



T.C.

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ

LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS PROGRAMI

**KESİR DERECELİ SİSTEMLERDE ZAMAN CEVABI
ÖZELLİKLERİNE DAYALI PID KONTROLÖR TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Hasan SARMAN

Danışman: Doç. Dr. Tufan DOĞRUER

TOKAT- 2025

ETİK SÖZLEŞME

Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü tez yazım kılavuzuna göre, Doç. Dr. Tufan DOĞRUER danışmanlığında hazırlamış olduğum “Kesir Dereceli Sistemlerde Zaman Cevabı Özelliklerine Dayalı PID Kontrolör Tasarımı” 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.

18/06/2025

Hasan SARMAN

İmza

ÖZET

Kesir Dereceli Sistemlerde Zaman Cevabı Özelliklerine Dayalı
PID Kontrolör Tasarımı

SARMAN, Hasan

Danışman: Doç. Dr. Tufan DOĞRUER

Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Haziran 2025, xi + 68

Bu çalışmada, kesir dereceli sistemler için zaman tepkisi özelliklerine dayalı Orantılı-İntegral-Türev (PID) kontrolör tasarımı ve ele almaktadır. Kesirli mertebeden sistemlerin dinamik davranışlarının karmaşıklığı nedeniyle geleneksel kontrol yöntemleri kullanılarak kontrol edilmesi zordur. Bu çalışmada, istenen sistem performansını ve kararlılığını sağlamak için PID kontrolör tasarımına bir ayar noktası filtresi entegre edilmiştir. Tasarım süreci sırasında, sistemin zaman tepkisi özellikleri dikkate alınarak uygun PID parametreleri ve filtre katsayıları belirlenir. Tez çalışmasında ilk olarak tamsayı dereceli yaklaşım yöntemleri kullanılarak kesir dereceli sistemlerin matematiksel modelleri incelenmekte ve ardından Geliştirilmiş-Gri Kurt Optimizasyonu tabanlı bir optimizasyon algoritması ile bu sistemler için PID kontrolör parametreleri belirlenmektedir. Önerilen yaklaşım, istenen sistem tepkisine dayalı olarak aşma, yükselme süresi ve yerleşme süresi gibi performans kriterlerini iyileştirmeyi amaçlamaktadır. Çalışma kapsamında dört farklı kesir dereceli sistem ele alınmış ve bu sistemlerin her biri için farklı amaç fonksiyonları altında denetleyici tasarımları gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen yöntemin sistem performansını iyileştirmedeki etkinliğini göstermektedir. Bu tasarım yaklaşımı, endüstriyel uygulamalarda sıklıkla karşılaşılan karmaşık sistemleri kontrol etmek için önemli bir potansiyel sunmaktadır.

Anahtar Kelimeler: PID Denetleyici, I-GWO algoritması, Optimizasyon, Parametre ayarı, Kesir dereceli sistemler

ABSTRACT

PID Controller Design Based on Time Response Characteristics in Fractional Order Systems

SARMAN, Hasan

Thesis Advisor: Assoc.Prof.Dr. Tufan DOĞRUER

Electrical-Electronics Engineering

June 2025, xi + 68 pages

This study discusses the design of Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers based on time response characteristics for fractional order systems. Fractional-order systems are challenging to control using traditional control methods due to the complexity of their dynamic behaviour. In this study, a set-point filter is integrated into the PID controller design to ensure the desired system performance and stability. During the design process, appropriate PID parameters and filter coefficients are determined by considering the system's time response specifications. In thesis work first examines the mathematical models of fractional-order systems using integer-order approximation methods and then determines the PID controller parameters for these systems with an Improved-Grey Wolf Optimization-based optimization algorithm. The proposed approach aims to improve performance criteria such as overshoot, rise time, and settling time based on the desired system response. Within the scope of the study, four different fractional-order systems were examined, and controller designs were carried out for each system under different objective functions. Simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method in improving system performance. This design approach offers significant potential to control complex systems commonly encountered in industrial applications.

Keywords: PID controller, I-GWO algorithm, Optimization, Parameter tuning, Fractional order systems,

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamda desteğini esirgemeyen, çalışmalarımızın planlanmasında, araştırılmasında, yürütülmesinde ve oluşumunda yüksek tecrübe ve bilgisinden faydalandığım, yönlendirme ve eğitimiyle çalışmamı bilimsel esaslar ışığında şekillendiren değerli hocam Doç. Dr. Tufan DOĞRUEER'e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim öğretim hayatım boyunca maddi ve manevi desteklerini hiç eksik etmeyen başarımın asıl mimarları eşime, kızıma, kardeşlerime, anneme ve babama teşekkürlerimi sunarım.

Hasan SARMAN
TOKAT 2025

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ETİK SÖZLEŞME	i
ÖZET	ii
ABSTRACT	iii
İTHAF	iv
İÇİNDEKİLER	v
ŞEKİLLER LİSTESİ	vii
TABLolar LİSTESİ	ix
KISALTMALAR VE SİMGELER LİSTESİ	x
1. GİRİŞ	1
2. KURAMSAL TEMELLER	8
2.1. Kesir Dereceli Sistemler	8
2.2. Kesir Dereceli Sistemlerin Tam Sayı Dereceli Yaklaşım Metotları	12
2.2.1. Oustaloup Yaklaşım Yöntemi	13
2.2.2. Carlson Yaklaşım Yöntemi	14
2.2.3. Sürekli Kesir Açılımı (CFE) Yöntemi	14
2.2.4. Matsuda Yaklaşım Yöntemi	16
3. MATERYAL VE YÖNTEM	19
3.1. PID Denetleyici ve Özellikleri	19
3.1.1. PID Denetleyici	19
3.2. Optimizasyon	28
3.2.1. Sezgisel Optimizasyon Yöntemleri	28
3.2.2. Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) Algoritması	29
3.2.3. Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (I-GWO) Algoritması	35
3.3. PID Denetleyici Tasarımı	40
4. BULGULAR VE TARTIŞMA	43
4.1. Örnek 1	43
4.2. Örnek 2	47
4.3. Örnek 3	51
4.4. Örnek 4	55
5. SONUÇ VE ÖNERİLER	60

6. KAYNAKLAR	63
7. EKLER.....	68
7.1. Ek 1. Yazarın Özgeçmişı.....	68



ŞEKİLLER LİSTESİ

<u>Sekil-No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.1. – PID denetleyici sisteminin blok diyagramı.....	20
Şekil 3.2. – Bir sistemin birim basamak zaman cevabına ilişkin performans parametreleri	21
Şekil 3.3. – P (Oransal) denetimin yapısı	22
Şekil 3.4. – PI (Oransal-İntegral) denetimin yapısı	23
Şekil 3.5. – PD (Oransal-Türev) denetimin yapısı.....	24
Şekil 3.6. – PID (Oransal-İntegral-Türev) denetimin yapısı	25
Şekil 3.7. – Gri kurdun hiyerarşisi	30
Şekil 3.8. – GWO ‘nun konum güncelleme	31
Şekil 3.9. – 2D ve 3D konum vektörleri ve olası sonraki konumları	32
Şekil 3.10. – GWO'da pozisyon güncelleme	33
Şekil 3.11. – Av aramaya karşı ava saldırmak.....	34
Şekil 3.12. – I-GWO algoritmasının akış şeması.....	39
Şekil 3.13. – Set noktası filtresi içeren geri besleme kontrol sistemi blok şeması. ..	40
Şekil 3.14. – I-GWO algoritması ile önerilen kontrol şeması.....	42
Şekil 4.1. – Örnek 1 için çalıştırma sayısına dayalı çok ölçütlü amaç fonksiyonu değerleri	44
Şekil 4.2. – Örnek 1 için yakınsama eğrileri.....	45
Şekil 4.3. – Örnek 1 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri.....	46
Şekil 4.4. – Örnek 1 için adım tepkileri.....	46
Şekil 4.5. – Örnek 1 için bozucu tepkileri	47
Şekil 4.6. – Çalıştırma sayısına dayalı çok ölçütlü (ÇÖ) amaç fonksiyonu değerleri	48
Şekil 4.7. – Örnek 2'nin yakınsama eğrileri.....	48
Şekil 4.8. – Örnek 2 için adım tepkileri.....	50
Şekil 4.9. – Örnek 2 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri.....	50
Şekil 4.10. – Örnek 2 için bozucu tepkileri	51
Şekil 4.11. – Örnek 3 için çalıştırma sayısına dayalı çok amaçlı fonksiyon değerleri	52
Şekil 4.12. – Örnek 3 için yakınsama eğrileri.....	52
Şekil 4.13. – Örnek 3 için adım tepkileri.....	54
Şekil 4.14. – Örnek 3 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID	

denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri	54
Şekil 4.15. – Örnek 3 için bozucu tepkileri	55
Şekil 4.16. – Örnek 4 için çalışma sayısına dayalı çok amaçlı fonksiyon değerleri	56
Şekil 4.17. – Örnek 4 için yakınsama eğrileri.....	56
Şekil 4.18. – Örnek 4 için adım tepkileri.....	58
Şekil 4.19. – Örnek 4 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri.....	58
Şekil 4.20. – Örnek 4 için bozucu tepkileri	59



TABLÖLAR LİSTESİ

<u>Tablo No</u>	<u>Sayfa</u>
Tablo 2.1; Matsuda Yaklaşım Tablosu	18
Tablo 3.1; PID parametrelerinin sistem üzerindeki etkisi	26
Tablo 4.1; Örnek 1’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri.....	44
Tablo 4.2; Örnek 2’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri.....	49
Tablo 4.3; Örnek 3’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri.....	53
Tablo 4.4; Örnek 4’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri.....	57

KISALTMALAR VE SİMGELER LİSTESİ

P	:Oransal (Proportional) Kontrolör
PI	:Oransal-İntegral (Proportional-Integral) Kontrolör
PD	:Oransal-Türevsel (Proportional-Derivative) Kontrolör
PID	:Oransal-İntegral-Türevsel (Proportional-Integral-Derivative) Kontrolör
FOPID	: Kesir Dereceli PID (Fractional Order PID) Kontrolör
IAE	:Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali (Integral Absolute Error)
ISE	:Hatanın Karesinin İntegrali (Integral Squared Error)
ITAE	:Hatanın Zaman Ağırlıklı Mutlak Değerinin İntegrali (Integral Time-weighted Absolute Error)
ITSE	:Hatanın Zaman Ağırlıklı Karesinin İntegrali (Integral Time-weighted Squared Error)
GA	:Genetik Algoritmalar
PSO	:Parçacık Sürüşü Optimizasyonu
ACO	:Karıncı Koloni Optimizasyonu
DE	:Diferansiyel Evrim Algoritması
GWO	:Gri Kurt Optimizasyonu
I-GWO	:Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu
CFE	:Sürekli Kesir Açılımı
PSE	:Kuvvet Serisi Açılımları
DLH	:Boyut Öğrenme Tabanlı Avlanma

1. GİRİŞ

Tarihte bilinen ilk basit kontrol mekanizması, milattan önce Antik Yunan Uygarlıkları tarafından geliştirilmiş ve su seviyesini sabit tutmak amacıyla kullanılmıştır (Dorf ve Bishop, 2017). Bu buluş her ne kadar basit bir yapıya sahip olsa da oldukça işlevseldir. İlk mekanik su saatinin icadına zemin hazırlamış ve günümüzde hâlâ basit sistemler için kullanılmaya devam etmektedir; bu düzenek, şamandıra adıyla bilinmektedir (Lewis, 1992; Mayr, 1970). 16. yüzyılda modern saatler yaygın olarak kullanılmaya başlanmış ve sıcaklık kontrolüne yönelik ilk geri beslemeli kontrol mekanizması Hollanda’da geliştirilmiştir (Bishop, 2002; Mayr, 1970). 18. yüzyılda ise Watt, buhar türbini motorlarının hız kontrolünü sağlamak için ilk otomatik geri beslemeli kontrol mekanizmasını tasarlamıştır (Bishop, 2002; Mayr, 1970). Watt’ın “flyball governor” adını verdiği bu sistem, hassas bir şekilde ayarlandığında, bir buhar türbininin dönüş hızını yüksek doğrulukla kontrol etme imkânı sunmuş ve sonrasında farklı birçok sistemde de kullanılmıştır. 1830’larda Faraday’ın indüksiyon yasasını tanımlaması, elektrik motorlarının temelini atılmasını sağlamış, 1880’lerin sonlarında ise Tesla’nın alternatif akımı keşfetmesi ve alternatif akım motorunu geliştirmesi sanayileşmeyi hızlandırmıştır (Bishop, 2002). 19. yüzyılda sanayi devriminin etkisiyle üretim kapasitesinin artması ve iş gücü ihtiyacının azalmasıyla birlikte, çalışanlar üretim hattının bir parçası haline gelmiş; ürünlerin bir bütün olarak değil, daha küçük ve uzmanlaşmış parçalar halinde üretilmesi işlerin tekrar tekrar yapılmasını ve standartlaştırılmasını sağlamıştır. Bu rutin hale gelen işlerin, gelişen kontrol mekanizmalarıyla otomatik hale getirilebileceğinin anlaşılması, otomatik kontrol sistemlerine olan ilgiyi artırmıştır. 1900’lü yıllarda insanlar fabrikalarda günümüzde makinelerin üstlendiği birçok işi kendi fiziksel çabalarıyla yapmaktaydı. Ancak kontrol sistemlerinin ilerlemesiyle birlikte, insan gücünün yerini büyük ölçüde modern kontrol mekanizmaları almış ve bu sistemlerin gelişimi hızla sürmüştür. Kontrol sistemleri, tarihsel süreçte gelişim göstererek günümüze ulaşmış olup, çeşitli alanlarda ilerlemeye devam etmektedir.

Son yıllarda teknolojinin ilerlemesiyle beraber kontrol sistemlerinin kullanım alanları her geçen gün genişlemektedir. Günlük hayatımızda kontrol sistemleri; otomobiller, akıllı ev cihazları, endüstriyel üretim hatları, uzay araçları, askeri ekipmanlar ve

medikal cihazlar gibi farklı amaçlarla yaşamımızın her noktasında önemli bir yer edinmiştir. Çoğunlukla sıcaklık, nem, basınç, akış ve hız gibi parametrelerin kontrol altında tutulabilmesi için bu sistemlere ihtiyaç duyulmaktadır. Kontrol sistemleri, hem emek ve nitelikli iş gücünün daha etkili kullanılmasına olanak tanırken hem de insan yaşamını kolaylaştırarak yüksek doğrulukla denetim yapılmasını sağlamaktadır.

Bir sistemi kontrol edebilmek için, öncelikle o sistemin matematiksel olarak modellenmesi gereklidir. Bu amaçla, sistemlerin matematiksel modelleri, “ dx^k / dt^k , dx^3 / dt^3 , dx^5 / dt^5 ...” gibi diferansiyel denklemler kullanılarak oluşturulabilir. Uygun kontrol yöntemleri uygulanarak, sistemin cevabının belirlenen performans kriterlerini karşılaması amaçlanır. 1695 yılında L’Hospital, Leibniz ile yaptığı akademik yazışmalardan birinde, elde edilen bir fonksiyonun k. dereceden türev gösterimi olan $D^k f(t) / Dt^k$ ifadesi için $k=1/2$ olduğunda sonucun ne olacağını sormuştur (Miller ve Ross, 1993). Böylece, kesir dereceli matematik kavramı ilk kez gündeme gelmiştir. Bu gelişme, Liouville, Riemann, Fourier, Euler, Heaviside, Laplace, Miller ve Ross gibi birçok önemli araştırmacının dikkatini çekmiştir (Shah ve Agashe, 2016). 1812 yılında Laplace, integral yöntemi kullanarak bir kesir dereceli türev tanımlamıştır. 1819’da ise S. Lacroix, bu kesir dereceli türevi ilk kez incelemiştir (Cafagna, 2007). 1823 yılında N. Abel, tautochrone problemine ilişkin integral denkleminde integral derecesinin 0.5 olabileceğini keşfetmiştir (Monje ve ark., 2010). 1990 yılında Axtell, kesir dereceli matematiğin kontrol sistemlerine uygulanabilirliği üzerine çalışmalar yapmış ve Laplace dönüşümünü kullanarak çeşitli integral operatörlerini tanımlamıştır (Axtell ve Bise, 1990).

Kesir dereceli matematik, karmaşık yapısı ve ileri düzey matematiksel analiz gerektirmesi nedeniyle başlangıçta matematikçiler tarafından büyük ilgi görmüştür (Hartley ve ark., 1995). Bu alanda yapılan matematiksel hesaplamalar, birçok araştırmacının farklı bakış açılarıyla konuya yaklaşmasını sağlamış ve büyük bir çalışma alanının oluşmasına katkıda bulunmuştur. Bu nedenle, elektronik devreler (Koseoglu ve ark., 2021; Zambrano-Serrano ve ark., 2017), biyoloji (Anjam ve ark., 2022; Srivastava ve ark., 2014), tıp (Saadeh ve ark., 2022), ekonomi ve finans (Farman ve ark., 2020) ile havacılık ve makine mühendisliği (Onat ve ark., 2012) gibi çeşitli alanlarda geniş çapta araştırmalara konu olmuştur.

