

T.C
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

DURUM ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER İÇİN KONTROL
SİSTEM TASARIMI

HACER KAYAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

MALATYA
OCAK 2014

Tezin Başlığı: Durum Zaman Gecikmeli Sistemler için Kontrol Sistem Tasarımı

Tezi Hazırlayan: Hacer KAYAN

Sınav Tarihi: 31 Ocak 2014

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Sınav Jürisi:

Prof. Dr. Nusret TAN (Jüri Başkanı)

Doç. Dr. Serdar Ethem HAMAMCI (Danışman)

Yrd. Doç. Dr. Celaleddin YEROĐLU

Prof. Dr. Mehmet ALPARSLAN
Enstitü Müdürü

ONUR SÖZÜ

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Durum Zaman Gecikmeli Sistemler için Kontrol Sistem Tasarımı” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığını ve yararlandığım bütün kaynakların hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

(İmza)

Hacer KAYAN

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DURUM ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER İÇİN KONTROL SİSTEM TASARIMI

Hacer KAYAN

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

67 + ix sayfa

2014

Danışman: Doç. Dr. Serdar Ethem Hamamcı

Teknolojik gelişmelerle birlikte gerçek sistemlere benzeyen modellerin elde edilmesi ihtiyacı doğmuştur. Bu ihtiyaç gecikmeli sistemler üzerinde yapılan çalışmaların da artmasına sebep olmuştur. Gecikmeli sistemlerin sonsuz kutbu bulunmaktadır. Bu sebeple bu sistemlerin tam olarak matematiksel modelinin elde edilmesi mümkün değildir. Bazı yaklaşımlar yapılarak matematiksel model elde edilir. Bu yaklaşımlar tezde ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

Tez çalışmasının amacı durum gecikmeli sistemler için literatürde bulunan kontrolörlerden daha basit yapılı ve dayanıklı kontrolörlerin tasarlanmasıdır. Durum gecikmeli sistemler için son zamanlarda birçok çalışma rapor edilmiştir. Ancak bunların bir çoğu kararlılık analizi ya da matematiksel modellemelerle ilgilidir. Durum gecikmeli sistemler için kontrol sistemi tasarımı ile ilgili literatürde çok az sayıda çalışma rapor edilmiştir. Bunlardan bazıları; LQR metodunun kullanıldığı Kubo'nun çalışması ve kayan kipli kontrol metodunun kullanıldığı Xia'nın çalışmalarıdır. Bu çalışmalarda kullanılan yöntemler karmaşık ve anlaşılması zor olan modern kontrol metotlarıdır. Ayrıca bu metotlarla tasarlanan kontrolörler yüksek mertebeli olmaktadır. Bu sebeple durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için daha basit ve anlaşılır bir metot olan Katsayı Diyagram Metodu kullanılacaktır.

Katsayı Diyagram Metodu Shunji Manabe tarafından eski kontrol deneyimlerinden faydalanarak geliştirilmiş bir yöntemdir. Tasarım prosedürünün kolay olması, basit yapılı ve dayanıklı kontrolörlerin tasarlanabilmesi için olanak sağlaması bu metodun en önemli avantajlarıdır.

Bu tez çalışmasında öncelikle gecikmeli sistemler incelenmiştir. Daha sonra Katsayı Diyagram Metodu'nun özellikleri incelenerek durum gecikmeli sistemlere uygulanmıştır.

ANAHTAR KELİMELE: Zaman gecikmesi, Durum gecikmeli sistemler, Katsayı Diyagram Metodu, Kontrol sistem tasarımı.

ABSTRACT

Master Thesis

CONTROL SYSTEM DESIGN FOR RETARDED TIME DELAY SYSTEMS

Hacer KAYAN

İnönü University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Electrical-Electronics Engineering

67 + ix pages

2014

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Serdar Ethem Hamamcı

With the technological developments, the necessity of obtaining mathematical models similar real systems occurred. This necessity also result in the rise of studies on delay systems. Delay systems have infinite roots. So it is not possible to get mathematical models of these systems exactly. Mathematical models are obtained by some approaches. These approaches are explained in detail in the thesis.

The aim of this thesis is to design more simple and robust controllers than the existing ones in literature for the retarded systems. Lately, many studies reported for retarded systems. But most of these studies is related with stability analysis or mathematical modeling. Only a few studies have reported about control system design for retarded systems in the literature. Some of these are Kubo's works in which LQR method is used and Xia's work in which sliding mode control method is utilized. The methods of these works use modern control methods that are complicated and hard to understand. Furthermore, the controllers designing with these methods are high order. For this reason, the Coefficient Diagram Method which is more simple and easy to understand will be use for controlling retarded systems.

The Coefficient Diagram Method is developed using some past control experiences by Shunji Manabe. Easy design procedure, to allow designing simple and robust controllers are the most important advantages of this method.

In this thesis, time delay systems are researched firstly. Then, the Coefficient Diagram Method's properties are investigated and practiced to retarded systems.

KEYWORDS: Time delay, Retarded time delay systems, Coefficient Diagram Method, Control system design.

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın her aşamasında yardım, öneri ve desteğini esirgemedten beni yönlendiren danışman hocam Sayın Doç. Dr. Serdar Ethem HAMAMCI'ya ve tüm hayatım boyunca olduğu gibi yüksek lisans çalışmalarım süresince de benden her türlü desteklerini esirgemeyen değerli AİLEM'e teşekkür ederim.

Ayrıca bu çalışmayı 2012/163 (FEN) nolu yüksek lisans projesi kapsamında destekleyen İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi'ne teşekkür ederim.

Hacer KAYAN

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	vi
ÇİZELGELER LİSTESİ.....	viii
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Kaynak Özetleri.....	1
1.2.1. Zaman Gecikmeli Sistemler.....	2
1.2.2. Kontrol Tasarım Metotları ve Katsayı Diyagram Metodu (KDM).....	3
1.3. Tez Çalışmasının Organizasyonu.....	5
2. KURAMSAL TEMELLER.....	7
2. 1. ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER.....	7
2.1.1. Giriş.....	7
2.1.2. Zaman Gecikmeli Sistemlerin Modellenmesi ve Sınıflandırılmaları.....	7
2.1.2.1. Giriş-Çıkış Gecikmeli Sistemler.....	10
2.1.2.2. Durum Gecikmeli Sistemler.....	11
2.1.2.3. Nötral Gecikmeli Sistemler.....	12
2.1.2.4. Diğer tip Durum Zaman Gecikmeli Sistemler.....	13
2.1.3. Zaman Gecikmesi için Yaklaşıklık Problemleri.....	14
2.1.3.1. Taylor Pay Yaklaşımı.....	15
2.1.3.2. Taylor Payda Yaklaşımı.....	16
2.1.3.3. PadeAçılımı.....	18
2.2. KATSAYI DİYAGRAM METODU.....	20
2.2.1. Giriş.....	20
2.2.2. Katsayı Diyagram Metodu ve Diğer Kontrol Metotları ile Kıyaslanması.....	20
2.2.3. Katsayı Diyagram Metodu'nun Özellikleri.....	22
2.2.3.1. İki Dereceli Kontrol Sistem Yapısı.....	23
2.2.3.2. Polinomsal Gösterim.....	24

2.2.3.3. KDM Performans Parametreleri.....	26
2.2.3.4. KDM Kontrol Sisteminin Kararlılığı ve Dayanıklılığı.....	27
2.2.3.5. Standart Manabe Formu.....	29
2.2.4. KDM Tasarım Prosedürü.....	31
3. YÖNTEM VE ARAŞTIRMA BULGULARI.....	33
3.1. Giriş.....	33
3.2. KDM ile Durum Gecikmeli Sistemlerin Kontrolü.....	33
3.2.1. Sistemin Doğrusal Zamanla Değişmeyen Eşdeğerinin Belirlenmesi.....	34
3.2.2. Kontrolör Polinomlarının Tanımlanması.....	36
3.2.3. Hedef Karakteristik Polinomun Belirlenmesi.....	37
3.2.4. Kontrolör Katsayılarının Hesaplanması.....	38
3.3. Benzetim Örnekleri.....	39
3.3.1. Benzetim Örneği 1.....	39
3.3.2. Benzetim Örneği 2.....	53
3.3.3. Benzetim Örneği 3.....	55
4. SONUÇLAR.....	59
5. KAYNAKÇA.....	61
Özgeçmiş.....	67

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemin blok diyagramı.....	8
Şekil 2.2. Zaman gecikmeli genel bir sistemin blok diyagramı.....	9
Şekil 2.3. Zaman gecikmeli sistemlerin sınıflandırılması	10
Şekil 2.4. Giriş-çıkış gecikmeli bir sistemin genel blok diyagramı	11
Şekil 2.5. Durum gecikmeli bir sistemin genel blok diyagramı.....	12
Şekil 2.6. Nötral bir sistemin genel blok diyagramı	13
Şekil 2.7. Bir serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı	23
Şekil 2.8. İki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı.....	24
Şekil 2.9. KDM kontrol sistem yapısı.....	25
Şekil 2.10. Katsayı Diyagramı	28
Şekil 2.11. Aynı eşdeğer zaman sabiti için $n=3\sim 5$. dereceden üç karakteristik polinomun birim basamak cevapları ($\tau=1$).	32
Şekil 3.1. Benzetim Örneği-1: Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı...40	
Şekil 3.2. Benzetim Örneği-1 (TPY): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.....42	
Şekil 3.3. Benzetim Örneği-1 (TPY) kontrol işaretinin genliği	42
Şekil 3.4. Benzetim Örneği-1 (TPY): Sistemdeki a parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.....43	
Şekil 3.5. Benzetim Örneği-1 (TPY):Sistemdeki b parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	43
Şekil 3.6. Benzetim Örneği-1 (TPY):Sistemdeki c parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	44
Şekil 3.7. Benzetim Örneği-1 (TPY):Sistemdeki zaman gecikmesi (θ) parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	44
Şekil 3.8. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı ...	46
Şekil 3.9. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Kontrolörün ürettiği kontrol işareti	47

Şekil 3.10. Benzetim Örneği-1 (TPdY):Sistemdeki a parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	47
Şekil 3.11. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki b parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	48
Şekil 3.12. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki c parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	48
Şekil 3.13. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki zaman gecikmesi (θ) parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları	49
Şekil 3.14. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.....	50
Şekil 3.15. Benzetim Örneği-1 (PD):Kontrolörün ürettiği kontrol işareti	51
Şekil 3.16. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı ($\tau=0.8s$)	52
Şekil 3.17. Benzetim Örneği-1 (PD):Kontrolörün ürettiği kontrol işareti ($\tau=0.8s$) ...	52
Şekil 3.18. Benzetim Örneği-2 Sisteme etkiyen bozucu işaret	53
Şekil 3.19. Benzetim Örneği-2 Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı .	53
Şekil 3.20. Benzetim Örneği-2 Kontrol sisteminin birim basamak cevabı	55
Şekil 3.21. Benzetim Örneği-2 Kontrolörün ürettiği kontrol işareti	55
Şekil 3.22. Benzetim Örneği-3 Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı .	56
Şekil 3.23. Benzetim Örneği-3 Kontrol sisteminin birim basamak cevabı	57
Şekil 3.24. Benzetim Örneği-3 Kontrolörün ürettiği kontrol işareti	58

ÇİZELGELER LİSTESİ

Tablo 2.1. Üç farklı zaman gecikmeli sistem türüne ait örnekler	14
Tablo 2.2. $\theta=0.5$ için zaman gecikmesinin Taylor pay yaklaşımı	16
Tablo 2.3. $\theta=0.5$ için zaman gecikmesinin Taylor payda yaklaşımı.....	7
Tablo 2.4. $\theta=0.5$ için zaman gecikmesinin Pade yaklaşımı	18
Tablo 2.5. Bazı standart formlar için üçüncü ve beşinci dereceden hedef karakteristik polinomlara ait kararlılık indeksleri	30
Tablo 2.6. Standart Manabe Formu kullanarak oluşturulan hedef karakteristlik denklemler ($\tau = 4s$ için).....	31

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

τ	Eşdeğer zaman sabiti
γ_i	Kararlılık indeksi
γ_i^*	Kararlılık sınır indeksi
θ_i	Sistemin iç yapısındaki durum değişkenlerine ait zaman gecikmesi
θ_j	Durum değişkenlerinin türevlerine ait zaman gecikmeleri
θ_k	Sistem girişi ile çıkışı arasındaki gecikmeler
d	Sisteme etkiyen bozucu
t_s	Yerleşme süresi (settling time)
M_p	Maksimum aşma (maximum peak)
der	Derece
CDM	Coefficient Diagram Method
KDM	Katsayı Diyagram Metodu
TPY	Taylor Pay Yaklaşımı
TPdY	Taylor Payda Yaklaşımı
PD	Pade Yaklaşımı

BÖLÜM 1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Bir sistem belirli bir amaç için tasarlanır ve bu amaca yönelik belirli kriterleri sağlaması istenir. Eğer sistem bu kriterleri sağlamıyorsa bir kontrol probleminin varlığından söz edilir. Bu durumda belirlenen kriterlerin sağlanması için sisteme bir ilave yapılması gerekir. Bu ilave donanım “kontrolör” olarak adlandırılır ve arzu edilen performansın sağlanması için sisteme bu kontrolörün ilave edilmesi gereklidir.

Endüstride kullanılan sistemler doğrusal, doğrusal olmayan, tam olarak matematiksel olarak modellenen veya modellenemeyen, tek giriş-tek çıkışlı, çok giriş-çok çıkışlı, zaman gecikmeli vb. gibi değişik özelliklere sahiptir. Ele alınan herhangi bir sistem için kontrolör tasarımının, sistem özelliğinin doğrusallıktan uzaklaşma nispetinde zorlaştığı iyi bilinen bir konudur. Doğrusal olmayan bir özelliğe sahip olan zaman gecikmesi, bir sisteme dahil olduğunda sistemin iyi bilinen klasik basit yöntemlerle kontrolü artık mümkün olmamaktadır. Bu nedenle zaman gecikmeli sistemlerin kontrolü için yeni tasarım metotlarının geliştirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu tez çalışmasında zaman gecikmeli sistemler ve sınıflandırılmaları ayrıntılı olarak incelenmekte olup, bu sistemler içinde yer alan durum gecikmeli sistemler için -var olan yöntemlere göre- daha basit yapılı kontrolör tasarımının yapılabilirliği ortaya konacaktır.

1.2. Kaynak Özetleri

Bu bölümde, zaman gecikmeli sistemler ve bu sistemlerin bir alt kolu olan durum gecikmeli sistemler üzerine şimdiye kadar literatürde yapılan çalışmalar hakkında özet bilgi verilmektedir. Ayrıca bu çalışmada durum gecikmeli sistemlerin

kontrolü için kullanılacak olan Katsayı Diyagram Metodu hakkında da bir kaynak özeti sunulmaktadır.

1.2.1. Zaman Gecikmeli Sistemler

Endüstriyel sistemlerin gelişmesi ve buna bağlı olarak kontrol teknolojisinin yaygınlaşmasıyla, doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler üzerine yapılan çalışmalarda olduğu gibi zaman gecikmeli sistemler üzerine yapılan çalışmalarda da bir artış görülmektedir. Bunun en önemli sebepleri şöyle sıralanabilir:

- Yapısında zaman gecikmesi bulunmayan sistemler için önerilen kontrol metotlarının zaman gecikmeli sistemlerin kontrolünde başarısız olması (Richard, 2003).
- Özellikle gecikmeli rezonans üreteçleri, gecikmeli kontrolörler ve gözleyici tasarımlarında zaman gecikmesinin sistem kontrolü üzerine yararlı sonuçlar verdiğinin görülmesi (Olbro 1984; Datko, 1998, Villafuerte vd., 2009).
- Zaman gecikmeli sistemlerin çok boyutlu diferansiyel denklemler alanında genellikle basit sonsuz boyutlu modeller olarak görülmeleri (Kolmanovskii ve Myshkis, 1992).
- Kontrol teknolojisindeki gelişmelerle birlikte daha iyi kontrol performansı için tasarımcıların klasik doğrusal modelleri kullanmak yerine sistemin gerçek modeline daha yakın matematiksel model elde etmek istemeleri.

Zaman gecikmeli sistemlerin kontrolü üzerine literatürde çok sayıda kontrol sistem yapısı ve kontrolör tasarım metodu önerilmiştir. Bunların içinde PID kontrolör içeren kontrol sistem yapıları ve buna bağlı olarak PID parametrelerinin belirlenmesine yönelik metotlar yaygın olarak kullanılmaktadır (O'Dwyer, 2009). Bunun en önemli nedeni PID kontrolör yapısının basit olması, gerçekleştirmedeki kolaylığı ve geniş bir çalışma bölgesi için dayanıklı davranışa sahip olmasıdır (Majhi ve Atherton, 1999). Ayrıca analog ve dijital sistemlerin tümüne kolayca uygulanabilir olmaları, kontrol mühendisliği alanında sıkça kullanılmalarının diğer sebeplerindendir (Hamamcı, Kaya, Köksal, 2001).

Zaman gecikmeli sistemlerin bir alt kolu olan ve sistemin iç dinamiğinden kaynaklanan zaman gecikmesi içeren durum gecikmeli sistemler için literatürde rapor edilen kontrolör tasarım metotları yalnızca birkaç tanedir. Bunlar Kubo (2005) tarafından kullanılan LQR metodu, Xia vd.,(2009)'un kayan kipli kontrol metodu ve Michiels vd. (2010) tarafından kullanılan kutup yerleştirme metodu şeklinde sıralanabilir. Bu çalışmalar genellikle uzun matematik işlemleri gerektiren, anlaşılması ve uygulanabilirliği zor olan, çoğunlukla yüksek mertebeli kontrolörlerin tasarlandığı metotlardır. Ayrıca bu metotlarla tasarlanan kontrol sistemlerinin sistem parametreleri üzerindeki değişikliklere karşı oldukça hassas oldukları bilinmekte ve bu durumlarda kontrolörlerin ayarlanması gerekmektedir. Sayılan dezavantajları elimine etmek için durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için daha basit, performansı daha iyi ve daha dayanıklı kontrolörlerin kolaylıkla tasarlanabileceği bir metoda ihtiyaç duyulmaktadır.

Kontrol sistem tasarımı dışında durum gecikmeli sistemler için yapılan çalışmalar genellikle sistem modellemesi ve çözümü ile kararlılık analizi üzerinedir (Krasovskii, 1963; Kolmanovskii ve Nosov, 1986; Vyhlídal, 2003; Richard, 2003; Parlakçı, 2011). Bu çalışmalarda daha çok sonsuz kutbu bulunan zaman gecikmeli bir ifadenin nasıl bir yaklaşımla elde edileceği, kaçınıcı mertebeden bir sistem olarak modellenirse sistem analizinin doğruya en yakın sonuç verirken matematiksel işlemleri de çok karmaşıktırmayacağı, kararlılık analizlerinin var olan metotlardan hangisiyle yapılmasının daha uygun olabileceği gibi konular incelenmektedir.

1.2.2. Kontrol Tasarım Metotları ve Katsayı Diyagram Metodu (KDM)

Genel olarak bir kontrol sistem tasarım problemi, arzu edilen performansı sağlayan ve kontrol edilmek istenen sistem için uygun bir kontrolör seçiminden ibarettir (Ogata, 1970). Literatürde kontrol sistem tasarımı için birçok yöntem bulunmaktadır. Klasik kontrol metotları basit kontrol problemlerinde etkin kontrolün sağlanmasına olanak sağlarken daha karmaşık kontrol problemlerinin çözümünde yetersiz kalmaktadır. Klasik kontrol metotlarının yetersiz kaldığı durumlar için modern kontrol metotları geliştirilmiştir. Bununla birlikte modern kontrol metotlarının karmaşıklığı, uygulama zorlukları, tasarlanan kontrolörün çoğu zaman

yüksek mertebeden olması ve bu kontrolörlerin gerçeklenmelerinin zor olması, dayanıklılıklarının yetersiz olması nedeniyle tasarlanan kontrol sisteminden beklenen performans elde edilemeyebilir. Bu dezavantajlı durumların ortadan kaldırılması amacıyla klasik kontrol metotları ve modern kontrol metotlarının avantajlı özelliklerini bünyesinde birleştiren Katsayı Diyagram Metodu önerilmiştir (Manabe, 1998b).

Endüstrinin gelişmesi ve kontrol teknolojisinin yaygınlaşması ile kontrol problemleri çeşitlenmiştir. Buna paralel olarak bir kontrolörden beklenen özellikler de artmıştır. Bunun yanı sıra tasarım aşamasında bir kontrolörün uygulamadan kaynaklanan bazı sınırlamalar altında tasarlanması gereklidir. Kontrolör mümkün olduğunca düşük mertebeden, minimum fazlı ve kararlı olmalıdır. Ayrıca kontrolörün uygulama için yeterli bant genişliği ve güç sınırlamasına sahip olması istenir. Yani iyi bir kontrolör tasarımında bazı limitler vardır. Kontrolör limitleri karakteristik polinom seçiminde mutlaka göz önünde bulundurulmalıdır. Bu limitler göz önüne alınmadan tasarım yapılırsa, kararlılık ve geçici durum performans kriterleri sağlanmasına rağmen sistem dayanıklılığı istenilen seviyede olmamaktadır. Ayrıca tasarlanan kontrolörün maliyeti de önemlidir. Yukarıda sayılan nedenler kontrolör tasarımı yapılacak metodun belirlenmesini etkilemektedir. Ayrıca seçilen metodun kolay uygulanabilir ve tasarım metodunun kolay anlaşılabilir olması ve fazla deneyim gerektirmeden sonuca ulaştırması istenmektedir. Tüm bu sınırlamalar göz önüne alınarak altyapısı oluşturulan Katsayı Diyagram Metodu (KDM) ile tasarımda en düşük mertebeden, uygun bant genişliğine sahip ve kapalı çevrim sistem yanıtı aşırı olan kontrolör tasarımı gerçekleştirilebilmektedir. Bu özellikler ise bozucunun sisteme olan etkisini makul düzeye indirmekte, tasarım maliyetini azaltmakta ve en önemlisi sistem dayanıklılığını garantilemektedir (Manabe ve Kim, 2000). Sayılan bu avantajlardan yola çıkarak durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için KDM'in daha basit, performansı daha iyi ve daha dayanıklı bir kontrolör tasarımı sağlayacağı ön görülmüştür.

