

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREÇ KONTROL SİSTEMLERİNDE
HARMANLAMA MEKANİZMALARINA DAYALI
KONTROL YAPILARI VE YÖNTEMLERİ**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Engin YEŞİL**

Anabilim Dalı: ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ

Programı: KONTROL VE OTOMASYON MÜHENDİSLİĞİ

ARALIK 2007

**SÜREÇ KONTROL SİSTEMLERİNDE
HARMANLAMA MEKANİZMALARINA DAYALI
KONTROL YAPILARI VE YÖNTEMLERİ**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Engin YEŞİL
504002151**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 17 Eylül 2007
Tezin Savunulduğu Tarih: 7 Aralık 2007**

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA
Diğer Jüri Üyeleri Prof. Dr. İbrahim EKSİN (İ.T.Ü.)
Doç. Dr. Şeniz ERTUĞRUL (İ.T.Ü.)
Prof. Dr. Yorgo İSTEFANOPULOS (İ.Ü.)
Doç. Dr. Sabri ARIK (İ.Ü.)

ARALIK 2007

ÖNSÖZ

Yorucu ve uzun bir çalışma dönemi sonunda tezimi tamamlamayı başardım. Bu başarımda büyük pay sahibi olan ve gerektiğinde bir arkadaş, gerektiğinde bir yol gösterici olan, akademik yaşamımda hep örnek alacağım sevgili hocam Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA'ya sonsuz teşekkür ederim. Her zaman problemlere farklı bakış açısı ile düşünce ufkumu genişleten, uzun çalışma dönemim boyunca bilgi, emek ve desteğini esirgemeyen hocam Prof. Dr. İbrahim EKSİN'e sonsuz teşekkürü bir borç bilirim.

1998 yılından beri araştırma görevlisi olarak çalışmamı sağlayan ve bana her zaman yol gösteren Kontrol ve Kumanda Sistemleri Anabilim Dalı'ndaki diğer hocalarıma ve araştırma görevlisi arkadaşlarıma da çok özel teşekkürlerimi sunarım. Özellikle çalışmamın her aşamasında beni dinleyen ve dertleşen çok saygı duyduğum meslektaşım Yük. Müh. İlker ÜSTOĞLU'na, geliştirdiğim yapı ve yöntemleri laboratuvar ortamında deneysel uygulamaya dönüştürmem esnasında bilgi ve becerisini benimle paylaşan Yük. Müh. Ö. Aydın TEKİN'e de çok teşekkür ederim. Doktora çalışmam süresince hazırladığım raporları okuyarak değerlendiren Makine Fakültesi öğretim üyelerinden Doç. Dr. Şeniz ERTUĞRUL'a da teşekkürü bir borç bilirim.

Ailemin emeği ve sevgisi olmasaydı benim bu çalışmayı sürdüreceğim gücüm çoktan tükenmiş olurdu. Bu tezi hiç anlamasalar da gururla ellerinde tutan sevgili annem-babama ve çok sevdiğim kardeşim Müh. Erkin YEŞİL'e teşekkürü bir borç bilirim.

Yaptığım çalışmanın Türkçe bir kaynak olarak ilgili araştırmacılara faydalı olmasını dilerim.

Aralık, 2007

Yük. Müh. Engin YEŞİL

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xi
SUMMARY	xiii
1. GİRİŞ	1
2. İÇSEL MODEL KONTROL TASARIM YÖNTEMİ	6
2.1. Giriş	6
2.2. İçsel Model Kontrol Yapısı	7
2.2.1. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu	9
2.2.2. İMK için gerekli temel kavramlar	10
2.3. İMK Kontrolörünün Tasarım Aşamaları	12
2.4. PID Kontrolörünün Parametrelerinin İMK Aracılığıyla Belirlenmesi	13
2.4.1. Birinci mertebenden sistemler	13
2.4.2. Sağ yarı-düzlemde sıfırı bulunan birinci mertebenden sistemler	15
2.4.3. Sol yarı-düzlemde sıfırı bulunan birinci mertebenden sistemler	18
2.4.4. İkinci mertebenden sistemler	19
2.4.5. Sağ yarı-düzlemde sıfırı olan ikinci mertebenden sistemler	20
2.4.6. Birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler	22
3. HARMANLAMA MEKANİZMASINA DAYALI İKİ SERBESTLİK DERECELİ REFERANS DEĞER AYARLAYICILAR	27
3.1. Giriş	27
3.2. Harmanlama Mekanizmalı Referans Değer Ayarlayıcı (HAM-RA)	29
3.2.1. Kapalı çevrim transfer fonksiyonu	29
3.2.2. Referans ayarlayıcıdaki harmanlama dinamiğinin içsel model kontrol yapısına dayalı tasarımı	32
3.2.3. HAM-RA yapısına ait benzetim örnekleri	35
3.3. Harmanlama Dinamiğinin Çevrimiçi Ayarlanması	44
3.3.1. Kural tabanlılı ayar algoritması	44
3.3.2. Çevrimiçi ayar mekanizmasına ait benzetim örneği	46
3.4. Harmanlama Dinamiğinin Bulanık Mantık Temelli Bir Mekanizma ile Ayarlanması	49
3.4.1. Bulanık ayar mekanizması (BAM)	49

3.4.2. Kontrol uygulamalarında bulanık mantığın yeri	50
3.4.3. Bulanık ayar mekanizmalı HAM-RA tasarımı	52
3.4.4. Bulanık ayar mekanizmalı HAM-RA yapısına ait benzetim örnekleri	55
3.5. Deneysel Uygulama	59
3.5.1. Birinci HAM-RA deneyi	62
3.5.2. İkinci HAM-RA deneyi	68
4. ORAN KONTROL YAPILARI	71
4.1. Giriş	71
4.2. Geleneksel Oran Kontrol Yapıları	71
4.3. Modern Oran Kontrol Yapıları	74
4.4. Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol Yapısı	82
4.5. Benzetim Sonuçları	86
4.5.1. Birinci benzetim örneği	86
4.5.2. İkinci benzetim örneği	87
4.5.3. İkinci benzetim örneği	90
4.5. Deneysel Uygulama	92
5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA	98
KAYNAKLAR	101
EKLER	110
ÖZGEÇMİŞ	113

KISALTMALAR

İMK	: İçsel Model Kontrol
IAE	: Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali
ISE	: Hatanın Karesinin İntegrali
PID	: Oransal-İntegral-Türev
BMÖZ	: Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı
1-SD	: Bir Serbestlik Dereceli
2-SD	: İki Serbestlik Dereceli
HAM-RA	: Harmanlama Mekanizmalı Referans Ayarlayıcı
ITAE	: Mutlak Hatanın Zamanla Çarpımının İntegrali
TV	: Toplam Değişim
BAM	: Bulanık Ayar Mekanizması
ADC	: Analog Dijital Çevirici
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SCI	: Seri Haberleşme Birimi
OM	: Oran Merkezi
ÇSK	: Çapraz Sınırlamalı Kontrol
HM	: Harmanlama Merkezi
UHM	: Uyarlamalı Harmanlama Merkezi
ÇBOK	: Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol
AOK	: Alternatif Oran Kontrol

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Farklı Sistemler İçin İMK Dayalı PID Kontrolör Parametreleri	24
Tablo 2.2. Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı Sistemler İçin PID Kontrolör Parametreleri	25
Tablo 3.1. HAM-RA ve C(s) Kontrolörü Parametreleri	35
Tablo 3.2. Birinci Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri	37
Tablo 3.3. Birinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	40
Tablo 3.4. İkinci Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri	41
Tablo 3.5. İkinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	41
Tablo 3.6. Üçüncü Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri	43
Tablo 3.7. Üçüncü Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	44
Tablo 3.8. HAM-RA Yapısı İçin Önerilen Kural Tabanlı Çevrimiçi Ayar Algoritması	46
Tablo 3.9. Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri	47
Tablo 3.10. Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	49
Tablo 3.11. Birinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	57
Tablo 3.12. İkinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması	59
Tablo 3.13. Birinci HAM-RA Deneyi İçin Tasarım Parametreleri	64
Tablo 3.14. Birinci HAM-RA Deney İçin Performans Karşılaştırması	67
Tablo 3.15. İkinci HAM-RA Deneye Ait Performans Karşılaştırması	69
Tablo 4.1. S İşaret Parametresinin Belirlenmesi	75
Tablo 4.2. Oran Kontrol Yapılarında Klasik Sistem Çıkışlarına İlişkin İnceleme	76
Tablo B.1: Maksimum Duyarlılık Fonksiyonunu Belirlemek Amacıyla Kullanılan Program Parçacığı.....	112

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : İçsel Model Kontrol Yapısı	7
Şekil 2.2 : İMK Yapısının Değiştirilmiş Hali	7
Şekil 2.3 : İMK Yapısının Yeniden Düzenlenmiş Hali	8
Şekil 2.4 : Yeniden Düzenlenmiş İMK Yapısındaki İç Çevrim	8
Şekil 2.5 : Yeni İMK Yapısındaki İç Çevrimin Eşdeğer Bloğu	8
Şekil 2.6 : Klasik Geribeslemeli Kontrol Yapısı	8
Şekil 2.7 : İçsel Model Kontrole Eş Geribeslemeli Kontrol Yapısı	9
Şekil 2.8 : Maksimum Duyarlılık Ölçüsünün (M_s) Nyquist Eğrisinde Gösterimi	26
Şekil 3.1 : (a) 1-SD Kontrol Yapısı, (b) 2-SD Kontrol Yapısı	27
Şekil 3.2 : Önerilen HAM-RA İçeren 2-SD Kontrol Yapısı	30
Şekil 3.3 : Birim Basmak Referans İşareti ve BMÖZ Filtre Cevabı	30
Şekil 3.4 : Harmanlama Dinamiği $B(s)$ 'in Pozitif Geribeslemeyle Gerçeklenmesi	32
Şekil 3.5 : Birinci Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler: (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü	38
Şekil 3.6 : Birinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri	39
Şekil 3.7 : İkinci Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler: (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü	41
Şekil 3.8 : İkinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri	42
Şekil 3.9 : Üçüncü Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler: (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü	44
Şekil 3.10 : Üçüncü Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri	45
Şekil 3.11 : Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler	47
Şekil 3.12 : Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri	48

Şekil 3.13	: Bulanık Ayar Mekanizması İçeren HAM-RA Yapısı	50
Şekil 3.14	: Bir Bulanık Sisteme Ait İç Yapı	51
Şekil 3.15	: Bulanık Üyelik Fonksiyonları (N: Negatif; S: Sıfır; P: Pozitif; O: Orta; B: Büyük)	53
Şekil 3.16	: Klasik Sistem Çıkışları: (a) Artan Referans Değer Değişikliği, (b) Azalan Referans Değer Değişikliği	54
Şekil 3.17	: (a) Bulanık Kural Tabanı, (b) Bulanık Kontrol Yüzeyi	55
Şekil 3.18	: Birinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) Basamak Giriş İçin Sistem Çıkışları, (b) Basamak Giriş İçin Kontrol İşaretleri, (c) Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları, (d) Basamak Yük Bozucularına Karşı Kontrol İşaretleri, (e) Bulanık Ayar Mekanizması Çıkışı, (f) Kapalı Çevrim Sistemlere Uygulanan Referans İşaretler	56
Şekil 3.19	: İkinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) Basamak Giriş İçin Sistem Çıkışları, (b) Basamak Giriş İçin Kontrol İşaretleri, (c) Basamak Yük Bozucularına Karşı Sistem Çıkışları, (d) Basamak Yük Bozucularına karşı Kontrol İşaretleri, (e) Bulanık Ayar Mekanizması Çıkışı, (f) Kapalı Çevrim Sistemlere Uygulanan Referans İşaretler	58
Şekil 3.20	: Deneylerde Kullanılan Setler: (a) Process Trainer, PT 326; (b) Process Control Simulator, PCS 327	60
Şekil 3.21	: PT 326 Şematik Yapısı.....	60
Şekil 3.22	: PT 326 Modeline Ait Blok Yapı	61
Şekil 3.23	: phyCORE-MPC555 Rapid Development Kit	62
Şekil 3.24	: Deneysel Uygulama İçin Oluşturulan Sürecin Yapısı	63
Şekil 3.25	: Deney Düzeneği: (1) MPC 555 Mikroişlemci, (2) Kuvvetlendirici, (3) PT 326, (4) PCS 327	63
Şekil 3.26	: Birinci Deneyde Elde Edilen Basamak Cevapları	64
Şekil 3.27	: Birinci Deney İçin PI Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri	65
Şekil 3.28	: Birinci Deney İçin PID Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen Sistem Çıkışları	66
Şekil 3.29	: Birinci Deney İçin PID Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen Kontrol İşaretleri: (a) 1-SD, (b) 2-SD, (c) HAM-RA	66
Şekil 3.30	: Birinci Deney İçin Oluşturulan Referans İşaretleri: (a) PI Kontrolörü, (b) PID Kontrolörü	67
Şekil 3.31	: İkinci Deney Düzeneği	68
Şekil 3.32	: İkinci Deneye Ait Sonuçlar: (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri, (c) Referans İşaretler	70
Şekil 4.1	: Seri Bağlı Oran Merkezi (OM) Yapısı	72
Şekil 4.2	: Paralel Bağlı Olan OM Yapısı	73
Şekil 4.3	: Çapraz Sınırlamalı Kontrol Yapısı	73
Şekil 4.4	: Harmanlama Merkezi (HM) Kullanılarak Oluşturulan Oran Kontrol Yapısı	74
Şekil 4.5	: Uyarlamalı Harmanlama Merkezi (UHM) Kullanılarak Oluşturulan Oran Kontrol Yapısı	75
Şekil 4.6	: Oran Kontrol Yapılarında Klasik Sistem Çıkışları	76
Şekil 4.7	: Harmanlama Dinamiği İçeren Oran Kontrol Yapısı	77
Şekil 4.8	: İki Serbestlik Dereceli Oran Kontrol Yapısı	78
Şekil 4.9	: Alternatif Oran Kontrol Yapısı	79

Şekil 4.10	: Önerilen Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol	83
Şekil 4.11	: Farklı β_1 Değerleri İçin Sistem Cevapları	88
Şekil 4.12	: İkinci Oran Kontrol Benzetim Sonuçları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı, (c) Oran Hataları	89
Şekil 4.13	: Hedeflenen “a” Oranının Zamanla Değişimi	90
Şekil 4.14	: Üçüncü Oran Kontrol Benzetim Sonuçları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı, (c) Hedeflenen Oranın Korunması	91
Şekil 4.15	: AOK Yapısındaki Kontrolör Kazancının Değişimi	92
Şekil 4.16	: Sistem Ve Model Cevapları: (a) PCS 327, (b) PT 326	93
Şekil 4.17	: Deney Düzenegi: (1) PCS 327, (2) PT 326, (3) Kuvvetlendirici, (4) MPC 555 Mikroişlemci	93
Şekil 4.18	: Oran Kontrol Deneyinde Elde Edilen Sistem Cevapları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı	94
Şekil 4.19	: Oran Kontrol Deneyinde Elde Edilen Kontrol İşaretleri: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı	95
Şekil 4.20	: Önerilen ÇBOK Yapısında Oluşturulan Referans İşaretler	96
Şekil 4.21	: Oran Kontrol Deneylerinde Elde Edilen Oran Hataları	96
Şekil A.1	: BMÖZ Sistem Cevabı	110
Şekil A.2	: (a) Sistem Ve Model cevapları, (b) Sistem İle Model Arasındaki Hata	111

SEMBOL LİSTESİ

F_{IMC}	: İçsel model kontrol filtresi
λ	: İçsel model kontrol filtresi zaman sabiti
M_s	: Maksimum duyarlılık ölçüsü
$F(s)$	: Referans ön filtresi
$B(s)$	: Harmanlama dinamiği
L	: Ölü zaman değeri
T	: Sistem zaman sabiti
T_F	: Harmanlama mekanizması filtre zaman sabiti
a	: Hedeflenen oran değeri

SÜREÇ KONTROL SİSTEMLERİNDE HARMANLAMA MEKANİZMALARINA DAYALI KONTROL YAPILARI VE YÖNTEMLERİ

ÖZET

Kontrol uygulamalarında bir problemin çözümü için birçok farklı yapı ve yöntem önerilebilir. Bu farklı yapıların üstünlüklerini bir araya getiren, tasarımı basit kontrol yöntemleri araştırılmaktadır. Bu çalışmada harmanlama mekanizması fikri ele alınmış ve mevcut kontrol yapılarını uygun bir şekilde harmanlayıp birleştiren yeni yapılar geliştirilmiştir. Harmanlama mekanizmasının amacı farklı yapılardan gelen iki işareti belirli oranlarda bir araya getirmek ve yeni bir işaret oluşturmaktır. Harmanlama işleminde 0 ve 1 arasında tanımlı olan harmanlama çarpanından yararlanılır.

Bu çalışmada, harmanlama mekanizması ilk olarak bir referans ayarlayıcı tasarlamak amacıyla kullanılmıştır. 2 serbestlik dereceli (2-SD) kontrol yapılarında yer alan referans ön filtresi yerine bir harmanlama mekanizması önerilmiştir. Dolayısıyla yeni referans ayarlayıcı referans değeri değiştirildiğinde geçici hal sistem cevabını şekillendirirken, iç çevrimde bulunan kapalı çevrim kontrolörü ise yük bozucularını bastırma görevini üstlenir. Harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcı (HAM-RA) olarak adlandırılan bu yeni yapı, beklenen sistem cevabını ifade eden bir filtrenin çıkışı ile saf referans değerini harmanlayarak yeni bir referans işareti üretir. Kapalı çevrim kontrolörü PI tipinde seçildiğinde harmanlama bir sabite dönüşürken, kontrolörün PID tipinde seçilmesi durumunda ise harmanlama dinamiği birinci mertebeden bir filtre olarak elde edilir. Harmanlama çarpanının PI kontrolörü tasarlandığında sabit bir değer olarak elde edilebilmesi bu değerın çevrimiçi olarak ayarlanabilmesini sağlamıştır. Geçici hal davranışını şekillendirmek için tasarlanan HAM-RA'nın performansını daha da iyileştirmek amacıyla ilk olarak kural tabanlı bir çevrimiçi ayarlama yöntemi önerilmiştir. Ayrıca, bu yönteme alternatif olabilecek bulanık mantık tabanlı bir başka çevrimiçi ayarlama yöntemi verilmiştir. Önerilen bulanık ayar mekanizması (BAM) ile çevrimiçi ayarlama kapalı çevrim kontrolörünün PI kontrolörü seçilmesi durumu için irdelenmiştir.

Ayrıca, geçici hal davranışını şekillendirip iyileştirmek için kullanılan harmanlama mekanizması fikri, oran kontrol sistemlerinde daha genel bir yapı oluşturmak amacıyla da çalışma içerisinde kullanılmıştır. Oran kontrol sistemlerinin amacı süreç çıkış değişkenlerinin arasındaki oranı referans değeri değiştirilse veya bir yük bozucusu oluşsa bile istenen oranda sabit tutmaktır. Çalışmada önerilen ve çapraz birleştirilmiş oran kontrol (ÇBOK) yapısı olarak adlandırılan yeni bir yapı ile mevcut yapıların en genel hali elde edilmiştir. Bu yeni yapıda, her bir kapalı çevrimin referans işareti bir harmanlama mekanizması ile belirlenmiştir. Bu harmanlama mekanizması, HAM-RA yapısında olduğu gibi, oran kontrol yapısının geçici hal davranışını şekillendirmesinin yanı sıra, ÇBOK yapısı sayesinde herhangi bir sisteme etkiyecek yük bozucusunun bastırılması esnasında da istenen oranını korumak için referans işaret üretir.

Çalışma içerisinde, kapalı çevrim kontrolörleri olarak PI veya PID tercih edilmiştir. Süreç kontrol uygulamalarında en çok tercih edilen ayar yöntemlerinden biri İçsel Model Kontrol (İMK) yapısına dayalı olanıdır. Bu yöntemdeki tek tasarım parametresi olan İMK filtre zaman sabiti belirlenirken maksimum duyarlılık ölçüsü (M_s) ölçüt olarak seçilmiştir. Çalışma içerisinde önerilen HAM-RA ve ÇBOK yapılarında yer alan kapalı çevrim kontrolörlerinin öncelikli tasarım amacı yük bozucularını hızlı bir şekilde bastırmak olduğundan, uygulamalarda önerilen en büyük M_s değeri seçilerek PI ve PID kontrolörleri tasarlanmıştır.

Çalışmada önerilen HAM-RA ve ÇBOK yapılarının getirileri birçok benzetim örneğiyle gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, iki adet süreç kontrol eğitim seti (PT 326 ve PCS 327) ile MPC555 mikroişlemcisi kullanılarak birçok deney yapılmıştır. Böylelikle önerilen yöntemlerin uygulanabilirliği deneylerle de gösterilmiştir.

CONTROL STRUCTURES AND METHODS BASED ON BLENDING MECHANISMS IN PROCESS CONTROL SYSTEMS

SUMMARY

In control applications, various structures and methods can be suggested for solution of problems. Control methods that are easy to design and bring the beneficial sides of different structures are being searched. In this study, blending mechanism idea is used and new structures that combine the existing ones together in a proper way are developed. The aim of the blending mechanism is to bring together two signals from different structures with a ratio and produce a new signal. Blending factor, which is defined between zero and one, is used for blending.

In this study, blending mechanism is first used to design a reference regulator. Replacing the reference filter that is used in two degrees of freedom (2-DOF) control structures with a blending mechanism is suggested. Therefore, the new reference regulator shapes the transient response in case of a reference change, and the feedback controller within the inner loop is used for load disturbance rejection. The proposed new structure that is named as set-point regulator with blending mechanism (SPR-BM) blends two signals; the first one being the filter output, which represents the system output, and the other one the pure reference value, together which then generate the new reference signal. When the closed loop controller is chosen as PI type the blending dynamic turns out to be a constant; on the other hand, when it is designed as PID type blending dynamics becomes a first order filter. Obtaining the blending dynamics as a constant (when the controller is chosen as PI type) then allows one to make online tuning. In order to improve the performance of SPR-BM, a rule-based online tuning method is proposed. In addition, an alternative online tuning method that is based on fuzzy logic is developed. The fuzzy tuning mechanism (FTM) is proposed when the feedback controller is chosen as PI type.

In this study, the blending mechanism that is used for shaping the transient response is also used for building a general structure for ratio control systems. The aim of a ratio control system is to keep the ratio of the system output variables at desired value. The new structure that is named as cross-coupled ratio control (CC-RC) is the generalized form of the existing structures. In this new structure, each reference value of the closed loops is generated through blending mechanisms. The blending mechanisms shape the transient response like in SPR-BM structure, and it forces systems to keep the desired value during the load disturbance rejection due to CC-RC structure property.

In the study, PI and PID type feedback controllers are preferred. Internal model control (IMC) based parameter tuning method is one of the most frequently used methods in process control applications. The IMC filter time constant is the only free tuning parameter and is obtained by using maximum sensitivity measure (M_S). Since the aim of the closed loop controller in both SPR-BM and CC-RC structures is

quickly reject the load disturbances in all applications, M_s is set to its allowable highest value in the design of PI and PID controllers.

The beneficial sides of the proposed SPR-BM and CC-RC structures are shown by various simulation examples. In addition to these, two process control education setups (PT 326 and PCS 327) and MPC55 microcontroller are used for experimental studies. Therefore the applicability of the proposed methods is illustrated on various experiments.

1. GİRİŞ

Süreç kontrol sistemlerinin tasarımında birçok beklentinin gerçekleşmesi amaçlanır. Bunlardan en önemlileri referans değer takibi ve yük bozucularının bastırılmasıdır. Bu amaçla oluşturulan kontrol yapılarında genellikle referans değer ile sistem çıkış işaretinin farkı olan hata işareti kullanılır. Bir serbestlik dereceli (1-SD) kontrol yapısı olarak adlandırılan bu yapıda kapalı çevrim kontrolörü bu iki talepten birini karşılamak için tasarlanır. Eğer tasarım referans değişikliğinde aşısız ama hızlı bir geçici hal davranışı elde etmek için yapılırsa gelen bozucu işaret yavaş bir şekilde bastırılır. Öte yandan tasarım bozucuyu hızlı bir şekilde bastırmak amacıyla yapıldığında ise sistem cevabı aşımli olur ve büyük genlikli kontrol işaretleri oluşur (Sung ve Lee, 1996). Bir başka çözüm birden fazla kontrolör tasarlayarak beklentileri birbirinden ayırmaktır. İki serbestlik dereceli (2-SD) kontrol yapısı olarak adlandırılan bu yapı ile sistem başarımı iyileştirilirken tasarım gittikçe zorlaşmaya başlar. Süreç kontrol uygulamalarında genellikle kapalı çevrim kontrolörü yük bozucularını bastırmak amacıyla tasarlanır. Böylece üretim esnasında herhangi bir şekilde oluşacak bozucunun hızlıca bastırılması hedeflenir. Geçici hal davranışını şekillendirmek amacıyla ise referans ön filtresi tercih edilir. Bu filtre sayesinde üretim sırasında referans değer değiştirildiğinde oluşacak aşımilar ortadan kaldırılmaya çalışılır. Filtre bir başka bakış açısıyla sistemin geçici hal sırasında nasıl davranmasını istediğimizi belirler. Bu sebeple Åström ve Hägglund (1995) bu türden yaklaşımları model izleme yapısı olarak adlandırmıştır. Genellikle ön filtre birinci mertebeden bir sistem olarak tasarlanır ve tasarım esnasında filtre zaman sabiti belirlenir.

Süreç kontrol uygulamalarında amaç yalnızca iyi bir referans değer takibi ve yük bozucularının hızlıca bastırılması olmayabilir. Bunlara ek olarak özel uygulamalar için ek beklentiler de oluşabilir. Oran kontrol sistemleri daha karmaşık olan bu yapılarına bir örnektir. Oran kontrol sistemlerinin amacı süreç çıkış değişkenlerinin arasındaki oranı referans değer değiştirilse veya bir yük bozucusu oluşsa bile istenen oran “a” da sabit tutmaktır. Hägglund (2001) tarafından önerilen yapıya kadar oran kontrol problemleri geleneksel yöntemlerle çözülmüştür (Shinskey, 1996). Ancak son yıllarda bu konuya ilgi artmış ve sistemlerde yük bozucuları oluşması durumunda da “a” oranını sabit tutacak yapılar geliştirilmiştir.

Kontrol uygulamalarında bir problemin çözümü için birçok farklı yapı ve yöntem önerilebilir. Bu yapıların birbirlerine olan üstünlüğü ve yöntemlerin basitliği endüstriyel uygulamalarda tercih sebebi olmaktadır. Dolayısıyla farklı yapıların üstünlüklerini bir araya getiren, tasarımı basit kontrol yöntemleri araştırılmaktadır. Bu çalışmada harmanlama mekanizması fikri ele alınmış ve mevcut kontrol yapılarını uygun bir şekilde harmanlayıp birleştirecek yeni yapılar geliştirilmiştir. Harmanlama mekanizmasının amacı farklı yapılardan gelen iki işareti belirli oranlarda bir araya getirmek ve yeni bir işaret oluşturmaktır. $C = A\gamma + B(1 - \gamma)$ şeklinde gösterilebilecek olan harmanlama işleminde A ve B işaretleri γ harmanlama çarpanı ile harmanlanarak yeni bir C işareti oluşturulur. γ harmanlama çarpanı $[0, 1]$ aralığında değer alabilmektedir. Sınır değerlerini aldığı anda söz konusu işaretlerden sadece bir giriş işareti çıkışa aktarılır.

Bu çalışmada, harmanlama mekanizması ilk olarak bir referans ayarlayıcı tasarlamak amacıyla kullanılmıştır (Yeşil ve diğ., 2007c). 2-SD'li kontrol yapılarında yer alan referans ön filtresi yerine bir harmanlama mekanizması önerilmiştir. Dolayısıyla yeni referans ayarlayıcı, referans değer değiştirildiğinde geçici hal sistem cevabını şekillendirirken, kapalı çevrim kontrolörü yük bozucularını bastırma görevini üstlenir. Harmanlama mekanizmalı referans ayarlayıcı (HAM-RA) olarak adlandırılan bu yeni yapı, beklenen sistem cevabını ifade eden bir filtrenin çıkış işareti ile saf referans değerini harmanlayarak yeni bir referans işareti üretir. Harmanlama mekanizmasının tasarımında hedef, sistem çıkış işaretini mekanizma içerisinde yer alan bu filtre çıkış işaretine eşitlemektir. Bu hedef doğrultusunda elde edilen harmanlama çarpanı bir dinamik yapı olarak elde edilir. Bu ifade uygulamalar için biraz karışık ve sistem modeline çok bağlıdır. Birebir eşleme fikrinden biraz uzaklaşmak pahasına harmanlama dinamiği ifadesinde bazı yaklaşıklıklar yapıldığında daha basit yapılar elde edilebilmektedir. Kapalı çevrim kontrolörü PI tipinde seçildiğinde harmanlama dinamiği bir sabite dönüşürken, kontrolörün PID tipinde seçilmesi durumunda ise harmanlama dinamiği birinci mertebeden bir filtre olarak elde edilir. Harmanlama çarpanının PI kontrolörü tasarlandığında sabit bir değer olarak elde edilebilmesi bu değerın çevrimiçi olarak ayarlanabilmesini sağlamıştır. Geçici hal davranışını şekillendirmek için tasarlanan HAM-RA'nın başarımını daha da iyileştirmek amacıyla ilk olarak kural tabanlı bir çevrimiçi ayarlama yöntemi aktarılmıştır. Bu yöntem ile harmanlama sabiti analitik olarak hesaplanan değerini belirli bir süre koruduktan sonra önce sıfır sonra da bir değerini alır. Böylelikle oluşabilecek aşımalar yumuşatılmış olur. Ayrıca, bu yönteme alternatif olabilecek bulanık mantık tabanlı başka bir çevrimiçi ayarlama yöntemi verilmiştir. Önerilen bulanık ayar mekanizması (BAM), çevrimiçi ayarlamayı yine kapalı çevrim kontrolörünün PI kontrolörü seçilmesi durumu için irdelenmiştir. İki adet girişi olan BAM yapısının

çıkış işareti harmanlama çarpanıdır. Bulanık kural tabanının temel mantığı derinlemesine irdelenmiştir ve gerekli üyelik fonksiyonları basit olarak üçgen yapısında seçilmiştir. Harmanlama çarpanının $[0, 1]$ aralığında olması sebebiyle hiçbir ölçekleme çarpanına ihtiyaç duyulmayan BAM yapısı ile sistemlerin geçici hal davranışı daha da iyileştirilmiştir.

Bu çalışmada, geçici hal davranışını şekillendirip iyileştirmek için kullanılan harmanlama mekanizması fikri, oran kontrol sistemlerinde daha genel bir yapı oluşturmak amacıyla da kullanılmıştır. Oran kontrol yapıları iki ayrı kapalı çevrimden oluşur ve her çevrim için ayrı ayrı kontrolörler tasarlanır. Oran kontrol sistemlerinde hedef, süreç çıkış değişkenleri arasında istenen “a” oranının hem referans değer değişikliğinde hem de herhangi bir sisteme etkiyecek yük bozucusu durumunda korunmasıdır. Hägglund (2001) tarafından önerilen ve sadece geçici hal davranışı esnasında “a” oranını korumayı hedefleyen yaklaşıma kadar oran kontrol problemi geleneksel yapılarla çözülmekteydi. Daha sonraki yıllarda geliştirilen yöntemlerde, geçici hal davranışı esnasında ve birincil çevrimde oluşacak bir yük bozucusu durumunda hedeflenen “a” oranının nasıl korunacağı irdelenmiştir. Ancak literatürde ikinci çevrimde bir yük bozucusu oluşması durumunda “a” oranının korunmasına yönelik mevcut bir tek çalışma vardır. Visioli ve Veronesi (2004) tarafından bu yapının tasarım ve başarımlar açısından eksiklikleri gözlenmiştir. Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından önerilen çapraz birleştirilmiş oran kontrol (ÇBOK) yapısı olarak adlandırılan yeni bir yapı ile mevcut yapıların en genel hali elde edilmiştir. Bu yeni yapıda, her bir kapalı çevrimin referans işareti bir harmanlama mekanizması ile belirlenmiştir. Bu harmanlama mekanizması, HAM-RA yapısında olduğu gibi, oran kontrol yapısının geçici hal davranışını şekillendirmesinin yanı sıra, ÇBOK yapısı sayesinde sisteme etkiyecek herhangi bir yük bozucusunun bastırılması esnasında da “a” oranını korumak için referans işaret üretir. Bu amaçla harmanlama mekanizmalarının giriş işaretleri, gerçek referans değer ve diğer çevrimdeki sistem çıkış işareti olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu yeni yaklaşımla harmanlama mekanizması yalnızca geçici halde değil bozucuların olması durumunda da etkin rol oynamaktadır. ÇBOK tasarımında birincil çevrim olarak, modelinde ölü zamanı büyük olan sistem seçilmiştir. Yapılan çalışmada birinci harmanlama mekanizmasındaki harmanlama çarpanının bir sabit, ikinci harmanlama mekanizmasındaki ise yine bir sabit ile bir ölü zaman çarpımından oluşan dinamik bir yapı olması gerektiği gösterilmiştir. İkinci harmanlama mekanizmasındaki harmanlama dinamiğinde yer alan ölü zaman elemanının değeri ise modeller arasındaki ölü zamanların farkı kadardır.

Çalışma içerisinde, kapalı çevrim kontrolörleri olarak PI veya PID tercih edilmiştir. Bunun sebebi PID kontrolörlerinin basit olan yapılarına rağmen endüstriyel birçok alanda başarı sağlamış ve günümüzde de maliyet/kâr oranı açısından en uygun çözüm olarak görülmesidir (Visioli, 2000). Tüm dünyadaki endüstriyel kontrol uygulamalarının % 90'ından fazlasında PID kontrolörü kullanılmaktadır ve bunların büyük kısmında da türev elemanı tercih edilmeyerek PI yapısı seçilmektedir (Åström ve Hägglund, 2001). Zeigler ve Nichols (1942) tarafından yapılan çalışma sonrasında PID kontrolörlerinin tasarım ve ayar yöntemlerinde çok önemli gelişmeler olmuştur (Lelić ve Gajić, 2000; O'Dawyer, 2003). Süreç kontrol uygulamalarında en çok tercih edilen ayar yöntemlerinden biri İçsel Model Kontrol (İMK) yapısına dayalı olanıdır. Bu yöntemin en büyük avantajı, tasarım esnasında belirlenmesi gereken PID kontrolörünün üç kontrol parametresi yerine tek bir ayar parametresinin seçilmesidir. İMK filtre zaman sabiti olarak tanımlanan bu parametre sistem başarımından beklentiye göre seçilir. Küçük filtre zaman sabiti hızlı kapalı çevrim cevabına sebep olurken büyük kontrol işaretleri oluşur. Diğer yandan bu parametrenin büyük değerleri için kontrol işaretinin yumuşak ve küçük olmasını sağlar ve sistem cevabı yavaşlar. Uygulama kolaylığı açısından, bu parametrenin seçimi için bazı pratik öneriler literatürde sunulmuştur. Bu çalışmada ise tek tasarım parametresi olan İMK filtre zaman sabiti belirlenirken maksimum duyarlılık ölçüsü (M_s) ölçüt olarak seçilmiştir. M_s , Nyquist eğrisinin kritik noktaya $(-1,0)$ en kısa uzaklığının tersi olarak tanımlanabilir. Önerilen değer aralığı $[1.3 \ 2]$ olan M_s , bir ölçüt olarak birçok çalışmada kullanılmıştır (Åström ve Hägglund, 1985; Shen, 2000; Matausek ve Kvascev, 2003). Bu çalışma içerisinde önerilen HAM-RA ve ÇBOK yapılarında yer alan kapalı çevrim kontrolörlerinin öncelikli tasarım amacı yük bozucularını hızlı bir şekilde bastırmak olduğundan, uygulamalarda önerilen en büyük M_s değeri olan 2 seçilerek PI ve PID kontrolörleri tasarlanmıştır.

Süreç kontrol uygulamalarında karşılaşılan sistemlerin çoğu birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) sistem olarak modellenmektedir (Shamsuzzoha ve Lee, 2007; Zhong ve Hang, 2004; Gorez, 2003; Khan and Lehman, 1996). Bu sebeple çalışma içerisinde geliştirilen yeni kontrol yapılarında sistem modelleri BMÖZ olarak seçilmiş ve bu modeller üzerinden yöntemler geliştirilmiştir.

Çalışma içerisindeki bölümler şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölüm içerisinde İMK yapısı ve İMK'ye dayalı PID kontrolör parametre belirleme yöntemi tanıtılmıştır. Ayrıca duyarlılık ölçüsü (M_s) kullanılarak tasarımın nasıl yapılacağı aktarılmıştır. Üçüncü bölümde, referans değer ayarlamak amacıyla geliştirilen HAM-RA yapısı ve harmanlama dinamiğinin nasıl belirlenmesi gerektiği sunulmuştur. Ayrıca HAM-RA yapısının başarımını arttırmak amacıyla kural tabanlı çevrimiçi

ayar algoritması ve BAM yapısı verilmiştir. Önerilen yöntemlere ilişkin birçok benzetim örnekleri verilmiş ve bölüm sonunda da deneysel uygulama sonuçları sunulmuştur. Dördüncü bölümde geleneksel ve son dönemde geliştirilen modern oran kontrol yapıları aktarıldıktan sonra çapraz birleştirilmiş oran kontrol (ÇBOK) yapısı ve tasarım yöntemi anlatılmıştır. Önerilen bu yeni yöntemdeki tasarım parametrelerinin sistem cevabına etkisi ve ÇBOK yapısının Visioli ve Veronesi (2004) tarafından önerilen alternatif yöntem olan üstünlüğü benzetim ve deneysel uygulama sonuçları ile sunulmuştur. Beşinci bölümde ise önerilen yapı ve yöntemler kısaca özetlenerek elde edilen sonuçlar yorumlanıp gelecekte yapılabilecek çalışmalar üzerinde durulmuştur.

2. İÇSEL MODEL KONTROL TASARIM YÖNTEMİ

2.1 Giriş

Kontrol sistemlerinin tasarımında amaç genellikle sistem çıkışının referans işaretini mümkün olduğu kadar hızlı ve hatasız şekilde izlemesidir. Bunun dışında, kontrol sisteminin mümkün olduğu kadar hızlı bir biçimde iç ve yük bozucuların sistem çıkışına olan etkisini ortadan kaldırması istenir. İlk gereksinim açık çevrim kontrol sistemiyle karşılanabilir. Sistem ve kontrolörün her ikisi de kararlı olduğu sürece açık çevrim kontrol yapısı kararlıdır. Bu tür bir yapıda kontrolör basit ve teorik olarak $G_c(s) = G_p^{-1}(s)$ şeklinde seçilebilir. Bu ifadede $G_c(s)$ kontrolörü, $G_p(s)$ ise sistem modeline ait transfer fonksiyonlarıdır. Açık çevrim kontrol sistemlerinin dezavantajı modelleme hatalarına karşı çok duyarlı olması ve dış bozucuların sistem cevabı üzerindeki etkisinin kaldırılmasındaki yetersizliğidir. Modelleme hatalarıyla ve bozucularla başa çıkmak için kapalı çevrim sistem yapısı kullanılabilir. Tüm bu sebeplerden dolayı Rivera ve diğ. (1986) İçsel Model Kontrol (Internal Model Control, İMK) yapısını ortaya koymuştur. Sistem modelinin mükemmel elde edilmesi ve bozucuların olmaması durumunda İMK yapısı açık çevrim sistemdir. Aksi durumda ise kapalı çevrim sistem gibi davranır. Böylece İMK yapısı hem açık hem de kapalı çevrim sistemlerinin avantajlarını içerir.

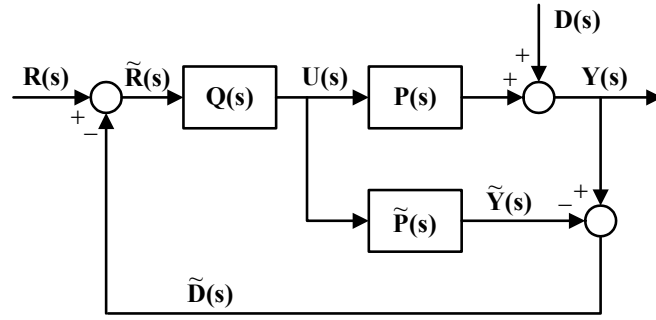
İMK filtresinin tasarımı sistem başarımını belirleyen en önemli aşamadır. Bu sebeple Horn ve diğ. (1996) farklı filtre tasarımları üzerinde durmuştur. Kararsız sistemlerin İMK dayalı kontrolü Yang ve diğ. (2002) ile Tan ve diğ. (2003) tarafından irdelenmiş ve yeni öneriler sunulmuştur. Ayrıca açık çevrim kararsız sistemlerin İMK dayalı seri kontrol yapısı Liu ve diğ. (2005) tarafından geliştirilmiştir. Smith öngörücüsü yapısındaki PID kontrolörü parametrelerinin İMK dayalı bir yöntemle belirlenmesi Kaya (2004) tarafından araştırılmıştır. İçsel model kayan kipi kontrolör Camacho ve diğ. (2003) tarafından geliştirilmiş ve kayma yüzeyi tasarımı üzerinde durulmuştur. Çok giriş çok çıkışlı sistemler için İMK dayalı PID kontrolörleri için iki adımlı bir yöntemi Cha ve diğ. (2002) geliştirirken yine çok giriş çok çıkışlı sistemler için bulanık mantık tabanlı İMK yapısı Edgar ve Postlethwaite (2000) tarafından geliştirilmiştir. Doğrusal dijital kontrolör tasarım yöntemi Matausek ve diğ. (2002) tarafından geliştirilmiş bir İMK yapısı için önerilmiştir. Mevcut İMK dayalı PID

ayar yöntemlerinin optimallığı ise Alvarez-Ramirez ve diğ. (2004) tarafından irdelenmiştir.

