



T.C.

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ

LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

**PİSAGOR BULANIK BENZERLİK ÖLÇÜSÜ VE
OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI KULLANARAK
DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN AYARLANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Murat AKDAĞ

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Serhat CAN

TOKAT- 2022

ETİK SÖZLEŞME

Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre, Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Serhat CAN danışmanlığında hazırlamış olduğum **“Pisagor Bulanık Benzerlik Ölçüsü ve Optimizasyon Algoritmaları Kullanarak Denetleyici Parametrelerinin Ayarlanması”** adlı Yüksek Lisans tezinin bilimsel etik değerlere ve kurallara uygun, özgün bir çalışma olduğunu, aksinin tespit edilmesi halinde her türlü yasal yaptırımını kabul edeceğimi beyan ederim.

09/01/2023

Murat AKDAĞ



JÜRİ KABUL VE ONAY



ÖZET

PİSAGOR BULANIK BENZERLİK ÖLÇÜSÜ VE OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI KULLANARAK DENETLEYİCİ PARAMETRELERİNİN AYARLANMASI

Akdağ, Murat

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği
Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Serhat CAN
Aralık 2022, xii + 57 sayfa

Klasik oransal-integral-türev (PID) denetleyiciler, basit tasarımları, kolay uygulanabilmeleri ve ortaya çıkan sorunlara etkili çözümler sunabilmeleri sayesinde endüstriyel kontrol sistemlerinde standart haline gelmiştir. Ancak sayıları gün geçtikçe artan karmaşık sistemleri kontrol edebilmek için tam sayı derecesi içeren klasik PID denetleyiciler yetersiz kalmıştır. Bu sistemleri kontrol edebilmek için daha yüksek performanslı denetleyicilere gereksinim duyulmuştur ve bu ihtiyaç doğrultusunda kesir dereceli PID ve PI-PD denetleyiciler önerilmiştir.

Kontrol edilen sistemlerin dinamiklerine ve performans gereksinimlerine göre denetleyici parametrelerinin ayarlanması önemli bir konudur. Bu tez çalışmasında üç farklı sistemin kontrolünü sağlayan kesir dereceli PID ve PI-PD denetleyicilere ait en uygun parametreleri belirleyebilmek için pisagor bulanık benzerlik ölçüsünün, Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyon ve Yapay Arı Kolonisi algoritmalarında maliyet fonksiyonu olarak kullanılmasına dayalı bir yöntem önerilmiştir. Önerilen yöntem, yaygın olarak kullanılan ITAE, ITSE, IAE, ISE performans kriterleri ile karşılaştırıldığında, sistem cevap parametrelerinde iyileştirme sağladığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: Kesir Dereceli PID, PI-PD, Pisagor Bulanık Benzerlik Ölçüsü, Yapay Arı Kolonisi Algoritması, Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyon Algoritması

ABSTRACT

TUNING OF CONTROLLER PARAMETERS USING PYTHAGOREAN FUZZY SIMILARITY MEASURE AND OPTIMIZATION ALGORITHMS

Akdağ, Murat

Master's Thesis, Electrical Electronics Engineering

Advisor: Asst. Prof. Dr. Mehmet Serhat CAN

December 2022, xii + 57 pages

Classical proportional-integral-derivative (PID) controllers have become the standard in industrial control systems due to their simple design, ease of implementation, and ability to solve emergent problems effectively. Classical PID controllers with integer order were, however, insufficient for controlling increasingly complex systems. In order to control these systems, higher-performance controllers were required; accordingly, fractional-degree PID and PI-PD controllers were suggested.

Tuning the controller parameters in accordance with the required dynamics and performance of the controlled systems is a crucial concern. In this thesis, a method based on the use of pythagorean fuzzy similarity measure as a cost function in Ant Colony Optimization for Continuous Domains and Artificial Bee Colony algorithms to determine the optimal parameters of fractional-order PID and PI-PD controllers controlling three different processes is proposed. When the proposed method is compared to the commonly used ITAE, ITSE, IAE, and ISE performance criteria, it has been determined that it improves system response characteristics.

Keywords: Fractional-order PID, PI-PD, Pythagorean Fuzzy Similarity Measure, Artificial Bee Colony Algorithm, Ant Colony Optimization for Continuous Domains Algorithm

ÖNSÖZ

Tez çalışmam sırasında beni yönlendiren, her türlü konuda yardım ve desteklerini esirgemeyen, bilgi ve deneyimlerini paylaşan danışmanım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Serhat CAN'a teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünün değerli hocalarına teşekkür ederim.

Tezimi hazırlamam sürecinde maddi ve manevi desteklerini eksik etmeyen, hayatımın her safhasında yanımda olan aileme ve beni destekleyen arkadaşlarıma, tüm kalbimle sevgi ve saygılarımı sunarım.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ETİK SÖZLEŞME	ii
JÜRİ KABUL VE ONAY	iii
ÖZET	iv
ABSTRACT	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER	vii
SİMGE VE KISALTMALAR	viii
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÇİZELGE LİSTESİ	xii
1. GİRİŞ	1
2. LİTERATÜR ÖZETLERİ	4
3. MATERYAL VE YÖNTEM	7
3.1. PID Denetleyiciler	7
3.1.1. Oransal (P) denetleyici	7
3.1.2. İntegral (I) denetleyici	8
3.1.3. Türev (D) denetleyici	9
3.2. Kesir Dereceli Sistemler	11
3.2.1. Grünwald–Letnikov tanımı	11
3.2.2. Riemann–Liouville tanımı	12
3.2.3. Caputo tanımı	12
3.2.4. Tam sayılı yaklaşım yöntemleri	12
3.2.5. Kesir dereceli PID (FOPID) denetleyici	19
3.2.6. PI-PD denetleyici	20
3.2.7. Bulanık kümeler üzerinde benzerlik ölçüleri	21
3.3. Optimizasyon Yöntemleri	27
3.3.1. Yapay Arı Kolonisi Algoritması	27
3.3.1.1. Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyon Yöntemi	30
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	33
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	51
KAYNAKLAR	52
ÖZGEÇMİŞ	57

SİMGE VE KISALTMALAR

<u>Simge</u>	<u>Açıklama</u>
K_p	Oran kazancı
K_i	İntegral kazancı
K_d	Türev kazancı
λ	Kesir dereceli integral parametresi
μ	Kesir dereceli türev parametresi
$r(t)$	Referans giriş parametresi
$y(t)$	Sistem çıkış parametresi
$e(t)$	Hata parametresi
$\frac{de(t)}{dt}$	Hatanın türevi
$\int_0^t e(t)dt$	Hatanın integrali
$u(t)$	Denetleyici çıkış parametresi
${}_aD_t^p$	p dereceli kesirli operatör
α_k	Kazanç katsayısı
$\Gamma(x)$	Gama fonksiyonu
ω_l	Alt frekans değeri
ω_h	Üst frekans değeri
ω'_k	Tam sayı dereceli transfer fonksiyonlarının sıfırları
ω_k	Tam sayı dereceli transfer fonksiyonlarının kutupları
$d_n(\omega_k)$	Logaritmik eşit aralıklı frekanslara karşılık gelen kazançlar
X	Evrensel küme
μ_A	Üyelik fonksiyonu

v_A	Üyelik fonksiyonu
π_A	Tereddüt derecesi
d_H	Hamming uzaklığı
d_{nH}	Normalize edilmiş hamming uzaklığı
d_E	Euclidean uzaklığı
d_{nE}	Normalize edilmiş euclidean uzaklığı
d_p	Minkowski uzaklığı
d_∞	Chebyshev uzaklığı
$S(A, B)$	Benzerlik ölçüsü
$d(A, B)$	Uzaklık ölçüsü
$x_{i,j}$	Besin kaynakları
x_k	Rastgele seçilmiş besin kaynağı
σ	Sigma
ξ	Buharlaşma oranı
$maliyet (cost)$	Maliyet fonksiyonu

<u>Kısaltma</u>	<u>Açıklama</u>
P	Oransal denetleyici
I	İntegral denetleyici
D	Türev denetleyici
PI	Oransal-integral denetleyici
PD	Oransal-türev denetleyici
PID	Oransal-integral-türev denetleyici
FOPID	Kesir dereceli PID
PI-PD	Oransal integral – oransal türev denetleyici
ITAE	Zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamı
ITSE	Zaman ağırlıklı hata karesinin toplamı
IAE	Mutlak hatanın toplamı
ISE	Hata karesinin toplamı
CFE	Sürekli kesir açılımı metodu
IFS	Sezgisel bulanık kümeler
PFS	Pisagor bulanık kümesi
ABC	Yapay Arı Kolonisi algoritması
PSO	Parçacık Sürü Optimizasyon algoritması
ACO _R	Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyon algoritması

ŞEKİL LİSTESİ

<u>Şekil No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.1. PID denetleyici blok şeması	7
Şekil 3.2. Oransal (P) denetleyici blok şeması	8
Şekil 3.3. İntegral (I) denetleyici blok şeması	9
Şekil 3.4. Türev (D) denetleyici blok şeması.....	9
Şekil 3.5. FOPID denetleyici blok şeması	19
Şekil 3.6. $\lambda - \mu$ düzleminde denetleyici yapıları	20
Şekil 3.7. PI-PD denetleyici blok şeması.....	20
Şekil 3.8. ABC akış şeması.....	29
Şekil 3.9. Çözüm arşivi.....	30
Şekil 3.10. ACO _R akış şeması.....	32
Şekil 4.1. Yükselme zamanına ait üyelik fonksiyonları	35
Şekil 4.2. Örnek 1'e ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları	37
Şekil 4.3. Örnek 1'e ait tepe değeri üyelik fonksiyonları	37
Şekil 4.4. Örnek 1'e ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları	38
Şekil 4.5. Örnek 1'e ait ters aşım oranı üyelik fonksiyonları	38
Şekil 4.6. Örnek 1 için birim basamak cevabı	40
Şekil 4.7. Örnek 2'ye ait yükselme zamanı üyelik fonksiyonları	42
Şekil 4.8. Örnek 2'ye ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları	42
Şekil 4.9. Örnek 2'ye ait tepe değeri üyelik fonksiyonları	43
Şekil 4.10. Örnek 2'ye ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları	43
Şekil 4.11. Örnek 2 için birim basamak cevabı	45
Şekil 4.12. Örnek 3'e ait yükselme zamanı üyelik fonksiyonları	47
Şekil 4.13. Örnek 3'e ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları	47
Şekil 4.14. Örnek 3'e ait tepe değeri üyelik fonksiyonları	48
Şekil 4.15. Örnek 3'e ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları	48
Şekil 4.16. Örnek 3 için birim basamak cevabı	50

ÇİZELGE LİSTESİ

<u>Çizelge No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1. K_p , K_i , K_d kazançlarının artışının sisteme etkisi	11
Çizelge 3.2. $s\alpha$ ifadesinin 2. 3 ve 4. dereceden sürekli kesir açılımları	13
Çizelge 3.3. Oustaloup 1, 3, 5. dereceden tam sayı yaklaşımları	15
Çizelge 3.4. Matsuda 1, 2, 3 ve 4 dereceden tam sayı yaklaşımları	18
Çizelge 3.5. Üyelik fonksiyonları	22
Çizelge 4.1. Maliyet fonksiyonları	33
Çizelge 4.2. Yükselme zamanına ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri	34
Çizelge 4.3. Örnek 1 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri	36
Çizelge 4.4. Örnek 1'e ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri	37
Çizelge 4.5. Örnek 1 için elde edilen FOPID denetleyici parametreleri	39
Çizelge 4.6. Örnek 1 için birim basamak cevap parametreleri	39
Çizelge 4.7. Örnek 2 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri	41
Çizelge 4.8. Örnek 2'ye ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri	41
Çizelge 4.9. Örnek 2 için elde edilen PI-PD denetleyici parametreleri	44
Çizelge 4.10. Örnek 2 için birim basamak cevap parametreleri	44
Çizelge 4.11. Örnek 3 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri	46
Çizelge 4.12. Örnek 3'e ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri	46
Çizelge 4.13. Örnek 3 için elde edilen PI-PD denetleyici parametreleri	49
Çizelge 4.14. Örnek 3 için birim basamak cevap parametreleri	49

1. GİRİŞ

Kontrol sistemleri, bir sistemin çıkışını kontrol ederek istenilen yanıtı almaya çalışan sistemlerdir. Kontrol sistemleri, uzun yıllardır var olmasına rağmen sanayi devrimiyle birlikte teknolojik sorunların çözümüne yönelik bilimsel yaklaşımlarla beraber modern uygarlığın gelişmesinde ve ilerlemesinde büyük bir etkiye sahip olmuştur. Teknolojik gelişmelerle birlikte de kullanım alanları giderek artmaktadır. Kontrol sistemleri, günümüzde otomotiv, havacılık, enerji, medikal, uzay teknolojisi, elektrikli ev aletleri, cep telefonları, seracılık ve insanların talep ettiği her türlü ürünü üreten büyük endüstrilere kadar geniş bir kullanım alanı bularak insan hayatını kolaylaştırmış, aynı zamanda ürünlerin verimliliğini ve kalitesini de artırmıştır.

Kontrol sistemleri açık çevrim ve kapalı çevrim olarak sınıflandırılabilir. Açık çevrim kontrol sistemleri temel olarak giriş-çıkış bileşenleri, kontrol edilen sistem ve bu sistemin işleyişini kontrol eden denetleyiciden oluşmaktadır (Najib ve ark., 2010). Yani açık çevrim kontrol sistemleri, sistemin çıkışının, giriş üzerinde herhangi bir etkisinin olmadığı, dolayısıyla bir geri besleme ile giriş müdahalede bulunulmadığı, sadece girişin değiştirilerek çıkışın ayarlanabildiği kontrol yapılarıdır. Çamaşır ve bulaşık makinaları, trafik ışıkları, elektrik motorlarının açık çevrim hız kontrolleri, kapı kilit sistemleri açık çevrim kontrol sistemlerinin uygulama alanlarına örnek olarak verilebilir. Açık çevrim kontrol sistemleri, maliyet olarak ucuz ve kullanım bakımından kolay olmasına rağmen bazı bozucu girişler nedeniyle sistem çıkışını etkilemesi, bu sistemleri dezavantajlı duruma getirmektedir. Açık çevrim kontrol sistemi bu olumsuz etkiyi düzeltemez. Bu tip olumsuz durumların önüne geçebilmek için kapalı çevrim kontrol sistemleri tercih edilmektedir (Flower & Parr, 2003). Kapalı çevrim kontrol sistemi, yapısal olarak giriş – çıkış bileşenleri, denetleyici, denetlenen sisteme ek olarak geri besleme birimi içerir (Najib ve ark., 2010). Kapalı çevrim kontrol sisteminde referans giriş, geri besleme yoluyla izlenir. Buradaki amaç, sistemin çıkışının, istenilen referans girişini takip etmesi, çıkış değerinin bozulması durumunda da bunu tekrar istenilen referans değerine getirebilmesidir. Klimalar, motor hız regülatörleri, voltaj regülatörleri, termostatlı ısıtıcılar, servo motorlar, sıvı seviye kontrolleri, kapalı çevrim kontrol sisteminin uygulama alanlarına örnek olarak verilebilir.

Kontrol sistemindeki ana kontrol elemanı olan denetleyiciler, bir sistemin gerçek (çıkış) değeri ile sistemin istenen (referans) değeri arasındaki farkı en aza indirmeye çalışır. Denetleyici; çıkışı, referans değeri olarak adlandırılan belirli bir değerde tutmaya çalışan bir yazılım veya elektronik devre olabilir.

Denetleyiciler, ayrık ve sürekli olmak üzere iki şekilde sınıflandırılabilir. Ayrık denetleyicilerde, sistemin çıkış değeri ayrık değerler alır ve çıkış değerinin kaç farklı duruma sahip olabileceğine bağlı olarak, iki konum, üç konum ve çok konumlu denetleyiciler olarak sınıflandırılabilir. Sürekli denetleyicilerin temel özelliği ise, çıkış değerinin, denetleyicinin çıkış aralığında herhangi bir değere sahip olabilmesidir (Pradesh, 2022). Sürekli denetleyicilere; oransal (P) denetleyiciler, integral (I) denetleyiciler, türev (D) denetleyiciler örnek olarak verilebilir. Bu denetleyiciler farklı kombinasyonlarda birleştirilerek oransal-integral denetleyiciler (PI), oransal-türev denetleyiciler (PD), oransal–integral-türev denetleyiciler (PID) oluşturulmuştur.

Geçmişte endüstriyel sektörde, sistemlerin kontrolü için klasik PID denetleyicilerini kullanmak yeterliyken, son zamanlarda karmaşık sistemleri daha etkin kontrol edebilmek için PID denetleyicilerin yerini kesir dereceli PID (FOPID) denetleyiciler almaya başlamıştır (Tu ve ark., 2022). İlk olarak Podlubny (1994) tarafından önerilen FOPID denetleyicide, K_p, K_i, K_d parametrelerinin yanında λ (integral teriminin kesirli derecesi) ve μ (türev teriminin kesirli derecesi) parametrelerini de içermesi, klasik PID denetleyiciye göre daha esnek kontrol sistemlerinin tasarlanmasına imkân tanır. Ayrıca literatürde yapılan çalışmalarda FOPID denetleyicilerin klasik PID'den daha iyi kontrol performansı sağladığı görülmüştür (Mohamed & Khashan, 2014).

PID denetleyiciler kararsız, integral terimi içeren ve rezonans durumlu belirli sistem türlerinde bazı kısıtlar içerir (Tan, 2009). Bu tür sistem türlerinde kontrol performansını arttırmaya yönelik klasik PID denetleyicinin değiştirilmiş bir formu olan K_p, K_i, K_d, K_f şeklinde 4 parametre içeren PI-PD denetleyici kullanılarak bu kısıtların üstesinden gelinebilmektedir.

Sistemin beklenen performansı sağlayabilmesi ve kararlı bir şekilde çalışabilmesi için denetleyicilerin parametrelerinin en optimum şekilde seçilmesi gerekmektedir. Optimum parametreleri ayarlamak için pek çok yöntem geliştirilmiştir ve halen de geliştirilmeye devam edilmektedir. Bu yöntemler klasik ve hesaplama olarak sınıflandırılabilir (Bansal ve ark., 2012). Klasik yöntemlere Ziegler-Nichols, (Ziegler ve ark., 1942), Cohen-Coon (Cohen & Coon, 1953), Kazanç ve Faz Yöntemi (Åström & Hägglund, 1984) örnek olarak verilebilir. Hesaplama yöntemlere ise Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization: PSO) (Kennedy & Eberhart, 1995), Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyonu (Ant Colony Optimization for Continuous Domains: ACOR) (Socha & Dorigo, 2008), Yapay Arı Kolonisi Optimizasyonu (Artificial Bee Colony: ABC) (Karaboga & Basturk, 2007) ve Genetik Algoritmalar (Zhang ve ark., 2009) örnek olarak verilebilir.

Hesaplama yöntemlerde maliyet fonksiyonuna dayalı, optimizasyon işleminin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Denetleyici parametrelerini ayarlama yönelik bu yöntemlerde, ilgili maliyet fonksiyonu mümkün olan en küçük değere indirilmeye çalışılır.

Bu çalışmada FOPID ve PI-PD denetleyicilerin sisteme göre en optimum parametrelerini bulmak için, pisagor bulanık benzerlik ölçüsünü maliyet fonksiyonu olarak kullanan ACOR ve ABC optimizasyon algoritmalarıyla bir ayarlama (tuning) yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntem, literatürde yaygın olarak kullanılan zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamı (ITAE), zaman ağırlıklı hata karesinin toplamı (ITSE), mutlak hatanın toplamı (IAE) ve hata karesinin toplamı (ISE) maliyet fonksiyonlarıyla üç farklı sistem üzerinde karşılaştırılmıştır.

