

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ZIEGLER-NICHOLS PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİ BULANIK
TABANLI İYİLEŞTİRME YÖNTEMİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Cansevi ÇAKMAK**

Anabilim Dalı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

Programı : Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği

HAZİRAN 2011

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ZIEGLER-NICHOLS PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULANIK
TABANLI İYİLEŞTİRME YÖNTEMİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Cansevi ÇAKMAK
(504081110)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 06 Mayıs 2011

Tezin Savunulduğu Tarih : 09 Haziran 2011

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. İbrahim EKSİN(İTÜ)
Yrd. Doç. Dr. A. Şima ETANER UYAR İTÜ)**

HAZİRAN 2011

Biricik Aileme,

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tezim boyunca bilgi ve deneyimlerini benden esirgemeyen değerli danışman hocam Prof. Dr. Müjde GÜZELKAYA'ya, çalışmam boyunca destek ve yorumlarıyla beni yönlendiren değerli hocam Prof. Dr. İbrahim EKSİN'E, tezim boyunca yardımları ve destekleri için Yrd. Doç. Dr. Engin YEŞİL'e ve Ar. Gör. Tufan KUMBASAR'a, anlayışları için müdürlerime ve mesai arkadaşlarıma, hayatım boyunca beni her zaman destekleyen canım aileme ve arkadaşlarıma sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Mayıs 2011

Cansevi Çakmak
(Elektrik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
2. BULANIK MANTIK	7
2.1 Bulanık Sistemler	8
2.2 Bulanık Kural Tabanları	9
2.2.1 Mamdani tipi bulanık kural tabanı	9
3. DEĞİŞİK SİSTEM MODELLERİ VE DAVRANIŞ BİÇİMLERİ.....	11
3.1 Birinci Dereceden Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışları	11
3.2 İkinci Dereceden Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışı	13
3.3 Yüksek Dereceli Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışı.....	19
3.4 Yüksek Dereceli Sistemlerin Mertebesinin İndirgenmesi.....	20
4. PID KONTROLÖR TASARIMI	23
4.1 PID Kontrolör Yapısı	23
4.1.1 Oransal kontrolör (P kontrolör).....	25
4.1.2 Oransal-Integral Kontrolör (PI Kontrolör).....	26
4.1.3 Oransal-Türev Kontrolör (PD Kontrolör)	27
4.1.4 Oransal—İntegral--Türev Kontrolör PID Kontrolör.....	27
4.2 PID Kontrolör Tasarım Yöntemleri	28
4.2.1 Ziegler – Nichols yöntemi.....	29
4.2.1.1 Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi	29
4.2.1.2 Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi	30
4.2.2 Cohen-Coon yöntemi	31
4.2.3 Geliştirilmiş Ziegler – Nichols yöntemi.....	34
4.2.4 Åström-Hägglund yöntemi	36
5. PID PARAMETRELERİNİ AYARLAMA YÖNTEMLERİ	39
5.1 Arttırılmış Ziegler-Nichols PID Parametrelerini Ayarlama Yöntemi	39
5.2 Ziegler-Nichols PID Kontrolör Parametrelerini Bulanık Mantık Tabanlı İyileştirilmesi.....	45
5.3 Bulanık Düzenleyicinin Çıkış Ölçekleme Çarpanlarının Birinci Dereceden Ölü Zamanlı Sistem Parametreleri Cinsinden İfade Edilmesi	50
5.3.1 Araştırma Örneği 1: Küçük bir τ değerine sahip sistemler ($\tau = 0.06977$).	52
5.3.2 Araştırma örneği 2: Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip sistemler ($\tau = 0.333333$).....	55
5.3.3 Araştırma Örneği 3: Büyük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.8333$).....	60

6. BENZETİMLER VE KARŞILAŞTIRMALAR.....	65
6.1 Ziegler-Nichols Frekans Yanıtı Yöntemini İyileştiren Yöntemlerin Karşılaştırılması.....	65
6.1.1 Lineer Süreçler	65
6.1.1.1 İkinci Mertebeden Lineer Süreçler	65
İkinci Mertebeden Kritik Sönümlü Süreç	65
İkinci Mertebeden Marjinal Kararlı Süreç	70
6.1.1.2 Üçüncü Mertebeden Lineer Süreç	75
6.1.2 İkinci Mertebeden Lineer Olmayan Süreç	79
6.2 Basamak Yanıtı Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	83
6.2.1 Çok Küçük bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.06977$)	83
6.2.2 Orta bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.33333$).....	88
6.2.3 Orta bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.5$).....	92
6.2.4 Çok Büyük bir τ değerine sahip süreç	94
6.3 Yüksek Mertebeli Sistemler İçin Bulanık Mantık Tabanlı Ziegler-Nichols PID Kontrolör Parametrelerini Ayarlama Yöntemi Benzetim Çalışmaları	96
6.3.1 Dördüncü Mertebeden Tek Sıfırlı Lineer Süreç.....	96
6.3.2 İkinci Mertebeden Bir Saniye Ölü Zamanlı Kritik Sönümlü Sistem	98
7. SONUÇ VE TARTIŞMALAR	101
KAYNAKLAR.....	105
EKLER.....	107

KISALTMALAR

AHPID	: Åström-Hägglund PID Yöntemi (1995)
AZNPID	: Arttırılmış Ziegler-Nichols PID Parametrelerini Ayarlama Yöntemi (Augmented Ziegler Nichols PID)
BDDb	: Bulanık Türev Katsayısı Düzeltme Bloğu
BİDb	: Bulanık İntegral Katsayısı Düzeltme Bloğu
BMK-ZNPID	: Bulanık Mantık Kontrol mekanizması tabanlı Ziegler-Nichols PID parametrelerini iyileştirme yöntemi
BODb	: Bulanık Oransal Katsayısı Düzeltme Bloğu
CCPID	: Cohen-Coon PID Yöntemi
IAE	: Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali Kriteri
ISE	: Hatanın Karesinin İntegrali Kriteri
ITAE	: Mutlak Hatanın Zaman Ağırlıklı İntegrali Kriteri
ITSE	: Hatanın Karesinin Zaman Ağırlıklı İntegrali Kriteri
P	: Oransal Kontrolör
PD	: Oransal-Türev Kontrolör
PI	: Oransal-İntegral Kontrolör
PID	: Oransal-İntegral-Türev Kontrolör
SD	: Oransal Ve Türev Katsayılarını Belirlemede Kullanılan Bulanık Mantık Kontrolörün Çıkış Ölçekleme Katsayısı Olan Türev Katsayısı Düzenleyici
Sİ	: İntegral Katsayısını Belirlemede Kullanılan Bulanık Mantık Kontrolörün Çıkış Ölçekleme Katsayısı Olan İntegral Katsayısı Düzenleyici
SP	: Oransal Ve Türev Katsayılarını Belirlemede Kullanılan Bulanık Mantık Kontrolörün Çıkış Ölçekleme Katsayısı Olan Oransal Katsayı Düzenleyici
RZNPID	: Geliştirilmiş (Refined) Ziegler – Nichols PID Yöntemi
ZNPID	: Ziegler – Nichols PID Yöntemi

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemine göre PID katsayıları.....	30
Çizelge 4.2 : Basamak yanıtı yöntemine dayalı Ziegler-Nichols tasarım kuralları...	31
Çizelge 4.3 : Cohen-Coon kestirimini optimize etmek için kullanılan standart önerilen denklemler.	32
Çizelge 4.4 : Cohen-Coon yöntemine göre PID katsayıları.	33
Çizelge 4.5 : Åström - Hägglund yöntemine göre PID katsayıları.....	37
Çizelge 5.1 : Sistem yanıtına istinaden Şekil 5.3'teki noktalarda AZNPID yöntemine göre PID parametrelerinin değişimi.	44
Çizelge 5.2 : Oransal ve türev parametresini ayarlayıcı kural tablosu(a) ve yüzey gösterimi(b).	49
Çizelge 5.3 : İntegral parametresini ayarlayıcı kural tablosu(a) ve yüzey gösterimi (b).	50
Çizelge 5.4 : $\tau = 0.06977$ olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan <i>SP</i> , <i>SI</i> , <i>SD</i>	52
Çizelge 5.5 : Küçük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.06977$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID süreç yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f).....	52
Çizelge 5.6 : $\tau = 0.06977$ olan sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal (a,d,g) - integral(b,e,h) ve türev(c,f,i) parametrelerinin değişimi.	54
Çizelge 5.7 : $\tau = 0.06977$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme çarpanları.	55
Çizelge 5.8 : 0.333333 olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yöntemi PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan <i>SP</i> , <i>SI</i> , <i>SD</i>	55
Çizelge 5.9 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.333333$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID Süreç Yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f).	56
Çizelge 5.10 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.3333$) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal (a,d,g,j), integral(b,e,h,k) ve türev(c,f,i,l) parametrelerinin değişimi.....	58
Çizelge 5.11 : $\tau = 0.333333$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme çarpanları.	60
Çizelge 5.12 : $\tau = 0.8333$ olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yöntem PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan <i>SP</i> , <i>SI</i> , <i>SD</i>	60
Çizelge 5.13 : Büyük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.8333$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID Süreç Yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f).	61
Çizelge 5.14 : $\tau = 0.83333$ olan sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal(a,d,g), integral(b,e,h) ve türev(c,f,i) parametrelerinin değişimi.	62
Çizelge 5.15 : $\tau = 0.8333$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme faktörleri.	63
Çizelge 5.16 : Belli τ değerlerine göre öngörülen çıkış ölçekleme çarpanları.	64
Çizelge 6.1 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.	67

Çizelge 6.2 : 2. Mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	70
Çizelge 6.3 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan marjinal kararlı sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.	72
Çizelge 6.4 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	74
Çizelge 6.5 : 3. mertebeden $\beta =0.1$ sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.	77
Çizelge 6.6 : 3. mertebeden $\beta =0.1$ olan (6.3) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	79
Çizelge 6.7 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.3$ olan sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.	81
Çizelge 6.8 : 1. mertebeden $L =0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	85
Çizelge 6.9 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	87
Çizelge 6.10 : 1. mertebeden $L=4$ olan (6.6) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	89
Çizelge 6.11 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	92
Çizelge 6.12 : 1. mertebeden $L =1$ olan (6.5) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	94
Çizelge 6.13 : 1. mertebeden $L=20$ olan (6.6) ve aynı katsayılar kullanılarak $L=20$ yapıldığında verilen sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.....	95
Çizelge 6.14 : Şekil 6.30’da yapılan benzetim çalışmasının performans kriterlerinin karşılaştırılması.....	98
Çizelge 6.15 : Şekil 6.31’de yapılan benzetim çalışmasının performans kriterlerinin karşılaştırılması.....	100
Çizelge A.1 : Benzetim karşılaştırılmalarında kullanılan performans indeksleri....	108

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Bulanık kontrol sisteminin genel yapısı.	8
Şekil 3.1 : Basamak testi uygulanan sistemin yanıtı.	12
Şekil 3.2 : Birinci mertebeden ölü zamanlı sistemin basamak cevabı.....	12
Şekil 3.3 : 2. mertebeden bir sistemde sönüm oranının birim basamak cevaba etkisi.	15
Şekil 3.4 : Lineer kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonuna ilişkin $y(t)$ çıkışının değişimi ve önemli bazı zaman domen verileri.....	16
Şekil 4.1 : Geri beslemeli bir kontrol sistemi.	23
Şekil 4.2 : İdeal yapıdaki PID kontrolörün blok diyagramı.	25
Şekil 5.1 : Önerilen AZNPID'nin blok diyagramı.	40
Şekil 5.2 : α 'nın değişimi.....	41
Şekil 5.3 : İkinci mertebeden bir sistemin yanıtı ve buna bağlı değişen " α " eğrisi...	43
Şekil 5.4 : Ziegler-Nichols PID parametrelerini bulanık tabanlı iyileştirilmesi yöntemine ait blok diyagramı.....	46
Şekil 5.5 : Tipik az sönümlü ikinci dereceden sistem yanıtı ve buna bağlı hata ve hatanın değişiminin tablosu.....	47
Şekil 5.6 : PID parametrelerini ayarlayan bulanık tabanlı kontrolörlerin genel blok diyagramı.....	48
Şekil 5.7 : PID parametrelerini ayarlayan bulanık tabanlı kontrolörlerin girişlerinin üyelik fonksiyonu (a) ve çıkış üyelik fonksiyonu (b).	49
Şekil 6.1 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının karşılaştırılması.	66
Şekil 6.2 : 2. mertebeden $L=0.3$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	67
Şekil 6.3 : 2. mertebeden $L=0.5$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	68
Şekil 6.4 : İkinci mertebeden sistemlere uygulanan referans girişi.	69
Şekil 6.5 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.	69
Şekil 6.6 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının karşılaştırılması.	71
Şekil 6.7 : 2. mertebeden $L=0.3$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	72
Şekil 6.8 : 2. mertebeden $L=0.5$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	73
Şekil 6.9 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.	74
Şekil 6.10 : 3. mertebeden $\beta =0.1$ olan (6.3) sistem yanıtının karşılaştırılması.	76
Şekil 6.11 : 3. mertebeden $\beta =0.2$ olan (6.3) sistem yanıtının ($\beta =0.1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	76

Şekil 6.12 : 3. mertebeden $\beta = 0.4$ olan (6.3) sistem yanıtının ($\beta = 0.1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	78
Şekil 6.13 : 3. mertebeden $\beta = 0.1$ olan (6.3) sistem yanıtının karşılaştırılması değişken referans girişine göre karşılaştırılması.	78
Şekil 6.14 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.3$ olan sistem yanıtının karşılaştırılması.	80
Şekil 6.15 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.4$ olan sistem yanıtının ($L=0.3$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	81
Şekil 6.16 : 2. mertebeden $L = 0.7$ olan (6.3) lineer olmayan sistem yanıtının ($L=0.3$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	82
Şekil 6.17 : 1. mertebeden $L = 0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının karşılaştırılması	84
Şekil 6.18 : 1. mertebeden $L=1$ olan 1. mertebeden (6.5) sistem yanıtının ($L=0.9$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	84
Şekil 6.19 : 1. mertebeden $L=1$ olan 1. mertebeden (6.5) sistem yanıtının ($L=0.9$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	86
Şekil 6.20 : 1. mertebeden sistemlere uygulanan referans girişi.	86
Şekil 6.21 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.	87
Şekil 6.22 : 1. mertebeden $L = 4$ olan (6.6) sistem yanıtının karşılaştırılması.	88
Şekil 6.23 : 1. mertebeden $L=5$ olan 1. mertebeden (6.6) sistem yanıtının ($L=4$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	89
Şekil 6.24 : 1. mertebeden $L=7$ olan 1. mertebeden (6.6) sistem yanıtının ($L=4$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	90
Şekil 6.25 : $\tau = 0.3333$ olan birinci mertebeden sisteme uygulanan referans girişi. ..	91
Şekil 6.26 : 1. mertebeden $L=4$ olan (6.5) sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.	91
Şekil 6.27 : 1. mertebeden $L = 1$ olan (6.6) sistem yanıtının karşılaştırılması.	93
Şekil 6.28 : 1. mertebeden $L=1.1$ olan 1. mertebeden (6.7) sistem yanıtının ($L=1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.	93
Şekil 6.29 : 1. mertebeden $L = 20$ olan (6.7) sistem yanıtının karşılaştırılması.	95
Şekil 6.30 : Dördüncü mertebeden bir sıfırlı bir sistemin önerilen yöntem ile Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemlerinin karşılaştırılması.	97
Şekil 6.31 : İkinci mertebeden kritik sönümlü bir sistemin Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi, AZNPID ve BMK-ZNPID karşılaştırılması.	99

ZIEGLER-NICHOLS PID KONTROLÖR PARAMETRELERİNİ BULANIK TABANLI İYİLEŞTİRME YÖNTEMİ

ÖZET

PID kontrolörler, basit yapıları ve tasarım kolaylıkları nedeniyle kullanımı en yaygın kontrolörlerden biridir. Zaman içinde çok sayıda kontrol algoritmaları geliştirilse de endüstride özellikle yüksek performans gerektirmeyen sistemler için yaygın kullanımı devam etmektedir. Literatürde, sabit PID kontrolör parametrelerini belirleme üzere birçok tasarım yöntemi bulunmaktadır. Bunlardan en çok bilinen yöntemlerden Ziegler-Nichols frekans ve basamak yanıtı yöntemi, geliştirilmiş Ziegler-Nichols yöntemi, Cohen-Coon yöntemi ve Åström-Hägglund yöntemlerine bu çalışmada yer verilmiştir.

Sabit parametrelerin sisteme etki eden veya yapısında oluşan değişikliklere istenilen ölçütlerde yanıt verememesi araştırmacıları PID parametrelerini çevrim içi ayarlayan yöntemlere yöneltmiştir. Kontrolör parametrelerini çevrim içi olarak iyileştirmek üzere önerilen yöntemlerden biri de Ziegler-Nichols PID frekans yanıtı yöntemi parametrelerini iyileştiren Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemidir. Bu yöntemde, sistem hatası ve hatanın değişiminin fonksiyonu olan bir kazanç ayarlama parametresi ile deneyimlere dayalı denklemler yardımıyla Ziegler-Nichols katsayıları çevrim içi olarak iyileştirilir. Yapılan incelemelerde bu yöntemin ikinci mertebeden ve daha yüksek mertebeli sistemler için başarılı olduğu belirtilmiştir.

Bu çalışmada, Ziegler-Nichols basamak yanıtı ve frekans yanıtı yöntemlerinin her ikisi için de PID parametrelerini iyileştirmek üzere bulanık mantık tabanlı bir yöntem geliştirilmiştir. Önerilen yöntemde parametre iyileştirmesi, iki adet bulanık mantık mekanizması ile hata ve hatanın değişimini kullanarak çevrim içi yapılmaktadır. Bulanık mekanizmalardan ilki integral parametresi için oluşturulmuş, diğer mekanizma ise oran ve türev parametrelerinin her ikisini de iyileştirmeyi amaçlamaktadır. İyileştirme mekanizmalarında, her bir kontrolör parametresi için farklı çıkış ölçekleme çarpanları kullanılmış ve bu çarpanlar bir arama algoritması yardımıyla belirlenmiştir. Daha sonra, bu çarpanların birinci mertebeden ölü zamanlı sistem parametreleri olan sistem zaman sabiti ve gecikmesine bağlı olarak belirlenen bir büyüklük olan “*kontrol edilebilirlik oranına*” bağlanabileceği düşünülmüştür. Buradan yola çıkılarak, benzer kontrol edilebilirlik oranına sahip sistemler için genetik algoritma ile yapılan aramalarda çıkış ölçekleme çarpanlarının benzer olduğu görülmüş ve bu çarpanlar farklı kontrol edilebilirlik oranları için ifade edilmiştir. Bu sayede farklı her sistem için çıkış ölçekleme faktörlerinin aratılması problemi çözülmüştür. Ayrıca, yüksek mertebeli sistemlerin ölü zamanlı birinci mertebeden sistemlere indirgenebilmeleri nedeniyle, belirlenen çıkış ölçekleme çarpanları ve bulanık mantık tabanlı iyileştirme mekanizmasının yüksek mertebeden sistemlerin PID başarımını artırmak için de kullanılabileceği görülmüştür.

Önerilen yöntem, farklı sistem yapıları için tezde anlatılan diğer yöntemler ile karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda, önerilen yöntemin başarımının diğer yöntemlerden daha iyi olduğu görülmüştür.

IMPROVEMENT OF ZIEGLER-NICHOLS PID PARAMETERS WITH FUZZY-BASED CONTROLLER

SUMMARY

PID Controllers are one of the most commonly used controllers owing to their simple design and ease of use. Though many control algorithms have been developed, they are still commonly used in industry especially for the systems that do not require high performance. There are many design methods in literature in order to determine constant PID controller parameters. Ziegler-Nichols frequency and step response method, refined Ziegler-Nichols, Cohen-Coon and Åström-Hägglund method, which are the most popular ones, are included in this thesis.

Researchers focused their attention on online tuning methods for PID parameters, since constant parameters did not response adequately to the changes affecting the system or changes in the design. One of the online recovery methods for PID controller parameters is Augmented Ziegler-Nichols method which improves the Ziegler-Nichols PID frequency response method parameters. In this method, Ziegler-Nichols parameters are improved online by some heuristic rules through an online gain modifying factor which is a function of error and change of error. It is stated in the research that this method is well-done for second or high-order processes.

In this study, a fuzzy logic based method is developed to improve the PID controller parameters for both Ziegler-Nichols step response and frequency response methods. In the proposed method the parameter improvement is carried out in an on-line manner via two fuzzy logic mechanisms which use the error and the change of error together. One of fuzzy logic mechanisms is developed for integral parameter and the other one aims to improve both proportional and derivative parameters. In the improvement mechanisms different output scaling factors are used for each controller parameter and they are determined by a search algorithm. Later in the study, it has been thought that, these scaling factors can be determined dependent to “controllability ratio” which is a quantity determined by the first order plus dead time process parameters which are system time constant and time delay. Accordingly, searches have been done on different systems with similar controllability ratios by genetic search algorithm and it has been seen that the output scaling factors of the fuzzy logic based improvement mechanisms are similar and they can be expressed for different controllability ratios. Thus, the problem of searching the output scaling factors for every system is solved. It has also been observed that the proposed output scaling factors and the fuzzy logic mechanism can also be used to improve PID performance of high order systems, since high order systems can be reduced to first order plus dead time systems.

The proposed method hereby is compared with other control methods mentioned in the research on various systems. As a result of the comparisons, it is suggested that the proposed method performs better than the others.

1. GİRİŞ

Sistemler belirli görevleri yerine getirmek amacıyla tasarlandıkları için, tasarlanacak sistemden hangi görevlerin beklendiği ve bu görevleri hangi doğrulukta ve sürede yapmaları konusu önemlidir. Belirli bir amaç için tasarlanacak olan sistemin tasarım aşamasında, sistemin başarımını etkileyecek olan ölçütlerin bilinmesi ve bunların tasarım süresince sisteme uygulanması gerekir. Tasarım ölçütleri çoğunlukla sistemin ne yapması gerektiğini belirtmek ve nasıl yaptığını değerlendirmek için kullanılır. Genellikle sistemin kararlı olması ve çıkış değişkeninin, giriş değişkeninin değişmesi durumunda, bu değişikliği yakından izlemesi, sistemlerden beklenen davranışların sistem parametrelerindeki değişimler ve bozucu işaretlerden etkilenmemesi istenir [1]. Bu amaçla çeşitli kontrol yapı ve stratejileri önerilir.

Hiç şüphesiz ki geri beslemeli kontrol denildiğinde akla ilk olarak PID kontrolörleri gelir. PID kontrolör yapısının, Albert Callender ve Allan Stevenson tarafından 1939 yılında patenti alınmıştır. PID kontrolörler, önceki elle ve otomatik kontrol yöntemleri üzerinde büyük bir gelişmedir. Kontrol kuramı ve teknolojisindeki büyük gelişmelere rağmen, endüstride PID kontrolörler hala yaygın olarak kullanılmaktadır. Günümüzde, kontrol çevrimlerinin %90'dan fazlası PID kontrolördür [2]. Elbette bunun bazı nedenleri bulunmaktadır:

1. PID kontrol algoritmasının çok basit bir yapıya sahip olmasına rağmen oldukça başarılı sonuçlar vermesi,
2. Maliyet/fayda oranının çok düşük olması,
3. Basit yapısı sayesinde kullanıcılar tarafından kolayca anlaşılması,
4. Tek başına bir sistem olarak da piyasada bulunabildiği gibi rahatlıkla gömülü sistemlere algoritma olarak da entegre edilebilmesi,
5. Halen PID kontrolörüne ait parametrelerin ayarlanmasına ilişkin birçok değişik yöntemin geliştirilmesi, geliştirmeye açık bir yöntem olması.

Bir PID kontrolörü, süreç değişkeni ve istenilen değer arasındaki farktan bir “hata” değeri hesaplar. Kontrolör de, süreç kontrol girişlerini ayarlayarak bu hatayı

minimize etmeye çalışır. PID kontrolör algoritması üç ayrı sabit parametreyi (bu nedenle bazen üç-terimli kontrol de denir), oransal (P), integral (I) ve türev (D) değerlerini içerir. Sezgisel olarak, bu değerler zaman terimi açısından yorumlanırsa, P şimdiki zaman hatasına, I geçmişteki hataların birikimine ve D ise gelecekteki hataların tahminine dayanır. Bu üç hareketin ağırlıklı toplamı, kontrol elemanı ile süreci ayarlama kullanılır.

Sürecin altında yatan bilgi eksikliğinde, PID en iyi kontrolördür. PID nin üç parametresi ayarlanarak, kontrolör süreç ihtiyaçlarına özel kontrol hareketi tasarlanabilir. PID kontrolörler, süreç kontrol, motor sürücüleri, manyetik ve optik belleklerde, otomotiv, uçuş kontrol, enstrümantasyon gibi çok sayıda problemde kullanılır [2].

PID kontrolörün tasarımında en önemli unsur PID parametrelerinin ayarlanmasıdır. PID parametrelerini sezgisel olarak ayarlamak zaman alabileceği gibi tehlikeli de olabilmektedir. Bu nedenle literatürde birçok PID parametrelerini ayarlama yöntemleri bulunmaktadır [3-9].

Ancak, PID kontrolörleri bütün kontrol problemlerine karşı genel bir çözüm sağlayamamaktadır. Zaman gecikmesine ve doğrusal olmayan özelliklere sahip, karmaşık, zamanla değişen sistemler karşılaşılabilecek bu tür problemlere örnek olarak verilebilir. Bir proses analitik modellerle ifade edilemeyecek kadar karmaşık bir yapıya sahip ise o zaman bu sistemin klasik yaklaşımlar ile etkili biçimde kontrol edilebilmesi imkansız hale gelmektedir.

PID kontrolör tasarımında ilk çalışmalar [9], Ziegler-Nichols yöntemleri gibi doğrusal ve sabit parametreler bulmaya yönelikken, gelişmeler çalışmaları çevrim içi katsayı ayarlama yöntemine yöneltmiştir. Bunun sebebi sabit katsayıların, sistemdeki değişikliklere karşı yeterli dayanıklılığı gösterememesidir. Buradan yola çıkan araştırmacılar, PID parametrelerini çevrim içi ayarlama yöntemine yönelmiştir [10].

Sistemleri tanımlamak ve kontrol etmek için kesin yargılar çoğu zaman yetersiz kalmaktadır. Günümüzde bilimin amacı akıllı insan zekasına daha benzer sistemler geliştirmektir. Bu nedenle kontrol sistemlerinde kullanılan klasik mantık bu amaç için yetersiz kalmaktadır. Çünkü klasik mantık, olayları var ya da yok olarak değerlendirir. Klasik mantıkta tanımlanan kesin ve ayırık ifadeler; 1-0, siyah-beyaz şeklindedir. İfadeler, insan düşünce sisteminde bu kadar katı kurallarla tanımlanmaz.

Bu tanımlardan yola çıkan, California Berkeley Üniversitesinden Prof. Lotfi Zadeh 1965 yılında klasik Aristo mantığına alternatif olarak Bulanık Mantık teorisini tanımlamıştır [6]. Bilgisayar mantığındaki kesinliğin yerine insan düşünce sisteminde bulunan belirsizliklere göre matematiksel bir yöntem olarak bulanık mantığı sunmuştur. Bulanık mantığın amacı bilgisayarın insan gibi düşünmesini sağlamak amacıyla insan ile bilgisayar arasındaki engeli ortadan kaldırmaktır [7]. Örneğin, klasik mantığa göre bir odanın sıcaklığını tanımlarken, 30 derece ve üstü için sıcak, altı için soğuk tanımı yapılıyorsa, 29 derece sıcaklık, soğuk olarak tanımlanır. Oysa bulanık mantık, odanın ne kadar sıcak olduğu tanımlar. Klasik mantık gibi sıcaklık değerine sıcak(1) ya da soğuk (0) gibi kesin değerler vermez. 0.1, 0.2, 0.3,... Gibi daha hassas ve esnek değerler verir. Böylece 29 derece sıcaklığa “0” değeri yani “soğuk” yerine, 0.4 gibi bir sıcaklıktadır denmektedir. İşte bu esneklik sayesinde bulanık mantık uygulandığı her sahada daha hassas uygulamalara imkan sağlamaktadır.

Klasik mantık karmaşık dinamik modeller gerektirdiği halde bulanık mantık daha çok deneyimlere dayalı, fazla ayrıntı olmayan modellerle çalışır. Bulanık mantık kontrolör direkt sisteme uygulanabileceği gibi başka kontrolörlere entegre olarak da çalışabilmektedir. Bu bilgilerin ışığında, bu çalışmada, PID parametrelerini sistem hatası ve hata değişimine göre parametrelerin nasıl davranması gerektiğine dair deneyimlere dayalı bir kontrolör tasarımı yapılmıştır. Yukarıda da belirtildiği gibi deneyimlere dayalı bir kontrolör denildiğinde ilk akla gelen yöntem bulanık mantık yöntemidir.

Bu çalışmada, PID parametrelerini çevrim içi ayarlama fikriyle, deneyimlere dayalı bir parametre ayarlama yöntemi geliştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, Ziegler-Nichols PID parametrelerini iyileştiren bulanık mantık tabanlı yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Öne sürülen yöntem, hata ve hatanın değişimini birlikte ele alarak, Ziegler-Nichols kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı olarak çevrim içi iyileştirmektedir. Yöntem, Ziegler-Nichols basamak yanıtı ve frekans yanıtı yöntemlerinin her ikisine de uygulanmıştır. Parametre iyileştirmesi, iki adet bulanık mantık mekanizması ile yapılmaktadır. Bu mekanizmalardan ilki integral parametresi için oluşturulmuştur. Diğer mekanizma ise davranış biçimleri bakımından benzer olmaları sebebiyle oran ve türev parametrelerinin her ikisini de iyileştirmeyi amaçlamaktadır. Söz konusu iyileştirme mekanizmalarında, her bir parametre için

ayrı çıkış ölçekleme çarpanı kullanılmış ve bu çarpanlar bir arama algoritması yardımıyla belirlenmiştir. Daha sonra, bu çarpanların birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler için, sistem zaman sabiti ve gecikmesine bağlı olarak belirlenen bir büyüklük olan “*kontrol edilebilirlik oranına*” bağlanabileceği düşünülmüştür. Buradan yola çıkılarak, eşit kontrol edilebilirlik oranına sahip sistemler için genetik algoritma ile yapılan aramalarda çıkış ölçekleme çarpanlarının benzer olduğu görülmüş ve bu çarpanlar farklı kontrol edilebilirlik oranları için ifade edilmiştir. Bu sayede farklı her sistem için çıkış ölçekleme faktörlerinin aratılması problemi çözülmüştür. Ayrıca, yüksek mertebeli sistemlerin ölü zamanlı birinci mertebeden sistemlere indirgenebilmeleri nedeniyle, belirlenen çıkış ölçekleme çarpanları ve bulanık mantık tabanlı iyileştirme mekanizmasının yüksek mertebeden sistemlerin PID başarımını artırmak için de kullanılabileceği görülmüştür.

Buna göre, tezin ikinci bölümünde çalışmada kullanılan bulanık mantık kontrolör göz önüne alınarak, bulanık mantıkla ilgili olarak genel bir açıklamaya yer verilmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde ise değişik sistem modelleri ve davranış biçimleri incelenip sistemlerin genel özellikleri açıklanmıştır.

Tezin dördüncü bölümünde, PID kontrolör yapısından bahsedildikten sonra önerilen yöntemin iyileştirdiği Ziegler-Nichols tasarım yöntemleri başta olmak üzere bazı klasik tasarım yöntemleri hakkında genel bilgi verilmiştir.

Klasik PID tasarım yöntemlerinin ardından, tezin beşinci bölümde ise önce PID parametrelerini ayarlama yöntemlerinden, Ziegler-Nichols frekans yanıtı yönteminin belirlediği parametreleri iyileştiren Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi açıklanmıştır. Bu ayarlama yönteminin ardından önerilen yöntem açıklanmıştır. Önerilen yöntemle ilgili olarak, önce Ziegler-Nichols PID parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirilmesi açıklanmış ardından bulanık düzenleyicinin çıkış ölçekleme çarpanlarının sistem parametreleri cinsinden ifade edilmesine yer verilmiştir.

Tezin altıncı bölümünde yapılan benzetim çalışmalarında önerilen yöntem, frekans yanıtını kullanan yöntemler ve basamak yanıtını kullanan yöntemlerle karşılaştırılmıştır.

Sonuç bölümünde ise yapılan benzetimlerden yola çıkılarak çalışmada ele alınan yöntemler, performans kriterlerine göre incelenmiş, yapılan karşılaştırmalarda önerilen yöntemin diğer yöntemlere göre iyi bir sonuç verdiği belirtilmiştir.

2. BULANIK MANTIK

İlk olarak 1965 yılında California Üniversitesi öğretim üyelerinden, aslen Azerbaycanlı, Prof. Lotfi A. Zadeh tarafından bir makaleyle ortaya atılmış ve hızla gelişerek birçok bilim adamının ilgisini çeken, araştırmaya açık yeni bir konu olmuştur. Bulanık küme kuramının ortaya atılmasından sonra Zadeh, bulanık küme kuramının en iyi yaklaşıklıkla insanın karar verme sistemini modelleyebilecek yapıda olduğu fikrini ileri sürmüştür. 1973 yılında “Kompleks Sistemlerin ve Karar Verme İşlemlerinin Analizine Yeni Bir Yaklaşım” adıyla, bulanık kontrolün temelini atan bir makale yayınlamıştır. Burada dilsel değişkenleri ve insan bilgisini formüle etmek için EĞER-İSE kurallarını kullanmayı önermiştir. Bunun üstünden geçen zamanla birlikte bulanık kontrolün dayandığı mantığın, insan düşünme yapısına ve dilsel değişkenlerine klasik mantıktan çok daha yakın olduğu kabul edilmiştir [6].

Doğada ve sistemleri genel davranışlarında hiçbir zaman bir kesinlikten söz edilemez. Bir durum hakkındaki gözlemlerin insanlar tarafından açıklanması derecelendirme içermektedir. Bir kişinin boy uzunluğu, mevsimlerin hava şartları, ortamın sıcaklığı, gün içerisindeki aydınlık karanlık özellikleri vb. gözlemler insanlar tarafından çeşitli sıfatların yardımıyla açıklanmaktadır. Bunlar çok uzun, sert kış, ılık hava ve zifiri karanlık şeklinde örneklenebilir.

Hal böyle iken, bu kadar belirsiz bir şekilde seyretmekte olan işleyiş klasik Aristo mantığındaki gibi kesin bir ayırmda tanımlanamamakta veya tanımlanması pek gerçekçi olmamaktadır.

İşte herhangi bir sistem ya da olayın kesin yargılar yerine derecelerle ifade edilmesine bulanık mantık denilmektedir.

Literatürde bulanık mantık için şu açıklamalar yapılmaktadır [8]:

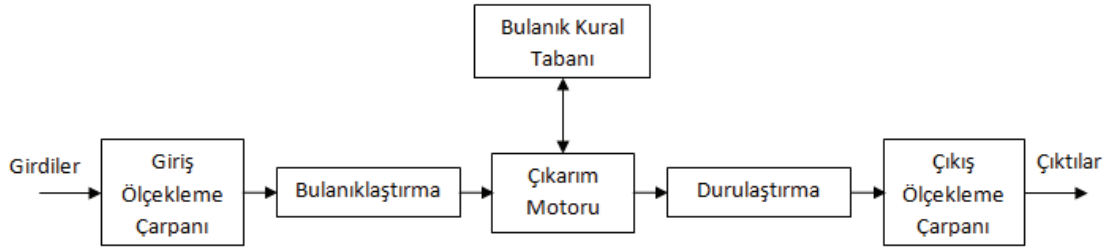
- Gerçek dünya, kesin ve net açıklamalar yapılamayacak kadar karmaşıktır ve bu sebeple bulanık olarak tarif edilmesi gereklidir.

- Gerçek sistemler için bilgi kaynakları insan tecrübesi, algılayıcı ölçümleri ve fiziksel kanunlardan çıkarılan matematiksel modellerdir. Bir sistem tasarlanırken bütün bu bilgi kaynaklarını kullanmak gereklidir. Bu sebeple insan bilgi ve tecrübesinin nasıl sayısallaştırılacağı önemli bir problemdir.

2.1 Bulanık Sistemler

Bulanık sistemlerin çok büyük kısmı, EĞER – O HALDE kuralları aracılığıyla tanımlanmıştır. Bu tür sistemler, “kural tabanlı bulanık sistemler” olarak adlandırılır.

Bulanık bir sistemdeki temel birimler Şekil 2.1’de gösterildiği gibidir.



Şekil 2.1 : Bulanık kontrol sisteminin genel yapısı.

En basit bulanık sistemin ana yapıları bulanık kural tabanı ve çıkarım mekanizmasıdır. Kural tabanında, bulanık EĞER – O HALDE kuralları bulunur. Kural tabanı ve çıkarım mekanizmasından oluşan temel bulanık sistemin yapısı bulandırıcı ve durulayıcı adı verilen iki birim daha içerir. Burada bulanıklaştırma birimi girdileri bulanık veriler biçimine dönüştürmektedir. Bu kısımda üyelik fonksiyonları kullanılmaktadır. Bulanık çıkarım motoru ise sürekli olarak bilgi tabanıyla bir alış verişi içerisinde bulunmaktadır. Bilgi tabanı, kural tabanı ve veri tabanı olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Çıkarım motoru karar verme işlemini gerçekleştirirken, bilgi tabanına giderek oradan üyelik fonksiyonları ile ilgili bilgileri kural tabanından ve değişik giriş değerleri için tespit edilmiş çıkış bilgisini de kural tabanından almaktadır. Çıkarım motorunda bulanıklaştırma biriminden gelen bulanık girdiler, bilgi tabanının da yardımıyla yorumlanarak bulanık çıktı değerlerine dönüştürülmektedir. Fakat kontrol edilmesi istenen sistem kesin sayısal bilgiler isteyeceğinden, burada durulaştırma birimi devreye girerek bulanık çıktıları sayısal bilgilere dönüştürmektedir.