2.2 İçsel Model Kontrol Yapısı

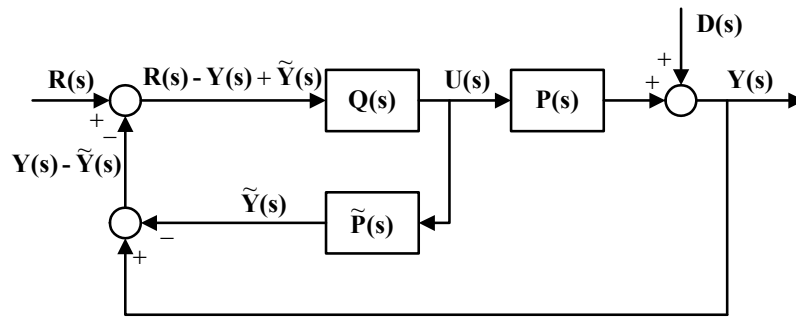
Garcia ve Morari (1982) yayımladıkları çalışmalarında Şekil 2.1’de gösterilen İçsel Model Kontrol (İMK) yapısını önermişlerdir. Burada verilen İMK yapısında $P(s)$ fiziksel sistemi, $\tilde{P}(s)$ sistem modelini, $Q(s)$ İMK kontrolörünü, $R(s)$ referans işaretini, $Y(s)$ sistem cevabını ve $D(s)$ ise bozucuyu göstermektedir.

Şekil 2.1’de önerilen yapı üzerinde aşağıdaki adımlar uygulandığında klasik geribeslemeli kontrol yapısına ulaşılabilir:



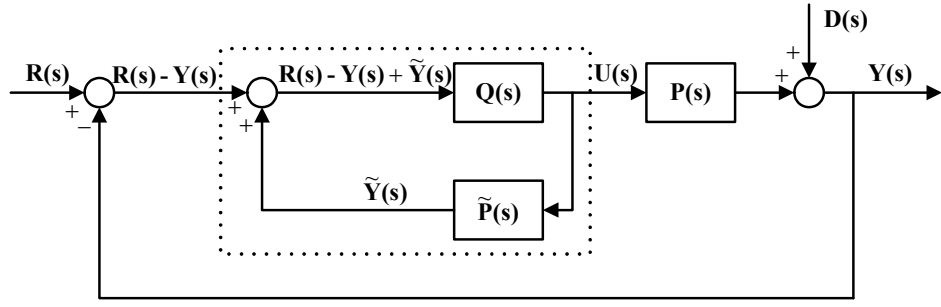
Şekil 2.1: İçsel Model Kontrol Yapısı

1. Adım: Eğer Şekil 2.1’deki yapı tekrar düzenlenirse Şekil 2.2’deki yapı elde edilebilir.



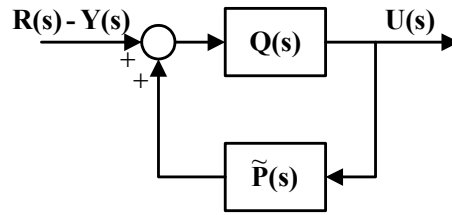
Şekil 2.2: İMK Yapısının Değiştirilmiş Hali

2. Adım: Tekrar bir düzenleme yapılırsa Şekil 2.3’teki yapı elde edilir.



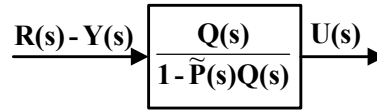
Şekil 2.3: İMK Yapısının Yeniden Düzenlenmiş Hali

3. *Adım:* Şekil 2.3'teki oluşturulan İMK yapısında noktalı çizgilerle verilen öbek Şekil 2.4'te tekrar gösterilmiştir.



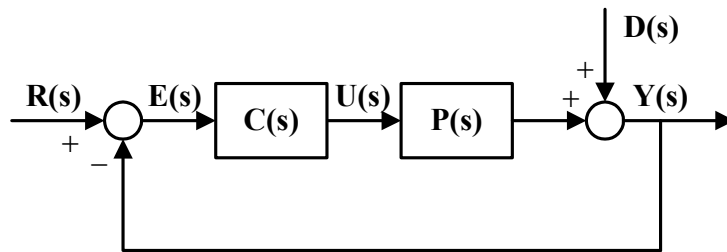
Şekil 2.4: Yeniden Düzenlenmiş İMK Yapısındaki İç Çevrim

Şekil 2.4'te elde edilen yapının transfer fonksiyonu elde edildiğinde Şekil 2.5'teki eşdeğer blok elde edilir.



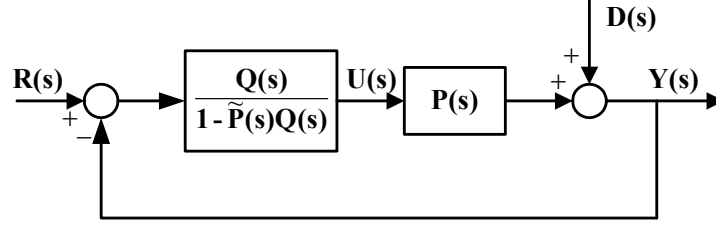
Şekil 2.5: Yeni İMK Yapısındaki İç Çevrimin Eşdeğer Bloğu

Şekil 2.6'da klasik geribeslemeli bir sistem yapısı verilmiştir. Burada hata işareti $E(s) = R(s) - Y(s)$ olarak tanımlıdır.



Şekil 2.6: Klasik Geribeslemeli Kontrol Yapısı

Eğer Şekil 2.5'teki blok, Şekil 2.3'te kullanılırsa içsel model kontrol için Şekil 2.7'deki yeni yapı elde edilir ki bu yapı Şekil 2.6'da verilen klasik geribeslemeli kontrol yapısına denktir.



Şekil 2.7: İçsel Model Kontrole Eş Geribeslemeli Kontrol Yapısı

Şekil 2.7'de elde edilen kontrol içerisinde içsel model $\tilde{P}(s)$ ve içsel model kontrolörü $Q(s)$ yer almaktadır. Dolayısıyla klasik geribeslemeli kontrolör kolaylıkla

$$C(s) = \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} \quad (2.1)$$

olarak yazılabilir. Diğer taraftan içsel model kontrolör klasik geribeslemeli kontrolör cinsinden

$$Q(s) = \frac{C(s)}{1 + \tilde{P}(s)C(s)} \quad (2.2)$$

şeklinde elde edilebilir.

2.2.1 Kapalı çevrim transfer fonksiyonu

Şekil 2.7'de elde edilen İMK kontrol yapısında sistem çıkışı

$$Y(s) = \frac{P(s)Q(s)}{1 + P(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]} R(s) + \frac{1 - \tilde{P}(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]} D(s) \quad (2.3)$$

olarak bulunur. Burada duyarlık fonksiyonu $\varepsilon(s)$ ve tamamlayıcı duyarlık fonksiyonu $\eta(s)$ sırasıyla

$$\varepsilon(s) = \frac{1 - \tilde{P}(s)Q(s)}{1 + Q(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]} \quad (2.4)$$

ve

$$\eta(s) = \frac{P(s)Q(s)}{1 + P(s)[P(s) - \tilde{P}(s)]} \quad (2.5)$$

şeklinde tanımlanırsa sistem çıkışı

$$Y(s) = \eta(s)R(s) + \varepsilon(s)D(s) \quad (2.6)$$

olarak yazılabilir. Sistem ile model arasında uygunsuzluk yoksa diğer bir deyişle mükemmel modelleme $[P(s) = \tilde{P}(s)]$ varsa bu ifadeler aşağıdaki gibi sadeleşir:

$$\tilde{\eta}(s) = \tilde{P}(s)Q(s) \quad (2.7)$$

$$\tilde{\varepsilon}(s) = 1 - \tilde{\eta}(s) = 1 - \tilde{P}(s)Q(s) \quad (2.8)$$

$$\tilde{P}^{-1}(s)\tilde{\eta}(s) = Q(s) \quad (2.9)$$

Sistem çıkışı $Y(s)$, kontrol işareti $U(s)$ ve hata işareti $E(s)$ 'nin ifadeleri referans işareti $R(s)$, çıkış bozucusu $D(s)$ ve ölçme bozucuları $N(s)$ ifadesine bağlı olarak

$$Y(s) = \tilde{P}(s)Q(s)R(s) - (1 - \tilde{P}(s)Q(s))D(s) - \tilde{P}(s)Q(s)N(s) \quad (2.10)$$

$$U(s) = P(s)R(s) - Q(s)D(s) - Q(s)N(s) \quad (2.11)$$

$$E(s) = (1 - \tilde{P}(s)Q(s))R(s) - (1 - \tilde{P}(s)Q(s))D(s) - (1 - \tilde{P}(s)Q(s))N(s) \quad (2.12)$$

şeklinde elde edilir.

2.2.2 İMK için gerekli temel kavramlar

Bir kontrol sisteminin herhangi bir noktasından sınırlı giriş işareti uygulandığında başka herhangi bir noktada yine sınırlı bir cevap üretiliyorsa, bu kontrol sistemi içsel kararludur denir. Zamanla değişmeyen doğrusal bir kontrol sisteminin içsel kararlı olabilmesi için kontrol sisteminin herhangi iki nokta arasındaki transfer fonksiyonunun kararlı olması gerekir.

Mükemmel modelleme $[P(s) = \tilde{P}(s)]$ olması durumunda Şekil 2.1'de verilen İMK yapısı ancak ve ancak $P(s)$ ve $Q(s)$ 'in her ikisi de kararlı ise içsel kararludur. Bu

durumda denklem (2.1) ile ifade edilen kontrolörlü Şekil 2.6'daki klasik geribeslemeli sistem ancak ve ancak $Q(s)$ kararlı ise içsel kararlıdır.

Bu durumda İMK yapısı, klasik geribesleme yapılarına göre aşağıdaki kazançları sağlar:

- (i) $1+P(s)C(s)$ ile ifade edilen karakteristik denklemin köklerini incelemek yerine $Q(s)$ 'in köklerinin incelenmesi yeterlidir.
- (ii) Genelliği bozmadan, $C(s)$ yerine $Q(s)$ 'in kararlılığı araştırılması yeterlidir.
- (iii) Kontrol işareti $U(s)$ 'in sınırlanmadığı, doğrusal ve kararlı sistemler için $C(s)$ veya $Q(s)$ kontrolörlerinin uygulanmasında bir fark yoktur.
- (iv) Geribeslemeli kontrol sistemlerinde, referans ve bozucular için sürekli durum hatalarının oluşmayacağı garantilenmelidir. Bu sebeple aşağıda 1. tip ve 2. tip olarak adlandırılan girişler tanımlanmıştır:

1. Tip (basamak) girişler: Basamak referans ve bozucu değişiklikleri için

$$\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{P}(s)Q(s) = \tilde{\eta}(0) = 1 \quad (2.13)$$

koşulu sağlandığında sürekli hal hatası oluşmaz.

2. Tip (rampa) girişler: Rampa işareti için sürekli durum hatasının oluşmaması için

$$\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{P}(s)Q(s) = \tilde{\eta}(0) = 1 \quad (2.14)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d}{ds} \tilde{P}(s)Q(s) = \left. \frac{d\tilde{\eta}}{ds} \right|_{s=0} = 0 \quad (2.15)$$

koşulları sağlanmalıdır.

Bir İMK kontrolörünün fiziksel olarak gerçekleştirilebilmesi ve uygulanabilmesi için sınırlı giriş sınırlı çıkış anlamında kararlı olması, düzgünlük ve nedensellik koşullarını sağlaması gerekmektedir.

2.3 İMK Kontrolörünün Tasarım Aşamaları

İMK kontrolörünün tasarımı iki temel adımdan oluşmaktadır. Bu adımlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

1. Adım: Sürece ait model

$$\tilde{P}(s) = \tilde{P}_+(s)\tilde{P}_-(s) \quad (2.16)$$

şeklinde ayrıştırılır. Burada $\tilde{P}_+(s)$ sistem modelindeki tüm minimum fazlı olmayan elemanları (tüm sağ yarı-düzlemdeki sıfırları ve zaman gecikmeleri) içerir. Diğer yandan $\tilde{P}_-(s)$ ise minimum fazlı kısımdır ve tersi alınabilir.

Bu durumda İMK kontrolörü

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) \quad (2.17)$$

olarak tanımlanır. Bu kontrolör kararlı ve nedensel olmalıdır. $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılmasında, amaç fonksiyonunun seçimi $\tilde{P}_+(s)$ 'in belirlenmesinde önemlidir. Örneğin, integral mutlak hata (IAE, Integral Absolute Error) amaç fonksiyonu basamak referans/çıkış bozucularını optimal kılmak için

$$\tilde{P}_+(s) = e^{-Ls} \prod_i (-\beta_i s + 1), \quad \text{Re}(\beta_i) > 0 \quad (2.18)$$

seçilirken, integral karesel hata (ISE, Integral Square Error) amaç fonksiyonu adım referans/çıkış bozucusu değişimlerini optimum kılmak için

$$\tilde{P}_+(s) = e^{-Ls} \prod_i \frac{(-\beta_i s + 1)}{(\beta_i s + 1)}, \quad \text{Re}(\beta_i) > 0 \quad (2.19)$$

alınabilir.

Farklı yapıya sahip referans/bozucu girişleri için farklı ayrıştırmalar yapılabilir.

2. Adım: Birinci adımda elde edilen $\tilde{Q}(s)$ İMK kontrolörünün kararlı ve nedensel olmasının dışında düzgün olması gerektiğinden bir filtre ile kontrolör

$$Q(s) = \tilde{Q}(s)F_{\text{IMC}}(s) \quad (2.20)$$

şeklinde bir yapı oluşturur. İMK filtresi basit olarak aşağıdaki iki alçak geçiren yapıdan biri olarak seçilebilir:

$$F_{\text{IMK}_1}(s) = \frac{1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (2.21)$$

$$F_{\text{IMK}_2}(s) = \frac{n\lambda s + 1}{(\lambda s + 1)^n} \quad (2.22)$$

İlk filtre yapısı basamak giriş işaretleri için uygunken ikincisi ise rampa tipi girişler için kullanılabilir. Filtrenin derecesi n , $Q(s)$ kontrolörünü düzgün yapabilecek kadar büyük seçilir. λ ise ayarlanabilir filtre parametresidir ve sistem cevabının hızını belirler. λ 'nın artırılmasıyla kapalı çevrim zaman sabiti artar ve sistem cevabı yavaşlar, λ 'nın azaltılması ise tam ters bir etki yaratır (Yeşil ve diğ., 2007a). denklem 2.17 ile ifade edilen tanımlanan İMK kontrolörüne eklenen $F_{\text{IMC}}(s)$ filtresi ile birinci adımdaki ölçütlere göre sağlanan optimal kontrol ortadan kalkar. Optimallik ancak İMK filtre sabitinin (λ) sıfır değeri için geçerlidir.

2.4 PID Kontrolörünün Parametrelerinin İMK Aracılığıyla Belirlenmesi

İki basit adımda bulunan $Q(s)$ İMK kontrolörü yardımıyla klasik geribeslemeli kontrolörlerin en önemlilerinden biri olan PID kontrolörünün parametrelerinin belirlenmesi süreç kontrol uygulamalarında en çok uygulanan yöntemlerdendir. Bu amaçla endüstride karşımıza çıkan önemli sistem modelleri ele alınacaktır. Tasarım mükemmel model kabulü ile $P(s) = \tilde{P}(s)$ yapılmaktadır.

2.4.1 Birinci mertebenden sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \quad T > 0 \quad (2.23)$$

olan bir sistem ele alalım. Basamak giriş işareti için PI kontrolörü tasarımı aşağıdaki gibi yapılır.

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması.

$$\tilde{P}_+(s) = 1; \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (2.24)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{Ts + 1}{K} \quad (2.25)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

Denklem 2.21 de önerilen İMK filtresinde derece bir alınarak kontrolör nedensel kılınabilir. Böylelikle kullanılan filtre aşağıdaki gibi verilebilir:

$$F_{IMC}(s) = \frac{1}{\lambda s + 1} \quad (2.26)$$

Elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörünün son hali

$$Q(s) = \frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)} \quad (2.27)$$

dir. $Q(s)$ kontrolörü aracılığıyla ve denklem (2.1) kullanılarak klasik geribeslemeli $C(s)$ kontrolörü aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} = \frac{\frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)}}{1 - \left(\frac{K}{Ts + 1}\right)\left(\frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)}\right)} \\ &= \frac{\frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)}}{\frac{\lambda s + 1 - 1}{(\lambda s + 1)}} = \left(\frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)}\right)\left(\frac{(\lambda s + 1)}{\lambda s}\right) = \frac{Ts + 1}{K\lambda s} \\ &= \frac{T}{K\lambda} \left(1 + \frac{1}{Ts}\right) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Klasik PI kontrolörüne ait yapının

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad (2.29)$$

şeklinde olduğu bilinmektedir. (2.28) ve (2.29) denklemleri karşılaştırıldığında PI kontrolör parametreleri olan kontrolör parametreleri kazanç (K_C) ve integral zaman sabiti (T_I) aşağıdaki gibi belirlenir:

$$K_C = \frac{T}{K\lambda} ; \quad T_I = T \quad (2.30)$$

İMK'ye dayalı PID kontrolörü tasarımı birinci mertebeden bir sistem için PI kontrolörü ile sona erer. Burada K_C ve T_I parametrelerinin hesaplanması yerine yalnız İMK filtre zaman sabiti olan λ parametresinin seçimi ile kontrolör parametreleri belirlenir. Kontrolörün integral zaman sabiti T_I ise doğrudan sistem zaman sabitine eşit seçilir.

2.4.2 Sağ yarı-düzlemde sıfırı bulunan birinci mertebenden sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K(-\beta s + 1)}{Ts + 1}, \quad \beta, T > 0 \quad (2.31)$$

olan bir sistem ele alındığında basamak giriş işareti için PI kontrolörü tasarımı aşağıdaki gibi yapılır.

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması. (IAE optimal)

$$\tilde{P}_+(s) = (-\beta s + 1) \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K}{Ts + 1} \quad (2.32)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{Ts + 1}{K} \quad (2.33)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

Denklem (2.21) de önerilen İMK filtresinde derece bir alınarak kontrolör nedensel kılınabilir. Böylelikle kullanılan filtre (2.26) denklemindeki gibi seçilebilir. (2.20) nolu denklem kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü

$$Q(s) = \frac{Ts + 1}{K(\lambda s + 1)} \quad (2.34)$$

dir. $Q(s)$ kontrolörü aracılığıyla klasik geribeslemeli $C(s)$ kontrolörü aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$\begin{aligned}
 C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} = \frac{\frac{Ts+1}{K(\lambda s+1)}}{1 - \left(\frac{K(-\beta s+1)}{Ts+1} \right) \left(\frac{Ts+1}{K(\lambda s+1)} \right)} \\
 &= \frac{\frac{Ts+1}{K(\lambda s+1)}}{\frac{\lambda s+1+\beta s-1}{(\lambda s+1)}} = \frac{Ts+1}{K(\beta+\lambda)s} \\
 &= \frac{T}{K(\beta+\lambda)} \left(1 + \frac{1}{Ts} \right) \tag{2.35}
 \end{aligned}$$

PI kontrolörünün denklem (2.29) ile tanımlandığı bilindiğine göre (2.29) ve (2.35) ifadeleri karşılaştırıldığında

$$K_c = \frac{T}{K(\beta+\lambda)}; \quad T_i = T \tag{2.36}$$

elde edilir.

Sağ yarı-düzlemde sıfırı bulunan birinci mertebenden sistem için birinci adımda yapılan ayrıştırmanın farklı yapılmasıyla “filtreli” PI kontrolörü tasarımı yapılabilir. Bu durum (2.31) denklemiyle ele alınan sistem için aşağıda incelenmiştir:

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması. (ISE optimal)

$$\tilde{P}_+(s) = \frac{(-\beta s+1)}{(\beta s+1)} \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K(\beta s+1)}{Ts+1} \tag{2.37}$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{Ts+1}{K(\beta s+1)} \tag{2.38}$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

(2.26) nolu denklemde verilen birinci mertebeden İMK filtresi kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü

$$Q(s) = \frac{T_s + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)} \quad (2.39)$$

şeklinde elde edilir. Bu $Q(s)$ kontrolörü aracılığıyla klasik geribeslemeli $C(s)$ kontrolörü aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} = \frac{\frac{T_s + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)}}{1 - \left(\frac{K(-\beta s + 1)}{T_s + 1} \right) \left(\frac{T_s + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)} \right)} \\ &= \frac{T_s + 1}{K((\beta s + 1)(\lambda s + 1) + \beta s - 1)} = \frac{T_s + 1}{K(\beta \lambda s^2 + (\beta + \lambda)s + 1 + \beta s - 1)} = \frac{T_s + 1}{Ks(\beta \lambda s + 2(\beta + \lambda))} \\ &= \frac{T}{K(2\beta + \lambda)} \left(1 + \frac{1}{T_s} \right) \left(\frac{1}{\left(\frac{\beta \lambda}{2\beta + \lambda} \right) s + 1} \right) \end{aligned} \quad (2.40)$$

Filtreli PI kontrolörünün tanımı

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1}{T_f s + 1} \right) \quad (2.41)$$

şeklinde olduğundan (2.40) ve (2.41) denklemleri karşılaştırıldığında kontrolör parametreleri

$$K_c = \frac{T}{K(2\beta + \lambda)}; \quad T_i = T \quad \text{ve} \quad T_f = \frac{\beta \lambda}{2\beta + \lambda} \quad (2.42)$$

olarak elde edilir.

2.4.3 Sol yarı-düzlemde sıfırı bulunan birinci mertebenden sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K(\beta s + 1)}{Ts + 1}, \quad \beta, T > 0 \quad (2.43)$$

olan bir sistem ele alındığında basamak giriş işareti için PI kontrolörü tasarımı aşağıdaki gibi yapılır.

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması.

$$\tilde{P}_+(s) = 1; \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K(\beta s + 1)}{Ts + 1} \quad (2.44)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{Ts + 1}{K(\beta s + 1)} \quad (2.45)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

(2.26) nolu denklemde verilen birinci mertebeden İMK filtresi kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü aşağıda verilmiştir:

$$Q(s) = \frac{Ts + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)} \quad (2.46)$$

Bu durumda $C(s)$ kontrolörü aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} = \frac{\frac{Ts + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)}}{1 - \left(\frac{K(\beta s + 1)}{Ts + 1} \right) \left(\frac{Ts + 1}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)} \right)} = \frac{\left(\frac{Ts + 1}{K(\beta s + 1)} \right)}{\lambda s} \\ &= \frac{Ts + 1}{K\lambda s(\beta s + 1)} \end{aligned} \quad (2.47)$$

(2.47) denklemi, filtreli PI kontrolör yapısını veren (2.41) denklemi ile karşılaştırıldığında

$$K_C = \frac{T}{K\lambda}; T_I = T \quad \text{ve} \quad T_F = \beta \quad (2.48)$$

elde edilir.

2.4.4 İkinci mertebenden sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad T_1, T_2 > 0 \quad (2.49)$$

olan bir sistem ele alındığında basamak giriş işareti için PI kontrolörü tasarımı aşağıdaki gibi yapılır.

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması.

$$\tilde{P}_+(s) = 1; \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (2.50)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K} \quad (2.51)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

(2.26) nolu denklemde verilen birinci mertebeden İMK filtresi kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü aşağıda verilmiştir:

$$Q(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\lambda s + 1)} \quad (2.52)$$

$$\begin{aligned} C(s) &= \frac{Q(s)}{1 - \tilde{P}(s)Q(s)} = \frac{\frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\lambda s + 1)}}{1 - \left(\frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \right) \left(\frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\lambda s + 1)} \right)} = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K\lambda s} \\ &= \frac{T_1T_2s^2 + (T_1 + T_2)s + 1}{K\lambda s} \end{aligned} \quad (2.53)$$

elde edilir. C(s) kontrolörünü $\left(\frac{T_1 + T_2}{T_1 + T_2} \right)$ ile çarpıldığında

$$C(s) = \frac{\left(\frac{T_1 + T_2}{K\lambda} \right) (T_1 T_2 s^2 + (T_1 + T_2)s + 1)}{(T_1 + T_2)s} \quad (2.54)$$

elde edilir. PID kontrolörüne ait

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = \frac{K_c (T_D T_i s^2 + T_i s + 1)}{T_i s} \quad (2.55)$$

denklemleri ile denklik kurulduğunda kontrol parametreleri

$$K_c = \frac{T_1 + T_2}{K\lambda}, \quad T_i = T_1 + T_2 \quad \text{ve} \quad T_d = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \quad (2.56)$$

olarak elde edilir.

2.4.5 Sağ yarı-düzlemde sıfırı olan ikinci mertebenden sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K(-\beta s + 1)}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}, \quad \beta, T_1, T_2 > 0 \quad (2.57)$$

olan bir sistem ele alındığında basamak giriş işareti için PID kontrolörü tasarımı aşağıdaki gibi yapılır.

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması. (IAE optimal)

$$\tilde{P}_+(s) = (-\beta s + 1); \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K}{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)} \quad (2.58)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{(T_1 s + 1)(T_2 s + 1)}{K} \quad (2.59)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

(2.26) nolu denklemde verilen birinci mertebeden İMK filtresi kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü aşağıda verilmiştir:

$$Q(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\lambda s + 1)} \quad (2.60)$$

Denklem (2.55) ile tanımlı PID kontrolörü için kontrol parametreleri

$$K_c = \frac{T_1 + T_2}{K(\beta + \lambda)}, \quad T_i = T_1 + T_2 \quad \text{ve} \quad T_d = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \quad (2.61)$$

olarak elde edilir.

Sağ yarı-düzlemde sıfırı bulunan ikinci mertebenden sistem için yapılan ayrıştırmanın farklı yapılmasıyla “filtreli” PID kontrolörü tasarımı yapılabilir. Bu durum aşağıda incelenmiştir:

1. Adım: $\tilde{P}(s)$ 'in ayrıştırılması. (ISE optimal)

$$\tilde{P}_+(s) = \frac{(-\beta s + 1)}{(\beta s + 1)}; \quad \tilde{P}_-(s) = \frac{K(\beta s + 1)}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (2.62)$$

$$\tilde{Q}(s) = \tilde{P}_-^{-1}(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\beta s + 1)} \quad (2.63)$$

2. Adım: $F_{IMC}(s)$ filtresi tasarımı.

(2.26) nolu denklemde verilen birinci mertebeden İMK filtresi kullanıldığında elde edilen $Q(s)$ İMK kontrolörü aşağıda verilmiştir:

$$Q(s) = \frac{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}{K(\beta s + 1)(\lambda s + 1)} \quad (2.64)$$

Elde edilen İMK kontrolörü aracılığıyla

$$C(s) = K_c \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \left(\frac{1}{T_f s + 1} \right) \quad (2.65)$$

şeklinde tanımlı filtreli PID kontrolörü ile denklik kurulduğunda kontrol parametreleri

$$K_C = \frac{T_1 + T_2}{K(2\beta + \lambda)}; \quad T_I = T_1 + T_2; \quad T_D = \frac{T_1 T_2}{T_1 + T_2} \quad \text{ve} \quad T_F = \frac{\beta \lambda}{2\beta + \lambda} \quad (2.66)$$

olarak elde edilir.

2.4.6 Birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler

Transfer fonksiyon modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K e^{-Ls}}{Ts + 1}, \quad T, L > 0 \quad (2.67)$$

olan bir sistem ele alındığında basamak giriş işareti için PI ve PID kontrolörü tasarımı farklı yöntemlerle yapılabilir. Burada önemli olan nokta ölü zamanın nasıl doğrusallaştırıldığıdır. Aşağıda dört farklı çözüm ele alınmıştır:

i) *Sıfırıncı dereceden Padé yaklaşımı:* Bu yaklaşım ile yapılan tasarımda e^{-Ls} ile gösterilen ölü zaman terimi ihmal edilir ve sistem modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \quad T > 0 \quad (2.68)$$

şeklinde birinci mertebeden sisteme dönüşür. Bu tür bir sistem için PI kontrolörü tasarlanır ve bu kontrolörün parametreleri

$$K_C = \frac{T}{K\lambda} \quad \text{ve} \quad T_I = T \quad (2.69)$$

şeklindedir.

ii) *Gecikmenin sistem zaman sabitine dahil edilmesi:* Bu yaklaşım ile elde edilen sistem modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K}{\left(T + \frac{L}{2}\right)s + 1}, \quad T, L > 0 \quad (2.70)$$

şeklinde birinci mertebeden sisteme dönüşür. Bu tür bir sistem için yine PI kontrolörü tasarlanır ve bu kontrolörün parametreleri

$$K_c = \frac{2T+L}{2K\lambda} \quad \text{ve} \quad T_i = T + \frac{L}{2} \quad (2.71)$$

şeklinde elde edilir.

iii) *Birinci dereceden Padé yaklaşımı:* Bu yaklaşım ile yapılan tasarımda

$$e^{-Ls} \cong \frac{\left(-\frac{L}{2}s + 1 \right)}{\left(\frac{L}{2}s + 1 \right)} \quad (2.72)$$

ile gösterilir ve bu durumda sistem modeli

$$\tilde{P}(s) = \frac{K \left(-\frac{L}{2}s + 1 \right)}{\left(\frac{L}{2}s + 1 \right) (Ts + 1)}, \quad T, L > 0 \quad (2.73)$$

şeklinde sağ yarı-düzlemde sıfırı olan ikinci mertebeden sisteme dönüşür. Bu tür bir sistem için iki tür PID kontrolörü tasarlanabilir. Bu kontrolörlerin parametreleri aşağıda gösterildiği gibi seçilir:

PID Kontrolörü:

$$K_c = \frac{2T+L}{K(2\lambda+L)}, \quad T_i = T + \frac{L}{2}, \quad T_D = \frac{TL}{2T+L} \quad (2.74)$$

Filtreli PID Kontrolörü:

$$K_c = \frac{2T+L}{2K(\lambda+L)}, \quad T_i = T + \frac{L}{2}, \quad T_D = \frac{TL}{2T+L}, \quad T_F = \frac{\lambda L}{2(\lambda+L)} \quad (2.75)$$

iv) *Birinci dereceden Taylor açılımı:* Bu yaklaşım ile yapılan tasarımda sistem modelinde yer alan ölü zaman Taylor açılımına açılıp ilk iki terimi alınır; (Özbay, 2000). Böylece ölü zaman ifadesi

$$e^{-Ls} \cong 1 - Ls \quad (2.76)$$

ile gösterilir ve bu durumda sistem model

$$\tilde{P}(s) = \frac{K(1 - Ls)}{(Ts + 1)}, \quad T, L > 0 \quad (2.77)$$

şeklinde sağ yarı-düzlemde sıfırı olan birinci mertebeden sisteme dönüşür. Bu tür bir sistem için tasarlanan PI kontrolörü parametreleri aşağıda gösterildiği gibi seçilir:

$$K_c = \frac{T}{K(L + \lambda)} \quad \text{ve} \quad T_i = T \quad (2.78)$$

Tablo 2.1: Farklı Sistemler İçin İMK Dayalı PID Kontrolör Parametreleri

SİSTEM MODELİ	K_C	T_I	T_D	T_F
$\tilde{P}(s) = \frac{K}{Ts + 1}, \quad T > 0$	$\frac{T}{K\lambda}$	T		
$\tilde{P}(s) = \frac{K(-\beta s + 1)}{Ts + 1}, \quad \beta, T > 0$	$\frac{T}{K(\beta + \lambda)}$	T		
	$\frac{T}{K(2\beta + \lambda)}$	T		$\frac{\beta\lambda}{2\beta + \lambda}$
$\tilde{P}(s) = \frac{K(\beta s + 1)}{Ts + 1}, \quad \beta, T > 0$	$\frac{T}{K\lambda}$	T		β
$\tilde{P}(s) = \frac{K}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad T_1, T_2 > 0$	$\frac{T_1 + T_2}{K\lambda}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1T_2}{T_1 + T_2}$	
$\tilde{P}(s) = \frac{K(-\beta s + 1)}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)}, \quad \beta, T_1, T_2 > 0$	$\frac{T_1 + T_2}{K(\beta + \lambda)}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1T_2}{T_1 + T_2}$	
	$\frac{T_1 + T_2}{K(2\beta + \lambda)}$	$T_1 + T_2$	$\frac{T_1T_2}{T_1 + T_2}$	$\frac{\beta\lambda}{2\beta + \lambda}$

Süreç kontrol uygulamalarında sıkça karşılaşılan sistemler için İMK dayalı PID parametreleri Tablo 2.1’de özetlenmiştir. Öte yandan, süreç kontrol uygulamalarında çoğu endüstriyel süreç birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) modellerle ifade

edilmektedir. Bu türden sistemler için elde edilen PID parametreleri ise Tablo 2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.1 ve Tablo 2.2’de görüldüğü gibi λ tasarımcıya bırakılan tek kontrol parametresidir. Bu parametrenin belirlenmesinde sistem zaman sabitine veya ölü zamana bağlı olan bazı pratik öneriler vardır. İMK filtre parametresi kapalı çevrimin referans değer değişikliklerinde veya yük bozucularını bastırmasında başarımı belirler. Morari ve Zafiriou (1989) λ parametresinin belirlenmesinde $L(s)$ açık çevrim transfer fonksiyonu olmak üzere

$$S(s) = \frac{1}{1 + L(s)} = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.79)$$

şeklinde tanımlı duyarlılık fonksiyonu ile

$$H(s) = 1 - S(s) = \frac{P(s)C(s)}{1 + P(s)C(s)} \quad (2.80)$$

şeklinde tanımlı tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonunu kullanarak aşağıdaki gibi bir ölçüt tanımlamışlardır:

$$|S(j\omega)| + |H(j\omega)|_m < 1, \quad \forall \omega \quad (2.81)$$

Tablo 2.2: Birinci Mertebeden Ölü Zamanlı Sistemler İçin PID Kontrolör Parametreleri

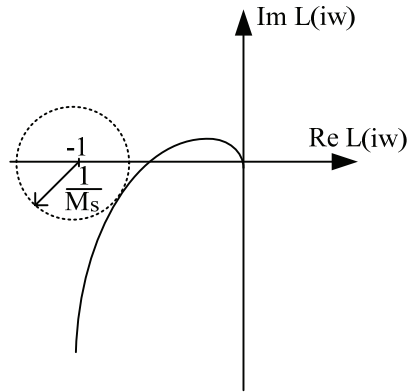
$\tilde{P}(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}, \quad T, L > 0$	K_C	T_I	T_D	T_F
Sıfırıncı dereceden Padé yaklaşımı	$\frac{T}{K\lambda}$	T		
Gecikmenin sistem zaman sabitinin içine yerleştirilmesi	$\frac{2T + L}{2K\lambda}$	$T + \frac{L}{2}$		
Birinci dereceden Padé yaklaşımı	$\frac{2T + L}{K(2\lambda + L)}$	$T + \frac{L}{2}$	$\frac{TL}{2T + L}$	
	$\frac{2T + L}{2K(\lambda + L)}$	$T + \frac{L}{2}$	$\frac{TL}{2T + L}$	$\frac{\lambda L}{2(\lambda + L)}$
Birinci dereceden Taylor açılımı	$\frac{T}{K(L + \lambda)}$	T		

(2.81) denkleminde yer alan w ve l_m ağırlık çarpanlarıdır ve eşitsizliğin sol yanını bazı frekanslar için bire yakın değer alacak şekilde λ parametresi belirlenir. Ancak önerilen bu yöntemdeki ağırlık çarpanlarının belirlenmesi ve dolayısıyla tasarım parametresi λ 'nın bulunması zordur (Liu ve diğ., 1998). Liu ve diğ. (1998) önerdikleri yöntemde λ parametresinin belirlenmesi için ISE ve denklem (2.80) ifadesini bir araya getirerek bir ölçüt belirlemiştir. Yeşil ve diğ. (2004b) tarafından önerilen bir diğer çalışmada ise İMK filtre parametresi IAE ölçütünü en küçük kılacak bir bulanık mantık mekanizması ile çevrimiçi ayarlanmıştır.

Bu çalışmanın sonraki bölümlerinde

$$M_S = \max_{0 \leq w < \infty} \left| \frac{1}{1 + P(j\omega)C(j\omega)} \right| = \max_{0 \leq w < \infty} |S(j\omega)| \quad (2.82)$$

şeklinde tanımlanan maksimum duyarlılık ölçüsü (M_S), λ parametresinin belirlenmesinde kullanılmak üzere önerilmiştir. Şekil 2.8'da görüldüğü gibi, M_S , Nyquist eğrisinin kritik noktaya (-1,0) en kısa uzaklığının tersidir. M_S için önerilen değer aralığı [1.3 2] dir (Åström ve Hägglund, 1985). Yüksek M_S değerleri için sistem cevabı hızlı ama salınımlıdır. Öte yandan yüksek M_S değerleri sistemin yük bozucularına karşı çok hızlı cevap vermesini sağlar; (Danacı ve diğ., 2007). $C(s)$ kontrolörünün temel amacı yük bozucularını bastırmak olduğundan, bu çalışmada M_S , önerilen en büyük değeri olan 2 alınmıştır.



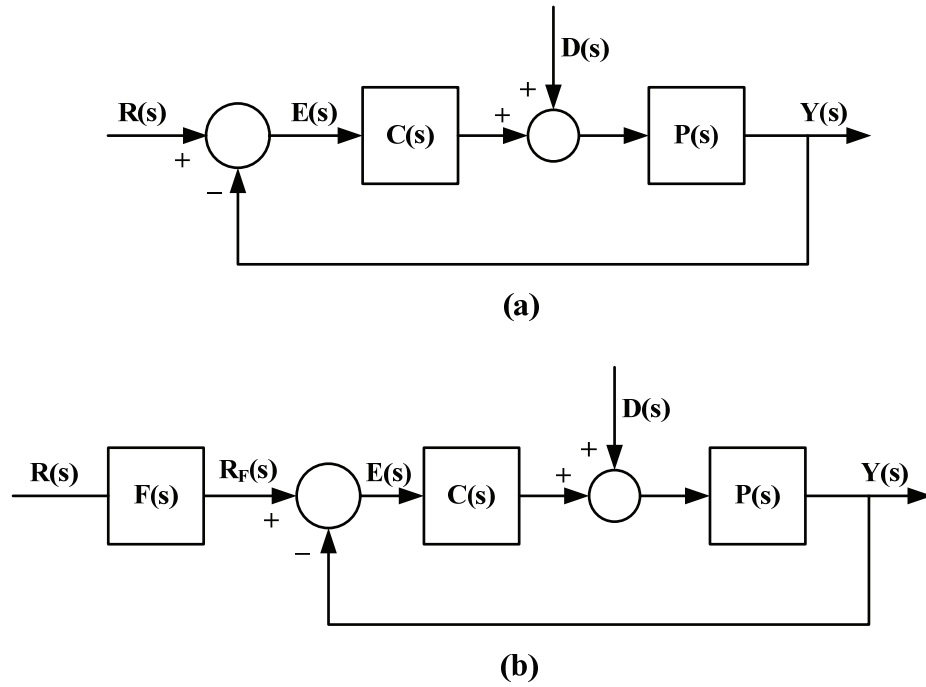
Şekil 2.8: Maksimum Duyarlılık Ölçüsünün (M_S) Nyquist Eğrisinde Gösterimi

Maksimum duyarlılık ölçüsü Åström ve Hägglund (1985) tarafından geliştirilen Kappa-Tau PID parametre ayar yönteminde de kullanılmıştır. Kappa-Tau yönteminde iki farklı yaklaşım sergilenmiş ve sistem çıkış işaretini ve yük bozucularını bastırma başarımı için M_S için 1.4 ve 2 değerleri önerilmiştir.

3. HARMANLAMA MEKANİZMASINA DAYALI İKİ SERBESTLİK DERECELİ REFERANS DEĞER AYARLAYICILAR

3.1 Giriş

Otomatik kontrol yapıları referans değer ile sistem çıkışı arasındaki farkla oluşturulan hata işaretini kullanarak fiziksel sistemleri önceden belirlenmiş şekilde davranmaya zorlar. Bu yaklaşım Şekil 3.1a 'da gösterilen geribeslemeli kontrol yapısını ortaya çıkarır. Görüldüğü üzere kontrol yapısında bir tek kontrolör vardır ve bu yapılar bir serbestlik dereceli (1-SD) kontrol yapısı olarak adlandırılır (Howze ve Bhattacharyya, 1997).