Katsayı Diyagram Metodu tek girişli-tek çıkışlı doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için geliştirilmiş bir yöntemdir (Manabe, 2002b). Kontrol sistem tasarımında sahip olduğu çok sayıdaki avantaj nedeniyle zaman içinde değişik özellikteki sistemlerin kontrolünde de kullanılmış ve başarılı sonuçlar elde edilmiştir. Bu çalışmalardan bazıları şu şekilde sıralanabilir:

1. Parametrik belirsizlik içeren sistemlerin kontrolü (Hamamcı ve Ucar, 2000; Hamamcı, 2002; Hamamcı ve Ucar, 2002).
2. Çok girişli-çok çıkışlı sistemlerin kontrolü (Manabe, 2002a; Hamamcı, 2002).
3. İntegratörlü ve kararsız yapıli sistemlerin kontrolü (Hamamcı, 2004; Hamamcı vd., 2007).
4. Giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemlerin kontrolü (Hamamcı, 2005).
5. Lineer Quadratic Regülatör için KDM ile ağırlık fonksiyonlarının seçimi (Manabe, 1998a)
6. Ayrık zamanlı sistemler için dijital KDM tasarımı (Öcal, Bir ve Tibken, 2009).
7. Kesirli dereceli sistemlerin kontrolü için kesirli dereceli KDM kontrolör tasarımı (Tabatabaei, 2010).

1.3. Tez Çalışmasının Organizasyonu

Bu tez çalışmasında, durum gecikmeli sistemler için KDM kullanılarak basit yapıli kontrolör tasarımı yapılması amaçlanmaktadır. Buna göre hazırlanan bu tez çalışması için yapılan düzenleme aşağıdaki gibidir:

Bölüm 2: Kuramsal Temeller

2.1. Zaman Gecikmeli Sistemler: Bu bölümde zaman gecikmeli sistemler ve bu sistemlerin dinamikleri incelenecektir. Zaman gecikmeli sistemler sınıflandırılarak durum gecikmeli sistemlerin bu sınıflandırmadaki yeri özetlenecektir. Zaman gecikmesi için literatürde bulunan yaklaşıklık yöntemlerine değinilerek durum gecikmeli sistemler için kullanılabilirliğı incelenecektir.

2.2 Katsayı Diyagram Metodu(KDM): Son zamanlarda üzerinde çalışmaların sıkça yapılmaya başlandığı Katsayı Diyagram Metodu'nun klasik ve modern kontrol metotları arasındaki yeri verildikten sonra metoda ait temel özellikler anlatılacaktır.

KDM'in en önemli iki tasarım parametresi olan eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksleri tanıtılacaktır.

Bölüm 3: Yöntem ve Araştırma Bulguları

Dinamiğinde durum gecikmesi bulunduran sistemler için literatürde bulunanlara göre daha basit yapılı ve dayanıklı kontrolörlerin tasarlanabilmesi için Katsayı Diyagram Metodu'nun nasıl kullanılacağı anlatılacak ve kontrolör tasarımı için sistematik bir tasarım prosedürü verilecektir. Seçilen bazı örnek durum gecikmeli sistemler için benzetim çalışmaları yapılarak elde edilen kontrol sonuçları yorumlanacaktır.

Bölüm 4: Sonuçlar

Bu bölümde KDM ile durum gecikmeli sistemlerin kontrolüne dair elde edilen sonuçlar belirtilerek, sonraki çalışmalarda yapılması planlanan çalışmalara vurgu yapılacaktır.

BÖLÜM 2. KURAMSAL TEMELLER

2.1. ZAMAN GECİKMELİ SİSTEMLER

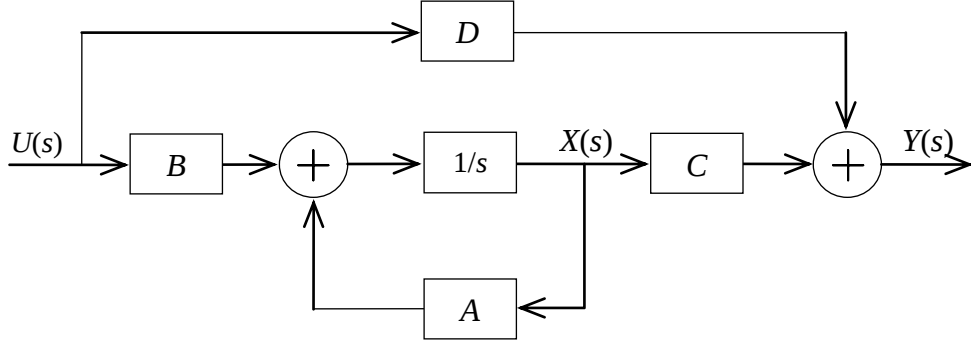
2.1.1. Giriş

Zaman gecikmeli sistemler (time delay systems) yapısında bulunan gecikme dinamiğinden dolayı aynı zamanda ölü zamanlı sistemler (dead time systems) olarak da adlandırılırlar. Adi diferansiyel denklemlerle ifade edilmeleri zor olduğu için fonksiyonel diferansiyel denklemler sınıfına aittirler. Zaman gecikmesi, sisteme $e^{-\theta s}$ gibi bir üstel fonksiyonun eklenmesine sebep olur ve bu üstel fonksiyonun sonsuz sayıda kökü mevcuttur. Bu sebeple zaman gecikmeli sistemler sonsuz boyutlu fonksiyonel diferansiyel denklemler sınıfına girerler (Michiels ve Niculescu, 2007).

Zaman gecikmesi endüstriyel üretim hatlarındaki taşınım gecikmeleri, haberleşme hatlarında sonlu iletim zamanları, biyolojik veya kimyasal süreçlerdeki gecikmeler gibi birçok alanda görülebilir (Atay, 2010). Bu nedenle kontrol sistemlerinin tasarımında fonksiyonel diferansiyel denklemlerin kullanılması sıkça rastlanan bir durumdur. Fonksiyonel diferansiyel denklemler kullanılarak bir kontrol sisteminin modellenmesine ait ilk örneklerden biri Minorsky (1942)'nin, ikinci dünya savaşı sırasında gemilerin dalgalardan dolayı sağa sola yalpalanmasını önlemek amacıyla yaptığı çalışmalarıdır. Zaman gecikmesi içeren fonksiyonel diferansiyel fark eşitliklerinin kullanıldığı diğer bazı çalışmalar için Kolmanovskii ve Nosov (1986), Niculescu (2001), Aygün (2012) gibi kaynaklar incelenebilir..

2.1.2. Zaman Gecikmeli Sistemlerin Modellenmesi ve Sınıflandırılmaları

Klasik modelleme anlayışında, bir sistemin gelecek herhangi bir zamandaki davranışının sadece şu anki durumuna bağlı olduğu kabul edilmektedir. Bu anlayış bazı sistemlerin modellenmesi için yeterli sonuçlar vermektedir. Buna göre ele alınan



Şekil 2.1. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemin blok diyagramı.

bir sistem, belli bir çalışma noktasında doğrusallaştırılarak aşağıda verilen matematiksel model formunda ifade edilebilir:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}\quad (2.1)$$

Burada A sistem matrisi, B giriş matrisi, C çıkış matrisi, D iletim matrisi olarak adlandırılırken, $x(t)$ durum değişkenlerini, $u(t)$ sistemin girişini, $y(t)$ ise çıkışını ifade etmektedir. Bu şekilde modellenen bir sistemin blok diyagramı Şekil 2.1’de görülmektedir. Denklem 2.1’deki sistemin transfer fonksiyonu

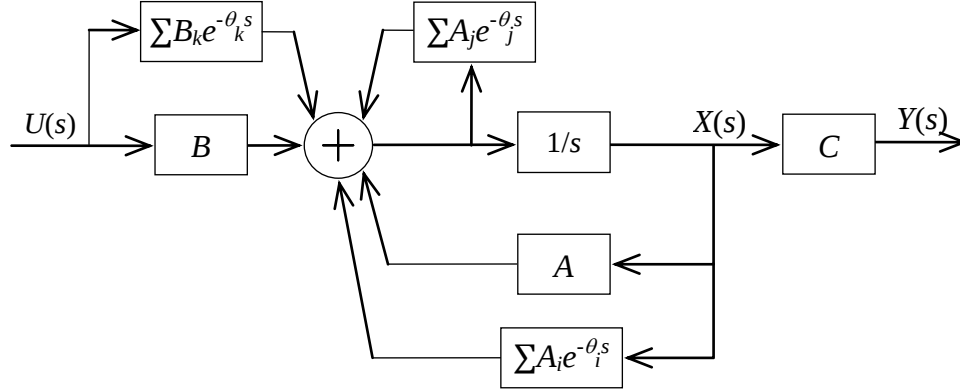
$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}B + D = \frac{b_ms^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1s + b_0}{a_ns^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{j=0}^n a_j s^j} \quad (2.2)$$

şeklinde sonlu sayıda sıfır ve kutuplu olarak elde edilir. Bu gösterimde kontroledilebilirlik için sistemin uygunluk (properness) özelliğine (yani $m \leq n$) sahip olması gerekir.

Kabul 2.1: Endüstride sıkça kullanılan sistemlerde genellikle iletim matrisi sıfır olduğundan, tanım ve analiz işlemlerini kolaylaştırmak için tezin bundan sonraki kısmında D matrisi göz önüne alınmayacaktır. $\square$

Denklem 2.1 ve 2.2’de verilen modellerin aksine yalnızca şu anki davranışlarının yanında geçmişteki durumlarının da göz önüne alınarak modellenmesi gereken sistemler vardır. Zaman gecikmeli sistemler olarak adlandırılan bu sistemler en genel manada

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + \sum_{i=1}^n A_i x(t - \theta_i) + \sum_{j=1}^m A_j \dot{x}(t - \theta_j) + Bu(t) + \sum_{k=1}^r B_k u(t - \theta_k) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\quad (2.3)$$



Şekil 2.2. Zaman gecikmeli genel bir sistemin blok diyagramı.

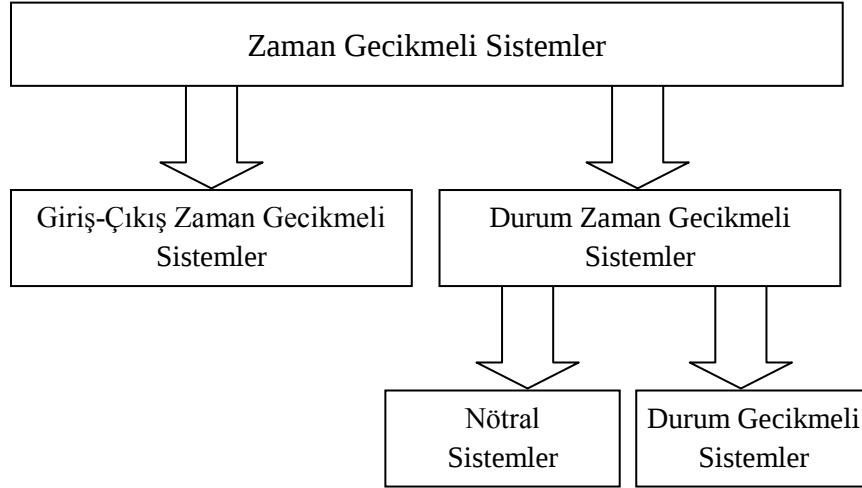
şeklinde modellenirler. Burada θ_i sistemin iç yapısındaki durum değişkenlerine ait zaman gecikmelerini, θ_j durum değişkenlerinin türevlerine ait zaman gecikmelerini ve θ_k ise sistemin girişi ile çıkışı arasındaki zaman gecikmelerini göstermektedir. Bu şekilde modellenen zaman gecikmeli genel bir sistemin blok diyagramı Şekil 2.2’de görülmektedir. Denklem 2.3’teki sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = C(sI - A - \sum_{i=1}^n A_i e^{-\theta_i s} - s \sum_{j=1}^m A_j e^{-\theta_j s})^{-1} (B + \sum_{k=1}^r A_k e^{-\theta_k s}) \quad (2.4)$$

ile bulunur. Transfer fonksiyonu dikkatle incelendiğinde, pay ve payda polinomlarının her ikisinin de $e^{-\theta s}$ ifadesi içerdiği görülür. Yani transfer fonksiyonu artık sonsuz sayıda sıfır ve kutup içermektedir. Zaman gecikmeli sistemlerin analizi ve kontrol tasarımını zorlaştıran da bu durumdur.

Zaman gecikmeli sistemler dinamiğinde bulunan gecikme etkisi göz önüne alınarak iki şekilde sınıflandırılırlar (Şekil 2.3):

1. Yalnızca girişi ile çıkışı arasında bir gecikme etkisi bulunan “giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemler”.
2. Sistemin kendi iç yapısından kaynaklanan gecikme etkisine sahip olan “durum zaman gecikmeli sistemler”. Durum zaman gecikmeli sistemler de kendi aralarında “nötral sistemler” ve “durum gecikmeli sistemler” olarak ikiye ayrılırlar.



Şekil 2.3. Zaman gecikmeli sistemlerin sınıflandırılması.

2.1.2.1. Giriş-Çıkış Zaman Gecikmeli Sistemler

Zaman gecikmesinin sadece giriş ile çıkışı arasında meydana gelen sistemlerdir. Literatürde zaman gecikmeli sistemler denilince akla ilk gelen ve en yaygın zaman gecikmeli sistem türüdür. Bu sistemler

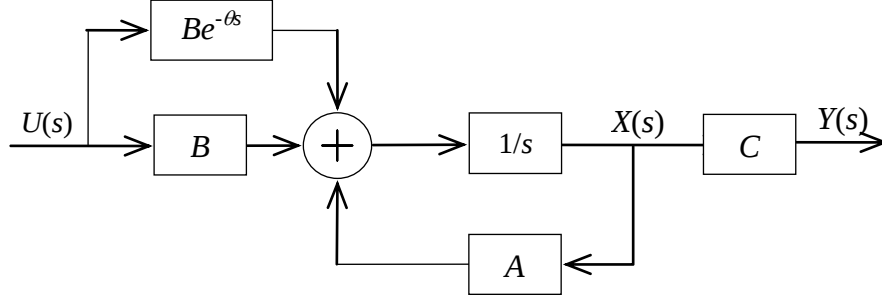
$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t - \theta)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilirler. Böyle bir sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A)^{-1}Be^{-\theta s} \quad (2.6)$$

şeklinde verilir. Denklem 2.5 ve 2.6 ile modellenen sistemlerin transfer fonksiyonlarında -Denklem 2.1 ve 2.2’de verilen doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerden farklı olarak- pay kısmına $e^{-\theta s}$ gibi bir çarpan eklenmiştir. Bu çarpan üstel bir fonksiyon olup sisteme sonsuz sayıda sıfır katmaktadır. Bu durum sistemin karmaşıklığını arttırmaktadır. Genel blok şeması Şekil 2.4’te verilen giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemlerin analizleri ve kontrolü üzerine literatürde çok sayıda çalışma rapor edilmiştir (Corripio, 2001; Astrom ve Hagglund, 2006; O’Dwyer, 2009).



Şekil 2.4. Giriş-çıkış zaman gecikmeli bir sistemin genel blok diyagramı.

2.1.2.2. Durum Gecikmeli Sistemler

Yapısındaki zaman gecikmesi kendi iç dinamiğinden kaynaklanan durum zaman gecikmeli sistemlerin en basit şekli durum gecikmeli sistemlerdir. Gecikmenin doğrudan durum değişkenleri arasında meydana geldiği bu sistemler

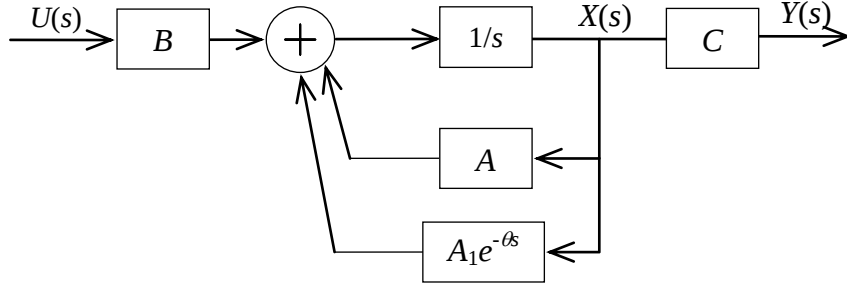
$$\dot{x}(t) = Ax(t) + A_1x(t - \theta) + Bu(t)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (2.7)$$

şeklinde ifade edilirler. Burada A_1 gecikme etkisine maruz kalan durum değişkenlerine ait katsayılarının bulunduğu sistem matrisidir. Böyle bir sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A - A_1e^{-\theta s})^{-1}B \quad (2.8)$$

şeklinde verilir. Denklem 2.7 ve 2.8 ile modellenen sistemlerin transfer fonksiyonlarının hem pay hem de payda kısmına $e^{-\theta s}$ gecikmesi gelmektedir. Bu gecikme sistemin sonsuz sayıda sıfır ve kutup sahibi olmasına neden olur. Kontrol sistem tasarımında sistem kutuplarını arzu edilen yerlere taşımak amaçlandığından sonsuz sayıdaki kutbu taşımamanın zorluğu ortadadır. Bu, durum gecikmeli sistemleri giriş-çıkış gecikmeli sistemlere göre daha da karmaşık bir hale getirmektedir. Genel blok şeması Şekil 2.5'te verilen durum gecikmeli sistemler özellikle turbojet motor sistemleri, mikrodalga osilatörler, haddeme sistemleri, bazı kimyasal reaktörler, öğütme makineleri (infeed grinding), kan akışındaki albumin miktarının yayılımı v.b. bir çok sistemin modellenmesinde kullanılmaktadır (Wang vd.,2002; Michiels ve Vyhldal, 2005).



Şekil 2.5. Durum gecikmeli bir sistemin genel blok diyagramı.

2.1.2.3. Nötral Sistemler

Sistem iç dinamiğinde gecikme bulunan durum zaman gecikmeli sistemlerde, durum değişkenlerinin zamana göre birinci türevinde de gecikme bulunabilir. Bu tür sistemler durum zaman gecikmeli sistemlerin genel formunu oluştururlar ve “nötral sistemler” olarak adlandırılırlar. Bu sistemler durum-uzay formunda

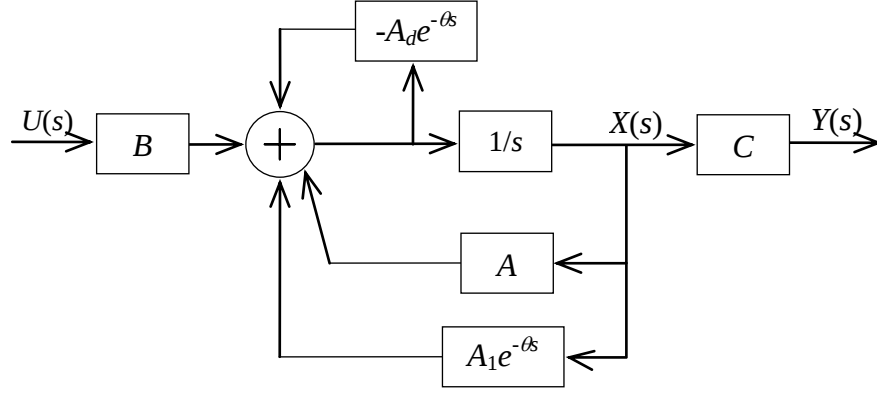
$$\begin{aligned}\dot{x}(t) + A_d \dot{x}(t - \theta) &= Ax(t) + A_1 x(t - \theta) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.9}$$

şeklinde gösterilir ve böyle bir sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A - A_1 e^{-\theta s} + sA_d e^{-\theta s})^{-1} B\tag{2.10}$$

olarak verilir. Burada A_d gecikme etkisine maruz kalan durum değişkenlerinin türevlerine ait katsayılarının bulunduğu sistem matrisidir. Nötral sistemlerde sistemin kutup yerlerini belirleyen üç ayrı sistem matrisi (A , A_1 ve A_d) vardır. Bunlardan ikisinin (A_1 ve A_d) zaman gecikmeli terim içermesi bu sistemlerin analiz ve kontrolünün daha da zor olduğunu açıkça göstermektedir. Şekil 2.6’da nötral bir sistemin genel blok şeması görülmektedir.

Yukarıda anlatılan üç farklı türdeki zaman gecikmeli sistem yapısının daha iyi anlaşılması için Tablo 2.1’de birinci ve ikinci dereceden sistem örnekleri verilmiştir. Tablodan zaman gecikmesinin giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemlerde transfer fonksiyonunun yalnızca pay kısmında olduğu ve diğer iki sistemde ise hem pay hem de payda kısmında bulunabileceği görülmektedir. Özellikle kontrol sistem



Şekil 2.6. Bir nötral sistemin genel blok diyagramı.

tasarımı için fazla alışılmamış bir durum içeren bu iki sistem türü literatürde üzerinde çalışılmaya açık konular arasında bulunmaktadır.

2.1.2.4. Diğer Tip Durum Zaman Gecikmeli Sistemler

Zaman gecikmesinin sistemin içyapısındaki konumuna ve sayısına göre durum zaman gecikmeli sistemler daha değişik ve karmaşık şekillerde tanımlanabilirler. Bu tanımlardan birisi, zaman gecikmesinin zamanın bir fonksiyonu şeklinde değiştiği durum için yapılabilir. Bu durumda sistem “değişken zaman gecikmeli nötral sistem” veya “değişken zaman gecikmeli durum gecikmeli sistem” olarak adlandırılır. Örneğin değişken zaman gecikmeli durum gecikmeli sistemin dinamiği

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + A_1x(t - h(t)) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.11}$$

şeklinde ifade edilir. Burada $h(t)$ zaman gecikmesinin zamanın bir fonksiyonu olduğunu gösterir.

Modelleme için kullanılan bir başka tanım, nötral sistemlerdeki iki zaman gecikmesinin birbirinden farklı olmasına göre verilebilir. Bu durumda sistemin durum uzay gösterimi

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) + A_d\dot{x}(t - \theta_d) &= Ax(t) + A_1x(t - \theta) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{2.12}$$

Tablo 2.1. Üç farklı zaman gecikmeli sistem türüne ait örnekler.