2.2 Bulanık Kural Tabanları

İnsan bilgi ve tecrübelerinin bir takım kurallarla işlenerek denkleştirilmesi yoluyla oluşturulan dağarcığa kural tabanı denilmektedir. Girdi ve çıktılar, “EĞER öncül kısım İSE çıkarım kısmı” şeklinde modellenerek sistem tanımlanmaktadır. Bu modellemede öncül veya çıkarım kısımları sayısal veya sözel bilgiler olabilir.

2 girişli ve 1 çıkışlı bir sistem için aşağıdaki kurallarla bir kural tabanı oluşturmak mümkündür:

$$EĞER x_1 = A_1 \text{ ve } x_2 = B_1 \text{ İSE } y = C_1 \quad (2.1)$$

$$EĞER x_1 = A_1 \text{ ve } x_2 = B_2 \text{ İSE } y = C_2 \quad (2.1)$$

$$EĞER x_1 = A_2 \text{ ve } x_2 = B_1 \text{ İSE } y = C_3 \quad (2.3)$$

$$EĞER x_1 = A_2 \text{ ve } x_2 = B_2 \text{ İSE } y = C_4 \quad (2.4)$$

Elde edilen bulanık model, bulanık kuralların türüne göre adlandırılır. Bulanık önermede sonuç ifadesinin yapısına göre bulanık kural tabanı dört farklı yapı oluştururlar:

- i. Mamdani tipi bulanık kurallar,
- ii. Tekli (singleton) tip bulanık kurallar,
- iii. Takagi-Sugeno tipi bulanık kurallar,
- iv. Tsukamoto tipi bulanık kurallar.

Bu çalışmada sadece Mamdani tipi kural yapısı incelenecektir.

2.2.1 Mamdani tipi bulanık kural tabanı

Bu tip “Eğer – O Halde” bulanık kurallar bilgiyi yarı-niteliksel olarak içerirler. Bu kurallar Bu kural tabanındaki kurallarda girdi ve çıktılar bulanık olarak tanımlanmaktadır.

$$EĞER \tilde{x} = \tilde{A}_k \text{ İSE } \tilde{y} = \tilde{B}_k \quad (2.5)$$

Burada $\tilde{x}$ giriş (öncül) dilsel değişken ve $\widetilde{A}_k$ 'ler ise öncül dilsel terimlerdir. Benzer şekilde $\tilde{y}$, çıkış (sonuç) dilsel değişken ve $\widetilde{B}_k$ 'ler ise, sonuç dilsel terimlerdir. Kurallarda yer alan $\tilde{x}(/ \tilde{y})$ dilsel değişkenlerinin değerleri ve $\widetilde{A}_k(/ \widetilde{B}_k)$ dilsel terimleri kendi bölgelerinde tanımlı bulanık kümeleridir:

$$x \in X \subset R_p \text{ ve } y \in Y \subset R_q \quad (2.6)$$

Öncül (/sonuç) bulanık kümelerine ilişkin üyelik fonksiyonları

$$\mu(x): X \rightarrow [0,1], \mu(y): Y \rightarrow [0,1] \quad (2.7)$$

Şeklinde dönüşümlerdir. $\widetilde{A}_k$ bulanık kümeleri, ilişki sonuç önermelerinin geçerli olduğu öncül uzaydaki bulanık bölgelerdir. $\widetilde{A}_k$ ve $\widetilde{B}_k$ dilsel değişkenleri genellikler daha önceden tanımlanmış KÜÇÜK, ORTA, BÜYÜK, NEGATİF, POZİTİF gibi terimlerden seçilir. Bu kümeler, A ve B ile gösterilirse $\widetilde{A}_k$ ve $\widetilde{B}_k$ 'ler, $\widetilde{A}_k$ A ve $\widetilde{B}_k$ B şeklinde ifade edilebilir.

3. DEĞİŞİK SİSTEM MODELLERİ VE DAVRANIŞ BİÇİMLERİ

Bu bölümde tezde kullanılan sistemlerin genel davranışları ve sistem parametreleri incelenmiştir.

3.1 Birinci Dereceden Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışları

Birinci dereceden ölü zamanlı bir sistem bir sistem şu şekilde gösterilebilir

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (3.1)$$

Burada; T sistemin zaman sabitidir. Verilen bu sistemin kompleks kutbu olmamakla birlikte; birim basamak cevabı genel olarak “S” şeklinde olmaktadır. L ise ölü zamanı gösterir.

Çıkışa bağlı olarak, girişe bir basamak uygulandığında zaman sabiti T ve L kadar zaman gecikmeli (ölü zamanlı) birinci mertebeden yaklaşık bir süreç elde edilmiş olunur.

T ve L değerleri aşağıdaki anlık zamanların ilk kayıtlarıyla elde edilir;

t_0 = Step girişi başlatıldığındaki zaman

t_2 = Yarı noktasına ulaştığındaki zaman

t_3 = %63.2 noktasına ulaştığındaki zaman

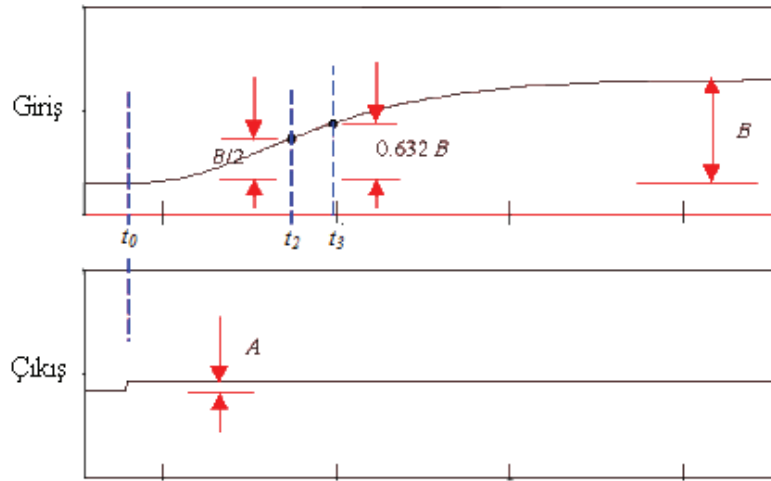
Şekil 3.1’de gösterilen basamak testiyle ölçülen; t_0 , t_2 , t_3 , A ve B değerleri kullanılarak, aşağıdaki süreç parametreleri hesaplanır.

$$t_1 = (t_2 - \ln(2) t_3) / (1 - \ln(2)) \quad (3.2)$$

$$T = t_3 - t_1 \quad (3.3)$$

$$L = t_1 - t_0 \quad (3.4)$$

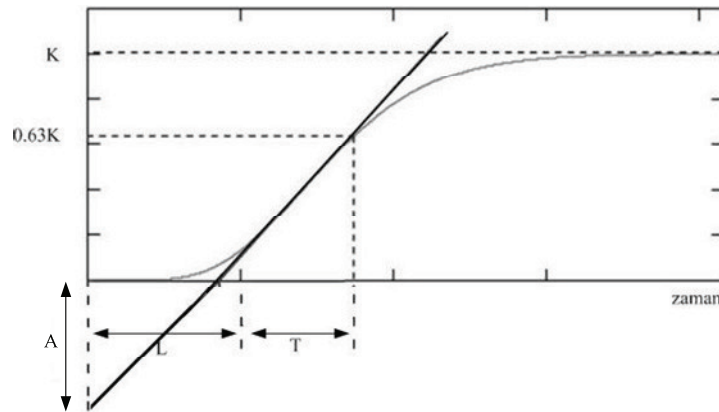
$$K = B/A \quad (3.5)$$



Şekil 3.1 : Basamak testi uygulanan sistemin yanıtı.

K , T ve L parametrelerine bağlı olarak birinci dereceden ölü zamanlı sistemin transfer fonksiyonu bulunmuş olur.

Birinci mertebeden sistemi basamak cevabı yönteminden elde etmenin diğer bir yolu ise,



Şekil 3.2 : Birinci mertebeden ölü zamanlı sistemin basamak cevabı.

Modelin birim basamak yanıtının (Şekil 3.2) tanım bölgesi fonksiyonu,

$$y(t) = K(1 - e^{-(t-L)/T}) \quad (3.6)$$

ile verilir. Bu eşitlikten sistemin ortalama yerleşme zamanını hesaplırsak

$$T_{ar} = \frac{\int_0^{\infty} (y(\infty) - y(t)) dt}{K} = L + T \quad (3.7)$$

$0 \leq \tau \leq 1$ özelliğine sahip

$$\tau = \frac{L}{L+T} = \frac{L}{T_{ar}} \quad (3.8)$$

bu oran $0 \leq \tau \leq 1$, *kontrol edilebilirlik oranı* olarak adlandırılır. Bu nicelik, bir sürecin kontrol edilebilirliğinin kolaylığını ya da zorluğunu tanımlamak için kullanılabilir. Bir genelleme yapılamak istenirse, küçük τ değerine sahip süreçlerin kontrol edilmesinin kolay olduğu ve τ arttıkça sistemin kontrolündeki zorluğun arttığı bulunmuştur [1].

Yukarıda belirtildiği gibi kontrol edilebilirlik oranı bize sistemin kontrol zorluğu açısından genel bir bilgi verdiği söylenebilir.

Bir sistemde kullanılacak kontrolör ve kontrol ayarlarının seçimine etki eden; sistemin bir basamak giriş karşısında gösterdiği yanıt eğrisinden ortaya çıkan zaman gecikmesi (veya tüm sistemin zaman sabiti) T ile ölü zaman gecikmesi L olmak üzere iki önemli parametre bulunmaktadır. Bunlar, eğer ölü zaman gecikmesi L , sistemin zaman sabiti T 'den çok küçük kalıyorsa böyle bir sistem; P , PI veya PID tipi kontrolörlerinden birisi ile kolaylıkla kontrol edilebilir. Eğer, buna karşılık ölü zaman gecikmesi, L sistemin zaman sabiti yanında önemsenmeyecek kadar küçük değilse, böyle bir sistem tek bir kontrolör ile kolaylıkla kontrol edilemez. Bu konuda ileri sürülebilecek genel kurallar aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

* $T/L \geq 10$ ise : Sistem tek döngülü bir kontrolör ile kontrol edilebilir.

* $T/L = 6$ ise : Tek bir kontrolör döngüsü ile kontrol edilmesi güçtür.

* $T/L = 3$ ise: Sistem yalnızca karmaşık kontrolör döngüleri ile kontrol edilebilir [11].

3.2 İkinci Dereceden Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışı

İkinci dereceden bir geri beslemeli standart sistemin açık çevrim geçiş fonksiyonu şu şekilde ifade edilebilir:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2 s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} \quad (3.9)$$

Burada; ω_n doğal frekans, ζ sönüm oranı olarak tanımlanmıştır. Verilmiş sistemin karakteristik denklemi:

$$\Delta(s) = \omega_n^2 s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 = 0 \quad (3.10)$$

Sisteme birim basamak giriş fonksiyonu için çıkış yanıtı;

$$y(t) = 1 - \frac{e^{-\zeta\omega_n}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \sin\left(\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}t + \cos^{-1}\zeta\right), \quad t \geq 0 \quad (3.11)$$

şeklinde elde edilir. Karakteristik denklemin kökleri ω_n ve ζ değerlerine bağlıdır.

Tanımlanan ifadelerden sönüm oranının sistemlerin kararlılık analizinde önemi büyüktür. Çünkü sistemin kutupları sönüm oranına bağlı olarak imajiner eksene yaklaşmakta veya uzaklaşmaktadır. Bu durum da sistem için kritik kararlılığı söz konusu yapmaktadır. Şekil 3.3'te (3.11) ilişkisiyle verilen birim basamak yanıtının zamana göre çizimleri verilmiştir. Görüldüğü gibi ζ 'nın değeri azaldıkça yanıt gittikçe daha aşımli ve salınımlı hale gelir. $\zeta \geq 1$ için, basamak yanıtında bir aşım görülmez; buna göre $y(t)$ yanıtı son değerini hiçbir zaman aşmaz. Ancak kritik kararlılıkta sistemin kutuplarının bulunduğu konum sistemin kararlılığının dış etmenlere bağlı olarak bozulabileceği bir yerdir. Etkiler ile sistemin kutupları imajiner eksenin sağ tarafına kayabilir ve bu da sistemi kararsız hale getirir.

İkinci mertebeden örnek sistemde, ζ ve ω_n sistem parametrelerinin basamak yanıtına etkisi karakteristik denklem kökleri cinsinden ifade edilebilir.

$$s_1, s_2 = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2} = -\alpha \pm j\omega \quad (3.12)$$

$$\alpha = \zeta\omega_n \quad (3.13)$$

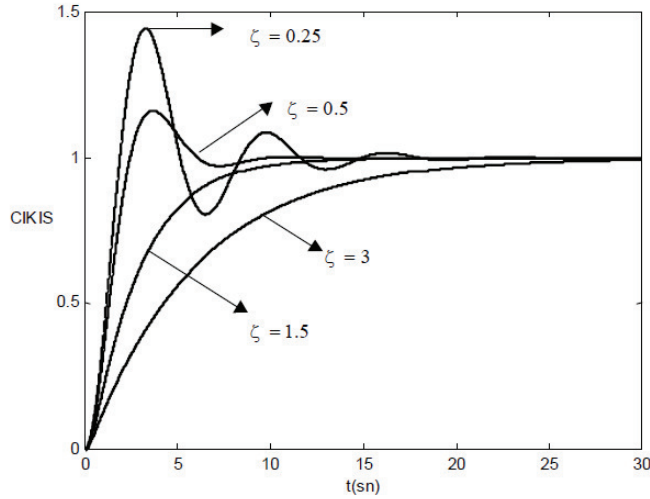
$$\omega = \omega_n\sqrt{1-\zeta^2} \quad (3.14)$$

Olarak tanımlanmıştır. Yukarıda (3.13)'teki α , sistemin sönümünü ifade eder ve bu nedenle sönüm çarpanı ya da sönüm sabiti olarak adlandırılır. α 'nın tersi $1/\alpha$, sistemin zaman sabiti ile orantılıdır.

Karakteristik denklemin iki kökü eşit ise sisteme kritik sönümlü denir. (3.12) ilişkisinde görüldüğü gibi kritik sönüm $\zeta=1$ için gerçekleşir. Bu durumda da sönüm oranı basitçe $\alpha=\omega_n$ 'dir. Bu nedenle ζ sönüm oranı olarak değerlendirilebilir:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_n} = \frac{\text{gerçek sönüm çarpanı}}{\text{kritik sönümde sönüm çarpanı}} \quad (3.15)$$

İkinci dereceden bir sistem üzerinde sönüm oranının etkisi Şekil 3.3'te görülmektedir. Grafikten de görüldüğü gibi sistemin birim basamak yanıt eğrileri sönüm oranına bağlı olarak bariz farklılıklar göstermektedir. İncelenen sistemde kolaylık açısından $\omega_n = 1$ alınmıştır.



Şekil 3.3 : 2. mertebeden bir sistemde sönüm oranının birim basamak cevaba etkisi.

Sönüm oranının artması sistemin cevabını sifıra yaklaştırırken; sönüm oranının azalması ise sistemin osilasyona gitmesine neden olmaktadır.

İkinci mertebeden sistemlerin transfer fonksiyonunu grafik üzerinden belirleyebilmek için sistemlerin geçici durum cevabı tanımları kullanılabilir.

ω_n sabit tutularak, ζ değerine bağlı olarak, sistem dinamiğinde aşağıdaki sınıflandırmalar yapılabilir:

$0 < \zeta < 1 \rightarrow$ Az sönümlü

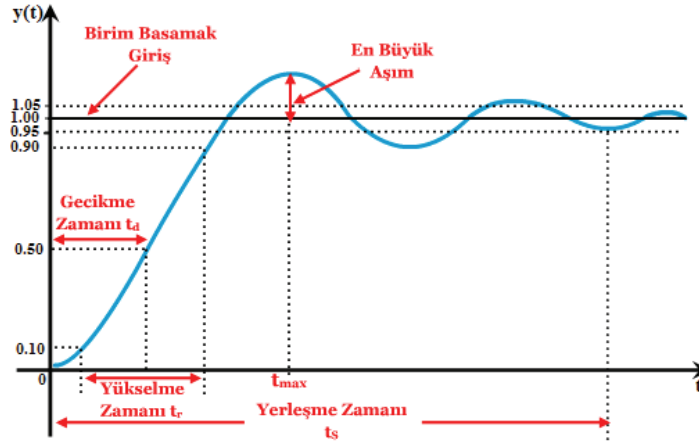
$\zeta = 1 \rightarrow$ Kritik sönümlü

$\zeta > 1 \rightarrow$ Aşırı sönümlü

$\zeta = 0 \rightarrow$ Sönümüz

$\zeta < 0 \rightarrow$ Negatif sönümlü

Genel olarak bir kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonuna ilişkin çıkışı Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Bu değişime ilişkin önemli bazı tanım verileri aşağıda açıklanmıştır.



Şekil 3.4 : Lineer kontrol sisteminin birim basamak fonksiyonuna ilişkin $y(t)$ çıkışının değişimi ve önemli bazı zaman domenleri verileri.

1. Aşım (ya da Tepe Değeri) (%ÜA) : Birim basamak girişine ilişkin çıkışın, bunun son değerinden olan en büyük ayrılmasıdır. Şekil 3.4'te bu değer “En Büyük Aşım” (%ÜA) olarak gösterilmiştir. Yüzde olarak, aşım;

$$\%ÜA = 100 \frac{C_{max} - C_{son}}{C_{son}} = 100 \frac{C_{max} - 1}{1} = (ÜA)100 \quad (3.16)$$

dır. Aşıma erişmek için, kontrol sisteminin harcadığı zaman t_{max} dır.

Sönüm oranı ile aşım arasındaki ilişki, (3.11) denkleminin t 'ye göre türevi alınıp elde edilen sonuç sıfıra eşitlenerek, türetilebilir. Buna göre

$$\frac{dy(t)}{dt} = \frac{\omega_n}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t} \sin \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t, t \geq 0 \quad (3.17)$$

$dy(t)/dt$ sıfıra eşitlenirse çözüm olarak $t = \infty$ ve

$$\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} t = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.18)$$

Elde edilir, sonuncu ilişki

$$t = \frac{n\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}}, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (3.19)$$

Değerlerini verir. $t = \infty$ çözümü, $y(t)$ 'nin sadece $\zeta \geq 1$ için maksimumdur. Şekil 3.3'te verilen birim basamak yanıtlarından en büyük aşımın ilk aşım olduğu görülür. Bu (3.19) ilişkisinde $n=1$ 'e karşı düşer. Buna göre en büyük üst aşım olduğu zaman,

$$t_{max} = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}} \quad (3.20)$$

Olarak elde edilir.

En büyük aşım, $n = 1$ için,

$$\text{En büyük aşım} = y_{max} - 1 = e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.21)$$

Ve yüzde en büyük aşım

$$\text{Yüzde büyük aşım} = 100 e^{-\pi\zeta/\sqrt{1-\zeta^2}} \quad (3.22)$$

Olarak hesaplanır.

2. Gecikme Zamanı (t_d) : Birim basamak girişine ilişkin çıkışın son değerinin %50 sine ulaşıncaya kadar geçen zamandır.

$$t_d \cong \frac{1 + 0.7\zeta}{\omega_n}, \quad 0 < \zeta < 1 \quad (3.23)$$

Şeklinde yaklaşık ifade edilmiştir. Eğer t_d için, ikinci mertebeden bir eğriden yararlanılırsa, daha iyi bir yaklaşık ifade

$$t_d \cong \frac{1.1 + 0.125\zeta + 0.469\zeta^2}{\omega_n}, \quad 0 < \zeta < 1 \quad (3.24)$$

Olarak verilebilir.

3. Yerleşme (Oturma) Zamanı (t_s) : Birim basamak fonksiyonuna ilişkin çıkışın son değerinin belli bir yüzdesine gelmesi ve o değer içinde kalması için geçen zamandır. Bu değer çoğu zaman %95 olarak alınır.

Yerleşme zamanı t_s 'nin tam analitik ifadesini bulmak zordur. $0 < \zeta < 0.69$ için $y(t)$ 'nin üst zarfı 1.05 değerine ulaştığı zaman t_s 'ye karşı düşürülürse

$$1 + \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta\omega_n t_s} = 1.05 \quad (3.25)$$

Benzer şekilde, için $y(t)$ 'nin alt zarfı 0.95 değerine ulaştığı zaman t_s 'ye karşı düşürülürse

$$1 - \frac{1}{\sqrt{1 - \zeta^2}} e^{-\zeta \omega_n t_s} = 0.95 \quad (3.26)$$

Eğer (3.25) denklemi $\omega_n t_s$ 'ye göre çözülürse

$$\omega_n t_s = -\frac{1}{\zeta} \ln (0.05 \sqrt{1 - \zeta^2}) \quad (3.27)$$

Bulunur. ζ 'nın değeri 0 ile 0.69 arasındaki (3.27) ifadesinin sağ tarafı 3.0 ile 3.32 arasında yer alır. Buna göre ikinci mertebeden örnek sistemde yerleşme zamanı yaklaşık

$$t_s \cong \frac{3.2}{\zeta \omega_n} \quad , 0 < \zeta < 0.69 \quad (3.28)$$

Olarak ifade edilebilir. Küçük ζ değerleri için (<0.3) zayıf bir yaklaşıklık söz konusudur.

Sönüm oranı ζ 'nın 0.69'dan büyük olması halinde birim basamak yanıtı her zaman 0.95 ile 1.05 arasındaki bölgeye alttan giriş yapar. Özellikle $\zeta > 0.69$ için aşağıdaki yaklaşık t_s ifadesi kullanılabilir.

$$t_s \cong \frac{4.5\zeta}{\omega_n} \quad , \quad \zeta > 0.69 \quad (3.29)$$

Olarak ifade edilir.

4.Yükselme Zamanı (t_r) : Birim basamak fonksiyonuna ilişkin çıkışın son değerinin %10'undan %90'nına yükselmesi için geçen zamandır.

ζ 'nın belirli sınır bir bölgesi için bir doğrusal yaklaşık ifade verilebilir;

$$t_r \cong \frac{0.8 + 2.5\zeta}{\omega_n} \quad , 0 < \zeta < 1 \quad (3.30)$$

Şeklinde yaklaşık ifade edilmiştir. İkinci mertebeden daha iyi bir yaklaşık ifade ise şu şekilde ifade edilebilir

$$t_r \cong \frac{1 - 0.4167\zeta + 2.917\zeta^2}{\omega_n} \quad , 0 < \zeta < 1 \quad (3.31)$$

Olarak verilebilir.

Bu tartışmalarda ikinci mertebeden örnek bir sistemin yükselme ve gecikme zamanı ile ilgili aşağıdaki sonuçlara varılabilir:

- En büyük üst aşım sadece ζ 'nın bir fonksiyonudur.
- $t_{\max}$, ζ ve ω_n 'nin bir fonksiyonudur.
- $\zeta < 0.69$ için yerleşme zamanı ζ ve ω_n ile ters orantılıdır. ζ sabit tutulduğunda yerleşme zamanının azaltmanın kolay bir yolu ω_n 'i arttırmaktır. Her ne kadar yanıt daha salınımlı olsa da en büyük aşım sadece ζ 'ya bağlıdır ve bağımsız kontrol edilebilir.
- $\zeta > 0.69$ için yerleşme zamanı ζ ile doğru, ω_n ile ters orantılıdır. Burada ω_n artırılarak t_s azaltılabilir.
- t_r ve t_d zamanları ζ ile doğru, ω_n ile ters orantılıdır.
- ω_n doğal frekansının artması (azalması) t_r ve t_d 'nin artması (azalması) neden olur.

$\zeta > 0.69$ için yerleşme zamanı, basamak yanıtının son değerine ne kadar hızlı yaklaştığını belirleyen bir ölçüdür. Bu durumda yükselme ve gecikme zamanı sistem davranışını ifade etmek için yeterlidir. İsminden de anlaşılacağı gibi yerleşme zamanı basamak yanıtının son değere ne kadar hızlı yerleştiğini değerlendirmede kullanılır.

Son olarak, $y_{\max}$, $t_{\max}$, t_s , t_d ve t_r tanımları her mertebeden sisteme uygulanabildiği halde, ζ sönüm oranı ve ω_n doğal frekansı tanımları, sadece kapalı çevrim transfer fonksiyonu (3.9) ile verilen, ikinci mertebeden örnek sistemler için geçerli olduğunu unutmamak gerekir [12].

3.3 Yüksek Dereceli Sistemlerin Zaman Tanım Bölgesi Davranışı

Yüksek dereceli sistemler birinci ve ikinci dereceden sistemlerin kaskat bağlantıları ile oluşturulmuş sistem tipleridir denilebilir. Bu tip sistemlerin fazla belirgin özellikleri olmamasına karşın, kararlı davranış gösterebilmeleri için kontrolör yapılarına ihtiyaçları vardır.

3.4 Yüksek Dereceli Sistemlerin Mertebesinin İndirgenmesi

Yüksek mertebeden sistemlerin transfer fonksiyonu üzerinden yorumlanması güç olduğu için bilinen birinci ya da ikinci dereceden transfer fonksiyonuna indirgenebilir. Yüksek mertebeli sistemleri birinci dereceden ölü zamanlı sisteme benzetmek amacıyla Sigurd Skogestad [13] tarafından önerilen bir indirgeme yöntemi kullanılabilir.

Kullanılan bu indirgeme yöntemi;

Orijinal modeli aşağıdaki gibi olan bir sistemin,

$$\frac{\prod_j (-T_{j0}^{inv} + 1)}{\prod_i \tau_{i0}s + 1} e^{-\theta_0 s} \quad (3.32)$$

Birinci mertebeden model elde etmek için

$$G_1 = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)} e^{-\theta s} \quad (3.33)$$

$$\tau_1 = \tau_{10} + \frac{\tau_{20}}{2} \quad (3.34a)$$

$$\theta = \theta_0 + \frac{\tau_{20}}{2} + \sum_{i \geq 3} \tau_{i0} + \sum_j T_{j0}^{inv} + \frac{h}{2} \quad (3.34b)$$

k : Kazanç

τ_1 : Baskın zaman gecikme sabiti

τ_2 : İkinci mertebe zaman gecikme sabiti

θ : Ölü zaman

h: Örneklem periyodu

İkinci Mertebeden Bir Sistemin Mertebesini Düşürme:

Sigurd Skogestad'a göre sistemlerin 1. Mertebeden yaklaşık transfer fonksiyonu,

$$G = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)(\tau_2 s + 1)} e^{-\theta s} \quad (3.35)$$

Şeklindeki ikinci dereceden bir transfer fonksiyonunda

k : Kazanç

τ_1 : Baskın zaman gecikme sabiti

θ : Ölü zaman

τ_2 : İkinci mertebe zaman gecikme sabiti

olmak üzere transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi ifade edilirse,

$$G_1 = \frac{k}{(\tau_1 s + 1)} e^{-\theta s} \quad (3.36)$$

$$\tau_1 = \tau_{10} + \frac{\tau_{20}}{2} \quad (3.37a)$$

$$\theta = \theta_0 + \frac{\tau_{20}}{2} \quad (3.37b)$$

Olarak bulunur.

Böylece yüksek mertebeden sistemlerde kabul edilebilir bir hatayla birinci mertebeden sistemler gibi kabul edilebilir [13].

Yukarıdaki sistemlere uygulanacak girişlere karşı istenilen çıkışı vermeleri için kontrol işareti uygulanmalıdır. Bu kontrol sistemlerinin, zaman tanım bölgesinde, birim basamak fonksiyonu giriş için elde olunacak $y(t)$ çıkışının şu özellikleri sağlaması istenir:

- a. Küçük aşım değeri
- b. Küçük yükselme zamanı
- c. Küçük gecikme zamanı
- d. Küçük yerleşme zamanı
- e. $r(t) - y(t) = e(t)$ ile tanımlanan sapma ya da hata'nın küçük kalması

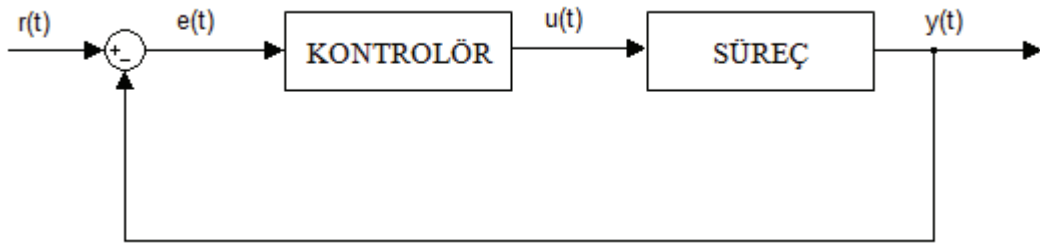
Bunun için günümüzde birçok kontrol yöntemi ileri sürülmüştür. Tezde ise bu kontrol yöntemlerinin en popülerlerinden olan PID kontrolör işlenmiştir. Bir sonraki bölümde bu kontrolör üzerinde daha detaylı durulacaktır.

4. PID KONTROLÖR TASARIMI

4.1 PID Kontrolör Yapısı

PID kontrolörden bahsetmeden önce PID kontrolörü oluşturan P, PD ve PI kontrolörü genel olarak incelersek, P kontrolör, belli bir değere kadar sistemi hızlandırmakta ancak kararlı hal davranışını etkilemediğini, PD kontrolör sisteme zayıflama getirmekte ancak sistemin kararlı hal davranışını etkilemediğini, PI kontrolörü ise, göreceli kararlılığı ve aynı zamanda kararlı hal hatalarını düzelttiğini, ancak yükselme zamanını iyileştirmediğini görürüz. Bu sonuçlar bizi, PI ve PD kontrolörlerinin iyi yönlerinden yararlanmayı sağlayan, PID kontrolörünü kullanmaya yöneltmektedir.

Kontrolör ve sistemden oluşmuş geri beslemeli bir yapının blok diyagramı Şekil 4.1'deki gibidir. Kontrol sistemlerinin varoluş gerekçesi: sistemlerin girişte verilen sinyali aynı anda olmasa da en kısa sürede yakalaması; yani hızlı yanıt vermesi ve bu yanıt sinyali olan çıkışın da mümkün olduğu kadar az bozulmaya uğramasıdır. İdealde hatanın sıfır yapılmak istenmesine karşın gerçek hayatta sistemlere etki eden birçok durumun etkisini minimuma indirmek kontrolün amaçları arasındadır. İşte bu durumda P – I – D kontrolör yapıları [14-15,3-5] bize sistemin en iyi çalışma koşullarını yaratmada büyük kolaylıklar sunmaktadır. PID kontrolör yapısı oluşturulurken bazı kontrol algoritmaları gibi fazla işlem içermemesi ve parametrelerinin hem analitik hem de deneysel yöntemlerle bulunabilmesi; onu yaygın kullanım alanına sahip kılmıştır.



Şekil 4.1 : Geri beslemeli bir kontrol sistemi.

PID kontrolörü seri bağlı bir PI ve PD kısımlarından oluşur. PID kontrolör, denklemde gösterildiği gibi, P – Proportional (Orantı), I – Integral (İntegral) ve D – Derivative (Türev) olmak üzere üç temel etkinin birleşiminden meydana gelmektedir. PID kontrolör aşağıdaki temel biçime sahiptir.

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_i}{K_p} \int_0^t e(t) dt + \frac{K_d}{K_p} \frac{de}{dt} \quad (4.1)$$

$$u(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de}{dt} \right] \quad (4.2)$$

Burada;

u : Kontrol değişkeni

e : Etkin hata ($e(t) = r(t) - y(t)$)

dır.

Yukarıdaki (4.1) ve (4.2) nolu denklemlerden anlaşılacağı gibi, PID kontrol oransal, hata ile orantılı bölüm, integral, hatanın integrali ile orantılı bölümü ve türev hatanın türevi ile orantılı bölüm, terimlerinin toplanmasından oluşmaktadır.

Kontrolör parametreleri:

K_p : Oransal Kazanç

T_i : İntegral Zaman Sabiti

T_d : Türev Zaman Sabiti

Buradan

$$K_i : \text{İntegral Kazancı} = \frac{K_p}{T_i}$$

$$K_d : \text{Türev Kazancı} = K_p \cdot T_d$$

Elde edilir.

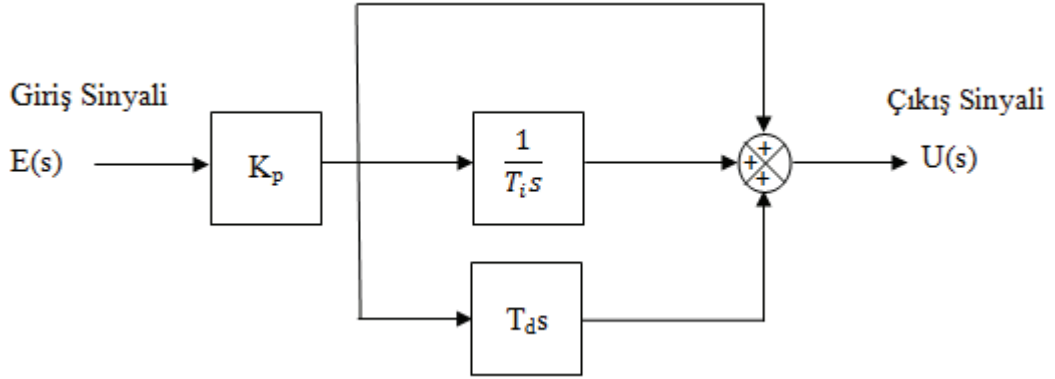
Aşağıda verilen PID kontrolörün transfer fonksiyonunda bu durum açıkça görülmektedir.

PID kontrolörünün transfer fonksiyonu;

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (4.3)$$

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right] \quad (4.4)$$

şeklindedir ve PID kontrolörün transfer fonksiyonunun blok diyagramı Şekil 4.2’de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.2 : İdeal yapıdaki PID kontrolörün blok diyagramı.

PID kontrolörü oluşturan oransal-integral-türev kontrolörleri oransal kontrolör olmadan incelemek mümkün olmadığı için, P (oransal), PI (oransal-integral) ve PID (oransal-integral-türev) olarak üç ana başlık altında incelenerek, bu kontrolörlerin sisteme etkisi gösterilmiştir.

4.1.1 Oransal kontrolör (P kontrolör)

T_i 'nin sonsuza ve T_d 'nin sıfıra gitmesi halinde kontrolör yalnızca oransal etki ile çalışır. Bu durumda oransal kazanç K_p 'nin ayarı ile kontrolör duyarlılığı artırılabilir. Pratikte genellikle oransal etki orantı bandı (PB) cinsinden ayarlanır.

$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.5)$$

Kontrol işareti kontrol işaretiyle orantılıdır. Oransal kontrolör uygulanmış bir sistemde her zaman bir kalıcı hal hatasının bulunacağı aşikârdır. Bu sonuca (4.5) eşitliğinde bir kontrol olabilmesi için bir hatanın var olması gerektiği görülerek varılabilir. Oransal kontrolörler bu hatayı engellemek için genelde bir sıfırlama terimi ile birlikte kullanılırlar. u_0 sıfırlama teriminin eklenmesi ile (4.5) eşitlik aşağıdaki gibi elde edilir

$$u(t) = K_p e(t) + u_0 \quad (4.6)$$

Oransal kontrolün amacı e hata işaretinin küçük olduğu durumlarda küçük, büyük olduğu durumlarda büyük kontrolör kazancı kullanmaktır.

P kontrol ile kontrol edilen bir sistemin kararlı olabilmesi için kontrol hatasının (kalıcı hal hatasının) $e_{ss} = 0$ olması için ya kazanç çok büyük olmalı ya da kararlı hal kontrol işareti ile u_0 'ın eşit olması gereklidir. K_p 'nin çok büyük olması durumunda kontrol işareti de aynı oranda büyük olacak bu durumda da sistemin kendi dinamiğinden kaynaklanan bir salınımına sebep olacaktır. Bir diğeri için de u_0 referans girişe göre ayarlansa bile, ayar yapılmadan önce kontrol edilen sistemin kazancı bilinmelidir. Bu yüzden oransal kontrolörde yüksek kontrolör kazancı, kapalı çevrim kararlılığı olmaması durumunda kullanılmamalıdır.

4.1.2 Oransal-Integral Kontrolör (PI Kontrolör)

Oransal etkiye integral etkisinin ilavesi ile elde edilen PI kontrolörün yapısı nispeten basit olup, özellikle süreç kontrolör sistemlerinin %75 - %90 arasında kullanılır. En yaygın kullanım alanları; basınç, seviye ve akış kontrol sistemleridir.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left[1 + \frac{1}{T_i s} \right] \quad (4.7)$$

İntegral etki, denetlenen çıkış büyüklüğünde meydana gelebilecek kalıcı - durum hatalarını ortadan kaldırır. İntegral etkinin kullanım amacı sistemin değişen talepleri üzerinde yeterli bir kontrolör etkisi sağlamaktır. Eğer sistemden gelen bir talep yalnız başına P etkisi ile karşılanabiliyorsa I etkisinin kullanılması gereksizdir. Buna karşılık, sistemden oldukça sık aralıklarda yüksek miktarda talepler ortaya çıkıyorsa, yalnızca P etkisine sahip bir kontrolör bu talepleri karşılayamaz. Böyle bir kontrolörün karakteristiklerine ve talebin (bozucu giriş) büyüklüğüne bağlı olarak sistemde kalıcı - durum hatası ortaya çıkar. Eğer P etkisine I etkisi ilave edilecek olursa, kontrolör çıkışından sürekli artan (entegre olan) kontrolör etkisi elde edilir. Bu işlem sonucunda, denetlenen çıkış büyüklüğünde ortaya çıkan sapma sıfırlanmış olur.