Şekil 3.1: (a) 1-SD Kontrol Yapısı, (b) 2-SD Kontrol Yapısı

Son dönemde daha genel kontrol yapıları üzerine ilgi oldukça artmıştır. İki serbestlik dereceli (2-SD) durumda referans giriş işareti bir $F(s)$ filtresinden geçirilir ve klasik hata işareti ise birincil kontrolör $C(s)$ tarafından işlenir. Bu türden bir kontrol yapısı Şekil 3.1b 'de verilmiştir. $F(s)$ ön filtresi, referans değer değişikliğinde istenilen davranışı oluşturmak için ikinci serbestlik derecesi olarak kullanılır. Kontrol

sistemlerinin tasarımı çok-amaçlı bir problem olarak görülebileceğinden 2-SD yapılar doğal olarak 1-SD yapılardan daha üstündür (Horowitz, 1963). Literatürde bazen de model izleme yapıları olarak da adlandırılan 2-SD kontrol yapıları birçok uygulama bulmuştur (Åström ve Hägglund, 1995).

Araki (1984) PID kontrolörü ile tasarlanmış 2-SD yapıların avantajlarını ortaya koyuncaya kadar 2-SD yapılar mühendislerin ve araştırmacıların ilgisini uzun yıllar çekmemiştir. PID kontrolörleri oldukça basit yapılarına rağmen endüstriyel birçok alanda başarı sağladığından günümüzde de maliyet/kâr oranı açısından en uygun çözüm olarak görülmektedir (Visioli, 2000). Bu sebepten 2-SD kontrol yapılarındaki C(s) kontrolörü olarak PID kontrolörü sıkça kullanılır. Referans değer takibi ve iyi bir yük bozucusu bastırma performansının birlikte istendiği durumlarda PID kontrolörünün yapısında küçük bir değişiklik yapılır ve öyle kullanılırlar. Bu amaçla PID kontrolörleri

$$u(t) = K_c \left((c_1 r - y) + \frac{1}{T_I} \int_0^t e(s) ds + T_D \frac{d}{dt} (c_2 r - y) \right) \quad (3.1)$$

şeklinde referans değer ağırlıklandırma tekniğiyle 2-SD yapıya dönüşürler (Hang ve diğ., 1991; Åström ve Hägglund, 1995; Araki ve Taguchi, H., 2003). Denklem (3.1)'de yer alan c_1 ve c_2 sabitleri ağırlıklandırma sabitleri olarak adlandır. Ağırlık sabitleri sayesinde referans değer şekillendirilir ve böylece sistem cevabının geçici hal davranışı değiştirilebilir. Ağırlık sabitlerinin 1 seçilmesi durumunda klasik PID yapısı oluşur 1-SD yapı elde edilir. Bu parametrelerin uygun şekilde belirlenmesine yönelik bir çok araştırma yapılmıştır (Åström ve Hägglund, 1985; Eitelberg, 1987; Hippe ve diğ., 1987; Mantz ve Tacconi, 1989, 1990; Hang ve Sin, 1991; Leva ve Colombo, 1999; Zhang, 2006). Değişken referans değer ağırlıklandırma yapısı ilk olarak Hang ve Cao (1996) tarafından önerilmiştir. Sonrasında ise Visioli (1999) bulanık mantığa dayalı referans değer ağırlıklandırma yöntemini sunmuştur. Bu yöntemin dezavantajı, aşımı azaltmak için kullanılan ağırlıklandırma çarpanlarının sistemin referans takip hızını yavaşlatmasıdır (Visioli, 2004).

Şekil 3.1b'de gösterilen klasik 2-SD kontrol yapısı da sıkça uygulama alanı bulmuştur. Visioli (2004) tarafından birinci mertebeden ölü zamanlı F(s) filtresi içeren ve ileri yol katkılı 2-SD yapı önerilmiştir. Åström ve Hägglund (1995) ileri yol kontrolörünün tasarımının zorluğundan bahsetmiştir. Ancak bir giriş bir çıkışlı sistemler için bu zorluk çift-kontrolör tasarımı yöntemi ile aşılmıştır (Tian ve Gao, 1998a, 1998b, 1999). Bir diğer çalışmada ise referans değer takibi performansının

iyileştirilmesi için doğrusal olmayan ileri yol tasarımı önerilmiştir (Wallen, 2000). Son dönemde ise Kaya ve diğ. (2005) tarafından PI-PD kontrolörünün parametrelerinin belirlenmesine yönelik bir yaklaşım ortaya konmuş ve burada PI-PD yapısına denk ön filtreli 2-SD PID yapısı tartışılmıştır.

Zhong ve Li (2002) Smith öngörücüsü ve $F(s)$ ön filtresi içeren yeni bir 2-SD kontrol yapısı önerilmiştir. Benzer şekilde, Normey-Rico ve Camacho (2002) tarafından Smith öngörücüsü yapısına dayanan ve ölü zamanlı kararlı veya integral yapısında olan sistemler için ön filtre $F(s)$ içeren 2-SD kontrol yapısı sunulmuştur. Kayan kipli kontrol tasarımına dayalı dayanıklı bir 2-SD kontrol yapısını Fujimoto (1995) önermiştir. Bir başka çalışmada ise katsayı diyagram yöntemine dayalı 2-SD yapı ise Hamamci (2005) tarafından önerilmiştir. 2-SD yapılar Huang ve diğ. (2006) tarafından çok giriş çok çıkışlı sistemlere genişletilmiştir.

Piazzzi ve Visioli (2006) Şekil 3.1b’de gösterilen 2-SD yapıda yer alan $F(s)$ referans ön filtresinin yerine bir yönetici işaret üretici önermişlerdir. Giriş-çıkış tersini alma olarak adlandırılan yöntem aracılığıyla sisteme uygulanması gereken referans işaretinin kapalı formunu elde etmişlerdir. Böylece sistemin geçici durum davranışını şekillendirmişlerdir.

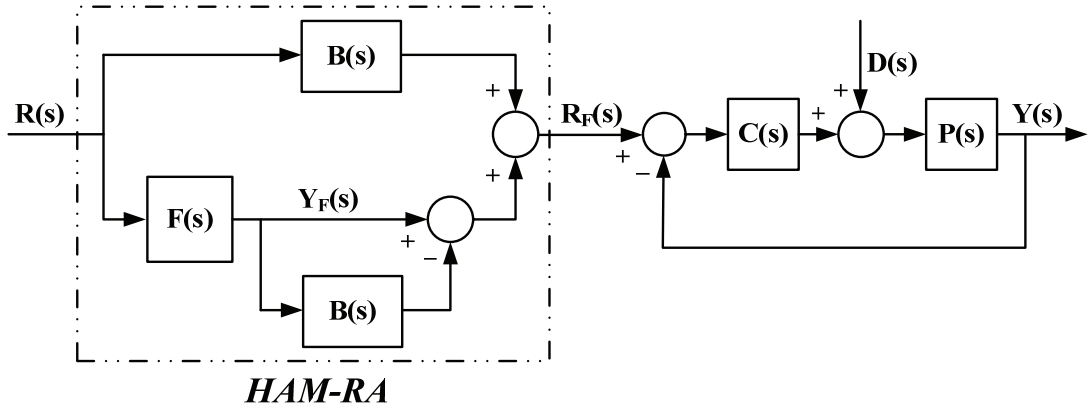
3.2 Harmanlama Mekanizmalı Referans Değer Ayarlayıcı (HAM-RA)

3.2.1 HAM-RA yapısı

1-SD ve 2-SD kontrol yapıları yukarıda belirtildiği gibi birçok uygulama alanı bulurken avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. Bu iki yapının avantajlarını bir araya getirecek tasarımı basit bir yöntem bu bölümde sunulmuştur. Yeşil ve diğ. (2008) tarafından önerilen HARmanlama Mekanizmalı Referans Ayarlayıcısına (HAM-RA) sahip çift serbestlik dereceli kontrol yapısı Şekil 3.2’de verilmiştir. HAM-RA çıkışı

$$R_F(s) = R(s)B(s) + Y_F(s)(1 - B(s)) \quad (3.2)$$

olarak elde edilir. Burada $R_F(s)$ HAM-RA çıkışı, $R(s)$ referans işareti, $Y_F(s)$ filtrelenmiş referans işaretidir. Harmanlama dinamiğini belirleyen $B(s)$ ise $R(s)$ ve $Y_F(s)$ arasındaki harmanlama oranını belirler.

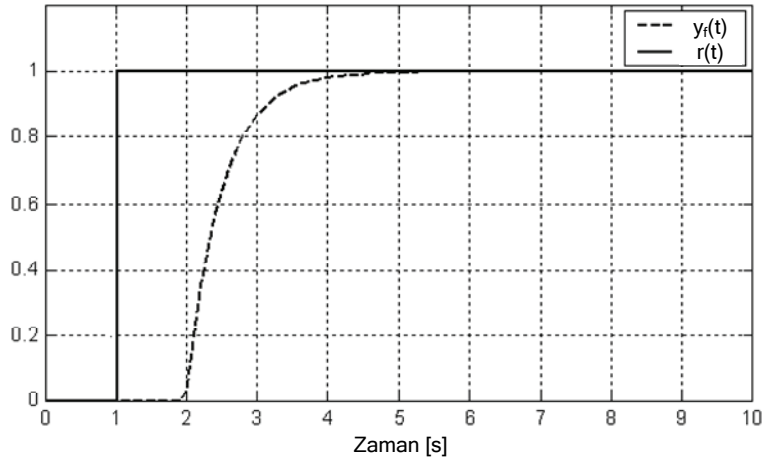


Şekil 3.2: Önerilen HAM-RA İçeren 2-SD Kontrol Yapısı

Şekil 3.2’de yer alan filtre transfer fonksiyonu $F(s)$ sistem çıkışının istenilen performansını belirlemektedir. Kapalı çevrim sistem çıkışının aşısız ve hızlı olması beklendiğinden $F(s)$ aşağıdaki gibi birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistem olarak seçilmiştir:

$$F(s) = \frac{1}{T_F s + 1} e^{-\theta s} \quad (3.3)$$

Burada T_F filtre zaman sabitini θ ise ölü zamanını göstermektedir. (3.3) denklemiyle verilen ifadedeki ölü zaman zorunlu olarak sistem modelindeki ölü zamana eşit seçilmiştir.



Şekil 3.3: Birim Basmak Referans İşareti ve BMÖZ Filtre Cevabı

Şekil 3.3’te birinci mertebeden ölü zamanlı bir filtreye birim basamak referans işareti $R(s)$ uygulandığında elde edilen sistem cevabı $Y_F(s)$ gösterilmiştir. Eğer $B(s)$ “sıfır” olarak alınırsa Şekil 3.2’de önerilen yapı Şekil 3.1b de gösterilen 2-SD yapıya dönüşür. Diğer yandan, $B(s)$ in “bir” alınması önerilen yapının Şekil 3.1a da

gösterilen 1-SD yapıya dönüşmesine yol açar. Açıktır ki önerilen HAM-RA yapısı ile $R(s)$ ve $Y(s)$ işaretleri uygun şekilde harmanlanarak $R_F(s)$ olarak adlandırılan yeni bir referans işaret üretilmektedir.

Önerilen HAM-RA yapısında sistem cevabı aşağıdaki denklem kullanılarak elde edilebilir:

$$Y(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} R_F(s) + \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} D(s) \quad (3.4)$$

Bozucular sıfır alındığında önerilen sisteme ait kapalı çevrim transfer fonksiyonu

$$\frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} [B(s) + F(s)(1 - B(s))] \quad (3.5)$$

şeklinde elde edilir. Burada

$$F(s) = \frac{Y_F(s)}{R(s)} \quad (3.6)$$

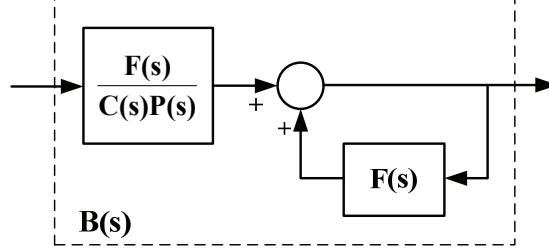
olarak tanımlanır.

$B(s)$ harmanlama dinamiğinin belirlenmesinde temel ve en büyük amaç sistem çıkışı $Y(s)$ in $R(s)$ referans işaretinin filtrelenmiş çıkışı olan $Y_F(s)$ e tam olarak eşlenebilmesidir. Bu amaçla, denklem (3.5) ile verilen $Y(s)$ ile $R(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu ile denklem (3.6) de verilen $Y_F(s)$ ile $R(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu birbirine eşlendiğinde aşağıdaki ifade elde edilir:

$$B(s) = \frac{F(s)}{C(s)P(s)(1 - F(s))} \quad (3.7)$$

$B(s)$ harmanlama dinamiği denklem (3.7) da verilen transfer fonksiyonuyla elde edilebilir ya da Şekil 3.4 te verilen pozitif geribeslemeli yapı ile oluşturulabilir (Yeşil ve diğ., 2006b). Ancak denklem (3.7) aracılığıyla $B(s)$ belirlenirken sistemin mükemmel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Sistem ve model asla birebir örtüşmeyeceğinden $B(s)$ tam olarak zaten belirlenemez. Bu yaklaşım yerine $B(s)$ 'i oluşturan elemanlarda bazı yaklaşıklıklarla oldukça basit ve uygun yapılar (örneğin basit bir katsayı ya da birinci mertebeden bir filtre) elde edilebilir. Ancak bu durumda $Y(s)$ ile $Y_F(s)$ in bire bir eşlenmesindeki amaçtan biraz sapılmış olunur. Bunun yanında, $B(s)$ 'in belirlenmesindeki farklı performans ölçütleri de ele

alınabilir. Örneğin, $B(s)$ yukarıdaki özetlenen yaklaşıklıkla elde edilen değeri bir başlangıç dinamiği olarak alınarak harmanlama fikrine çevrimiçi olarak bir akıl katılabilir. Bu şekilde HAM-RA yapısındaki $B(s)$ ifadesi sürekli olarak değiştirilerek $R(s)$ referans değerinin $Y_F(s)$ üzerindeki etkisi azaltılıp arttırılabilir. Böylelikle sistem cevabı istenildiği kadar hızlandırılıp yavaşlatılabilir.



Şekil 3.4: Harmanlama Dinamiği $B(s)$ 'in Pozitif Geribeslemeyle Gerçeklenmesi

3.2.2 Referans ayarlayıcıdaki harmanlama dinamiğinin içsel model kontrol yapısına dayalı tasarımı

Endüstriyel süreçlerin çoğu birinci veya ikinci mertebeden ölü zamanlı sistem olarak modellenebilir. Bu sebepten, Şekil 3.2'de önerilen HAM-RA yapısındaki $\tilde{P}(s)$ sistem modeli denklem (2.67) de gösterildiği gibi

$$\tilde{P}(s) = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts + 1}$$

olarak alınmıştır. Birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) bu sistemde K statik kazanç, T zaman sabiti, L ise ölü zamanı ifade etmektedir. BMÖZ model elde etmek için birçok yöntem geliştirilmiş ve bu yöntemler aracılığıyla birçok kontrolör tasarım yöntemi önerilmiştir (Zeigler ve Nichols, 1942; Cohen ve Coon, 1953; Skogestad, 2003; Gorez, 2003).

Önerilen HAM-RA yönteminde yer alan birincil kontrolör $C(s)$ denklem (2.55) ile verilen aşağıdaki PID kontrolörü yapısındadır:

$$C(s) = K_C \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right)$$

PID kontrolörüne ait sırasıyla K_C kontrolör kazancı, T_I integral sabiti, T_D türev zaman sabiti Şekil 2.1'de gösterilen İMK tasarım yöntemine dayalı olarak belirlenmektedir. 2. bölümde aktarıldığı üzere kontrolör tasarımı basit iki adımdan oluşur. Tasarımda ilk önemli seçim sistem modelinde kararlı, minimum fazlı ve

öngörü içermeyen $\tilde{P}_-(s)$ in seçimidir. İkinci önemli adım ise İMK filtresi $F_{IMC}(s)$ 'in seçimidir. Özellikle $F_{IMC}(s)$ filtre zaman sabitinin seçimi sistem performansını doğrudan etkilemektedir. Bir kez $Q(s)$ İMK kontrolörü (2.20) denkleminde gösterildiği gibi tasarlandıktan sonra kolaylıkla klasik geribeslemeli kontrol yapısındaki $C(s)$ kontrolörü (2.1) denklemi ile elde edilir. Bu aşamalar sonrasında BMÖZ bir sistem modeli için elde edilecek PI ve PID kontrolör parametreleri Tablo 2.1'de verilmiştir.

Tablo 2.1'de gösterildiği gibi $\tilde{P}(s)$ sistem modelindeki ölü zaman birinci dereceden Taylor açılımı yaklaşımıyla ifade edilirse $C(s)$ kontrolörü PI tipinde olur ve kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$K_c = \frac{T}{K(L + \lambda)}; \quad T_I = T$$

Böylece elde edilen $C(s)$ kontrolörüne ait transfer fonksiyonu

$$C_{PI}(s) = \frac{T}{K(L + \lambda)} \left(1 + \frac{1}{T_I s} \right) \quad (3.8)$$

şeklinde olur.

Öte yandan sistem modelindeki ölü zaman birinci mertebeden Padé yaklaşımıyla ifade edildiğine $C(s)$ kontrolörü PID tipinde olur ve kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$K_c = \frac{2T + L}{K(L + 2\lambda)}; \quad T_I = T + \frac{L}{2}; \quad T_D = \frac{LT}{2T + L}$$

PI kontrolöründe olduğu gibi elde edilen kontrolör parametreleri yerine konduğunda aşağıdaki transfer fonksiyonu elde edilir:

$$C_{PID}(s) = \frac{2T + L}{K(L + 2\lambda)} \left(1 + \frac{1}{\left(T + \frac{L}{2} \right) s} + \frac{LT}{2T + L} s \right) \quad (3.9)$$

Denklem (3.8) ve (3.9) de görüldüğü gibi PI ve PID kontrolörlerinin tasarımında tek bir parametre λ tasarımcıya bırakılmıştır. Bu parametrenin tasarımında ise kolaylık

sağlaması amacıyla bölüm 2’de bahsedildiği gibi maksimum duyarlılık ölçüsü (M_S) önerilmiştir. (2.82) denklemiyle

$$M_S = \max_{0 \leq \omega < \infty} \left| \frac{1}{1 + P(j\omega)C(j\omega)} \right| = \max_{0 \leq \omega < \infty} |S(j\omega)|$$

şeklinde ifade edilen maksimum duyarlılık ölçüsü için önerilen aralık [1.3, 2] dir. HAM-RA yapısında yer alan $C(s)$ kontrolörünün temel amacı bozucuları hızlıca bastırmaktır. Bu amaçla M_S değeri mümkün oldukça büyük seçilmelidir. Önerilen aralık göz önüne alındığında HAM-RA tasarımında M_S olası en büyük değeri olan 2 seçilmiştir.

Şekil 3.2 ‘de önerilen HAM-RA yapısındaki (3.3) denklemiyle verilen $F(s)$ filtresi kapalı çevrimli sistemin istenilen davranışını ifade eder. Sistemde yer alan ölü zaman sürecin kendi yapısından kaynaklandığından herhangi bir şekilde yok edilmesi mümkün değildir. Bu sebeple $F(s)$ filtresinde yer alan ölü zamanda $\tilde{P}(s)$ sistem modeline eşit seçilmektedir.

$C(s)$ kontrolörü denklem (3.8)’de gösterildiği gibi PI kontrolörü seçilir ve (3.7) denkleminde yerine konulursa $B(s)$ harmanlama dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir:

$$B(s) = \frac{(L + \lambda)s}{T_F s + 1 - e^{-Ls}} \quad (3.10)$$

(3.10) denkleminde yer alan e^{-Ls} ölü zaman ifadesine birinci mertebeden Taylor yaklaşımı yapılırsa $B(s)$ için oldukça basit bir ifade olan

$$B(s) = b = \frac{L + \lambda}{L + T_F} \quad (3.11)$$

şeklindeki sabit “b” değeri elde edilir. Bu yaklaşıklık kullanıldığında $Y(s)$ ile $Y_F(s)$ arasındaki tam eşleme hedefinden biraz uzaklaşmış olunur. Ancak bu ölü zaman üzerinde yapılan bu yaklaşıklıkla elde edilen (3.11) denkleminde de görüleceği gibi “b” harmanlama sabiti yalnızca tasarımcıya bırakılan λ parametresine bağlı bir sabit olarak elde edilir. Yukarıda da açıklandığı gibi M_S değerinin 2 ye eşit seçilmesi yöntemi ile de tasarımcıya ek yük bırakılmamış olunur.

Diğer yandan $C(s)$ kontrolörü denklem (3.9)’de gösterildiği gibi PID kontrolörü seçilir ve (3.7) denkleminde yerine konulursa $B(s)$ harmanlama dinamiği aşağıdaki gibi elde edilir:

$$B(s) = \frac{(L + 2\lambda)s}{\left(\frac{L}{2}s + 1\right)(T_F s + 1 - e^{-Ls})} \quad (3.12)$$

Yukarıda bahsedildiği gibi (3.12) denkleminde yer alan e^{-Ls} ölü zaman ifadesine yine birinci mertebeden Taylor yaklaşımı yapılırsa $B(s)$ için

$$B(s) = \frac{\left(\frac{L + 2\lambda}{2(L + T_F)}\right)}{\frac{L}{2}s + 1} \quad (3.13)$$

şeklindeki birinci mertebeden bir ifade elde edilir. (3.13) denkleminde de görüleceği gibi bu basit filtrenin zaman sabiti modeldeki ölü zamanın yarısı ve filtre kazancı ise tasarım parametrelerinden λ ve T_F ile model ölü zamanına bağlıdır. Önerilen HAM-RA yapısındaki $C(s)$ kontrolörünün PI veya PID seçilmesine bağlı olarak tasarımda karşılaşılan tüm parametrelerin ifadesi Tablo 3.1’de özetlenmiştir.

Tablo 3.1: HAM-RA ve $C(s)$ Kontrolörü Parametreleri

	PI	PID
K_C	$\frac{T}{K(L + \lambda)}$	$\frac{2T + L}{K(L + 2\lambda)}$
T_I	T	$T + \frac{L}{2}$
T_D	---	$\frac{LT}{2T + L}$
B(s)	$\frac{L + \lambda}{L + T_F}$	$\frac{\left(\frac{L + 2\lambda}{2(L + T_F)}\right)}{\frac{L}{2}s + 1}$

3.2.3 HAM-RA yapısına ait benzetim örnekleri

Bu bölümde HAM-RA yapısı tanıtılmış ve öncelikle harmanlama dinamiği $B(s)$ ’in analitik bir yöntemle $C(s)$ kontrolörünün PI veya PID olarak tasarımına bağlı olarak nasıl elde edilebileceği aktarılmıştır. Bu tasarım yönteminde tasarımcıya belirlemesi gereken iki parametre λ ve T_F bırakılmıştır. $C(s)$ kontrolörünün tasarımında kullanılan λ İMK filtre sabitinin belirlenmesi için Bölüm 2’de aktarılan maksimum

duyarlılık fonksiyonunun (M_s) makul olan en büyük değeri olan 2 seçilmesi önerilmiştir. Benzetim örneklerinde de bu yaklaşım kullanılacaktır. Böylece bozucuların bastırılması $C(s)$ kontrolörü tarafından hızlı olacaktır. Benzetimlerde diğer tasarım parametresi olan T_F ise sistem modelinde elde edilen ölü zamana eşit seçilmesi önerilmiştir.

Önerilen HAM-RA yapısının 1-SD ve 2-SD yapılarla adil bir şekilde karşılaştırılabilmesi amacıyla klasik geçici hal ölçütlerinden elde edilen üç performans ölçütü (yükselme zamanı (T_r), yerleşme zamanı (T_s), maksimum yüzde aşım (M_p)) ile aşağıda verilen ek iki ölçüt kullanılmıştır:

$$i. \quad ITAE = \int_0^{\infty} t |r(t) - y(t)| dt \quad (3.14)$$

şeklinde tanımlanan mutlak hatanın zamanla çarpımının integrali (ITAE) ölçütü,

$$ii. \quad TV = \sum_{i=1}^{\infty} |u_{i+1} - u_i| \quad (3.15)$$

şeklinde tanımlanan kontrol işaretinin toplam değişimi (TV) (Skogestad, 2003).

Bu kısımda üç benzetim örneği verilecektir ve bu benzetimlerde kullanılacak sistemler aşağıdaki verilmiştir:

1. Birinci mertebeden ölü zamanlı sistem:

$$P_1(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.5s} \quad (3.16)$$

2. Birinci mertebeden ölü zamanı baskın sistem:

$$P_2(s) = \frac{1}{s+1} e^{-5s} \quad (3.17)$$

3. Yüksek mertebeden ölü zamanlı sistem:

$$P_3(s) = \frac{1}{(s+1)^8} e^{-5s} \quad (3.18)$$

Benzetimlerde sistemlere öncelikle birim basamak işareti uygulanmış ve farklı kontrol yapılarının geçici hal davranışları karşılaştırılmıştır. Sonrasında ise sistemlere yalnızca birim basamak yük bozucusu uygulanmış ve kontrol yapıların sadece yük bozucusunu bastırma başarımları açısından karşılaştırılmıştır.

Benzetim Örneği 1:

İlk örnek olarak birçok araştırmada örnek sistem olarak ele alınan (3.16) denklemi ile verilen BMÖZ kullanılmıştır (Visioli, 2004; Zhong ve Li, 2002; Hamamci, 2005). Burada sistem kazancı ve zaman sabiti 1, ölü zaman ise 0.5 'tir. İlk önce bu sistem için M_s değerini 2 yapacak λ değerleri PI ve PID tipi C(s) kontrolörü için bulunmuştur. Elde edilen değerler ve Tablo 3.1 kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. HAM-RA filtre sabiti T_F ise sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 0.5 alınarak PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla harmanlama sabiti "b" ve harmanlama dinamiği B(s) belirlenmiştir. Elde edilen değerler ise Tablo 3.2'de verilmiştir.

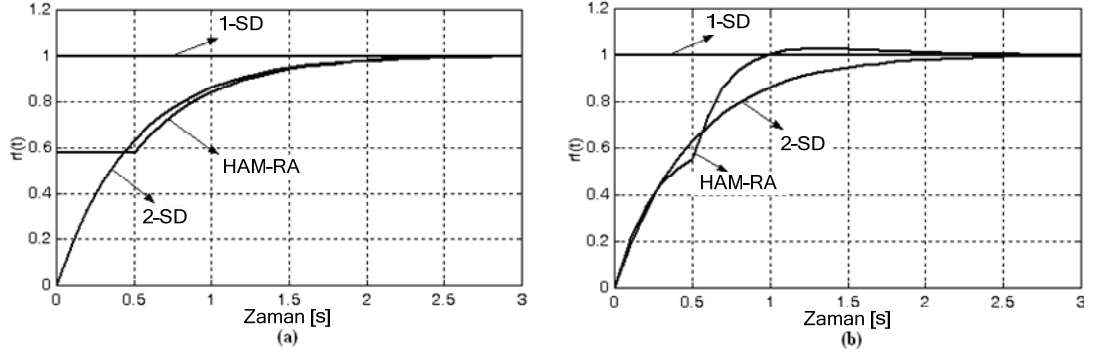
Tablo 3.2: Birinci Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri

	PI ($\lambda=0.21$)	PID ($\lambda=0.395$)
K_C	1.4085	1.938
T_I	1	1.25
T_D	---	0.2
B(s)	0.578	$\frac{0.64}{0.25s + 1}$

1-SD ve 2-SD yapılar ile önerilen HAM-RA yapısına ait referans işaretler PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla Şekil 3.5a ile Şekil 3.5b 'de verilmiştir. Sistem çıkışları, kontrol işaretleri ve bozuculara karşı sistem cevapları PI ve PID kontrolörleri için Şekil 3.6'da gösterilmiştir.

C(s) kontrolörü PI tipinde seçilerek oluşturulan HAM-RA yapısına ait referans işaret incelendiğinde bu işaretin iki bölümden oluştuğu görülür. İlk aşamada ölü zaman boyunca oluşturulan referans ayarlayıcı çıkışı $R_F(s)$ işareti sabit bir değerdir. Sonrasında ise HAM-RA filtresi F(s) çıkışının bu sabit değere eklenmesiyle oluşturulan $R_F(s)$ birinci dereceden filtre çıkışına benzemektedir. Diğer yandan C(s) kontrolörü PID tipinde seçildiğinde ise $R_F(s)$ işareti ölü zaman boyunca birinci

mertebeden çıkışa benzerken ölü zaman sonrasında bu işarete $F(s)$ çıkışı eklenerek $R_F(s)$ işareti oluşturulduğu Şekil 3.5'te görülmektedir.

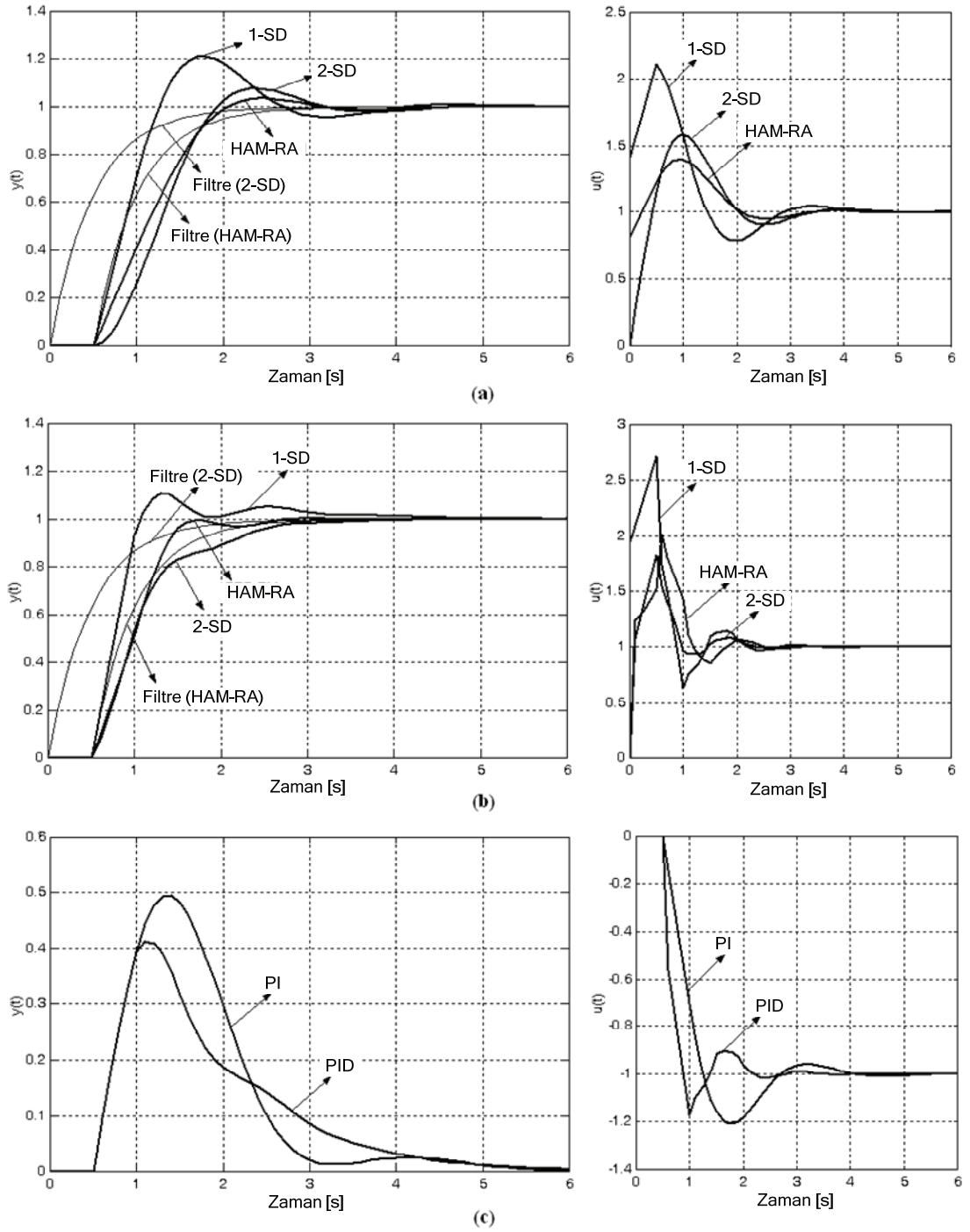


Şekil 3.5: Birinci Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler:
(a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü

Yukarıda bahsedilen performans ölçütleri için kontrol yapılarının performansları değerlendirildiğinde Tablo 3.3'te verilen değerler elde edilmiştir. $C(s)$ kontrolörü PI tipinde tasarlandığında 2-SD yapı 1-SD yapıya göre beklenildiği gibi daha az bir aşım oluşturur. 2-SD yapı ile aşım %10'un altına indirilirken yerleşme zamanı artmıştır. Önerilen HAM-RA yapısı için ise aşım %4'ün altına inmiş ve yerleşme zamanı ise 1-SD yapıya göre %25 daha azdır. Önerilen HAM-RA yapısına ait IATE değeri 2-SD yapıdan daha küçüktür. Öte yandan, 1-SD yapının yükselme zamanı oldukça kısa olduğundan ITAE değeri önerilen yapıdan daha küçüktür. HAM-RA yapısında oluşturulan kontrol işareti diğer yapılara göre en yumuşak olanı olduğundan TV değeri de en küçüktür.

Benzer şekilde $C(s)$ kontrolörü PID tipinde tasarlandığında türev etkisi yüzünden 1-SD yapı PI tasarımına göre çok daha az aşım oluşturur. 2-SD yapı ve önerilen HAM-RA yapısı aşısız cevap verirler. Ek olarak HAM-RA ile oluşturulan kontrol yapısının yerleşme zamanı 1-SD yapıya göre %45 daha iyidir.

$C(s)$ kontrolörünün temel amacı bozucuları bastırmak olduğundan ve her kontrol yapısında aynı kontrolör parametresi kullanıldığından basamak yük bozucularına karşı sistem cevapları Şekil 3.6c'de gösterildiği gibi aynıdır.



Şekil 3.6: Birinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri

Tablo 3.3: Birinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması

$P_1(s)$		Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
PI	1-SD	0.59	2.47	21	0.1438	0.4842
	2-SD	0.94	2.74	7.7	0.5006	0.3592
	HAM-RA	1.1	1.86	3.5	0.4467	0.2471
PID	1-SD	0.43	2.65	11	0.016	0.7295
	2-SD	1.43	2.39	-	0.5848	0.4595
	HAM-RA	0.78	1.47	-	0.498	0.5439

Benzetim Örneği 2:

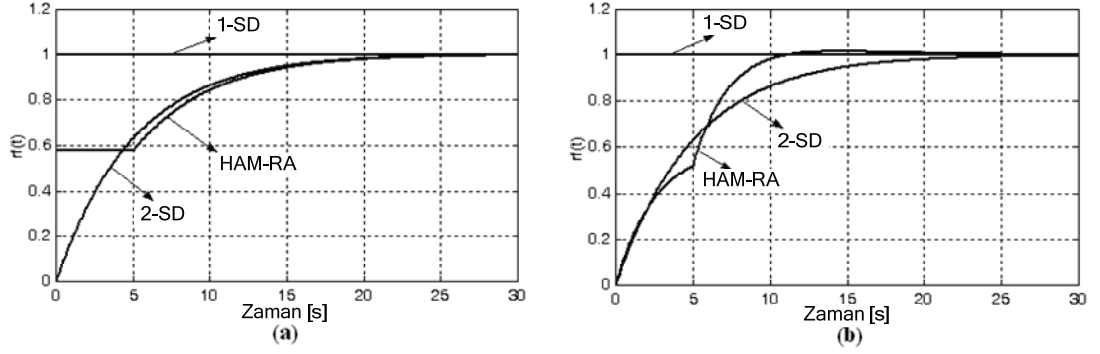
Bu örnekte birçok araştırmada örnek sistem olarak ele alınan (3.17) denklemi ile verilen birinci mertebeden ölü zamanı baskın sistem kullanılmıştır (Chen ve Seborg, 2002). Burada sistem kazancı ve zaman sabiti 1, ölü zaman ise zaman sabitinin beş katıdır. İlk önce bu sistem için M_s değerini 2 yapacak λ değerleri PI ve PID tipi $C(s)$ kontrolörü için bulunmuştur. Bir önceki örnekte olduğu gibi elde edilen değerler ve Tablo 3.1 kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. HAM-RA filtre sabiti T_F ise sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 5 alınarak PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla harmanlama sabiti “b” ve harmanlama dinamiği $B(s)$ belirlenmiştir. Elde edilen değerler ise Tablo 3.4’te verilmiştir.

1-SD ve 2-SD yapılar ile önerilen HAM-RA yapısına ait referans işaretler PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla Şekil 3.7a ile Şekil 3.7b ’de verilmiştir. Bu örnek için sistem çıkışları, kontrol işaretleri ve bozuculara karşı sistem cevapları PI ve PID kontrolörleri için Şekil 3.8’da gösterilmiştir.

Yukarıda bahsedilen performans ölçütleri için kontrol yapılarının performansları değerlendirildiğinde Tablo 3.5’te verilen değerler elde edilmiştir. Bu örnek için seçilen sistemin ölü zamanı sistem zaman sabitine göre oldukça büyüktür. Bu türden sistemler kontrol edilmesi zor sistemlerdir. Sistemin bu özelliklerine rağmen önerilen HAM-RA yapısının performansı örnek 1’deki performansına çok yakındır. PI tipindeki kontrolör için HAM-RA yapısı 1-SD yapıya göre aşımı %3.5’e indirirken yerleşme zamanını ise %25 iyileştirmiştir. Diğer yandan ise PID kontrolörü için aşım oluşmamaktadır ve yerleşme zamanı küçülmüştür.

Tablo 3.4: İkinci Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri

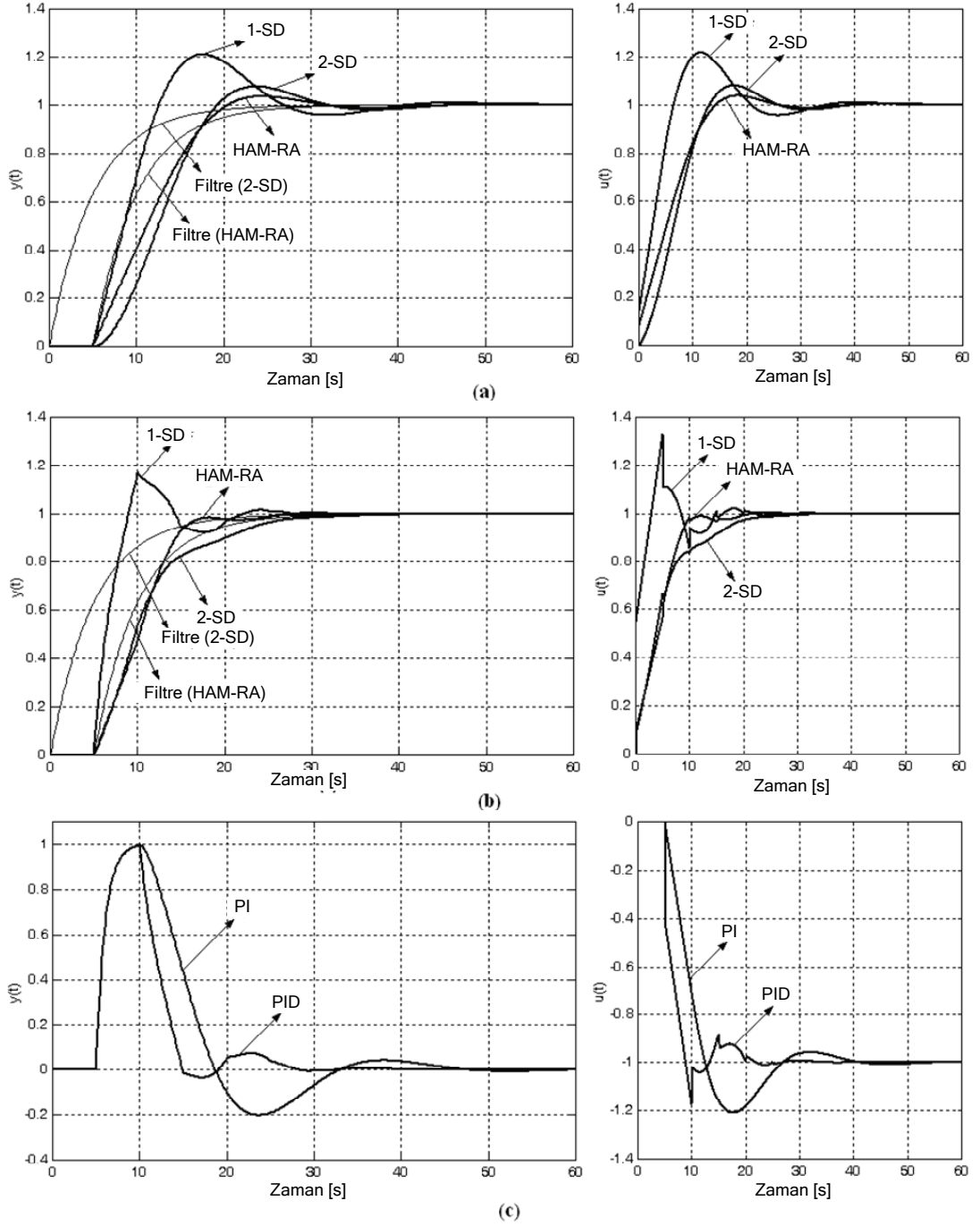
	PI ($\lambda=2.1$)	PID ($\lambda=3.9$)
K_C	0.1408	0.5469
T_I	1	3.5
T_D	---	0.7143
$B(s)$	0.577	$\frac{0.602}{2.5s+1}$

**Şekil 3.7:** İkinci Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler:

(a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü

Tablo 3.5: İkinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması

$P_2(s)$		Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
PI	1-SD	5.86	24.6	21	14.51	0.2243
	2-SD	9.32	27.3	7.7	50.09	0.1818
	HAM-RA	11.03	18.6	3.5	44.77	0.1618
PID	1-SD	3.2	19.5	16.9	22.45	0.2995
	2-SD	13.9	23.6	-	56.95	0.1568
	HAM-RA	8.4	15.5	-	50.44	0.1637



Şekil 3.8: İkinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri

Benzetim Örneği 3:

Üçüncü örnek olarak (3.18) denklemi ifade edilen yüksek mertebeden ölü zamanlı bir sistem ele alınmıştır (Visioli ve Piazzzi, 2003). İlk olarak bu sisteme ait model BMÖZ olarak transfer fonksiyonu aşağıda verildiği gibi elde edilmiştir.

$$\tilde{P}_3(s) = \frac{1}{3.04s + 1} e^{-9.97s} \quad (3.19)$$

Burada sistem kazancı 1, zaman sabiti 3.04, ölü zaman ise zaman sabitinden oldukça büyük olacak şekilde 9.97'dir. İlk adım olarak bu sistem için M_s değerini 2 yapacak λ değerleri PI ve PID tipi $C(s)$ kontrolörü için bulunmuştur.