Kesir dereceli matematiğin kontrol sistemlerinde ilk kullanımı, 1945 yılında Bode tarafından geri beslemeli bir yükselteç tasarımı üzerinde yapılan çalışmada gerçekleştirilmiştir (Bode, 1945). Daha sonra, 1958 yılında Tustin, büyük ve ağır nesnelerin otomatik pozisyon kontrolü üzerine yaptığı çalışmada bu yöntemi kullanmıştır (Tustin ve ark., 1958). 1960 yılında ise Manabe, kontrol sistemleri üzerine kesir dereceli ifadeleri içeren bir araştırma yapmıştır. Ancak, o dönemde uygulama alanlarının sınırlı olması ve hesaplama gücünün yetersizliği nedeniyle, bu yaklaşım kontrol sistemleri alanında yaygın olarak kullanılamamıştır (Ma ve Hori, 2007).

Gelişen teknoloji ile birlikte, kesir dereceli matematiksel hesaplamalar üzerinde çalışmak daha erişilebilir hale gelmiştir. Bu durum, kontrol sistemlerinde kesir dereceli matematiğin önemli bir yer edinmesine katkı sağlamıştır. Kesir dereceli sistem modelleri ve denetleyiciler kullanılarak elde edilen sistem yanıtları, kontrol sistemlerinin performansında kayda değer bir iyileşme sağlamıştır (Chen ve ark., 2009; Koseoglu ve ark., 2021). Çeşitli çalışmalarda, kesir dereceli denetleyicilerin ve sistem modellerinin kullanımındaki temel amaç, sistem performansını artırmaktır. Kesir dereceli ifadelerin matematiksel modellemelerde kullanılması, birçok avantaj sunmaktadır. Bunlardan en önemlisi, kesir dereceli modellerin, tam sayı dereceli modellere kıyasla gerçek sistemi daha doğru bir şekilde temsil edebilmesidir. Ayrıca, kontrol sistemlerinde kullanılan denetleyicilere kesir dereceli ifadeler dahil edildiğinde, tam sayı dereceli denetleyicilere kıyasla daha verimli sonuçlar elde edildiği gözlemlenmiştir (Miao ve ark., 2017).

Kontrol sistemlerinden beklenen, girişteki değişikliklere karşı çıkışın istenilen değere en hızlı şekilde ulaşmasıdır. Bu tür bir performansı sağlayan bileşen ise denetleyicidir. Tasarım gereksinimlerinin yerine getirilebilmesi için doğru denetleyicinin seçilmesi son derece önemlidir. Kontrol edilecek sistem için denetleyici seçilirken, tasarım gereksinimlerini en verimli şekilde karşılayan, aynı zamanda en basit ve ekonomik açıdan en uygun çözüm tercih edilmelidir. Çoğu sistemde doğrusal olmayan bileşenler bulunduğundan, karmaşık ve yüksek dereceli denetleyicilerin kullanımı, işlem yükünü artırarak maliyetleri yükseltir ve sistemin beklenen performansını olumsuz etkileyebilir. Bu sebeple, klasik denetleyiciler basit ve düşük dereceli yapılarıyla tercih edilmektedir.

Günümüzde ise kontrol sistemlerinde en yaygın olarak tercih edilen klasik denetleyici tipi PID denetleyicidir (Blondin ve ark., 2019). PID denetleyicilerinin en belirgin avantajlarından biri, donanım açısından sade bir yapıya sahip olmaları ve minimum sayıda bileşenle tasarlanabilmeleridir. Bu denetleyiciler, bu nedenlerle son 50 yılda bilim insanlarının büyük ilgisini çekmiş ve ayar parametrelerini belirlemek amacıyla çeşitli tasarım yöntemleri geliştirilmiştir (Astrom, 1995). Geleneksel PID denetleyicileri, basit yapıları ve yaygın kullanımlarına rağmen, kesir dereceli sistemlerin karmaşık dinamiklerini yönetmede bazen yetersiz kalabilmektedir. Bu nedenle, ayar noktası filtreli PID gibi geliştirilmiş denetleyici yapıları önerilmiştir (Sarman ve Doğruer, 2024). Ayar noktası filtreli PID denetleyicileri, sistemin referans değerine (ayar noktası) uygulanan bir filtre ile aşım ve salınımları azaltarak, sistem performansını önemli ölçüde iyileştirebilmektedir. Bu ayar noktası filtreli PID yapıları ile ilgili çok sayıda çalışma yapılmaktadır. PID denetleyiciye giren başlıca giriş sinyallerini dengede tutmak için ayar noktası filtresi kullanılmıştır (Hägglund, 2012). Vijayan ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada ise tepe aşımını azaltmak için ayar noktası filtresi kullanılmıştır (Vijayan ve Panda, 2012). Segovia ve arkadaşları gürültüyü azaltarak sistem performansını artırmak için ayar noktası filtreli PID tasarlamıştır (Segovia ve ark., 2014).

PID denetleyicilerin ayar parametrelerini belirleme yöntemlerinden biri de doğrudan kutup yerleştirme tekniğidir (Van der Zalm, 2004). Bu yöntemin temel amacı, kapalı çevrim sisteminin kutuplarını istenilen konumlara yerleştirmektir. Yöntemin uygulanabilmesi için kontrol sistemine ait transfer fonksiyonunun bilinmesi gerekmektedir. Kapalı çevrim kutuplarının konumu, sistemin istenilen kapalı çevrim yanıtının özelliklerine göre belirlenir ve bu kutuplara bağlı olarak PID denetleyicinin ayar parametreleri hesaplanır. Bu yöntemde, denetleyicideki parametre sayısı, yerleştirilebilecek kapalı çevrim kutuplarının sayısına eşittir (Astrom, 1995; Van der Zalm, 2004). PID denetleyicilerin ayar parametrelerini belirlemede tercih edilen yöntemlerden biri de baskın kutup atama yöntemidir. Bu yöntemde, kapalı çevrim sistem yanıtında en etkili olan baskın kutuplar tespit edilir. Diğer kutup ve sıfırların etkisinin göz ardı edilebileceği varsayılır ve bu elemanların reel bileşenlerinin oldukça büyük olması gerektiği kabul edilir (Wang ve ark., 2008). Baskın kutupların konumları belirlendikten sonra, bu kutupların istenilen noktalarda yer almasını sağlayacak

denetleyici parametreleri hesaplanır (Astrom, 1995; Van der Zalm, 2004). PID denetleyici tasarımı, PID parametrelerinin belirlenmesinde Ziegler–Nichols Adım Cevabı, Frekans Cevabı ve Cohen-Coon gibi klasik teknikler de kullanılmaktadır (Borase ve ark., 2021). Bu yöntemler, genellikle deneme-yanılma veya sistemin basit bir modeli üzerinden çalışarak denetleyici parametrelerini belirler. Ancak, bu yöntemler kesir dereceli sistemler gibi karmaşık dinamiklere sahip sistemlerde yetersiz kalabilmektedir.

Modern ayarlama yöntemleri ise, denetleyici parametrelerinin optimizasyonu için meta-sezgisel algoritmalar gibi gelişmiş teknikler kullanılmaktadır. Mirjalili ve arkadaşları (2014) yaptıkları çalışmada, Canis lupus isimli gri kurtların avlanma davranışlarını ve liderlik stratejilerinden ilham alarak meta sezgisel bir yaklaşım ile Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) algoritmasını geliştirmişlerdir (Mirjalili ve ark., 2014). Gri Kurt Optimizasyonu algoritması, optimal çözüme ulaşmak için α , β , δ ve ω kurtlarını arama uzayında farklı bölgelere yönlendirir. Her kurt, popülasyondaki üç lider kurdun rehberliğinde yeni bir konum belirler. Ancak bu durum, GWO'nun yakınsama hızının düşük olmasına, popülasyon çeşitliliğinin erken kaybolmasına ve kurtların yerel optimuma takılmasına yol açabilir. Bu dezavantajları gidermek amacıyla Nadimi-Shahraki ve arkadaşları, Geliştirilmiş GWO (Improved GWO, I-GWO) varyantını geliştirmiştir (Nadimi-Shahraki ve ark., 2021). Bu bağlamda, I-GWO (Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu) algoritması, kesir dereceli sistemlerin kontrolünde etkili bir parametre ayarlama yöntemi olarak öne çıkmaktadır. Ayrıca, Genetik Algoritmalar (GA), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Yapay Arı Kolonisi (ABC) ve Karınca Koloni Optimizasyonu (ACO) gibi diğer meta-sezgisel yöntemler de kesir dereceli sistemlerin kontrolünde başarıyla uygulanmıştır (Ali; Doğruer; Kökçam ve Nusret; Şenol ve Demiroğlu). Bu yöntemler, sistemin karmaşık dinamiklerini daha iyi yönetebilmek için çok boyutlu arama uzaylarında etkili bir şekilde çalışır.

Optimizasyon algoritmalarının başarısı, kullanılan amaç fonksiyonunun uygunluğuna büyük ölçüde bağlıdır. Kesir dereceli sistemlerin kontrolünde, integral performans kriterleri sıklıkla amaç fonksiyonu olarak kullanılmaktadır. Örneğin, Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali (IAE), Hatanın Karesinin İntegrali (ISE), Hatanın Zaman Ağırlıklı Mutlak Değerinin İntegrali (ITAE) ve Hatanın Zaman Ağırlıklı Karesinin İntegrali

(ITSE) gibi kriterler, sistemin hata performansını farklı şekillerde ölçerek denetleyici parametrelerinin optimizasyonuna rehberlik eder (Doğruer ve ark., 2017b). Bu kriterler, sistemin dinamik davranışını iyileştirmek için hata ve zaman gibi faktörleri dikkate alır. Ancak, tek bir integral kriteri kullanmak, sistemin tüm performans özelliklerini (örneğin, aşım, yerleşme süresi, kararlılık) dengeli bir şekilde optimize etmeyebilir. Bu nedenle, zaman cevabına dayalı çok ölçütlü amaç fonksiyonları da yaygın olarak kullanılmaktadır (Doğruer, 2023). Bu tür fonksiyonlar, aşım, yerleşme süresi, yükselme süresi ve kalıcı durum hatası gibi birden fazla performans metriğini birleştirerek daha dengeli bir kontrol performansı elde etmeyi amaçlar. Örneğin, ağırlıklandırılmış bir amaç fonksiyonu, farklı performans ölçütlerini belirli ağırlıklarla birleştirerek, sistemin genel davranışını optimize edebilir.

Bu tez çalışmasında, ayar noktası filtreli PID denetleyicisi ve I-GWO algoritmasının kesir dereceli sistemlerin kontrolündeki etkinliği incelenecek ve bu yöntemlerin performansı, integral performans kriterleri ve zaman cevabına dayalı çok ölçütlü amaç fonksiyonları kullanılarak değerlendirilecektir.

Tezin sonraki bölümleri aşağıdaki şekilde organize edilmiştir:

İkinci bölümde, "Kuramsal Temeller" başlığı altında kesir dereceli sistemler tanıtılarak, bu sistemlerin matematiksel altyapısı ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Kesir dereceli sistemlerin temel kavramları, tarihsel gelişimi ve uygulama alanları ele alınmış; bu sistemlerin neden önemli olduğu vurgulanmıştır. Ayrıca, kesir dereceli sistemlerin tam sayı dereceli modellere indirgenmesinde kullanılan yaklaşımlar tanıtılmış ve bu yöntemlerin avantajları ile sınırlılıkları tartışılmıştır.

Üçüncü bölüm, "Materyal ve Yöntem" başlığı altında sunulmuştur. Bu bölümde, tez çalışmasında kullanılacak PID denetleyiciler tanıtılmış ve bu denetleyicilerin parametrelerinin ayarlanmasında kullanılan optimizasyon yöntemi detaylandırılmıştır.

Dördüncü bölümde, dört farklı kesir dereceli sistem örneği ele alınarak bu sistemler için denetleyici tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarımlardan elde edilen bulgular detaylı bir şekilde analiz edilmiş, sonuçlar literatürdeki çalışmalarla karşılaştırılmış ve kapsamlı bir şekilde yorumlanmıştır.

Son bölümde ise çalışmanın genel bir değerlendirmesi yapılmış, gelecekteki araştırmalar için öneriler sunulmuş ve tezin katkıları özetlenmiştir.



2. KURUMSAL TEMELLER

Bu bölümde, kesir dereceli sistemler tanıtılarak, bu sistemlerin matematiksel altyapısı ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Kesir dereceli sistemlerin temel kavramları, tarihsel gelişimi ve uygulama alanları ele alınmış; bu sistemlerin neden önemli olduğu vurgulanmıştır. Ayrıca, kesir dereceli sistemlerin tam sayı dereceli modellere indirgenmesinde kullanılan yaklaşımlar tanıtılmıştır.

2.1. Kesir Dereceli Sistemler

Klasik matematiğin daha kapsamlı bir versiyonu olarak kabul edilen kesir dereceli matematiğin başlangıcı, 1695 yılında L'Hospital ve Leibniz arasında gerçekleşen bir yazışmaya dayanmaktadır. Leibniz, 1695 yılında L'Hospital'e gönderdiği bir mektupta şu soruyu yöneltti: *"Türevlerin tam sayı dereceleri, tam sayı olmayan derecelere genişletilebilir mi?"* Bu soru L'Hospital'in oldukça ilgisini çekti ve o da Leibniz'e başka bir soruyla yanıt verdi: *"Peki ya türev derecesi $1/2$ olursa ne olur?"* Leibniz, 30 Eylül 1695 tarihli cevabi mektubunda şu ifadeyi kullandı: *"Bu, bir gün faydalı sonuçlar doğurabilecek bir paradoksa neden olacaktır."* (Monje ve ark., 2010). Bu yazışma, kesir dereceli matematiğin temelini atan olay olarak kabul edilmektedir. Kesir dereceli matematiğin ortaya çıkışından sonra, uzun bir süre boyunca gerçek dünya uygulamaları gerçekleştirilmemiş ve sadece teorik bir çerçevede kalmıştır. (Chen ve ark., 2009; Monje ve ark., 2010).

Kesir dereceli sistemlerle ilgili ilk uygulama, 1823 yılında Abel tarafından gerçekleştirilmiştir. Abel'in 1823'teki çalışmasında, tautokron probleminin yarım dereceli bir integral eşitliği kullanılarak çözülebileceği ortaya konulmuştur. Daha sonra, 19. yüzyılda Boole, kesir dereceli matematiği diferansiyel denklemlerin çözümlerinde kullanmıştır. Ardından Heaviside (Monje ve ark., 2010), kesir dereceli matematiği iletim hatlarındaki elektromanyetik problemleri çözmek için uygulamıştır. Zamanla, Scott Blair, Weyl, Hardy, Erdely, Riesz, Oldham ve Spanier gibi önde gelen bilim insanları, kesir dereceli matematiğin hem teorik yönünü hem de uygulama alanlarını geliştirmek için önemli çalışmalar yapmışlardır (Shah ve Agashe, 2016).