Kontrolör hata sıfır olmadığı halde artan bir işaret üretirse, sistemin kararlı hal hatalarını yok edebilir. Kontrolörün integral elemanı kontrolör girişinin zamana göre integrali ile orantılı bir işaret üretir.

T_i , integral teriminin oransal terime ulaşması için geçen zamandır. Oransal kazanç integral terimi kullanıldığından azaltılmalıdır. Bu azalım sistemde oluşabilecek büyük salınımları engeller. İntegral terimi kararlı hal hatasını hemen etkilemez, ancak salınarak hatayı sıfıra indirir.

4.1.3 Oransal-Türev Kontrolör (PD Kontrolör)

Oransal etkiye türev etki ilavesi ile elde edilen kontrolördür.

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p[1 + T_d s] \quad (4.8)$$

Kalıcı – durum hatasını sıfırlayamamakla beraber, bozucu girişten doğan kalıcı – durum hatasının fazla önemsenmediği, fakat buna karşılık orantı etkiye göre geçici – durum davranışının iyileştirilmesi istenen konum servo mekanizmalarında tercih edilir. Türev etki ilavesi, $e(t)$ 'nin ani değişimini ölçer ve büyük aşımı önceden öngörerek aşırı aşım veya azalma oluşmadan zamanında gerekli düzeltme işlemini başlatır. Bu sayede sisteme sönüm ilave ederek kararsız veya kararsızlığa yatkın sistemi daha kararlı hale getirebilir. Salınım yapan kararsız bir sistemi kararlı hale getirebilmek için, kontrolör hatanın sıfıra yaklaştığını anlamalıdır bu da hatanın türevi alınarak yapılabilir. Bu şekilde türevi alma kısmını yapan türev kontrolör parçası hatanın türevini alarak hata tahmini yaparak sistemi kararlı hale getirmektedir. Kontrol işaretini hata işaretindeki değişime göre ürettiğinden teorik olarak mümkün olsa bile pratik olarak türev katsayısının tek başına kullanılması mümkün değildir. Çünkü eğer hata büyükse ve değişmiyorsa kontrolör çıkışı sıfır olacaktır. Bu nedenle en azından oransal kontrolörle birlikte kullanılmalıdır. Türev etki ilavesinin en önemli sakıncası, kontrolör işaretleri yanında sistemde ortaya çıkan gürültü (parazit) sinyallerini de kuvvetlendirmesidir. Bunun sonucu olarak son kontrolör (düzeltme elemanı) çıkışında salınımlı bir hareket meydana gelebilir.

4.1.4 Oransal—İntegral--Türev Kontrolör PID Kontrolör

Neden PID kontrolör sorusunun cevabı için yukarıdaki kontrolörleri genel olarak özetlemek gerekir. Yalnızca P kontrolü halinde, yanıt eğrisi bir kaç salınım yaptıktan

sonra kalıcı – durum halinde olması gerektiği noktadan belli bir sapma gösterir. PI kontrolü halinde, benzer biçimde bir yanıt eğrisi elde edilmekle beraber kalıcı – durum halinde bir sapma meydana gelmez. PD kontrolünde; hata ortaya çıkar çıkmaz hem orantı etki ve hem de türev etki hatayı azaltır ve dolayısıyla hatanın ilk en yüksek değeri (peak) daha küçük olur. Bu en yüksek değerden sonra orantı etki halen hatayı düşürmeye çalışır. Fakat buna karşılık hatanın değişim oranı ters yönde etki ederek değişimi önlemeye çalışır. Yani PI kontrolörün oransal ve integral kısımları geçmişteki kontrol hatalarından yararlanarak hesaplanır. Oysaki gelecekteki olası hatalar için herhangi bir işlem yapmazlar. Bu özellikle PI kontrolörün başarısını sınırlar. İntegral kısmı hata kalmasa bile kontrol işareti üretmeye devam eder, bunun sonucunda sistemde salınımlar oluşur. Salınımların önüne geçmek için kontrolör hatanın sıfıra yaklaştığını anlamalıdır, bu da hatanın türevi alınarak yapılabilir. Hatanın türevi alınarak hata tahmini yapılmış olup sistem salınımları azaltılır. Sonuç olarak P, PD ve PI kontrolörler incelendiğinde bizi, PI ve PD kontrolörlerinin iyi yönlerinden yararlanmayı sağlayan, PID kontrolörünü kullanmaya yöneltmektedir. PID kontrolör etkisi ile bir taraftan kalıcı – durum hatası sıfırlanırken diğer taraftan da sistemin geçici – durum davranışı iyileştirilmiş olur.

4.2 PID Kontrolör Tasarım Yöntemleri

PID kontrolör tasarımının temel hedefi etkilerini daha önce incelediğimiz K_p , T_i (K_i) ve T_d (K_d) parametrelerinin bulunması ve daha da önemlisi kapalı çevrim sistemin performans koşullarını karşılayacak şekilde ayarlanmasıdır.

Kapalı döngü Ziegler – Nichols [16] veya devrede iken yapılan ayar yöntemi PID kontrolör ayarında kullanılan temel kavramdır. Bu işlem, açık döngü sistemin Nyquist eğrisindeki bir noktanın bilgilerinden, uygun kontrolör parametreleri saptanabilen incelemeye dayanmaktadır. Yani kritik nokta, sistemin giriş sinyaline 180° faz kayması verdirilmesiyle oluşur. Bu nokta bilgileri PID kontrolör parametrelerini hesaplamak için kullanılabilen analitik açıklamalarla sonuçlanır. 1953 yılında Cohen ve Coon [17] tarafından, açık çevrim zaman sabitine göre büyük ölü zamana sahip sistemlerde, Ziegler-Nichols yöntemi tarafından verilen yavaş, kalıcı-hal cevabını düzelten yeni bir yöntem ortaya koyulmuştur. Daha sonraları, 1991 yılında Äström ve Hang [18] daha iyi PID ayarı sağlayan Ziegler – Nichols ayar formülünün geliştirilmesini öne sürmüşlerdir; kendi kendini ayarlayan

PID için, referans değeri yanıtındaki aşırı aşımalar için, referans değeri ağırlıklandırması aşımaları belirlenmiş değere azaltabildiğini ve böylece orijinal Ziegler-Nichols ayarlama formülü de tutulmuş olduğunu göstermiştir. 1995 yılında ise Åström ve Hägglund [1] endüstride sıkça kullanılan 4 süreç ailesini göz önüne alarak yine Ziegler-Nichols katsayılarından yola çıkarak yeni bir PID katsayıları tasarım yöntemi ileri sürmüştür. Bunların dışından geçmişten günümüze birçok PID tasarım yöntemleri ileri sürülmüş ve halen de bu konuda gelişmeler devam etmektedir. Bu yöntemler bunlar arasından sadece birkaçıdır [9].

Aşağıda yukarıda bahsedilen ve halen günümüzde kabul gören PID kontrolör tasarım yöntemleri daha detaylı olarak açıklanmıştır.

4.2.1 Ziegler – Nichols yöntemi

J.G. Ziegler ve N.B. Nichols, verilen bir sistemin geçici yanıt karakteristiğine dayanan oransal kazancı K_p , integral zamanını T_i ve türevsel zamanı T_d belirlemek için kurallar sunmuştur. J.G. ZIEGLER VE N.B. NICHOLS'ün 1942 yılında yayınladıkları “Optimum Settings for Automatic Controllers” adlı makale ile sundukları PID kontrolörler için tasarım yöntemleri günümüzde halen en çok kabul gören ve kullanılan tasarım yöntemi olma özelliğini taşımaktadır. Makalede iki çeşit yöntem sunulmuştur ve her ikisi de süreç dinamiğinin birkaç parametre ile karakterizasyonuna ve kontrolör parametreleri için basit denklemlere dayanmaktadır [3]. Bu yöntemler basamak yanıtı yöntemi ve frekans yanıtı yöntemi olarak adlandırılmakta ve süreç (işlem) kontrol endüstrisinde halen geniş bir alanda kullanılmaktadır.

4.2.1.1 Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi

İdeal PID katsayılarının hesaplanabilmesi için sistemin matematik modelinin bilinmesi gerekmektedir. Ancak birçok endüstriyel uygulamada olduğu gibi model bilinmiyorsa katsayı ayarları bazı deneysel yöntemler ile en iyi değerlere yaklaştırılabilir.

Bu plan, kapalı döngü frekans yanıtının Nyquist eğrisinin bazı özellikleri tarafından sistem dinamiklerinde tanımlanan tasarım yöntemine dayanmaktadır. Nyquist eğrisinin negatif reel eksenine ilk olarak kestiği yerdeki kritik nokta bilgisi

kullanılmaktadır. Sistemin Nyquist eğrisinin kritik noktasından elde edilen iki değer kullanılarak, PID kontrolör için önerilen parametreler bulunur.

Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemine bakacak olursak, kapalı çevrim sistemlere, sadece oransal denetleyiciyle kontrol edilirken birim basamak giriş uygulanır. P kazancı (Oransal kazanç) değeri K_p , sistem cevabı eşik kararlılık sınırına gelene dek artırılır ve sistemin cevabi sinüzoidal cevaba yaklaşır. Bu durumda için kritik kazanç değeri k_u ve sinüzoidal kritik periyodu t_u tespit edilir. Kullanılacak kontrolör tipine göre k_u ve $t_u=2\pi/\omega_c$ değerleri aşağıda verilen formüllere göre ayarlanır (Çizelge 4.1).

Uygulamada integral ve türev terimleri olmaksızın, kontrolör kazancı K_p , integralsiz ve türevsiz, osilasyonun ve frekansında $K_p = k_u$ konumunda yer alıncaya kadar yükseltildiğinden genellikle kapalı döngü yöntemi olarak gösterilir.

Çizelge 4.1 : Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemine göre PID katsayıları.

Kontrolörler	PID Kontrolör Parametreleri		
	K_p	T_i	T_d
P	$0.5 k_u$	-	-
PI	$0.45 k_u$	$0.8 t_u$	-
PID	$0.6 k_u$	$0.5 t_u$	$0.125 t_u$

Avantajları:

- 1) Kolay tecrübe edilebilir, sadece P kontrolörün değiştirilmesi gerekir
- 2) Sistemin nasıl hareket ettiğini hakkında daha kesin bir resim veren bütün sürecin dinamiğini içerir

Dezavantajları:

- 1) Tecrübe etmek zaman alıcı olabilir
- 2) P kontrolörü denerken, sistemi kontrol dışı bir hale getirebilecek, kararlı olmayan bölgeye sokma riski vardır.

4.2.1.2 Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi

Ziegler ve Nichols, kendilerinin kapalı döngü yöntemlerine ek olarak, PID kontrolör parametrelerini belirlemek için işlemin açık döngü basamak yanıtından gelen bilgileri kullanan bir yöntem önermiştir. Eğer sistem integratör yöntemi baskın kompleks kutup içermiyorsa eğri, genellikle bir basamak işareti şeklinde sisteme

entegre edildiğinde, deneysel olarak veya işlemin dinamik benzetiminden elde edilebilmektedir.

Verilen sistemin üç parametresi, PID kontrolör parametrelerinden alınırken Çizelge 4.2'de verilen Ziegler – Nichols tarafından önerilen ayar denklemleriyle belirlenebilmektedir. Tablo 4.2, kontrolörün K_p , T_i ve T_d bağıl büyüklükleri, kapalı döngü yöntemi veya frekans yönteminde kullanılan büyüklüklere benzer olduğunu göstermektedir.

Çizelge 4.2 : Basamak yanıt yöntemine dayalı Ziegler-Nichols tasarım kuralları.

Kontrolörler	PID Kontrolör Parametreleri		
	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{K} \left(\frac{L}{T} \right)^{-1}$	-	-
PI	$\frac{0.9}{K} \left(\frac{L}{T} \right)^{-1}$	$3.33 L$	-
PID	$\frac{1.2}{K} \left(\frac{L}{T} \right)^{-1}$	$2.0 L$	$0.5 L$

Avantajları:

- 1) Diğer yöntemlerden daha hızlı ve kullanımı daha kolaydır

Dezavantajları:

- 1) Sadece birinci mertebeden sistemler için kullanılabilir.
- 2) Sistem parametrelerine bağımlıdır.

Ziegler – Nichols ayar denklemleri, ayar noktasında basamak değişimleri için osilasyonlu kapalı döngü yanıt eğrisi ile sonuçlanır. Çünkü bu denklemler aslında ikinci dereceden bir sistem eşitliği için sönüm katsayısı $\zeta = 0.22$ 'ye göre, dörtte bir oranı sağlamak için dizayn edilirler. Bununla birlikte osilasyonsuz ayar noktasından büyük bir sapmayı engellediğinden, bu eğri gürültülü giriş için çok caziptir. Ayrıca bu değerler, PID kontrolör parametreleri için iyi bir ilk tahmin imkanı sağlar ve daha sonraki ayarlar için bir başlangıç noktası gibi kullanılabilir.

4.2.2 Cohen-Coon yöntemi

Kontrolör ayarlamalarında Cohen-Coon yöntemi, açık çevrim zaman sabitine göre büyük ölü zamana sahip sistemlerde, Ziegler-Nichols yöntemi tarafından verilen

yavaş, kalıcı-hal hatasına sahip sistem yanıtını düzeltir. Bu yöntemin pratik anlamda kullanılabilmesi için sistemin büyük ölü zamanının olması gereklidir, aksi halde anlamsız büyük kontrol kazançları ön görülecektir. Bu yöntem sadece birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler (FOTD) için kullanılır, bundan dolayı bozucuya karşı anında yanıt veremez (step bozucu anlık yerine aşamalıdır).

Cohen-Coon yöntemi, çevrimdışı ayarlama yöntemi sınıfına girer, bu da kalıcı haldeyken girişe step değişiminin bir kez tanıtıldığı anlamına gelir. Daha sonra çıkış, zaman sabiti ve ölü zamana göre hesaplanır ve bu tepki başlangıç kontrol parametrelerinin değerlendirilmesinde kullanılır.

Ana dizayn kriteri yük bozucularının görmezden gelinmesidir. Cohen-Coon yöntemi için, minimum ofseti ve $\frac{1}{4}$ standart sönüm oranını elde etmek için bir takım önceden belirlenmiş ayarlamalar vardır. Bir $\frac{1}{4}$ sönüm oranı, ikinci osilasyon birinci osilasyonun $\frac{1}{4}$ genliğine sahip olacak şekilde osilasyonu azalan bir tepki göstermesidir. Bu yöntem baskın kutupları, çeyrek genlik sönüm oranı verecek şekilde yerleştirmeye çalışır. P ve PD kontrolörler için sönüm oranındaki engele (baskıya) bağlı olarak, kutuplar maksimum kazanç verecek şekilde ayarlanır. PI ve PID kontrol için, integral kazancı maksimize edilir. Bu, birim basamak yük bozucusundan dolayı, tümleşik hatayı, integral hatasını minimize etmeye karşılık gelir. PID kontrolörler için üç kapalı çevrim kutbu görev alır, iki kutup kompleks olup, üçüncü kutup ise diğer kutuplar gibi orijinden aynı uzaklıkta yerleştirilir. Bu ayarlamalar aşağıdaki tabloda gösterilmiştir [17].

Çizelge 4.3 : Cohen-Coon kestirimini optimize etmek için kullanılan standart önerilen denklemler.

Kontrolörler	PID Kontrolör Parametreleri		
	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{P}{NL} \left(1 + \frac{R}{3}\right)$	-	-
PI	$\frac{P}{NL} \left(0.9 + \frac{R}{12}\right)$	$L * \left(\frac{30 + 3R}{9 + 20R}\right)$	-
PID	$\frac{P}{NL} \left(1.33 + \frac{R}{4}\right)$	$L * \left(\frac{30 + 3R}{9 + 20R}\right)$	$\frac{4L}{11 + 2R}$

Yukarıda bahsi geçen P,N ve L değerleri ise aşağıda belirtilmiştir,

P : Girişteki yüzde değişim

N : Çıkıştaki yüzde değişim

L : τ_{dead}

R : τ_{dead}/T

Alternatif olarak, (P/NL) yerine K (sistem kazancı kullanılabilir). K, T ve L süreç yanıt eğrisinden belirlenir.

Cohen-Coon Yöntemi için izlenecek adımlar:

- 1) Süreç kalıcı hale ulaşınca kadar beklenir,
- 2) Girişe bir step değişimi uygulanır
- 3) Çıkışa bağlı olarak, girişe bir step uygulandığında, kazanç K, zaman sabiti T ve L kadar zaman gecikmeli (ölü zamanlı) birinci mertebeden yaklaşık bir süreç elde edilir.
- 4) Son olarak da K,T ve L parametrelerine bağlı aşağıdaki tablo kullanılarak PID kontrolör parametreleri K_c , T_i ve T_d katsayıları belirlenir.

Çizelge 4.4 : Cohen-Coon yöntemine göre PID katsayıları.

Kontrolörler	PID Kontrolör Parametreleri		
	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{1}{KR} \left(1 + \frac{R}{3}\right)$	-	-
PI	$\frac{1}{KR} \left(0.9 + \frac{R}{12}\right)$	$L * \left(\frac{30 + 3R}{9 + 20R}\right)$	-
PID	$\frac{1}{KR} \left(\frac{4}{3} + \frac{R}{4}\right)$	$L * \left(\frac{30 + 3R}{9 + 20R}\right)$	$\frac{4L}{11 + 2R}$

$$R = \frac{L}{T} \quad (4.13)$$

Eğer L küçükse, kontrol parametreleri ZN ayarlama kuralları tarafından elde edilmiş diğerlerine çok yakındır.

Avantajları:

- 1) Ölü zamanlı sistemler için kullanılması
- 2) Daha hızlı kapalı çevrim tepki süresi

Dezavantajları:

- 1) Kararlı olmayan kapalı çevrim sistemler

- 2) Sadece büyük süreç gecikmesine sahip 1. mertebeden sistemlerde kullanılabilmesi ve çevrim dışı bir yöntem olmasıdır.

4.2.3 Geliştirilmiş Ziegler – Nichols yöntemi

Ziegler Nichols PID parametrelerini ayarlama denklemleri %25 aşım hedefleyecek şekilde tasarlanması, sistem çıkışının, darbe şeklindeki işaretlere karşı aşırı salınımlı olmasına sebep olmaktadır.

Son zamanlarda Hang ve diğerleri [18], bir PID kontrolörün performansında gelişmeler sağlayan Ziegler Nichols yönteminde deneye dayalı bazı değişimler sunmuştur. Geliştirilmiş Ziegler-Nichols PID Yöntemi (Refinements of Ziegler-Nichols (RZNPID)), birçok modelin güncellenmesine dayanan, Ziegler Nichols ayar yöntemiyle başlangıçta ayarlanan parametreleri biraz değiştirmek (nitelemek) için sistemin normal ölü zamanını ve normal kazancını faydalı hale getirmektedir. Ayar noktasının ağırlığı darbeyi küçültmek için oransal terime tanıtılır. Böylece kontrol denklemi aşağıdaki formüle dönüşür.

$$u_{RZN}(t) = K_p \left[(\beta r(t) - y(t)) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (4.14)$$

Normalize edilmiş sistem kazancı (κ) kritik kazancın (k_u) sistemin kalıcı durum kazancı (K) ile çarpımı olarak tanımlanmaktadır. Kritik kazanç (κ) ve normalize ölü zaman (Θ), aşağıdaki denklemlerle tanımlanmaktadır.

$$\kappa = k_u K \quad (4.15)$$

κ : Normalize süreç kazancı

K : Kalıcı-hal kazancı

k_u : Kritik (sınır) kazanç değeri

$$\Theta = \frac{L}{T} \quad (4.16)$$

Θ : Normalize ölü-zaman

L : Ölü zaman

T : Sistemin açık çevrim basamak yanıtının görünen zaman sabiti

Normalize edilmiş kazanç ve normalize ölü zaman birbirleriyle yakından ilişkilidir. Aşağıdaki denklem, Üç tipik sistemin transfer fonksiyonlarının incelenmesi sonucu bulunmuştur.

$$\kappa = 2 \left(\frac{11\Theta + 13}{37\Theta - 4} \right) \quad (4.17)$$

Daha sonra Hang ayarlama kanunu teklif etmiştir. $2.25 < \kappa < 15$ veya $0.16 < \Theta < 0.57$ olduğu zaman Ziegler – Nichols ayar formülü alı konur ve oransal terimdeki ayar noktasının ağırlığı, aşırı darbeyi azaltmak için uygulanır.

Aşağıdaki deneysel formül;

$$\beta = \frac{15 - \kappa}{15 + \kappa} \quad 2.25 < \kappa < 15 \quad (\%10 \text{ ÜA}) \quad (4.18)$$

$$\beta = \frac{36}{27 + \kappa} \quad 2.25 < \kappa < 15 \quad (\%20 \text{ ÜA}) \quad (4.19)$$

sırasıyla % 10 ve % 20 darbe şekli için tahmini benzetim sonuçlarını çıkarır.

$1.5 < \kappa < 2.25$ veya $0.57 < \kappa < 0.96$ olduğu zaman integral zamanını aşağıda denklemde gösterildiği gibi değiştirmek için Ziegler - Nichols ayar formülünde biraz değişiklik yapılır.

μ : Değiştirilmiş integral zamanının ZN integral zamanına oranı

olmak üzere,

$$T_i = 0.5 \mu t_u \quad (4.20)$$

$$\mu = \frac{4}{9} \kappa \quad 1.5 < \kappa < 2.25 \quad (4.21)$$

$$\beta = \frac{8}{17} \left(\frac{4}{9} \kappa + 1 \right) \quad 1.5 < \kappa < 2.25 \quad (4.22)$$

Bu gelişmeler, deneysel olarak üç tipik modelin incelenmesine dayanarak yapılmıştır. Bu formüller sadece sistemin normalize kazancı veya normalize ölü zaman alanı üzerinde etkilidir. Limitli olmalarına rağmen bu gelişmeler (küçültülmüş darbenin duyarlılığında) sistemin dinamik performansını geliştirmiştir[18].

4.2.4 Åström-Hägglund yöntemi

1942 yılında, Ziegler ve Nichols, PID kontrolörün oransal, integral ve türev bloklarıyla ilgili parametre değerlerini otomatik olarak seçen bir dizi matematiksel kural geliştirdi. 1942 yılında geliştirilen Ziegler-Nichols PID ayarlama kuralları, sistemin analitik modeline gerek duymamaktadır. Bunun yerine, kontrol edilebilen sistemin basit bir karakterizasyonunu sağlayacak bir kaç parametreye bağlıdır. Bu parametrelerin, oldukça basit bir test ile gerçek dünyada ölçülebilmesi gibi pratik bir avantajı vardır. 2. Dünya Savaşı'ndan beri, Ziegler-Nichols kuralları PID kontrolörün ayarlanmasında yaygın bir kullanım alanına sahip olmuştur.

Bu durumda, Ziegler-Nichols ayarlama kurallarını geliştirmenin mümkün olup olmayacağı sorusu ortaya çıkmıştır.

Åström ve Hägglund da bu soruya olumlu bir şekilde, [1] 'de 4 süreç ailesini tanımlayarak yanıtlamıştır, bunlar (4.25-28) nolu denklemlerde belirtilmiştir.

1) Transfer fonksiyonu aşağıdaki formda olan

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{(1 + sT)^2} \quad (4.25)$$

$$T=0.1, \dots, 10$$

1) n-gecikmeli süreçler

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{(1 + s)^n} \quad (4.26)$$

$$n=3,4, \text{ ve } 8$$

2) Aşağıdaki formda temsil edilen süreç

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{(1 + s)(1 + \alpha s)(1 + \alpha^2 s)(1 + \alpha^3 s)} \quad (4.27)$$

$$\alpha=0.2, 0.5, \text{ ve } 0.7$$

3) Aşağıdaki formda temsil edilen süreç

$$G(s) = \frac{1 - \alpha s}{(1 + s)^3} \quad (4.28)$$

$$\alpha=0.1, 0.2, 0.5, 1.0 \text{ ve } 2.0$$

Åström-Hägglund'un Yaklaşımı:

Åström-Hägglund, bu 4 temsili endüstriyel süreçten 16'sı için PID kontrolörün otomatik olarak ayarlanması için geliştirilmiştir. Åström ve Hägglund tarafından geliştirilen PID ayarlama kuralları (Ziegler-Nichols benzerleri gibi), oldukça basit bir test ile elde edilen sürecin önemli bütün karakteristiklerini temsil eden birkaç parametreye bağlıdır. Yöntemlerinin bir versiyonunda, Åström ve Hägglund, süreci iki frekans-bölge parametreleri ile karakterize eder,

- Kritik kazanç, K_u (sistemi osilasyona sokacak geri besleme yolu üzerindeki minimum değerdeki kazanç)
- Kritik periyot, T_u (osilasyon en düşük frekansının periyodu)

Diğer versiyonlarında, Åström ve Hägglund, süreci iki zaman-bölge parametreleri ile karakterize eder,

- Zaman sabiti, T
- Ölü zaman, L (yeni referans sinyaline, sürecin açıkça yanıt vermesinden önceki periyot)

Bu çalışmadaki bu iki yöntemden birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler için önerdikleri yöntem incelenmiştir.

Åström ve Hägglund [1], bu iki zaman-bölge parametrelerini, basit bir basamak girişine sürecin verdiği tepkiden kestirebilmek için bir prosedür tanımlamışlardır.

Basamak yanıtı yöntemine dayalı Åström ve Hägglund PID kontrolörün parametreleri Çizelge 4.5'e göre belirlenir [1],

Çizelge 4.5 : Åström - Hägglund yöntemine göre PID katsayıları.

Kontrolörler	PID Kontrolör Parametreleri		
	K_p	T_i	T_d
PID	$\frac{0.94}{K} \left(\frac{L}{T}\right)^{-1}$	$2.0 L$	$0.5 L$

Yukarıdaki tablodan (Çizelge 4.5) da görüldüğü gibi Åström-Hägglund yöntemi, Ziegler-Nichols'un basamak cevabına göre geliştirdikleri PID parametrelerini ayarlama denklemlerine çok yakın bir denkleme sahiptir. Burada tek fark K_p

parametresidir, bu parametrenin formülündeki sabit çarpan küçültülerek Ziegler-Nichols'un formülüyle bulunan K_p parametresinin sebep olduğu yüksek aşım azaltılmış olmaktadır.

Avantajları:

- 1) Daha hızlı kapalı çevrim tepki süresi
- 2) Ziegler-Nichols yöntemine göre daha küçük üst aşımlara sahip olması

Dezavantajları:

- 1) Sadece 1. mertebeden sistemlerde kullanılabilmesi,
- 2) Büyük ölü zamanlı sistemlere cevap verememesi,
- 3) Çevrim dışı bir yöntem olması

5. PID PARAMETRELERİNİ AYARLAMA YÖNTEMLERİ

Bir önceki bölümde bahsi geçen PID tasarım yöntemlerinin ortak özellikleri, PID parametrelerini sabit olarak vermesi yani çevrim dışı çalışmalarıydı. Zaman içerisinde, sabit parametrelerin sistem davranışı değişikliklerine istenilen ölçütlerde yanıt verememesi sebebiyle, PID parametrelerini çevrim içi ayarlayan yöntemler ön plana geçmiştir.

Bu bölümde PID parametreleri çevrim içi ayarlayan yöntemlerden biri olan Arttırılmış Ziegler-Nichols PID parametrelerini ayarlama yöntemi daha sonrasında da önerilen yöntem açıklanmıştır.

5.1 Arttırılmış Ziegler-Nichols PID Parametrelerini Ayarlama Yöntemi

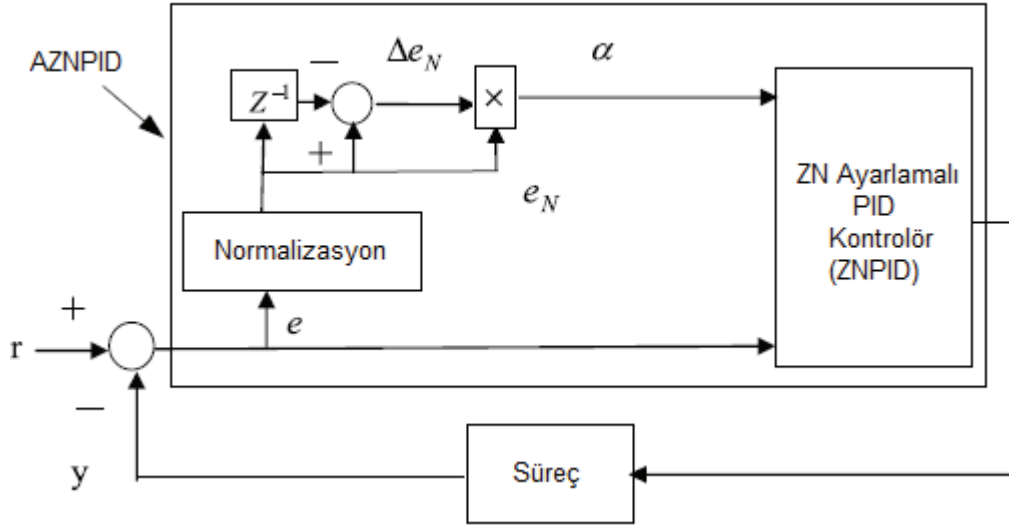
Arttırılmış Ziegler-Nichols PID (Augmented Ziegler-Nichol PID (AZNPID)) parametrelerini ayarlama yönteminin [19] amacı; yüksek mertebeli, lineer olmayan birçok sistemde, Ziegler-Nichols frekans yanıtı katsayılarını kullanılarak yapılan PID kontrolörün (ZNPID) sebep olduğu tolerans gösterilemeyecek büyüklükteki üst aşımaların ve diğer dezavantajların üstesinden gelebilmektir.

Bu yöntem, anlık süreç çıkışı üzerinden tanımlanan çevrimiçi bir kazanç ayarlama parametresini içeren, bulgusal kuralların yardımıyla ZNPID'yi iyileştiren bir yöntemdir.

Sistemin genel mantığı manuel olarak bir operatör tarafından kontrol edilen bir sisteme dayanmaktadır.

Sistem manuel modda çalışıyorsa, operatör genellikle, kontrolör parametrelerini mevcut sistem eğiliminin istenilen cevaba erişmesini sağlayacak şekilde ayarlar. Kazanç manipülasyonu arkasındaki basit tasarı, süreç değişkeni referans noktasından uzağa hareket ettiğinde, kontrolör sistemi olabildiğince çabuk istenilen değere geri getirmek için agresif hareket etmesidir. Bunun yanı sıra, süreç hızlı bir şekilde ayar noktasına hareket ediyorsa, kontrolör sonraki işletim evresinde oluşabilecek potansiyel üst aşımları ve alt aşımları sınırlandırmak için, hareketini azaltır.

Tasarlanan AZNPID’de, yukarıda bahsedilen kazanç modifikasyonu, normalize hata ve normalize hata değişimi üzerinden tanımlanan çevrimiçi bir kazanç güncelleme faktörü α ’yı içeren bazı bulgusal kuralları kullanılarak yapılır. Burada, AZNPID’nin oransal, integral ve türevsel kazançlarını, hem set noktası değişimi sırasında hem de yük bozucusuna göre süreç çıkışını geliştirmeye yönelik ayarlar.



Şekil 5.1 : Önerilen AZNPID’nin blok diyagramı.

Önerilen PID kontrolör için basitleştirilmiş blok diyagram Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Blok diyagramdan da görülebileceği gibi tasarlanan AZNPID’de, yukarıda bahsedilen normalize hata ve normalize hata değişiminin bir fonksiyonu olan kazanç modifikasyonu “ α ”, sürekli olarak Ziegler-Nichols PID nin parametrelerini ayarlar. Burada bahsi geçen Ziegler-Nichols PID yöntemi 4.2.1.1. nolu bölümde açıklanan frekans yanıtı yöntemidir. Bahsedilen yöntemde PID oto-ayarlamayı başlangıç ayarı Ziegler-Nichols ayarlama kurallarına dayanmaktadır. AZNPID’nin, Ziegler-Nichols yöntemi tarafından belirlenen parametreleri bazı basit bağlantılarla çevrimiçi kazanç modifiye faktörü α ile güncellenmektedir.

ZNPID sürekli formu daha önceki bölümde de bahsedildiği gibi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$u(t) = K_p \left[e(t) + 1/T_i \int_0^t e(\tau) d\tau + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (5.1)$$

Yukarıda bahsi geçen katsayılar K_u kritik kazanç değeri ve T_u sinüzoidal kritik periyodu olmak üzere, PID parametreleri Çizelge 4.1’deki ifadelerle göre tanımlanarak, kontrol işareti zamana bağlı olarak (5.2)’deki gibi belirtilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (5.2)$$

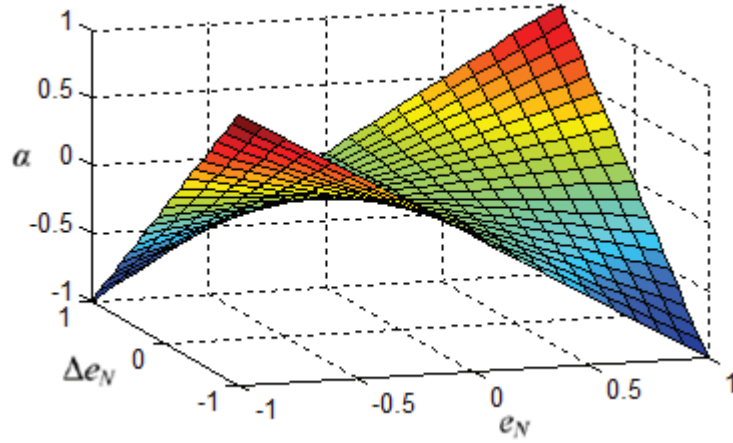
Burada hata $e(k)$ (5.3) ve $\Delta e(k)$ (5.4) aşağıdaki gibi tanımlanırsa,

$$e(k) = r - y(k) \quad (5.3)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (5.4)$$

“ r ” referans değerimiz ve “ $y(k)$ ” de süreç çıkışımız olmak üzere, yukarıda bahsedilen kazançları yeniden düzenleyen “ α ”, (5.5) denklemi gibi tanımlanır (Şekil 5.2).

$$\alpha(k) = e_N(k) \times \Delta e_N(k) \quad (5.5)$$



Şekil 5.2 : α 'nın değişimi.

Burada bahsi geçen normalize hata,

$$e_N(k) = \frac{e(k)}{|r|} \quad (5.6)$$

Ve $\Delta e_n(k)$,

$$\Delta e_N(k) = e_N(k) - e_N(k-1) \quad (5.7)$$

Şeklinde tanımlanır. α 'nın formülünden de anlaşılacağı gibi, kararlı sistemlerde ‘ α ’ $[1,1]$ aralığında değiştiği kabul edilebilir.

‘ α ’ ayarlama parametresinin ZN ayarlamalı PID kontrolör katsayılarına aşağıdaki deneysel denklemler yardımıyla dahil edilmesi durumunda kontrolör denklemleri aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$K_p^m(k) = K_p(1 + k_1|\alpha(k)|) \quad (5.8)$$

$$K_i^m(k) = K_i(0.3 + k_2\alpha(k)) \quad (5.9)$$

$$K_d^m(k) = K_d(1 + k_3|\alpha(k)|) \quad (5.10)$$

Bu nedenle, PID kontrolör denklemi yukarıdaki ifadelerle (5.8, 5.9, 5.10) birleştirilerek AZNPID kontrolör ifadesi aşağıdaki şekli alır.

$$u^a(t) = K_p^m(k)e(k) + K_i^m(k) \int_0^t e(\tau)d\tau + K_d^m(k) \frac{de(k)}{dk} \quad (5.11)$$

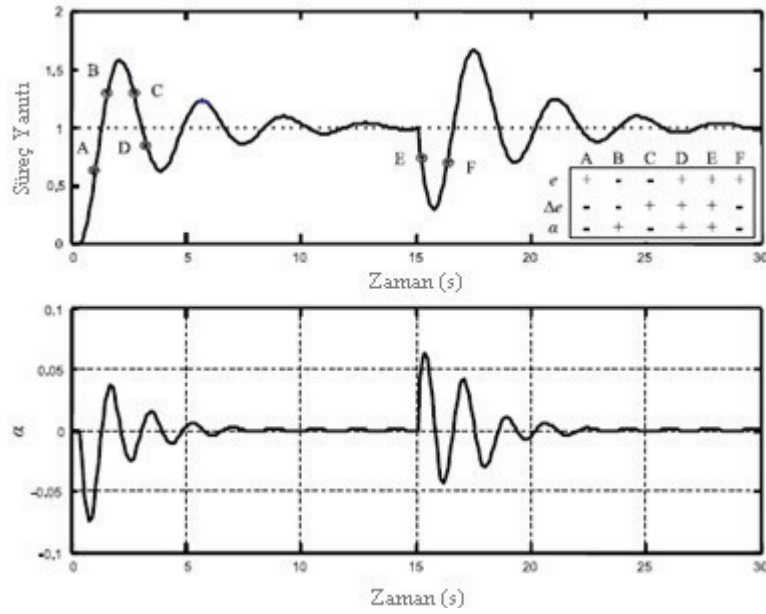
Burada K_p^m , K_i^m ve K_d^m değiştirilmiş oransal, integral ve türev katsayılarıdır ve $u^a(t)$ ise kontrol hareketidir. Deneysel denklemlerde geçen, k_1 , k_2 ve k_3 , K_p^m , K_i^m ve K_d^m ‘nde ilgili başlangıç katsayılarında gerekli değişimi yapan 3 pozitif sabit sayıdır.