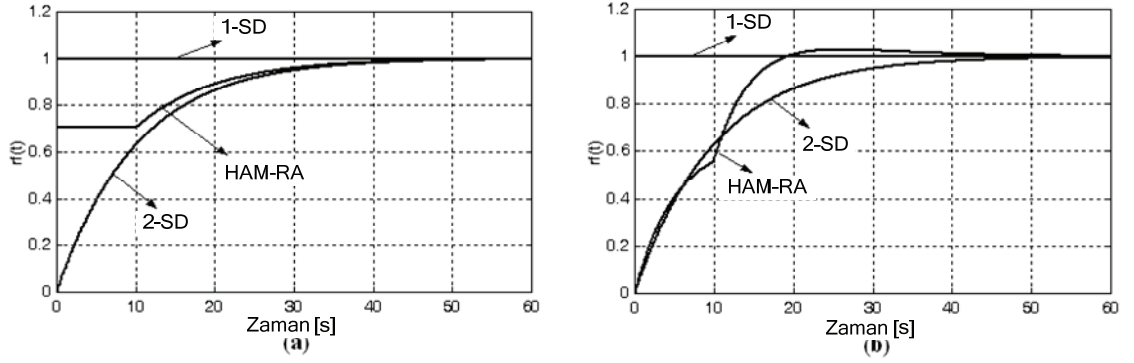
İlk iki örnekte olduğu gibi elde edilen değerler ve Tablo 3.1 kullanılarak kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. HAM-RA filtre sabiti T_F ise sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 9.97 alınarak PI ve PID kontrolörleri için sırasıyla harmanlama sabiti "b" ve harmanlama dinamiği $B(s)$ belirlenmiştir. Elde edilen değerler ise Tablo 3.6'da verilmiştir.

Tablo 3.6: Üçüncü Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri

	PI ($\lambda=4.1$)	PID ($\lambda=7.9$)
K_C	0.2161	0.6228
T_I	3.04	8.025
T_D	---	1.8884
B(s)	0.7056	$\frac{0.6464}{4.985s + 1}$

Yukarıda bahsedilen performans ölçütleri için kontrol yapılarının performansları değerlendirildiğinde Tablo 3.7'de verilen değerler elde edilmiştir. Şekil 3.9'da verilen referans işaretlerde önceki örnektekilerle benzer özelliklere sahiptir. (3.19) denklemi ile ifade edilen BMÖZ model, (3.18) denklemi ile verilen yüksek mertebeden ölü zamanlı gerçek sistemi tam olarak ifade etmesine rağmen Şekil 3.10 önerilen yöntemin üstün başarımını göstermektedir. PI tipindeki kontrolör için HAM-RA yapısı diğer yapılara göre en küçük aşımı oluşturmaktadır. Diğer yandan ise PID kontrolörü için aşım oluşmamaktadır ve yerleşme zamanı 1-SD ve 2-SD yapılara göre sırasıyla %28 ve %38 iyileştirme sağlamıştır. Şekil 3.10c'de görüldüğü

gibi PI ve PID kontrolörlerinin yük bozucularını bastırma performansı tatmin edicidir.



Şekil 3.9: Üçüncü Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler: (a) PI kontrolörü, (b) PID kontrolörü

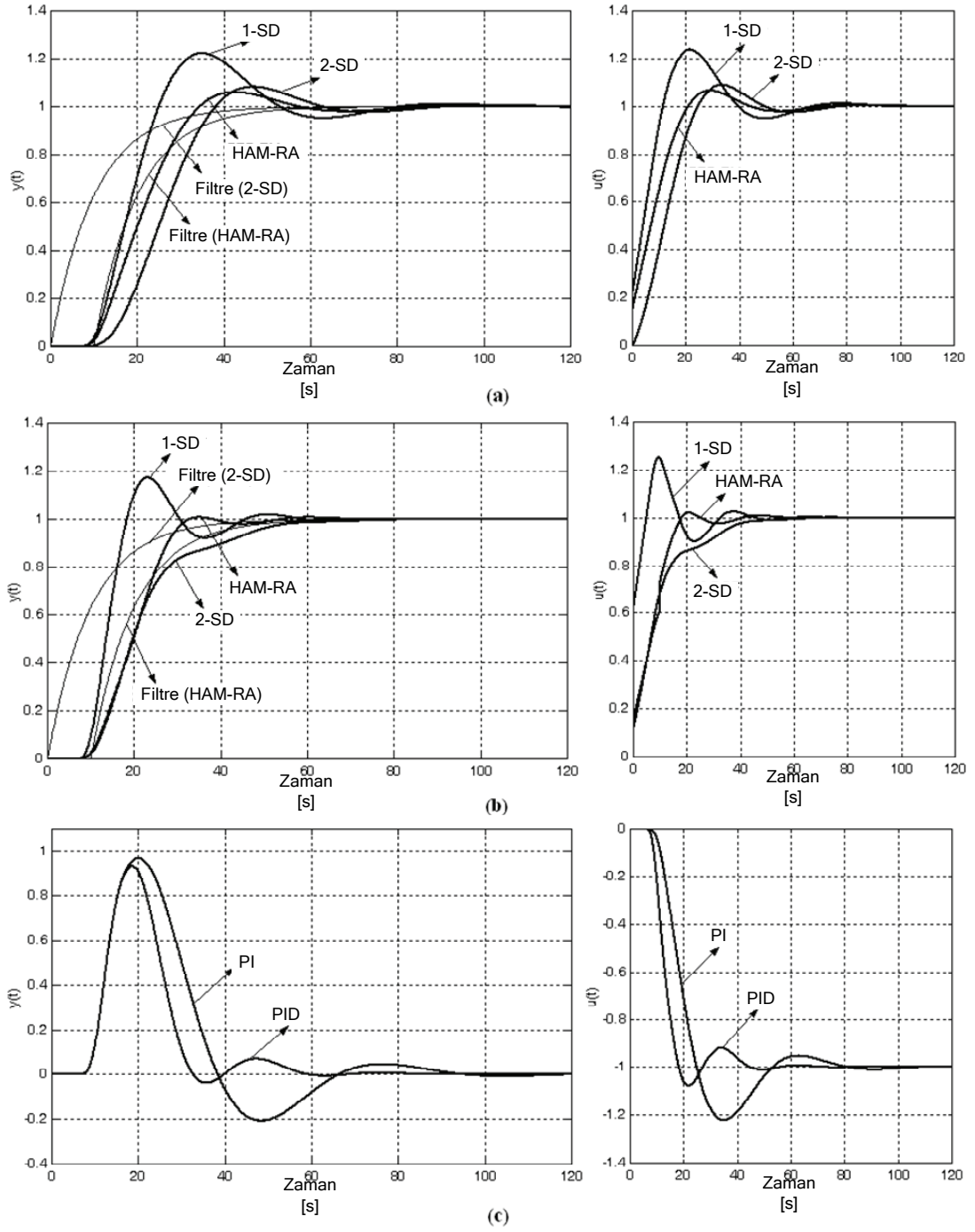
Tablo 3.7: Üçüncü Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması

$P_3(s)$		Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
PI	1-SD	11.5	48.9	22.2	56.23	0.2299
	2-SD	18.3	54.5	8.3	196.2	0.1862
	HAM-RA	17.6	46.9	6	139.2	0.17
PID	1-SD	7	40.8	17.3	86.75	0.2328
	2-SD	28	47.9	-	230.3	0.152
	HAM-RA	15.5	29.4	-	192.9	0.1669

3.3 Harmanlama Dinamiğinin Çevrimiçi Ayarlanması

3.3.1 Kural tabanlı ayar algoritması

Önceden de bahsedildiği gibi $B(s)$ dinamiği $R(s)$ referans işareti ile $Y_F(s)$ filtrelenmiş referans işaretini harmanlama oranını belirler. Bu harmanlama dinamiğinin belirlenmesi için yukarıda da belirtildiği gibi temel amaç olarak sistem çıkışı $Y(s)$ ile $Y_F(s)$ işaretinin birebir eşlenmesi seçilebilir. Bu sayede $C(s)$ kontrolörünün PI tipinde seçilmesiyle harmanlama dinamiği “b” sabitine, PID tipinde seçilmesiyle de birinci mertebeden bir filtreye dönüşür.



Şekil 3.10: Üçüncü Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) PI Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (b) PID Kontrolörü İçin Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri, (c) PI ve PID Kontrolörleri İçin Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları ve Kontrol İşaretleri

$B(s)$ harmanlama dinamiğinin belirlenmesinde tek amaç yukarıda belirtildiği $F(s)$ filtre çıkışının kapalı çevrim çıkışına birebir eşleme olarak seçilmeyebilir. Sistem performansından belirlenecek başka bir ölçüt de tasarımcı için hedef seçilebilir. Önce den de belirtildiği gibi $B(s)$ dinamiğinin sıfır veya bir seçilmesi önerilen HAM-RA yapısını sırasıyla 2-SD ve 1-SD yapıya dönüştürür. Böylece önerilen referans ayarlayıcı yapısına çevrimiçi çalışan bir akıl katılabilir ve 1-SD ile 2-SD yapıların avantajlı yanları bir araya getirilebilir. Bu amaçla birebir eşleme sonucu elde edilen sabit “b” harmanlama katsayısı sınır değerleri olarak belirlenen sıfır ile bir arasında çevrimiçi ayarlanabilir. Açıktır ki, “b” in “bir” değeri için sistem çıkışı hızlı bir şekilde referans değerine ulaşacak ve büyük bir ihtimalle de aşım yapacaktır. Oysaki “b” harmanlama sabiti “sıfır” değerini aldığı anda sistem cevabı yavaşlar ama aşım ortadan kalkar. Böylece “b” sabitinin ne zaman ve nasıl sıfır ile bir arasında değişimini sağlayacak farklı sistem performanslarına bağlı birçok algoritma geliştirmek mümkündür.

Tablo 3.8: HAM-RA Yapısı İçin Önerilen Kural Tabanlı Ayar Algoritması

Adım 1:	Denklem (3.11) ile verilen “b” harmanlama sabitini sistem cevabı referans değerinin %63’üne ulaşınca kadar sabit tut.
Adım 2:	“b” sabitini sistem ilk aşımı yapınca kadar “sıfır” değerine ata.
Adım 3:	Aşım sonrası “b” sabitini “bir” değerine ata.

Yukarıda açıklanan sebeplerden dolayı harmanlama dinamiğini çevrimiçi ayarlayan üç adımlı bir ayar algoritması Tablo 3.8’de verilmiştir (Yeşil ve diğ., 2007c). Bu algoritma ile $C(s)$ kontrolörünün PI tipinde seçilmesi durumunda elde edilen “b” sabiti için sistem cevabı hızlandırılmış ve aşım oldukça azaltılmıştır. Diğer yandan farklı amaçlar doğrultusunda benzer yaklaşımların oluşturulması ve benzer çevrimiçi ayar algoritmalarının geliştirilmesi mümkündür.

3.3.2 Çevrimiçi ayar mekanizmasına ait benzetim örneği

Önceki üç örnekte önerilen HAM-RA yapısının geçici halde 1-SD ve 2-SD yapılara olan üstünlüğü ortaya konmuştur. Önceden de belirtildiği gibi PI tipinde seçilen $C(s)$ kontrolörü için harmanlama sabiti “b” çevrimiçi olarak ayarlanabilir. Bu amaçla Tablo 3.8’de bir algoritma önerilmiştir. Bu örnekte

$$P_4(s) = \frac{1}{(s+1)^4} \quad (3.20)$$

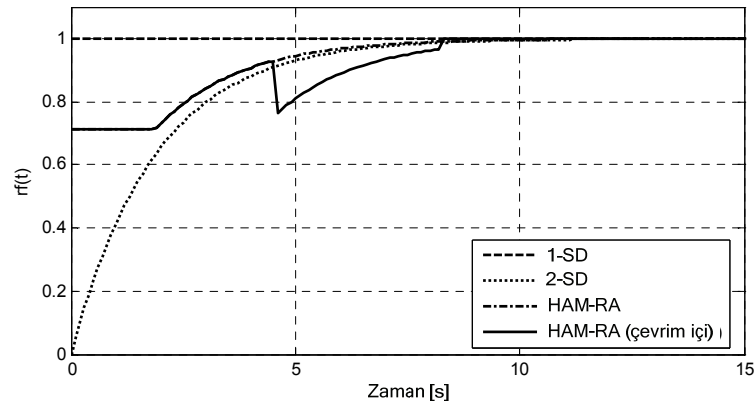
transfer fonksiyonuyla verilen dört adet katlı kutbu olan yüksek mertebeden bir sistem ele alınmış ve öncelikle bu sistem için BMÖZ sistem modeli aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\tilde{P}_4(s) = \frac{1}{2.12s+1} e^{-1.88s} \quad (3.21)$$

HAM-RA filtre sabiti T_F sistem ölü zamanına eşit olacak şekilde 1.88 alınarak, (3.21) denklemiyle elde edilen model parametreleri ve Tablo 3.1 yardımıyla elde edilen kontrol parametreleri Tablo 3.9'da verilmiştir.

Tablo 3.9: Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Tasarım Parametreleri

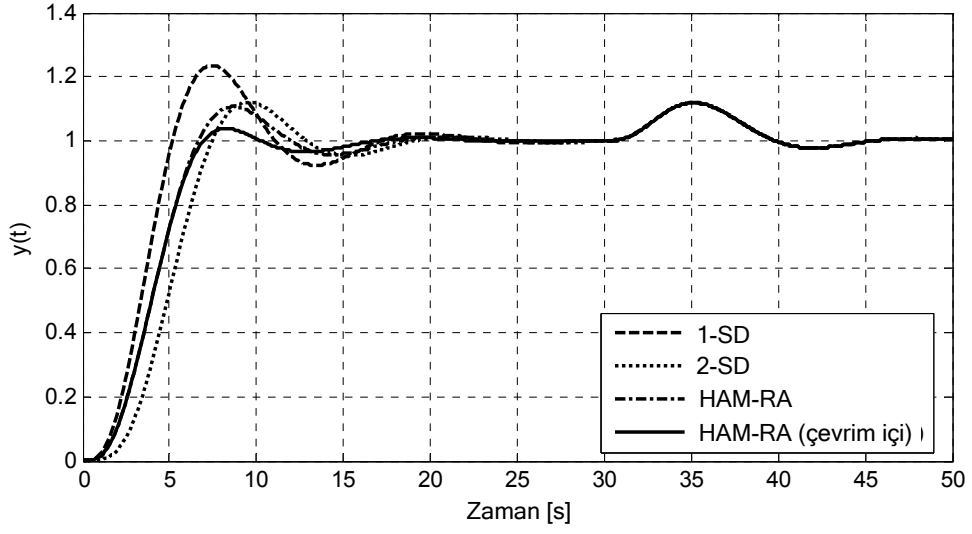
	PI ($\lambda=0.8$)
K_C	0.791
T_I	2.12
b	0.7128



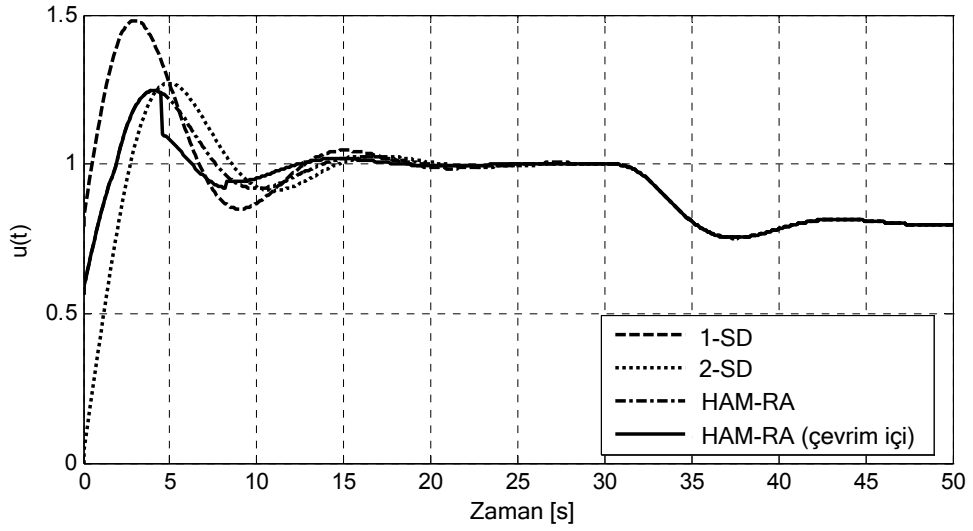
Şekil 3.11: Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Her Kontrol Yapısına Ait Referans Değerler

Belirlenen performans ölçütleri için kontrol yapılarının performansları değerlendirildiğinde Tablo 3.10'da verilen değerler elde edilmiştir. Şekil 3.11'de 1-SD, 2-SD, HAM-RA ve önerilen çevrimiçi ayarlamalı HAM-RA yapısı için

oluşturulan referans işaretleri verilmiştir. Şekil 3.12’da ise bu yapılar için sistem cevapları ve kontrol işaretleri gösterilmiştir.



(a)



(b)

Şekil 3.12: Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri

Şekil 3.11 dikkatlice incelendiğinde HAM-RA çıkışı olan referans işaret Tablo 3.8’de aktarıldığı gibi iki kez çevrimiçi olarak değiştirilmiş ve sistem cevabında oluşabilecek aşımaların üstesinden gelinmeye çalışılmıştır. Sonuç olarak ise aşım %5’in altına indirilmiş ve yerleşme zamanında da dikkati çekecek kadar iyileştirme sağlanmıştır. Şekil 3.12’de görüldüğü gibi çevrimiçi ayarlamalı referans ayarlayıcıya ait kontrol işareti oldukça yumuşaktır. Ayrıca önerilen HAM-RA yapısı ITAE değeri oldukça düşürmesine rağmen burada ele alınan çevrimiçi yöntemle ait ITAE değeri

diğer yapılarınkinden oldukça düşüktür. Bütün bu değerlendirmelerden anlaşılacağı gibi önerilen çevrimiçi ayarlamalı HAM-RA yapısı önerilen HAM-RA yapısının kontrol performansını daha da iyileştirmeyi başarmıştır.

Tablo 3.10: Çevrimiçi Ayar Mekanizması Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması

$P_4(s)$	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	3	15.2	23.5	44.55	0.2325
2-SD	4.02	11.8	12.2	46.57	0.2129
HAM-RA	3.95	10.7	10.6	41.31	0.1774
HAM-RA (Çevrimiçi)	4.01	6.4	3.9	37.87	0.1759

3.4 Harmanlama Dinamiğinin Bulanık Mantık Temelli Bir Mekanizma ile Ayarlanması

3.4.1 Bulanık ayar mekanizması (BAM)

Şekil 3.2’de önerilen HAM-RA yapısındaki $C(s)$ kontrolörü PI tipinde seçildiğinde elde edilen $B(s)$ harmanlama dinamiğinin “b” ile gösterilen bir sabite dönüştüğü önceki kısımlarda verilmiştir. Bu durumda (3.2) denklemini aşağıdaki gibi tekrar düzenlenebilir:

$$R_F(s) = R(s)b + Y_F(s)(1 - b) \quad (3.22)$$

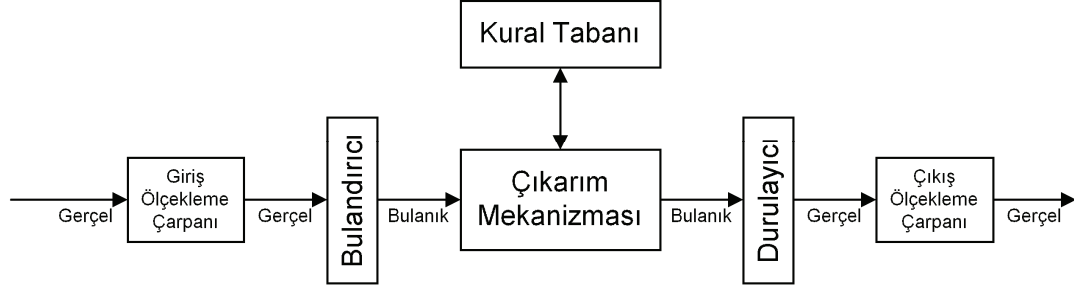
PI kontrolörünün tasarımcıya bırakılan tek parametresi olan İMK filtre sabiti λ maksimum duyarlık fonksiyonu (M_s) iki olacak şekilde ayarlanır. Böylelikle bozucuların hızlı şekilde bastırılması hedeflenir. Ancak bu durumda referans değer takibinde sistem cevabı da hızlanır. Sonuç olarak sistem cevabında istenmeyen aşımalar oluşabilir. Bu aşımları engellemek için 2-SD yapılar çözüm olarak önerilse de yerleşme zamanı oldukça azalır. Bir önceki bölümde aktarıldığı gibi HAM-RA

3.4.2 Kontrol uygulamalarında bulanık mantığın yeri

EĞER öncül önerme **O HALDE** sonuç önerme

Takagi ve Sugeno (1985) tarafından önerilen bir başka yapıda ise sonuç önermesindeki değişkenler için bir doğrusal fonksiyon vardır. Bu fonksiyon öncül önermedeki giriş değişkenleri cinsinden tanımlanmaktadır. Öte yandan sonuç önermesindeki fonksiyon bir sabit fonksiyon olarak diğer bir değişle tekil bir üyelik fonksiyonu ile tanımlanabilir. Böylece tekli bulanık kurallar oluşturulabilir.

Oluşturulan bulanık kural tabanından bir sonuç ifade çıkarmak amacıyla çıkarım mekanizması kullanılır. Çıkarım mekanizması olarak en çok max-min (Mamdani) ve max-çarpım yöntemi kullanılmaktadır.



Şekil 3.14: Bir Bulanık Sisteme Ait İç Yapı

Bir bulanık sisteme ilişkin blok şema Şekil 3.14’te verilmiştir. Kural tabanı ve çıkarım mekanizmasından oluşan temel bulanık sistem yapısı bulandırıcı ve durulayıcı adı verilen iki birim daha içerir. Bulandırıcı gerçel değerli sistem girişini bulanık kümelerle dönüştürürken, durulayıcı, tersine, çıkarım mekanizmasının ürettiği bulanık kümeleri gerçel değerli sistem çıkışına dönüştürür. Giriş ve çıkış ölçekleme çarpanları ise gerçek dünyadaki değer aralığı ile bulanık sistemin iç yapısında tanımlı olan aralık arasında dönüşümü yapar (Klir ve Yuan, 1995). Bir bulanık sistemin tasarım parametreleri iki grupta incelenebilir (Hu ve diğ., 1999; Güzelkaya ve diğ., 2003):

1. Yapısal parametreler,
2. Ayar parametreleri.

Temel olarak yapısal parametreleri bulanık çıkarım parametrelerinin giriş ve çıkış değişkenleri, bulanık dilsel kümeleri, üyelik fonksiyonlarını, bulanık kümeleri, çıkarım yöntemini ve durulama yöntemini içerir. Diğer yandan ayar parametreleri ise giriş ve çıkış ölçekleme çarpanlarını ve üyelik fonksiyonlarının parametrelerini içerir. Genellikle yapısal parametreler çevrimdışı olarak belirlenirken ayar parametreleri sistem belirsizliklerine ve yük bozucularına karşı sistem performansını arttırmak amacıyla çevrimiçi olarak belirlenir (Qiao ve Mizumoto, 1996; Woo, ve diğ., 2000; Genc ve diğ., 2006).

Bulanık mantık birçok mühendislik alanında başarılı birçok uygulama sahası bulmuştur (Malki ve diğ., 1997; Yeşil ve diğ., 2004a; Li ve diğ., 2005; Shayeghi ve diğ., 2007). Bu alanların başında kontrol mühendisliği ve süreç kontrol uygulamaları gelmektedir. Kontrol uygulamalarında bulanık mantık matematiksel olarak modellenmesi zor olan karmaşık ve doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde

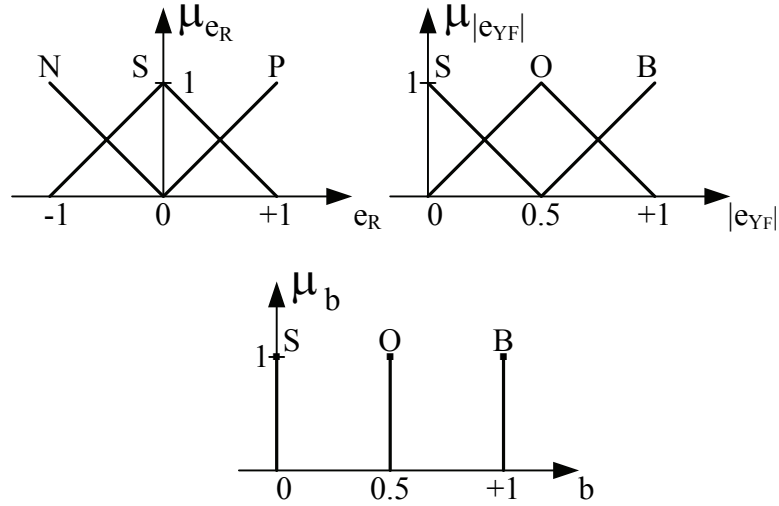
ve özellikle kontrolünde sıkça kullanılmaktadır (Yeşil, E., 2002). Son dönem içerisinde özellikle PID yapısında olan bulanık kontrolörlere ilgi artmıştır (He ve diğ., 1993; Yeşil, ve diğ., 2003; Güzelkaya ve diğ., 2003; Xu ve diğ., 1998; Yeşil ve diğ., 2004a; Yeşil ve diğ., 2004b; Xu ve diğ., 2000; Yeşil ve diğ., 2006; Danacı ve diğ., 2007; Erenoglu ve diğ., 2006; Karasakal ve diğ., 2004, 2005). Birçok uygulamada da bir uzmanın tecrübesi ile oluşturulmuş bulanık kurallar ile çevrimiçi bulanık ayar mekanizmaları tasarlanmıştır. Böylelikle referans değer takibinde, yük bozucularının bastırılmasında, sistem parametre değişikliklerinde kontrol performansı iyileştirebilmektedir. Bu türden bir bulanık ayar mekanizması Şekil 3.13'te HAM-RA yapısındaki harmanlama ayar sabiti “b” için kullanılmıştır.

3.4.3 Bulanık ayar mekanizmalı HAM-RA tasarımı

Şekil 3.13'te gösterildiği gibi harmanlama sabiti “b” nin çevrimiçi olarak bir bulanık ayar mekanizması (BAM) ile ayarlanması amaçlanmaktadır. Önerilen BAM yapısının iki girişi vardır: Bunlardan ilki olan e_R , gerçek referans değer $R(s)$ ile sistem çıkışı $Y(s)$ in farkı, ikincisi de $R(s)$ ile filtre çıkışı $Y_F(s)$ arasındaki farkın mutlak değeri olan $|e_{YF}|$ dir. BAM çıkışı ise harmanlama sabiti “b” nin yeni değeridir.

Bulanık mantık uygulamalarında ölçekleme çarpanlarının belirlenmesi önemli bir olgudur ve doğal olarak bu çarpanlar sistem performansını doğrudan etkiler. Bu çarpanların çevrimiçi veya çevrim dışı olarak belirlenmesine yönelik birçok çalışma yapılmıştır. Şekil 3.13'te önerilen BAM yapısının girişleri olan e_R ve $|e_{YF}|$ 'nin giriş uzayı sırasıyla $[-1, 1]$ ve $[0, 1]$ dir. BAM girişlerin bu aralıklara indirilmesi için yalnızca gerçek referans değer tersiyle çarpılması yeterlidir. BAM çıkışı olan “b” sabit harmanlama sabitinin tanım aralığı doğası gereği $[0, 1]$ dir ve çıkış için bir çarpana ihtiyaç yoktur. Görüldüğü gibi tasarım aşamasında özel bir ölçekleme çarpanı belirlemeye gerek olmaması önerilen yapının en önemli özelliklerinden biridir.

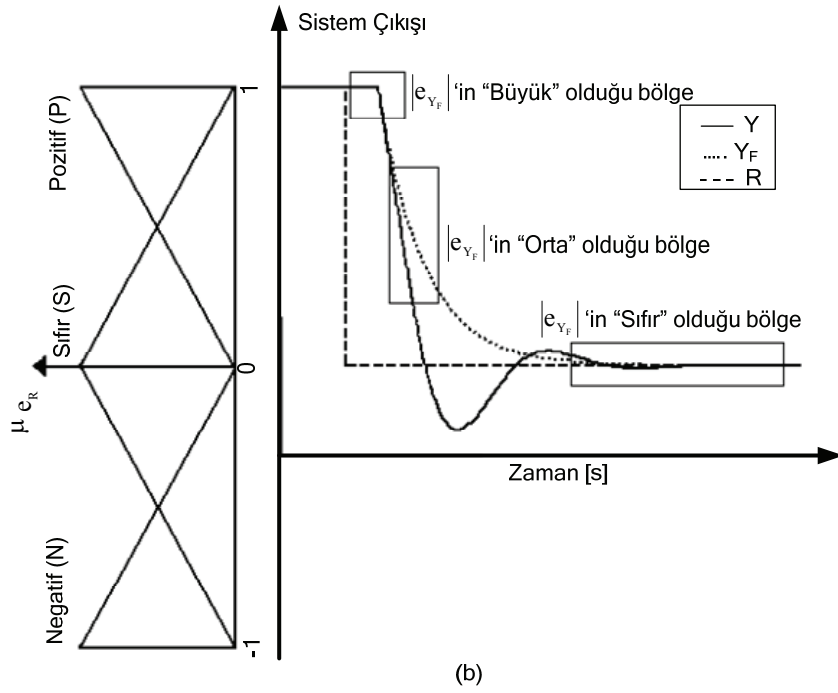
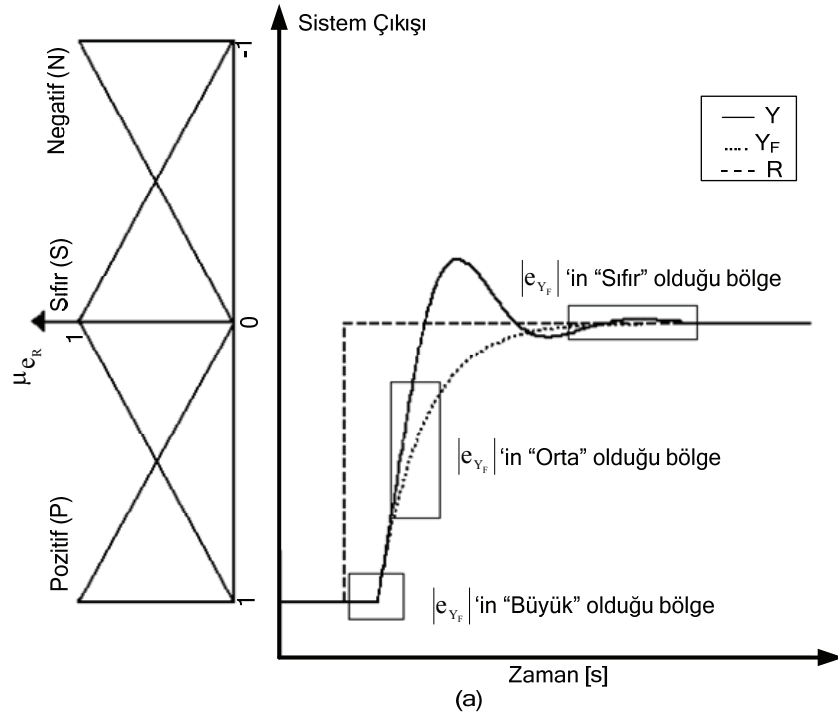
BAM girişlerinin her biri için düzgün dağılmış üç üçgen üyelik fonksiyonu, çıkış için ise üç tane tekli üyelik fonksiyonu kullanılmıştır. Tasarımda kullanılan bu üyelik fonksiyonları Şekil 3.15'da verilmiştir.



Şekil 3.15: Bulanık Üyelik Fonksiyonları (N: Negatif; S: Sıfır; P: Pozitif; O: Orta; B: Büyük)

Şekil 3.16’de referans değerin artırılması ve azaltılması durumunda olası sistem cevapları ele alınmıştır. Böylece Şekil 3.16 yardımıyla harmanlama sabiti “b” nin çevrimiçi ayarlanmasına yönelik temel kurallar aşağıdaki gibi elde edilebilir:

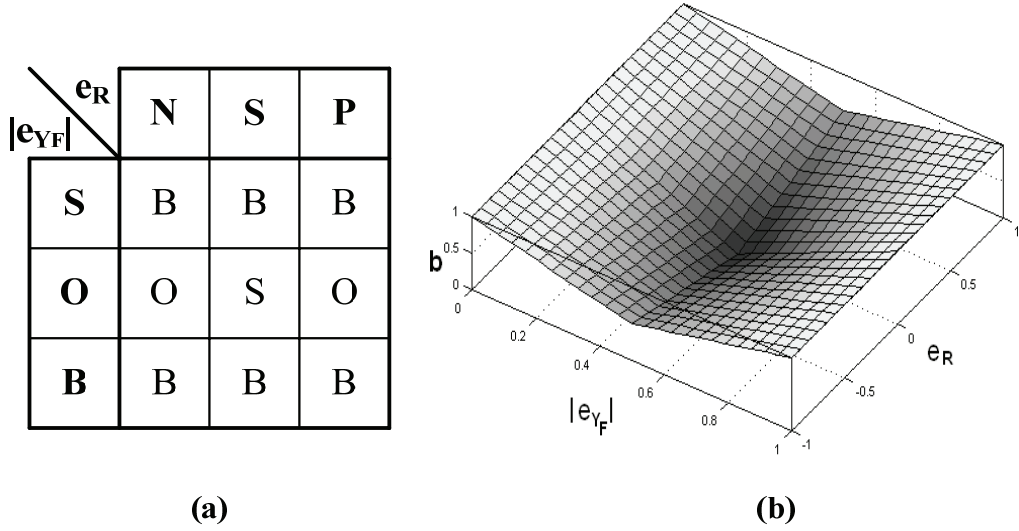
- e_R hata işareti “pozitif” (referans değeri arttırıldığında) veya “negatif” (referans değeri azaltıldığında) işaretli olduğunda ve sistem cevabı gerçek referans değerinden oldukça farklı olduğunda $|e_{YF}|$ değeri de “büyük” olacaktır. Bu durumda bulanık ayar mekanizması HAM-RA yapısını hızlı bir sistem cevabı için 1-SD bir yapı oluşturmaya zorlamalıdır. Böylece BAM çıkışı olan “b” harmanlama sabitini yaklaşık bire yakın bir değer olacak “büyük” bir değer oluşturmalıdır.
- Sistem çıkışı gerçek referans değerine ulaştığında BAM çıkışı olan “b” yine “büyük” bir değer vermeli ve kontrol yapısı 1-SD olmalıdır. Herhangi bir şekilde referans değeri değiştirildiğinde (i) de olduğu gibi sistem hızlı bir cevap vererek yeni referans değerine ulaşmaya çalışacaktır.
- Sistem cevabı gerçek referans değerine doğru ilerlediği geçici hal davranışında $|e_{YF}|$ işareti de “orta” şiddette bir değer alacaktır. Bu durumda BAM’dan aşağıdaki iki farklı davranış beklenir:



Şekil 3.16: Klasik Sistem Çıkışları: (a) Artan Referans Değer Değişikliği, (b) Azalan Referans Değer Değişikliği

- Y_F fitre çıkışı referans değerden uzak olduğunda $|e_{YF}|$ işareti “orta” ve sistem çıkışı referans değere ulaştığında e_R hata işareti de “sıfır” olacaktır. Bu durumda aşım sebep olmamak için sistem cevabını bastırmak amacıyla BAM çıkışı olan “b” harmanlama sabiti “sıfır” değerini almalıdır.
- Eğer e_R hata işareti de “sıfır” dan farklı bir değerde ise kontrol yapısının 1-SD ve 2-SD yapıların harmanlanmış bir biçiminde olması en iyi çözüm olacaktır. Böylece “b” sabiti “orta” seviyede bir değer almalıdır.

Bu temel kurallar ışığında oluşturulan kural tabanı Şekil 3.17a ’da verilmiştir. Ek olarak ise bulanık kural tabanına ait kontrol yüzeyi Şekil 3.17b ’de gösterilmiştir.



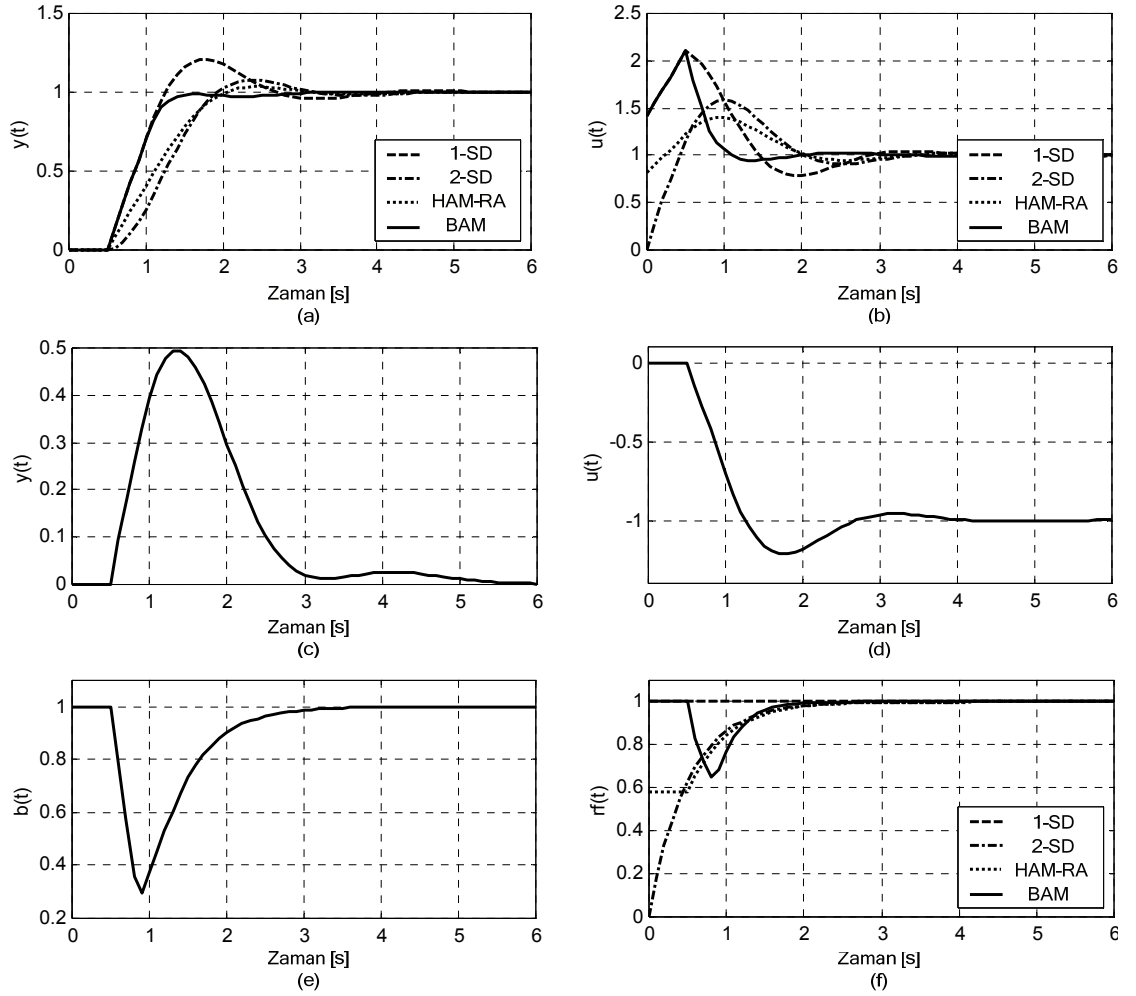
Şekil 3.17: (a) Bulanık Kural Tabanı, (b) Bulanık Kontrol Yüzeyi

3.4.4 Bulanık ayar mekanizmalı HAM-RA yapısına ait benzetim örnekleri

Benzetim Örneği 1:

İlk örnekte kullanılan ve (3.16) denklemi ile verilen BMÖZ sistem, Şekil 3.5’te gösterilen bulanık ayar mekanizmalı HAM-RA yapısının getirilerini göstermek amacıyla bu örnekte tekrar ele alınacaktır. Bu sistem için PI tipinde bir $C(s)$ kontrolörü tasarlandığında elde edilen parametreler Tablo 3.2’de verilmiştir.