Kesir dereceli diferansiyel operatörünün sürekli tanımı Denklem (2.1)'de genel olarak ifade edilmiştir (Chen ve ark., 2009). Denklemde $\alpha \in \mathcal{R}$ olmak üzere kesir dereceli diferansiyelin derecesini simgelemektedir. Ancak α karmaşık bir sayı da olabilir (Chen

ve ark., 2009). Denklem (2.1)'te ${}_a D_t^\alpha$ ifadesi, $\alpha > 0$ değerleri için türev işlemine dönüşürken, $\alpha < 0$ durumunda a ve t alt ve üst limitleri olan kesir dereceli integrali oluşturur. Denklemde kesirli derece α tamsayı olduğu zaman ise klasik türev ve integral ifadeleri elde edilir.

$${}_a D_t^\alpha = \begin{cases} \frac{d}{dt} & \alpha > 0 \\ 1 & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d)^{(-)} & \alpha < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Bu diferansiyeller için geliştirilen tanımlamalar da oldukça önemlidir. Literatürde bu konuda birçok farklı tanımlama bulunmaktadır. Ancak, özellikle Grünwald-Letnikov, Riemann-Liouville ve Caputo tarafından yapılan tanımlamalar en yaygın şekilde kullanılanlardır (Shah ve Agashe, 2016). Grünwald-Letnikov kesir dereceli diferansiyel tanımını şu şekilde ifade eder (Shah ve Agashe, 2016):

$${}_a D_t^\alpha = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\alpha} \sum_{r=0}^{\left[\frac{t-a}{h} \right]} (-1)^r \binom{n}{r} f(t-rh) \quad (2.2)$$

Bu denklemde $n-1 < \alpha < n$ denklemini sağlayan tamsayı olmak üzere,

$$\binom{n}{r} = \frac{\Gamma(n+1)}{\Gamma(r+1)\Gamma(n-r+1)} \quad (2.3)$$

ifadesi elde edilir. Yukarıdaki denklemdeki Gamma fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt \quad (2.4)$$

Grünwald-Letnikov'un yaptığı tanım, kesir dereceli diferansiyel denklemlerin sayısal çözümlerinin elde edilmesinde oldukça yararlıdır (Petráš, 2012). Başlangıç koşullarının ve alt sınırın sıfır olduğu durumda, kesir dereceli diferansiyelin Laplace dönüşümü şu şekilde ifade edilebilir:

$$L\left[{}_0D_t^\alpha f(t)\right] = s^\alpha F(s) \quad (2.5)$$

Literatürde sıklıkla tercih edilen bir diğer tanımlama ise Riemann-Liouville tarafından yapılmıştır. Bu tanımın matematiksel gösterimi aşağıda sunulmuştur (Monje ve ark., 2010):

$${}_aD_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f^n(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (2.6)$$

Riemann-Liouville tanımı, $e^t, t^b, \cos(t)$ gibi basit fonksiyonların analitik çözümlerinin bulunmasında oldukça elverişlidir (Shah ve Agashe, 2016). Literatürde öne çıkan bir diğer tanımlama ise Caputo'nun yaptığı kesir dereceli diferansiyel tanımıdır. Caputo'nun kesirli diferansiyel tanımı aşağıdaki şekilde ifade edilmiştir:

$${}_aD_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^n(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (2.7)$$

Caputo'nun gerçekleştirdiği bu tanım, mühendislik alanındaki uygulamalarda daha sık tercih edilmektedir (Shah ve Agashe, 2016). Kesir dereceli diferansiyelin özellikleri ise aşağıdaki şekilde sıralanmıştır (Chen ve ark., 2009):

- Eğer $f(t)$, t 'nin analitik bir fonksiyonu ise, kesir dereceli türevi $({}_0D_t^\alpha f(t))$ de t ve α parametrelerinin analitik bir fonksiyonu olur.
- Kesir dereceli α operatörü tam sayı değerini aldığı anda, ${}_0D_t^\alpha f(t)$ operatörü klasik bir diferansiyel işlemi haline gelir.
- $\alpha=0$ olduğunda, ${}_0D_t^\alpha f(t)$ operatörü bir özdeşlik olur $({}_0D_t^0 f(t) = f(t))$
- Kesir dereceli türev ve integral işlemleri doğrusaldır:
 $({}_0D_t^\alpha m f(t) + {}_0D_t^\alpha n g(t) = m {}_0D_t^\alpha f(t) + n {}_0D_t^\alpha g(t))$
- Eğer $f(t)$ fonksiyonuna uygulanan diferansiyel işlemlerinin limitleri aynıysa, üst parametreler toplanabilir:
 $({}_0D_t^\alpha {}_0D_t^b f(t) = {}_0D_t^b {}_0D_t^\alpha f(t) = {}_0D_t^{\alpha+b} f(t))$
- $t=a$ olduğunda, kesirli ve tam sayı dereceli diferansiyeller arasında değişme özelliği uygulanabilir:

$$\left(\frac{d^n}{dt^n} ({}_a D_t^\alpha f(t)) = {}_a D_t^\alpha \left(\frac{d^n f(t)}{dt^n} \right) = {}_a D_t^{\alpha+n} f(t) \right)$$

- Kontrol sistemleri, kesir dereceli formda denklem (2.8) şeklinde ifade edilebilir (Caponetto ve ark., 2010).

$${}_a D^{\alpha_n} y(t) + {}_{a_{n-1}} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + {}_{a_0} D^{\alpha_0} y(t) = {}_{b_m} D^{\beta_m} r(t) + {}_{b_{m-1}} D^{\beta_{m-1}} r(t) + \dots + {}_{b_0} D^{\beta_0} r(t) \quad (2.8)$$

Yukarıdaki denkleme Laplace dönüşümü uygulanırsa transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{b_m s^{\beta_m} + b_{m-1} s^{\beta_{m-1}} + \dots + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_0 s^{\alpha_0}} \quad (2.9)$$

Denklem (2.9)'da α ve β oparötörleri $\alpha_n > \alpha_{n-1} > \dots > \alpha_0$ ve $\beta_m > \beta_{m-1} > \dots > \beta_0$ şeklinde tanımlanan reel sayı kümelerine aittir.

Kesirli matematik, modelleme ve kontrol sistemlerinin performansında önemli avantajlar sunsa da, kesir dereceli transfer fonksiyonu modellerinin uygulanması, tam sayı dereceli transfer fonksiyonu modellerine kıyasla çok daha yüksek hesaplama karmaşıklığına yol açmaktadır (Deniz ve ark., 2020). Bunun temel sebebi, kesir dereceli diferansiyelin fonksiyonun tüm geçmiş değerlerini gerektirmesidir. Bu yüzden, kesir dereceli elemanların hesaplanması, zaman ilerledikçe sinyallerin veya fonksiyonların tüm önceki değerlerini saklamak için daha fazla hafıza birimine ihtiyaç duyar. Bu duruma "uzun hafıza etkisi" adı verilmektedir (Deniz ve ark., 2020). Uzun hafıza etkisi, zamanla artan miktarda hesaplama kaynağı tükettiğinden, kesir dereceli elemanların uzun vadede önemli ölçüde yükselen bir hesaplama yüküne sebep olmasına yol açar. Bu durum, mühendislik problemlerinde ideal kesir dereceli diferansiyelin avantajlarının tam olarak kullanılmasını zorlaştıran temel zorluklardan biridir (Tepljakov ve ark., 2018).

Bu hesaplama karmaşıklıklarının üstesinden gelmek ve kesir dereceli elemanları kabul edilebilir bir hesaplama yüküyle uygulayabilmek için, belirli çalışma aralıklarında kesir dereceli elemanların tepkilerini yaklaşık olarak temsil eden tamsayı dereceli modeller geliştirilmiştir. Bu yaklaşık modeller, kontrol sistemlerinde FOPID denetleyicilerinin ideal olmayan şekilde uygulanmasında yaygın olarak kullanılmıştır. Ancak, doğası gereği optimal ayarlama yöntemlerinin pratik performansı, yaklaşık modellerin

başarısına bağlı olarak azalır, çünkü analitik ayarlama yöntemleri genellikle FOPID denetleyici fonksiyonlarının ideal şekilde gerçekleştirildiğini varsayar. Sonuç olarak, kesir dereceli sistemlerin yaklaşık modellerin uygulanması, kontrol performansının teorik olarak elde edilen en iyi kontrol performansının altında kalmasına neden olmaktadır. Bu sebeplerle, kesir dereceli transfer fonksiyonlarının uygulanmasında kullanılacak uygun yaklaşık modelin seçimi, kontrol sistemlerinin gerçek performansı açısından büyük bir öneme sahiptir.

2.2. Kesir Dereceli Sistemlerin Tam Sayı Dereceli Yaklaşım Metotları

Kesir dereceli sistemlerle sayısal işlem yapmak ve simülasyonunu gerçekleştirmek zor olduğundan kesir dereceli sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşık modellerini elde etmek matematiğin çalışma alanlarındandır. Elde edilen tamsayı dereceli yaklaşık modelleri kullanarak sistem kontrol edilebilir. Tamsayı yaklaşım yöntemlerini incelediğimizde frekans ve zaman bölgeleri olarak sınıflayabiliriz (de Oliveira Valério, 2005). Frekans bölgesi ile ilgili Oustaloup tarafından yapılan frekans cevabı eşleştirme yöntemi örnek olarak verilebilir. Bu yöntem, belirli bir frekans aralığında kutup ve sıfırların özyinelemeli dağılımına dayanarak tamsayı dereceli bir transfer fonksiyonu elde etmeye yönelik bir yaklaşım sunmaktadır (Oustaloup ve ark., 2000). Carlson, Newton iteratif yöntemini kullanarak belirli kısıtlamalar içeren bir metodoloji geliştirmiştir (Carlson ve Halijak, 1960). Matsuda, belirli noktalarda seçilen frekanslara ait kesir dereceli transfer fonksiyonlarının kazancını kullanarak farklı bir yaklaşım yöntemi ortaya koymuştur (Matsuda ve Fujii, 1993). Kesir dereceli sistemlerin derecelerinin sürekli kesir şeklinde açılımına dayanan ve hem düşük hem de yüksek frekanslarda transfer fonksiyonunun yaklaşık olarak elde edilmesini sağlayan sürekli kesir açılımı (CFE - Continued Fraction Expansion) yöntemi geliştirilmiştir (Vinagre ve Monje, 2010). Ancak, Tustin operatörü kullanılarak yapılan ayrıklaştırma işlemi, yüksek frekans bölgesinde önemli hatalara neden olabilmektedir. Daha sonra, Al-Alaoui operatörü ise Euler ve Tustin operatörlerinin birleşimiyle oluşturulan alternatif bir yöntem olarak sunulmuştur (Chen ve Moore, 2002). Bu tez çalışmasında kesir dereceli sistemlerin tamsayı dereceli yaklaşımı için Matsuda tarafından yapılan yaklaşım yöntemi kullanılmıştır. Öncelikle, literatürde yaygın olarak kullanılan bazı yaklaşım yöntemleri incelendikten sonra, önerilen yöntemin detaylarına yer verilecektir.

2.2.1. Oustaloup Yaklaşım Yöntemi

$F(s) = s^\alpha$ operatörü ve $\alpha \in R^+$, N tane sıfır ve N tane kutup sayısı içeren tamsayı dereceli yaklaşım transfer fonksiyonu

$$F(s) = c_0 \prod_{n=1}^N \frac{1 + \frac{s}{\omega_{zn}}}{1 + \frac{s}{\omega_{pn}}} \quad (2.10)$$

olarak bulunmuştur (Oustaloup ve ark., 2000). Seçilen $[\omega_L, \omega_H]$ frekans aralığında elde edilen yaklaşım transfer fonksiyonu, kesir dereceli operatörün karakteristik özelliklerini başarılı bir şekilde yansıtmaktadır. Ancak, düşük ve yüksek frekans sınırları için yöntemin doğruluğu azalmakta ve beklenen sonuçları tam olarak sağlayamamaktadır (de Oliveira Valério, 2005). Bu nedenle, Xue ve ark. tarafından geliştirilen yeniden düzenlenmiş Oustaloup yöntemi, bu soruna bir çözüm sunmuştur (Xue ve ark., 2006). N tane sıfırın ve kutbun, özyinelemeli dağılacak şekilde yerleştirildiği frekans değerleri aşağıdaki denklemlerle belirlenmektedir. Özyinelemeli algoritmada başlangıç noktası bir sıfır olarak seçilmişse, dağılım buna göre hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} \omega_{z1} &= \omega_L \sqrt{\eta} \\ \omega_{pn} &= \omega_{zn} \beta, n = 1, \dots, N \\ \omega_{zn+1} &= \omega_{pn} \eta, n = 1, \dots, N-1 \\ \omega_H &= \omega_{pN} \sqrt{\eta} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Eğer özyinelemeli dağılım bir kutupla başladığında

$$\begin{aligned} \omega_{p1} &= \omega_L \sqrt{\eta} \\ \omega_{zn} &= \omega_{pn} \beta, n = 1, \dots, N \\ \omega_{pn+1} &= \omega_{zn} \eta, n = 1, \dots, N-1 \\ \omega_H &= \omega_{zN} \sqrt{\eta} \end{aligned} \quad (2.12)$$

şeklinde hesaplanır. Denklem 2.11, $\alpha > 0$ durumunda türev operatörüne karşılık gelir ve bu durumda frekans tepkisi, artan bir kazanç ile pozitif bir faz değeri gösterir. Öte

yandan, Denklem 2.12 $\alpha < 0$ olduğunda integral operatörünü temsil eder ve bu durumda frekans tepkisi, azalan bir kazanç ile negatif bir faz değeri oluşturur. Her iki denklem kullanılarak aşağıdaki denklemler türetilmiştir.

$$\omega H = \omega L(\beta\eta)^N \Rightarrow \beta\eta = \left(\frac{\omega H}{\omega L}\right)^{1/N} \quad (2.13)$$

Denklem 2.13'te $\beta = (\beta\eta)^{|\alpha|} = \left(\frac{\omega H}{\omega L}\right)^{|\alpha|/N}$ ve $\eta = (\beta\eta)^{1-|\alpha|} = \left(\frac{\omega H}{\omega L}\right)^{(1-|\alpha|)/N}$ olur.

2.2.2. Carlson Yaklaşım Yöntemi

Carlson yaklaşımı yönteminde, $F(s)$ kesir dereceli operatörü için sürekli zaman alanında kullanılan bir yaklaşımdır. $F(s)$ operatörü $F^{1/\alpha}(s)=s$ formuna dönüştürüldüğünde, Newton'un iteratif yöntemi uygulanarak $F(s)$ transfer fonksiyonunun tamsayı dereceli bir yaklaşımla çözümlenmesi aşağıdaki şekilde gerçekleştirilir (Carlson ve Halijak, 1960; de Oliveira Valério, 2005).

$$F_i(s) = F_{i-1}(s) \frac{\left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) F_{i-1}^{1/\alpha}(s) + \left(\frac{1}{\alpha} + 1\right) s}{\left(\frac{1}{\alpha} + 1\right) F_{i-1}^{1/\alpha}(s) + \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right) s} \text{ ve } F_0(s) = 1 \quad (2.14)$$

Bu yöntemin uygulanabilmesi için $(1/\alpha \in \mathbb{Z})$ koşulunun sağlanması ve v değerlerinin $\pm 1/2, \pm 1/3, \pm 1/4$ gibi belirli oranlarda seçilmesi gerekmektedir. Her iterasyon, yaklaşım fonksiyonunun kazanç ve fazdaki dalgalanmalarını azaltırken, aynı zamanda geçerli frekans aralığını genişletir. Tamsayı dereceli yaklaşım fonksiyonu karakteristiğini istenilen seviyeye ulaşana kadar iterasyon süreci devam ettirilebilir. Ancak, sıfır ve kutupların sayısının hızla artabileceği göz önünde bulundurulmalıdır (Carlson ve Halijak, 1960; de Oliveira Valério, 2005).

2.2.3. Sürekli Kesir Açılımı (CFE) Yöntemi

Sürekli kesir açılımı (CFE), fonksiyon üslerinin kesirsel açılımlar aracılığıyla genişletilmesine dayanan bir yöntemdir (Roy, 1967). Kuvvet serisi açılımları (PSE) ile karşılaştırıldığında, CFE yöntemi daha hızlı olup, kompleks düzlemde geniş bir bölgede yakınsayan fonksiyonların elde edilmesine olanak tanır (Podlubny ve ark., 2002).

Rasyonel olmayan bir transfer fonksiyonunun sürekli kesir açılımı ise aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$G(s) = a_0(s) + \frac{b_1(s)}{a_1(s) + \frac{b_2(s)}{a_2(s) + \frac{b_3(s)}{a_3(s) + \dots}}} = a_0(s) + \frac{b_1(s)b_2(s)b_3(s)}{a_1(s) + a_2(s) + a_3(s) + \dots} \quad (2.15)$$

Burada $a_i(s)$ ve $b_i(s)$, sabit değerler veya s değişkenine bağlı rasyonel fonksiyonlar olarak tanımlanabilir (Vinagre ve ark., 2000). Benzer şekilde, sürekli kesir açılımı, rasyonel olmayan bir fonksiyon için polinom formunda da temsil edilebilir.

$$\begin{aligned} G(s) &= R_{i(i+1) \dots (i+m)} = \frac{P_\mu(s)}{Q_\nu(s)} \\ &= \frac{p_0 + p_1s + \dots + p_\mu s^\mu}{q_0 + q_1s + \dots + q_\nu s^\nu} \end{aligned} \quad (2.16)$$

$m+1 = \mu + \nu + 1$

CFE yöntemi, kesir dereceli bir transfer fonksiyonunun tamsayı dereceli modelini oluşturarak kararlılığın değerlendirilmesine olanak tanıyan ve yaygın olarak kullanılan bir yaklaşımdır (Podlubny ve ark., 2002).

a-) Genelleştirilmiş Sürekli Kesir Açılımı (CFE) Yöntemi

$G(s)=s^{-\alpha}$ şeklinde tanımlanan bir kesir dereceli integral operatörü için, $0 < \alpha < 1$ aralığında, aşağıda verilen transfer fonksiyonları CFE yöntemi kullanılarak tamsayı dereceli yaklaşım modellerine dönüştürülebilir (Podlubny ve ark., 2002; Vinagre ve ark., 2000).

$$G_h(s) = \frac{1}{(1+sT)^\alpha} \quad (2.17)$$

Burada $G_h(s)$ büyük frekanslar için yani $1 \ll \omega T$ olduğu sonuçlarda yaklaşım modellerini

$$G_l(s) = \left(1 + \frac{1}{s}\right)^\beta \quad (2.18)$$

$G_l(s)$, $\omega < 1$ durumunda, yani düşük frekans aralığında elde edilen yaklaşım modellerini temsil etmektedir.

2.2.4. Matsuda Yaklaşım Yöntemi

Matsuda yöntemi, kesir dereceli bir operatörün kazanç değerlerinden yararlanarak sürekli zamanlı tamsayı yaklaşım transfer fonksiyonunun elde edilmesini mümkün kılmaktadır (Matsuda ve Fujii, 1993). Kazanç değerlerini belirlemek için seçilen farklı frekans noktalarının sayısı, yaklaşım modelinin sıfır ve kutuplarının sayısını belirleyici bir faktördür. M adet sıfır ve M adet kutup içeren bir model oluşturulabilmesi için toplamda $2M + 1$ farklı frekans noktası seçilmelidir (de Oliveira Valério, 2005). Bu yöntemin başarılı sonuçlar verebilmesi için frekans noktalarının sayısının her zaman tek olması tercih edilmelidir. Aksi takdirde, yani seçilen nokta sayısı çift olduğunda, sıfırların sayısı kutuplardan bir fazla olacak ve elde edilen model uygunluk (proper) kriterini sağlamayacaktır.