Kontrolörün yapısı gereği, set değerindeki değişikliğe ya da yük bozucusuna karşı AZNPID’nin 3 parametresi (K_p^m , K_i^m ve K_d^m) lineer olmayan bir çarpan olan α ile sürekli olarak yeniden düzenlenmektedir. Böylece çok sayıda osilasyon yaşanmadan referans değeri değişimlerinde ya da yük bozucularının her ikisine karşı hızlı bir iyileştirme sağlanmış olur.

Şekil 5.2’ten görülebileceği gibi α lineer olmayan bir yüzeye sahiptir. ZNPID kontrol işaretinin aksine, α nedeniyle AZNPID’nin kontrol işareti lineer olmayan bir yüzeye sahiptir. Bu sayede lineer olmayan sistemlerde de başarı sağlamaktadır. Dahası, anlık kazanç değişimi tasarımı herhangi bir süreç parametresine bağlı olmayıp, sadece anlık süreç durumuna bağlıdır.

AZNPID’yi dizayn ederken, farklı çalışma durumlarında uygun kontrol tepkisini sağlayabilmek için aşağıdaki önemli noktalar göz önüne alınmıştır. Daha iyi anlaşılabilmesi için, tipik ikinci mertebeden az sönümlü bir sistemin kapalı çevrim cevabı ve α ’nın değişimi Şekil 5.3’te verilmiştir.

Ayarlama Stratejisi:



Şekil 5.3 : İkinci mertebeden bir sistemin yanıtı ve buna bağılı değışen “α” eğrisi.

Süreç set noktasından çok uzaktaysa ve ona doğru hızlı bir şekilde ilerliyorsa (ör A,C ya da F noktası gibi), oransal kazanç set noktasına hızlı bir şekilde varabilmesi için yeteri kadar büyük olmalı ancak integral kazancı ileride oluşabilecek üst aşım ya da alt aşımın sebep olacak büyük yığılmalara engel olacak kadar küçük olmalıdır. Aynı zamanda, türev kazancı da osilasyonları azaltmak ve daha yüksek sönümleri azaltmak için artırılmalıdır. Şekilde bu bahsedilen geçici durumlarda e ve Δe nin ters işaretli olduğu görülmektedir. Bu nedenle bu noktalarda α ’nın negatif olduğu görülür. α ’nın negatif olması ise oransal ve türev katsayılarının başlangıç değerlerini büyütürken, integral katsayısının başlangıç değerini düşürmesi anlamına gelmektedir ($K_p^m > K_p$, $K_d^m > K_d$ ve $K_i^m < 0.3K_i$). Bu nedenle, bizim bahsedilen kazanç uyarlama kurallarımız, süreç cevabındaki üst aşım/alt aşım ve osilasyonları azaltmayı sağlayacak şekilde ayarlama yapmaya çalışmaktadır.

Süreç set noktasından hızlı bir şekilde uzaklaşıyorsa (ör B, D ya da E noktası gibi), süreç değerlerini istenilen değere hızlı bir şekilde geri getirebilmek için 3 parametre de artırılmalıdır. Bu durumda e ve Δe aynı işaretli olduğu için α nın pozitifdir, α nın pozitif olması ise AZNPID’nin bütün kazançlarının başlangıç değerlerinden büyütmesi anlamına gelmektedir ($K_p^m > K_p$, $K_d^m > K_d$ ve $K_i^m > 0.3K_i \rightarrow u_a > u_c$). Bu sayede AZNPID süreç yenilemesi için gerekli olan gerçek güçlü kontrol hareketini sağlamış olur.

Çizelge 5.1 : Sistem yanıtına istinaden Şekil 5.3'teki noktalarda AZNPID yöntemine göre PID parametrelerinin değişimi.

	A	B	C	D	E	F
K_p^n	$K_p^n > K_p$	$K_p^n > K_p$	$K_p^n > K_p$	$K_p^n > K_p$	$K_p^n > K_p$	$K_p^n > K_p$
K_i^n	$K_i^n < 0.3K_i$	$K_i^n > 0.3K_i$	$K_i^n < 0.3K_i$	$K_i^n > 0.3K_i$	$K_i^n > 0.3K_i$	$K_i^n < 0.3K_i$
K_d^n	$K_d^n > K_d$	$K_d^n > K_d$	$K_d^n > K_d$	$K_d^n > K_d$	$K_d^n > K_d$	$K_d^n > K_d$

Çizelge 5.1'de görüldüğü gibi yukarıdaki stratejiye göre kontrolörümüzün hareketi referans değerinin altında ya da üstünde olmasına bağlı olarak karar verilmiştir.

Yukarıda da belirtildiği gibi AZNPID yöntemi PID parametrelerini sürekli olarak güncelleyen bir yöntemdir. Bunu yaparken kullandığı k_1, k_2 ve k_3 parametrelerini uygun seçmek gerekmektedir. Uygun değerlerini ya süreç bilgisine dayanarak ya da deneme yanılma yöntemiyle bulunabilir.

Yukarıdaki önerilere alternatif olarak, uygun bir optimizasyon yöntemi kullanılarak uygun değerler belirlenebilir. Ancak optimizasyon ile çözümlerin başlangıç değerine bağlı olarak doğru yanıt vermeme riskinden dolayı ve en önemlisi yerel bir noktaya takılma riski sebebiyle çok sağlıklı olmadığı görülmüştür. Daha da önemlisi optimizasyon hedefleri istenilen başarının altında olabilmektedir. Bu nedenle, optimizasyon yöntemi çok dikkatli bir şekilde seçilmelidir.

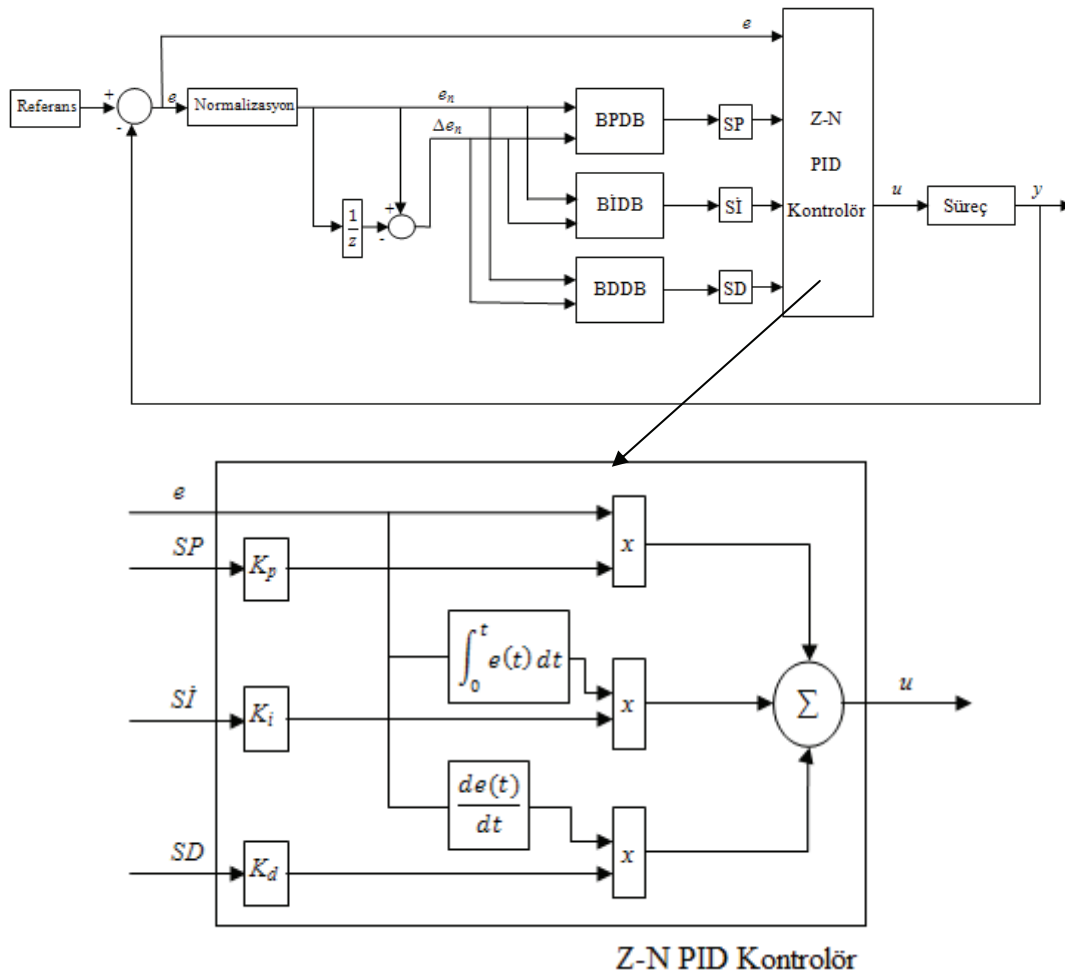
Özet olarak, Mudi bu makalesinde ZNPID için, basit modelden bağımsız bir otomatik ayarlama yöntemi önermiştir. Önerilen yöntem, anlık süreç halleri üzerinden tanımlanmış lineer olmayan tek bir kazanç ayarlama parametresi α 'yı kullanarak bazı basit sezgisel ve deneyimlere dayalı kuralları kullanarak, sürekli olarak oransal, integral ve türev kazançlarını ayarlamaktadır.

Bir sonraki bölümde, [3]'te yer alan sistemler frekans yanıtına dayanan yöntemlerin karşılaştırılmasında kullanılmıştır. Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi için k_1, k_2 ve k_3 parametreleri makalede[3] deneyimlere dayalı olarak seçilmesine rağmen, tezde bu parametreler ITAE performans kriteri göz önüne alınarak yapılan genetik algoritma yardımıyla aranmış ve kabul edilebilir sonuçlar elde edildiği görülmüştür.

5.2 Ziegler-Nichols PID Kontrolör Parametrelerini Bulanık Mantık Tabanlı İyileştirilmesi

Bu yöntemde amaç, Ziegler-Nichols ile belirlenen PID kontrolörün üç parametresini (K_p , K_i ve K_d) iyileştiren bulanık tabanlı bir ayarlama yöntemi gerçeklemektir. Bu yöntemde Ziegler-Nichols katsayılarını iyileştirmek için bulanık mantık ile kontrol tercih edilmiştir. Bunun sebebi ise klasik kontrolörlerin aksine, bulanık mantık ile kontrol yapılabilmesi için sistem hakkında yeterli bilgi ve deneyime sahip olmak yeterlidir. Bu bilgi ve deneyime göre giriş ve çıkış arasındaki prensibi açıklayan bulanık kurallar oluşturularak istenilen kontrolör oluşturulmuş olur.

Önerilen yöntem, Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak belirlenen PID kontrolör katsayılarını süreç cevabına göre iyileştiren, performans kriterlerini iyileştirmeye yönelik bir kontrolör kontrolörüdür. Bu yöntem, sistemin hatasını ve hata değişimini temel alarak hareket etmektedir. Sistemin hatasını ve hata değişimini birlikte değerlendirmek bize sistemin cevabı hakkında daha doğru bir yorum yapma imkanı sağlayacağından, önerilen yöntemde bu iki parametre birlikte değerlendirilmiştir. Önerilen yöntemde, bulanık mantık kontrolör Ziegler-Nichols katsayılarını, hata ve hatanın değişimini giriş olarak alarak, sistem cevabına göre iyileştirmektedir. Bu katsayılar düzenlenirken, sistem cevabına karşılık PID katsayılarının nasıl değiştirilmesi gerektiği belirlenmiş ve buna bağlı kural tabanı oluşturulmuştur. Önerilen yöntemin blok diyagramı Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi “Bulanık Oransal Katsayısı Düzeltme Bloğu” (BPDB) PID kontrolörün oransal katsayısını iyileştiren bulanık mantık denetleyici, “ SP ” ise BPDB’nin çıkış ölçekleme çarpanı; “Bulanık İntegral Katsayısı Düzeltme Bloğu” (BİDB) PID kontrolörün integral katsayısını iyileştiren bulanık denetleyici, “ SI ” ise BİDB’nin çıkış ölçekleme çarpanı ve “Bulanık Türev Katsayısı Düzeltme Bloğu” (BDDDB) PID kontrolörün türev katsayısını iyileştiren bulanık denetleyici, “ SD ” ise BDDDB’nin çıkış ölçekleme çarpanıdır. Bulanık düzeltme blokları çıkış ölçekleme çarpanlarıyla PID kontrolör katsayılarına çarpan olarak gelerek Ziegler-Nichols ile belirlenen PID katsayılarını iyileştirmeyi amaçlamaktadır.



Şekil 5.4 : Ziegler-Nichols PID parametrelerini bulanık tabanlı iyileştirilmesi yöntemine ait blok diyagramı.

K_p : Ziegler-Nichols ile bulunan oransal katsayı

K_i : Ziegler-Nichols ile bulunan integral katsayısı

K_d : Ziegler-Nichols ile bulunan türev katsayısı

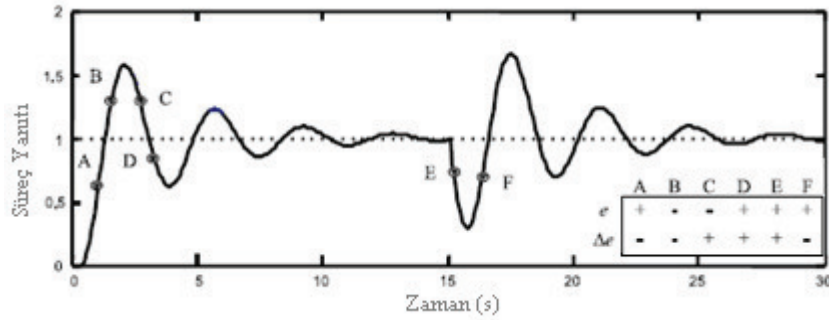
SP : Oransal ve Türev Katsayılarını belirlemede kullanılan bulanık mantık kontrolörün çıkış ölçekleme katsayısı olan oransal katsayı düzenleyici

$Sİ$: Oransal ve Türev Katsayılarını belirlemede kullanılan bulanık mantık kontrolörün çıkış ölçekleme katsayısı olan integral katsayısı düzenleyici

SD : Oransal ve Türev Katsayılarını belirlemede kullanılan bulanık mantık kontrolörün çıkış ölçekleme katsayısı olan türev katsayısı düzenleyici

Katsayı belirlemede kullanılan bulanık mantık kontrol olarak iki farklı kural tabanı kullanılmıştır. Katsayı düzenleme stratejisi belirlenirken sistem yanıtının referans

değerine göre hareketi göz önüne alınmıştır. Buna göre, Şekil 5.5'te verilen ikinci dereceden bir sistem yanıtı iki durum olarak ele alınırsa,



Şekil 5.5 : Tipik az sönümlü ikinci dereceden sistem yanıtı ve buna bağlı hata ve hatanın değişiminin tablosu

Sistem Yanıtı İstenilen Değere Doğru İlerliyorsa:

Sistem yanıtı istenilen değere doğru ilerliyorsa, Ziegler-Nichols yöntemi ile belirlenmiş bir PID kontrolör parametrelerinin düzenlemesi yapılırken, eğer oransal kazanç referans değerine hızlı bir şekilde ulaşabilmek için yetersiz kalıyorsa kabul edilebilir şekilde büyük olmalı, fakat integral katsayısı, ileride oluşabilecek üst aşımaları ya da alt aşımlara sebep olan büyük yığılmaları neden olmayacak şekilde, yeteri kadar küçük olmalıdır. Aynı zamanda, osilasyonları azaltmak, sönümlemeyi arttırmak için de türevsel kazanç artırılma eylemine geçmelidir. Kontrolör sistemin anlık yanıtlarını çevrim içi olarak inceleyerek Ziegler-Nichols katsayılarını başlangıç değeri olarak kabul edip buna göre sistem referans değerinden uzak olduğu noktada katsayıların yetersiz kalması durumunda arttırmakta, referans değerine yaklaşmasıyla da bu üç parametreyi azaltarak belli bir değere oturtmaktadır. Şayet parametreler osilasyona sebep olacak veya kararlılığı etkileyecek kadar büyük olacak şekilde ise; parametreleri daha aşağıda bir değer üzerinden incelemekte ve bu değer üzerinden katsayıları ayarlamayı amaçlamaktadır.

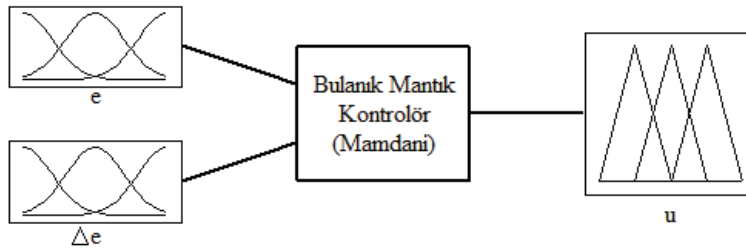
Sistem Cevabı İstenilen Değerden Uzaklaşıyorsa:

Sistem cevabı istenilen değerden uzaklaşıyorsa, Ziegler-Nichols PID parametreleri kullanılmış bir PID kontrolör parametrelerinin düzenlemesi yapılırken, süreci arzu edilen değerine hızlı bir şekilde geri getirebilmek için, hem oransal, türev katsayıları hem de integral katsayısı artırılmalıdır. Kontrolör bu durumda hata ve hatanın değişimini inceleyerek üç parametreyi yeterli ölçüde arttırarak sistem cevabını referans değerine çekmeyi amaçlar.

Yukarıdaki stratejiye göre kontrolörümüzün hareketi referans değerinin altında ya da üstünde olmasına bağlı olarak karar verilmiştir.

Yukarıdaki stratejiler göz önüne alınarak bulanık mantık kontrolör için kural tabanı oluşturulduğunda oransal, integral ve türev katsayılarını düzenlemek için iki farklı kural tabanı gereksinimi görülmüştür. Buna göre oransal ve türev katsayısını ayarlayan bir bulanık kontrolör, integral katsayısını ayarlamak için farklı bir kural tabanına sahip bir kontrolör kullanılmıştır.

Bulanık mantık ayarlayıcı için Mamdani tipi tercih edilmiş olup, giriş ve çıkışlar üçgen üyelik fonksiyonu ile tanımlanmıştır. Normaklize hata değeri ve hatanın değişiminin normalize değeri giriş olmak üzere birim basamak yanıt üzerinden her ikisinin de tanım aralığı $[-1,1]$ olarak tanımlanmış ve üçer adet üçgen üyelik fonksiyonu şeklinde belirlenmiştir (Şekil 5.6). Bulanık mantık ayarlayıcının çıkışı ise, Ziegler-Nichols katsayılarına çarpan olarak gelecek olan değişken katsayı olmak üzere $[0,1]$ aralığında tanımlanmış olup, gerekli çıkış ölçekleme çarpanlarıyla istenilen değere getirilmek üzere ayarlayan Küçük(K), Orta(O) ve Büyük(B) olmak üzere üç adet üçgen üyelik fonksiyonu ile tanımlanmıştır. Yukarıdaki açıklanan strateji kullanılarak, hata ve hatanın değişimi giriş olmak üzere, Ziegler-Nichols katsayılarına çarpan olarak gelecek olan değişken katsayı çıkış olmak üzere, giriş ve çıkış arasındaki ilişki 3×3 lük bir kural tabanı ile aşağıdaki gibi tanımlanmıştır;

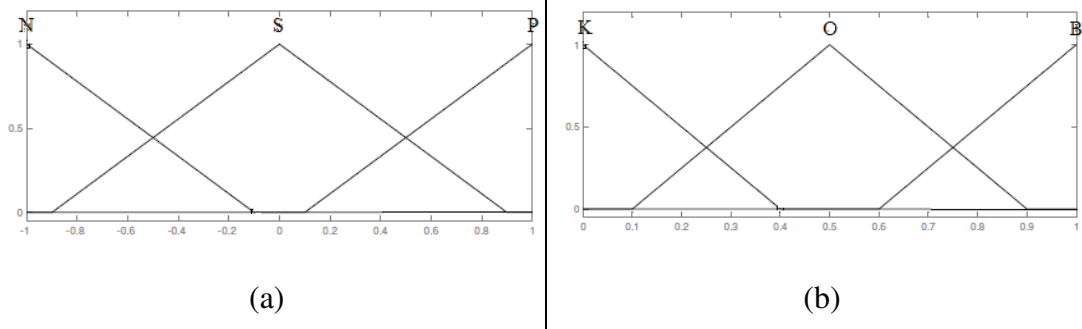


Şekil 5.6 : PID parametrelerini ayarlayan bulanık tabanlı kontrolörlerin genel blok diyagramı.

Yöntemde tercih edilen bulanık mantık kontrolörlerin her birinin girişlerinin üyelik fonksiyonları (Şekil 7(a) ile çıkışlarının üyelik fonksiyonları (Şekil 5.7(b)) bütünlük sağlanması amacıyla aynı seçilmiştir.

Şekil 5.7(a)'da gösterilen hata ve hatanın değişiminin üyelik fonksiyonları Negatif(N), Sıfır(S) ve Pozitif(P) olmak üzere üç üçgen üyelik fonksiyonu ile tanımlanmıştır. Genetik Algoritma ile aranan üçgen üyelik fonksiyonlarının bacak aralıkları bize sistemin hatasının $\pm\%10$ değerine geldiklerinde sistemin referans

değerine yaklaşmış olarak kabul edilebileceği için ± 0.1 lik bölgenin tamamen Sıfır(S) üyelik fonksiyonu kümesinde olması gerektiğini göstermiştir.



Şekil 5.7 : PID parametrelerini ayarlayan bulanık tabanlı kontrolörlerin girişlerinin üyelik fonksiyonu (a) ve çıkış üyelik fonksiyonu (b).

Giriş ve çıkış üyelik fonksiyonları aynı olmaklar birlikte, PID parametrelerini ayarlayan bu bulanık mantık kontrolörler, sahip oldukları kural yapısına göre çıkış vererek parametreleri ayarlamaktadırlar.

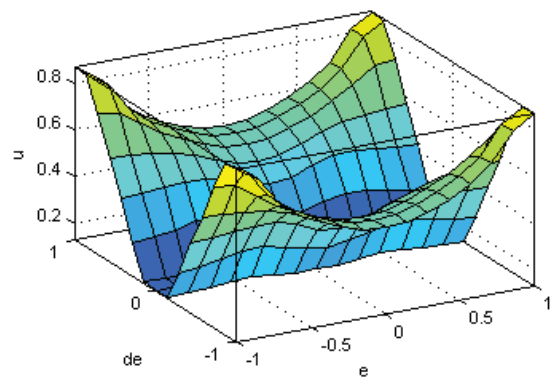
Oransal ve Türev Parametrelerini İyileştiren Bulanık Tabanlı Kontrolör:

PID kontrolörün, oransal ve türev parametrelerini ayarlama stratejisine bağlı olarak aynı kural tabanı kullanılabileceği görülmüştür. Buna göre oluşturulan kural (Çizelge 5.2(a) ve kural yüzey gösterimi (Çizelge 5.2(b), Çizelge 5.2(a,b)'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.2 : Oransal ve türev parametresini ayarlayıcı kural tablosu(a) ve yüzey gösterimi(b).

$\Delta e \backslash e$	N	S	P
N	B	O	B
S	K	K	K
P	B	O	B

(a)



(b)

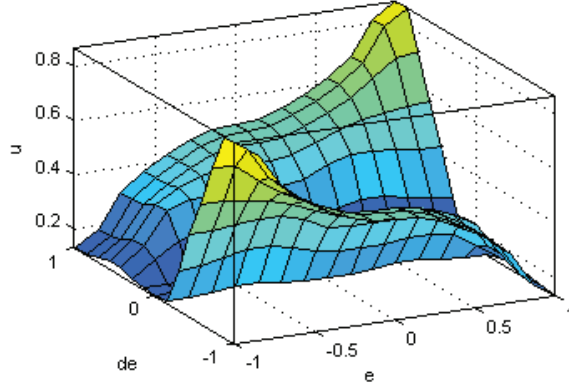
İntegral Parametresini İyileştiren Bulanık Tabanlı Kontrolör:

PID kontrolörün integral parametresini ayarlama stratejisine bağlı olarak oluşturulan kural (Çizelge 5.3(a)) ve kural yüzey gösterimi (Çizelge 5.3(b)), Çizelge 5.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 5.3 : İntegral parametresini ayarlayıcı kural tablosu(a) ve yüzey gösterimi (b).

$\Delta e \backslash e$	N	S	P
N	B	O	K
S	K	K	K
P	K	O	B

(a)



(b)

Bulanık kontrolörler ikinci bölümde açıklandığı gibi giriş ve çıkış ölçekleme çarpanlarına ihtiyaç duymaktadırlar. Önerilen yöntemde girişler -1 ile 1 arasında değişen normalize hata ve hatanın değişimi olduğu için herhangi bir giriş ölçekleme çarpanına ihtiyaç duymamaktadır. Ancak çıkış değişkenini 0 ile 1 arasında seçilmesinden dolayı bir çıkış ölçekleme katsayısına ihtiyaç duyar.

Başlangıç noktamız Ziegler-Nichols katsayılarını iyileştirmek için kullanılacak çıkış ölçekleme çarpanları Ziegler-Nichols'un her iki yöntemi için de gereklidir. Her iki yöntem için de deneme yanılma yöntemi kullanılabileceği gibi optimizasyon yöntemleri kullanılabilmektedir. Bu çalışmada optimizasyon yöntemlerinde Genetik Algoritma seçilmek üzere ITAE performans kriterini minimize edecek çıkış ölçekleme katsayıları bulunmuştur.

5.3 Bulanık Düzenleyicinin Çıkış Ölçekleme Çarpanlarının Birinci Dereceden Ölü Zamanlı Sistem Parametreleri Cinsinden İfade Edilmesi

Ziegler-Nichols'un frekans yanıtı yöntemi için sisteme ait sınıflandırma yapılamaması ve buna bağlı olarak SP , SI ve SD katsayılarının bulunması için kullanıcıyı optimizasyon yöntemlerine ya da deneme yanılma yöntemlerine

yöneltmiştir. Ancak Ziegler-Nichols'ün basamak yanıtı yöntemi için, bulanık mantık ayarlayıcının çıkış ölçekleme çarpanı olan ve Ziegler-Nichols PID kontrolör katsayılarına da çarpan olarak gelen SP , SI ve SD katsayılarının belirlenmesi birinci mertebeden ölü zamanlı sistemlerin sistem parametreleri göz önüne alınarak yapılabileceği öne sürülmüştür. Çarpanlar, ölü zamanın değeri, sistemin zaman sabiti ile hata ve hatanın değişimi göz önüne alınarak karar verilmiştir. Birinci mertebeden ölü zamanlı bir sistemin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi verildiğinde;

$$G(s) = \frac{K}{Ts + 1} e^{-Ls} \quad (5.12)$$

K: Sistem modeli için kazanç

L: Ölü zaman

T: Zaman sabiti olmak üzere;

Normalize ölü zaman ya da kontrol edilebilirlik oranı “ τ ” [0,1] aralığında aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\tau = \frac{L}{L + T} \quad (5.13)$$

Bir oran olan τ , sistem zaman sabitini göz önüne alarak kontrol edilebilirlik oranını verir. Genelde küçük τ değerine sahip sistemlerin kolay kontrol edilebildiği görülmüş olduğu için, τ değerinin artmasıyla sistemin kontrol edilmesinin zorluğunun da o denli artmaktadır [1].

Yukarıda belirtildiği gibi kontrol edilebilirlik indeksi bize sistemin kontrol zorluğu açısından genel bir bilgi verdiği söylenebilir.

Bu bilgiler ışığında SP , SI ve SD çıkış ölçekleme faktörlerinin belirlenmesini bu τ değerine bağlanabileceği düşünülmüştür.

Arama yöntemlerinden Genetik Algoritma'nın kullanılarak, sistem hatasını ITAE performans ölçütüne göre minimize etmeye yönelik yapılan aramalarda SP , SI ve SD çıkış ölçeklendirme çarpanlarının, aynı τ değerine sahip sistemlerde, benzer çıktığı görülmüştür. Bu nedenle kesin katsayılar verilemese de aynı “ τ ” değerine sahip sistemler için belirlenen çıkış ölçeklendirme çarpanlarının kullanılması ile Ziegler-Nichols yöntemi ile yapılan kontrolörün kullanılmasıyla verilen sistem yanıtının iyileştiği gözlemlenmiştir. Yapılan araştırmalarından bazıları örnek olarak aşağıda

verilmiştir. Yapılan denemelerde sistem çıkışları, kontrol işaretleri ve PID parametrelerinin değişimleri aşağıdaki örneklerde çizelge olarak gösterilmiştir. Bu çizelgelerin ışığında belli “ τ ” değerleri için çıkış ölçekleme çarpanlarının tablosu oluşturulmuştur.

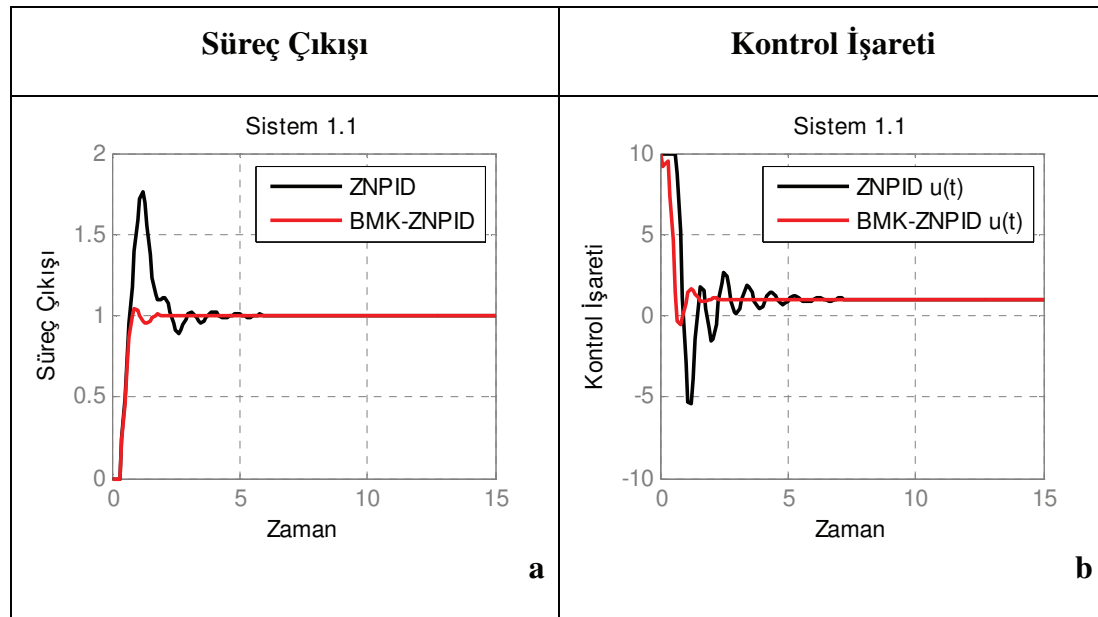
5.3.1 Araştırma örneği 1: Küçük bir τ değerine sahip sistemler ($\tau = 0.06977$)

Çizelge 5.4 : $\tau = 0.06977$ olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan SP , SI , SD .

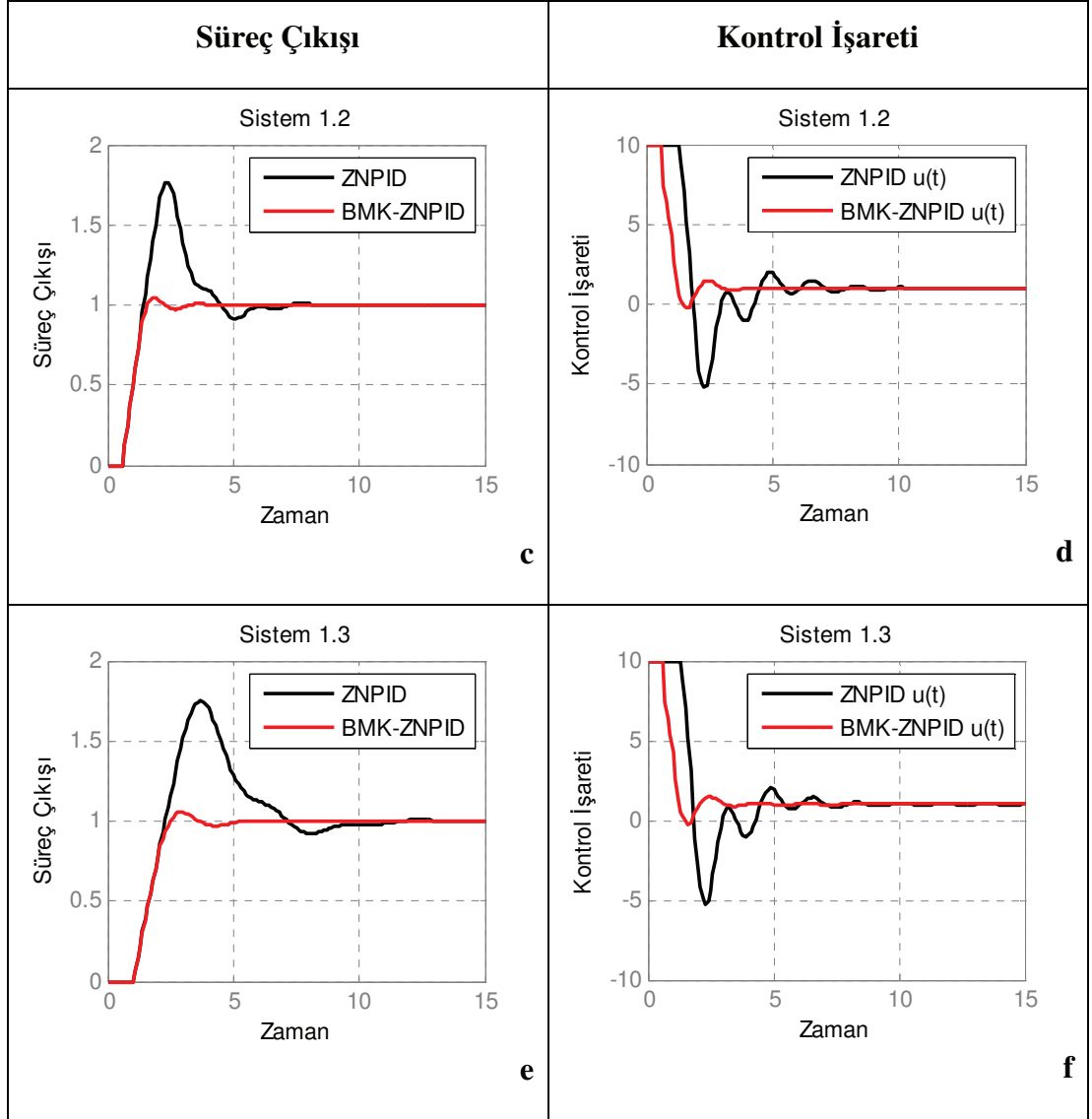
$\tau = 0.06977$						
Sistem	K_p	K_i	K_d	SP	SI	SD
1.1) $G(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-0.3s}$	16	26.6667	2.4	4.5	0.56	5
1.2) $G(s) = \frac{1}{8s+1} e^{-0.6s}$	16	13.333	4.8	5.3	0.57	4
1.3) $G(s) = \frac{1}{12s+1} e^{-0.9s}$	16	8.88889	7.2	5.3	0.57	4

Çizelge 5.4’te küçük bir “ τ ” değeri göz önüne alınarak aynı τ değerine sahip 3 farklı sistemin Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi ile önerilen yöntemin süreç çıkışları ($y(t)$) ve kontrol işaretleri ($r(t)$) Çizelge 5.5’te gösterilmiştir.