Birim basamak referans işareti ve birim basamak yük bozucusu için sistem cevapları ile kontrol işaretleri Şekil 3.18’de verilmiştir. Ayrıca Şekil 3.18e’de harmanlama sabiti “b” nin zamanla değişimi gösterilirken Şekil 3.18f’de farklı yapılar için oluşturulan referans değerlerin değişimi verilmiştir.



Şekil 3.18: Birinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) Basamak Giriş İçin Sistem Çıkışları, (b) Basamak Giriş İçin Kontrol İşaretleri, (c) Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları, (d) Basamak Yük Bozucularına Karşı Kontrol İşaretleri, (e) Bulanık Ayar Mekanizması Çıkışı, (f) Kapalı Çevrim Sistemlere Uygulanan Referans İşaretler

Performans ölçütleri için kontrol yapılarının performansları değerlendirildiğinde Tablo 3.11’de verilen değerler elde edilmiştir. HAM-RA yapısı ile aşım oldukça indirilmesine rağmen bu yapıya önerilen BAM yapı eklendiğinde aşım ortadan kalkmıştır. HAM-RA yapısının eksikliği olan yükselme zamanının büyük olması, BAM ile ortadan kalkmış ve 1-SD yapının yükselme zamanına neredeyse eşit bir değer elde edilmiştir. Bununla beraber yerleşme zamanı diğer yapılardan oldukça küçüktür, hatta HAM-RA yapısına göre %25 iyileşme sağlanmıştır. BAM yapısına ait ITAE değeri de diğer yapılarınkinden oldukça küçüktür.

Şekil 3.18e’de BAM yapısındaki bulanık kuralların çıkışı olan harmanlama sabiti “b” nin değişimi verilmiştir. Ölü zaman boyunca harmanlama sabiti “b” en büyük değeri

olan bir değerini alır. Sonrasında hata değerlerine bağlı olarak “b” değeri değişim gösterir ve sürekli halde “b” tekrar bir değerini alır. Bu değişime bağlı olarak oluşturulan referans değerinin yapısı şekil 3.18f’de görülmektedir.

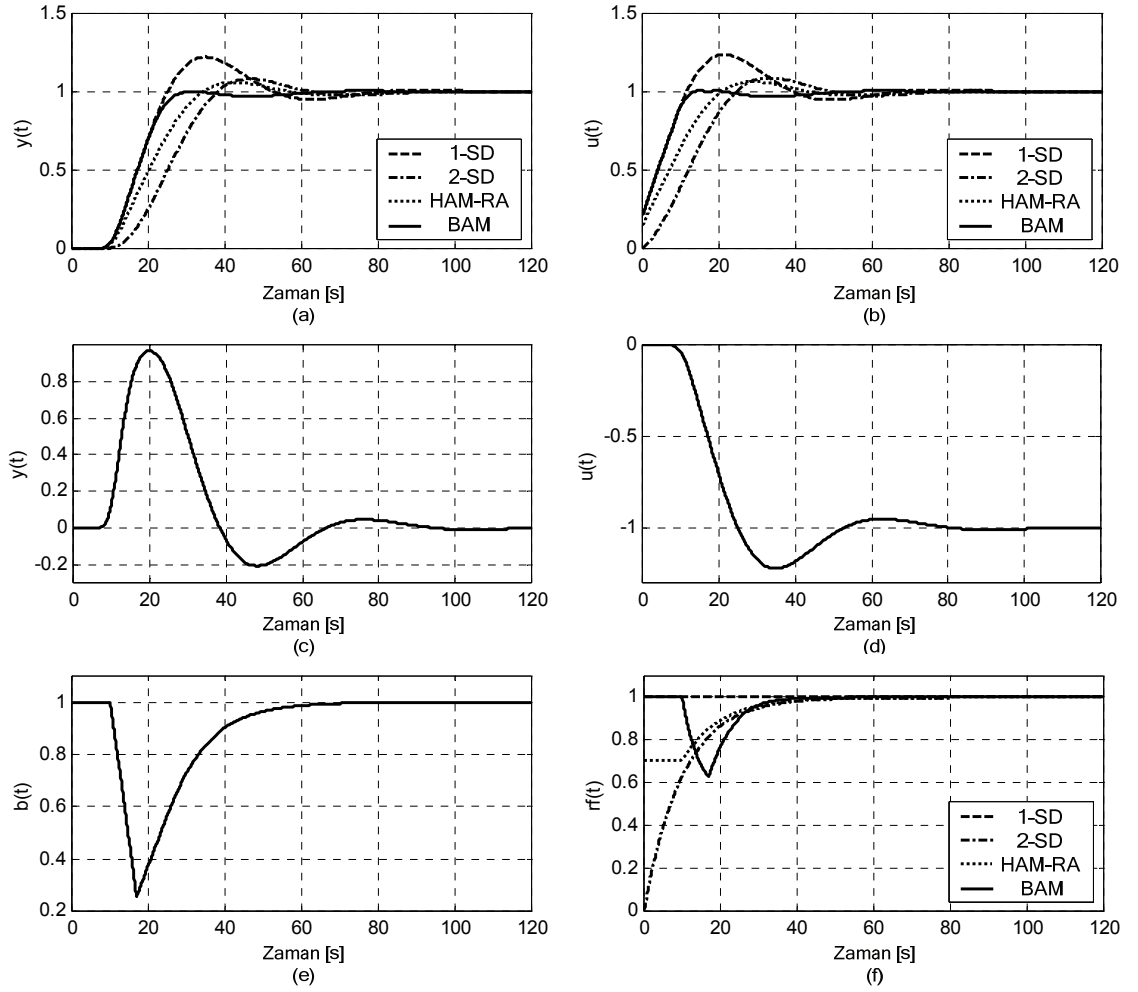
Tablo 3.11: Birinci Benzetim rneği için Performans Karşılaştırması

$P_I(s)$	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	0.59	2.47	21	0.883	0.48
2-SD	0.94	2.74	7.7	1.077	0.36
HAM-RA	1.1	1.86	3.5	0.855	0.25
BAM	0.63	1.32	---	0.495	0.42

Benzetim rneği 2:

(3.18) denklemi ile verilen sekizinci dereceden ölü zamanlı sistem şekil 3.13’te gösterilen BAM’lı HAM-RA yapısının getirilerini göstermek amacıyla yine bu örnekte tekrar ele alınmıştır. (3.19) denklem incelendiğinde ele alınan yüksek mertebeden ölü zamanlı sistem ile modeli arasında büyük bir fark olduğu görülmektedir. Bu modelleme hatasına rağmen nerilen BAM yapısının başarımını test etmek amacıyla bu örnek ele alınmıştır. PI tipinde bir $C(s)$ kontrolörü tasarlandığında elde edilen parametreler Tablo 3.6’da verilmiştir.

Birim basamak referans işareti ve birim basamak yk bozucusu için sistem cevapları ile kontrol işaretleri şekil 3.19’de verilmiştir. Ayrıca şekil 3.19e’de harmanlama sabiti “b” nin zamanla değişimi gösterilirken şekil 3.19f’de farklı yapılar için oluşturulan referans değerlerin değişimi verilmiştir.



Şekil 3.19: İkinci Benzetim Örneği İçin Elde Edilen Sonuçlar: (a) Basamak Giriş İçin Sistem Çıkışları, (b) Basamak Giriş İçin Kontrol İşaretleri, (c) Basamak Yük Bozucularına karşı Sistem Çıkışları, (d) Basamak Yük Bozucularına Karşı Kontrol İşaretleri, (e) Bulanık Ayar Mekanizması Çıkışı, (f) Kapalı Çevrim Sistemlere Uygulanan Referans İşaretler

Büyük bir modelleme hatasına ve modelin ölü zamanının baskın bir yapıya sahip olmasına rağmen önerilen BAM yapısının HAM-RA yapısına katkısı Tablo 3.12’de görülmektedir. Önceki örnekte olduğu gibi BAM yapısında yükselme zamanı 1-SD yapıya çok yakındır. Öte yandan hiç aşım yoktur ve yerleşme zamanı diğer yapılarla karşılaştırıldığında en küçük değere sahiptir. Ek olarak önerilen yapıya ait ITAE ve TV değerleri diğerlerinden çok daha iyidir. Harmanlama sabiti “b” nin değişimi ve referans ayarlayıcının çıkışı bir önceki örnek ile benzerlik göstermektedir.

Tablo 3.12: İkinci Benzetim Örneği İçin Performans Karşılaştırması

$P_3(s)$	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	11.5	48.9	22.2	364.5	0.23
2-SD	18.3	54.5	8.3	432.9	0.19
HAM-RA	17.6	46.9	6	299.9	0.17
BAM	12.3	25.5	---	197.9	0.16

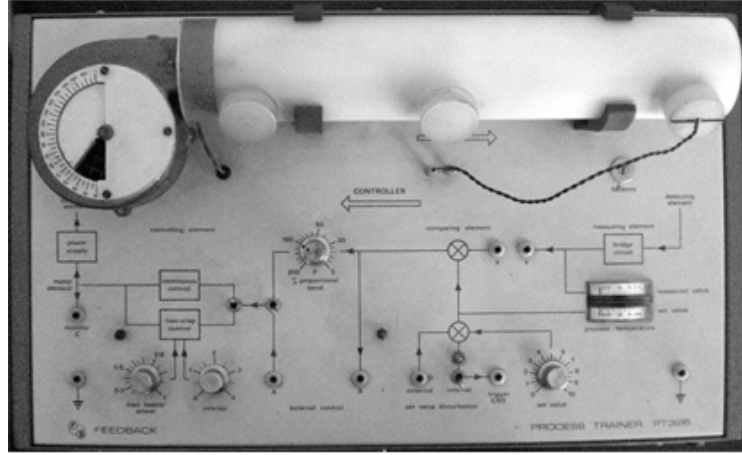
3.5 Deneysel Uygulama

Bu bölümde, önerilen HAM-RA yapısı ile çevrimiçi ayarlamalı HAM-RA yapılarının deneysel sonuçları sunulmaktadır. Uygulamada önerilen yapıların ve yöntemlerin klasik yapılara üstünlüğünü göstermek üzere Şekil 3.20 ‘da verilen ısı transfer sistemi olan süreç eğitim setiyle (Process Trainer, PT 326) süreç kontrol simülatörü (Process Control Simulator, PCS 327) kullanılmıştır.

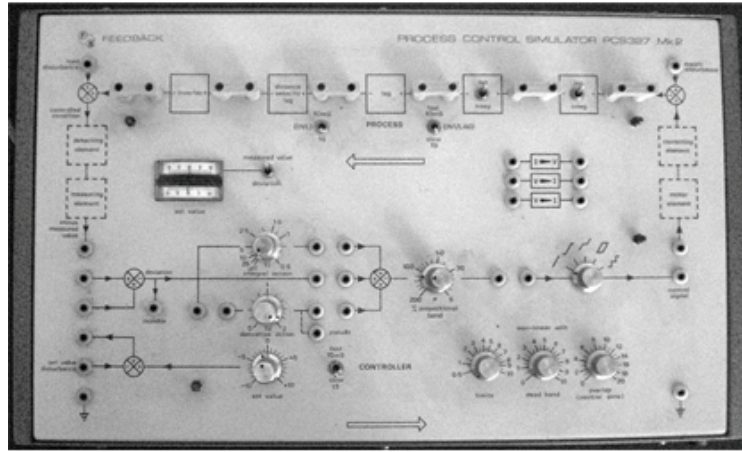
Şekil 20a’da gösterilen PT 326 ısı sistem aldığı havayı bir fan aracılığıyla uzun bir plastik boruya iletir. Bu arada borunun girişinde yer alan ızgara şeklindeki ısıtıcı ile hava ısıtılır. Bu davranışıyla seçilen sistemin karakteristik özellikleri endüstrideki birçok sistemle benzerlik gösterir. Uygulama örneği olarak seçilen PT 326 birçok araştırmacı tarafından önerdikleri yeni kontrol algoritmalarını ve yapılarını denemek amacıyla birçok kez kullanılmıştır (Ng ve Cook, 1998; Dias ve Dourado, 1999; Pereira ve diğ., 2000; Bandyopadhyay ve diğ., 2001; Matausek ve Kvascev, 2003; de la Pena ve diğ., 2005).

PT 326 sistemi için amaç boru içerisinden geçen havanın sıcaklığının kontrol edilmesi ve istenilen sıcaklıkta tutulmasıdır. Isıtıcı olarak kullanılan dirence uygulanan gerilim değiştirilerek sıcaklık kontrolü yapılır. Fan aracılığıyla boru içerisine iletilen hava dirençten açığa çıkan ısı enerjisi ile konveksiyon yolu ile ısıtılır. Boru içerisine iletilen hava miktarı fan üzerinde yer alan kapak açıklığının değiştirilmesiyle belirlenebilir. Isıtılan havanın sıcaklığı plastik tüp üzerinde belirlenen ve ısıtıcıdan 28, 140 ve 280 mm uzakta bulunan üç ayrı yuvaya yerleştirilebilecek olan algıcı tarafından ölçülür. Bu ölçüm noktasının yeri sistemdeki ölü zamanı belirler. Sistem girişi $u(t)$, ısıtıcı dirence uygulanan gerilimdir ve sistem

çıkışı $y(t)$ ise $[-10, 10]$ V gerilim aralığıyla ifade edilen çıkış hava sıcaklığıdır. Sisteme ait şematik yapı Şekil 3.21’de verilmiştir.

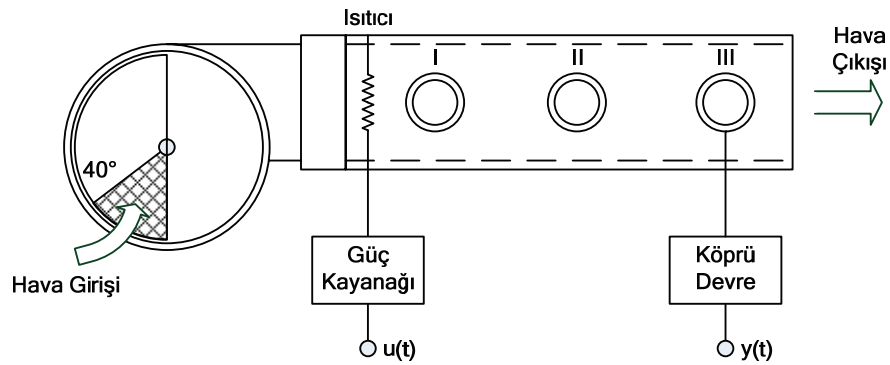


(a)



(b)

Şekil 3.20: Deneylerde Kullanılan Setler: (a) Process Trainer, PT 326; (b) Process Control Simulator, PCS 327.



Şekil 3.21: PT 326 Şematik Yapısı

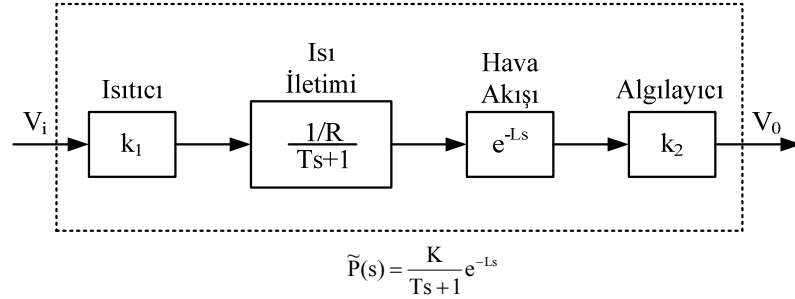
Isıl sistemin fiziksel yapısı enerjinin korunumuna dayanır. Plastik tüpün çerisindeki havanın düzenli olarak yayılıp ilerlediği kabul edilirse doğrusal enerji denklemleri aracılığıyla doğrusal bir sistem modeli elde edilebilir. Böylece ısıtıcı girişi olan gerilim ile algılayıcı çıkış gerilimi arasındaki transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilebilir:

$$\frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (3.23)$$

(3.23) denkleminde ifade edilen BMÖZ sistemin statik kazancı

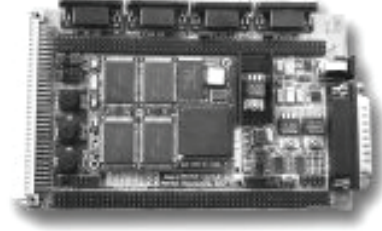
$$K = \frac{1}{R} k_1 k_2 \quad (3.24)$$

şeklinde ifade edilirken $1/R$ ısıl direnç olarak gösterilen bir oran kazancı, k_1 güç kaynağı kazancı, k_2 algılayıcı kazancıdır. Model zaman sabiti $T = RC$ şeklinde ifade edilir. Burada C havanın özısıdır. Algılayıcı ısı kaynağından fiziksel olarak uzakta bir yere yerleştirildiğinden algılayıcı çıkışı sıcaklık değişimine L kadar bir ölü zamanla cevap verecektir. Isıl sistemin modelini ifade elden blok yapısı Şekil 3.22’de verilmiştir.



Şekil 3.22: PT 326 Modeline Ait Blok Yapı

Şekil 3.20b’de gösterilen süreç kontrol simülatörü (Process Control Simulator, PCS 327) özel amaçla hazırlanmış bir analog simülatördür ve süreç kontrol yöntemlerine ait temel prensiplerin denenmesine uygun şekilde tasarlanmıştır. PCS 327 deney seti birinci mertebeden sistemlerden, integratör yapılardan, ölü zaman elemanından ve evirici elemandan oluşmaktadır. Bu elemanlar birbirlerine uygun şekilde bağlantı kablosu ile bağlanabilmektedir.



Şekil 3.23: phyCORE-MPC555 Rapid Development Kit

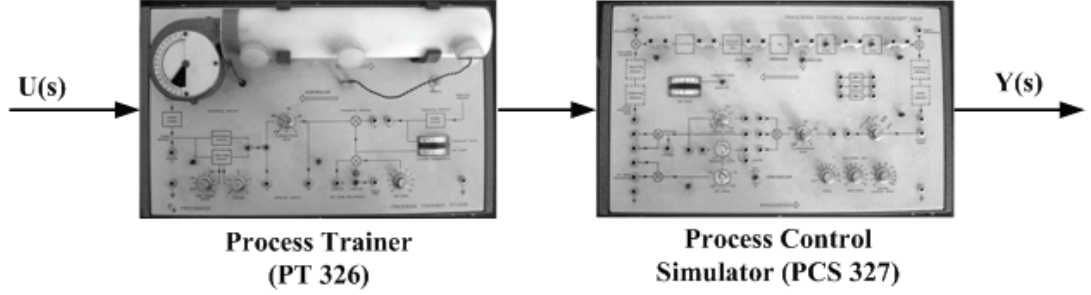
Deneylerde kontrolör, Şekil 3.23'te gösterilen Phytex firmasının 32-bit Motorola MPC555 mikrokontrolörünü esas alarak ürettiği phyCORE MPC555 hızlı geliştirme kartı ile gerçekleştirilmiştir. Kartın özellikleri şu şekildedir: 448 KB dahili flaş bellek, 26 KB dahili RAM, 16 girişli 10-bit çözünürlüklü 2 adet Analog Dijital Çevirici (ADC), 8 adet darbe genişlik modülasyonu (PWM) kanallı giriş/çıkış birimi, 2 adet seri haberleşme birimi (SCI), 64-bit kayan nokta aritmetiği birimi (40 MHz saat frekansı ile 0.1 mikro saniyede kayan noktalı çarpma, 0.25 mikro saniyede kayan noktalı bölme işlemi yapabilir). Ayrıca geliştirme kartı üzerinde haricen 256 KB RAM, 512 KB flaş bellek, 4 KB EEPROM vardır.

MPC555 geliştirme kartı MATLAB/Simulink ile uyumludur. MPC555 mikrokontrolörünün bahsi geçen özellikleri 'Motorola MPC555 Gömülü Hedefi Blok Kütüphanesi'nde Simulink blokları olarak vardır. Simulink ile bloklar şeklinde oluşturulan sistemin kodunun üretilmesi işlemi Simulink ile birlikte 'Embedded Target for Motorola MPC555 Block Library', 'Real-Time Embedded Coder', 'Real-Time Workshop' ve haricen 'Metrowerks CodeWarrior Development Studio for MPC5xx' C derleyicisi kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

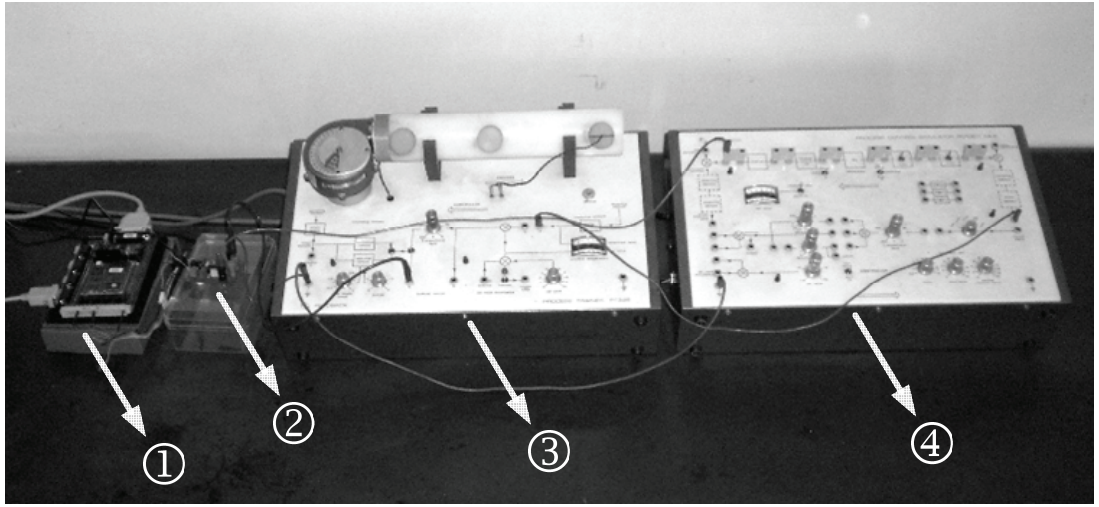
3.5.1 Birinci HAM-RA deneyi

Yapılan ilk deneyde PT 326 ile PCS 327 birlikte kullanılmıştır. Deneyler esnasında PT 326 setinin hava girişini ayarlayan kapak aralığı 40° ye sabitlenmiş algılayıcı ise en uzak konum olan üçüncü yuvaya yerleştirilmiştir. PCS 327 üzerinde yer alan ve zaman sabiti bir olan üç adet birinci mertebeden sistem ile değeri bir olarak belirlenen ölü zaman elemanı birbirine seri bağlanarak üçüncü mertebeden ölü zamanlı bir sistem oluşturulmuştur. Sonrasında ise PT 326 ile PCS 327 süreçleri

Şekil 3.24’de gösterildiği gibi birbirlerine seri olarak bağlanarak yüksek mertebeden ölü zamanlı yeni bir süreç oluşturulmuştur.



Şekil 3.24: Deneysel Uygulama İçin Oluşturulan Sürecin Yapısı

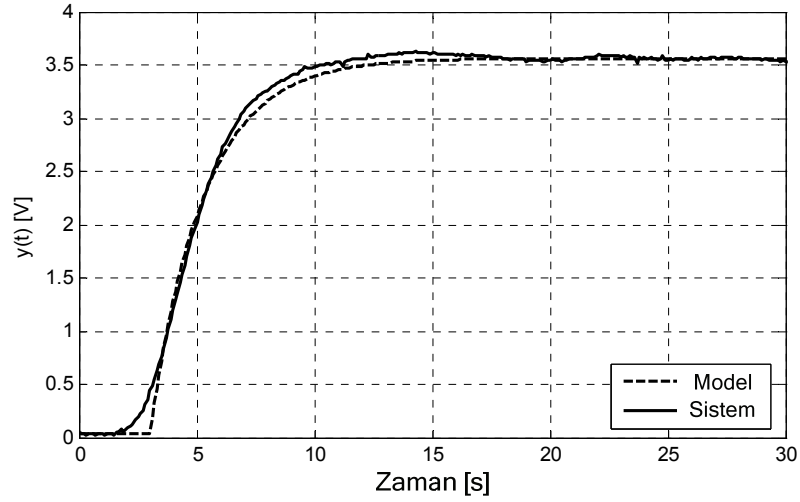


Şekil 3.25: Deney Düzeneği: (1) MPC 555 Mikroişlemci, (2) Kuvvetlendirici, (3) PT 326, (4) PCS 327.

Şekil 3.25’te gösterilen deney düzeneği oluşturulduktan sonra sisteme basamak işareti uygulanarak elde edilen veriler toplanmış ve aşağıda transfer fonksiyonu verilen BMÖZ model elde edilmiştir:

$$\tilde{P}(s) = \frac{0.75}{2.3s + 1} e^{-3s} \quad (3.25)$$

Sistem modelinden görüldüğü gibi ölü zaman sistem zaman sabitinden daha büyüktür. Ölü zamanı baskın olan BMÖZ sistem olarak adlandırılan bu tür sistemleri kontrolü nispeten zordur. Gerçek sistemden elde edilen basamak cevabı ile oluşturulan sistem modelinin sistem cevabı Şekil 3.26’te gösterilmiştir.



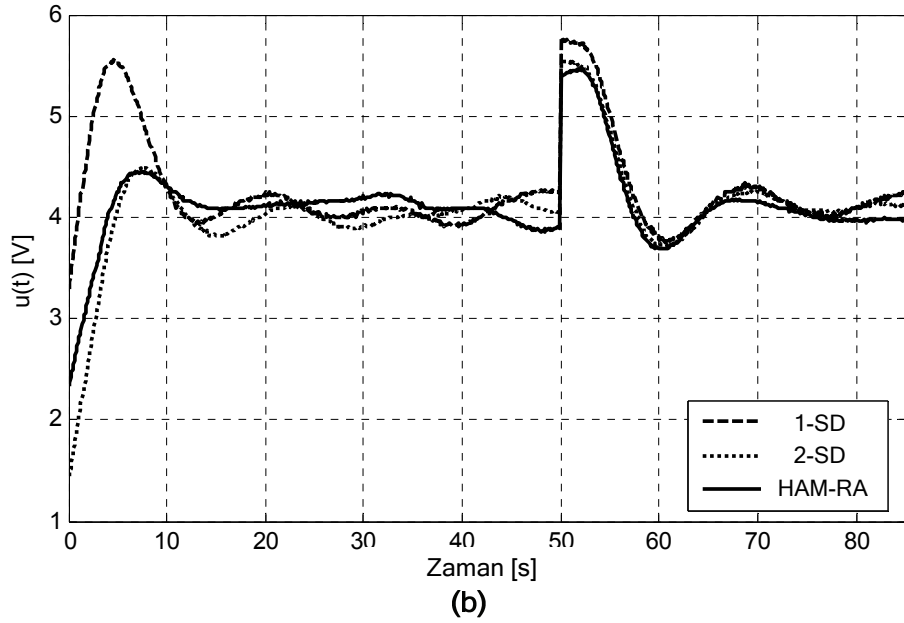
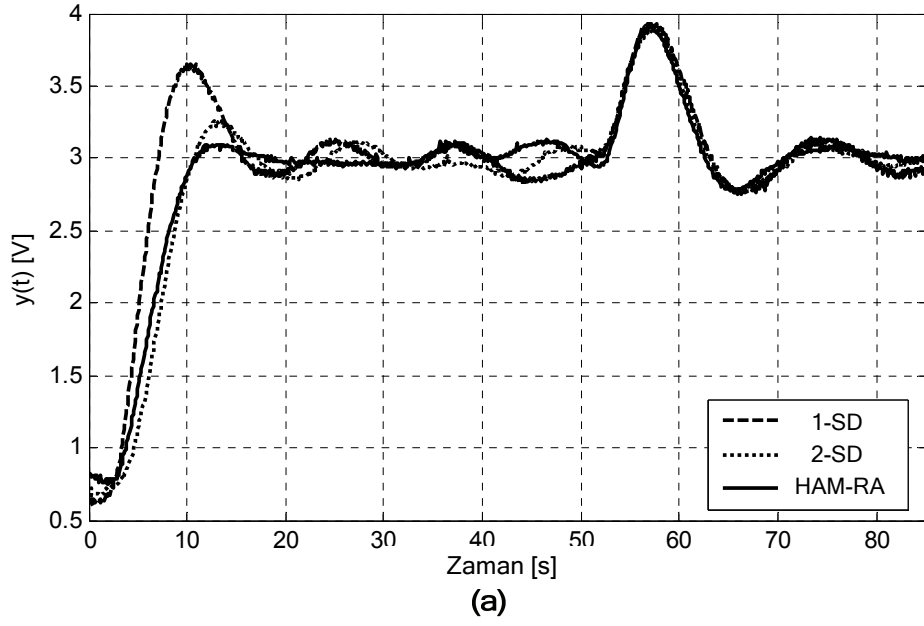
Şekil 3.26: Birinci Deneyde Elde Edilen Basamak Cevapları

PI ve PID kontrolörleri için ayrı ayrı yapılan deneylerde örneklemi zamanı 100 ms olarak belirlenmiş ve referans işareti olarak ise 3 Volt seçilmiştir. Ayrıca önceden belirlenen zamanlarda sisteme basamak yük bozucuları uygulanıp $C(s)$ kontrolörünün bozucu bastırma performansı gözlenmiştir.

Tablo 3.13: Birinci HAM-RA Deneyi İçin Tasarım Parametreleri

	PI ($\lambda=1.26$)	PID ($\lambda=2.39$)
K_C	0.7	1.2
T_I	2.3	0.9
T_D	---	3.8
$B(s)$	0.68	$\frac{0.627}{1.5s + 1}$

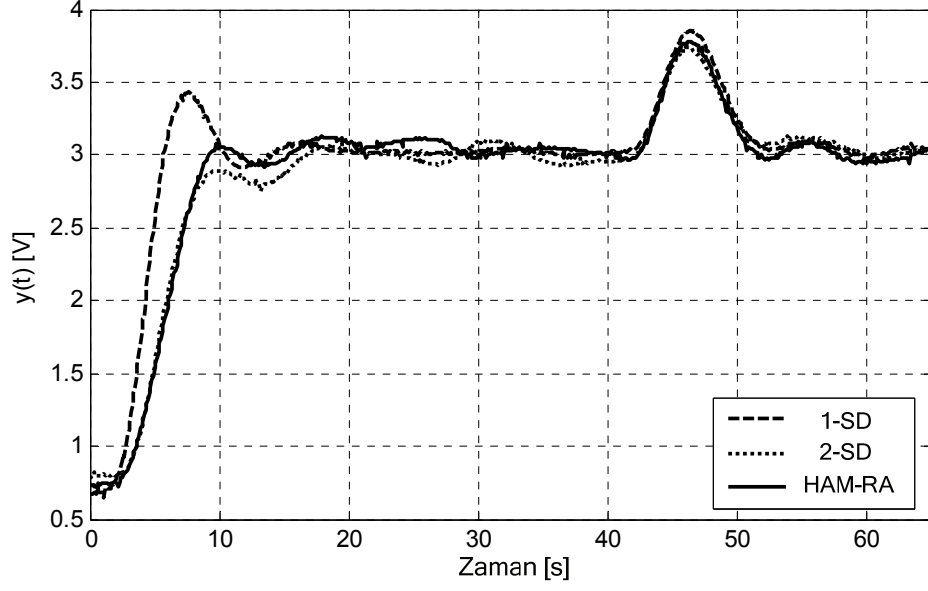
Önceki bölümlerde aktarıldığı gibi tasarımcı tarafından belirlenmesi gereken iki serbest parametre vardır. Bunlardan ilki olan HAM-RA filtre sabiti T_F model ölü zamanına eşit olacak şekilde 3 alınmıştır. İMK filtre parametresi λ ise M_s değerini 2 yapacak şekilde belirlenmiştir. Bu amaçla (3.25) denklemiyle elde edilen model parametreleri ve Tablo 3.1 aracılığıyla elde edilen PI ve PID kontrolörlerinin parametreleri Tablo 3.13’de verilmiştir.



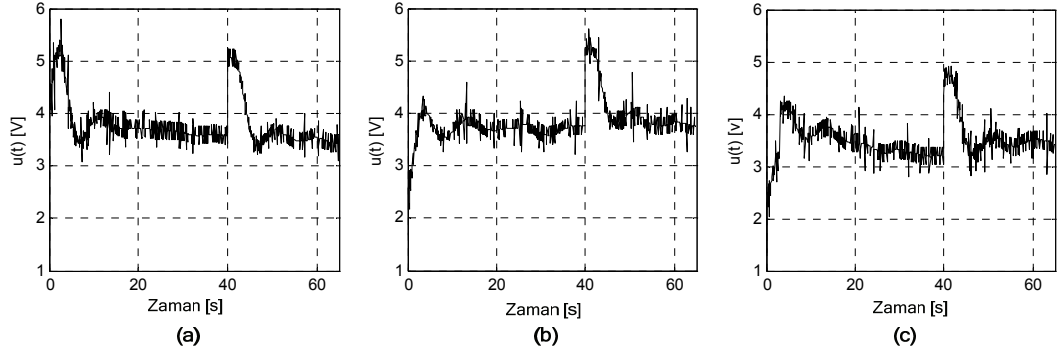
Şekil 3.27: Birinci Deney İçin PI Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri

1-SD, 2-SD, HAM-RA yapıları için PI kontrolörü tasarlandığında elde edilen sistem çıkışları ve kontrol işaretleri Şekil 3.27’te verilmiştir. Öte yandan C(s) kontrolörü olarak PID tasarlandığında elde edilen sistem çıkışları ve kontrol işaretleri sırasıyla Şekil 3.28 ve Şekil 3.29’te sunulmuştur. Bu durumlar için oluşturulan referans işaretleri Şekil 3.30’da gösterilmiştir. Yapıların performanslarının karşılaştırılması önceden belirlenmiş performans ölçütleri ile yapılmış ve sonuçlar Tablo 3.14’de sunulmuştur.

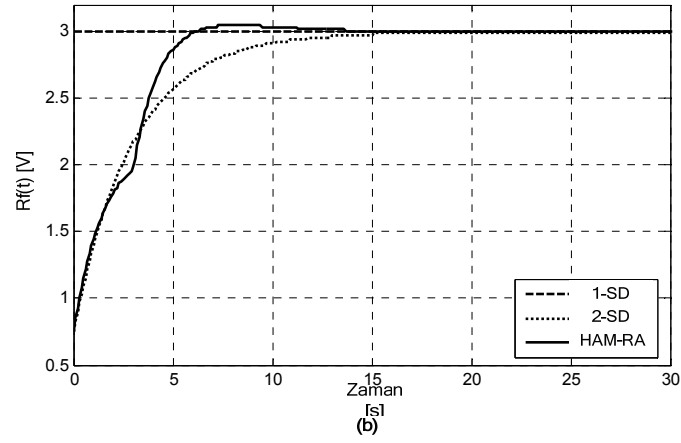
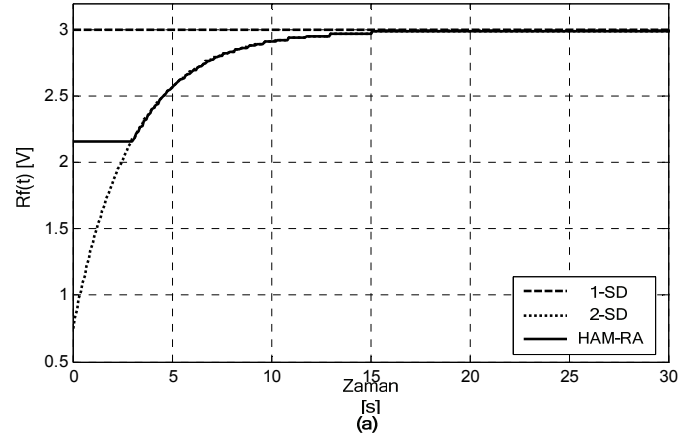
Benzetim örneklerinde gözleendiği gibi HAM-RA yapısı gerçek zamanlı uygulamalarda da 1-SD ve 2-SD yapılarına üstünlük sağlamıştır. Sistemde aşımalar azalırken yerleşme zamanı küçülmüş ve ITAE değeri azalmış. Kontrol işareti diğer yapılardan daha yumuşaktır.



Şekil 3.28: Birinci Deney İçin PID Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen Sistem Çıkışları



Şekil 3.29: Birinci Deney İçin PID Kontrolörü Tasarlandığında Elde Edilen Kontrol İşaretleri: (a) 1-SD, (b) 2-SD, (c) HAM-RA



Şekil 3.30: Birinci Deney İçin Oluşturulan Referans İşaretleri: (a) PI Kontrolörü, (b) PID Kontrolörü

Tablo 3.14: Birinci HAM-RA Deney İçin Performans Karşılaştırması

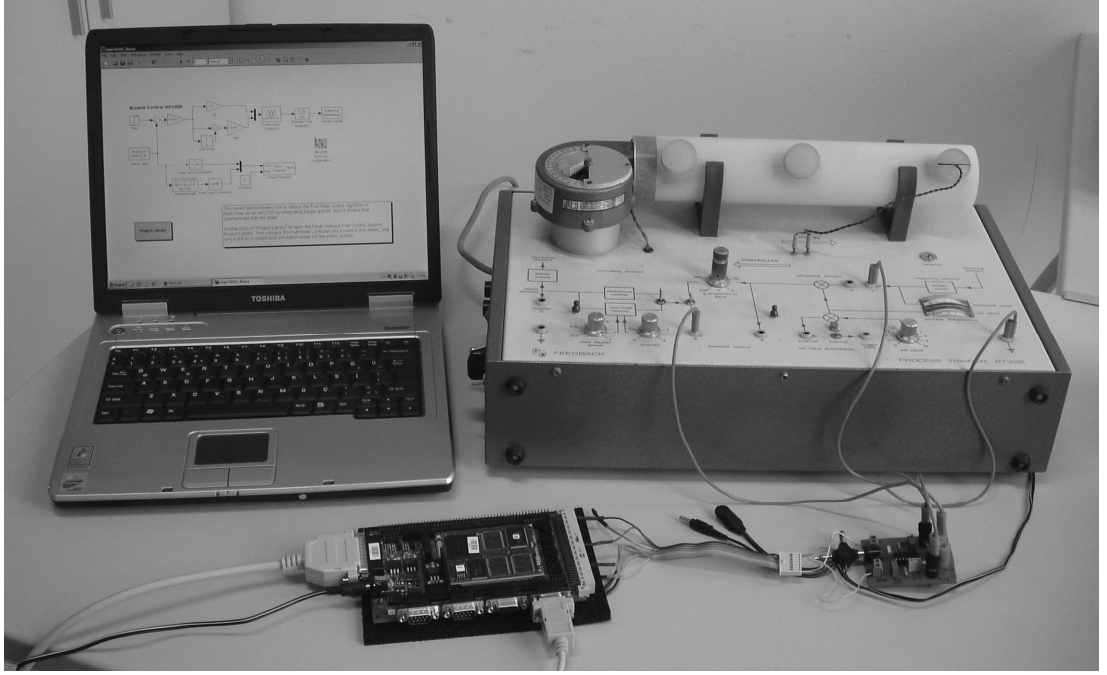
1. Deney		Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE
PI	1-SD	3.5	14.6	21.3	6840
	2-SD	6.45	15.2	8.4	6129
	HAM-RA	6.05	10	2.6	5281
PID	1-SD	3.2	9.6	14.3	2904
	2-SD	5	14.6	-	3045
	HAM-RA	4.9	8.5	1.8	2866

3.5.2 İkinci HAM-RA deneyi

İkinci deneyin amacı önerilen çevrimiçi ayarlama yöntemi ve algoritmasının HAM-RA yapısına getirilerini gerçek sistemlerde gösterilmiştir. Bu amaçla ilk deneyde de kullanılan PT 326 deney seti kullanılmıştır. Deneyler esnasında PT 326 setinin hava girişini ayarlayan kapak aralığı 40° ye sabitlenmiş algılayıcı yine en uzak konum olan üçüncü yuvaya yerleştirilmiştir.

Şekil 3.31’de verilen deney düzeneği oluşturulduktan sonra sisteme ilk olarak basamak işareti uygulanarak veriler toplanmış ve aşağıda transfer fonksiyonu verilen BMÖZ model elde edilmiştir:

$$\tilde{P}(s) = \frac{0.73}{0.6s + 1} e^{-0.3s} \quad (3.26)$$



Şekil 3.31: İkinci Deney Düzeneği

PT 326 ısıl süreç için elde edilen model kullanılarak bir PI kontrolörü tasarlanmıştır. Kontrolör parametrelerinin bulunması için M_s değeri 2 ye ayarlanmış ve böylece tek serbest parametre olan λ 0.126 olarak bulunmuştur. Sonrasında ise elde edilen bu değer ve sistem modeli kullanılarak Tablo 3.1’de sunulan kontrolör parametreleri $K_c = 1.93$ ve $T_I = 0.6$ olarak bulunmuştur. Filtre zaman sabiti T_F , doğal olarak model ölü zamanı olan 0.3 olarak atanmıştır. Son olarak ise harmanlama sabiti $b=0.71$ olarak hesaplanmıştır.