2. LİTERATÜR ÖZETLERİ

FOPID denetleyici (Podlubny, 1994), PID denetleyiciler ile karşılaştırıldığında, ayarlanması daha karmaşık ve zordur. FOPID denetleyici parametrelerini belirlemek için günümüze kadar, araştırmacılar pek çok farklı yöntem önermişler ve halen de bu alanda yapılan çalışmalar devam etmektedir.

Cao ve ark., (2005) tarafından Genetik algoritma kullanarak FOPID denetleyicinin parametrelerinin ayarlanması gerçekleştirilmiştir. Cao ve Cao (2006) tarafından yapılan çalışmada ise FOPID denetleyiciye ait parametrelerinin belirlenmesi PSO algoritmasıyla sağlanmıştır. Her iki yöntemde de zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamı (ITAE) ve denetleyici girişinin ağırlıklı birleşiminin kombinasyonundan oluşan bir maliyet fonksiyonu kullanılmış ve yapılan testlerde etkili bir kontrol performansı elde edilmiştir.

Ou ve ark., (2010) Radyal Temel Fonksiyon Sinir Ağlarına dayalı FOPID denetleyici tasarlamak için bir ayarlama yöntemi önermişlerdir. Hem tam sayı dereceli hem de kesir dereceli sistem için elde edilen simülasyon sonuçlarında, önerilen yöntemin oldukça etkili olduğu görülmüştür.

Yeroglu ve Tan (2011) tarafından FOPID denetleyici parametresinin ayarlanması için Ziegler-Nichols ve Åström-Hägglund yönteminin birlikte kullanılmasını içeren bir yöntem sunulmuştur. Bu yöntemde FOPID denetleyiciye ait K_p ve K_i parametrelerinin değerleri Ziegler-Nichols, geri kalan K_d , λ ve μ parametreleri Åström-Hägglund yöntemiyle bulunup sonrasında en küçük kareler yöntemine dayalı optimizasyon stratejisi uygulanarak daha iyi bir sistem yanıtı elde edilmiştir.

Tang ve ark., (2012) otomatik voltaj regülatör sistemi için kullanılan FOPID denetleyiciyi, Kaotik Karınca Sürüsü Optimizasyon algoritması kullanarak tasarlamışlardır. Önerdikleri yöntem iyi kontrol performansı sağlamanın yanında, model belirsizliklerinde de başarı sağlamıştır.

Yeroğlu ve Ateş (2014) FOPID denetleyicilerde parametre optimizasyonunu gerçekleştirmek için Olasılıksal Çok Parametrelili Sapma Optimizasyon algoritmasını önermişlerdir. Bu yöntemle matematiksel sistem modeline ihtiyaç duymadan, gerçek sistemlerdeki parametre dalgalanmalarına ve model belirsizliklerine karşı kararlı ayarlama gerçekleştirmişlerdir.

Martin ve ark., (2015) tarafından FOPID denetleyici parametrelerini Diferansiyel Evrim Optimizasyon algoritmasını kullanarak ayarlamışlardır. Önerdikleri yöntemi simülasyon ve gerçek bir doğru akım motor platformunda test ettiklerinde başarılı kontrol performansı sağlandığını göstermişlerdir.

Batyha (2021), El-Khazali'nin 4. dereceden yaklaşım yöntemini (El-Khazali, 2014) kullanarak Bakteriyel Arama Optimizasyonu algoritmasına dayalı FOPID denetleyici parametrelerinin ayarlama yöntemini sunmuştur. Yöntem aynı optimizasyon algoritmalarını kullanan, Carlson (Carlson & Halijak, 1964) ve Outstalup (Oustaloup ve ark., 2000) yaklaşım yöntemleri ile de karşılaştırılmış ve El-Khazali yaklaşım metodunun daha iyi bir sistem performansı sağladığı görülmüştür.

Altbawi ve ark., (2021) tarafından otomatik voltaj regülatör tasarımında kullanılan kesir dereceli PID denetleyicinin parametrelerini ayarlamak için Gradyan Tabanlı Optimizasyon algoritmasına dayalı bir ayarlama yöntemi önerilmiştir. Optimizasyon algoritmasının minimize etmeye çalıştığı maliyet fonksiyonu olarak zaman ağırlıklı mutlak hatanın toplamı (ITAE) kullanılmıştır. Yapılan çalışma, benzer çalışmalarla karşılaştırıldığında daha iyi bir sistem cevabı sağladığı görülmüştür.

George ve Ganesan (2022) Dinamik Diferansiyel Tavlama Optimizasyon ve Geri Beslemeli Yapay Ağaç algoritmasını hibrit bir şekilde kullanarak FOPID parametrelerinin ayarlanmasını önermişlerdir. Önerdikleri yöntem yüksek dereceli sistemler için başarılı sonuçlar vermiştir.

Acharya ve ark., (2022) tarafından ikinci derece kararsız, zaman gecikmeli bir manyetik levitasyon sisteminin kontrolünde kullanılan kesir dereceli PID denetleyicinin tasarımı

için iki aşamalı bir yöntem önerilmiştir. İlk aşamada Hermite-Biehler teoremi, denetleyici parametrelerinin sınır değerlerini belirlemek için kullanılmıştır. İkinci aşamada elde edilen sınır değerlerini kullanarak Çoklu Etmen Tabanlı Simbiyotik Organizma Arama algoritması yardımıyla kesir dereceli PID parametreleri belirlenmiştir. Önerilen yöntemin iyi bir kontrol performansı elde edilmesinde etkili olduğu görülmüştür.

Özyetkin ve Toprak (2016) Ağırlıklı Geometrik Merkez Metodunu kullanarak zaman gecikmeli sistemler için PI-PD denetleyici ayarlama yöntemi önermişlerdir. Önerilen bu yöntemde sistemi kararlı yapan bölgeden PD denetleyici için rastgele bir K_d ve K_f parametresi seçildikten sonra elde edilen eşdeğer sistemde Ağırlıklı Geometrik Merkez Metodu kullanılarak K_p ve K_i parametreleri bulunmuştur. Bu yöntemle sistemin kararlılığını sağlayan PI-PD parametrelerinin hızlı bir şekilde hesaplanabileceği gösterilmiştir.

Zheng ve ark., (2019) tarafından, PI-PD denetleyici parametrelerini ayarlamak için üçgenin merkezini ve dışbükey çokgenin fermat noktasını kullanan kolay uygulanabilir bir ayarlama yöntemi önermişlerdir. Önerdikleri yöntemle sistemin kararlılığını sağlamanın yanında, karmaşık optimizasyon hesaplamalarını da ortadan kaldırdığını göstermişlerdir.

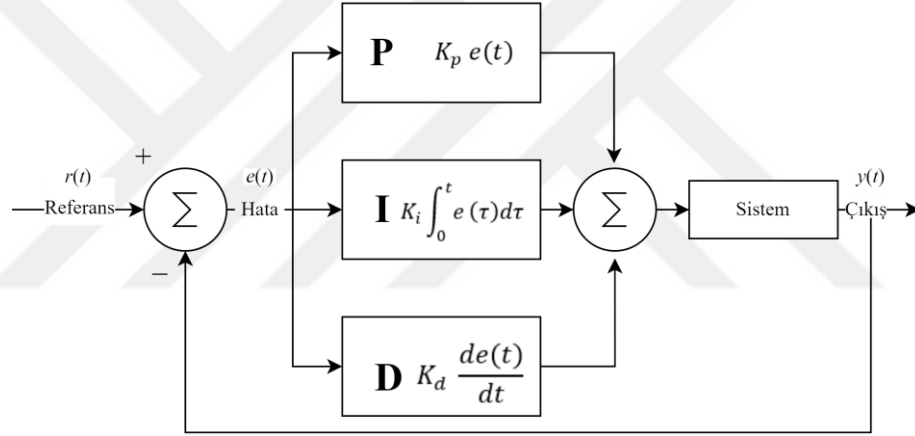
Irshad ve Ali (2020) tarafından PSO algoritması kullanılarak PI-PD denetleyicilerin parametrelerini ayarlamak için bir yöntem önerilmiştir. Önerilen bu yöntemde ISE maliyet fonksiyonunun değiştirilmiş hali optimizasyon algoritması tarafından minimize edilmektedir. Yaptıkları çalışmalarda önerilen ayarlama yöntemiyle sağlam bir kontrol performansı sağlandığını göstermişlerdir.

Lloyds Raja ve Ali (2021) tarafından zaman gecikmeli, ters cevaba sahip, kararsız, integral terim içeren sistemlerin kontrolü için PI-PD denetleyici parametrelerini ayarlayan bir yöntem önerilmiştir. Önerilen bu yöntemde PD denetleyici Routh–Hurwitz kararlılık kriterini sağlayacak şekilde, PI denetleyici parametreleri ise Sundaramoorthy ve Ramasamy (2014) tarafından önerilen moment eşleşme yöntemi kullanılarak elde edilmiştir. Yöntemin, benzer çalışmalarla kıyaslandığında daha etkili ve sağlam sistem performansı sağladığı görülmüştür.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. PID Denetleyiciler

Oransal-integral-türev (PID) denetleyici; endüstriyel alanlarda (sıcaklık kontrolleri, sıvı seviye ölçümleri, motor kontrolü ve denetimi, basınç ölçüm vs.), tıp alanında, robotikte, seracılıkta, ev cihazları gibi geniş bir alanda kullanımı olan, anlaşılması kolay, yüksek performansa sahip, popüler denetleyicilerden biridir (Borase ve ark., 2021). Şekil 3.1’de bir sisteme ait PID denetleyici yapısı gösterilmiştir. PID denetleyici, oransal, integral ve türev denetleyicilerin birleşiminden oluşmuş bir yapıdır.



Şekil 3.1. PID denetleyici blok şeması

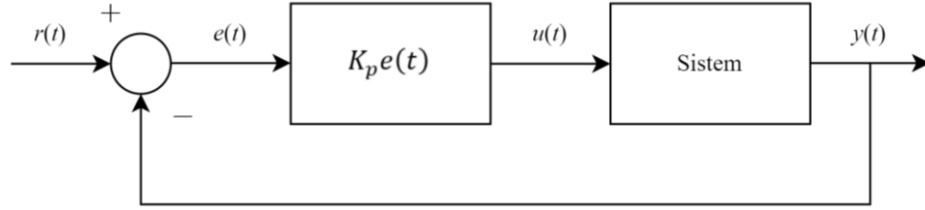
Referans değeri $r(t)$ ile sistemin verdiği çıkış $y(t)$ arasındaki fark olan hata $e(t)$ ile ifade edilmektedir. Meydana gelen hata Eşitlik 3.1’de gösterilmiştir.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (3.1)$$

3.1.1. Oransal (P) denetleyici

Oransal denetleyici, hatayı sabit bir kazanç değeriyle çarpıp sonrasında sürekli bir denetleyici çıkış değeri üreten kapalı çevrim sistemlerde kullanılan bir denetleyici türüdür.

Oransal denetleyici kalıcı durum hatasını azaltıp sistemi daha kararlı hale getirir. Ayrıca sistem cevabının hızlanması da etkili olabilmektedir. Ancak kalıcı durum hatasını tamamen ortadan kaldıramaz. Oransal denetleyiciye ait blok şeması Şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Oransal (P) denetleyici blok şeması

Oransal denetleyiciye ait denetleyici çıkış denklemi Eşitlik 3.2’deki gibi ifade edilebilir.

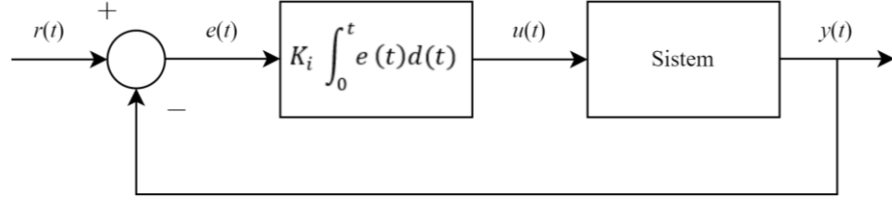
$$u(t) = K_p e(t) \quad (3.2)$$

Burada $e(t)$ sistem hatası, K_p ile ifade edilen oran kazancı, $u(t)$ ise denetleyici çıkış ifadesidir. Oransal denetleyici çıkışının s düzlemindeki gösterimi Eşitlik 3.3 ile ifade edilebilir.

$$u(s) = K_p e(s) \quad (3.3)$$

3.1.2. İntegral (I) denetleyici

İntegral (I) denetleyici, hata sinyalinin integralini alıp K_i sabit bir integral kazancı değeri ile çarparak kalıcı durum hatasını azaltabilecek veya sıfırlayabilecek bir denetleyici çıkışı meydana getirir. Ancak sistem cevabında yavaşlamaya da neden olabilmektedir. İntegral denetleyiciye ait blok şeması Şekil 3.3’te gösterilmiştir.



Şekil 3.3. İntegral (I) denetleyici blok şeması

İntegral denetleyiciye ait denetleyici çıkış denklemi Eşitlik 3.4'teki gibi ifade edilebilir.

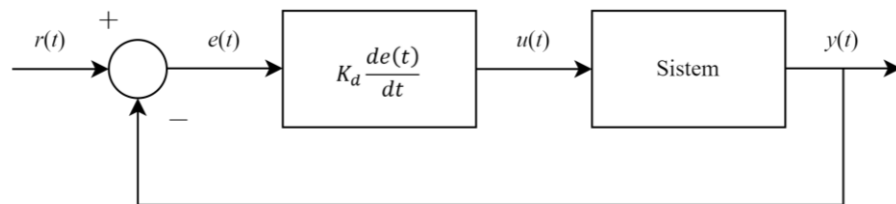
$$u(t) = K_i \int_0^t e(t) d(t) \quad (3.4)$$

Burada $e(t)$ sistem hatası, K_i integral kazancı, $u(t)$ ise denetleyici çıkışıdır. İntegral denetleyiciye ait çıkışın s düzlemindeki gösterimi Eşitlik 3.5 ile ifade edilebilir.

$$u(s) = \frac{K_i e(s)}{s} \quad (3.5)$$

3.1.3. Türev (D) denetleyici

Türev denetleyicide, zamanla değişen hatanın türevinin bir K_d sabit türev kazancı ile çarpılması sonucu bir denetleyici çıkışı üretilir ancak sabit hata değerlerinde türev (zamanla değişim oranı) sıfır olacağı için herhangi bir çıkış değeri üretilmeyecektir. Diğer denetleyicilerle birlikte kullanılması daha uygundur. Maksimum aşma, yükselme zamanı, yerleşme zamanı gibi geçici durum karakteristikleri üzerinde düzeltici etki oluşturur. Türev denetleyiciye ait blok şeması Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.4. Türev (D) denetleyici blok şeması

Türev denetleyiciye ait denetleyici çıkış denklemi Eşitlik 3.6'daki gibi ifade edilebilir.

$$u(t) = K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.6)$$

Burada $e(t)$, referans değeri ile çıkış değeri arasındaki meydana gelen hata değeridir. K_d ile ifade edilen türev kazancı, $u(t)$ denetleyici çıkışıdır. Türev denetleyiciye ait çıkışın s düzlemindeki gösterimi Eşitlik 3.7 ile ifade edilebilir.

$$u(s) = K_d s e(s) \quad (3.7)$$

Referans giriş değeri ile geri besleme yoluyla gelen çıkış değerinin farkından meydana gelen hata, PID'ye geri verilir. Hata değeri, K_p oran kazancı ile çarpılır. Aynı zamanda hatanın integrali K_i integral kazancıyla, türevi K_d türev kazancıyla çarpılır. Tüm bu değerlerin toplamı denetleyicinin çıkışını oluşturur. Sonrasında bu değer kontrol edilen sistem üzerinden sistem çıkışına iletilir. Bu işlemler tekrar tekrar gerçekleştirilerek hata minimuma veya istenilen bir düzeye getirilmeye çalışılır. PID denetleyiciye ait denetleyici çıkış denklemi Eşitlik 3.8'deki gibi ifade edilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.8)$$

Sistemden sisteme değişen K_p , K_i , K_d kazanç değerleri sistemin çıkışı üzerinde etkili, önemli parametrelerdir. Bu değerler sistemin hatasını minimize etme davranışında farklı senaryolar sergilenmesine sebebiyet veren, sistem çalışmaya başlamadan önce verilen değerlerdir. Bu değerler sistemden sisteme değişebilir. Yani bir sistemde belli değerlerde iyi sonuç veriyorken başka bir sistem için iyi olmayabilir. Bu kazanç değerlerinin artışının bir sisteme etkisi Çizelge 3.1' de gösterilmektedir.

Çizelge 3.1. K_p , K_i , K_d kazançlarının artışının sisteme etkisi

	Yükselme zamanı	Aşım oranı	Oturma zamanı	Kalıcı durum hatası	Kararlılık
K_p	Azaltır	Artırır	Artırır(az)	Azaltır	Azaltır
K_i	Azaltır(az)	Artırır	Artırır	Azaltır (çok)	Azaltır
K_d	Azaltır(az)	Azaltır	Azaltır	Küçük değişiklikler	Artırır

3.2. Kesir Dereceli Sistemler

Kesir dereceli matematik, türev ve integral üslerinin tam sayı değerler alabilmesinin yanında kesirli veya karmaşık değerler de alabileceği klasik matematiğin daha kapsamlı bir şeklidir. Kesir dereceli matematikte bir fonksiyonun $\frac{1}{2}$ dereceden türevinin hesaplanması, uzun yıllar matematik ve bilim dünyasının ilgisini çeken bir problem olmuştur (Miller & Ross, 1993). Bugün bile bu temel sorunun tek bir cevabı yoktur ancak kesirli hesap için birçok farklı tanım önerilmiştir. Riemann–Liouville, Caputo ve Grünwald–Letnikov tanımları, kesirli matematikte kullanılan en iyi bilinen tanımlardır (Gupta & Kumar, 2019).

3.2.1. Grünwald–Letnikov tanımı

Kesir derecesi p olan $f(t)$ fonksiyonunun Grünwald-Letnikov türevi, a ve t sınır değerleri ve m , $m < p < m + 1$ koşulunu sağlayan bir tam sayı değeri olmak üzere Eşitlik 3.9 ile ifade edilir (Podlubny, 1999).

$${}_aD_t^p f(t) = \sum_{k=0}^m \frac{f^{(k)}(a)(t-a)^{-p+k}}{\Gamma(-p+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(-p+m+1)} \int_a^t (t-\tau)^{m-p} f^{(m+1)}(\tau) d\tau \quad (3.9)$$

Buradaki $\Gamma(x)$ gama fonksiyonudur ve Eşitlik 3.10 ile ifade edilebilir.

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt, \Re(Z) > 0 \quad (3.10)$$

3.2.2. Riemann–Liouville tanımı

Bir $f(t)$ fonksiyonunun Riemann-Liouville türevi, p kesir derecesi olmak üzere Eşitlik 3.11 ile ifade edilir (Shah & Agashe, 2016). Burada a ve t sınır değerleridir ve m değeri, $m - 1 < p < m$, $m \in N$ koşullarını sağlayan bir tam sayıdır.

$${}_aD_t^p f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-p)} \frac{d^m}{dt^m} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{p-m+1}} d\tau \quad (3.11)$$

3.2.3. Caputo tanımı

p kesir derecesine sahip $f(t)$ fonksiyonun Caputo türevi Eşitlik 3.12 ile ifade edilir (Shah & Agashe, 2016).

$${}_aD_t^p f(t) = \frac{1}{\Gamma(m-p)} \int_a^t \frac{f^{(m)}(\tau)}{(t-\tau)^{p-m+1}} d\tau \quad (3.12)$$

Burada a and t sınır değerleridir. Ayrıca m değeri, $m - 1 < p < m$, $m \in N$ koşullarını sağlamalıdır.