Çizelge 5.5 : Küçük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.06977$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID süreç yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f)

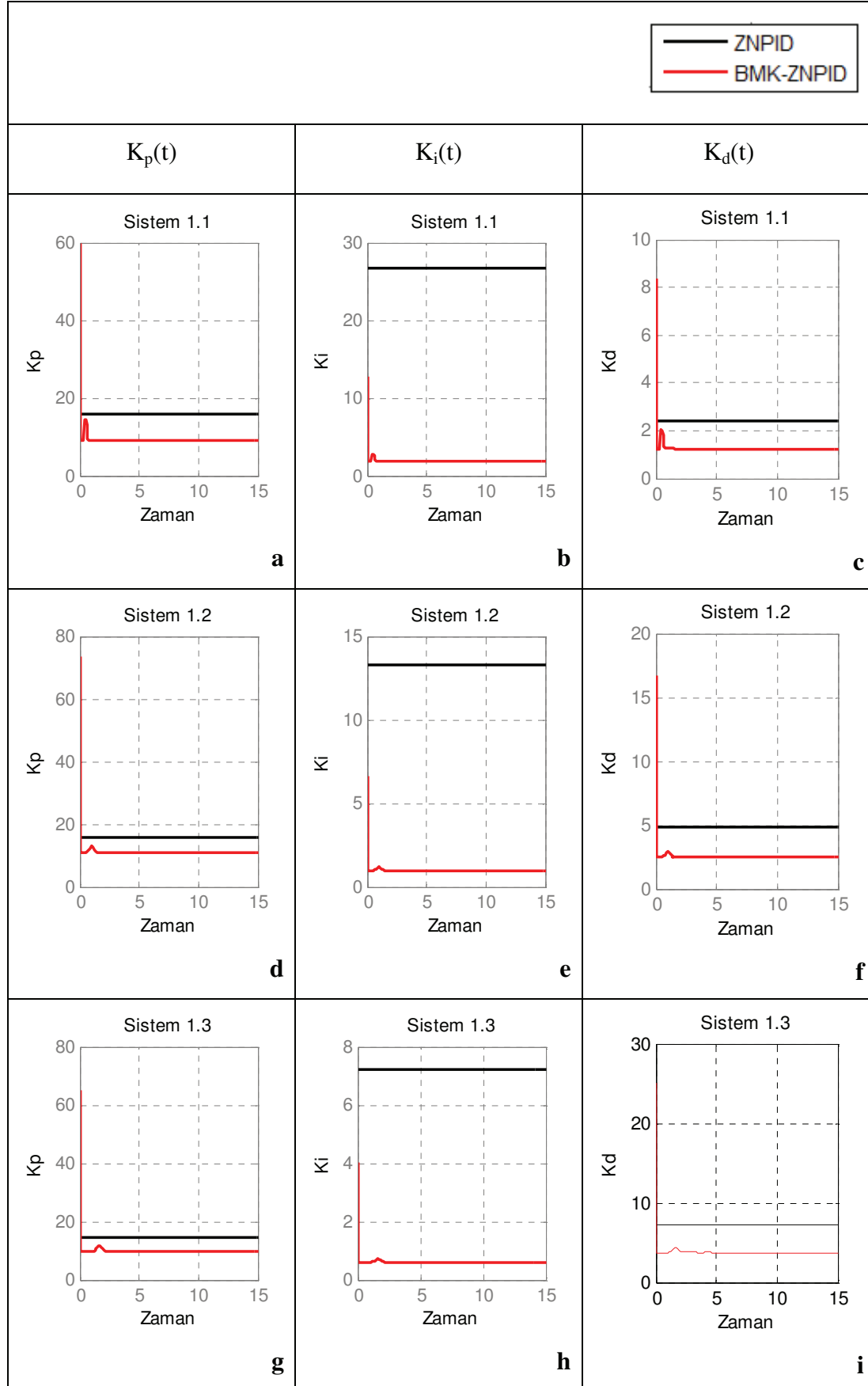


Çizelge 5.5 : Küçük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.06977$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID süreç yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f) (devam).



Yukarıda gösterilen sistem çıkışı ve kontrol işaretini oluşturan, çevrim içi bulanık tabanlı kontrolörün Ziegler-Nichols PID parametrelerini nasıl etkilediği Çizelge 5.6’da gösterilmiştir. Çizelge 5.6 ‘nın (a,d,g) bölümlerinde bu üç sistemin oransal parametre değişimi, (b,e,h) bölümlerinde integral parametre değişimi ve (c,f,i) bölümlerinde ise türev parametresinin anlık değişimleri gösterilmiştir.

Çizelge 5.6 : $\tau = 0.06977$ olan sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal (a,d,g) - integral(b,e,h) ve türev(c,f,i) parametrelerinin değişimi.



Yukarıda grafiklerde Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi için bulunan PID parametrelerinin genetik algoritmayla bulunan çıkış ölçekleme çarpanlarına göre süreç çıkışı, kontrol hareketi ve sistem hareketine bağlı olarak iyileştirilen PID parametreleri gösterilmiştir. Bu grafiklerin ışığında ve SP , SI ve SD çıkış ölçekleme çarpanlarının benzer çıktığı tespit edilmiştir. Bulunan çıkış ölçekleme faktörlerinin genel bir ortalaması alındığında bulunan SP , SI ve SD 'nin sistemleri halen iyileştirebildiği gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.7'de bu üç sistem için bulunan çıkış ölçekleme çarpanlarının genel bir ortalaması alınarak τ değeri 0.06977 olan sistemler için geçerli çıkış ölçekleme çarpanı belirlenmiştir.

Çizelge 5.7 : $\tau = 0.06977$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme çarpanları.

Sistem	T	SP	SI	SD
$G(s) = \frac{1}{4s + 1} e^{-0.3s}$	0.06977	4.5	0.56	4
$G(s) = \frac{1}{8s + 1} e^{-0.6s}$	0.06977	5.3	0.57	4
$G(s) = \frac{1}{12s + 1} e^{-0.9s}$	0.06977	5.3	0.58	4
$\tau = 0.06977$ olan Sistemler için	0.06977	4.9	0.57	4

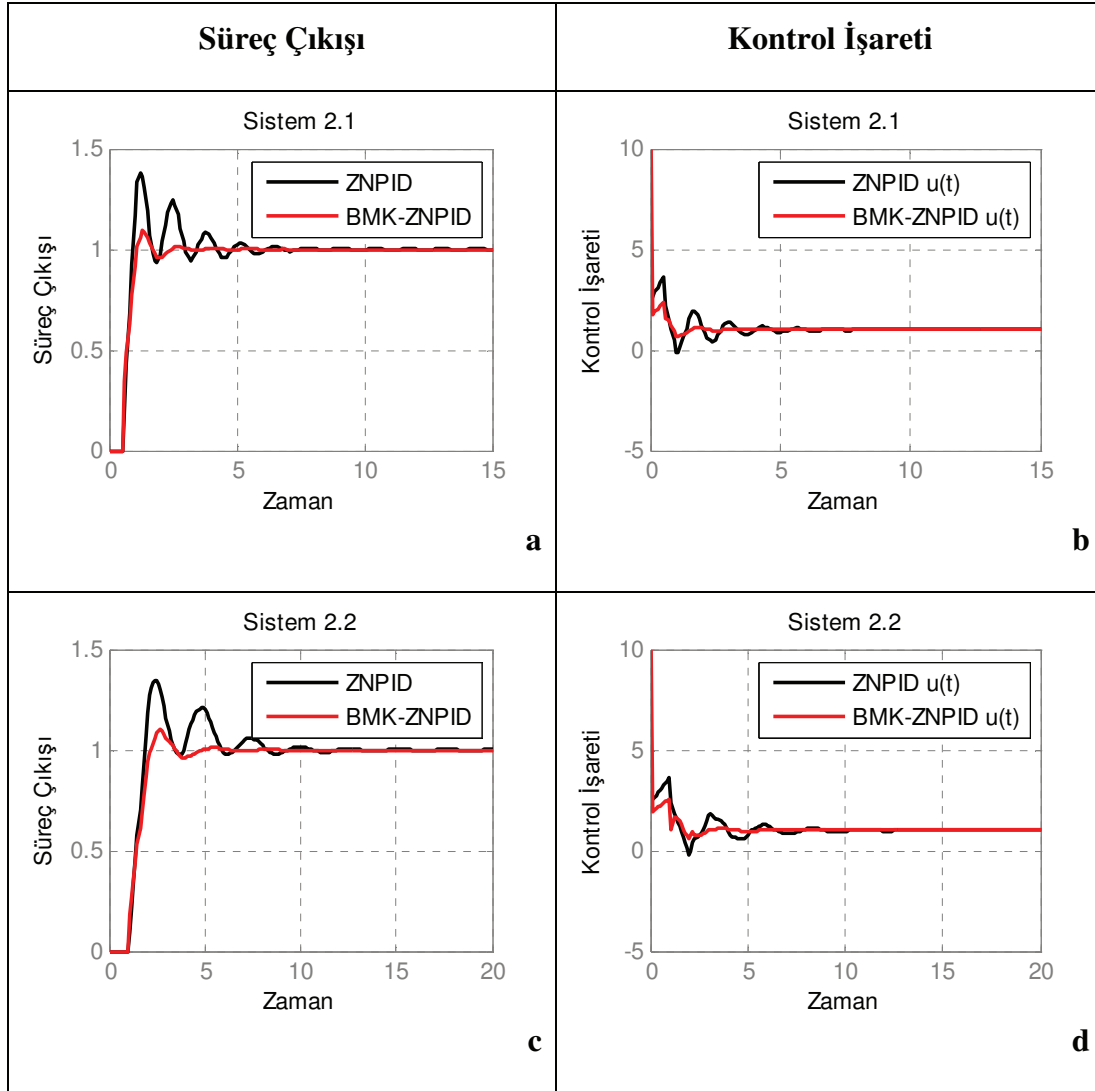
5.3.2 Araştırma örneği 2: Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip sistemler ($\tau = 0.333333$)

Çizelge 5.8 : 0.333333 olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yöntemi PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan SP , SI , SD .

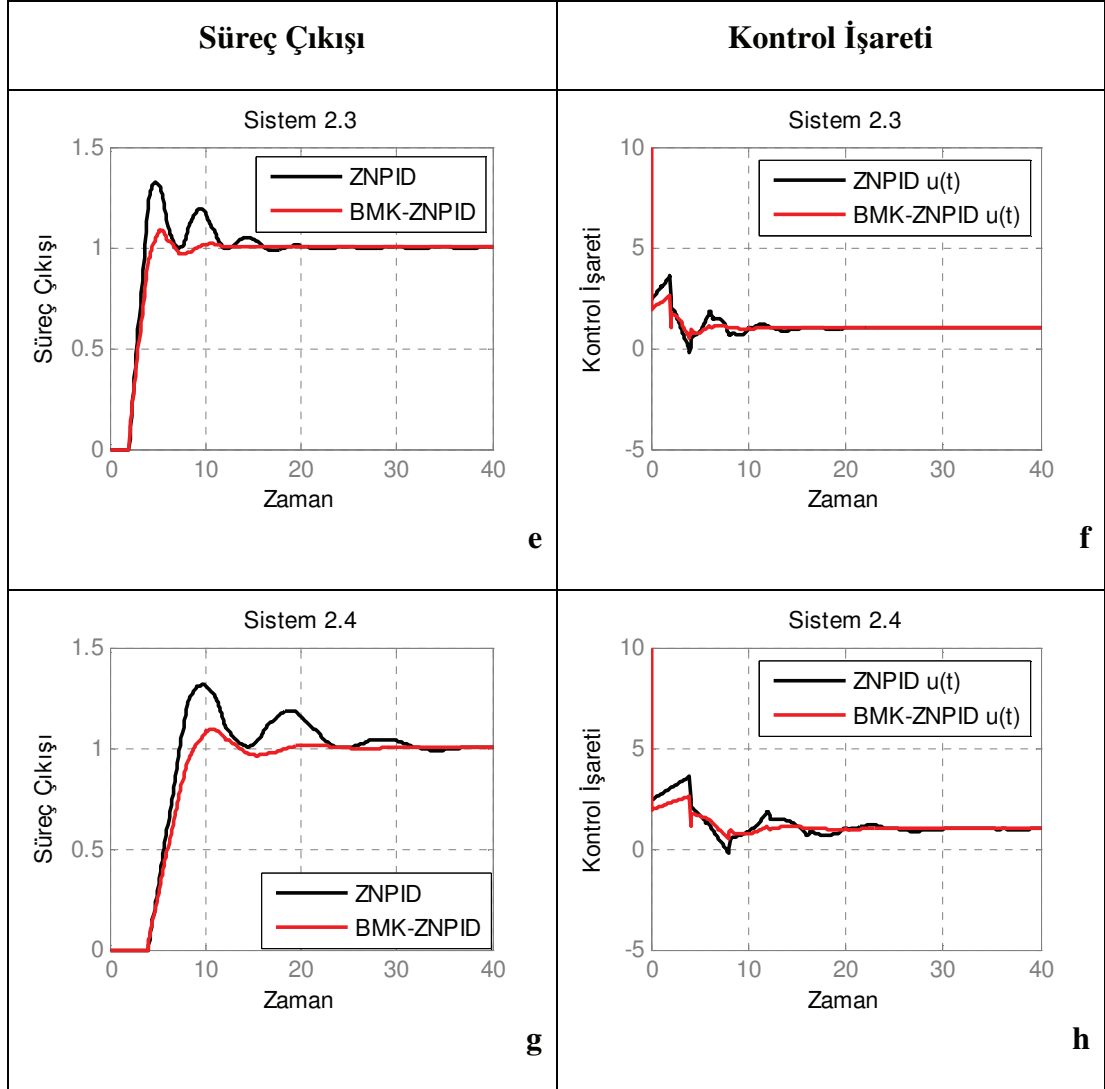
$\tau = 0.333333$						
Sistem	K_p	K_i	K_d	SP	SI	SD
2.1) $G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.5s}$	2.4	2.4	0.6	5.2	4.5	4.4
2.2) $G(s) = \frac{1}{2s+1} e^{-s}$	2.4	1.2	1.2	6	4.4	4.7
2.3) $G(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-2s}$	2.4	0.6	2.4	6.1	4.4	5
2.4) $G(s) = \frac{1}{8s+1} e^{-4s}$	2.4	0.3	4.8	6.2	4.35	5

Yukarıdaki orta büyüklükte bir “ τ ” değeri göz önüne alınarak, τ değeri 0.33333 olan 4 farklı sistemin Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi ile önerilen yöntemin süreç çıkışları ($y(t)$) ve kontrol işaretleri ($u(t)$) Çizelge 5.9’da gösterilmiştir.

Çizelge 5.9 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.33333$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID Süreç Yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f).



Çizelge 5.9 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.333333$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID Süreç Yanıtları (a,c,e,g) ve kontrol işaretleri (b,d,f,h) (devam).

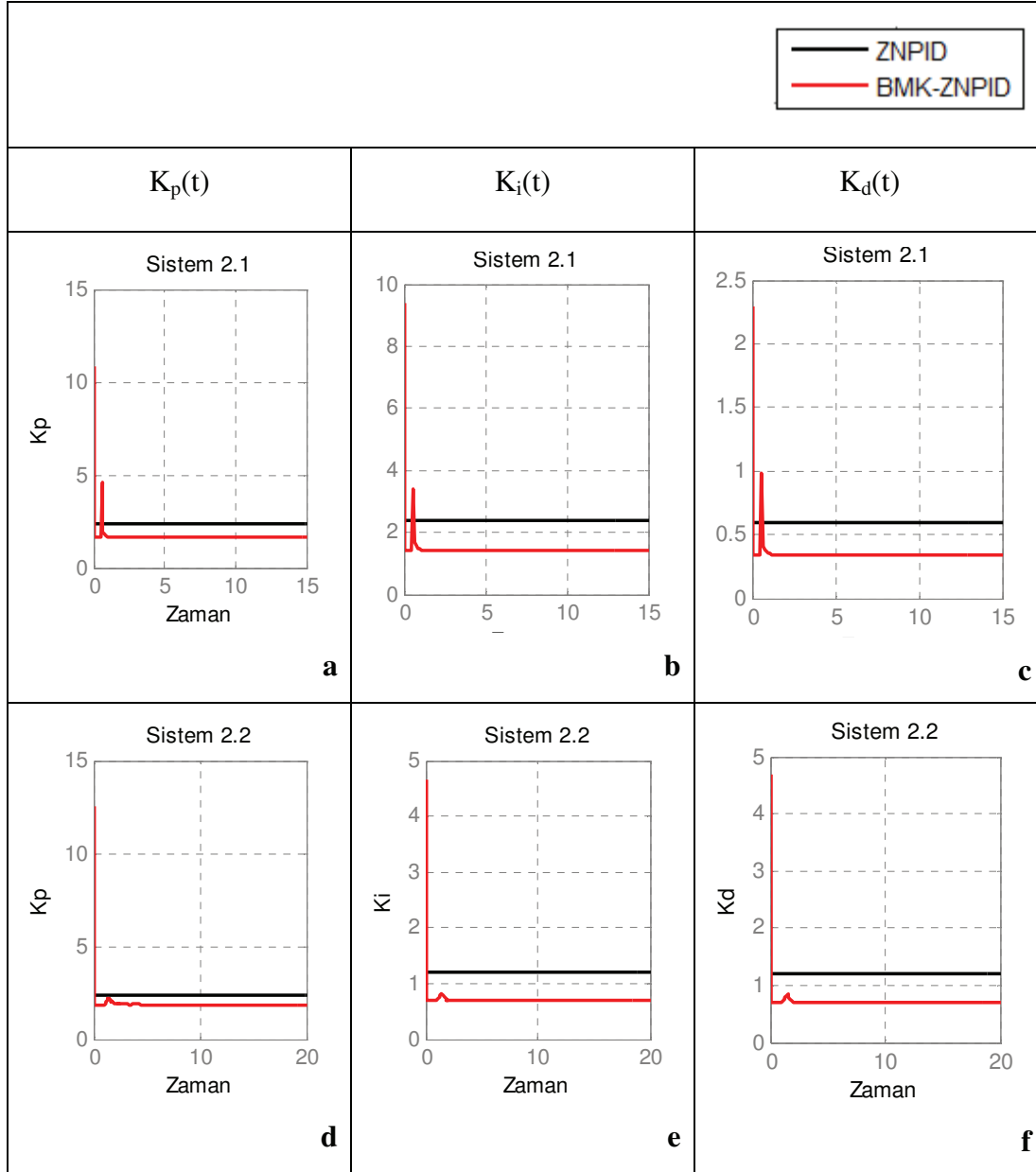


Yukarıda gösterilen sistem çıkışı ve kontrol işaretini oluşturan, çevrim içi bulanık tabanlı kontrolörün Ziegler-Nichols PID parametrelerini nasıl etkilediği Çizelge 5.9'da gösterilmiştir. Çizelge 5.10'nun (a,d,g,j) bölümlerinde bu üç sistemin oransal parametre değişimi, (b,e,h,k) bölümlerinde integral parametre değişimi ve (c,f,i,l) bölümlerinde ise türev parametresinin anlık değişimleri gösterilmiştir.

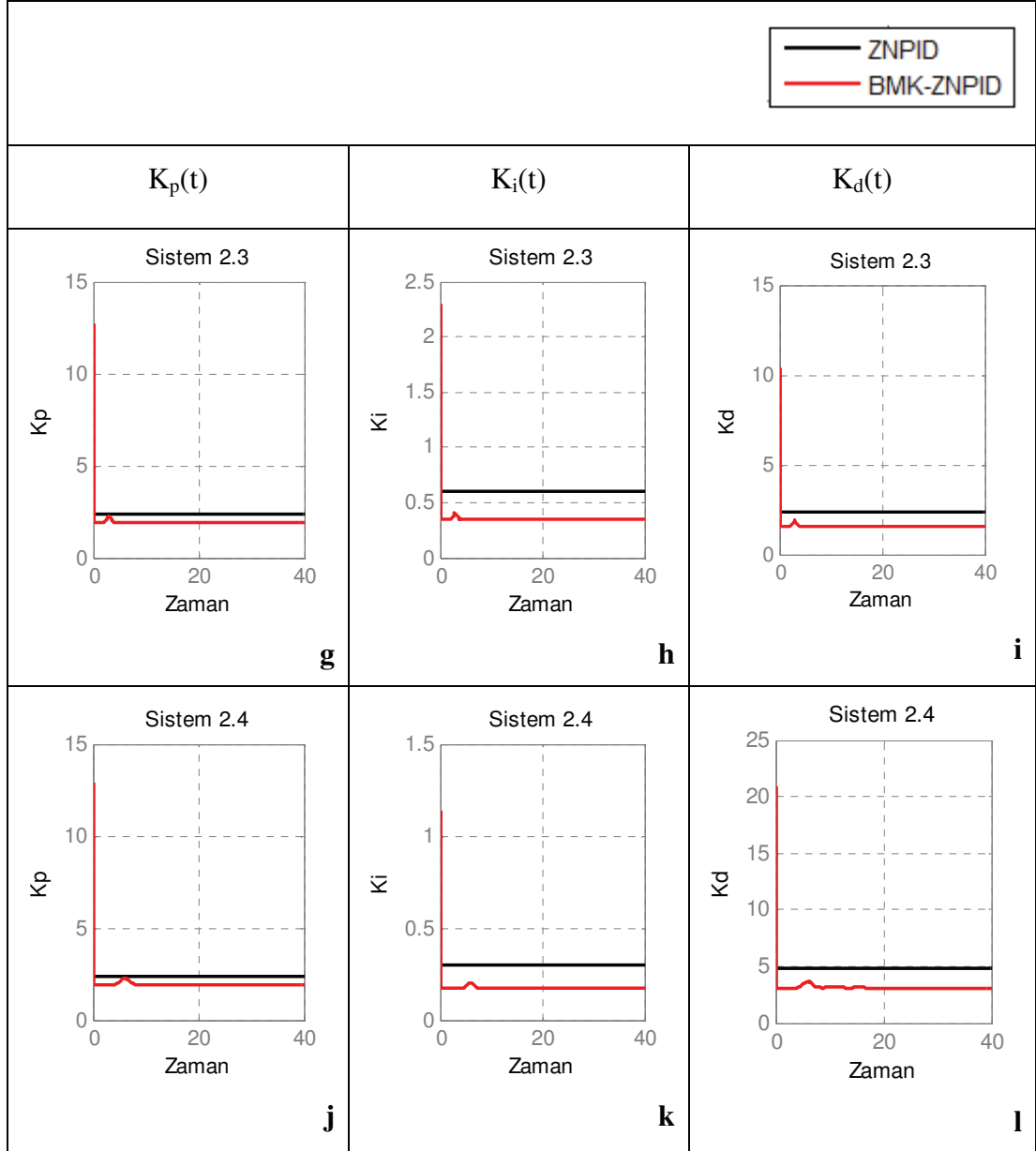
Aşağıdaki grafiklerde (Çizelge 5.10), Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Yöntemi için bulunan PID parametrelerinin genetik algoritmayla bulunan çıkış ölçekleme çarpanlarına göre süreç çıkışı, kontrol hareketi ve sistem hareketine bağlı olarak ayarlanan PID parametreleri gösterilmiştir. Bu grafiklerin ışığında ve SP , SI ve SD çıkış ölçekleme faktörlerinin benzer çıktığı tespit edilmiştir. Bulunan çıkış ölçekleme

çarpanlarının genel bir ortalaması alındığında bulunan SP, SI ve SD 'nin sistemleri halen iyileştirebildiği gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.10 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.3333$) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal (a,d,g,j), integral(b,e,h,k) ve türev(c,f,i,l) parametrelerinin değişimi.



Çizelge 5.10 : Orta büyüklükteki bir τ değerine sahip ($\tau = 0.333333$) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal(a,d,g,j), integral(b,e,h,k) ve türev(c,f,i,l) parametrelerinin değişimi (devam).



Buna göre, Çizelge 5.9’da sistem hareketi ve Çizelge 5.10’da PID parametre değişimi gösterilen, “ τ ” değeri 0.333333 olan sistemler için çıkış ölçekleme çarpanlarının genel bir ortalaması alınarak “ τ ” değeri 0.333333 olan sistemlerde kullanılabilecek çıkış ölçekleme çarpanları Çizelge 5.11’de yapılmıştır.

Çizelge 5.11’de “ τ ” değeri 0.333333 olan sistemler için çıkış ölçekleme çarpanlarının benzer olduğu gözlemlenmiş ve buna bağlı olarak sistemlerden kullanılan ölçekleme çarpanlarının ortalaması alınarak, $\tau = 0.333333$ olan sistemler için genel bir ölçekleme çarpanları belirlenmiştir.

Çizelge 5.11 : $\tau = 0.333333$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme çarpanları.

Sistem	T	SP	SI	SD
$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.5s}$	0.33333	5.2	4.5	4.4
$G(s) = \frac{1}{2s+1} e^{-s}$	0.33333	6	4.4	4.7
$G(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-2s}$	0.33333	6.1	4.4	5
$G(s) = \frac{1}{8s+1} e^{-4s}$	0.33333	6.2	4.35	5
$\tau=0.33333$ olan Sistemler için	0.33333	5.875	4.4125	4.775

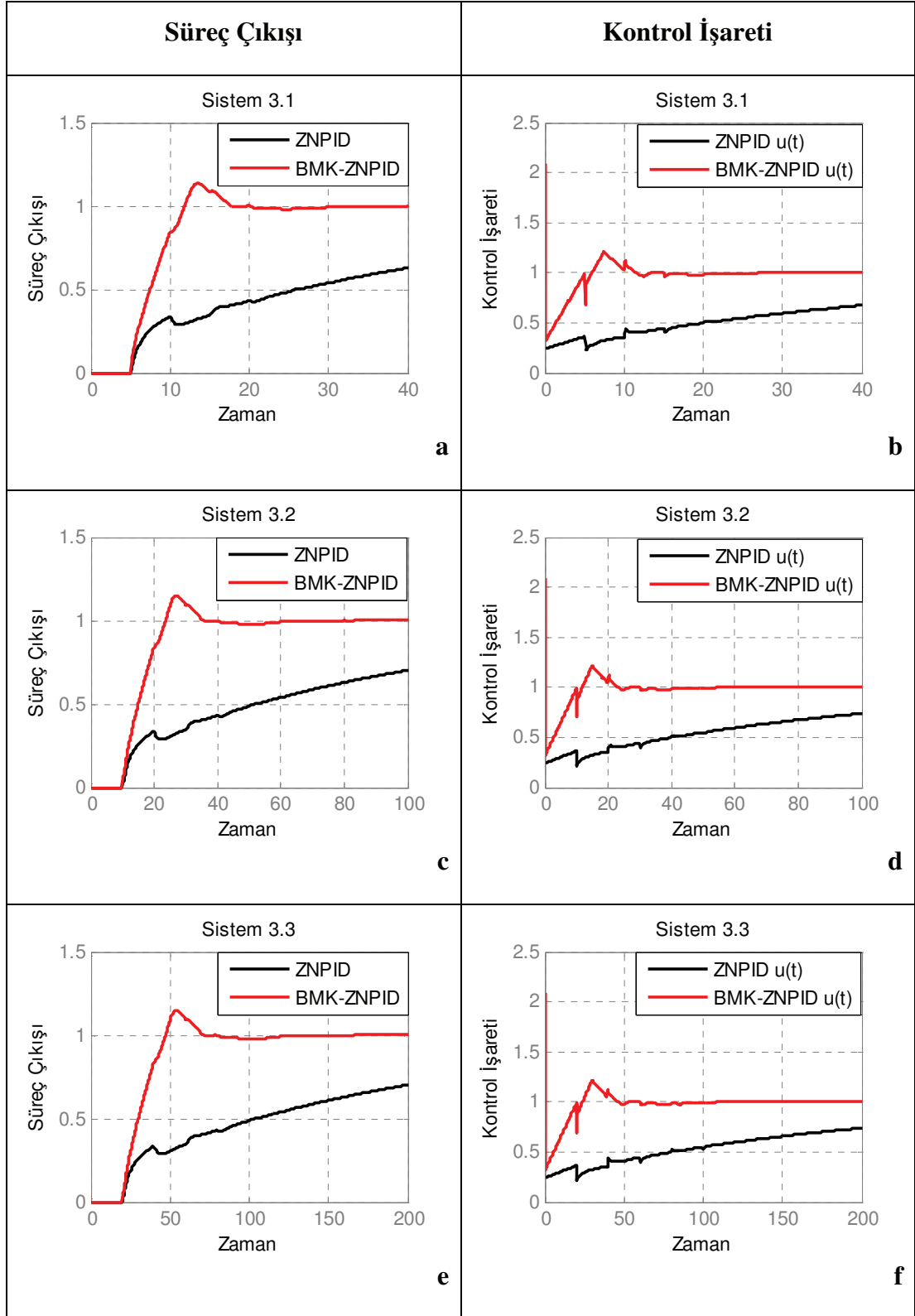
5.3.3 Araştırma Örneği 3: Büyük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.8333$)

Çizelge 5.12 : $\tau = 0.8333$ olan sistemler için Ziegler-Nichols basamak yöntem PID parametreleri ve bu sistemler için bulunan SP, SI, SD.

$\tau = 0.8333$						
Sistem	K_p	K_i	K_d	SP	SI	SD
3.1) $G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-5s}$	0.24	0.024	0.6	10	43	5.5
3.2) $G(s) = \frac{1}{2s+1} e^{-10s}$	0.24	0.012	1.2	10	43	5
3.3) $G(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-20s}$	0.24	0.06	2.4	10	43	5

Yukarıdaki büyük bir “ τ ” değeri göz önüne alınarak, aynı τ değerine sahip 3 farklı sistemin Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemi ile önerilen yöntemin süreç çıkışları ($y(t)$) ve kontrol işaretleri ($r(t)$) Çizelge 5.13’te gösterilmiştir.

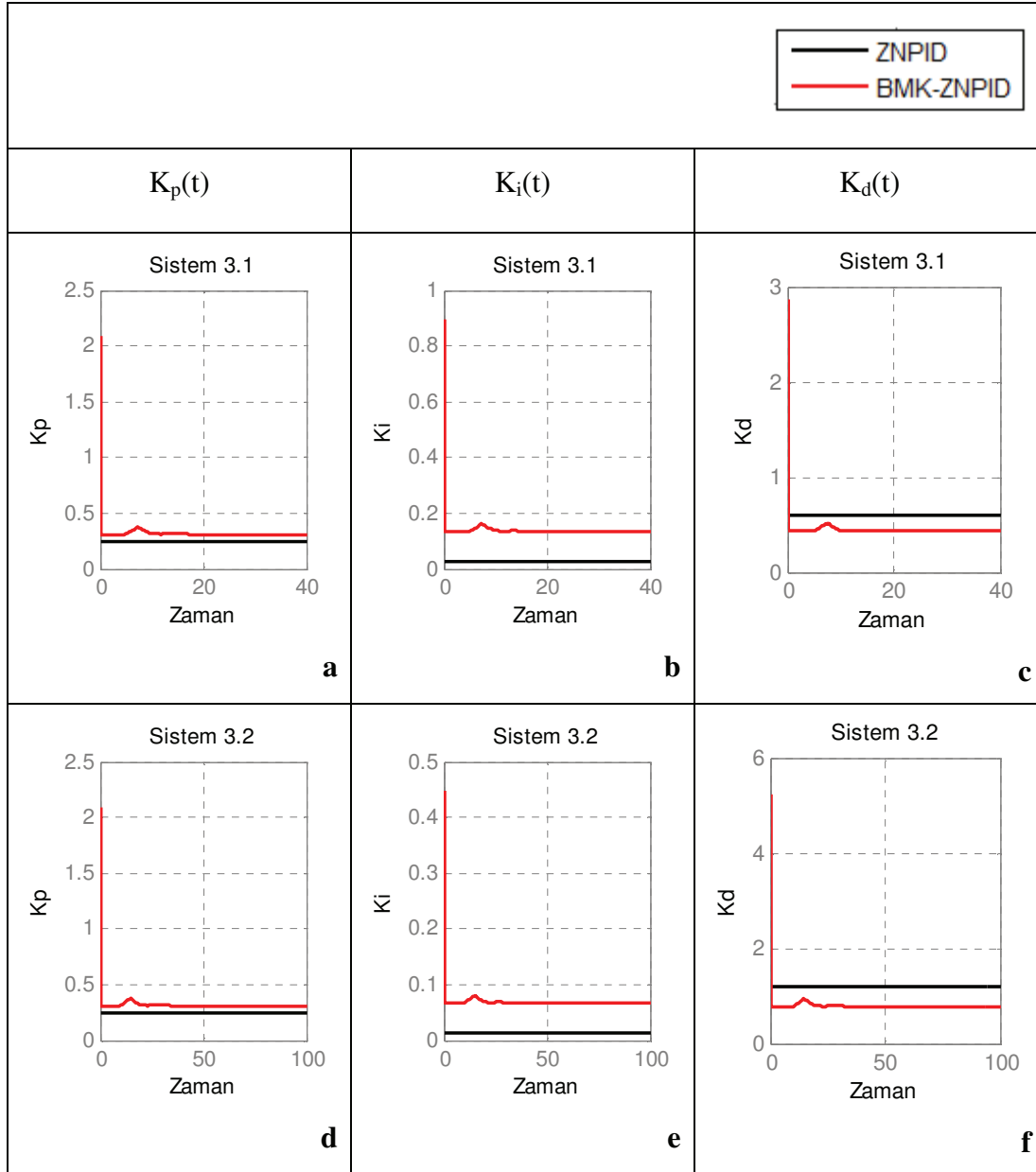
Çizelge 5.13 : Büyük bir τ değerine sahip ($\tau = 0.8333$ olan) sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID Süreç Yanıtları (a,c,e) ve kontrol işaretleri (b,d,f).



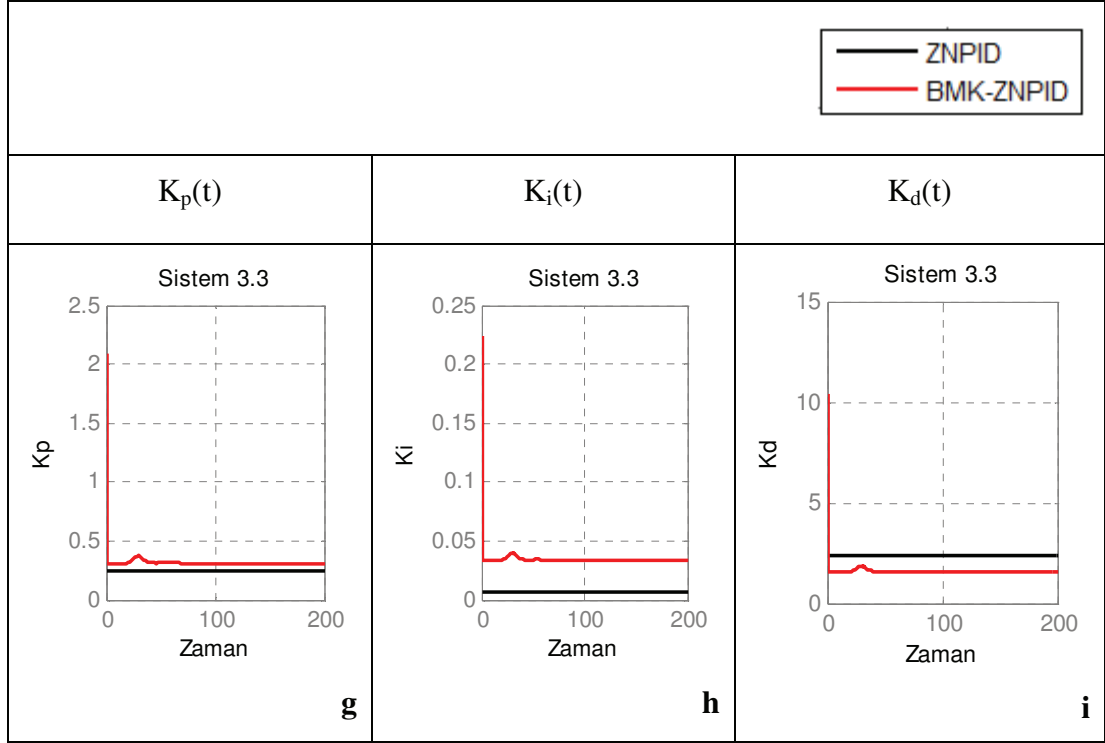
Yukarıda gösterilen sistem çıkışı ve kontrol işaretini oluşturan, çevrim içi bulanık tabalı kontrolörün Ziegler-Nichols PID parametrelerini nasıl etkilediği Çizelge 5.14'te gösterilmiştir. Çizelge 5.14 'ün (a,d,g) bölümlerinde bu üç sistemin oransal

parametre değişimi, (b,e,h) bۆlۆmlerinde integral parametre değişimi ve (c,f,i) bۆlۆmlerinde ise tۆrev parametresinin anlık değişimleri gۆsterilmiřtir.

Çizelge 5.14 : $\tau = 0.83333$ olan sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal(a,d,g), integral(b,e,h) ve tۆrev(c,f,i) parametrelerinin değişimi.



Çizelge 5.14 : $\tau = 0.83333$ olan sistemlerin ZNPID ve BMK-ZNPID oransal(a,d,g), integral(b,e,h) ve türev(c,f,i) parametrelerinin değişimi (devam).



Yukarıda grafiklerde (Çizelge 5.14) Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Yöntemi için bulunan PID parametrelerinin genetik algoritmayla bulunan çıkış ölçekleme çarpanlarına göre süreç çıkışı, kontrol hareketi ve sistem hareketine bağlı olarak ayarlanan PID parametreleri gösterilmiştir. Bu grafiklerin ışığında ve SP , SI ve SD çıkış ölçekleme faktörlerinin benzer çıktığı tespit edilmiştir. Bulunan çıkış ölçekleme faktörlerinin genel bir ortalaması alındığında bulunan SP , SI ve SD 'nin (Çizelge 5.15) sistemleri halen iyileştirebildiği gözlemlenmiştir.

Çizelge 5.15 : $\tau = 0.8333$ olan sistemler için genel çıkış ölçekleme faktörleri.

Sistem	τ	SP	SI	SD
$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-5s}$	0.8333	10	43	5.5
$G(s) = \frac{1}{2s+1} e^{-10s}$	0.8333	10	43	5
$G(s) = \frac{1}{4s+1} e^{-20s}$	0.8333	10	43	5
$\tau=0.8333$ olan Sistemler için	0.8333	10	43	5.16

Yukarıda küçük, orta ve büyük olarak sınıflandırabileceğimiz 3 farklı kontrol edilebilirlik indeksi τ için çıkış ölçekleme faktörleri bulunmuştur. Aynı τ değerine sahip farklı süreçlerde benzer çıkış ölçekleme çarpanları (SP , SI ve SD) seçildiği görülmüştür.