	Sistem türü	Örnek sistem	Sistemin transfer fonksiyonu
Birinci dereceden sistem	Giriş-çıkış gecikmeli	$\dot{x}(t) = -x(t) + 3u(t - 0.5)$ $y(t) = 2x(t)$	$G(s) = \frac{6}{s + 1} e^{-0.5s}$
	Durum gecikmeli	$\dot{x}(t) = -x(t) - 4x(t - 0.5) + 3u(t)$ $y(t) = 2x(t)$	$G(s) = \frac{6}{s + 1 + 4e^{-0.5s}}$
	Nötral	$\dot{x}(t) + \dot{x}(t - 0.5) = -x(t) - 4x(t - 0.5) + 3u(t)$ $y(t) = 2x(t)$	$G(s) = \frac{6}{s + 1 + (s + 4)e^{-0.5s}}$
İkinci dereceden sistem	Giriş-çıkış gecikmeli	$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, C = [1 \quad 0],$ $\theta = 0.5$	$G(s) = \frac{1}{s^2 - 3s - 2} e^{-0.5s}$
	Durum gecikmeli	$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$ $C = [1 \quad 0], \theta = 0.5$	$G(s) = \frac{1 + e^{-0.5s}}{s^2 - 3s - 2 - (s + 3)e^{-0.5s} - e^{-s}}$
	Nötral	$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}, A_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$ $A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$ $C = [1 \quad 0], \theta = 0.5$	$G(s) = \frac{1 + e^{-0.5s} - se^{-0.5s}}{s^2 - 3s - 2 + (s - 3)e^{-0.5s} + (s - 1)e^{-s}}$

şeklinde ifade edilir. Dikkat edilirse sistemde θ ve θ_d olarak tanımlanan iki farklı gecikme bulunmaktadır.

Son olarak Denklem 2.3 ile verilen en genel ifadeden de görüleceği gibi sistemde çok sayıda ve birbirinden farklı gecikmeler bulunabilir. Birbirinden farklı zaman gecikmelerinin sayısının artması analiz ve kontrol işlemlerinin daha da zorlaşmasına neden olacaktır.

Bu kısımda (Kısım 2.1.2) verilen tüm zaman gecikmeli sistem türlerine ait ayrıntılı bilgi için Loiseau (2000), Richard (2003) ve Bhattacharyya (2009) vb. gibi literatürde bulunan çok sayıda kaynak incelenebilir.

2.1.3. Zaman Gecikmesi İçin Yaklaşıklık Problemi

Kontrol sistem tasarımında ilk adım kontrol edilecek olan sistemin gerçeğe en yakın bir şekilde modellenmesidir. Bu durumda doğrusal olmayan sistem modelleri

en doğru sonucu vermektedir. Yapıları oldukça karmaşık olan ve bu nedenle kontrolör tasarımının çok zor olduğu bu modeller yerine çoğu zaman kararlı bir çalışma noktası civarında elde edilen doğrusal eşdeğer modeller kullanılır. Yapısında gecikme bulunan sistemler için de bu şekilde -Kısım 2.1.2’de verildiği gibi- zaman gecikmesi içeren doğrusallaştırılmış modeller elde edilebilir. Bununla birlikte sisteme sonsuz sıfır veya sonsuz kutup ekleyen bu gecikme etkisi yerine ayrıca doğrusal yaklaşıklığının kullanılması literatürde yaygın bir uygulamadır (Glader, 1991; Astrom ve Hagglund, 2006). Çünkü zaman gecikmesi sistem dinamiğinde göz ardı edilemeyecek etkilere sahiptir. Sistemi kararsızlığa götürebileceği gibi sistemin kararlılığı üzerinde olumlu etkileri de olabilmektedir ya da sistemin geçici ve kalıcı hal performanslarında zaman gecikmelerinin negatif yönde etkileri görülmektedir (Kolmanovski ve Nosov, 1986; Niculescu, 2001). Bu şekilde zaman gecikmesi yerine onun yaklaşıklığının kullanılması modelin doğruluğundan fedakarlık etmek manasına gelse bile, daha basit bir model seçerek literatürde doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için geliştirilmiş etkin kontrol metodlarının kullanımına imkan sağlanmış olacaktır. Burada modelin doğruluğu ile modelin basitliği arasında dengeli bir karar vermek tasarımcının işidir.

Zaman gecikmesi için literatürde çok sayıda yaklaşıklık kullanılmıştır. Bunlardan en çok kullanılanı üç tanedir:

1. Taylor pay yaklaşımı
2. Taylor payda yaklaşımı
3. Pade yaklaşımı

2.1.3.1. Taylor PayYaklaşımı

Zaman gecikmesi için Taylor pay yaklaşımı bir seri açılımı olarak

$$e^{-\theta s} = 1 - \theta s + \frac{\theta^2 s^2}{2!} - \frac{\theta^3 s^3}{3!} + \frac{\theta^4 s^4}{4!} - \frac{\theta^5 s^5}{5!} + \dots \quad (2.13)$$

şeklinde tanımlanır. Gecikme elemanı gibi Taylor pay açılımı da sonsuz köke sahiptir. Bununla birlikte, kontrolör tasarımında –mümkün olduğunca– sistem

derecesini artırmayacak kadar eleman alınır. $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin değişik yaklaşım derecelerine göre Taylor pay yaklaşımı Tablo 2.2’de görülmektedir.

Taylor pay yaklaşımı, zaman gecikmesinin sistem bünyesine eklediği sonsuz sayıdaki kökü, transfer fonksiyonunda gecikmenin bulunduğu polinoma ekleyen yaklaşımdır. Örneğin giriş-çıkış zaman gecikmeli

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.1s} \quad (2.14)$$

sistemini göz önüne alalım. Zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor pay açılımı alınırsa

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.1s} = \frac{1-0.1s}{s+1} \quad (2.15)$$

yaklaşımı elde edilir. Denklem 2.15’ten görüleceği gibi zaman gecikmesi sistemin pay kısmında bulunurken, gecikmenin yaklaşımı da yalnızca pay polinomunu etkilemektedir. Benzer şekilde durum gecikmeli

$$G(s) = \frac{1}{s+2e^{-0.1s}} \quad (2.16)$$

sistemini göz önüne alalım. Zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor pay açılımı için

$$G(s) = \frac{1}{s+2e^{-0.1s}} = \frac{1}{0.8s+2} \quad (2.17)$$

yaklaşımı elde edilir. Sonuç olarak Taylor pay yaklaşımının sistem derecesini artırmadan yaklaşım sağlayabilmesi en önemli avantajı olarak sayılabilir.

Tablo 2.2. $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin Taylor pay yaklaşımı.

Yaklaşım derecesi	Taylor pay yaklaşımı
1	$1 - 0.5s$
2	$1 - 0.5s + 0.125s^2$
3	$1 - 0.5s + 0.125s^2 - 0.02s^3$

2.1.3.2. Taylor Payda Yaklaşımı

Zaman gecikmesi için Taylor payda yaklaşımı bir seri açılımı olarak

$$e^{-\theta s} = \frac{1}{e^{\theta s}} = \frac{1}{1 + \theta s + \frac{\theta^2 s^2}{2!} + \frac{\theta^3 s^3}{3!} + \frac{\theta^4 s^4}{4!} + \frac{\theta^5 s^5}{5!} + \dots} \quad (2.18)$$

şeklinde tanımlanır. $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin değişik yaklaşım derecelerine göre Taylor payda yaklaşımı Tablo 2.3'te görülmektedir.

Taylor payda yaklaşımı, zaman gecikmesinin sistem bünyesine eklediği kökleri, transfer fonksiyonunda gecikmenin bulunmadığı diğer polinoma ekleyen yaklaşımdır. Örneğin giriş-çıkış zaman gecikmeli

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.1s} \quad (2.19)$$

sistemini göz önüne alalım. Zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor payda açılımı alınırsa

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.1s} = \frac{1}{(s+1)(0.1s+1)} \quad (2.20)$$

yaklaşımı elde edilir. Denklem 2.20'den görüleceği gibi zaman gecikmesi sistemin pay kısmında bulunurken, gecikmenin yaklaşımı ise payda polinomunu etkilemektedir. Bu durumda sistemin derecesinde de artış olmaktadır. Benzer şekilde durum gecikmeli

$$G(s) = \frac{1}{s+2e^{-0.1s}} \quad (2.21)$$

sistemini göz önüne alalım. Zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor payda açılımı alınırsa

Tablo 2.3. $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin Taylor payda yaklaşımı.

Yaklaşım derecesi	Taylor pay yaklaşımı
1	$1 / (1 + 0.5s)$
2	$1 / (1 + 0.5s + 0.125s^2)$
3	$1 / (1 + 0.5s + 0.125s^2 + 0.02s^3)$

$$G(s) = \frac{1}{s+2e^{-0.1s}} = \frac{s+0.1}{s^2+0.1s+2} \quad (2.22)$$

yaklaşımı elde edilir. Sonuç olarak Taylor payda yaklaşımının sistem derecesini artırması en önemli dezavantajı olarak sayılabilir.

2.1.3.3.Pade Yaklaşımı

Sistem gecikmesinin hem sıfır hem de kutup olarak seriye açıldığı ve literatürde sıkça kullanılan bir yaklaşımdır. Sistem modellemede gerçeğe daha yakın sonuç vermesine rağmen, sistem karmaşıklığını diğer iki yaklaşıma göre daha çok arttırdığından hassaslığın önemli olduğu problemlerde kullanılır. Zaman gecikmesinin birinci dereceden Pade açılımı

$$e^{-\theta s} = \frac{1 - \frac{\theta}{2}s}{1 + \frac{\theta}{2}s} \quad (2.23)$$

şeklinde, ikinci dereceden Pade yaklaşımı

$$e^{-\theta s} = \frac{1 - \frac{\theta}{2}s + \frac{\theta^2}{12}s^2}{1 + \frac{\theta}{2}s + \frac{\theta^2}{12}s^2} \quad (2.24)$$

ile ve üçüncü derecen Pade yaklaşımı ise

$$e^{-\theta s} = \frac{1 - \frac{\theta}{2}s + \frac{\theta^2}{10}s^2 - \frac{\theta^3}{120}s^3 + \dots}{1 + \frac{\theta}{2}s + \frac{\theta^2}{10}s^2 + \frac{\theta^3}{120}s^3 + \dots} \quad (2.25)$$

şeklinde verilir. Buna göre $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin değişik yaklaşım derecelerine göre Pade yaklaşımı Tablo 2.4’de görülmektedir.

Tablo 2.4. $\theta = 0.5$ için zaman gecikmesinin Pade yaklaşımı.

Yaklaşım derecesi	Taylor pay yaklaşımı
1	$\frac{1 - 0.25s}{1 + 0.25s}$
2	$\frac{1 - 0.25s + 0.0208s^2}{1 + 0.25s + 0.0208s^2}$
3	$\frac{1 - 0.25s + 0.025s^2 - 0.00104s^3}{1 + 0.25s + 0.025s^2 + 0.00104s^3}$

Pade yaklaşımı, zaman gecikmesinin sistem bünyesine eklediği sonsuz sayıdaki kökü, transfer fonksiyonunda hem gecikmenin bulunduğu polinoma hem de bulunmadığı polinoma dağıtan bir yaklaşımdır. Yaklaşımın doğruluğu açısından en iyi sonucu vermesine rağmen pay ve/veya payda polinomunun derecesini artırması Pade yaklaşımının en önemli dezavantajıdır.

Son olarak -örnek olması bakımından-, durum gecikmeli olarak tanımlanan

$$G(s) = \frac{6}{s+1+4e^{-0.2s}} \quad (2.26)$$

sistemi için zaman gecikmesinin üç farklı yaklaşıklık durumuna ait doğrusal yaklaşımı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\text{Taylor pay yaklaşımı: } G(s) = \frac{6}{0.2s+5},$$

$$\text{Taylor payda yaklaşımı: } G(s) = \frac{1.2s+6}{0.2s^2+1.2s+5},$$

$$\text{Pade yaklaşımı: } G(s) = \frac{0.6s+6}{0.1s^2+0.7s+5}.$$

Aynı şekilde nötral olarak tanımlanan

$$G(s) = \frac{6}{s+1+(2s+4)e^{-0.2s}} \quad (2.27)$$

sistemi göz önüne alındığında zaman gecikmesinin üç farklı yaklaşıklık için sistemin doğrusal yaklaşımı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\text{Taylor pay yaklaşımı: } G(s) = \frac{6}{-0.4s^2+2.2s+5}$$

$$\text{Taylor payda yaklaşımı: } G(s) = \frac{1.2s+6}{0.2s^2+3.2s+5}$$

$$\text{Pade yaklaşımı: } G(s) = \frac{0.6s+6}{-0.1s^2+2.7s+5}$$

2.2 KATSAYI DİYAGRAM METODU

2.2.1. Giriş

Çeşitli alanlarda kontrol teknolojisinin yaygınlaşmasıyla, basit ve güvenilir kontrol sistemi tasarımına şiddetle ihtiyaç duyulmaktadır. Klasik kontrol metotları sıradan kontrol problemlerinde etkin sonuçlara ulaşılmasına olanak sağlarken, daha karmaşık sistemlerde yetersiz kalmaktadır. Modern kontrol bu ihtiyaca cevap verebilmek için geliştirilmiştir. Ancak modern kontrol teorilerinin karmaşıklığı, tasarlanan kontrolörlerin mertebelerinin çok yüksek oluşu, ayar zorluğu, dayanıklılıktan yoksun olmaları sebepleriyle etkin olarak kullanılamamaktadır. Sayılan sebeplerden dolayı klasik kontrol metotları ve modern kontrol metotlarına alternatif yeni metodların geliştirilmesine ihtiyaç duyulmuştur. Geliştirilen bu metodlardan biri de Katsayı Diyagram Metodu (KDM)'dir. (Manabe ve Kim, 2000).

Bu bölümde KDM'in kontrol metotları arasındaki yeri belirtilerek, avantajları ve dezavantajları tartışılacaktır. Ayrıca KDM'in dayandığı kuramsal temeller verilerek metodun temel prensipleri özetlenecektir.

2.2.2. Katsayı Diyagram Metodu ve Diğer Kontrol Metotları ile Kıyaslanması

Literatürde bulunan kontrol metodları, -tarihsel gelişim süreçleri göz önüne alınarak- “klasik kontrol metodları” ve “modern kontrol metodları” başlıkları altında iki temel grup şeklinde toplanabilir. Özellikle 1960'lı yıllara kadar basit kontrol işlemi gerektiren sistemler için klasik kontrol metodları kullanılmıştır. Frekans cevap metodu ve kök-yer eğrileri ile kontrolör tasarımı bu metodlardan yalnızca birkaçıdır. Bununla birlikte bu tarihten itibaren gelişen teknoloji ile daha karmaşık sistem tiplerinin modellenmesi sorunu ve daha etkili kontrol işlemleri yapma gereksinimleri durum-uzay gösterimine dayalı modern kontrol metodlarının geliştirilmesi sonucunu vermiştir. Kutup yerleştirme metodu ve lineer quadratik regülatör (LQR) metodları en etkili ve yaygın modern kontrol metodlarındandır. Son zamanlarda modern

kontrol metodları da dayanıklılık ihtiyaçları göz önüne alınarak “dayanıklı kontrol metodları” ve polinomsal veya transfer fonksiyonu gösterimine dayalı “lineer cebrik yaklaşımlar” şeklinde yeni yaklaşımlar göstermeye başlamıştır. İşte KDM bu yeni yaklaşımlar içinde lineer cebrik yaklaşım ailesinin bir üyesidir (Manabe, 1998b).

Kontrol sistem tasarımında, hedeflenen performans özellikleri ile kontrolörün pratikteki fiziksel sınırlamaları arasında iyi bir denge kurulmalıdır. Hedeflenen performans özellikleri kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabının yerleşme süresi ve maksimum aşım değerleri olabileceği gibi bu iki temel özelliğe ilave olarak kazanç ve faz sınır payları da olabilir. Kontrolöre ait pratik sınırlamalar ise kontrolörün band genişliği ve güç harcaması ile alakalı konulardır.

Klasik kontrol metodları ile kontrol sistemi tasarlanırken, önce pratik sınırlamalar göz önüne alınarak kontrolör tasarımı yapılır, Daha sonra kontrol sisteminin hedeflenen performans özelliklerini sağlayıp sağlamadığına bakılır. Eğer istenilen performans sağlanamamış ise kontrolör parametreleri yeniden hesaplanır ve süreç tekrar edilir. Daha çok deneme-yanılma yoluna dayalı klasik kontrol metodlarında, tasarımcının tecrübesi tasarım sürecini kısaltabilir. Bu nedenle karmaşık kontrol problemlerinin çözümünde tercih edilmezler. Bununla birlikte, endüstride fazla hassasiyet gerektirmeyen basit kontrol ihtiyaçları için halen yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

Modern kontrol metodlarında öncelikle kontrol sistemi için hedef performans özellikleri belirlenir. Bu özellikleri sağlayan kapalı çevrim karakteristik polinomu belirlenir. Daha sonra bu hedefi sağlayacak kontrolör tasarımı yapılır. Tasarlanan kontrolör eğer pratik sınırlamalarla uyumlu değilse, başlangıçta belirlenen hedefler yeniden belirlenir ve süreç tekrarlanır (Chen, 1992).

Lineer cebrik yaklaşımda ise genel olarak modern kontrol tasarım yöntemi kullanılmakta ise de, aradaki fark hedef performans özellikleri ile kontrolör tasarım parametrelerinin tasarım anında eş zamanlı olarak belirlenebilmesidir. Bu eş zamanlı yaklaşım yöntemi KDM tarafından da kullanılmaktadır. Bu eşzamanlı tasarım işleminden dolayı tasarımcı, kontrolör yapısının karmaşıklığı ve performans gereksinimleri arasında iyi bir denge yakalayabilir. Böylece arzu edilen performansı sağlayan en basit yapılı kontrolör fazla zorluk yaşanmadan gerçekleştirilir (Ucar ve Hamamci, 2000).

Klasik ve modern kontrol teorilerini birbirinden ayıran diğer bir özellik ise sistem gösterimi ve kontrolör tasarımı için kullanılan matematiksel gösterim şeklidir. Klasik kontrol metotlarında sistem gösterimi için transfer fonksiyonu kullanılır. Transfer fonksiyonu ile tasarım yapmak kolaydır ancak kontrol edilemeyen veya gözlenemeyen sistemler ile sistem sıfır-kutup iptallerinin olduğu durumlarda kesin sonuçlar elde edilemez (Manabe, 1998b). Modern kontrol metotları ise sistem modellemesi için durum uzay gösterimini kullanır. Sistemin iç dinamiğini tanımlayan durum değişkenlerinin kullanıldığı bu gösterim ile transfer fonksiyonundan kaynaklanan dezavantajlı durumlardan kaçınılabilmekte ve sistem modellemesi daha sağlıklı bir şekilde yapılabilmektedir (Chen, 1992). Durum uzay gösterimi el ile yapılan çözümlerde karmaşık ve uzun matematik işlemler gerektirse de, bilgisayar ortamında çok başarılı sonuçlar vermektedir. Lineer cebrik yaklaşım ve dolayısı ile KDM’de ise hem sistem ve hem de kontrolör için transfer fonksiyonunun pay ve paydasının birbirinden bağımsız iki polinom ile ifade edildiği polinomsal gösterim kullanılmaktadır. Hesaplamalarda büyük kolaylık getiren bu gösterim ile hem transfer fonksiyonunun dezavantajlı durumlarından hem de durum uzay gösteriminin karmaşık matematiğinden uzaklaşmıştır (Manabe, 1994a).

2.2.3. Katsayı Diyagram Metodu’nun Özellikleri

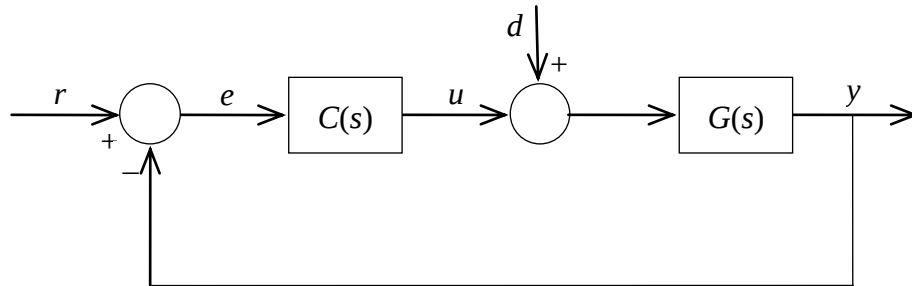
Katsayı Diyagram Metodu 1991 yılında Japon Bilim adamı Prof. Shunji Manabe tarafından önerilmiştir (Manabe, 1991). Metodun temelleri ortaya konurken klasik ve modern kontrole ait kullanımı kolay, uygulanabilirliği basit ve en doğru sonuçları veren kontrol deneyimleri bir araya getirilmiştir (Manabe, 1994a). KDM bünyesine dahil edilen bu özellikler temel olarak dört başlık altında özetlenebilir.

1. İki dereceli kontrol sistem yapısının kullanılması,
2. Sistem ve kontrolör için polinomsal gösterimin kullanılması,
3. Naslin (1969)’un optimal kontrol tanımlarının metodun bünyesine eklenmesi ve kullanılması,
4. Lipatov ve Sokolov (1979)’un kararlılık yeter şartlarının kullanılması (Manabe, 1999),

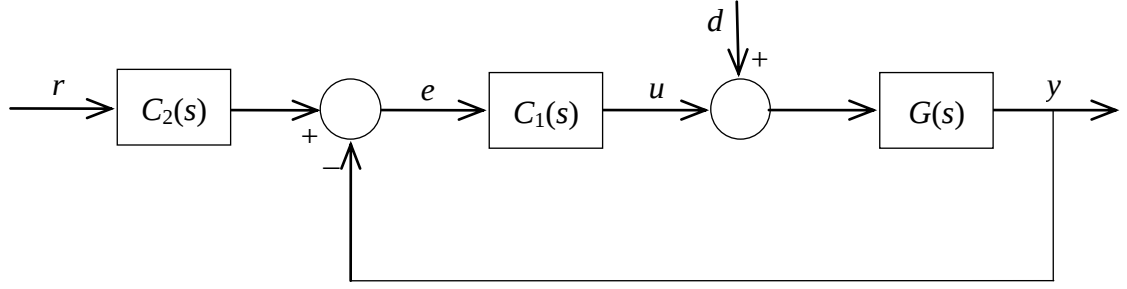
5. Kontrol sistem tasarımı için gerekli hedef karakteristik polinomun seçiminde Standart Manabe Formu'nun kullanılması. Böylece, hedef yerleşme süresi ve taşmanın tasarım öncesi belirlenerek tasarımın bu kriterleri sonuç verecek şekilde yapılması (Manabe, 2001).