3.2.4. Tam sayılı yaklaşım yöntemleri

Kesirli hesap, modelleme ve kontrol sistemi performansında önemli avantajlara sahiptir fakat kesirli türev operatörünün yerel olmayan bir operatör olması ve fonksiyonun tüm geçmiş değerlerini gerektirmesi, dolayısıyla geçmiş değerlerini depolamak için daha fazla bellek elemanı ihtiyacı olması sebebiyle tam sayı dereceli hesaplamalara göre daha yüksek hesaplama karmaşıklığını beraberinde getirir. Bu hesaplama karmaşıklığının üstesinden gelebilmek için sınırlı çalışma aralıklarında kesirli dereceli elemanların tepkilerine yaklaşıklık sağlayabilen yaklaşık tam sayılı modeller geliştirilmiştir (Deniz ve ark., 2020). Bu hesaplama modellerine sürekli kesir açılımı (CFE) (Khovanskii, 1963), Oustaloup (Oustaloup ve ark., 2000), Matsuda (Matsuda & Fujii, 1993) örnek olarak verilebilir.

Sürekli kesir açılımı yöntemi

Sürekli kesir açılımı yönteminde (CFE), kesir dereceli s^α ifadesinin tam sayı dereceli yaklaşımını elde edebilmek için $(1+x)^\alpha$ ifadesinin açılımı kullanılır. $0 < \alpha < 1$ olmak üzere $(1+x)^\alpha$ ifadesinin açılımı Eşitlik 3.13 ile gösterilir (Zawadzki & Włodarczyk, 2017).

$$(1+x)^\alpha = \frac{1}{1 - \frac{\alpha x}{1 + \frac{(1+\alpha)x}{2 + \frac{(1-\alpha)x}{3 + \frac{(2+\alpha)x}{2 + \frac{(2-\alpha)x}{5 + \dots}}}}} \quad (3.13)$$

$(1+x)^\alpha$ ifadesinin açılımı, farklı bir şekilde Eşitlik 3.14'teki gibi gösterilebilir.

$$(1+x)^\alpha = \frac{1}{1 - \frac{\alpha x}{1 + \frac{(1+\alpha)x}{2 + \frac{(1-\alpha)x}{3 + \frac{(2+\alpha)x}{2 + \frac{(2-\alpha)x}{5 + \dots}}}}} \quad (3.14)$$

Burada x yerine $s - 1$ yazılmasıyla s^α ifadesinin 1. dereceden sürekli kesir açılımı Eşitlik 3.15 ile elde edilir. Ayrıca s^α ifadesinin 2, 3 ve 4. dereceden sürekli kesir açılımları Çizelge 3.2'de verilmiştir (Deniz ve ark., 2020).

$$s^\alpha \cong \frac{(1+\alpha)s + (1-\alpha)}{(1-\alpha)s + (1+\alpha)} \quad (3.15)$$

Çizelge 3.2. s^α ifadesinin 2. 3 ve 4. dereceden sürekli kesir açılımları

Derece	
2	$\frac{(\alpha^2 + 3\alpha + 2)s^2 + (-2\alpha^2 + 8)s + (\alpha^2 - 3\alpha + 2)}{(\alpha^2 - 3\alpha + 2)s^2 + (-2\alpha^2 + 8)s + (\alpha^2 + 3\alpha + 2)}$
3	$\frac{(\alpha^3 + 6\alpha^2 + 11\alpha + 6)s^3 + (-3\alpha^3 - 6\alpha^2 + 27\alpha + 54)s^2 + (3\alpha^3 - 6\alpha^2 - 27\alpha + 54)s + (-\alpha^3 + 6\alpha^2 - 11\alpha + 6)}{(-\alpha^3 + 6\alpha^2 - 11\alpha + 6)s^3 + (3\alpha^3 - 6\alpha^2 - 27\alpha + 54)s^2 + (-3\alpha^3 - 6\alpha^2 + 27\alpha + 54)s + (\alpha^3 + 6\alpha^2 + 11\alpha + 6)}$

Çizelge 3.2. (Devam) s^α ifadesinin 2. 3 ve 4. dereceden sürekli kesir açılımları

4	$\frac{(\alpha^4 + 10\alpha^3 + 35\alpha^2 + 50\alpha + 24)s^4 + (-4\alpha^4 - 20\alpha^3 + 40\alpha^2 + 320\alpha + 384)s^3 + (6\alpha^4 - 150\alpha^2 + 864)s^2 + (-4\alpha^4 + 20\alpha^3 + 40\alpha^2 - 320\alpha + 384)s + (\alpha^4 - 10\alpha^3 + 35\alpha^2 - 50\alpha + 24)}{(\alpha^4 - 10\alpha^3 + 35\alpha^2 - 50\alpha + 24)s^4 + (-4\alpha^4 + 20\alpha^3 + 40\alpha^2 - 320\alpha + 384)s^3 + (6\alpha^4 - 150\alpha^2 + 864)s^2 + (-4\alpha^4 - 20\alpha^3 + 40\alpha^2 + 320\alpha + 384)s + (\alpha^4 + 10\alpha^3 + 35\alpha^2 + 50\alpha + 24)}$
---	---

Oustaloup Yöntemi

Oustaloup yönteminde, belirli bir alt ve üst frekans aralığında tam sayı dereceli transfer fonksiyonlarını yardımıyla kesir dereceli s^α 'nın tam sayılı ifadesi elde edilir. Kesir dereceli s^α ifadesinin Oustaloup yöntemiyle tam sayı dereceli yaklaşımı Eşitlik 3.16 ile gösterilmiştir (Marushchak ve ark., 2022).

$$s^\alpha = \left(\frac{\omega_u}{\omega_h}\right)^\alpha \prod_{k=-N}^{k=N} \frac{1 + s/\omega'_k}{1 + s/\omega_k} \quad (3.16)$$

Burada N yaklaşıklık derecesidir $[\omega_l, \omega_h]$ alt ve üst frekans değerleridir. $\omega_u = \sqrt{\omega_l \omega_h}$ ile ifade edilir. ω'_k ve ω_k sırasıyla tam sayı dereceli transfer fonksiyonlarının sıfırları ve kutuplarıdır. ω'_k ve ω_k ifadeleri Eşitlik 3.17 ve Eşitlik 3.18 ile ifade edilmiştir.

$$\omega'_k = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{(k+N+0.5-0.5\cdot\alpha)/(2N+1)} \quad (3.17)$$

$$\omega_k = \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l}\right)^{(k+N+0.5+0.5\cdot\alpha)/(2N+1)} \quad (3.18)$$

$2N + 1$ dereceli yaklaşımının transfer fonksiyonunun katsayısı Eşitlik 3.19 ile ifade edilir.

$$k_{\Pi} = \left(\frac{\omega_u}{\omega_h} \right)^{\alpha} \quad (3.19)$$

Kesir dereceli s^{α} ifadesinin tam sayılı dereceli Oustaloup yaklaşımı Eşitlik 3.20 ile ifade edilebilir. Çizelge 3.3'te Oustaloup'un 1, 3, 5. dereceden tam sayı yaklaşımları verilmiştir.

$$s^{\alpha} \cong k_{\Pi} \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} = k_{\Pi} \frac{B_n s^n + B_{n-1} s^{n-1} + \dots + B_1 s + B_0}{A_n s^n + A_{n-1} s^{n-1} + \dots + A_1 s + A_0} \quad (3.20)$$

Çizelge 3.3. Oustaloup 1, 3, 5. dereceden tam sayı yaklaşımları

	1. Derece	3. Derece
$s^{0.1}$	$\frac{1.585 s + 1}{s + 1.585}$	$\frac{1.585 s^3 + 30.71 s^2 + 26.34 s + 1}{s^3 + 26.34 s^2 + 30.71 s + 1.585}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.512 s + 1}{s + 2.512}$	$\frac{2.512 s^3 + 41.74 s^2 + 30.71 s + 1}{s^3 + 30.71 s^2 + 41.74 s + 2.512}$
$s^{0.3}$	$\frac{3.981 s + 1}{s + 3.981}$	$\frac{3.981 s^3 + 56.75 s^2 + 35.8 s + 1}{s^3 + 35.8 s^2 + 56.75 s + 3.981}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.31 s + 1}{s + 6.31}$	$\frac{6.31 s^3 + 77.14 s^2 + 41.74 s + 1}{s^3 + 41.74 s^2 + 77.14 s + 6.31}$
$s^{0.5}$	$\frac{10 s + 1}{s + 10}$	$\frac{10 s^3 + 104.9 s^2 + 48.67 s + 1}{s^3 + 48.67 s^2 + 104.9 s + 10}$
$s^{0.6}$	$\frac{15.85 s + 1}{s + 15.85}$	$\frac{15.85 s^3 + 142.5 s^2 + 56.75 s + 1}{s^3 + 56.75 s^2 + 142.5 s + 15.85}$
$s^{0.7}$	$\frac{25.12 s + 1}{s + 25.12}$	$\frac{25.12 s^3 + 193.8 s^2 + 66.16 s + 1}{s^3 + 66.16 s^2 + 193.8 s + 25.12}$
$s^{0.8}$	$\frac{39.81 s + 1}{s + 39.81}$	$\frac{39.81 s^3 + 263.4 s^2 + 77.14 s + 1}{s^3 + 77.14 s^2 + 263.4 s + 39.81}$
$s^{0.9}$	$\frac{63.1 s + 1}{s + 63.1}$	$\frac{63.1 s^3 + 358 s^2 + 89.94 s + 1}{s^3 + 89.94 s^2 + 358 s + 63.1}$

Çizelge 3.3. (Devam) Oustaloup 1, 3, 5. dereceden tam sayı yaklaşımları

	5. Derece
$s^{0.1}$	$\frac{1.585 s^5 + 68.37 s^4 + 403.3 s^3 + 367.9 s^2 + 51.87 s + 1}{s^5 + 51.87 s^4 + 367.9 s^3 + 403.3 s^2 + 68.37 s + 1.585}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.512 s^5 + 98.83 s^4 + 531.7 s^3 + 442.3 s^2 + 56.87 s + 1}{s^5 + 56.87 s^4 + 442.3 s^3 + 531.7 s^2 + 98.83 s + 2.512}$
$s^{0.3}$	$\frac{3.981 s^5 + 142.9 s^4 + 700.9 s^3 + 531.7 s^2 + 62.36 s + 1}{s^5 + 62.36 s^4 + 531.7 s^3 + 700.9 s^2 + 142.9 s + 3.981}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.31 s^5 + 206.5 s^4 + 924 s^3 + 639.3 s^2 + 68.37 s + 1}{s^5 + 68.37 s^4 + 639.3 s^3 + 924 s^2 + 206.5 s + 6.31}$
$s^{0.5}$	$\frac{10 s^5 + 298.5 s^4 + 1218 s^3 + 768.5 s^2 + 74.97 s + 1}{s^5 + 74.97 s^4 + 768.5 s^3 + 1218 s^2 + 298.5 s + 10}$
$s^{0.6}$	$\frac{15.85 s^5 + 431.4 s^4 + 1606 s^3 + 924 s^2 + 82.2 s + 1}{s^5 + 82.2 s^4 + 924 s^3 + 1606 s^2 + 431.4 s + 15.85}$
$s^{0.7}$	$\frac{25.12 s^5 + 623.6 s^4 + 2117 s^3 + 1111 s^2 + 90.14 s + 1}{s^5 + 90.14 s^4 + 1111 s^3 + 2117 s^2 + 623.6 s + 25.12}$
$s^{0.8}$	$\frac{39.81 s^5 + 901.4 s^4 + 2790 s^3 + 1336 s^2 + 98.83 s + 1}{s^5 + 98.83 s^4 + 1336 s^3 + 2790 s^2 + 901.4 s + 39.81}$
$s^{0.9}$	$\frac{63.1 s^5 + 1303 s^4 + 3679 s^3 + 1606 s^2 + 108.4 s + 1}{s^5 + 108.4 s^4 + 1606 s^3 + 3679 s^2 + 1303 s + 63.1}$

Matsuda Yöntemi

CFE yöntemini temel alan matsuda yöntemi, logaritmik olarak eşit aralıklı frekanslarda kazancı hesaplayarak s^α kesir dereceli ifadesini bulmayı sağlar. n yaklaşıklık derecesi ve $[\omega_l, \omega_h]$ alt ve üst frekans değerleri olmak üzere logaritmik olarak eşit aralıklı frekanslar, Eşitlik 3.21'deki gibi hesaplanır (Koseoglu ve ark., 2021).

$$\omega_k = \begin{cases} \omega_l \left(\frac{\omega_h}{\omega_l} \right)^{\frac{k-1}{n-1}}, & n > 1 \\ \omega_h, & n = 1 \end{cases} \quad (3.21)$$

$d_o(\omega_k) = |G(j\omega_k)|$ olmak üzere bu frekanslara karşılık gelen kazançlar, Eşitlik 3.22'deki gibi bulunabilir.

$$d_n(\omega_k) = \frac{\omega_k - \omega_{n-1}}{d_{n-1}(\omega_k) - d_{n-1}(\omega_{n-1})} \quad (3.22)$$

Sonrasında Eşitlik 3.23'teki gibi bir $(2n + 1)(2n + 1)$ boyutunda üst üçgen matris oluşturularak, kazanç değerleri yerleştirilir (Eşitlik 3.23).

$$D = \begin{bmatrix} d_0(\omega_0) & d_0(\omega_1) & d_0(\omega_2) & \cdots & d_0(\omega_n) \\ 0 & d_1(\omega_1) & d_1(\omega_2) & \cdots & d_1(\omega_n) \\ 0 & 0 & d_2(\omega_2) & \cdots & d_2(\omega_n) \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & \cdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & d_n(\omega_n) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

D matrisinin köşegen elemanları D_{kk} olmak üzere kazanç katsayıları Eşitlik 3.24'teki gibi hesaplanabilir:

$$\alpha_k = D_{kk} = \begin{cases} |G(j\omega)| & \text{if } k = 0 \\ \frac{\omega_k - \omega_{k-1}}{d_{k-1}(\omega_k) - d_{k-1}(\omega_{k-1})} & \text{if } k = 1, 2, \dots, n \end{cases} \quad (3.24)$$

CFE yöntemi kullanarak s^α kesir dereceli ifadesinin matsuda tam sayı dereceli yaklaşık ifadesi ise Eşitlik 3.25'teki gibi bulunur. Çizelge 3.4'te Matsuda 1, 2, 3 ve 4 dereceden tam sayı yaklaşımları verilmiştir.

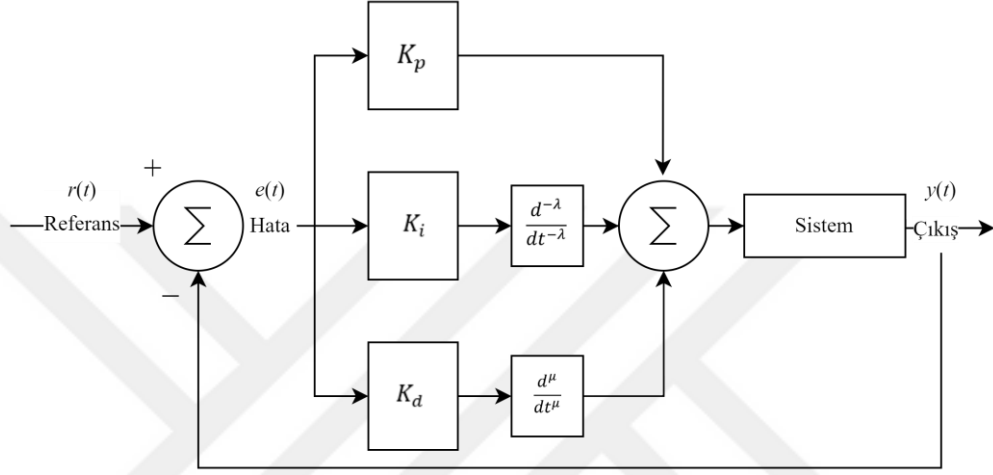
$$s^\alpha = \alpha_0 + \frac{s - \omega_0}{\alpha_1 + \frac{s - \omega_1}{\alpha_2 + \frac{s - \omega_2}{\alpha_3 + \cdots}}} = \alpha_0 + \frac{s - \omega_0}{\alpha_1 +} \frac{s - \omega_1}{\alpha_2 +} \cdots \quad (3.25)$$

Çizelge 3.4. Matsuda 1, 2, 3 ve 4 dereceden tam sayı yaklaşımları

	1. Derece	2. Derece
$s^{0.1}$	$\frac{1.6 s + 1}{s + 1.6}$	$\frac{1.677 s^2 + 15.72 s + 1}{s^2 + 15.72 s + 1.677}$
$s^{0.2}$	$\frac{2.566 s + 1}{s + 2.566}$	$\frac{2.824 s^2 + 20.59 s + 1}{s^2 + 20.59 s + 2.824}$
$s^{0.3}$	$\frac{4.136 s + 1}{s + 4.136}$	$\frac{4.796 s^2 + 27.28 s + 1}{s^2 + 27.28 s + 4.796}$
$s^{0.4}$	$\frac{6.724 s + 1}{s + 6.724}$	$\frac{8.266 s^2 + 36.75 s + 1}{s^2 + 36.75 s + 8.266}$
$s^{0.5}$	$\frac{11.1 s + 1}{s + 11.1}$	$\frac{14.58 s^2 + 50.71 s + 1}{s^2 + 50.71 s + 14.58}$
$s^{0.6}$	$\frac{18.82 s + 1}{s + 18.82}$	$\frac{26.67 s^2 + 72.57 s + 1}{s^2 + 72.57 s + 26.67}$
$s^{0.7}$	$\frac{33.53 s + 1}{s + 33.53}$	$\frac{51.85 s^2 + 110.3 s + 1}{s^2 + 110.3 s + 51.85}$
$s^{0.8}$	$\frac{66.13 s + 1}{s + 66.13}$	$\frac{113.1 s^2 + 187.8 s + 1}{s^2 + 187.8 s + 113.1}$
$s^{0.9}$	$\frac{170.9 s + 1}{s + 170.9}$	$\frac{328.6 s^2 + 424.3 s + 1}{s^2 + 424.3 s + 328.6}$
	3. Derece	4. Derece
$s^{0.1}$	$\frac{1.757 s^3 + 49.67 s^2 + 41.97 s + 1}{s^3 + 41.97 s^2 + 49.67 s + 1.757}$	$\frac{1.828 s^4 + 102.7 s^3 + 329.8 s^2 + 78.91 s + 1}{s^4 + 78.91 s^3 + 329.8 s^2 + 102.7 s + 1.828}$
$s^{0.2}$	$\frac{3.101 s^3 + 72.7 s^2 + 51.88 s + 1}{s^3 + 51.88 s^2 + 72.7 s + 3.101}$	$\frac{3.357 s^4 + 161 s^3 + 453.9 s^2 + 95 s + 1}{s^4 + 95 s^3 + 453.9 s^2 + 161 s + 3.357}$
$s^{0.3}$	$\frac{5.526 s^3 + 108 s^2 + 65.01 s + 1}{s^3 + 65.01 s^2 + 108 s + 5.526}$	$\frac{6.227 s^4 + 256.4 s^3 + 635 s^2 + 116.1 s + 1}{s^4 + 116.1 s^3 + 635 s^2 + 256.4 s + 6.227}$
$s^{0.4}$	$\frac{10.01 s^3 + 163.6 s^2 + 83.01 s + 1}{s^3 + 83.01 s^2 + 163.6 s + 10.01}$	$\frac{11.74 s^4 + 417.1 s^3 + 907.9 s^2 + 144.6 s + 1}{s^4 + 144.6 s^3 + 907.9 s^2 + 417.1 s + 11.74}$
$s^{0.5}$	$\frac{18.58 s^3 + 254.8 s^2 + 108.8 s + 1}{s^3 + 108.8 s^2 + 254.8 s + 18.58}$	$\frac{22.72 s^4 + 698.8 s^3 + 1337 s^2 + 185 s + 1}{s^4 + 185 s^3 + 1337 s^2 + 698.8 s + 22.72}$
$s^{0.6}$	$\frac{35.85 s^3 + 413.7 s^2 + 148.2 s + 1}{s^3 + 148.2 s^2 + 413.7 s + 35.85}$	$\frac{45.73 s^4 + 1222 s^3 + 2056 s^2 + 246.3 s + 1}{s^4 + 246.3 s^3 + 2056 s^2 + 1222 s + 45.73}$
$s^{0.7}$	$\frac{73.74 s^3 + 717.2 s^2 + 215 s + 1}{s^3 + 215 s^2 + 717.2 s + 73.74}$	$\frac{98.22 s^4 + 2287 s^3 + 3381 s^2 + 349.4 s + 1}{s^4 + 349.4 s^3 + 3381 s^2 + 2287 s + 98.22}$
$s^{0.8}$	$\frac{170.7 s^3 + 1401 s^2 + 350.1 s + 1}{s^3 + 350.1 s^2 + 1401 s + 170.7}$	$\frac{237.8 s^4 + 4833 s^3 + 6277 s^2 + 557 s + 1}{s^4 + 557 s^3 + 6277 s^2 + 4833 s + 237.8}$
$s^{0.9}$	$\frac{528.2 s^3 + 3662 s^2 + 758.6 s + 1}{s^3 + 758.6 s^2 + 3662 s + 528.2}$	$\frac{770 s^4 + 13690 s^3 + 15610 s^2 + 1182 s + 1}{s^4 + 1182 s^3 + 15610 s^2 + 13690 s + 770}$