Deney sonrasında elde edilen sistem çıkışları, kontrol işaretleri sırasıyla Şekil 3.32a ve Şekil 3.32b’de verilmiştir. Ayrıca her bir kontrol yapısına ilişkin referans işaretler Şekil 3.32c’de sunulmuştur. Deney sonucunda elde edilen veriler kullanılarak kontrol yapıları arasında performans karşılaştırması yapımlı ve sonuçlar Tablo 3.15’te verilmiştir.

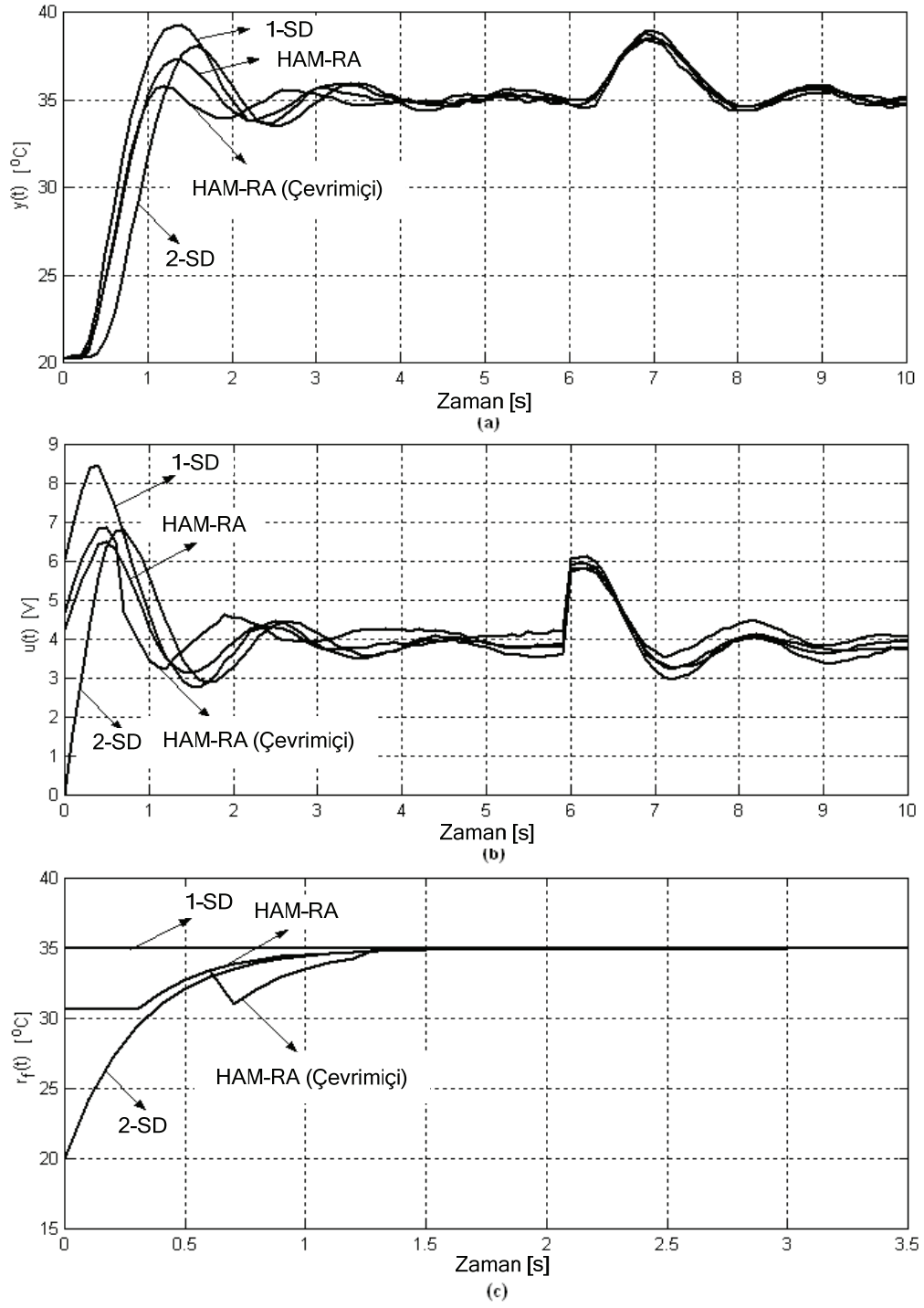
Önceki benzetim sonuçlarıyla paralellik gösteren deney sonuçlarından da görüldüğü gibi 1-SD kontrol yapısı aşım sebep vermektedir. Öte yandan 2-SD yapı kullanıldığında sistem cevabı yavaşlamış, yerleşme zamanı artmış ancak aşım azaltılmıştır. 1-SD ve 2-SD yapılar ile karşılaştırıldığında önerilen HAM-RA kontrol yapısı aşımı oldukça azaltmıştır ve yerleşme ve yükselme zamanı performansı oldukça tatmin edicidir.

Önerilen çevrimiçi ayarlamalı HAM-RA yapısı kullanıldığında geçici hal davranışı çok daha fazla iyileştirilmiştir. % 1.8 aşım oluşmuş bu doğrultuda da ITAE değeri oldukça küçülmüştür. Kontrol işareti incelendiğinde oldukça yumuşak bir işaret gözlenir. Ayar algoritmasında belirtilen zamanlarda kontrol işaretinde küçük ani değişiklikler oluşmuştur. Bu değişiklikler sebebiyle TV değeri klasik HAM-RA yapısında büyük çıkmasına rağmen 1-SD ve 2-SD yapılardan çok daha iyidir.

Benzetim çalışmalarındaki getiriler gerçek zamanlı uygulamalarda da gözenmiştir. Önerilen çevrimiçi ayar algoritması HAM-RA yapısının geçici hal performansını iyileştirmektedir.

Tablo 3.15: İkinci HAM-RA Deneye Ait Performans Karşılaştırması

	Yükselme Zamanı (T_r)	Yerleşme Zamanı (T_s)	Yüzde aşım (%)	ITAE	TV
1-SD	0.5	2.6	12.1	457.49	19.22
2-SD	0.6	2.8	8.7	410.23	20.01
HAM-RA	0.6	2.3	6.3	374.97	14.87
HAM-RA (Çevrimiçi)	0.6	1.8	1.8	339.16	15.59



Şekil 3.32. İkinci Deneye Ait Sonuçlar: (a) Sistem Çıkışları, (b) Kontrol İşaretleri, (c) Referans İşaretleri.

4. ORAN KONTROL YAPILARI

4.1 Giriş

Süreç kontrol problemleri geleneksel olarak PID kontrolörleriyle çözülür ve basit yapılarına rağmen bu kontrolörler endüstrideki süreçlerin büyük çoğunluğu için tatmin edici başarımlar sağlar. Bu kontrolörler endüstriyel uygulamalarda başarımları arttırmak amacıyla seri kontrol, ileri yol kontrol, oran kontrol gibi farklı yapılarla birlikte kullanılırlar.

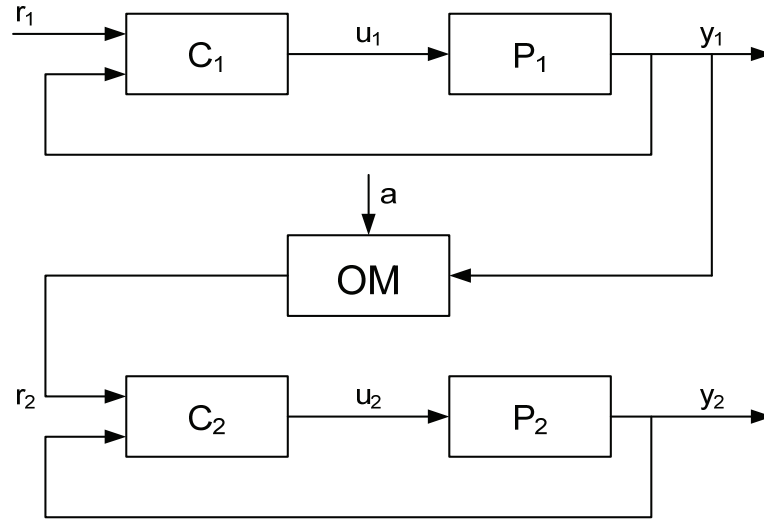
PID kontrolörleri karmaşık süreçler için de bir çözüm olarak sıkça kullanılmaktadır. Bu tür yapılara ait belirgin bir örnek oran kontrol yapılarıdır. Oran kontrol sistemlerinin amacı süreç değişkenlerinden y_1 ve y_2 arasındaki oranı referans değer değiştirilse veya bir yük bozucusu oluşsa bile istenen oran “a” da sabit tutmaktır (Åström ve Hägglund, 1995; Shinskey, 1996; Visioli, 2006). Bu türden yapılara birçok süreç kontrol uygulamasında karşılaşılmaktadır. Örneğin, (i) bir yanma sisteminde havanın yakıt miktarına oranını optimum seviyede tutmak, (ii) kimyasal bir süreçte soğurucu içindeki buhar akışının sıvı akışına oranının sabit tutulması, (iii) karışım süreçlerinde katkı maddelerinin arasındaki oranı sabit tutmak, (iv) kimyasal süreçlerde atık buharı ile geri kazanılan buhar oranını sabit tutmak (Ou ve diğ., 2005). Görüldüğü gibi oran kontrol yapıları kaliteli bir üretim için süreç kontrol uygulamalarında oldukça önemlidir. Oran kontrol sistemlerinde iki ayrı kapalı çevrim bulunmaktadır ve her çevrim için iki farklı kontrolör tasarlanır. Bu birincil kontrolörler için genellikle PID kontrolörleri tercih edilmektedir.

4.2 Geleneksel Oran Kontrol Yapıları

Mevcut oran kontrol uygulamalarında çözüm olarak geleneksel Oran Merkezi (OM) veya Çapraz Sınırlamalı Kontrol (ÇSK) yapıları kullanılmaktadır. Endüstriyel uygulamalarda en çok rastlanan yapı olan OM iki farklı yapıda oluşturulabilmektedir. Şekil 4.1’de gösterilen yapıda OM bloğunun girişi birinci kapalı çevrimin çıkışıdır (y_1) ve dolayısıyla bu yapı seri bağlı OM olarak adlandırılır. İkinci kapalı çevrime ait referans OM bloğu aracılığıyla

$$r_2(t) = ay_1(t) \quad (4.1)$$

şeklinde belirlenir (Shinsky, 1996). Elde edilen yapı aslında iki kapalı çevrimin kaskad olarak birleştirilmesidir. Referans değeri değiştirildiğinde ise ikinci çevrimin dinamiği ve ölü zamanı sebebiyle y_2 çıkışı y_1 e göre gecikir ve istenilen y_2/y_1 oranı geçici halde korunamaz (Hägglund, 2001). Bu türden bir kontrol yapısı ile istenen oran “a” ancak kalıcı durumda sağlanabilir. Performansta bir iyileşme sağlamak amacıyla dinamiği hızlı olan sistem ikinci sistem olarak seçilir.

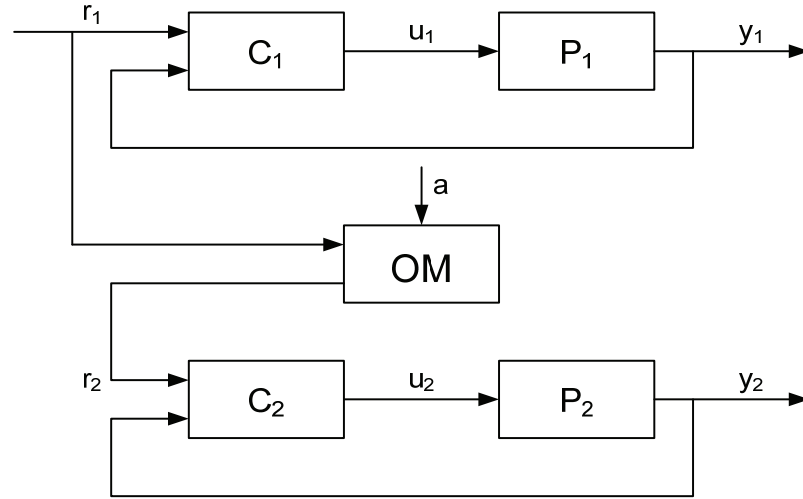


Şekil 4.1: Seri Bağlı Oran Merkezi (OM) Yapısı

Geçici hal davranışını düzeltmek amacıyla OM ’nin girişi birinci çevrime ait referans işareti alınabilir. Şekil 4.2’de verilmiş olan bu düzene ait blok yapısı paralel bağlı OM olarak adlandırılır. Şekil 4.2’de görüleceği gibi OM ’nin çıkışı

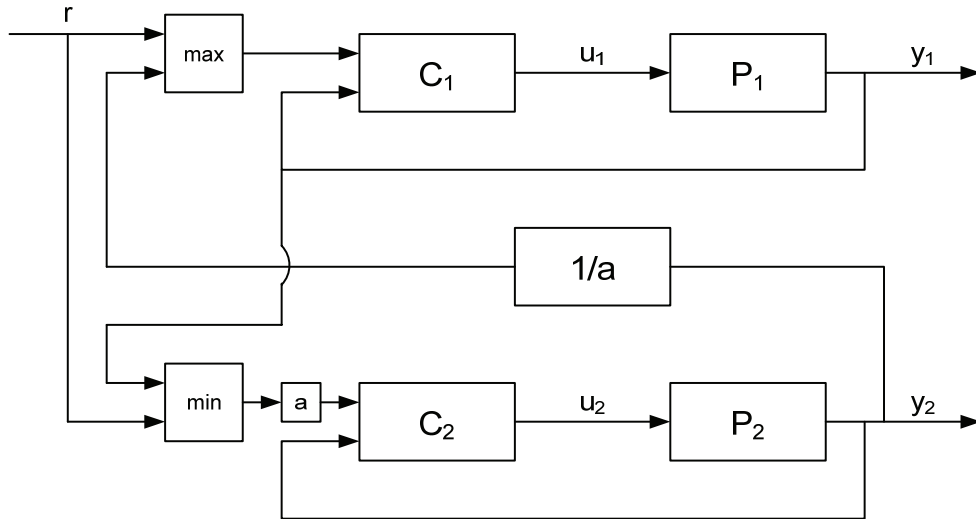
$$r_2(t) = ar_1(t) \quad (4.2)$$

şeklinde belirlenir. Referans işareti değiştirildiğinde ikinci çevrimin dinamiği sebebiyle hiçbir gecikme olmaz. Dolayısıyla uygun kapalı çevrim kontrolörü tasarlandığında sürekli halde de istenilen oran sabiti “a” korunabilir. Ancak bu yapının dezavantajı herhangi bir çevrimde oluşacak bir yük bozucusunun diğer çevrim tarafından algılanamaması veya sistemlerde oluşabilecek parametre değişikliklerinde oran kontrol yapısının bozulmasıdır. Her iki çevrim de birbirinden bağımsız ve açık çevrimdir.



Şekil 4.2: Paralel Bağlı Olan OM Yapısı

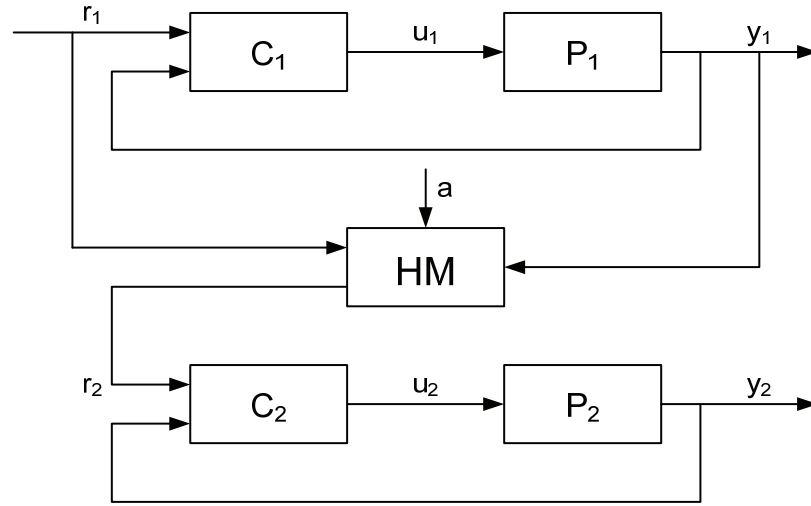
Bir başka geleneksel oran kontrol sistemi ise Şekil 4.3'te gösterilen Çapraz Sınırlamalı Kontrol (ÇSK) yapısıdır (Gomes, 1985). Referans değer değişikliğinde veya her hangi bir çevrimde meydana gelecek yük bozucusuna karşı bu oran kontrol yapısında yer alan min ve max blokları her çevrim için referans değerinin belirlenmesinde kullanılır. Bu türden oransal kontrol yapıları genellikle yanma reaksiyonu süreçlerinde yakıt ve hava oranının sabit tutulmasında kullanılır. Amaç max ve min seçicileri kullanarak yakıt miktarını belirleyip gereksiz yakıt kullanımını azaltmaktır.



Şekil 4.3: Çapraz Sınırlamalı Kontrol Yapısı

4.3 Modern Oran Kontrol Yapıları

Geleneksel yöntemler olan OM ve ÇSK oran kontrol yapılarının dezavantajlarının başında ikinci çevrimin çıkışı y_2 'nin istenilen çıkış y_1 'i bir gecikme ile takip etmesi gelmektedir. Bu problem ancak ikinci çevrimin referans değerinin hem y_1 hem de r_1 işareti ile oluşturulmasıyla çözülebilir. Hägglund (2001) tarafından bu amaca yönelik oluşturulan ve harmanlama merkezi (HM) olarak adlandırılan yapı Şekil 4.4'te verilmiştir.



Şekil 4.4: Harmanlama Merkezi (HM) Kullanılarak Oluşturulan Oran Kontrol Yapısı

Harmanlama merkezi yapısında ikinci çevrim referans işareti

$$r_2(t) = a(\gamma r_1(t) + (1 - \gamma)y_1(t)) \quad (4.3)$$

şeklinde hesaplanır. Burada γ ağırlık çarpanı, r_2 referansının oluşturulmasında r_1 referansı ve y_1 çıkışı arasındaki ilişkiyi belirleyen bir ağırlık çarpanıdır. $\gamma=0$ alındığında Şekil 4.1'deki geleneksel seri oran kontrol yapısı, $\gamma=1$ seçildiğinde ise Şekil 4.2'deki paralel oran kontrol yapı oluşturulur. Harmanlama merkezi yapısı ile iki yöntemin avantajlı yanları birleştirilebilir.

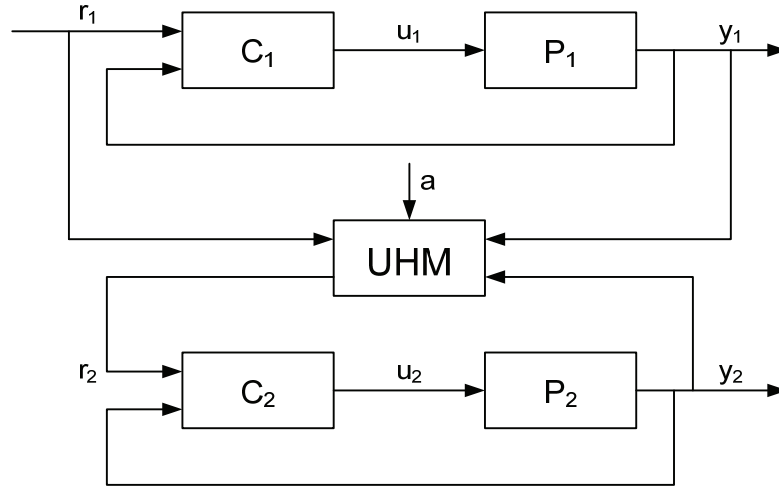
Hägglund (2001) önerdiği oran kontrol yapısında

$$C_j(s) = K_{c_j} \left(1 + \frac{1}{T_{I_j}s} \right) \quad (j=1,2) \quad (4.4)$$

şeklindeki PI kontrolörü kullanmış ve HM ağırlık çarpanı γ 'nın değerinin

$$\gamma = \frac{T_{I_2}}{T_{I_1}} \quad (4.5)$$

olarak seçilebileceğini belirtmiştir. Buna ek olarak γ ağırlık çarpanının uyarlamalı olarak belirlenmesine dair bir yöntem yine aynı çalışmada önerilmiştir (Hägglund, 2001). Bu yeni uyarlamalı harmanlama merkezine (UHM) ilişkin blok diyagram Şekil 4.5'te verilmiştir.



Şekil 4.5: Uyarlamalı Harmanlama Merkezi (UHM) Kullanılarak Oluşturulan Oran Kontrol Yapısı

Uyarlamalı harmanlama merkezinde γ ağırlık çarpanı belirlenirken y_1 ve y_2 çıkışları kullanılır. Uyarlama mekanizması aşağıdaki gibi önerilmiştir:

$$\frac{d\gamma}{dt} = \frac{S}{T_i} (ay_1 - y_2) \quad (4.6)$$

Tablo 4.1: S İşaret Parametresinin Belirlenmesi

EĞER $r1 > \text{MAX}(y1, y2/a) + \text{eps}$ O HALDE $S=1$

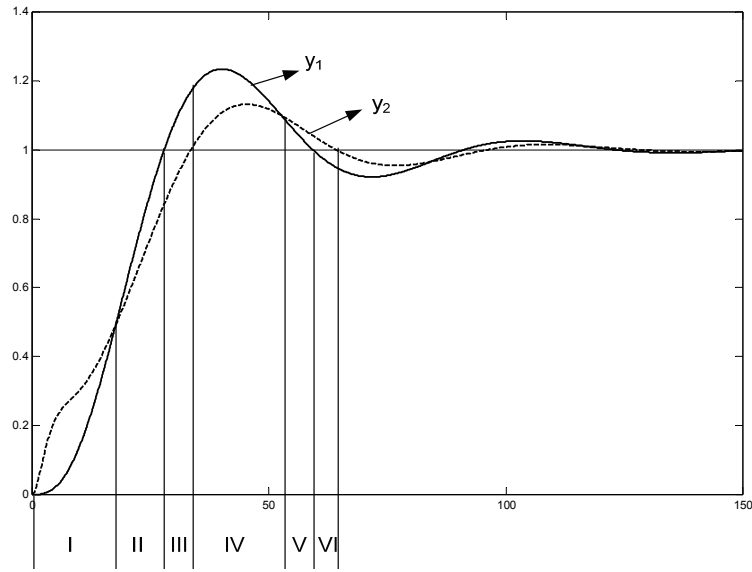
EĞER $r1 < \text{MIN}(y1, y2/a) - \text{eps}$ O HALDE $S= -1$

DiĞER $S=0$

Denklem (4.6) dan görüleceği gibi uyarlama esnasında γ 'nın değeri iki sistem çıkışının farkının integrali alınarak ayarlanır. Denge ya $S=0$ olduğunda ya da $ay_1=y_2$ olduğunda sağlanır. T_i integral zamanı uyarlama hızını belirler. Bu değer, genellikle, C_1 ve C_2 kontrolörlerinin en uzun integral zamanına sahip olanının 10 katı olarak

alınması önerilmiştir. S işaret parametresi +1, -1 ve 0 değerini alabilmektedir. Bu parametrenin belirlenmesi için kullanılan ifade Tablo 4.1’de gibi verilmiştir.

Sistem çıkışları referans değere yaklaştığında uyarlamanın durması için histerez (eps) yapısı algoritmaya eklenmiştir. Ayrıca, sistem çıkışlarının gürültülere oranının küçük olmaya başladığında da uyarlama duracaktır. Uyarlama mekanizması için kritik önem taşıyan S parametresini daha iyi anlamak için Şekil 4.6’da verilen grafik incelenebilir. Burada ana çevrim çıkışı y_1 ve ikinci çevrim y_2 görülmektedir ve genelliği bozmamak için “a” oran 1 alınmıştır. Uyarlama mekanizması altı farklı bölgede çalışmaktadır. Bu bölgeler ile ilgili özellikler de Tablo 4.2’de verilmiştir.



Şekil 4.6: Oran Kontrol Yapılarında Klasik Sistem Çıkışları

Tablo 4.2: Oran Kontrol Yapılarında Klasik Sistem Çıkışlarına İlişkin İnceleme

BÖLGE	I	II	III	IV	V	VI
Karşılaştırma ($ay_1 - y_2$)	-	+	+	+	-	-
$e_1 = r_1 - y_1$	-	-	+	+	+	-
$e_2 = r_1 - y_2$	-	-	-	+	+	+
S	+1	+1	0	-1	-1	0
Δy	-	+	0	-	+	0
y_2 'nin hedefi	y_1	r_1	.	y_1	r_1	.

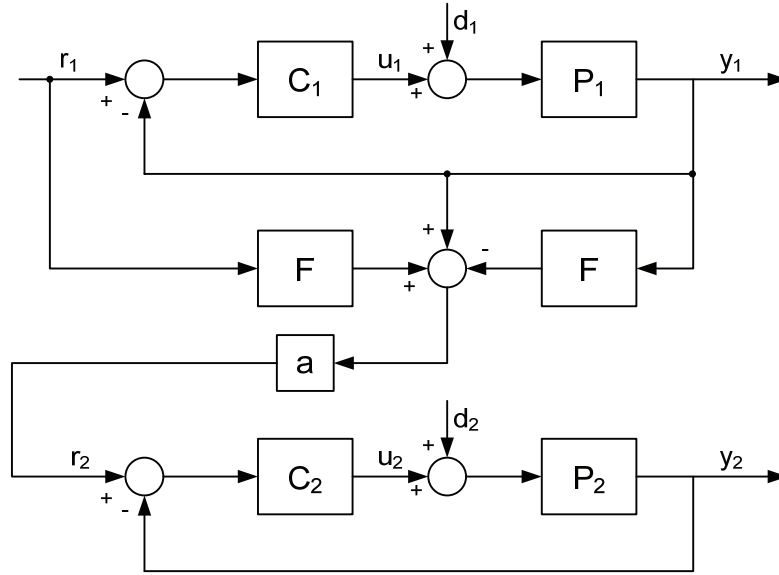
Visioli (2005a) tarafından HM’de yer alan γ ağırlık çarpanını yerine zamanla değişen $\gamma(t)$ parametresi önerilmiştir. Bu yeni uyarlama yöntemi çevrimiçi çalışmakta ve $\gamma(t)$ parametresi bir PI tipindeki kontrolörün çıkışı tarafından belirlenmektedir. Uyarlama mekanizmasının girişi sabit bir değer olan γ^* ya eklenmiş olan

$$e_r(t) = y_2(t) - ay_1(t) \quad (4.7)$$

şeklinde tanımlı anlık oran hatasıdır. Ayrıca geçici halin davranışının başında $y_2(t) > ay_1(t)$ koşulunun sağlanması için $L_1 > L_2$ seçilme koşulu vardır. Bu sebeple ölü zamanı büyük olan sistem birinci çevrim için seçilir. Bu şartlar altında $\gamma(t)$ ağırlık çarpanı

$$\gamma(t) = \begin{cases} 0 & , \text{eger } L_1 > L_2 \text{ ve} \\ & t < t_0 + L_1 - L_2 \\ \gamma^* + K_p \left(e_r(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e_r(\tau) d\tau \right) & , \text{diger} \end{cases} \quad (4.8)$$

şeklinde hesaplanır ve t_0 referans işaretinin verildiği andır. Böylelikle iki sisteminde çıkışı geçici hal davranışına aynı anda başlamaya zorlanmış olur.



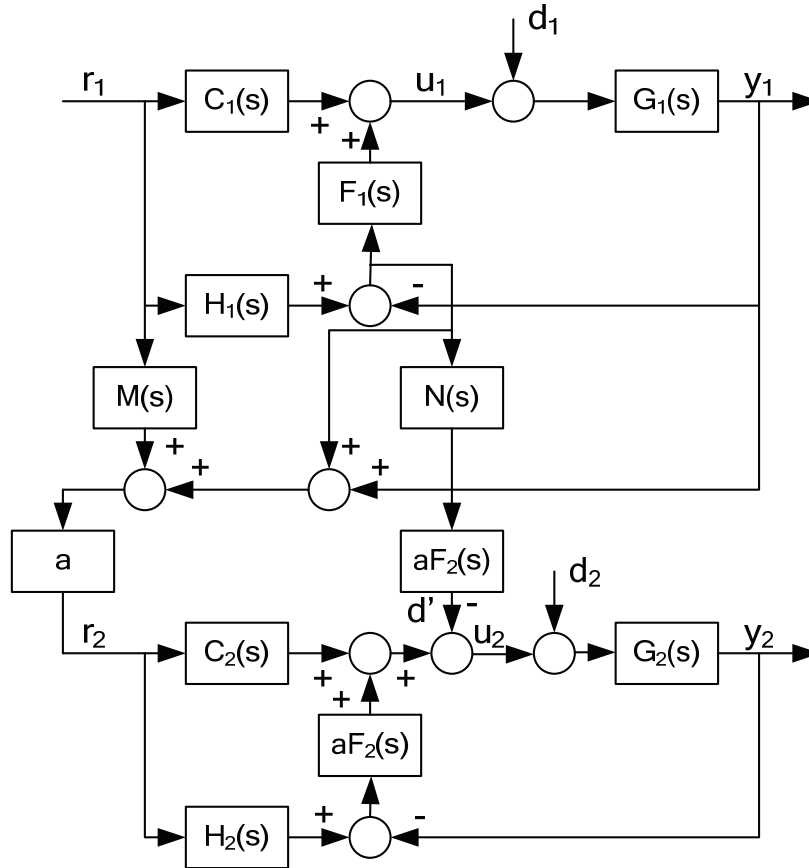
Şekil 4.7: Harmanlama Dinamiği İçeren Oran Kontrol Yapısı

Visioli (2005b) tarafından yapılan diğer bir çalışmada ise, HM’de yer alan γ ağırlık çarpanı yerine bir dinamik tasarlanmıştır. Bu değişiklikte γ çarpanı yerine $F(s)$ dinamik filtresi konulmuş ve Şekil 4.7’de verilen yapı önerilmiştir.

Oran kontrol yapılarında ikinci çevrim çıkışının birinci çevrim çıkışını belirli bir “a” oranıyla takip etmesi istendiğinden, birinci sistem çıkışından referans işaretine olan transfer fonksiyonunu ikinci sistem çıkışından yine referans işaretine transfer fonksiyonuna eşitlemiştir. Visioli (2005b) önerdiği yöntemde P_1 ve P_2 sistemleri birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler (BMÖZ) olarak modellenmiş ve her çevrime ait kontrolörlerde denklem (4.4) te verilen PI kontrolörü olarak seçilmiştir. Bu kabuller doğrultusunda $F(s)$ dinamik filtresi sistem ve kontrolör parametreleri cinsinden aşağıdaki gibi belirlenmektedir:

$$F(s) = \frac{K_1 K_{P1} T_{i2}}{K_2 K_{P2} T_{i1}} e^{-(L_1 - L_2)s} \quad (4.9)$$

Denklem (4.9) ile verilen harmanlama dinamiğinin nedensel olabilmesi için birinci çevrim için seçilen sistemin ölü zamanının ikincisinden büyük olması gerekmektedir.



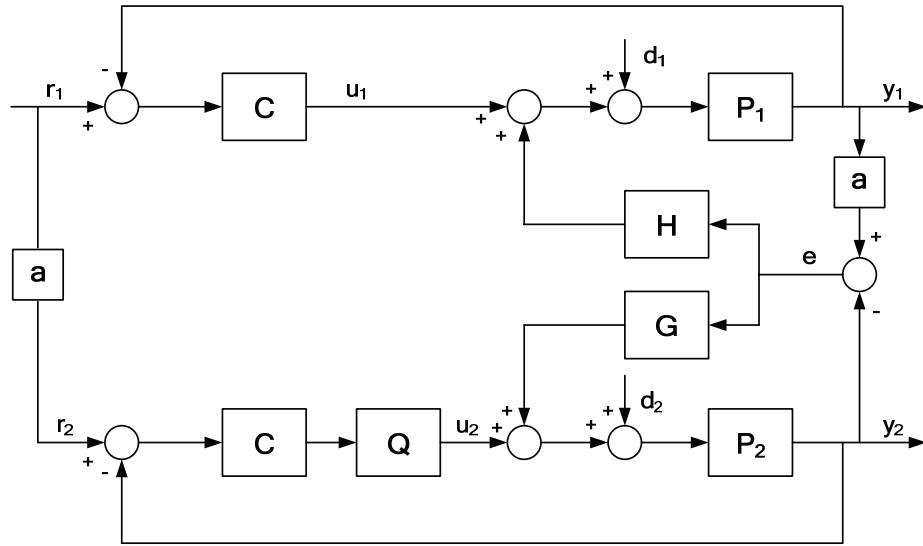
Şekil 4.8: İki Serbestlik Dereceli Oran Kontrol Yapısı

Oran kontrol yapılarına bir başka bakış açısı da Ou ve diğ. (2005) tarafından ortaya konmuştur. Şekil 4.8 da gösterilen bu yeni yapıda bozucu bastırma ve referans değer takibi hedefleri birbirinden ayrılmış ve 2-SD bir yapı ortaya konmuştur. Önerilen

oran kontrol yapısı, Zhang ve diğ. (2004) tarafından geliştirilen çift serbestlik dereceli kontrol yapısının yeniden düzenlenmiş halidir.

Son dönemde önerilen tüm oran kontrol yapıları referans değerin değiştirilmesi ve birinci sisteme bir yük bozucusu geldiğinde “a” oranının korunmasına yönelik yenilikler önermiştir. Dikkat edilecek olunursa tüm yapılar bir kaskad yapıya sahiptir ve hiçbirisi ikinci kapalı çevrimde oluşacak bir yük bozucusuna karşı “a” oranını korumayı beceremez; Visioli ve Veronesi (2004). Bu sebeple her bir yöntemi öneren araştırmacı ikinci sisteme gelecek bir yük bozucusunu hızlıca bastırmak amacıyla ikinci çevrimdeki kontrolörün tasarımına önem vermiştir. Örneğin, Visioli (2005b) ikinci kapalı çevrimdeki PI kontrolörün belirlenmesinde duyarlılık fonksiyonu (M_S) kullanmıştır. Tasarımda M_S için önerilen en büyük değer 2 olmasına rağmen M_S 2.5 seçilmiştir. Böylelikle PI kontrolörünün statik kazancı büyütülmüş ve yük bozucuları hızlıca bastırılmıştır.

Şekil 4.9’da gösterilen yapı Visioli ve Veronesi (2004) tarafından önerilmiştir. Bu yeni yapıyla ikinci sistemde oluşacak bir yük bozucusu durumunda da “a” oranını koruyabilecek bir oran kontrol yapısı oluşturmuştur. Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından önerilen ve bir sonraki bölümde ayrıntılı şekilde aktarılabilecek olan yeni oran kontrol yapısına alternatif olabilecek tek yapı Şekil 4.9’da verilen oran kontrol yapısıdır.



Şekil 4.9: Alternatif Oran Kontrol (AOK) Yapısı

Şekil 4.9’da önerilen yapıda yer alan iki sürecin BMÖZ modeli aşağıdaki gibi elde edilir:

$$P_1(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} e^{-L_1s} \quad (4.10)$$

$$P_2(s) = \frac{K_2}{T_2s + 1} e^{-L_2s} \quad (4.11)$$

Süreçlerden birincisi, modelinde ölü zamanı büyük olan olarak seçilir ($L_1 > L_2$). $Q(s)$ transfer fonksiyonu

$$\frac{P_1(s)}{P_2(s)} = \frac{K_1(T_2s + 1)}{K_2(T_1s + 1)} e^{-(L_1 - L_2)s} \quad (4.12)$$

şeklinde seçilerek böylece her iki çevriminde de tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu aynı olur. Dolayısıyla geçici durum davranışı esnasında hedeflenen oran modelleme hatası olmaması durumunda korunacaktır.

Kutup-sıfır sadeleştirmesine dayalı bir PI kontrolörü tasarımı yöntemi önerilmiş ve aşağıdaki yapıda bir $C(s)$ kontrolörü tasarlanmıştır.

$$C(s) = K_c \frac{(T_1s + 1)}{s} \quad (4.13)$$

$Q(s)$ filtresi aracılığıyla geçici durum davranışı performansı iyileştirilirken $H(s)$ ve $G(s)$ filtrelerinin uygun tasarımıyla da yük bozucularını bastırma performansı iyileştirilir. Yük bozucularının bastırılması amacıyla fitleler aşağıdaki gibi PI yapısında seçilirler:

$$H(s) = C(s) = K_c \frac{(T_1s + 1)}{s} \quad (4.14)$$

$$G(s) = C(s) \frac{T_2s + 1}{T_1s + 1} = K_c \frac{(T_2s + 1)}{s} \quad (4.15)$$

$H(s)$ ve $G(s)$ filtrelerinin ve $C(s)$ kontrolörünün tasarımında yer alan statik kazancın (K_c) bulunması için aşağıda verilen ve oran hatası ile yük bozucuları d_1 ve d_2 arasında tanımlı iki transfer fonksiyonu ele alınmıştır:

$$F_1(s) = \frac{e(s)}{d_1(s)} = \frac{aP_1(s)}{1 + P_1(s)(aH(s) + C(s) + P_2(s)G(s))} \quad (4.16)$$

$$F_2(s) = \frac{e(s)}{d_2(s)} = \frac{aP_2(s)}{1 + P_1(s)(aH(s) + C(s) + P_2(s)G(s))} \quad (4.17)$$

$F_1(s)$ ve $F_2(s)$ transfer fonksiyonlarının paydalarında yer alan ölü zaman ifadelerine birinci mertebeden Taylor yaklaşımı ($e^{-Ls} \cong 1 - Ls$) yapılırsa aşağıdaki ifadeler elde edilir:

$$F_1(s) = -\frac{aK_1s}{(T_1s + 1)p(s)}e^{-L_1s} \quad (4.18)$$

$$F_2(s) = -\frac{aK_2s}{(T_2s + 1)p(s)}e^{-L_2s} \quad (4.19)$$

Bu ifadelerdeki $p(s)$ ifadesi

$$p(s) = (1 - aK_1K_C L_1 - K_1K_C L_1 - K_2K_C L_2)s + (aK_1K_C + K_1K_C + K_2K_C) \quad (4.20)$$

şeklinde tanımlıdır. Böylece $F_1(s)$ ve $F_2(s)$ filtreleri ikinci mertebeden olduğu görülür. K_C tasarım parametresinin seçimiyle kutbun yeri belirlenmiş olur. Bu amaçla K_C değeri

$$K_C = \frac{1}{aK_1L_1 + K_1L_1 + K_2L_2 + aT_fK_1 + T_fK_1 + T_fK_2} \quad (4.21)$$

şeklinde belirlendiğinde $F_1(s)$ ve $F_2(s)$ filtreleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_1(s) = -\frac{aK_1/Ks}{(T_1s + 1)(T_fs + 1)}e^{-L_1s} \quad (4.22)$$

$$F_2(s) = -\frac{K_2/Ks}{(T_2s + 1)(T_fs + 1)}e^{-L_2s} \quad (4.23)$$

Burada

$$K = aK_1K_C + K_1K_C + K_2K_C \quad (4.24)$$

olarak tanımlanmıştır. Böylelikle önerilen kontrol yapısının tasarımı ikincil zaman sabiti olarak adlandırılan T_f 'ye indirgenmiş olur. Bu parametrenin seçiminde yük

bozucularını bastırma performansını sistem zaman sabitiyle ilişkilendirmek amacıyla aşağıdaki yöntem önerilmiştir:

$$T_f = \frac{\min(T_1, T_2)}{10} \quad (4.25)$$

Bu yöntemin dezavantajı (4.21) denkleminde de görüleceği gibi istenilen oran “a”nın herhangi bir anda değiştirilmesi durumunda C(s) kontrolörünün statik kazancı K_C ’nin tekrar ayarlanmasının gerekmesidir.

