

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KATSAYI DİYAGRAM METODU'NUN ÖZEL DURUMLARA VE
ÇGÇÇ (MIMO) SİSTEMLERE UYGULANMASI

Serdar Ethem HAMAMCI

78382

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ

2002

78382

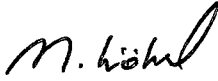
T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KATSAYI DİYAGRAM METODU'NUN ÖZEL DURUMLARA VE
ÇGÇÇ (MIMO) SİSTEMLERE UYGULANMASI

Serdar Ethem HAMAMCI

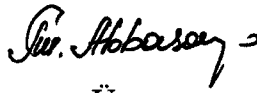
DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu Tez, 04 / 03 / 2002 tarihinde, aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / oyçokluğu ile Başarılı / Başarısız olarak değerlendirilmiştir.



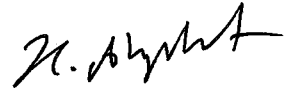
Danışman

Prof. Dr. Muhammet Köksal



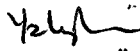
Üye

Prof. Dr. Teymuraz Abbasov



Üye

Doç. Dr. Z. Hakan Akpolat



Üye

Doç. Dr. Yakup Demir

Üye

Yrd. Doç. Dr. Ahmet Uçar

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun / / 2002 tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖZET**DOKTORA TEZİ****KATSAYI DİYAGRAM METODU'NUN ÖZEL DURUMLARA VE ÇGÇÇ (MIMO)
SİSTEMLERE UYGULANMASI****Serdar Ethem HAMAMCI****Fırat Üniversitesi****Fen Bilimleri Enstitüsü****Elektrik-Elektronik Müh. Anabilim Dalı****2002, Sayfa: 134**

Katsayı Diyagram Metodu (KDM) tasarım prosedürünün kolaylığı, arzu edilen performans özelliklerinin tümünün dengeli bir şekilde göz önüne alınarak tasarım yapılabilmesi, minimum dereceli kontrolör elde edilmesi, kullandığı bazı kriterler sayesinde bir sistem için aynı anda çok sayıda kontrolör tasarımı yapılabilmesi vb özellikleri nedeniyle diğer kontrol metodlarına alternatif oluşturmaktadır. Şimdiye kadar KDM üzerine yapılan çalışmalar genellikle doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler ile sınırlı kalmıştır. Halbuki pratikteki sistemlerin çoğu doğrusal olmayan, zamanla değişen ya da çok değişkenli vb. özelliklere sahiptir. Bu nedenle bu çalışma, doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlere ilave olarak üzerinde yeteri kadar çalışılmamış diğer sistemleri de kapsamaktadır.

Bu tez üç ana kısımdan oluşmaktadır. İlk kısım doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler için daha önce verilen çalışmalar göz önüne alınarak hazırlanan sistematik, ayrıntılı ve açık tam bir tasarım prosedürünü kapsamaktadır. İkinci kısımda bazı belirsiz yapılı ve doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolü ele alınmıştır. Üçüncü kısım ise çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolü üzerinedir. Her üç kısımda verilen tasarım prosedürleri örnekler ile pekiştirilmiştir. Sonuçlar KDM'in sistemlerin arzu edilen performans karakteristiklerini elde etmek için çok tatminkar bir metod olduğunu göstermiştir.

Anahtar Kelimeler : Katsayı diyagram metodu, kararlılık, zaman cevabı, dayanıklılık.

ABSTRACT

Ph.D. THESIS

**THE APPLICATION OF THE COEFFICIENT DIAGRAM METHOD TO SPECIAL
CASES AND MIMO SYSTEMS**

Serdar Ethem HAMAMCI

Fırat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Electronics Engineering

2002, Page: 134

The Coefficient Diagram Method (CDM) is an alternative to the other control methods, because the design procedure is simple, all of the performance specifications can be achieved in balance, a minimum degree controller can be accomplished and the design of many controllers can be done for a system using some criterions. Until recently work that has been done on CDM is generally for linear and time invariant single input single-output plants. In practical, most systems are nonlinear or time variant and multivariable, etc. For this reason, this research deals with linear and time invariant systems as well as the others which has not been considered enough before.

This thesis contains three parts. The first part which is prepared by considering the previous works contains a complete systematic, detailed and clear design procedure for linear and time invariant system for which the previous design procedures are not sufficient and clear. Control of some uncertain and nonlinear systems are studied with CDM in part two. Part three is devoted to multi-variable plants control by using CDM. The given design procedures are supported by examples in all three parts. Results show that CDM is a very satisfactory method for obtaining the desired performance characteristics of the systems.

Keywords : Coefficient diagram method, stability, time response, robustness.

TEŞEKKÜR

Öncelikle bu tez çalışmasında bana verdiği destekten ve deneyimleri ile bilgilerini benimle paylaşmasından dolayı danışmanım Sayın Prof. Dr. Muhammet Köksal'a teşekkür ederim. Kendisiyle beraber olduğum dokuz yıldan beri akademik çalışmalarında bilimsel ve orijinal fikirler üretmenin yanı sıra, bu fikirleri nasıl işleyip faydalı hale getireceğim konusunda bana çok yardımcı oldu.

Bu tez konusunu bana tavsiye ederek, Katsayı Diyagram Metodu üzerine yapmış olduğum ilk çalışmalarında bana yardımcı olan ve her zaman samimi yaklaşımı ile bana zaman ayırarak destek veren Sayın Yrd. Doç. Dr. Ahmet Uçar'a,

Doktora eğitimim boyunca gösterdikleri sıcak ilgi ve dostça yaklaşımlarından dolayı bana yabancılık çektirmeyen Fırat Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliğinde başta Bölüm Başkanı Sayın Doç. Dr. Mustafa Poyraz, Sayın Doç. Dr. Yakup DEMİR ve diğer tüm kıymetli öğretim elemanlarına,

Bu çalışmayı tamamlamam için sürekli olarak beni cesaretlendiren Sayın Doç. Dr. Saadetdin Herdem'e,

Bütün bu saydıklarımın üzerinde olarak, bu çalışma sırasında sürekli olarak ihmal ettiğim ancak anlayışlarını benden eksik etmeyen çok değerli Aileme

teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	II
ABSTRACT	III
TEŞEKKÜR	IV
İÇİNDEKİLER	V
ŞEKİLLER LİSTESİ	VII
TABLolar LİSTESİ	XI
SİMGELER LİSTESİ	XII
KISALTMALAR LİSTESİ	XIV
1. GİRİŞ	1
1.1. Giriş	1
1.2. Konu İle İlgili Daha Önce Yapılan Çalışmalara Genel Bir Bakış	2
1.3. Tez Çalışmasının Organizasyonu	4
2. KONTROL METODLARI VE LİNEER CEBRİK YAKLAŞIM	6
2.1. Giriş	6
2.2. Klasik ve Modern Kontrol Teorileri	7
2.3. Lineer Cebrik Yaklaşım	9
2.3.1. Matematiksel Gösterim:	10
2.3.2. Tasarım Prosedürü:	13
2.4. Özet	15
3. KATSAYI DİYAGRAM METODU	16
3.1. Giriş	16
3.2. KDM Kontrol Sistem Yapısı	17
3.2.1. İki Dereceli Kontrol Sistem Yapısı	18
3.2.2. Performans Parametreleri ve Karakteristik Polinom	21
3.2.3. Katsayı Diyagramı	23
3.2.4. Tasarım Parametreleri ile $P(s)$ 'in Kökleri Arasındaki İlişkiler	28
3.2.4.1. Kararlılık İndeksi ve Kararlılık	29
3.2.4.2. Eşdeğer zaman sabiti ve Cevap Hızı	32
3.2.5. Optimal Sonuç: Standart Manabe Form	34
3.3. Özet	40

4. KDM İLE KONTROLÖR TASARIM PROSEDÜRÜ VE GERÇEKLEŞTİRME	41
4.1. Giriş	41
4.2. KDM ile Kontrolör Tasarım Prosedürü	41
4.3. Kontrolör Tasarımı için Genel bir MATLAB Paket Programı: KDMCAD	45
4.4. KDM ile Tasarlanan Kontrolör için Minimal Gerçekleştirme	52
4.5. Tasarım Örneği	55
4.6. Sonuçlar ve Tartışma	66
5. BAZI BELİRSİZ YAPILI VE DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERİN KDM İLE KONTROLÜ	68
5.1. Giriş	68
5.2. Belirsizlik ve Belirsiz Yapılı Sistemler	69
5.2.1. Parametrik Belirsizlik ve KDM ile Kontrolü	70
5.2.2. Parametrik Belirsizlik için Tasarım Uygulaması	73
5.3. Bazı Doğrusal Olmayan Sistemler için KDM ile Kontrolör Tasarımı	79
5.3.1. Tasarım Uygulaması	82
5.4. Sonuçlar ve Tartışma	91
6. ÇOK DEĞİŞKENLİ SİSTEMLERİN KDM İLE KONTROLÜ	92
6.1. Giriş	92
6.2. Kanalları Ayrıştırma Yöntemi ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü	94
6.2.1. Seri Ön-Kontrolör ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü	94
6.2.2. Paralel Ön-Kontrolör ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü	99
6.2.3. Ön-Kontrolör Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması	101
6.3. Bozucu Model Yöntemi ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü	105
6.3.1. Bozucu Modeli Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması-I	109
6.3.2. Bozucu Modeli Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması-II	118
6.4. Sonuçlar ve Tartışma	120
7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	123
KAYNAKLAR	127
EK-1. KDM ile İlgili Denklem 3.11 ve 3.13'ün Çıkarılışı ve İspatı	
EK-2. Lipatov-Sokolov Kararlılık Kriteri ve KDM	
EK-3. KDMCAD Programına ait Matlab Programı	

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Genel bir geri beslemeli kontrol sistem konfigürasyonu.	14
Şekil 3.1. 1DKS yapına ait konfigürasyon.	18
Şekil 3.2. 2DKS yapına ait konfigürasyon.	19
Şekil 3.3. CDM kontrol tekniğinde kullanılan 2DPKS yapısı.	19
Şekil 3.4. Tip-1 sistemin yaklaşık frekans genlik cevabı.	24
Şekil 3.5. Katsayı diyagramı.	26
Şekil 3.6. γ_1 'deki değişimin kontrol sisteminin kararlılığı üzerine etkisi: a) katsayı diyagramı üzerinde, b) kontrol sisteminin kutupları üzerinde (karakteristik polinomun kutupları için: $\gamma_1=0.5(x)$, $\gamma_1=1.5(o)$, $\gamma_1=2.5(+)$, $\gamma_1=3.5(*)$ ve $\gamma_1=4.5(.)$)	26
Şekil 3.7. τ 'nın değişik değerleri için a) Katsayı eğrisinin değişimi, b) Kontrol sistemine ait birim basamak cevabının değişimi.	27
Şekil 3.8. Aynı eşdeğer zaman sabiti ($\tau=1$) için $n=3\sim6$. dereceden dört karakteristik polinomun birim basamak cevapları.	37
Şekil 3.9. Normalize eşdeğer zaman sabiti ($\tau=1$) için $n=1\sim6$. dereceden karakteristik polinomların kökleri: birinci derece ($\bullet$), ikinci derece ($.$), üçüncü derece (x), dördüncü derece ($+$), beşinci derece ($*$), altıncı derece (o).	39
Şekil 4.1. KDMCAD Programı için genel bir akış şeması.	47
Şekil 4.2. KDMCAD Programı çalıştırıldığında ekrana gelen başlangıç penceresi.	48
Şekil 4.3. Sisteme etkiyen bozucu işaret bilgisinin belirlendiği pencere.	49
Şekil 4.4. Kısım 4.2'deki tasarım prosedürünün 1. maddesinde verilen ve başlangıç bilgilerinin belirlendiği pencere.	50
Şekil 4.5. Kontrol sistemine ait polinomlar ve kontrol edilen sisteme ait KD diyagramı ile zaman ve frekans cevapları	51
Şekil 4.6. 2DPKS yapısı için blok şema.	53
Şekil 4.7. Kontrolör polinomları Denklem 4.10'da verilen sistemin gözlemlenebilir kanonik formda gerçekleştirme şeması.	55
Şekil 4.8. PID ve PI-PD kontrol sistemi için geribeslemeli sistem yapısı.	56
Şekil 4.9. KDM ile tasarlanan kontrol sistemine ait katsayı diyagramı.	60
Şekil 4.10. Dört ayrı metod ile tasarlanan kontrol sistemlerine ait birim basamak fonksiyonu cevapları.	60
Şekil 4.11. Kontrol sistemlerinin ürettikleri kontrol işaretleri.	62
Şekil 4.12. Dört farklı metodla tasarlanan kontrolörlerin ürettikleri hata	

işaretleri.	62
Şekil 4.13. Kontrol sistemlerinin bozucu yük cevapları.	63
Şekil 4.14. Dört ayrı metod için elde edilen Bode eğrileri	64
Şekil 4.15. Dört ayrı metod ile bulunan kapalı çevrimli sisteme ait genlik eğrileri.	65
Şekil 5.1. H_∞ kontrol metodunda kullanılan 2DKS yapısı.	74
Şekil 5.2. Radar sistemi için tasarlanan sisteme ait katsayı diyagramı.	75
Şekil 5.3. Üç farklı metod ile tasarlanan kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.	76
Şekil 5.4. Her üç metoda ait kontrol sisteminin ürettiği kontrol işaretleri.	77
Şekil 5.5. Sistemde $t=0$ s anında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu işaret genliği varken, her üç kontrol sisteminin zaman cevapları.	77
Şekil 5.6. Çalışma sırasında sistemin Denklem 5.7'de verilen transfer fonksiyonundaki a_0 , b_1 katsayılarında meydana gelen $\pm 30\%$ 'luk değişimlere karşı kontrol sistemlerinin zaman cevabı: a) H_∞ standart, b) H_∞ çevrim biçimlendirici, c) KDM.	78
Şekil 5.7. Denklem 5.14'teki doğrusal olmayan sistem için durum-uzay gösterimi.	80
Şekil 5.8. a) Doğrusal olmayan fonksiyonun bozucu işaret haline dönüştürüldüğü nominal sistem, b) Nominal sisteme ait tüm bilgileri içeren blok şema (ρ doğrusal olmayan fonksiyondan gelen işareti ifade eden ve bozucu olarak düşünülen işaret, d sisteme dışarıdan etkiyen harici bozucu işaret).	81
Şekil 5.9. Denklem 5.14'te verilen doğrusal olmayan sistem için KDM kontrol sistemi.	81
Şekil 5.10. Doğrusal olmayan sistem için blok şema ($f(\cdot)$ 'deki u Matlab'ın doğrusal olmayan fonksiyon tanımından gelmekte olup bloğun girişine gelen işareti ifade etmektedir.)	83
Şekil 5.11. Örnek sistemin birim basamak fonksiyon girişine karşı zaman cevabı.	83
Şekil 5.12. Nonlineer sistem için KDM kontrol sistemine ait şema.	85
Şekil 5.13. Kontrol sisteminin, birim basamak fonksiyonu şeklindeki referans giriş işaretine karşı zaman cevabı	86
Şekil 5.14. $f(x_i)$ 'den kaynaklanan ϕ işaretinin zamanla değişimini gösteren eğri.	86
Şekil 5.15. KDM kontrol sistemi tarafından üretilen kontrol işareti.	87
Şekil 5.16. $f(x_i)=4x_i^6 \sin(x_i)$ için a) kontrol sisteminin birim basamak cevabı, b) doğrusal olmayan fonksiyonun ürettiği ϕ işaretine ait eğri, c) kontrol	

sisteminin ürettiği kontrol işareti.	88
Şekil 5.17. $t=3s$ 'de ve genliği 0.5 olan basamak fonksiyonu şeklindeki harici bozucu işaret varken, kontrol sisteminin zaman cevabı.	89
Şekil 5.18. %5 aralıklarla ± 30 parametrik belirsizliğe uğratılan sisteme ait zaman cevapları.	90
Şekil 5.19. Kontrol sisteminin referans rampa girişine karşı zaman cevabı.	90
Şekil 6.1. a) Genel bir ÇGÇÇ sistemin blok şeması, b) 2x2 çok değişkenli sistemin iç yapısına ait blok şema.	92
Şekil 6.2. Seri ön-kontrolörün kullanımı için genel şema.	95
Şekil 6.3. Seri ön-kontrolör kullanılan KDM kontrol sistem konfigürasyonu.	95
Şekil 6.4. Seri ön-kontrolör kullanılarak kanalları ayrıştırılan sistemin KDM ile kontrolü.	97
Şekil 6.5. Paralel ön-kontrolörün kullanımı için genel şema.	100
Şekil 6.6. Denklem 6.20-6.21'de verilen kontrol sistemi için birim basamak fonksiyonu eğrileri: a) birinci girişe $1.u(t)$ ve ikinci girişe $0.u(t)$, b) birinci girişe $0.u(t)$ ve ikinci girişe $1.u(t)$ uygulandığı durum. Tekil Değerli Ayrıştırma, — KDM.	104
Şekil 6.7. Her iki kontrol sistemi için, kazanç değerlerinde meydana gelen değişimlere karşı birim basamak cevapları: ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$ için) a) Tekil değerli ayrıştırma, b) KDM.	105
Şekil 6.8. Bozucu model metodu kullanılarak yeniden modellenen genel bir ÇGÇÇ sisteme ait blok şema. (d_1 ve d_2 , r_1 ve r_2 girişlerine bağımlı bozucu işaretler).	106
Şekil 6.9. Bozucu model metodu ve KDM'in bir arada kullanıldığı kontrol sistemi.	106
Şekil 6.10. Birim Basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). Ziegler-Nichols PI, — ISTE PI, Ziegler-Nichols PID	112
Şekil 6.11. Birim Basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). ISTE PID, Karakteristik-yer PID, — KDM.	113
Şekil 6.12. Kontrol işaretleri: a) ISTE PID, Karakt.-yer PID, b) KDM.	114
Şekil 6.13. PID kontrolde α parametresi kullanıldığında elde edilen kontrol işaretinin genliği ile aynı genlikte işaret üreten bir KDM kontrolör kullanıldığında elde edilen çıkış zaman cevabı eğrisi.	114
Şekil 6.14. $\alpha=0$ için birim basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). ISTE PID, Karakteristik-yer PID, — KDM.	115

- Şekil 6.15. Seçilen üç kontrol sistemi için, kazanç değerlerinde meydana gelen değişimlere karşı birim basamak cevapları: ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$ için) a) ISTE PID, b) Karakteristik-yer PID, c) KDM. 117
- Şekil 6.16. Birim basamak bozucu işaret cevapları: ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$, $d_1=1.u(t)$, $d_2=1.u(t)$). ISTE PID, ---- Karakteristik-yer PID, — KDM. 117
- Şekil 6.17. Her üç girişe birim basamak fonksiyonu uygulandığında KDM ile kontrol edilen sisteme ait cevap eğrileri: a) 1 nolu çıkış, b) 2 nolu çıkış, c) 3 nolu çıkış. 120
- Şekil 6.18. Her bir kanaldaki transfer fonksiyonunun kazanç değerinde nominal değer ile nominal değerden $\pm\%20$ 'lik iki değişim varken ve her bir kanalda $t=1.5 s$ anında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etki mevcutken elde edilen cevap eğrileri: a) 1 nolu, b) 2 nolu, c) 3 nolu çıkış. 121



TABLOLAR LİSTESİ

Tablo 3.1. Bazı standard formlar için kararlılık indeksi	35
Tablo 3.2. Standard Manabe formuna ait prototip karakteristik polinomlar.	36
Tablo 3.3. KDM tarafından kullanılan üç değişik forma ait kararlılık indeksleri.	36
Tablo 3.4. Standard Manabe formuna ait prototip karakteristik polinomların kökleri.	38
Tablo 4.1. Değişik bozucu türleri için seçilmesi gereken $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolörleri.	42
Tablo 4.2. Şekil 4.10'da verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.	61
Tablo 4.3. Şekil 4.11'de verilen kontrol işareti eğrilerine ait performans değerleri.	62
Tablo 4.4. Her bir metoda ait açık çevrim transfer fonksiyonları yardımı ile elde edilen kazanç ve faz sınır payları ile ait oldukları frekans değerleri.	64
Tablo 4.5. Her bir metoda ait kapalı çevrim transfer fonk.ları yardımı ile elde edilen band genişliği ve frekans kazanç cevabının maksimum taşma değerleri.	65
Tablo 5.1. Şekil 5.3'te verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.	76
Tablo 5.2. Açık çevrim transfer fonksiyonları yardımı ile elde edilen kazanç ve faz sınır payları.	79
Tablo 6.1. Şekil 6.6'da verilen zaman cevabı eğrilerine ait bazı performans değerleri.	104
Tablo 6.2. PI kontrolör parametreleri	110
Tablo 6.3. PID kontrolör parametreleri	110
Tablo 6.4. Şekil 6.10 ve 6.11'de verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.	116
Tablo 6.5. Şekil 6.17'de verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri (her üç girişte birim basamak girişi var iken).	119

SİMGELER

$G(s)$	Kontrol edilmesi istenen sisteme ait transfer fonksiyonu
$N(s)$	$G(s)$ transfer fonksiyonunun pay polinomu
$D(s)$	$G(s)$ transfer fonksiyonunun payda polinomu
$G(s)H(s)$	Açık çevrim transfer fonksiyonu
$C(s)$	Kontrolör transfer fonksiyonu (1DKS yapısı için)
$C_1(s)$ ve $C_2(s)$	Kontrolör transfer fonksiyonları (2DKS yapısı için)
$G_c(s)$	Kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonu
r	Kontrol sistemine ait referans giriş işareti
y	Sistem veya kontrol sistemine ait çıkış işareti
u	Kontrolör tarafından üretilen kontrol işareti
e	Kontrol sisteminde üretilen hata işareti
d	Sisteme etkiyen bozucu işaret
n	Kontrol sisteminin çıkışında ölçme aletinden oluşan gürültü işareti
x	Durum değişkenleri vektörü
$A(s)$	2DPKS yapısındaki kontrolörün payda polinomu
p	$A(s)$ kontrolör polinomunun derecesi
l_i	$A(s)$ kontrolör polinomunun katsayıları
$B(s)$	2DPKS yapısındaki kontrolörün geri besleme pay polinomu
q	$B(s)$ kontrolör polinomunun derecesi
k_i	$B(s)$ kontrolör polinomunun katsayıları
$F(s)$	2DPKS yapısındaki kontrolörün referans pay polinomu
$P_{hedef}(s)$	KDM ile tasarımda hedeflenen karakteristik polinom
$P(s)$	Kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomu
α_i	Karakteristik polinomun katsayıları
s_i	Karakteristik polinomun kökleri
τ	Eşdeğer zaman sabiti
γ_i	Kararlılık indeksi
γ_i^*	Kararlılık sınır indeksi
λ_i	Lipatov-Sokolov kriterinde kullanılan kararlılık parametresi
w_i	Bode eğrisinin asimptotik-çizgi yaklaşımı için kırılma noktaları
K_p	PID kontrolöre ait oransal sabit
T_i	PID kontrolöre ait integratör sabiti

T_d	PID kontrolöre ait türevsel sabit
α	PID kontrolör için türev filtresi
t_s	yerleşme süresi
t_r	yükselme süresi
w_{KP}	kazanç sınır payı için geçiş frekansı
w_{FP}	faz sınır payı için geçiş frekansı
$C_{si}(s)$	Tam uygunluk özelliğine sahip transfer fonksiyonları
$\bar{N}_i(s)$	Tam uygunluk özelliğine sahip 2x1 kontrolör için pay polinomları
$\bar{D}(s)$	Tam uygunluk özelliğine sahip 2x1 kontrolör için payda polinomlarının en küçük ortak katı
q, r	Belirsizlik parametrelerine ait vektörler
$G(s, q, r)$	Belirsiz yapılı transfer fonksiyonu
Q, R	Belirsizlik bölgeleri
$D(s, q)$	Belirsiz yapılı transfer fonksiyonunun paydası
$N(s, r)$	Belirsiz yapılı transfer fonksiyonunun payı
$f(x_i)$	Sistemin doğrusal olmayan kısmını ifade eden matematiksel ifade
ϕ	$f(x_i)$ 'nin çıkışındaki işaret
$G_{ij}(s)$	ÇGÇÇ sistemin transfer matrisini oluşturan transfer fonksiyonları
$H_{ij}(s)$	ÇGÇÇ sistem için tasarlanan ön-kontrolöre ait transfer matrisini oluşturan transfer fonksiyonları
$H_d(s)$	$H_{ij}(s)$ transfer fonksiyonlarının ortak payı
γ_{int}	ÇGÇÇ sistemde çapraz girişlerin karşı çıkışlara olan etkileşimi

KISALTMALAR

TGTÇ	Tek-Girişli Tek-Çıkışlı sistem
ÇGÇÇ	Çok-Girişli Çok-Çıkışlı sistem
MIMO	Multi-Input Multi-Output (ÇGÇÇ) sistem
SISO	Single-Input Single-Output (TGTÇ) sistem
2DKS	İki Dereceli Kontrol Sistem yapısı
1DKS	Tek Dereceli Kontrol Sistem yapısı
2DPKS	İki Dereceli Polinomsal Kontrol Sistem yapısı
KDM	Katsayı Diyagram Metodu
KD	Katsayı Diyagramı
PID	Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegratör-Türevsel kontrol)
PI-PD	Proportional-Integral Proportional-Derivative (Oransal-İntegratör Oransal-Türevsel kontrol)
KP	Kazanç sınır Payı
FP	Faz sınır Payı
ICD	Individual Channel Design (Bölünmüş Kanal Tasarımı metodu)
ITAE, ISE	Optimal performans için standart formlar
MISE, ISTE	Optimal performans için standart formlar

1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Kontrol literatüründe en temel kavramlar sistem, kontrolör ve kontrol metodu olarak ifade edilebilir. Bu kavramlardan birisinin eksik olması kontrol işleminin yapılamamasına neden olur. Bu çalışmada "sistem" ile, arzu edilen performans özelliklerini ancak kontrol edildikten sonra sağlayan fiziksel ortam ya da onun matematiksel modeli kastedilecektir. Arzu edilen performansın sağlanabilmesi için sisteme eklenen eleman "kontrolör" olarak tanımlanırken, sistem ve kontrolörün bir arada bulunmasıyla elde edilen yeni sistem ise "kontrol sistemi" ile ifade edilecektir.

Pratikte kullanılan sistemler doğrusal, doğrusal olmayan, belirsiz yapılı veya çok değişkenli vb. farklı özelliklere sahiptirler. Ayrıca bir sistemin kontrolü için oluşturulan matematiksel modeli de, arzu edilen hassasiyetin derecesine göre değişik özelliklerde ve çok sayıda elde edilebilmektedir. Bu durumda ele alınan bir sistem için, kontrol sistem tasarımında hangi kontrol metodunun kullanılacağı önem kazanmaktadır. Kontrol metodlarının büyük bir kısmı doğrudan belirli özelliklere sahip sistemlerin (örneğin doğrusal bir sistem) kontrolünde kullanılmakta, diğer tip sistemler için yetersiz kalmakta veya tamamen başarısız olmaktadır. PID, LQG/LQR vb. metodlar ise zaman içinde ortaya çıkan ihtiyaçlar doğrultusunda modifiye edilerek değişik özellikte bir çok sistem için kullanılmaktadırlar. Ancak bu tür metodlarda da kontrolör tasarımı için açık ve kolay bir prosedür bulunmaması sonucu yapılan çalışmalar, "Katsayı Diyagram Metodu (KDM)" olarak adlandırılan polinomsal gösterime sahip ve tasarım prosedürü anlaşılır (aynı zamanda açık) bir metodu ortaya çıkarmıştır (Manabe ve Kim, 2000).

Kısım 1.2'de anlatılacağı gibi şimdiye kadar KDM ile daha çok doğrusal yapıdaki sistemlerin kontrolü üzerinde durulmuş ve değişik özellikteki sistemler üzerinde fazla çalışılmamıştır. Bu nedenle bu tez çalışmasının temel amacı, pratikteki sistemlerin daha çok belirsiz, doğrusal olmayan veya çok değişkenli yapıda olmasından dolayı KDM ile bu sistemlerin kontrol edilip edilemeyeceğinin araştırılmasıdır. Çalışmanın tamamlanması ile elde edilen sonuçlar Bölüm 7'de verilmiş ve KDM'in değişik

özellikteki sistemlerin kontrolünde ne kadar başarılı olduğu belirlenmiştir. Bu ise KDM'in önemli bir kontrol metodu olduğunun bir göstergesidir.

Çalışmaya ait organizasyonu vermeden önce, Kısım 1.2'de şimdiye kadar KDM üzerine yapılan ya da KDM ile ilişkili olan çalışmalar hakkında kısa bir özet verilecektir.

1.2. Konu İle İlgili Daha Önce Yapılan Çalışmalara Genel Bir Bakış

Katsayı Diyagram metodu, kontrol teorisinde son zamanlarda ortaya çıkan ve araştırmacıların üzerinde her gün daha da artan bir ivme ile çalışma yaptıkları bir metoddur. Metodun ortaya çıkmasında daha önce yapılan bazı çalışmaların büyük etkisi olmuştur. Bunlar şu şekilde sıralanabilir:

- KDM iki dereceli kontrol sistem (2DKS) yapısını kullanır. Bu yapı ilk önce Horowitz (1963) tarafından önerilmiş ve çalışılmıştır (Morari, 1989). Daha sonra Aström (1980), Aström ve Wittenmark (1984), Chen ve Zhang (1985) tarafından yapılan çalışmalar ile 2DKS yapısının avantajları ortaya konmuş ve bunun sonucu olarak da bundan sonraki çalışmalarda yapı sıkça kullanılır olmuştur (Chen, 1992).
- KDM kontrolör tasarımında polinomsal gösterim ve lineer cebrik yaklaşımı kullanır. Kontrol teorisinde bu tür çalışmalar daha önce ilk defa Shipley (1963) tarafından yapılmış, daha sonra Chen (1969), Franklin ve diğ. (1986), Chen (1987), Chen ve Seo (1990) ile devam etmiştir.
- KDM'de kontrol sisteminin kararlılığının sağlanabilmesi için Lipatov ve Sokolov'un (1979) önerdikleri bir kriterden faydalanılır (Manabe, 1998a). Kararlılık için yeterlilik şartlarını veren bu kriter Sokolov ve Lipatov (1972), Lipatov (1976) çalışmalarının bir sonucu olarak ortaya çıkmıştır. Lipatov-Sokolov kriterinin KDM'den başka hiçbir kontrol metodunda kullanıldığı ise hiç rapor edilmemiştir.
- KDM, kontrol sisteminin kutuplarının yerlerini belirlemek için Standart Manabe Formunu kullanır (Manabe, 1994a). Standart formlar geliştirmek için yapılan ilk çalışmalar Graham ve Lathrop'un (1953) bulduğu ISE (Integral of Square Error) ve ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute value of Error) formlarına dayanır. Daha sonra Kessler'in geliştirdiği ve kontrol sisteminin birim basamak cevabındaki

%8'lik sabit taşıma sağlayan standart form (Kessler, 1960) ise Standart Manabe Formu için bir prototip olmuştur.

Buraya kadar adı geçen çalışmaların, Prof. Shunji Manabe tarafından birleştirilmesi sonucu önerilen KDM'in temelleri ilk olarak (Manabe, 1991) çalışmasıyla atıldı. Metodun verimliliği Tanaka ve Ashikaga (1992), Hori (1994), Manabe (1994a, b ve c) tarafından yapılan uygulama çalışmaları ile rapor edildi.

KDM için en önemli çalışma 1998'de sunulan "Coefficient Diagram Method" adlı yayındır (Manabe, 1998a). Bu çalışma, metod ve metodun dayandığı temellerin ayrıntılı olarak ortaya konulması bakımından bundan sonraki çalışmalar için önemli bir referans özelliği taşımaktadır. Zaten bundan sonra KDM üzerine çalışmalarda bir hızlanma görülmektedir. Daha çok iyi bilinen bazı problemler için kontrol uygulaması niteliğinde olan bu çalışmaların en önemlileri şu şekilde sıralanabilir:

1. LQR (Linear Quadratic Regulator) için KDM yardımı ile ağırlık (weight) fonksiyonunun analitik yolla seçimi (Manabe, 1998b),
2. Sürekli zamanlı sistemlerin KDM ile kontrolü (Hamamcı ve Uçar, 1999),
3. Sıvı seviye ölçüm işlemlerinde KDM'in kullanılması (Kumpanya ve diğ., 2000),
4. KDM ile dayanıklı kontrol için bazı karşılaştırmalı çalışmaların yapılması (Kim ve diğ., 2000a),
5. Bir robot kolunun KDM ile kontrolü (Uçar ve Hamamcı, 2000),
6. Üç ataletli esnek bir sistem için moment kontrolü (Nakayama ve diğ., 2000),
7. Çok değişkenli sistemlerin Bölünmüş Kanal Tasarımı (ICD) metodu ve KDM ile kontrolü için bir uygulama: Kızgın haddeleme sisteminin kontrolü (Kim ve diğ., 2000b),
8. Bir armatür kontrollü dc motorun KDM ile dayanıklı pozisyon kontrolü (Hamamcı ve Köksal, 2001).
9. Belirsiz yapılı sistemlerin model tabanlı dayanıklı kontrolü (Hamamcı ve Ucar, 2002; kabul edildi-basımında).

Yapılan bu çalışmalara rağmen, KDM ile kontrol sistem tasarımı oldukça aktif bir çalışma alanıdır. Metodun henüz yeni olması nedeniyle, cevaplanması gereken bir çok nokta ve değinilmesi gereken bir çok çalışılmamış konu mevcuttur. Zaten bu tez çalışmasının ana amacı da çalışılmamış bazı konular üzerinde orijinal sonuçlar üretmektir.

1.3. Tez Çalışmasının Organizasyonu

Bu çalışma, değişik özellikteki sistemler için Katsayı Diyagram Metodu kullanılarak kontrol sistemlerinin tasarımı üzerine daha ileri araştırma ve incelemeler yapılması amacıyla gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın temel amaçları doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlerin KDM ile kontrolü için daha önce verilen prosedürler göz önüne alınarak daha açık ve anlaşılır bir tasarım prosedürünün geliştirilmesi, bu prosedür için kullanışlı bir paket programının oluşturulması, bazı belirsiz yapıları ve doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolünün gerçekleştirilmesi ve çok değişkenli sistemlerin kontrolü üzerine kontrol stratejilerinin geliştirilmesi şeklinde ifade edilebilir. Buna göre çalışma için yapılan düzenleme aşağıdaki şekilde hazırlanmıştır:

Bölüm 2: Kontrol Teorileri ve Lineer Cebrik Yaklaşım

Bu bölümde ilk önce klasik ve modern kontrol olmak üzere iki gruba ayrılan kontrol metodları genel olarak ele alınacak ve temel farkları özetlenecektir. Daha sonra modern kontrol metodları içinde tanımlanan ve hem klasik hem de modern kontrol teorilerinin avantajlı özelliklerini bünyesinde birleştiren Lineer Cebrik Yaklaşım ana hatları ile tanıtılacaktır. Son olarak, kontrol teorisinde iki önemli özellik olan sistem gösterimi ve tasarım prosedürü göz önüne alındığında, Lineer Cebrik Yaklaşım ait metodların diğer metodlara göre avantajları ifade edilecektir.

Bölüm 3: Katsayı Diyagram Metodu

Bu bölümde lineer cebrik yaklaşım metodları içinde en kullanışlı ve en sistematik metod olan Katsayı Diyagram Metodu tanıtılacaktır. KDM iki dereceli polinomsal kontrol sistem yapısını kullanan, tasarımda katsayı diyagramı olarak adlandırılan ve kararlılık, cevap hızı, dayanıklılık gibi önemli performans özelliklerinin tek bir diyagram üzerinde gözlendiği görsel bir araca sahip olan, kararlılık analizi için yapısına Lipatov-Sokolov yeterlilik kriterlerini dahil eden ve karakteristik polinomun elde edilmesinde standart Manabe formunu kullanan polinomsal bir metoddur. Sıralanan tüm bu özellikler, ayrı kısımlar altında ele alınacak ve formülasyonlara ait bazı ispatlar EK-1 ve 2'de verilecektir.

Bölüm 4: KDM ile Kontrolör Tasarım Prosedürü ve Gerçekleştirme

Literatürde doğrusal-zamanla değişmeyen sistemlerin KDM ile kontrolü için verilen tasarım prosedürü, metod ile yeni tanışan ve deneyimsiz tasarımcılar için oldukça yetersiz kalmaktadır. Bu bölümde, geliştirilerek sistematik bir hale getirilen yeni bir tasarım prosedürü ayrıntılı olarak tanıtılacaktır. Oluşturulan prosedür için MATLAB ortamında bir paket program hazırlanmış ve KDMCAD olarak adlandırılmıştır. Kısım 4.3'te KDMCAD ile kontrolör tasarımının nasıl yapılacağı anlatılacak ve bölüm sonunda bir tasarım uygulaması verilecektir. Ayrıca KDM ile tasarlanan kontrolörün nasıl gerçekleştirileceğine ait bilgiler de ayrıntılı olarak ifade edilecektir.

Bölüm 5: Bazı Belirsiz Yapılı ve Doğrusal Olmayan Sistemlerin KDM ile Kontrolü

Kontrolör tasarımında kullanılan matematiksel model çoğu zaman belirsiz yapılı veya doğrusal olmayan özelliğe sahiptir. Bu bölümde önce parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin KDM ile kontrolü için oluşturulan bir tasarım prosedürü verilecek ve bir radar anteni için tasarım uygulaması yapılacaktır. Daha sonra doğrusal olmayan sistemlerin, doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlere benzer bir şekilde kontrolü için geliştirilen yeni bir strateji ve tasarım prosedürü tanıtılacaktır. Oluşturulan strateji ve prosedürün verimliliği bir tasarım uygulaması ile gösterilecektir.

Bölüm 6: Çok Değişkenli Sistemlerin KDM ile Kontrolü

Bu bölümde çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolü için "kanalları ayrıştırma metodu" ve "bozucu model metodu" olarak adlandırılan iki metod tanıtılacaktır. Her iki metoddaki temel amaç, $n \times n$ boyutlu bir sistemin n tane tek değişkenli sisteme dönüştürülmesi ve elde edilen bu sistemler için Bölüm 4'te verilen prosedür ile kontrolör tasarımı yapılmasıdır. Her iki metodun tanıtımından sonra tasarım uygulamaları verilerek metodların başarısı gösterilecektir.

Bölüm 7: Sonuçlar ve Tartışma

Bu çalışma ile elde edilen yeni ve orijinal sonuçlar sıralanarak, gelecekte yapılması planlanan araştırmalara ait bazı öneriler verilecektir.

2. KONTROL METODLARI VE LİNEER CEBRİK YAKLAŞIM

2.1. Giriş

Genel olarak bir sistemin, belli bir performans kriteri veya çeşitli performans şartlarını sağlayacak şekilde çalışması istenir. Eğer sistem bu şartları sağlamıyorsa bir kontrol probleminin varlığından söz edilir. Bu durumda, arzu edilen sistem performansını sağlayabilmek için çoğu zaman kontrolör adı verilen ilave bir donanımın sisteme eklenmesi gerekir (D'azzo ve Houpis, 1981). Kontrol sistem yapısını ve kontrolörün tipini belirlemek için değişik kontrol tekniklerinden faydalanılır. Pratikte bir sistemi çeşitli harici ve dahili bozucu işaretler etkilemekte ve bunun yanı sıra çalışma sırasında sistem parametrelerinde değişimler meydana gelmektedir. Bu nedenle bu tür etkilere karşı daha az duyarlı olan geri beslemeli sistem yapısını kullanan kontrol metodları tercih edilir (Rohrs ve diğ., 1993). Geri beslemeli kontrol sistem tasarımı için birçok metot geliştirilmiştir. Kronolojik olarak belirtmek gerekirse (Chen, 1992), kontrol sistemlerinin tasarımı için ilk olarak 1940'larda frekans-cevap metodu (frequency-response method) geliştirildi. Tasarım işleminde sisteme ait frekans eğrilerinin kullanıldığı bu metodun en önemli özelliği tasarım için transfer fonksiyonunun tam olarak bilinmesine gerek duyulmamasıdır. Sinüs işareti şeklinde bir giriş uygulanarak elde edilen sistem çıkışına ait ölçülmüş genlik ve faz değerleri ile uygun bir kontrol sistem tasarımı kolayca gerçekleştirilebilmektedir (Franklin ve diğ., 1986). Bu özelliği nedeniyle frekans-cevap metodu bugün endüstride halen kullanılmaktadır. Ancak özellikle kararsız kutuplara sahip sistemlerin kontrolünde yetersiz kalması nedeniyle 1950'lerde kök-yer metodu (root-locus method) geliştirildi. Transfer fonksiyonu tabanlı olan bu metotlar "klasik kontrol teorisi" içinde sınıflandırılmaktadırlar.

Mühendislik sistemlerinde modern yaklaşım, karmaşık yapıdaki sistemler ve buna karşılık arzu edilen verimin elde edilmesi ihtiyacı ile 1960'larda durum-uzay gösteriminin geliştirilmesiyle ortaya çıktı (Ogata, 1970). Bu gösterim ile kontrol edilebilirlik ve gözlemlenebilirlik kavramları (Kalman, 1963) tanıtılarak sistem yapısının daha iyi anlaşılması sağlandı. Bu özelliği kullanan ve "modern kontrol

metodları” içinde optimal kontrol metodları olarak adlandırılan kutup-yerleştirme (pole-placement) ve LQR gibi metodlar endüstride klasik kontrol metodları ile birlikte kullanılmaya başladı (Franklin ve diğ., 1986). 1970'lerin sonunda, yapısında çeşitli belirsizlikler bulunan sistemler üzerine yapılan çalışmalar dayanıklı kontrol metodlarını ortaya çıkardı. Kontrol işleminde belirsizliğin öncelikli olarak göz önüne alındığı H_2 , H_∞ ve μ gibi dayanıklı kontrol metodlarının kullanılmasıyla daha avantajlı ve gerçek sonuçlar elde edilmeye başlandı (Tan, 1999).

1980'lerde, lineer cebrik denklemlerin çözümü ile minimum dereceli kontrolör tasarımı amaçlayan ve “Lineer Cebrik Yaklaşım” olarak adlandırılan kontrol metodları ortaya çıkmaya başladı (Chen, 1992). Bu metodların en önemli özelliği aşağıda anlatılacağı gibi modern ve klasik teorisinin önemli özelliklerini bünyesinde birleştirmiş olmalarıdır. Tasarımda daha çok rasyonel fonksiyonların kullanıldığı bu yaklaşım içinde polinomsal gösterimi kullanan bir metod ise 1991’de Prof. Shunji Manabe tarafından önerilen Katsayı Diyagram Metodudur (Saito ve diğ., 1995).

Sonuç olarak kontrol metodları aşağıda verilen şekilde sınıflandırılabilirler:

1. Klasik kontrol teorisi metodları,
 - Frekans Cevap Metodu,
 - Kök-yer Metodu
2. Modern kontrol teorisi metodları,
 - Optimal Kontrol (Kutup-yerleştirme, LQR/LQG vb.),
 - Dayanıklı Kontrol (H_2 , H_∞ , μ kontrol vb.),
 - Lineer Cebrik Yaklaşım (KDM, Kutup-yerleştirme direkt metod vb.).

2.2. Klasik ve Modern Kontrol Teorileri

Kontrol sistem tasarımı açısından klasik ve modern kontrol teorilerinin felsefeleri birbirlerinden oldukça farklıdır. Klasik kontrol metodlarında kontrol edilen sistemin davranışının ihtiyaç duyulan bir performans şartları setine uyması istenir. Bu ihtiyaçlar farklı şekillerde tasarlanmış değişik kontrolörlerle sağlanabilir. Ancak bu tasarımlar, genellikle en uygun tasarım olarak tanımlanan optimal tasarım değildir. Modern kontrol metodlarında ise kontrol edilecek olan sistem için arzu edilen bir

performans kriteri seçilir ve tek bir tasarım çözümü elde edilir. Böylece tasarlanan kontrol sisteminin performansı optimal olarak gerçekleştirilmiş olur.

Klasik kontrol metotları arzu edilen sistem performansını sağlamak için kök-yer eğrileri ve frekans domeyni çizimleri gibi grafiksel analizlere dayanır. Ancak deneme-yanılma esasına dayanan ve optimal sistemlerin tasarımında kabul edilemeyecek olan bu prosedür nedeniyle en iyi sistem cevabını elde etmek çoğu zaman imkansızdır; Zaten birincil amaçta bu değildir. Modern kontrol teorisi ise arzu edilen sistem performansını sağlamak için değişik türlerde tanımları yapılmış performans indekslerinden birini kullanarak optimum tasarım yapılmasını öngörür. Bu nedenle en iyi sistem performansını elde etmek için klasik kontrol tekniklerinin tersine kapsamlı matematiksel analizlere dayanır. Bu şekilde klasik kontrol teorilerindeki deneme-yanılma yoluna gidilmeden tasarım gerçekleştirilmiş olur (D'azzo ve Houpis, 1981).

Halen endüstride klasik kontrol sistemlerinin kullanımı çok yaygındır. Buna karşın tasarım prosedüründeki kuvvetlilik ve optimal performans sağlaması nedeniyle modern kontrol teknikleri ile tasarlanan sistemlerin sayısı da gün geçtikçe artmaktadır. Özellikle yüksek hassasiyet isteyen uçak ve uzay çalışmaları için gerekli kontrol sistemlerinde modern kontrol teknikleri kullanılmaktadır.

Yukarıda anlatılanlardan farklı olarak klasik kontrol metotları ile modern kontrol metotları arasındaki temel farklar şu şekilde özetlenebilir:

- Modern kontrol teorisi bir zaman domeyni yaklaşımı iken klasik kontrol teorisi sadece basit lineer sistemler için kolay uygulanabilen frekans domeyni yaklaşımıdır. Bunun sonucu olarak modern kontrol metotları bilgisayar kullanımına daha uygundur. Buna karşın klasik kontrol metotları da özellikle karmaşık sistemlerin kontrolü için bilgisayar kullanımına ihtiyaç duyar. Ancak diğer teoriye göre bu kullanım daha zordur.
- Klasik kontrol teorisi tasarımda sistemin başlangıç şartlarını göz önüne almaz. Fakat modern kontrol teorisi ise kontrol edilecek sistemin başlangıç şartlarını da tasarıma dahil eder.
- Klasik kontrol metodları genel olarak TGTÇ sistemlerin kontrolünde başarılı iken, ÇGÇÇ ve nonlineer eleman içeren sistemlerin kontrolünde fazla başarılı değildir. Buna karşın modern kontrol metodları her üç sistem için de başarılı sonuçlar vermektedir.

- Klasik kontrolde tasarım tek bir referans test girişı göz önüne alınarak yapılmaktadır. Modern kontrolde ise tasarım değişik türden girişler göz önüne alınarak yapılmaktadır (D'azzo ve Houpis, 1981).
- Eğer kontrol edilecek sistem bir kararsız kutba sahipse klasik kontrol metotlarından frekans-cevabı metodu kullanılmaz. Bunun için kök-yer kontrol metodu ya da modern kontrol teknikleri tercih edilir.

2.3. Lineer Cebrik Yaklaşım

Modern kontrol teknikleri içinde sayılan lineer cebrik kontrol yaklaşımları (Linear Algebraic approaches) göz önüne alındığında, klasik ve daha ağırlıklı olarak modern kontrol teorilerini bünyesinde birleştirerek daha verimli ve kullanışlı bir kontrol sistem tasarımının gerçekleştirildiği görölmektedir. Bu yaklaşımda, hem klasik ve hem de modern kontrol teorilerinde görülen bazı dezavantajlar ortadan kaldırılarak bunların avantajlı kısımları tasarım yapısı içine dahil edilmiştir. Bu nedenle bu yaklaşım ayrı bir kontrol teorisi olarak göz önüne alınmaktadır (Manabe, 1998a).

Lineer cebrik yaklaşım ele alınan bir sistem ve arzu edilen performansı ifade eden bir hedef transfer fonksiyonu için, uygun bir geri beslemeli sistem yapısı seçilerek polinomsal yapıdaki bir kontrolörün belirlenmesinden ibarettir (Chen, 1987). Bu işlem sırasında sistemin transfer fonksiyonuna ait pay ve payda polinomlarının birbirinden bağımsız olduğu düşünülür. Lineer cebrik yaklaşımda kontrol sistemi için hedef transfer fonksiyonu, optimal kontrol metodlarında kullanılan standart formlar yardımı ile belirlenir (Chen ve Seo, 1990). Tasarımda daha çok klasik kontrol metodları tarafından kullanılan ve en temel kontrol sistem yapısı olarak bilinen birim geri besleme yapısının (unity feedback configuration) bozucu işaret etkisi ve sistemdeki parametre değişimleri sonucu yetersiz kalması nedeniyle, Kısım 3.2.1'de ayrıntısı verilecek olan iki dereceli kontrol sistem (2DKS) yapısı kullanılmaktadır. Yapının özelliği nedeniyle iki polinom ve bir ön-filtre (prefilter) elemanından oluşan kontrolör, bir doğrusal cebrik denklem setinin çözümü ile elde edilmektedir (Chen ve Liu, 1994). Bu şekilde belirlenen kontrolör polinomları matematiksel olarak kolayca ve minimum dereceli olarak elde edilmiş olur (Chen, 1992).

Lineer cebrik yaklaşım modern kontrol teorisi içinde sayılmasına rağmen, diğer modern kontrol metotları ile arasında temel olarak bazı farklar vardır:

1. H_2 kontrol, H_∞ kontrol ve μ -sentezi gibi dayanıklı modern kontrol metotları teorik olarak sentez ve analiz için faydalı bir metot olmalarına karşın, pratik uygulamalarda fazla kullanılmazlar. Çoğu endüstriyel uygulamalarda halen PID veya basit ve sabit dereceli kontrolörler kullanılmaktadır. Bunun sebebi optimal ve dayanıklı kontrol metotlarının çoğu ile tasarlanan kontrolörlerin derecesinin genellikle büyük olması ve pratikte oldukça önemli olan sabit yapı ve sabit derece gibi gerçek donanımsal kısıtlamalara sahip olmamalarıdır. Ayrıca son zamanlarda böyle yüksek dereceden kontrolörlerin, kontrolör parametrelerinin değişimine karşı oldukça duyarlı oldukları rapor edilmiştir (Keel ve Bhattacharyya, 1997). Pratik uygulamalardaki öneminden dolayı, parametrik belirsizliğe sahip lineer zamanla değişmeyen bir sistemin kontrolünde sabit dereceli kontrolör tasarımı oldukça önemlidir (Soh, 1987; Keel ve Bhattacharyya, 1999). Model-uygunlaştırma problemi (model-matching problem) (Chen, 1987) olarak adlandırılan bu probleme en uygun çözümü lineer cebrik metotlar getirmiştir. Bu metotlarda yalnızca sistemin kutupları değil aynı zamanda sıfırları da uygun bir şekilde yerleştirilmekte ve özellikle KDM ile arzu edilen kararlılık, cevap ve dayanıklılık şartlarına sahip daha düşük ve sabit dereceli kontrolör tasarımı sağlanmaktadır.
2. Modern kontrol metotlarının çoğunun teorileri oldukça karmaşıktır (Manabe ve Kim, 2000). Buna karşın lineer cebrik metotların teorisi, tüm kontrol metotları içinde en kolay olanıdır.
3. Lineer cebrik yaklaşım, özellikle kullandığı iki-serbestlik dereceli (two-degree of freedom) yapı sayesinde zaman cevabı açısından oldukça avantajlı sonuçlar elde edilmesini sağlamaktadır.