3.2.5. Kesir dereceli PID (FOPID) denetleyici

FOPID denetleyicide, klasik PID’de var olan K_p, K_i, K_d parametrelerine ek olarak λ integratör ve μ türev parametreleriyle birlikte 5 parametre değerinden oluşur. FOPID denetleyiciye ait blok şeması Şekil 3.5 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.5. FOPID denetleyici blok şeması

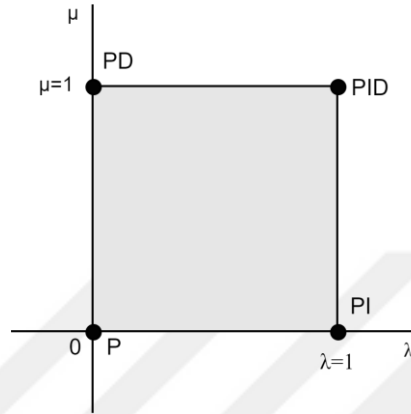
Burada FOPID denetleyici çıkışının, zaman uzayında gösterimi Eşitlik 3.26 ile, s düzlemindeki gösterimi ise Eşitlik 3.27 ile ifade edilir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \frac{d^{-\lambda}}{dt^{-\lambda}} e(t) + K_d \frac{d^{\mu}}{dt^{\mu}} e(t) \quad (3.26)$$

$$u(s) = K_p e(s) + K_i s^{-\lambda} e(s) + K_d s^{\mu} e(s), (\lambda, \mu > 0) \quad (3.27)$$

Kontrol edilen bir sistemin parametrelerinin değişimlerine karşı FOPID denetleyici, klasik PID denetleyicilere göre daha dayanıklıdır. Kesir dereceli denetleyicide bulunan λ ve μ parametreleri, denetleyiciye daha geniş aralıkta çalışma imkânı sunar (Agarwal ve ark., 2019).

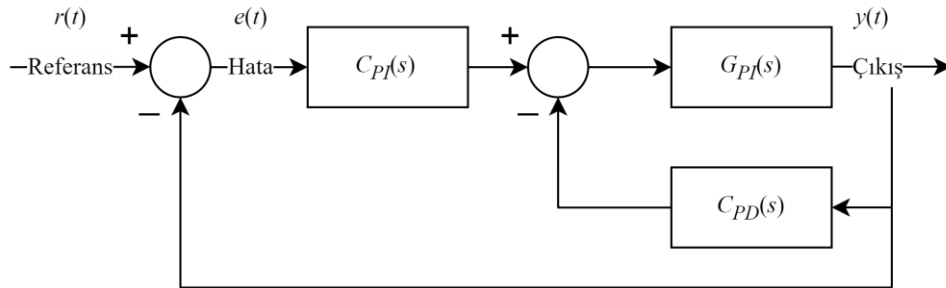
λ ve μ parametreleri uygun şekillerde ayarlanarak farklı klasik denetleyici çeşitleri elde edilebilir. Bu durum Şekil 3.6’da gösterilmiştir. Örneğin; λ ve μ parametreleri, sırasıyla 0 ve 1 olması durumunda PD, 1 ve 0 olduğunda PI, 1 ve 1 olursa da PID denetleyici oluşturulabilir (Shah & Agashe, 2016).



Şekil 3.6. $\lambda - \mu$ düzleminde denetleyici yapıları

3.2.6. PI-PD denetleyici

İleri yönde bir PI denetleyici ve geri beslemeli dahili bir PD denetleyici kullanılarak elde edilen PI-PD denetleyicide, PD denetleyici kısmı açık döngü kararsız bir sistemi açık döngü kararlı bir sisteme dönüştürürken (Tan, 2009), PI denetleyici kısmı ise kararlılık sürecinin iyileştirilmesinde önemli derecede etki eder (Kaya, 2003). PI-PD denetleyici içeren sisteme ait blok şeması Şekil 3.7’de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. PI-PD denetleyici blok şeması

PI – PD denetleyiciye ait K_p, K_i, K_d, K_f olmak üzere 4 parametre değeri bulunmaktadır. PI ve PD denetleyiciye ait transfer fonksiyonları Eşitlik 3.28 ve Eşitlik 3.29 ile ifade edilmiştir.

$$C_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p s + K_i}{s} \quad (3.28)$$

$$C_{PD}(s) = K_f + K_d s \quad (3.29)$$

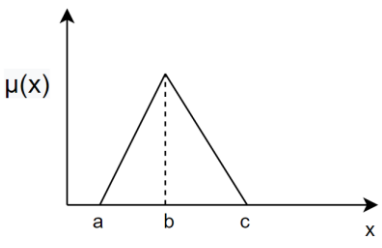
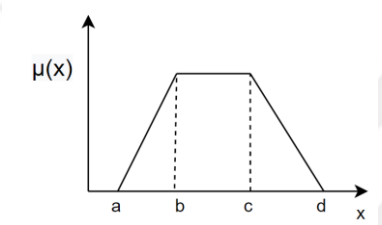
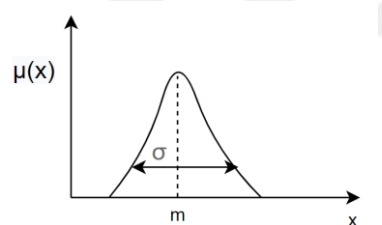
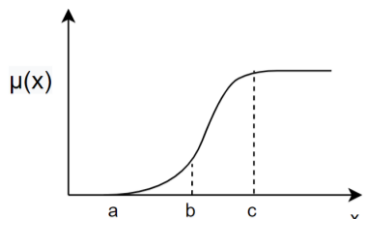
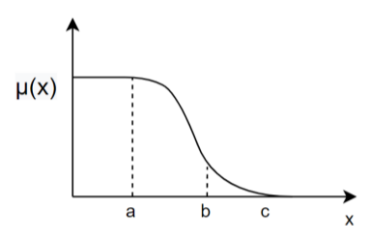
3.2.7. Bulanık kümeler üzerinde benzerlik ölçüleri

Zadeh, (1965), karar vermedeki belirsizliği göz önünde bulundurarak, bulanık kümeler kavramını önermiştir ve belirsizlik içeren çeşitli alanlarda büyük bir başarılar elde edilmiştir. $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots\}$ evrensel kümesinde tanımlı bir bulanık küme olan bir A kümesi Eşitlik 3.30 ile ifade edilebilir.

$$A = \{\langle x, \mu_A(x) \rangle \mid x \in X\} \quad (3.30)$$

Burada $\mu_A(x)$, $[0,1]$ aralığına sahip bir üyelik fonksiyonudur ve bir x elemanın A bulanık kümesiyle ne kadar uyumluluk gösterdiğinin bir ölçüsüdür. Bulanık uygulamalarda kullanılan en yaygın üyelik fonksiyonları türleri üçgen, yamuk ve gaus örnek olarak verilebilir (Can & Özgüven, 2017). Literatürde yaygın kullanılan üyelik Çizelge 3.5’te verilmiştir.

Çizelge 3.5. Üyelik fonksiyonları

<u>Üçgen</u> 	0	$x \leq a$
	$\frac{x-a}{b-a}$	$a < x \leq b$
	$\frac{c-x}{c-b}$	$b < x < c$
	0	$x \geq c$
<u>Yamuk</u> 	0	$(x \leq a) \text{ veya } (x \geq d)$
	$\frac{x-a}{b-a}$	$a < x < b$
	1	$b \leq x \leq c$
	$\frac{d-x}{d-c}$	$c < x < d$
<u>Gaus</u> 	$e^{-\frac{1}{2}(\frac{x-m}{\sigma})^2}$	
<u>S tipi</u> 	0	$x \leq a$
	$2\left(\frac{x-a}{c-a}\right)^2$	$a < x \leq b$
	$1 - 2\left(\frac{x-c}{c-a}\right)^2$	$b < x \leq c$
	1	$x > c$
<u>Z tipi</u> 	1	$x \leq a$
	$1 - 2\left(\frac{x-a}{c-a}\right)^2$	$a < x \leq b$
	$2\left(\frac{x-c}{c-a}\right)^2$	$b < x \leq c$
	0	$x > c$

Araştırmacılar gerçek dünya verilerinin artan bulanıklığı ve belirsizliğine karşı, farklı bulanık küme uzantıları geliştirdiler. Sezgisel bulanık kümeler (IFS), Atanassov (1999) tarafından, bulanık küme kavramının bir uzantısı olarak tanıtıldı.

Bir IFS’de X ’te tanımlı A sezgisel bulanık kümesi Eşitlik 3.31’deki gibi ifade edilir.

$$A = \{\langle x, \mu_A(x), \nu_A(x) \rangle \mid x \in X\} \quad (3.31)$$

Burada $\mu_A(x)$ ve $\nu_A(x)$ sırasıyla üye olma ve üye olmama derecelerini belirten üyelik fonksiyonlarıdır ve $[0,1]$ arasında değerler alırlar. Ayrıca $0 \leq \mu_A(x) + \nu_A(x) \leq 1$ koşulunu sağlanması gerekir. Tereddüt derecesi $\pi_A(x)$ olmak üzere Eşitlik 3.32’teki gibi ifade edilebilir.

$$\pi_A(x) = 1 - \mu_A(x) - \nu_A(x) \quad (3.32)$$

IFS’de $\mu_A(x) + \nu_A(x)$ toplamının 1’den büyük olduğu durumlar olabilir. $\mu_A(x) + \nu_A(x) \leq 1$ veya $\mu_A(x) + \nu_A(x) \geq 1$ koşullarını sağlayan, belirsizlikle başa çıkmak için Yager, (2014) tarafından pisagor bulanık kümesi (PFS) önerilmiştir. X ’te tanımlı A pisagor bulanık kümesi Eşitlik 3.33 ile ve tereddüt derecesi de Eşitlik 3.34 ile gösterilir. PFS’de, üye olma derecesi $\mu_A(x)$ ve üye olmama derecesi $\nu_A(x)$, $0 \leq \mu_A^2(x) + \nu_A^2(x) \leq 1$ şartını sağlamalıdır.

$$A = \{\langle x, \mu_A(x), \nu_A(x) \rangle \mid x \in X\} \quad (3.33)$$

$$\pi_A(x) = \sqrt{1 - \mu_A^2(x) - \nu_A^2(x)} \quad (3.34)$$

Karar verme problemlerinde; PFS, IFS’ye göre uygulama aralığını önemli ölçüde artırmıştır (Bryniarska, 2020).

Benzerlik ölçüsü iki veya daha fazla küme arasındaki benzerlik derecesini belirlemek için kullanılır. Benzerlik ölçümü için uzaklığa dayalı, olasılık tabanlı, bulanık küme teorisine dayalı ve çizge teorisine dayalı yaklaşımlar mevcuttur (Can & Ozguven, 2017).

Benzerlik ölçüsü genellikle sayısal bir değer olarak ifade edilir. Veri örnekleri daha fazla benzer olduğunda daha yüksek olur. Literatürde en çok kullanılan benzerlik ölçülerine Hamming, Euclidean, Minkowski, Chebyshev, Dice, Jaccard, Cosine örnek olarak verilebilir (Can & Ozguven, 2017).

X bir evrensel küme olmak üzere X 'te tanımlı A ve B bulanık kümeleri arasındaki uzaklık ölçüleri Eşitlik 3.35 – 3.40 ile gösterilebilir (Beg & Ashraf, 2009; Luo & Cheng, 2015).

Hamming uzaklığı

$$d_H(A, B) = \sum_{i=1}^n |\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i)| \quad (3.35)$$

Normalize edilmiş hamming uzaklığı

$$d_{nH}(A, B) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i)| \quad (3.36)$$

Euclidean uzaklığı

$$d_E(A, B) = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i))^2} \quad (3.37)$$

Normalize edilmiş euclidean uzaklığı

$$d_{nE}(A, B) = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i))^2} \quad (3.38)$$

Minkowski uzaklığı

$$d_p(A, B) = \sqrt[p]{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i)|^p}, \quad 1 \leq p \leq \infty \quad (3.39)$$

Chebyshev uzaklığı

$$d_{\infty}(A, B) = \sup_{x \in U} |\mu_A(x_i) - \mu_B(x_i)| \quad (3.40)$$

A ve B kümeleri arasındaki uzaklıklar yardımıyla, benzerlik ölçüleri Eşitlik 3.41 (Kóczy ve ark., 2000), Eşitlik 3.42 (Williams & Steele, 2002) ve Eşitlik 3.43 (Santini & Jain, 1999) ile farklı şekillerde ifade edilmiştir.

$$S(A, B) = \frac{1}{1 + d(A, B)} \quad (3.41)$$

$$S(A, B) = e^{-\alpha d(A, B)}, \quad \alpha \text{ diklik ölçüsüdür.} \quad (3.42)$$

$$S(A, B) = 1 - d_r(A, B), \quad r = 1, 2, \infty \quad (3.43)$$

A ve B kümeleri arasında Jaccard, Dice, Cosine benzerlik ölçüleri (Ye, 2014) Eşitlik 3.44, Eşitlik 3.45, Eşitlik 3.46 ile ifade edilebilir.

Jaccard benzerlik ölçüsü

$$S(A, B) = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \mu_B(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_A^2(x_i) + \sum_{i=1}^n \mu_B^2(x_i) - \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \mu_B(x_i)} \quad (3.44)$$

Dice benzerlik ölçüsü

$$S(A, B) = \frac{2 \sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \mu_B(x_i)}{\sum_{i=1}^n \mu_A^2(x_i) + \sum_{i=1}^n \mu_B^2(x_i)} \quad (3.45)$$

Cosine Benzerlik Ölçüsü

$$S(A, B) = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_A(x_i) \mu_B(x_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n \mu_A^2(x_i)} \sqrt{\sum_{i=1}^n \mu_B^2(x_i)}} \quad (3.46)$$

Pisagor bulanık kümeler için uzaklık ve benzerlik ölçüsü

$X = \{x_1, x_2, x_3, \dots\}$ bir evrensel küme, A ve B , X 'te tanımlı iki bulanık küme olmak üzere, bulanık A ve B kümeleri arasındaki pisagor uzaklık ölçüsü $d(A, B)$ Eşitlik 3.47 ile ifade edilebilir (Peng, 2019).

$$d(A, B) = \sqrt[p]{\frac{1}{2n(t+1)^p} \sum_{i=1}^n (|(t+1-a)(\mu_A^2(x_i) - \mu_B^2(x_i)) - a(v_A^2(x_i) - v_B^2(x_i))|^p + |(t+1-b)(v_A^2(x_i) - v_B^2(x_i)) - b(\mu_A^2(x_i) - \mu_B^2(x_i))|^p)} \quad (3.47)$$

p, L_p standartıdır ve t, a ve b , $a + b \leq t + 1, 0 < a, b \leq t + 1, t > 0$, koşulunu sağlayan ve belirsizlik seviyesini gösteren parametrelerdir. A ve B arasındaki pisagor benzerlik ölçüsü Eşitlik 3.48 ile ifade edilir.

$$S(A, B) = 1 - d(A, B) \quad (3.48)$$

3.3. Optimizasyon Yöntemleri

3.3.1. Yapay Arı Kolonisi Algoritması

Geliştirildiği zamandan beri pek çok optimizasyon probleminin çözümünde kullanılan Yapay Arı Kolonisi Algoritması (ABC), Karaboga (2005) tarafından, bal arılarının çiçeklerden nektar toplarken gerçekleştirdikleri besin arama davranışlarından ilham alan alınarak geliştirilen popülasyon tabanlı, sezgisel bir optimizasyon algoritmasıdır. ABC algoritması, en fazla nektara sahip kaynağı bularak olası çözümler arasından problemin maksimum ya da minimum noktasını bulmaya çalışmaktadır (Karaboga & Akay, 2009).

ABC algoritmasında koloni üç tür yapay arıdan oluşmaktadır. Bunlar; görevli arılar, gözcü arılar ve kâşif arılardır.

Algoritma, görevli arı sayısına eşit sayıda rastgele olarak dağılmış, her biri çözüm uzayında bir çözüme karşılık gelen besin kaynakları oluşturularak başlatılır. Bu besin kaynakları yani çözümler, Eşitlik 3.49'da gösterildiği üzere rastgele bir şekilde belirlenen limit değerleri (l_j ve u_j) arasında üretilir.

$$x_{i,j} = l_j + rand(0,1) * (u_j - l_j) \quad (3.49)$$

Her bir görevli arı sadece bir besin kaynağındaki nektarın çıkarılmasından sorumludur. Her bir besin kaynağının kalitesi, çözümlerin maliyet fonksiyonu ile değerlendirilmektedir. Her bir görevli arı bu besin kaynaklarının komşuluğunda yeni besin kaynağı arar (Eşitlik 3.50).