Eğer seçilen frekans noktaları $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_N$ şeklinde ifade edilirse, Matsuda yönteminin uygulanabilmesi için $d_0, d_1, d_2, \dots, d_N$ fonksiyonları elde edilmelidir.

$$\begin{aligned}
 d_0(\omega) &= |F(j\omega)| \\
 d_1(\omega) &= \frac{\omega - \omega_0}{d_0(\omega) - d_0(\omega_0)} \\
 d_2(\omega) &= \frac{\omega - \omega_1}{d_1(\omega) - d_1(\omega_1)} \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 d_N(\omega) &= \frac{\omega - \omega_{N-1}}{d_{N-1}(\omega) - d_{N-1}(\omega_{N-1})}
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Bu fonksiyonlar kullanılarak, aşağıda gösterilen $(N + 1) \times (N + 1)$ boyutunda bir üst üçgen matris oluşturulmaktadır.

$$B = \begin{pmatrix} d_0(\omega_0) & d_0(\omega_1)... & d_0(\omega_N) \\ & d_1(\omega_1)... & d_1(\omega_N) \\ & & d_N(\omega_N) \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

B matrisinin kullanımıyla, elde edilmek istenen modelin katsayıları belirlenir. $k = 0$ için

$$\beta_K = \beta_{KK} = |F(j\omega_0)| \text{ ve } k=1,2,...,N \text{ için ise } \beta_K = \beta_{KK} = \frac{\omega_k - \omega_{k-1}}{d_{k-1}(\omega_k) - d_{k-1}(\omega_{k-1})} \text{ şeklinde}$$

tanımlanır. Bu ifade, aşağıda verilen sürekli bir kesir açılımı ile gösterilmektedir (Matsuda ve Fujii, 1993).

$$F(s) = \beta_0 + \frac{s - \omega_0}{\beta_1 + \frac{s - \omega_1}{\beta_2 + \frac{s - \omega_2}{\beta_3 + \dots}}} = \beta_0 + \frac{s - \omega_0}{\beta_1 +} \frac{s - \omega_1}{\beta_2 +} \frac{s - \omega_2}{\beta_3 +} \dots \left[\beta_0; \frac{s - \omega_{k-1}}{\beta_k} \right]_{k=1}^{+\infty} \quad (2.21)$$

Matsuda yöntemine göre, kesir dereceli bir sistemin tamsayı yaklaşım transfer fonksiyonunun elde edilmesine ilişkin tablo aşağıda verilmiştir. Bu çalışmada, Matsuda'nın 4. dereceden yaklaşımı kullanılmıştır.

Tablo 2.1: Matsuda Yaklaşım Tablosu

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

Çalışmamızın bu bölümünde, "Kuramsal Temeller" başlığı altında kesir dereceli sistemler tanıtarak, bu sistemlerin matematiksel altyapısı ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Kesir dereceli sistemlerin temel kavramları, tarihsel gelişimi ve uygulama alanları ele alınmış; bu sistemlerin neden önemli olduğu vurgulanmıştır. Ayrıca, kesir dereceli sistemlerin tam sayı dereceli modellere indirgenmesinde kullanılan yaklaşımlar tanımlanmıştır.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

Bu bölümde, tez çalışmasında kullanılacak PID denetleyiciler tanıtılmış ve bu denetleyicilerin parametrelerinin ayarlanmasında kullanılan optimizasyon yöntemi detaylandırılmıştır.

3.1. PID Denetleyici ve Özellikleri

Kontrol sistemleri, belirli hedefler doğrultusunda tasarlanarak, bir sistemin istenilen şekilde çalışmasını sağlamak amacıyla kullanılan mekanizmalardır. Bu sistemler, farklı yöntemler kullanarak kontrol işlemlerini gerçekleştirir. Kontrol mekanizması sayesinde, sistemin beklenen çıkışı ile elde edilen gerçek çıkışı karşılaştırma fırsatı elde edilir. Bu iki değer arasındaki fark hata değeri olarak adlandırılır ve kontrol sistemi, farklı girişler uygulanarak bu hatayı en aza indirmeye çalışır.

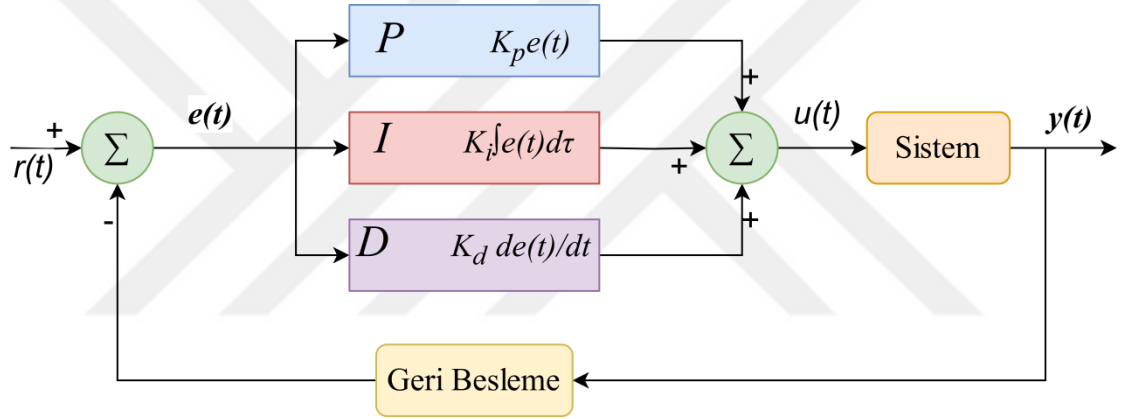
Endüstriyel kontrol sistemlerinde en yaygın kullanılan kontrolör türlerinden biri PID denetleyicilerdir. Bunun başlıca nedenleri, yapılarının basit olması, ayarlanması gereken parametre sayısının az olması ve fiziksel olarak kolayca uygulanabilmesidir. Üç parametrelili bir denetleyici olarak bilinen PID denetleyici, P (oransal), I (integral) ve D (türevsel) bileşenlerinden oluşmaktadır.

Bir PID denetleyici, sistemin çıkışından gelen geri besleme sinyalini, referans giriş sinyali ile karşılaştırarak bir hata değeri belirler. Oluşan bu hata doğrultusunda, denetleyici gerekli düzeltmeleri yaparak sisteme bir kontrol sinyali gönderir. Bu süreç, hata minimum seviyeye inene kadar devam eder; denetleyici, çıkışı sürekli izleyerek gerekli ayarlamaları yapar. PID denetleyiciler özellikle doğrusal sistemler için kolay ve etkili bir şekilde uygulanabilmektedir.

3.1.1. PID Denetleyici

PID denetleyici, oransal, integral ve türevsel kontrol yaklaşımlarının avantajlarını bir araya getiren bir kontrol mekanizmasıdır. Geleneksel kontrol yöntemleri arasında yer alan PID, günümüzde hala birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Endüstrideki kontrol sistemlerinin yaklaşık %90'ında tercih edildiği bilinmektedir. Geniş bir kullanım alanına sahip olmasına rağmen, PID denetleyici için kontrol uygulamalarında standart bir tanımlama bulunmamaktadır (Köybaşı ve Yazici, 2020).

PID denetleyici, az sayıda parametre içermesi nedeniyle diğer karmaşık denetleyicilere kıyasla endüstriyel ve otomasyon uygulamalarında daha yaygın olarak tercih edilmektedir. PID denetleyicinin genel yapısı, Şekil 3.1’de verilen blok diyagramda gösterilmektedir. Bu denetleyici, K_p (oransal kazanç), K_i (integral kazanç) ve K_d (türevsel kazanç) olmak üzere üç temel parametreye sahiptir ve her biri sistemin performansını farklı şekillerde etkilemektedir. Bir sistemin kontrol sürecinde, bu parametrelerden biri, ikisi veya üçü birden kullanılabilir. Kontrol sistemi tasarlanırken, hangi parametrelerin hangi oranlarda ayarlanacağı belirlenir. Bu kazanç parametreleri, her sistemin kendine özgü dinamiklerine bağlı olarak farklı değerler almaktadır (Doğruer ve ark., 2017a).



Şekil 3.1. PID denetleyici sisteminin blok diyagramı (Türkoğlu ve ark.)

PID denetleyicisinin matematiksel ifadesi, Denklem 3.1’de verilmiştir. Bu denklemde kullanılan parametreler aşağıda açıklanmaktadır.

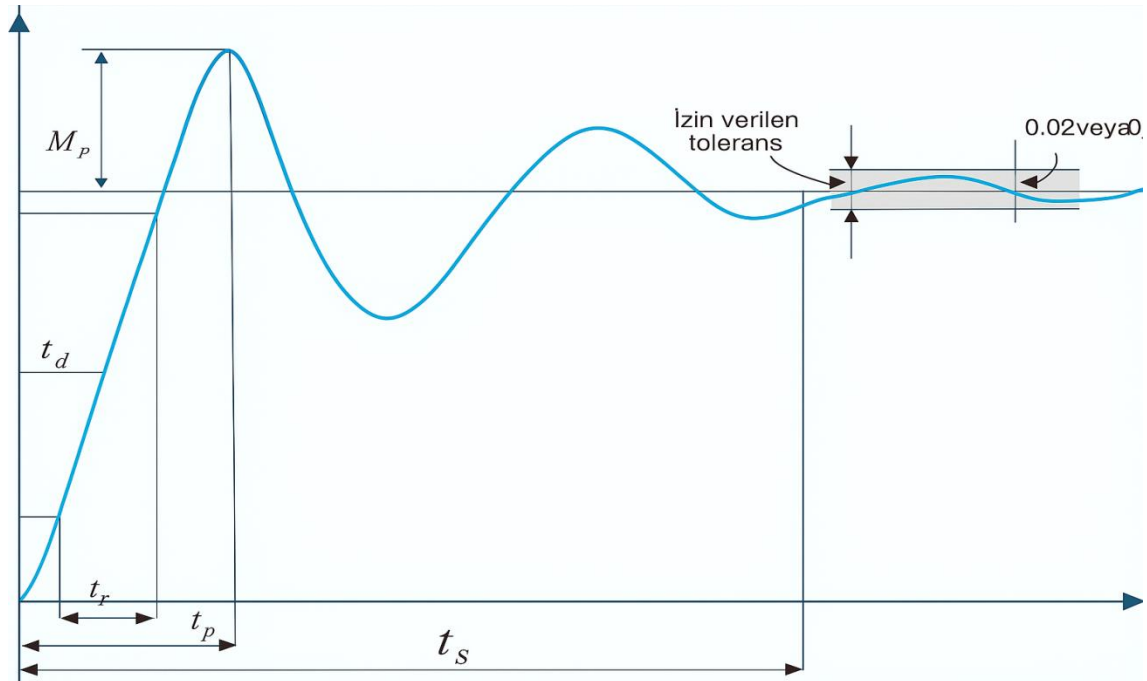
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.1)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (3.2)$$

Denklemde yer alan $u(t)$ kontrol sinyalini; $e(t)$ ise zamana bağlı hata fonksiyonunu ifade etmektedir. Ayrıca, $y(t)$ çıkış sinyalini, $r(t)$ ise referans (istenen) giriş sinyalini temsil etmektedir. Denklem 3.1 ve 3.2’de belirtilen terimler sırasıyla; K_p oransal kazancı, K_i integral kazancını ve K_d türevsel kazancı göstermektedir.

Kontrol edilmek istenen sistemin çıkışı ile girişine uygulanan referans değeri arasındaki fark, hata olarak tanımlanır. Hata değeri, K_p oransal kazanç ile, hatanın türevi K_d türevsel kazanç ile ve hatanın integrali K_i integral kazanç ile çarpılır. Elde edilen bu değerler toplanarak kontrol sinyali oluşturulur. Sistemin çıkışı tekrar referans değeri ile karşılaştırılır ve yeni hata değeri belirlenir. Bu süreç, hata sıfırlanana kadar aynı adımlarla devam eder (Erkol, 2017).

Kontrol sistemlerinin performans analizi, sistemin zamanla gösterdiği tepkinin incelenmesiyle gerçekleştirilir. Bu bağlamda, sistemin birim basamak girişine verdiği yanıt üzerinden elde edilen zaman cevabı parametreleri; gecikme zamanı (t_d), yükselme zamanı (t_r), tepe zamanı (t_p) ve yerleşme zamanı (t_s) gibi büyüklükler, sistemin geçici ve kararlı durum davranışlarını nicel olarak değerlendirmeye olanak tanır. Bu parametreler, özellikle sistemin hızlı, kararlı ve güvenilir bir şekilde çalışıp çalışmadığını belirlemek açısından büyük önem taşımaktadır. Dolayısıyla, zaman cevabı analizi, kontrol sistemlerinin tasarım ve optimizasyon süreçlerinde temel bir rol oynamaktadır (Doğruer, 2023). Bir sistemin birim basamak zaman cevabına ilişkin performans parametreleri şekil 3.2’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Bir sistemin birim basamak zaman cevabına ilişkin performans parametreleri

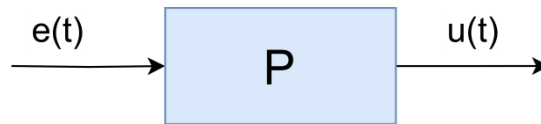
Şekil 3.2 deki parametreler aşağıda açıklanmıştır.

- t_d (Gecikme Zamanı): Sistem yanıtının, nihai değerinin yarısına ilk kez ulaşması için geçen süreyi ifade eder (Kim ve Park, 2005).
- t_r (Yükselme Zamanı): Sistem cevabının, giriş değerine bağlı olarak %0'dan %100'e ulaşmasına kadar geçen süreyi ifade eder.
- t_p (Tepe Zamanı): Sistem yanıtının ilk kez maksimum seviyeye ulaştığı anı gösterir.
- M_p (Maksimum Aşma): Sistem cevabının en yüksek değeri ile giriş değeri arasındaki farkın yüzdesel olarak ifade edilmesidir.
- t_s (Oturma Zamanı): Sistem yanıtının kararlı hale geldiği süreyi belirtir. Genellikle %2'lik ve %5'lik tolerans bantlarına göre değerlendirilir.

Denetleyici, sistem çıkışını referans değere yaklaştırmayı amaçlamaktadır. Ancak, sistemde meydana gelen bazı durumlar nedeniyle bu iki değer arasında bir fark oluşabilir. Literatürde bu fark, kalıcı durum hatası olarak adlandırılmaktadır (Doğruer ve ark., 2017b).

a-) P (Oransal) Denetim

Denetleyici, hatayla orantılı bir kontrol mekanizması sağlar. K_i ve K_d değerleri sıfır olduğunda, PID denetleyici yalnızca oransal kontrol ile çalışır. Bu durumda, K_p oransal kazancının ayarlanması, denetim sisteminin duyarlılığını artırabilir. Şekil 3.3'te, oransal denetime ait yapı gösterilmektedir.



Şekil 3.3. P (Oransal) denetimin yapısı

Oransal denetimin matematiksel ifadeleri ise aşağıdaki gibidir:

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

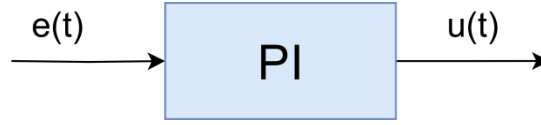
$$G_c(s) = K_p \quad (3.4)$$

Oransal denetimde sabit bir K_p kazancı kullanılır. Bu kazanç için, “hatanın değeri arttıkça, oransal etkinin hatayı düzeltme etkisi de artar” ifadesi kullanılabilir. Ancak, hata azaldıkça denetim etkisi de azalır ve belirli bir noktadan sonra, denetleyicinin ürettiği etki hatayı tamamen ortadan kaldırmaya yetmez. Bu durumda, geri beslemeli sistemlerde belirli bir kalıcı durum hatası oluşur. Teorik olarak, 0-tipi sistemler, uygulanan basamak girişine karşılık kalıcı durum hatası verir ve oransal denetim bu hatayı tamamen ortadan kaldıramaz. Bununla birlikte, K_p kazancının artırılması, kalıcı durum hatasını azaltabilir. Ancak, kazancın fazla yükseltilmesi, sistemin kararsız hale gelmesine veya aşırı salınımlı bir davranış sergilemesine neden olabilir. Oransal denetim, en iyi sonucu kararlı sistemlerin kontrolünde vermektedir. Burada kararlı sistem, kazanç artırıldığında kararsız hale geçmeyen sistemler olarak tanımlanır. Oransal denetimin en büyük avantajı, basit bir yapıya sahip olmasıdır (Yüksel ve ark., 2011).