2.2.3.1. İki Serbestlik Dereceli Kontrol Sistem Yapısı

Literatürde önerilen kontrol metodlarının çoğu, Şekil 2.7'de görülen temel geri beslemeli kontrol sistem yapısını kullanmaktadır. Bu yapıda $G(s)$ kontrol edilecek sistemi, $C(s)$ kontrolörü temsil ederken, r kontrol sisteminin referans giriş işaretini, y çıkış işaretini, u kontrol işaretini, e hata işaretini ve d ise sisteme etkiyen bozucu işareti ifade etmektedir. Şekildeki kontrol sistem yapısı, kontrol işlemini tek bir kontrolörle gerçekleştirdiğinden “bir serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı” (one-degree of freedom (1DOF) control system structure) olarak adlandırılır. Bu yapı bozucu etkinin olmadığı sistemler için ($d=0$) yeterli sonuçlar verse de, bozucu etkinin bulunduğu sistemlerde beklenen performans için yetersiz kalmaktadır. Çünkü tek bir kontrolör çoğu zaman hem referans girişin takibi (reference tracking) hem de bozucu işaretin bastırılması (disturbance rejection) işlemlerini aynı anda başarılı bir şekilde gerçekleştirememektedir. Bu durumda tasarımcı bu iki özellikten birini feda etmek zorunda kalmaktadır. Bu sorunu ortadan kaldırmak için önerilen çözümlerden birisi Şekil 2.8'de görülen iki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısını (two-degree of freedom (2DOF) control system structure) kullanmaktır. Şekilden de görüleceği gibi, bu yapıda iki kontrolör bulunmaktadır. Bunlardan $C_1(s)$ çevrimiçi ana kontrolör iken, $C_2(s)$ çevrimdışı ön kontrolör olarak kullanılmaktadır. Bu şekilde, hem giriş işareti



Şekil 2.7. Bir serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı.



Şekil 2.8. İki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı.

yüksek bir doğrulukta izlenmekte ve hem de bozucu işaretin tam olarak söndürülmesi sağlanmaktadır (Chen, 1992; Araki ve Taguchi, 2003). İşte anlatılan bu avantajından dolayı Katsayı Diyagram Metodunda iki serbestlik dereceli kontrol sistem yapısı kullanılmaktadır (Manabe, 1998b).

2.2.3.2. Polinomsal Gösterim

Katsayı Diyagram Metodu, sistem gösteriminde transfer fonksiyonu gösterimi ile durum-uzay gösterimi arasında bir gösterim olan polinomsal gösterimi (polynomial representation) kullanır. Kullanımı kolay olan ancak kutup-sıfır iptallemeleri gibi istenmeyen durumların ortaya çıkabildiği transfer fonksiyonu gösterimi ile matris hesapları nedeniyle kullanımı kolay olmayan ancak kutup-sıfır iptallemesine izin vermeyen durum-uzay gösterimi yerine, KDM kullanımı çok daha kolay olan ve aynı anda kutup-sıfır iptallemelerine izin vermeyen polinomsal gösterimi tercih etmiştir. Polinomsal gösterim temel olarak transfer fonksiyonu gösterimine çok benzer olup, aradaki fark sistemin sıfır ve kutuplarının ayrı ayrı iki polinom şeklinde ifade edilmesidir (Manabe 1994b). Buna göre Şekil 2.8’de verilen 2DOF kontrol sistem yapısında

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} \quad (2.28)$$

şeklinde tanımlanan sistem, KDM’in polinomsal gösterimi nedeniyle

$$N(s) = b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0 \quad (2.29a)$$

$$D(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (2.29b)$$

şeklinde iki farklı polinom ile ifade edilir. Benzer şekilde $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolörleri de polinomlara ayrılarak kullanılmaktadır. Buna göre şekillenen KDM kontrol sisteminin genel yapısı Şekil 2.9’te görülmektedir. Şekilde $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ yerine geçen üç polinom görülmektedir. KDM kontrolör iki girişli bir çıkışlı bir kontrolör olup, kontrolöre ait kontrol kuralı

$$u = \frac{F(s)}{A(s)}r - \frac{B(s)}{A(s)}y = C_1(s)[C_2(s)r - y] \quad (2.30)$$

ile tanımlanır. Burada $A(s)$ KDM kontrolöre ait payda polinomu, $B(s)$ geri besleme pay polinomu ve $F(s)$ ise referans pay polinomu olarak adlandırılır. $A(s)$ ve $B(s)$ kontrol sisteminin arzu edilen performansı sağlaması için kullanılırken, $F(s)$ ise kontrol sisteminde oluşabilecek olan kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmak için tasarlanır (Manabe, 2001). Uygunluk özelliği gereğince $der\{F(s)\} \leq der\{A(s)\}$ ve $der\{B(s)\} \leq der\{A(s)\}$ olmalıdır.

Şekil 2.9’te verilen KDM kontrol sisteminin çıkışı

$$y = \frac{N(s)F(s)}{P(s)}r + \frac{N(s)A(s)}{P(s)}d \quad (2.31)$$

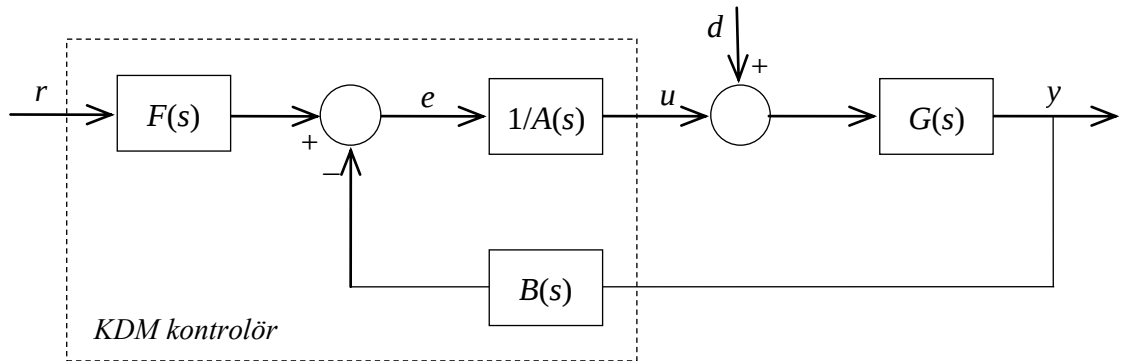
ile verilir. Burada $P(s)$ kontrol sisteminin karakteristik polinomu olup,

$$P(s) = A(s)D(s) + N(s)B(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (2.32)$$

şeklinde ifade edilir. Kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti

$$u = \frac{F(s)D(s)}{P(s)}r - \frac{N(s)B(s)}{P(s)}d \quad (2.33)$$

ile ve geri beslemeli kontrol sisteminin hata işareti ise



Şekil 2.9.KDM kontrol sistem yapısı.

$$e = \frac{A(s)F(s)D(s)}{P(s)}r - \frac{A(s)N(s)B(s)}{P(s)}d \quad (2.34)$$

şeklinde bulunur.

2.2.3.3. KDM Performans Parametreleri

1969 yılında Naslin tarafından karakteristik polinomun katsayılarından yola çıkarak yerleşme süresi ve maksimum taşma gibi bazı temel zaman bölgesi performans tanımları hakkında analiz yapılabileceği gösterilmiştir (Naslin, 1969). Bu analizlerden yola çıkarak KDM için üç tasarım parametresi tanımlanmıştır. Bunlar “kararlılık indeksi (γ_i), kararlılık sınır indeksi (γ_i^*) ve eşdeğer zaman sabiti (τ)’dur.

Genel bir karakteristik polinom

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (2.35)$$

için bu parametreler sırası ile

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} i = 1 \sim (n-1), \quad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (2.36)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} i = 1 \sim (n-1) \quad (2.37)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (2.38)$$

şeklinde tanımlanır (Manabe, 1998b). Bu parametrelerden kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksi kontrol sisteminin kararlılığı ve zaman cevabındaki taşma miktarını belirlerken, eşdeğer zaman sabiti ise kapalı çevrim sisteminin zaman cevabının hızını belirler (Hamamcı, 2002).

Denklem 2.36, 2.37 ve 2.38’deki ifadeler Denklem 2.35’te yerine konulursa

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_{i-j}^j} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (2.39)$$

şeklinde karakteristik polinom, γ_i ve τ parametreleri cinsinden elde edilmiş olur. Böylece eğer bu parametreler uygun bir şekilde seçilebilirse, Denklem 2.39’daki denklem tasarlanacak KDM kontrol sistemi için bir hedef karakteristik polinom olarak kullanılabilir (Manabe, 1998; Kim vd., 2003).

2.2.3.4. KDM Kontrol Sisteminin Kararlılığı ve Dayanıklılığı

Doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kararlılığı için temel olarak Routh Kriteri kullanılmaktadır. Bu kriter, genel olarak Hurwitz kararlılık için gerekli olan şartları ifade etmektedir. Bununla birlikte bu kriter bazı durumlarda sistem analizi için yetersiz kalmaktadır. Bu durumlar şöyle sıralanabilir:

- Routh Kriteri bir polinomun tam olarak kararsız olup olmadığını belirler, ancak nisbi kararlılık mertebesini belirleme konusunda yetersiz kalır.
- Routh Kriteri, karakteristik polinom mertebesi 3. veya 4. dereceden olan sistemler için kolayca uygulanabilse bile sistem mertebesi arttıkça tasarım parametrelerine göre doğrusal olmayan bir fonksiyon ürettiği için, kontrol sisteminin kararlılığını analiz etmede bazı zorluklar ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle sistem parametrelerinin değişiminin sistem kararlılığı üzerine etkileri açıkça görülememektedir.
- Tasarım için genellikle sistemin matematiksel modeli kullanıldığı için, uygulamada ortaya çıkabilecek bazı hatalar göz ardı edilmek zorundadır (Bose vd., 1988; Hamamcı, 2002).

Kararlılık tespiti için kullanılan bu en yaygın yöntemin bazı durumlarda yetersiz kalması sebebiyle Katsayı Diyagramı Metodu bünyesine Routh kriteri ile birlikte Lipatov-Sokolov kriteri'nin de eklenmesiyle bu dezavantajlı durumlar ortadan kaldırılmıştır. Lipatov-Sokolov'un kararlılık ve kararsızlık için yeter şartları, beşinci mertebe ve daha yüksek mertebeli sistemlere uygulanabilmektedir. Lipatov-Sokolov kriteri ayrıntılı bir analiz gereksinimi duyulmadan sistemin kararlılık analizi için yaklaşık bilgiler vermektedir (Lipatov ve Sokolov, 1979). Kararlılık için sadece yeter şartları veren bu kriter, hesaplamadaki basitliği sebebiyle tasarım için oldukça kullanışlıdır.

Lipatov-Sokolov kriterindeki koşullar KDM tasarım parametreleri ile yakından ilgilidir ve aşağıdaki şekilde ifade edilir:

- Kararlılık için yeter şart:

$$a_i > 1.12 \left[a_{i+2} \left(\frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} \right) + a_{i-2} \left(\frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right) \right] i = 2, \dots (n-2) \quad (2.40)$$

$$\gamma_i > 1.12 \gamma_i^* \quad (2.41)$$

- Kararsızlık için yeter şart:

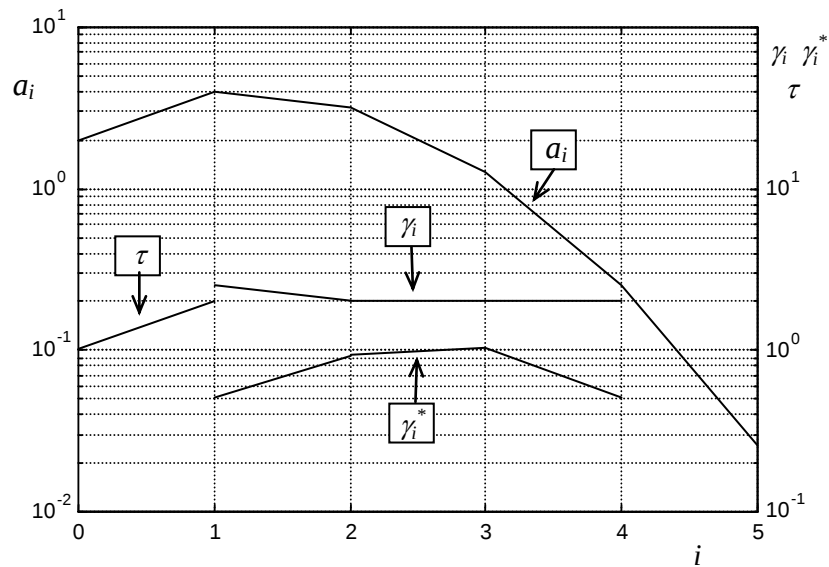
$$a_i a_{i+1} < a_{i+2} a_{i-1} \quad i = 1, \dots, (n-2) \quad (2.42)$$

$$\gamma_{i+1} \gamma_i < 1 \quad (2.43)$$

Buna göre, Denklem 2.41 tasarımcıya kararlılık sınırını tanımlar. Eğer kararlılık indekslerinin tamamı kararlılık sınır indeksinin 1.12 katı kadar daha büyükse kontrol sisteminin kararlılığı garanti altına alınmaktadır.

KDM, kontrol sistem tasarımında tasarımın gidişatının incelenebildiği ve yorumlanabildiği “katsayı diyagramı” olarak adlandırılan görsel bir araç kullanır. Şekil 2.10’da örnek bir katsayı diyagramı görülmektedir. Diyagramın soldaki düşey eksen karakteristik denklemin katsayılarını (a_i), sağdaki düşey eksen kararlılık indeksi (γ_i), kararlılık limiti (γ_i^*) ile eşdeğer zaman sabiti (τ)’yu ifade ederken, yatay eksen polinomdaki bağımsız laplace değişkeni s ’in üs değerleri olan i ’yi göstermektedir. Yarı logaritmik olan katsayı diyagramında düşey eksenler logaritmik olarak değişirken yatay eksen doğrusal olarak değişmektedir. Şekilden de görüleceği gibi bir katsayı diyagramı dört farklı bilgiyi içerir. Bunlar:

1. a_i ile gösterilen ve karakteristik polinoma ait katsayı eğrisi,
2. γ_i ile gösterilen kararlılık eğrisi,
3. γ_i^* ile verilen kararlılık sınır eğrisi,



Şekil 2.10. Katsayı Diyagramı

4. τ ile verilen eşdeğer zaman sabiti doğrusu

olarak adlandırılmaktadır.

Karakteristik polinoma ait katsayı eğrisi, tasarımcıya tasarladığı kontrol sisteminin kararlılığı hakkında bilgi verir. Sistemin kararlı olması için bu eğrinin dış bükey şeklinde olması gereklidir. Eğrinin dış bükeyliği arttıkça kararlılık artmaktadır. Eğrinin herhangi bir yerinde görülen iç bükeylik, kontrol sisteminin kararsız olduğunu ifade eder (Manabe, 1998b). Eşdeğer zaman sabiti doğrusu kontrol sisteminin cevap hızı ile alakalıdır. Doğrunun eğimi ne kadar yüksek ise kontrol sisteminin zaman cevabının o kadar hızlı olduğu manasına gelir. Kararlılık ve kararlılık sınır eğrilerinin konumu ise kontrol sisteminin dayanıklılığını ifade eder. Yani bu iki eğri birbirine yaklaşırsa dayanıklılık azalır, uzaklaşırsa dayanıklılık artar. Görüldüğü üzere katsayı diyagramında hem karakteristik polinomun kendisi, hem de kontrol sisteminin kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılığı aynı anda gözlemlenebilmektedir. Özellikle Matlab türü programlar kullanarak tasarım sırasında grafik anlık olarak çizdirilebilir ve bu esnada kontrol sisteminin kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılık bilgilerine göre tasarım öncesi belirlenen eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksleri değiştirilerek tasarım modifiye edilebilir. Böylece Kısım 2.2.2’de anlatılan eşzamanlı tasarım işlemi gerçekleştirilmiş olur. KDM bünyesinde bulunan bu araç diğer kontrol metotlarında bulunmamaktadır (Manabe, 1994a).

2.2.3.5. Standart Manabe Formu

Kısım 2.2.3.3’te Denklem 2.38 ile verilen karakteristik polinomun, kontrol sistem tasarımında hedef polinom olarak kullanılabileceği belirtilmişti. Burada γ_i ve τ parametrelerinin nasıl seçileceği önem kazanmaktadır. Bu konuda literatürde bulunan bazı çalışmalardan bahsetmek gerekir. Örneğin, Graham ve Lathrop (1953) karakteristik polinom katsayıları ile geçici hal performansı arasındaki bağıntıları bulmak için çalışmalar yapmıştır. Bu çalışmalar sonucunda arzu edilen performansın sağlanması için “Integral Time Absolute Error (ITAE)” olarak adlandırılan standart bir form önermiştir. Bu formun en önemli dezavantajı yapılan tasarımlarda kontrol sisteminin zaman cevabının oldukça taşmalı ve osilasyonlu olmasıdır. Bu durumu

düzeltilmek için Kessler (1960) çeşitli çalışmalar yapmış ve kendi adıyla anılan Kessler kanonik formunu önermiştir. Bu standart form ITAE'ye göre daha kararlıdır ve taşma oranını %8'e indirmektedir. ITAE ve Kessler formlarında düzeltme yapmak için KDM'de aşısız bir cevap elde etmek amaçlanmıştır. Kararlılık indeksleri $\gamma_1=2.5$, $\gamma_2=\gamma_3=\dots\gamma_{n-1}=2$ seçildiğinde arzu edilen aşısız sonuca ulaşılmaktadır (Manabe, 1998b). Tablo 2.5'te bazı standart formlardan elde edilen γ_i değerlerine örnekler verilmiştir.

Standart Manabe formu için verilen kararlılık indeks değerleri Denklem 2.39'da yerine konulursa hedef karakteristik polinom

$$P(s) = \dots + \frac{\tau^5}{2500}s^5 + \frac{\tau^4}{125}s^4 + \frac{\tau^3}{12.5}s^3 + \frac{\tau^2}{2.5}s^2 + \tau s + 1 \quad (2.44)$$

şeklinde elde edilir. Denklemden bilinmeyen tek parametrenin eşdeğer zaman sabiti olduğu görülmektedir. Kararlılık indeksleri standart Manabe formuna göre seçildiği zaman, yerleşme süresi ile eşdeğer zaman sabiti arasında

$$\tau = t_s/3 \quad (2.45)$$

ilişkisi elde edilir. Buna göre tasarımın başında tasarımcı yerleşme süresinin 12s olmasını arzu ederse eşdeğer zaman sabitini $\tau=4s$ olarak belirlemelidir. Tablo 2.6'da değişik dereceli kontrol sistemleri için eşdeğer zaman sabiti 4s seçilerek elde edilen hedef karakteristik polinomlar görülmektedir. Tablodan karakteristik polinomun derecesi değişse bile polinomun genel yapısının aynı kaldığı görülmektedir. Bu durum, standart Manabe formunun en önemli özelliklerinden birisidir.

Tablo 2.5. Bazı standart formlar için üçüncü ve beşinci dereceden hedef karakteristik polinomlara ait kararlılık indeksleri.

Standart Form	n	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
ITAE	3	2.641	1.424		
ITAE	5	2.102	1.78	1.624	1.568
Kesler	3	2	2		
Kesler	5	2	2	2	2
Manabe	3	2.5	2		
Manabe	5	2.5	2	2	2

Tablo 2.6. Standart Manabe formu kullanılarak oluşturulan hedef karakteristik denklemler ($\tau=4s$ için).

Derece(n)	Hedef karakteristik polinom
1	$4s + 1$
2	$6.4s^2 + 4s + 1$
3	$5.12s^3 + 6.4s^2 + 4s + 1$
4	$2.048s^4 + 5.12s^3 + 6.4s^2 + 4s + 1$
5	$0.4096s^5 + 2.048s^4 + 5.12s^3 + 6.4s^2 + 4s + 1$

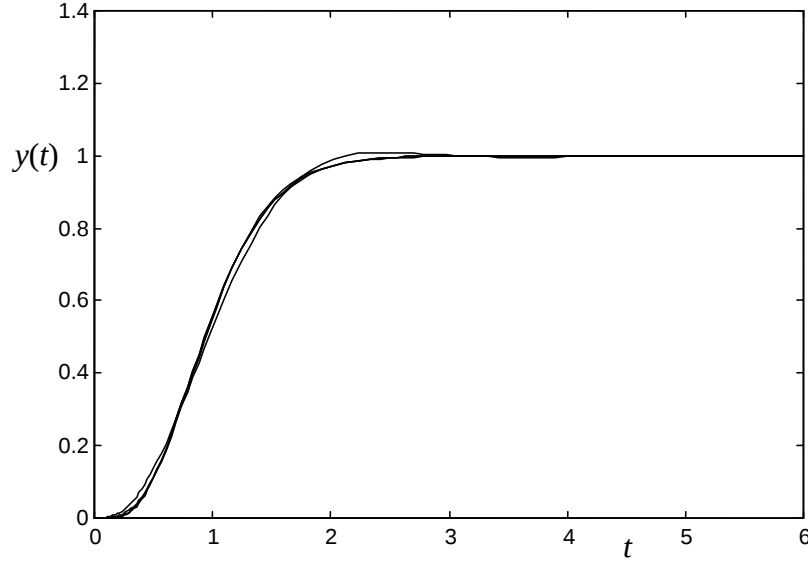
Sonuç olarak standart Manabe formunun kullanılması ile KDM kontrol sisteminin zaman cevabı aşısız olacak ve aynı zamanda zaman cevabındaki yerleşme süresi tasarım öncesi tasarımcının arzu ettiği değerde elde edilecektir. Standart Manabe formu kullanılarak elde edilen bu sonuç KDM'in en önemli avantajıdır. Diğer kontrol metodlarında bu türden bir avantaj söz konusu değildir.

Standart Manabe formu analiz edildiğinde, formun en önemli özellikleri şu şekilde sıralanabilir (Manabe, 1998b; Hamamcı, 2002)

1. Kontrol sistemine ait birim basamak cevabının aşısız olarak elde edilmesi ($M_p=0$).
2. Kapalı çevrimli sistemin birim basamak yanıtındaki yerleşme süresinin yaklaşık 3τ civarında olması. Dolayısıyla tasarımcıya -daha tasarıma başlamadan- hedef yerleşme süresini belirleme imkanı sağlaması.
3. Aynı τ değeri için standart formun birim basamak yanıtı, karakteristik polinomun derecesi ne olursa olsun yaklaşık olarak aynı kalması (Şekil 2.11).
4. Standart Manabe formundaki kararlılık indekslerine ait değerlerin kolay hatırlanabilir olması.

2.2.4. KDM Tasarım Prosedürü

Yukarıda verilen bilgiler ışığında, KDM ile kontrolör tasarımı için Manabe (1998b) tarafından verilen tasarım prosedürü şu şekildedir:



Şekil 2.11. Aynı eşdeğer zaman sabiti için $n=3\sim 5$. dereceden üç karakteristik polinomun birim basamak cevapları ($\tau=1$).