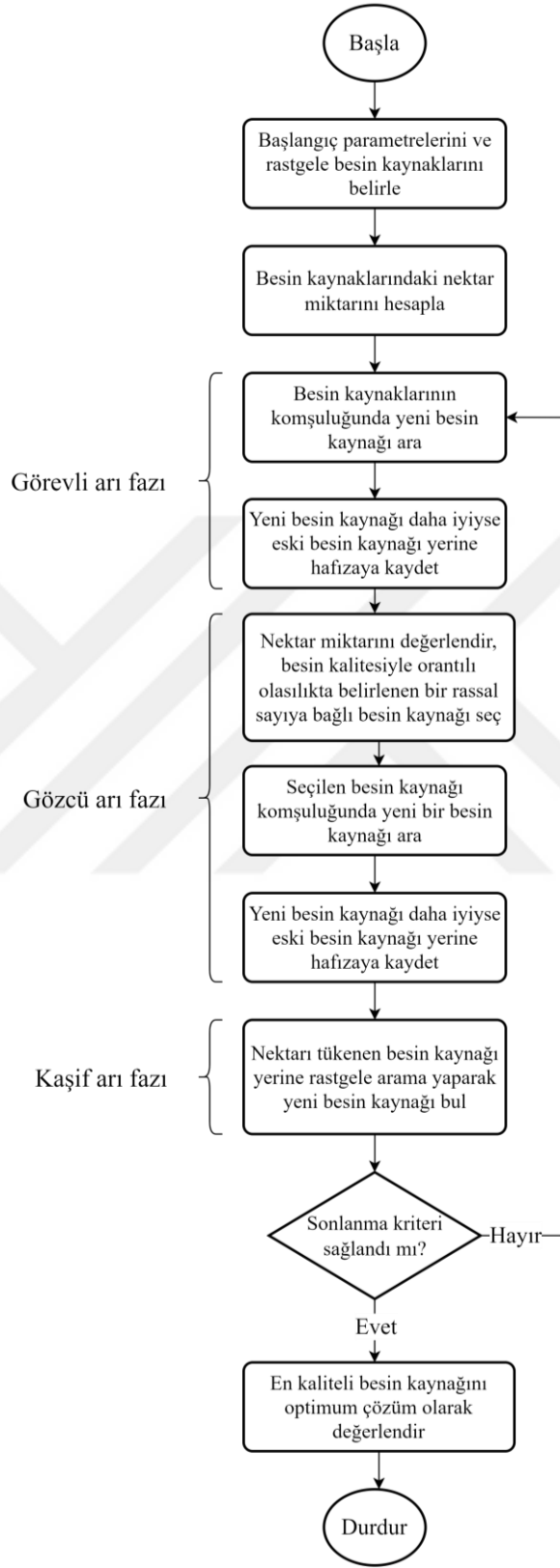
$$v_{i,j} = x_{i,j} + \phi_{i,j} * (x_{i,j} - x_{k,j}) \quad (3.50)$$

x_k rastgele seçilmiş bir besin kaynağını j ise rasgele bir boyutu ifade eder, $\phi_{i,j}$ rastgele sayısı kullanılarak x_i komşuluğunda yapılan arama sonucu elde edilen aday çözüm v_i 'dir.

Arama sonucu bulunan yeni besin kaynağının kalitesi eski besin kaynağından daha iyiye, görevli arı eski besin kaynağı bilgisini hafızasından silerek yeni besin kaynağını hafızasına kaydeder.

Gözcü arılar, görevli arılardan elde ettikleri bilgiler neticesinde besin kalitesiyle orantılı olasılıkta bir besin kaynağı seçer. Bu olasılık rastgele üretilen bir sayıdan büyükse, gözcü arılar da görevli arılarda olduğu gibi ilgili besin kaynağı komşuluğunda yeni bir besin kaynağı arar (Eşitlik 3.50). Yeni besin kaynağı eskisinden daha kaliteliyse eski olanı hafızadan silip, yeni besin kaynağını hafızaya kaydeder.

Bir besin kaynağındaki nektar tükendiğinde, yani daha iyi yiyecek kaynağı bulmak için yapılan deneme sayısı belirlenen limit değerini aşmışsa, o besin kaynağından sorumlu görevli arı, kâşif arı fazına geçerek yeni kaynaklar keşfetmek üzere rastgele arama gerçekleştirir. Algoritmanın görevli arı, gözcü arı ve kâşif arı fazları önceden tanımlanan bir kriter veya maksimum çevrim sayısına ulaşıncaya kadar devam eder ve algoritma sonlandırılır. ABC algoritmasına ait akış şeması Şekil 3.8 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.8. ABC akış şeması

3.3.1. Sürekli Zaman Karınca Kolonisi Optimizasyon Yöntemi

Karınca Kolonisi Optimizasyonu, karıncaların yiyecek arama davranışlarından ilham alan popülasyon tabanlı bir metasezgisel optimizasyon algoritmasıdır (Dorigo, 1992). Bir karınca yiyecek kaynağı bulunca, kalitesini ve miktarını değerlendirir ve bir miktarını yuvasına taşır. Yuvasına geri dönerken, yola kimyasal feromon izleri denilen bir madde bırakır. Bırakılan feromon miktarı bulunan yiyeceğin miktarı veya kalitesiyle ilişkilidir. Bu izler diğer karıncaların aynı yiyecek kaynağına ulaşmasına rehberlik eder. Feromon izleri aracılığıyla karıncalar arasındaki iletişim, en kısa yolu bulmalarına yardımcı olur (Ojha ve ark., 2015). Başlangıçta ayrık optimizasyon problemleri için geliştirilen karınca kolonisi algoritması, Socha ve Dorigo (2008) tarafından sürekli optimizasyon problemlerinin çözümü için genişletilmiştir. Sürekli zaman karınca kolonisi optimizasyon (ACO_R), yinellemeli olarak çözüm oluşturan popülasyon tabanlı metasezgisel bir algoritmadır.

ACOR algoritmasında feromon bilgisi bir çözüm arşivi denen bir tabloda tutulur. Şekil 3.9'da çözüm arşivinin gösterimi yapılmıştır. Çözüm arşivi her biri n boyutlu, k sayıda, başlangıçta rastgele değerlerle başlatılan çözümleri içermektedir. Arşivdeki bir s_j çözümünü bir çözüm vektörünü temsil eder. j . çözümün i . değişkeni s_j^i ile gösterilir. $f(s_j)$ amaç fonksiyonunun değerini göstermektedir. Bu çözümler çözüm arşivine eklenirken amaç fonksiyonlarına göre sıralı olarak $f(s_1) \leq f(s_2) \leq \dots \leq f(s_k)$ eklenmiştir.

s_1	s_1^1	s_1^2	...	s_1^i	...	s_1^n	$f(s_1)$	ω_1
s_2	s_2^1	s_2^2	...	s_2^i	...	s_2^n	$f(s_2)$	ω_2
	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
s_j	s_j^1	s_j^2	...	s_j^i	...	s_j^n	$f(s_j)$	ω_j
	$\vdots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	$\ddots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
s_k	s_k^1	s_k^2	...	s_k^i	...	s_k^n	$f(s_k)$	ω_k
	g^1	g^2		g^i		g^n		

Şekil 3.9. Çözüm arşivi

Tabloda bulunan ω , ağırlık vektörünü temsil eder. ω ağırlık vektörü bir gaussian fonksiyondur. En iyi çözüm maksimum ağırlığı elde eder. s_j çözümünün ω ağırlık değeri Eşitlik 3.51 ile hesaplanır. q , algoritmanın yakınsama oranını etkileyen bir ayarlama parametresidir. Küçük olması durumunda, en iyi sıradaki çözümlerin etrafındaki alan aranır ve erken bir yakınsama meydana gelebilir (Afshar & Madadgar, 2008).

$$\omega_j = \frac{1}{qk\sqrt{2\pi}} e^{\frac{-(rank(j)-1)^2}{2q^2k^2}} \quad (3.51)$$

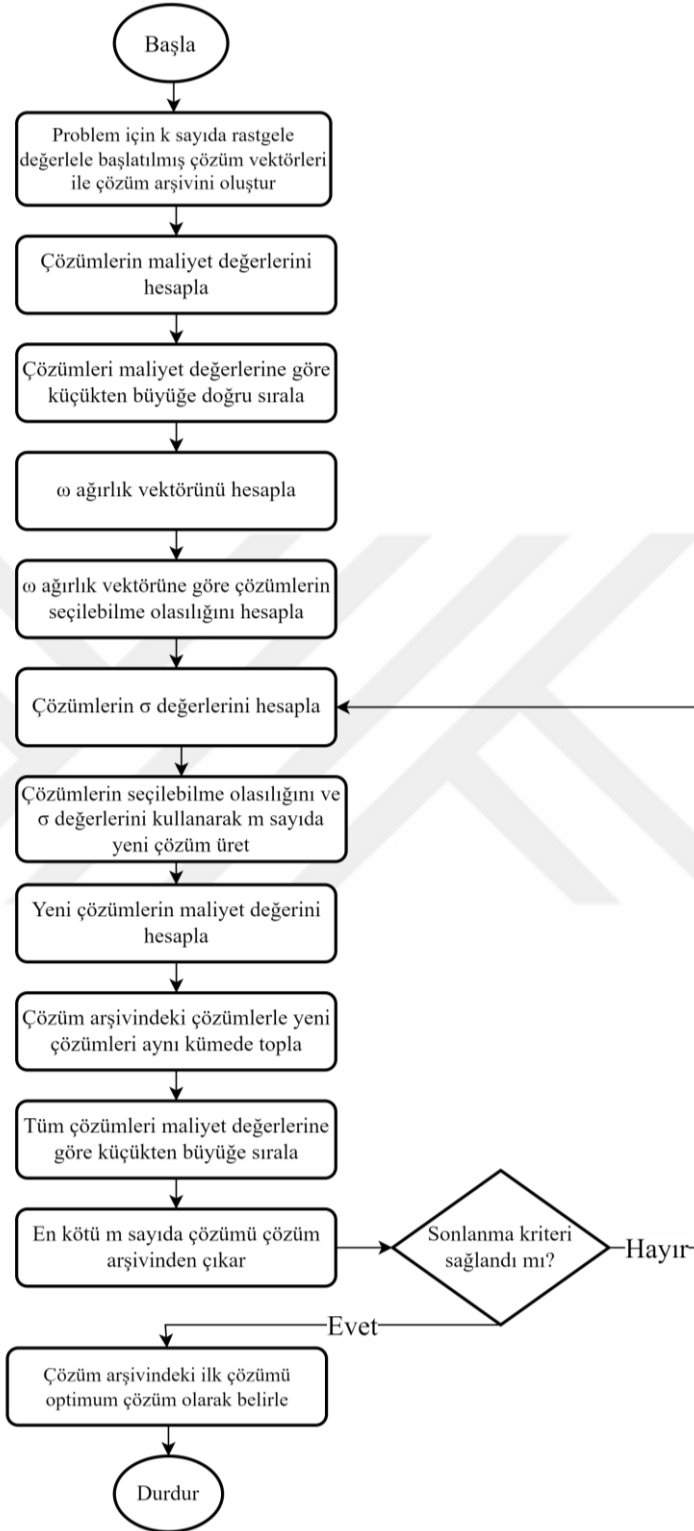
Çözüm tablosundaki bir çözümün seçilip güncellenmesi için, çözüm tablosundaki her bir satırın seçilebilme olasılığı ω ağırlık vektörü göz önüne alınarak hesaplanır (Eşitlik 3.52).

$$p_j = \frac{\omega_j}{\sum_{r=1}^k \omega_r} \quad (3.52)$$

Çözüm olasılık değeri göz önünde bulundurularak seçim gerçekleştirildikten sonra ilgili çözümün parametreleri Eşitlik 3.53'te verilen σ değeri baz alınarak güncellenir.

$$\sigma_j^i = \xi \sum_{r=1}^k \frac{|s_r^i - s_j^i|}{k-1} \quad (3.53)$$

σ değeri seçilen çözüm ile diğer çözümler arasındaki ortalama uzaklıktır. ξ , buharlaşma oranı olarak bilinen algoritmanın parametresidir ve ξ büyüdükçe algoritmanın yakınsaması azalır. ACO_R'nin son aşamasında, başlangıçtaki k çözüme m sayıda yeni oluşturulan çözüm eklenir. $k + m$ sayıdaki çözümlerin amaç fonksiyonu değerleri artan sırada sıralanıp, bir sonraki adımda m sayıda en kötü çözüm çıkarılır. Böylece, çözüm arşivi k sayıda en iyi çözüm değerleriyle güncellenmiş olur. Algoritma sonlandırma kriteri sağlanıncaya kadar yürütülür ve optimum sonuç elde edilir. ACO_R algoritmasının akış şeması Şekil 3.10'da verilmiştir.



Şekil 3.10. ACO_R akış şeması

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu çalışmada 3 farklı sistemi kontrol eden farklı denetleyicilerin parametrelerini ayarlayabilmek için pisagor bulanık benzerlik ölçüsüne göre oluşturulmuş maliyet fonksiyonu, ACO_R ve ABC algoritmalarında kullanılmıştır. Ayrıca bu optimizasyon algoritmalarında kullanılmak üzere Çizelge 4.1'deki literatürde en çok kullanılan maliyet fonksiyonları seçilmiş ve önerilen yöntemle elde edilmiş maliyet fonksiyonu, bu maliyet fonksiyonlarıyla karşılaştırılmıştır.

ACO_R algoritması için ise arşiv sayısı 30, örnek sayısı 40, q parametre değeri 0.5, ABC algoritması için ise besin sayısı 30, deneme limit parametresi 90 olarak seçilmiştir. Her iki algoritmada için iterasyon sayısı 100'dür. Pisagor bulanık benzerlik ölçüsü için ayar parametreleri $p = 1$, $a = 1$, $b = 2$, $t = 3$ şeklinde Peng (2019) tarafından yapılan çalışma baz alınarak belirlenmiştir.

Çizelge 4.1. Maliyet fonksiyonları

ITAE =	$\int_0^t t e(t) dt$
ITSE =	$\int_0^t te(t)^2 dt$
IAE =	$\int_0^t e(t) dt$
ISE =	$\int_0^t e(t)^2 dt$

Önerilen yöntemde maliyet fonksiyonunu elde edebilmek için ilk olarak ACO_R veya ABC optimizasyon algoritmaları tarafından rastgele $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu, K_f$ değerleri üretilir. Üretilen bu değerler ihtiyaca uygun olarak seçilen denetleyiciye verilir. Sonrasında sisteme birim basamak sinyali uygulanarak geçici ve kalıcı durum cevap parametreleri (yükselme zamanı, oturma zamanı, aşım oranı, ters aşım oranı, tepe zamanı, kalıcı durum hatası) elde edilir. Elde edilen geçici ve kalıcı durum cevap parametreleri, her bir parametre için

uzman görüşü alınarak, $0 \leq \mu_A^2(x) + \nu_A^2(x) \leq 1$ şartına göre oluşturulmuş üyelik fonksiyonlarından geçirilir. Bunun sonucunda bu değerler ile gerçek pisagor bulanık küme elde edilir.

Üye ve üye olmama derecelerinden oluşan gerçek pisagor bulanık küme B , hedeflenen yani olması istenen ideal değerlerden oluşan küme A olmak üzere, A ve B kümesi arasında pisagor uzaklık ölçüsü, Eşitlik 3.47 ile bulunabilir. Sonrasında elde edilen uzaklık ölçüsü kullanılarak bu iki küme arasındaki pisagor bulanık benzerlik ölçüsü Eşitlik 3.48 ile elde edilir. Önerilen yöntemde pisagor benzerlik ölçüsü, optimizasyon algoritmalarının minimize etmeye çalıştığı maliyet fonksiyonu olarak kullanılmıştır. Bu maliyet fonksiyonu Eşitlik 4.1 gösterilir.

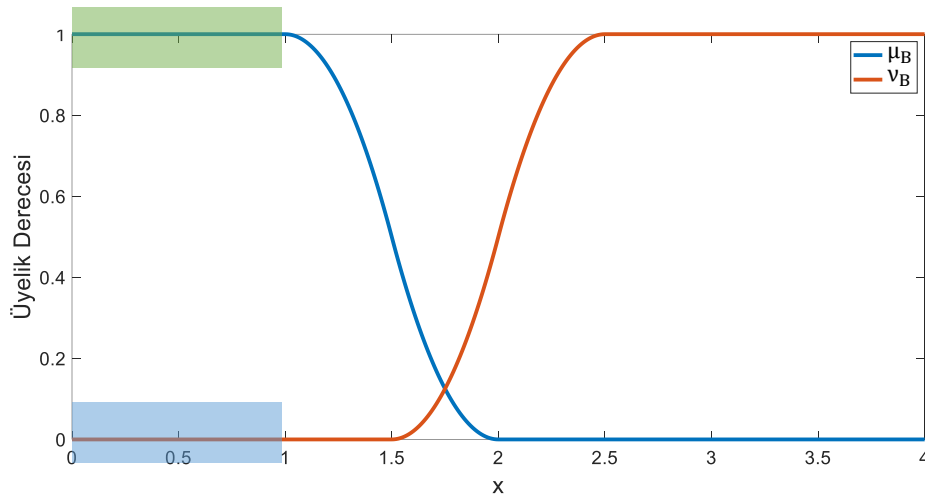
$$\text{maliyet (cost)} = 1 - S(A, B) \quad (4.1)$$

Maliyet değeri istenen değere ulaşana kadar ya da belirli iterasyon sayısına kadar bu optimizasyon algoritmaları yürütülerek denetleyici için en uygun $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu, K_f$ değerleri bulunur.

Örnek bir yükselme zamanı için oluşturulmuş Z tipi ve S tipi üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri Çizelge 4.2 ve Şekil 4.1 ile gösterilmiştir. μ üye olma derecelerini gösteren Z tipi, ν ise üye olmama derecelerini gösteren S tipi üyelik fonksiyonudur. Çizelge 4.2’de seçilen aralık değerlerine göre yükselme zamanının 1 sn veya altında olması hedeflenmektedir.

Çizelge 4.2. Yükselme zamanına ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri

Basamak cevap parametresi	μ (Z tipi üyelik)	ν (S tipi üyelik)
Yükselme zamanı	[1;2]	[1.5;2.5]



Şekil 4.1. Yükselme zamanına ait üyelik fonksiyonları

Sisteme birim basamak giriş uygulandıktan sonra geçici durum parametrelerinden yükselme zamanı değerinin 1.8 sn geldiği varsayılınsın. Bu değer Çizelge 4.2'deki ayarlanan aralık değerlerine göre μ üyelik fonksiyonuna üye olma derecesi 0.08, ν üyelik fonksiyonuna üye olma derecesi 0.18 olarak hesaplanır. Bu koşulda yükselme zamanına ait gerçek pisagor bulanık küme $B = (0.08, 0.18)$ şeklinde elde edilir. Şekil 4.1'de mavi alana karşılık gelen herhangi bir değer üyelik derecesi ideal A kümesini oluşturmaktadır. Yani yükselme zamanı değerinin 1 sn veya 1 sn'den küçük olması hedeftir. Bu aralıklarda yükselme zamanının, μ üyelik fonksiyonuna üye olma derecesi 1, ν üyelik fonksiyonuna üye olma derecesi 0 olur ve ideal küme $A = (1, 0)$ şeklinde gösterilir. A ve B kümeleri arasındaki pisagor bulanık benzerlik ölçüsü Eşitlik 3.48 kullanılarak 0.3668 bulunur. Eğer yükselme zamanı değeri 1.1 sn gelirse Çizelge 4.2'deki seçilen aralığa göre gerçek pisagor bulanık küme $B = (0.98, 0)$ şeklinde elde edilir ve B kümesinin A kümesine benzerlik ölçüsü 0.9752 olarak bulunur. Bu değerler B kümesinin, A kümesine ne kadar benzediğinin bir ölçüsüdür. Bulunan benzerlik ölçüsü değeri 1 değerine ne kadar yakın olursa iki küme arasındaki benzerlik o kadar fazla olmaktadır. Bu verilen örnekte B kümesinin ideal pisagor bulanık A kümesine yaklaşabilmesi için gelen yükselme zamanı değerinin 1 sn'den az veya 1 sn'ye yakın değerler alabilmesi gereklidir. Bu durumda B kümesine ait μ üyelik derecesi 1'e yakın bir değer ν üyelik derecesi de 0'a yakın bir değer olacağı için B kümesi A ideal bulanık kümesine yaklaşacak ve benzerliği artacaktır. Bu işlemler diğer birim basamak cevap parametreleri için de tekrarlanarak Eşitlik 3.48 yardımıyla

toplam bir benzerlik ölçüsü elde edilir ve bu benzerlik ölçüsü, Eşitlik 4.1 ile maliyet fonksiyonunu oluşturur.

Örnek 1

Bu örnekte kullanılan sistem minimum olmayan faz sistemidir (Bingul & Karahan, 2018). Kontrol edilen sisteme ait transfer fonksiyonu Eşitlik 4.2 ile ifade edilmiştir. Sistemin sağ yarı düzlemde bir adet sıfırı bulunmaktadır. Bu sistemde sağ yarı s düzlemindeki sıfırın neden olduğu ters aşım ve zaman gecikmesi sistemin kontrolünü zorlaştırmaktadır.

$$G = \frac{1 - 5s}{(1 + 10s)(1 + 20s)} \quad (4.2)$$

Bu sistemin kontrolünde gerekli olan FOPID denetleyicide, kesir dereceli parametreler için Matsuda'nın 4. dereceden tam sayılı yaklaşım yöntemi kullanılmıştır. Matsuda yaklaşımında alt ve üst frekanslar $[10^{-2}, 10^2]$ olarak seçilmiştir.