Özetle, K_p değeri artırıldığında kalıcı durum hatası azalabilir, ancak tamamen sıfırlanamaz. Ayrıca, K_p değerinin fazla yükseltilmesi, sistemin kararsız veya salınımlı bir hale gelmesine yol açabilir.

b-) PI (Oransal - İntegral) Denetim

Oransal etkiye integral etkisinin eklenmesi veya PID denetleyicide türevsel (D) etkinin devre dışı bırakılmasıyla PI denetleyici elde edilir. Nispeten basit bir yapıya sahip olan PI denetleyici, endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak tercih edilmektedir. İntegral etkisi, biriken hata değeriyle orantılı bir denetim çıkışı oluşturarak hatanın zamanla sıfırlanmasını sağlar. Bu, integral etkinin avantajlı yönüdür. Ancak, hata değerinin birikerek düzeltilmesi nedeniyle, denetim etkisi ve hatanın giderilmesi belirli bir süre alır. Bu durum, integral etkisini daha yavaş tepki veren bir denetim biçimi haline getirmektedir ve bu da dezavantajlı yönüdür. Bunun yanı sıra, integral etkisi nedeniyle paydaya etki eden s çarpanı, integral denetime 90 derecelik faz kayması ekler. Bu da geri beslemeli sistemin kararlılığını olumsuz yönde etkileyebilir (Yüksel ve ark., 2011). Şekil 3.4’te oransal-integral denetime ilişkin yapı gösterilmektedir.



Şekil 3.4. PI (Oransal-İntegral) denetimin yapısı

Sistemlerde integral etkinin kullanılmasının temel amacı, sistemin değişim taleplerine yeterli bir denetim cevabı vermesini sağlamaktır. Eğer sistemin ihtiyaçları yalnızca P etkisi ile karşılanabiliyorsa, I etkisinin kullanılmasına gerek yoktur. Örneğin, sıcak su üreten bir sistemde, belirli aralıklarla alınan sıcak su miktarına karşılık kazana eklenen soğuk suyun ısı enerjisi talebi düşükse ve bu talep sık aralıklarla değişmiyorsa, oransal kontrol (P) tek başına yeterli olabilir. Ancak, sistemin talepleri sık aralıklarla ve yüksek miktarlarda değişiyorsa, sadece P etkisi bu değişimleri karşılamakta yetersiz kalabilir. Bu durumda, sistemde kalıcı durum hatası oluşabilir. Eğer P etkisine I etkisi eklenirse, denetleyicinin çıkışı zamanla artan bir denetim etkisi oluşturur. Bu sayede, sistemde meydana gelen hata tamamen ortadan kaldırılana kadar denetleyici hareket etmeye devam eder. Böylece, sistemin çıkışındaki sapma sıfırlanmış olur (Yüksel ve ark., 2011). Sonuç olarak, PI denetleyici, kalıcı durum hatasını azaltarak sıfıra indirebilir. Ancak, bu süreçte geçici rejimde salınımlı bir sistem davranışı gözlemlenebilir.

Standart bir PI denetleyicinin matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir (Ogata, 2020).

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (3.5)$$

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.6)$$

c-) PD (Oransal - Türev) Denetim

PD denetimi, oransal etkiye türev etkisinin eklenmesiyle oluşturulmaktadır. PD denetleyicinin matematiksel ifadesi ise aşağıda verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.7)$$

$$G_c(s) = K_p + K_d s \quad (3.8)$$

Türev etkisi, hatanın kendisinden ziyade hatanın değişim süreci üzerinde etkili olur. Bu sayede, hatanın büyümeden önceki değişimlerini tahmin ederek hatayı hızlı bir şekilde düzeltme kapasitesine sahip olur. Türev etkisi, hatadaki değişim başladığı anda devreye girer. Bu yönüyle, “erken sezgi” ya da “öngörü” etkisi olarak da adlandırılabilir. Şekil 3.5'te, oransal-türev denetim sistemine ait bir yapı örneği gösterilmektedir.



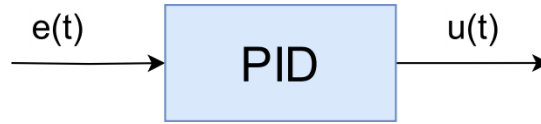
Şekil 3.5. PD (Oransal-Türev) denetimin yapısı

Türev etkisi, geri beslemeli sistemlerde sönümleme etkisi yaratır. Bu sayede, sistemin yanıt hızında bir değişiklik olmadan kararlılığı artırılır. Türev etkisi, açık döngüdeki matematiksel ifadede paya "s" çarpanı ekler ve sisteme s-düzleminin orijininde bir sıfır ekler. Bu, sistemin kararlılığı üzerinde olumlu bir etki yaratır. Paydaki "s" çarpanı, sisteme 90°'lik bir faz payı kazandırır. Sabit bir sayının türevi sıfır olduğu için, türev etkisi, zamanla değişmeyen sistemlerde sabit kalan hatalar üzerinde bir etki yapmaz. Türev etkisi yalnızca hatanın zaman içindeki değişimine karşı etkilidir ve bu yüzden denetleyici olarak tek başına kullanılamaz (Karakoç ve ark., 2015). Zaman arttıkça türev etkisi, sistemin yanıt hızını artırır, ancak aynı zamanda salınımı artırarak kararlılığı olumsuz yönde etkiler. Bu durum, kazanç artışıyla benzer bir etki yaratır. Türev kazancı, aynı zamanda gerçek türev zamanı olarak da adlandırılabilir. Türev etkisinin bir diğer olumsuz yönü ise ani hata değişimlerine karşı gösterdiği çok hızlı tepki olup, bu durum özellikle yüksek frekanslı bölgelerde sistemi aşırı titreşimli hale getirebilir (Visioli, 2006). Diğer yandan, türev etkisi sistemdeki kalıcı hata üzerinde hiçbir etki yapmaz. Bu nedenle, türev etkisi eklenmiş bir sistemde kalıcı hata değişmeden devam eder. Ancak, bozucu girişlerin etkisiyle kalıcı hata meydana gelmeyen aşırı salınımlı sistemlerde, PD denetleyicisi oldukça etkili bir denetim sağlar (Yüksel ve ark., 2011).

d-) PID (Oransal – İntegral -Türev) Denetim

Şekil 3.6'da PID denetleyicisinin yapısı gösterilmektedir. Süreç denetim sistemlerinde karşılaşılan uzun ölü zaman gecikmeleri, PI denetleyicisinin integral etkisini tamamlamak amacıyla türev etkisi eklenerek çözülmektedir. Yoğunluk, PH, sıcaklık,

karışım gibi ölçümlerde meydana gelen ölü zaman gecikmeleri, PID denetleyicisi kullanılarak ortadan kaldırılmaktadır. Bu nedenle, PID denetleyici, PI denetleyiciye kıyasla daha yüksek bir performans sergileyebilmektedir.



Şekil 3.6. PID (Oransal-İntegral-Türev) denetimin yapısı

Düşük etkili bozucu girişlere maruz kalan bir sistemin PI denetleyicisiyle kontrol edilmesi durumunda, Oransal bant ayarının geniş tutulması ve integral etkisinin düşük seviyede olması istenmektedir. Bu ayarlarla, sistem uzun zaman aralıklarında büyük şiddetli bozucu girişlere maruz kaldığında, PI denetleyicisi yeterince etkili olamaz ve hatadaki değişimleri izleyip düzeltme işlemi yapamaz. Türev etkisinin eklenmesi, oransal kazancın daha yüksek tutulmasına olanak tanıyacak ve denetim elemanının tepki süresini hızlandıracaktır. Aşırı salınım gösteren ve düşük sönümlü servo-sistemlerde PI denetleyicisi tek başına istenen performansı sağlayamayacaktır. Bu durumda, türev etkisinin eklenmesi, sistemde daha fazla kararsızlık yaratmadan oransal kazancın yüksek tutulmasına olanak verir ve böylece sistemin kararsız hale gelmesini engeller. Başka bir deyişle, PID denetleyicisi sayesinde sistemin kalıcı durum hatası sıfırlanır ve geçici durum davranışı da iyileştirilir.

PID denetleyicisinin avantajı, tüm kontrol eylemlerinin bir arada bulunmasıdır. Ancak, tasarım süreci zordur ve sisteme uygun K_p , K_i , K_d değerlerinin belirlenmesi zaman alabilir.

Tablo 3.1. PID parametrelerinin sistem üzerindeki etkisi (Coşkun ve Terzioğlu, 2007)

	Yükselme Zamanı	Aşma	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
$K_p \uparrow$	Azalır	Artar	Küçük oranda değişir	Azalır
$K_i \uparrow$	Azalır	Artar	Artar	Büyük oranda azalır
$K_d \uparrow$	Küçük oranda değişir	Azalır	Azalır	Küçük oranda değişir

Tablo 3.1'de, K_p , K_i , K_d parametrelerinin bir sistem üzerindeki etkileri gösterilmektedir. Özetle, K_p değeri arttıkça sistemin hızı artabilir ve kalıcı durum hatası azalabilir, ancak bu durum sistemin salınım yapmasına yol açabilir. K_i değeri arttıkça kalıcı durum hatası ortadan kalkabilir, fakat geçici rejim cevabında olumsuz etkiler görülebilir. K_d değeri arttıkça geçici rejim cevabı iyileşebilir, ancak kalıcı durum cevabına neredeyse hiç etkisi yoktur.

P, PI, PD ve PID denetleyicileriyle kontrol edilen bir geri beslemeli sistemin basamak bozucu giriş etkisi altında hata sinyaline gönderdiği değişim eğrileri kıyaslandığında şu sonuçlar ortaya çıkar (Kamel, 2016):

- Sadece P denetleyicisi kullanıldığında, cevap eğrisinde birkaç salınım gözlemlenir ve ardından sistem kalıcı durum yerine belli bir sapma gösterir.
- Sadece PI denetleyicisi kullanıldığında, P denetleyicisine benzer bir cevap eğrisi elde edilir, ancak kalıcı durumda sapma görülmez. Oransal etkiye integral etkisinin eklenmesi, sistemin kararsızlık eğilimlerini artırır. Bu durumu dengelemek için oransal kazanç, yalnızca oransal etki denetimi ile daha düşük seçilmelidir. Ancak bu durumda, hatanın düzeltilmesi daha yavaş gerçekleşir ve başlangıç hatası daha büyük olur.
- Sadece PD denetleyicisi kullanıldığında, hem oransal etki hem de türev etkisi hatayı azaltır. Bu nedenle hatanın ilk değeri daha düşük olur. En yüksek değerden sonra ise oransal etki hatayı düşürmeye devam ederken, türev etkisi hatanın değişim hızını ters yönde etkiler ve böylece sistemin kararlılığını artırır. Bu sayede daha güçlü bir oransal kazanç kullanılabilir. PD denetimi, P denetimine göre daha az başlangıç sapması ve daha düşük kalıcı durum hatası sağlar.
- PID denetleyicisi kullanıldığında, başlangıç hatası daha büyük olabilir. Ancak bu, kalıcı durum hatasının tamamen sıfırlanmasıyla dengelenir.

3.2. Optimizasyon

Optimizasyon, birden fazla çözümün mevcut olduğu problemler için belirli kriterlere dayanarak en uygun çözümü bulma sürecidir. Elde edilecek en iyi çözüm, probleme, kullanılan çözüm yöntemine ve kabul edilen tolerans seviyesine göre farklılık gösterebilir. Optimizasyon yaklaşımlarının temelinde, her zaman mümkün olan en iyi sonuca ulaşma hedefi yer almaktadır. Bu doğrultuda, çeşitli problemlere uygun çözümler üretmek amacıyla çok sayıda optimizasyon yöntemi geliştirilmiş ve farklı disiplinlerde uygulanmıştır. “En iyi” ifadesi ise, büyük ölçüde ele alınan probleme, kullanılan çözüm stratejisine ve kabul edilebilir hata payına göre değişkenlik göstermektedir. Tarihsel süreçte, karşılaşılan sorunlara etkin çözümler sunabilmek adına birçok optimizasyon tekniği ortaya konmuş ve geniş bir uygulama yelpazesinde kendine yer bulmuştur (Ma ve ark., 2021).

3.2.1. Sezgisel Optimizasyon Yöntemleri

Bir sistemin tasarımında, istenen gereksinimleri karşılayan birçok olası çözüm bulunabilir. Bu çözümler arasından en uygun olanının en hızlı şekilde belirlenmesi süreci optimizasyon olarak adlandırılır (Özsağlam ve Çunkaş, 2008). Başka bir deyişle, optimizasyon, belirli bir amaca ulaşmak için en iyi çözümün mümkün olan en kısa sürede elde edilmesidir. Optimizasyon problemlerinin çözümünde kullanılan geleneksel matematiksel yöntemlerin esnek olmayışı ve büyük ölçekli problemlerin çözümünde yetersiz kalması, optimizasyon tekniklerinin geliştirilmesine neden olmuştur. Doğadaki olayların örnek alınarak oluşturulan algoritmalar bu alanda yeni bir yaklaşım sunmuştur. Bu tür algoritmalara sezgisel optimizasyon algoritmaları denir. Sezgisel optimizasyon teknikleri arasında, Genetik Algoritmalar (GA), Diferansiyel Evrim Algoritması (DE), Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO), Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) ve Karınca Koloni Algoritması (ACO) gibi algoritmalar yaygın şekilde kullanılmaktadır (Çavuşlu ve ark., 2010; Dikmen ve ark., 2014; Keskindürk, 2006; Şenel ve ark., 2018; Uçaner ve Özdemir, 2002).

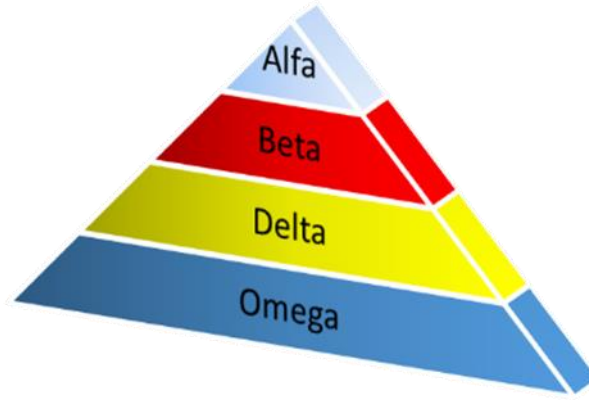
Sezgisel optimizasyon, büyük ölçekli problemlere kısa hesaplama sürelerinde optimal çözümler elde etmek amacıyla geliştirilmiştir. Bu yöntemler, çeşitli problemlere yönelik

alt tekniklere sahiptir ve bu teknikler fizik, biyoloji, kimya, sosyal bilimler, sürü davranışı, bilgisayar bilimleri ve karar verme alanlarından türetilmiştir.

Bu tez çalışmasında sezgisel optimizasyon yöntemlerinden biri olan GWO algoritmasının geliştirmiş hali olan I-GWO sürü temelli algoritması kullanılacaktır.

3.2.2. Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) Algoritması

Mirjalili tarafından 2014 yılında geliştirilen algoritma, doğadaki gri kurtların liderlik hiyerarşisi ve grup avlanma mekanizmasından esinlenerek tasarlanmış başarılı bir doğa temelli optimizasyon algoritmasıdır (Mirjalili ve ark., 2014). Gri kurtlar genellikle 5 ila 12 bireyden oluşan sürüler halinde yaşarlar. Bu sürülerde liderlik hiyerarşisi dört farklı seviyeden oluşur: alfa, beta, delta ve omega. Hiyerarşinin en üst basamağında alfa kurtları yer alır. Alfa, sürünün en baskın üyesidir ve avlanma, dinlenme alanı seçimi, hareket zamanlaması gibi konularda karar alma yetkisine sahiptir. Alfa kurtlarını hiyerarşide beta kurtları takip eder. Beta kurtları, alfa liderine yardımcı olur, sürü içindeki emirlerin iletilmesini ve organizasyonu sağlar. Eğer alfa kurt sürüden ayrılırsa veya yaşlanırsa, yerine beta kurt geçer. Hiyerarşinin en alt basamağında omega kurtları bulunur. İlk bakışta sürü içinde önemli bir role sahip değillermiş gibi görünseler de, omeganın yokluğunda sürü içinde çatışmalar ve huzursuzlukların arttığı gözlemlenmiştir. Omega kurtları, sürü içindeki gerilimi azaltarak sosyal düzenin korunmasına katkı sağlar. Ayrıca bazı durumlarda yavru bakımıyla da ilgilenirler. Avlanma sırasında ise en son beslenen bireylerdir. Hiyerarşide üçüncü seviyede yer alan delta kurtları ise alfa ve beta kurtlarına bağlı olmak zorunda kalırken, omega kurtları üzerinde otorite sahibidir. Gri kurtların bu liderlik düzeni, Şekil 3.7’de görselleştirilmiştir (Mirjalili ve ark., 2014).



Şekil 3.7. Gri kurdun hiyerarşisi (baskınlık yukarıdan aşağıya azalır) (Mirjalili ve ark., 2014).