2.3.1. Matematiksel Gösterim:

Bir sistemin modellenmesi sırasında her bir sistem elemanının davranışını ve bu elemanlar arasındaki ilişkileri tanımlayacak diferansiyel denklemler geliştirilir. Bu

denklemlerden sistemin matematiksel gösterimi elde edilir. Bu gösterim, en genel biçimde üç kategoriye ayrılabilir:

1. Transfer fonksiyonu gösterimi,
2. Durum-uzay gösterimi,
3. Polinomsal gösterim.

Transfer fonksiyonu doğrusal, zamanla değişmeyen ve TGTÇ bir sistemin tüm başlangıç şartları sıfır iken sistem çıkışının Laplace dönüşümünün girişin Laplace dönüşümüne oranı olarak tanımlanır. Böyle bir sistemin transfer fonksiyonu genel olarak

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanır. Burada n sistem derecesi, $N(s)$ ve $D(s)$ ise transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomlarıdır. Özellikle payda polinomu sistemin karakteristiğini belirlemede önemli rol oynamaktadır. Bu gösterim daha çok klasik kontrol teorilerinde kullanılmaktadır. Transfer fonksiyonu gösterimi giriş ve çıkış değişkenlerinin haricindeki tüm sistem değişkenlerinin elimine edilmesiyle oluşturulmakta ve başlangıç şartları ile sistem girişleri göz önüne alınmamaktadır (Rohrs ve diğ., 1993). Bu gösterimin en önemli avantajı el ile yapılan hesaplar için oldukça kolay ve aşırı matematiksel bilgi gerektirmemesidir. Ancak, payın derecesinin paydadan daha büyük olduğu durumlarda ortaya çıkan gerçekleştirme problemleri ve kontrol edilemeyen veya gözlemlenemeyen durumlar nedeniyle ortaya çıkan kutup-sıfır iptalleri sebebiyle istenmeyen durumların meydana gelmesi bu gösterimin dezavantajlarıdır.

Durum-uzay gösterimi giriş ve çıkış terminal karakteristiklerine ilaveten sistemin iç davranışlarını ifade eden durum değişkenlerinin de göz önüne alındığı denklemler ile tanımlanır. Bir sistemin durum denklemleri genel olarak

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \quad (2.2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada y sistemin çıkışı, u kontrol ve x ise durum değişkenlerini içeren durum vektörünü ifade ederken, A , B , C ve D matrisleri ise durum-uzay matrisleri olarak tanımlanırlar. Sistemin durum değişkenleri, enerji depolayan elemanlardan seçilir. Bu seçim tek değildir ve değişik şekillerde seçim yapılabilir. Gösterimde sistemin karakteristik özelliğini belirleyen A matrisidir. Durum-uzay gösterimi daha çok modern kontrol teorilerinde kullanılmaktadır (Brogan, 1985). Bu gösterimin en önemli avantajı transfer fonksiyonu gösteriminde karşılaşılan kutup-sıfır iptallerini ortadan kaldırmasıdır. Ancak gösterimin kendisi karmaşıktır. Çünkü sadece A matrisine bakıldığında n yerine n^2 parametre ile karşılaşılmaktadır (Manabe ve Kim, 2000). Ayrıca özellikle büyük dereceli sistemler için hesaplamaların el ile yapılması neredeyse imkansızdır. Bu durumda bilgisayar kullanımı, yapılacak olan karmaşık işlemleri kolaylaştırmaktadır. Ancak sürekli olarak bilgisayara bağlı kalmak da bir dezavantaj olarak görülebilir.

Polinomsal gösterim transfer fonksiyonu gösterimine benzer olarak giriş ve çıkış arasındaki ilişkinin göz önüne alındığı, ancak bu ilişkinin birbirinden bağımsız polinomlar olarak düşünülmesi şeklinde tanımlanır. Bir sistemin polinomsal gösterimi genel olarak

$$\begin{aligned} N(s) &= b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0 \\ D(s) &= a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 \end{aligned} \quad (2.3)$$

şeklinde tanımlanır. Burada $N(s)$ ve $D(s)$ sistemi ifade eden transfer fonksiyonunun birbirinden bağımsız pay ve payda polinomlarıdır. Karakteristik polinom olarak da adlandırılan $D(s)$ polinomu sisteme ait önemli bilgileri içermektedir. Daha çok lineer cebrik kontrol teorilerinde sistem gösterimi için kullanılan polinomsal gösterimde, transfer fonksiyonunun bağımsız polinomlara bölünmesi ile kutup-sıfır iptalleri ortadan kalkmaktadır. Polinomlarla yapılan işlemler, diğer iki gösterimdeki rasyonel ifadeler ve matris hesaplarına göre oldukça kolaydır (Manabe, 1998a). Böylece çoğu zaman bilgisayara gerek kalmadan el ile hesaplamalar gerçekleştirilebilmektedir. Polinomsal gösterim aynı zamanda durum-uzay gösteriminin gözlemlenebilir kanonik formuna eşdeğerdir.

2.3.2. Tasarım Prosedürü:

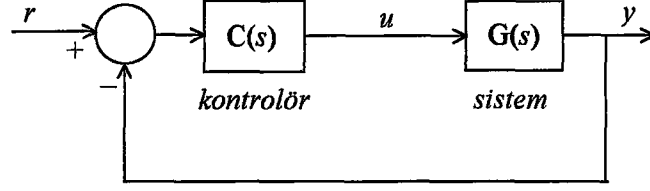
Genel olarak bir kontrol sistemi tasarım problemi, kontrol edilmesi istenen sistemin dinamikleri ve arzulanan performans özellikleri göz önünde bulundurularak bir kontrolör seçiminden ibarettir. Uygun bir şekilde seçilen kontrolör yardımı ile elde edilen kapalı çevrim sistemi, arzu edilen bir dengede kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılığa sahip olacaktır.

Klasik kontrol teorilerinde ilk önce bir geri besleme konfigürasyonu ve pratik sınırlamalar altında bir kontrolör seçilir. Bunun sonucunda elde edilen kapalı çevrim sisteminin, performans özelliklerini sağlayıp sağlamadığına bakılır. Eğer özellikler sağlanmıyorsa önce kontrolör, daha sonrada konfigürasyon değiştirilerek işlemler tekrarlanır. Uygulanan bu yöntem harici yaklaşım (outward approach) olarak adlandırılır.

Modern kontrol metotlarında ilk önce arzu edilen tasarım özelliklerini sağlayan ve seçilen bir performans indeksini minimize edecek şekilde bir hedef kapalı çevrim sistemi seçilir. Daha sonra uygun bir geri besleme konfigürasyonu ve kontrolör belirlenir. Eğer kontrolör pratik sınırlamalarla uyumlu değilse kapalı çevrimli sistem yeniden düzenlenerek işlemler tekrarlanır. Bu şekildeki tasarım yöntemi de dahili yaklaşım (inward approach) olarak adlandırılır (Chen, 1992).

Lineer cebrik kontrol metotlarında ise dahili ve harici yaklaşım birleştirilerek eş zamanlı yaklaşım (simultaneous approach) kullanılmaktadır. Bu yaklaşımda ilk önce hedef kapalı çevrimli sistem ile kontrolörün tipi ve derecesi beraber olarak belirlenir. Daha sonra tasarımın gidişatına göre kontrolörün katsayıları belirlenir. Eş zamanlı yaklaşımın özelliği nedeniyle tasarımcı, arzu edilen performans ile kontrolörün karmaşıklığı arasında iyi bir denge kurabilir. Bu şekilde pratik sınırlamalar altında en basit kontrolör fazla bir zorlukla karşılaşılmasızın elde edilmiş olur (Manabe, 1998a).

Felsefeleri tamamen farklı olan bu üç yaklaşımı daha iyi anlamak için Şekil 2.1'deki genel bir kontrol sistem yapısını göz önüne alalım. Burada r referans giriş işareti, u kontrol işareti ve y ise çıkış işaretidir. $G(s)$ kontrol edilmesi istenen sistemi temsil ederken $C(s)$ ise kontrolörü ifade etmektedir. Kontrol edilmesi istenen sistemin transfer fonksiyonu



Şekil 2.1. Genel bir geri beslemeli kontrol sistem konfigürasyonu.

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (2.4)$$

ve tasarlanacak olan kontrolörün transfer fonksiyonu ise

$$C(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (2.5)$$

olarak tanımlanır. Buna göre kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonu ise

$$G_c(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} = \frac{N(s)B(s)}{D(s)A(s) + N(s)B(s)} \quad (2.6)$$

şeklinde elde edilir. Harici yaklaşımda önce $C(s)$ kontrolörü seçilir ve daha sonra arzulanan performansa sahip kapalı çevrim transfer fonksiyonunun bulunmasına doğru çalışma yürütülür. Dahili yaklaşımda ise iyi bir $G_c(s)$ kapalı çevrim transfer fonksiyonunun seçiminden başlanarak kontrolör elde edilene kadar işlem devam ettirilir. Eş zamanlı yaklaşımda ise önce $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomlarının tipi ve dereceleri belirlenerek bu polinomlara bağlı kapalı çevrim transfer fonksiyonu kısmen elde edilir. Seçilen bir optimal performans kriterine göre hem kontrolör ve hem de kapalı çevrimli sistemin tüm parametreleri aynı anda elde edilir.

2.4. Özet

Günümüzde kontrol sistem tasarımı için kullanılacak olan kontrol metodu verimlilik, maliyet vb. nedenlerden dolayı belli bir sıraya göre belirlenir. Tasarım probleminin karmaşıklığı hakkında bilgi edinmek için kontrol edilecek sistemin kazancına karşı bir kök-yer eğrisi ve frekans cevabı (Bode) eğrisi oluşturulur. Eğer sistem-aktuator-sensör modeli kararlı ve minimum fazlı ise frekans-cevap kontrol metodu kullanılması yeterlidir. Diğer taraftan sağ yarı düzlemde kararsız kutup olması durumunda kök-yer kontrol metodu kullanılır. Her iki durumda genellikle ileri, geri veya ileri-geri tip kontrollerinden en basiti kullanılarak kontrol edilen sistemin performans şartları ile buluşması sağlanır. Eğer bir kalıcı-hal hatası mevcutsa, bu durumda tasarıma integral kontrol dahil edilir. Arzu edilen özelliklerin sağlanmaması durumunda aktuator ve/veya sensör seçimleri değiştirilebilir ya da sistem için göz önüne alınan modelde düzeltmeler yapılabilir.

Deneme-yanılma yoluyla tasarlanan kontrolör arzulanan performansı yeterince sağlamazsa, optimal modern kontrol metotları göz önüne alınır. Zaman cevabı özelliklerini elde etmek için kontrol kutuplarının yerleri ve sistemdeki çeşitli gürültüler nedeniyle kullanılan tahmin edicinin (estimator) kutuplarının yerleri belirlenir. Tasarımın kararlılık marjlerini ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını tespit etmek için açık-çevrim frekans cevabı ve kök-yer eğrisi çizdirilir. Kararlılık, sistem cevabı, sistem çıkışındaki gürültü ve dayanıklılık arasında en iyi denge sağlanacak şekilde kutup yerleşimleri optimize edilir. Eğer dayanıklılık yeterince sağlanamıyorsa H_2 , H_∞ ve μ gibi teorisi daha karmaşık, ancak dayanıklı modern kontrol metotları kullanılabilir.

Yapılan çalışmalar göstermiştir ki kontrol sistem tasarımı yukarıda sayılan sıranın takip edilmesine gerek kalmadan doğrudan doğruya klasik ve modern kontrol teorilerini bünyesinde birleştiren lineer cebrik kontrol yaklaşımı ve özellikle KDM'nin kullanılması ile arzu edilen performans karakteristikleri en az maliyet ve en yüksek verimlilikle elde edilmektedir (Manabe, 1998a). Çünkü tasarlanan kontrolör en küçük dereceden seçilmekte ve ayrıca kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılık arasında en iyi denge sağlanmaktadır.

Bir sonraki bölümde lineer cebrik metotlar içinde en kullanışlı ve kontrol sistem tasarımı için en avantajlı metod olan KDM hakkında temel bilgiler verilecektir.

3. KATSAYI DİYAGRAM METODU

3.1. Giriş

Katsayı diyagram metodu, Prof. Shunji Manabe tarafından geliştirilen ve polinomsal gösterime dayanan bir metoddur (Manabe, 1991). KDM oldukça yeni bir metod olmasına rağmen, temel prensipleri elli yıldan daha fazla bir süredir kontrol mühendisliği çalışmalarında kullanılmaktadır (Graham ve Lathrop, 1953; Kessler, 1960; Naslin, 1968). Bu prensipler özellikle endüstride servo kontrol (Chestnut ve Mayer, 1951), çelik-mil motor hız kontrolü (Kessler, 1960), gaz türbin kontrolü (Tanaka ve Ashikaga, 1992), uyduların durum (attitude) kontrolü (Manabe, 1994a) vb. alanlarda uygulanmış ve halen de uygulanmaktadır. Bölüm 2’de de anlatıldığı gibi KDM, modern kontrol teorileri içinde bir lineer cebrik yaklaşım metodu olarak sınıflandırılmaktadır. KDM’in temel prensipleri oluşturulurken, diğer bazı klasik ve modern kontrol tekniklerinin avantajlı kısımları alınarak metodun temel prensiplerine uygun bir şekilde birleştirilmiş ve temel yapının oluşturulmasında daha önceki bir çok deneyim ve fıkirden de yararlanılmıştır. Bu şekilde etkili ve verimli bir kontrol tasarım teorisi olarak ortaya çıkan metodun tasarım prosedürünün kolaylığı nedeniyle, oldukça iyi kontrol sistemleri fazla bir zorlukla karşılaşılmasızın tasarlanabilmektedir (Manabe, 1998a).

Kontrol sistemleri elde edilirken kontrolörün bazı pratik sınırlamalar altında tasarlanması istenir. Kontrolör mümkün olduğunca düşük dereceli olmalı, (eğer mümkünse) minimum fazlı olmalı ve kararlı olmalıdır. Ayrıca pratikte kontrolörün yeterli band genişliği ve güç sınırlamasına sahip olması gerekir. Kontrolör bu sınırlamalar göz önüne alınmadan tasarlanırsa kararlılık ve zaman cevabı gereksinimleri sağlanabilmesine rağmen dayanıklılık özelliği zayıf olacaktır. Tüm bu problemler göz önüne alınarak geliştirilen katsayı diyagram metodu ile tasarlanan kontrolör en düşük dereceli, uygun değerinde band genişliğine sahip ve kapalı çevrimli sistemin zaman cevabı taşmasız özelliğe sahiptir. Bu özellikler ise dayanıklılık, bozucu etkinin yeterince söndürülmesi ve düşük maliyet özelliklerini garantilemektedir (Manabe ve Kim, 2000).

KDM'in gücü, kontrol edilecek her sistem için pratik sınırlamalar altında minimum ve minimum olmayan fazlı, en düşük dereceli ve en dayanıklı kontrolörün bulunabilmesinde yatar. Bu özelliklere sahip bir kontrolör pratik uygulamalar için iyi tasarlanmış bir kontrolör olarak kabul edilir. Ayrıca KDM gerektiğinde, sınırlı sayıda duyargalı ters sarkaç sistemi gibi kararsız sistemlerin kontrolünde, kararsız kontrolörler de üretmektedir (Manabe, 1994b). LQR, kutup-yerleştirme, vb. modern kontrol metodları ile özellikle sanal eksene yakın kutupları olan sistemler için dayanıklı kontrolör üretimi oldukça zor ve hesap isteyen bir iştir (Mills ve Bryson, 1992). Özellikle bu gibi durumlarda KDM tekniğinin, kontrol sisteminin gerek sistem parametrelerindeki değişimi ve gerekse sistemin kendi içindeki sınırlı belirsizliklere karşı iyi dayanıklılık özelliği göstermesi büyük bir avantajdır (Manabe, 1998b; Hamamcı ve Uçar, 2000).

3.2. KDM Kontrol Sistem Yapısı

KDM genel olarak şu altı çalışma üzerine kurulmuştur:

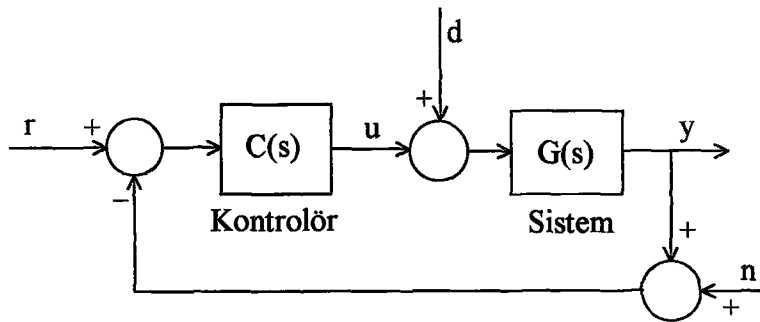
1. İki dereceli kontrol sistem (2DKS) yapısının kullanılması,
2. Sistem gösterimi için polinomların kullanılması,
3. Katsayı diyagramının geliştirilmesi,
4. Lipatov ve Sokolov'un kararlılık çalışmalarının (Sokolov ve Lipatov, 1972; Lipatov, 1976; Lipatov ve Sokolov, 1979) metoda dahil edilmesi,
5. Kessler standard formu (Kessler, 1960) üzerindeki iyileştirme çalışmaları ve standard Manabe formunun geliştirilmesi,
6. Karakteristik polinom ve kontrolörün, kutup-yerleştirme metoduna benzer bir şekilde eş zamanlı olarak elde edilmesi.

Aşağıda verilen kısımlarda ve bundan sonraki bölümde, bu çalışmalar ve kontrolör tasarım prosedürü geniş bir biçimde anlatılacaktır.

3.2.1. İki Dereceli Kontrol Sistem Yapısı

Kontrol sistem tasarımında kullanılan genel bir geri beslemeli kontrol sistem yapısı Şekil 3.1’de verilmiştir. Burada y çıkış işareti, r referans giriş işareti, d sistem içindeki/dışındaki faktörler nedeniyle meydana gelen bozucu işaret ve n ise çıkıştaki ölçme duyargası nedeniyle ortaya çıkan ölçme gürültüsüdür. $G(s)$ kontrol edilmesi istenen sistemi ifade ederken $C(s)$ ise tasarlanacak olan kontrolörü ifade etmektedir. Bu şekildeki kontrol sistem yapısı “tek-dereceli kontrol sistem (1DKS) yapısı” olarak adlandırılır. Çünkü bu yapıda kontrolör tek bir blok ile ifade edilmektedir.

Eğer referans giriş ve bozucu işaret benzer bir davranış sergiliyorsa, tatmin edici bir hata işareti elde edilecek şekilde bir $C(s)$ kontrolörü seçilebilir. Ancak bazı sistemlerde referans işaret ile bozucu işaretin türü farklı olabilir. Örneğin girişte basamak değişimi ve bozucu olarak da rampa işareti mevcutsa, 1DKS yapısındaki $C(s)$ kontrolörü ya r girişi için iyi bir cevap verecek şekilde ya da d işaretini söndürecek şekilde seçilebilir. Bazense ne r işareti ne de d işareti için tam uygun bir seçim yerine bu iki işaret arasında ortalama denge sağlayacak bir kontrolör seçilir. Bu ise sistemin kalıcı hal davranışında belli bir hatanın oluşmasına yol açabilir. Bu nedenle uzay çalışmaları gibi hassas çalışmalarda çoğu zaman kabul edilebilir bir kontrolör seçimi yapılamaz. Endüstrideki sistemlerin çoğu karmaşık yapıda olduğundan ve değişik türden bozucu işaretler sisteme dahil olduğundan, daha iyi bir performans elde etmek için “iki-dereceli kontrol sistem (2DKS) yapısı” kullanılır. 1DKS yapısına ilave kontrol bloğu eklenip yapıda uygun bir düzenleme yapılarak Şekil 3.2’de görülen 2DKS yapısı elde edilir. Kontrol sisteminin hem referans giriş işaretini izleyecek ve hem de bozucu (ve/veya



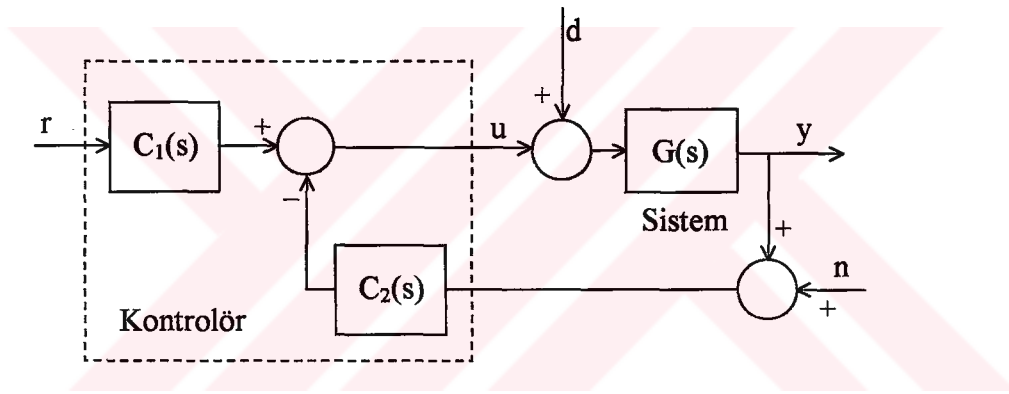
Şekil 3.1. 1DKS yapısına ait konfigürasyon.

gürültü) işaretini söndürecek tarzda tasarlanması istendiğinde, her iki kontrolör bloğu bu amacı gerçekleştirecek tarzda 2DKS yapısı yardımı ile birbirinden bağımsız olarak tasarlanabilir (Horowitz, 1963; Morari ve Zafiriou, 1989).

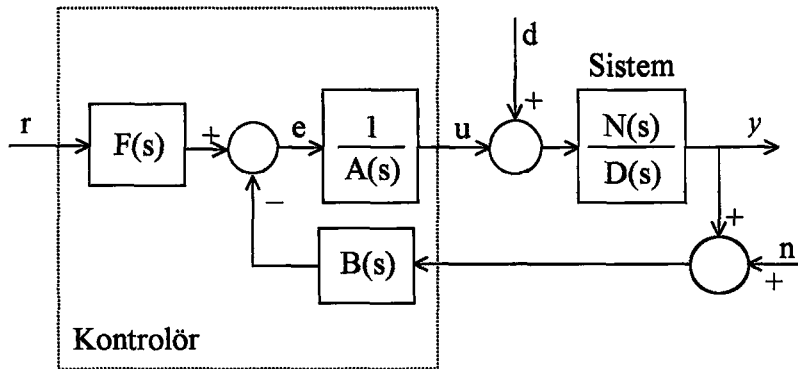
Şekil 3.2'deki yapıda $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ iki kontrolör bloğunu göstermektedir. Polinomsal gösterime geçiş yapılacak olursa bu iki kontrolör yapısı, payda polinomları aynı olacak şekilde

$$C_1(s) = \frac{F(s)}{A(s)} \quad (3.1)$$

$$C_2(s) = \frac{B(s)}{A(s)} \quad (3.2)$$



Şekil 3.2. 2DKS yapısına ait konfigürasyon.



Şekil 3.3. CDM kontrol tekniğinde kullanılan 2DPKS yapısı.

üç adet polinom ile ifade edilir. Şekil 3.3’de verilen bu yapı aynı zamanda "iki-dereceli polinomsal kontrol sistem (2DPKS) yapısı" olarak adlandırılır.

Şekil 3.2 ve 3.3’e dikkat edilirse kontrolör blokları tek bir kutu içinde gösterilmişlerdir. Çünkü Kısım 4.4’te belirtileceği gibi uygunluk (properness) ve sistemin toplam kararlılığı açısından pratik gerçekleştirmede bu blokların tek bir ünite olarak gerçekleştirilmesi gerekmektedir (Chen, 1987). Bu kutu iki giriş (r ve $y+n$) ile tek bir çıkışa (u) sahip olduğundan elde edilen kontrolör, “iki-giriş-bir çıkışlı kontrolör” olarak adlandırılır. İyi bilinen bu yapıya ait daha ayrıntılı bilgi için Chen (1987, 1992), Åström (1980) ve Vidyasagar (1985) referanslarına bakılabilir.

Katsayı Diyagram metodu, kontrol sistem yapısı olarak Şekil 3.3’de verilen 2DPKS yapısını kullanır. Bu yapıda $N(s)$ ve $D(s)$ polinomları, kontrol edilecek sistemin transfer fonksiyonu için, polinomsal gösterime göre birbirinden bağımsız olarak düşünülen pay ve payda polinomlarıdır. Bu polinomların dereceleri arasında $\text{der}\{N(s)\} \leq \text{der}\{D(s)\}$ olarak tanımlanan "uygunluk" özelliği bulunmalıdır. $A(s)$ kontrolör transfer fonksiyonunun payda polinomu, $F(s)$ ve $B(s)$ ise sırasıyla kontrolör transfer fonksiyonunun referans pay polinomu ve geri besleme pay polinomu olarak adlandırılır. Bu polinomların dereceleri arasında da $\text{der}\{F(s)\} \leq \text{der}\{B(s)\} \leq \text{der}\{A(s)\}$ olarak tanımlanan "uygunluk" özelliği bulunmalıdır. $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolörleri arzu edilen performanstaki zaman cevabı davranışını elde etmek için kullanılırken, bir ön-filtre elemanı olan $F(s)$ kontrolörü ise kontrol sisteminin basamak cevabındaki kalıcı hal hatasını ortadan kaldırmak için kullanılır (Manabe, 1994c).

Şekil 3.3’deki konfigürasyon için kapalı çevrim sisteminin çıkışı

$$y = \frac{N(s)F(s)}{P(s)}r + \frac{A(s)N(s)}{P(s)}d - \frac{B(s)N(s)}{P(s)}n \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $P(s)$ karakteristik polinom olup

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i. \quad (3.4)$$

şeklinde verilir. Kapalı çevrim sistemi için kontrol işareti (u)

$$u = \frac{F(s)D(s)}{P(s)}r - \frac{B(s)N(s)}{P(s)}d - \frac{B(s)D(s)}{P(s)}n \quad (3.5)$$

ile ifade edilirken hata ifadesi ise

$$e = \frac{A(s)F(s)D(s)}{P(s)}r - \frac{A(s)B(s)N(s)}{P(s)}d - \frac{A(s)B(s)D(s)}{P(s)}n \quad (3.6)$$

şeklinde bulunur.

3.2.2. Performans Parametreleri ve Karakteristik Polinom

KDM’de γ_i kararlılık indeksi, γ_i^* kararlılık sınır indeksi ve τ eşdeğer zaman sabiti olarak adlandırılan üç tasarım parametresi vardır. Bu parametrelerin sırası ile sistem kararlılığı, dayanıklılık ve zaman cevabı hızı ile yakından ilişkisi vardır (Manabe, 1994a). Kararlılık indeksi ile kararlılık sınır indeksi sistemin kararlılığı ve zaman cevabının geçici rejimini (taşmasız, osilasyonlu vb.) tayin ederken, aynı zamanda sistemdeki parametre değişimlerine karşı kontrol sisteminin dayanıklılığını belirlerler. Kısım 3.2.3’te anlatılacağı gibi kapalı çevrimli sistemin band genişliği ile yakından ilişkili olan eşdeğer zaman sabiti ise, kapalı çevrimli sistemin zaman cevabının hızını belirler. Bu ilişkiler, karakteristik polinomun γ_i , γ_i^* ve τ cinsinden ifade edilmesinin mümkün olduğunu gösterir.

Denklem 3.4’te verilen karakteristik polinom daha açık olarak

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0 \quad (3.7)$$

şeklinde ifade edilsin. Polinomun a_i katsayıları ile performans parametreleri arasındaki ilişkiler

$$\gamma_i = \frac{a_i^2}{a_{i+1}a_{i-1}} \quad i=1 \sim n-1, \quad \gamma_0 = \gamma_n = \infty \quad (3.8)$$

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} \quad (3.9)$$

$$\gamma_i^* = \frac{1}{\gamma_{i-1}} + \frac{1}{\gamma_{i+1}} \quad i=1 \sim n-1 \quad (3.10)$$

şeklinde tanımlanır (Manabe, 1998a).

Denklemler 3.8-3.10 göz önüne alındığında, karakteristik polinomun katsayıları Manabe tarafından tasarım parametreleri cinsinden

$$a_i = \frac{\tau^i a_0}{\gamma_{i-1} \gamma_{i-2}^2 \gamma_{i-3}^3 \dots \gamma_1^{i-1}} \quad i \geq 2 \quad (3.11a)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Ancak bu şekildeki gösterim, özellikle KDM üzerine deneyimi olmayan tasarımcıların yanlış yorumlamalarına neden olabilmektedir. Bu nedenle daha uygun bir ifade ile karakteristik polinomun katsayıları

$$a_i = \frac{\tau^i}{\prod_{j=1}^{i-1} \gamma_j^{i-j}} a_0 \quad ; i=1 \sim n \quad (3.11b)$$

olarak verilebilir. Buna göre karakteristik polinom τ ve γ_i cinsinden yeniden düzenlenirse

$$P(s) = a_0 \left[\sum_{i=2}^n \left(\prod_{j=1}^{i-1} \frac{1}{\gamma_j^{i-j}} \right) (\tau s)^i \right] + \tau s + 1 \quad (3.12)$$

bulunur. Böylece arzu edilen kararlılık ve zaman cevabı özelliklerine sahip bir kapalı çevrimli sistem kolayca elde edilebilmektedir.

Denklemler 3.9'da verilen τ , aslında sistemin sıfıncı dereceden zaman sabitidir. Daha üst dereceli zaman sabitleri ise yine performans parametreleri cinsinden

$$\tau_i = \frac{a_{i+1}}{a_i} = \frac{\tau}{\prod_{j=1}^i \gamma_j} = \frac{\tau}{\gamma_i \dots \gamma_2 \gamma_1} \quad i=1 \sim (n-1) \quad (3.13)$$

şeklinde ifade edilebilir. Ancak sıfırıncı derecenin sistem cevabına etkisi diğer tüm zaman sabitlerine göre daha fazladır. Bu nedenle yalnızca sıfırıncı dereceden zaman sabitinin kullanımı yeterlidir ve bu nedenle τ , eşdeğer zaman sabiti olarak adlandırılmıştır (Saito ve diğ., 1995). Denklem 3.11 ve 3.13'ün nasıl elde edildiği EK-1'de verilmiştir.

3.2.3. Katsayı Diyagramı

KDM'in klasik kontrol metodlarından biri olan frekans-cevap metodundan faydalanarak bünyesine dahil ettiği katsayı diyagramı (KD), kontrol sistem tasarımında kullanılan önemli bir görsel araçtır. Bu nedenle, KD ile Bode diyagramı arasında bir ilişki kurulabilir (Manabe ve Kim, 2000).

1950'lerde yapılan çalışmalar sonucu ortaya çıkan frekans-cevap metodu ve bu metotta Bode diyagramlarının kullanılması ile iyi bir kontrol sistem tasarımı için, kazanç sınır payı (gain margin) ve faz sınır payı (phase margin) gibi kriterlerin yeterli olmadığı ve açık çevrim transfer fonksiyonunun frekans karakteristiklerinin yeterince geniş bir frekans bölgesi için uygun biçimde olması gerektiği sonucu elde edildi (Tustin ve diğ., 1958). Chestnut (1951) açık çevrim transfer fonksiyonuna ait Bode genlik diyagramı için asimptotik-çizgi yaklaşımını (asymptotic-line approximation) önermiştir. Alışılmış yöntemden daha basit olan bu yaklaşım ile kırılma noktalarının (break points) yerleri ve bu yerlerdeki eğrinin eğiminin değişimine ilişkin pratik bilgiler kolayca verilebilmektedir. Bu yaklaşık hesap kuralına göre kazançta ait asimptotlar 0 dB hattını - 20 dB/dec eğiminde kesmeli ve her bir kırılma noktasında eğimin değişimi 20dB/dec olmalıdır. Basit bir kontrol sistemi için kırılma noktaları, birbirlerinden yaklaşık olarak γ_i kadar farklarla dizilmektedirler. Bu pratik metod, endüstride basit kontrol sistemlerinin tasarımında geniş olarak kullanılmış ve halen kullanılmaya devam etmektedir (Manabe ve Kim, 2000). Chestnut'un ortaya koyduğu pratik gösterimi daha karmaşık sistemlerde de uygulanabilir hale getirmek çabası, kırılma noktaları yerine

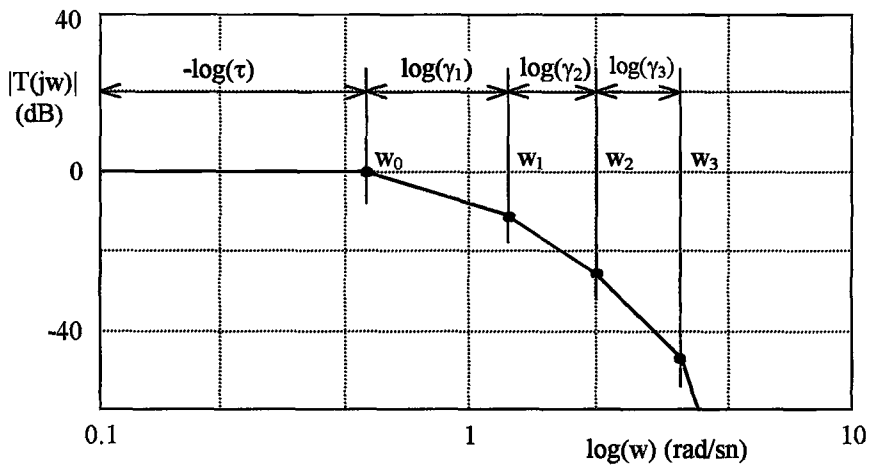
kararlılık indeksi ve Bode eğrisi yerine de katsayı diyagramının (KD) kullanımının benimsenmesi düşüncesini ortaya koymuştur (Manabe, 1998a).

Bode diyagramı ile KD arasındaki ilişkiyi ortaya koyabilmek için pratikte sıkça karşılaşılan genel bir Tip-1 sistemi ele alalım. Bu sistemler basamak girişine karşı sıfır kalıcı hal hatası gösterirken, rampa referans girişine karşı sabit bir kalıcı hal hatasına sahiptirler. Genel olarak Tip-1 sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$T(s) = \frac{a_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0} = \frac{a_0}{P(s)} \quad (3.14)$$

şeklinde tanımlanır. Denklem 3.14'e dikkat edilirse sistemin dc kazancı 1'dir ve sistemin kararlı olabilmesi için $P(s)$ karakteristik polinomu kararlı olmalıdır. Tip-1 sistem için asimptotik-çizgi yaklaşımı kullanılarak genel bir Bode genlik diyagramı Şekil 3.4'de verilmiştir. Bode diyagramının elde edilmesinde bilinen klasik yöntemden biraz farklı olan bu yaklaşımda kırılma noktaları transfer fonksiyonunun kutup ve sıfırlarından değil, karakteristik polinomun katsayılarının oranından elde edilir. Buna göre yaklaşık kırılma noktaları

$$w_i = \frac{a_i}{a_{i+1}} = \frac{1}{\tau_i} \quad i=0 \sim (n-1) \quad (3.15a)$$



Şekil 3.4. Tip-1 sistemin yaklaşık frekans genlik cevabı.

ile tanımlanır. Kırılma noktalarının birbirine oranı ise

$$\gamma_i = \frac{w_i}{w_{i-1}} \quad i=1 \sim (n-1) \quad (3.15b)$$

şeklinde kararlılık indekslerini verir. Böylece Bode diyagramı bu şekilde kullanılarak katsayı diyagramı ile bire bir benzerlik sağlanmış olur. Bu konuda daha ayrıntılı bilgi elde etmek için Manabe (1998a) incelenebilir.

Bode ve Nyquist eğrileri kararlılık ve zaman cevabına ait temel bilgiler vermektedir. Katsayı diyagramında ise bu iki temel özelliğe ek olarak dayanıklılık özelliği hakkında da kolayca bilgi edinilmektedir. Ayrıca sistemin adı geçen bu temel özelliklerinin diğer hiçbir metotta bulunmayan bir şekilde görsel olarak aynı anda tek bir diyagram üzerinde eş zamanlı olarak görülebilmesi, özellikle büyük dereceli sistemlerin kontrolünde büyük avantajlar sağlamaktadır. Aynı zamanda bu özelliklere ilave olarak, diyagramın oluşturulmasında ve sisteme ait temel bilgilerin diyagram üzerinden anlaşılmasındaki basitlik diğer hiçbir diyagramda bulunmamaktadır. İşte KDM tekniğine, sayılan tüm bu avantajları nedeniyle katsayı diyagramı dahil edilerek metodun gücü ve kullanışlılığı artırılmıştır.

Katsayı diyagramında düşey eksen logaritmik olarak karakteristik polinomun katsayılarını (a_i), kararlılık indeksini (γ_i), kararlılık limit indeksini (γ_i^*) ve eşdeğer zaman sabitini (τ) gösterirken yatay eksen ise karakteristik polinomda her bir katsayıya karşılık gelen üs değerlerini göstermektedir.

Katsayı diyagramını daha iyi anlayabilmek için

$$N(s) = 2, \quad D(s) = s^3 + 0.7s^2 + 1.8s + 1 \quad (3.16a)$$

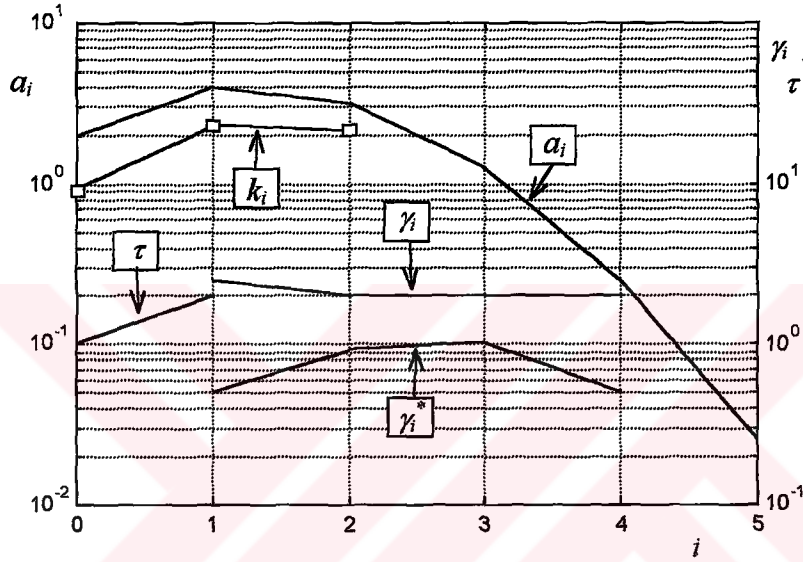
şeklinde tanımlanan bir sistemi ele alalım. $\tau=2$ ve $\gamma=[2.5, 2, 2, 2]$ seçilerek daha sonra Kısım 4.2'de anlatılacak olan tasarım prosedürü kullanılarak ($l_0+k_0=2$ kabul edilerek)

$$A(s) = 0.026s^2 + 0.24s + 1.1, \quad B(s) = 2.22s^2 + 2.43s + 0.9 \quad (3.16b)$$

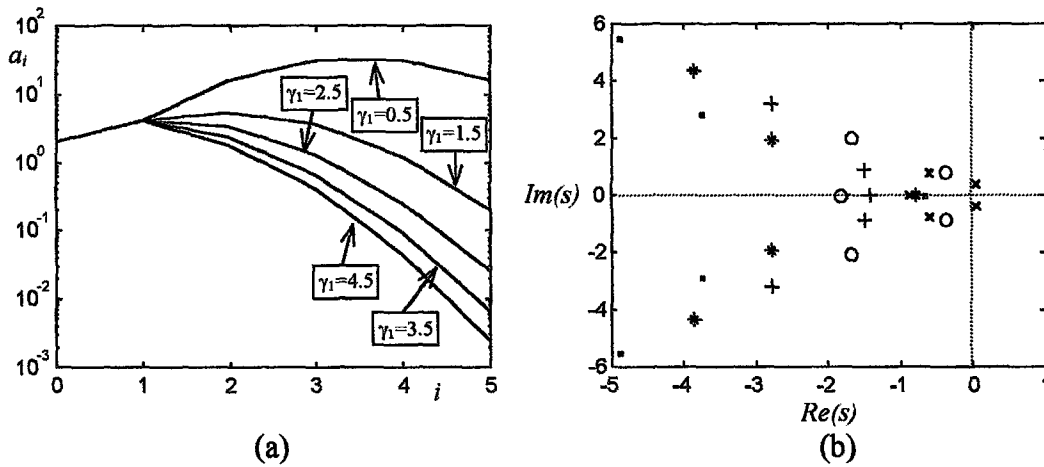
$$P(s) = 0.026s^5 + 0.26s^4 + 1.28s^3 + 3.2s^2 + 4s + 2 \quad (3.16c)$$

şeklinde kontrolör ve karakteristik polinomları elde edilir. Tasarlanan kontrol sistemi için katsayı diyagramı Şekil 3.5’de verilmiştir. Burada a_i ile karakteristik polinomun katsayılarının oluşturduğu "katsayı eğrisi", γ_i ile kararlılık indeksinin oluşturduğu "kararlılık eğrisi", γ_i^* ile kararlılık sınır indeksinin oluşturduğu "kararlılık sınır eğrisi", τ ile eşdeğer zaman sabiti ve k_i ile "kısmi katsayı eğrisi" kastedilmektedir.

Katsayı diyagramının en önemli elemanı olan katsayı eğrisinin dış bükeylilik (konvexity) derecesi kararlılık için iyi bir ölçüdür. Çünkü bu eğri ile kararlılık eğrisi ve



Şekil 3.5. Katsayı diyagramı.



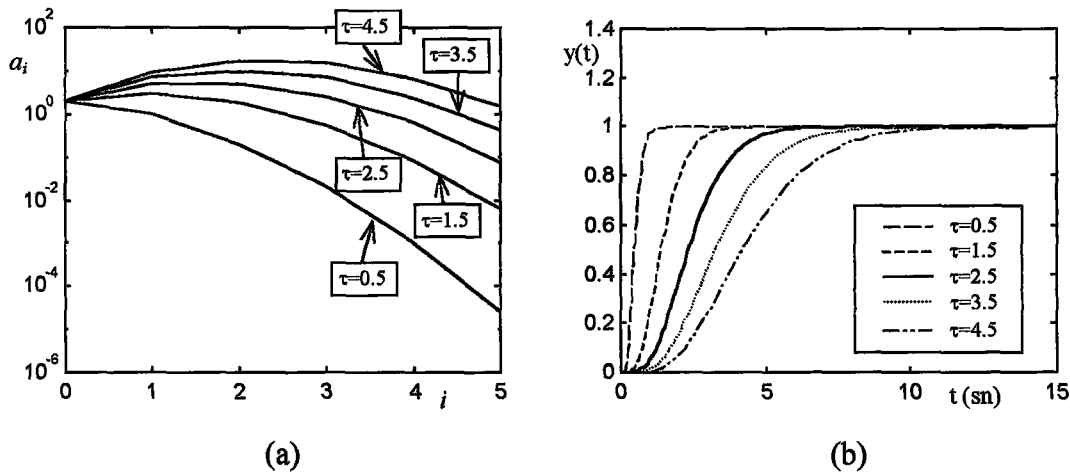
Şekil 3.6. γ_i 'deki değişimin kontrol sisteminin kararlılığı üzerine etkisi: a) katsayı diyagramı üzerinde, b) kontrol sisteminin kutupları üzerinde (karakteristik polinomun kutupları için: $\gamma_i=0.5(x)$, $\gamma_i=1.5(o)$, $\gamma_i=2.5(+)$, $\gamma_i=3.5(*)$ ve $\gamma_i=4.5(.)$)

kararlılık sınır eğrisi arasında Denklem 3.8-3.10'da verilen bir ilişki vardır. Katsayı eğrisinin dış bükeyliği arttıkça kontrol sisteminin kararlılığı artmakta, buna karşın dışbükeylik azaldıkça ve hatta dış bükeylik özelliği kayboldukça sistemin kararlılığı azalmakta veya kararsız hale gelmektedir. Şekil 3.6'da Denklem 3.16 ile verilen kontrol sistemi için beş farklı γ_i değeri göz önüne alındığında, kararlılığın değişimi gösterilmiştir.

Katsayı eğrisinin $i=0$ 'daki başlangıç noktasının $i=n$ 'deki bitiş noktasına göre durumu cevap hızı için bir ölçüdür. Katsayı eğrisinin sağdaki ucu daha aşağıda bitiyorsa yani τ daha küçük ise, bunun sonucu olarak sistem cevabı daha hızlı olacaktır. Aynı şekilde eğrinin sağdaki ucu daha yukarıda bitiyorsa, τ daha büyük ve dolayısı ile cevap daha yavaş olacaktır. Sonuç olarak görülmektedir ki, eşdeğer zaman sabiti τ ile sistemin cevap hızı arasında bir ilişki vardır. Şekil 3.7'de Denklem 3.16 ile verilen sistem için beş farklı τ değeri göz önüne alındığında, katsayı eğrisi ve buna bağlı olarak sistem cevabının aldığı durumlar gösterilmiştir.

Sistem parametrelerinin değişimine karşı, katsayı eğrisinin Şekil 3.5'de görülen k_i "kısmi katsayı eğrisi"ne göre değişimi kontrol sisteminin dayanıklılığının bir ölçüsüdür. Bu eğri $B(s)$ kontrolör polinomunun katsayılarından oluşmaktadır. Dayanıklılık için

$$\frac{\Delta a_i / a_i}{\Delta k_i / k_i} = \frac{k_i}{a_i} \leq 1 \quad (3.17)$$



Şekil 3.7. τ 'nın değişik değerleri için a) Katsayı eğrisinin değişimi, b) kontrol sistemine ait birim basamak cevabının değişimi.

şeklinde k_i katsayılarının değişiminin a_i katsayılarının değişimine oranı olarak tanımlanan duyarlılık faktörü göz önüne alınır (Manabe, 1998a). Denklem 3.16'daki kontrol sistemi için

$$\frac{\Delta a_2 / a_2}{\Delta k_2 / k_2} = \frac{k_2}{a_2} = 0.694 \leq 1 \quad (3.18a)$$

$$\frac{\Delta a_1 / a_1}{\Delta k_1 / k_1} = \frac{k_1}{a_1} = 0.608 \leq 1 \quad (3.18b)$$

$$\frac{\Delta a_0 / a_0}{\Delta k_0 / k_0} = \frac{k_0}{a_0} = 0.45 \leq 1 \quad (3.18c)$$

şeklinde hesaplanan tüm değerler 1'den küçük olduğu için, kontrol sisteminin sistem parametrelerindeki değişikliklere karşı dayanıklı olduğu tespit edilir. Dayanıklılık derecesi ise parametre değişimlerinin Denklem 3.18a, b ve c'nin değerlerinde meydana gelen değişimlere göre belirlenir. Ancak bu şekilde matematiksel işlem yapmak yerine doğrudan katsayı diyagramı kullanılarak dayanıklılık testi kolayca görsel olarak yapılabilir. Denklem 3.17'deki ifade, katsayı diyagramında katsayı eğrisinin kısmi katsayı eğrisinden yukarıda (veya üst üste) olmasına karşılık gelir. Kısmi katsayı eğrisi, katsayı eğrisinden ne kadar aşağıda ise kontrol sisteminin dayanıklılığı o kadar yüksektir.

Sonuç olarak KD, kontrol sisteminin kararlılık, cevap hızı ve dayanıklılık özelliklerinin tek bir diyagram üzerinde gözlenebildiği ve başka hiçbir metotta bulunmayan önemli bir araçtır.

3.2.4. Tasarım Parametreleri ile $P(s)$ 'in Kökleri Arasındaki İlişkiler

Bu kısımda karakteristik polinomun kökleri ile tasarım parametreleri arasında elde edilen bazı ilişkiler verilecektir.

3.2.4.1. Kararlılık İndeksi ve Kararlılık

Bir sistemin kararlılığı üzerine yapılan ilk sistematik çalışma, 1877'de Routh'un kararlılık kriterini geliştirmesine dayanır. Tasarlanan kontrolör yardımı ile elde edilen kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomu, köklerinin tümünün sol yarı düzlemde olması manasına gelen Hurwitz kararlılığına sahip olmalıdır. Bu amaçla Routh'un ortaya koyduğu kriter, Hurwitz kararlılık için gerekli olan zorunluluk şartlarını ifade etmektedir. Ancak Routh kriteri, kontrol sistem tasarımı için aşağıda verilen sebepler nedeni ile yetersiz kalmaktadır:

1. Routh'un kriteri, bir polinomun tam olarak kararlı ya da kararsız olduğunu ifade eder. Ancak pratik tasarımda oldukça önemli olan kararlılık derecesini ifade etmede yetersizdir.
2. Routh kriteri özellikle sistemin derecesi arttıkça tasarım parametrelerine göre doğrusal olmayan bir fonksiyon ürettiği için, kontrol sisteminin kararlılığını analiz etmede bazı zorluklar ortaya çıkmaktadır. Bu nedenle sistem parametrelerinin değişiminin kararlılık üzerine etkisi açıkça görülememektedir.
3. Tasarım için genellikle sistemin matematiksel modeli kullanıldığı için, pratikte ortaya çıkabilecek bazı hatalar göz ardı edilmek zorundadır. Bu nedenle kesin eşitlik içermeyen bir kararlılık kriterinin ortaya konulması ihtiyacı vardır (Bose ve diğ., 1988).

Yukarıda anlatılan sebeplerden dolayı, kontrol sisteminin kararlılık kriterleri için KDM'in yapısına Routh-Hurwitz kriterinin yanında Lipatov-Sokolov kriteri de (Lipatov ve Sokolov, 1979) dahil edilmiştir (Manabe, 1994c). Lipatov'un şartları, karakteristik polinomun Hurwitz kararlı yada kararsız olduğunun analizi için yalnızca yeterlilik şartlarını verir. Bu manada Lipatov-Sokolov kriteri, Routh kriterine göre bir yaklaşıklık kriteri olarak göz önüne alınabilir. Bu kriter, özellikle sistem derecesinin dörtten büyük olduğu durumlarda ayrıntılı bir inceleme yapmadan sistemin kararlılığı hakkında yaklaşık bilgiler verir. Bu nedenle kararlılık bölgesinin sınırlarında bazı belirsizlikler mevcuttur. Buna rağmen bu şartlar, kararlılığı ifade etmedeki kolaylık ve kararlılık derecesini gösterme yeteneği açısından daha pratik ve avantajlıdır. Aynı zamanda Lipatov-Sokolov kriterindeki şartlar, EK-2'de verileceği gibi KDM'in tasarım parametreleri ile yakından ilişkilidir ve bu parametreler cinsinden kolayca ifade

edilebilmektedir. Böylece bu kriterleri en verimli bir şekilde kullanmada, diğer metodlara göre KDM metodu daha avantajlı hale gelmektedir. Bu özellik nedeniyle, Lipatov-Sokolov kriteri KDM kontrol tekniği geliştirilirken kullanılan önemli dayanak noktalarından birisi olmuştur.