1. Kontrol edilmesi istenen sistemin polinomsal formda ifade edilmesi.
2. Tasarım öncesi maksimum taşma ve yerleşme süresi gibi gereksinimlerin belirlenmesi ve buna göre kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabitinin seçilmesi.
3. $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolörlerinin mümkün olan en basit dereceli polinomlar şeklinde seçilmesi.
4. Bilinmeyen kontrolör katsayılarını içeren karakteristik polinom ile hedef karakteristik polinomun birbirine eşitlenmesiyle elde edilen Diophantine eşitliğinin çözülmesi. Böylece $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolörlerinin elde edilmesi.
5. Eğer ihtiyaç varsa kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabitinin değiştirilerek tasarımda bazı düzeltmelerin yapılması.

BÖLÜM 3. YÖNTEM VE ARAŞTIRMA BULGULARI

3.1. Giriş

Endüstride kullanılan ve kontrol edilmesi istenen sistemler çok farklı yapılarda olabilmektedir. Bu sistemlerin kontrolü için kullanılacak olan kontrolör yapısı belirlenirken amaç, arzu edilen performansı verecek kontrolörün kullanılmasıdır. İyi bir kontrolörden beklenen özellikler şöyle sıralanabilir;

- a. Kontrolörün mümkün olan en basit yapıda olması,
- b. Kontrol sistemini kararlı yapması
- c. Kontrol sisteminin kalıcı (sürekli) hal hatasını sıfır yapması,
- d. Kontrol sisteminin zaman cevabının aşısız olması,
- e. Kontrol sistem cevabının olabildiğince hızlı olması,
- f. Sistemdeki parametre değişimlerine karşı kontrol sistemini dayanıklı yapması,

Bu bölümde, durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için KDM ile polinomsal yapıdaki kontrolörlerin tasarımı üzerine ayrıntılı bir tasarım prosedürü verilecektir. Bu prosedür oluşturulurken, Hamamcı (2002)'de verilen genel prosedür durum zaman gecikmeli sistemler için yeniden düzenlenmiştir. Bu prosedür kullanılarak, bölümün ilerleyen kısımlarında değişik durum zaman gecikmeli sistemler için KDM kontrolörler tasarlanacak ve MATLAB ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçları verilecektir.

3.2. KDM ile Durum Gecikmeli Sistemlerin Kontrolü

Kısım 2.2.4'te Manabe tarafından verilen KDM tasarım prosedürü durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için yeniden düzenlenmelidir. Buna göre tasarımda kullanılacak adımlar aşağıdaki alt bölümlerde ayrıntılı olarak verilmiştir.

3.2.1. Sistemin Doğrusal Zamanla Değişmeyen Eşdeğerinin belirlenmesi

Durum gecikmeli bir sistem genel olarak

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + A_1x(t - \theta) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t)\end{aligned}\tag{3.1}$$

şeklinde ifade edilir. Bu sistemin transfer fonksiyonu ise

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = C(sI - A - A_1e^{-\theta s})^{-1}B\tag{3.2}$$

ile elde edilir. Endüstride bulunan durum gecikmeli sistemler daha çok birinci ve ikinci dereceden olduğu için, bundan sonraki bölümde yalnızca bu iki tip sistem göz önüne alınacak ve bu sistemler için tasarlanacak olan kontrolörlerin parametrelerine ait genel formüller türetilenektir. Bununla birlikte verilen prosedür takip edilerek daha üst dereceli sistemler için kontrolör parametreleri de elde edilebilir.

Birinci dereceden durum gecikmeli bir sistemin katsayıları skaler olduğundan yalnızca bir durum denklemi ve bir çıkış denklemi vardır:

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= ax(t) + a_1x(t - \theta) + bu(t) \\ y(t) &= cx(t)\end{aligned}\tag{3.3}$$

Bu sistemin transfer fonksiyonu en genel biçimde

$$G(s) = \frac{n_0}{s + n_1 + n_2e^{-\theta s}}\tag{3.4}$$

ile elde edilir. Burada $n_0 = c.b$, $n_1 = -a$ ve $n_2 = -a_1$ olarak tanımlanır.

İki durum denklemi ve bir çıkış denklemine sahip ikinci dereceden durum gecikmeli bir sistemin $A = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$, $A_1 = \begin{bmatrix} a'_{11} & a'_{12} \\ a'_{21} & a'_{22} \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$, $C = [c_1 \quad c_2]$ ile verilen katsayı matrisleri için transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{d_0s + d_1 + d_2e^{-\theta s}}{s^2 + d_3s + d_4 + (d_5s + d_6)e^{-\theta s} + d_7e^{-2\theta s}}\tag{3.5}$$

olarak elde edilir. Burada $d_0 = c_1b_1 + c_2b_2$, $d_1 = -c_1b_1a_{22} + c_1b_2a_{12} - c_2b_2a_{11} + c_2b_1a_{21}$,

$d_2 = -c_1b_1a'_{22} + c_1b_2a'_{12} - c_2b_2a'_{11} + c_2b_1a'_{21}$, $d_3 = -a_{11} - a_{22}$, $d_4 = a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12}$,

$d_5 = -a'_{11} - a'_{22}$, $d_6 = a_{11}a'_{22} + a_{22}a'_{11} - a_{21}a'_{12} - a_{12}a'_{21}$ ve $d_7 = a'_{11}a'_{22} - a'_{21}a'_{12}$ olarak tanımlanır.

Katsayılarının matris olduğu ve bu nedenle daha fazla işlem gerektiren ikinci dereceden ve üstü sistemler için MATLAB ya da Mathematica gibi sembolik işlem yapabilen paket programlardan yararlanmak mümkündür. Örneğin MATLAB komut satırında

```
% n: sistem derecesi
n=2;
syms s;
G=C*inv(s*eye(n)*-A-A1*exp(-teta*s))*B;
pretty(simplify(G))
```

işlemini yapmak yeterlidir.

Denklem 3.4 ile verilen birinci dereceden sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri, zaman gecikmesinin değişik yaklaşımlıkları için

$$\text{Taylor pay: } G_{dzd}(s) = \frac{n_0}{(1-n_2\theta)s+(n_1+n_2)} = \frac{b_0}{a_1s+a_0} \quad (3.6)$$

$$\text{Taylor payda: } G_{dzd}(s) = \frac{n_0\theta s+n_0}{\theta s^2+(1+n_1\theta)s+(n_1+n_2)} = \frac{b_1s+b_0}{a_2s^2+a_1s+a_0} \quad (3.7)$$

$$\text{Pade: } G_{dzd}(s) = \frac{0.5n_0\theta s+n_0}{0.5\theta s^2+(1+0.5n_1\theta-0.5n_2\theta)s+(n_1+n_2)} = \frac{b_1s+b_0}{a_2s^2+a_1s+a_0} \quad (3.8)$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde ikinci dereceden sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri, zaman gecikmesinin değişik yaklaşımlıkları için

$$\text{Taylor pay: } G_{dzd}(s) = \frac{(d_0-d_2\theta)s+(d_1+d_2)}{(1-d_5\theta)s^2+(d_3+d_5-d_6\theta-2d_7\theta)s+(d_4+d_6+d_7)} = \frac{b_1s+b_0}{a_2s^2+a_1s+a_0} \quad (3.9)$$

Taylor payda:

$$\begin{aligned} G_{dzd}(s) &= \frac{2d_0\theta^2s^3+(3d_0\theta+2d_1\theta^2)s^2+(d_0+3d_1\theta+2d_2\theta)s+(d_1+d_2)}{2\theta^2s^4+(3\theta+2d_3\theta^2)s^3+(3d_3\theta+2d_5\theta+2d_4\theta^2)s^2+(d_3+d_5+3d_4\theta+2d_6\theta+d_7\theta)s+(d_4+d_6+d_7)} \\ &= \frac{b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0}{a_4s^4+a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Pade:

$$\begin{aligned} G_{dzd}(s) &= \frac{0.5d_0\theta^2s^3+(1.5d_0\theta+0.5\theta^2-0.5d_2\theta^2)s^2+(d_0+1.5\theta+0.5d_2\theta)s+(d_2+1)}{0.5\theta^2s^4+(1.5\theta+0.5d_3\theta^2-0.5d_5\theta^2)s^3+(d_3+d_5+1.5d_4\theta+0.5d_6\theta-0.5d_7\theta)s+(d_4+d_6+d_7)} \\ &\quad (X = 1 + 1.5d_3\theta + 0.5d_5\theta + 0.5d_4\theta^2 - 0.5d_6\theta^2 - 0.5d_7\theta^2) \end{aligned}$$

$$= \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (3.11)$$

Durum gecikmeli sistemlerin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilirken sistem derecesini fazla artırmamak için zaman gecikmesinin birinci dereceden eşdeğeri kullanılmıştır. Eşdeğer transfer fonksiyonları incelendiğinde yalnızca Taylor pay yaklaşıklığının sistemin derecesini değiştirmediği, buna karşın Taylor payda ve Pade yaklaşıklıklarının sistemin derecesini iki kat artırdıkları görülmektedir. KDM, tasarımda polinomsal kontrolörleri kullandığından sistemin derecesinin artması tasarlanan kontrolörlerin derecesini de artıracaktır. Bu nedenle ve yapılan simülasyon çalışmaları sonucunda Taylor pay yaklaşıklığının yeterli olduğu görülmüştür.

3.2.2.Kontrolör Polinomlarının Tanımlanması

Kontrol sisteminin kararlılığını ve zaman cevabının hızını belirleyen $A(s)$ ve $B(s)$ polinomları

$$A(s) = \sum_{i=1}^p l_i s_i \quad (3.12)$$

$$B(s) = \sum_{i=1}^q k_i s_i \quad (3.13)$$

şeklinde seçilir. Burada p ve q derecelerinin seçimi oldukça önemlidir. Kontrol sistem tasarımında minimum dereceli kontrolör seçimi gerektiğinden, bu dereceler rastgele seçilmesi düşünülemez. KDM’de p ve q ’nun seçiminde belirleyici unsur sisteme etkiyen bozucunun varlığı ve türüdür. Eğer bozucu etkinin türü basamak fonksiyonu şeklinde ise kontrolör polinomlarının derecesi sistemin derecesi ile aynı seçilmelidir. Ayrıca bozucu etkinin tam olarak söndürülebilmesi için $A(s)$ polinomunun integratör içermesi zorunludur ve bu nedenle $l_0=0$ seçilmelidir. Sıkça karşılaşılan diğer bir bozucu türü rampa fonksiyonu şeklindeki bozucu etkidir. Bu durumda kontrolör polinomlarının derecesi sistemin derecesinden bir fazla olarak seçilmelidir. Ayrıca yine bozucu etkinin tam olarak ortadan kaldırılabilmesi için $A(s)$ polinomunda $l_0=l_1=0$ seçilmelidir. Eğer bozucu etki aynı anda hem basamak tipi hem de rampa tipi işaretler içeriyorsa, kontrolör polinomlarının seçiminde rampa tipi bozucu durumu göz önüne alınmalıdır (Hamamcı, 2002).

$A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının derecesi belirlendikten sonra, kontrol sisteminin karakteristik polinomu aşağıdaki gibi elde edilir:

➤ Sistem transfer fonksiyonu: $G(s) = N(s)/D(s)$ (3.14a)

➤ Sistem polinomları: $N(s) = \sum_{i=1}^m b_i s^i$ $D(s) = \sum_{i=1}^n a_i s^i$ (3.14b)

➤ Kontrolör transfer fonksiyonları: $C_1(s) = B(s)/A(s)$ $C_2(s) = F(s)/B(s)$ (3.14c)

➤ Kontrolör polinomları: $A(s) = \sum_{i=1}^p l_i s^i$ $B(s) = \sum_{i=1}^q k_i s^i$ (3.14d)

➤ Kontrol sisteminin karakteristik polinomu: $P(s) = A(s)D(s) + N(s)B(s)$ (3.14e)

Denklem 3.14’de verilen karakteristik polinomun katsayıları değeri bilinen a_i ve b_i değerleri ile değeri bilinmeyen k_i ve l_i değerlerinden oluşur.

Kapalı çevrim dışındaki $C_2(s)$ kontrolörünün payında bulunan $F(s)$ polinomu yalnızca kalıcı hal hatasını sıfırlamak için kullanılır. Bu nedenle sıfırıncı dereceden seçilen bu kontrolör

$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} \quad (3.15)$$

şeklinde seçilir.

3.2.3. Hedef Karakteristik Polinomun Belirlenmesi

Daha önce Kısım 2.2.3.3’te Denklem 2.39 ile verilen polinomun hedef karakteristik polinom olarak kullanılabileceği belirtilmişti. Denklemde bulunan γ_i ve τ parametrelerinin seçimi için Kısım 2.2.3.5’te verilen standart Manabe form tanımlaması kullanılır:

➤ Kararlılık indeksi: $\gamma_i = \{2.5, 2, 2, 2, \dots\} \quad i=1 \sim (n-1)$

➤ Eşdeğer zaman sabiti: $\tau = t_s/3$ (t_s : tasarım öncesi arzu edilen yerleşme süresi)

Böylece tüm katsayıları bilinen hedef karakteristik polinom $P_{hedef}(s)$ elde edilmiş olur.

Eşdeğer zaman sabiti seçilirken kontrolörün üreteceği kontrol işaretinin genliği önemli bir sınırlamadır. Eğer τ çok küçük seçilirse kontrol sisteminin cevabı çok hızlı olur, ancak bu durumda kontrol işaretinin genliği aşırı derecede büyük olabilir. Kontrol işaretinin genliği aşırı küçültülürse, bu sefer de kontrol sisteminin zaman cevabı çok yavaş olabilir. Bu nedenle tasarımcı önce kontrol edeceği sistemin zaman cevabını gözlemeli, daha sonra bu zaman cevabından daha iyi bir sonuç elde edecek şekilde dengeli bir kararla τ değerini belirlemelidir (Ucar ve Hamamci, 2000).

Dinamiğinin karmaşık ve zor olduğu bazı sistemlerde kararlılık indeksleri standart Manabe formundaki gibi seçildiği halde sistem cevabında taşma ve osilasyon meydana gelebilir. Bu durumda özellikle γ_1 ve γ_2 indeksleri değiştirilerek aşısız bir cevap elde edilebilir. γ_1 artırıldığında maksimum taşma azalır, γ_1 azaltıldığında maksimum taşma artar. Ayrıca γ_2 artırılarak cevapta bulunan osilasyon temizlenebilir. Bu işlem esnasında Lipatov ve Sokolov'un Kısım 2.2.3.4'te verilen şartları göz önünde bulundurulmalıdır.

3.2.4. Kontrolör Katsayılarının Hesaplanması

Kısım 2.2.2.2'de Denklem 2.39 ile verilen karakteristik polinom ile Kısım 2.2.2.3'teki kurallara göre belirlenen hedef karakteristik polinom

$$P(s) = P_{hedef}(s) \quad (3.16)$$

şeklinde birbirine eşitlenerek Diophantine denklemi elde edilir. Bu denklemin sol tarafında bilinmeyen k_i ve l_i değişkenleri bulunurken, sağ tarafındaki tüm değerler bilinmektedir. Aynı üs derecesine sahip katsayılar birbirine eşitlenerek, $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolörlerinin bilinmeyen katsayıları hesaplanır. Son olarak Denklem 3.15'te verilen $F(s)$ kontrolörü elde edilir.

3.3. Benzetim Örnekleri

Bu kısımda, durum gecikmeli sistemlerin KDM ile kontrolü için verilen tasarım prosedürünün başarısını göstermek amacıyla üç tane benzetim çalışması yapılmıştır. Birinci örnekte, basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etkiyen ikinci dereceden durum gecikmeli bir sistem için zaman gecikmesinin her üç yaklaşımı göz önüne alınarak KDM kontrol sistemi tasarlanacaktır. İkinci örnekte rampa tipi bir bozucu etkiyen ikinci dereceden bir sistem ve üçüncü örnekte ise yine basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etkiyen birinci dereceden bir sistem göz önüne alınacaktır. Her bir örnekte tasarlanan kontrol sistemlerine ait birim basamak fonksiyonu cevapları ve kontrol işaretleri verilecek, ayrıca sistem parametrelerinde meydana gelen değişimlere karşı kontrol sisteminin dayanıklılığını ifade eden basamak fonksiyonu cevapları incelenecektir.

3.3.1. Benzetim Örneği 1

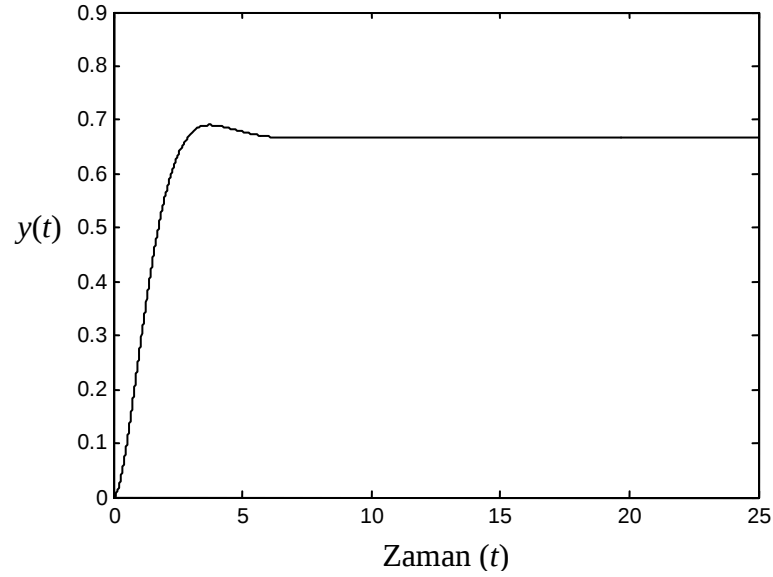
Transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + as + b + ce^{-\theta s}} \quad (3.17)$$

şeklinde verilen durum gecikmeli sistemi göz önüne alalım ($a=2$, $b=0.5$, $c=1$, $\theta=0.2$). Sisteme $t=15s$. anında $d=0.5u(t)$ şeklinde basamak fonksiyonu tipinde bir bozucu etkimektedir. Bu örnekte amaç, sistemi daha iyi bir performansta çalıştıracak ve sistem parametrelerindeki değişimlere karşı dayanıklı KDM kontrolörü tasarlamaktır.

Tasarıma başlamadan önce sistemin Şekil 3.1’de verilen birim basamak fonksiyonu cevabını inceleyelim. Sistemin birim basamak cevabında göze çarpan durumlar şu şekilde sıralanabilir:

- Zaman cevabının kalıcı hal durumu için %33.3 kadar bir kalıcı hal hatası mevcuttur.
- Zaman cevabında %3.6 kadar küçük bir taşma meydana gelmektedir.
- Zaman cevabının yerleşme süresi 6.1s.’dir.



Şekil 3.1. Benzetim Örneği-1: Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı.

Bu sistem için tasarlanacak KDM kontrolör ile kontrol sisteminin şu özelliklere sahip olması amaçlansın:

- Kalıcı hal hatasının sıfıra indirilmesi,
- Kontrol sisteminin basamak fonksiyonu cevabında maksimum taşmanın sıfır yapılması,
- Zaman cevabında yerleşme süresinin 4.5s civarında olması.

Bu özellikleri sağlamak için eşdeğer zaman sabiti $\tau=1.5s$. ve kararlılık indeksleri ise standart Manabe formundaki gibi ($\gamma_1=2.5$, $\gamma_2=2$, $\gamma_3=2$) seçelim.

a) Zaman Gecikmesi İçin Taylor Pay Yaklaşımı (TPY) Kullanılarak Kontrolör Tasarımı:

Sistemde bulunan zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı olan $e^{-0.2s} = 1 - 0.2s$, Denklem 3.17’de yerine konulursa, sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri

$$G_{dzd}(s) = \frac{1}{s^2 + 1.8s + 1.5} \quad (3.18)$$

olarak elde edilir. Buna göre KDM tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları

$$N(s) = 1 \quad (3.19a)$$

$$D(s) = s^2 + 1.8s + 1.5 \quad (3.19b)$$

$$A(s) = l_2 s^2 + l_1 s \quad (3.19c)$$

$$B(s) = k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (3.19d)$$

şeklinde ifade edilir. Basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu etkiyi tam olarak söndürebilmek için $A(s)$ kontrolöründe $l_0=0$ olarak alınması zorunludur. Bu polinomlar Denklem 3.14'te yerine konulursa

$$P(s) = l_2 s^4 + (1.8l_2 + l_1)s^3 + (1.5l_2 + 1.8l_1 + k_2)s^2 + (1.5l_1 + k_1)s + k_0 \quad (3.20)$$

bulunur. Yukarıda seçilen $\tau=1.5s$. ve $\gamma_1=2.5$, $\gamma_2=2$, $\gamma_3=2$ değerleri için hedef karakteristik polinom

$$P_{hedef}(s) = 0.0405s^4 + 0.27s^3 + 0.9s^2 + 1.5s + 1 \quad (3.21)$$

şeklinde elde edilir. Denklem 3.20 ve 3.21 birbirine eşitlenerek kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0405s^2 + 0.1971s \quad (3.22)$$

$$B(s) = 0.4845s^2 + 1.2044s + 1 \quad (3.23)$$

ve ayrıca $F(s)$ kontrolörü

$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.24)$$

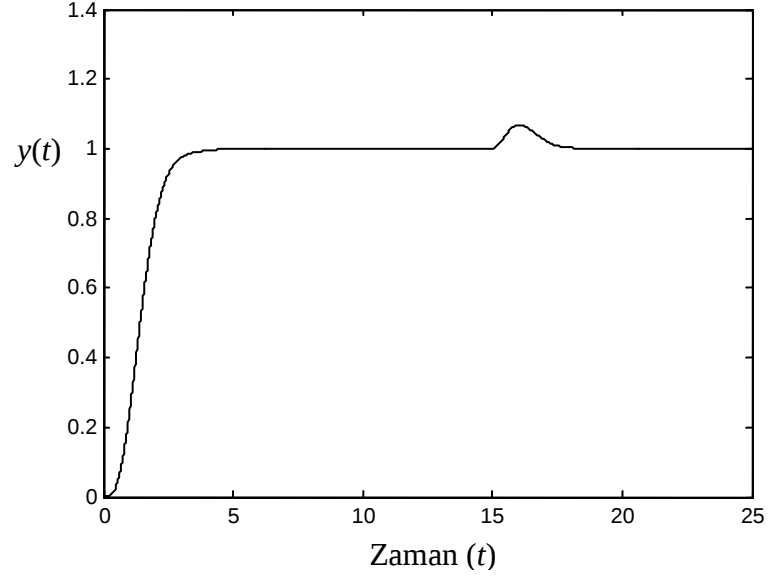
olarak hesaplanır. Benzetim için Şekil 2.8'de verilen kontrol sistem yapısı kullanılacağından $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolörleri

$$C_1(s) = \frac{0.4845s^2 + 1.2044s + 1}{0.0405s^2 + 0.1971s} \quad (3.25)$$

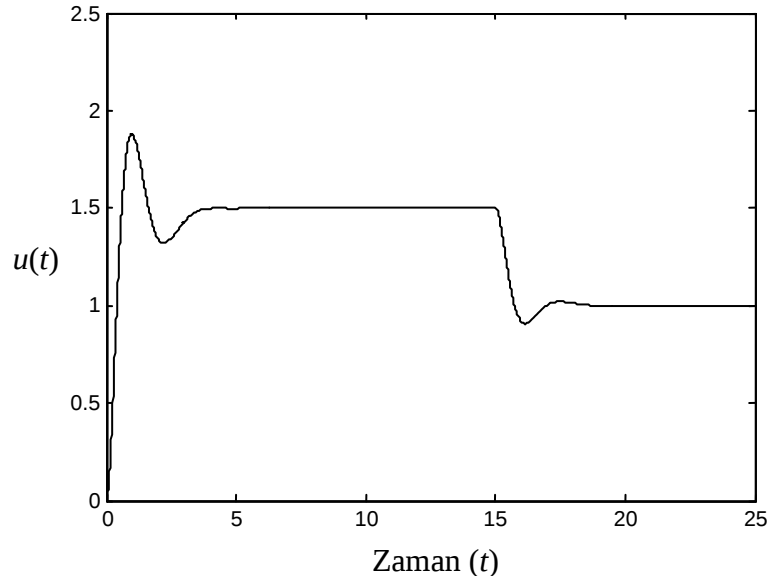
$$C_2(s) = \frac{1}{0.4845s^2 + 1.2044s + 1} \quad (3.26)$$

şeklinde elde edilir. Kontrol sistemine $t=0s$ anında birim basamak fonksiyonu ve $t=15s$ anında bozucu işaret uygulandığında elde edilen zaman cevabı Şekil 3.2'de görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi

- Kalıcı hal hatası sıfıra indirilmiş,
- Zaman cevabındaki taşma ortadan kaldırılmış,
- Yerleşme süresi yaklaşık 4s olarak gerçekleştirilmiş,
- Bozucu etki kısa sürede tamamen söndürülmüştür.