Gri kurtların avlanma stratejisi ve sosyal hiyerarşisi, optimizasyon sürecini gerçekleştirmek ve GWO algoritmasını oluşturmak amacıyla matematiksel olarak modellenmiştir. Bu hiyerarşik düzende, en iyi çözüm alfa (α) olarak kabul edilirken, onu sırasıyla ikinci ve üçüncü en iyi çözümler olan beta (β) ve delta (δ) takip eder. Diğer çözümler ise omega (ω) olarak adlandırılır ve sürünün en zayıf bireyleri olarak kabul edilir.

a-) Matematiksel Model ve Algoritma

GWO'nun matematiksel modellemesi dört farklı aşamadan oluşmaktadır: sosyal hiyerarşi, avın izlenmesi, kuşatma ve saldırı. Bu aşamalar, gri kurtların avlanma stratejilerini matematiksel olarak temsil etmektedir.

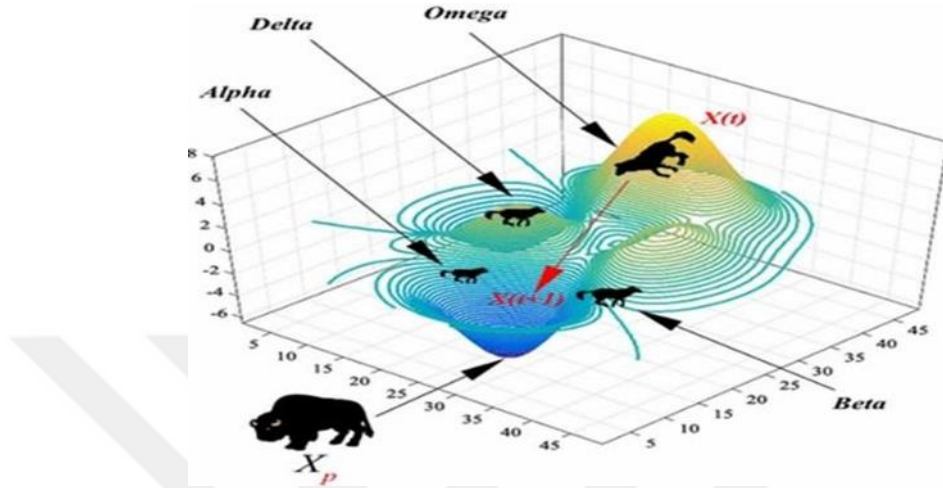
b-) Sosyal Hiyerarşi

Matematiksel modelde, en iyi çözüm α , ikinci en uygun çözüm β ve üçüncü en uygun çözüm δ olarak tanımlanır. Diğer tüm çözümler ise ω olarak kabul edilir. Optimizasyon ve avlanma sürecinde, ω çözümleri bu üç lider gri kurt (α , β ve δ) tarafından yönlendirilir ve bu üçlü, Şekil 3.8'de gösterildiği gibi avı çevrelemelidir.

Gri kurtlar toplu halde yaşar ve grup halinde avlanır. Avın takibi ve yakalanması süreci üç temel aşamadan oluşur:

1. Av tespit edildiğinde, ilk olarak izlenir, takip edilir ve ona yaklaşılr.

2. Av kaçmaya çalışırsa, gri kurtlar onu kovalar, etrafını sarar ve hareket kabiliyeti kısıtlanana kadar baskı uygular.
3. Avın yorulmasıyla birlikte saldırı gerçekleştirilir (Mirjalili ve ark., 2014).



Şekil 3.8. GWO ‘nun konum güncellemesi (Mirjalili ve ark., 2014).

$$\vec{D} = \left| \vec{C} \cdot \vec{X}_p(t) - \vec{X}(t) \right| \quad (3.9)$$

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_p - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (3.10)$$

Denklem 3.9 ve denklem 3.10’daki t yinelemeyi, $\vec{A}$ ve $\vec{C}$ katsayı vektörlerini, $\vec{X}_p$ avın konum vektörünü, $\vec{X}$ gri bir kurdun konum vektörünü gösterir. $\vec{X}(t+1)$ Kurdun bir sonraki yeri, $\vec{X}(t)$ kurdun sabit konumu, $\vec{X}_p$ avın konumu, $\vec{D}$ av ve kurt arasındaki vektör mesafesini gösterir.

$\vec{A}$ ve $\vec{C}$ katsayı vektörleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

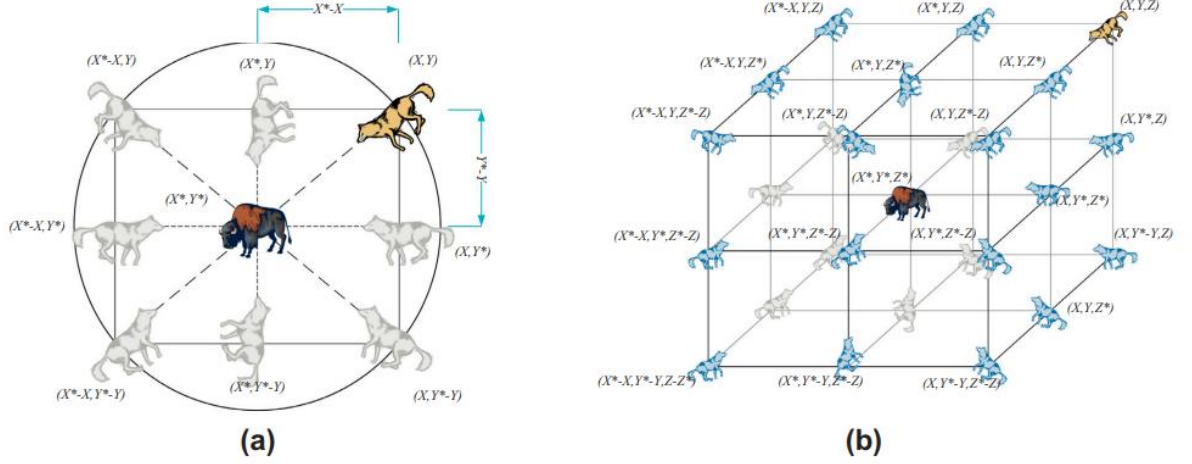
$$A = 2\vec{a} \cdot \vec{r}_1 - \vec{a} \quad (3.11)$$

$$C = 2\vec{r}_2 \quad (3.12)$$

$\vec{r}_1$ ve $\vec{r}_2$ $[0,1]$ aralığında rastgele seçilmiş vektörler, a: parametresi doğrusal bir şekilde azalan vektör, koşu esnasında 2’den 0’a doğru azalır.

$$A = 2 - 2 \left(\frac{t}{\max_t} \right) \quad (3.13)$$

t yineleme sayısı $\max_t$ maksimum yineleme sayısını gösterir.



Şekil 3.9. 2D ve 3D konum vektörleri ve olası sonraki konumları (Faris ve ark., 2018).

Şekil 3.9’da gösterilen kavram, n boyutlu bir arama uzayına genişletilebilir. Bu süreçte temel amaç, alfa, beta ve delta kurtlarının avın konumunu tahmin etmesi ve diğer kurtlarla birlikte avın etrafını sararak konumlarını rastgele güncellemeleridir.

c-) Avcılık

Avlanma süreci genellikle alfa kurt tarafından yönlendirilirken, diğer kurtlar da zaman zaman av sürecine katılabilir. Optimum av konumu arama uzayında önceden belirlenmiş değildir. Ancak kurtların avlanma davranışı, en iyi çözümün alfa olmasıyla birlikte beta ve delta hakkında da bilgi sahibi olacak şekilde matematiksel olarak modellenmiştir. Optimizasyon sürecinde, ulaşılan en iyi üç çözüm sırasıyla α , β ve δ olarak kabul edilir ve her ω kurdu, α , β ve δ 'ye göre konumunu aynı anda aşağıdaki şekilde günceller.

$$\vec{D}_\alpha = \left| \vec{C}_1 \cdot \vec{X}_\alpha - \vec{X} \right| \quad (3.14)$$

$$\vec{D}_\beta = \left| \vec{C}_2 \cdot \vec{X}_\beta - \vec{X} \right| \quad (3.15)$$

$$\vec{D}_\delta = \left| \vec{C}_3 \cdot \vec{X}_\delta - \vec{X} \right| \quad (3.16)$$

X_1 , X_2 ve X_3 aşağıda hesaplanmıştır.

$$\vec{X}_1 = \vec{X}_\alpha - \vec{A}(\vec{D}_\alpha) \quad (3.17)$$

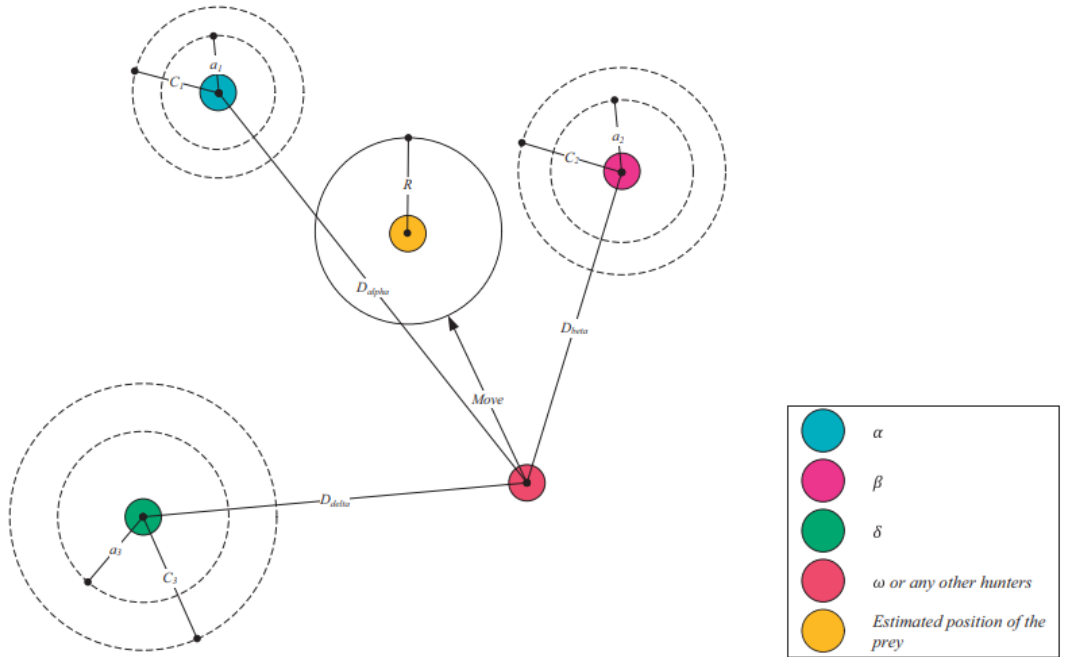
$$\vec{X}_2 = \vec{X}_\beta - \vec{A}(\vec{D}_\beta) \quad (3.18)$$

$$\vec{X}_3 = \vec{X}_\delta - \vec{A}(\vec{D}_\delta) \quad (3.19)$$

Böylece liderler, omega kurtlarının en uygun noktaya doğru ilerlemesini sağlar. Matematiksel olarak, kurdun yeni konumu Denklem 3.20 ile güncellenir.

$$\vec{X}(t+1) = \frac{\vec{X}_1 + \vec{X}_2 + \vec{X}_3}{3} \quad (3.20)$$

Şekil 3.10, bir arama ajanının konumunu iki boyutlu arama uzayında alfa, beta ve delta konumlarına bağlı olarak nasıl güncellediğini göstermektedir. Arama uzayında belirlenen alfa, beta ve delta noktalarıyla oluşturulan bir daire içinde, nihai konumun rastgele bir noktada yer alabileceği görülmektedir. Başka bir deyişle, en güçlü üç kurt avın yerini tahmin ederken, diğer kurtlar avın etrafındaki konumlarını rastlantısal olarak günceller (Mirjalili ve ark., 2014).

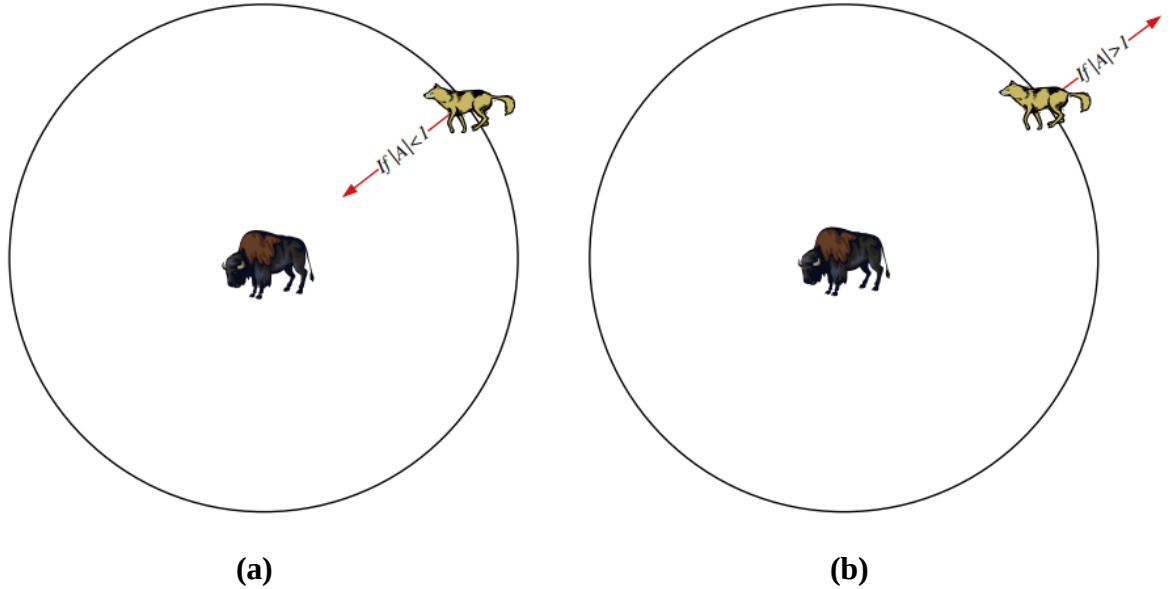


Şekil 3.10. GWO'da pozisyon güncelleme (Mirjalili ve ark., 2014).

d-) Ava Saldırma

Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) algoritması, genellikle alfa, beta ve delta konumlarını referans alarak arama sürecini yürütür. Kurtlar, avı bulabilmek için farklı yönlere dağılır. Avın konumu tespit edildikten ve av yorulduktan sonra, kurtlar bir araya gelerek saldırıyı gerçekleştirir. Ava yönelik saldırı süreci, $\vec{A}$ parametresi kullanılarak matematiksel olarak modellenir. Gri kurtların ava yaklaşma veya ondan uzaklaşma durumu, bu parametreye bağlıdır.

Eğer $\vec{A}$ değeri $[-1,1]$ aralığında bulunuyorsa, arama ajanının bir sonraki konumu, mevcut konum ile avın konumu arasında herhangi bir noktada olabilir. Bu sırada, yinelemeler boyunca $\vec{A}$ değeri, r_i değişkenine bağlı olarak 2'den 0'a doğru azalır. $\vec{A}$ parametresinin mutlak değeri $|A| > 1$ olduğunda, gri kurtlar daha uygun bir av bulabilmek için mevcut avdan uzaklaşırken, $|A| < 1$ olduğunda ava yaklaşırlar. Bu mekanizma, GWO algoritmasının yerel minimumlara takılmasını önlemeye yardımcı olur (Mirjalili ve ark., 2014).



Şekil 3.11. Av aramaya karşı ava saldırmak (Mirjalili ve ark., 2014).

e-) Av arama

Gri kurtlar, genellikle alfa, beta ve delta konumlarını referans alarak arama yaparlar. Av ararken farklı yönlerde dağılırlar, ancak saldırı anında tekrar bir araya gelirler. Diverjansı matematiksel olarak modellemek için, $\vec{A}$ parametresi arama ajanını avdan uzaklaştırmak amacıyla 1'den büyük veya -1'den küçük rastgele değerler alır. a parametresi ise keşif ve avın takibi süreçlerini vurgulamak için 2'den 0'a doğru azalır. Eğer $A < 1$ ise aday çözümler avdan uzaklaşırken, $A > 1$ olduğunda avın konumuna doğru yönelirler. GWO algoritmasının bir diğer önemli bileşeni olan $\vec{C}$ vektörü, [0,2] aralığında rastgele değerler alır. $\vec{A}$ vektörü zamanla doğrusal olarak azalırken, $\vec{C}$ vektöründe böyle bir azalma görülmez. $\vec{C}$ vektörü, doğada avın önüne çıkan engeller gibi düşünülebilir. Normal şartlarda, bu tür engeller kurtların avlarına doğrudan ulaşmasını zorlaştırır. Eğer $\vec{C} > 1$ ise gri kurtların avlarına yaklaşmasını engellerken, $\vec{C} < 1$ olduğunda avın etrafında rastgele ağırlıklar oluşturur. Bu durum, kurtların avına ulaşmasını zorlaştırabileceği gibi, tam tersi şekilde kolaylaştırabilir de.

Keşif sürecinin yalnızca başlangıç aşamalarında değil, algoritmanın son adımlarında da önemli olduğunu vurgulamak için $\vec{C}$ vektörünün her zaman rastgele değerler alması beklenir. Bu vektör özellikle algoritmanın ilerleyen aşamalarında, yerel minimumlara takılmayı önleyerek daha iyi çözümler bulunmasına katkı sağlar. Güncellemeler boyunca, alfa, beta ve delta kurtları avın konumunu tahmin eder ve her aday çözüm, av ile olan mesafesini sürekli olarak günceller. GWO algoritmasında avlanma süreci, belirlenen durma kriterleri sağlandığında sona erer (Mirjalili ve ark., 2014).