KDM tekniğinde, Lipatov ve Sokolov'un geliştirdikleri kararlılık ve kararsızlık şartları iki farklı gösterim ile ifade edilebilir. Tasarımcı bu gösterimlerden kendisine kolay gelen herhangi birini kullanabilir. Buna göre şartlar:

- KDM'in tasarım kararlılık parametreleri olan γ_i ve γ_i^* cinsinden,
- Karakteristik polinoma ait 3., 4. yada 5. dereceden kısmi polinomlar cinsinden verilir.

Literatürde Lipatov'un şartları KDM tasarım parametreleri cinsinden şu şekilde ifade edilmiştir (Manabe, 1994b; Manabe, 1998a):

1. Kararsızlık için yeterlilik şartı:

$$\gamma_i \gamma_{i+1} \leq 1 \quad (3.19a)$$

$$a_i a_{i+1} \leq a_{i+2} a_{i-1} \quad \exists i \text{ için, } i=1, \dots, n-2. \quad (3.19b)$$

2. Kararlılık için yeterlilik şartı:

$$\gamma_i > 1.12 \gamma_i^* \quad (3.20a)$$

$$a_i > 1.12 \left(a_{i+2} \frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} + a_{i-2} \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right) \quad \forall i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.20b)$$

Manabe'nin kullanmış olduğu bu iki şart kararlılık analizi için genel manada yeterlidir. Ancak Lipatov-Sokolov'un kriterinde dört temel şart bulunmaktadır. Aşağıda belirtileceği gibi bazı polinomlar, Manabe tarafından verilen iki şartı sağlamamakta fakat verilmeyen diğer iki şartı sağlamaktadırlar. Bu ise sistemin kararlılığı hakkında yanlış bilgi edinilmesine sebep olabilir. Bu nedenle Lipatov-Sokolov kriterindeki dört şartın da KDM yapısına dahil edilmesi zorunludur. Bunun yanında Manabe'nin verdiği şartlarda bazı indis hatalarının mevcut olduğu görülmüştür. Buna göre nasıl elde edildikleri Ek-2'de verilen kararlılık ve kararsızlık şartlarının tam ve doğru hali aşağıdaki gibi ifade edilir:

1. Kararsızlık için yeterlilik şartları:

a. Şart I:

- performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_{i-1}\gamma_i \leq 1 \quad \exists i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.21a)$$

- 3.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_{i-1}a_i \leq a_{i-2}a_{i+1} \quad \exists i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.21b)$$

b. Şart II:

- performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_{i-1}\gamma_i^2\gamma_{i+1} \leq C_{in} \quad \exists i \text{ için, } i=2, \dots, n-2 \quad (3.22a)$$

- 5.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i^2 \leq C_{in}a_{i-2}a_{i+2} \quad \exists i \text{ için, } i=2, \dots, n-2. \quad (3.22b)$$

$$C_{in} = \left(n-i + \frac{(-1)^{n+i} + 3}{2} \right) \left(i + \frac{(-1)^i + 3}{2} \right) \left(n-i + \frac{(-1)^{n+i} - 1}{2} \right)^{-1} \left(i + \frac{(-1)^i - 1}{2} \right)^{-1} \quad (3.22c)$$

Kararsızlık için yeterlilik şartları, aynı zamanda kararlılık için zorunluluk şartlarını ifade ettiğinden öncelikli ve önemlidir. Kararsızlık için I. Şart yeterli olmasına rağmen, bazı polinomların bu şartı sağlayıp II. Şartı sağlamadığı (ya da tam tersi) rapor edilmiştir. Bu nedenle her iki şartın beraber olarak kontrol edilmesi tavsiye edilmektedir (Lipatov ve Sokolov, 1979).

2. Kararlılık için yeterlilik şartları

a. Kararlılık sınır şartı:

- performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i \gamma_{i-1} > 2.1505 (= \sqrt{1.4665}) \quad \forall i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.23a)$$

- 3.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i a_{i-1} > 2.1505 a_{i+1} a_{i-2} \quad \forall i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.23b)$$

b. Kararlılık için yeterlilik şartı:

- performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i > 1.1236 \gamma_i^* \quad \forall i \text{ için, } i=2, \dots, n-2. \quad (3.24a)$$

- 4.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i > 1.1236 \left(a_{i+2} \frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} + a_{i-2} \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right) \quad \forall i \text{ için, } i=2, \dots, n-1. \quad (3.24b)$$

Kararlılık için birinci şart, arzu edilen karakteristik polinomun elde edilmesinde sınır şartı olarak göz önüne alınabilir. Yani tüm γ_i 'ler 1.4665'den büyük seçildiği takdirde sistemin kararlılığı garanti altına alınmış olur. Yeterli kararlılık için kullanılan esas şart ise Routh'un zorunluluk kriterine benzeyen ikinci şarttır.

Lipatov ve Sokolov tarafından kendi parametrelerine göre verilen şartların, KDM kararlılık parametreleri ile Denklem 3.21-3.24'deki hale nasıl dönüştükleri EK-2'de verilmiştir.

3.2.4.2. Eşdeğer zaman sabiti ve Cevap Hızı

Denklem 3.7'deki genel bir karakteristik denklem

$$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0 = a_n (s - s_1) \dots (s - s_n) = a_n \prod_{i=1}^n (s - s_i) \quad (3.25)$$

şeklinde kökleri cinsinden yazılabilir. Burada s_i ($i=1\sim n$) denklemin köklerini ifade eder. Buna göre n.dereceden bir polinomun katsayıları ile kökleri arasındaki genel özelliklerden faydalanarak aşağıdaki eşitlikler yazılabilir:

$$\frac{a_{n-1}}{a_n} = - \sum_{i=1}^n s_i \quad (3.26a)$$

$$\frac{a_{n-2}}{a_n} = \sum_{\substack{i,j=1 \\ i>j \\ i \neq j}}^n s_i s_j \quad (3.26b)$$

$$\frac{a_1}{a_n} = (-1)^{n-1} \sum_{i=1}^n \prod_{\substack{j=1 \\ i \neq j \\ i>j}}^i s_i s_j \quad (3.26c)$$

$$\frac{a_0}{a_n} = (-1)^n \prod_{i=1}^n s_i \quad (3.26d)$$

Denklem 3.9'da verilen eşdeğer zaman sabitine ait ifadeye uygun olarak Denklem 3.26c ve 3.26d birbirine bölünürse

$$\tau = \frac{a_1}{a_0} = \frac{(-1)^{n-1} \sum_{i=1}^n \prod_{\substack{j=1 \\ i \neq j \\ i>j}}^i s_i s_j}{(-1)^n \prod_{i=1}^n s_i} = - \sum_{i=1}^n \frac{1}{s_i} \quad (3.27a)$$

yazılabilir. Bu ise eşdeğer zaman sabitinin, karakteristik polinomun köklerinin tersinin toplamına eşit olduğunu gösterir.

Denklem 3.27a'daki ifade aynı zamanda, Kısım 3.2.3'te karakteristik polinomun katsayıları yardımı ile kontrol sisteminin zaman cevabının hızını belirlemek için anlatılan yorumun matematiksel ispatıdır. Bunun için kökleri $\sigma \pm j\omega$ ve α olan üçüncü dereceden bir karakteristik polinomu göz önüne alalım. Bu durumda Denklem 3.27a

$$\tau = - \sum_{i=1}^3 \frac{1}{s_i} = - \left(\frac{2\sigma}{\sigma^2 + \omega^2} + \frac{1}{\alpha} \right) \quad (3.27b)$$

haline dönüşür. Denklem 3.27b göz önüne alındığında, cevap hızının artması manasına gelen köklerin reel kısımlarının negatif reel eksen boyunca sola doğru kaydırılması ile τ değeri küçülecektir; bu durum $-\sigma \geq \omega$ için geçerli olup ileride Şekil 3.9'da görüleceği gibi KDM ile tasarımılanan tüm sistem kökleri için yaklaşık olarak geçerlidir. Bu ise eşdeğer zaman sabiti ile cevap hızı arasındaki ilişkiyi açıkça ortaya koymaktadır.

3.2.5. Optimal Sonuç: Standart Manabe Form

Genel olarak bir kontrol sistemi için en önemli nokta, tasarım sonucunda en iyi performansın sağlanması için optimum kriterlerin başarılmasıdır. Bunun için kontrol sistemine ait karakteristik polinomunun köklerinin ne şekilde ve hangi kriter gereği yerleştirileceği büyük önem kazanmaktadır (D'azzo ve Houpis, 1981). Kısım 3.2.4.2'de anlatıldığı gibi karakteristik polinomun kökleri ile polinomun katsayıları arasında açık ilişkiler bulunmaktadır. Buna göre karakteristik polinomun katsayılarından yola çıkarak kontrol sisteminin geçici hal rejimi arasında bir ilişki kurmak için çeşitli çalışmalar yapılmış ve böylece elde edilen optimum tasarım sonuçları hazır standard formlar haline getirilmiştir. Bunun için yapılan ilk çalışmalar, Graham ve Lathrop'un 1950'lerde geliştirdiği ve hata fonksiyonlarının integrallerinin minimize edilerek optimal tasarımların gerçekleştirildiği standard formlara dayanır (Graham ve Lathrop, 1953). Bu formlar içinde en dikkat çeken ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute value of Error) standard formu olup karakteristik polinomun değişik dereceleri için normalize edilmiş formlar geliştirilmiştir. Ancak ITAE formu kullanılarak yapılan tasarımlarda, kontrol sisteminin zaman cevabının oldukça taşmalı ve osilasyonlu olması ve sistemin çalışma esnasında meydana gelen parametre değişimlerine karşı yeterince dayanıklılık özelliği bulunmaması nedeniyle yeni formların oluşturulmasına ihtiyaç duyulmuştur (Saito ve diğ., 1995).

Zaman içinde yapılan çalışmalar neticesinde bir çok yeni standard form ortaya çıkmıştır. Kontrol sistem tasarımı için en çok kullanılan formlardan bazıları kararlılık indeksi göz önüne alınarak Tablo 3.1'de verilmiştir. Bunlar içinde 1960'da Kessler tarafından ortaya konulan "Kessler kanonik standard formu" dikkat çekmektedir. Kararlılık indeksinin tüm elemanlarının 2 olarak seçildiği bu form, ITAE formuna göre daha kararlıdır ve kontrol sisteminin zaman cevabı sabit olarak yaklaşık %8'lik bir

Tablo 3.1. Bazı standard formlar için kararlılık indeksi

Form	n	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	Form	n	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4
Binomial	3	3	3			ITAE	3	2.641	1.424		
	5	2.5	2	2	2.5		5	2.102	1.78	1.624	1.568
Bessel	3	2.5	2.4			Kessler	3	2	2		
	5	2.25	1.778	1.75	2.14		5	2	2	2	2
YSSF*	3	2.845	1.144			Manabe (KDM)	3	2.5	2		
	5	2.232	1.372	2.54	0.613		5	2.5	2	2	2

- YSSF=Yerleşme Süresi Standard Formu (D'azzo ve Houpis, 1981)

taşmaya sahiptir (Kessler, 1960). 1991'de Shunji Manabe, kararlılık indeksinin ilk değerini 2.5 kabul ederek Kessler formunu yeniden düzenlemiş ve Tip-1 türünde amaçlanan kontrol sistemi için taşmasız zaman cevabına sahip olan "standard Manabe formu"nu önermiştir (Manabe, 1998a). Elde edilen bu yeni form, Kısım 4.2'de verilen tasarım prosedüründe anlatıldığı üzere KDM ile yapılan tasarım için temel yapı taşlarından birisi olmuştur. Tablo 3.2'de Tip-1 sistem göz önüne alınarak ve Denklem 3.12'den faydalanılarak, $n=2\sim6$ için Manabe formu ile elde edilen τ 'ya bağlı prototip karakteristik polinomlar verilmiştir.

Manabe formunun elde edilmesi tamamen deneysel çalışmalara bağlıdır (Manabe, 1998b). Ancak son zamanlarda Y.C. Kim, yaptığı çalışmalarla Manabe formu ile eşdeğer ve analitik çalışmaya dayalı formlar elde etmiştir. Bunlardan birisi MISE (Modified the Integral of the Square of the Error) standard formu olup, literatürde bulunan ve iyi bilinen ISE (Integral of the Square of the Error) formunun geliştirilmiş şeklidir (Kim ve diğ., 1998). Diğeri ise Gaussian fonksiyonunun 4.dereceden yaklaşıklığının kullanıldığı Gaussian formudur. Bu formda, Gaussian genlik fonksiyonu Taylor serisine açılarak prototip polinomlar elde edilir (Yang ve diğ., 2000). Tablo 3.3'te değişik sistem dereceleri için kararlılık indeksleri verilen bu iki forma ait daha geniş bilgi, ilgili referanslarda ayrıntılı olarak verilmiştir. Elde edilen analitik iki form, Manabe formuna çok yakın olduğundan ve kararlılık indeksinin sayısal değerinin kolaylığı bakımından bundan sonraki kısımlarda doğrudan standard Manabe formu kullanılacaktır.

Tablo 3.2. Standard Manabe formuna ait prototip karakteristik polinomlar.

Derece	$P(s) = a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0$ ($a_0=1$ için)
1	$\tau s + 1$
2	$0.4 \tau^2 s^2 + \tau s + 1$
3	$0.08 \tau^3 s^3 + 0.4 \tau^2 s^2 + \tau s + 1$
4	$0.008 \tau^4 s^4 + 0.08 \tau^3 s^3 + 0.4 \tau^2 s^2 + \tau s + 1$
5	$0.0004 \tau^5 s^5 + 0.008 \tau^4 s^4 + 0.08 \tau^3 s^3 + 0.4 \tau^2 s^2 + \tau s + 1$
6	$0.00001 \tau^6 s^6 + 0.0004 \tau^5 s^5 + 0.008 \tau^4 s^4 + 0.08 \tau^3 s^3 + 0.4 \tau^2 s^2 + \tau s + 1$

Manabe formu kullanılarak yapılan tasarıma ait zaman cevabı, diğer formlar ile elde edilenlere göre daha iyidir. Formun en önemli özellikleri şu şekilde özetlenebilir (Manabe, 1998a):

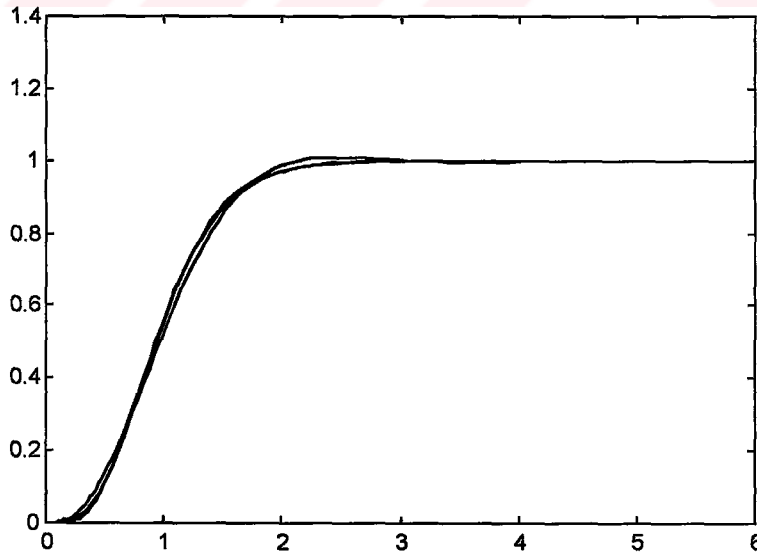
1. Standard Manabe formuna ait prototip polinomlar, nominal kesim frekansı (w_0)'a bağlı olarak ifade edilen diğer formlardan farklı olarak Tablo 3.2'de gösterildiği gibi eşdeğer zaman sabitinin bir fonksiyonu biçiminde verilir. Bu durum, (3.özellikte ifade edilecek olan ilişki göz önüne alındığında) Manabe formu ile

Tablo 3.3. KDM tarafından kullanılan üç değişik forma ait kararlılık indeksleri.

Form	n	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5
Manabe	4	2.5	2	2		
	5	2.5	2	2	2	
	6	2.5	2	2	2	2
MISE	4	2.491	2.012	1.987		
	5	2.5	1.999	2.001	2.003	
	6	2.502	2.002	2.001	1.992	1.973
Gaussian	4	2.451	2.038	2.368		
	5	2.451	2.038	2.038	2.368	
	6	2.451	2.038	2.038	2.038	2.368

yapılan tasarımlarda arzu edilen yerleşme süresinin ne kadar kolay biçimde gerçekleştirilebileceğinin bir göstergesidir. Diğer bir deyişle KDM ile aynı sistem için, değişik yerleşme sürelerine sahip çok sayıda kontrol sistemi gerçekleştirilebilir. Tasarımcı bu sistemlerden kendine en uygun olanı seçme esnekliğine sahiptir. Kesim frekansından yola çıkarak yerleşme süresini değişik değerlere ayarlamak zor olduğundan diğer formlar zaman cevabı açısından böyle bir avantaja sahip değildirler.

2. Manabe formu ile kontrol edilen sistemlerin zaman cevabında taşma mevcut değildir. Şekil 3.8’de Tablo 3.2’deki prototip polinomlar için $\tau=1$ alınarak, $n=3\sim6$ için kapalı çevrimli sistemin zaman cevapları çizdirilmiştir. Bu özellik göz önüne alındığında Binomial ve Bessel formları Manabe formuna benzemektedir. Diğer formlarda ise tasarlanan sistemin zaman cevabı eğrisi için taşma kaçınılmazdır.
3. Standard formlar içinde Manabe formu en kısa yerleşme süresine sahiptir. Bu süre $t_s \approx 2.31\tau$ yaklaşıklığı ile formülize edilebilir.
4. Diğer formlar göz önüne alındığında -iyi bilinmektedir ki- karakteristik polinomun derecesi arttığında zaman cevabı değişmekte ve yerleşme süresi de artmaktadır. Oysa Manabe formu için Tablo 3.2 ve Şekil 3.8’e dikkat edilirse



Şekil 3.8. Aynı eşdeğer zaman sabiti ($\tau=1$) için $n=3\sim6$. dereceden dört karakteristik polinomun birim basamak cevapları.

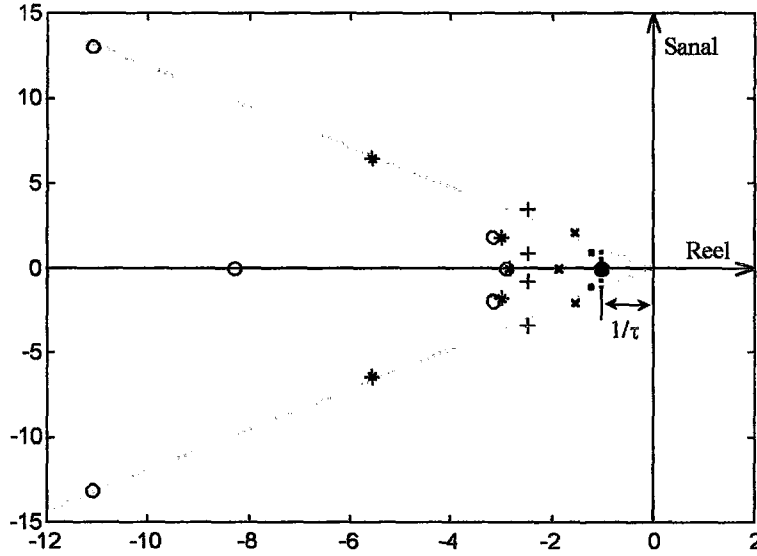
değişik dereceli karakteristik polinomlar için kapalı çevrimli sistemin birim basamak cevapları yaklaşık olarak aynı kalmaktadır. Bu durum tasarımcı için Kısım 4.2'de verilen kurallar göz önüne alınarak mümkün olan en düşük dereceden tasarımın yapılma imkânını sağlamaktadır.

5. 3. özellikte verildiği üzere Manabe formu diğer formlardan daha kısa yerleşme süresine sahiptir. Buna göre standard formlar için aynı yerleşme süresi göz önüne alındığında, genel olarak diğer formlar bu süreyi sağlayabilmek için Manabe formundan daha fazla kontrol enerjisi harcayacaklardır. Bu durum kontrol işaretinin genliği açısından Manabe formunu daha avantajlı hale getirmektedir.
6. KDM tekniği bünyesinde kullanılan Manabe formu kararlılık indeksi göz önüne alındığında akılda kalması kolay bir formdur. Diğerleri içinde Kessler formu da benzer özellik taşımaktadır.

Standard Manabe formu ile elde edilen karakteristik polinomlara ait kökler, $\tau=1$ normalize değeri için Tablo 3.4'te verilmiştir. Denormalize değerler için kök değerleri τ' ya bölünmelidir. Tablo 3.4 ve Şekil 3.9'a dikkat edilirse dört ve daha düşük dereceli polinomların kökleri bir düşey hat üzerine yerleşmişlerdir. Daha yukarı dereceli polinomların kökleri ise negatif reel eksen ile $\pm 49.5^\circ$ 'lik açı yapan iki hattın oluşturduğu alan içinde ve sönüm oranlarının 0.65 'den daha küçük oldukları görülmektedir. Bu kuralın tek istisnası, kökleri düşey hat üzerinde tam olarak bulunmayan üçüncü dereceden sistemlerdir. Esasında üçüncü dereceden sistemde çok az da olsa bir taşma mevcuttur. Bu nedenle hem kökleri tek bir hat üzerine yerleştirmek ve hem de

Tablo 3.4. Standard Manabe formuna ait prototip karakteristik polinomların kökleri.

Derece	Prototip polinomların kökleri ($\tau=1$ için)
1	-1
2	$-1.25 \pm j0.968$
3	$-1.557 \pm j2.05, -1.886$
4	$-2.5 \pm j3.441, -2.5 \pm j0.812$
5	$-3.021 \pm j1.764, -5.557 \pm j6.398, -2.844$
6	$-3.217 \pm j1.86, -2.957, -11.142 \pm j13.041, -8.325$



Şekil 3.9. Normalize eşdeğer zaman sabiti ($\tau=1$) için $n=1\sim6$. dereceden karakteristik polinomların kökleri: birinci derece (●), ikinci derece (•), üçüncü derece (x), dördüncü derece (+), beşinci derece (*), altıncı derece (o).

taşmayı ortadan kaldırmak için kararlılık indeksinin ilk değeri $\gamma_1=2.7$ olarak değiştirilir.

Standard Manabe formu kullanılarak KDM ile yapılan kontrol sistem tasarımları oldukça kararlı ve zaman cevabı taşmasız olduğu gibi, aynı zamanda oldukça dayanıklıdır (Hamamcı ve Köksal, 2001). Çoğu zaman kararlılık ile karıştırılan dayanıklılık özelliği, sistemde meydana gelen çeşitli değişikliklere karşı karakteristik polinomun köklerinin sanal eksene göre hareketini ifade eder. Tasarım işleminde yeterince kararlılık, zaman cevabı hızı ve dayanıklılık için $\gamma_1=2.5$ ve $\gamma_2=2$ seçimi kuvvetle tavsiye edilir. $\gamma_3\sim\gamma_{n-1}=2$ seçimi ise bu üç özellik üzerinde fazla bir etkiye sahip olmadığından zorunlu değildir. Çünkü Şekil 3.4'e dikkat edilirse γ_3 ve daha yukarısı indislerin etkisi ilk iki indis kadar olmamaktadır.

Doğrusal sistemlerin kontrolü için yapılan karşılaştırmalı çalışmalar göstermiştir ki KDM ve Standard Manabe formu kullanılarak yapılan tasarımlar, karşılaştırılan kontrol metodlarının çoğu ile yapılan tasarımlar kadar kararlı ve dayanıklıdır (Saito ve diğ., 1995; Kim ve diğ., 2000a; Hamamcı ve Köksal, 2001). Bölüm 4'te anlatılacağı gibi, bazı özel tasarımlarda kararlılık indeksinin Manabe formuna göre seçimi yeterli olmamaktadır. Bu durumda kararlılık indeksleri Denklem 3.23a ve 3.24a'da verilen Lipatov'un kararlılık şartlarına uygun olarak değiştirilebilir. Buna göre, tavsiye edilen değer aralığı için alt sınır 1.5 olup, üst sınır bulunmamaktadır (Manabe, 1994c).

3.3. Özet

Lineer cebrik yaklaşım metodlarından biri olan KDM, matematiksel gösterim ve tasarım işlemi sırasında polinomları kullanan bir metoddur. Kısım 3.2.2'de anlatıldığı gibi KDM'de tasarım parametreleri kararlılık indeksi, kararlılık sınır indeksi ve eşdeğer zaman sabitidir. KDM kontrol sistem yapısı Kısım 3.2.1'de verilen 2DPKS yapısındadır. Bu yapı kullanılarak tasarlanan KDM kontrolör ile sisteme dışarıdan etkiyen bozucu işaretler rahatlıkla söndürülmektedir.

KDM, katsayı diyagramı adında ve başka hiçbir kontrol metodunda bulunmayan oldukça kullanışlı bir araç kullanmaktadır. Kısım 3.2.3'te de belirtildiği gibi bu diyagram yardımı ile kontrol sisteminin önemli özellikleri olan kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılık özellikleri tek bir diyagram üzerinde analiz edilebilmektedir.

Kontrol sisteminin kararlılığı için KDM'in bünyesine dahil ettiği Lipatov-Sokolov kriteri, karakteristik polinomun kararlılık yada kararsızlığını belirlemek için yeterlilik şartlarını ifade etmektedir. Bu kriterlerin ortaya koyduğu kararlılık sınırları göz önüne alınarak, tasarım parametreleri arzu edilen şekilde değiştirilerek istenilen kontrolör kolayca tasarlanabilir.

Kontrol sistemleri için optimal yada optimale yakın tasarımlar oldukça önemlidir. Bu amaçla KDM metodunda standard Manabe formu kullanılmaktadır. Kısım 3.2.5'te genel özellikleri verilen bu form ile, arzu edilen tasarım özellikleri tam olarak sağlanmış kontrol sistemlerinin tasarımı kolayca gerçekleştirilmektedir. Formun en önemli özellikleri kontrol sisteminin zaman cevabının taşmasız olması, zaman cevabının en kısa yerleşme süresine sahip olması, aynı tasarım parametreleri göz önüne alındığında kontrol sisteminin derecesi büyüdükçe yerleşme süresinin değişmemesi ve forma ait kararlılık indeksi değerlerinin kolayca hatırla kalmasıdır. Lipatov-Sokolov kriteri ve standard Manabe formu bir arada kullanıldığında tek bir sistem için değişik özelliklerde bir çok kontrol sistemi tasarlanabilir. Bu ise KDM'in esnekliği ve verimliliğini göstermektedir.

4. KDM İLE KONTROLÖR TASARIM PROSEDÜRÜ ve GERÇEKLEŞTİRME

4.1. Giriş

KDM ile kontrolör tasarımı genel olarak iki şekilde yapılmaktadır. “Grafik metod” olarak adlandırılan ilk metotta tasarım yalnızca kararlılık indeksi kullanılarak yapılır. Kararlılık indeksleri ile kontrolör parametreleri arasında kapalı formda bir ilişki elde edilir. Ancak bu ilişki genellikle doğrusal olmayan denklemler biçimindedir ve sistemin derecesi büyüdükçe çözülmesi zorlaşmaktadır. Tasarım, ağırlıklı olarak katsayı diyagramı kullanılarak yapılmaktadır. Grafik metoda ait ayrıntılı bilgi (Manabe, 1998a) referansında verilmiştir. Bu metod yerine, lineer cebrik çözümün kullanıldığı ve “analitik metod” olarak adlandırılan ikinci metod kullanılmaktadır. Analitik metod daha çok kullanıldığından ve bu şekilde kontrolör tasarımı çok daha basit olduğundan bundan sonraki tasarımlarda bu metod kullanılacaktır.

KDM metodu 2DPKS yapısını kullandığı için Şekil 3.2'den de görüldüğü gibi iki kontrolör transfer fonksiyonundan oluşan ve iki-giriş bir-çıkışa sahip bir kontrolör bloğuna sahiptir. Bu şekilde tanımlanan sistemlerin gerçekleştirilmesi Chen (1992)'de verilmiştir. Kısım 4.4'te kısaca özetlenecek olan prosedür ile KDM kontrolörün gerçekleştirilmesi mümkündür.

4.2. KDM ile Kontrolör Tasarım Prosedürü

Bir kontrol metodunun kullanışlı olabilmesi için en önemli özelliklerden birisi de tasarım prosedürünün kolay anlaşılabilir ve sistematik olması gerektiğidir. Oysa literatürde KDM ile analitik tasarım işlemi için verilen prosedür bazı ayrıntıları içermemektedir (Manabe, 1998a). Bu prosedürde kontrolör polinomlarının çeşitli bozucu işaretlere karşı nasıl seçileceği açıkça belirtilmemiştir. Ayrıca seçilen kontrolör polinomlarına ait katsayıların nasıl elde edildiği ilk bakışta açıkça anlaşılmamakta ve bu işlemler deneyim gerektirmektedir. Bu nedenle sistematik bir hale dönüştürülen yeni tasarım prosedürü şu şekilde verilebilir:

1. Tasarıma başlamadan önce belirlenen bilgiler

1a. $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolör polinomlarının seçilmesi:

Genel olarak, kontrol edilmesi istenen doğrusal, zamanla değişmeyen bir sistemin transfer fonksiyonu

$$\frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (4.1)$$

şeklinde ifade edilir. KDM polinomsal gösterime sahip bir metod olduğundan, sistemin transfer fonksiyonu birbirinden bağımsız iki ayrı polinom olarak düşünülür. Bu polinomlar, derecesi m olan $N(s)$ pay polinomu ve derecesi n olan $D(s)$ payda polinomudur ($m \leq n$). Böyle bir sistem için seçilecek olan $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i \text{ ve } B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i \quad (4.2a)$$

formunda olmalıdır. Bu noktada, seçilecek polinomların derecesi önem kazanmaktadır. Bunu belirleyen en önemli etmen ise sisteme etkiyen herhangi bir bozucu işaretin varlığı ve varsa türüdür. Tablo 4.1'de kontrolör polinomlarının seçimine ait bilgiler verilmiştir. Bu bilgiler, Denklem 3.3'ten faydalanarak ve bozucu işareti tamamen

Tablo 4.1. Değişik bozucu türleri için seçilmesi gereken $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolörleri.

	Bozucu Yok	Bozucu Basamak tipi	Bozucu rampa tipi	Bozucu darbe veya sinüs tipi
der $\{A(s)\}$	$n-1$	n	$n+1$	$n-1$
der $\{B(s)\}$	$n-1$	n	$n+1$	$n-1$
şart	-	$l_0=0$	$l_0=l_1=0$	-
der $\{P(s)\}$	$2n-1$	$2n$	$2n+1$	$2n-1$

söndürerek arzu edilen zaman cevabını elde edecek şekilde düzenlenmiştir. Tabloda sisteme etkiyen bozucu işaretin türüne göre, kullanılabilecek olan en düşük dereceden kontrolör polinomlarının seçimi tavsiye edilmektedir. Bozucu işareti tamamen söndürmek için kontrolör polinomu için gerekli olan şartlar tabloda üçüncü satırda verilmiştir. En alt satırda ise, sonuçta elde edilecek olan kontrol sistemine ait karakteristik polinomun derecesi verilmiştir.

Endüstride bir sisteme etkiyen bozucu işaret tek bir tipte olmayabilir. Örneğin sisteme çalışma anında, bazı zamanlarda basamak türünde ve bazı zamanlarda ise rampa türünde bozucu işaretler etkiyebilir. Bu durumda bu sistemin kontrolü ve bozucu işaretin tam olarak söndürülebilmesi için tasarımcı, tablodan en yüksek dereceden polinom gerektiren rampa tipine göre kontrolörleri seçmesi gerekmektedir.

Ön-filtreleme elemanı olarak tanımlanan $F(s)$ kontrolörü ise

$$F(s) = (P(s)/N(s))|_{s=0} \quad (4.2b)$$

şeklinde seçilir. Böylece kapalı çevrimli sistemin kalıcı hal cevabında meydana gelebilecek olan herhangi bir hata değeri sıfıra indirilmiş olur. Kontrol edilmesi istenen sistem Tip-1 türünde ise, kontrol sistemi de Tip-1 türünde olur ve böylece arzu edilen zaman cevabı taşmasız olarak elde edilir. Eğer sistem Tip-2 veya daha üstü türde ise bu durumda taşmalı ancak arzu edilen zaman domeyni özellikleri sağlanmış bir cevap elde edilir.

1b. Tasarım için anahtar parametreler olan eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksinin seçilmesi

- Eşdeğer zaman sabitinin seçilmesi: KDM tekniği ile kontrol sisteminin tasarımına başlamadan önce, elde edilecek zaman cevabı için yerleşme süresinin değeri tayin edilmelidir. Tasarımda temel olarak standard Manabe formu kullanıldığından yerleşme süresi ile eşdeğer zaman sabiti arasındaki ilişki göz önüne alınır. Buna göre eşdeğer zaman sabiti $\tau = t_s / (2.5 \sim 3)$ olarak belirlenir (t_s arzu edilen yerleşme süresi).

KDM'de eşdeğer zaman sabiti τ ile kontrol işareti arasında kapalı bir ilişki vardır. Eğer τ büyürse zaman cevabı yavaş olur ve kontrol işaretinin genliği küçülür. τ küçülürse zaman cevabı hızlanır ve kontrol işaretinin genliği büyür. Bu nedenle

pratikteki uygulamalar için, tasarımda τ 'nın değeri rasgele seçilememektedir. Bu işlem basitçe deneme yanılma yolu ile yapılmaktadır. Çünkü diğer kontrol metotlarının çoğunda kontrol işaretinin genliği $t=0$ anında maksimum olmakta, fakat KDM'de ise bunun aksine $t>0$ için kontrol işaretinin genliği maksimum değere çıkmaktadır. Bu nedenle $|u(t)|$ ile τ arasında açık bir ilişki kurulamamaktadır.

- Kararlılık indeksi ve kararlılık sınır indeksinin seçilmesi: Tasarımda Manabe formu kullanıldığından, kararlılık indeksi

$$\gamma_i = [2.5, 2, 2, \dots, 2] \quad i=1, \dots, n-1, \quad \gamma_0 = \gamma_n = 0, \quad (4.3)$$

şeklinde seçilir. Kararlılık sınır indeksi ise Denklem 3.10 ile belirlenir.

2. Tasarım sırasında karakteristik polinom ve kontrolör polinomlarının katsayılarının hesaplanması:

KDM'de karakteristik polinom ve dolayısı ile kontrolör polinomlarının hesaplanmasında temel olarak kutup-yerleştirme metodundan faydalanılmaktadır. Buna göre önce 1a maddesinde anlatıldığı gibi Denklem 4.2a ve Tablo 4.1'deki bilgiler ile belirlenen kontrolör polinomları, Denklem 3.4'te yerine konularak k_i ve l_i parametrelerine bağlı bir polinom elde edilir. Daha sonra 1b maddesinde belirlenen tasarım parametreleri Denklem 3.12'de yerine konularak bir hedef polinom ($P_{hedef}(s)$) belirlenir. Bu iki polinom birbirleri ile eşitlenerek

$$A(s)D(s) + B(s)N(s) = P_{hedef}(s) \quad (4.4)$$

şeklinde Diophantine eşitliği elde edilmiş olur. Daha sonra denklem

$$[C]_{r \times r} \begin{bmatrix} l_i \\ k_i \end{bmatrix}_{r \times 1} = [a_i]_{r \times 1} \quad (4.5)$$

şeklinde Sylvester formuna dönüştürülür ($r=p+n$). Burada l_i ve k_i 'lerden oluşan vektör bilinmeyen kontrolör parametrelerini, C matrisi kontrolör parametrelerinin katsayılarını

ve a_i 'lerden oluşan vektör ise arzu edilen hedef polinomun katsayılarını ifade eder Bu şekilde n tane denklem sistemi, basit bir matris işlemi ile kolayca çözülerek kontrolör parametreleri ve dolayısı ile karakteristik polinom elde edilmiş olur. Denklem 3.3 ile verilen kapalı çevrimli sistemin transfer fonksiyonunu tamamen elde etmek için pay kısmındaki $F(s)$ polinomu ise Denklem 4.2b yardımı ile belirlenir. Bu şekilde kontrol sistemi son şeklini almış olur.

3. Tasarım sonrası yapılan işlemler

3.a. Kontrol işareti için doyum seviyesinin kontrolü:

Kapalı çevrim sistemi için kontrol işareti çizdirilerek, kontrol sisteminin doyuma gidip gitmediği kontrol edilir. Eğer sistem doyuma gidiyorsa $1b$ maddesine dönülüp τ yeterince artırılır ve işlemler tekrar edilir. Aynı şekilde $|u(t)|$ çok küçükse arzu edilen miktarda τ biraz daha küçültülerek sistem cevabı hızlandırılabilir.

3.b. Eğer gerekiyorsa katsayı diyagramı kullanılarak zaman cevabının ve dayanıklılığın düzeltilmesi:

Karakteristik polinom ve $B(s)$ kontrolörünün katsayıları kullanılarak katsayı diyagramı çizdirilir. Sistemin kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılık özellikleri tek bir diyagram üzerinde gözlemlenerek tasarımda küçük düzenlemelere ihtiyaç olup olmadığı belirlenir. Ancak standard Manabe form kullanıldığında elde edilen kontrol sistemi yeterinde kararlı ve dayanıklı, aynı zamanda iyi bir zaman cevabına sahip olduğundan böyle bir düzenlemeye pek ihtiyaç kalmamaktadır. Ancak uzay, havacılık ve denizaltı sistemlerin kontrolü gibi hassas tasarımlarda bu türden bazı basit düzenlemelere ihtiyaç duyulabilmektedir.

4.3. Kontrolör Tasarımı için Genel bir MATLAB Paket Programı: KDMCAD

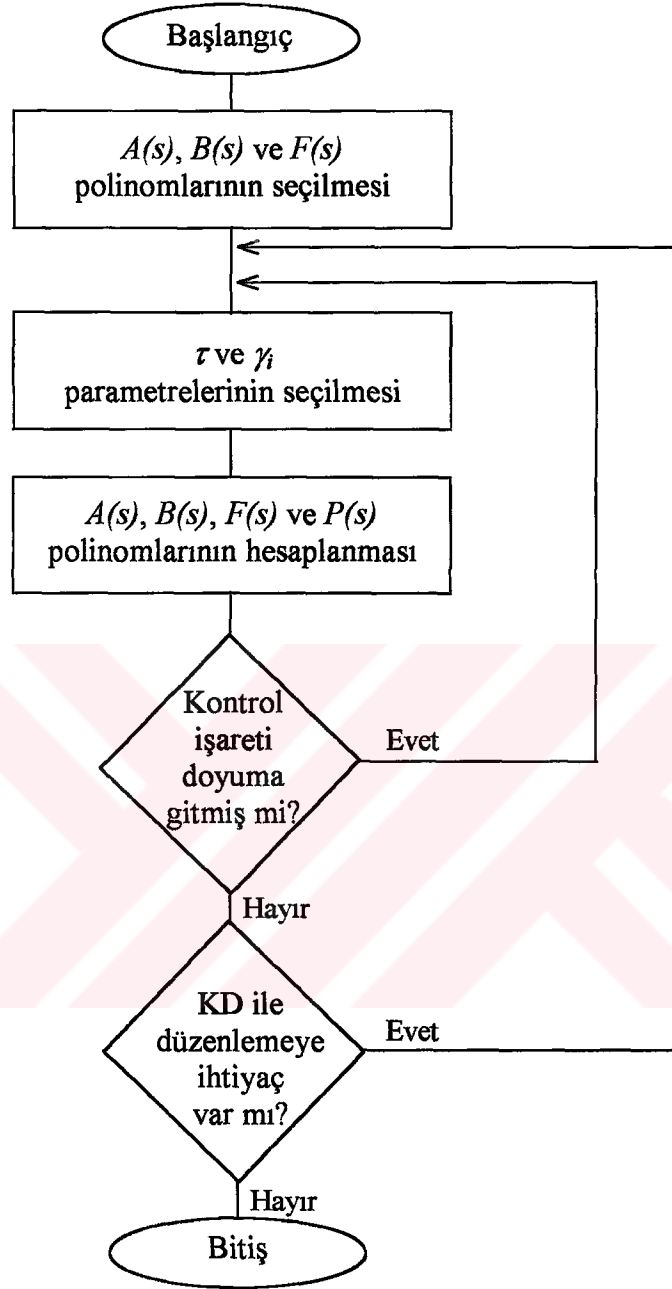
Genel olarak Kısım 4.2'de verilen KDM ile kontrolör tasarım prosedürünün mantığı oldukça kolay ve basittir. Ancak matematiksel olarak, kontrol edilmesi istenen sistemin derecesi arttıkça prosedürün 2.maddesinde elde edilen ve Sylvester matris

eşitliği haline dönüştürülen denklem sistemlerinin el ile çözümü zorlaşmaktadır. Bu nedenle prosedürün uygulanması için bilgisayar ile programlamaya ihtiyaç duyulmaktadır. Kontrol edilmesi istenen sistemlerin dereceleri birbirinden farklı olduğundan ve sisteme etkiyen değişik türdeki bozucu girişleri için farklı tipte kontrolörler seçildiğinden, tasarımcının her bir durum için farklı zamanlarda ayrı ayrı program yazması gerekmektedir. Bu şekildeki programlama mantığının dağınık ve kullanışsız olması, her türlü sistem şartları göz önüne alınarak hazırlanacak olan bir paket programının kullanımını avantajlı hale getirmektedir.

Bu çalışmada kontrol edilmesi istenen sistemlerin KDM ile arzu edilen performans özelliklerine göre tasarlanması için Kısım 4.2'de verilen teorik bilgilerin ışığında genel bir paket program hazırlanmıştır. Matematiksel bilginin grafik ortamda görsel olarak sunulmasını sağlayan ve KDMCAD olarak adlandırılan yazılım, MATLAB 5.1 ve yardımcı programı Simulink 2.1 kullanılarak oluşturulmuştur. Bir teknik hesaplama dili olarak tanımlanan MATLAB programı (Mathworks Inc., 1997a) bilimsel problemlere yatkınlığı, fonksiyonel özelliğe sahip olması, sistemlerin analizi için büyük öneme sahip olan zaman ve frekans cevapları gibi grafik özelliklerinin oldukça zengin olması, basit sistem blokları kullanılarak modelleme işlemlerinin kolayca yapıldığı Simulink yardımcı programına sahip olması ve GUI (Graphical User Interface- Mathworks Inc., 1997b) olarak adlandırılan görsel paket program oluşturma aracı nedeniyle tercih edilmiştir.

Şekil 4.1'de KDMCAD programı için oluşturulan genel bir akış şeması verilmiştir. Akış şemasına dikkat edilirse her bir blok Kısım 4.2'de verilen prosedürün maddelerine bire bir karşılık gelmektedir. KDMCAD'e ait program Ek-3'te verilmiştir.

KDMCAD çalıştırıldığında ilk olarak Şekil 4.2'de verilen ana pencere görünecektir. Pencerenin üst bölümünde bulunan çerçeve, kontrol edilmesi istenen sisteme ait bilgilerin girildiği kısımdır. Burada sisteme ait transfer fonksiyonunun pay ve payda polinomları ile bu polinomların dereceleri, ilgili kutucuklara klavyeden yazılmaktadır. Polinom katsayıları, en büyük derecenin katsayısından en küçük derecenin katsayısına doğru bir boşluk bırakılarak MATLAB polinom gösterim formunda yazılmalıdır. Çerçevenin alt kısmında bulunan "Bozucu bilgisi" butonu ise



Şekil 4.1. KDMCAD Programı için genel bir akış şeması.

sisteme dışarıdan etkiyen bozucu işarete ait bilgilerin belirlendiği yerdir. Bu butona fare ile tıklandığında Şekil 4.3'te verilen pencere görünmektedir. Bu pencere bozucu

KDMCAD

Katsayi Diyagram Metodu ile Kontrolör Tasarimi

Sistemin Transfer Fonksiyonu

Pay Polinomu= derecesi=

Payda Polinomu= derecesi=

1. Tasarım başlamadan önce belirlenen bilgiler:

2. Kontrol Sisteminin Tasarımı ve Analizi:

Kontrolör Tasarım İşlemi

Kontrolör ve Performansı

Yeni Tasarım

Kapat

Şekil 4.2. KDMCAD Programı çalıştırıldığında ekrana gelen başlangıç penceresi.

işaretin türüne ait bir menü içermektedir. Ayrıca seçilen bozucu tipine ait nicel bilgiler, ilgili kutucuklara klavyeden girilerek belirlenmektedir. Eğer sistemi herhangi bir bozucu işaret etkilemiyorsa, birinci madde seçilerek alttaki kapat butonuna tıklanır. Sisteme basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret etkiliyorsa, bu durumda ikinci madde seçilir. Bozucunun genliği ikinci maddenin sonunda bulunan kutucuğa yazılır. Daha sonra bozucu işaretin sistem çalışmaya başladıktan sonra kaçınıcı saniyede uygulanacağına karar verilerek ilgili kutucuğa girilir ve kapat butonu ile pencere kapatılır. Diğer üç bozucu türünden biri seçilecekse benzer işlemler yapılarak bozucu

Sisteme Etkiyen Bozucu bilgisi

Bozucu Bilgisi için seçiminizi yapınız..... 1

1. Bozucu yok
2. Basamak fonksiyonu şeklinde bozucu var ve genliği=
3. Rampa fonksiyonu şeklinde bozucu var ve eğimi=
4. Sinus fonksiyonu şeklinde bozucu var ve genliği= frekansı=
5. Darbe fonksiyonu şeklinde bozucu var

Bozucu etki sisteme t= 's.'de uygulanıyor

Kapat

Şekil 4.3. Sisteme etkiyen bozucu işaret bilgisinin belirlendiği pencere.

işaretin şekli belirlenir. Kapat butonu ile pencere kapatıldıktan sonra tekrar KDMCAD ana penceresine dönlülmektedir. Kontrol edilmesi istenen sistemi tanımlayan bilgiler girildikten sonra "Başlangıç" butonu kullanılarak Şekil 4.4'te verildiği gibi tasarıma başlamak için gerekli olan bilgiler belirlenir. Pencerenin üst kısmında, kontrolör polinomlarının derecesi, ilgili kutucuklara program tarafından otomatik olarak belirlenerek yazılır. Bu bilgiler, kontrol edilmesi istenen sistemin derecesi ve sisteme etkiyen bozucu işaretin türüne göre Tablo 4.1'deki bilgiler göz önüne alınarak belirlenir. Ayrıca Tablo 4.1'de verilen ve kontrolörün bozucu işareti söndürmesi için gerekli olan şartlar $A(s)$ polinomunun altında bulunan boşluğa yazılır. Örneğin sisteme basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret etkiyorsa bu durumda ilgili boşlukta " $l(0)=0$ (bozucu etkiyi söndürmek için)" ifadesi görünecektir. Pencerenin alt kısmında ise tasarım için önemli olan performans parametreleri belirlenir. Eşdeğer zaman sabitinin değeri sağ tarafında bulunan kutucuğa tasarımcı tarafından yazılır. Kararlılık indeksi için kaç değer girileceği yine sistemin derecesi ve bozucu işaretin türüne göre program

a) A(s), B(s) ve F(s) polinomlarının belirlenmesi:

A(s)= l(p)s^p+.....+l(2)s^2+l(1)s+l(0) polinomunun derecesi:

B(s)= k(q)s^q+.....+k(2)s^2+k(1)s+k(0) polinomunun derecesi:

F(s)= P(0)/N(s)

b) Tasarım parametrelerinin seçilmesi:

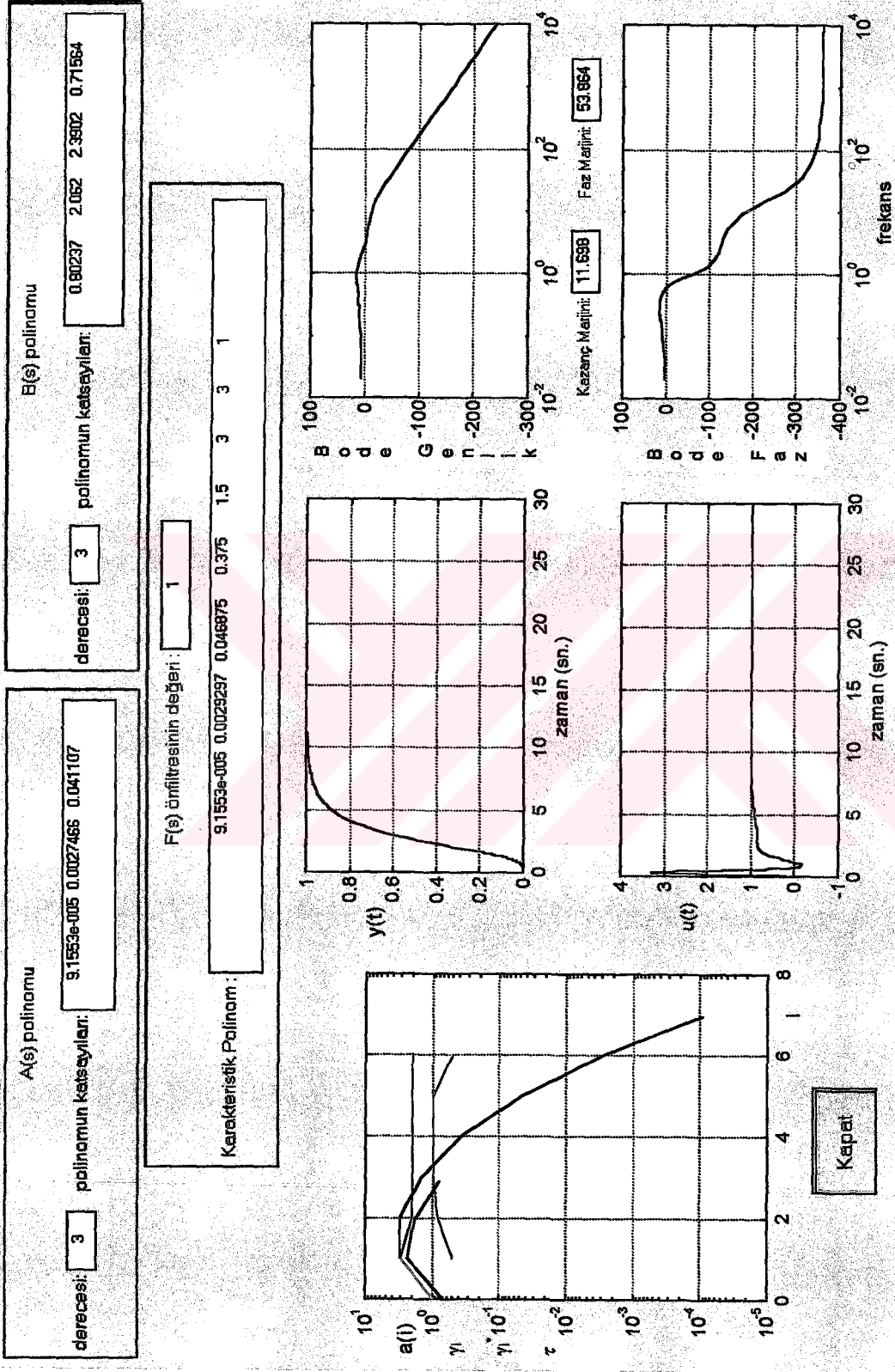
Eşdeğer zaman sabiti=

tane kararlılık indeksi=

Şekil 4.4. Kısım 4.2'deki tasarım prosedürünün 1. maddesinde verilen ve başlangıç bilgilerinin belirlendiği pencere.

tarafından sol tarafındaki kutucuğa otomatik olarak yazılır. Tasarımcı bu sayıyı göz önüne alarak kararlılık indeksini sağ taraftaki kutucuğa yazar. Gerekli parametre değerleri girildikten sonra kapat butonu ile pencere kapatılarak yeniden ana pencereye dönülür.