FOPID denetleyici parametrelerinin ayarlanmasında kullanılacak ACO_R ve ABC algoritmalarında kullanılan alt ve üst sınır değerleri Çizelge 4.3'te gösterilmiştir.

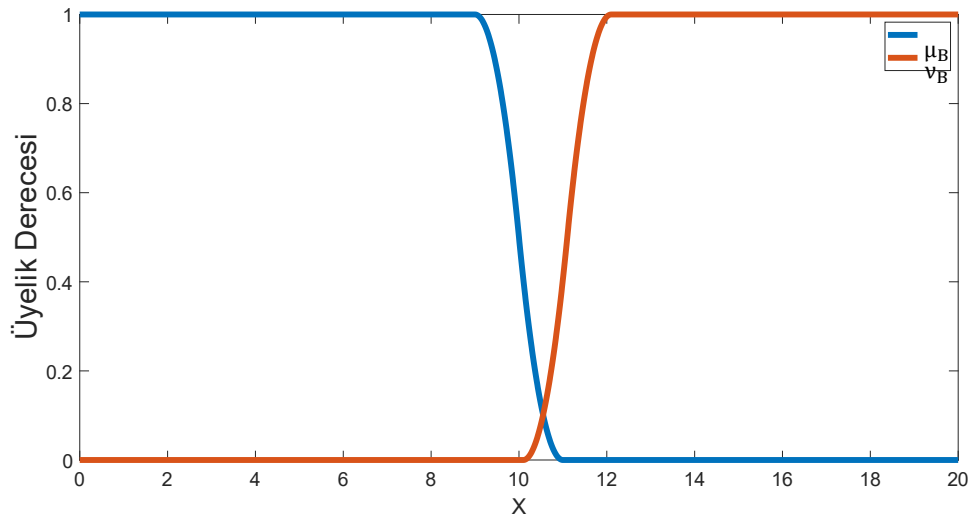
Çizelge 4.3. Örnek 1 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri

	K_p	K_i	K_d	μ	λ
Alt sınır değerleri	1	0.001	1	0.001	0.001
Üst sınır değerleri	10	1	30	0.999	0.999

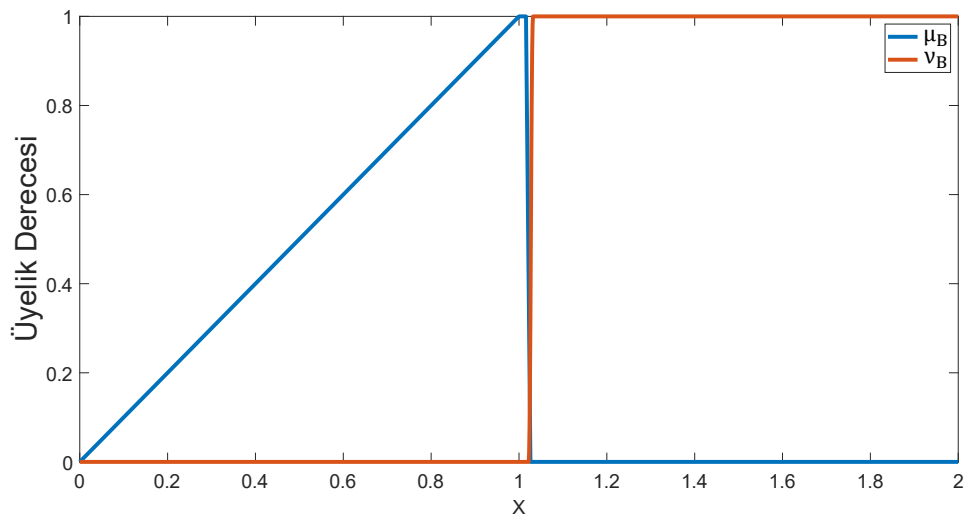
Üyelik fonksiyonları kalıcı durum hatası, oturma zamanı, tepe değeri, ters aşım oranı için ayrı ayrı oluşturulmuştur. Sistem için oluşturulan üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri Çizelge 4.4'te gösterilmiştir. Bu aralık değerlerine karşılık gelen grafiksel gösterimler Şekil 4.2, Şekil 4.3, Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te verilmiştir. Oturma zamanı değerinin 9 sn'den az veya 9 sn'ye değerine yakın olması, kalıcı durum hatasının 0.020 veya daha az olması, tepe değerinin 1 ve 1.016 değerleri arasında olması ve ters aşım oranı değerinin de 150 ve 200 arasında olması istenmektedir.

Çizelge 4.4. Örnek 1'e ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri

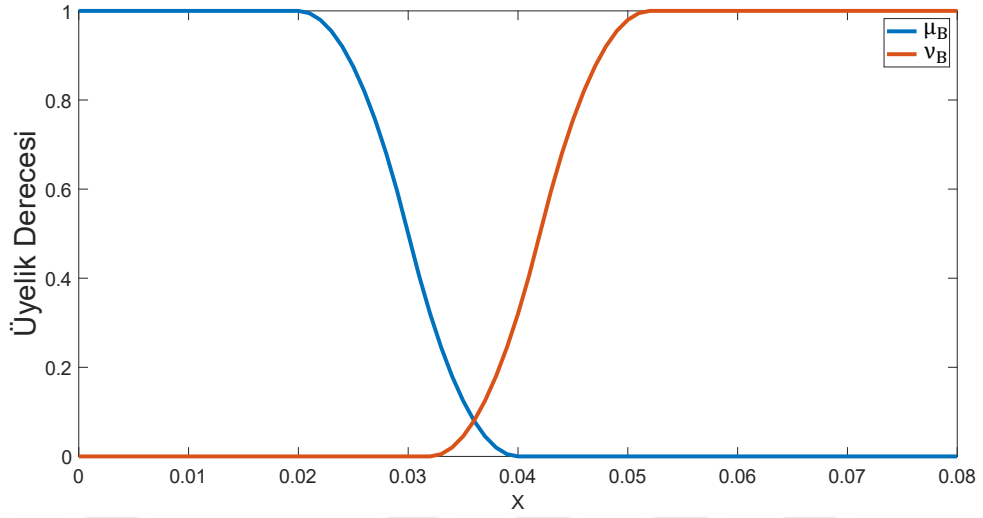
Basamak cevap parametresi	μ	ν
Oturma zamanı	[9;11] (Z tipi)	[10.1;12.1] (S tipi)
Tepe değeri	[0;1;1.016;1.026] (Yamuk)	[1.022;1.032] (S tipi)
Kalıcı Durum Hatası	[0.020;0.040] (Z tipi)	[0.032;0.052] (S tipi)
%Ters aşım oranı	[0;150;200;210] (Yamuk)	[206;216] (S tipi)



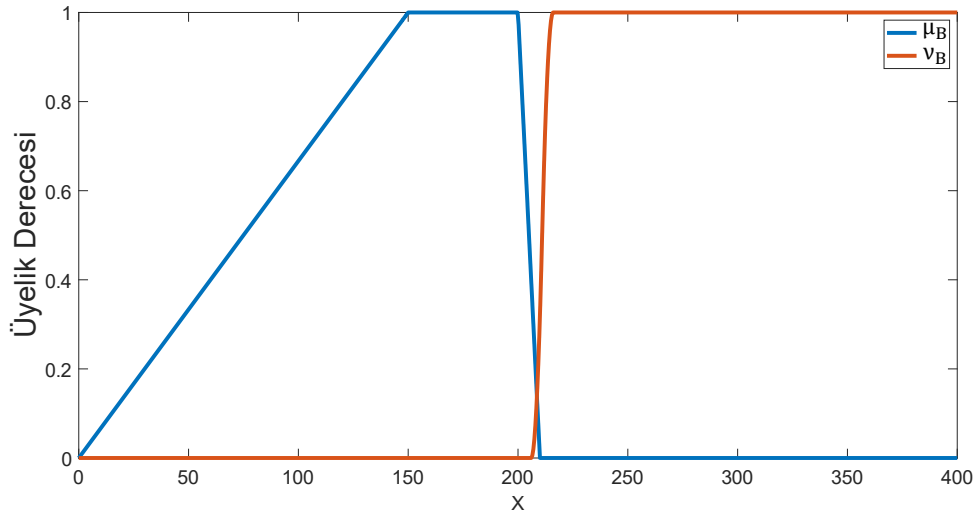
Şekil 4.2. Örnek 1'e ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları



Şekil 4.3. Örnek 1'e ait tepe değeri üyelik fonksiyonları



Şekil 4.4. Örnek 1'e ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları



Şekil 4.5. Örnek 1'e ait ters aşım oranı üyelik fonksiyonları

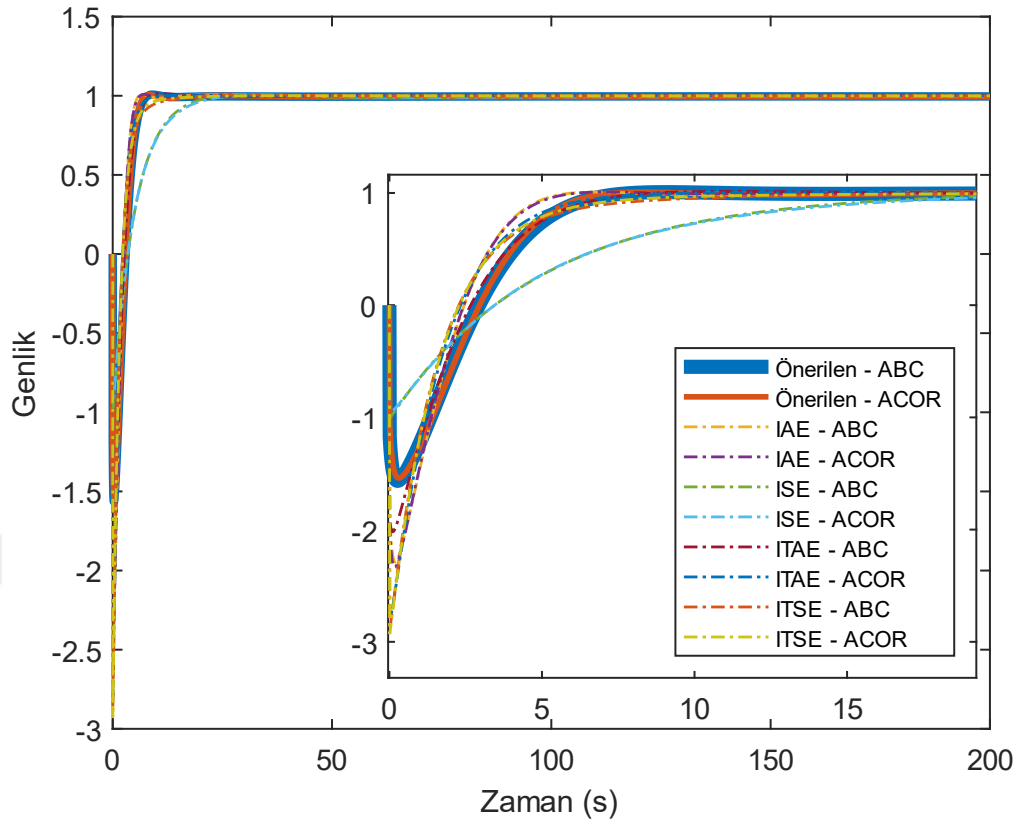
Üyelik fonksiyonları ayarlandıktan sonra ACO_R ve ABC algoritmalarında ITAE, ITSE, IAE, ISE ve önerilen yöntemdeki maliyet fonksiyonu kullanılarak FOPID denetleyici parametreleri Çizelge 4.5'teki gibi elde edilmiştir. Denetleyici parametrelerine karşılık gelen birim basamak cevap parametreleri Çizelge 4.6'da ve birim basamak cevabının grafiksel olarak gösterimi Şekil 4.6'da verilmiştir.

Çizelge 4.5. Örnek 1 için elde edilen FOPID denetleyici parametreleri

Maliyet fonksiyonu	K_p	K_i	K_d	μ	λ
Önerilen - ABC	3,85425	0,18747	26,72912	0,94487	0,93078
Önerilen - ACOR	3,63808	0,22543	26,86921	0,93238	0,88976
IAE - ABC	4,23500	0,19996	30	0,96348	0,94482
IAE - ACOR	4,35456	0,18334	29,99040	0,96882	0,964517
ISE - ABC	2,96801	0,12117	20,17954	0,99900	0,951193
ISE - ACOR	2,83325	0,12908	20,13789	0,98965	0,93637
ITAE - ABC	4,36656	0,14819	28,05841	0,98312	0,99763
ITAE - ACOR	4,54125	0,15282	29,99983	0,99560	0,99899
ITSE - ABC	4,17118	0,16134	29,94718	0,99850	0,97488
ITSE - ACOR	4,33842	0,14845	29,99988	0,99899	0,99513

Çizelge 4.6. Örnek 1 için birim basamak cevap parametreleri

Maliyet fonksiyonu	Maliyet	Yükselme zamanı	Oturma zamanı	Tepe değeri	%Ters aşım oranı	%Aşım oranı	Kalıcı durum hatası
Önerilen - ABC	0,00076	2,9122	9,07	1,00689	156,5210	0,6894	0,0040446
Önerilen - ACOR	0	2,6556	8,27	1,00749	154,0753	0,7497	0,0064680
IAE - ABC	7,00301	2,0965	6,77	1,00807	228,7976	0,8072	0,0028383
IAE - ACOR	6,77273	2,1943	7,11	1,00869	233,6197	0,8697	0,001817
ISE - ABC	9,99346	10,6293	30,68	1,00232	100,6296	0,2324	0,0040789
ISE - ACOR	9,99504	11,2393	33,78	1,00325	94,3124	0,3256	0,0052995
ITAE - ABC	17,15853	3,3774	11,2	1,01321	201,9418	1,3210	0,0001257
ITAE - ACOR	11,44336	3,3057	12,99	1,00212	279,07845	0,2128	5,17395E-05
ITSE - ABC	11,20865	4,6903	31,95	1,00467	288,9481	0,4677	0,0013975
ITSE - ACOR	11,08463	4,0920	43,72	1,00057	293,1378	0,0578	0,0002674



Şekil 4.6. Örnek 1 için birim basamak cevabı

Örnek 1 için yapılan çalışmada, önerilen yöntemle ters aşım oranının azaltılması amaçlanmıştır. Ayrıca aşım oranı, oturma zamanı, yükselme zamanı değerlerinin de mümkün olduğu kadar küçük tutulması istenmiştir. Çizelge 4.6 incelendiğinde her iki optimizasyon algoritmasında kullanılan klasik maliyet fonksiyonları içerisinde IAE maliyet fonksiyonu ön plana çıkmaktadır. Önerilen yöntemin ise IAE maliyet fonksiyonuna göre ters aşım oranını önemli derecede azalttığı söylenebilir (ACO_R ' da %154,0753, ABC'de %156,5210). Yükselme zamanı ve oturma zamanı değerleri bakımından önerilen yöntem, IAE maliyet fonksiyonuna oldukça yakındır. Genele bakıldığında önerilen yöntemin daha iyi bir kontrol performansı sağladığı söylenebilir.

Örnek 2

Bu örnekte 1.dereceden zaman gecikmeli kararsız bir sistem kullanılmıştır. (Zheng ve ark., 2019). Kontrol edilen sisteme ait transfer fonksiyonu Eşitlik 4.3 ile ifade edilmiştir. Sistemde 2 sn'lik bir zaman gecikmesi bulunmaktadır.

$$G = \frac{4}{4s - 1} e^{-2s} \quad (4.3)$$

Bu sistemi kontrol edebilmek için PI - PD denetleyici kullanılmıştır. ACO_R ve ABC algoritmalarını kullanırken alt ve üst sınır değerleri Çizelge 4.7’de gösterilmiştir.

Çizelge 4.7. Örnek 2 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri

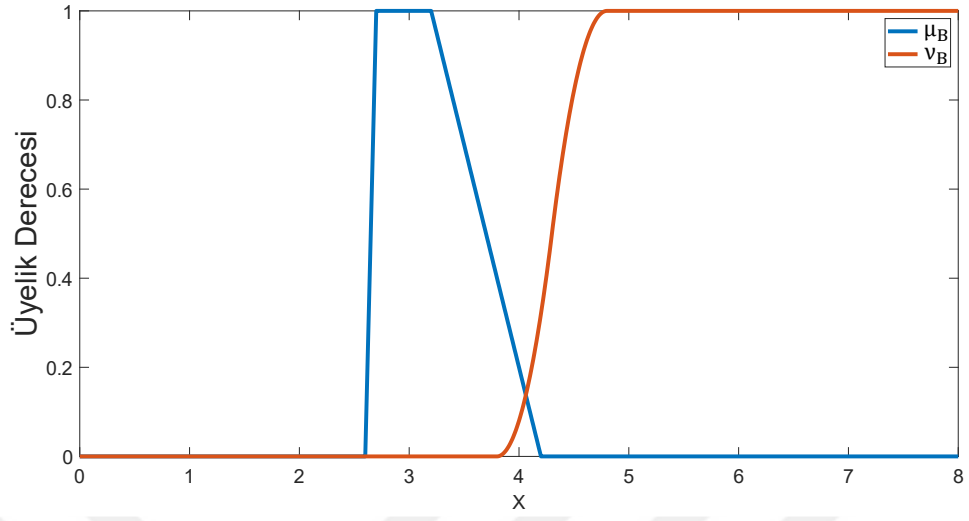
	K_p	K_i	K_d	K_f
Alt sınır değerleri	0,0001	0,0001	0,0001	0,0001
Üst sınır değerleri	1	1	1	1

Üyelik fonksiyonları yükselme zamanı, oturma zamanı, tepe değeri ve kalıcı durum hatası için ayrı ayrı oluşturulmuştur. Sistem için oluşturulan üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri Çizelge 4.8’de ve bu aralıklara karşılık gelen grafiksel gösterim Şekil 4.7, Şekil 4.8, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da verilmiştir.

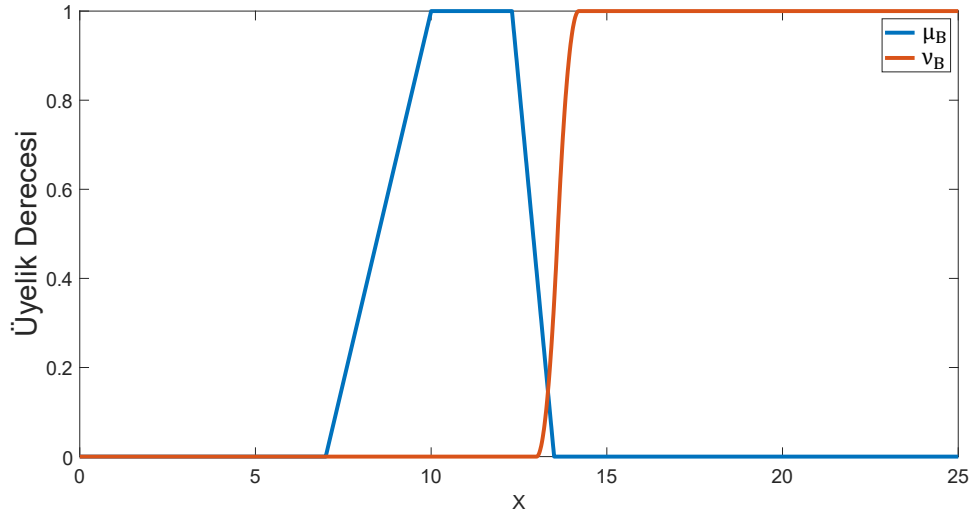
Çizelge 4.8’e göre yükselme zamanı değerinin 2.7 sn ve 3.2 sn aralığında, oturma zamanı değerinin 10 sn ve 12.3 sn aralığında, tepe değerinin 1 ve 1.0040 arasında ve kalıcı durum hatasının 0.020 altında olması istenmektedir.