Aynı şekilde yakın τ değerine sahip süreçler için yapılan araştırmalarda da yakın çıkış ölçekleme çarpanlarının bulunduğu görülmüştür. Buna bağlı olarak bulunan katsayıların ortalaması alınarak belli bir τ değeri için belli SP , SI ve SD çıkış ölçekleme çarpanlarının kullanılabileceği öngörülmüştür.

Örnek gösterilenlerin dışında çalışma sırasında denenen sistemler için bir tablo (Çizelge 5.16) aşağıda gösterilmiştir.

Çizelge 5.16 : Belli τ değerlerine göre öngörülen çıkış ölçekleme çarpanları.

τ		SP	SI	SD
Çok Küçük	0 – 0.1	5	0.6	4.2
Küçük	0.1 – 0.3	5.5	3	4.2
Orta	0.3 – 0.6	5.75	6	4.2
Büyük	0.6 – 0.8	6	12	4.2
Çok Büyük	0.8 – 1	10	43	5

Bu sayede, Ziegler-Nichols PID tasarım yöntemlerinden basamak yanıtı yöntemi için, “ τ ” değeri belirlenen bir sistemin yaklaşık çıkış ölçekleme faktörleri belirlenmiştir.

Buna göre “ τ ” değeri bilinen bir sistem için Çizelge 5.16’da bulunan çıkış ölçekleme çarpanları kullanılarak Ziegler-Nichols PID parametreleri iyileştirilebilir.

6. BENZETİMLER VE KARŞILAŞTIRMALAR

Bu bölümde PID yöntemler iki ana başlık altında karşılaştırılmıştır.

6.1 Ziegler-Nichols Frekans Yanıt Yöntemini İyileştiren Yöntemlerin Karşılaştırılması

- 1) Geliştirilmiş Ziegler-Nichols Yöntemi
- 2) AZNPID Yöntemi
- 3) Bulanık Mantık Kontrolör Kullanılarak Ziegler-Nichols Katsayılarını Ayarlama Yöntemi

Burada karşılaştırma amacıyla kullanılan sistemler Mudi'nin AZNPID yöntemini açıkladığı makalede [3] kullanılan sistemlerdir.

6.1.1 Lineer Süreçler

6.1.1.1 İkinci Mertebeden Lineer Süreçler

İkinci Mertebeden Kritik Sönümlü Süreç

Ölü zamanı 0.2 saniye olan ikinci mertebeden kritik sönümlü sistemin transfer fonksiyonu (6.1) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

$$G_p(s) = \frac{e^{-0.2s}}{(1+s)^2} \quad (6.1)$$

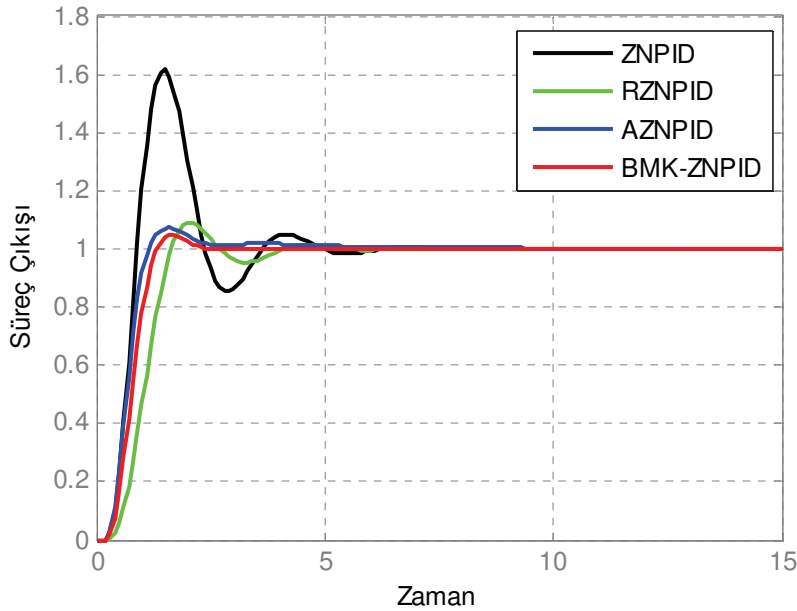
Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols frekans yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols PID yöntemi (RZNPID), Arttırılmış (Augmented) Ziegler-Nichols PID yöntemi (AZNPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)'nin benzetim sonuçları Şekil 6.1'de gösterilmiştir.

Arttırılmış Ziegler Nichols PID Yönteminde (AZNPID) yöntemi için (5.8-10) denklemlerinde kullanılan 3 belirsiz parametre, ITAE performans kriterine göre genetik algoritma ile yapılan aramalarda;

$k_1 = 1.23$, $k_2 = 3.2$, $k_3 = 5.4$ olarak bulunmuştur.

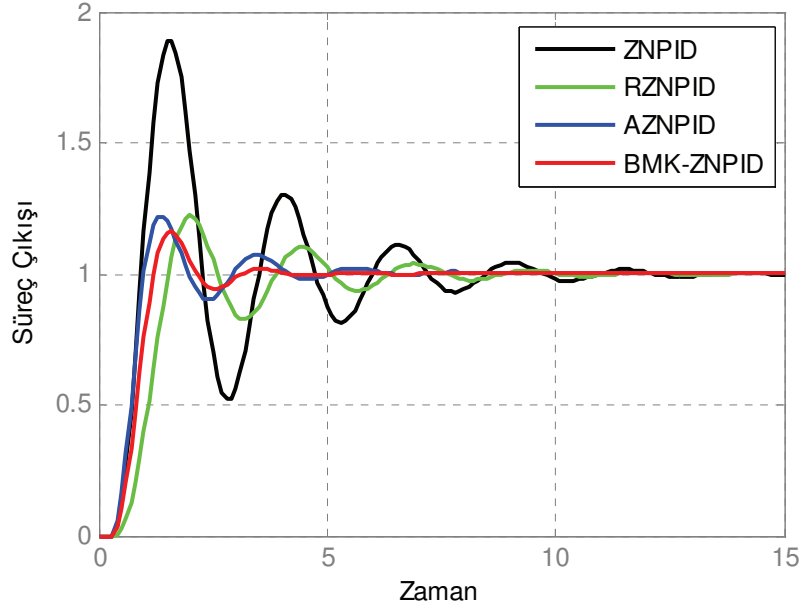
Ziegler Nichols PID kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) için gerekli olan çıkış ölçekleme faktörleri, optimizasyon yöntemlerinde Genetik Algoritma seçilmek üzere ITAE performans kriterini minimize edecek çıkış ölçekleme katsayıları;

$SP = 6.1$, $SP = 1.7$, $SP = 9$



Şekil 6.1 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının karşılaştırılması.

Kontrolörlerin kararlılığını ve dayanıklılığını ölçmek amacıyla (6.1) denkleminde belirtilen sistemin 0.2 saniye ölü zaman için bulunan parametrelerini aynı tutmak kaydıyla kontrolörler sistemin ölü zaman 0.3'e çıkarılarak tekrar denenmiştir. Benzetim sonuçları Şekil 6.2'de gösterilmiştir.



Şekil 6.2 : 2. mertebeden $L=0.3$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri (PI) cinsinden aşağıdaki tablo oluşturulmuştur.

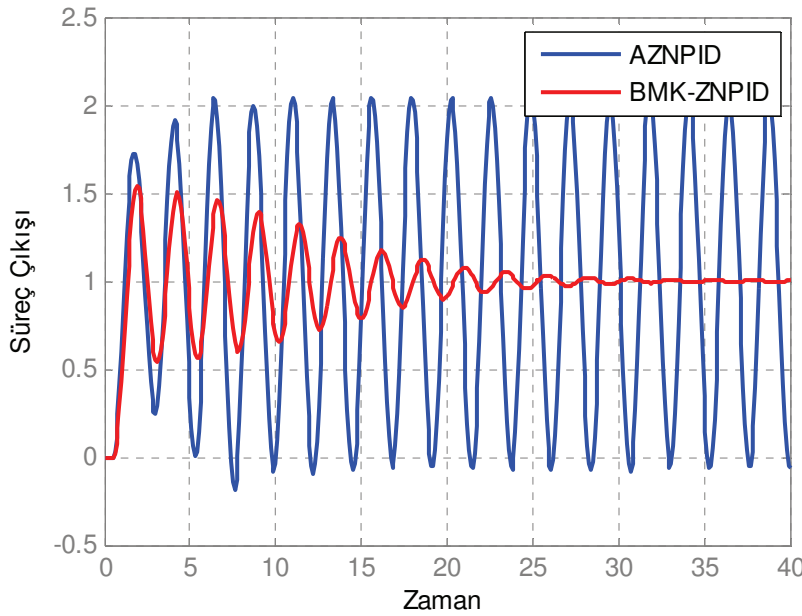
Çizelge 6.1 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.2	%OS	60.61	12.2	7.2	3.9
	t_r [s]	0.5	0.9	0.6	0.7
	t_s [s]	4.00	3	2	1.15
	ISE	0.8194	0.8425	0.5542	0.6268
	ITSE	0.6057	0.4024	0.1747	0.2185
	IAE	1.363	1.14	0.8078	0.8121
	ITAE	1.7	0.917	0.7745	0.4421
0.3	%OS	87	21	22.07	16.15
	t_r [s]	0.4	0.7	0.5	0.6
	t_s [s]	8.2	6.1	3.4	2.2
	ISE	1.37	0.9558	0.6253	0.6956
	ITSE	1.869	0.6051	0.2459	0.2743
	IAE	2.437	1.56	0.992	0.9573
	ITAE	6.136	2.662	1.102	0.6749

Yukarıdaki tablo incelendiğinde, k_1 , k_2 ve k_3 parametreleri genetik algoritma yöntemi ile aratılmış Arttırılmış Ziegler-Nichols (AZNPID) yönteminin Ziegler-Nichols (ZNPID) yöntemi ile Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols (RZNPID)

yönteminden daha başarılı olduğu ve PID parametrelerini istenilen kriterlerde cevap verecek şekilde ayarladığı görülmüştür. Bu çalışmada önerilen yöntemin bulanık tabanlı olmasından ileri gelen esnek yapısı sayesinde, Genetik Algoritma ile bulunan uygun çıkış ölçekleme çarpanlarıyla performans kriterlerini çoğunda daha başarılı bir sonuç elde ettiği görülmüştür.

Mudi makalesinde [3] kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı değiştirmiştir, dayanıklılık açısından, ölü zamanı aynı parametreleri kullanarak daha da arttırılarak 0.5 saniyeye çıkardığımızda, ZNPID'nin ve RZNPID'nin tamamen osilasyona girdiği ve AZNPID ile önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 6.3 : 2. mertebeden $L=0.5$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

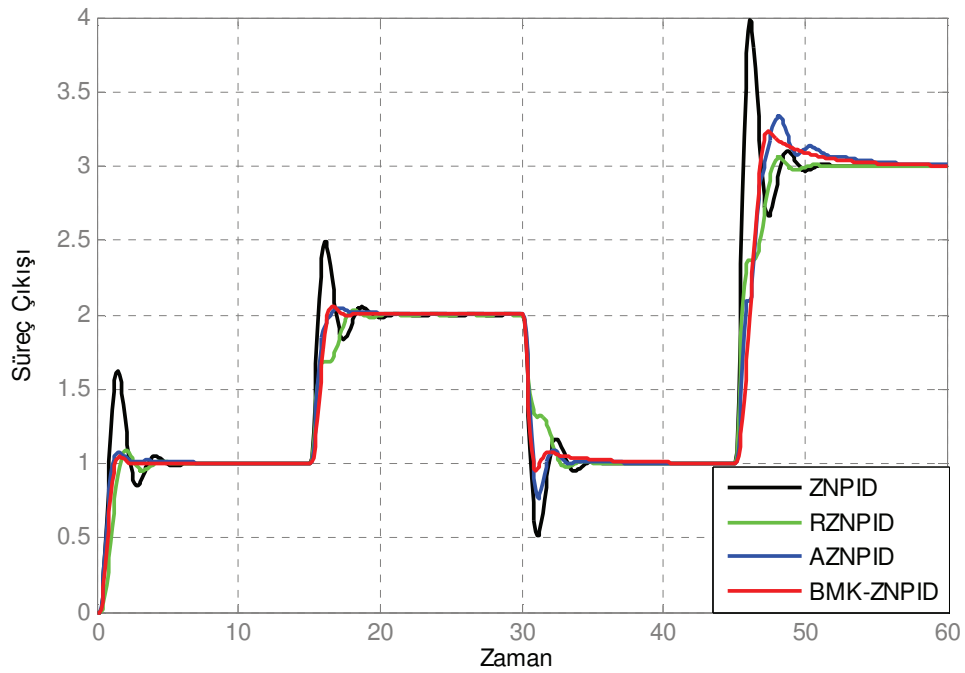
Yukarıdan da anlaşılabacağı gibi önerilen yöntem, sistem dizayn edilirken kabul edilen ölü zamanın 2.5 katlık artışına kadar dayandığı görülmüştür.

Sistem dayanıklılığını test etmek için diğer bir yöntem ise referans değerindeki değişimlerdir. Sürece aşağıdaki gibi bir giriş uygulandığında



Şekil 6.4 : İkinci mertebeden sistemlere uygulanan referans girişi.

Şekil 6.4'teki referans değerine karşı sistem cevabı, Şekil 6.5'teki gibidir.



Şekil 6.5 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.

Yukarıdaki referans giriş değerinin değişmesi durumunda (Şekil 6.5), sistemlerin karşılaştırılmasının yapılabilmesi için performans kriterlerinin (indeks) (PI) Çizelge 6.2'de yapılmıştır.

Çizelge 6.2 : 2. Mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.2	ISE	4.021	4.323	4.515	4.738
	ITSE	122.4	132.6	158.6	184
	IAE	5.454	5.321	5.348	5.375
	ITAE	144.5	145.9	178.1	176.4

Yukarıdaki tabloya göre Ziegler-Nichols yöntemi diğer yöntemlere göre daha hızlı olmasından dolayı zaman ile cezalandıran performans kriterlerinde daha başarılı olduğu görülmektedir. Ancak Şekil 6.5 incelendiğinde, Ziegler-Nichols'ün hızından kaynaklanan aşırı üst aşımına sahip olduğu görülmektedir. Geliştirilmiş Ziegler-Nichols yöntemi ise yavaş ancak üst aşımsız bir cevap verdiği için Arttırılmış Ziegler-Nichols ve önerilen yönteme göre daha başarılı gibi görülmektedir. Ancak Şekil 6.5'te referans değeri altında salınan yavaş bir yanıt verdiği görülmektedir. Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi önerilen yönteme göre daha hızlı ancak daha büyük üst aşımlara sahip olduğu görülmektedir.

İkinci Mertebeden Marjinal Kararlı Süreç

Ölü zamanı 0.2 saniye olan ikinci mertebeden marjinal kararlı sistemin transfer fonksiyonu (6.2) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

$$G_p(s) = \frac{e^{-0.2s}}{s(1+s)} \quad (6.2)$$

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols frekans yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols PID yöntemi (RZNPID), Arttırılmış (Augmented) Ziegler-Nichols PID yöntemi (AZNPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)' nin benzetim sonuçları Şekil 6.6'da gösterilmiştir.

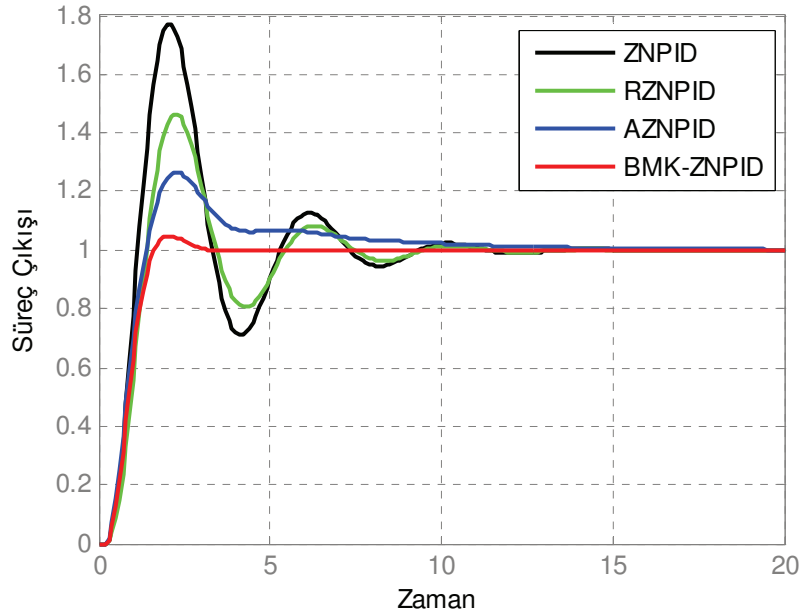
Arttırılmış Ziegler Nichols PID Yönteminde (AZNPID) yöntemi için (5.8-10) denklemlerinde kullanılan 3 belirsiz parametre, ITAE performans kriterine göre genetik algoritma ile yapılan aramalarda;

$k_1 = 1.56$, $k_2 = 0.02$, $k_3 = 13$ olarak bulunmuştur.

Ziegler Nichols PID kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) için gerekli olan çıkış ölçekleme faktörleri, optimizasyon yöntemlerinde Genetik Algoritma seçilmek üzere ITAE performans kriterini minimize edecek çıkış ölçekleme katsayıları;

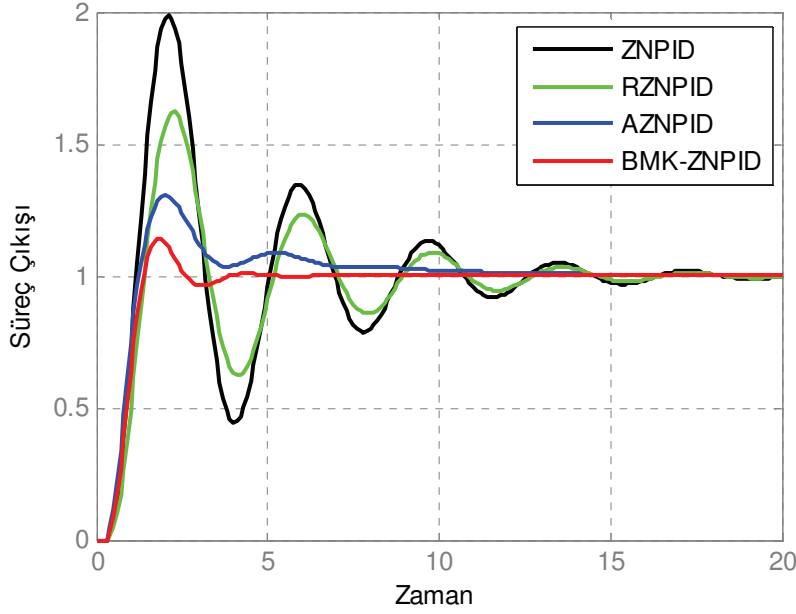
$SP = 7.55$, $SI = 0.01$, $SD = 11.1$ olarak bulunur.

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında sistem çıkışları aşağıdaki gibidir.



Şekil 6.6 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının karşılaştırılması.

Kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla, marjinal kararlı sistemin 0.2 saniye ölü zaman için bulunan katsayılarını değiştirmeden, ölü zamanı 0.3 saniye ölü zaman için denendiğinde Şekil 6.7 elde edilir.



Şekil 6.7 : 2. mertebeden $L=0.3$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için performans kriterleri (indeks) (PI) Çizelge 6.3'te belirtilmiştir.

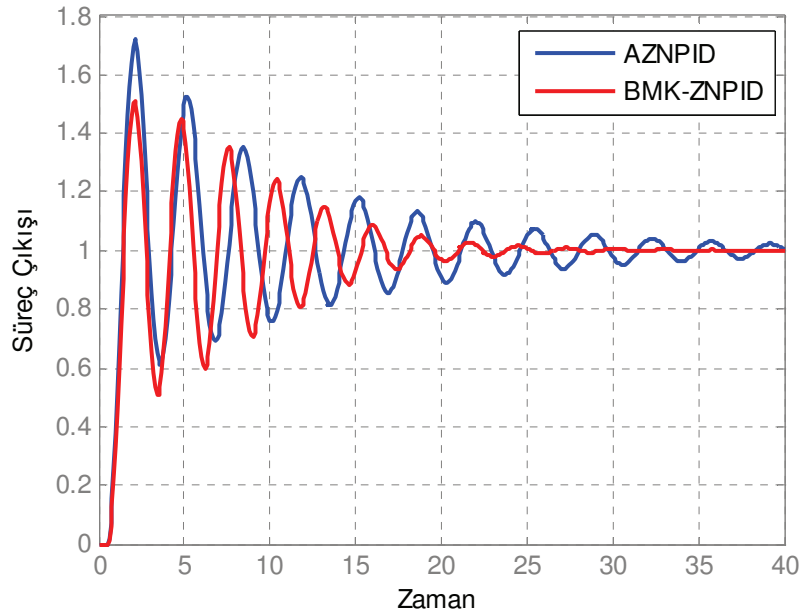
Çizelge 6.3 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan marjinal kararlı sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.2	%OS	%77.1	%46.48	%26.59	%4.89
	t_r [s]	0.6	0.7	0.8	0.9
	t_s [s]	8.6	7	6.9	1.5
	ISE	1.396	1.032	0.7666	0.7095
	ITSE	2.051	1.043	0.5709	0.2869
	IAE	2.474	1.952	1.627	0.9506
	ITAE	6.215	4.321	4.17	0.6417
0.3	%OS	%98.6	%62.14	%30.22	%9
	t_r [s]	0.5	0.6	0.7	0.75
	t_s [s]	12.2	12	6.6	2.4
	ISE	2.159	1.413	0.7895	0.7465
	ITSE	4.778	2.364	0.5644	0.319
	IAE	3.81	2.894	1.615	1.041
	ITAE	14.87	10.38	4.2	0.8971

Yukarıdaki tablo incelendiğinde Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin Ziegler-Nichols yöntemi ile Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols (RZNPID) yönteminden birçok kritere göre daha başarılı olduğu ve PID parametrelerini istenilen kriterlerde

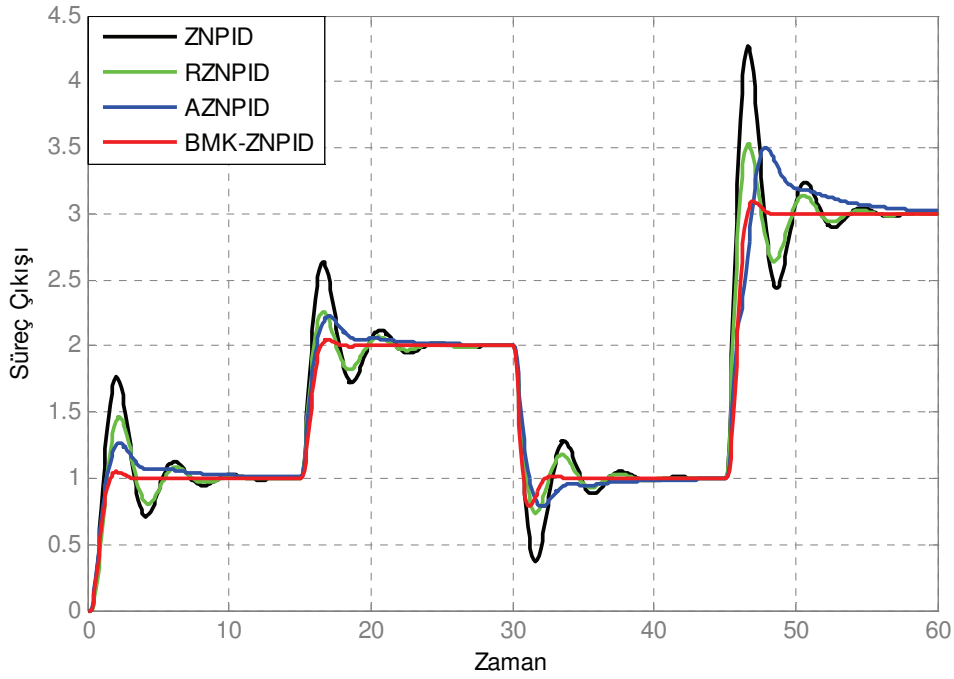
cevap verecek şekilde ayarladığı görülmüştür. Bu çalışmada önerilen yöntemin bulanık tabanlı olmasından ileri gelen esnek yapısı sayesinde Genetik Algoritma ile bulunan uygun çıkış ölçekleme çarpanlarıyla daha başarılı bir sonuç elde ettiği görülmüştür.

Mudi makalesinde [3] kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı değiştirmiştir, dayanıklılık açısından, ölü zamanı aynı parametreleri kullanarak daha da arttırılarak 0.5 saniyeye çıkardığımızda, ZNPID'nin ve RZNPID'nin tamamen osilasyona girdiği ve AZNPID ile önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 6.8 : 2. mertebeden $L=0.5$ olan marjinal kararlı sistem yanıtının ($L=0.2$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Sistem dayanıklılığını test etmek için diğer bir yöntem ise referans değerindeki değişimlerdir. Sürece 1. Örnekte uygulanan referans girişi (Şekil 6.4) uygulandığında sistem cevabı Şekil 6.9'daki gibi olmaktadır.



Şekil 6.9 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.

Şekil 6.9'a bağlı olarak karşılaştırmalar performans indeksi cinsinden Çizelge 6.4'te verilmiştir

Çizelge 6.4 : 2. mertebeden $L=0.2$ olan kritik sönümlü sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.2	ISE	6.867	4.377	5.15	4.578
	ITSE	214.2	128.7	175.8	150.9
	IAE	10.19	6.95	8.016	4.406
	ITAE	285.2	183.4	250.7	122.3

Yukarıdaki tablodan ve Şekil 6.9'a bağlı olarak Ziegler-Nichols yöntemi hızlı olduğu görülmekte ancak aşırı üst aşımına sahip olduğu da gözlemlenmektedir. Bu sistem için Geliştirilmiş Ziegler-Nichols yöntemi Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemine yakın bir performans sergilediği görülmektedir. Önerilen yöntem ise sahip olduğu esnek parametre ayarlama mekanizması sayesinde diğer sistemlere göre daha başarılı bir sonuç verdiği görülmektedir.

6.1.1.2 Üçüncü Mertebeden Lineer Süreç

Üçüncü mertebeden sistemin transfer fonksiyonu (6.3) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

$$G_p(s) = \frac{(1-\beta s)}{(1+s)^3} \quad (6.3)$$

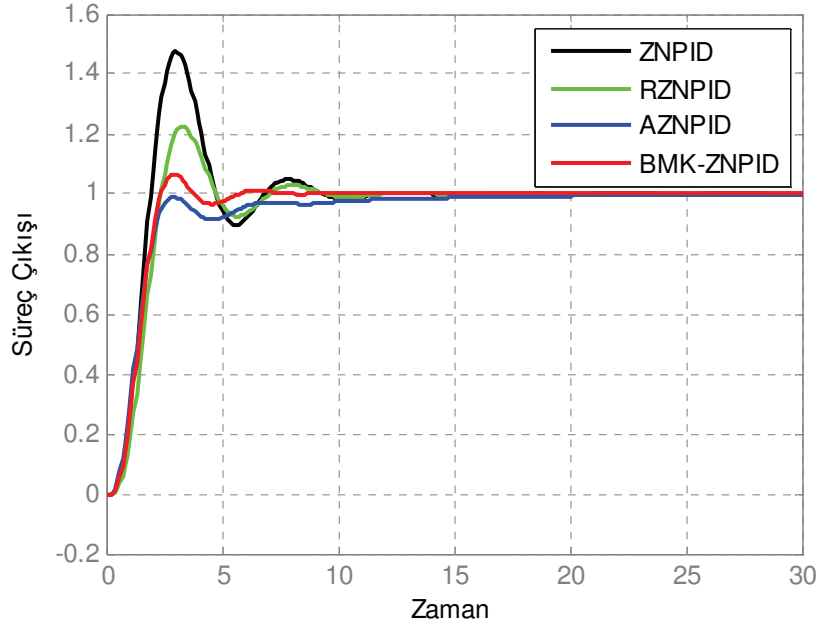
Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols frekans yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols PID yöntemi (RZNPID), Arttırılmış (Augmented) Ziegler-Nichols PID yöntemi (AZNPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)' nin benzetim sonuçları Şekil 6.10 da gösterilmiştir.

Arttırılmış Ziegler Nichols PID Yönteminde (AZNPID) yöntemi için (5.8-10) denklemlerinde kullanılan 3 belirsiz parametre, ITAE performans kriterine göre genetik algoritma ile yapılan aramalarda; $k_1 = 3.43$, $k_2 = 5.67$, $k_3 = 3.45$ olarak bulunmuştur. Ancak yapılan benzetim çalışmalarında bulunan sonuçlarda ITAE performansı iyileşmesine rağmen sistemin çok yavaşladığı ve referans değişimlerine karşı iyi bir cevap veremediği görülmüştür. Bu nedenle deneye dayalı [3]'de kullanılan parametreler $k_1 = 1$, $k_2 = 1$, $k_3 = 12$ değerleri kullanılmıştır.

Ziegler Nichols PID kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) için gerekli olan çıkış ölçekleme faktörleri, optimizasyon yöntemlerinde Genetik Algoritma seçilmek üzere ITAE performans kriterini minimize edecek çıkış ölçekleme katsayıları;

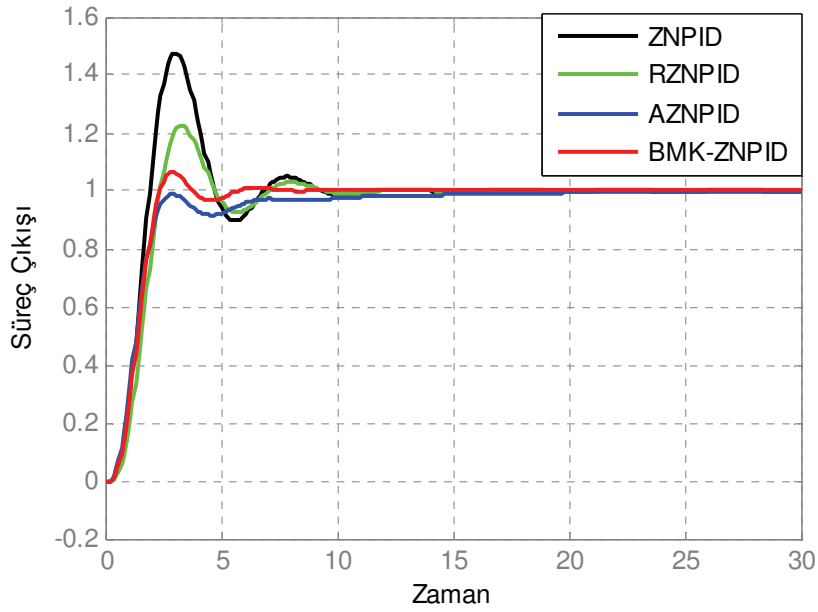
$SP = 7.5$, $SI = 3.2$, $SD = 11$ olarak bulunmuştur.

Ziegler-Nichols yöntemi (ZNPID), Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols Yöntemi (RZNPID), Arttırılmış Ziegler-Nichols Yöntemi ve Bulanık Mantık Tabanlı Ziegler-Nichols parametrelerini iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) Şekil 6.10'da gösterilmiştir.



Şekil 6.10 : 3. mertebeden $\beta = 0.1$ olan (6.3) sistem yanıtının karşılaştırılması.

Kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla, $\beta = 0.1$ için bulunan katsayıları, $\beta = 0.2$ için denediğimizde,



Şekil 6.11 : 3. mertebeden $\beta = 0.2$ olan (6.3) sistem yanıtının ($\beta = 0.1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

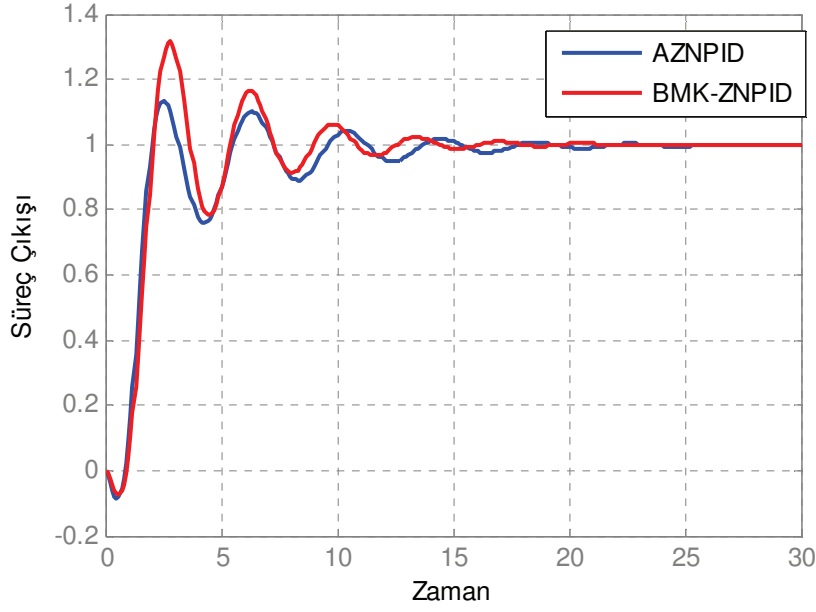
Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri cinsinden aşağıdaki tablo oluşturulmuştur.

Çizelge 6.5 : 3. mertebeden $\beta = 0.1$ sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

β	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.1	%OS	%47.42	%9.17	%0.2	%6.45
	$t_r[s]$	1	1.1	1.5	1.2
	$t_s[s]$	8	6.4	5.8	3.3
	ISE	1.384	1.31	1.074	1.113
	ITSE	1.649	1.106	0.7548	0.7132
	IAE	2.354	2.031	1.774	1.516
	ITAE	5.298	3.677	4.054	1.675
0.2	%OS	%58.57	%30.4	%4.2	%12.16
	$t_r[s]$	1	1.4	1.3	1.2
	$t_s[s]$	6.7	6.7	5.7	4.8
	ISE	1.675	1.469	1.154	1.213
	ITSE	2.468	1.489	0.8294	0.8286
	IAE	2.89	2.407	1.841	1.682
	ITAE	8.29	5.781	4.697	2.238

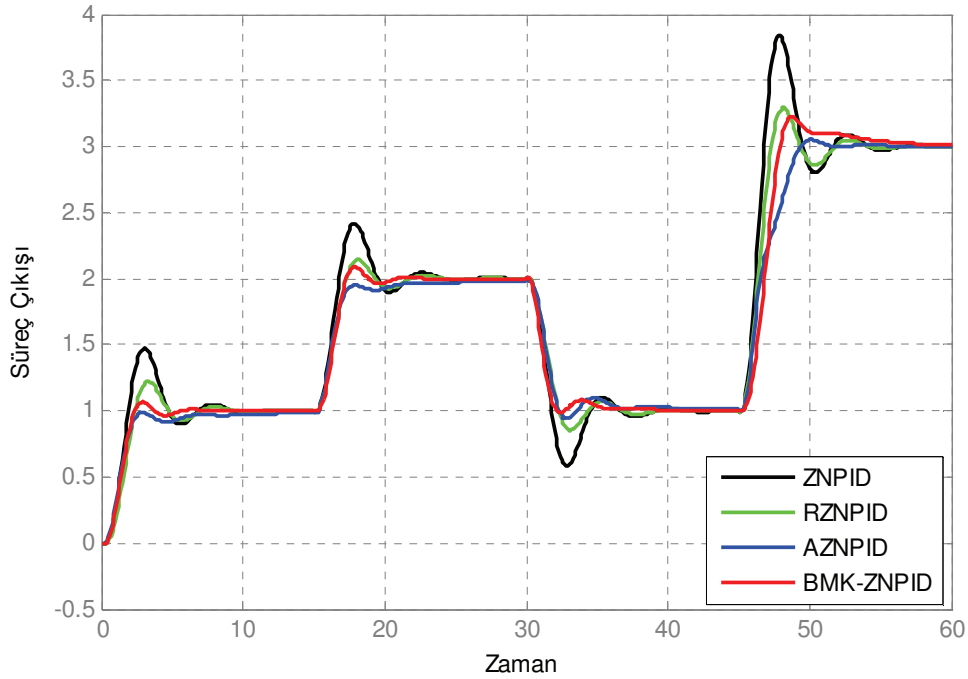
Yukarıdaki tablo (Çizelge 6.5) incelendiğinde Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin Ziegler-Nichols (ZNPID) yöntemi ile Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols (RZNPID) yönteminden hatanın integralinin performans indeksleri bakımından çoğunda daha başarılı olduğu ancak yükselme zamanı olarak daha yavaş olduğu gözlemlenmiştir. Bu çalışmada önerilen yöntemin, RZNPID ve AZNPID'ye göre daha yükselme zamanının ve oturma zamanının daha kısa olduğu gözlemlenmektedir. Önerilen sistemin daha hızlı olmasından kaynaklanan sahip olduğu üst aşımın AZNPID'ye göre daha büyük olduğu ancak hatanın integraline göre belirlenen performans kriterleri cinsinden diğer yöntemlere göre daha başarılı bir sonuç elde ettiği gözlemlenmiştir.

Mudi makalesinde kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı değiştirmiştir, dayanıklılık açısından, β 'yı aynı parametreleri kullanarak 0.4'e çıkardığımızda, ZNPID'nin ve RZNPID'nin tamamen osilasyona girdiği ve AZNPID ile önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi (Şekil 6.12) bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir. Şekil 6.12'de AZNPID'nin daha az üst aşımlı ancak daha salınımlı bir cevap verdiği, önerilen yöntemin üst aşımlı olduğu ancak oturma zamanının daha kısa olduğu görülmektedir.