Buraya kadar yapılan işlemler, tasarım için gerekli olan giriş bilgilerini belirlemek ve tasarıma başlangıç için hazırlanmaktan ibarettir. Ana pencerede bulunan "Kontrolör Tasarım İşlemi" butonu ile arzu edilen kontrolör, program tarafından hesaplanarak hafızaya alınır. Kontrolör polinomları ile kontrol sisteminin zaman ve frekans performansını görmek için "Kontrolör ve Performansı" butonu kullanılır. Bu butona tıklandığında Şekil 4.5'te verilen kontrol sistem penceresi görünür. Pencerenin üst kısmında üç tane çerçeve bulunmaktadır. Üstteki iki pencerede A(s) ve B(s) polinomlarını derecesi ile MATLAB gösterim formundaki polinom katsayıları program tarafından yazılır. Altteki çerçevede ise F(s) ön-filtresinin değeri ve hesaplanan karakteristik polinomun katsayıları verilir. Bu üç çerçevenin altında beş grafik



Şekil 4.5. Kontrol sistemine ait polinomlar ve kontrol edilen sisteme ait KD diyagramı ile zaman ve frekans cevapları

bulunmaktadır. Bu grafikler KDM kontrol sisteminin analizi hakkında bilgiler vermektedir. En soldaki grafikte kontrol sistemine ait katsayı diyagramı çizdirilmiştir. Tasarımcı bu grafikteki bilgileri kontrol ederek tasarımı hakkındaki temel bilgileri kabataslak görebilir. Ortadaki iki grafik kontrol sisteminin zaman cevabı performansını ifade etmektedir. Burada kapalı çevrimli sistemin birim basamak fonksiyonu şeklindeki referans girişine karşı çıkış cevap eğrisi ve kontrol işareti eğrisi verilmektedir. Bu eğriler, zaman ekseninde $[0-10\tau]$ s. aralığında çizdirilmektedir. En sağdaki iki grafik ise kontrol sisteminin frekans cevabı performansını ifade etmektedir. Burada açık çevrim transfer fonksiyonu olan

$$G(s)H(s) = \frac{N(s)B(s)}{D(s)A(s)} \quad (4.6)$$

ifadesinin Bode genlik ve faz eğrileri verilmiştir. Bu iki eğrinin arasında ise sistemin kazanç ve faz sınır payları verilmiştir. Bu değerler kontrol sisteminin performansı hakkında bilgiler vermektedir.

KDM ile kontrol edilen sisteme ait kontrolör ve kapalı çevrimli sistem bilgileri elde edildikten sonra "kapat" butonu ile ana pencereye dönülür. Eğer arzu edilirse yalnızca gerekli olan parametreler değiştirilerek tasarımda çeşitli düzenlemeler yapılabilir. Eğer herhangi bir düzenleme yapılmayacaksa, ana pencerenin en alt kısmında bulunan "Yeni Tasarım" butonu ile hafıza temizlenerek yeni bir tasarıma geçilebilir ya da "Kapat" butonu ile KDMCAD programı kapatılabilir.

Sonuç olarak oluşturulan genel amaçlı KDMCAD programı ile, tasarımcı istediği tasarım işlemini kolayca gerçekleştirmekte ve görsel ortamda tasarımının sonuçlarını bir arada görme imkanını bulmaktadır. Bu ise hız ve verimin önem kazandığı günümüz bilimsel çalışmaları için büyük önem taşımaktadır.

4.4. KDM ile Tasarlanan Kontrolör için Minimal Gerçekleştirme

Genel olarak bir kontrol sisteminin gerçekleştirilebilmesi için aynı anda sağlanması gereken üç şart vardır. Bunlar

1. Kontrol edilmesi istenen sistem uygunluk özelliğine sahip olmalı,
2. Kontrol sisteminde bulunan bütün kontrolörler uygunluk özelliğine sahip olmalı,
3. Kontrol sistemi toplam olarak kararlı olmalı

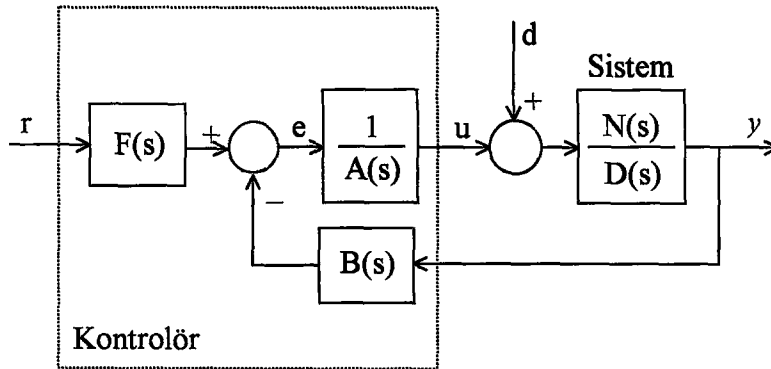
şeklinde özetlenebilir. Bunlardan birincisi başlangıç için temel şarttır ve sağlanmaması durumunda yapılacak tasarım başarısız olacaktır. İkinci şart göz önüne alındığında eğer herhangi bir kontrolörün transfer fonksiyonu uygunluk özelliğine sahip değilse, o zaman gerçekleştirme işleminde kararsız özelliğe sahip türev elemanına ihtiyaç duyulacaktır. Aynı zamanda bu durum, sisteme etkiyen gürültünün kuvvetlenmesine sebep olacağından pratikte istenmemektedir. Üçüncü şart ise kontrol metodunun verimliliğini ve başarısını göstermesi bakımından önemlidir.

Şekil 4.6'da verilen ve KDM tarafından kullanılan 2DPKS yapısını göz önüne alalım. Vektör notasyonu kullanılarak

$$u = \frac{F(s)}{A(s)}r - \frac{B(s)}{A(s)}y = \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{A(s)} & -\frac{B(s)}{A(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ y \end{bmatrix} \quad (4.7a)$$

yazılabilir. Buradan kontrolör

$$C(s) = \begin{bmatrix} C_1(s) & C_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_1(s)}{D_1(s)} & \frac{N_2(s)}{D_2(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{F(s)}{A(s)} & -\frac{B(s)}{A(s)} \end{bmatrix} \quad (4.7b)$$



Şekil 4.6. 2DPKS yapısı için blok şema.

şeklinde 1x2 transfer matrisi haline dönüştürülür. Bu şekilde tanımlanan sistemlerin gerçekleştirilmesi Chen (1992)'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Buna göre gerçekleştirme prosedürü kısaca şu şekilde verilebilir:

1. Uygunluk özelliğine sahip $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ transfer fonksiyonlarına sahip olan kontrolör

$$C(s) = [d_1 \quad d_2] + [C_{s1}(s) \quad C_{s2}(s)] \quad (4.8)$$

şekline dönüştürülür. Burada $d_i = C_i(\infty)$ şeklinde iki sabit ve $C_{si}(s)$ ise "tam uygunluk (strictly proper)" özelliğine sahip (yani $\deg\{N(s)\} < \deg\{D(s)\}$) transfer fonksiyonlarıdır.

2. $\bar{D}(s)$, $D_1(s)$ ve $D_2(s)$ 'in en küçük ortak katı olsun. Bu durumda Denklem 4.8

$$C(s) = [d_1 \quad d_2] + \frac{1}{\bar{D}(s)} [\bar{N}_1(s) \quad \bar{N}_2(s)] \quad (4.9)$$

şekline dönüşür.

3. Denklem 4.9'daki polinomlar ikinci dereceden bir kontrolör için

$$\bar{D}(s) = s^2 + a_1s + a_0 \quad (4.10a)$$

$$\bar{N}_1(s) = b_{11}s + b_{01} \quad (4.10b)$$

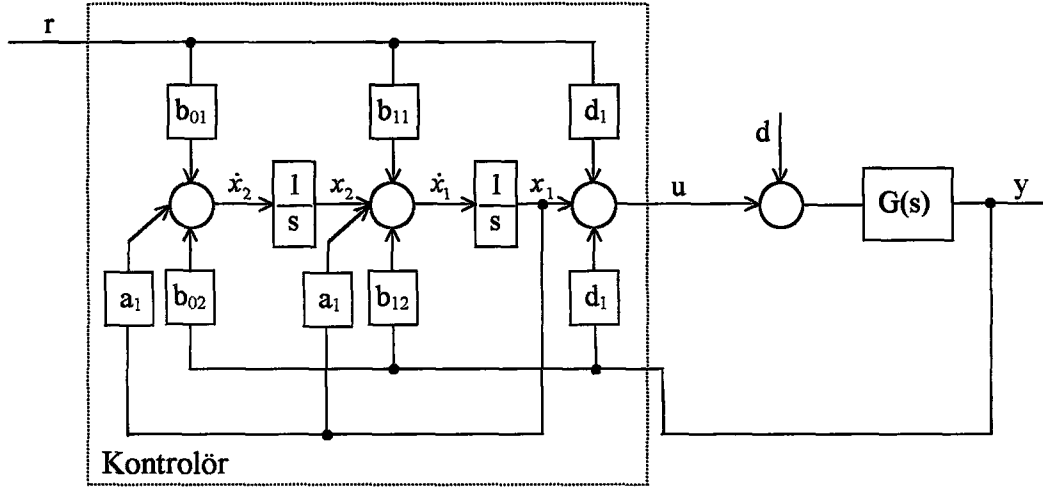
$$\bar{N}_2(s) = b_{12}s + b_{02} \quad (4.10c)$$

şeklinde olduğu kabul edilirse kontrolör için minimal gerçekleştirme

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 \\ -a_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{01} & b_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (4.11a)$$

$$u(t) = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + [d_1 \quad d_2] \begin{bmatrix} r(t) \\ y(t) \end{bmatrix} \quad (4.11b)$$

şeklinde gözlemlenebilir kanonik formda sağlanır. Denklem 4.11'de verilen kontrolör için basit blok şema Şekil 4.7'de verilmiştir.



Şekil 4.7. Kontrolör polinomları Denklem 4.10'da verilen sistemin gözlemlenebilir kanonik formda gerçekleştirme şeması.

KDM ile yapılan tasarımlarda $C_1(s)$ ve $C_2(s)$ her zaman uygunluk özelliğini sağlamaktadır. Bu nedenle Şekil 4.6'da verilen kontrolör bloğu rahatlıkla gerçekleştirilebilmektedir. Sonuç olarak KDM kontrol sistemi, gerçekleştirme için yukarıda verilen üç şartı da sağlamaktadır.

4.5. Tasarım Örneği

Kontrol edilmesi istenen sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{1}{(s+1)^3} \quad (4.12)$$

şeklinde olsun. Sisteme 10.s.'de ve genliği 0.5 olan basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret uygulanıyor. Sistemin, zaman ve frekans cevabı özellikleri göz önünde bulundurularak mümkün olan en iyi şekilde kontrol edilmesi amaçlanmaktadır. Bu sistem daha önce Åström ve Haggund (1984) tarafından PID kontrolör, Atherton ve Majhi (1999) tarafından ise PID ve PI-PD kontrolörler yardımı ile kontrol edilmiştir. Burada bu üç metod ile elde edilen kontrol sistem performansı göz önüne alınarak, bir

KDM kontrolör tasarlanacak ve bu tasarım sonucu elde edilecek olan kontrol sisteminin zaman ve frekans cevabı performansı daha önce elde edilen üç performans ile karşılaştırılacaktır.

PID ve PI-PD kontrol sistem yapısına ait blok şema Şekil 4.8'de verilmiştir. PID kontrolör

$$G_{c1}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1}\right) \quad \text{ve} \quad G_{c2}(s) = 0 \quad (4.13)$$

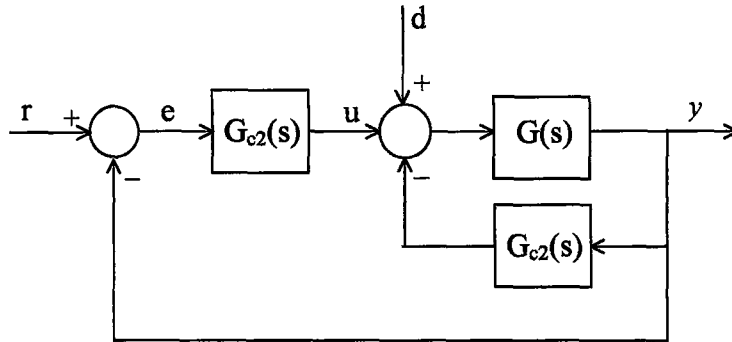
formu ile ifade edilirken, PI-PD kontrolörü

$$G_{c1}(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad \text{ve} \quad G_{c2}(s) = K_f + \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1} \quad (4.14)$$

şeklinde tanımlanmaktadır (Atherton and Majhi, 1998). Burada α türev filtresi olup, PID kontrolörün uygunluk özelliğini sağlaması ve yüksek frekans kazancını sınırlamak için kullanılır (Chen, 1992).

Åström-Hagglund metodu, genlik ve faz sınır paylarından yola çıkılarak PID kontrolör parametrelerinin belirlendiği bir methodur. Bu metod kullanıldığında PID kontrolörün parametreleri $\alpha=0.1$ için $K_p=5.575$, $T_i=2.812$ ve $T_d=0.703$ olarak hesaplanmıştır.

Atherton ve Majhi ise tatmin edici bir zaman cevabı elde etmek için



Şekil 4.8. PID ve PI-PD kontrol sistemi için geribeslemeli sistem yapısı.

$$J_1(\theta) = \int_0^{\infty} (te(\theta, t))^2 dt \quad (4.15)$$

ifadesi ile tanımlanan ISTE (Integral Squared Time Error criteria) optimizasyon metodunu kullanmış ve bu durumda PID kontrolör parametreleri $\alpha=0.1$ için $K_p=5.575$, $T_i=2.555$ ve $T_d=0.91$ olarak ve PI-PD kontrolörün parametreleri ise $\alpha=0.01$ için $K_p=5.575$, $T_i=1.149$, $K_f=4.071$ ve $T_d=5.783$ olarak belirlenmiştir.

Yukarıda verilen üç kontrolörün zaman cevabı özellikleri (özellikle yerleşme süresi ve kontrol işaretinin genliği) göz önünde bulundurularak KDM tasarım prosedürü aşağıdaki gibi uygulanmıştır:

1. Tasarıma başlamadan önce belirlenen bilgiler

1a. $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolör polinomlarının seçilmesi:

Kontrol edilmesi istenen sisteme ait transfer fonksiyonu polinomsal formda

$$N(s) = 1 \quad (4.16a)$$

$$D(s) = s^3 + 3s^2 + 3s + 1 \quad (4.16b)$$

olarak ifade edilir. Sistemin derecesi 3 ve sisteme etkiyen bozucu işareti basamak fonksiyonu şeklinde olduğundan, Tablo 4.1'de verilen bilgiler göz önüne alınarak kontrolör polinomlarının derecesi ve tipi belirlenebilir. Buna göre $A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının derecesi de 3 olarak seçilmelidir. Ayrıca bozucu işareti söndürebilmek için $l_0=0$ kabul edilerek $A(s)$ polinomu integrator içeren bir forma dönüştürülür. Buna göre $A(s)$ ve $B(s)$ kontrolör polinomları

$$A(s) = l_3 s^3 + l_2 s^2 + l_1 s \quad (4.17a)$$

$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (4.17b)$$

olarak belirlenmiş olur.

1b. Tasarım için anahtar parametreler olan eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksinin seçilmesi:

Bu uygulamada PID ve PI-PD kullanılarak elde edilen üç kontrol sistemine ait birim basamak cevabının yerleşme süresi ve kontrol işaretinin genliği göz önünde bulundurularak KDM kontrol sistemi için hedef yerleşme süresi 3.5 s. olarak belirlenmiştir. Kısım 3.2.5'te yerleşme süresi ile eşdeğer zaman sabiti arasındaki ilişki yaklaşık olarak $t_s \approx 2.31\tau$ olarak verildiğinden, $\tau = 3.5/2.31 \cong 1.5$ olarak seçilir. Kararlılık indeksi ise standard Manabe formuna uygun olarak $\gamma_i = [2.5, 2, 2, 2, 2]$ şeklinde belirlenir. Kararlılık sınır indeksi ise Denklem 3.10'dan $\gamma_i^* = [0.5, 0.9, 1, 0.5]$ olarak hesaplanır.

2. Tasarım sırasında karakteristik polinom ve kontrolör polinomlarının katsayılarının hesaplanması:

Denklem 4.17a ve b'de kısmen belirlenen kontrolör polinomları Denklem 3.4'te yerine konursa

$$P(s) = l_3 s^6 + (3l_3 + l_2)s^5 + (3l_3 + 3l_2 + l_1)s^4 + (l_3 + 3l_2 + 3l_1 + k_3)s^3 + (l_2 + 3l_1 + k_2)s^2 + (l_1 + k_1)s + k_0 \quad (4.18)$$

elde edilir. Daha sonra 1b maddesinde belirlenen tasarım parametreleri Denklem 3.12'de yerine konularak

$$P_{hedef}(s) = 0.0001s^6 + 0.003s^5 + 0.0405s^4 + 0.27s^3 + 0.9s^2 + 1.5s + 1 \quad (4.19)$$

şeklinde bir hedef polinom belirlenir. l_i ve k_i parametrelerini hesaplayabilmek için Denklem 4.18 ve 4.19 birbirine eşitlenerek altı bilinmeyenli altı denklem elde edilir. İşlemi kolaylaştırmak için bu denklem seti Denklem 4.5'te verilen Sylvester formuna dönüştürülür:

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 3 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 3 & 3 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 3 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 \\ I_2 \\ I_1 \\ k_3 \\ k_2 \\ k_1 \\ k_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1.5 \\ 0.9 \\ 0.27 \\ 0.0405 \\ 0.003 \\ 0.0001 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Denklem 4.20'de matris eşitliği haline dönüştürülen denklem seti MATLAB ile kolayca çözümlenerek karakteristik polinom ve kontrolör parametreleri

$$A(s) = 0.0001s^3 + 0.0027s^2 + 0.0321s \quad (4.21a)$$

$$B(s) = 0.1656s^3 + 0.8011s^2 + 1.4679s + 1 \quad (4.21b)$$

$$P(s) = 0.0001s^6 + 0.003s^5 + 0.0405s^4 + 0.27s^3 + 0.9s^2 + 1.5s + 1 \quad (4.21c)$$

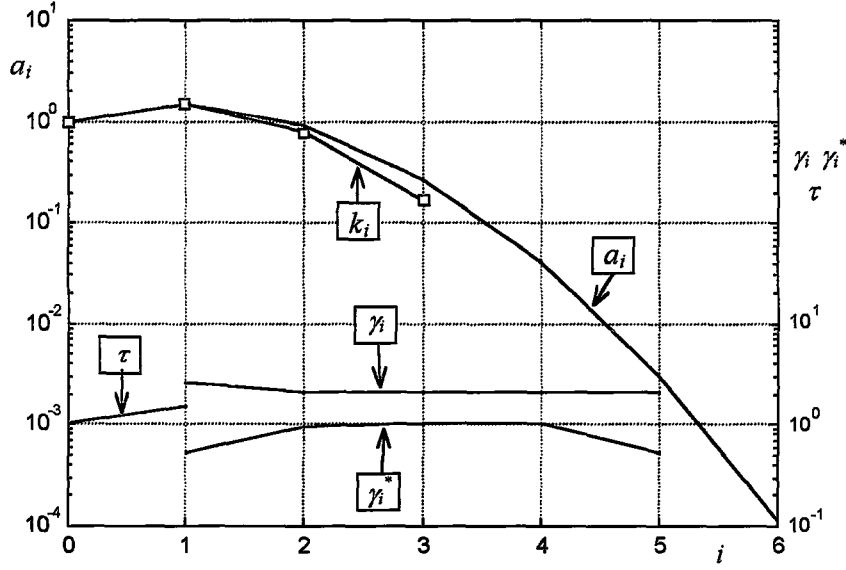
şeklinde elde edilir. $F(s)$ referans pay polinomu ise Denklem 4.2b'den

$$F(s) = P(s)/N(s)|_{s=0} = 1 \quad (4.21d)$$

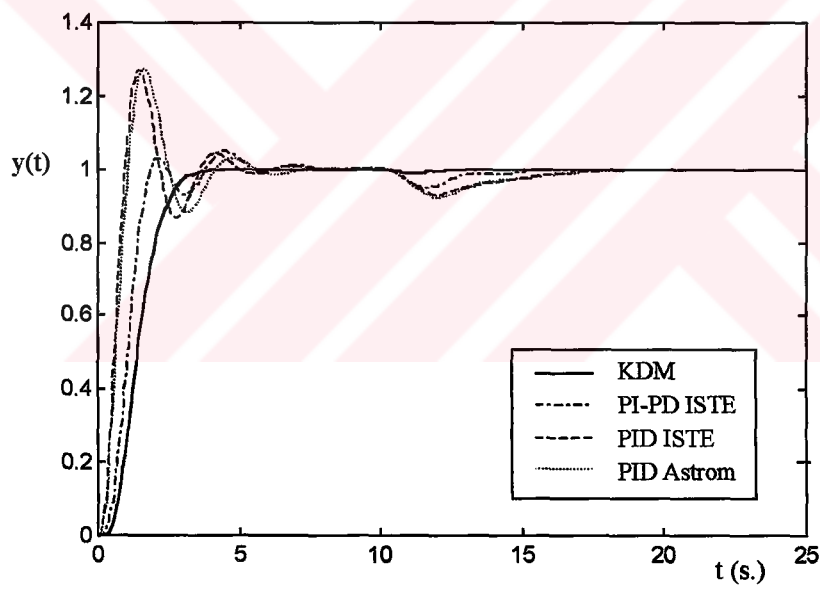
olarak elde edilir.

3. Tasarım sonrası yapılan işlemler:

Bu kısımda tasarlanan kontrol sisteminin arzu edilen performansı sağlayıp sağlamadığı kontrol edilir. Buna göre kontrol sisteminin katsayı diyagramı Şekil 4.9'da verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi kabataslak olarak arzu edilen kararlılık, cevap hızı ve dayanıklılık özellikleri sağlanmıştır. Çünkü kararlılık için katsayı eğrisi yeterince dışbükeyliğe sahip, cevap hızı için hem katsayı diyagramının sağdaki ucu yeterince aşağıda hem de τ 'ya ait eğri aynen arzu edilen değer ile aynı ve dayanıklılık için ise kısmi katsayı eğrisi, katsayı eğrisinin altında bulunmaktadır. Aşağıda, KDM ile tasarlanan kontrol sisteminin performansı diğer üç kontrol sistemi ile karşılaştırmalı olarak verilerek bir kıyaslama yapılacaktır.



Şekil 4.9. KDM ile tasarlanan kontrol sistemine ait katsayı diyagramı.



Şekil 4.10. Dört ayrı metod ile tasarlanan kontrol sistemlerine ait birim basamak fonksiyonu cevapları.

Zaman Cevabı Performanslarının Karşılaştırılması:

1. Kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonuna cevabı: Şekil 4.10'da dört ayrı metotla tasarlanan kontrol sistemine ait zaman cevapları verilmiştir. Şekilde PID kontrolörlerin diğer iki metoda göre daha büyük taşma özelliğine sahip olduğu görülürken, KDM kontrol ile tamamen taşmasız bir cevap elde edilmektedir. Ayrıca

Tablo 4.2. Şekil 4.10'da verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.

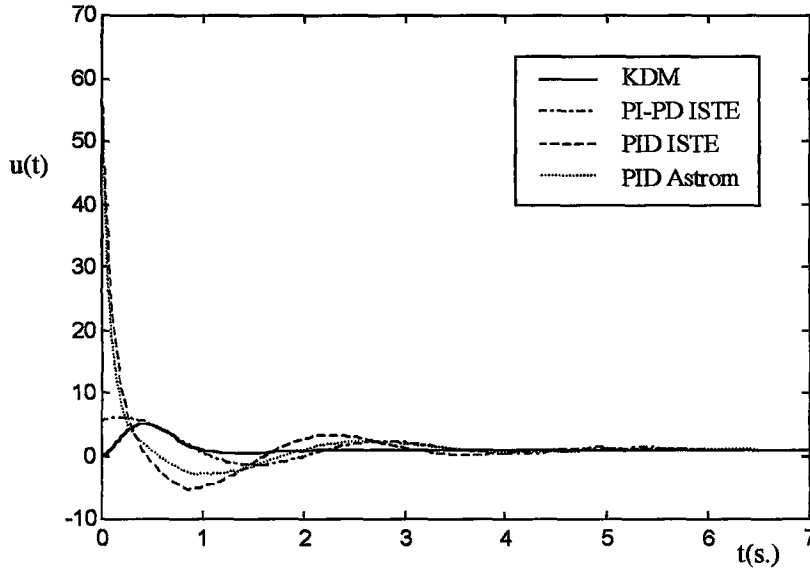
	Yerleşme süresi	Yükselme süresi	% Maksimum Taşma
Åström-Hagglund PID	5.16s.	0.67s.	27.35
ISTE Optimizasyon PID	4.69s.	0.6s.	27.25
ISTE Optimizasyon PIPD	5.142s.	1.1s.	5.13
KDM	3.165s.	1.65s.	-

zaman cevabının yerleşme süreleri göz önüne alındığında KDM metodunun en iyi değerlere sahip kontrolörü ürettiği görülmektedir. Tablo 4.2'de her bir kontrol metodu için zaman cevabı performans değerleri verilmiştir.

Genliği 0.5 olan birim basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu işaret $t=10s.$ 'de uygulandığında, bu dört metod arasında KDM kontrol metodunun bozucu etkiyi söndürmede en kuvvetli metod olduğu açıkça görülmektedir. Çünkü KDM kontrol sistemi $t=10s.$ 'de uygulanan işarete karşı yok denecek kadar küçük bir tepki göstermekte, buna karşın diğer üç metoda ait zaman cevabı ise daha uzun süreli ve gözle görülür bir bozulmaya uğradıktan sonra tekrar kararlı hale dönmektedirler.

2. Dört ayrı metodla tasarlanan kontrol sistemleri için girişlerine birim basamak fonksiyonu uygulandığında elde edilen kontrol işaretlerine ait eğriler Şekil 4.11'de verilmiştir. Şekilde PID kontrolörlerin diğer iki metoda göre oldukça büyük genlikli kontrol işaretine sahip oldukları görülmektedir. Bu nedenle kontrol işaretinin sürücü elemanın (actuator) özelliğine göre doyuma gitmesi büyük bir olasılıktır. PI-PD ve KDM kontrolör ile elde edilen kontrol işaretleri birbirine yakın gibi görünse de KDM ile elde edilen işaretin genliği daha küçüktür ve aynı zamanda kontrol işareti daha kısa bir zamanda kararlı hale dönmektedir. Daha iyi karşılaştırma yapılabilmesi için her bir kontrol metoduna ait kontrol işaretinin performans değerleri Tablo 4.3'te verilmiştir.

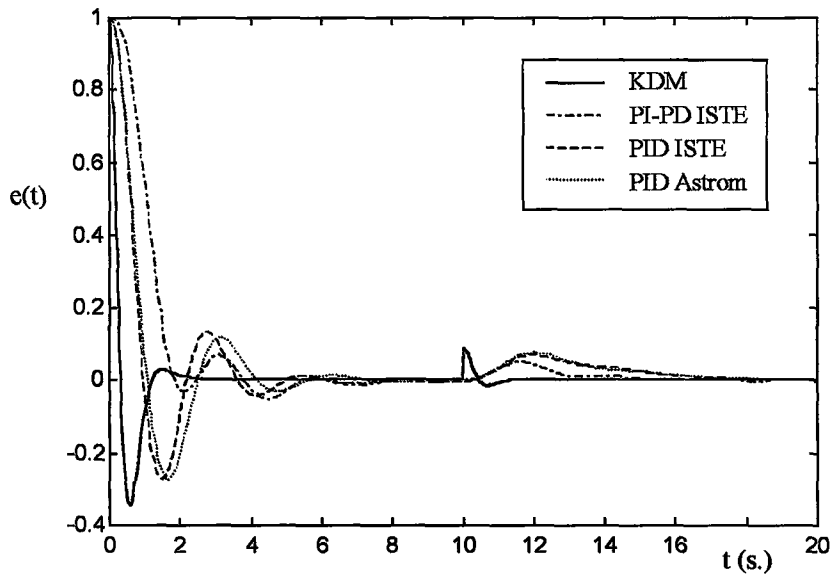
3. Dört ayrı metodla tasarlanan kontrol sistemlerinin girişlerine birim basamak fonksiyonu uygulandığında elde edilen hata işaretlerine ait eğriler Şekil 4.12'de verilmiştir. Şekilde KDM kontrolörün ürettiği hata işaretinin diğer üç metoda



Şekil 4.11. Kontrol sistemlerinin ürettikleri kontrol işaretleri.

Tablo 4.3. Şekil 4.11’de verilen kontrol işareti eğrilerine ait performans değerleri.

	$ u(t) $	yerleşme süresi
Åström-Hagglund PID	61.325	>7s.
ISTE Optimizasyon PID	61.325	>7s.
ISTE Optimizasyon PIPD	6.15	>7s.
KDM	5.6	3s.



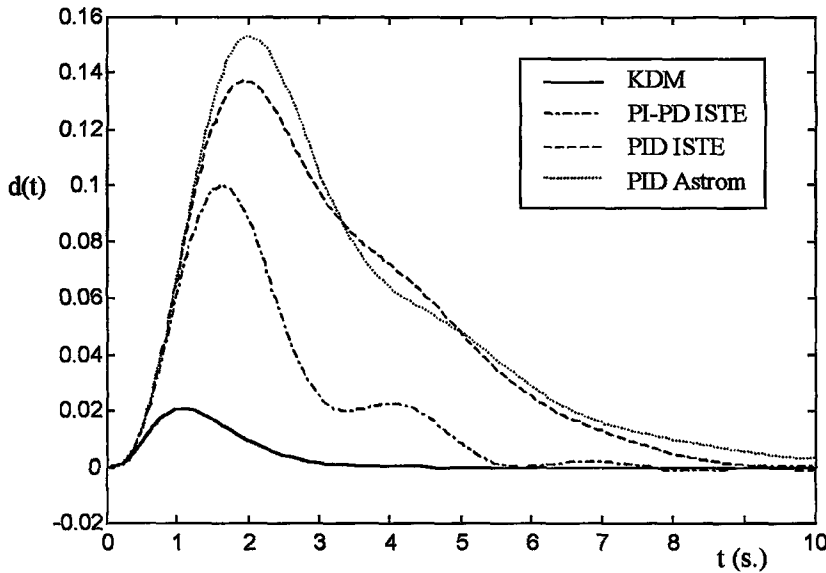
Şekil 4.12. Dört farklı metotla tasarlanan kontrolörlerin ürettikleri hata işaretleri.

tasarlanan kontrolörlere göre maksimum negatif aşmada yaklaşık %7 gibi küçük bir fazlalık oluşturmaya rağmen çok daha kısa bir zaman içinde sifıra gittiği açıkça görülmektedir. Özellikle $t=10$ s'de sisteme etkiyen bozucu işaretin oluşturduğu hata değerine karşı, KDM kontrol sistemi yaklaşık 1 s gibi kısa bir sürede kendini toparlamasına rağmen PI-PD kontrol sistemi 5.5 s'de, ISTE PID sistemi 9 s'de ve Åström PID sistemi ise 10 s'de toparlayabilmektedir. Aşmada görülen fazlalık yerleşme süresindeki avantaja göre göz ardı edilebilecek düzeydedir.

4.. Bir kontrol sisteminin girişinde herhangi bir giriş işareti yokken, bozucu işaret olarak birim basamak fonksiyonu uygulanırsa çıkışta elde edilen eğri "bozucu yük cevabı" olarak adlandırılır. Dört ayrı metodla tasarlanan kontrol sistemlerinin sadece bozucu işaret varken bozucu yük cevaplarına ait eğriler Şekil 4.13'te verilmiştir. Şekilde KDM kontrolörün bozucu işareti söndürmede diğer metodlara göre üstünlüğü görülmektedir.

Frekans Cevabı Performanslarının Karşılaştırılması:

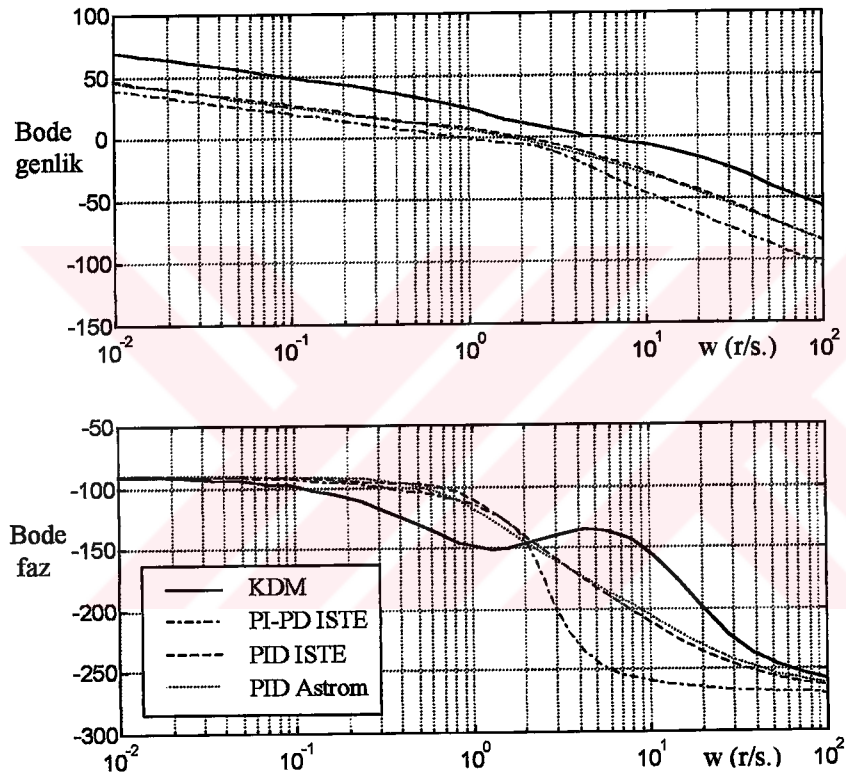
1. Kontrol sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonu göz önüne alınarak elde edilen kazanç sınır payı (KP) ve faz sınır payı (FP) sistemin bağıl kararlılığını belirleyen önemli parametrelerdir. Pratikte tatmin edici bir cevap ve kararlılık için kazanç sınır payı 6dB'den büyük ve faz sınır payı ise 30° - 60° arasında olmalıdır (Ogata, 1970).



Şekil 4.13. Kontrol sistemlerinin bozucu yük cevapları.

Tablo 4.4. Her bir metoda ait açık çevrim transfer fonksiyonları yardımı ile elde edilen kazanç ve faz sınır payları ile ait oldukları frekans değerleri.

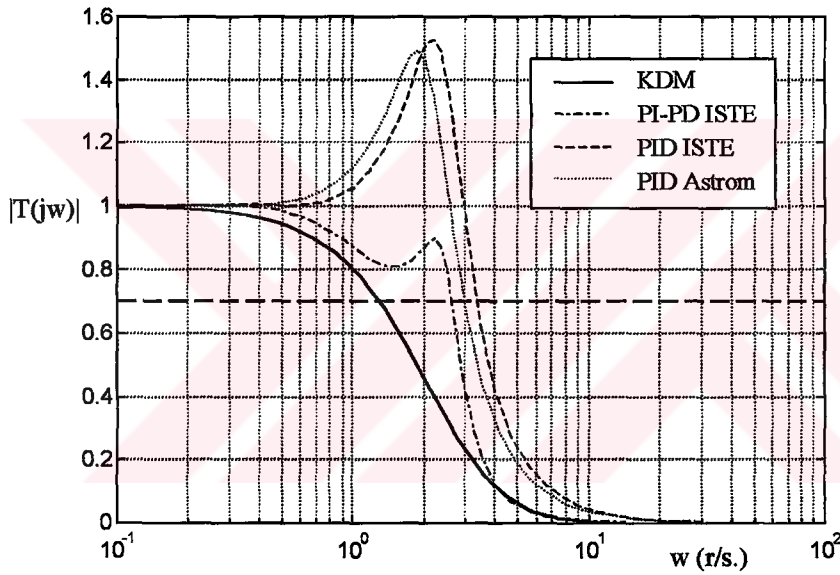
	KP (dB)	w_{KP} (r/s)	FP ($^{\circ}$)	w_{FP} (r/s)
Åström-Hagglund PID	15.8710	4.9243	39.3970	1.7966
ISTE Optimizasyon PID	13.3009	4.7271	38.8731	2.0281
ISTE Optimizasyon PIPD	7.7023	2.6380	68.0254	0.9030
KDM	11.7716	15.4222	43.6888	5.3958



Şekil 4.14. Dört ayrı metod için elde edilen Bode eğrileri

Tablo 4.4'te, Bode eğrileri yardımı ile her bir metod için bulunan faz ve sınır kazanç payları verilmiştir. Tablodan da görülebileceği gibi kazanç sınır payları göz önüne alındığında, tüm kontrolörlerin yeterince uygun frekans cevabına sahip olduğu ve yalnızca PI-PD kontrolörün verilen şartı sınırdaki sağladığı görülmektedir. Faz sınır payları göz önüne alındığında ise PI-PD metodu ile elde edilen sistemin faz sınır payı bu aralığın dışında kalmakta, KDM ve diğer iki metod ise bu şartları sağlamaktadırlar.

2. Kapalı çevrim sistemine ait kazanç eğrisinin, 0.707dB değerine düştüğü frekansa Band genişliği adı verilir. Bu değer ne fazla büyük ve ne de fazla küçük olması arzu edilir. Çünkü kontrol sistemi, uygun değerli bir band genişliğine sahipse hem yüksek frekanslı bozucu veya gürültü işaretlerini o kadar az geçirir ve hem de zaman cevabı yeterince hızlı olur (Ogata, 1970). Şekil 4.15'te her bir metoda ait kapalı çevrim sisteminin kazanç eğrileri verilmiştir. Şekilden de açıkça görülebileceği gibi KDM ile elde edilen sistemin kazanç eğrisi diğer üç metoda göre daha uygundur. Tablo 4.5'te dört ayrı metod ile elde edilen kapalı çevrim kontrol sisteminin band genişliği değerleri verilmiştir.



Şekil 4.15. Dört ayrı metod ile elde edilen kapalı çevrimli sisteme ait genlik eğrileri.

Tablo 4.5. Her bir metoda ait kapalı çevrim transfer fonksiyonları yardımı ile elde edilen band genişliği ve frekans kazanç cevabının maksimum taşıma değerleri.

	Band genişliği (r/s)	Maksimum taşıma
Åström-Hagglund PID	3.3	1.5
ISTE Optimizasyon PID	3	1.54
ISTE Optimizasyon PIPD	2.6	-
KDM	1.2	-

3. Kapalı çevrim kontrol sisteminin frekans domeninde çıkış ve giriş kazançları arasındaki oranın maksimum değerine maksimum taşma (veya rezonans tepe değeri) adı verilir. Bu değerin büyük olması zaman domeni cevabında büyük taşma olduğunu ifade eder. Şekil 4.15'teki eğriler göz önüne alınarak her bir metoda ait kapalı çevrim sisteminin maksimum taşma değeri Tablo 4.5'te verilmiştir. Tablodan da görülebileceği gibi KDM ve PI-PD metodu maksimum taşması sıfır olan kontrol sistemlerini üretmiştir. Ancak PI-PD metodu eğrisindeki taşma meyiline dikkat edilirse KDM cevabının daha iyi bir cevap olduğu görülmektedir.

Sonuç olarak dört ayrı metod için elde edilen kontrolör ve kapalı çevrimli sistemin zaman ve frekans cevapları göz önüne alındığında KDM metodunun diğer üç metoda göre oldukça avantajlı olduğu görülmektedir. KDM ile tasarlanan kontrol sistemin gerçekleştirilmesi, Kısım 4.4'te verilen prosedür aynen uygulanarak yapılır.

4.6. Sonuçlar ve Tartışma

Bu bölümde doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler göz önüne alındığında KDM ile kontrolör tasarımı için analitik metoda ait sistematik bir prosedür, prosedüre uygun bir şekilde tasarlanmış KDMCAD paket programı ve tasarlanan kontrolörün gerçekleştirilmesine ait bilgiler verilmiştir. Daha önce KDM üzerine yapılan diğer çalışmalarda kontrolörün nasıl tasarlandığı açık olarak verilmemesi, ilk bakışta metodu kullanmanın karmaşık ve bir çok teorik bilgi gerektiren bir iş olduğu fikrini ortaya çıkarmaktadır. Ancak Kısım 4.2'de anlatılan ve gerekli olan tüm tasarım bilgisinin ayrıntılı olarak verildiği prosedür ile metod hakkında fazla bilgisi olmayan bir tasarımcı dahi tasarımını zorlanmadan gerçekleştirebilmektedir. Özellikle Kısım 4.3'te verilen ve MATLAB ortamında gerçekleştirilen genel amaçlı KDMCAD programı ile KDM metodunun kullanımı daha da kolaylaştırılmıştır. Program çalıştırıldığında, Kısım 4.2'de verilen prosedüre uygun bir sıra ile çalışan programda tasarım sırasında gerekli olan bazı bilgiler ($A(s)$ ve $B(s)$ polinomlarının dereceleri, kullanılacak kararlılık indekslerinin sayısı vb.) otomatik olarak tasarımcıya bildirilmektedir.

Bir kontrol metodu için tasarım prosedürünün kullanımındaki rahatlık yanında kontrolörün pratikte kolaylıkla gerçekleştirilmesi de büyük önem taşımaktadır. KDM'in kullandığı kontrolör yapısı iki-girişli bir-çıkışlı olduğundan klasik kontrolör yapısından daha farklıdır. Ancak Kısım 4.4'te anlatılan prosedür ile KDM kontrolör herhangi bir zorlukla karşılaşılmaksızın kolayca gerçekleştirilebilmektedir.

Şekil 3.3'te verilen kontrol sistem yapısı göz önüne alındığında, $B(s)$ polinomunun yüksek dereceden türev terimleri içermesi nedeniyle ölçme işlemi sonucunda bu polinom üzerinden geçen gürültü işaretinin daha da kuvvetleneceği düşünülebilir. Ancak Şekil 3.3'te verilen gösterim, kontrol sistemin polinomsal yapıda olduğunu daha iyi göstermek için verildiğinden pratikteki gerçekleştirme işleminde Şekil 3.2 ve Kısım 4.4'teki prosedür kullanılmaktadır. Burada verilen gösterimde geri besleme kolu üzerindeki kontrolör uygunluk özelliğine sahip bir rasyonel fonksiyon olduğundan gerçekleştirme işleminde gürültünün kuvvetlendirilmesi problemi ortadan kaldırılmaktadır. Ayrıca $B(s)$ üzerine gelen gürültü işareti, tasarıma başlamadan önce bu polinomun sabit katsayısı sıfır seçilerek söndürülebilir.

Son olarak, verilen prosedür kullanılarak KDM ile Kısım 4.5'te bir tasarım uygulaması gerçekleştirilmiş ve yapılan tasarım PID ve benzeri üç farklı metod ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar KDM ile tasarımılanan kontrol sisteminin, zaman ve frekans cevabı özellikleri göz önüne alındığında diğer üç metodla tasarlanan sistemlere göre oldukça üstün özelliklere sahip olduğunu göstermektedir.

5. BAZI BELİRSİZ YAPILI VE DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERİN KDM İLE KONTROLÜ

5.1. Giriş

Genel olarak bir kontrol probleminde, tasarımcı öncelikle fiziksel sistemin dinamik davranışını ifade eden bir matematiksel "model" oluşturmalıdır (Franklin ve diğ., 1986). Bir matematiksel model, sistemin gerçek davranışının yaklaşık bir ifadesi olduğundan hiçbir zaman tam değildir (Rohrs ve diğ., 1993). Kontrol işlemi için arzu edilen hassasiyetin derecesine göre, bir sistemin değişik ve farklı özellikte çok sayıda modeli elde edilebilir. Gerçek sistem ile seçilen matematiksel model arasındaki fark belirsizlik (uncertainty) olarak adlandırılır. Ayrıca bazı sistemlerdeki ölçme işleminin zor ve pahalı olması veya karmaşık ve doğrusal olmayan sistemlerdeki modellenemeyen davranışlar da (unmodeled dynamics) belirsizlik olarak adlandırılmaktadır. Kontrol teorisinde, sistem yapısında bulunan ve ihmal edilemeyecek derecede olan bu belirsizlikleri göz önüne alarak kontrol sistem tasarımı ve analizi yapma ihtiyacı "Dayanıklı Kontrol" felsefesini ortaya çıkarmıştır. Dayanıklı kontrol teorisinin amacı, parametreleri çalışma sırasında belli bir aralıkta değişen veya doğrudan modellenemeyen kısımlara sahip olan sistemler ile bozucu olarak adlandırılan harici işaret belirsizliklerine karşı dayanıklı kontrolör tasarımı yapılmasını sağlamaktır (Yamamoto, 1995).

Kontrol sistem tasarımında dayanıklılık özelliği oldukça önemli bir konu olmasına rağmen, kontrol literatüründe bu özelliğin 1980'lerden önce fazla kullanılmadığı görülmektedir (Morari ve Zafiriou, 1989). Son zamanlarda, belirsiz yapılı dinamik sistemlerin kontrolü için bir çok çalışma yapılmıştır. Dayanıklı kontrol için temel teorik gelişmeler H_∞ 'den değişken yapılı kontrol sistem (variable structure control system) metoduna kadar Zames (1981), Zhou ve diğ. (1996) ve Utkin (1992)'de verilmiştir. Tüm metodlarda temel amaç, belirsiz yapılı sistem için yeterince kararlı ve arzu edilen performansı sağlayacak bir kontrolör tasarlamaktır.

Hassas kontrol işlemleri için kullanılan matematiksel modeller, çoğu zaman doğrusal olmayan bir özelliğe sahiptir. Doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü, doğrusal

sistemlere göre daha zor ve problemlidir. Bunun için genellikle aşağıda verilen yöntemlerden birisi kullanılır:

1. Doğrusal olmayan sistem, belirli bir çalışma noktası için doğrusallaştırma tekniği ile doğrusallaştırılır. Elde edilen doğrusal sistem, iyi bilinen klasik doğrusal kontrol teknikleri ile kontrol edilir (Ogata, 1970).
2. Doğrusal olmayan kontrol tekniklerinden birisi kullanılır: model öngörülü kontrol (model predictive control- Patwardhan ve diğ., 1990), jenerik model kontrol (Lee ve Sullivan, 1988), vb.
3. Doğrusal ya da doğrusal olmayan tabanlı PID kontrol metodunun kullanılması: nonlinear katsayılı PID (Jutan, 1989), Yapay sinir ağı tabanlı PID (Tan ve diğ., 1999), vb.

Bölüm 3 ve 4'te doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için tanıtılan KDM, aynı zamanda belirsiz yapılı veya doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için de kullanılabilir. KDM'in kontrol sistem yapısının özelliği ve standard Manabe formunun avantajları nedeniyle, bu tür sistemlerin kontrolü için KDM önemli bir dayanıklı kontrol metodudur. Kısım 5.2 ve 5.3'te verilen tasarım uygulamaları metodun dayanıklı kontrol alanında ne kadar başarılı ve verimli olduğunu göstermektedir.

5.2. Belirsizlik ve Belirsiz Yapılı Sistemler

Bir kontrol sisteminin dayanıklılığı, eğer gerçek sistem ile o sistem için kontrolör tasarımında kullanılan matematiksel modeli arasındaki fark çok küçük ise veya sisteme etkiyen harici bozucu işaretler yeterince söndürülebiliyorsa sağlanır. Gerçek sistem ile matematiksel model arasındaki farka veya sisteme dışarıdan etkiyen harici işarete belirsizlik adı verilir.

Kontrolör tasarımı için kullanılan sistem modelindeki belirsizlikler

- Matematiksel modeldeki parametrelerin belirli bir aralıkta yaklaşık olarak belirlenmesi,
- Modelde bulunan parametrelerin, değişik nonlineariteler nedeniyle veya çalışma koşullarına bağlı olarak değişmesi,
- Sisteme çalışma sırasında herhangi bir anda sınırlı genlikli bozucu işaretlerin etkimesi,

- Bazı sistemlerde çalışma sırasında gerçek girişin sık sık ölçülmesi gerektiğinden, ölçme cihazındaki hatadan kaynaklanan bir işaret belirsizliğinin ortaya çıkması,
- Yüksek frekanslarda gerçek sistemin yapısı ile sistem modelinin birbirine tam karşılık gelmemesi

nedeniyle ortaya çıkabilir (Skogestad ve Postlethwaite, 1996).

Kontrol edilmesi istenen bir sistemde göz önüne alınması gereken belirsizlikler genel olarak üç grupta toplanabilir:

1. Parametrik belirsizlik: Matematiksel gösterimi tam olarak bilinen bir modelde, parametrelerin bir kısmı yada tamamının bilinmediği bir belirsizlik türüdür.
2. Bozucu işaret belirsizliği: Bir fiziksel sistem, çalışma sırasında dışarıdan herhangi bir anda istenmeyen etkilere maruz kalabilir. Ayrıca kontrol sisteminin çıkışında ölçme aletinden kaynaklanan gürültü işareti de sistem performansını bozabilir. Bu şekilde kontrol sisteminin çıkışını arzu edilmeyen şekilde değiştiren işaretler belirsizlik olarak değerlendirilir.
3. Modellenmemiş ya da ihmal edilmiş dinamik belirsizliği: Fiziksel sistem matematiksel olarak modellenirken, kendisinde tam olarak tanımlanamayan veya sistemin özellikle yüksek frekanslarda matematiksel modelden farklı olarak gösterdiği karmaşık yapı nedeniyle ihmal edilen davranışları belirsizlik olarak kabul edilir.

Bundan sonraki kısımlarda, KDM ile belirsiz yapıli sistemlerin kontrolü ile parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin kontrolü kastedilecektir. Bozucu işaret belirsizliği Kısım 4.2'de verilen tasarım prosedüründe göz önüne alındığından, bu bölümde yalnızca verilen tasarım uygulamaları içinde parametrik belirsizlik ile beraber göz önüne alınacaktır. İhmal edilmiş ve modellenmemiş dinamik belirsizliğe sahip sistemler için kontrolör tasarımı, teorik olarak oldukça ayrıntılı ve karmaşık olduğundan ileride yapılacak olan çalışmalara bırakılmıştır.