Çizelge 4.8. Örnek 2’ye ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri

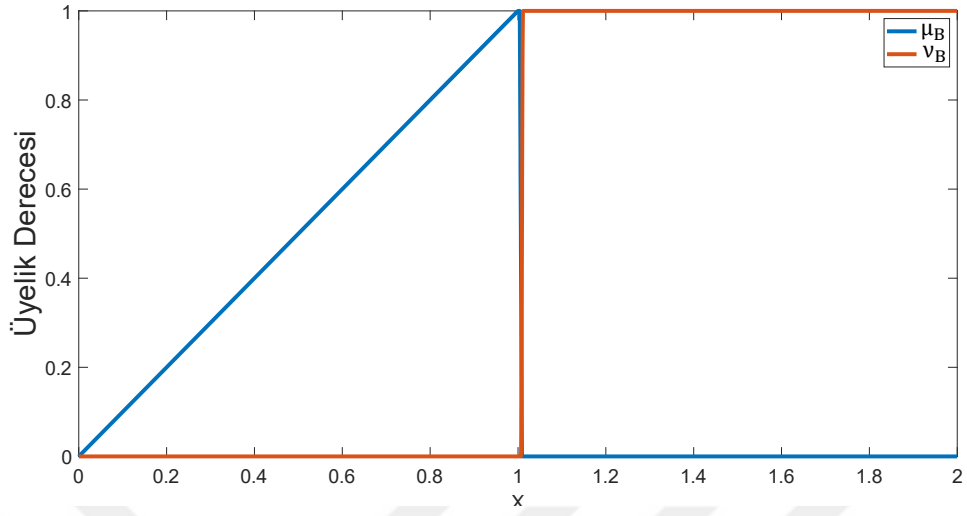
Basamak cevap parametresi	μ	ν
Yükselme zamanı	[2.6;2.7;3.2;4.2] (Yamuk)	[3.8;4.8] (S tipi)
Oturma zamanı	[7;10;12.3;13.5] (Yamuk)	[13.0;14.2] (S tipi)
Tepe değeri	[0;1;1.0040;1.0090] (Yamuk)	[1.0066;1.0116] (S tipi)
Kalıcı Durum Hatası	[0.020;0.040] (Z tipi)	[0.032;0.052] (S tipi)



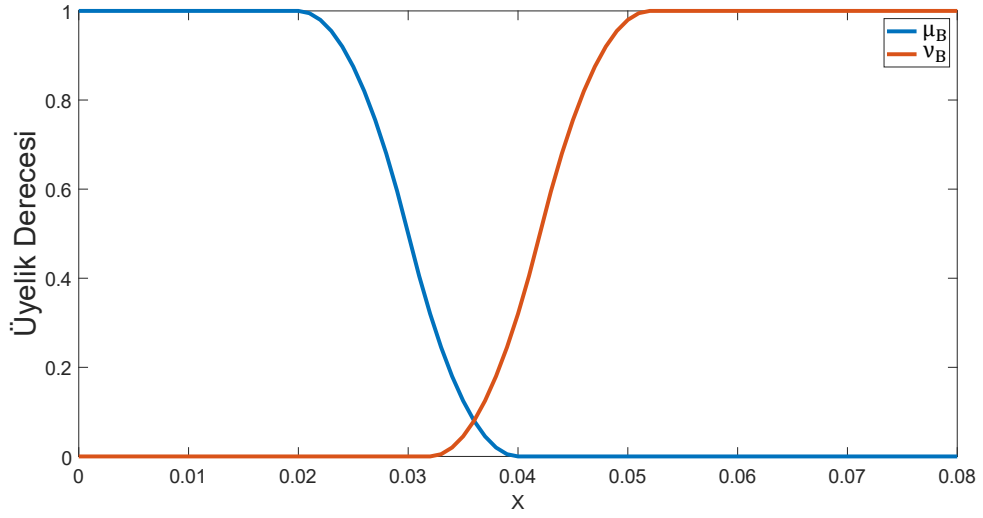
Şekil 4.7. Örnek 2'ye ait yükselme zamanı üyelik fonksiyonları



Şekil 4.8. Örnek 2'ye ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları



Şekil 4.9. Örnek 2'ye ait tepe değeri üyelik fonksiyonları



Şekil 4.10. Örnek 2'ye ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları

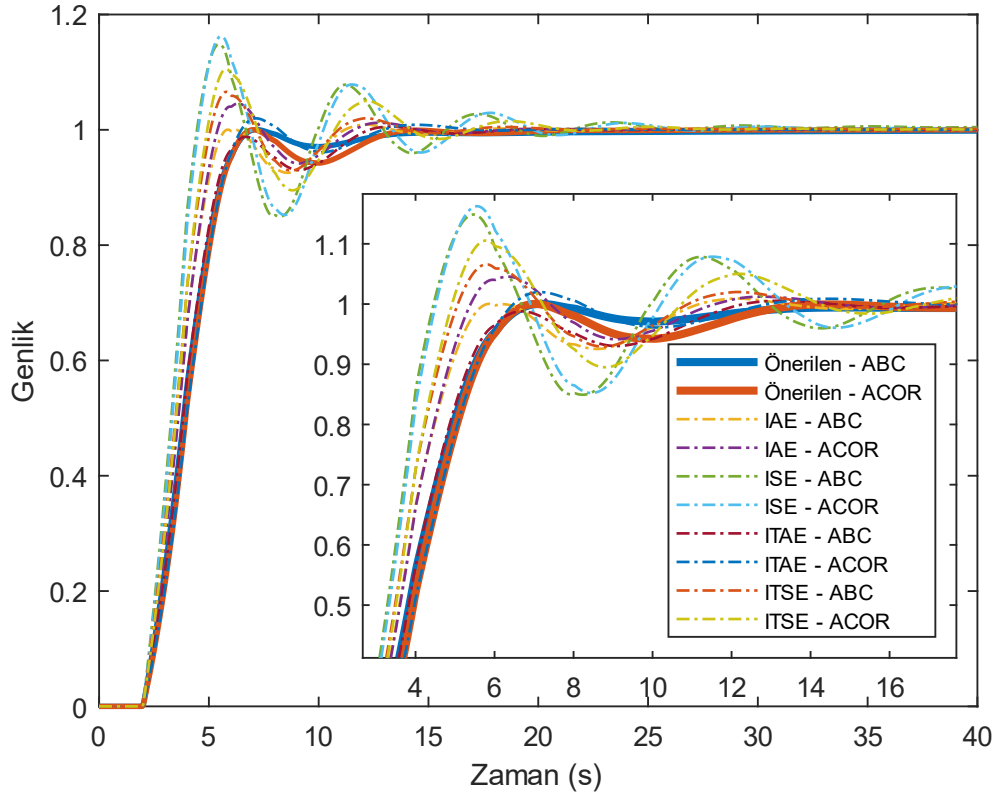
Optimizasyon sonucu PI-PD denetleyici parametreleri Çizelge 4.9'daki gibi elde edilmiştir. Bu denetleyici parametrelerine karşılık gelen birim basamak cevap parametre değerleri Çizelge 4.10'da, birim basamak cevabının grafiksel gösterimi Şekil 4.11'de verilmiştir.

Çizelge 4.9. Örnek 2 için elde edilen PI-PD denetleyici parametreleri

Maliyet fonksiyonu	K_p	K_i	K_d	K_f
Önerilen -ABC	0,205123	0,009411	0,385060	0,289589
Önerilen - ACOR	0,170255	0,033297	0,445509	0,391609
IAE - ABC	0,253132	0,003550	0,489021	0,263644
IAE - ACOR	0,244017	0,011608	0,464914	0,292575
ISE - ABC	0,329627	0,000100	0,588211	0,248791
ISE - ACOR	0,307977	0,013471	0,579549	0,292053
ITAE - ABC	0,193323	0,027191	0,478576	0,362265
ITAE - ACOR	0,161996	0,037823	0,445251	0,404665
ITSE - ABC	0,278962	0,000100	0,485693	0,249870
ITSE - ACOR	0,255182	0,026357	0,542944	0,339561

Çizelge 4.10. Örnek 2 için birim basamak cevap parametreleri

Maliyet fonksiyonu	Maliyet	Yükselme zamanı	Oturma zamanı	Tepe değeri	%Aşım oranı	Kalıcı durum hatası
Önerilen - ABC	0	3,0527	11,499	1,00035	0,0350	0,002161685
Önerilen - ACOR	0	3,0344	12,247	1,00011	0,0117	5,0806E-05
IAE - ABC	3,86494	2,5420	12,153	1,00917	0,9178	0,000226646
IAE - ACOR	3,85965	2,4670	10,812	1,04549	4,5491	0,000122512
ISE - ABC	2,93766	1,8340	18,051	1,14866	14,8664	0,004685965
ISE - ACOR	2,97597	1,8819	18,695	1,16246	16,2467	0,001460794
ITAE - ABC	10,71917	2,8906	13,277	1,00544	0,5446	3,00E-06
ITAE - ACOR	10,52071	3,0094	11,709	1,01983	1,9838	1,10797E-05
ITSE - ABC	4,83668	2,2584	12,186	1,06585	6,5859	0,001661853
ITSE - ACOR	5,08372	2,1716	13,576	1,10544	10,5441	0,000542928



Şekil 4.11. Örnek 2 için birim basamak cevabı

Örnek 2 için yapılan çalışmada, önerilen yöntemle aşım oranının azaltılması, oturma zamanı ve yükselme zamanının da mümkün olduğu kadar küçük tutulması hedeflenmiştir. Klasik maliyet fonksiyonları içerisinde en az aşım oranı ABC algoritmasında ITAE maliyet fonksiyonu kullanılmasıyla elde edilmiştir (%0,5446). ABC ve ACOR algoritmalarında önerilen yöntem kullanıldığında ise sırasıyla %0,0350 ve %0,0117 oranında çok daha düşük aşım oranları meydana gelmiştir. Bunun yanında, oluşan salının süresi ve genliği diğer maliyet fonksiyonlarına kıyasla önerilen yöntem kullanıldığında daha az olmaktadır. Ayrıca bu yöntemle, yükselme zamanı ve oturma zamanında hedeflenen değerler de sağlanmıştır.

Örnek 3

Bu örnekte zaman gecikmeli, kesir dereceli kararsız bir sistem kullanılmıştır (Zheng ve ark., 2019). Kontrol edilen sisteme ait transfer fonksiyonu Eşitlik 4.4 ile ifade edilmiştir. Sistemde 0.2 sn'lik bir zaman gecikmesi bulunmaktadır. Kesir dereceli ifade için

Matsuda'nın 4. dereceden tam sayılı yaklaşım yöntemi kullanılmıştır. Matsuda yaklaşımında alt ve üst frekanslar $[10^{-2}, 10^2]$ olarak seçilmiştir.

$$G = \frac{1}{s^{1.2} - 1} e^{-0.2s} \quad (4.4)$$

Bu sistemi kontrol edebilmek için PI-PD denetleyici kullanılmıştır. ACO_R ve ABC algoritmalarında kullanılan alt ve üst sınır değerleri Çizelge 4.11'de belirtilmiştir.

Çizelge 4.11. Örnek 3 için ACO_R ve ABC algoritmalarındaki sınır değerleri

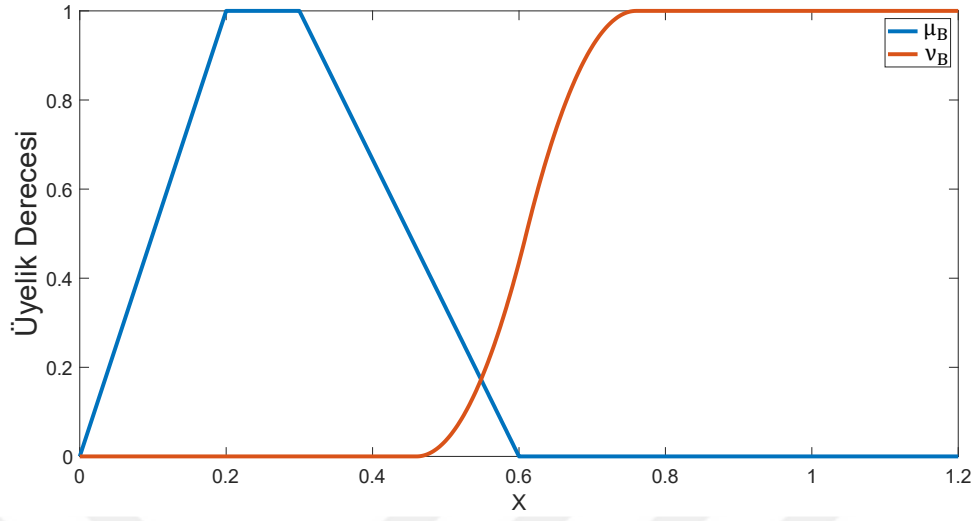
	K_p	K_i	K_d	K_f
Alt sınır değerleri	0.01	0.01	0.01	0.01
Üst sınır değerleri	5	15	1	10

Üyelik fonksiyonları yükselme zamanı, oturma zamanı, tepe değeri ve kalıcı durum hatası için ayrı ayrı oluşturulmuştur. Sistem için oluşturulan üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri Çizelge 4.12'de, oluşturulan üyelik fonksiyonlarının grafiksel gösterimi Şekil 4.12, Şekil 4.13, Şekil 4.14 ve Şekil 4.15'te verilmiştir.

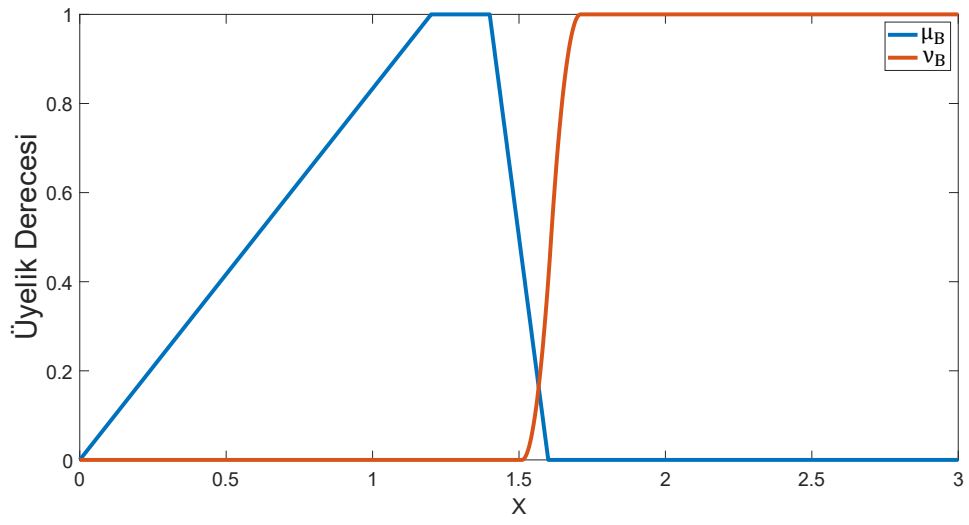
Yükselme zamanı değerinin 0.2 ve 0.3 arasında, oturma zamanı değerinin 1.2 ve 1.4 sn arasında, tepe değerinin 1.010 ve 1.020 değerleri arasında ve kalıcı durum hatasının 0.020 veya altında olması istenmiştir.

Çizelge 4.12. Örnek 3'e ait üyelik fonksiyonlarının aralık değerleri

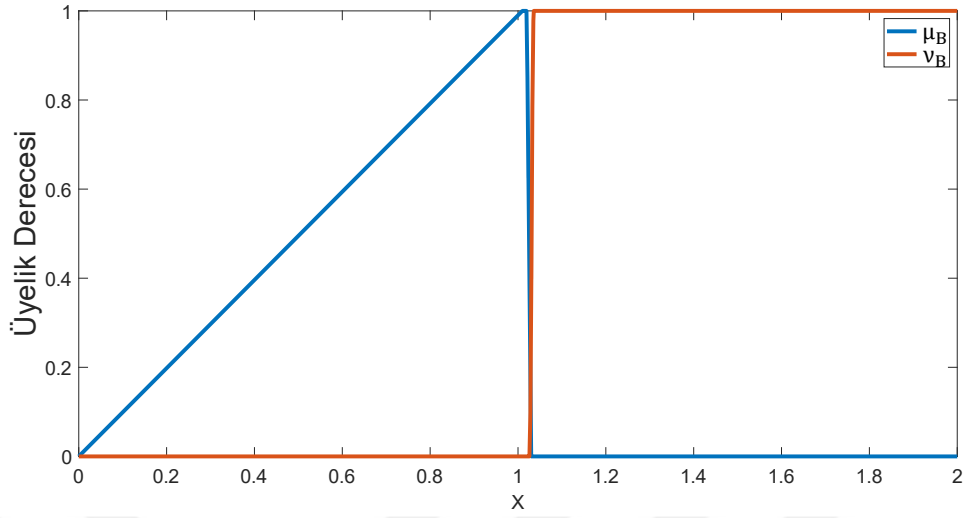
Basamak cevap parametresi	μ	ν
Yükselme zamanı	[0;0.20;0.30;0.60] (Yamuk)	[0.46;0.76] (S tipi)
Oturma zamanı	[0;1.2;1.4;1.6] (Yamuk)	[1.51;1.71] (S tipi)
Tepe değeri	[0;1.010;1.020;1.030] (Yamuk)	[1.026;1.036] (S tipi)
Kalıcı Durum Hatası	[0.020;0.040] (Z tipi)	[0.032;0.052] (S tipi)



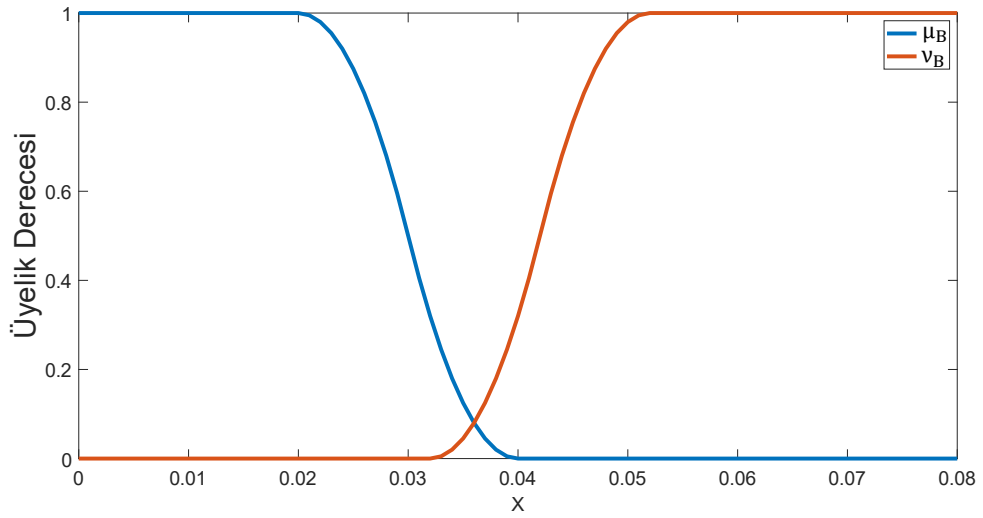
Şekil 4.12. Örnek 3'e ait yükselme zamanı üyelik fonksiyonları



Şekil 4.13. Örnek 3'e ait oturma zamanı üyelik fonksiyonları



Şekil 4.14. Örnek 3'e ait tepe değeri üyelik fonksiyonları



Şekil 4.15. Örnek 3'e ait kalıcı durum hatası üyelik fonksiyonları

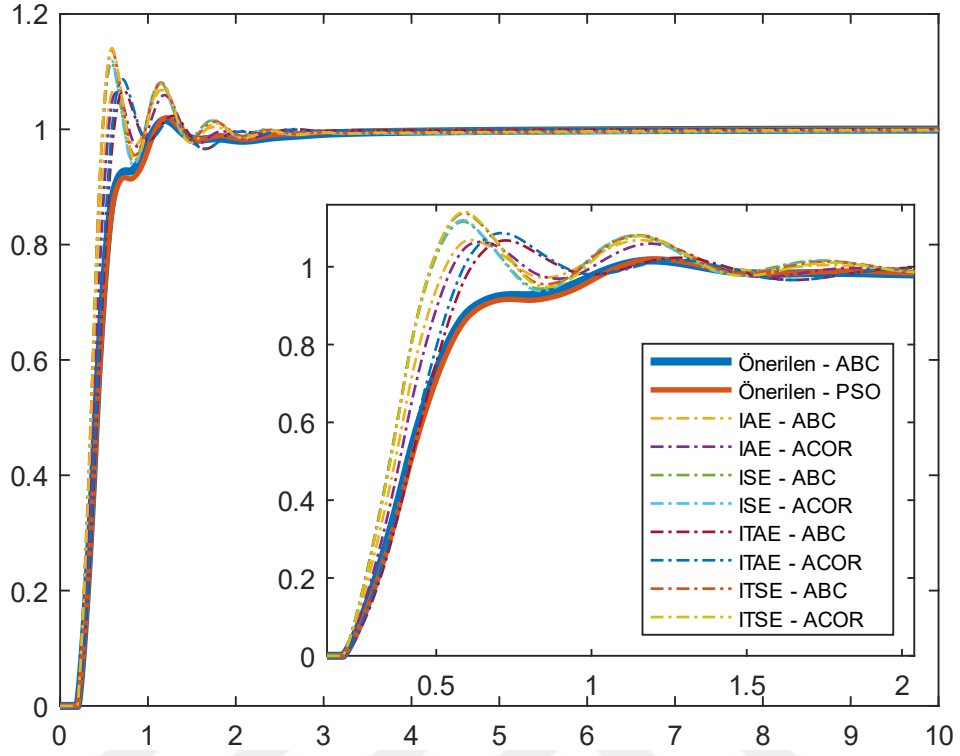
Optimizasyon sonucu PI-PD denetleyici parametreleri Çizelge 4.13'teki gibi elde edilmiştir. Bu denetleyici parametrelerine karşılık gelen birim basamak cevap parametre değerleri Çizelge 4.14'te ve grafiksel gösterimi de Şekil 4.16'da verilmiştir..