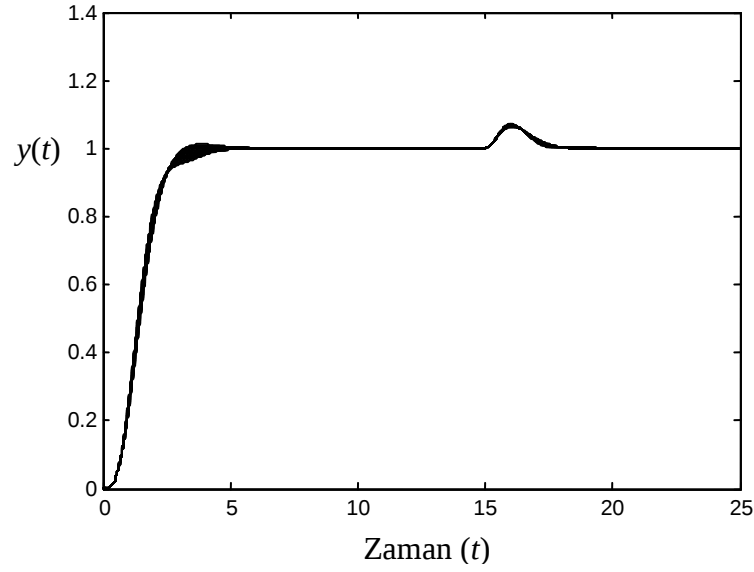
Şekil 3.2. Benzetim Örneği-1 (TPY): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.



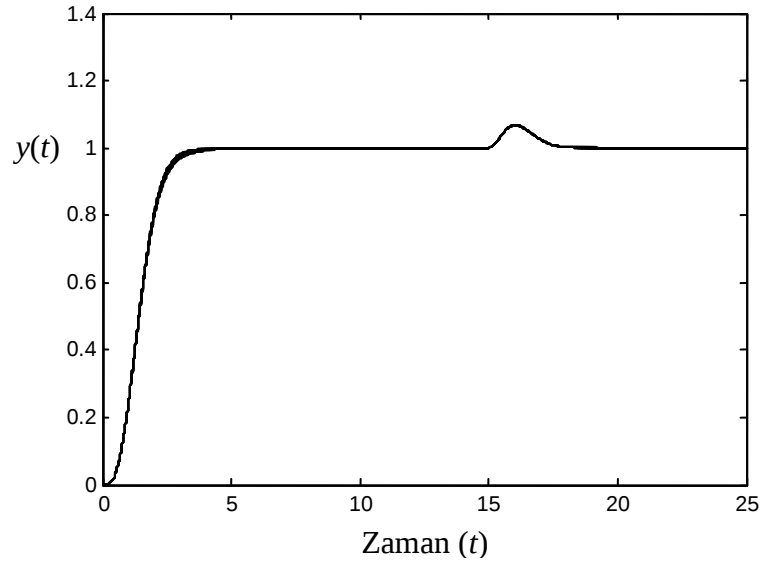
Şekil 3.3. Benzetim Örneği-1 (TPY): Kontrol işaretinin genliği.

Elde edilen bu sonuçlar, Taylor pay yaklaşımı kullanıldığında KDM'in durum gecikmeli sistemi başarılı bir şekilde kontrol ettiği şeklinde yorumlanabilir.

Kontrol sisteminde kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti Şekil 3.3'te verilmiştir. Şekilden KDM kontrolörün sistemi doyuma götürmeyecek genlikte bir kontrol işareti ürettiği görülmektedir.

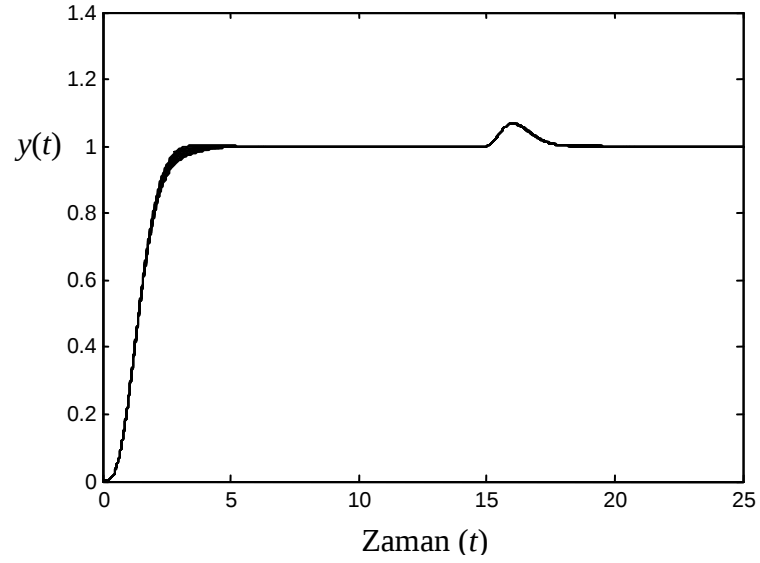


Şekil 3.4. Benzetim Örneği-1 (TPY): Sistemdeki a parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

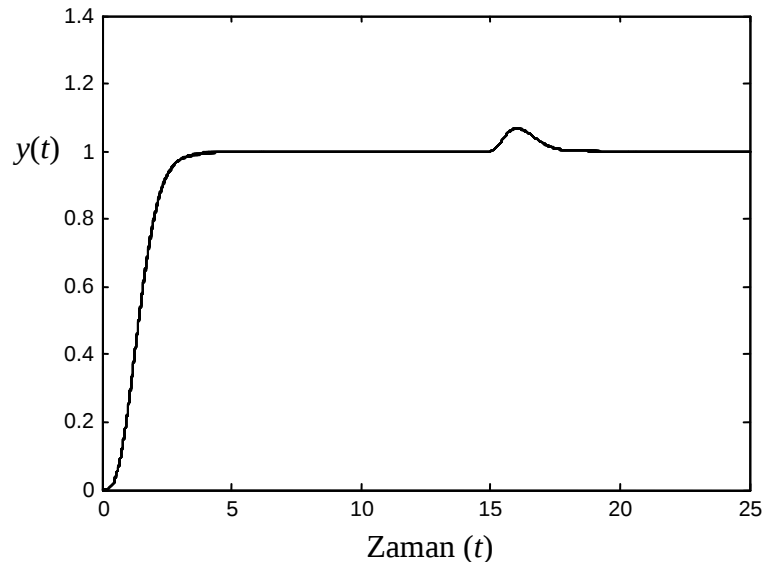


Şekil 3.5. Benzetim Örneği-1 (TPY): Sistemdeki b parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

Tasarlanan kontrolörün sistem parametrelerinde meydana gelen değişikliklere karşı dayanıklılığını incelemek amacıyla a , b , c ve θ parametrelerinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak cevapları sırasıyla Şekil 3.4, 3.5, 3.6 ve 3.7'de görülmektedir. Şekillerden



Şekil 3.6. Benzetim Örneği-1 (TPY): Sistemdeki c parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.



Şekil 3.7. Benzetim Örneği-1 (TPY): Sistemdeki zaman gecikmesi (θ) parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

KDM kontrolörün parametre değişimlerine karşı oldukça dayanıklı olduğu açıkça görülmektedir.

Sonuç olarak, sistemdeki zaman gecikmesi için Taylor pay yaklaşımı kullanıldığında oldukça iyi bir kontrol performansı elde edilmiştir.

b) Zaman Gecikmesi İçin Taylor Payda Yaklaşımı (TPdY) Kullanılarak Kontrolör Tasarımı:

Sistemde bulunan zaman gecikmesinin birinci dereceden Taylor payda yaklaşımı olan $e^{-0.2s} = \frac{1}{1+0.2s}$, Denklem 3.17’de yerine konulursa, sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri

$$G_{dzd}(s) = \frac{0.2s+1}{0.2s^3+1.4s^2+2.1s+1.5} \quad (3.27)$$

olarak elde edilir. Görüldüğü üzere zaman gecikmesi için Taylor payda yaklaşımı kullanıldığında, Taylor pay yaklaşımına göre daha karmaşık bir eşdeğer transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Sistem transfer fonksiyonuna bir sıfır eklenmiş ve ayrıca sistemin derecesi artmıştır. Buna göre KDM tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları

$$N(s) = 0.2s + 1 \quad (3.28a)$$

$$D(s) = 0.2s^3 + 1.4s^2 + 2.1s + 1.5 \quad (3.28b)$$

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s \quad (3.28c)$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (3.28d)$$

şeklinde ifade edilir. Basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu etkiyi tam olarak söndürebilmek için $A(s)$ kontrolöründe yine $l_0=0$ olarak alınması zorunludur. Bu polinomlar Denklem 3.14’te yerine konulursa

$$P(s) = 0.2l_3s^6 + (1.4l_3 + 0.2l_2)s^5 + (2.1l_3 + 1.4l_2 + 0.2l_1 + 0.2k_3)s^4 + (1.5l_3 + 2.1l_2 + 1.4l_1 + k_3 + 0.2k_2)s^3 + (1.5l_2 + 2.1l_1 + k_2 + 0.2k_1)s^2 + (1.5l_1 + k_1 + 0.2k_0)s + k_0 \quad (3.29)$$

bulunur. Aynı eşdeğer zaman sabiti ($\tau=1.5s$) ve $\gamma_1=2.5$, $\gamma_2=2$, $\gamma_3=2$, $\gamma_4=2$, $\gamma_5=2$ değerleri için hedef karakteristik polinom

$$P_{hedef}(s) = 11.391 \cdot 10^{-5}s^6 + 3.038 \cdot 10^{-3}s^5 + 0.0405s^4 + 0.27s^3 + 0.9s^2 + 1.5s + 1 \quad (3.30)$$

şeklinde elde edilir. Denklem 3.29 ve 3.30 birbirine eşitlenerek kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0006s^3 + 0.0112s^2 + 0.0717s \quad (3.31)$$

$$B(s) = 0.0464s^3 + 0.4941s^2 + 1.1924s + 1 \quad (3.32)$$

ve ayrıca $F(s)$ kontrolörü

$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.33)$$

olarak hesaplanır. Benzetim için Şekil 2.8’de verilen kontrol sistem yapısı kullanılacağından $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolörleri

$$C_1(s) = \frac{0.0464s^3 + 0.4941s^2 + 1.1924s + 1}{0.0006s^3 + 0.0112s^2 + 0.0717s} \quad (3.34)$$

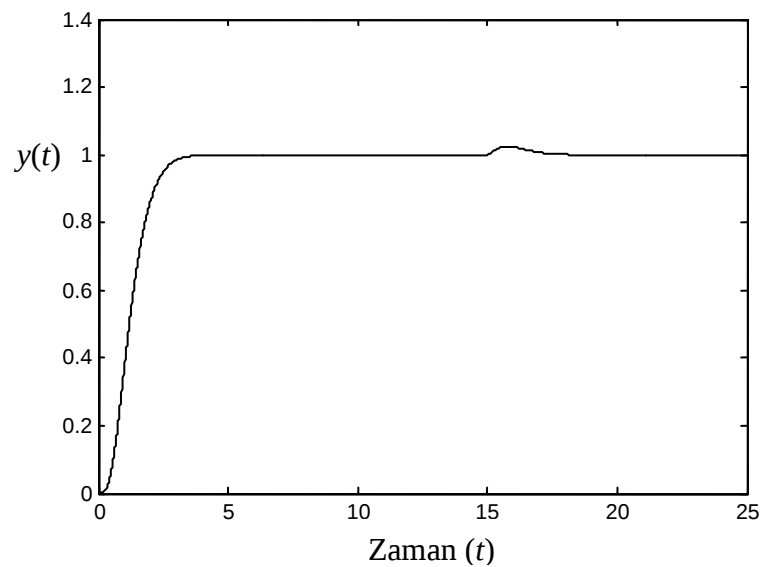
$$C_2(s) = \frac{1}{0.0464s^3 + 0.4941s^2 + 1.1924s + 1} \quad (3.35)$$

şeklinde elde edilir. Kontrol sistemine $t=0s$ anında birim basamak fonksiyonu ve $t=15s$ anında bozucu işaret uygulandığında elde edilen zaman cevabı ve kontrol işareti Şekil 3.8 ve 3.9’da görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi

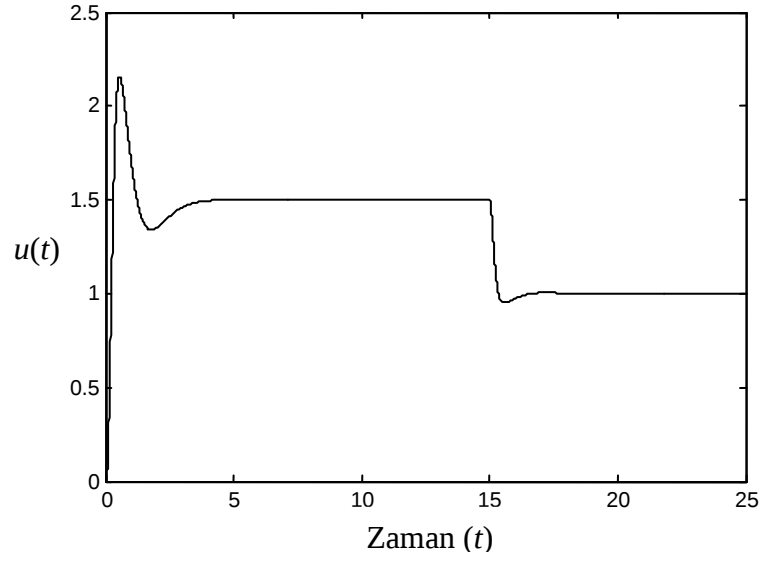
- Kalıcı hal hatası sıfıra indirilmiş,
- Zaman cevabındaki taşma ortadan kaldırılmış,
- Yerleşme süresi yaklaşık 3s olarak gerçekleştirilmiş,
- Bozucu etki daha kısa sürede tamamen söndürülmüştür.
- Kontrol işaretinin genliği sistemi doyuma götürmeyecek derecede bir miktar artmıştır.

Elde edilen bu sonuçlar, Taylor payda yaklaşımı kullanıldığında KDM’in durum gecikmeli sistemi yine başarılı bir şekilde kontrol ettiğini göstermektedir.

TPdY yaklaşımı sonucu elde edilen daha yüksek dereceli kontrolörün dayanıklılığını incelemek amacıyla sistem parametrelerinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana

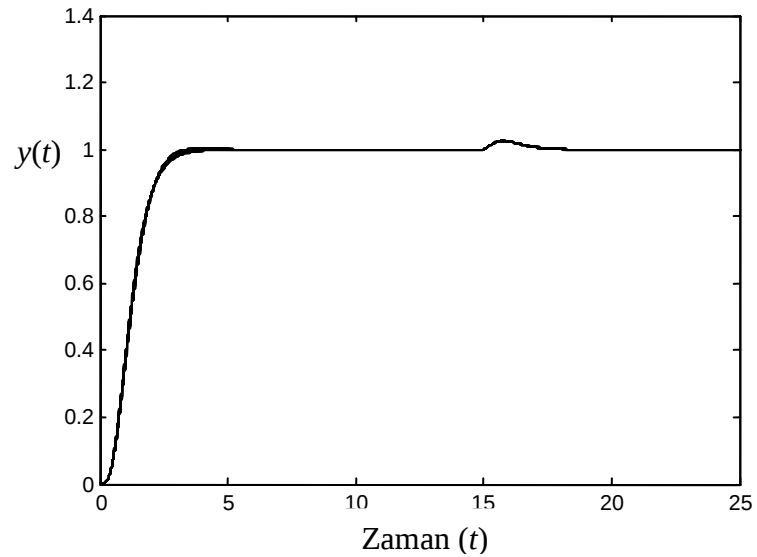


Şekil 3.8. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.

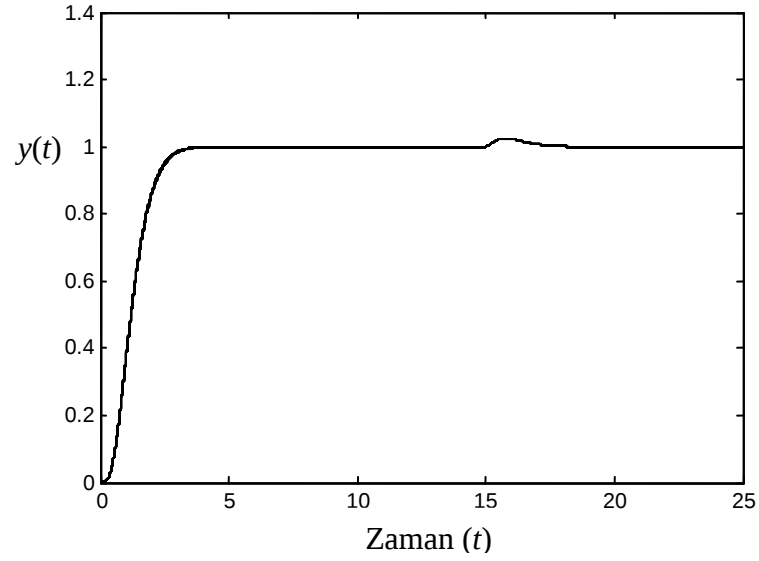


Şekil 3.9. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Kontrolün ürettiği kontrol işareti.

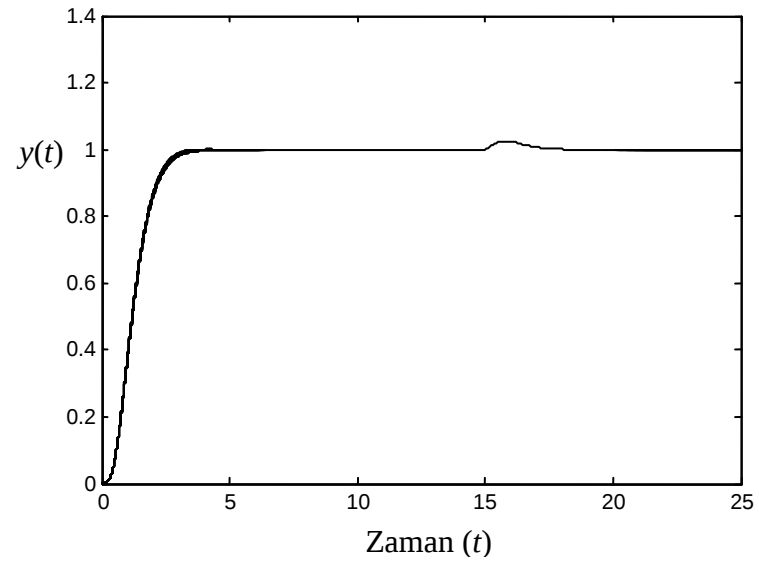
gelen $\pm 20\%$ 'lik değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak cevapları sırasıyla Şekil 3.10, 3.11, 3.12 ve 3.13'de görülmektedir. Şekillerden KDM kontrolörün parametre değişimlerine karşı oldukça dayanıklı olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 3.10. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki a parametresinde $\pm 5\%$ aralıklarla meydana gelen $\pm 20\%$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

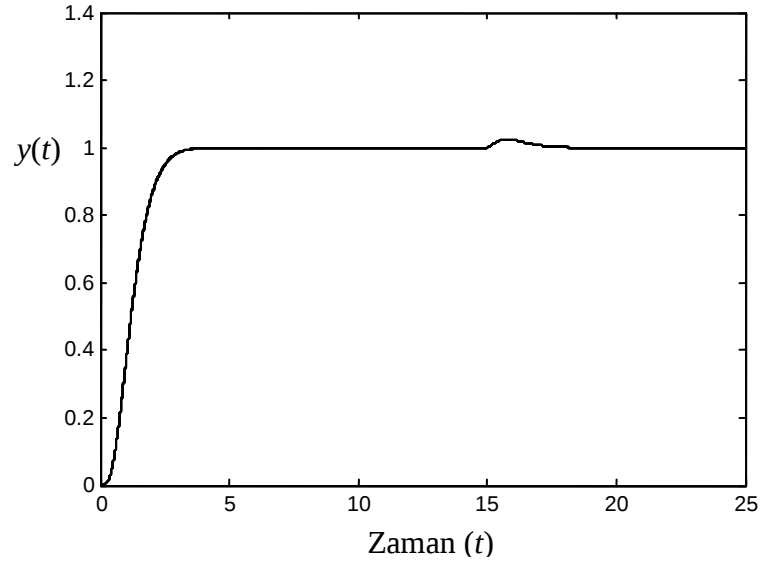


Şekil 3.11. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki b parametresinde $\pm 5\%$ aralıklarla meydana gelen $\pm 20\%$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.