5.2.1. Parametrik Belirsizlik ve KDM ile Kontrolü

Klasik kontrol metodlarında, fiziksel sistemin lineer ve zamanla değişmeyen bir matematiksel modeli olan "nominal model"e göre kontrolör tasarlanır. Ancak pratikte fiziksel sistemi ifade eden transfer fonksiyonu (ya da durum-uzay gösterimi) şeklindeki

bu modelin katsayıları, belirli bir aralıkta zamanla değişmekte veya tam doğru olarak bilinmemektedir. "Parametrik belirsizlik" olarak adlandırılan bu durum, kontrol sistem tasarımında önemli problemlerden biridir. Nominal model ve klasik kontrol metodları kullanılarak yapılan tasarımda kontrol sisteminin kararlılığı, Routh-Hurwitz kriteri ile kolayca belirlenebilir. Sistemdeki belirsizliklerin göz ardı edildiği bu durumda kontrol sisteminin kararlılığı nominal kararlılık olarak adlandırılırken, aynı zamanda kontrol sisteminin arzu edilen performans özelliklerini sağlaması da nominal performans ile ifade edilir.

Kontrol sistemlerinin tasarımında parametrik belirsizlik, genel olarak 1980'lerden önce ihmal edilmiştir (Tan ve Atherton, 2000). Bu konudaki ilk önemli çalışma Kharitonov (1979) tarafından parametrik belirsizliğe sahip sistemler için kararlılık analizi üzerine yapılmıştır. Kharitonov'un bu temel çalışmasından sonra parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin kontrolü ve analizi üzerine Bartlett ve diğ. (1988), Chapellat ve Bhattacharyya (1989), Barmish (1994) vb. tarafından yapılan çalışmalar bu alandaki araştırmaları hızlandırmıştır. Yapılan çalışmalarda eğer nominal modele göre tasarlanan kontrol sistemi, parametreleri belirli bir aralıkta değişen sistem transfer fonksiyonu seti için kararlılığını muhafaza ediyorsa, bu durum dayanıklı kararlılık olarak adlandırılmıştır. Aynı şekilde kontrol sistemi, sistemin belli bir transfer fonksiyonu setine karşı arzu edilen performansı sağlamaya devam ediyorsa buna da dayanıklı performans adı verilmiştir.

Parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin kontrolünde KDM oldukça iyi bir performans göstermektedir (Manabe, 1994b; Hamamcı ve Koksall, 2001). Sabit yapı ve katsayılarla sahip kontrolör tasarımı için kontrol sistemine dahil edilen standard Manabe formu ve Lipatov-Sokolov kararlılık kriteri bu performansın en önemli sebepleridir. Parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin KDM ile kontrolü için sistematik bir tasarım prosedürü bulunmamaktadır. Buna göre KDM ile dayanıklı kontrolör tasarımı için bir prosedür şu şekilde verilebilir:

1. Kontrol edilmesi istenen ve parametrik belirsizliğe sahip sistemin transfer fonksiyonu

$$G(s, q, r) = \frac{N(s, r)}{D(s, q)} = \frac{r_m s^m + r_{m-1} s^{m-1} + \dots + r_1 + r_0}{q_n s^n + q_{n-1} s^{n-1} + \dots + q_1 + q_0} \quad (5.1)$$

$$R = \{r : r_i \in [r_i^-, r_i^+], i = 0 \sim m\} \quad (5.2a)$$

$$Q = \{q : q_i \in [q_i^-, q_i^+], i = 0 \sim n\} \quad (5.2b)$$

şeklinde ifade edilir. Burada belirsizlik parametrelerinin tümü birbirinden bağımsızdır ve belirli bir aralıkta değıştiklerinden sınırlı R ve Q bölgelerini ifade etmektedirler (Sienel ve diğ., 1997).

2. Kontrol edilmesi istenen sistem için nominal transfer fonksiyonu olan

$$G_N(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 + b_0} \quad (5.3)$$

belirlenir. Nominal transfer fonksiyonunun katsayıları, belirsizlik aralığının orta noktası olarak

$$a_i = \frac{r_i^- + r_i^+}{2}, \quad i = 1 \sim m \quad (5.4a)$$

$$b_i = \frac{q_i^- + q_i^+}{2}, \quad i = 1 \sim n \quad (5.4b)$$

şeklinde seçilir.

3. Nominal değerler ve Kısım 4.2'de verilen doğrusal-zamanla değışmeyen sistemler için KDM ile kontrolör tasarım prosedürü kullanılarak kontrolör polinomları elde edilir. Buna göre sistemin karakteristik polinomu

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) \quad (5.5)$$

şeklinde dir. Tasarım prosedüründe belirtilen şekilde, kontrol sisteminin nominal kararlılık ve nominal performansı kontrol edilir.

4. Parametrik belirsizliğe sahip sistem göz önüne alınarak

$$P(s, q, r) = A(s)D(s, q) + B(s)N(s, r) \quad (5.6)$$

şeklinde belirsiz yapıya sahip karakteristik polinom elde edilir. Sistemin katsayılarında meydana gelebilecek olan değişimler göz önüne alınarak doğrudan simülasyon yoluyla ya da literatürde verilen Kharitonov teoremi, kenar (edge) teoremi vb. dayanıklı kararlılık analizlerinden birisi (Tan, 1999) kullanılarak dayanıklı kararlılık ve dayanıklı performans testi yapılır. Eğer gerekiyorsa üçüncü maddeye dönülüp kararlılık ve zaman cevabı performansı ile yakından ilişkili olan tasarım parametreleri (kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabiti) değiştirilerek tasarım optimize edilebilir.

KDM'in parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin kontrolündeki başarısını göstermek için Kısım 5.2.2'de bir tasarım uygulaması verilecektir.

5.2.2. Parametrik Belirsizlik için Tasarım Uygulaması

Bu kısımda daha önce Valentin ve Duc (1997) tarafından ele alınarak, H_∞ dayanıklı kontrol metodu ile pozisyon kontrolünün yapıldığı bir radar anteni göz önüne alınacaktır. Sistemin (pozisyon/voltaj) nominal transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{a_0}{s(s^2 + b_1s + b_0)} = \frac{100}{s(s^2 + 0.6s + 100)} \quad (5.7)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Tasarım sonucunda arzu edilen performans özellikleri şu şekilde özetlenmektedir:

1. Kapalı çevrim sistemi için öncelikle yükselme zamanı 1.2s.'den ve maksimum taşma %20'den mümkün olduğunca daha düşük olmalı, ayrıca yerleşme süresi de fazla olmamalı,
2. Sistemin girişine etkiyen ve birim basamak fonksiyonu türündeki bozucu işaret belirsizliği tamamen söndürülmeli,
3. Tasarlanacak olan kontrolör 10dB kazanç sınır payı ve 45° faz sınır payına sahip olmalı,
4. Kapalı çevrim sistemi, çalışma sırasında sistem transfer fonksiyonunda özellikle a_0 ve b_1 parametrelerinde meydana gelebilecek $\pm\%30$ 'luk parametrik belirsizliğe karşı dayanıklı kararlılık ve dayanıklı performans özelliklerini korumalıdır.

Sistemin pozisyon kontrolü, Şekil 5.1'de verilen 2DKS kontrol sistem yapısı kullanılarak Valentin ve Duc tarafından iki ayrı tasarım ile gerçekleştirilmiştir. İlk tasarımda H_∞ standart kontrol metodu kullanılmış ve altıncı dereceden $C_2(s)$ kontrolörü elde edilmiştir. Kontrolörün derecesini düşürmek için potansiyel indirgeme metodu (potential reduction method- David ve De Moore, 1994) kullanılmış ve sonuç olarak

$$C_1(s) = \frac{5}{s+5} \quad (5.8a)$$

$$C_2(s) = \frac{-0.1s^4 + 80.7s^3 - 519.2s^2 + 6611.4s + 2595.4}{s^4 + 43.3s^3 + 557.2s^2 + 5224.9s + 0.5} \quad (5.8b)$$

kontrolörleri elde edilmiştir. İkinci tasarımda ise H_∞ çevrim biçimlendirici (H_∞ loop shaping) metodu kullanılmıştır. Yedinci dereceden elde edilen $C_2(s)$ kontrolörü için yine potansiyel indirgeme metodu kullanılarak

$$C_1(s) = \frac{1.6}{s+1.6} \quad (5.9a)$$

$$C_2(s) = 60 \frac{s^3 - 0.94s^2 + 93.091s + 95.031}{s^4 + 24s^3 + 301.7s^2 + 2500s} \quad (5.9b)$$

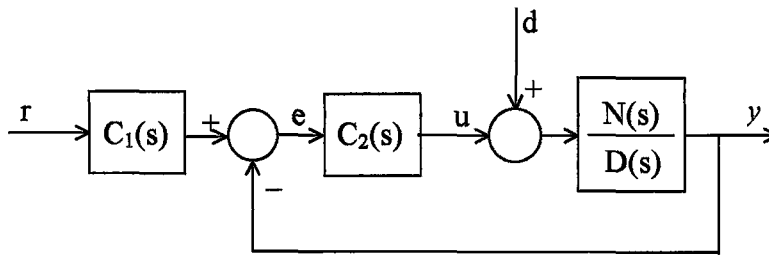
kontrolörleri belirlenmiştir.

Kısım 4.2'de verilen tasarım prosedürüne göre nominal sistem polinomları

$$N(s) = 100 \quad (5.10a)$$

$$D(s) = s^3 + 0.6s^2 + 100s \quad (5.10b)$$

olan radar sisteminin KDM ile kontrolü için kontrolör polinomları



Şekil 5.1. H_∞ kontrol metodunda kullanılan 2DKS yapısı.

$$A(s) = I_3 s^3 + I_2 s^2 + I_1 s \quad (5.11a)$$

$$B(s) = k_3 s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (5.11b)$$

şeklinde belirlenir. Arzu edilen performans özelliklerinin sağlanması için, tasarım parametreleri $\tau=0.65$ ve $\gamma_i=[2, 3, 4, 1.75, 2]$ olarak seçilmelidir. Kararlılık indeksinin standart Manabe formundan bu kadar farklı olarak seçilmesinin sebebi, belirli bir oranda taşmaya izin verilmesi ve yükselme süresinin yerleşme süresine göre öncelikli sırada olmasındandır. Buna göre yapılan tasarım işlemi sonucunda karakteristik polinom

$$P(s) = 0.000000074s^6 + 0.0000096s^5 + 0.00062s^4 + 0.023s^3 + 0.211s^2 + 0.65s + 1 \quad (5.12)$$

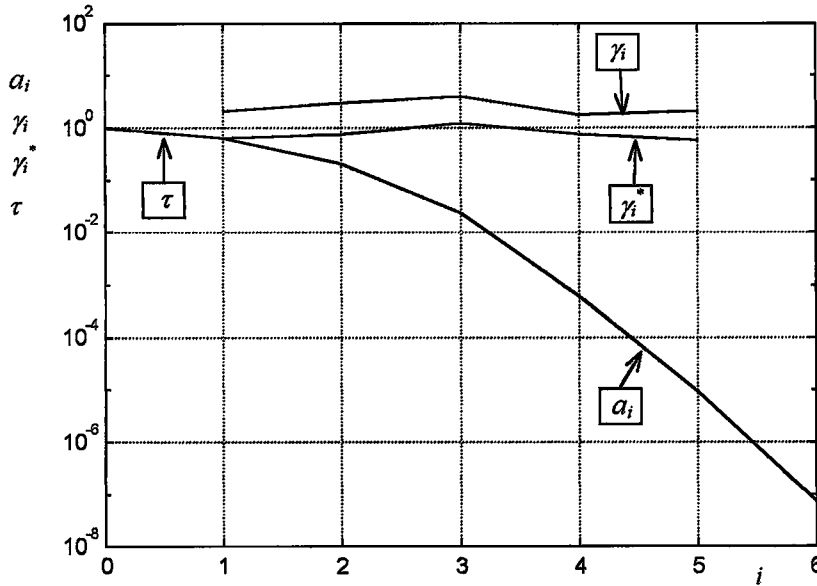
ve kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.000000074s^3 + 0.0000095s^2 + 0.0006s \quad (5.13a)$$

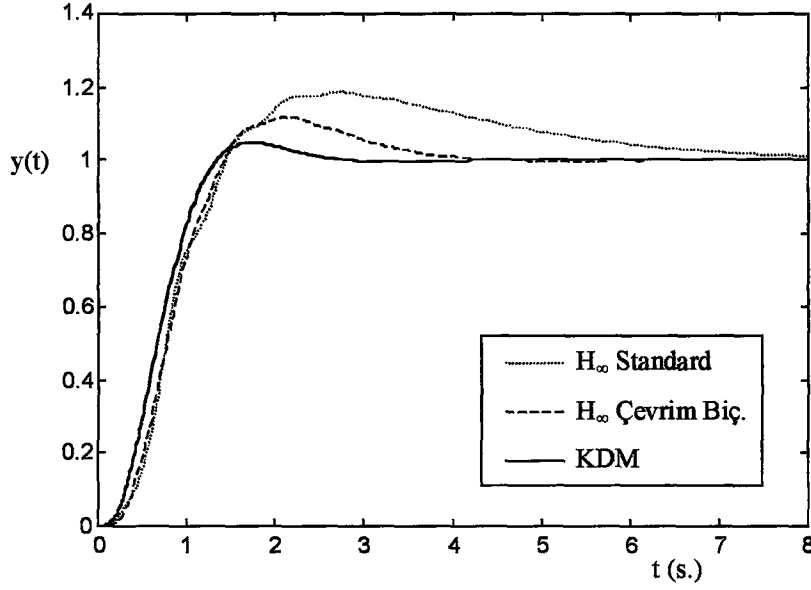
$$B(s) = 0.00022s^3 + 0.0015s^2 + 0.0065s + 0.01 \quad (5.13b)$$

$$F(s) = 0.01 \quad (5.13c)$$

olarak hesaplanır. Kontrol sistemine ait katsayı diyagramı Şekil 5.2'de görülmektedir.



Şekil 5.2. Radar sistemi için tasarlanan sisteme ait katsayı diyagramı.



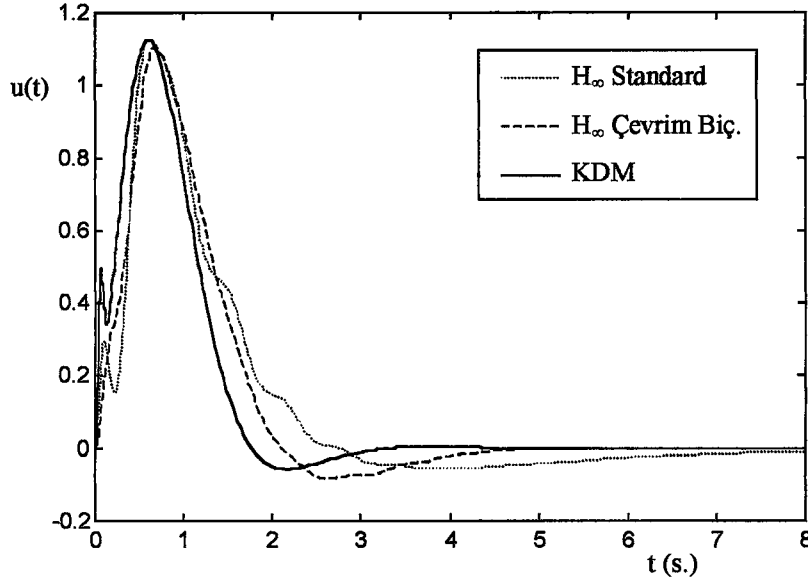
Şekil 5.3. Üç farklı metod ile tasarlanan kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu cevapları.

Tablo 5.1. Şekil 5.3'te verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.

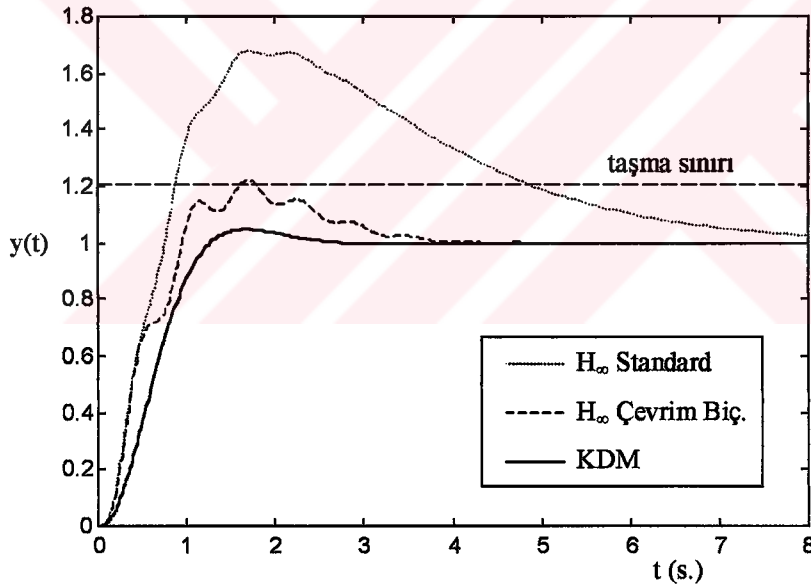
	Yükselme süresi	% Maksimum Taşma	Yerleşme süresi
H_{∞} standart	0.9 s	18	7.2 s
H_{∞} çevrim biçimlendirici	0.85 s	12	3.6 s
KDM	0.79 s	5	2.3 s

İkisi H_{∞} metodu ve biri KDM ile tasarlanan üç sistem için nominal performansı ifade eden birim basamak fonksiyonu cevapları Şekil 5.3'te, zaman cevabına ait performans değerleri ise Tablo 5.1'de verilmiştir. Tablodan da görüleceği gibi her üç metod, arzu edilen performans özelliklerini sağlamaktadır. Ancak genel olarak KDM'in, diğer iki metoda göre daha iyi bir zaman cevabı performansına sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 5.4'teki kontrol işaretleri göz önüne alındığında, nominal değerler için her üç metodun kabul edilebilir genlikte ve birbirine çok yakın işaretlere sahip olduğu görülmektedir. Ancak KDM kontrol sistemine ait kontrol işareti diğer iki metoda göre daha çabuk yerleşmektedir.

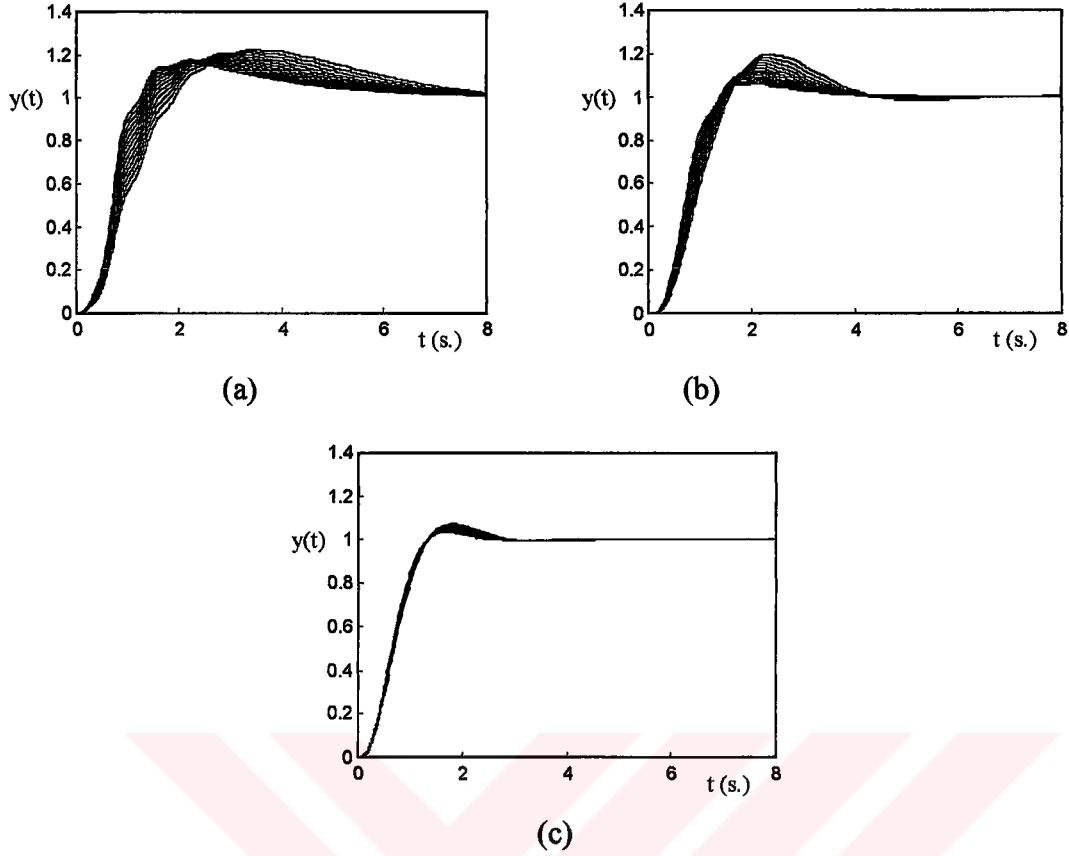


Şekil 5.4. Her üç metoda ait kontrol sisteminin ürettiği kontrol işaretleri.



Şekil 5.5. Sistemde $t=0$ s anında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu işaret genliği varken, her üç kontrol sisteminin zaman cevapları.

Nominal performansı sağlayan her üç metod için, harici işaret etkisi ve sistem parametrelerinde çalışma sırasında meydana gelebilecek olan değişimlere karşı dayanıklı performans analizi Şekil 5.5 ve 5.6'da verilmiştir. Şekil 5.5'de sistemin girişine uygulanan birim basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu işarete karşı kontrol



Şekil 5.6. Çalışma sırasında sistemin Denklem 5.7'de verilen transfer fonksiyonundaki a_0 ve b_1 katsayılarında meydana gelen $\pm\%30$ 'luk değişimlere karşı kontrol sistemlerinin zaman cevabı: a) H_∞ standart, b) H_∞ çevrim biçimlendirici, c) KDM.

sistemlerinin zaman cevabı eğrileri verilmiştir. KDM kontrolörü bozucu etkiye karşı neredeyse tamamen duyarsız kalmış, buna karşın H_∞ çevrim biçimlendiriciye ait kontrolörün zaman cevabı maksimum taşma performansında sınıra dayanmış ve H_∞ standard metoduna ait kontrolörün ürettiği zaman cevabı ise sınırı geçerek yaklaşık $\%70$ 'lik bir taşmaya ulaşmıştır. Şekil 5.6'da ise, çalışma sırasında sistemin Denklem 5.7'de verilen transfer fonksiyonundaki a_0 ile b_1 katsayılarında $\%5$ aralıklarla meydana gelen $\pm\%30$ 'luk değişimlere karşı kontrol sistemlerinin zaman cevapları verilmiştir. Şekilden açıkça görüldüğü gibi KDM kontrol sistemi fazla duyarlılık göstermezken, diğer iki kontrol sistemi performans değerlerinde yine sınıra gelmişlerdir.

Tablo 5.2'de ise her bir kontrolör için sınır paylarına ait değerler verilmiştir. Tablodan da görülmektedir ki KDM ile üretilen kontrolör, genlik ve faz sınır payları için arzu edilen değerlere en yakın sonuçları vermektedir.

Tablo 5.2. Açık çevrim transfer fonksiyonları yardımı ile elde edilen kazanç ve faz sınır payları.

	KP (dB)	KP için fark	FP (°)	FP için fark
H_{∞} standart	11.22	+1.22	59.14	+14.14
H_{∞} çevrim biçimlendirici	9.04	-0.96	46.72	+1.72
KDM	10.16	+0.16	44.8	-0.2

Sonuç olarak bu kısımda verilen radar anteni pozisyon kontrolü uygulaması için KDM kontrol sistemi, dayanıklı kontrol metodları arasında oldukça önemli bir yere sahip olan H_{∞} optimizasyonuna ait iki metoda göre daha iyi performans sağlamaktadır. Aynı zamanda herhangi bir derece indirgeme metodu kullanmayan KDM metodu, tasarlanan kontrolörün derecesi bakımından daha avantajlı olarak görünmektedir.

5.3. Bazı Doğrusal Olmayan Sistemler için KDM ile Kontrolör Tasarımı

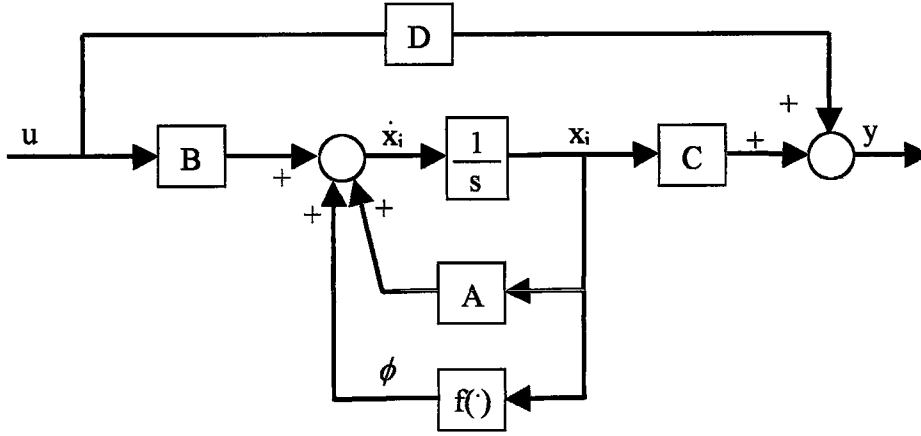
Pratikteki fiziksel sistemlerin çoğu doğrusal olmayan bir özelliğe sahiptir. Bu tür sistemlerin kontrolünde hassasiyet önemli ise, belli bir çalışma noktasına göre yapılan klasik doğrusallaştırma teknikleri kullanılamaz. Bu durumda kontrolör tasarımı, fiziksel sistemin doğrusal olmayan modeline göre yapılır. Şekil 5.7'de, durum denklemleri

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu + \bar{B}f(x) \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{5.14}$$

olarak tanımlanan doğrusal olmayan bir sistem modeli verilmiştir. Burada $f(\cdot)$, $R^n \rightarrow R$ bir dönüşümdür ve sistemin doğrusal olmayan kısmını ifade etmekte olup, sınırlı ya da sınırsız bir matematiksel fonksiyon ile ifade edilmektedir. Örnek olarak $2\sin(x_1)$ sınırlı bir fonksiyon, $3x_2^2$ ise sınırsız bir fonksiyondur.

Eğer sistemde $D=0$ yani Denklem 5.14'te verilen sistemin doğrusal kısmı tamamen uygunluk (strictly proper) özelliğine sahip ise, bu durumda doğrusal olmayan fonksiyon doğrudan sistemin girişini etkileyecektir. Böylece, doğrusal olan kısmı

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{5.15}$$

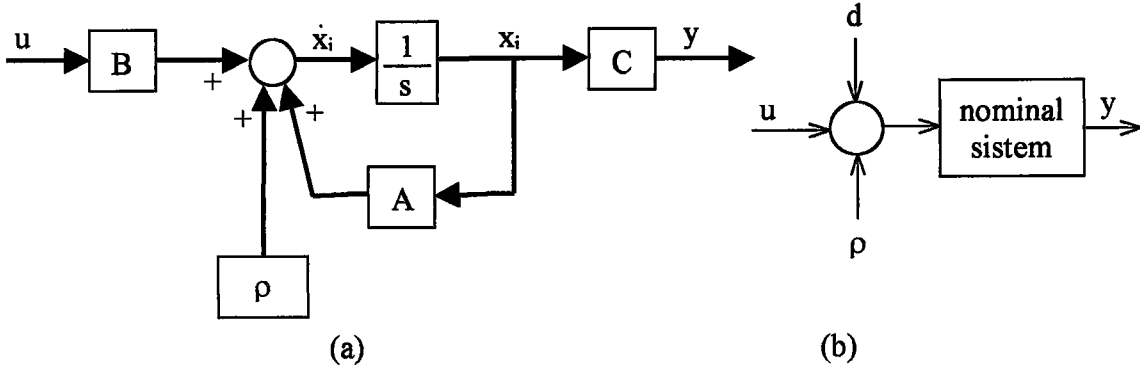


Şekil 5.7. Denklem 5.14'teki doğrusal olmayan sistem için durum-uzay gösterimi.

şeklinde nominal sistem ve $f(x)$ 'den gelen ϕ işareti de bozucu işaret olarak düşünülürse girişi basamak fonksiyonu ile uyarılan sistemler için kontrolör tasarımının gerçekleştirilmesi mümkün olmaktadır. Çünkü KDM ile kontrol edilen nominal sistemin durum değişkenleri, kalıcı hale ulaştıktan sonra sabit değerler almaktadır. Dolayısıyla durum değişkenlerinin oluşturduğu doğrusal olmayan fonksiyonun çıkışında da yine sabit bir işaret görülecektir. Dolayısı ile doğrusal olmayan geri beslemeden gelen işaret $t=0$ anından itibaren sabit bir bozucu işaret olarak düşünülürse, kontrol sisteminin yerleşme süresinden sonra kalıcı rejim performansında lineer olmayan etki göz önüne alınmış olur. Başlangıçta lineer olmayan etkinin geçici rejim performansını ne şekilde etkileyeceği her ne kadar genel olarak kestirilemezse de, KDM'in dayanıklılık özelliği nedeniyle gerçek simülasyon çalışmaları göstermiştir ki, genellikle daima spesifikasyonlara uygun tatminkar bir sistem performansı elde edilmektedir. KDM kontrol sistem yapısından kaynaklanan bu durum, doğrusal olmayan sistemin kontrolünü doğrusal bir sistemin kontrolü gibi basit bir hale dönüştürmektedir.

Denklem 5.14'teki gibi durum denklemleri polinomsal gösterime sahip olan doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolü için aşağıda verilen prosedür uygulanır:

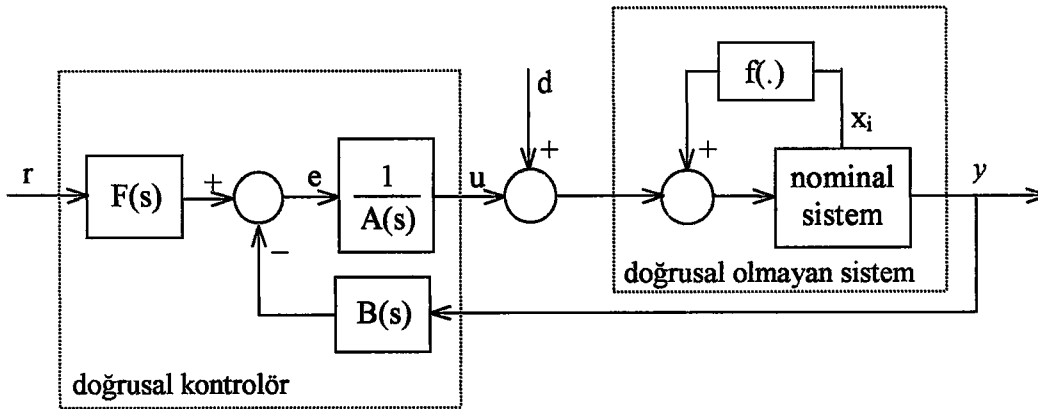
1. Denklem 5.14'te durum-uzay denklemleri verilen doğrusal olmayan sistemin, Denklem 5.15'deki gibi doğrusal olan kısmı ele alınarak, nominal sistem polinomları olan $N(s)$ ve $D(s)$ belirlenir.
2. Doğrusal olmayan fonksiyondan gelen işaret, Şekil 5.8'de de görüldüğü gibi sistem girişine etkiyen bir bozucu gibi düşünülür. Buna göre kontrolör polinomları, Kısım 4.2'de doğrusal sistemlerin KDM ile kontrolü için verilen



Şekil 5.8. a) Doğrusal olmayan fonksiyonun bozucu işaret haline dönüştürüldüğü nominal sistem, b) Nominal sisteme ait tüm bilgileri içeren blok şema (ρ doğrusal olmayan fonksiyondan gelen işareti ifade eden ve bozucu olarak düşünülen işaret, d sisteme dışarıdan etkiyen harici bozucu işaret).

tasarım prosedüründeki Tablo 4.1'den basamak fonksiyonu şeklindeki bozucu işaret özelliğine göre seçilir. Ancak burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, kontrol işleminin yapılabilmesi için $f(x_i)$ 'yi oluşturan x_i durum değişkenlerinin ölçülebilir değişkenlerden oluşması gerektiridir.

3. KDM ile kontrolör polinomları elde edildikten sonra, yine Denklem 5.14'teki doğrusal olmayan sistem modeli kullanılarak Şekil 5.9'daki KDM kontrol sistemi oluşturulur.
4. Kontrol işleminin başarısı test edilir. Doğrusal olmayan fonksiyonun sınırsız olması durumunda bazen taşmalı sistem cevabı elde edilebilir. Bu durumda eğer gerekiyorsa, ikinci adıma dönülerek kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabiti için yeni değerler seçilerek tasarım optimize edilebilir.



Şekil 5.9. Denklem 5.14'te verilen doğrusal olmayan sistem için KDM kontrol sistemi.

Bazı sistemlerde ϕ işareti çok büyük genlikte olabilir. Sistemi doyuma götürecek olan bu işaret kararlılık indeksi ve eşdeğer zaman sabiti ile normal değere düşürülemeyecek değerde büyükse, o zaman tasarımın başarısız olacağı muhakkaktır. Ancak bu durum, doğrusal olmayan kontrol metodlarının dahi çözümünde zorlandıkları bir konudur.

KDM'in Denklem 5.14'te verilen türdeki doğrusal olmayan sistemlerin kontrolündeki başarısını göstermek için, Kısım 5.3.1'de bir tasarım uygulaması verilecektir.

5.3.1. Tasarım Uygulaması

Bu kısımda durum uzay formundaki matematiksel gösterimi

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 3 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} 4 \sin x_1 \quad (5.16a)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.16b)$$

şeklinde verilen doğrusal olmayan bir sistem ele alınacaktır. Sistemdeki x_1 durum değişkeninin ölçülebilir olduğu farz edilmektedir. Şekil 5.10'da blok şeması verilen sistemin $s=2$ 'de kararsız ve $s=-3$ 'te kararlı bir kutbu bulunmaktadır. Sistemin birim basamak fonksiyonuna olan zaman cevabı ise Şekil 5.11'de verilmiştir. Kontrol işlemi sonucunda, mümkün olduğunca az taşmaya sahip ve yerleşme süresi $2s$.'den daha küçük bir zaman cevabı amaçlanmaktadır.

Kısım 5.3'te verilen tasarım prosedürü göz önüne alındığında, öncelikle sistemin doğrusal olan kısmı ele alınarak nominal sistem polinomları

$$N(s) = 5s + 13 \quad (5.17a)$$

$$D(s) = s^2 + 3s - 2 \quad (5.17b)$$

$$B(s) = k_2 s^2 + k_1 s + k_0 \quad (5.18b)$$

olarak seçilir. Yine bu prosedür uygulanarak yapılan hesaplamalar sonucunda arzu edilen performans özelliklerinin, tasarım parametreleri $\tau=0.75$ ve $\gamma_i=[2.9, 2, 2]$ olarak seçildiğinde sağlandığı görülmüştür. Kararlılık indeksindeki γ_i 'nin standard Manabe formundan farklı seçilmesinin sebebi, kontrol sisteminin zaman cevabında meydana gelen taşmanın azaltılması içindir. Buna göre, kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomu

$$P(s) = 0.0016s^4 + 0.0251s^3 + 0.194s^2 + 0.75s + 1 \quad (5.19)$$

ve kontrolör polinomları

$$A(s) = 0.0016s^2 + 0.0035s \quad (5.20a)$$

$$B(s) = 0.0033s^2 + 0.0286s + 0.0769 \quad (5.20b)$$

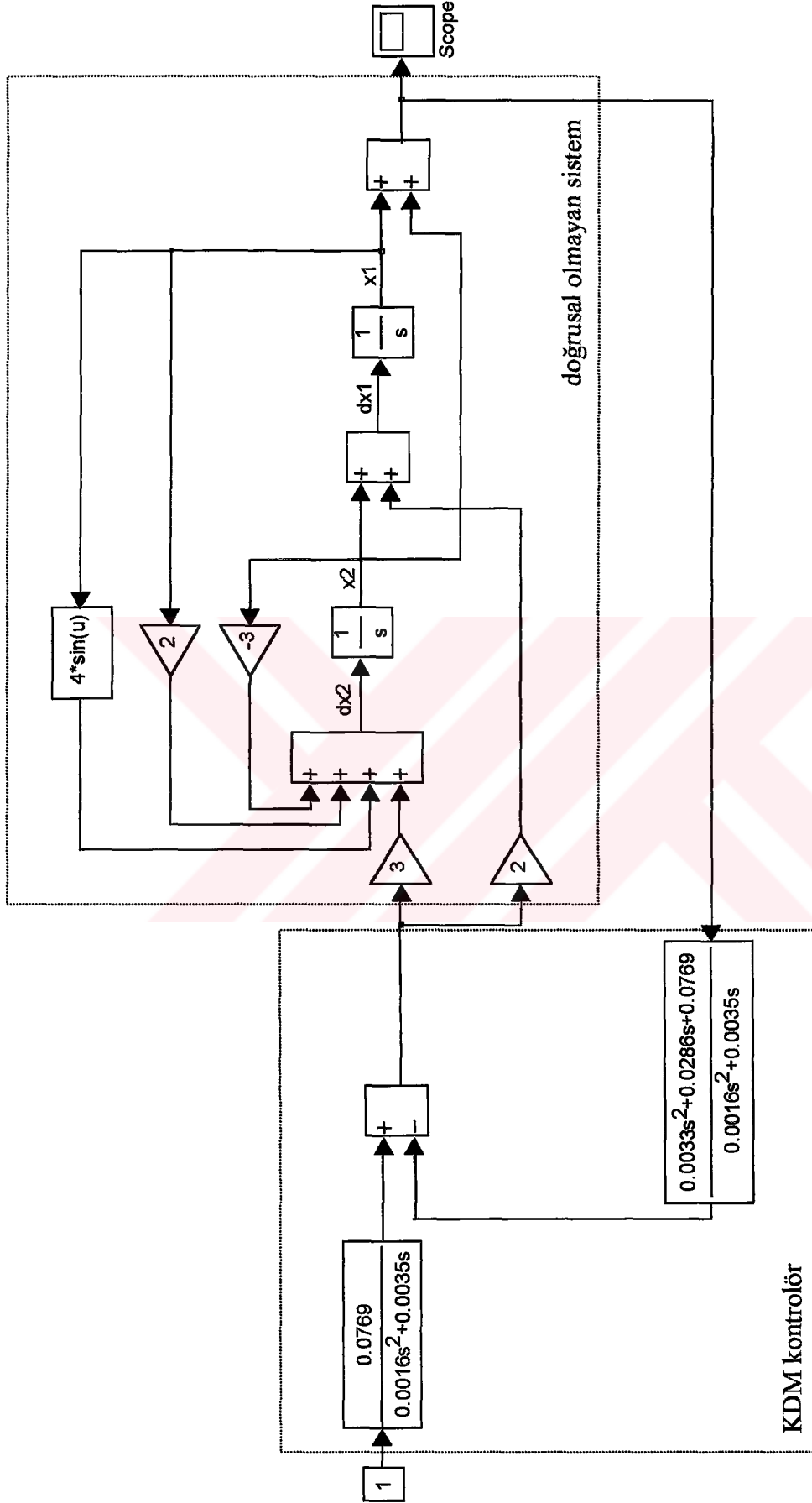
$$F(s) = 0.0769 \quad (5.20c)$$

şeklinde hesaplanır. Buna göre Denklem 5.16'da verilen doğrusal olmayan sistemin kontrolü için kullanılan kontrol sistemi Şekil 5.12'de görülmektedir.

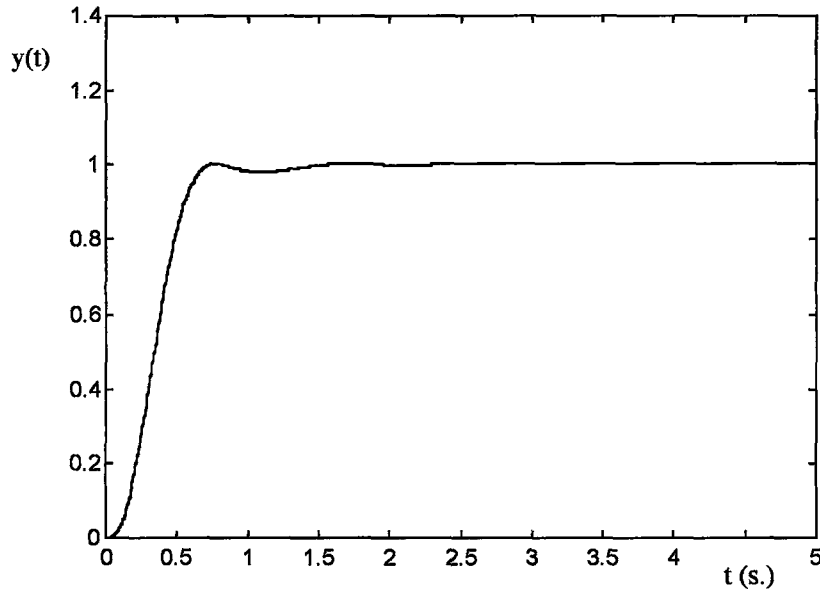
Kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonu girişine karşı zaman cevabı Şekil 5.13'te verilmiştir. Şekilden de açıkça görülmektedir ki, KDM kontrol sistemi arzu edilen performans özelliklerini sağlamakta ve bunu doğrusal kontrolör polinomlarını kullanarak gerçekleştirmektedir.

$f(x_i)$ 'den gelen ϕ işaretinin zamanla değişimi Şekil 5.14'te verilmiştir. $t=1.5$ s'den sonra ϕ işareti, sabit genlikli ve basamak fonksiyonu şeklinde bir işaret haline dönüşmektedir. Bu durum KDM kontrol sisteminin, $f(x_i)$ 'den gelen işareti bozucu işaret belirsizliği olarak algılamasını sağlamaktadır. Özellikle $A(s)$ kontrolörünün içerdiği integratör elemanı ile ϕ işareti etkisiz hale getirilerek söndürülmektedir.

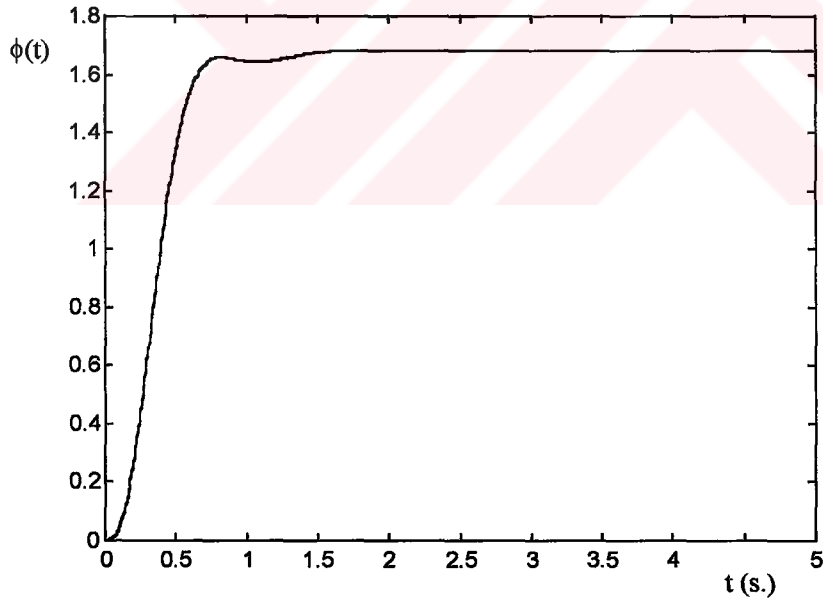
KDM kontrol sisteminde, kontrol işaretine ait eğri ise Şekil 5.15'de verilmiştir. Kontrol işaretinin, sistemin durum değişkenlerinin doyuma gitmesine sebep olmayacak



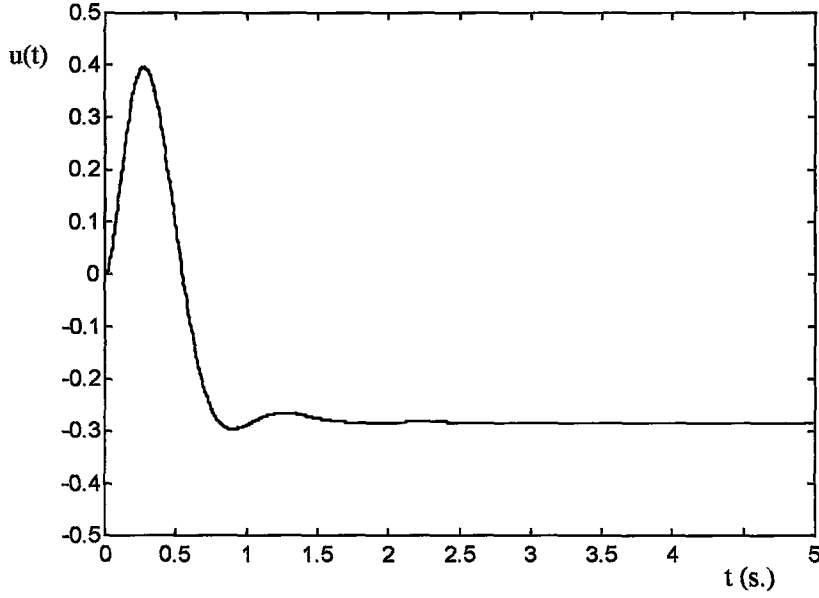
Şekil 5.12. Nonlinear sistem için KDM kontrol sistemine ait şema.



Şekil 5.13. Kontrol sisteminin, birim basamak fonksiyonu şeklindeki referans giriş işaretine karşı zaman cevabı



Şekil 5.14. $f(x_i)$ 'den kaynaklanan ϕ işaretinin zamanla değişimini gösteren eğri.



Şekil 5.15. KDM kontrol sistemi tarafından üretilen kontrol işareti.

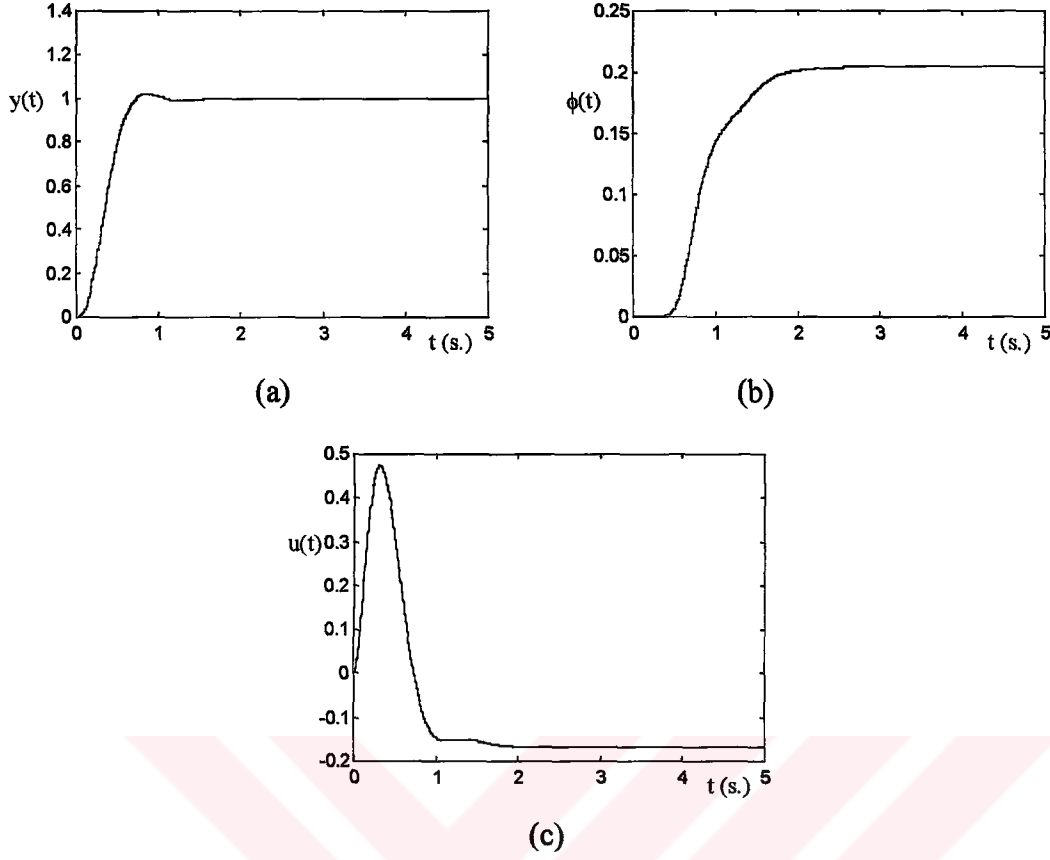
derecede kabul edilebilir bir genliğe sahip olması KDM kontrolünün ne kadar verimli bir şekilde çalıştığının bir göstergesidir.

Buraya kadar KDM kontrolörün, sınırlı genliğe sahip bir sistemin kontrolündeki başarısı gösterildi. Şimdi doğrusal olmayan fonksiyonun sınırsız özelliğe sahip olduğu duruma örnek olarak Denklem 5.16'daki sistemi

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 2 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2 \\ 3 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} 4x_1^6 \sin x_1 \quad (5.21a)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (5.21b)$$

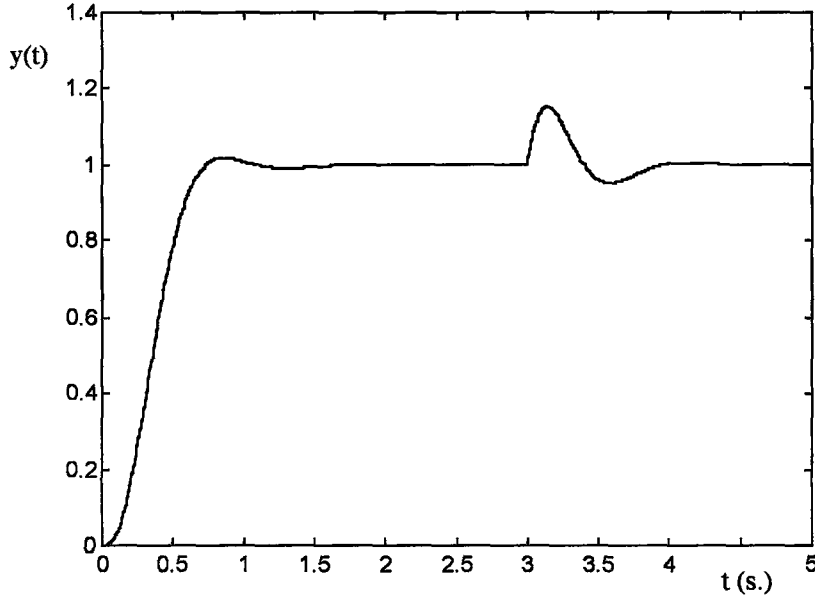
şeklinde yeniden göz önüne alalım. Yeni bir tasarım yapmadan Denklem 5.19'da verilen KDM kontrolör polinomlarını kullandığımızda, kontrol sisteminin zaman cevabı Şekil 5.16a'daki gibi elde edilmektedir. Şekilden de görülebileceği gibi kontrol sistemine ait zaman cevabı yine arzu edilen performans özelliklerini sağlamaktadır. Cevap eğrisinin geçici rejiminde görülen hafif dalgalanmayı düzeltmek için γ_1 'in değeri biraz daha artırılabilir. Eğer kontrol sisteminin zaman cevabında meydana gelen taşma daha büyük



Şekil 5.16. $f(x_i)=4x_i^6 \sin(x_i)$ için a) kontrol sisteminin birim basamak cevabı, b) doğrusal olmayan fonksiyonun ürettiği ϕ işaretine ait eğri, c) kontrol sisteminin ürettiği kontrol işareti.

olsaydı, buna uygun olarak seçilen kararlılık indeksi ile aynı tasarım adımları takip edilerek yeni kontrolör seçimi yapılacaktı. Şekil 16b'de $f(x_i)$ fonksiyonunun ürettiği ϕ işareti ve Şekil 5.16c'de ise kontrol sisteminin ürettiği kontrol işareti verilmiştir.