Çizelge 4.13. Örnek 3 için elde edilen PI-PD denetleyici parametreleri

Maliyet fonksiyonu	K_p	K_i	K_d	K_f
Önerilen - ABC	2,90751	5,37721	0,91313	3,59872
Önerilen - ACOR	2,57532	7,04771	0,96888	4,42026
IAE - ABC	4,18961	4,20858	0,96295	2,56451
IAE - ACOR	3,41911	7,86324	0,99990	4,02977
ISE - ABC	5	1,81265	0,98228	1,67829
ISE - ACOR	4,99999	2,00939	0,99001	1,75439
ITAE - ABC	2,05523	12,17386	0,99148	6,16731
ITAE - ACOR	2,35804	11,49377	0,96658	5,72718
ITSE - ABC	4,92597	2,68150	0,97324	1,94001
ITSE - ACOR	4,84777	3,29170	0,98349	2,16358

Çizelge 4.14. Örnek 3 için birim basamak cevap parametreleri

Maliyet fonksiyonu	Maliyet	Yükselme zamanı	Oturma zamanı	Tepe değeri	%Aşım oranı	Kalıcı durum hatası
Önerilen - ABC	0,06171	0,3653	1,196	1,01614	1,6146	0,000449084
Önerilen - ACOR	0,07595	0,3849	1,211	1,01995	1,9951	0,000318058
IAE - ABC	0,42686	0,2349	1,347	1,06865	6,8656	0,00064668
IAE - ACOR	0,43256	0,2494	1,647	1,06372	6,3721	0,000271386
ISE - ABC	0,30752	0,2076	1,32	1,11591	11,5918	0,002759882
ISE - ACOR	0,30751	0,2064	1,314	1,11929	11,9296	0,002433699
ITAE - ABC	0,16289	0,2832	1,814	1,06765	6,7650	0,000162688
ITAE - ACOR	0,16284	0,2720	1,818	1,08660	8,6604	0,000173114
ITSE - ABC	0,05220	0,2056	1,333	1,13784	13,7840	0,001456771
ITSE - ACOR	0,05246	0,2058	1,547	1,140847	14,0847	0,00103878



Şekil 4.16. Örnek 3 için birim basamak cevabı

Örnek 3 için yapılan çalışmada, önerilen yöntemle, aşım oranı ve oturma zamanı değerlerini azaltmak, yükselme zamanını da düşük bir değerde tutarak sistemin hızlı yükselmesini sağlamak hedeflenmiştir. Yapılan çalışmada klasik maliyet fonksiyonlarında yüksek değerde aşım oranı oluşmaktadır. Önerilen yöntemin kullanımı ise aşım oranını önemli derecede azaltmıştır (ABC'de %1,6146, ACOR'de %1,9951). Çizelge 4.14 incelendiğinde önerilen yönteme en yakın değerler IAE maliyet fonksiyonuyla elde edilmektedir. Ancak bu maliyet fonksiyonu kullanıldığında aşım oranı ve salınım genliği yine de yüksek kalmaktadır. Önerilen yöntem ise hem oturma zamanı ve hem de aşım oranı olarak diğer maliyet fonksiyonlarına göre daha başarılıdır.

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında istenen kontrol performansı elde etmek ve tasarım gereksinimlerini karşılayabilmek için FOPID ve PI-PD denetleyicilere ait en uygun $K_p, K_i, K_d, \lambda, \mu, K_f$ parametrelerinin belirlenmesi amacıyla pisagor bulanık benzerlik ölçüsünün maliyet fonksiyonu olarak kullanıldığı, ACO_R ve ABC algoritmalarıyla bir ayarlama (tuning) yöntemi önerilmiştir.

Önerilen yöntemi test etmek için daha önce literatürde çalışılan 2.dereceden minimum olmayan faz sistemi, 1.dereceden zaman gecikmeli sistem, zaman gecikmesi içeren kesir dereceli sistem olmak üzere 3 farklı sistem test sistemi olarak kullanılmıştır. Önerilen yöntemdeki maliyet fonksiyonu, literatürde yaygın olarak kullanılan ITAE, ITSE, IAE, ISE gibi zamana bağlı maliyet fonksiyonlarıyla performans olarak karşılaştırılmıştır. Benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında, önerilen yöntemdeki maliyet fonksiyonunun diğer maliyet fonksiyonlarına göre sistem cevap parametrelerinde iyileştirmeler sağlayarak etkili bir kontrol performansı sağladığı görülmüştür. 2. dereceden minimum olmayan faz sisteminde ters aşım oranını, 1.dereceden zaman gecikmeli sistemde aşım oranı ve salınımı, zaman gecikmesi içeren kesir dereceli sistemde ise aşım oranını diğer maliyet fonksiyonları ile karşılaştırıldığında önemli ölçüde iyileştirmiştir. Ayrıca çalışma FOPID ve PI-PD denetleyici parametrelerinin ayarlanması için karmaşık hesaplamalar gerektirmeyen bir çözüm sunmaktadır. Sistem cevabından beklenen davranışa göre üyelik fonksiyonları, istenilen şekilde ayarlanarak farklı denetleyici ve sistemler için de kolay bir şekilde kullanılabilir. Bu çalışmanın devamı olarak, önerilen yöntemdeki maliyet fonksiyonunun, farklı sistem türleriyle ve gerçek sistemlerle test edilmesi gerçekleştirilebilir.

KAYNAKLAR

- Acharya, D. S., Mishra, S. K., Swain, S. K., & Ghosh, S. (2022). Real-Time Implementation of Fractional-Order PID Controller for Magnetic Levitation Plant with Time Delay. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1-1.
- Afshar, A., & Madadgar, S. (2008). Ant Colony Optimization for Continuous Domains: Application to Reservoir Operation Problems. *Proceedings - 8th International Conference on Hybrid Intelligent Systems, HIS 2008*, 13-18.
- Agarwal, P., Baleanu, D., Chen, Y., Momani, S., & Machado, J. A. T. (2019). *Fractional Calculus: ICFDA 2018, Amman, Jordan, July 16-18*. Springer.
- Altbawi, S. M. A., Mokhtar, A. S. bin, Jumani, T. A., Khan, I., Hamadneh, N. N., & Khan, A. (2021). Optimal design of Fractional order PID controller based Automatic voltage regulator system using gradient-based optimization algorithm. *Journal of King Saud University - Engineering Sciences*.
- Åström, K. J., & Hägglund, T. (1984). Automatic tuning of simple regulators with specifications on phase and amplitude margins. *Automatica*, 20(5), 645-651.
- Atanassov, K. T. (1999). *Intuitionistic Fuzzy Sets*. 35.
- Bansal, H. O., Sharma, R., & Shreeraman, P. R. (2012). PID controller tuning techniques: a review. *Journal of Control Engineering and Technology*, 2(4).
- Batyha, R. M. (2021). Optimal design of fractional-order PID controllers using bacterial foraging optimization algorithm. *Int. J. Advance Soft Compu. Appl*, 13(1).
- Beg, I., & Ashraf, S. (2009). Similarity measures for fuzzy sets. *Applied and Computational Mathematics*, 8, 192-202.
- Bingul, Z., & Karahan, O. (2018). Comparison of PID and FOPID controllers tuned by PSO and ABC algorithms for unstable and integrating systems with time delay. *Optimal Control Applications and Methods*, 39.
- Borase, R. P., Maghade, D. K., Sondkar, S. Y., & Pawar, S. N. (2021). A review of PID control, tuning methods and applications. *International Journal of Dynamics and Control*, 9(2), 818-827.
- Bryniarska, A. (2020). The n-pythagorean fuzzy sets. *Symmetry*, 12(11), 1-9.
- Can, M. S., & Özgüven, Ö. F. (2017). Nötrosofik Üyelik Fonksiyonlu Bulank Mantık-PID (NBMD-PID) ve Geleneksel Bulantık Mantık-PID (BMD-PID) Denetleyicinin Gerçek Zamanlı Karşılaştırılması. *Çukurova Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 32(4), 135-146.

- Can, M. S., & Ozguven, O. F. (2017). PID tuning with neutrosophic similarity measure. *International Journal of Fuzzy Systems*, 19(2), 489-503.
- Cao, J.-Y., & Cao, B.-G. (2006). Design of fractional order controllers based on particle swarm optimization. 2006 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 1-6.
- Cao, J.-Y., Liang, J., & Cao, B.-G. (2005). Optimization of fractional order PID controllers based on genetic algorithms. 2005 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 9, 5686-5689.
- Carlson, G., & Halijak, C. (1964). Approximation of Fractional Capacitors $(1/s)^{(1/n)}$ by a Regular Newton Process. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 11(2), 210-213.
- Cohen, Gh., & Coon, G. A. (1953). Theoretical consideration of retarded control. *Transactions of the American Society of Mechanical Engineers*, 75(5), 827-834.
- Deniz, F. N., Alagoz, B. B., Tan, N., & Koseoglu, M. (2020). Revisiting four approximation methods for fractional order transfer function implementations: Stability preservation, time and frequency response matching analyses. *Annual Reviews in Control*, 49, 239-257.
- Dorigo, M. (1992). Optimization, learning and natural algorithms. Ph. D. Thesis, Politecnico Di Milano.
- El-Khazali, R. (2014). Discretization of Fractional-Order Differentiators and Integrators. *IFAC Proceedings Volumes*, 47(3), 2016-2021.
- Flower, J. O., & Parr, E. A. (2003). Control Systems. *Electrical Engineer's Reference Book: Sixteenth Edition*, 13-1.
- George, T., & Ganesan, V. (2022). Optimal tuning of FOPID controller for higher order process using hybrid approach. *Applied Intelligence*, 1-23.
- Gupta, A., & Kumar, S. (2019). Generalized Framework for Higher-order Fractional Derivatives - From Riemann-Liouville to Atangana-Baleanu. 2019 5th International Conference on Signal Processing, Computing and Control (ISPCC), 114-118.
- Irshad, M., & Ali, A. (2020). Robust PI-PD controller design for integrating and unstable processes. *IFAC-PapersOnLine*, 53(1), 135-140.
- Karaboga, D. (2005). An Idea Based on Honey Bee Swarm for Numerical Optimization, Technical Report - TR06. Technical Report, Erciyes University.
- Karaboga, D., & Akay, B. (2009). A comparative study of Artificial Bee Colony algorithm. *Applied Mathematics and Computation*, 214(1), 108-132.

- Karaboga Dervis and Basturk, B. (2007). Artificial Bee Colony (ABC) Optimization Algorithm for Solving Constrained Optimization Problems. İçinde O. and A. L. T. and K. J. and P. W. Melin Patricia and Castillo (Ed.), Foundations of Fuzzy Logic and Soft Computing (ss. 789-798). Springer Berlin Heidelberg.
- Kaya, I. (2003). A PI-PD controller design for control of unstable and integrating processes. ISA Transactions, 42(1), 111-121.
- Kennedy, J., & Eberhart, R. (1995). Particle swarm optimization. Proceedings of ICNN'95 - International Conference on Neural Networks, 4, 1942-1948.
- Khovanskii, A. N. (1963). The application of continued fractions and their generalizations to problems in approximation theory. Noordhoff Groningen.
- Kóczy, L. T., Tikk, D., & others. (2000). Fuzzy rendszerek. TypoTEX, Budapest.
- Koseoglu, M., Deniz, F. N., Alagoz, B. B., Yuce, A., & Tan, N. (2021). An experimental analog circuit realization of Matsuda's approximate fractional-order integral operators for industrial electronics. Engineering Research Express, 3(4), 45041.
- Lloyds Raja, G., & Ali, A. (2021). New PI-PD controller design strategy for industrial unstable and integrating processes with dead time and inverse response. Journal of Control, Automation and Electrical Systems, 32(2), 266-280.
- Luo, M., & Cheng, Z. (2015). The distance between fuzzy sets in fuzzy metric spaces. 190-194.
- Martin, F., Monje, C. A., Moreno, L., & Balaguer, C. (2015). DE-based tuning of $PI\lambda D\mu$ controllers. ISA Transactions, 59, 398-407.
- Marushchak, Y., Mazur, D., Kwiatkowski, B., Kopchak, B., Kwater, T., & Koryl, M. (2022). Approximation of Fractional Order $PI\lambda D\mu$ -Controller Transfer Function Using Chain Fractions. Energies, 15(13), 4902.
- Matsuda, K., & Fujii, H. (1993). $H(\infty)$ optimized wave-absorbing control - Analytical and experimental results. Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 16(6), 1146-1153.
- Miller, K. S., & Ross, B. (1993). An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations. Wiley.
- Mohamed, M. J., & Khashan, A. (2014). Comparison Between PID and FOPID Controllers Based on Particle Swarm Optimization. The Second Engineering Conference of Control, Computers and Mechatronics Engineering ECCCM2.
- Najib, S., Salim, S., & Zainon, M. (2010). Control systems engineering.

- Ojha, V. K., Abraham, A., & Snášel, V. (2015). ACO for continuous function optimization: A performance analysis. *International Conference on Intelligent Systems Design and Applications, ISDA*, 2015-January.
- Ou, B., Song, L., & Chang, C. (2010). Tuning of fractional PID controllers by using radial basis function neural networks. *IEEE ICCA 2010*, 1239-1244.
- Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., & Nanot, F. M. (2000). Frequency-band complex noninteger differentiator: characterization and synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(1), 25-39.
- Özyetkin, M., & Toprak, A. (2016). Ağırlıklı geometrik merkez metodu ile pratik PI-PD kontrolör tasarımı. 7.
- Peng, X. (2019). New similarity measure and distance measure for Pythagorean fuzzy set. *Complex and Intelligent Systems*, 5(2), 101-111.
- Podlubny, I. (1994). Fractional-order systems and fractional-order controllers. *Institute of Experimental Physics, Slovak Academy of Sciences, Kosice*, 12(3), 1-18.
- Podlubny, I. (1999). Fractional differential equations. *Mathematics in Science and Engineering*, 198, 41-119.
- Pradesh, A. (2022). LOAD FREQUENCY CONTROL IN FOUR AREA POWER SYSTEM USING FUZZY LOGIC PI CONTROLLER.
- Santini, S., & Jain, R. (1999). Similarity measures. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 21(9), 871-883.
- Shah, P., & Agashe, S. (2016). Review of fractional PID controller. *Mechatronics*, 38, 29-41.
- Socha, K., & Dorigo, M. (2008). Ant colony optimization for continuous domains. *European Journal of Operational Research*, 185(3), 1155-1173.
- Sundaramoorthy, S., & Ramasamy, M. (2014). Tuning Optimal Proportional–Integral–Derivative Controllers for Desired Closed-Loop Response Using the Method of Moments. *Industrial & Engineering Chemistry Research*, 53(44), 17403-17418.
- Tan, N. (2009). Computation of stabilizing PI-PD controllers. *International Journal of Control, Automation and Systems*, 7(2), 175-184.
- Tang, Y., Cui, M., Hua, C., Li, L., & Yang, Y. (2012). Optimum design of fractional order $PI\lambda D\mu$ controller for AVR system using chaotic ant swarm. *Expert Systems with Applications*, 39(8), 6887-6896.

- Tu, W. A. ; F. ;, Ali, S. W. ;, Terriche, Y. ;, Guerrero, J. M., Hooman, K., Jamil, A. A., Fu Tu, W., Ali, S. W., Terriche, Y., Guerrero, J. M., & Program, P. D. (2022). Fractional-Order PID Controllers for Temperature Control: A Review. *Energies* 2022, Vol. 15, Page 3800, 15(10), 3800.
- Williams, J., & Steele, N. (2002). Difference, distance and similarity as a basis for fuzzy decision support based on prototypical decision classes. *Fuzzy Sets and Systems*, 131(1), 35-46.
- Yager, R. R. (2014). Pythagorean membership grades in multicriteria decision making. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 22(4), 958-965.
- Ye, J. (2014). Vector Similarity Measures of Simplified Neutrosophic Sets and Their Application in Multicriteria Decision Making. *International Journal of Fuzzy Systems*, 16, 204-211.
- Yeroğlu, C., & Ateş, A. (2014). A stochastic multi-parameters divergence method for online auto-tuning of fractional order PID controllers. *Journal of the Franklin Institute*, 351(5), 2411-2429.
- Yeroglu, C., & Tan, N. (2011). Note on fractional-order proportional–integral–differential controller design. *IET Control Theory & Applications*, 5(17), 1978-1989.
- Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. *Information and Control*, 8(3), 338-353.
- ZAWADZKI, A., & WŁODARCZYK, M. (2017). CFE method–quality analysis of the approximation of reverse Laplace transform of fractional order. *Prace Naukowe Politechniki Śląskiej. Elektryka*.
- Zhang, J., Zhuang, J., Du, H., & Wang, S. (2009). Self-organizing genetic algorithm based tuning of PID controllers. *Information Sciences*, 179(7), 1007-1018.
- Zheng, M., Huang, T., & Zhang, G. (2019). A new design method for PI-PD control of unstable fractional-order system with time delay. *Complexity*, 2019.
- Ziegler, J. G., Nichols, N. B., & others. (1942). Optimum settings for automatic controllers. *Trans. ASME*, 64(11).

ÖZGEÇMİŞ

