
salınım	: oscillation

sayısal	: digital
sıfır	: zero
sürekli zaman	: continuous time
süzgeç	: filter
tepki	: response
tümlev	: integral
türev	: derivative
uyarlamalı	: adaptive
uyarlamasız	: non adaptive
uygun	: proper
veri	: data
yarı kesin artı	: positive semidefinite
zaman gecikmesi	: time delay