4.4 Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol Yapısı

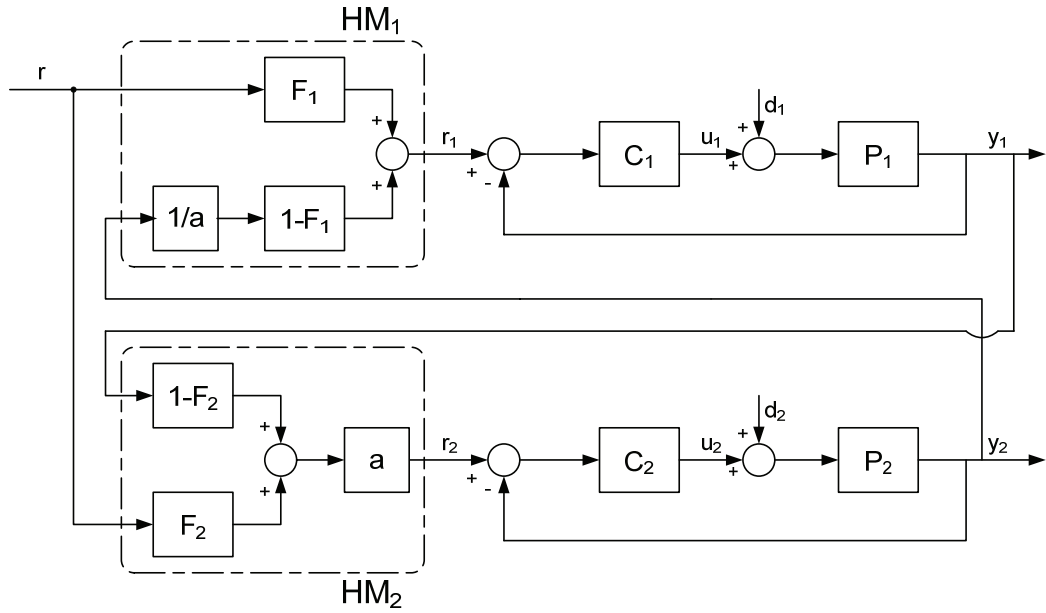
Geleneksel ve modern oran kontrol yapılarının en büyük dezavantajı yük bozucularına karşı performanslarının zayıf olmasıdır. Bu eksikliği ortadan kaldırmak amacıyla Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol (ÇBOK) yapısı Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından geliştirilmiştir. Şekil 4.10’de verilen bu yapı iki adet harmanlama merkezinden oluşur. Harmanlama merkezlerinin iki girişi vardır: Bunlardan ilk referans işareti ikincisi ise diğer çevrimin çıkışıdır. Böylelikle herhangi bir sistemde oluşacak yük bozucusunun sistem çıkışına olan etkisi diğer sisteme iletilirken bir referans değişikliği durumunda da bu bilgi her iki kapalı çevrime aktarılır. Harmanlama $F_1(s)$ ve $F_2(s)$ dinamik sistemleri ile yapılır. Harmanlama merkezlerinin çıkışları o kapalı çevrimin referans işaretini oluşturur. Görüldüğü üzere geliştirilen bu yapı ÇSK yapısındaki max ve min seçicilerinin birer harmanlama merkezi ile yer değiştirilmesiyle oluşturulmuştur. Bir başka yaklaşımla ise Şekil 4.4’te verilen oran kontrol yapısı genelleştirilmiştir.

Önerilen ÇBOK yapısında yer alan süreçler Şekil 4.9’da verilen oran kontrol yapısında olduğu gibi aşağıdaki gibi birinci mertebenden ölü zamanlı (BMÖZ) sistem olarak modellenir:

$$P_1(s) = \frac{K_1}{T_1s + 1} e^{-L_1s}; \quad P_2(s) = \frac{K_2}{T_2s + 1} e^{-L_2s}$$

Birinci ve ikinci çevrim için transfer fonksiyonu aşağıda verilen PI kontrolörleri tasarlanır:

$$C_j(s) = K_{c_j} \left(1 + \frac{1}{T_{i_j}s} \right) \quad (j=1,2) \quad (4.26)$$



Şekil 4.10: Önerilen Çapraz Birleştirilmiş Oran Kontrol

PI kontrolörleri yük bozucularını hızlı şekilde bastırarak şekilde tasarlanır. Kontrolör parametrelerinin tasarımında süreç kontrol sistemlerinde sıkça tercih edilen İMK (İçsel Model Kontrol) yöntemi kullanılmaktadır (Rivera ve diğ. 1986; Arputha Vijaya Selvi ve diğ. 2006; Soundaravalli ve diğ. 2007). PI kontrolörünün iki parametresi aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$K_{C_j} = \frac{T_j}{K_j(L_j + \lambda_j)}, \quad T_{I_j} = T_j \quad (j=1,2) \quad (4.27)$$

Görüldüğü gibi tasarımda sadece aşağıdaki gibi tanımlanan İMK filtresinin zaman sabiti olan λ_j parametresi belirlenmelidir:

$$F_{IMC_j}(s) = \frac{1}{(\lambda_j s + 1)^n} \quad (j=1,2) \quad (4.28)$$

Burada filtre derecesi n bir olarak seçilir. Bu yöntem sayesinde PI kontrolörünün tasarımında tasarımcının belirlemesi gereken parametre sayısı bire inmiş olur. λ_j parametresi kontrol sisteminin performansı ile dayanıklılığı arasındaki seçimi de belirler. Küçük λ_j değerleri hızlı kapalı çevrim cevabına sebep olurken büyük kontrol işaretleri oluşur. Diğer yandan büyük λ_j parametresi kontrol işaretinin yumuşak ve küçük olmasını sağlar ve sistem çıkışı yavaşlar. (2.82) denkleminde verilen maksimum duyarlılık ölçüsü λ_j parametrelerinin belirlenmesinde kullanılmıştır. Kontrolör parametreleri büyük M_s değerleri için tasarlandığında

referans değeri takibinde sistem cevabı aşım ve salınımlı olurken yük bozucuları hızlı şekilde bastırılır. ÇBOK yapısında tasarlanan PI kontrolörlerinin amacı yük bozucularını hızlıca bastırmak olduğundan M_s değeri izin verilen en büyük değeri olan 2 olarak seçilmiştir; Yeşil ve diğ. (2007a).

Şekil 4.10’de verilen ÇBOK yapındaki her iki kapalı çevrime ait transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$T_1(s) = \frac{Y_1(s)}{R_1(s)} = \frac{C_1 P_1}{1 + C_1 P_1} \quad (4.29)$$

$$T_2(s) = \frac{Y_2(s)}{R_2(s)} = \frac{C_2 P_2}{1 + C_2 P_2} \quad (4.30)$$

Önerilen ÇBOK yapısı analiz edildiğinde

$$Y_1(s) = \frac{T_1(s)F_1(s) + T_1(s)T_2(s)(1 - F_1(s))F_2(s)}{1 - T_1(s)T_2(s)(1 - F_1(s))(1 - F_2(s))} R(s) \quad (4.31)$$

ve

$$Y_2(s) = \frac{T_2(s)F_2(s) + T_1(s)T_2(s)(1 - F_2(s))F_1(s)}{1 - T_1(s)T_2(s)(1 - F_1(s))(1 - F_2(s))} aR(s) \quad (4.32)$$

elde edilir. Bu ifadelerde yer alan $F_1(s)$ ve $F_2(s)$ transfer fonksiyonları, referans giriş $r(t)$ ’den birinci sistem çıkışı y_1 ’e olan transfer fonksiyonunu, referans giriş $r(t)$ ’den ikinci sistem çıkışı y_2 ’nin “a” ile ölçeklenmiş olan transfer fonksiyonuna eşitleyerek belirlenir. Gerekli işlemler yapıldığında harmanlama dinamikleri ile ilişkili aşağıdaki ifade elde edilebilir:

$$F_2(s) = F_1(s) \frac{T_2(s)(1 - T_1(s))}{T_1(s)(1 - T_2(s))} \quad (4.33)$$

Denklem (4.29) ve (4.30) ile verilen kapalı çevrim transfer fonksiyonları bu ifadeye yerleştirildiğinde

$$F_2(s) = F_1(s) \frac{C_1(s)P_1(s)}{C_2(s)P_2(s)} \quad (4.34)$$

elde edilir. Süreç modelleri ve PI kontrolörleri elde edilen son denklemde ifade edildiğinde harmanlama dinamikleri aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$F_2(s) = F_1(s) \frac{K_1 K_{C_1} T_{I_2}}{K_2 K_{C_2} T_{I_1}} \cdot \frac{(1 + T_{I_1} s)(1 + T_2 s)}{(1 + T_{I_2} s)(1 + T_1 s)} \cdot e^{-(L_1 - L_2)s} \quad (4.35)$$

PI kontrolörüne ait parametrelerin belirlenmesinde kullanılan denklem (4.27), yukarıda elde edilen (4.35) denklemde yerine koyulunca aşağıda verilen en sade ifade elde edilir:

$$F_2(s) = F_1(s) \frac{\lambda_2 + L_2}{\lambda_1 + L_1} e^{-(L_1 - L_2)s} \quad (4.36)$$

PI kontrolörünün parametreleri belirlenirken M_s değeri 2 seçildiğinden yük bozucuları hızlı bastırılır. Öte yandan bu seçim referans değer takibinde aşımara ve salınımlara sebep olur. Birinci çevrime ait olan $F_1(s)$ harmanlama dinamiği bu salınımları bastırmak için kullanılabilir. Bu sebepler $F_1(s)$ dinamiği aşağıdaki gibi bir sabit seçilerek belirlenir:

$$F_1(s) = \beta_1 \quad (4.37)$$

β_1 sabitinin 1 olarak seçilmesi durumunda iki kapalı çevrim seri olarak bağlanır. Bu durumda ikinci çevrimde oluşacak bir yük bozucusu birinci çevrim tarafından algılanamaz ve istenilen oran “a” bozucu bastırılınca kadar sağlanamaz. Öte yandan β_1 sabitinin sıfıra yakın çok küçük değerlerinde referans değer takibi zayıflar ve sistem cevabı yavaşlar. Yapılan birçok benzetim sonucunda β_1 değerinin [0.5 0.8] aralığında seçilmesinin salınımları azaltmak için uygun olacağı belirlenmiştir. Denklem (4.36) da yer alan kazanç

$$\beta_2 = \frac{\lambda_2 + L_2}{\lambda_1 + L_1} \quad (4.38)$$

şeklinde tanımlandığında ikinci çevrime ait harmanlama dinamiği aşağıdaki gibi elde edilmiş olur:

$$F_2(s) = \beta_1 \beta_2 e^{-(L_1 - L_2)s} \quad (4.39)$$

4.5 Benzetim Sonuçları

Önerilen ÇBOK yapısında yer alan iki harmanlama mekanizmasının getirilerini göstermek amacıyla üç benzetim örneği tartışılacaktır. Bunlardan ilkinde önerilen ÇBOK yapısındaki harmanlama dinamiklerinin oran kontrol performansına etkisi gösterilirken ikinci örnekte önerilen ÇBOK yapısıyla aynı amacı güden AOK yapısının performansları karşılaştırılacaktır. İlk iki benzetim örneğinde basitlik açısından istenen oran “a” 1 değerine eşit alınmıştır. Son benzetim örneğinde ise istenen oran “a” değerinin zamanla değiştirilmesi durumunda ÇBOK ve AOK yapılarının başarımları tartışılacaktır.

Adil bir karşılaştırma yapabilmek için

$$J = \int_0^{\infty} |a y_1(t) - y_2(t)| dt \quad (4.40)$$

şeklinde tanımlı bir ölçüt tüm benzetimlerde kullanılacaktır (Visioli, 2005).

4.5.1 Birinci benzetim örneği

Bu benzetim çalışmasında amaç denklem (4.37) de verilen β_1 sabitinin, sistemin geçici hal davranışına ve yük bozucularını bastırma performansına etkisini incelemektir (Yeşil ve diğ., 2007b). Bu amaçla Visioli ve Veronesi (2004) tarafından da kullanılan aşağıdaki sistemler ele alınmıştır:

$$P_1(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-3s} \quad (4.41)$$

$$P_2(s) = \frac{1}{6s+1} e^{-2s} \quad (4.42)$$

Bu sistemler için öncelikle M_s değerini 2 yapan birer PI kontrolörü tasarlandığında İMK filtre parametreleri $\lambda_1 = 1.2553$ ve $\lambda_2 = 0.8436$ olarak bulunur. Bu değerler aracılığıyla her bir kapalı çevrim için aşağıdaki PI kontrolör parametreleri denklem (4.27) aracılığıyla hesaplandığında aşağıdaki değerler elde edilir:

$$K_{C1}=0.94, T_{i1}=4, K_{C2}=2.11, T_{i2}=6 \quad (4.43)$$

Elde edilen kontrolör parametreleri aracılığıyla önerilen ÇBOK yapısındaki harmanlama dinamikleri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_1(s) = \beta_1 \quad (4.44)$$

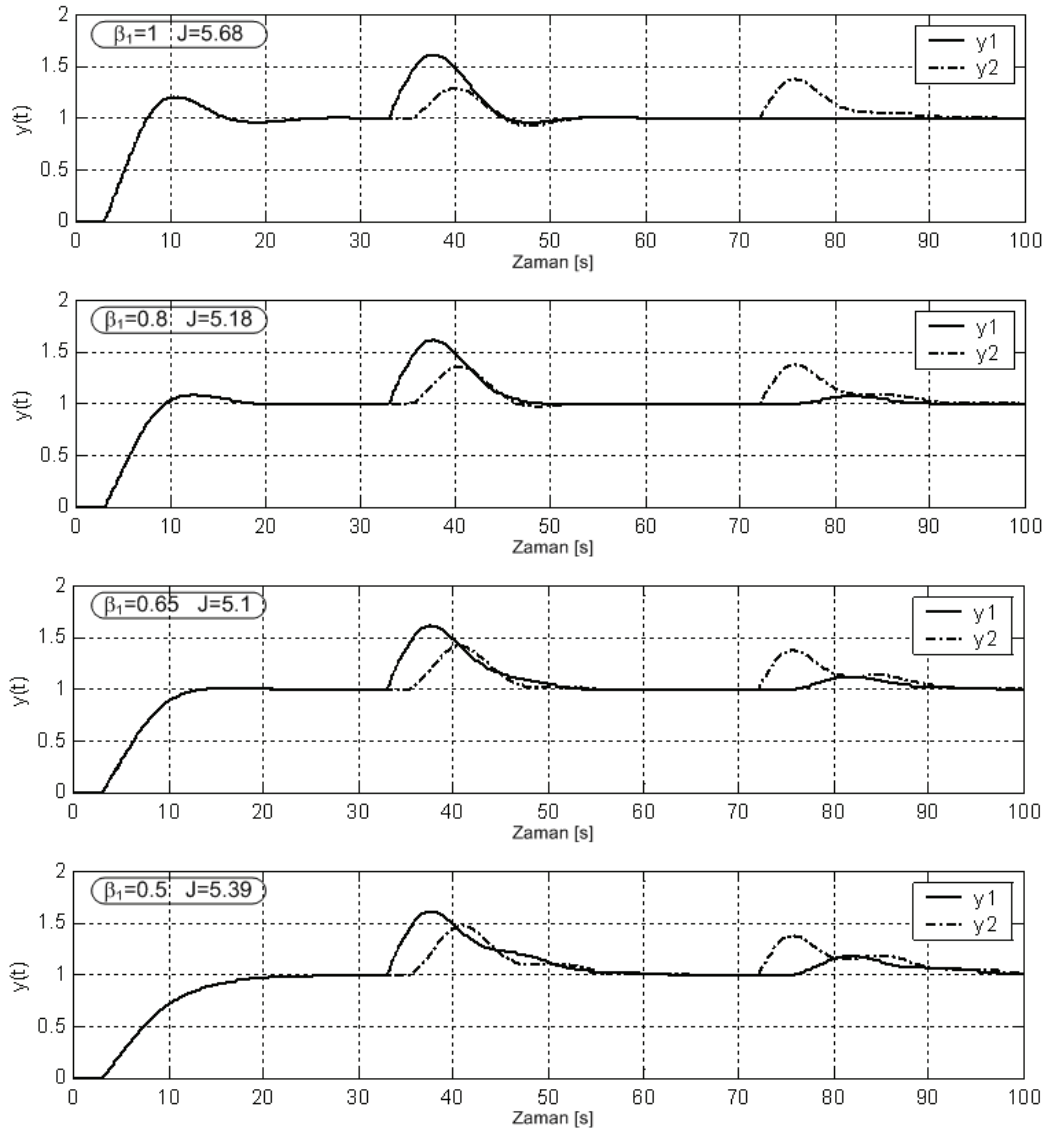
$$F_2(s) = \beta_1 0.6682 e^{-s} \quad (4.45)$$

Benzetimler esnasında ilk önce sistemlere birim basamak işareti, sonrasında ise 30. saniyede birinci sisteme, 70. saniyede de ikinci sisteme birer birim basamak yük bozucusu uygulanmıştır. Sistem davranışı üzerinde β_1 parametresinin etkisini gözlemek üzere β_1 ’e 1, 0.8, 0.65 ve 0.5 değerleri verilerek ayrı ayrı benzetimler yapılmıştır. Performansların karşılaştırılabilmesi amacıyla (4.40) denklemde verilen performans ölçütü kullanılmıştır.

Yapılan benzetimler sonucunda elde edilen sistem cevapları Şekil 12 ‘de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi β_1 ’in en büyük değeri olan bir için her iki sistem de aşımli bir cevap vermektedir. Bunun sebebi PI kontrolörü tasarımında amacın bozucuları çabuk şekilde bastırmasına yönelik olan tasarım yöntemidir. Birinci sisteme bir yük bozucusu geldiğinde HM’ler uygun referans işareti oluşturarak istenilen “a” oranını korumaya çalışmaktadır. Öte yandan β_1 ’in 1 seçilmesiyle birinci HM’da ikinci çevrime ait bilgi birince çevrime iletilmemektedir. Bu durumda ikici çevrimde oluşacak bir yük bozucusu ilk çevrim tarafından algılanamadığından birinci çevrime “a” oranını korumaya yönelik bir referans işareti birinci HM tarafından üretilmemektedir. İkinci çevrimin ağırlık çarpanı β_1 ’in birden farklı her değeri için ikinci çevrimin sistem çıkışı birinci HM’na iletilir. Böylece ikinci çevrimde oluşacak bir yük bozucusu birinci çevrim tarafından algılanır ve uygun referans işareti üretilir. Harmanlama ağırlık çarpanı β_1 ’in küçük değerleri için ise geçici hal davranışı çok yavaşlar. Bu da kontrol sistemlerinde istenmeyen bir davranıştır. Yapılan birçok benzetim çalışması sonucunda geçici hal davranışında aşım izni vermeyecek bir β_1 değerinin yük bozucuları içinde oran kontrol problemini çözeceği gözlenmiştir. Bu örnek için Şekil 4.11’de gösterildiği gibi β_1 ’in 0.65 değeri için performans ölçütü en küçük değerini almaktadır (Yeşil ve diğ., 2007b).

4.5.2 İkinci benzetim örneği

İkinci örnekte yine (4.41) ve (4.42) denklemleriyle verilen sistem ele alınmıştır. Bu örnekte, Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından önerilen Şekil 4.10’deki ÇBOK yapısı ile Visioli ve Veronesi (2004) tarafından önerilen Şekil 4.9’daki alternatif oran kontrol (AOK) yapısıyla karşılaştırılacaktır. Birinci benzetim örneğinde elde edilen sonuçlar doğrultusunda ÇBOK yapısındaki β_1 değeri 0.65 olarak alındığında harmanlama dinamikleri aşağıdaki gibi belirlenmiş olur:



Şekil 4.11: Farklı β_1 Değerleri İçin Sistem Cevapları

$$F_1(s) = 0.65 \quad (4.46)$$

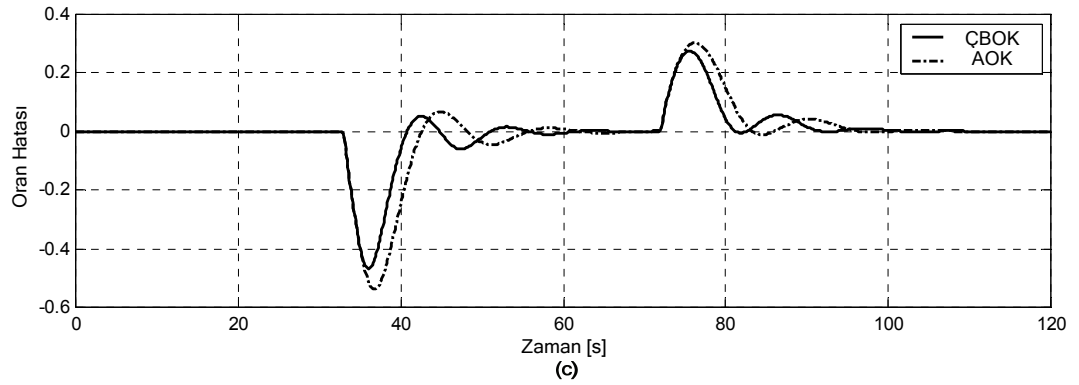
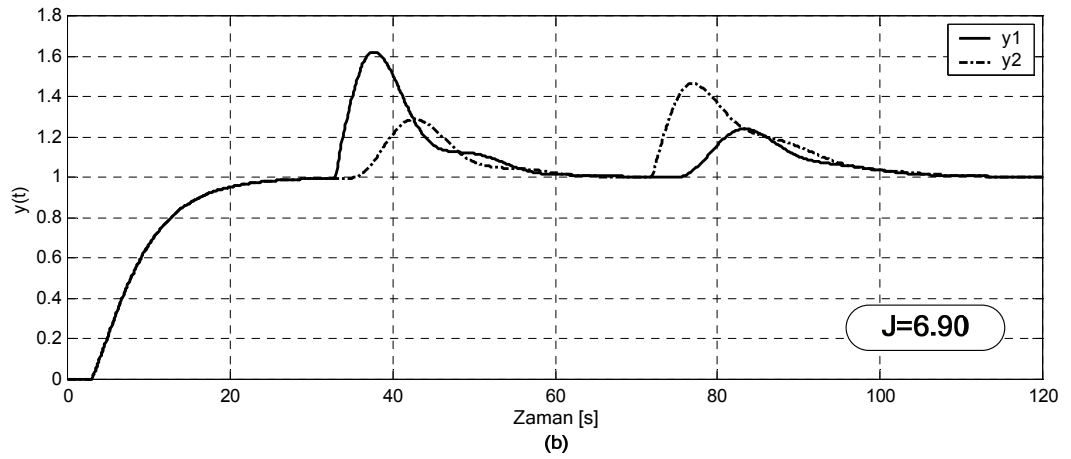
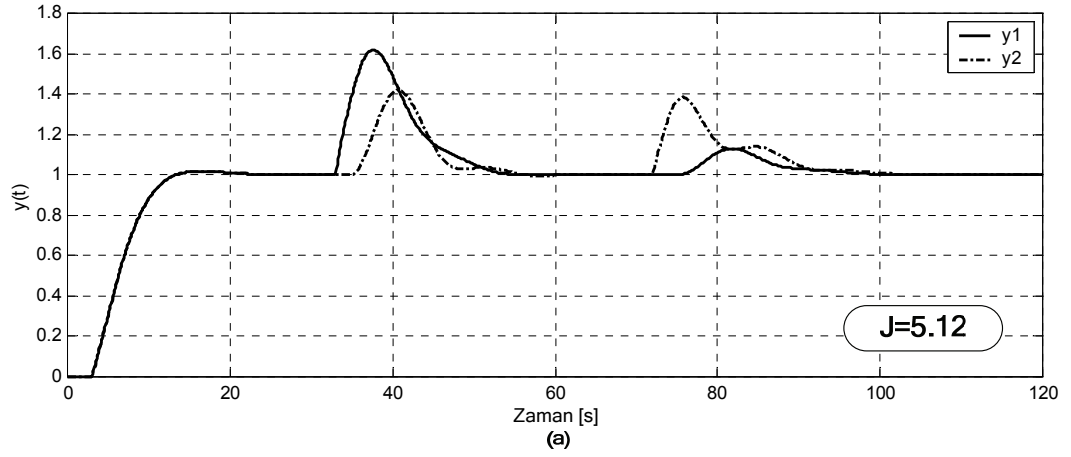
$$F_2(s) = 0.4344 e^{-s} \quad (4.47)$$

AOK yapısındaki T_f parametresi denklem (4.25)'ten 0.4 olarak elde edilir. Bu değer aracılığıyla $C(s)$ kontrolörünün statik kazancı K_C (4.21) denkleminde 0.1087 olarak hesaplanır. Hesaplanan bu değerler ve sistem parametreleri kullanılarak $C(s)$, $Q(s)$ kontrolörleri ile $G(s)$ ve $H(s)$ filtreleri ise aşağıdaki gibi elde edilir:

$$C(s) = H(s) = 0.1087 \left(\frac{4s+1}{s} \right) \quad (4.48)$$

$$Q(s) = \frac{6s+1}{4s+1} e^{-s} \quad (4.49)$$

$$G(s) = 0.1087 \left(\frac{6s+1}{s} \right) \quad (4.50)$$



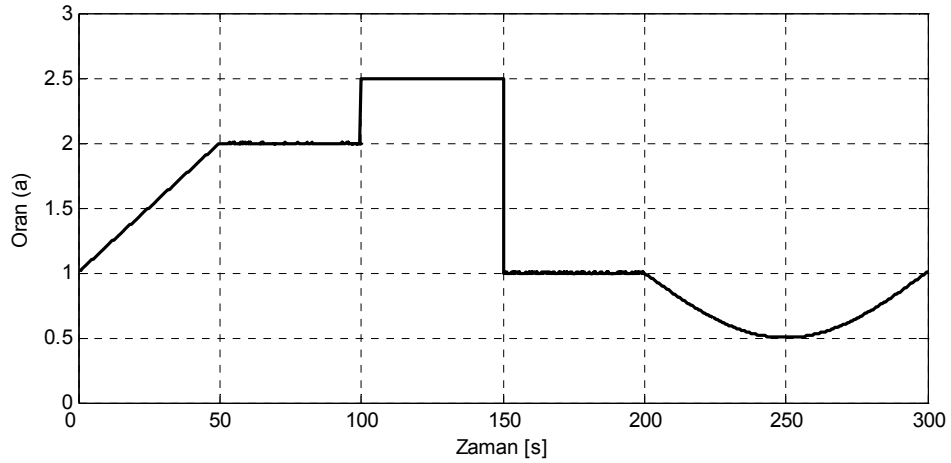
Şekil 4.12: İkinci Oran Kontrol Benzetim Sonuçları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı, (c) Oran Hataları

Yapılan benzetimlerde 30. saniyede birinci sisteme 70. saniyede de ikinci sisteme basmak yük bozucusu etkimiştir. Önerilen ÇBOK yapısı ile diğer AOK yapısına ait elde edilen sistem cevapları sırasıyla Şekil 4.12a ve Şekil 4.12b’de verilmiştir.

Benzetim sonuçlarından da açıkça görüleceği gibi Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından önerilen ÇBOK yapısının referans değer takibi ve yük bozucularını bastırma performansı diğer AOK yapısından çok daha iyidir. Denklem (4.40) ile verilen başarımlı ölçütleri ÇOK için 5.12 iken AOK için bu değer 6.90’dır. Tüm bunlara ek olarak Şekil 4.12c’de her iki yapı için de oran hataları verilmiştir. Geçici halde her iki sistem de çok başarıyla istenen “a” oranını korurken, herhangi bir sistemde bir yük bozucusu oluştuğunda ÇBOK yapısı diğer yöntemden çok daha hızlı bir şekilde oran hatasını sıfıra çekmektedir.

4.5.3 Üçüncü benzetim örneği

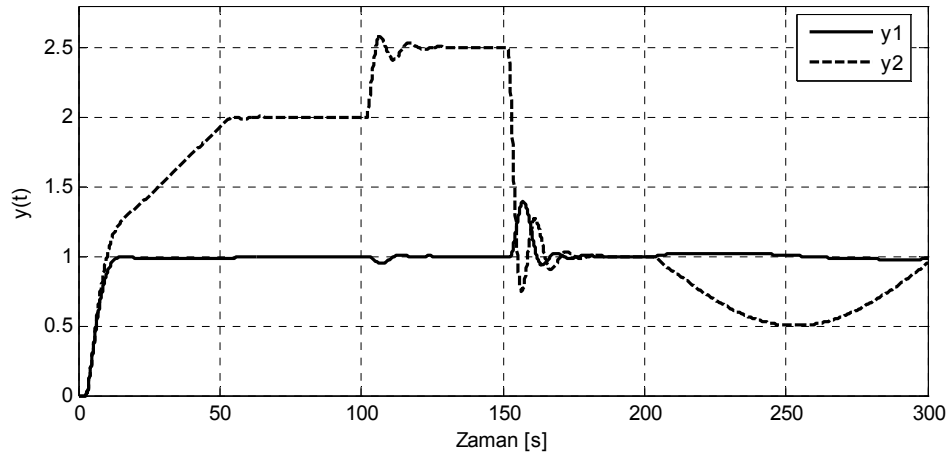
İlk iki örnekte ele alınan sistemler ve kontrol yapıları bu örnek için de kullanılmıştır. Ancak diğer örneklerden farklı olarak istenilen “a” oranı bir seçilmek yerine Şekil 4.13’te gösterildiği gibi zamanla değiştiği varsayılmıştır. Referans değer önceki örneklerde olduğu gibi bir seçilirken bu örnekte herhangi bir yük bozucusu bastırma performansı incelenmemiştir.



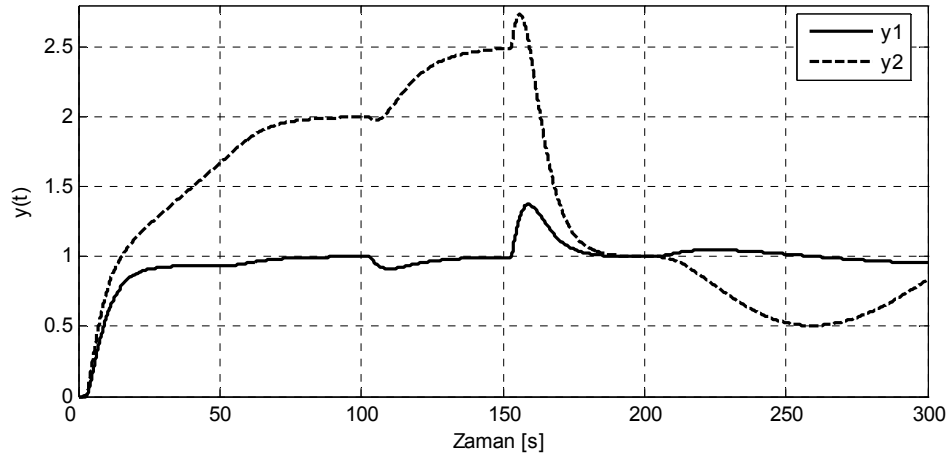
Şekil 4.13: Hedeflenen “a” Oranının Zamanla Değişimi

Benzetimler sonucuna ÇBOK ve AOK yapıları için elde edilen cevaplar sırasıyla Şekil 4.14a ve Şekil 4.14b’de verilmiştir. Şekil 4.14c’de ise oran kontrol yapılarının hedeflenen “a” oranını korumadaki başarımları karşılaştırılmıştır. Sonuçlar incelendiğinde ÇBOK yapısının hedeflenen “a” oranının zamanla değişken olmasının halinde de AOK yapısına göre üstünlüğü açıkça görülmektedir. Ayrıca 4.40 denklemi ile verilen başarımlı ölçütü ÇBOK için 14.83 değerini alırken AOK yapısı

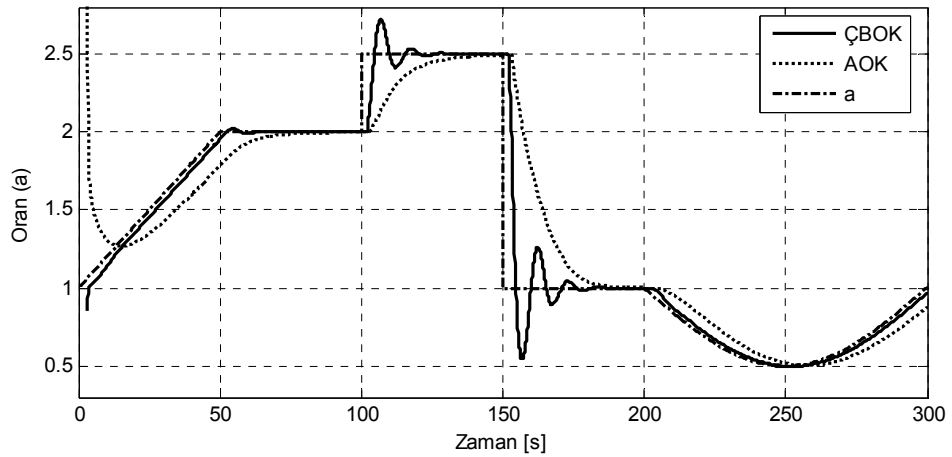
için bu değer 41.70 olmuştur. Başarım ölçütündeki bu büyük farkta ÇBOK yapısının üstünlüğünü kanıtlamaktadır.



(a)



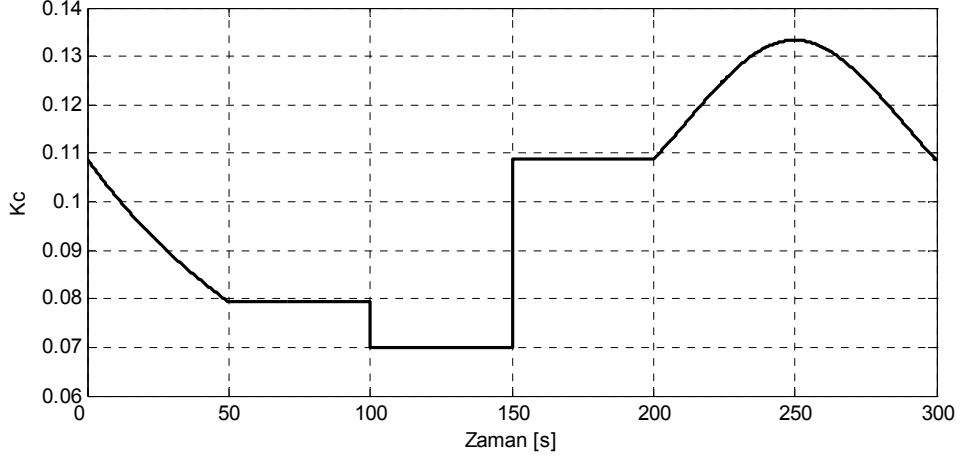
(b)



(c)

Şekil 4.14: Üçüncü Oran Kontrol Benzetim Sonuçları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı, (c) Hedeflenen Oranın Korunması

4.21 denkleminde verildiği gibi AOK yapısında yer alan PI kontrolörünün kazancı “a” oranına bağlıdır. Dolayısıyla hedeflenen “a” oranı değiştirildiğinde kontrolör statik kazancının da güncellenmesi gerekmektedir. Bu parametrenin değişimi 4.15’te verilmiştir. Öte yandan önerilen ÇBOK yapısında böyle bir çevrimiçi güncellemeye ihtiyaç yoktur ve bu önerilen oran kontrol yapısının üstünlüğüdür.



Şekil 4.15: AOK Yapısındaki Kontrolör Kazancının Değişimi

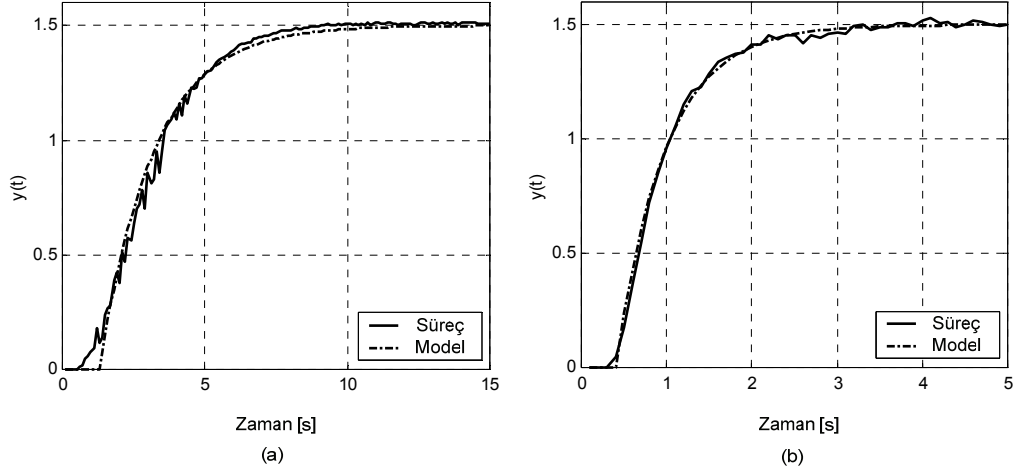
4.6 Deneysel Uygulama

Yeşil ve diğ. (2007a) tarafından önerilen çapraz birleştirilmiş oran kontrol yapısının gerçek sistemler üzerindeki performansını ve alternatif oran kontrol yapısına olan üstünlüğünü göstermek üzere üçüncü bölümde detaylı şekilde yapısı açıklanan PCS 327 ve PT 326 deney setleri kullanılmıştır. Öncelikle bu sistemlere basamak işareti uygulanmış ve elde edilen veriler kullanılarak PCS 327 ve PT 326 için sırasıyla aşağıdaki BMÖZ modeller elde edilmiştir:

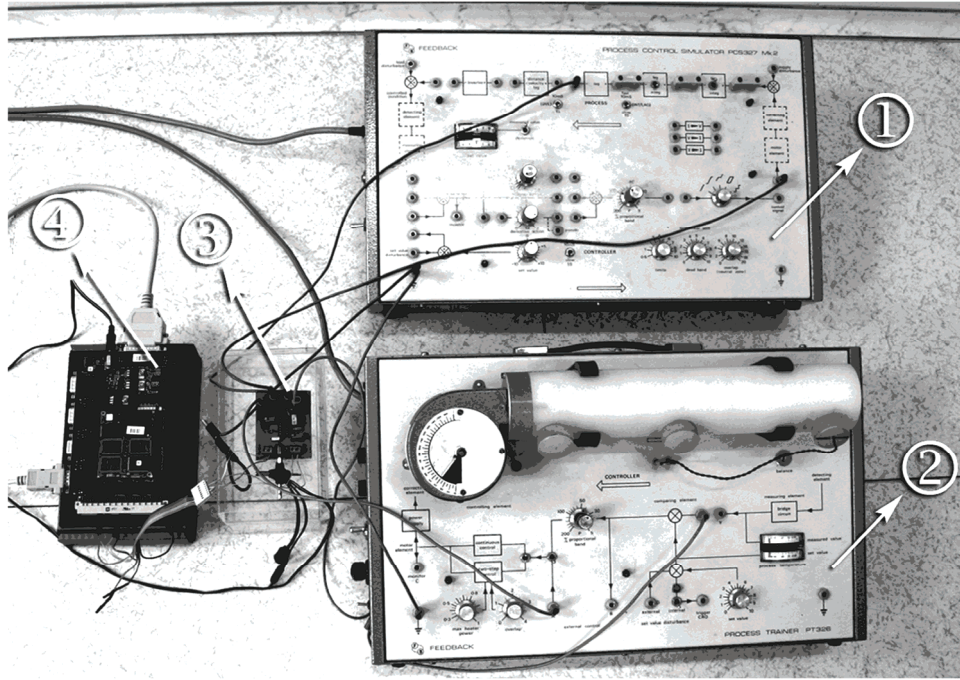
$$P_1(s) = \frac{1}{1.827s + 1} e^{-1.173s} \quad (4.51)$$

$$P_2(s) = \frac{0.74}{0.58s + 1} e^{-0.3s} \quad (4.52)$$

Sistemlerin ve modellerin basamak cevapları Şekil 4.16’te verilmiştir. Elde edilen modeller incelendiğinde PCS 327’ye ait olan (4.51) denkleminde ölü zamanın diğer modelinkinden büyük olduğu görülmektedir. Bu sebepten ölü zamanı büyük olan PCS 327 birinci sistem olarak atanmıştır. Deneyde kullanılan düzenek Şekil 4.17’te gösterilmiştir.