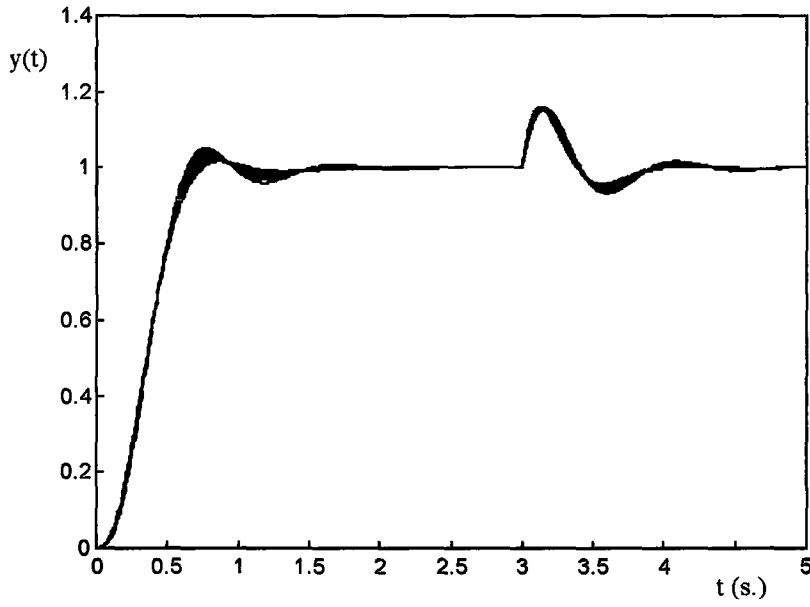
Şimdiye kadar herhangi bir belirsizlik durumu yokken, doğrusal olmayan bir sistem için kontrol işlemi göz önüne alındı. Şimdi Denklem 5.21'de verilen sistemi genliği $0-0.5u(t)$ arasında değişen bir bozucu işaretin etkilediği farz edilsin. Sistemde çalışma sırasında $t=3$ s anında ve genliği 0.5 olan basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret varken, kontrol sisteminin zaman cevabı Şekil 5.17'de verilmiştir. Şekilde görülen eğri, kontrol sisteminin doğrusal olmayan fonksiyondan gelen işaret ve harici bozucu işaretin bir arada olduğu durumu etkisiz hale getirmedeki başarısını göstermektedir.



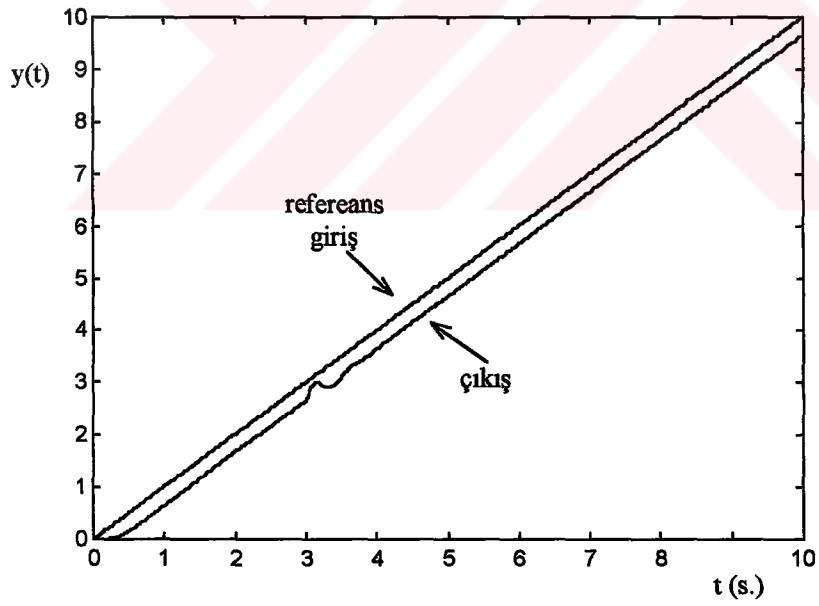
Şekil 5.17. $t=3s$ 'de ve genliği 0.5 olan basamak fonksiyonu şeklindeki harici bozucu işaret varken, kontrol sisteminin zaman cevabı.

Ayrıca Denklem 5.21'de verilen sistem için işaret belirsizliğinin yanında bir de parametrik belirsizliğin olduğu farz edilsin. Çalışma esnasında sistemdeki A matrisinin $A(2,1)$ ve $A(2,2)$ elemanları ile B vektörünün $B(2)$ elemanının değerlerinde maksimum $\pm\%30$ 'luk değişim meydana gelmektedir. Şekil 5.18'de bu elemanların değerlerinde, maksimum değişim alanı içinde $\%5$ 'lik adımlarla meydana gelen parametre değişimleri sonucu elde edilen zaman cevapları tek bir grafik üzerinde verilmiştir. Elde edilen grafik, KDM kontrol sisteminin doğrusal olmayan sistemlerde meydana gelen parametrik belirsizliklere karşı fazla bir duyarlılık göstermediğini ortaya koymaktadır.

Son olarak KDM kontrol sisteminin basamak fonksiyonu şeklindeki referans giriş işareti için değişik genliklere olan cevabı kontrol edilecektir. Bunun için rampa fonksiyonu şeklinde bir işaret uygulandığında, sistemin çıkışı giriş işaretini takip etmelidir. Denklem 5.21'de verilen sistem için bu grafik, Şekil 5.19'daki gibi bulunmuştur. Bu ise kontrolörün, referans giriş işaretinin genliği göz önüne alındığında değişik genlik değerleri için başarı ile çalıştığını göstermektedir.



Şekil 5.18. %5 aralıklarla ± 30 parametrik belirsizliğe uğratan sisteme ait zaman cevapları.



Şekil 5.19. Kontrol sisteminin referans rampa fonksiyonu girişine karşı zaman cevabı.

5.4. Sonuçlar ve Tartışma

Doğrusal ve zamanla değişmeyen sistem modeli kullanılarak kontrolör tasarımı KDM önemli bir metoddur. Bölüm 4'te bu tür matematiksel gösterime sahip sistemlerin kontrolü için bir tasarım prosedürü verilmiştir. Ancak pratikte kullanılan sistemlerin hassas bir şekilde kontrol edilebilmesi için bu tür modeller yetersiz kalmaktadır. Bu nedenle doğrusal-zamanla değişen ya da doğrusal olmayan sistem modelleri kullanılmakta ve buna göre kontrol işleminin yapılması istenmektedir.

Belirsiz yapıli sistemler içinde işaret belirsizliğine sahip sistemlerin KDM ile kontrolü için gerekli bilgiler daha önce Kısım 4.2'de verilmiş ve bu bilgilere göre kontrolör tasarımı, Kısım 4.5'te verilen tasarım uygulamasında başarı ile gerçekleştirilmiştir. Bu nedenle bu bölümde daha çok parametrik belirsizlik üzerinde durulmuş ve bir tasarım prosedürü verilmiştir. Parametreleri çalışma esnasında zamanla değişen bir radar anten sistemi için, KDM kontrol sisteminin parametrik belirsizliğe karşı verimliliği ortaya konulmuştur.

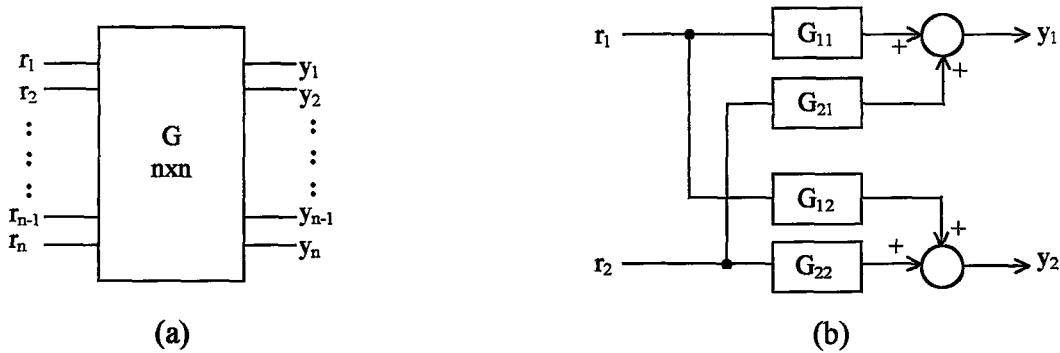
Bu bölümde yapılan en önemli çalışma, Denklem 5.14 ile ifade edilen doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolü üzerinedir. Kısım 5.3'te doğrusal kontrolör polinomları kullanılarak elde edilen KDM kontrol sistemi ile doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü için bir tasarım prosedürü verilmiştir. Bu prosedürde temel nokta, sistemin doğrusal olan kısmının kontrolör tasarımı için kullanılacak olan nominal sistem olarak seçilmesi ve doğrusal olmayan kısmının ise bozucu işaret olarak düşünülmesidir. Kısım 5.3.1'de verilen tasarım örneğinde, bu prosedürün ne kadar başarılı bir şekilde ortaya konulduğu gösterilmiştir.

Kısım 5.2'de kısaca anlatılan ve modellenemeyen veya ihmal edilmiş belirsizliğe sahip sistem olarak adlandırılan sistemler için kontrolör tasarımı, oldukça geniş bir konu olarak literatürde incelenmiş ve halen de incelenmektedir. Bu nedenle bu konuda KDM ile kontrolör tasarımının yapıp yapılamayacağı, bu tez çalışmasının kapsamını aşacağından ilerideki çalışmalara bırakılmıştır. Ayrıca doyum (saturation), sürtünme (friction), histeresiz vb. doğrusal olmayan karakteristik içeren sistemlerin KDM ile kontrolü üzerine çalışmaların yapılması, KDM'in doğrusal olmayan sistemlerin kontrolündeki önemini daha da artıracaktır.

6. ÇOK DEĞİŞKENLİ SİSTEMLERİN KDM İLE KONTROLÜ

6.1. Giriş

Şimdiye kadar tek-giriş ve tek-çıkışlı (TGTÇ) sistemlerin kontrolü göz önüne alınarak, bu tür sistemlerin kontrolünde KDM'in ne kadar verimli olduğu ifade edildi. Ancak uçak sistemleri, çelik elde etme işlemleri ve güç üretme istasyonları gibi birçok büyük ölçekli sistem (large-scale systems) çok-giriş ve çok-çıkışa (ÇGÇÇ; multi-input multi-output) sahiptir. Giriş ve çıkışların sayısı birden fazla olduğu için bu tür sistemler aynı zamanda çok değişkenli sistemler (multivariable systems) olarak da adlandırılır (Ogata, 1970). Şekil 6.1'de ÇGÇÇ bir sistemin genel hali ve bu sistemler içinde en sık rastlanılan iki-girişli iki-çıkışlı sistemin ayrıntılı yapısı görülmektedir. Burada her bir girişe ait çıkışa (yani r_i ' e karşı y_i çıkışı ; $i=1\sim n$) karşı çıkış, o girişe ait olmayan diğer çıkışlara ise (yani r_i ' e karşı y_j çıkışı ; $i=1\sim n, j=1\sim n$ ve $j \neq i$) çapraz çıkış adı verilir. Şekilden de görülebileceği gibi yapının özelliği nedeniyle herhangi bir girişte meydana gelecek olan değişim tüm çıkışları etkileyecektir. Etkileşim (interaction) adı verilen bu durum nedeniyle, bu tür sistemlerin kontrolü sonucunda en azından kalıcı hale ulaşıldıktan sonra bir girişte meydana gelecek olan değişimin yalnızca o girişe karşılık gelen çıkışı etkilemesi istenir (McAvoy, 1983). Bu nedenle ÇGÇÇ sistemlerin kontrolü TGTÇ sistemlerin kontrolüne göre daha zordur.



Şekil 6.1. a) Genel bir ÇGÇÇ sistemin blok şeması, b) 2x2 çok değişkenli sistemin iç yapısına ait blok şema.

ÇGÇÇ sistemlerin kontrolünde çoğunlukla klasik frekans domeyni tasarım teknikleri kullanılmaktadır. Özellikle endüstride Nyquist Sıra tekniğinin (Nyquist Array technique-Rosenbrock, 1974) oldukça sık olarak kullanıldığı görülmektedir (Van De Vegte, 1994). Ancak bu tür klasik teknikler, Bölüm 2’de anlatılan TGTÇ sistemlerin klasik metotlarla kontrolünde olduğu gibi benzer dezavantajlara sahiptirler ve ayrıca kontrol edilmesi istenen bir sistem için arzu edilen zaman domeyni ihtiyaçlarını karşılamakta yetersiz kalabilmektedirler (Dorf, 1989). Bu dezavantajlara karşı ÇGÇÇ sistemler için, matematiksel teorisi çok iyi tanımlanmış H_∞ , LQR ve özyapı yerleştirme (eigenstructure assignment- White, 1997) metotları gibi durum-uzay metoduna dayalı modern kontrol teknikleri geliştirilmiştir. Bu metotlar ise çok değişkenli sistemlerin kontrol ve analizinde teorik olarak daha uygun olmalarına rağmen (Skogestad ve Postlethwaite, 1996), Kim ve diğ. (2000b) bu metodların endüstriyel uygulamalarda halen yaygın olarak kullanılmadığı ve tam olarak tatmin edici sonuçlar vermediğini ifade etmektedirler.

KDM kullanılarak ÇGÇÇ sistemlerin kontrolünde şimdiye kadar rapor edilen tek çalışma, Kim ve diğ. (2000b)’nin iki-giriş ve iki-çıkışlı kızgın haddeleme (hot rolling mill) sisteminin kontrolü için yaptığı tasarım uygulamasıdır. Bu çalışmada Bölünmüş Kanal Tasarımı (Individual Channel Design- Leithead, 1994) kullanılarak iki değişkenli sistem, tek değişkenli iki sisteme bölünmüş ve elde edilen her bir TGTÇ sistem KDM ile kontrol edilmiştir. Ancak Bölünmüş Kanal Tasarımı kullanılarak yapılan bölme işlemi oldukça karmaşıktır ve KDM ile bu metodun bir arada kullanılabilmesi için bir çok kabullerin yapıldığı görülmüştür. Bu nedenle KDM ile çok değişkenli sistemlerin kontrolünde daha basit ve kullanışlı tasarım prosedürlerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu bölümde KDM ile ÇGÇÇ sistemlerin arzu edilen tasarım ihtiyaçlarına göre kontrolü, iki ayrı prosedür göz önüne alınarak incelenecektir. İlk kısımda Kim’in yaptığı çalışmada verilen ve çok değişkenli sistemlerin kontrolünde oldukça sık olarak kullanılan kanalları ayrıştırma yöntemi göz önüne alınacaktır. Bu yöntemde kontrol edilmesi istenen $m \times n$ sistem, Kim’in yaptığı çalışmadan daha basit bir şekilde n tane TGTÇ sisteme ayrıştırılacak (decomposition) ve daha sonra her bir kanala arzu edilen tasarım ihtiyaçları göz önüne alınarak KDM ile tasarlanmış kontrolör yerleştirilecektir. İkinci kısımda ise kanal ayrıştırma işleminin yapılmadığı bozucu model metodu kullanılacaktır. Burada, her bir çıkış için çapraz girişler ve bu girişlere ait transfer

fonksiyonları bozucu şeklinde düşünülecek ve bu bozucu etkisini söndürecek şekilde KDM ile her bir karşı giriş-çıkış çifti için kontrolör tasarımı yapılacaktır. Bölümün son kısmında ise her iki yöntem için kısa bir karşılaştırma verilecektir.

6.2. Kanalları Ayırıştırma Yöntemi ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü

Kanalları ayırıştırma yönteminde amaç, bir ön-kontrolör (pre-controller) kullanılarak çapraz girişlerin etkisini ortadan kaldırmaktır. Böylece kontrol edilmesi istenen nxn boyutlu ÇGÇÇ sistem, birbirinden bağımsız n tane TGTÇ alt-sisteme dönüştürülür. Kontrol işlemi için her bir alt-sistem göz önüne alınarak bağımsız n tane kontrolör tasarlanır. Bu durumda kontrolörü ifade eden nxn matris köşegen hale getirilmiş olur.

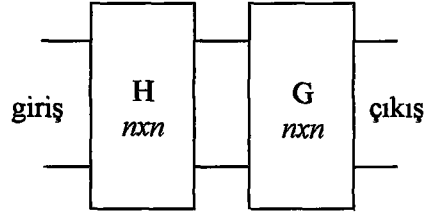
Bu kısımda çok değişkenli sistemlerin kanallarını ayırştırmak için

1. seri ön-kontrolör,
2. paralel ön-kontrolör

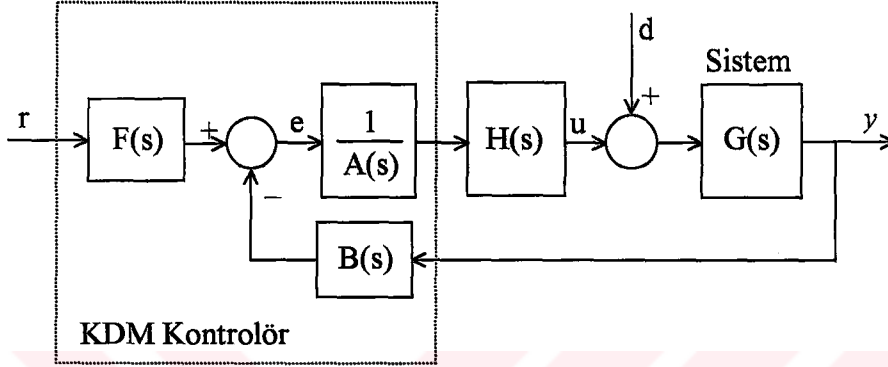
olarak adlandırılan iki ayrı yapı kullanılacaktır. Kısım 6.2.3'de verilecek olan örnekte, seri ön-kontrolör kullanılarak elde edilen her bir TGTÇ alt-sistem daha sonra KDM ile kontrol edilecek ve tüm sistemin performansı değerlendirilecektir.

6.2.1. Seri Ön-Kontrolör ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü

Seri ön-kontrolör yapısında kontrol edilmesi istenen $G(s)$ sistemine Şekil 6.2'de da görüldüğü gibi seri olarak bir $H(s)$ ön-kontrolörü eklenir. Burada $H(s)$ 'in seçimi, her iki bloğu ifade eden transfer matrisleri olan H ve G 'nin çarpımı köşegen özelliğe sahip olacak şekilde yapılır. Bu durumda yeniden şekillendirilen sistem, TGTÇ'lı alt-sistemlere ayrıştırılmış olur ve her bir kanal için KDM ile ayrı ayrı kontrolör tasarımı yapılır. Böylece kontrolör polinom matrisleri olan $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ 'te köşegen özelliğe sahip olacaklardır. Şekil 6.3'de seri ön-kontrolör kullanılan KDM kontrol sistem yapısı verilmiştir. Şekilde görülen $G(s)$ kontrol edilmesi istenen sistemin transfer matrisi, $H(s)$ ön-kontrolörün transfer matrisi, $A(s)$, $B(s)$ ve $F(s)$ kontrolör polinomsal matrisleri ve r , y , d , e , u ise sırasıyla referans giriş, çıkış, bozucu, hata ve kontrol işareti vektörleridir.



Şekil 6.2. Seri ön-kontrolörün kullanımı için genel şema.



Şekil 6.3. Seri ön-kontrolör kullanılan KDM kontrol sistem konfigürasyonu.

Çok değişkenli sistemler içinde en çok endüstride kullanılanları 2×2 sistemler olduğu için bundan sonraki ifadeler iki boyutlu olarak verilecektir. Kontrol edilmesi istenen sistemin ve ön-kontrolöre ait transfer matrisleri

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} \quad H(s) = \begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

şeklinde verilsin. Köşegen matris olarak yeniden şekillendirilmesi istenen sistemin köşegenlerinde $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ transfer fonksiyonları olsun:

$$\begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (6.2)$$

Yukarıdaki matris eşitliğinden

$$H_{11}(s)G_{11}(s) + H_{12}(s)G_{21}(s) = G_{11}(s) \quad (6.3a)$$

$$H_{21}(s)G_{12}(s) + H_{22}(s)G_{22}(s) = G_{22}(s) \quad (6.3b)$$

$$H_{11}(s)G_{12}(s) + H_{12}(s)G_{22}(s) = 0 \quad (6.3c)$$

$$H_{21}(s)G_{11}(s) + H_{22}(s)G_{21}(s) = 0 \quad (6.3d)$$

denklemleri elde edilir. Denklem 6.3c ve d' den $H_{12}(s)$ ve $H_{21}(s)$ çekilirse

$$H_{12}(s) = -H_{11}(s) \frac{G_{12}(s)}{G_{22}(s)} \quad (6.4a)$$

$$H_{21}(s) = -H_{22}(s) \frac{G_{21}(s)}{G_{11}(s)} \quad (6.4b)$$

bulunur. Denklem 6.4a ve b, Denklem 6.3a ve b'de yerine konursa

$$H_{11}(s) = \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \quad (6.5a)$$

$$H_{12}(s) = -\frac{G_{11}(s)G_{12}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \quad (6.5b)$$

$$H_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \quad (6.5c)$$

$$H_{22}(s) = \frac{G_{11}(s)G_{22}(s)}{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)} \quad (6.5d)$$

şeklinde ön-kontrolöre ait transfer fonksiyonları elde edilmiş olur. $H(s)$ Denklem 6.5'e göre seçildiğinde, yeni sistemin giriş-çıkış ifadesi

$$y_1 = G_{11}(s)r_1 + 0r_2 \quad (6.6a)$$

$$y_2 = 0r_1 + G_{22}(s)r_2 \quad (6.6b)$$

şeklinde çapraz girişlerin etkisi yok edilmiş halde elde edilir. Bu durumda yeni sistemin kontrolünde, y_1-r_1 kanalı için $G_{11}(s)$ 'e göre ve y_2-r_2 kanalı için ise $G_{22}(s)$ 'e göre KDM

ile kontrolör tasarımı yapılması gerekmektedir. Şekil 6.4'te genel bir 2x2 sistem için kontrol şeması verilmiştir. Şekilden kontrolör polinom matrislerinin

$$A(s) = \begin{bmatrix} A_1(s) & 0 \\ 0 & A_2(s) \end{bmatrix} \quad (6.7a)$$

$$B(s) = \begin{bmatrix} B_1(s) & 0 \\ 0 & B_2(s) \end{bmatrix} \quad (6.7b)$$

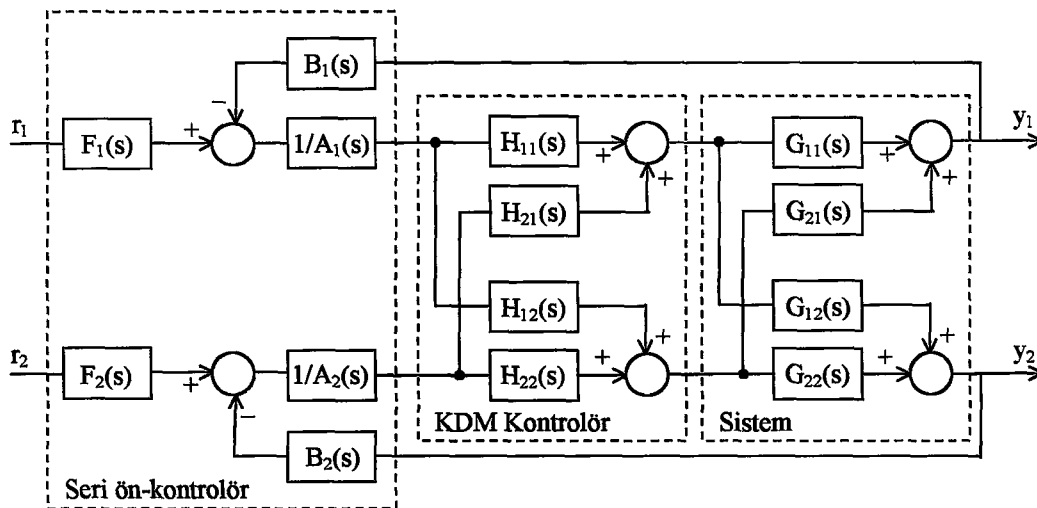
$$F(s) = \begin{bmatrix} F_1(s) & 0 \\ 0 & F_2(s) \end{bmatrix} \quad (6.7c)$$

olarak köşegen yapıda tanımlandığı görülmektedir.

Seri ön-kontrolör kullanıldığında kontrol edilmesi istenen sistem birbirinden bağımsız kanallara ayrıştırılmakta ve her kanal kolayca kontrol edilebilmektedir. Ancak dikkat edilmesi gereken husus $H_{ij}(s)$ transfer fonksiyonlarının ortak payı olan

$$H_d(s) = G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s) \quad (6.8)$$

ifadesine ait pay polinomunun köklerinin sağ yarı-düzlemde olmaması gerektiğidir. Çünkü bu polinom her bir $H_{ij}(s)$ transfer fonksiyonuna payda olarak geleceği için, sağ



Şekil 6.4. Seri ön-kontrolör kullanılarak kanalları ayrıştırılan sistemin KDM ile kontrolü.

yarı-düzlemdeki bir kök ara değişkenlerde kararsız bir durum ortaya çıkaracaktır. Her ne kadar kapalı-çevrim sisteminin çıkışı teorik olarak kararlı olsa da, pratikte ara değişkenlerde oluşacak bir kararsızlık pratikteki sınırlamalar nedeniyle sistemin çıkışını da kararsız yapacaktır. Bu durum seri ön-kontrolörün kullanımını kısıtlamaktadır. Buna göre kontrol sistem tasarımında önce $H_d(s)$ kontrol edilmeli, gerekli şartı sağlıyorsa yukarıdaki tasarım mekanizması uygulanmalıdır.

Yukarıda belirtilen kısıtlama sebebiyle seri ön-kontrolör yapısı daha basit olacak şekilde yeniden düzenlenebilir. Bu kez köşegen olarak yeniden şekillendirilecek olan sistemin köşegen elemanları baştan tayin edilmemekte, buna karşın $H_{11}(s)=H_{22}(s)=1$ olarak kabul edilmektedir. Bu durumda H ve G matrislerinin çarpımı

$$\begin{bmatrix} 1 & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} ? & 0 \\ 0 & ? \end{bmatrix}. \quad (6.9)$$

şeklinde olur. Denklemin sağ tarafındaki “?” ile verilen kısım yapılan işlemler sonucunda elde edilecektir. Yukarıdaki matris eşitliğinden

$$G_{11}(s) + H_{12}(s)G_{21}(s) = ? \quad (6.10a)$$

$$H_{21}(s)G_{12}(s) + G_{22}(s) = ? \quad (6.10b)$$

$$G_{12}(s) + H_{12}(s)G_{22}(s) = 0 \quad (6.10c)$$

$$H_{21}(s)G_{11}(s) + G_{21}(s) = 0 \quad (6.10d)$$

elde edilerek, Denklem 6.10c ve d'den $H_{12}(s)$ ve $H_{21}(s)$ çekilirse

$$H_{12}(s) = -\frac{G_{12}(s)}{G_{22}(s)} \quad (6.11a)$$

$$H_{21}(s) = -\frac{G_{21}(s)}{G_{11}(s)} \quad (6.11b)$$

bulunur. Denklem 6.11a ve b, Denklem 6.10a ve b'de yerine konursa yeni sistemin giriş-çıkış ifadesi

$$y_1 = \frac{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{22}(s)}r_1 + 0r_2 \quad (6.12a)$$

$$y_2 = 0r_1 + \frac{G_{11}(s)G_{22}(s) - G_{12}(s)G_{21}(s)}{G_{11}(s)}r_2 \quad (6.12b)$$

şeklini alır. Denklem 6.12'ye dikkat edilirse düzenlenen yeni sistemin derecesi artmış ve bu durum daha büyük dereceden kontrolör tasarımı gerektirmektedir. Ancak yeni düzenlemede yine köşegen özelliğe sahip olan kontrolörün, pratikte mikroişlemci, DSP veya doğrudan bilgisayar ortamında gerçekleştirildiği göz önüne alınırsa bu durumun fazla bir önemi olmadığı görülür.

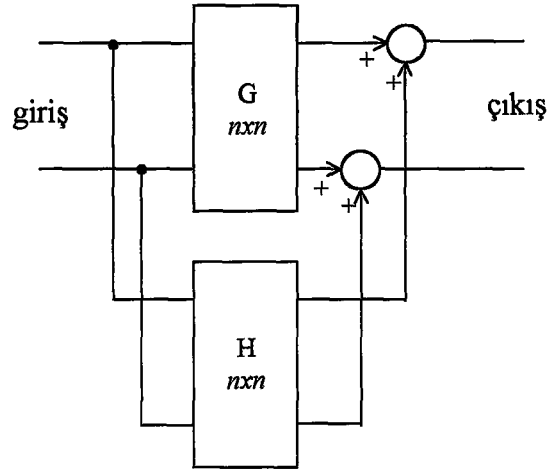
Yeni düzenleme, $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ 'in pay polinomlarına ait köklerin sol yarı düzlemde olduğu sistemlerin kontrolünde yukarıda anlatılan ara değişkenlerin sonsuza gitme durumu sebebiyle kullanılamamaktadır. Ancak dikkat edilirse önceki düzenlemeye göre sınırlama daha da basitleştirilmiştir. Önceki düzenlemede Denklem 6.8'deki $H_d(s)$ elde edilip pay polinomu kontrol edilmekteyken, bu düzenlemede doğrudan $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ 'in pay polinomlarına bakılmaktadır. Esasında pratikteki sistemlerin çoğunun pay kısımlarında sadece kazanç değeri bulunduğundan verilen her iki seri ön-kontrolör metodu pratikte geniş uygulama sahasına sahip olacaktır.

6.2.2. Paralel Ön-Kontrolör ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü

Kontrol edilmesi istenen bir sistemin kanallarını ayrıştırmak için kullanılacak olan diğer bir yapı ise paralel-ön kontrolör yapısıdır. Bu yapıda ön-kontrolör bloğu, Şekil 6.5'te görüldüğü gibi $G(s)$ sistemine paralel olarak yerleştirilir.

Denklem 6.1'deki kontrol edilmesi istenen sistem ve ön-kontrolöre ait transfer matrislerini yeniden göz önüne alalım. Köşegen özellikte yeniden şekillendirilecek olan sistemin köşegenlerinde $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ transfer fonksiyonları olsun. Bu durum

$$\begin{bmatrix} H_{11}(s) & H_{12}(s) \\ H_{21}(s) & H_{22}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & 0 \\ 0 & G_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (6.13)$$



Şekil 6.5. Paralel ön-kontrolörün kullanımı için genel şema.

şeklinde ifade edilir. Yukarıdaki matris eşitliğinden

$$\begin{aligned} G_{11}(s) + H_{11}(s) &= G_{11}(s) & G_{12}(s) + H_{12}(s) &= 0 \\ G_{22}(s) + H_{22}(s) &= G_{22}(s) & G_{21}(s) + H_{21}(s) &= 0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

denklemleri elde edilir. Buna göre $H_{ij}(s)$ transfer fonksiyonları

$$H_{11}(s) = 0 \quad (6.15a)$$

$$H_{12}(s) = -G_{12}(s) \quad (6.15b)$$

$$H_{21}(s) = -G_{21}(s) \quad (6.15c)$$

$$H_{22}(s) = 0 \quad (6.15d)$$

şeklinde oldukça basit bir şekilde elde edilir. $H(s)$ Denklem 6.15'e göre seçildiğinde, yeni sistemin giriş-çıkış ifadesi Denklem 6.6'daki gibi elde edilir. Yeni sistemin kontrolünde, y_1-r_1 kanalı için $G_{11}(s)$ 'e göre ve y_2-r_2 kanalı için ise $G_{22}(s)$ 'e göre KDM ile kontrolör tasarımı yapılır ve kontrolör polinom matrisleri yine köşegen yapıda tanımlanmaktadır.

Paralel ön-kontrolörün parametrelerinin elde edilmesi seri ön-kontrolöre göre oldukça kolaydır. Ancak Şekil 6.5'e dikkat edilirse ön-kontrolörün çıkışları doğrudan sistemin çıkışları ile toplanmaktadır. Sistemden sonra yapılan düzenlemeler eğer konum

ve hız gibi büyüklükler kontrol edilecekse genellikle pahalıdır ve bu nedenle istenmezler. Bu nedenle genellikle kontrolör sistemden önce yerleştirilir. Fakat gerilim kontrolü gibi basit kontrol sistemlerinde bu yapı basitliği nedeniyle, seri ön-kontrolöre göre tercih edilebilir. Çünkü çıkıştaki toplama işlemi basit bir toplama devresi ile gerçekleştirilebilir ve gerçekleştirme fazla bir maliyet gerektirmemektedir.

Özet olarak çok değişkenli sistemlerin ön-kontrolör ve KDM kullanılarak kontrolü için şu şekilde bir prosedür verilebilir:

1. Çapraz girişlerin etkisini ortadan kaldırmak için bir ön-kontrolör yapısı seçilir. Bu yapı, yukarıda anlatıldığı gibi seri veya paralel özellikte olabilir.
2. Seçilen ön-kontrolör ile kanallar arasındaki etkileşim özelliği ortadan kaldırıldığından, elde edilen her bir TGTÇ alt sistem için Kısım 4.2'de verilen tasarım prosedürü uygulanarak KDM kontrolör polinomları tasarlanır.
3. Tasarlanan kontrolörler yardımıyla ÇGÇÇ sistem için kontrol sistemi oluşturulur ve test edilir. kanal çıkışlarında elde edilen işaretlerden biri (yada tümü) için arzu edilmeyen bir durum varsa ikinci adıma dönülür. Tasarım parametreleri yeniden düzenlenerek yapılan işlemler tekrarlanır.

6.2.3. Ön-Kontrolör Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması

Bu kısımda damıtma kolonu sistemi (distillation column system) için, Skogestad tarafından verilen idealize edilmiş LV modeli ele alınacaktır (Skogestad ve Postlethwaite, 1996). Sistemin transfer matrisi

$$G(s) = \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{75s+1} \begin{bmatrix} 87.8 & -86.4 \\ 108.2 & -109.6 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Skogestad tarafından tekil değerli ayrıştırma (singular value decomposition) metodu ile dayanıklı olarak kontrol edilen bu sistem, KDM ile kontrol edilecek ve sonuçlar karşılaştırılacaktır.

Çalışma sırasında sistemin kazanç değerlerinde $\pm 20\%$ değerinde değişimler olmakta ve meydana gelen bozucu etkiler ihmal edilmektedir. Tasarlanacak olan

kontrolörlerin bu belirsizlikleri karşılayacak şekilde tasarlanması amaçlanmaktadır. Ayrıca yapılacak olan tasarım ile kontrol işaretinin doyuma gitmeyecek bir genliğe sahip olması arzulanmaktadır.

Skogestad tekil değerli ayrıştırma metodu ile kontrol sistem tasarımı için 1DKS yapısını kullanmıştır. Bu yapıda kontrolör

$$C(s) = \begin{bmatrix} 0.707 & -0.708 \\ -0.708 & -0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.0036 \frac{75s+1}{s} & 0 \\ 0 & 0.504 \frac{75s+1}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.625 & 0.781 \\ -0.781 & 0.625 \end{bmatrix}$$

şeklinde ifade edilmiştir. Bu yapı soldan sağa doğru sırasıyla ön-kontrolör, köşegen yapıyı esas kontrolör ve arka-kontrolör olarak adlandırılan üç kontrol elemanından oluşmaktadır.

KDM ile tasarım için öncelikle Denklem 6.2’de verilen seri ön-kontrolör yapısını göz önüne alalım. Bunun için Denklem 6.8’de verilen şartın sağlanması gerekmektedir. Eğer şart sağlanmazsa Denklem 6.9’da verilen diğer seri ön-kontrolör yapısı kullanılacaktır. Denklem 6.8’den

$$H_d(s) = G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21} = \frac{87.8}{75s+1} \frac{-109.6}{75s+1} - \frac{-86.4}{75s+1} \frac{108.2}{75s+1} = \frac{-274.4}{(75s+1)^2} \quad (6.17)$$

hesaplanarak, $H_d(s)$ fonksiyonunun pay kısmının sağ yarı düzleminde kökü olmadığı belirlendiğinden Denklem 6.2’deki yapı kullanılabilir. Denklem 6.5’den H_{ij} ön-kontrolör transfer fonksiyonları

$$H_{11}(s) = H_{22}(s) = 35.0688 \quad (6.18a)$$

$$H_{12}(s) = -27.6455 \quad (6.18b)$$

$$H_{21}(s) = -43.2169 \quad (6.18c)$$

olarak kazanç cinsinden basit bir şekilde elde edilir. Bu durumda yeni sistemin giriş-çıkış ifadesi

$$y_1 = \frac{87.8}{75s+1}r_1 + 0r_2 \quad (6.19a)$$

$$y_2 = 0r_1 + \frac{-109.6}{75s+1}r_2 \quad (6.19b)$$

şeklinde iki ayrı TGTÇ alt-sistem halini alır. Bundan sonraki işlem Bölüm 4'te yapıldığı gibi her bir alt-sisteme KDM'i uygulamaktır.

Denklem 6.19a'daki alt sistem için eşdeğer zaman sabiti kontrol işaretinin doyuma gitmeyeceği minimum değer olan $\tau=1.25$ ve kararlılık indeksi ise $\gamma_1=2.7$ seçildiğinde, KDM kontrolör polinomları ve kapalı çevrimli sistemin karakteristik polinomu

$$A_1(s) = 0.0077s \quad (6.20a)$$

$$B_1(s) = 0.0141s + 0.0114 \quad (6.20b)$$

$$F_1(s) = 0.0114 \quad (6.20c)$$

$$P_1(s) = 0.5787s^2 + 1.25s + 1 \quad (6.20d)$$

şeklinde hesaplanır. Kararlılık indeksinin 2.5'ten farklı seçilmesinin nedeni, Bölüm 3'tede anlatıldığı gibi taşmayı azaltarak yerleşme süresinin kısa kalmasını sağlamaktır. Aynı eşdeğer zaman sabiti ve kararlılık indeksi kullanarak Denklem 6.19b'deki alt-sistem için polinomlar

$$A_2(s) = 0.0077s \quad (6.21a)$$

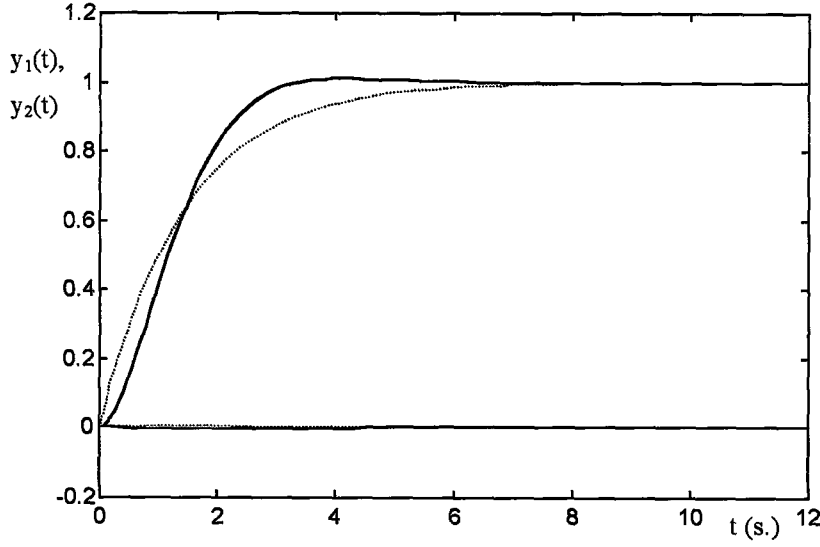
$$B_2(s) = -(0.0113s + 0.0091) \quad (6.21b)$$

$$F_2(s) = 0.0091 \quad (6.21c)$$

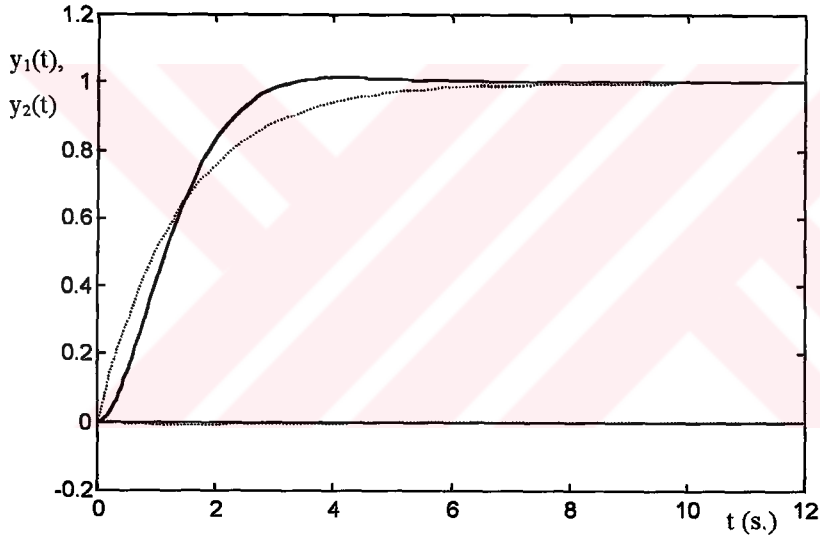
$$P_2(s) = 0.5787s^2 + 1.25s + 1 \quad (6.21d)$$

olarak hesaplanır.

Şekil 6.6'da tekil değerli ayrıştırma metodu ve KDM ile tasarlanan kontrol sistemlerine ait birim basamak cevapları verilmiştir. Şekilden KDM'in daha iyi bir



(a)



(b)

Şekil 6.6. Denklem 6.20 ve 6.21’de verilen kontrol sistemi için birim basamak fonksiyonu eğrileri: a) birinci girişe $1.u(t)$ ve ikinci girişe $0.u(t)$, b) birinci girişe $0.u(t)$ ve ikinci girişe $1.u(t)$ uygulandığı durum. Tekil Değerli Ayrıştırma, — KDM.

Tablo 6.1. Şekil 6.6’da verilen zaman cevabı eğrilerine ait bazı performans değerleri.

Metod	Yerleşme süresi	Yükselme süresi	Taşma
Tekil değerli ayrıştırma	5.65	3.17	-
KDM	2.99	1.94	0.01

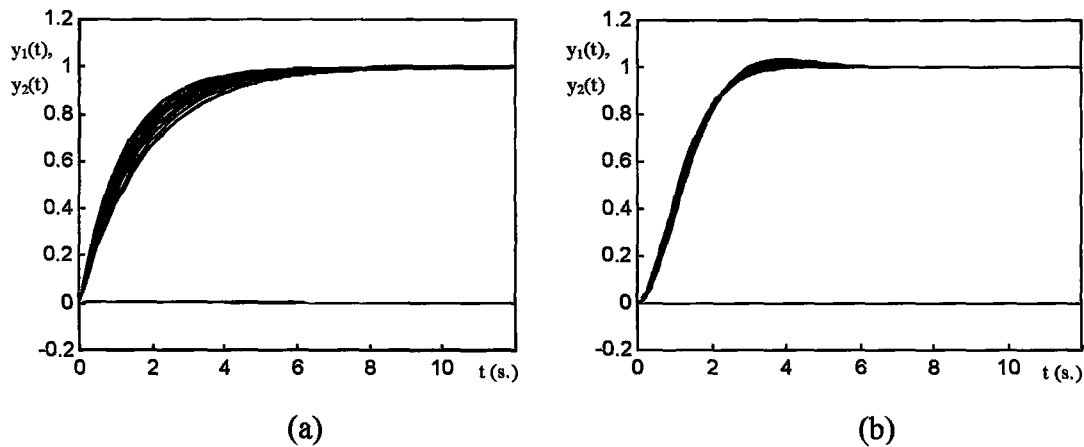
zaman cevabı performansına sahip olduğu açıkça görülmektedir. Tablo 6.1’de üç metodun zaman cevabı özelliklerine ait sayısal değerler verilmiştir.

Şekil 6.7’de ise Denklem 6.16’da verilen sistem için transfer fonksiyonların kazanç değerlerinde meydana gelen değişimlerin zaman cevabı eğrisine olan etkisi gösterilmiştir. Bunun için kazanç değerleri, nominal değerlerinden başlayarak $\pm 20\%$ değişime ulaşıncaya kadar 5% ’lik oranlarda değiştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, KDM’in aynen TGTÇ’li sistemlerde olduğu gibi ÇGÇÇ’li sistemlerin kontrolünde de oldukça dayanıklı kontrolörler ürettiğini göstermektedir.

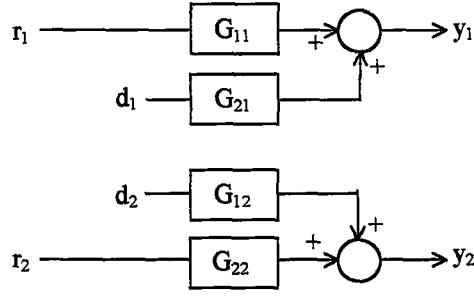
Denklem 6.9’deki seri ön-kontrolör yapısı kullanıldığında yukarıda elde edilenlere benzer sonuçlar elde edildiğinden ayrıntıya girilmeyecektir.

6.3. Bozucu Model Yöntemi ve KDM ile ÇGÇÇ Sistem Kontrolü

Çok değişkenli sistemleri tasarlamada kullanılabilecek diğer bir yöntem ise bozucu model metodudur. Bu yöntemde Kısım 6.2’de olduğu gibi kanalları ayırtırmak için yeni bloklar eklenerek sistemin yeniden şekillendirilmesi yerine, çapraz girişler ve bunlara ait transfer fonksiyonlarının karşı çıkışlara etkileyen bozucular olduğu düşünülür. Bu durumda $n \times n$ boyutlu sistem, çıkışlarında bozucu etki bulunan n tane TGTÇ sistem gibi düşünülür. Şekil 6.8’de 2×2 sistem için, çapraz girişleri bozucu olarak modellenmiş



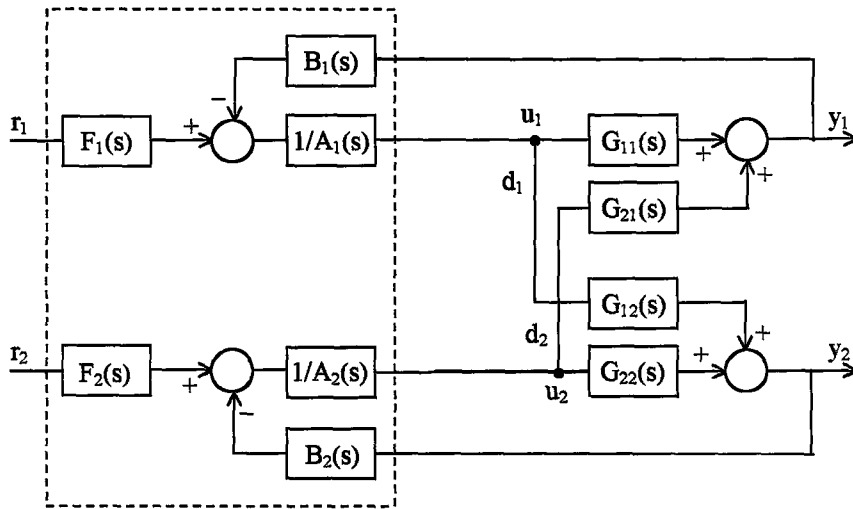
Şekil 6.7. Her iki kontrol sistemi için, kazanç değerlerinde meydana gelen değişimlere karşı birim basamak cevapları: ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$ için) a) Tekil değerli ayırıştırma, b) KDM.



Şekil 6.8. Bozucu model metodu kullanılarak yeniden modellenen genel bir ÇGÇÇ sisteme ait blok şema. (d_1 ve d_2 , r_1 ve r_2 girişlerine bağlı bozucu işaretler).

yapıya ait blok şema verilmiştir. Şekildeki model bozucu işaretleri olarak adlandırılan d_1 ve d_2 , aslında doğrudan r_1 ve r_2 girişlerine bağlı işaretlerdir. Bu nedenle bozuculardan gelen işaretin şekli önem kazanmakta ve kontrolör tasarımında bu duruma dikkat edilmelidir.

KDM ve bozucu model metodunun kullanıldığı kontrol sistem yapısı Şekil 6.9'da verilmiştir. Şekildeki u_1 ve u_2 noktalarındaki işaretler, yukarıda anlatıldığı gibi aynı zamanda d_1 ve d_2 bozucu işaretlerini ifade etmektedirler. y_1 çıkışına u_2 noktasından gelen d_2 bozucusuna dikkat edelim. u_2 noktasındaki d_2 işareti aşağıda verileceği gibi hem r_1 ve hem de r_2 girişlerine bağlıdır. Bozucu modeline uygun kontrolörü seçmek için u_2 noktasındaki d_2 işaretinin şekli ile $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonunun tipi önem kazanmaktadır. Girişlerden u_2 noktasına gelen işaretler kendi kanallarındaki kapalı



Şekil 6.9. Bozucu model metodu ve KDM'in bir arada kullanıldığı kontrol sistem yapısı.

çevrimlerden gelmektedirler. KDM'in özelliğinden kapalı çevrimden gelen işaret integrator içermemekte ve doğrudan Denklem 3.14'deki Tip-1 sistem formundadır. Bu nedenle d_2 işareti, eğer $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonu da integrator içermiyorsa ve referans girişlerde basamak fonksiyonu olarak veriliyorsa, bu durumda yine basamak fonksiyonuna benzer bir işaret olacaktır. Bu durumda kontrolör, Tablo 4.1'de verilen basamak fonksiyonu türündeki bozucu işaret için tanımlanan şekilde seçilmelidir. Eğer $G_{21}(s)$ integrator içeriyorsa, $G_{21}(s)$ 'den sonraki işaret rampa türünde bir bozucu işaret olacaktır. Bu durumda ise kontrolör, Tablo 4.1'deki rampa fonksiyonu türündeki bozucu işaret için tanımlanan şekilde seçilmelidir. Aynı şekilde y_2 çıkışı için u_1 noktasındaki d_1 bozucu işareti için $G_{12}(s)$ transfer fonksiyonunun şekline dikkat edilmelidir.

Şekil 6.9'daki KDM kontrol sistemi için d_1 ve d_2 işaretlerinin girişlere bağlı ifadesi

$$d_1 = \frac{F_1(s)A_2(s) + F_1(s)B_2(s)G_{22}(s)}{P_d(s)}r_1 + \frac{-F_2(s)B_1(s)G_{21}(s)}{P_d(s)}r_2 \quad (6.22a)$$

$$d_2 = \frac{-F_1(s)B_2(s)G_{12}(s)}{P_d(s)}r_1 + \frac{F_2(s)A_1(s) + F_2(s)B_1(s)G_{11}(s)}{P_d(s)}r_2 \quad (6.22b)$$

şeklinde verilir. Burada model bozucu işaretlerinin payda polinomu olan $P_d(s)$ ise

$$P_d(s) = A_1A_2 + A_1B_2G_{22} + A_2B_1G_{11} + B_1B_2(G_{11}G_{22} - G_{12}G_{21}) \quad (6.23)$$

olarak tanımlanır.