Şekil 6.12 : 3. mertebeden $\beta = 0.4$ olan (6.3) sistem yanıtının ($\beta = 0.1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Sistem dayanıklılığını test etmek için diğer bir yöntem ise referans değerindeki değişimlerdir. Sürece 1. Örnekte uygulanan referans girişi (Şekil 6.4) uygulandığında sistem cevabı Şekil 6.13'teki gibi olmaktadır.



Şekil 6.13 : 3. mertebeden $\beta = 0.1$ olan (6.3) sistem yanıtının karşılaştırılması değişken referans girişine göre karşılaştırılması.

Şekil 6.13'ün karşılaştırılabilmesi için performans indekslerinin karşılaştırılması Çizelge 6.6'da yapılmıştır.

Çizelge 6.6 : 3. mertebeden $\beta = 0.1$ olan (6.3) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

β	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.1	ISE	10.36	8.917	9.115	9.674
	ITSE	339.3	286.7	313.6	341.2
	IAE	13.28	10.59	9.938	9.698
	ITAE	387	299.6	302.6	303.9

Yukarıdaki tablodan da görülebileceği gibi ZNPID diğerlerine göre performansı yetersiz olup, RZNPID ZNPID'ye göre daha az üst aşımlı ancak daha yavaş cevap verdiği, AZNPID'nin oturma zamanının uzun olduğu ve alt aşımları olduğu gözlemlenmektedir. Önerilen yöntem genel anlamda hızlı ve ZNPID ve RZNPID'ye göre daha iyi bir yanıt verdiği görülmektedir.

6.1.2 İkinci Mertebeden Lineer Olmayan Süreç

Ölü zamanı 0.2 saniye olan ikinci mertebeden lineer olmayan sistemin transfer fonksiyonu (6.4) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

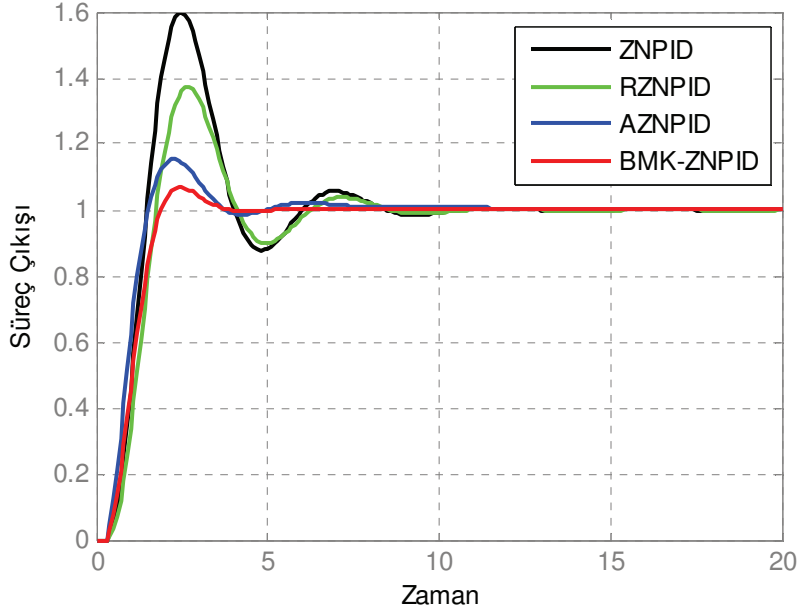
$$\frac{d^2y}{dt^2} + \frac{dy}{dt} + 0.2y^2 = u(t - L) \quad (6.4)$$

İkinci mertebeden lineer olmayan sistem için, Arttırılmış Ziegler Nichols PID Yönteminde (AZNPID) yöntemi için (5.8-10) denklemlerinde kullanılan 3 belirsiz parametre, ITAE performans kriterine göre genetik algoritma ile yapılan aramalarda;

$k_1 = 1.56$, $k_2 = 0.02$, $k_3 = 13$ olarak bulunmuştur.

Ziegler Nichols PID kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) için gerekli olan çıkış ölçekleme faktörleri, optimizasyon yöntemlerinde Genetik Algoritma seçilmek üzere ITAE performans kriterini minimize edecek çıkış ölçekleme katsayıları;

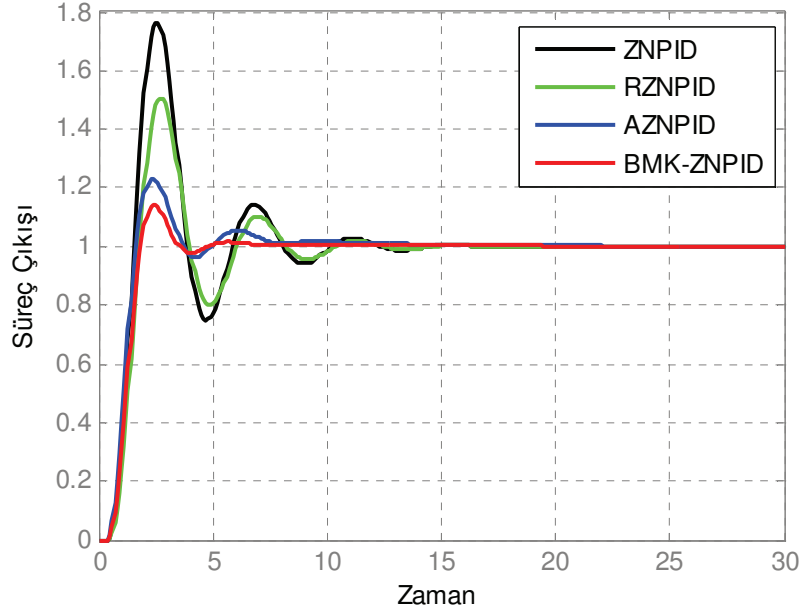
$SP = 7$, $SI = 1.4$, $SD = 10$



Şekil 6.14 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.3$ olan sistem yanıtının karşılaştırılması.

2. dereceden lineer olmayan sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols frekans yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols PID yöntemi (RZNPID), Arttırılmış (Augmented) Ziegler-Nichols PID yöntemi (AZNPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)'nin benzetim sonuçları Şekil 6.14'te gösterilmiştir.

2. dereceden lineer olmayan sistemler için de kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı 0.3 için bulunan PID parametreleri ve Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin üç katsayısı (k_1 , k_2 , k_3) ve önerilen yöntem için de çıkış ölçekleme çarpanlarını kullanarak, aynı sistemin ölü zamanını 0.4'e çıkarılması durumunda Şekil 6.15 elde edilmiştir.



Şekil 6.15 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.4$ olan sistem yanıtının ($L=0.3$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri cinsinden Çizelge 6.7 oluşturulmuştur.

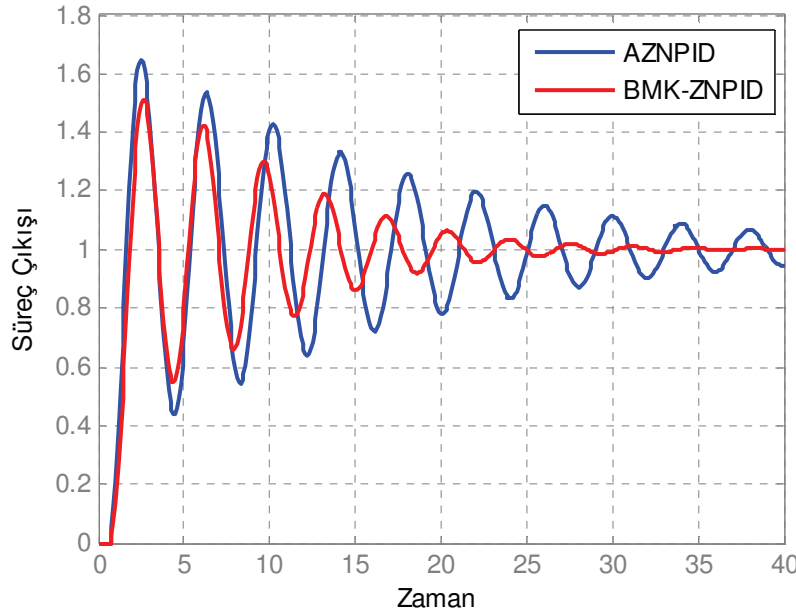
Çizelge 6.7 : 2. dereceden lineer olmayan ve $L=0.3$ olan sistem için yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	RZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
0.3	%OS	%59.89	%37.10	%15.44	%6.72
	t_r [s]	0.8	0.9	0.8	1
	t_s [s]	5.7	5.8	3.3	2.9
	ISE	1.296	1.128	0.7388	0.844
	ITSE	1.582	0.999	0.3515	0.4107
	IAE	2.204	1.91	1.208	1.161
	ITAE	4.639	3.565	1.97	1.052
0.4	%OS	%76.4	%50.18	%22.9	%14
	t_r [s]	0.7	0.9	0.8	1
	t_s [s]	9.4	7.9	6.4	3.2
	ISE	1.721	1.402	0.9679	1.015
	ITSE	2.711	1.681	0.6182	0.5863
	IAE	2.895	2.464	1.63	1.453
	ITAE	8.084	6.277	3.848	2.378

Çizelge 6.7 incelendiğinde Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin Ziegler-Nichols yöntemi ile Geliştirilmiş (Refined) Ziegler-Nichols (RZNPID) yöntemlerinden performans kriterine göre daha başarılı olduğu ve PID parametrelerini istenilen

kriterlerde cevap verecek şekilde ayarladığı görülmüştür. Bu çalışmada önerilen yöntemin bulanık tabanlı olmasından ileri gelen esnek yapısı sayesinde çoğu performans kriterinde başarılı olduğu görülmüştür. Önerilen yöntemin, büyük üst aşımına sebep olmayan yanıtı nedeniyle yükselme zamanı gibi zamana bağlı kriterlerde diğer yöntemlere göre yavaş olduğu gözlemlenmektedir.

Mudi makalesinde [3], kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı değiştirmiştir, dayanıklılık açısından, ölü zamanı aynı parametreleri kullanarak 0.7 e çıkardığımızda, ZNPID'nin ve RZNPID'nin tamamen osilasyona girdiği ve AZNPID ile önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir.



Şekil 6.16 : 2. mertebeden $L=0.7$ olan (6.3) lineer olmayan sistem yanıtının ($L=0.3$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Frekans yanıtı dayalı yöntemlerin benzetim çalışmalarında, Ziegler-Nichols (Z-N)yönteminin büyük üst aşım, sistem parametrelerine karşı dayanıklılığı az yanıtlar verdiği gözlemlenmiştir. Karşılaştırılan diğer yöntemlerin hepsi Ziegler-Nichols'ün yanıtlarını iyileştirmeyi amaçlayan yöntemler olup, bunlardan RZNPID yöntemi kısmen de olsa ZNPID yöntemine göre daha iyi cevaplar verdiği ancak AZNPID ve önerilen yöntem kadar iyi bir performansa sahip olmadığı görülmüştür. AZNPID ise özellikle kritik sönümlü sistem örneğinde başarılı bir sonuç elde etmiş ancak diğer sistemlerde ya üst aşım ya da yavaş cevaplar verdiği gözlemlenmiştir. Son olarak önerilen yöntem ise diğer yöntemlere göre özellikle ITAE performans kriterine göre

daha iyi cevaplar verdiği, çoğu sistemde diğer yöntemlere göre daha iyi bir performans sergilediği görülmektedir.

6.2 Basamak Yanıtı Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Bu çalışmada açıklanan ve benzetimlerde kullanılacak basamak yanıtı yöntemleri aşağıdaki gibidir,

- 1) Ziegler-Nichols Basamak Yanıtı Yöntemi
- 2) Cohen-Coon Yöntemi
- 3) Åström-Hägglund Yöntemi
- 4) Bulanık Mantık Kontrolör Kullanılarak Ziegler-Nichols PID Parametrelerini Ayarlama Yöntemi

Basamak yanıtı yöntemlerinde benzetim çalışmaları yapılırken Ziegler-Nichols (basamak yanıtı) PID yöntemi (ZNPID) PID parametreleri Çizelge 4.2 ile, Cohen-Coon yöntemi (CCPID) PID parametreleri Çizelge 4.4 ile, Åström-Hägglund yöntemi (AHPID) PID parametreleri ise Çizelge 4.5 yardımıyla belirlenmiştir.

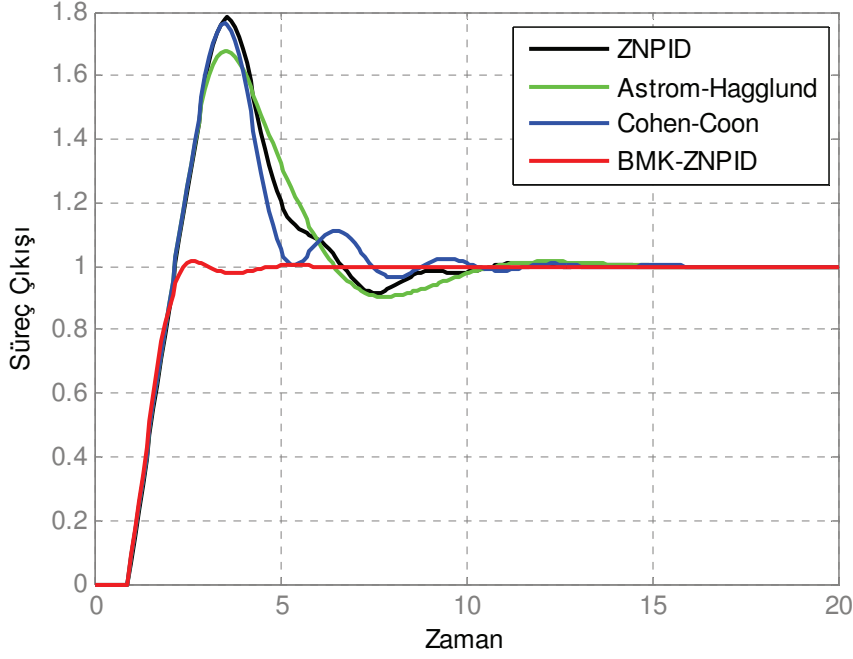
Ziegler Nichols PID kontrolör parametrelerini bulanık mantık tabanlı iyileştirme yöntemi (BMK-ZNPID) için çıkış ölçekleme çarpanları, Çizelge 5.16'da belirtilen değerlere göre seçilerek benzetim çalışmaları yapılmıştır.

6.2.1 Çok Küçük bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.06977$)

Ölü zamanı 0.9 saniye, zaman sabiti 12 olan birinci mertebeden sistemin transfer fonksiyonu (6.5) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

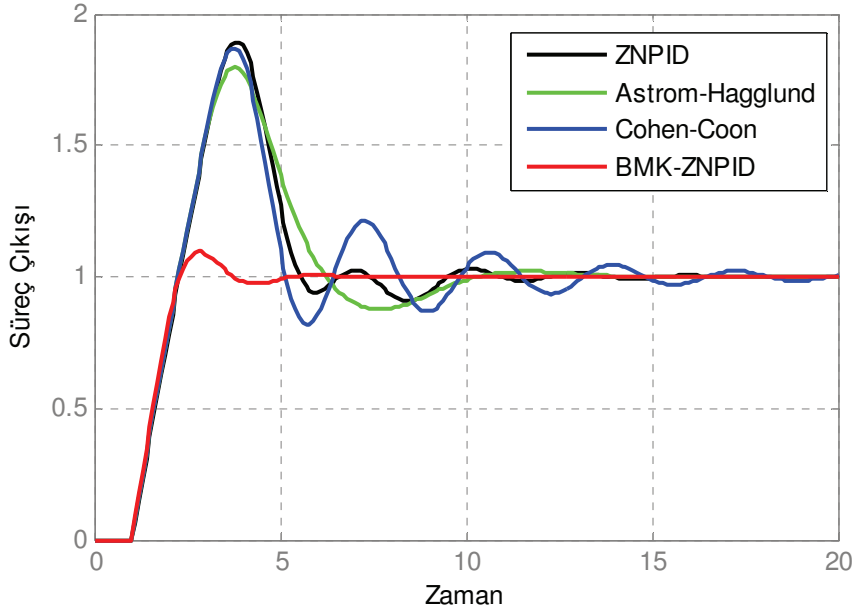
$$G(s) = \frac{1}{12s + 1} e^{-0.9s} \quad (6.5)$$

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols (basamak cevabı) PID yöntemi (ZNPID), Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID), Cohen-Coon PID yöntemi (CCPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)'nin benzetim sonuçları Şekil 6.17'de gösterilmiştir.



Şekil 6.17 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının karşılaştırılması

Kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla, ölü zaman 0.9 saniye için bulunan katsayıları, ölü zamanı 1 saniyeye çıkartıldığında Şekil 6.18 elde edilmiştir.



Şekil 6.18 : 1. mertebeden $L=1$ olan 1. mertebeden (6.5) sistem yanıtının ($L=0.9$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması

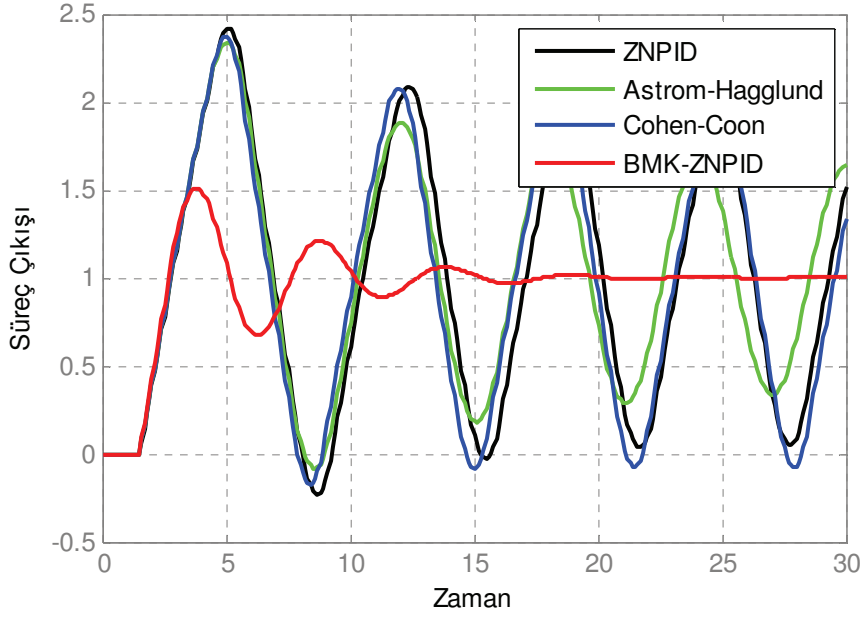
Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri cinsinden aşağıdaki tablo (Çizelge 6.8) oluşturulmuştur.

Çizelge 6.8 : 1. mertebeden $L = 0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
0.9	%OS	78.15	67.93	76.52	1.63
	t_r [s]	0.9	0.9	0.9	1.1
	t_s [s]	8.3	9.6	7.2	2.3
	ISE	2.195	2.124	2.058	1.292
	ITSE	4.134	4.064	3.583	0.8771
	IAE	3.264	3.394	3.018	1.55
	ITAE	8.636	10.01	7.451	1.407
1	%OS	89.35	79.61	87	9.91
	t_r [s]	1.1	1.1	1.1	1
	t_s [s]	9.1	9.3	12.7	3.4
	ISE	2.56	2.467	2.488	1.395
	ITSE	5.444	5.272	5.437	1.024
	IAE	3.536	3.706	3.92	1.715
	ITAE	9.977	11.35	14.51	1.807

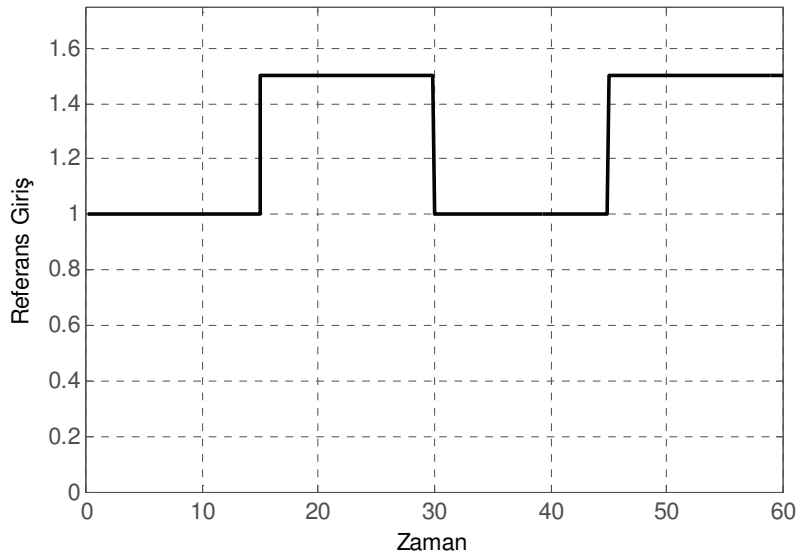
Yukarıdaki tablo incelendiğinde Ziegler-Nichols basamak cevabı yönteminin (ZNPID) diğer yöntemlere göre en kötü cevapları verdiği, Cohen-Coon PID (CCPID) yönteminin Ziegler-Nichols yöntemine göre hızlı ancak küçük ölü zamanlı bir sisteme uygulanmasından ötürü yüksek aşım ve performans kriterlerinin kötü olduğu gözlemlenmiştir. Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID) ‘nin ZNPID ve CCPID’ye göre daha yavaş olmakla birlikte daha küçük üst aşımaya sahip olduğu görülmektedir. Son olarak da bu çalışmada önerilen bulanık mantık tabanlı yöntemin diğer yöntemlere göre daha iyi cevap verdiği, iyi denilebilecek performans ölçütlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

6.2 nolu bölümde olduğu gibi, kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı aynı parametreleri kullanarak 1.5 saniyeye çıkardığımızda, ZNPID’nin, AHPID ve CCPID’nin tamamen osilasyona girdiği ve önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir.



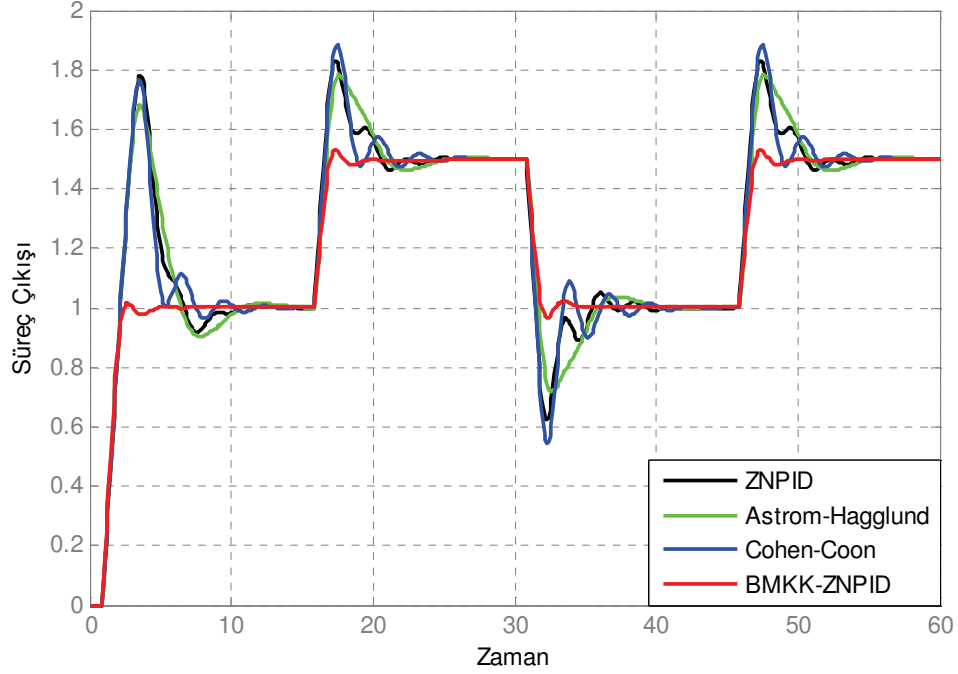
Şekil 6.19 : 1. mertebeden $L=1.5$ olan 1. mertebeden (6.5) sistem yanıtının ($L=0.9$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Şekilden de görülebileceği gibi çoğu yöntem ölü zamanın artmasıyla osilasyona girerken geliştirilen yöntem istenilen değere oturmuş ve sistemler arasında en iyi cevabı verdiği gözlemlenmiştir. Yukarıdan da anlaşılacağı gibi önerilen yöntem, sistem dizayn edilirken kabul edilen ölü zamanın 1.5 katlık artışına kadar dayandığı görülmüştür (Şekil 6.19).



Şekil 6.20 : 1. mertebeden sistemlere uygulanan referans girişi.

Sistem dayanıklılığını test etmek için diğer bir yöntem ise referans değerindeki değişimlerdir. Sürece Şekil 6.20'deki referans girişi uygulandığında Şekil 6.21 elde edilmiştir.



Şekil 6.21 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.

Şekil 6.21'de yapılan benzetim çalışmalarına dayalı kontrolörlerin performans kriterlerine göre karşılaştırmalar Çizelge 6.9'da belirtilmiştir.

Çizelge 6.9 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
0.9	ISE	3.392	3.432	3.395	2.174
	ITSE	41.54	45.19	45.48	27.88
	IAE	7.024	7.696	6.917	3.774
	ITAE	129.4	149.9	132.8	70.54

Yukarıdaki tablodan da görülebileceği gibi önerilen yöntem diğer yöntemlere göre performans kriterleri açısından diğerlerine göre daha iyi bir sonuç vermiştir.

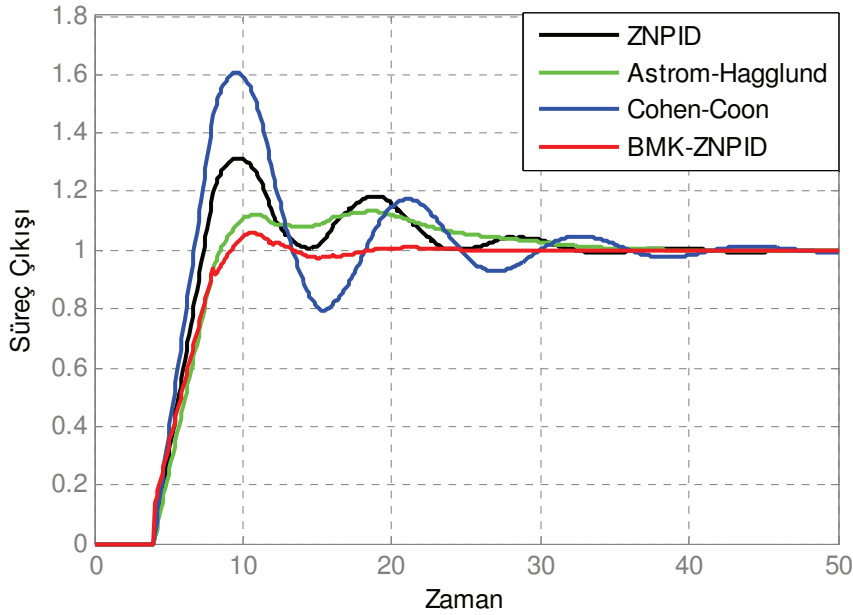
Buna göre geliştirilen yöntemin büyük bozucu değerlerine de ölü zaman değişimlerine de dayandığından dayanıklı bir yöntem diyebiliriz.

6.2.2 Orta bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.33333$)

Ölü zamanı 4 saniye, zaman sabiti 8 olan birinci mertebeden sistemin transfer fonksiyonu (6.6) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

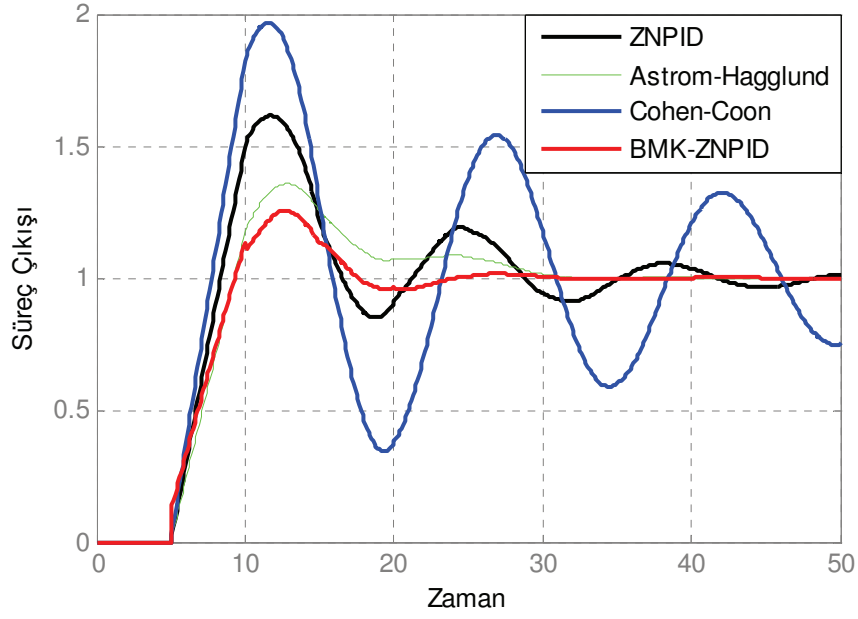
$$G(s) = \frac{1}{8s + 1} e^{-4s} \quad (6.6)$$

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols basamak yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID), Cohen-Coon PID yöntemi (CCPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)'nin benzetim sonuçları Şekil 6.22'de gösterilmiştir.



Şekil 6.22 : 1. mertebeden $L=4$ olan (6.6) sistem yanıtının karşılaştırılması.

Kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla, $L=4$ için bulunan katsayıları, $L=5$ için denediğimizde (Şekil 6.23),



Şekil 6.23 : 1. mertebeden L=5 olan 1. mertebeden (6.6) sistem yanıtının (L=4 parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri cinsinden aşağıdaki tablo (Çizelge 6.10) oluşturulmuştur.

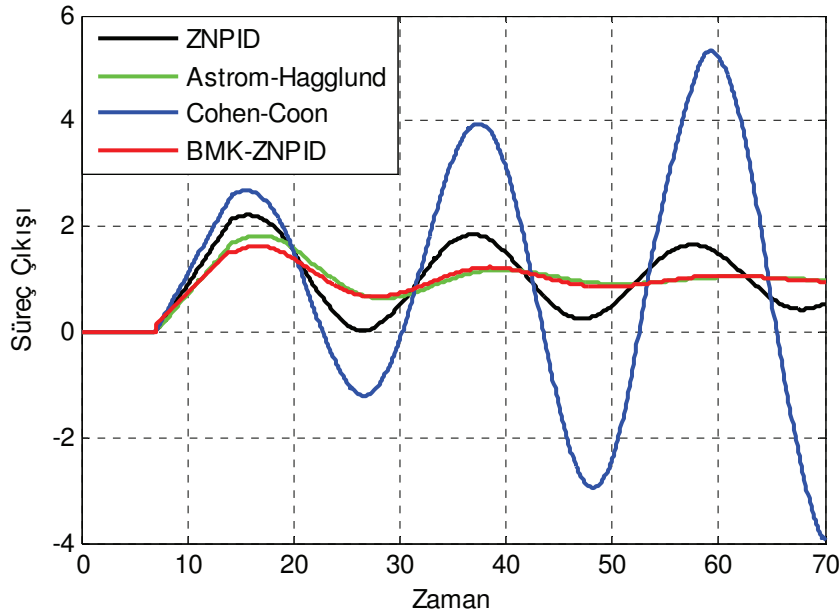
Çizelge 6.10 : 1. mertebeden L=4 olan (6.6) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
4	%OS	31.37	12.23	60.56	8.24
	t_r [s]	2.9	3.5	2.1	3.8
	t_s [s]	22.4	25.9	28.5	12.5
	ISE	5.57	5.594	6.347	5.425
	ITSE	19.11	18.23	28.35	15.44
	IAE	8.14	8.048	9.802	6.67
	ITAE	55.7	55.78	83.22	28.36
5	%OS	61.43	35.73	96.57	28.14
	t_r [s]	2.6	3.4	2.2	3.7
	t_s [s]	39	27.5	124.3	17.2
	ISE	7.892	7.059	13.61	6.71
	ITSE	43	30.08	168.6	25.18
	IAE	11.88	10.07	21.26	8.87
	ITAE	117.8	74.48	376.4	52.45

Yukarıdaki tablo (Çizelge 6.10) incelendiğinde Ziegler-Nichols basamak cevabı yönteminin (ZNPID) diğer yöntemlere göre en kötü cevapları verdiği, Cohen-Coon

PID (CCPID) yönteminin Ziegler-Nichols yöntemine göre hızlı ancak küçük ölü zamanlı bir sisteme uygulanmasından ötürü yüksek aşım ve performans kriterlerinin kötü olduğu gözlemlenmiştir. Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID) 'nin ZNPID ve CCPID'ye göre daha yavaş olmakla birlikte daha küçük üst aşımaya sahip olduğu görülmektedir. Son olarak da bu çalışmada önerilen bulanık mantık tabanlı yöntemin diğer yöntemlere göre daha iyi cevap verdiği, iyi denilebilecek performans ölçütlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

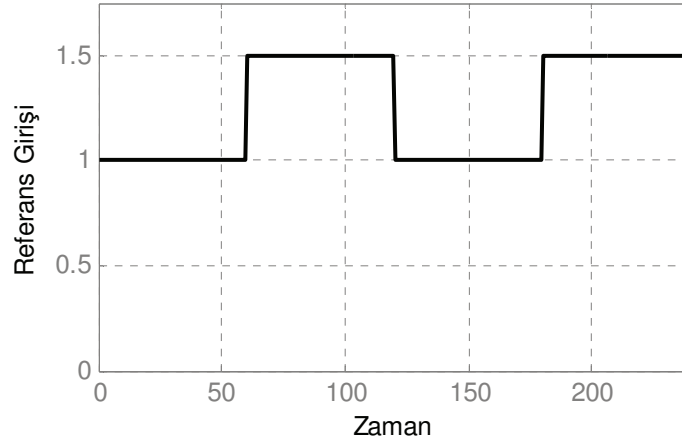
Bölüm 6.2'de olduğu gibi, kontrolörlerin dayanıklılığını ölçmek amacıyla ölü zamanı aynı parametreleri kullanarak 7 saniyeye çıkardığımızda, ZNPID'nin, AHPID ve CCPID'nin tamamen osilasyona girdiği ve önerilen yöntemin de aşağıdaki gibi bir yanıt verdiği gözlemlenmiştir.



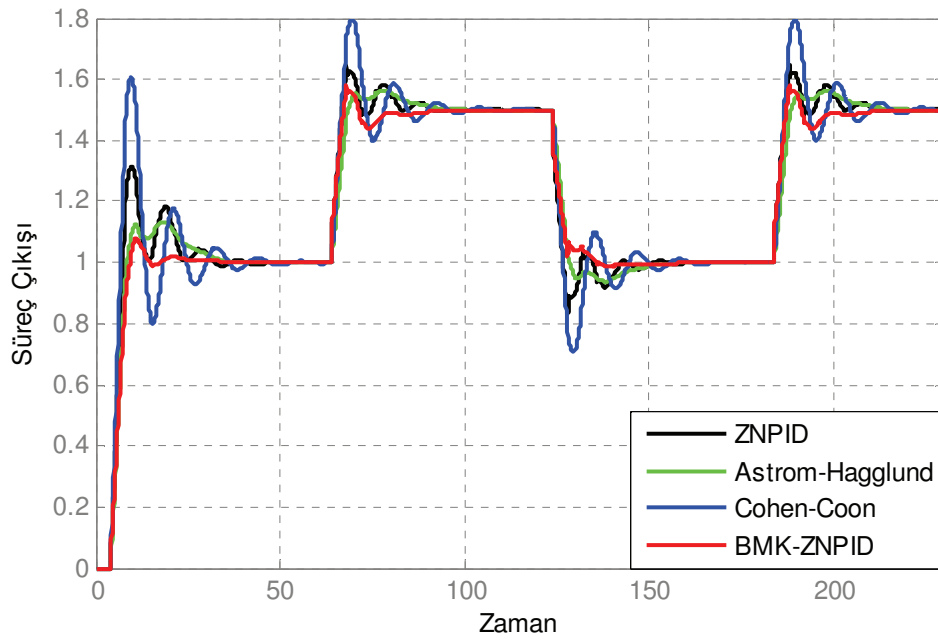
Şekil 6.24 : 1. mertebeden $L=7$ olan 1. mertebeden (6.6) sistem yanıtının ($L=4$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdan da anlaşılacağı gibi önerilen yöntem, sistem dizayn edilirken kabul edilen ölü zamanın 1.5 katlık artışına kadar dayandığı görülmüştür (Şekil 6.24).

Sistem dayanıklılığını test etmek için diğer bir yöntem ise referans değerindeki değişimlerdir. Sürece Şekil 6.25'teki referans girişi uygulandığında Şekil 6.26 elde edilmiştir.



Şekil 6.25 : $\tau = 0.3333$ olan birinci mertebeden sisteme uygulanan referans girişi.



Şekil 6.26 : 1. mertebeden $L=4$ olan (6.5) sistem yanıtının değişken referans girişine göre karşılaştırılması.

Şekil 6.26'da gösterilen süreç çıkışlarını karşılaştırılması Çizelge 6.11 performans indeksleri cinsinden yapılmıştır.

Çizelge 6.11 : 1. mertebeden $L=0.9$ olan (6.5) sistem için değişken referans girişine verilen yanıtlarda yöntemlerin performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
0.2	ISE	9.208	9.644	1943	8.975
	ITSE	466.3	516.7	24.3	450.8
	IAE	18.78	19.67	603.6	16.43
	ITAE	1399	1528	10.98	1253

Yukarıdaki tablodan da görülebileceği gibi önerilen yöntem diğer yöntemlere göre performans kriterleri açısından diğerlerine göre daha iyi bir sonuç vermiştir.