Şekil 4.16: Sistem Ve Model Cevapları: (a) PCS 327, (b) PT 326



Şekil 4.17: Deney Düzenneği: (1) PCS 327, (2) PT 326, (3) Kuvvetlendirici, (4) MPC 555 Mikroişlemci

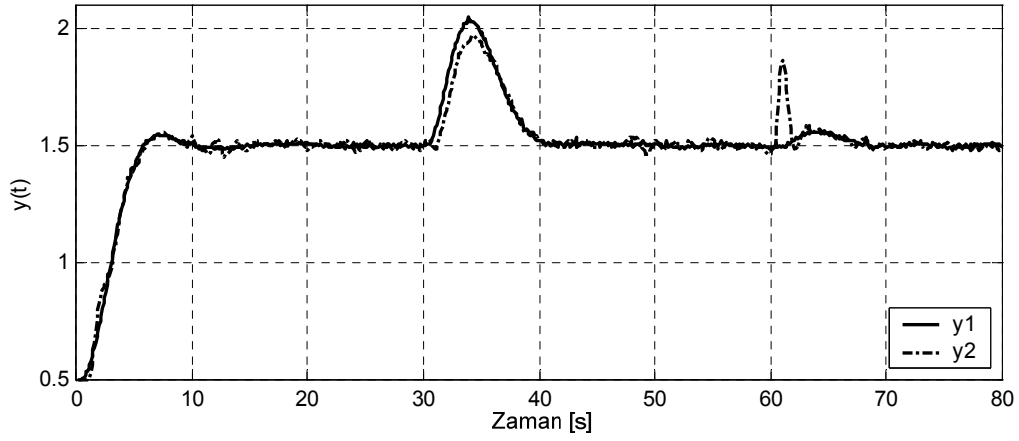
İlk adım olarak her kapalı çevrim için C(s) kontrolörleri tasarlanmıştır. PI kontrolörünün parametrelerinin belirlenmesinde İMK yöntemi uygulanmış. Tasarımdaki tek serbest parametre olan İMK filtre zaman sabiti belirlenirken M_s değeri makul en büyük değeri olan 2'ye eşitlenmiştir. Sonuç olarak filtre parametreleri sırasıyla λ_1 ve λ_2 sırasıyla 0.4879 ve 0.1267 olarak hesaplanmıştır. Bu parametreler ışığında kapalı çevrim kontrolörleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$C_1(s) = 1.1 \left(1 + \frac{1}{1.827s} \right) \quad (4.53)$$

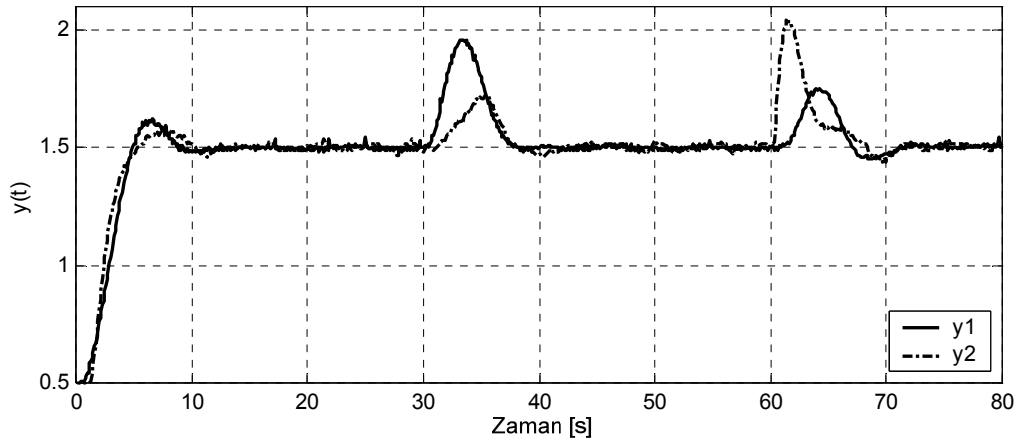
$$C_2(s) = 1.84 \left(1 + \frac{1}{0.58s} \right) \quad (4.54)$$

Sistem modelleri kullanılarak yapılan benzetimlerde $F_1(s)$ 'in 0.57 değeri için sistemin aşım yapmayacağı gözlenmiştir. Bu değer önerilen aralık içerisinde. Böylece ikinci harmanlama dinamiği aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$F_2(s) = 0.1462e^{-0.873s} \quad (4.55)$$



(a)



(b)

Şekil 4.18: Oran Kontrol Deneyinde Elde Edilen Sistem Cevapları: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı

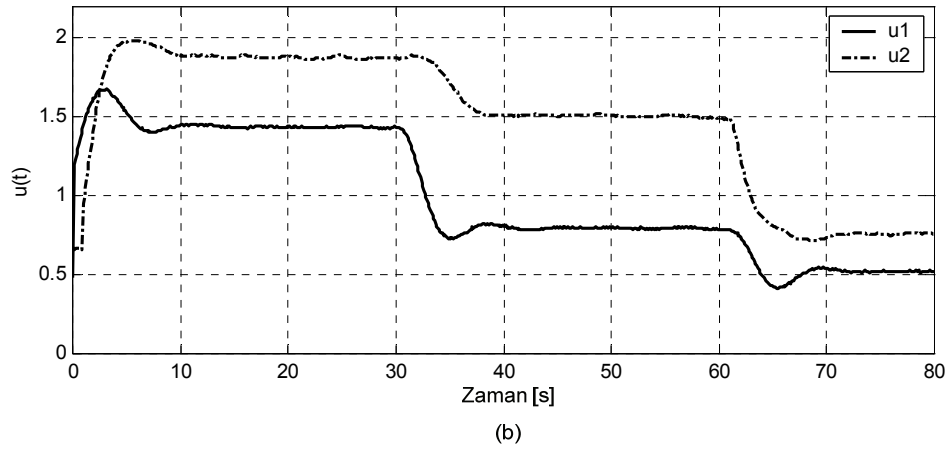
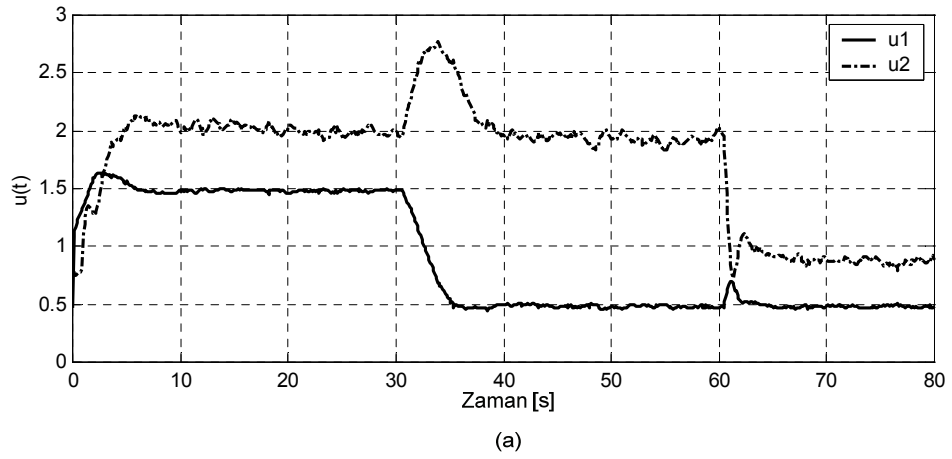
Visioli ve Veronesi (2004) tarafından önerilen yöntemdeki kontrol blokları yukarıda da belirtildiği gibi istenen “a” parametresine bağlıdır. Deney sırasında “a” değeri 1

seçilmiş ve kontrolör parametreleri hesaplanmıştır. AOK yapısına ait elde edilen ifadeler aşağıdaki verilmiştir:

$$C(s) = H(s) = 0.3667 \left(\frac{1.827s + 1}{s} \right) \quad (4.56)$$

$$Q(s) = \frac{0.58s + 1}{0.1827s + 1} e^{-0.873s} \quad (4.57)$$

$$G(s) = 0.3667 \left(\frac{0.58s + 1}{s} \right) \quad (4.58)$$



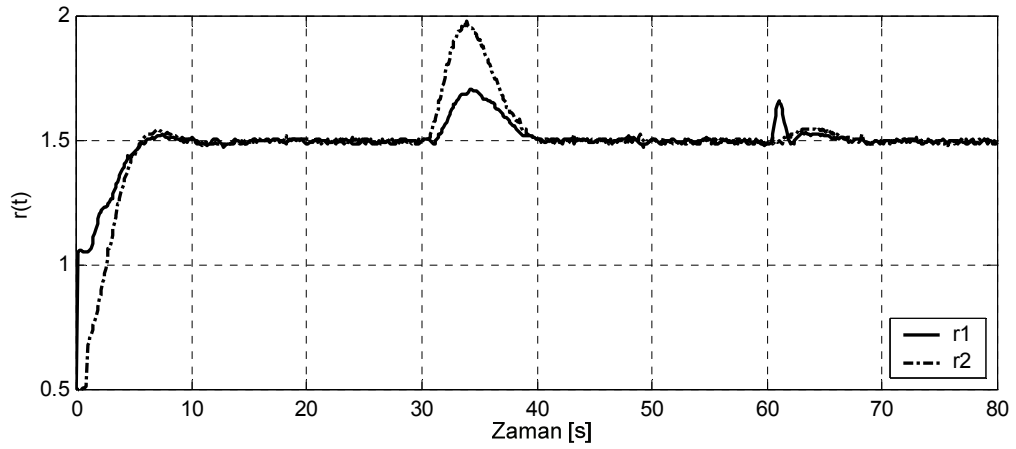
Şekil 4.19: Oran Kontrol Deneyinde Elde Edilen Kontrol İşaretleri: (a) ÇBOK Yapısı, (b) AOK Yapısı

Önerilen ÇBOK yapısı ve alternatif AOK yapısı MPC555 mikroişlemcisine programlanmış ve 1.5 Volt değerinde basamak referans işareti uygulanmıştır. Sonrasında ise 30. ve 60. saniyelerde sırasıyla birinci ve ikinci sisteme yük

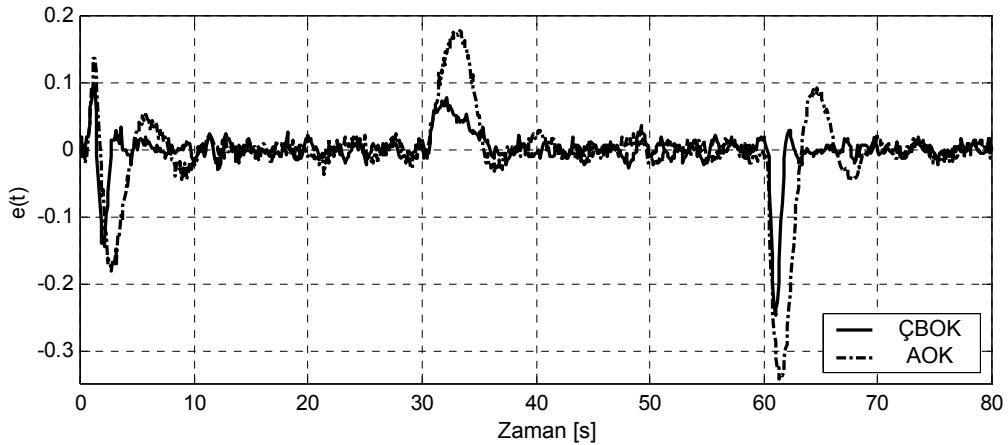
bozucuları uygulanmıştır. Adil bir karşılaştırma için yine (4.40) denklemi ile verilen başarımlar ölçümleri hesaplanmıştır.

Deneyde elde edilen sistem cevapları ve kontrol işaretleri sırasıyla Şekil 4.18 ve Şekil 4.19’de verilmiştir. ÇBOK yapısında her iki çevrim için oluşturulan referans işaretleri ise Şekil 4.20’de verilmiştir.

(4.40) denklemi ile tanımlanan başarımlar ölçümleri her bir oran kontrol yapısı için hesaplandığında $J_{\text{ÇBOK}} = 16.161$ ve $J_{\text{AOK}} = 37.395$ elde edilmiştir. Sonuçların daha iyi anlaşılabilmesi için her yönteme ilişkin kontrol hataları Şekil 4.21’de gösterilmiştir.



Şekil 4.20: Önerilen ÇBOK Yapısında Oluşturulan Referans İşaretleri



Şekil 4.21: Oran Kontrol Deneylerinde Elde Edilen Oran Hataları

Deney sonuçları incelendiğinde önerilen ÇBOK yapısının literatürdeki tek alternatifi olabilecek AOK yapısından geçici hal süresince çok daha iyi bir performans sergilediği görülmektedir. Önerilen yöntem kullanıldığında birinci sisteme bir yük

bozucusu etkidiğinde ikinci sistemin çıkışı istenen oranı korumak amacıyla hızlı bir şekilde cevap vermektedir. Bunlara ek olarak, ikinci sistemdeki bir yük bozucusuna ikinci çevrimdeki geribesleme kontrolörü $C_2(s)$ çok iyi bir yük bastırma performansı sergilerken birinci sistem de istenilen oranı korumak için cevap vermektedir. Öte yandan Şekil 4.19 incelendiğinde AOK yapısının yük bozucularını bastırma ve bu süre boyunca da oran kontrol performansı oldukça zayıftır. ÇBOK yapının üstünlüğü Şekil 4.21’de verilen oran kontrol hataları incelendiğinde de görülmektedir.

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMALAR

Bu çalışmada harmanlama mekanizmasına dayalı kontrol yapıları ve yöntemleri geliştirilmiştir. Geliştirilen ilk yapı bir referans ayarlayıcıdır. 2-SD kontrol yapılarında bulunan referans ön filtresi yerine, çalışma içerisinde sunulan HAM-RA yapısı kullanılmıştır. Harmanlama mekanizmasının tasarımında önemli olan harmanlama dinamiğinin belirlenmesidir. Süreç kontrol uygulamalarının neredeyse tamamında PID tipinde kontrolörler kullanıldığından, HAM-RA tasarımında ki harmanlama dinamiği de PI ve PID tipindeki kontrolörler için irdelenmiştir. Kontrolör parametrelerinin belirlenmesinde ise tasarlanacak parametre sayısını azaltması sebebiyle içsel model kontrole (İMK) dayalı yöntem tercih edilmiştir. Geribesleme kontrolörü PI olarak tasarlandığında harmanlama dinamiği bir sabit olarak elde edilmiş, öte yandan kontrolör PID tipinde seçildiğinde ise harmanlama dinamiği basit birinci dereceden bir filtreye dönüşmüştür. Elde edilen bu harmanlama sabitinin ve birinci mertebeden dinamiğinin tüm parametreleri süreç model parametrelerine ve İMK filtre zaman sabine bağlıdır. Bilgisayar ortamında yapılan birçok benzetim çalışmasıyla önerilen HAM-RA yapısının, sistem cevabının geçici hal davranışını iyileştirdiği karşılaştırmalı olarak gösterilmiş ve tartışılmıştır.

Geribesleme kontrolörünün PI tipinde seçilmesi durumunda elde edilen harmanlama sabitinin $[0, 1]$ aralığında olması sebebiyle kural tabanlı bir çevrimiçi ayar yönteminin HAM-RA performansını iyileştirebileceği fikri ortaya konmuştur. Yine bilgisayar ortamında yapılan benzetimlerle çevrimiçi ayar yöntemiyle bu yaklaşımın getirileri gösterilmiştir. Çalışmanın devamında ise harmanlama sabitinin yine çevrimiçi ayarlanması amacıyla bulanık mantık tabanlı bir mekanizması önerilmiştir. Bulanık ayar mekanizması (BAM) için gerekli bulanık kuralların nasıl oluşturulması gerektiği tartışılmış ve bu kurallarda yer alan üyelik fonksiyonlarının nasıl belirleneceği aktarılmıştır. BAM giriş değişkenleri, tanım aralıkları gereği bir ölçekleme çarpanına ihtiyaç duymamaktadır. BAM çıkışı ise doğrudan harmanlama sabitidir ve yukarıda da belirtildiği gibi $[0, 1]$ aralığında tanımlıdır. Bu sebeple de çıkış üyelik fonksiyonları bu aralıkta tanımlanmış ve böylece çıkış ölçekleme çarpanı ihtiyaç kalmamıştır. Bulanık mantık tabanlı sistemlerin performansını belirleyen önemli parametrelerden olan ölçekleme çarpanlarına tasarımda ihtiyaç duyulmaması BAM yapısının en önemli tasarım avantajlarından biridir. Yapılan benzetim

çalışmalarıyla, bulanık ayar mekanizması ile çevrimiçi ayarlanan HAM-RA yapısının getirileri karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Doktora sonrası yapılacak çalışmalarda kapalı çevrim kontrolörünün PID olarak seçilmesi durumunda da benzer bir çevrimiçi ayar mekanizmasının geliştirilmesi planlanmaktadır.

Benzetim çalışmalarına ek olarak, laboratuvar imkânları dâhilinde olan PT 326 (Process Trainer 326) ve PCS 327 (Process Control Simulator 327) süreç eğitim deney setleri ve gerçeklemede Motorola MPC 555 mikro işlemcisi kullanılmıştır. MPC555 geliştirme kartı MATLAB/Simulink ile uyumludur. MPC555 mikrokontrolörünün özellikleri 'Motorola MPC555 Gömülü Hedefi Blok Kütüphanesi'nde Simulink blokları olarak vardır. Bu deney setleri ve mikroişlemci kullanılarak farklı süreçler ve deney düzenekleri oluşturularak önerilen HAM-RA yapısının ve kural tabanlı çevrimiçi ayar yönteminin uygulanabilirliği ve getirileri gösterilmiştir.

Çalışmanın ilerleyen bölümünde ise geçici hal davranışını şekillendirip iyileştirmek için kullanılan harmanlama mekanizması fikri, oran kontrol sistemlerinde daha genel bir yapı oluşturmak amacıyla kullanılmıştır. Geliştirilen çapraz birleştirilmiş oran kontrol (ÇBOK) yapısı ile her bir kapalı çevrimin referans işareti bir harmanlama mekanizması ile belirlenmiştir. Bu harmanlama mekanizması, HAM-RA yapısında olduğu gibi, oran kontrol yapısının geçici hal davranışını şekillendirmesinin yanı sıra, ÇBOK yapısı sayesinde herhangi bir sisteme etkiyecek yük bozucusunun bastırılması esnasında da istenilen oranı korumak için referans işaret üretmektedir. Bu yeni yaklaşımla harmanlama mekanizması yalnızca geçici halde değil bozucuların olması durumunda da etkin rol oynamaktadır. Önerilen yapı ve yöntemin getirileri öncelikle yapılan benzetim örneklerinde karşılaştırılmalı olarak sunulmuş, sonrasında ise yine mevcut PT 326 ve PCS 327 deney setleri kullanılarak oluşturulan düzende ÇBOK yapısı MPC555 mikroişlemci üzerinde gerçekleştirilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, benzetim sonuçlarıyla paralel şekilde önerilen yöntemin hem geçici halde hem de yük bozucularının oluşması durumunda performansının diğer yöntemlerden üstün olduğunu göstermektedir.

Bu çalışma içerisinde önerilen yeni yapı ve yöntemlerin uygulamaları ancak imkânlar dâhilinde laboratuvarda yapılabilmektedir. İleriye yönelik olarak, önerilen ÇBOK yapısının, endüstride oran kontrol sistemlerinin kullanıldığı sahalarda fiziksel bir uygulamasının yapılması için bir proje çalışmasının başlatılması planlanmaktadır. Ayrıca, yapılan literatür çalışmalarının bazılarında, oran kontrol probleminin farklı disiplinlerde de uygulama bulabileceği fark edilmiştir. Örneğin, endüstri mühendisliğinin araştırma konusu olan stok yönetim kontrol probleminde, önerilen

ÇBOK yapısının kullanılabileceği düşünülmektedir. Ayrıca bu doğrultuda da bir çalışmanın başlatılması planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

- Alvarez-Ramirez, J., Monroy-Loperena, R., Velasco, A. and Urrea, R.,** 2004. Optimality of Internal Model Control Tuning Rules, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **43** (24), 7951-7958.
- Araki, M.,** 1984. PID control system with reference feedforward PID-FF control system, *Proc. 23rd SICE Society of Instrument and Control Engineers Annual Conference*, 31-32.
- Araki, M. and Taguchi, H.,** 2003. Two-Degree-of-Freedom PID Controllers, *International Journal of Control, Automation, and Systems*, **1** (4), 401-411.
- Arputha Vijaya Selvi, J., Radhakrishnan, T.K. and Sundaram, S.,** 2006. Model based IMC controller for process with dead time, *Instrum. Sci. & Technol.*, **34**, 463-474.
- Åström, K.J. and Hägglund, T.,** 1985. Automatic tuning of PID controllers based on dominant poles design, *IFAC Adaptive Control of Chemical Processes*, **85**, 205-210.
- Åström, K.J. and Hägglund, T.,** 1995. PID controllers: theory, design and tuning, ISA Press: Research Triangle Park, NC.
- Åström, K.J. and Hägglund, T.,** 2001. The future of PID controller, *Control Engineering Practice*, **9**, 1163-1175.
- Bandyopadhyay, R., Chakraborty, U.K. and Patranabis, D.,** 2001. Autotuning a PID controller: A fuzzy-genetic approach, *J. of Sys. Architecture*, **47** (7), 663-673.
- Camacho, O., Smith, C. and Moreno, W.,** 2003. Development of an Internal Model Sliding Mode Controller, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **42** (3), 568 – 573.
- Cha, S., Chun, D. and Lee, J.,** 2002. Two-Step IMC-PID Method for Multiloop Control System Design, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41** (12), 3037 – 3041.

- Chen, D., Seborg, D.E.**, 2002. PI/PID controller design based on direct synthesis and disturbance rejection, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41**, 4807-4822.
- Cohen, G.H. and Coon, G.A.**, 1953. Theoretical consideration of retarded control, *Trans. Amer. Soc. Mech. Eng.*, **75**, 827-834.
- Danaci, A., Güzelkaya, M., Eksin, İ. and Yeşil E.**, 2007. Internal Model Control of Fan and Plate System With a Fuzzy Tuning Mechanism, *DECOM-TT 2007 International Workshop on Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Countries*, Çeşme, Turkey.
- Dias, J.M., Dourado, A.**, 1999. A self-organizing fuzzy controller with a fixed maximum number of rules and an adaptive similarity factor, *Fuzzy Sets Syst.*, **103 (1)**, 27-48.
- de la Pena, D.M., Ramirez, D.R., Camacho, E.F. and Alamo, T.**, 2005. Application of an explicit min-max MPC to a scaled laboratory process, *Control Eng. Practice*, **13 (12)**, 1463-1471.
- Edgarand, C.R. and Postlethwaite, B.E.**, 2000. MIMO fuzzy internal model control, *Automatica*, **36 (6)**, 867-877.
- Eitelberg, E.A.**, 1987. A regulating and tracking PI(D) controller, *Int. J. Control*, **45**, 91-95.
- Erenoglu, I., Eksin, İ., Yeşil, E. and Güzelkaya M.**, 2006. An Intelligent Hybrid Fuzzy PID Controller, *ECMS-2006, 20th European Conference on Modelling and Simulation*, Bonn, Germany.
- Fujimoto, Y.**, 1995. Robust servo-system based on two-degree-of-freedom control with sliding mode, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **42 (3)**, 272-280.
- Garcia, C.E., Morari, M.**, 1982. Internal model control-1.A unifying review and some new results, *Ind. Eng. Chem. Des. Dev.*, **21 (2)**, 308-323.
- Genc, H.M., Eksin, İ., Güzelkaya, M. and Yeşil E.**, 2006. A Rule-base Modification for Time Delay Systems, *ASC 2006, The 10th IASTED International Conference on Artificial Intelligence and Soft Computing*, Palma de Mallorca, Spain.
- Gomes, V.G.**, 1985. Controlling fired heaters, *Chem. Eng.* **63**.

- Gorez, R.**, 2003. New design relations for 2-DOF PID-like control systems. *Automatica*, **39**, 901-908.
- Güzelkaya, M., Eksin, İ. and Yeşil E.**, 2003. Self-tuning of PID-type fuzzy logic controller coefficients via relative rate observer, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, **16**, 227-236.
- Hägglund, T.**, 2001. The blend station – a new ratio control structure, *Control Engineering Practice*, **9 (11)**, 1215-1220.
- Hamamci, S.E.**, 2005. A robust polynomial-based control for stable processes with time delay, *Electrical Eng.* **87 (3)**, 163-172.
- Hang, C.C. and Cao, L.**, 1996. Improvement of transient response by means of variable set point weighting. *IEEE T. Ind. Electron.*, **43 (4)**, 477-484.
- Hang, C.C. and Sin, K.K.A.**, 1991. A comparative performance study of PID auto-tuners, *IEEE Control Syst. Mag.*, **11**, 41-47.
- Hang, C.C., Åström, K.J. and Ho, W.K.**, 1991. Refinements of the Ziegler-Nichols tuning formula, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, **138 (2)**, 111-118.
- He, S.Z., Shaoua, T.D. and Xu, F. L.**, 1993. Fuzzy self-tuning of PID, *Fuzzy Sets and Systems*, **(56)**, 37-46.
- Hippe, P., Wurmthaler, C. and Dittrich F.**, 1987. Comments on a regulating and tracking PI(D) controller, *Int. J. Control*, **46 (5)**, 1851-1856.
- Horn, I.G., Arulandu, J.R., Gombas, C.J., VanAntwerp, J.G. and Braatz, R.D.**, 1996. Improved Filter Design in Internal Model Control, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **35 (10)**, 3437 – 3441.
- Horowitz, I.M.**, 1963. *Synthesis of Feedback Systems*, Academic Press, London.
- Howze, J.W. and Bhattacharyya, S.P.**, 1997. Robust tracking, error feedback, and two-degree-of-freedom controllers, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, **42 (7)**, 980-983.
- Hu, B., Mann, G.K.I., Gosine, R.G.**, 1999. A new methodology for analytical and optimal design of fuzzy PID controllers, *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, **7 (5)**, 521–539.
- Huang, H-P. and Lin, F-Y.**, 2006. Decoupling multivariable control with two degree of freedom, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **45**, 3161-3173.

- Karasakal, O., Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2004. The Implementation and Comparison of Different Type Self-tuning Algorithms of Fuzzy PID Controllers on PLC, *ISSCI-2004 5th International Symposium on Soft Computing for Industry*, Seville, Spain.
- Karasakal, O., Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2005. Implementation of a new self-tuning fuzzy PID controller on PLC, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, **13 (2)**, 277-286.
- Kaya, I.**, 2004. IMC based automatic tuning method for PID controllers in a Smith predictor configuration, *Computers & Chemical Engineering*, **28 (3)**, 281-290.
- Kaya, I., Tan, N., and Atherton, D.P.**, 2005. A refinement procedure for PID controllers, *Electrical Eng.*, **88 (3)**, 215-222.
- Khan, B.Z. and Lehman, B.**, 1996. Setpoint PI Controllers for Systems with Large Normalized Dead Time, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **4 (4)**, 459-466.
- Klir, G.J. and Yuan B.**, 1995. Fuzzy Sets and Fuzzy Logic: Theory and Applications, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey.
- Lelić, M., Gajić, Z.**, 2000. A reference guide to PID controllers in the nineties. *Proceedings of IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, Terrassa, Spain, 2000, 69-78.
- Leva, A. and Colombo, A.M.**, 1999. Method for optimising set-point weights in ISA-PID autotuners, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, **146 (2)**, 137-146.
- Li, S., Zhang, W., Zhang, R., Lv, D. and Huang, Z.**, 2005. Cascade fuzzy control for gas engine driven heat pump, *Energy Conversion and Management*, **46 (11-12)**, 1757-1766.
- Liu, K., Shimizu, T., Inagaki, M. ve Ohkawa, A.**, 1998. New Tuning Method for IMC Controller, *Journal of Chemical Engineering of Japan*, **31 (3)**, 320-324.
- Liu, T., Zhang, W.D. and Gu, D.Y.**, 2005. IMC-Based Control Strategy for Open-Loop Unstable Cascade Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **44 (4)**, 900 – 909.
- Malki, H.A., Misir, D., Feigen span, D. and Chen, G.**, 1997. Fuzzy PID control of a flexible-joint robot arm with uncertainties from time-varying loads, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, **5(3)**, 371-378.

- Mamdani, E.H.**, 1974. Application of Fuzzy Algorithms for Control of Simple Dynamic Plant, *IEEE Proceedings*, **121 (12)**, 1585-1588.
- Mantz, R.J. and Tacconi, E.J.**, 1989. Complementary rules to Ziegler-Nichols' rule for a regulating and tracking controller, *Int. J. Control*, **49 (5)**, 1465-1471.
- Mantz, R.J. and Tacconi, E.J.**, 1990. A regulating and tracking PID controller, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **29**, 1249-1253.
- Matausek, M.R., Micic, A.D., Dacic, D.B.**, 2002. Modified internal model control approach to the design and tuning of linear digital controllers, *International Journal of Systems Science*, **33 (1)**, 67-79.
- Matausek, M.R. and Kvascev, G.S.**, 2003. A unified step response procedure for autotuning of PI controller and Smith predictor for stable processes, *J. Process Control*, **13 (8)**, 787-800.
- Morari, M. and Zafiriou, E.**, 1989. Robust Process Control, Prentice Hall: Upper Saddle River, NJ.
- Ng, G.W. and Cook, P.A.**, 1998. Real-time control of systems with unknown and varying time-delays, using neural networks, *Eng. Appl. Artif. Intell.*, **11 (3)**, 401-409.
- Normey-Rico, J.E. and Camacho, E.**, 2002. A unified approach to design dead-time compensators for stable and integrating processes with dead-time, *IEEE Trans. Automat. Contr.*, **47 (2)**, 299-305.
- O'Dawyer, A.**, 2003. Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules, Imperial College Press, London.
- Ou, L., Zhang, W., Gu, D. and Cai, Y.**, 2005. A two-degree-of-freedom ratio control scheme, *IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT-2005*, 817-822.
- Özbay, H.**, 2000. Introduction to Feedback Control Theory, CRC Press LLC, Boca Raton FL.
- Pereira, C., Henriques, J. and Dourado, A.**, 2000. Adaptive RBFNN versus conventional self-tuning: comparison of two parametric model approaches for non-linear control, *Cont. Eng. Pract.*, **8 (1)**, 3-12.
- Piazzi, A. and Visioli, A.**, 2006. A noncausal approach for PID control, *Journal of Process Control*, **16**, 831-843.

- Qiao, W.Z. and Mizumoto, M.**, 1996. PID type fuzzy controller and parameters adaptive method, *Fuzzy Sets and Systems*, **78**, 23–35.
- Rivera, D.E., Morari, M. and Skogestad, S.**, 1986. Internal model control. 4. PID controller design, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **25**, 252-265.
- Shamsuzzoha, M. and Lee, M.**, 2007. IMC-PID Controller Design for Improved Disturbance Rejection of Time-Delayed Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **46**, 2077-2091.
- Shayeghi, H., Shayanfar, H. A. and Jalili, A.**, 2007. Multi-stage fuzzy PID load frequency controller in a restructured power system, *Journal of Electrical Engineering*, **58 (2)**, 61-70.
- Shen, J.C.**, 2000. New tuning method for PID control of a plant with under-damped response, *Asian Journal of Control*, **2 (1)**, 31-41.
- Shinskey, F.G.**, 1996. Process Control Systems – Application, Design, and Tuning, McGraw-Hill. New York, USA.
- Skogestad, S.**, 2003. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, *J. Process Control*, **13 (4)**, 291-309.
- Soundaravalli, S., Radhakrishnan, T.K. and Sundaram, S.**, 2007. Model based tuning of Humidity Process with Transportation Lag, *Instrum. Sci. & Technol.*, **35**, 153-162.
- Sung, S.W. and Lee, I.B.**, 1996. Limitations and Countermeasures of PID Controllers, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **35 (8)**, 2596 -2610.
- Takagi, T., and Sugeno, M.**, 1985. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control, *IEEE Trans. Syst. Man Cybern.*, **15**, 116-132.
- Tan, W., Marquez, H.J. and Chen, T.**, 2003. IMC design for unstable processes with time delays, *Journal of Process Control*, **13 (3)**, 203-213.
- Tian, Y.C. and Gao, F.**, 1998a. Double-controller scheme for control of processes with dominant delay, *IEE Proc. Control Theory Applications*, **145 (5)**, 479-484.
- Tian, Y.C. and Gao, F.**, 1998b. Double-controller scheme for separating load rejection from set-point tracking, *Trans. Institute of Chemical Engineers - Part A*, **76**, 445-450.

- Tian, Y.C. and Gao, F.**, 1999. Control of integrator processes with dominant time delay, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **38**, 2979-2983.
- Visioli, A.**, 1999. Fuzzy logic based set-point weight tuning of PID controllers, *IEEE T. Syst. Man. Cy. -A.*, **29 (6)**, 587-592.
- Visioli, A.**, 2000. Fuzzy logic based tuning of PID controllers for plants with under-damped response, *Proceedings of IFAC Digital Control: Past, Present and Future of PID Control*, 577-582.
- Visioli, A.**, 2004. A new design for a PID plus feedforward controller, *J. Process Cont.*, **14**, 457-463.
- Visioli, A.**, 2005a. Design and tuning of a ratio control structure, *Control Engineering Practice*, **13 (4)**, 485-497.
- Visioli, A.**, 2005b. A new ratio control architecture, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **44**, 4617-4624.
- Visioli, A., Piazzzi, A.**, 2003. Improving set-point-following performance of industrial controllers with a fast dynamic inversion algorithm, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **42**, 1357-1362.
- Visioli, A. and Veronesi, M.**, 2004. A ratio control architecture for set-point following and load disturbance rejection, *7th Intl. Symp. on Dyn. and Cont. of Process Syst. (DYCOPS-2004)*, Cambridge (USA).
- Visioli, A.**, 2006. Practical PID Control, Springer, London.
- Wallen, A.**, 2000. Tools for autonomous process control, *PhD thesis*, Lund Institute of Technology.
- Woo, Z.W., Chung, H.Y. and Lin, J.J.**, 2000. A PID-type fuzzy controller with self-tuning scaling factors, *Fuzzy Sets and Systems*, **115**, 321-326.
- Xu, J.X., Liu, C. and Hang, C.C.**, 1998. Tuning and analysis of a fuzzy PI controller based on gain and phase margins, *IEEE Trans on Systems, Man, and Cybernetics-Part A*, **28 (5)**, 685-691.
- Xu, J.X., Hang, C.C. and Liu, C.**, 2000. Parallel structure and tuning of a fuzzy PID controller, *Automatica*, **36**, 673-684.

- Yang, X.-P., Wang, Q.-G., Hang, C.C. and Lin, C.**, 2002. IMC-Based Control System Design for Unstable Processes, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41** (17), 4288–4294.
- Yeşil, E.**, 2002. Bulanık gözlemleyiciler aracılığıyla doğrusal olmayan sistemlerde hata algılama, *TOK'2002 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Ankara.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2003. Fuzzy PID controllers: An overview, *The 3rd Triennial ETAI International Conference on Applied Automatic Systems*, Makekonya.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2004a. Self-tuning fuzzy PID-type load-frequency controller, *Electrical Conversion and Management*, **45** (3), 377-390.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2004b. Internal Model Control Based Fuzzy Gain Scheduling Technique of PID Controllers, *ISSCI-2004 5th International Symposium on Soft Computing for Industry*, Seville, Spain.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin, İ.**, 2006a. Fuzzy Logic Based Tuning of PID Controllers for Time Delay Dominant Systems, *ASC 2006, The 10th IASTED International Conference on Artificial Intelligence and Soft Computing*, Palma de Mallorca, Spain.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. ve Eksin İ.**, 2006b. Çift serbestlik dereceli kontrol yapılarında harmanlama mekanizmalı referans değer ayarlayıcı, *TOK'2006 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, Ankara.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M., Eksin İ., and Tekin, Ö.A.**, 2007a. A cross-coupled ratio control structure, *International Journal of Instrumentation Science & Technology*, **35** (5), 523-536.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M. and Eksin İ.**, 2007b. A Ratio Control Structure with Two Blend Stations, *DECOM-TT 2007 International Workshop on Automatic Systems for Building the Infrastructure in Developing Countries*, Çeşme, Turkey.
- Yeşil, E., Güzelkaya, M., Eksin İ. and Tekin, Ö. A.**, 2007c. Online Tuning of Set-point Regulator with a Blending Mechanism, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, (gönderildi).

- Yeşil, E., Güzelkaya, M., Eksin İ., and Tekin, Ö.A.,** 2008. Set-point regulator with blending mechanism, *International Journal of Instrumentation Science & Technology*, **36 (1)**, 1-17.
- Zadeh, L.A.,** 1965. Fuzzy sets, *Information and Control*, **8**, 338-353.
- Zeigler, J.G. and Nichols, N.B.,** 1942. Optimum settings for automatic controllers, *Trans. ASME*, **64**, 759-768.
- Zhang, W., Gu, D., Wang, W. and Xu , X.,** 2004. Quantitative Performance Design of a Modified Smith Predictor for Unstable Processes with Time Delay, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **43 (1)**, 56 -62.
- Zhang, W.,** 2006. Optimal design of the Refined Zeigler-Nichols Proportional-Integral-Derivative controller for stable and unstable processes with time delays, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **45**, 1408-1419.
- Zhong, Q.C. and Li, H.X.,** 2002. 2-degree-of-freedom proportional-integral-derivative-type controller incorporating the smith principle for processes with dead time, *Ind. Eng. Chem. Res.*, **41**, 2448-2454.
- Zhong, Q.C. and Hang, C.C.,** 2004. Control of processes with dead time and input constraints using control signal shaping, *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, **151 (4)**, 473-480.

EK A

Endüstriyel süreçlerin büyük bir çoğunluğu transfer fonksiyonu

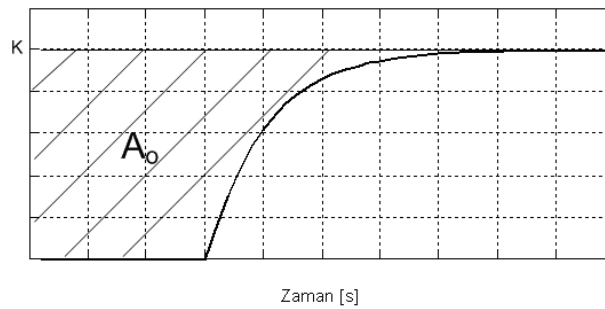
$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-LS}$$

şeklinde tanımlanan birinci mertebeden ölü zamanlı (BMÖZ) sistem olarak modellenebilir. Bu amaçla kullanılan modelleme yöntemlerinden en çok kullanılanı alan yöntemidir. Bu yöntemi açıklamak amacıyla Şekil A.1’de BMÖZ bir sisteme ait sistem yanıtı verilmiştir. Öncelikle sistemin statik kazancı K sistem cevabı aracılığıyla belirlenir. Sonrasında ise

$$A_o = \int_0^{\infty} (s(\infty) - s(t)) dt$$

şeklinde tanımlı alan hesaplanır. Bu alan kullanılarak direnç zamanı olarak tanımlanan T_{ar} aşağıdaki gibi belirlenir:

$$T_{ar} = \frac{A_o}{K} = L + T$$



Şekil A.1: BMÖZ Sistem Cevabı

T_{ar} anına kadar sistem yanıtının altındaki alan olarak tanımlanan A_1 aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$A_1 = \int_0^{T_{ar}} s(t) dt = \int_0^{T_{ar}} K(1 - e^{-t/T}) dt = KTe^{-1}$$

Böylece sistem zaman sabiti

$$T = \frac{eA_1}{K}$$

ifadesiyle belirlenir. Sisteme ait ölü zaman ise

$$L = T_{ar} - T = \frac{A_o}{K} - \frac{eA_1}{K}$$

denklemleri aracılığıyla bulunur.

Bu yöntemde model zaman sabiti T ve ölü zaman L sistem yanıtı kullanılarak hesaplanan alanlar aracılığıyla belirlendiğinden alan yöntemi olarak isimlendirilmiştir.

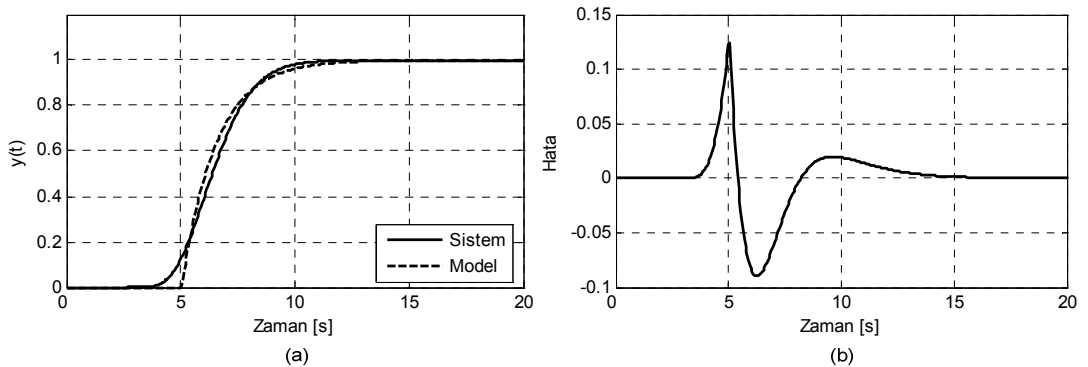
Bu yönetime ilişkin bir örnek olarak HAM-RA benzetim örneklerinin üçüncüsünde kullanılan ve (3.18) denkleminde

$$P_3(s) = \frac{1}{(s+1)^8} e^{-5s}$$

transfer fonksiyonuyla verilen yüksek mertebeden sistem ele alınmıştır. Alan yöntemi kullanılarak elde edilen modelin

$$\tilde{P}_3(s) = \frac{1}{3.04s+1} e^{-9.97s}$$

transfer fonksiyonuyla ifadesi (3.19) denkleminde verilmiştir. Sisteme ve elde edilen modele ait basamak cevapları ve sistem ile model arasındaki hata Şekil A.2’de gösterilmiştir.



Şekil A.2: (a) Sistem Ve Model cevapları, (b) Sistem İle Model Arasındaki Hata

EK B

Denklem (2.82) ile ifade edilen maksimum duyarlılık ölçüsü PID kontrolörünün yük bozucularını hızlı bir şekilde bastırabilmesi amacıyla kullanılmıştır. Bu amaçla Mathematica yazılımı kullanılarak hazırlanan küçük bir program kullanılmıştır. Tablo B.1’de (3.16) denklemi ile verilen BMÖZ modeline ilişkin PID kontrolörünün parametrelerini belirlemek amacıyla kullanılan program parçacığı örnek olarak verilmiştir.

Tablo B.1: Maksimum Duyarlılık Fonksiyonunu Belirlemek Amacıyla Kullanılan Program Parçacığı

```
Gs =  $\frac{1}{s + 1} e^{-0.5s}$  ;  
Ks =  $K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_D s \right)$  ;  
Ss = Together[  $\frac{1}{1 + Gs Ks}$  ] ;  
Ssfix = Ss /. {Kp → 1.938, Ti → 1.25, TD → 0.20} ;  
Sw = Ssfix /. {s → i w} ;  
Ms = Max[Abs[Table[Sw, {w, 0, 10, 0.01}]]]
```

ÖZGEÇMİŞ

Engin Yeşil 1975 yılında doğdu. Liseyi V.K.V. Koç Özel Lisesi'nde tamamladıktan sonra, lisans diplomasını 1998 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi (İTÜ) Elektrik Mühendisliği Bölümü'nden aldı. Aynı yıl İTÜ Elektrik Mühendisliği Bölümü Kontrol ve Kumanda Sistemleri Anabilim Dalı'nda araştırma görevlisi olarak çalışmaya başlayan Engin Yeşil yüksek lisansını bu bölümde tamamlayarak 2000 yılında İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora çalışmasına başladı. Halen aynı bölümde görevini sürdürmektedir.