3.2.3. Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (I-GWO) Algoritması

Gri Kurt Optimizasyonu (GWO) algoritmasında, α , β ve δ kurtları, ω kurtlarını arama uzayında en iyi çözümün bulunabileceği umut vadeden bölgelere yönlendirir. Ancak, bu durum algoritmanın yerel optimum çözüme sıkışmasına neden olabilir. Bunun yanı sıra, popülasyon çeşitliliğinin azalması GWO'nun yerel optimuma düşmesine yol açabilir. Bu sorunların üstesinden gelmek için bu bölümde geliştirilmiş bir gri kurt optimizasyonu (I-GWO) önerilmektedir. İyileştirmeler, seçim ve güncelleme adımlarıyla desteklenen yeni bir arama stratejisini içermektedir. Bu adımlar, Şekil

3.12’de gösterilen I-GWO akış şemasında kesik çizgili çerçeve içinde belirtilmiştir. I-GWO algoritması üç aşamadan oluşmaktadır: başlatma, hareket etme ve seçim ile güncelleme (Nadimi-Shahraki ve ark., 2021).

Başlatma aşaması: Bu aşamada, N adet kurt, denklem (3.21) ile belirlenen $[l_i, u_j]$ aralığında rastgele olarak arama uzayına dağıtılır.

$$X_{ij} = l_j + rand_j [0,1] \times (u_j - l_j), i \in [1, N], j \in [1, D] \quad (3.21)$$

Bir kurdun t. iterasyondaki konumu, $X_i(t) = \{x_{i1} + x_{i2} + x_{i3} \dots, x_{iD}\}$ şeklinde gerçek değerlerden oluşan bir vektörle ifade edilir. Burada D, problemin boyutunu temsil etmektedir. Kurtların tüm popülasyonu, N satır ve D sütundan oluşan bir Pop matrisi içinde saklanır. Her bir $X_i(t)$ konumunun uygunluk değeri, uygunluk fonksiyonu $f(X_i(t))$ kullanılarak hesaplanır.

Hareket Aşaması: Gri kurtların grup avlanmasının yanı sıra bireysel avlanma davranışları da bulunmaktadır (MacNulty ve ark., 2007). Bu bireysel avlanma davranışı, GWO algoritmasını geliştirme motivasyonlarından biridir. Bu nedenle Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (I-GWO), Boyut Öğrenme Tabanlı Avlanma (DLH) arama stratejisi adı verilen ek bir hareket stratejisi içermektedir. DLH yaklaşımında, her bir kurt, yeni konum adayı belirlemek için komşularından öğrenir. Aşağıdaki adımlar, klasik GWO ve DLH arama stratejilerinin nasıl farklı aday çözümler ürettiğini açıklamaktadır.

Klasik GWO Arama Stratejisi:

Bölüm 3.3.2’de açıklandığı gibi, GWO algoritmasında popülasyondaki en iyi üç kurt (α , β ve δ) olarak belirlenir. Daha sonra, doğrusal olarak azalan katsayı a ile A ve C katsayıları denklem (3.11-3.13) ile hesaplanır. Avın sarılması işlemi, x_α, x_β ve x_δ konumları dikkate alınarak denklem (3.14-3.19) yardımıyla belirlenir. Son olarak, yeni konum için ilk aday olan, $\vec{X}(t+1)$ denklem (3.20) kullanılarak hesaplanır.

Boyut Öğrenme Tabanlı Avlanma (DLH) Arama Stratejisi:

Orijinal GWO algoritmasında, her kurt için yeni bir konum, popülasyondaki üç lider kurdun rehberliğinde oluşturulmaktadır. Ancak bu yaklaşım, algoritmanın yavaş yakınsamasına, popülasyon çeşitliliğinin erken kaybolmasına ve kurtların yerel optimumlara sıkışmasına neden olabilir. Bu eksiklikleri gidermek için önerilen DLH arama stratejisi, kurtların bireysel avlanma davranışlarını temel almaktadır.

DLH stratejisinde, her bir kurt için yeni konumun her boyutu, farklı komşularından öğrenerek ve popülasyondan rastgele seçilen bir kurt ile belirlenir. Bu işlem denklem (3.24) ile gerçekleştirilir. Böylece, GWO algoritmasıyla oluşturulan konum adayı $X_{i-GWO}(t+1)$ dışında, DLH arama stratejisi de farklı bir konum adayı olan $X_{i-DLH}(t+1)$ 'i üretir.

Bu sürecin ilk adımı olarak, $X_i(t)$ ve $X_{i-GWO}(t+1)$ arasındaki öklidyen mesafe kullanılarak bir yarıçap $R_i(t)$ hesaplanır. Bu işlem Denklem 3.22 ile gerçekleştirilir.

$$R_i(t) = |X_i(t) - X_{i-GWO}(t+1)| \quad (3.22)$$

Daha sonra, $X_i(t)$ noktasının komşuları $N_i(t)$ olarak adlandırılır ve bu komşular, $R_i(t)$ yarıçapına bağlı olarak Denklem 3.23 ile oluşturulur. Burada D_i , $X_i(t)$ ve $X_j(t)$ arasındaki öklid mesafesini ifade etmektedir:

$$N_i(t) = \{X_j(t) \mid D_i(X_i(t) - X_j(t)) \leq R_i(t), X_j(t) \in Pop\} \quad (3.23)$$

Komşu kümesi oluşturulduktan sonra, çoklu komşu öğrenme işlemi denklem (3.24) ile gerçekleştirilir. Burada $X_{i-DLH,d}(t+1)$ bileşeni, $N_i(t)$ kümesinden rastgele seçilen bir komşu $X_{n,d}(t)$ ve popülasyondan rastgele seçilen bir kurt $X_{r,d}(t)$ kullanılarak hesaplanır:

$$X_{i-DLH,d}(t+1) = X_{i,d}(t) + randx(X_{n,d}(t) - X_{r,d}(t)) \quad (3.24)$$

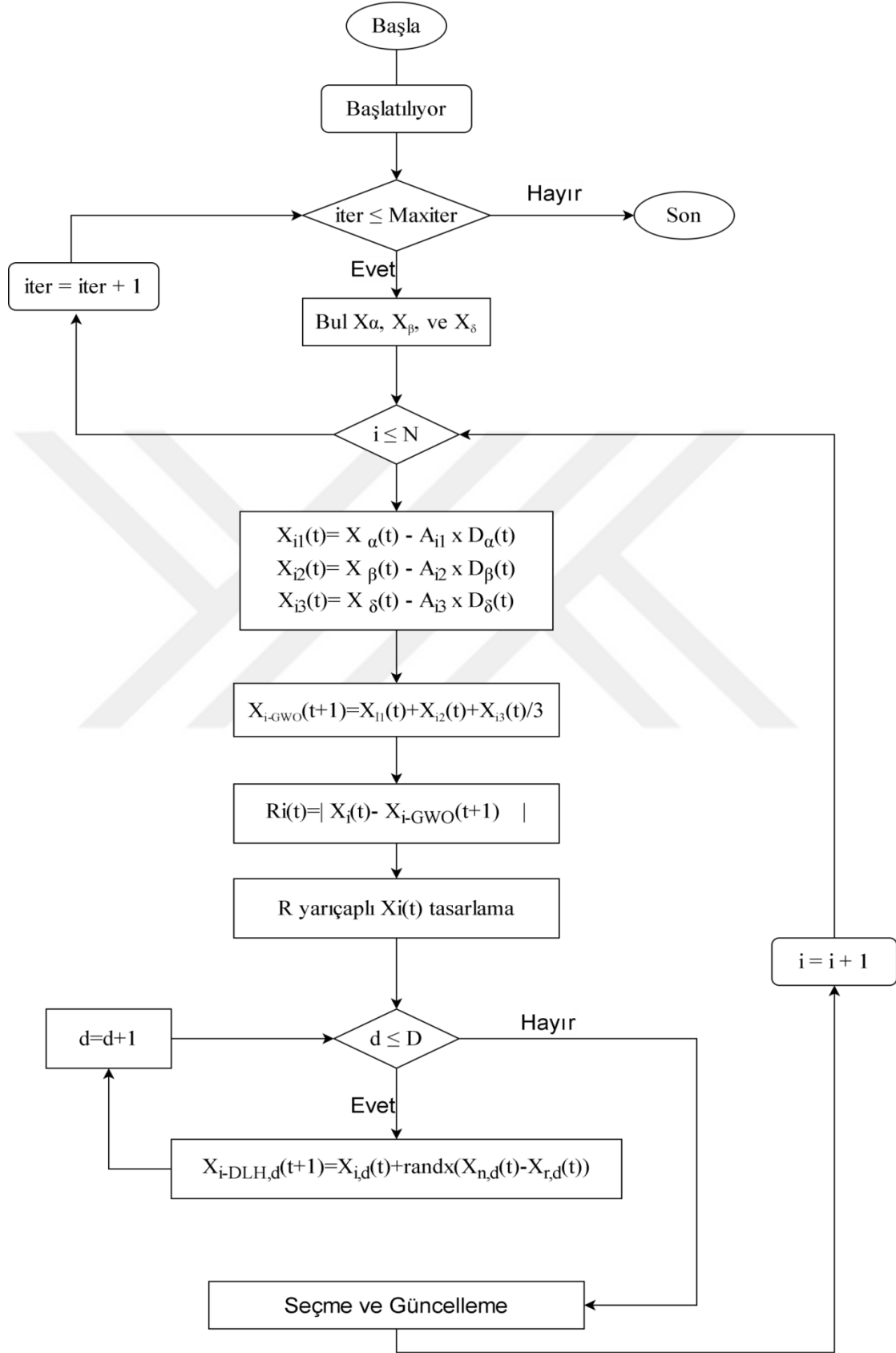
Seçme ve Güncelleme Aşaması:

Bu aşamada, $X_{i-GWO}(t+1)$ ve $X_{i-DLH}(t+1)$ aday çözümlerinin uygunluk değerleri karşılaştırılır ve en iyi olanı seçilir (Denklem 3.25):

$$X_i(t+1) = \begin{cases} X_{i-GWO}(t+1), & \text{if } f(X_{i-GWO}) < f(X_{i-DLH}) \\ X_{i-DLH}(t+1) & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.25)$$

Seçilen adayın uygunluk değeri, mevcut $X_i(t)$ deėerinden daha düşükse, $X_i(t)$ yeni aday çözümle güncellenir. Aksi takdirde, mevcut konum korunur.

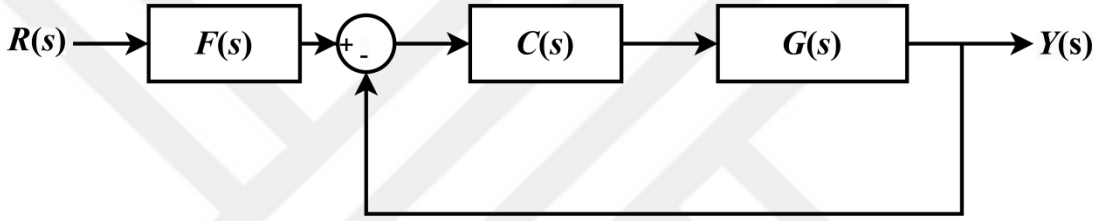
Son olarak, tüm bireyler için bu işlem tamamlandıktan sonra iterasyon sayacı bir artırılır. Arama işlemi, önceden belirlenmiş maksimum iterasyon sayısına ulaşana kadar devam eder. Önerilen I-GWO algoritmasının akış şeması şekil 3.12'de gösterilmektedir.



Şekil 3.12. I-GWO algoritmasının akış şeması (Nadimi-Shahraki ve ark., 2021).

3.3. PID Denetleyici Tasarımı

Bu çalışmada PID denetleyici parametrelerini ayarlamak için Şekil 3.13'te gösterildiği gibi, set noktası filtresi içeren geri beslemeli bir kontrol sistemi kullanılmaktadır. Bu tür sistemlerde, denetleyici sürekli olarak hata sinyalini izler. Hata sinyali, istenen set noktası ile gerçek proses çıktısı arasındaki fark olarak tanımlanır ve denetleyici, bu hatayı en aza indirmek için kontrol girişini ayarlar. Sistem gereksinimlerine bağlı olarak, denetleyicinin oransal, integratif ve türevsel bileşenleri birlikte çalışarak hız, doğruluk ve kararlılık arasında denge sağlayarak optimum kontrol performansına ulaşılmasını sağlar.



Şekil 3.13. Set noktası filtresi içeren geri besleme kontrol sistemi blok şeması (Sarman ve Doğruer, 2024)

Burada, $F(s)$ ayar noktası filtresidir, $G(s)$ kontrol edilecek sistemi temsil eder, $R(s)$ ve $Y(s)$ sırasıyla giriş ve çıkış sinyalleridir ve $C(s)$ PID denetleyicisini temsil eder. PID parametreleri olan K_p oransal kazancı, K_i integral kazancı ve K_d türevsel kazancı ifade eder. Oransal kontrol, yanıt hızını artırırken hata miktarını da yükseltir. İntegral kontrol, kalıcı durum hatasını ortadan kaldırırken, türevsel kontrol aşımı ve yerleşme süresini azaltır, ancak yükselme süresini ve kalıcı durum hatasını artırabilir. Bu üç etkinin birleştirilmesi, kalıcı durum hatası olmadan hızlı bir yanıt ve sınırlı maksimum aşım sağlar. Çalışmada, çıkıştaki aşımı azaltmak için kontrol şemasında bir set noktası filtresi kullanılmıştır ve ilgili denklemi aşağıda verilmiştir. Denklemden, T_i integral zaman sabiti, T_d ise türevsel zaman sabitidir (Sarman ve Doğruer, 2024).

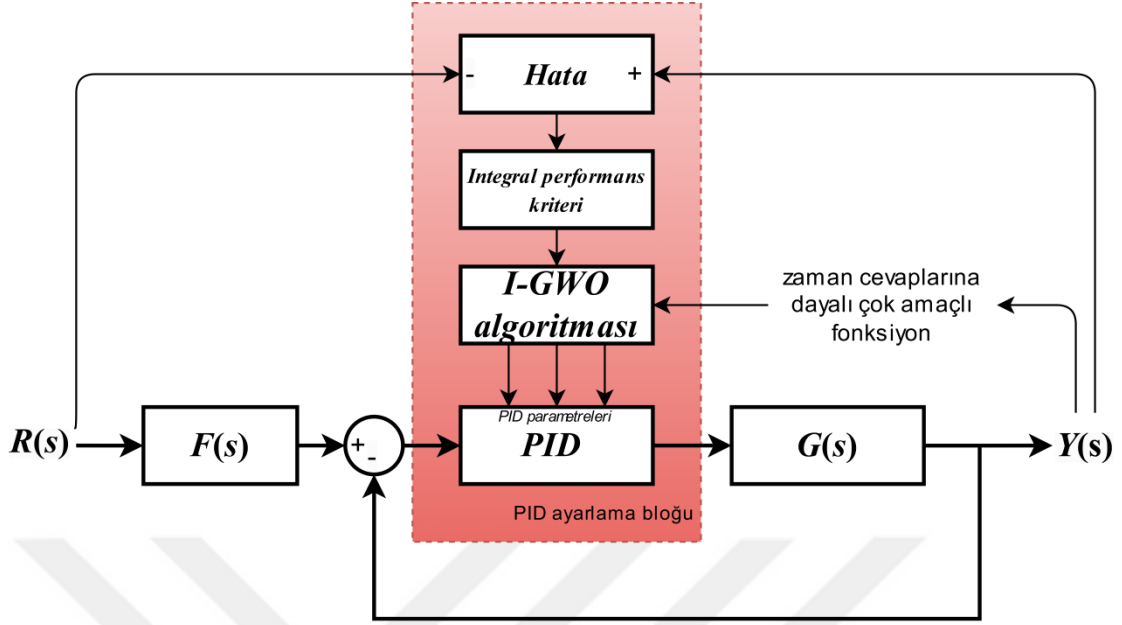
$$F(s) = \frac{1}{1 + T_i s + T_i T_d s^2} \quad (3.26)$$

Bu çalışmada, parametrelerin belirlenmesi için I-GWO algoritması kullanılmıştır. I-GWO, doğadan esinlenerek geliştirilen GWO algoritmasına dayalı bir optimizasyon yöntemidir (Mirjalili ve ark., 2014). GWO, bir kurt sürüsünün davranışını modelleyerek çözüm uzayında en iyi çözümü bulmayı amaçlar. Algoritma, lider kurtların (en iyi çözümlerin) izlediği yolları takip eder ve diğer kurtlarla iş birliği yaparak çözümü iyileştirir. I-GWO, GWO algoritmasını belirli iyileştirmelerle geliştirerek daha hızlı ve daha doğru sonuçlar elde etmeyi hedefler. Bu geliştirilmiş versiyon, özellikle PID parametrelerinin optimizasyonu gibi karmaşık problemlerin çözümünde oldukça etkilidir.