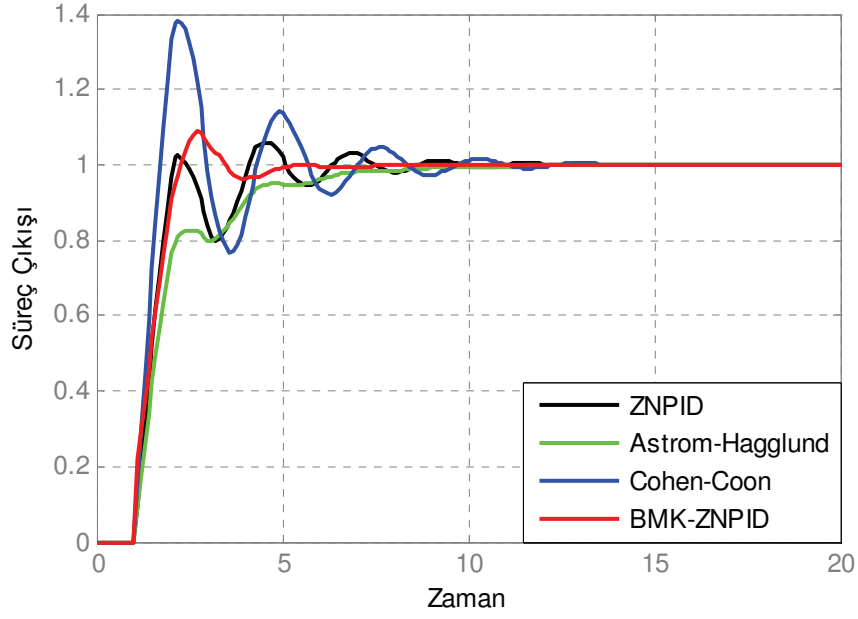
Şekil 6.23 ve Şekil 6.24'ten de görülebileceği gibi çoğu yöntem ölü zamanın artmasıyla osilasyona girerken geliştirilen yöntem istenilen değere oturmuş ve sistemler arasında en iyi cevabı verdiği gözlemlenmiştir. Buna göre geliştirilen yöntemin büyük bozucu değerlerine de ölü zaman değişimlerine de dayandığından dayanıklı bir yöntem diyebiliriz.

6.2.3 Orta bir τ değerine sahip süreç ($\tau=0.5$)

Ölü zamanı 1 saniye olan birinci mertebeden sistemin transfer fonksiyonu (6.7) nolu ifadede gösterildiği gibidir,

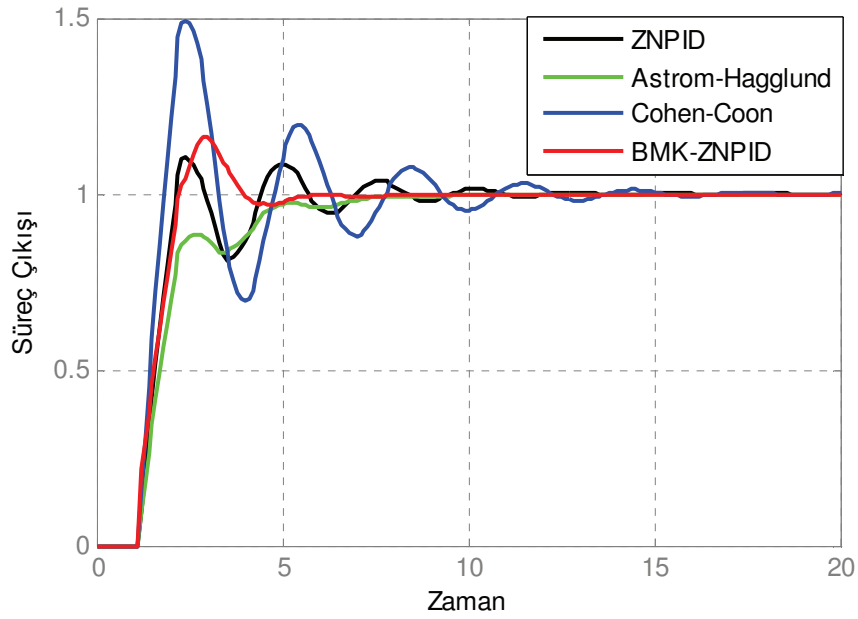
$$G(s) = \frac{1}{s + 1} e^{-s} \quad (6.7)$$

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değerinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols basamak yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID), Cohen-Coon PID yöntemi (CCPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)' nin benzetim sonuçları Şekil 6.27'de gösterilmiştir.



Şekil 6.27 : 1. mertebeden $L=1$ olan (6.6) sistem yanıtının karşılaştırılması.

Kontrolörlerin kararlılığını ölçmek amacıyla, ölü zamanı 1 saniye için bulunan katsayıları, ölü zamanı 1.1 saniyeye çıkararak denediğimizde Şekil 6.28’i elde ederiz.



Şekil 6.28 : 1. mertebeden $L=1.1$ olan 1. mertebeden (6.7) sistem yanıtının ($L=1$ parametreleri kullanılarak) karşılaştırılması.

Yukarıdaki grafiklerin yorumlanabilmesi için değerlendirme kriterleri cinsinden aşağıdaki tablo (Çizelge 6.12) oluşturulmuştur.

Çizelge 6.12 : 1. mertebeden L =1 olan (6.5) sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması.

L [s]	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
1	%OS	5.86	0	38.32	8.8
	t _r [s]	0.8	3.9	0.6	0.9
	t _s [s]	5.9	5.6	6.7	3.1
	ISE	1.361	1.47	1.376	1.285
	ITSE	1.028	1.242	1.221	0.8705
	IAE	1.837	2.127	2.134	1.594
	ITAE	2.763	3.521	4.236	1.574
1.1	%OS	10.3	0	49.11	16.41
	t _r [s]	0.8	3	0.5	0.9
	t _s [s]	6.6	4.8	8.9	3.7
	ISE	1.465	1.547	1.618	1.4
	ITSE	1.198	1.326	1.908	1.048
	IAE	2.021	2.128	2.68	1.787
	ITAE	3.495	3.31	7.196	2.069

Yukarıdaki tablo (Çizelge 6.12) incelendiğinde Ziegler-Nichols basamak cevabı yönteminin (ZNPID) diğer yöntemlere göre en kötü cevapları verdiği, Cohen-Coon PID (CCPID) yönteminin Ziegler-Nichols yöntemine göre hızlı ancak küçük ölölü zamanlı bir sisteme uygulanmasından ötürölü yüksek aşımölü ve performans kriterlerinin kötü olduğu gözlemlenmiştir. Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID)‘nin ZNPID ve CCPID‘ye göre daha yavaş olmakla birlikte daha küçük üst aşımölü sahip olduğu görölmektedir. Son olarak da bu çalışmada önerilen bulanık mantık tabanlı yöntemin diğer yöntemlere göre daha iyi cevap verdiği, iyi denilebilecek performans ölçütlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

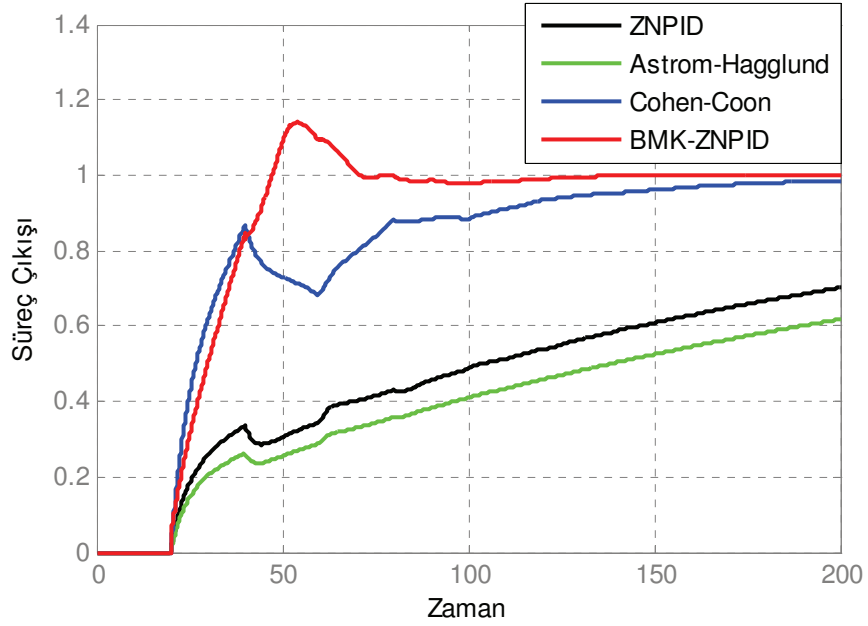
6.2.4 Çok Büyük bir τ değerine sahip süreç

Ölölü zamanı 20 saniye olan ikinci mertebeden kritik sönümlölü sistemin transfer fonksiyonu (6.8) nölü ifadede gösterildiği gibidir,

$$G(s) = \frac{1}{4s + 1} e^{-20s} \quad (6.8)$$

Yukarıdaki sisteme 0 anında 1 değeriinde basamak giriş uygulandığında Ziegler-Nichols basamak yöntemi ile bulunan PID parametreleriyle oluşturulan PID kontrolör (ZNPID), Åström-Hägglund PID yöntemi (AHPID), Cohen-Coon PID yöntemi (CCPID) ve önerilen yöntem Bulanık Mantık Kontrolör ile Ziegler-Nichols

parametrelerini ayarlayan (BMK-ZNPID)'nin benzetim sonuçları Şekil 6.29'da gösterilmiştir.



Şekil 6.29 : 1. mertebeden $L=20$ olan (6.7) sistem yanıtının karşılaştırılması.

Şekil 6.29'daki benzetimlerin performans ölçütlerine göre karşılaştırılması Çizelge 6.13'te yapılmıştır.

Çizelge 6.13 : 1. mertebeden $L=20$ olan (6.6) ve aynı katsayılar kullanılarak $L=20$ yapıldığında verilen sistem yanıtının performans kriterlerine göre karşılaştırılması

L (s)	PI	ZNPID	AHPID	CCPID	BMK ZNPID
20	%OS	0	0	0	14
	$t_r(s)$	0.5	0.9	104	20
	$t_s(s)$	0	0	0	70
	ISE	70.69	84.42	27.62	26.77
	ITSE	4325	5782	509.8	382.2
	IAE	111.7	124.9	44.88	33.84
	ITAE	8926	10480	1801	708.8

Yukarıdaki tablo incelendiğinde önerilen yöntem ve Cohen-Coon PID (CCPID) yöntemi hariç; diğer iki Ziegler-Nichols basamak cevabı yönteminin (ZNPID) ve Åström-Hagglund PID yöntemi (AHPID)'nin istenilen değere ulaşamadığı görülmüştür. 4. Bölümde açıklandığı gibi Cohen-Coon yüksek ölü zamanlı sistemlerde başarılı olabilmektedir. Ancak bu çalışmada önerilen bulanık mantık tabanlı

Cohen- Coon'a göre daha iyi cevap verdiği, hata iyi denilebilecek performans ölçütlerine sahip olduğu gözlemlenmiştir.

6.3 Yüksek Mertebeli Sistemler İçin Bulanık Mantık Tabanlı Ziegler-Nichols PID Kontrolör Parametrelerini Ayarlama Yöntemi Benzetim Çalışmaları

Ziegler-Nichols yöntemlerinden basamak cevabına göre önerilen yöntem için eşit kontrol edilebilirlik indeksine sahip sistemlerin benzer SP , SI ve SD ölçekleme çarpanlarına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Buna göre yüksek mertebeli sistemleri de Sigurd'un önerdiği yöntemle birinci mertebeden ölü zamanlı sistemlere indirgeyerek sistem parametreleri bulunup kontrol edilebilirlik indeksi de bulunmuş olur. Bu sayede bu kontrol edilebilirlik indeksi için bulunan SP , SI ve SD ölçekleme çarpanları, yüksek mertebeli indirgenmemiş sürece uygulandığında da Ziegler-Nichols yöntemine göre daha iyi yanıtlar verdiği gözlemlenmiştir.

6.3.1 Dördüncü Mertebeden Tek Sıfırlı Lineer Süreç

Önerilen Yüksek mertebeli sistemler için

$$G(s) = \frac{2(15s + 1)}{(20s + 1)(s + 1)(0.1s + 1)^2} \quad (6.9)$$

Yukarıdaki sistemin Skogestad'a göre birinci mertebeye indirgenmiş hali

$$K = 1.5; \quad \tau_1 = 1.05; \quad \theta = 0.15$$

İse verilen sistemin birinci mertebeye indirgenmiş yaklaşık modeli;

$$G_1(s) = \frac{1.5}{(1.05s + 1)} e^{-0.15s} \quad (6.10)$$

İse buna göre indirgenmiş sistemin Ziegler-Nichols basamak yanıtı yöntemine göre PID katsayıları,

$$K_p = 5.6, K_i = 18.66667, K_d = 0.42$$

olmak üzere önerilen sistem için gerekli olan kontrol edilebilirlik oranı " τ ";

$$\tau = \frac{0.15}{0.15 + 1.05} = 0.125$$

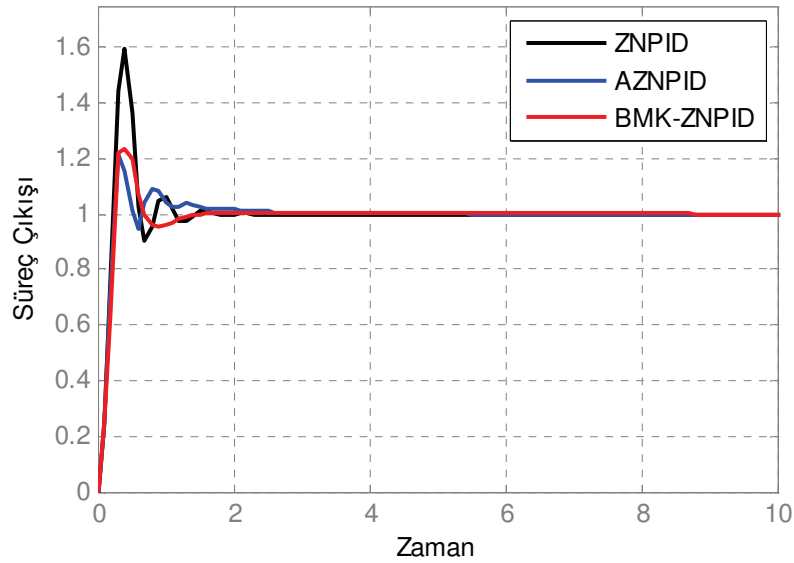
Olarak bulunur.

$\tau = 0.125$ için öngörülen SP , SI ve SD ölçekleme çarpanları Çizelge 5.16'ya göre seçilmiştir.

Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin 5. Bölümde açıklandığı üzere yüksek mertebeli sistemlere yönelik olması sebebiyle, karşılaştırmalarda bu yönteme de yer verilmiştir. (5.8, 5.9, 5.10) nolu denklemlerde geçen k_1 , k_2 ve k_3 sabit parametreleri için yapılan genetik algoritma aramaları ve denemeler sonucunda en iyi çıkış veren parametreler;

$k_1 = 1.2$, $k_2 = 0.2$, $k_3 = 2.05$ olarak bulunmuştur.

Şekil 6.30'da, (6.11) nolu denklem için bulunan Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi (ZNPID), Arttırılmış Ziegler Nichols Yöntemi ve bulanık tabanlı Ziegler-Nichols PID parametrelerini iyileştirme (BMK-ZNPID) yönteminin birinci dereceden ölü zamanlı sisteme indirgenmiş (6.11) denkleminde bulunan " τ " ya bağlı PID parametrelerinin uygulanmasıyla elde edilen benzetimler karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.30 : Dördüncü mertebeden bir sıfırlı bir sistemin önerilen yöntem ile Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemlerinin karşılaştırılması.

Şekil 6.30'da yapılan benzetim karşılaştırmalarının daha iyi yorumlanabilmesi için yapılan performans kriterlerinin karşılaştırılması Çizelge 6.14'te gösterilmiştir.

Çizelge 6.14 : Şekil 6.30’da yapılan benzetim çalışmasının performans kriterlerinin karşılaştırılması.

PI	ZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
Yüzde Üst Aşım	%60	%21	%21
Yükselme Zamanı [s]	0.16	0.17	0.18
Oturma Zamanı [s]	1.1	1.15	0.85
ISE	0.2048	0.1425	0.147
ITSE	0.03876	0.0151	0.0159
IAE	0.3437	0.2745	0.2695
ITAE	0.1345	0.2157	0.2012

Çizelge 6.14’teki performans kriterleri incelenecek olursa, Ziegler-Nichols frekans yanıt yönteminin üst aşımının oldukça yüksek olduğu, Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin ve önerilen yöntemin benzer çıkışları verdiği gözlemlenmiştir. Her iki yöntemin de Ziegler-Nichols yöntemini iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

6.3.2 İkinci Mertebeden Bir Saniye Ölü Zamanlı Kritik Sönümlü Sistem

Önerilen Yüksek mertebeli sistemler için

$$G(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2} \quad (6.11)$$

2. mertebeden kritik sönümlü 1 saniye ölü zamanlı sistemin Skogestad’a göre birinci mertebeye indirgenmiş hali

$$\tau_1 = 1 + \frac{1}{2} = 1.5; \quad \theta = 1 + \frac{1}{2} = 1.5$$

İse verilen sistemin birinci mertebeye indirgenmiş yaklaşık modeli;

$$G_1(s) = \frac{1}{(1.5s+1)} e^{-1.5s} \quad (6.12)$$

İse buna göre PID katsayıları,

$$K_p = 1.2, \quad K_i = 0.4, \quad K_d = 0.9$$

olmak üzere önerilen sistem için gerekli olan kontrol edilebilirlik indeksi “ τ ”

$$\tau = \frac{1.5}{1.5 + 1.5} = 0.5$$

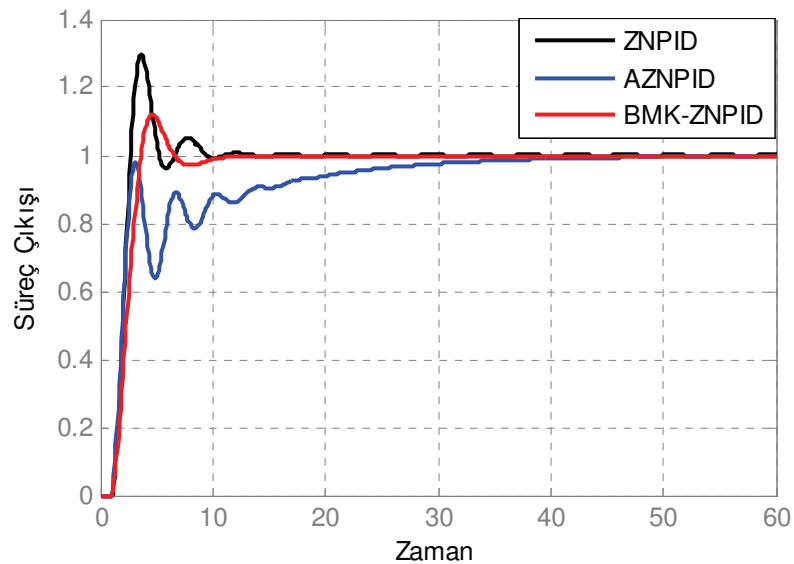
Olarak bulunur.

$\tau = 0.5$ için öngörülen SP , SI ve SD ölçekleme çarpanları Çizelge 5.16'ya göre seçilerek, bu çıkış ölçekleme çarpanları orijinal modele uygulanmıştır.

Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin 5. Bölümde açıklandığı üzere yüksek mertebeli sistemlere yönelik olması sebebiyle, karşılaştırmalarda bu yönteme de yer verilmiştir. (5.8, 5.9, 5.10) nolu denklemlerde geçen k_1 , k_2 ve k_3 sabit parametreleri için yapılan genetik algoritma aramaları ve denemeler sonucunda en iyi çıkış veren parametreler bulunmuştur bunlar;

$k_1 = 10$, $k_2 = 10$, $k_3 = 1$, olarak kullanılmıştır.

Şekil 6.31'de, (6.12) nolu denklem için bulunan Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi (ZNPID), Arttırılmış Ziegler Nichols Yöntemi ve bulanık tabanlı Ziegler-Nichols PID parametrelerini iyileştirme (BMK-ZNPID) yönteminin birinci dereceden ölü zamanlı sisteme indirgenmiş (6.12) denkleminde bulunan “ τ ” ya bağlı PID parametrelerinin uygulanmasıyla elde edilen benzetimler karşılaştırılmıştır.



Şekil 6.31 : İkinci mertebeden kritik sönümlü bir sistemin Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi, AZNPID ve BMK-ZNPID karşılaştırılması.

Şekil 6.31'de yapılan benzetim karşılaştırmalarının daha iyi yorumlanabilmesi için yapılan performans kriterlerinin karşılaştırılması Çizelge 6.15'te gösterilmiştir.

Çizelge 6.15 : Şekil 6.31’de yapılan benzetim çalışmasının performans kriterlerinin karşılaştırılması

PI	ZNPID	AZNPID	BMK ZNPID
Yüzde Üst Aşım	%30	%0	%15
Yükselme Zamanı [s]	1	1	1.4
Oturma Zamanı [s]	9.1	34	7.7
ISE	1.864	2.109	1.906
ITSE	2.028	5.183	1.994
IAE	2.589	4.915	2.501
ITAE	4.938	43.91	4.133

Çizelge 6.15’den görüleceği üzere Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi üst aşımli bir cevap vermiş bu nedenle de performans kriterleri istenilen ölçütlerde olamamıştır. Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi ise birçok denemeye rağmen istenilen performansta bir cevap verememiş, alt aşımli geç oturan bir cevap vererek bu sistem için Ziegler-Nichols yöntemini iyileştirememiştir. Önerilen yöntem ise Ziegler-Nichols yönteminin sebep olduğu üst aşımı yarıya indirmiş ancak biraz daha yavaş bir cevap verdiği gözlemlenmiştir. Performans kriterlerine bakıldığında, kriterlerin çoğunda önerilen yöntemin, diğer yöntemlere göre daha iyi bir cevap verdiği söylenebilmektedir.

7. SONUÇ VE TARTIŞMALAR

Bu çalışmada, bulanık mantık ve değişik sistem modelleri hakkında genel bir bilgi verildikten sonra, kullanımı hala yaygın olan PID kontrolör parametre tasarım yöntemleri açıklanmıştır. Bu yöntemlerin çevrim dışı olarak çalışması, süreç sırasında oluşan ani değişimlere karşı istenilen performans ölçütlerini sağlayamaması problemini çözmek amacıyla çevrim içi çalışan yöntemlerden Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemine yer verilmiştir. Bu yöntem yüksek mertebeli ve lineer olmayan sistemler için, Ziegler-Nichols yönteminin sebep olduğu aşırı üst aşımaların üstesinden gelebilmek için tasarlanmış bir yöntem olduğu belirtilmiştir.

Önerilen yöntem, bütün sistem türlerine uygulanabilmesi amacıyla tasarlanmıştır. Öne sürülen yöntem, hata ve hatanın değişimini birlikte inceleyerek, Ziegler-Nichols kontrolör parametrelerini bulanık tabanlı olarak çevrim içi iyileştirmektedir. Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi Ziegler-Nichols'ün sadece frekans yanıtı yöntemine yönelik geliştirilmesine rağmen, önerilen yöntem Ziegler-Nichols'ün her iki yöntemine de uygulanabildiği gösterilmiştir. Parametre iyileştirilmesi, 2 adet 3x3 kurallı bulanık mantık mekanizması ile yapılmaktadır. Bu mekanizmalardan biri integral parametresi için olup diğeri, davranış biçimleri bakımından benzer olmaları sebebiyle, oransal ve türev parametrelerinin iyileştirmesini amaçları. Bulanık tabanlı iyileştirme mekanizmaları, her bir parametre için ayrı olmak üzere 3 tane çıkış ölçekleme çarpanına ihtiyaç duyar ve bu ölçekleme çarpanları sistem yapısına bağlı olarak aratılmıştır. Çıkış ölçekleme çarpanları; Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi için genetik algoritma ile aratılması ya da deneme yanılma yöntemi ile aratılırken, basamak yanıtı yöntemi için birinci mertebeden ölü zamanlı sistemler için, sistemin zaman sabiti ve gecikmesine bağlı belirlenen bir büyüklük olan “kontrol edilebilirlik oranına” bağlanabileceği düşüncesiyle çalışmalar yapılmıştır. Yapılan çalışmalarda yakın kontrol edilebilirlik oranına sahip sistemlerin genetik algoritma ile yapılan aramalarında çıkış ölçekleme çarpanlarının benzer olduğu görülmüş ve bu çarpanlar farklı kontrol edilebilirlik oranları için ifade edilmiştir. Ayrıca yüksek mertebeli sistemlerin, birinci mertebeden ölü zamanlı sistemlere

indirgenebilmeleri sebebiyle, belirlenen çıkış ölçekleme çarpanları yüksek mertebeden sistemlerin kontrolü için kullanılabileceği de gösterilmiştir.

Tezin son bölümünde yapılan benzetim çalışmaları frekans yanıtına dayanarak yapılan benzetimler ve basamak cevabına dayanarak yapılan benzetimler olarak ikiye ayrılmıştır. Her iki benzetim çalışmasında, sisteme ilk olarak sıfırıncı saniyede birim basamak uygulanmış, daha sonra sistem dayanıklılığını ölçmek için kontrolörlerin parametreleri aynı kalmak üzere uygulandıkları sistemlerin ölü zamanları arttırılmıştır. Son olarak, değişken bir referans girişi sistemlere uygulanmış ve kontrolörlerin performansları gözlemlenmiştir.

Frekans yanıtına dayanarak yapılan benzetimlerde Ziegler-Nichols yönteminin hızlı ancak kabul edilemeyecek büyüklükte üst aşımına sahip olduğu, ölü zamandaki büyük değişimlere cevap veremediği, referans değişimlerinde de istenilen performans ölçütlerine sahip olamadığı görülmektedir. Geliştirilmiş Ziegler-Nichols yönteminin (RZNPID), Ziegler-Nichols'e göre daha az üst aşımlı ancak daha yavaş olduğu görülmektedir. Yapılan araştırmalarda bu yöntemin, sisteme bozucu verildiğinde Ziegler-Nichols ile aynı hareket ettiği, Ziegler-Nichols'e göre daha iyi bir sonuç veremediği gözlemlenmiştir. Arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemin genel anlamda Ziegler-Nichols ve Geliştirilmiş Ziegler-Nichols'e göre daha iyi sonuç verdiği söylenebilir. Ancak yapılan dayanıklılık testlerinde ölü zamanın 1-2 kat arttırılmasına dayanamadığı, referans değişimlerine çok iyi cevap veremediği görülmüştür. Önerilen yöntem genel anlamda hem performans kriterlerine göre hem de sahip olduğu üst aşım, yükselme ve oturma zamanları açısından daha iyi bir performans sergilediği görülmüştür.

Basamak yanıtına dayanarak yapılan benzetim çalışmalarında, Ziegler-Nichols'ün (ZNPID) diğer karşılaştırılan yöntemlere göre en kötü cevapları verdiği, Cohen-Coon (CCPID) yönteminin büyük ölü zamanlı sistemlerde Ziegler-Nichols yöntemi tarafından verilen yavaş, kalıcı-hal cevabını düzelttiği görülmüştür. 4.2.2 nolu bölümde de belirtildiği gibi Cohen-Coon yöntemi küçük ölü zamanlı sistemlerde başarılı bir sonuç veremediği görülmüştür. Åström-Hägglund (AHPID) yöntemi ise büyük ölü zamanlı sistemler hariç Ziegler-Nichols ve Cohen-Coon yöntemlerine göre daha az üst aşımlı, performans ölçütleri bakımından daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiş ancak, kabul edilebilir bir performansa sahip olmadığı görülmüştür. Bu çalışmada önerilen, Ziegler-Nichols PID parametrelerini bulanık tabanlı

iyileştirilmesi yönteminin (BMK-ZNPID) diğer basamak yanıtı yöntemlerine göre uygulandığı sistemlerde daha iyi cevap verdiği, çıkış ölçekleme çarpanının eşit kontrol edilebilirlik oranına göre belirlenmesiyle elde edilen benzetimlerin büyük ölü zamanlı sistemlerde dahi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Benzetimlerin son bölümünde yüksek mertebeli sistemler birinci mertebeden sistemlere indirgenmiş, bu sayede elde edilen kontrol edilebilirlik oranına göre belirlenen Ziegler-Nichols basamak yanıtı PID parametreleri ve çıkış ölçekleme çarpanları orijinal sisteme uygulanmıştır. Yapılan benzetimlerde önerilen yöntem, Ziegler-Nichols frekans yanıtı yöntemi ile arttırılmış Ziegler-Nichols yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Yapılan karşılaştırmalarda dördüncü mertebeden olan ilk karşılaştırmada Arttırılmış Ziegler-Nichols ve önerilen yöntemin Ziegler-Nichols yöntemine göre daha iyi cevap verdiği yani iyileştirdiği görülmüştür. Ancak ikinci mertebeden 1 saniye ölü zamanlı kritik sönümlü sistem için yapılan benzetim çalışmasında, Ziegler-Nichols yönteminin yine üst aşımlı bir cevap verdiğini ancak Arttırılmış Ziegler-Nichols yönteminin alt aşımlı ve yavaş bir cevap verdiği gözlemlenmiştir. Önerilen yöntemim ise Ziegler-Nichols yöntemine göre daha iyi cevap verdiği gözlemlenmiştir, böylece önerilen yöntemin dayanıklılığı ve kararlılığı bir kez daha belirtilmiştir

Sonuç olarak, bu çalışmada önerilen PID parametrelerini ayarlayan kontrolör bulanık tabanlı olmasından kaynaklanan esnek yapısı sayesinde birinci mertebeden ve daha yüksek mertebeden sistemlere, yapılan benzetimler ve karşılaştırmaların ışığında, iyi yanıt verebilen, dayanıklı bir yöntem olduğu gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Äström, K.J. and Hägglund, T.**, 1995: PID Controllers: Theory, Design and Tuning, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina.
- [2] **Äström, K. J., Hägglund, T.**,2001. The future of PID control, *Control Eng. Pract.*, vol. **9**, 2001, pp. 1163-1175.
- [3] **Ho, M. T., Datta A. and Bhattacharyya S. P.**, 2000. Structure and Synthesis of PID Controllers, Springer.
- [4] **Ackermann J. and Kaesbauer D.**,2001. Design of robust PID controllers, *European Control Conference*, pp. 522-527.
- [5] **Shafiei Z. and Shenton A. T.**,1997. Frequency domain design of PID controllers for stable and unstable systems with time delay, *Automatica*, vol. **33**, pp. 2223-2232.
- [6] **Zadeh, L.A.**, 1965. Fuzzy sets, *Informat.Control*, **8**, 338-353.
- [7] **Zadeh, L.A.**, 1984. Making Computers think like people, *IEEE Spectrum* , **21(8)**, 26-32.
- [8] **Lee, C.C.**, **1990**. Fuzzy logic in control systems: fuzzy logic controller. I, Systems, Man and Cybernetics, *IEEE Transactions*, 404-418.
- [9] **O'Dwyer, A.**, 2000: A Summary of PI and PID Controller Tuning Rules For Processes With Time Delay. Part 2: PID Controller Tuning Rules. IFAC Digital Control: Past, Present and Future od PID Control,Teressa, Spain. 211-216.
- [10] **Äström, K. J., Hägglund, T.**, 2002. Control System Design p.216, McGrawHill
- [11] **Url-1** <<http://web.sakarya.edu.tr/~afboz/control/bolum10.html>>, alındığı tarih 03.04.2011.
- [12] **Kuo, B.C. and Hagglund, T.**, 1999. Otomatik Kontrol Sistemleri, Literatür, İstanbul.
- [13] **Skogestad, Sigurd.**, 2002. Simple analytic rules for model reduction and PID controller tuning, *Journal of Process Control*, **13** (2003), 291-309.
- [14] **Ho, M. T., Datta A. and Bhattacharyya S. P.**, 1996. A new approach to feedback stabilization,” *Proc. of the 35th CDC* , pp. 4643-4648.
- [15] **Ho, M. T., Datta A. and Bhattacharyya S. P.**, 1997. A linear programming characterization of all stabilizing PID controllers, *Proc. of Amer. Contr. Conf.*
- [16] **Ziegler, J.G. and Nichols, N.B.** 1942: Optimum Settings for Automatic Controllers. Transaction of ASME, November, pp. 759-768.

- [17] **Cohen, G. H., and Coon, G. A.**, 1953: Theoretical considerations of retarded control. *Transaction of the ASME*, May, pp. 827-834.
- [18] **Hang, C.C., Aström, K.J., Ho, W.K.**, 1991. Refinements of Ziegler-Nichols tuning formula. *IEE Proc-D*, **138(2)**:111-8.
- [19] **Mudi, R.K. and Dey, C.**, 2009. An Improved auto-tuning scheme for PID controllers, *ISA Tras*, pp. 306-409.

EKLER

EK A.1: Karşılaştırılmada Kullanılan Kriterler

Hatanın İntegraline Bağlı Performans İndeksleri:

Bir kontrol sistemi dizaynında, sistemin istenilen performans özelliklerini karşılayabilmesi oldukça önemlidir. Kontrol sistemi dinamik olduğu sürece, performans özellikleri, sistemin özel girişlere verdiği tepkinin geçici hal davranışları cinsinden verilebilir, basamak girişi, rampa girişi vb. ya da performans özellikleri performans indeksi cinsinden verilebilir.

Bir performans indeksi sistem performansının “iyiliğini” belirten bir sayıdır. Bir kontrol sistemi, parametrelerin değeri seçilen performans indeksi minimum ya da maksimum yapacak şekilde seçildiği takdirde, optimal olarak nitelendirilir. Parametrelerin optimal değerleri, direkt seçilen performans indeksine bağlıdır.

Hata Performans İndeksleri

Kontrol sistemlerinde, değerlendirme bazı fonksiyonların integrali ya da istenilen çıkıştan gerçek sistem çıkışının sapmasının ağırlık fonksiyonu performans indeksine denk gelen birkaç hata kriterine verilir. İntegral değerleri sistem parametrelerinin fonksiyonu olarak elde edilene kadar, bir kez bir performans indeksi belirtildiğinde, optimal sistem, integralin en küçük değerini elde edecek şekilde parametreleri ayarlamayla dizayn edilebilir.

Literatürde birçok hata performans indeksi önerilmiştir. Tezde ise aşağıdaki dört performans indeksi tercih edilmiştir.

Çizelge A.1 : Benzetim karşılaştırılmalarında kullanılan performans indeksleri.

1	ISE	$J_1 = \int_0^{\infty} e^2 dt$	Hatanın Karesinin İntegrali Kriteri
2	ITSE	$J_2 = \int_0^{\infty} te^2 dt$	Hatanın Karesinin Zaman Ağırlıklı İntegrali Kriteri
3	IAE	$J_3 = \int_0^{\infty} e dt$	Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali Kriteri
4	ITAE	$J_4 = \int_0^{\infty} t e dt$	Mutlak Hatanın Zaman Ağırlıklı İntegrali Kriteri

Hata Performans İndeksi Karakteristikleri

Hatanın Karesinin İntegrali Kriteri (J_1):

- Hem analitik ve hem de deneysel olarak kolayca hesaplar
- Büyük hataları ağırca ve küçük hataları hafifçe tartar.
- Çok seçici değildir.
- Bu kriterle dizayn edilen sistem salınımlı ve bağıl kararlılığı yetersizdir.
- Pratik bir öneme sahiptir, çünkü performans indeksinin minimize edilmesi uzay aracı gibi bazı sistemlerde güç tüketimini minimize edilmesiyle sonuçlanır.

Zaman Çarpı Hatanın Karesinin İntegrali Kriteri (J_2):

- Büyük başlangıç hataları daha az ağırlıklandırılırken, daha sonra geçici tepkide oluşan hatalar ağır bir şekilde cezalandırılır.
- Hatanın karesinin integrali kriterine göre daha iyi bir seçici.

Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali Kriteri (J_3) :

- Makul sönümlenmesi ve tatmin edici geçici-tepkiye sahip sistem sonucu verir
- Seçiciliği çok iyi değildir.
- Analitik olarak kolayca hesaplanamaz
- Hatanın mutlak değerinin integralinin minimize edilmesi uzay arası sistemlerinde yakıt ihtiyacının azaltmasıyla direkt alakalıdır.

Zaman Çarpı Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali Kriteri (J_4) :

- Büyük başlangıç hataları hafif değerlendirilirken, geçici tepkide sonradan oluşan hataları ağır bir şekilde cezalandırır.
- Küçük üst aşımlı ve çok iyi sönülmenmiş osilasyonlu sistem sonucu verir
- Çok iyi bir seçiciliğe sahiptir ve IAE üzerine bir gelişmedir.
- Analitik olarak hesaplanması oldukça zordur.

Tezde yukarıda bahsi geçen bütün performans kriterleri göz önüne alınarak sistem karşılaştırılması yapılmıştır.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Cansevi Çakmak

Doğum Yeri ve Tarihi: Üsküdar – 20.03.1986

Adres: Beşiktaş /İstanbul

Lisans Üniversite: Yıldız Teknik Üniversitesi / Elektrik Elektronik Fakültesi /
Elektrik Mühendisliği Bölümü