Şekil 3.12. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki c parametresinde $\pm 5\%$ aralıklarla meydana gelen $\pm 20\%$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

Sonuç olarak, sistemdeki zaman gecikmesi için TPdY kullanıldığında, TPY'ye göre daha iyi bir kontrol performansının elde edildiği görülmektedir. Bu beklenen bir durumdur, çünkü sistem daha yüksek dereceli bir kontrolör ile kontrol edilmiştir.



Şekil 3.13. Benzetim Örneği-1 (TPdY): Sistemdeki zaman gecikmesi (θ) parametresinde $\pm\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%20$ 'lik parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

c) Zaman Gecikmesi İçin PadeYaklaşımı (PY) Kullanılarak Kontrolör Tasarımı:

Sistemde bulunan zaman gecikmesinin birinci dereceden Pade yaklaşımı olan $e^{-0.2s} = \frac{-0.1s+1}{0.1s+1}$, Denklem 3.17'de yerine konulursa, sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri

$$G_{dza}(s) = \frac{0.1s+1}{0.1s^3+1.2s^2+1.95s+1.5} \quad (3.36)$$

Olarak elde edilir. Görüldüğü üzere zaman gecikmesi için PY kullanıldığında, TPdY'ye benzer bir eşdeğer transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Buna göre KDM tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları

$$N(s) = 0.1s + 1 \quad (3.37a)$$

$$D(s) = 0.1s^3 + 1.2s^2 + 1.95s + 1.5 \quad (3.37b)$$

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s \quad (3.37c)$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (3.37d)$$

şeklinde ifade edilir. Bu polinomlar Denklem 3.14'te yerine konulursa

$$P(s) = 0.1l_3s^6 + (1.2l_3 + 0.1l_2)s^5 + (1.95l_3 + 1.2l_2 + 0.1l_1 + 0.1k_3)s^4 + (1.5l_3 + 1.95l_2 + 1.2l_1 + k_3 + 0.1k_2)s^3 + (1.5l_2 + 1.95l_1 + k_2 + 0.1k_1)s^2 + (1.5l_1 + k_1 + 0.1k_0)s + k_0 \quad (3.38)$$

bulunur. Aynı eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi değerleri kullanılacağından, Denklem 3.30'daki hedef karakteristik polinom aynen elde edilir. Bu durumda Denklem 3.38 ve 3.30 birbirine eşitlenerek kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0011s^3 + 0.0167s^2 - 1.0047s \quad (3.39)$$

$$B(s) = 1.187s^3 + 2.5433s^2 + 2.907s + 1 \quad (3.40)$$

ve $F(s)$ kontrolörü

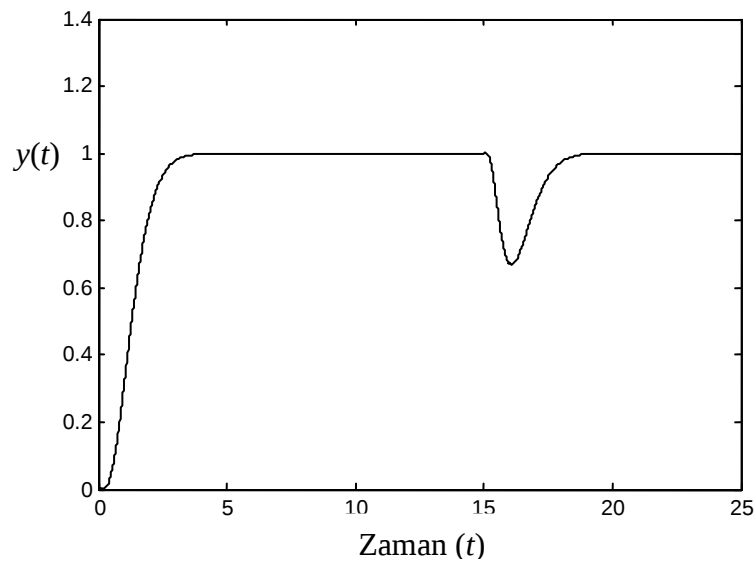
$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.41)$$

olarak hesaplanır. Benzetim için Şekil 2.8'de verilen kontrol sistem yapısı kullanılacağından $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ kontrolörleri

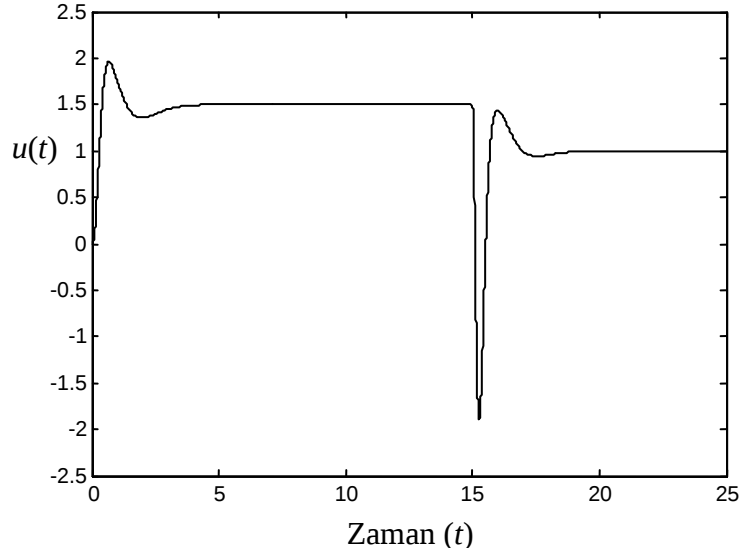
$$C_1(s) = \frac{1.187s^3 + 2.5433s^2 + 2.907s + 1}{0.0011s^3 + 0.0167s^2 - 1.0047s} \quad (3.42)$$

$$C_2(s) = \frac{1}{1.187s^3 + 2.5433s^2 + 2.907s + 1} \quad (3.43)$$

şeklinde elde edilir. Kontrol sistemine $t=0s$ anında birim basamak fonksiyonu ve $t=15s$ anında bozucu işaret uygulandığında elde edilen zaman cevabı ve kontrol işareti Şekil 3.14 ve 3.15'de görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi kalıcı hal hatası sıfıra indirilmiş, zaman cevabındaki taşma ortadan kaldırılmış ve yerleşme süresi yaklaşık 3s olarak gerçekleştirilmiş olmasına rağmen bozucu etkiyi söndürme oranı daha kötü olarak elde edilmiş ve kontrol işaretinin genliği ters yönde sistemi



Şekil 3.14. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.



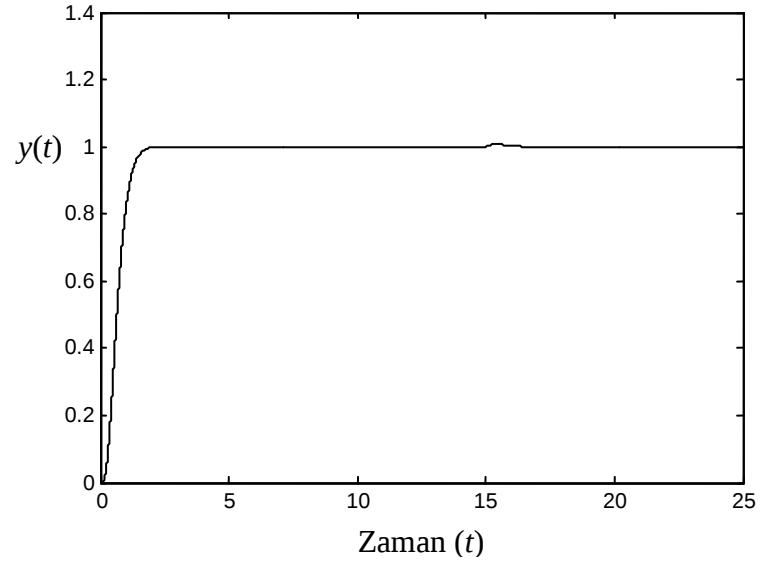
Şekil 3.15. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrolün ürettiği kontrol işareti.

doymaya götürebilecek bir değerde bulunmuştur. Bozucu etkiyi söndürmede ve kontrol işaretinin genliğinde meydana gelen kötü sonuçlar, Denklem 3.31’de $A(s)$ kontrolörünün kararsız yapıda elde edilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu durum, -Pade yaklaşımı daha hızlı bir yapıya sahip olduğundan- eşdeğer zaman sabitini düşürerek kararlı bir $A(s)$ üretilerek çözülebilir. Buna göre eşdeğer zaman sabiti örneğin $\tau=0.8s$ değerine düşürüldüğünde $A(s)$ polinomu

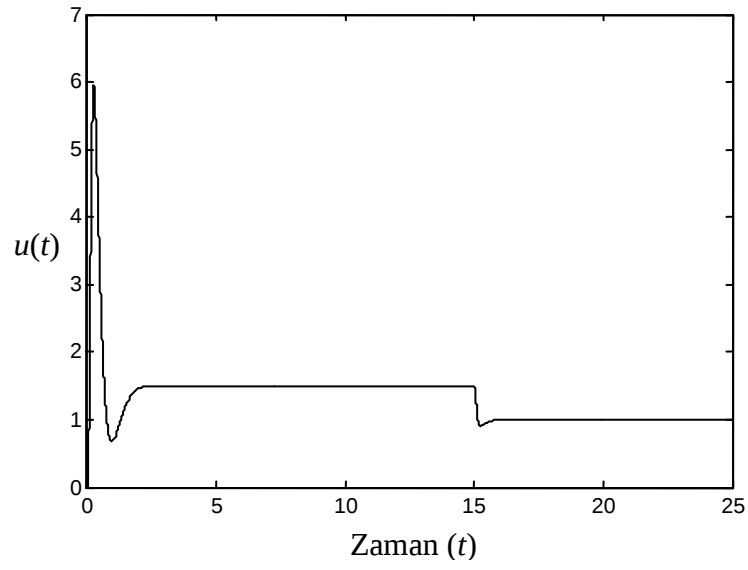
$$A(s) = 2.621 \cdot 10^{-5} s^3 + 9.96 \cdot 10^{-4} s^2 + 0.0112s \quad (3.44)$$

şeklinde elde edilir. Bu durumda kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabı ve kontrol işareti Şekil 3.16 ve 3.17’de görülmektedir. Bu durumda bozucu işaretin yönü tekrar düzelmiş ve çok iyi bir şekilde söndürülebilmekte, ancak bu seferde kontrol işaretinin genliği sistemi doymaya götürecek bir değere ulaşmıştır. Eşdeğer zaman sabitinin her iki değeri için kontrol işaretinin genliği sorun oluşturmaktadır. Bu durum, durum gecikmeli sistemlerin KDM ile kontrolünde PY kullanıldığında tasarımcının dikkatli olması gerektiğini göstermektedir.

Sonuç olarak, bu örnekte Taylor Pay yaklaşımı ile Taylor Payda yaklaşımının Pade yaklaşımına göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. Bununla birlikte daha düşük dereceden kontrolör yapısı gerektiren Taylor pay yaklaşımının durum gecikmeli kontrol sistemlerinin tasarımında daha uygun olduğu düşünülmektedir.



Şekil 3.16. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrol sisteminin birim basamak cevabı ($\tau=0.8s$).



Şekil 3.17. Benzetim Örneği-1 (PD): Kontrolün ürettiği kontrol işareti ($\tau=0.8s$).

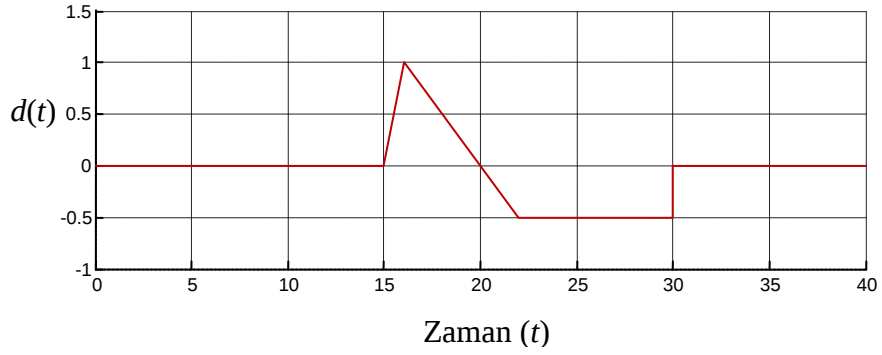
Çünkü yapılan simülasyon çalışmaları bazı sistemler için Taylor payda yaklaşımının da kararsız kontrolör üretebileceğini göstermiştir.

3.3.2. Benzetim Örneği 2

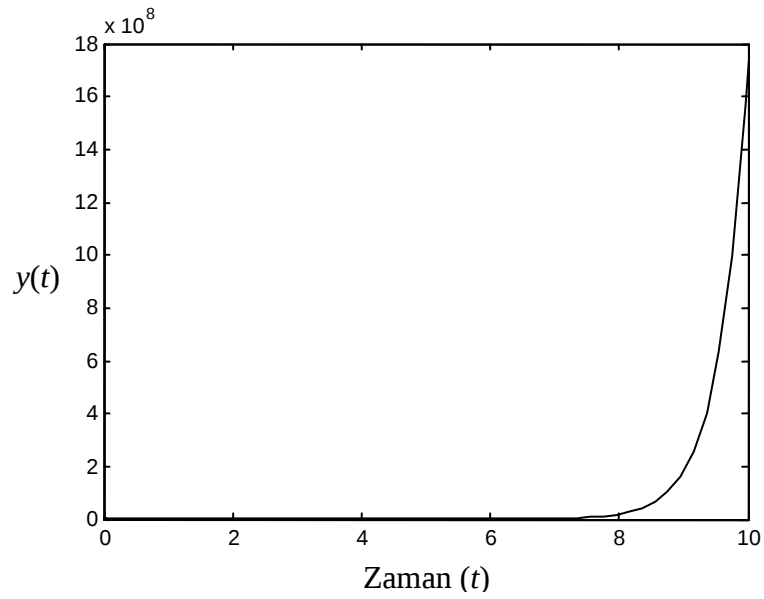
Transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{s^2 - 3s + 2 - e^{-0.5s}} \quad (3.45)$$

şeklinde verilen kararsız durum gecikmeli bir sistemi göz önüne alalım. Sisteme Şekil 3.18’de görüldüğü gibi $t=10s$ ile $30s$ arasında rampa ve basamak tipi bozucu işaretler beraberce etkimektedir. Sistemin birim basamak fonksiyonu cevabı ise Şekil 3.19’da verilmiştir. Şekilden sistemin kararsız olduğu açıkça görülmektedir. Buna



Şekil 3.18. Benzetim Örneği-2: Sisteme etkiyen bozucu işaret.



Şekil 3.19. Benzetim Örneği-2: Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı.

göre tasarlanacak olan kontrol sisteminde amaç, sistemi kararlı hale getiren ve bozucu işareti başarılı bir şekilde söndüren bir KDM kontrolör tasarlamaktır.

Sistemde bulunan zaman gecikmesinin $e^{-0.5s} = (1 - 0.5s)$ şeklindeki birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı Denklem 3.37’de yerine konulursa

$$G_{dzd}(s) = \frac{1}{s^2 - 2.5s + 1} \quad (3.46)$$

şeklinde sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilir. Bozucu işaret hem basamak hem de rampa tipi işaret içerdiğinden, kontrolör polinomları Kısım 3.2.2’de belirtildiği gibi rampa tipi bozucuya göre seçilir. Buna göre KDM tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları

$$N(s) = 1 \quad (3.47a)$$

$$D(s) = s^2 - 2.5s + 1 \quad (3.47b)$$

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 \quad (3.47c)$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (3.47d)$$

şeklinde ifade edilir. Basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu etkiyi tam olarak söndürebilmek için $A(s)$ kontrolöründe $l_0=0$ olarak alınması yeterli iken, rampa tipi bozucu nedeniyle ayrıca $l_1=0$ olarak alınmıştır. $\tau=2s$. ve $\gamma_1=2.5$, $\gamma_2=2$, $\gamma_3=2$, $\gamma_4=2$ seçildiğinde kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0128s^3 + 0.16s^2 \quad (3.48)$$

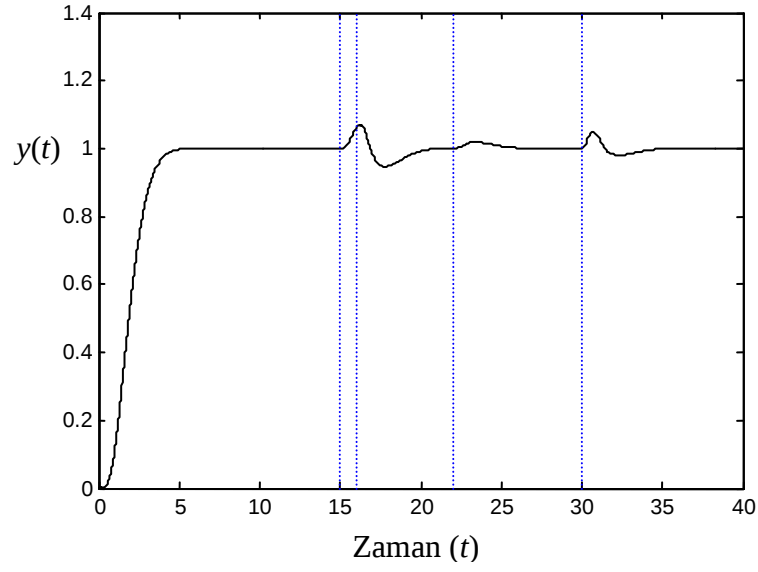
$$B(s) = 1.0272s^3 + 1.44s^2 + 2s + 1 \quad (3.49)$$

ve ayrıca $F(s)$ kontrolörü

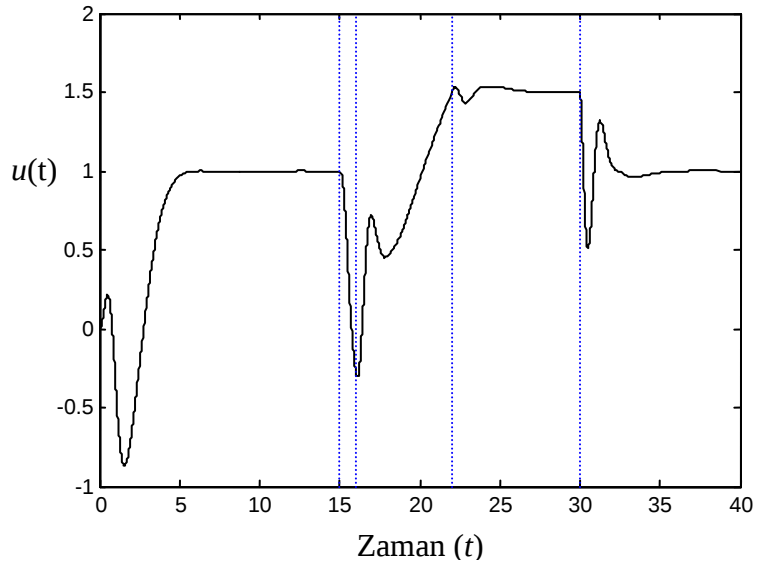
$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.50)$$

olarak hesaplanır.

Kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabı ve kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti Şekil 3.20 ve 3.21’de görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi sistem kararlı hale getirilmiş, bozucu etki tamamen söndürülmüş ve sistemi doyuma götürmeyecek genlikte bir kontrol işareti üretilmiştir. Elde edilen bu sonuç KDM’in kararsız yapılı ve değişik türden bozucu işaretler etkiyen durum gecikmeli sistemlerin kontrolünde de kullanılabileceğini göstermektedir.



Şekil 3.20. Benzetim Örneği-2: Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.



Şekil 3.21. Benzetim Örneği-2: Kontrolün ürettiği kontrol işareti.

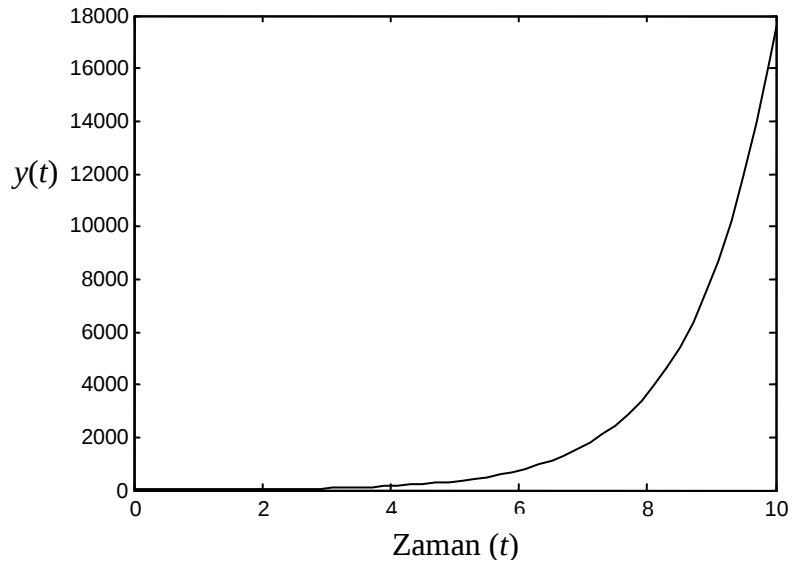
3.3.3. Benzetim Örneği 3

Durum uzay gösterimi $A = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & -3 \end{bmatrix}$, $A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -2 & -1 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 2 \\ 0 \end{bmatrix}$, $C = [2 \ 0]$ şeklinde verilen ve transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{4s+12+4e^{-0.4s}}{s^2+2s-2-e^{-0.4s}+e^{-0.8s}} \quad (3.51)$$

olan sistemi göz önüne alalım. Sisteme $t=10s$ 'de basamak fonksiyonu şeklinde bozucu işaret etkimektedir.

Denklem 3.43'ten de görülebileceği gibi sistem önceki iki örneğin aksine hem pay hem de paydasında zaman gecikmesi içermektedir. Ayrıca transfer fonksiyonunun payda kısmında iki farklı zaman gecikmesinin bulunması sistemin kontrolünü daha da karmaşık hale getirmektedir. Şekil 3.22'deki sistemin birim basamak fonksiyonu cevabından da görüldüğü gibi sistem kararsız bir yapıya sahiptir.