Denklem 6.22 ve 6.23, kontrol işlemi ve sistem kararlılığı açısından bazı önemli ip uçları içermektedir. Çapraz girişler bozucu olarak nitelendirildiğinden Tablo 4.1'deki tasarım kurallarına göre $A_1(s)$ ve $A_2(s)$ integratör içerecektir. Bu durumda son değer teoremine göre

$$P_d(0) = B_1(0)B_2(0)[G_{11}(0)G_{22}(0) - G_{12}(0)G_{21}(0)] \quad (6.24)$$

elde edilir. Sistemin kararlı olması için payda polinomunun tüm katsayıları pozitif olmalıdır. En azından sabit katsayılı elemanı için

$$B_1(0)B_2(0)[G_{11}(0)G_{22}(0)-G_{12}(0)G_{21}(0)] > 0 \quad (6.25a)$$

yazılabilir. Buradan kararlılık şartı için

$$|G_{11}(0)G_{22}(0)-G_{12}(0)G_{21}(0)| > 0 \quad (6.25b)$$

olmalıdır. Burada

$$\gamma_{int} = |G_{11}(0)G_{22}(0)-G_{12}(0)G_{21}(0)| \quad (6.26)$$

olarak “çapraz girişlerin karşı çıkışlara etkileşim tanımı” yapılırsa o zaman kararlılık şartı

$$\gamma_{int} > 0 \quad (6.27)$$

şeklinde basit bir hale dönüşür.

Eğer $\gamma_{int} < 0$ ise Denklem 6.23'teki ifadeler kararsız olacaktır. Bu durumda kanalların çıkışına etkiyen model bozucu işaretleri sonsuza gidecek ve sistem doğrudan kararsız çıkışlar üretecektir. Bu türden sistemleri kontrol etmek için sistemin önüne bir blok eklenerek sistemin girişleri yer değiştirilir. Yani

$$G_{yeni} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{21}(s) & G_{22}(s) \\ G_{11}(s) & G_{12}(s) \end{bmatrix} \quad (6.28)$$

olur. Böylece basit bir yer değiştirme ile $\gamma_{int} > 0$ haline dönüştürülür ve kontrolör tasarımı yeni sisteme göre aynı prosedür ile gerçekleştirilir.

Eğer $\gamma_{int} = 0$ ise Denklem 6.24 tamamen sıfır olacağı için sistem kontrol edilemez bir hale dönüşür. Çünkü bu durumda 2x2 sistemin transfer matrisi lineer bağımlıdır. Ayrıca γ_{int} 0'a ne kadar yaklaşırsa sistemin kontrolü de o kadar zorlaşmaktadır. Mesela $\gamma_{int} = 0.05$ olan bir sistemin kontrolü, $\gamma_{int}=0.5$ olan sistemin kontrolünden daha zordur. İlk sistemin kontrol edilememesinden bile söz edilebilir.

Özet olarak çok değişkenli sistemlerin bozucu model metodu ve KDM kullanılarak kontrolü için şu şekilde bir prosedür verilebilir:

1. Çok değişkenli sistemdeki çapraz girişlerden gelen işaretler bozucu olarak düşünülür. Bu durumda ÇGÇÇ sistem sanki birbirinden bağımsız TGTÇ alt-sistemlerden ibaret olduğu kabul edilir.
2. Kanallar arasındaki etkileşim özelliği bozucu olarak göz önüne alındığından, elde edilen her bir TGTÇ alt sistem için Kısım 4.2'de verilen tasarım prosedürü uygulanarak KDM kontrolör polinomları tasarlanır. Kontrolör polinomlarının tipi belirlenirken, model bozucu işaretin şekli ve çapraz transfer fonksiyonlarının yapısı göz önüne alınmalıdır.
3. Tasarlanan kontrolörler yardımıyla ÇGÇÇ sistem için kontrol sistemi oluşturulur ve test edilir. kanal çıkışlarında elde edilen işaretlerden biri (yada tümü) için arzu edilmeyen bir durum varsa ikinci adıma dönülür. Tasarım parametreleri yeniden düzenlenerek yapılan işlemler tekrarlanır.

6.3.1. Bozucu Modeli Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması-I

Bu kısımda Niederlinski (1971) tarafından geliştirilen ve çok değişkenli sistemlerin PI ve PID kontrolörlerle tasarımı için kullanılan “genelleştirilmiş Ziegler-Nichols kuralı” ile kontrol ettiği

$$G(s) = \frac{1}{D(s)} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-2.4}{(0.5s+1)} \\ \frac{0.5}{0.1s+1} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.29a)$$

$$D(s) = (0.1s+1)(0.2s+1)^2 \quad (6.29b)$$

sistemi göz önüne alınacaktır. Aynı sistem, Zhuang ve Atherton (1994) tarafından ISTE optimizasyon metodu ile karakteristik-yer metodu kullanılarak PI ve PID sistemlerle kontrol edilmiştir.

Sistem, çalışma esnasında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etkiye maruz kalmakta ve aynı zamanda sistemin kazanç değerlerinde $\pm\%40$ 'luk değişimler meydana gelmektedir. Tasarlanacak olan kontrol sisteminin bu etkilere karşı iyi bir performans göstermesi amaçlanmaktadır.

Tablo 6.2'de Denklem 6.29'de verilen sistem için genelleştirilmiş Ziegler-Nichols kuralı ve ISTE optimizasyon metodu kullanılarak tasarlanan PI kontrolöre ait parametreler, Tablo 6.3'te ise genelleştirilmiş Ziegler-Nichols, karakteristik-yer metodu ve ISTE optimizasyon metodları kullanılarak tasarlanan PID kontrolöre ait parametreler verilmiştir. Daha önceki çalışmalarda elde edilen bu kontrolörlerin performansları, bozucu model yöntemine göre KDM tekniği ile elde edilen kontrolörün performansı ile karşılaştırılacaktır.

Denklem 25b'deki kararlılık şartı sağlandığından sistemin bozucu model metodu ve KDM ile kontrolü mümkündür. Birinci ve ikinci kanal için $G_{11}(s)$ ve $G_{22}(s)$ karşı transfer fonksiyonları aynı olduğundan, her iki kanala ait alt-sistem

Tablo 6.2. PI kontrolör parametreleri

Kontrol Metodu	Alt-sistem	K_p	T_i
Genelleştirilmiş Ziegler-Nichols	1	3.71	0.584
	2	3.71	0.584
ISTE Optimizasyon	1	1.41	1.243
	2	1.37	1.112

Tablo 6.3. PID kontrolör parametreleri

Kontrol Metodu	Alt-sistem	K_p	T_i	T_d
Genelleştirilmiş Ziegler-Nichols	1	6.4	0.364	0.091
	2	6.4	0.364	0.091
Karakteristik-Yer	1	5.83	0.561	0.14
	2	5.83	0.561	0.14
ISTE Optimizasyon	1	6.12	0.841	0.213
	2	6.33	0.841	0.213

$$N(s) = 1 \quad (6.30a)$$

$$D(s) = 0.004s^3 + 0.08s^2 + 0.5s + 1 \quad (6.30b)$$

şeklinde belirlenir. Bu alt-sistemler için tasarlanacak olan kontrolörler, çapraz girişlerdeki $G_{12}(s)$ ve $G_{21}(s)$ transfer fonksiyonları integrator içermediğinden

$$A(s) = l_3s^3 + l_2s^2 + l_1s \quad (6.31a)$$

$$B(s) = k_3s^3 + k_2s^2 + k_1s + k_0 \quad (6.31b)$$

biçiminde tanımlanır. Bu durumda her bir alt-sisteme ait karakteristik polinom

$$P(s) = 0.004l_3s^6 + (0.08l_3 + 0.004l_2)s^5 + (0.5l_3 + 0.08l_2 + 0.004l_1)s^4 + (l_3 + 0.5l_2 + 0.08l_1 + k_3)s^3 + (l_2 + 0.5l_1 + k_2)s^2 + (l_1 + k_1)s + k_0 \quad (6.32)$$

olarak belirlenir.

Tasarım için $\tau=0.45$ ve $\gamma_i=[2.5, 2.4, 2, 2, 2]$ seçilip, TGTÇ sistemler için Kısım 4.2’de anlatılan tasarım prosedürü uygulanırsa

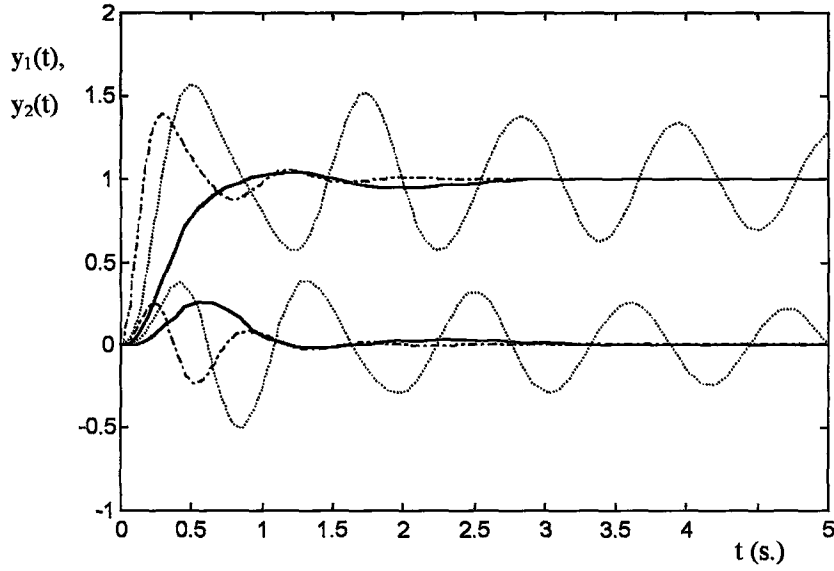
$$A(s) = 0.00001s^3 + 0.0009s^2 + 0.0383s \quad (6.33a)$$

$$B(s) = 0.0026s^3 + 0.061s^2 + 0.412s + 1 \quad (6.33b)$$

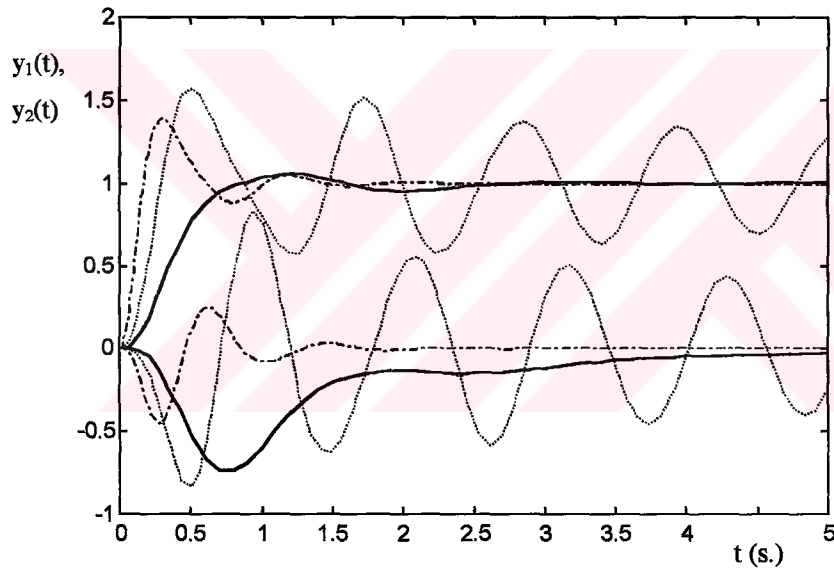
$$F(s) = 1 \quad (6.33c)$$

şeklinde kontrolör değerleri belirlenir.

Şekil 6.10’da Ziegler-Nichols metoduna göre parametreleri belirlenen PI ve PID kontrolör ile ISTE optimizasyon metoduna göre parametreleri belirlenen PI kontrolör yardımıyla elde edilen kapalı çevrimli sistemin birim basamak cevapları verilmiştir. Şekil 6.10’daki eğrilere göre daha iyi zaman cevabına sahip ISTE optimizasyon ve karakteristik-yer metodu kullanılan PID kontrol ve KDM için birim basamak cevapları ise Şekil 6.11’de verilmiştir. Şekil 6.10’da Ziegler-Nichols PI kontrolör kullanıldığında, kontrol sisteminin birim basamak cevabının istenmeyen şekilde oldukça dalgalı bir biçimde olduğu görülmektedir. Diğer iki kontrolör yerleşme süresi bakımından birbirine



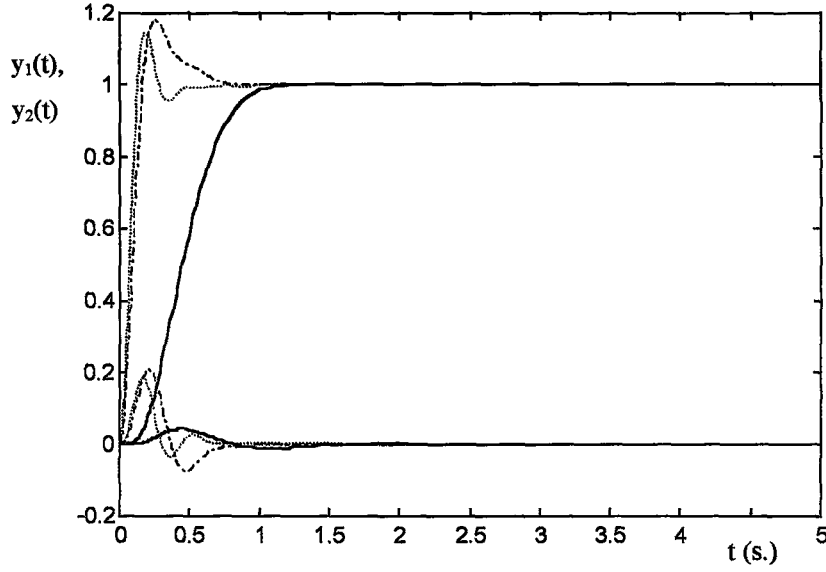
(a)



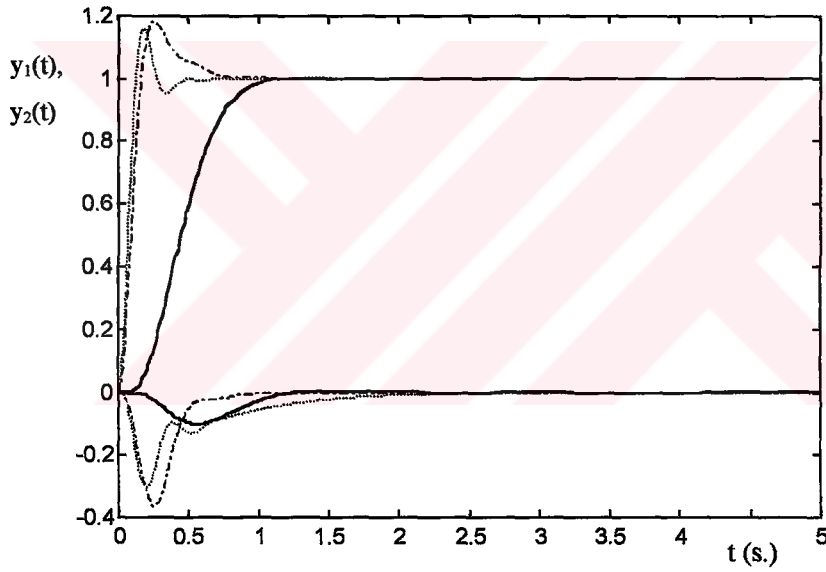
(b)

Şekil 6.10. Birim Basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). Ziegler-Nichols PI, — ISTE PI, - - - - - Ziegler-Nichols PID

yakın olmasına rağmen taşma özelliği göz önüne alındığında ISTE optimizasyon metoduna göre tasarlanan PI kontrolörün daha iyi performansa sahip olduğu görülmektedir.



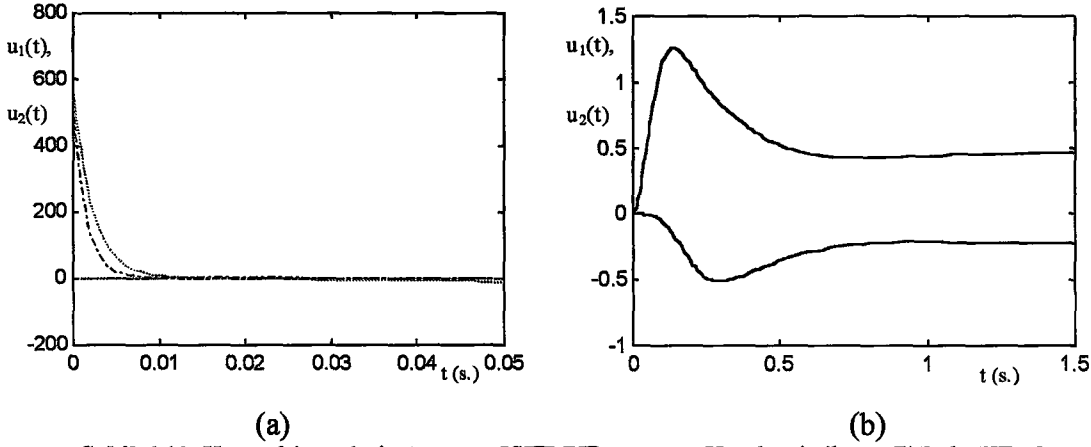
(a)



(b)

Şekil 6.11. Birim Basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). ISTE PID, - - - - - Karakteristik-yer PID, ——— KDM.

Yukarıda anlatılan üç kontrolöre göre daha iyi zaman cevabı özelliklerine sahip olan diğer üç kontrolörün Şekil 6.11'deki birim basamak cevaplarına bakıldığında KDM ile tasarlanan kontrolörün, ISTE optimizasyon ve karakteristik-yer metodlarına göre tasarlanan PID kontrolörlere göre daha kötü cevap özelliklerine sahip olduğu

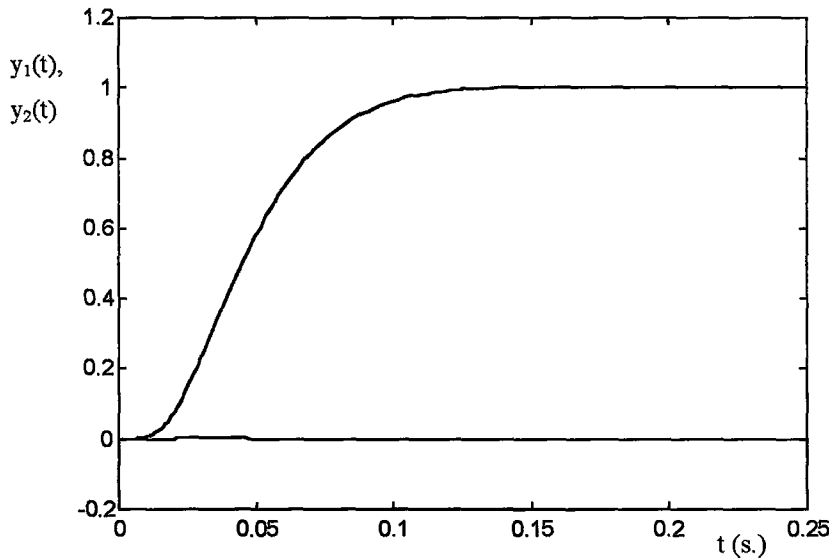


Şekil 6.12. Kontrol işaretleri: a) ISTE PID, ----- Karakteristik-yer PID, b) KDM.

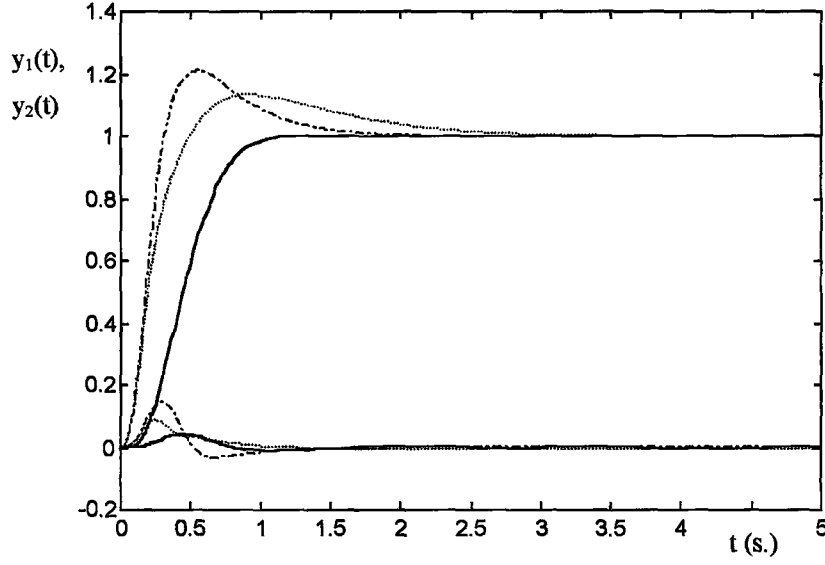
düşünülebilir. Ancak Atherton, her üç PID kontrolörü tasarlarken

$$C(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + \frac{T_d s}{\alpha T_d s + 1} \right)$$

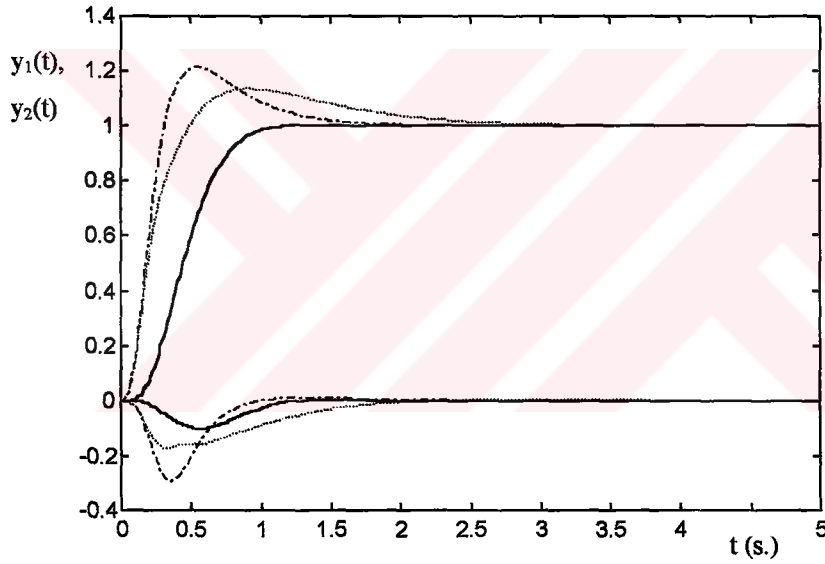
şeklinde türev elemanı için bir α türev filtresi kullanmıştır ($\alpha=0.01$). Bu durumda Şekil 6.12'deki kontrol işaretlerine dikkat edilirse çok yüksek genlikli eğriler elde edilir. Bu ise pratikte kabul edilemez bir durumdur. Oysa görünüşte daha kötü zaman cevabına sahip olan KDM'in kontrol işareti ise tamamen kabul edilebilir sınırlar içinde bulunmaktadır. Eğer Atherton'un eğrileri referans alınsa dahi, aynı kontrol işareti genliği (≈ 600) için KDM ile $\tau=0.049$ için gerçekleştirilen kontrol sistemi Şekil 6.13'te



Şekil 6.13. PID kontrolde α parametresi kullanıldığında elde edilen kontrol işaretinin genliği ile aynı genlikte işaret üreten bir KDM kontrolör kullanıldığında elde edilen çıkış zaman cevabı eğrisi.



(a)



(b)

Şekil 6.14. $\alpha=0$ için birim basamak cevapları: a) Birinci giriş aktif ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$), b) İkinci giriş aktif ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=1.u(t)$). ISTE PID, - - - - - Karakteristik-zer PID, ——— KDM.

görüldüğü gibi oldukça iyi bir zaman cevabı eğrisine sahip olacaktır. Bu nedenle bu çalışmada PID kontrolörler için türev filtresi kullanılmayacak ve sonuçlar buna göre karşılaştırılacaktır. Buna göre KDM ve Atherton'un önerdiği türev filtresiz iki PID yapısına ait zaman cevapları Şekil 6.14'te görülmektedir. Sonuç eğriler KDM'in diğer

beş PI ve PID yapısına göre çok üstün bir performansa sahip olduğunu göstermektedir. Tablo 6.4'te altı kontrol metoduna ait zaman cevabı performans değerleri verilmiştir.

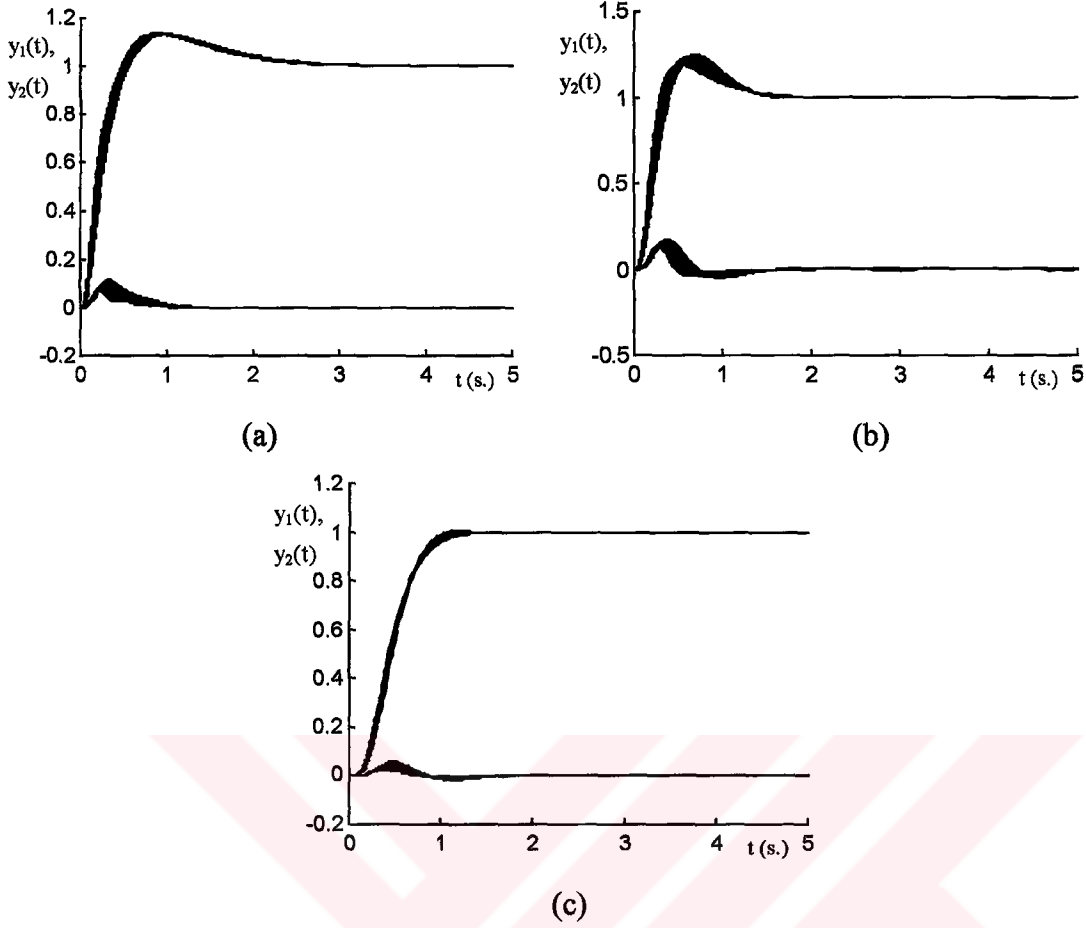
Kontrol metodları arasında en iyi dayanıklılık özelliğine sahip olan metodu belirlemek için, Tablo 6.4'ten zaman cevabı özelliği en uygun kontrolörler olan KDM, ISTE-PID ve karakteristik-yer-PID kontrolörleri seçilmiştir. Bunun için sistemin kazanç değerleri, nominal değer ile $\pm 40\%$ değişim arasında 17 farklı durum göz önüne alınmıştır. Şekil 6.15'de elde edilen zaman cevapları karşılaştırıldığında KDM tekniğinin diğer metodlara göre daha dayanıklı olduğu görülmektedir.

Bozucu etkiyi söndürme özelliği açısından yine yukarıda seçilen üç metod göz önüne alınmıştır. Bunun için sistemin referans girişlerinde herhangi bir işaret yokken, her iki kanala $t=0s.$ anında $1.u(t)$ değerinde basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etki uygulanmıştır. Buna göre Şekil 6.16'da her üç metoda ait zaman cevabı eğrileri elde edilmiştir. Bulunan sonuçlar göz önüne alındığında, KDM tekniğinin ÇGÇÇ'lı sistemlerde bozucu etkiyi söndürmede oldukça başarılı olduğu görülmektedir.

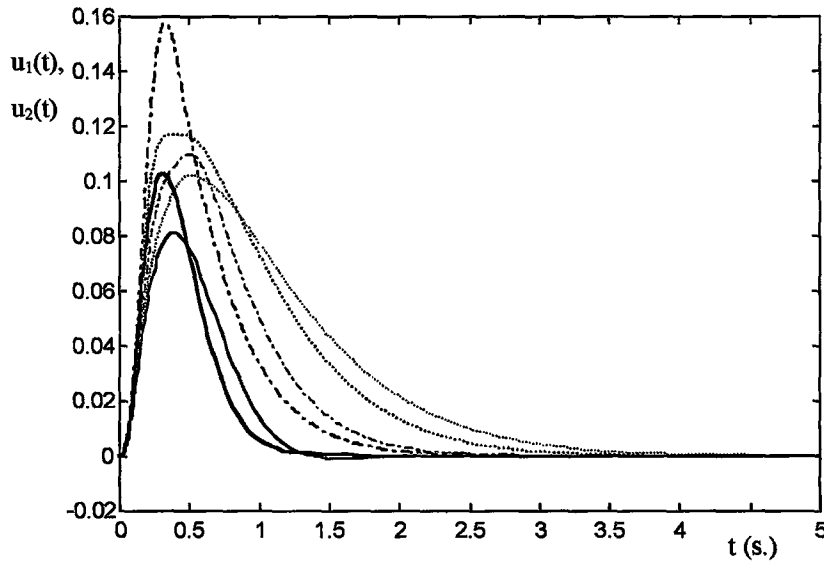
Sonuç olarak yapılan hesaplamalar ve elde edilen grafikler, KDM tekniği ile tasarlanan kontrol sisteminin en iyi zaman cevabı, dayanıklılık ve bozucu etkiyi söndürme özelliklerine sahip olduğunu göstermektedir.

Tablo 6.4. Şekil 6.10 ve 6.11'de verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri.

Kontrol metodu	Yerleşme süresi		Maksimum Taşma		$ u(t) $	
	$r_1=1.u(t)$	$r_1=0.u(t)$	$r_1=1.u(t)$	$r_1=0.u(t)$	$r_1=1.u(t)$	$r_1=0.u(t)$
	$r_2=0.u(t)$	$r_2=1.u(t)$	$r_2=0.u(t)$	$r_2=1.u(t)$	$r_2=0.u(t)$	$r_2=1.u(t)$
Ziegler-Nichols PI	27.91s.	27.92s.	1.577	1.577	4	4
ISTE Optimizasyon PI	2.55s.	2.465s.	1.041	1.057	1.47	1.44
Ziegler-Nichols PID	1.75s.	1.75s.	1.468	1.468	6.6	6.6
ISTE Optimizasyon PID	2.37s.	2.365s.	1.133	1.133	6.15	6.35
Karakteristik-yer PID	1.515s.	1.515s.	1.212	1.211	5.9	5.9
KDM	0.968s.	0.968s.	-	-	1.226	1.226



Şekil 6.15. Seçilen üç kontrol sistemi için, kazanç değerlerinde meydana gelen değişimlere karşı birim basamak cevapları: ($r_1=1.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$ için) a) ISTE PID, b) Karakteristik-yer PID, c) KDM.



Şekil 6.16. Birim basamak bozucu işaret cevapları: ($r_1=0.u(t)$ ve $r_2=0.u(t)$, $d_1=1.u(t)$ ve $d_2=1.u(t)$).
 ISTE PID, ----- Karakteristik-yer PID, ——— KDM.

6.3.2. Bozucu Modeli Kullanılarak KDM ile Kontrol Uygulaması-II

Bu kısımda yukarıda verilen diğer iki tasarım uygulamasından farklı olarak üç-girişli ve üç-çıkışlı bir sistemin kontrol problemi ele alınacaktır. Sistemin transfer matrisi

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{2}{s+1.5} & \frac{1}{s+2} & \frac{0.5}{s+4} \\ \frac{1}{s+5.7} & \frac{3}{s+1} & \frac{0.1}{s+2} \\ \frac{0.8}{s+2.5} & \frac{1}{s+3} & \frac{1}{s+2.5} \end{bmatrix} \quad (6.34)$$

şeklinde tanımlansın. Çalışma esnasında, sisteme ait her bir transfer fonksiyonunun kazanç değerinde $\pm 20\%$ oranında değişimler meydana gelmekte ve her bir kanal, genliği maksimum bir olan basamak fonksiyonu şeklindeki harici bozucu etkisine maruz kalmaktadır.

Tasarlanacak olan kontrolör ile her bir kanalın yerleşme süresinin $0.5s$.'den küçük olması arzu edilmektedir. Ayrıca kontrol sisteminin yukarıda belirtilen parametre değişimlerine karşı dayanıklı olması ve bozucu etkileri yeterince söndürmesi amaçlanmaktadır.

Denklem 6.25b'deki kararlılık şartı 3×3 sistemler için aynı mantıkla

$$\gamma_{int} = |G_{11}G_{22}G_{33} + G_{12}G_{23}G_{31} + G_{13}G_{21}G_{32} - G_{11}G_{23}G_{32} - G_{12}G_{21}G_{33} - G_{13}G_{22}G_{31}|_{s=0}$$

ve

$$\gamma_{int} > 0 \quad (6.35)$$

şeklinde yeniden elde edilebilir. Denklem 6.34'te verilen sistem için $\gamma_{int}=1.438$ olduğundan, sistem bu şartı sağlar ve KDM ile kontrolör tasarımı yapılabilir.

Kanal 1, 2 ve 3 için eşdeğer zaman sabitleri $\tau=0.1$ ve kararlılık indeksleri $\gamma_i=[2.7]$ seçildiğinde kontrolör ve karakteristik polinomları

$$A_1(s) = 0.0037s \quad (6.36a)$$

$$B_1(s) = 0.0472s + 0.5 \quad (6.36b)$$

$$F_1(s) = 0.5 \quad (6.36c)$$

$$P_1(s) = 0.0037s^2 + 0.1s + 1 \quad (6.36d)$$

$$A_2(s) = 0.0037s \quad (6.37a)$$

$$B_2(s) = 0.0321s + 0.333 \quad (6.37b)$$

$$F_2(s) = 0.333 \quad (6.37c)$$

$$P_2(s) = 0.0037s^2 + 0.1s + 1 \quad (6.37d)$$

$$A_3(s) = 0.0037s \quad (6.38a)$$

$$B_3(s) = 0.0907s + 1 \quad (6.38b)$$

$$F_3(s) = 1 \quad (6.38c)$$

$$P_3(s) = 0.0037s^2 + 0.1s + 1 \quad (6.38d)$$

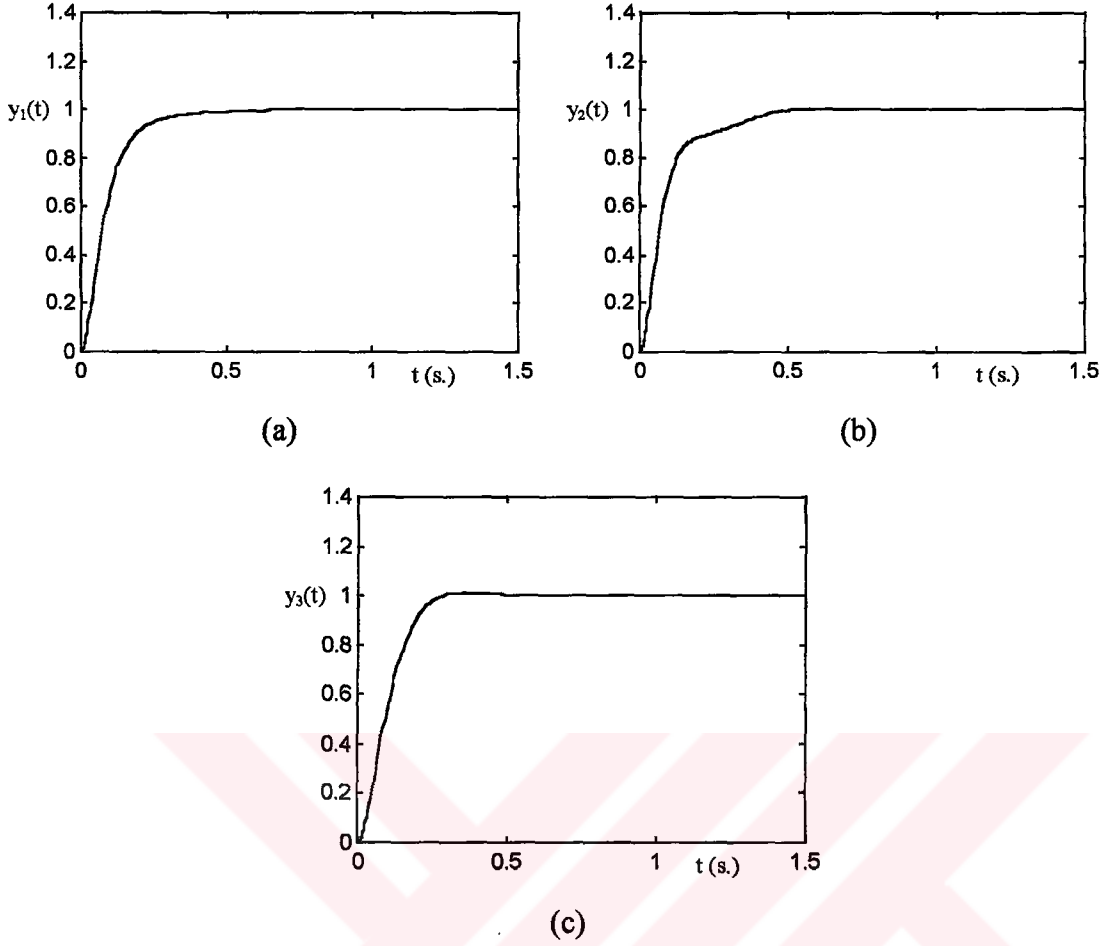
şeklinde hesaplanır.

Şekil 6.17’de KDM ile tasarlanan sistem için, her bir kanala aynı anda uygulanan birim basamak girişlerine ait zaman cevapları ayrı ayrı verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi arzu edilen yerleşme süreleri aynen elde edilmiştir. Tablo 6.5’de her bir çıkış için zaman cevabı performans değerleri verilmiştir.

Şekil 6.18’de ise her bir transfer fonksiyonunun kazanç değerinde nominal değer ile nominal değerden $\pm\%20$ farkla iki değişim ve her bir kanalda $t=1.5s$. anında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etki mevcut iken elde edilen zaman cevapları verilmiştir. Sonuç olarak bulunan eğriler, KDM’in çok değişkenli sistemlerin kontrolünde ne kadar verimli olduğunun bir göstergesidir.

Tablo 6.5. Şekil 6.17’de verilen zaman cevabı eğrilerine ait performans değerleri (her üç girişte birim basamak girişi var iken).

Yerleşme süresi			Maksimum Taşma			Yükselme zamanı		
y ₁	y ₂	y ₃	y ₁	y ₂	y ₃	y ₁	y ₂	y ₃
0.37s.	0.43s.	0.25s.	-	-	0.011	0.168s.	0.22s.	0.164s.

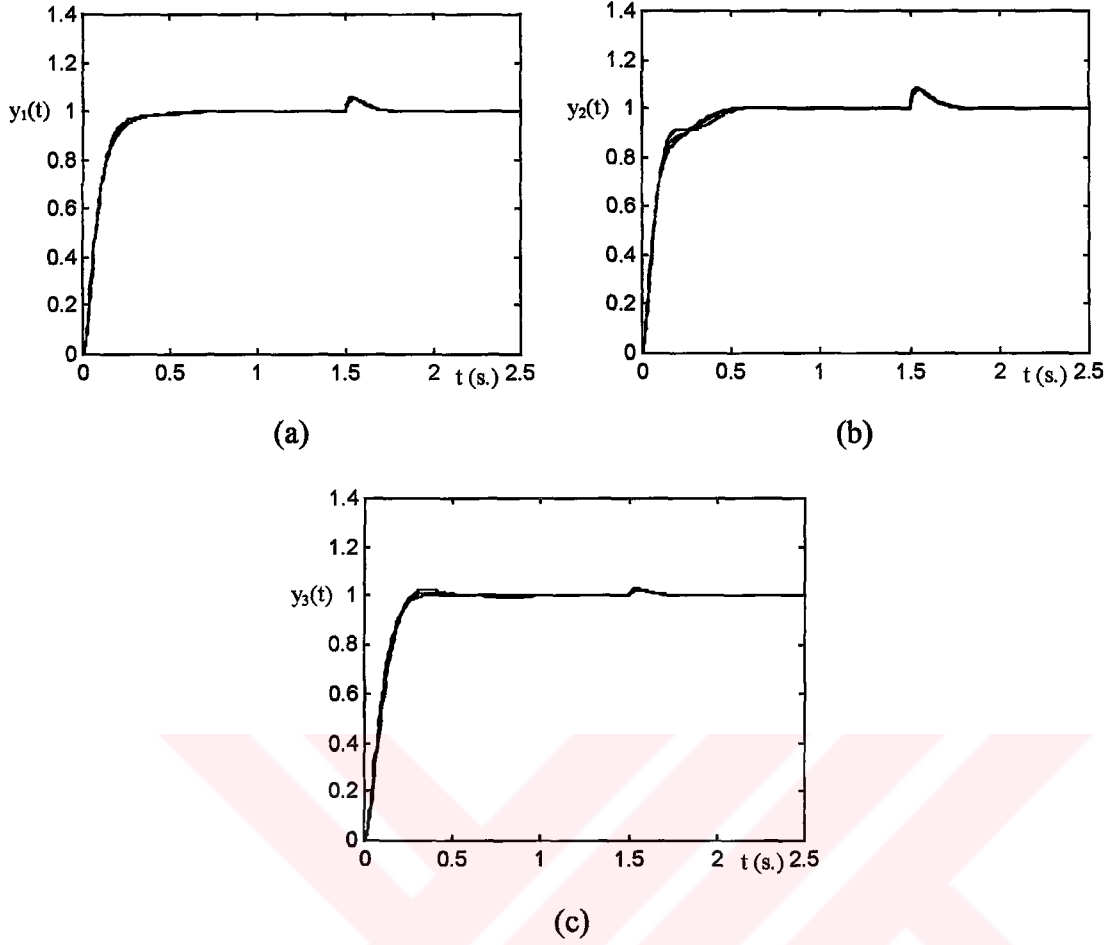


Şekil 6.17. Her üç girişe birim basamak fonksiyonu uygulandığında KDM ile kontrol edilen sisteme ait cevap eğrileri: a) 1 nolu çıkış, b) 2 nolu çıkış, c) 3 nolu çıkış.

6.4. Sonuçlar ve Tartışma

Çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolünde, Kısım 6.2’de anlatılan kanalları ayrıştırma metodu ve Kısım 6.3’de anlatılan bozucu model metodu kullanılmıştır. Her iki metod mantık olarak n -girişli ve n -çıkışlı sistemin, n tane TGTÇ alt-sisteme dönüştürülmesi ve bu dönüşüme göre KDM kontrolörünün yapısının belirlenmesine ait kuralları içerir. Bu dönüşüm işlemi birinci metodda doğrudan yapılırken, ikinci metodda doğrudan yapılmadan teorik düşünce olarak gerçekleştirilmektedir.

Kanalları ayrıştırma metodu, kısaca bir dönüşüm metodu olarak da tanımlanabilir. Burada $n \times n$ boyutlu sistem, bir ön kontrolör kullanılarak n tane alt-sisteme dönüştürülür. Bundan sonraki işlem, KDM ile bu alt sistemlerin her birine Kısım 4.2’te verilen



Şekil 6.18. Her bir kanaldaki transfer fonksiyonunun kazanç değerinde nominal değer ile nominal değerden $\pm 20\%$ 'lik iki değişim varken ve her bir kanalda $t=1.5$ s anında birim basamak fonksiyonu şeklinde bozucu etki mevcut iken elde edilen cevap eğrileri: a) 1 nolu çıkış, b) 2 nolu çıkış, c) 3 nolu çıkış.

prosedüre göre ayrı ayrı kontrolör tasarımından ibarettir. Burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta, Kısım 6.2'de Denklem 6.8'de verilen ifadenin sıfırlarının sağ yarı düzlemde bulunmaması gerektiğidir. Çünkü bu durum ön-kontrolör ile $G(s)$ sistemi arasındaki ara değişkenlerin sonsuza gitmesine sebep olacaktır. Metod için ilk bakışta transfer matrisinin boyutu ve bu matrisi oluşturan $G_{ij}(s)$ transfer fonksiyonlarının derecesi arttığında, ön-kontrolöre ait ifadelerin karmaşık bir hale gelmesi nedeniyle yapılan tasarımın zorlaşması bir dezavantaj olarak düşünülebilir. Ancak elle yapılan işlemler için gerçekten bir dezavantaj olan bu durum, seri kontrolörün bilgisayar ya da mikroişlemci ortamında gerçekleştirilecek olması ile tamamen ortadan kalkmaktadır.

Yukarıda verilen Denklem 6.8 sınırlamasını ortadan kaldırmak ve sistemi daha basit işlemlerle kontrol etmek için bozucu model metodu kullanılabilir. Bu metod çapraz transfer fonksiyonları üzerinden gelen işaretin, bozucu işaret olarak düşünülmesi ve bu işaretin türüne göre KDM kontrolör yapısının seçilmesinden ibarettir. Bu bakımdan diğer metoda göre daha kolay ve basit bir metoddur. Aynı zamanda sistemin boyutunun büyümesi ve elde edilen yeni $G_{ij}(s)$ transfer fonksiyonlarının derecesinin artması gibi bir durum olmaması, bu metodla kontrol işleminin diğer metoda göre daha kolay olmasını sağlamaktadır. Ancak bu metodda da çapraz girişten gelen işaretin, Denklem 6.25’de verilen kararlılık şartını sağlaması gerekmektedir. Bu şartı sağlamayan sistemler ilk metod ile kontrol edilebilir.

Sonuç olarak her iki metod ve KDM kontrol tekniğinin beraber kullanılarak yapılan üç uygulama, KDM’in endüstride sıkça kullanılan diğer kontrol tekniklerine göre daha iyi sonuçlar verdiğini göstermektedir. Yapılacak olan çalışmalarla Denklem 6.8 ve 6.25’de verilen şartlar üzerinde durularak her iki metodun daha da geliştirilmesi mümkündür.

7. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Kontrol teorisinde yeni bir metod olan Katsayı Diyagram Metodu, şimdiye kadar daha çok doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için göz önüne alınmıştır. KDM bu tür sistemlerin kontrolünde kararlılık, zaman cevabı ve dayanıklılık özellikleri bakımından oldukça iyi sonuçlar vermektedir. Bu çalışmada, doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolü için şimdiye kadar verilen prosedürler geliştirilerek daha kolay anlaşılır ve ayrıntılı bir tasarım prosedürü oluşturulmuştur. Elde edilen bu prosedür, MATLAB ile görsel ortamda bir program haline dönüştürülmüş ve tasarımda pratiklik sağlanmıştır.

Genel olarak bir kontrol felsefesi ortaya konulmak istendiğinde, bir metodun yalnızca sınırlı özelliklere sahip sistemlerin kontrolündeki başarısı tek başına yeterli değildir. Bu nedenle bu tür sistemlerin haricindeki sistemlerin kontrolü üzerinde de durulması zorunludur. Bu bakımdan bu çalışmanın en temel noktası, belirsiz yapılı ve doğrusal olmayan TGTÇ sistemler ile doğrusal-zamanla değişmeyen ÇGÇÇ sistemler için KDM ile kontrol sistem tasarımı üzerinedir. Ele alınan sistemler için tasarım prosedürleri geliştirilmiş ve bu prosedürler yardımıyla ele alınan tasarım problemleri üzerinde kontrol uygulamaları yapılmıştır.

Çalışmada elde edilen yeni sonuçlar ve bu sonuçların bölümlere göre dağılımı aşağıda verilmiştir:

Bölüm 3:

1. Literatürde Denklem 3.11b ve 3.13'ün nasıl elde edildiklerine ait herhangi bir ispat bulunmamaktadır. Bu nedenle EK-1'de bu formüllere ait ispatlar verilmiştir. Her ne kadar bu ispatların yeni sonuç olmadığı düşünülebilirse de, literatürde olan boşluğun giderilmesi açısından önemlidir.
2. Lipatov ve Sokolov tarafından verilen iki kararlılık ve iki kararsızlık olmak üzere toplam dört şartından yalnızca iki tanesi KDM yapısında kullanılmıştır. Ancak Kısım 3.2.4.1'de ifade edildiği gibi bazı polinomların özellikle kararsızlık için bir şartı sağlayıp diğer şartı sağlamadığı rapor edilmiştir. Bu nedenle her iki şartın beraber olarak kontrol edilmesi tavsiye edilmektedir. Böylece bu çalışmada Lipatov ve Sokolov'un dört teoremi de KDM yapısına dahil edilmiştir.

3. Yine literatürde Lipatov ve Sokolov tarafından kendi parametrelerine göre verilen şartların, KDM kararlılık parametreleri ile Denklem 3.21-3.24'deki hale nasıl dönüştükleri verilmemiştir. Dönüşüme ait matematiksel işlemler EK-2'de ayrıntılı olarak verilmiştir. Dönüşüm işlemi sonucunda, Kısım 3.2.4.1'de ifade edildiği gibi bazı indis hataları tespit edilmiş ve bunlar düzeltilerek doğru hallerine dönüştürülmüşlerdir.

Bölüm 4:

5. Doğrusal ve zamanla değişmeyen sistemler için, şimdiye kadar KDM ile açık ve kolay anlaşılır bir tasarım prosedürü verilmemiştir. Kısım 4.2'de yeniden düzenlenerek elde edilen prosedür, ayrıntılı ve sistematik bir şekilde verilerek bu boşluk doldurulmuş ve metodu fazla tanımayan bir tasarımcı için dahi yeterli olacak bir hale dönüştürülmüştür.
6. Kısım 4.3'te, KDM ile arzu edilen performans özelliklerini sağlayan kontrolörlerin tasarlanması için teorik bilgilerin ışığında genel bir paket program hazırlanmıştır. Matematiksel bilginin grafik ortamda görsel olarak sunulmasını sağlayan ve KDMCAD olarak adlandırılan yazılım, MATLAB 5.1 ve yardımcı programı Simulink 2.1 kullanılarak oluşturulmuştur.
7. KDM'in kullandığı kontrolör yapısı iki-girişli bir-çıkışlı olduğundan klasik kontrolör yapısından daha farklıdır. Bu nedenle Chen (1992) tarafından bu tür yapılar için oluşturulan gerçekleştirme prosedürü, Kısım 4.4'te KDM kontrolör yapısına göre yeniden verilmiştir. Böylece KDM kontrolör, her hangi bir zorlukla karşılaşılmaksızın kolayca gerçekleştirilebilmektedir.

Bölüm 5:

8. Parametrik belirsizliğe sahip sistemlerin KDM ile kontrolü için bir tasarım prosedürü geliştirilmiştir.
9. Kısım 5.2.2'de parametreleri çalışma sırasında değişen bir radar anteni için KDM kullanılarak pozisyon kontrolü yapılmış ve elde edilen sonuçlar önemli bir dayanıklı kontrol metodu olan H_∞ optimizasyon metodu ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen zaman ve frekans cevabı performansları, KDM için verilen prosedürün ne kadar verimli olduğunu göstermiştir.

10. Kısım 5.3'te Denklem 5.14 ile ifade edilen doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolü üzerine bir tasarım prosedürü verilmiştir. Bu prosedürde temel nokta, sistemin doğrusal özelliğe sahip kısmının kontrolör tasarımı için kullanılacak olan nominal sistem olarak seçilmesi ve doğrusal olmayan kısmının ise bozucu işaret olarak düşünülmesidir. Literatürde böyle bir düşünce göz önüne alınarak, doğrusal özelliğe sahip kontrolör yardımı ile doğrusal olmayan sistemlerin kontrolü üzerine yapılan her hangi bir tasarıma daha önce rastlanmamıştır.
11. Kısım 5.3.1'de verilen tasarım örneği ile, doğrusal olmayan sistemlerin KDM ile kontrolü üzerine verilen tasarım prosedürünün ne kadar başarılı bir şekilde ortaya konulduğu gösterilmiştir.

Bölüm 6:

12. Çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolü için Kısım 6.2'de kanalları ayrıştırma metodu verilmiştir. Burada $n \times n$ boyutlu sistem, bir ön kontrolör kullanılarak n tane TGTÇ özelliğine sahip alt-sisteme dönüştürülür. Ön kontrolör olarak, farklı yapıdaki iki seri kontrolör veya bir paralel kontrolörden arzu edilen birisi seçilebilir. Seçim işlemindeki bu esneklik tasarımcı için önemli bir rahatlık sağlamaktadır.
13. Kısım 7.1.3'te verilen damıtma kolonu sisteminin idealize edilmiş LV modeli KDM ile kontrol edilmiştir. Elde edilen sonuçlar ters tabanlı kontrol ve tekil değerli ayrıştırma metodları ile elde edilenler ile karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak KDM kontrolörün daha başarılı sonuçlar verdiği görülmüştür.
14. Kısım 6.3'te yine çok değişkenli sistemlerin KDM ile kontrolü için geliştirilen bir başka metod tanıtılmıştır. Bozucu model metodu olarak adlandırılan bu metod, çapraz transfer fonksiyonları üzerinden gelen işaretin bozucu işaret olarak düşünülmesi ve bu işaretin türüne göre KDM kontrolör yapısının seçilmesi şeklinde özetlenebilir. Literatürde böyle bir düşünce göz önüne alınarak, ÇGÇÇ sistemlerin kontrolü üzerine yapılan her hangi bir çalışmaya daha önce rastlanmamıştır.
15. Kısım 7.2.1'de verilen sistem için KDM ile kontrolör tasarımı yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar genelleştirilmiş Ziegler-Nichols, karakteristik-yer metodları ve ISTE optimizasyonuna göre tasarlanmış PID kontrolör ile elde edilen sonuçlarla

karşılaştırılmıştır. Arzu edilen performans özelliklerine göre KDM'in diğer üç metoda göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

16. Kısım 7.2.2'de bir 3×3 sistem göz önüne alınmış ve bozucu model metodu kullanılarak kontrol edilmiştir. Arzu edilen performans özellikleri sağlanarak, metodun ikiden fazla giriş ve çıkışı bulunan sistemler için de doğru çalıştığı gözlemlenmiştir.

Bu çalışmayı bitirmeden önce, daha ilerideki çalışmalara bırakılan ve halen gerçekleştirilmemiş bazı çalışmalar ise şu şekilde sıralanabilir:

1. Modellenemeyen veya ihmal edilmiş belirsizliğe sahip sistemler için kontrolör tasarımının yapılıp yapılamayacağının araştırılması,
2. Doyum (saturation), sürtünme (friction), histeresiz vb. doğrusal olmayan karakteristik içeren sistemlerin KDM ile kontrolü üzerine çalışmaların yapılması,
3. Doğrusal-zamanla değişen veya doğrusal olmayan ÇGÇÇ sistemlerin KDM ile kontrolünün yapılması,
4. Zaman gecikmeli sistemler için KDM ile dayanıklı kontrolör tasarımının yapılması,
5. Zaman gecikmesine sahip ÇGÇÇ sistemlerin KDM ile kontrolünün yapılması,
6. Kaotik davranış üreten sistemler için, hangi şartlar altında KDM ile kontrol işleminin gerçekleştirilebileceğinin araştırılması,
7. İşaret işlemede Bessel filtre formuna oldukça benzer olan ve kontrolör tasarımında bu formdan daha iyi sonuçlar veren Standart Manabe formu kullanılarak filtre tasarımının yapılması.
8. Sürekli zamanda iyi sonuç alınan pek çok kontrol metodunun, ayrık zaman gerçekleştirmesinde iyi sonuçlar vermediği bilinmektedir. Yapılan literatür taramasına göre, KDM kontrol sisteminin ayrık zamanda gerçekleştirilmesi konusunda örnekleme periyodu ile kararlılık ve dayanıklılık arasında bir çalışma bulunmamaktadır. Bu nedenle KDM ve ayrık zamanlı gerçekleşme üzerine çalışmaların yapılması gerekmektedir.

KAYNAKLAR

Åström, K.J., 1980, "Robustness of a design based on assignment of poles and zeros", IEEE Trans. Auto. Contr., v.AC-25, pp.588-591.

Åström, K.J. and Hagglund, T., 1984, "Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins", Automatica, v.20, pp.645-651.

Åström, K.J. and Wittenmark, B., 1984, Computer Controlled Systems: Theory and Design, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ.

Atherton, D.P. and Majhi, S., 1998, "Tuning of optimum PIPD controllers", CONTROLO'98, Coimbra, Portugal .

Atherton, D.P. and Majhi, S., 1999, "Limitations of PID controllers", ACC'99 American Control Conference, San Diego, California.

Barmish, B.R., 1994, New Tools for Robustness of Linear Systems, Macmillan.

Bartlett, A.C., Holot, C.V. and Lin, H., 1988, "Root location of an entire polytope of polynomials: it suffices to check the edges", Mathematics of Controls, Signals and Systems, v.1, pp.61-71.

Bose, N.K., Jury, E.I. and Zeheb E., 1988, "On robust Hurwitz and Schur polynomials", IEEE Trans. On Automat. Contr., v. 33, , pp.1166-1168.

Brogan, W.L., 1991, Modern Control Theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

Chapellat, H. and Bhattacharyya, S.P., 1989, "A generalization of Kharitonov's theorem: robust stability of interval plants", IEEE Trans. On Automat. Contr., v. 34, no.3, pp.306-311.

Chen, C.T., 1969, "Design of feedback control systems", Proc. Natl. Electronic Conf., v.57, pp.46-51.

Chen, C.T., 1987, "Introduction to the linear algebraic method for control system design", IEEE Control Systems Magazine, v.10, 36-42.

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

Chen, C.T. and Liu, C.S., 1994, "On control system design: A comparative study", IEEE Control Systems Magazine, v.14, 47-51.

Chen, C.T., and Seo, B., 1990, "Applications of the linear algebraic method for control system design", IEEE Control Systems Magazine, v.10, no.1, pp.43-47.

Chen, C.T. and Zhang, S.Y., 1985, "Various implementations of implementable transfer matrices", IEEE Trans. On Automat. Contr., v. AC-30, pp.1115-1118.

Chestnut, H. and Mayer, R.W., 1951, Servomechanism and Regulating System Design, John Wiley, NY.

Cho, T.S., Choi, S.W. and Kim, Y.C., 1998, "Robust design of PID controller for interval plants", 38th SICE Annual Conference, Iwate University.

David, J., and DeMoor, B., 1994, "Designing Reduced Order Output Feedback Controllers using a Potential Reduction Method", ACC94 American Control Conference, Maryland.

D'azzo, J.J. and Houpis, H.H., 1981, Linear Control System Analysis and Design: Conventional and Modern, McGraw-Hill, NY.

Dorf, R.C., 1989, Modern Control Systems, Addison-Wesley, Reading, Mass.

Franklin, G.F., Powell, J.D. and Emami-Naeini, A., 1986, Feedback Control of Dynamic Systems, Addison-Wesley, Reading, Massachusetts.

Graham, D. and Lathrop, R.C., 1953, "The synthesis of optimum transient response: criteria and standard forms", AIEE Transactions, 72, 273-288.

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, 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 Köksal 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, and Ucar A, 2002, "A robust model based control for uncertain systems", Transaction Institute of measurement and Control, (kabul edildi, basımda).

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.

Jutan, A., 1989, "A non-linear PI(D) controller", Can J. of Chem. Eng., 67, 485-493.

Kalman, R.E., 1963, "Mathematical description of linear dynamical systems", Jour. Soc. Ind. Appl. Math-Control Series, Series A, v.1, no.2,

Keel, L.H. and Bhattacharrya, S.P., 1997, "Robust, Fragile or Optimal?", IEEE Trans. On Automat. Contr., v. 42, no.8, pp.1028-1105.

Keel, L.H. and Bhattacharyya, S.P., 1999, "Robust stability and performance with fixed-order controllers", *Automatica*, v.35, pp.1717-1724.

Kessler, C., 1960, "Ein beitrage zur theorie mehrschle ifiger regelungen", *Regelungstechnik*, 8, 8, 261-266.

Kharitonov, V.L., 1979, "Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations", *Differential Equations*, v.14, pp.1483-1485.

Kim, S.K., Choi, Y.H. and Kim, Y.C., 1998, "A New Performance Index," KACC'98 13th Korea Automatic Control Conference, 12-15 September.

Kim Y.C., Cho, T.S. and Kim, H.S., 2000a, "Comparative studies of Control design method", ASSC2000 3rd Asian Control Conference, Shanghai.

Kim, Y.C., Jung, D.K. and Hur, M.J., 2000b, "Application of CDM to MIMO systems: Control of Hot rolling mill", ASSC2000 3rd Asian Control Conference, Shanghai

Kumpanya, D., Benjanarasuth, T., Ngamwiwit, J. and Komine, N., 2000, "PI Controller design with feedforward by CDM for level processes", TENCON2000 Intelligent Systems and Technologies for the Next Millennium, Kuala Lumpur, Malaysia.

Lee, P. L. and Sullivan , G.R., 1988, "Generic model control", *Comput. Chem. Eng.*, 12, pp 573-580.

Leithead, W.E., 1994, "Multivariable control by Individual Channel Design", *Int. J. of Control*, v.1, pp.46-54.

Lipatov, A.V., 1976, "Some necessary and sufficient conditions that polynomials be of Hurwitz type", *Differents*, Urayn, no.12, pp.2269-2270.

Lipatov, A.V. and Sokolov, N., 1979, "Some sufficient conditions for stability and instability of continuous linear stationary systems", *Auto. Remote Contr.*, 39, 1285-1291.

Manabe, S., 1991, "Unified interpretation of classical, optimal and H_∞ control", Journal of SICE, 30, 10, 941-946.

Manabe, S., 1994a, "Coefficient Diagram Method as applied to the attitude control of controlled-bias-momentum satellite", 13th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace, 12-16 Sept., Palo Alto, CA.

Manabe, S., 1994b, "A low cost inverted pendulum system for control system education", 3rd IFAC Symposium on Advances in Control Education, Tokyo.

Manabe, S., 1994c, "Design of velocity controller for three inertia system by Coefficient Diagram Method", First Asian Control Conference, 27-30 July, Tokyo.

Manabe, S., 1998a, "Coefficient Diagram Method", 14th IFAC Symp. on Automatic Control in Aerospace, Seoul.

Manabe, S., 1998b, "Analytical weight selection for LQ design", 8th Workshop on Astrodynamics and Flight Mechanics, 23-24 July, Sagamihara, ISAS.

Manabe, S. and Kim, Y.C., 2000, "Recent development of Coefficient Diagram Method", ASSC'2000 3rd Asian Control Conference, Shanghai.

Mathworks Inc., 1997a, Getting Started With MATLAB, The MathWorks Inc., 24 Prime Park Way, Natick, MA.

Mathworks Inc., 1997b, Building GUIs with MATLAB, The MathWorks Inc., 24 Prime Park Way, Natick, MA.

McAvoy, T.J., 1983, Interaction Analysis Principles and Applications, Instrument Society on America, NY.

Mills, R.A. ve Bryson, A.E., 1992, "Parameter-robust control design using a minimax method", AIAA Guidance, Control and Dynamics, 15, 5.

Morari, M. and Zafiriou, E., 1989, Robust Process Control, Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ.

Nakayama, Y., Fujikawa, K. and Kobayashi, H., 2000, "A torque control method of three-inertia torsional system with backlash", AMC2000, Nagoya, Japan.

Naslin, P., 1968, Essentials of Optimal Control, Illifebook, London.

Niederlinski, A., 1971, "A heuristic approach to the design of linear multivariable integrating control system", Automatica, v.7, pp.691-701.

Ogata, K., 1970, Modern Control Engineering, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

Patwardhan, A.A., Rawlings, J.B. and Edgar, T.F., 1990, "Non-linear model predictive control", Chem. Eng. Column., 87: 123-141

Rohrs, C.E., Melsa, J.L. and Schultz, D.G., 1993, Linear Control Systems, McGraw-Hill, NY.

Rosenbrock, H.H., 1974, Computer Aided Control System Design. Academic Press, NY.

Routh, E.J., 1877, A Treatise on the Stability of a Given State of Motion, MacMillan, London.

Saito, K., Muta, K. and Manabe, S., 1995, "A solution of the Benchmark problem by Coefficient Diagram Method", ACC1995-AIAA20.

Shipley, D.P., 1963, "A unified approach to synthesis of linear systems", IEEE Trans. On Automat. Contr., v.AC-8, pp.114-125.

Sienel, W., Ackermann, J. and Bunte, T., 1997, "Design and analysis of robust control systems in PARADISE" IFAC Symposium on Robust Control Design, Budapest, Hungary.

Singh, K.K., and Agnihotri, G., 2001, *System Design Through MATLAB, Control Toolbox and SIMULINK*, Springer, London.

Skogestad, S., and Postlethwaite, I., 1996, *Multivariable Feedback Control Analysis and Design*, John Wiley & Sons, Chichester.

Soh, Y.C., Evans, R.J., Petersen, I.R. and Betz, R.E., 1987, "Robust pole assignment", *Automatica*, v.23, pp.601-610.

Sokolov, N. and Lipatov, A.V., 1972, "On necessary conditions for stability of linear systems", *Tr. Mosk. Aviats. Inst.*, no.240., pp.26-30.

Tan, N., 1999, *Robust analysis and design of control systems with parametric uncertainty*, Ph.D Thesis, University of Sussex, England, 167 sayfa.

Tan, N. and Atherton, D.P., 2000, "Stability and performance analysis in an uncertain world", *Computing & Control Eng. Journal*, pp.91-101.

Tan, Y., Dang, X. and Cauwenberghe, A.V., 1999, "Generalised nonlinear PID controller based on neural networks", *IDC99 Information Decision and Control*, Adelaide, Australia.

Tanaka, Y. and Ashikaga, M., 1992, "A low-sensitive robust control for a gas turbine", *Transaction of SICE*, 28, 2, 255-263.

Tustin A. and others, 1958, "Position control of massive objects", *Proc. IEE*, 105, Part C, no.1, pp.1-57.

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.

Utkin, V. I., 1992, *Sliding Mode in Control Optimization*, Springer-Verlag, Berlin.

Valentin, C. and Duc, G., 1997, "Low Order H_∞ Controller Design : A Practical Analysis of the potential Reduction Method", 4th European Control Conference ECC'97, July 1-4, Bruxelles.

Van de Vegte, J., 1994, Feedback Control Systems, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ.

Vidyasagar M., 1985, System Synthesis: A Factorization Approach, MIT Press, NY.

White, B.A., 1997, "Robust polynomial eigenstructure assignment using dynamic feedback controllers", ImechE Proc. Instn. Mech. Engrs., v.211-1, pp.35-51.

Yamamoto, S., 1995, Robust control of systems with structured uncertainties, Ph.D Thesis, Osaka University, Japan, 119 sayfa.

Yang D.J., Kim Y.C. and Kim H.S., 2000, "New target transfer function with no overshoot", 4th Asia-Pacific Conference on Control and Measurement, Guillin, P.R., China.

Zames, G., 1981, "Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses", IEEE Trans. On Automat. Contr., v.2, no.2, pp.301-302.

Zhou, K., Doyle, J.C. and Glover K., 1996, Robust and Optimal Control, Prentice Hall, Englewood Cliffs NJ.

Zhuang, M. and Atherton, D.P., 1994, "PID controller design for a TITO system", IEE Proc.-Control Theory Appl., v.141, n.2, pp.111-120.

EK-1

KDM İLE İLGİLİ DENKLEM 3.11 ve 3.13'ÜN ÇIKARILIŞI VE İSPATI

Denklem 3.11 ve 3.13'ün ispat edilebilmesi için Denklem 3.8 ve 3.9 başlangıç noktası olarak kullanılacaktır. Değişik i değerleri için Denklem 3.8 göz önüne alınırsa

$$\gamma_1 = \frac{a_1^2}{a_0 a_2} \Rightarrow a_2 = \frac{a_1^2}{a_0 \gamma_1} \Rightarrow \frac{a_2}{a_1} = \frac{a_1}{a_0} \frac{1}{\gamma_1} \quad (A1)$$

$$\gamma_2 = \frac{a_2^2}{a_1 a_3} \Rightarrow a_3 = \frac{a_2^2}{a_1 \gamma_2} \Rightarrow \frac{a_3}{a_2} = \frac{a_2}{a_1} \frac{1}{\gamma_2} \quad (A2)$$

$$\gamma_3 = \frac{a_3^2}{a_2 a_4} \Rightarrow a_4 = \frac{a_3^2}{a_2 \gamma_3} \Rightarrow \frac{a_4}{a_3} = \frac{a_3}{a_2} \frac{1}{\gamma_3} \quad (A3)$$

$\vdots$

$$\gamma_{n-1} = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} a_n} \Rightarrow a_n = \frac{a_{n-1}^2}{a_{n-2} \gamma_{n-1}} \Rightarrow \frac{a_n}{a_{n-1}} = \frac{a_{n-1}}{a_{n-2}} \frac{1}{\gamma_{n-1}} \quad (A4)$$

elde edilir.

* Denklem 3.11'nin ispatı:

Denklem A1-A4'teki $a_2, a_3, \dots, a_n$ değerleri ve Denklem 3.9 kullanılırsa

$$a_2 = a_1 \frac{a_1}{a_0} \frac{1}{\gamma_1} = a_1 \frac{\tau}{\gamma_1} = \frac{\tau^2 a_0}{\gamma_1} = \frac{\tau^2}{\prod_{j=1}^1 \gamma_j^{2-j}} a_0 \quad (A5)$$

$$a_3 = a_2 \frac{a_2}{a_1} \frac{1}{\gamma_2} = \frac{\tau^4 a_0^2}{\gamma_1^2 a_0 \gamma_2} = \frac{\tau^3 a_0}{\gamma_2 \gamma_1^2} = \frac{\tau^3}{\prod_{j=1}^2 \gamma_j^{3-j}} a_0 \quad (A6)$$

$$a_4 = a_3 \frac{a_3}{a_2} \frac{1}{\gamma_3} = \frac{\tau^6 a_0^2}{\gamma_2^2 \gamma_1^4 \frac{\tau^2 a_0}{\gamma_1} \gamma_3} = \frac{\tau^4 a_0}{\gamma_3 \gamma_2^2 \gamma_1^3} = \frac{\tau^4}{\prod_{j=1}^3 \gamma_j^{4-j}} a_0 \quad (A7)$$

⋮

$$a_n = a_{n-1} \frac{a_{n-1}}{a_{n-2}} \frac{1}{\gamma_{n-1}} = \frac{\tau^{2n-2} a_0^2}{\gamma_{n-2}^2 \gamma_{n-3}^4 \dots \gamma_1^{2n-4} \frac{\tau^{n-2} a_0}{\gamma_{n-3} \gamma_{n-4}^2 \dots \gamma_1^{n-3}} \gamma_{n-1}}$$

$$= \frac{\tau^n a_0}{\gamma_{n-1} \gamma_{n-2}^2 \gamma_{n-3}^3 \dots \gamma_1^{n-1}} = \frac{\tau^n}{\prod_{j=1}^{n-1} \gamma_j^{n-j}} a_0 \quad (A8)$$

bulunur. Denklem A5-A8 için bir genelleştirme yapılırsa, herhangi bir a_i için

$$a_i = \frac{\tau^i}{\prod_{j=1}^{i-1} \gamma_j^{i-j}} a_0, \quad i=1 \sim n \quad (A9)$$

elde edilir.

* Denklem 3.13'ün ispatı:

Denklem A1-A4'te elde edilen (a_2/a_1) , (a_3/a_2) ,....., (a_n/a_{n-1}) ifadeleri, aynı zamanda sırası ile τ_1 , τ_2 , τ_{n-1} zaman sabitlerine eşittir. Bu sabitler, Denklem A1-A4 ve Denklem 3.9 kullanılarak performans parametreleri cinsinden

$$\tau_1 = \frac{a_2}{a_1} = \frac{a_1}{a_0} \frac{1}{\gamma_1} = \frac{\tau}{\gamma_1} \quad (A10)$$

$$\tau_2 = \frac{a_3}{a_2} = \frac{a_2}{a_1} \frac{1}{\gamma_2} = \frac{\tau_1}{\gamma_2} = \frac{\tau}{\gamma_2 \gamma_1} \quad (A11)$$

$$\tau_3 = \frac{a_4}{a_3} = \frac{a_3}{a_2} \frac{1}{\gamma_3} = \frac{\tau_2}{\gamma_3} = \frac{\tau}{\gamma_3 \gamma_2 \gamma_1} \quad (A12)$$

⋮

$$\tau_{n-1} = \frac{a_n}{a_{n-1}} = \frac{a_{n-1}}{a_{n-2}} \frac{1}{\gamma_{n-1}} = \frac{\tau_{n-2}}{\gamma_{n-1}} = \frac{\tau}{\gamma_{n-1} \gamma_{n-2} \dots \gamma_2 \gamma_1} \quad (A13)$$

şeklinde elde edilir. Daha genel bir ifade olarak herhangi bir τ_i değeri

$$\tau_{i-1} = \frac{a_i}{a_{i-1}} = \frac{\tau_{i-1}}{\gamma_i} = \frac{\tau}{\gamma_i \dots \gamma_2 \gamma_1} = \frac{\tau}{\prod_{j=1}^i \gamma_j} , \dots \dots i=1 \sim (n-1) \quad (A14)$$

olarak ifade edilebilir.



EK-2

LİPATOV-SOKOLOV KARARLILIK KRİTERİ ve KDM

Lipatov ve Sokolov lineer, zamanla değişmeyen, sürekli bir kontrol sisteminin karakteristik polinomundan yola çıkarak kararlılık ve kararsızlık için yeterlilik şartlarını ortaya koymuştur. Bunun için

$$F(s) = a_0 s^n + a_1 s^{n-1} + \dots + a_{n-1} s + a_n \quad a_i > 0, i = 0 \sim n \quad (B1)$$

şeklinde tanımlanan genel bir karakteristik polinom için

$$\lambda_i = \frac{a_{i-1} a_{i+2}}{a_i a_{i+1}} \quad i = 1 \sim (n-2) \quad (B2)$$

ile ifade edilen ve 3.dereceden kısmi polinomların katsayılarına bağlı bir λ_i kararlılık parametresi tanımlanmıştır. Kararlılık ve kararsızlık için yeterlilik şartları bu parametre göz önüne alınarak belirlenmiştir:

Teorem 1: Kararsızlık için Yeterlilik Şartı I:

$1 \leq i \leq n-2$ olmak üzere, eğer bazı i değerleri için

$$\lambda_i > 1 \quad (B3)$$

ise karakteristik polinom kararsızdır.

DÜZELTME: Lipatov-Sokolov'un Denklem B3'te kararsızlık için verdiği şartın $\lambda_i = 1$ içinde geçerli olup olmadığı araştırılmış ve geçerli olduğu basit bir örnek ile belirlenmiştir. Karakteristik polinomu

$$F(s) = s^6 + 2s^5 + 3s^4 + 2s^3 + 3s^2 + 2s + 1$$

ile verilen kararsız bir sistem için yapılan hesaplamalar, $\lambda_2=\lambda_3=1$ olduğunu ortaya koymuştur. O halde Lipatov-Sokolov'un kararsızlık şartı , bazı i değerleri için

$$\lambda_i \geq 1 \quad (B4)$$

şeklinde olmalıdır.

Teorem 2: Kararsızlık için Yeterlilik Şartı II:

$2 \leq i \leq n-2$ olmak üzere, eğer bazı i değerleri için

$$\lambda_{i-1}\lambda_i > C_{ni} \quad (B5)$$

ise Denklem b1'deki polinom kararsızdır. Burada C_{ni} sabit bir değer olup

$$C_{ni} = \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} - 1}{2} \right) \left(i + \frac{(-1)^i - 1}{2} \right) \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} + 3}{2} \right)^{-1} \left(i + \frac{(-1)^i + 3}{2} \right)^{-1} \quad (B6)$$

şeklinde tanımlanır.

Teorem 3: Kararlılık için Sınır Şartı:

$1 \leq i \leq n-2$, $n \geq 5$ olmak üzere, eğer tüm i değerleri için

$$\lambda_i < 0.465 \quad (B7)$$

ise karakteristik polinom sınırdaki kararlıdır.

Teorem 4: Kararlılık için Yeterlilik Şartı:

$1 \leq i \leq n-3$, $n \geq 5$ olmak üzere, eğer tüm i değerleri için

$$\lambda_i + \lambda_{i+1} < 0.89 \quad (B8)$$

ise karakteristik polinom kararlıdır.

Teorem 4: Teorem 1-4 yaklaşık ifadeler olduğundan, bir karakteristik polinom bu dört teoremi de sağlamayabilir. Bu durumda kararlılık için zorunlu şartları veren Routh kriteri kullanılmalıdır.

Daha esnek bir kontrol sistem tasarımı için Lipatov-Sokolov kriteri Katsayı Diyagram metoduna dahil edilirken kararlılık ve kararsızlık şartları, λ_i parametresi yerine γ_i ve γ_i^* parametreleri kullanılacak şekilde yeniden düzenlenmiştir. γ_i 'nin aynı zamanda τ ile açık ilişkisi olduğu Bölüm 3'te verilmişti. Böylece hem kararlılık ve hem de cevap özellikleri göz önüne alınmış olmaktadır. Lipatov-Sokolov kriterinin orijinali ise sadece kararlılık özelliğini göz önüne almaktadır.

λ_i parametresi ile γ_i arasındaki ilişki ortaya koymak için Denklem 3.7 ile Denklem B2'yi göz önüne alalım. Denklem B2, Denklem 3.7'deki $P(s)$ 'in katsayıları cinsinden yeniden yazılırsa (bunun için her bir i indisi n 'den çıkarılır)

$$\lambda_i = \frac{a_{n-i+1}a_{n-i-2}}{a_{n-i}a_{n-i-1}} \quad (B9)$$

bulunur. Son olarak Denklem 3.7'ye göre indis uyumunu sağlamak için sağ tarafta $i=n-i$ yazılırsa

$$\lambda_i = \frac{a_{i+1}a_{i-2}}{a_i a_{i-1}} \quad (B10)$$

elde edilir. Bu ifade ise kararlılık indisi cinsinden

$$\lambda_i = \frac{1}{\gamma_i \gamma_{i-1}} \quad i=2 \sim (n-1) \quad (B11)$$

şeklinde ifade edilmiş olur. Denklem B11 kullanılarak Lipatov-Sokolov kriterindeki şartlar KDM'in performans parametreleri cinsinden yeniden düzenlenerek ifade edilebilir:

Teorem 1:

Denklem B2’de verilen λ_i yerine, Denklem B11’de verilen ve Denklem 3.7 ile indis uyumlu λ_i göz önüne alındığında yeni ifade bazı i değerleri için performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i \gamma_{i-1} \leq 1, \quad i=2, \dots, n-1. \quad (\text{B12a})$$

ve Denklem 14’ten faydalanarak 3.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i a_{i-1} \leq a_{i+1} a_{i-2}, \quad i=2, \dots, n-1. \quad (\text{B12b})$$

şeklinde elde edilir.

Aynı mantık göz önüne alınarak Teorem 2-4’te aynı şekilde elde edilir.

Teorem 2:

Denklem B5’teki ifade, bazı i değerleri için performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_{i-1} \gamma_i^2 \gamma_{i+1} \leq C_{in} \quad i=2, \dots, n-2. \quad (\text{B13a})$$

ve Denklem 3.8’den faydalanarak 5.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i^2 \leq C_{in} a_{i-2} a_{i+2}, \quad i=2, \dots, n-2. \quad (\text{B13b})$$

$$C_{in} = \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} + 3}{2} \right) \left(i + \frac{(-1)^i + 3}{2} \right) \left(n - i + \frac{(-1)^{n+i} - 1}{2} \right)^{-1} \left(i + \frac{(-1)^i - 1}{2} \right)^{-1} \quad (\text{B13c})$$

elde edilir.

Teorem 3:

Denklem B7’deki ifade, tüm i değerleri için performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i \gamma_{i-1} > 2.1505 (= \sqrt{1.4665}) \quad i=2, \dots, n-1. \quad (\text{B14a})$$

ve Denklem 3.8'den faydalanarak 3.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i a_{i-1} > 2.1505 a_{i+1} a_{i-2}, \quad i=2, \dots, n-1. \quad (\text{B14b})$$

elde edilir.

Teorem 4:

Denklem B8'deki ifade, tüm i değerleri için performans parametreleri cinsinden

$$\gamma_i > 1.1236 \gamma_i^* \quad i=2, \dots, n-2. \quad (\text{B15a})$$

ve Denklem 3.8 ile 3.10'dan faydalanarak 4.dereceden kısmi polinomlar cinsinden

$$a_i > 1.1236 \left(a_{i+2} \frac{a_{i-1}}{a_{i+1}} + a_{i-2} \frac{a_{i+1}}{a_{i-1}} \right), \quad i=2, \dots, n-1. \quad (\text{B15b})$$

elde edilir.

EK-3

KDMCAD PROGRAMINA AİT MATLAB PROGRAMI

KDMCAD paket programı yazılırken MATLAB 5.1 ve onun yardımcı programı olan Simulink 2.1 kullanılmıştır. Program Tablo C.1'de de görüleceği gibi 6 adet m dosyası ve 1 adet mdl dosyasından oluşmaktadır.

Programın ana ve başlangıç dosyası olan cdm.m çalıştırıldığında Şekil 4.2'deki ana sayfa gelmektedir. Burada sistem bilgileri girilerek "Bozucu bilgisi" adlı butona tıklandığında bozucu.m dosyası çalışır ve Şekil 4.3'te verilen pencere ekrana gelir. Gerekli bilgiler programa girildikten sonra ana dosyaya geri dönülür. Tasarımda başlangıç bilgilerinin girilmesi için "Başlangıç" butonuna tıklanır ve start.m dosyası çalıştırılır. Şekil 4.4'te verilen pencereden gerekli bilgiler girildikten sonra yine ana dosyaya dönülür. Kontrolörün tasarımı için "Kontrolör Tasarım İşlemi" butonuna tıklandığında daha önce girilen bozucu bilgisine göre cdm_dist_yok.m, cdm_dist_step.m yada cdm_dist_ramp.m programlarından birisi otomatik olarak çalıştırılır. Hemen ardından cdm_sim.mdl yardımı ile kontrolör polinomlarına ait katsayılar hesaplanır. Son olarak "Kontrolör ve Performansı" butonuna tıklanarak kontrol.m çalıştırılır Şekil 4.5'teki pencerede kontrol sisteminin performansı incelenir.

Tablo C.1. KDMCAD paket programını oluşturan dosyaların listesi.

Dosyanın adı	Dosyanın işlevi	Dosyanın büyüklüğü
cdm.m	ana dosya	5.9 kB
bozucu.m	yan dosya	5.7 kB
start.m	yan dosya	4.8 kB
cdm_dist_yok.m	yan dosya	1.1 kB
cdm_dist_step.m	yan dosya	2.3 kB
cdm_dist_ramp.m	yan dosya	4.8 kB
cdm_sim.mdl	yan dosya	10.8 kB
kontrol.m	yan dosya	6.4 kB

Her bir dosyaya ait içerik aşağıda sırası ile verilecektir:

cdm.m

```
function cdm()
load cdm
a = figure('Units','points', ...
'Color',[0.8 0.8 0.8], ...
'Colormap',mat0, ...
'Name','KDMCAD', ...
'NumberTitle','off', ...
'PaperPosition',[-1.68927e+039
3.3067e+039 1.804e+040 1.236e+040], ...
'PaperUnits','centimeters', ...
'PointerShapeCData',mat1, ...
'Position',[15 81.75 388 459], ...
'RendererMode','manual', ...
'Tag','Fig1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'ButtonDownFcn','disp(gcf)', ...
'Callback','close(gcf)', ...
'FontSize',10, ...
'Position',[300.75 12 50 31.5], ...
'String','Kapat', ...
'Tag','Pushbutton1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',12, ...
'Position',[115.5 365.2 159 15], ...
'String','Sistemin Transfer
Fonksiyonu', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[78 340.5 72 15], ...
'String','Pay Polinomu=', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[68.2 318 80.25 15], ...
'String','Payda Polinomu=', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','N =
eval(get(gcbo,'String'));', ...
'Position',[150 342 79 15], ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[248.25 319.5 47.25 14.25], ...
'String','derecesi=', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText8');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','n =
eval(get(gcbo,'String'));', ...
'Position',[297 318 22 15], ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText6');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'Callback','t00=0;mag=1;frq=10;slp=1;b
ozucu', ...
'FontSize',10, ...
'Position',[149.25 288.75 91.5 20.25], ...
'String','Bozucu bilgisi', ...
'Tag','Pushbutton3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'Position',[54.75 276 279.75 115.5], ...
'Style','frame', ...
'Tag','Frame1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'ButtonDownFcn','cdm_dist_yoq(N,D,n,ta
u,gama)', ...
'Callback',mat2, ...
'FontSize',10, ...
'Position',[123.75 114.75 145.5 31.5], ...
'String','Kontrolör Tasarım İşlemi', ...
'Tag','Pushbutton2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'Callback','clear
all,close(gcf),cdm', ...
'FontSize',10, ...
'Position',[39.75 12.75 96 31.5], ...
'String','Yeni Tasarım', ...
'Tag','Pushbutton4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'Callback',mat3, ...
'FontSize',10, ...
'Position',[123 71.25 145.5 31.5], ...
'String','Kontrolör ve Performansı', ...
'Tag','Pushbutton5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
```

```

'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[248.25 341.25 47.25
14.25], ...
'String','derecesi=', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText7');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','m =
eval(get(gcbo,'String'));', ...
'Position',[297.75 343.5 22.5 15], ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontName','arial', ...
'FontSize',20, ...
'FontWeight','bold', ...
'ForegroundColor',[1 0 0], ...
'Position',[143.25 429 100.5 21], ...
'String','KDMCAD', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1', ...
'Value',1);
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',12, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[83.25 239.25 221.25 15],
...
'String','1. Tasarıma başlamadan önce
belirlenen bilgiler:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',12, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[104.25 158.25 179.25 15],
...
'String','2. Kontrol Sisteminin
Tasarımı ve Analizi:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','D =
eval(get(gcbo,'String'));', ...
'Position',[150 320 79 15], ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontName','arial', ...
'FontSize',15, ...

```

```

'FontWeight','bold', ...
'ForegroundColor',[1 0 0], ...
'Position',[7.5 402 374 18], ...
'String','Katsayı Diyagram Metodu ile
Kontrolör Tasarımı', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1', ...
'Value',1);
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'Callback',mat4, ...
'FontSize',10, ...
'Position',[151 204 87 26], ...
'String','Başlangıç', ...
'Tag','Pushbutton5');

```

bozucu.m

```

function bozucu()
load bozucu
a = figure('ButtonDownFcn','close(gcf)'); ...
'Color',[0.8 0.8 0.8], ...
'Colormap',mat0, ...
'PaperPosition',[2.36708e-027 1.73359e-029
7.5746e-026 4.16059e-029], ...
'PaperUnits','normalized', ...
'PointerShapeCData',mat1, ...
'Position',[35 310 560 423], ...
'Tag','Fig1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',14, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[108.75 288.75 198.75 21.75], ...
'String','Sisteme Etkiyen Bozucu bilgisi', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[104.25 243 182.25 22.5], ...
'String','Bozucu Bilgisi için seçiminizi
yapınız.....', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'HorizontalAlignment','left', ...
'Position',[31.5 195 61.5 19.5], ...
'String','1. Bozucu yok', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'HorizontalAlignment','left', ...
'Position',[31.5 170.25 248.25 20.25], ...

```

```

    'String','2. Basamak fonksiyonu şeklinde bozucu
var ve genliği=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[31.5 147 232.5 17.25], ...
    'String','3. Rampa fonksiyonu şeklinde bozucu var
ve eğimi=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','mag=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[277.5 172.5 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','slp=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[262.5 147.75 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','sec=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[287.25 249.75 22.5 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'Callback','close(gcbof)', ...
    'FontSize',8.00002, ...
    'Position',[173.25 8.25 72 29.25], ...
    'String','Close', ...
    'Tag','Pushbutton1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','mag=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[256.5 123 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[30.75 122.25 228 16.5], ...
    'String','4. Sinus fonksiyonu şeklinde bozucu var ve
genliği=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...

```

```

    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[314.25 125.25 39.75 15], ...
    'String','frekansı=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','frq=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[355.5 123 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','t00=eval(get(gcbo, "String"))'; ...
    'FontSize',7.99999, ...
    'Position',[183.75 65.25 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[31.5 97.5 192.75 17.25], ...
    'String','5. Darbe fonksiyonu şeklinde bozucu var',
...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[83.25 64.5 98.25 17.25], ...
    'String','Bozucu etki sisteme t=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'HorizontalAlignment','left', ...
    'Position',[230.25 65.25 97.5 16.5], ...
    'String','"s."de uygulamıyor', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'Position',[90.75 240 235.5 38.25], ...
    'Style','frame', ...
    'Tag','Frame1');

```

start.m

```
function start()
```

```

load start
a = figure('Units','points', ...
    'Color',[0.8 0.8 0.8], ...
    'Colormap',mat0, ...
    'PointerShapeCDData',mat1, ...
    'Position',[18.75 225.75 420 315], ...
    'Tag','Fig2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(np)])', ...
    'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(np)])', ...
    'Position',[324 248.25 21 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText7');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',12, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'Position',[108 129.75 208.5 15], ...
    'String','b) Tasarım parametrelerinin seçilmesi:', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'Position',[165.75 169.5 87.75 15], ...
    'String','F(s)= P(0)/N(s)', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'Position',[53.25 196.5 278.25 15], ...
    'String','B(s)= k(q)s^q+.....+k(2)s^2+k(1)s+k(0)
polinomunun derecesi:', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'Position',[57.75 249.75 267 15], ...
    'String','A(s)= l(p)s^p+.....+l(2)s^2+l(1)s+l(0)
polinomunun derecesi:', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',12, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'Position',[98.25 282 220.5 15], ...
    'String','a) A(s), B(s) ve F(s) polinomlarının
belirlenmesi:', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','gamma = eval(get(gcbo,"String")):', ...

```

```

    'Position',[237 70.5 65.25 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'Position',[135.75 71.25 100.5 15], ...
    'String','tane kararlılık indeksi=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText6');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','tau = eval(get(gcbo,"String")):', ...
    'Position',[241.5 99.75 45 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',10, ...
    'Position',[135 100.5 106.5 15], ...
    'String','Eşdeğer zaman sabiti=', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'Callback','t00=0;mag=1;frq=10;slp=1;bozucu', ...
    'Position',[153 381.75 91.5 15], ...
    'String','Bozucu bilgisi', ...
    'Tag','Pushbutton3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'Callback','t00=0;mag=1;frq=10;slp=1;bozucu', ...
    'Position',[198.75 374.25 91.5 15], ...
    'String','Bozucu bilgisi', ...
    'Tag','Pushbutton3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(nq)])', ...
    'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(nq)])', ...
    'Position',[331.5 195 21 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText7');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'ButtonDownFcn','disp(gcbf)', ...
    'Callback','close(gcbf)', ...
    'Position',[175.5 13.5 69.75 32.25], ...
    'String','Close', ...
    'Tag','Pushbutton1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(ngama)])', ...
    'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(ngama)])', ...
    ...
    'Position',[114 69 20.25 18], ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText4');

```

cdm dist yok.m

```

function
[np,nq,P,l,k]=cdm_dist_yok(N,D,m,n,tau,gama)
for i=1:n+1
    DD(i)=D(n+2-i);
    NN(i)=N(n+2-i);
end
D=DD;
N=NN;
%end
N
D
m=n-1;
for j=1:n
    for i=1:(2*n)
        if (i+j) > (2*n+1) | (i+j) < (n+1)
            x(i,j)=0;
        else
            x(i,j)=D(i+j-n);
        end
    end
end
x
for j=(n+1):(2*n)
    for i=1:(2*n)
        if (i+j) > (3*n+1) | (i+j) < (2*n+1)
            x(i,j)=0;
        else
            x(i,j)=N(i+j-2*n);
        end
    end
end
x
y(1,1)=1;
for i=1:(2*n-1)
    mu=1;
    for j=1:(i-1)
        mu=mu*gama(j)^(i-j);
    end
    y((i+1),1)=tau^i/(mu);
end
y
z=inv(x)*y
for i=1:n
    l(i)=z(n+1-i,1);
    k(i)=z(2*n+1-i,1);
end
for i=1:n
    ll(i)=l(n+1-i);
    kk(i)=k(n+1-i);
end
for i=1:n
    l(i)=ll(i);
    k(i)=kk(i);
end
l
k
for i=1:(2*n)
    P(i)=y(i,1);
end
for i=1:2*n
    PP(i)=P(2*n+1-i);
end
for i=1:2*n

```

```

P(i)=PP(i);
end
P
np=n-1
nq=n-1

```

cdm_dist_step.m

```

function
[np,nq,P,l,k]=cdm_dist_step(N,D,m,n,tau,gama)
for i=1:n+1
    DD(i)=D(n+2-i);
    NN(i)=N(n+2-i);
end
D=DD;
N=NN;
%end
N
D
for j=1:n
    for i=1:(2*n+1)
        if (i+j) > (2*n+2) | (i+j) < (n+2)
            x(i,j)=0;
        else
            x(i,j)=D(i+j-n-1);
        end
    end
end
x
for j=(n+1):(2*n+1)
    for i=1:(2*n+1)
        if (i+j) > (3*n+2) | (i+j) < (2*n+2)
            x(i,j)=0;
        else
            x(i,j)=N(i+j-2*n-1);
        end
    end
end
x
y(1,1)=1;
for i=1:(2*n)
    mu=1;
    for j=1:(i-1)
        mu=mu*gama(j)^(i-j);
    end
    y((i+1),1)=tau^i/(mu);
end
y
z=inv(x)*y
l(1)=0;
for i=2:(n+1)
    l(i)=z(n+2-i,1);
end
for i=1:(n+1)
    k(i)=z(2*n+2-i,1);
end
for i=1:(n+1)
    ll(i)=l(n+2-i);
    kk(i)=k(n+2-i);
end
l=ll;
k=kk;
l
k

```

```

for i=1:(2*n+1)
    P(i)=y(i,1);
end
for i=1:(2*n+1)
    PP(i)=P(2*n+2-i);
end
P=PP
np=n
nq=n

```

cdm dist ramp.m

```

function
[np,nq,P,l,k]=cdm_dist_step(N,D,m,n,tau,gama)

```

```

for i=1:n+1
    DD(i)=D(n+2-i);
    NN(i)=N(n+2-i);
end
D=DD;
N=NN;
N
D
    for j=1:n
        for i=1:(2*n+2)
            if (i+j) > (2*n+3) | (i+j) < (n+3)
                x(i,j)=0;
            else
                x(i,j)=D(i+j-n-2);
            end
        end
    end
    x
    for j=(n+1):(2*n+2)
        for i=1:(2*n+2)
            if (i+j) > (3*n+3) | (i+j) < (2*n+3)
                x(i,j)=0;
            else
                x(i,j)=N(i+j-2*n-2);
            end
        end
    end
    x
    y(1,1)=1;
    for i=1:(2*n+1)
        mu=1;
        for j=1:(i-1)
            mu=mu*gama(j)^(i-j);
        end
        y((i+1),1)=tau^i/(mu);
    end
    y
    z=inv(x)*y
    l(1)=0;
    l(2)=0;
    for i=3:(n+2)
        l(i)=z(n+3-i,1);
    end
    for i=1:(n+2)
        k(i)=z(2*n+3-i,1);
    end
    for i=1:(n+2)
        ll(i)=l(n+3-i);
        kk(i)=k(n+3-i);
    end

```

```

end
ll=ll;
k=kk;
l
k
for i=1:(2*n+2)
    P(i)=y(i,1);
end
for i=1:(2*n+2)
    PP(i)=P(2*n+3-i);
end
P=PP
np=n+1
nq=n+1

```

kontrol.m

```

function kont()
load kont
a = figure('Color',[0.8 0.8 0.8], ...
    'Colormap',mat0, ...
    'PointerShapeCData',mat1, ...
    'Position',[8 32 1000 695], ...
    'Tag','Fig1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',12, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'Position',[155.25 493.5 69.75 18], ...
    'String','A(s) polinomu', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(1)])', ...
    'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(1)])', ...
    'Position',[195.75 453 171.75 33], ...
    'String','0.017745 -0.098073 0 0', ...
    'Style','edit', ...
    'Tag','EditText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',12, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'Position',[285.75 406.5 108.75 21], ...
    'String','F(s) önfiltresinin değeri :', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
    'FontSize',12, ...
    'ForegroundColor',[0 0 1], ...
    'Position',[116.25 372.75 99.75 21], ...
    'String','Karakteristik Polinom :', ...
    'Style','text', ...
    'Tag','StaticText4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
    'Units','points', ...
    'BackgroundColor',[1 1 1], ...
    'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(k)])', ...

```

```

'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(k)]), ...
'Position',[570 450.75 172.5 36], ...
'String','-0.017345 0.070182 0.25 0.5', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(1/N(n+1))])', ...
...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(1/N(n+1))])', ...
, ...
'Position',[393.75 410.25 72 18.75], ...
'String','0.5', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(P)])', ...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(P)])', ...
'Position',[216.75 367.5 424.5 33], ...
'String','0.0004 0.008 0.08 0.4 1
1', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText4');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'Callback','close(gcbo)', ...
'Position',[89.25 4.5 74.25 30.75], ...
'String','Close', ...
'Tag','Pushbutton1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(np)])', ...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(np)])', ...
'Position',[54 463.5 33.75 18.75], ...
'String','3', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[9.75 462 44.25 18], ...
'String','derecesi:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[96.75 462 99 18], ...
'String','polinomun katsayıları:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',12, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[528.75 494.25 69.75 18], ...
'String','B(s) polinomu', ...

'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[470.25 462.75 99 18], ...
'String','polinomun katsayıları:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'FontSize',10, ...
'Position',[384.75 462.75 44.25 18], ...
'String','derecesi:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(nq)])', ...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(nq)])', ...
'Position',[429 463.5 33.75 18.75], ...
'String','3', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText3');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'Position',[6 441 366.75 77.25], ...
'Style','frame', ...
'Tag','Frame1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'Position',[381.75 441.75 366.75 77.25], ...
'Style','frame', ...
'Tag','Frame1');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.8 0.8 0.8], ...
'Position',[111 360 538.5 76.5], ...
'Style','frame', ...
'Tag','Frame2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941 0.752941], ...
...
'FontSize',9, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[534 174.75 54.75 14.25], ...
'String','Kazanç Marjini:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText2');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(20*log10(ge
nm))])', ...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(20*log10(g
enm))])', ...
'Position',[589.5 174 36 18], ...
'String','-0.28248', ...

```

```

'Style','edit', ...
'Tag','EditText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'CreateFcn','set(gcbo,"String",[num2str(fazm)])',
...
'Position',[683.25 174 36 18], ...
'String','1.2776', ...
'Style','edit', ...
'Tag','EditText5');
b = uicontrol('Parent',a, ...
'Units','points', ...

```

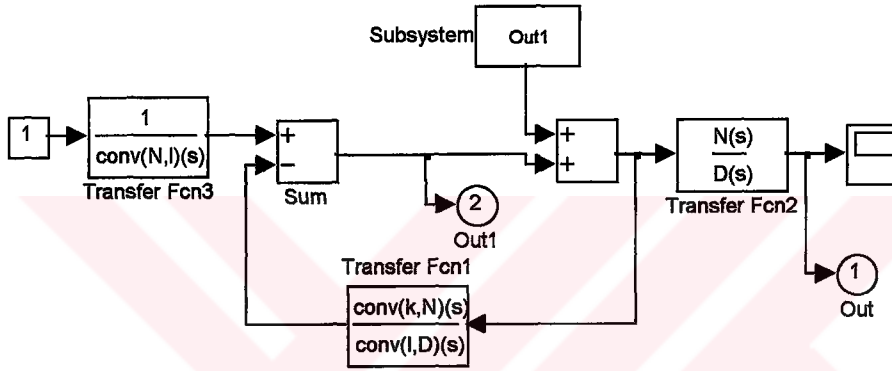
```

'Units','points', ...
'BackgroundColor',[1 1 1], ...
'Callback','set(gcbo,"String",[num2str(fazm)])', ...
'BackgroundColor',[0.752941 0.752941
0.752941], ...
'FontSize',9, ...
'ForegroundColor',[0 0 1], ...
'Position',[639.75 174.75 44.25 14.25], ...
'String','Faz Marjini:', ...
'Style','text', ...
'Tag','StaticText2');

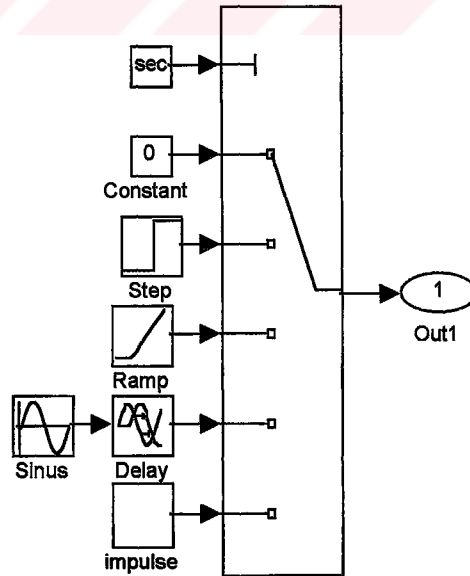
```

cdm_sim.mdl

Bu dosya bir simulink dosyası olup dosyanın içeriği ve onun alt dosyası Şekil C.1 ve C.2'de verilmiştir.



Şekil C.1. cdm_sim.mdl dosyasının içeriği.



Şekil C.2. cdm_sim.mdl dosyasında bulunan ve out1 ile adlandırılan alt-sistemin içeriği.