Şekil 3.22. Benzetim Örneği-3: Kontrol edilmemiş sistemin birim basamak cevabı.

Sistemde bulunan zaman gecikmeleri için birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı yapıldığında sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri

$$G_{dzd}(s) = \frac{2.4s+16}{s^2+1.6s-2} \quad (3.52)$$

olarak bulunur. Buna göre KDM tasarımı için sistem ve kontrolör polinomları

$$N(s) = 2.4s + 16 \quad (3.53a)$$

$$D(s) = s^2 + 1.6s - 2 \quad (3.53b)$$

$$A(s) = l_2s^2 + l_1s \quad (3.53c)$$

$$B(s) = k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (3.53d)$$

şeklinde ifade edilir. Tasarım için $\tau=0.6s$ ve $\gamma_1=2.6$, $\gamma_2=2.5$, $\gamma_3=2$, $\gamma_4=2$ seçildiğinde kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0006s^3 + 0.0014s^2 \quad (3.54)$$

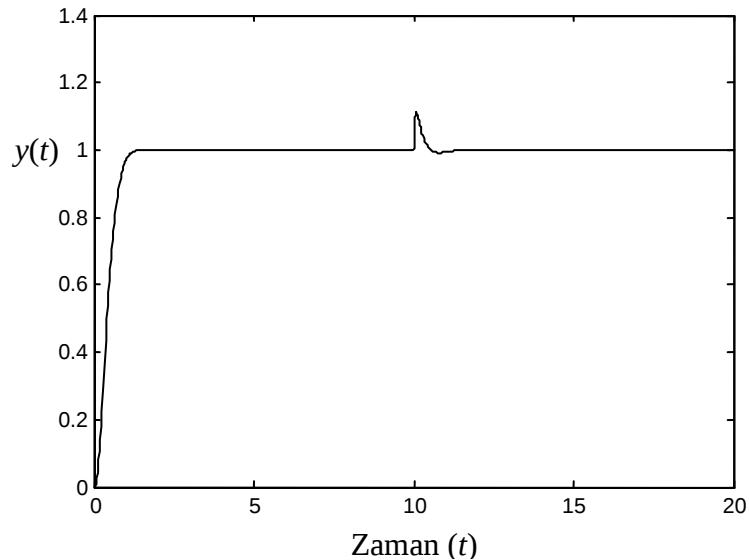
$$B(s) = 0.0043s^2 + 0.0283s + 0.0625 \quad (3.55)$$

ve yine $F(s)$ kontrolörü

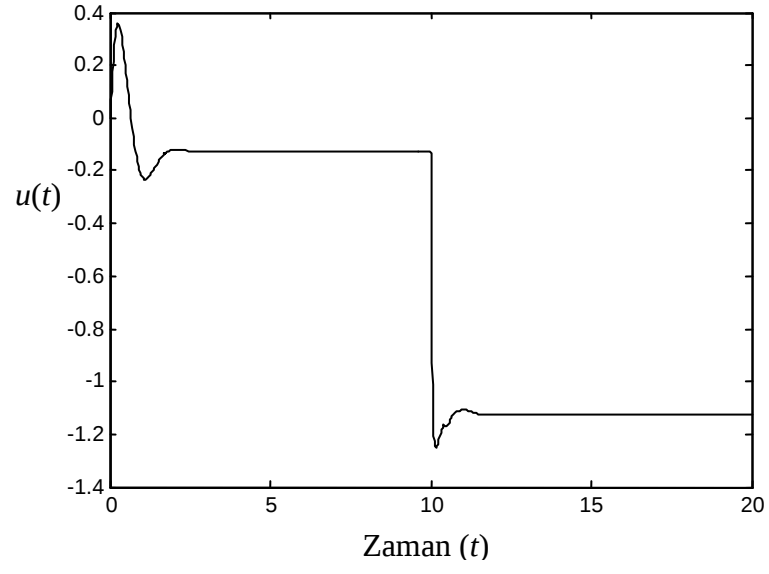
$$F(s) = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \Big|_{s=0} = 1 \quad (3.56)$$

olarak hesaplanır. Bu örnekte kararlılık indekslerinin standart Manabe formundan biraz farklı seçilmesinin nedeni, Kısım 3.2.3'te de belirtildiği gibi sistemin karmaşık yapısı nedeniyle kontrol sisteminin birim basamak cevabında meydana gelen küçük bir miktar taşma ve osilasyonun ortadan kaldırılması ihtiyacından dolayıdır.

Kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevabı ve kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti Şekil 3.23 ve 3.24'de görülmektedir. Şekilden de görüleceği gibi sistem kararlı hale getirilmiş, bozucu etki tamamen söndürülmüş ve sistemi doyuma götürmeyecek genlikte bir kontrol işareti üretilmiştir. Elde edilen bu sonuç KDM'in en karmaşık yapıdaki kararsız durum gecikmeli sistemlerin kontrolünde de başarılı sonuçlar verdiğini göstermektedir.



Şekil 3.23. Benzetim Örneği-3: Kontrol sisteminin birim basamak cevabı.



Şekil 3.24. Benzetim Örneği-3: Kontrolün ürettiği kontrol işareti.

BÖLÜM 4. SONUÇLAR

Durum gecikmeli sistemler transfer fonksiyonunun paydasında (bazen aynı zamanda pay kısmında da) zaman gecikmesi içeren sistemlerdir. Bu yüzden bu sistemleri klasik kontrol metodları ile doğrudan kontrol etmek mümkün değildir. Literatürde üzerinde sıklıkla çalışılan giriş-çıkış zaman gecikmeli sistemlerin kontrolünde, sistem transfer fonksiyonunun yalnızca pay kısmında bulunan zaman gecikmesi yerine onun Pade yaklaşıklığı kullanılarak sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğerinin elde edilmesi ve bu eşdeğere göre kontrolör tasarımının yapılması çoğu zaman yeterli sonuçlar vermektedir. Bununla birlikte yapısı çok daha karmaşık olan durum gecikmeli sistemlerin kontrolünde bu tür yaklaşımlar kullanılarak kontrolör tasarımına literatürde rastlanmamaktadır.

Bu tez çalışmasında durum gecikmeli bir sistemin transfer fonksiyonunda bulunan zaman gecikmesi yerine Taylor pay yaklaşımı, Taylor Payda yaklaşımı ve Pade yaklaşımı kullanılarak sistemin doğrusal zamanla değişmeyen eşdeğeri elde edilerek Katsayı Diyagram metodu ile kontrolör tasarımı yapılması amaçlanmıştır. Bunun için Bölüm 4'te gerekli tasarım prosedürü ayrıntılı olarak verilmiş ve kontrolör polinomlarının elde edilmesi için gerekli olan formülasyonlar çıkarılmıştır. Tez kapsamında yapılan benzetim çalışmaları göstermiştir ki, zaman gecikmesi için en basit yaklaşıklık olan birinci dereceden Taylor pay yaklaşımı hem en düşük dereceli KDM kontrolör tasarlanmasını sağlamakta, hem de başarılı kontrolör performansı vermektedir. Bu nedenle her ne kadar yine başarılı sonuçlar verseler de, daha yüksek dereceli kontrolör tasarlanmasına neden olan Taylor Payda veya Pade yaklaşıklıklarını kullanmaya gerek yoktur. Bu yaklaşıklıklar çok karmaşık bir sistem için çok sıkı kontrol performansı istendiği taktirde kullanılabilir.

Doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için önerilen ancak literatürde değişik karmaşık özelliklerdeki sistemlerin kontrolü için de başarılı sonuçlar veren KDM'in durum gecikmeli sistemlerin kontrolü için yine başarılı sonuçlar vermesi, metodun kontrolör tasarım prosedürünün kuvvetinden kaynaklanmaktadır. Özellikle ikinci benzetim çalışmasında verilen karmaşık yapıdaki bozucu işaretinin KDM kontrolörler ile başarılı bir şekilde söndürmesi ve

ayrıca üçüncü benzetim çalışmasında kullanılan oldukça karmaşık yapıdaki sistemin yine KDM kontrolör tarafından kolaylıkla kontrol edilmesi KDM'in gücünü ispatlamaktadır.

Elde edilen sonuçlar, daha genel yapıdaki karmaşık zaman gecikmeli sistemlerin kontrolünde de KDM ile başarılı sonuçlar elde edilebileceği kanısını vermektedir. Bu yönde yapılan bazı çalışmalarda başarılı ön sonuçlar elde edilmiştir.

5. KAYNAKÇA

Araki M, Taguchi H (2003) Two-degree-of-freedom PID controllers. *Int. J. of Control, Automation, and Systems* 1:401-411.

Astrom K.J. and T. Hagglund, *Advanced PID control*. Research Triangle Park, NC: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.

Atay, F.M., *Complex Time-Delay Systems: Theory and Applications*, Springer, Heidelberg, 2010.

Atherton, D.P. and Majhi, S., 1998, "Tuning of optimum PI-PD controllers", *CONTROLO'98*, Coimbra, Portugal .

Aygün M., *Gecikmeli Diferansiyel Denklemlerin Farklı Tipte Nümerik Çözümleri*, Yüksek Lisans Tezi, 2012, Manisa.

Baker C. T. , "Retarded differential Equations"; October 2000

Baker C. T., G. A. Bocharov, A. Filiz, N. J. Ford, C. A. H. Paul, F. A. Rihan, A. Tang, R. M. Thomas, H. Tian, D. R. Wille "Numerical Modelling By Retarded Functional Differential Equations"; October 1998

Bhattacharyya S.P., A. Datta, and L.H. Keel, *Linear Control Theory: Structure, Robustness, and Optimization*. Boca Raton, NW: CRC Press, 2009

Chen C.T., *Analog and Digital Control System Design: Transfer Function, State-Space and Algebraic Methods*, Saunders College Pub., NY, 1992.

Corripio A.B., *Tuning of Industrial Control Systems*. Research Triangle Park, NC: ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2001.

Datko, R. (1998). A paradigm of ill-posedness with respect to time delays, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 43(7), 964–967.

Debeljkovic, D., *Time Delay Systems*, Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka, Croatia, 2010

Fabiano R. H. and J. Turi, "Stability for Retarded Delay Equations with Multiple Delays", *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, San Diego, CA, USA, December 13-15 2006

Franklin, G.F., J. D. Powell, and Abbas Emami Naeini (1994), *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison, Wesley

- Fridman, E. ve Shaked, U., (2002). An improvement stabilization method for linear time delay systems, *IEEE Transactions on Automatic Control*, **47**, 11, 1931-1937.
- Fridman, E., (2003). Delay dependent stability and control: Constant and time varying delays, *International Journal of Control*, **76**, 1, 48-60. □ H
- Glader C., G. Hgnas, P. M. Makila, and H. T. Toivonen, \Approximation of delay systems - a case study," *International Journal of Control*, vol. 53, no. 2, pp. 369{390, 1991.
- Graham, D. And R. C. Lathrop (1953), The synthesis of optimum transient Response: Criteria And Standart Forms, *AIAA Transactions*, 72, pt. 2, 273-288
- Hale, J.K. ve Lunel, S.M.V., (1991). *Introduction to functional differential equations*, App. Math. Sci-ences, 99, Springer – Verlag, New York.
- Hamamcı S. E. “İntegratörlü Sistemler İçin Katsayı Diyagram Metodu ile Kontrolör Tasarımı, İtü Dergisi/d Mühendislik Cilt 3 Sayı 63- 12 Aralık, 2004
- Hamamcı S. E., I. Kaya D.P. Atherton, Smith Predictor Design by CDM, Proc. Of the ECC’01 European Control Conf. Seminário de vilar, Porto,2001
- Hamamcı S.E, and Ucar A, 2000, "A model based CDM controller for uncertain systems", DCCS 2000 16th IFAC Workshop on Distributed Computer Control Systems, 29 November- 1 December, Sydney, Australia.
- Hamamcı S.E, and Ucar A, 2002, "A robust model based control for uncertain systems", Transactions of the Institute of Measurement and Control, 24(5), 431-445, 2002.
- Hamamcı S.E, I Kaya and M. Koksall “Improving Performance for A Class of Processes Using Coefficient Diagram Method”, Mediterrean Control Conference, Dubrovnik, 2001.
- Hamamcı S.E, ve Uçar A, 1999, "Sürekli Zamanlı Sistemlerin Katsayı Diyagram Metodu İle Kontrolü", Elektrik-Elektronik Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi, 6-12 Eylül, Gaziantep.
- Hamamcı S.E. “ Katsayı Diyagram Metodu’nun Özel Durumlara ve ÇGÇÇ Sistemlere Uygulanması” Doktora Tezi, Fen bilimleri Enstitüsü, Elazığ, 2002
- Hamamcı S.E. and Köksall M., 2001, "Robust control of a dc motor by Coefficient Diagram Method", Accepted on MED’01 The 9th Mediterranean Conference on Control and Automation, June 27-29, Dubrovnik, Croatia.
- Hamamcı, S.E., P.K. Bhaba, S. Somasundaram ve T. Karunanithi, "Two-Degree of Freedom Transient Response Control For Unstable Processes," Proc. TIMA 2007 The 5th Int. Conf. on Trends in Industrial Measurements and Automation, NIT, Tiruchirapalli, India, 145-150, 2007.

- Hori, Y., 1994, "2-mass system control based on resonance ratio control and Manabe polynomials", First Asian Control Conference, July 27-30, Tokyo, Japan.
- Horowitz, I., 1963, Synthesis of Feedback Control Systems, Academic Press, NY.
- HyunPark J., Su Whan Sung and In- Beum Lee; "An Enhanced PID Control Strategy for Unstable Process" Automatica, Vol. 34, No.6, pp751-756, 1998
- Kessler, C.(1960) Ein Beitrag zur Theorie Mehrschleifiger Regelungen; Regelungstechnik, 8, 8, 261-166
- Kim YC, Keel LH, Bhattacharyya SP (2003) Transient response control via characteristic ratio assignment. IEEE Trans. on Automatic Control 48:2238-2244.
- Kolmanovskii V., Myshkis A., Applied Theory of Functional Differential Equations, Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, Boston, London. 1992.
- Kolmanovskii V.B., and V.R. Nosov, Stability of Functional Differential Equations. London: Academic Press, 1986.
- Krasovskii, N. N. (1963). Stability of motion. Stanford University Press, Stanford CA, USA, (translation by J. Brenner).
- Kubo T., "Insensitivity of a class of LQ regulators of neutral systems," Electrical Eng. in Japan, vol. 150(2), pp. 28-34, 2005.
- Lipatov A.V. and N. Sokolov, "Some sufficient conditions for stability and instability of continuous linear stationary systems", Automat. Remote Contr., Vol. 39, 1979, pp.1285-1291.
- Lipatov, A.V., 1976, "Some necessary and sufficient conditions that polynomials be of Hurwitz type", Differents, Urayn, no.12, pp.2269-2270.
- Loiseau, J. J. (1998). Algebraic tools for the control and stabilization of time-delay systems. Annual Reviews in Control, 24, pp.135-149, 2000.
- Mahmoud, M.S., (2000). *Robust control and filter-ing for time-delay systems*, Control Engineering Series, Marcel Dekker, Inc., New York.
- Majhi S. and D.P. Atherton, "Autotuning and controller design for processes with small time delays", IEE Proc.-Control Theory Appl., vol. 146, no. 5, pp.415-425, 1999.
- Manabe, S. (1994a). "A low-cost inverted pendulum system for control education," IFAC 3rd Symposium on Advances in Control Education, Tokyo, August 1-2, 1994, pp. 21-24.

- Manabe, S. (1994b). "Coefficient diagram method as applied to the attitude control of controlled-bias-momentum satellite," 13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Sept. 12-16, 1994, Palo Alto, CA, pp. 322-327.
- Manabe, S. (1996). "A solution of the ACC benchmark problem by coefficient diagram method," 6-th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, Sagamihara, ISAS, July 15-16, 1998, pp. 237-246.
- Manabe, S. (1998a). "Analytical weight selection for LQ design," 8-th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, Sagamihara, ISAS, July 23-24, 1998, pp. 237-246.
- Manabe, S. (1998b). "The coefficient diagram method," 14th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Aug. 24-28, 1998, Seoul, Korea, pp. 199-210.
- Manabe, S. (1999). "Sufficient condition for stability and instability by Lipatov and its application to the coefficient diagram method," 9-th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, Sagamihara, ISAS, July 22-23, 1999, pp. 440-449.
- Manabe, S. (2001). "Application of coefficient diagram method to dual-control-surface missile," 15th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, Sept. 2-7, 2001, Bologna, Italy, pp. 499-504.
- Manabe, S. (2001). "Diophantine equations in coefficient diagram method", 1st IFAC Symposium on System Structure and Control, Aug. 29-31, 2001, Prague, Czech, A-130.
- Manabe, S. (2002a). "Application of coefficient diagram method to MIMO design in aerospace," 15th IFAC World Congress, July 21-26, 2002, Barcelona, Spain, T-Tu-M062.
- Manabe, S. (2002b). "Brief tutorial and survey of coefficient diagram method," 4th Asian Control Conference, September 25-27, 2002, Singapore, TA1-2, pp. 1161-1166.
- Manabe, S. (2004a). "Comparison of H_∞ and coefficient diagram method in aerospace," 16th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, June 14-18, Saint-Petersburg, Russia, pp. 394-399
- Manabe, S. and Y. C. Kim (2000). "Recent development of coefficient diagram method," 3rd ASCC, July 3-7, 2000, Shanghai, TD-9-1, pp. 2055-2060.
- Manabe, S., 1991, "Unified interpretation of classical, optimal and H_∞ control", Journal of SICE, 30, 10, 941-946.
- Manabe, S., 1994c, "Design of velocity controller for three inertia system by Coefficient Diagram Method", First Asian Control Conference, 27-30 July, Tokyo.
- Michiels W. and Niculescu, S.-I., Stability and Stabilization of Time-Delay Systems, Society for Industrial & Applied Mathematics, 2007.

- Michiels W. and T. Vyhlídal, “An eigenvalue based approach for the stabilization of linear time-delay systems of neutral type,” *Automatica*, vol. 41, pp. 991-998, 2005.
- Michiels W., Tomáš Vyhlídal, Pavel Zítek, “Control design for time-delay systems based on quasi-direct pole placement”, *Journal of Process Control* 20 (2010) 337–343.
- Minorsky N., Self-excited oscillations in dynamical systems possessing retarded actions, *J. Applied Mechanics*, 9 (1942), A65–A71.
- Naslin P (1969) *Essentials of optimal control*. Boston Technical Publishers, Massachusetts.
- Niculescu, S.-I., *Delay Effects on Stability: A Robust Control Approach*, Springer-Verlag, London, 2001.
- O’Dwyer A., *Handbook of PI and PID controller tuning rules*, 3rd ed. Imperial College Press, 2009.
- Ocal O., A. Bir and B. Tibken, “Digital design of coefficient diagram method,” *American Control Conference (ACC’09)*, pp. 2849-2857, 2009.
- Ogata, K., 1970, *Modern Control Engineering*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.
- Olbro, A. W. (1984). A sufficiently large time delay in feedback loop must destroy exponential stability of any decay rate. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 29, 367–368.
- Parlakçı M.N.A., "Delay-dependent stability criteria for interval time-varying delay systems with nonuniform delay partitioning approach", *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol.19, no.5, pp. 763-773, 2011.
- Richard J.-P., “Time-delay systems: An overview of some recent advances and open problems,” *Automatica*, vol. 39, pp. 1667-1694, 2003.
- Routh, E.J., 1877, *A Treatise on the Stability of a Given State of Motion*, MacMillan, London.
- Sarı Y., A.F Boz “Gecikme Zamanlı İkinci Derece Sistemlerin Standart Formlar Kullanarak PID-PD İle Otomatik Ayarı
- Sename O., “New trends in design of observers for time delay systems”, *Kybernetika* Vol 37(2001), No 4 [427-458]
- Sokolov, N. and Lipatov, A.V., 1972, “On necessary conditions for stability of linear systems”, *Tr. Mosk. Aviats. Inst.*, no.240., pp.26-30.
- Tabatabaei M. and M. Haeri, Characteristic ratio assignment in fractional order systems, *ISA Transactions*, Vol. 49, No. 4, pp. 470-478, 2010.

Ucar A. and Hamamcı S.E., 2000, "Controller based on Coefficient Diagram Method for the robotic manipulators", ICECS2K The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits & Systems, December 17-20, Kaslik, Lebanon.

Vanbiervliet J., Koen Vehreyden, Wim Michels, Stefan Vandewille “ A Nonsmooth optimization Approach For The Stabilisation of Time Delay Systems”; 1991 Mathematics Subject Classification; 65Q05, 65K10, 90C26

Villafuerte R., S. Mondie, C. Vazquez and J. Colla, “Proportional retarded control of a second order system”, 6th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE 2009), Toluca, 10-13 Jan. 2009

Vyhlídal T., “Analysis and synthesis of time delay system spectrum,” Ph.D. dissertation, Dept. Inst. and Control Eng., Czech Technical Univ., Prague, 2003.

Wang Z., J. Lam and K.J. Burnham, “Stability analysis and observer design for neutral delay systems,” *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 47(3), pp. 478-483, 2002.

Xia Y., M. Fu, and P. Shi, “Analysis and Synthesis of Dynamical Systems with Time Delays. Berlin: Springer-Verlag, 2009.

Yardımcı M., Ö. Öcal, A. Bir “Ölü Zamanlı Sistemlerin Pade Açılımı Kullanılarak Katsayı Diyagram Metodu ile Kontrolü”

Ad Soyad: Hacer KAYAN

Doğum Yeri ve Tarihi: Malatya, 17/08/1986

Adres: Adnan Menderes Mah. Şehit Ahmet Yılmaz Sok. Park Apt. No:9/14
Keçiören, Ankara, Türkiye

E-Posta: hacer.kayan@csgb.gov.tr

Lisans: Fırat Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği
Bölümü

Mesleki Deneyim ve Ödüller: Çalışma ve Sosyal Güvenlik Bakanlığı İş Teftiş
Kurulu Ankara Grup Başkanlığı – İş Müfettişi Yard.

Yayın Listesi:

TEZDEN TÜRETİLEN PROJE VE YAYINLAR

- H. Kayan, S.E. Hamamcı, Durum Zaman Gecikmeli Sistemler için Kontrol Sistem
Tasarımı, İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projesi, BAP-2012/163 (FEN),
Proje Yöneticisi, 2012.