Kontrol sistemlerinde, Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali (IAE), Hatanın Karesinin İntegrali (ISE), Hatanın Zaman Ağırlıklı Mutlak Değerinin İntegrali (ITAE) ve Hatanın Zaman Ağırlıklı Karesinin İntegrali (ITSE) gibi kriterler sıklıkla kullanılmakta ve amaç fonksiyonlarında yer almaktadır (Dogruer ve Tan, 2019). Önerilen yöntemde, zaman cevaplarına dayalı çok ölçütlü bir amaç fonksiyonu kullanılmıştır ve bu fonksiyon Denklem 3.27'de verilmiştir (Bingul ve Karahan, 2018). Burada, M_p maksimum aşım, e_{ss} kalıcı durum hatası, t_s oturma süresi, t_r yükselme süresi ve β ağırlık faktörünü ifade etmektedir.

$$J_{MO} = (1 - e^{-\beta})(M_p + e_{ss}) + e^{-\beta}(t_s - t_r) \quad (3.27)$$

Önerilen kontrol şemasının blok diyagramı Şekil 3.14'de verilmiştir.



Şekil 3.14. I-GWO algoritması ile önerilen kontrol şeması (Sarman ve Doğruer, 2024)

Optimizasyon süreci, hedef fonksiyonun tanımlanması ve I-GWO algoritmasının başlatılması ile başlar. İlk iterasyonda, algoritma PID denetleyici parametrelerine rastgele değerler atayarak başlar. Zaman cevapları, Şekil 3.14'deki kapalı döngü kontrol sistemi çıkışından bir kod kullanılarak elde edilir ve çok amaçlı fonksiyona aktarılır. Çok amaçlı fonksiyonun değeri temel alındığında, algoritma PID denetleyici parametreleri için yeni değerler üretir. Çıkışın zaman tepki karakteristikleri tekrar ölçülür ve çok amaçlı fonksiyonun güncellenen değerine dayanarak algoritma denetleyici parametrelerini günceller. Bu süreç, durdurma kriterleri sağlanana kadar devam eder.

Tezin bu bölümünde tez çalışmasında kullanılacak PID denetleyiciler tanıtılmış ve bu denetleyicilerin parametrelerinin ayarlanmasında kullanılan optimizasyon yöntemi detaylandırılmıştır.

4. BULGULAR VE TARTIŞMA

Bu bölümde kontrolörlerin PID formundaki optimum parametrelerinin belirlenmesi için I-GWO algoritması kullanılmıştır. Bu amaçla, ITAE, ITSE, yerleşme süresi (t_s), yükselme zamanı (t_r), peak zamanı (t_p) ve aşma (%OS) gibi bazı kritik adım yanıt özelliklerini içeren üç farklı amaç fonksiyonu, seçilen kesirli modelde test edilmiştir. Literatürde verilen bazı sistemler ile optimize edilen PID kontrollü sistemlerin performansları karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.

4.1. Örnek 1: Bu örnekte, Liu ve arkadaşları (Liu ve ark., 2015) tarafından literatürde kullanılan kesirli sistem örnek olarak alınmıştır.

$$G_1(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{s^{0.5} + 1} \quad (4.1)$$

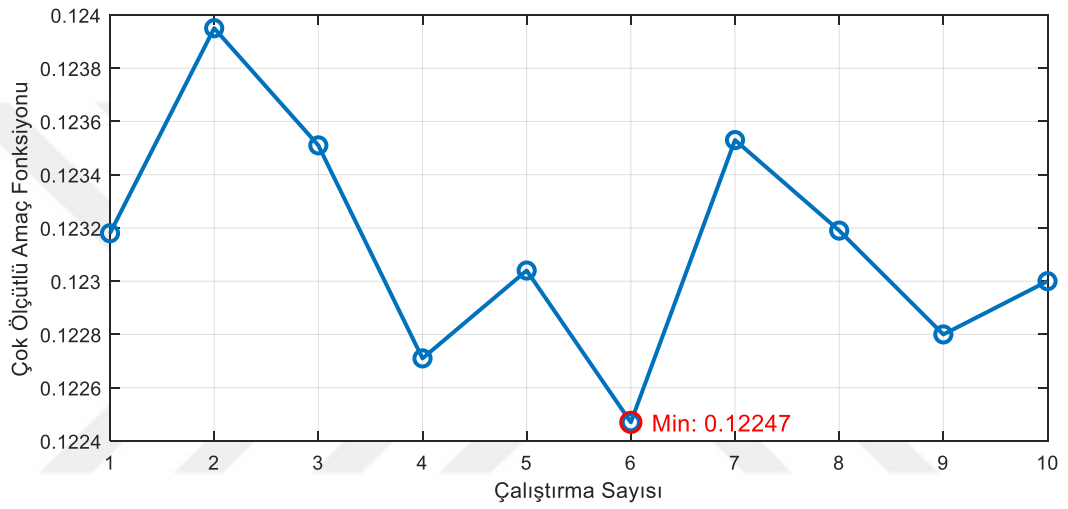
Denklem 4.1 ile verilen kesirli mertebe transfer fonksiyonu, Matsuda'nın 4. mertebe tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir. Tez çalışmamızda kullandığımız 4 örnekte de Matsuda'nın tamsayı mertebe yaklaşımında, açısız frekansın alt ve üst sınırları sırayla 10^{-3} ve 10^3 olarak alınmıştır.

$$G_1(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s^4 + 885.7s^3 + 1.308e04s^2 + 5371s + 54.66}{54.66s^5 + 5372s^4 + 1.397e04s^3 + 1.397e04s^2 + 5372s + 54.66} \quad (4.2)$$

Tez çalışmamızda kullandığımız 4 örnekte de K_p , K_i ve K_d parametreleri optimizasyonu için alt ve üst sınırlar $[0, 100]$ olarak ayarlanır. I-GWO algoritması, denetleyici parametrelerini optimize etmek için 100 yineleme boyunca çalıştırılır. Denklem 4.2'de tanımlanan sistem için, optimizasyon algoritması her bir amaç fonksiyonu için 10 kez çalıştırılır. Çok ölçütlü amaç fonksiyona göre 10 kez çalışmasından sonra elde edilen değerler Şekil 4.1'de grafiksel olarak sunulmuştur. Şekilden, en küçük amaç fonksiyonu değerinin 6. çalışmada elde edildiği görülmektedir. Elde edilen PID denetleyici parametreleri, Tablo 4.1'de verilmiştir. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu için ayar noktası filtresi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$F(s) = \frac{1}{0.032s^2 + 0.343s + 1} \quad (4.3)$$

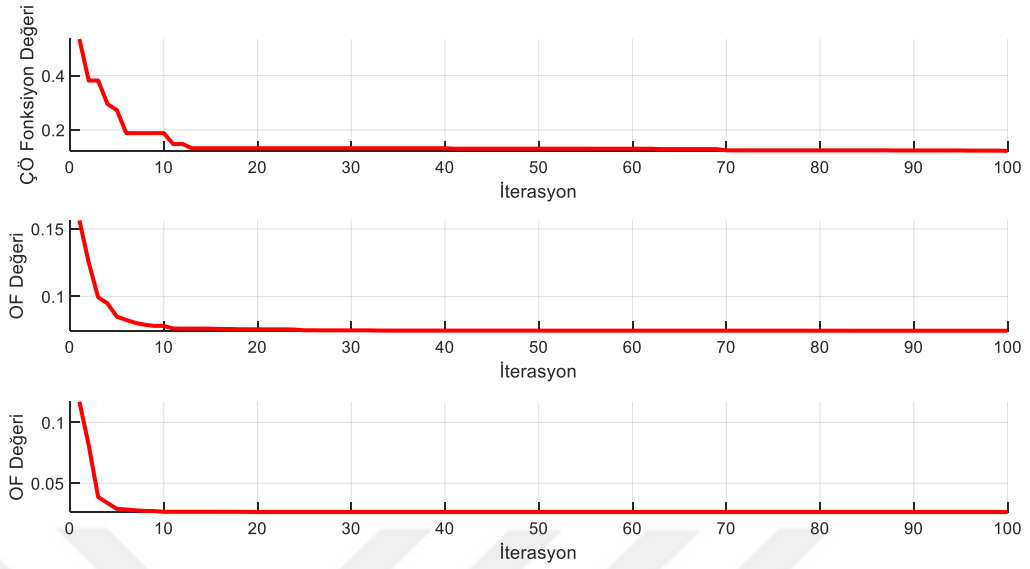
Ayrıca, Şekil 4.2, yineleme sayısının bir fonksiyonu olarak çalışma sırasında amaç fonksiyonları değerlerinin yakınsamasını göstermektedir. Yakınsama grafiğini incelediğimizde ITSE amaç fonksiyonu için 6. iterasyona kadar fonksiyon değeri azalmış sonrasında ise küçük değişimler olmuştur. ITAE amaç fonksiyonu için 11. iterasyona kadar fonksiyon değeri azalmış sonrasında ise küçük değişimler olmuştur. Çok ölçütlü amaç fonksiyonuna göre baktığımızda ise 12. iterasyona kadar fonksiyon değeri azalmış sonrasında ise küçük değişimler olmuştur.



Şekil 4.1. Örnek 1 için çalıştırma sayısına dayalı çok ölçütlü amaç fonksiyonu değerleri

Tablo 4.1. Örnek 1’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri

PID Parametreleri	I-GWO Algoritması (Sürü Sayısı: 30, İterasyon Sayısı: 100)		
	ITSE	ITAE	Çok Kriterli Amaç Fonksiyonu
K_p	28.2835	30.5627	34.2734
K_i	100	99.9996	99.8535
K_d	0.389896	1.88693	3.15972

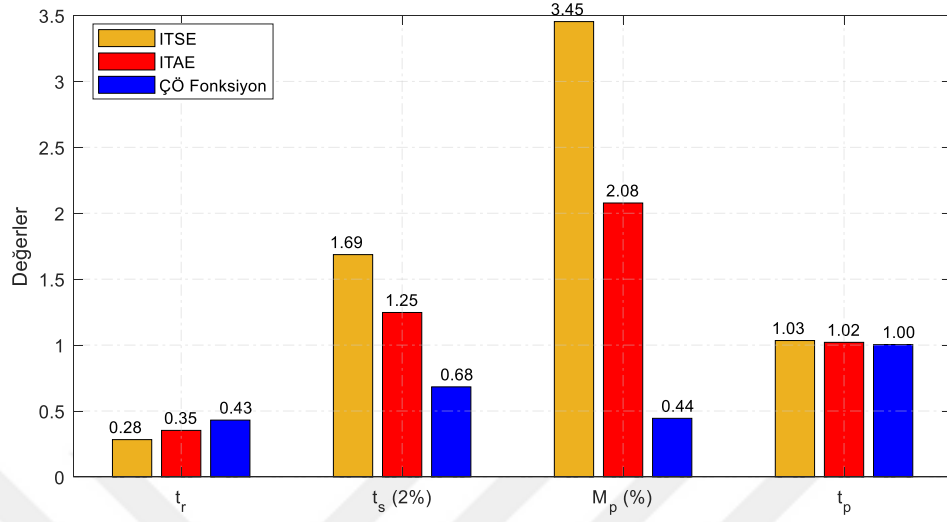


Şekil 4.2. Örnek 1 için yakınsama eğrileri (üst: ÇÖ, orta: ITAE, alt: ITSE)

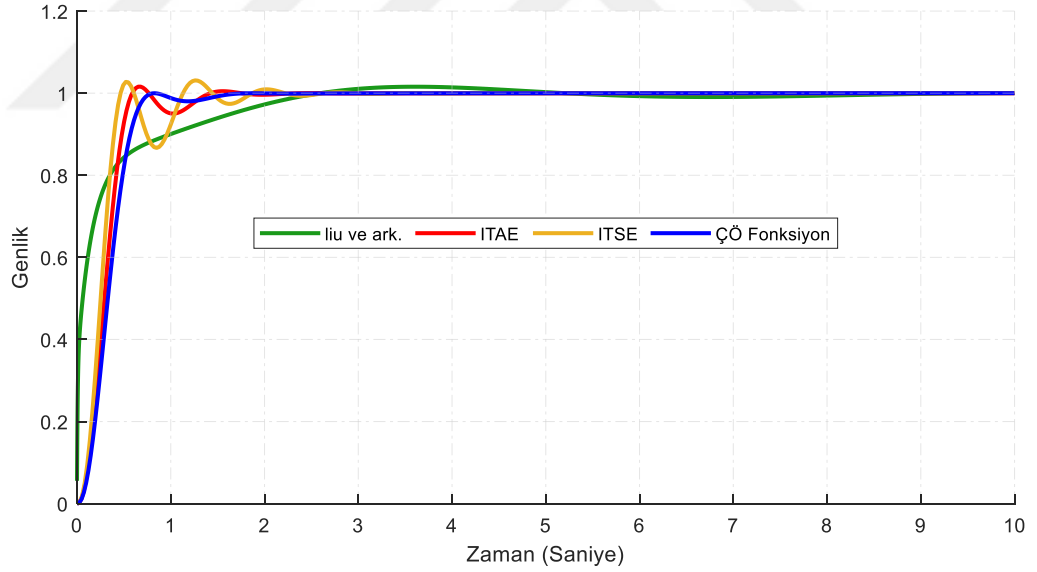
Denklem 4.2'deki sisteme tasarlanan PID kontrolörlerinin uygulanmasıyla elde edilen sistemlerin kapalı çevrim birim adım tepkileri Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Şekilde ayrıca (Liu ve ark., 2015)'de tasarlanan PID kontrolörleri kullanılarak elde edilen adım tepkisi de yer almaktadır. Liu ve arkadaşlarının yöntemi aşma olmadan yavaş bir geçiş sağlar, ancak uzun yerleşme süresi hızlı tepkiler gerektiren uygulamalar için bir dezavantaj oluşturabilir. ITAE kriteri hızlı bir geçici tepki üretir ama azda olsa aşma ve bazı salınımlar içerir. ITSE kriteride hızlı tepkiyi sağlar, ancak daha yüksek aşma ve salınımlar sağlar. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu ise diğer cevaplara göre elde edilen adım tepkisi aşma ve tepki hızını dengeleyerek en avantajlı tepkiyi gösterir. Bu nedenle, bu yöntemlerin avantajları ve dezavantajları uygulama gereksinimlerine göre değerlendirilmelidir. Şekil 4.3'de ise farklı denetleyici tasarımlarının zaman cevabı performansları gösterilmiş olup uygun kontrolörün seçilmesi ile ilgili bilgiler sunmaktadır.

Şekil 4.5'de Örnek 1 için çok ölçütlü, ITAE ve ITSE amaç fonksiyonlarının bozucu performansları gösterilmiştir. Sisteme 1. saniyede bozucu verilmiştir. ITSE kriteri için sisteme bozucu verildiğinde sistem salınımlı ve aşımli olarak 2 saniyede yerleşme sağlamıştır. ITAE kriteri için sistemin tepkisi daha az salınımlı ve aşımli olarak 1.5 saniye sonra yerleşme sağlamıştır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu için ise bozucudan

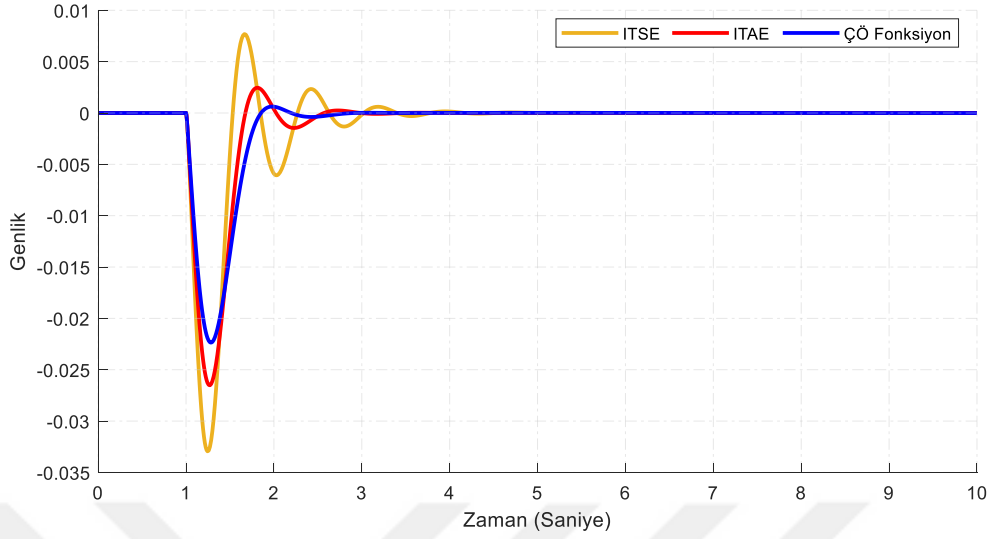
sonra sistem aşım ve salınım olmadan 1 saniye sonra yerleşme sağlamıştır



Şekil 4.3. Örnek 1 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri



Şekil 4.4. Örnek 1 için adım tepkileri



Şekil 4.5. Örnek 1 için bozucu tepkileri

4.2. Örnek 2: Örnek (Monje ve ark., 2010)'de verilen literatürde kullanılan kesir dereceli sistem örnek olarak alınmıştır.

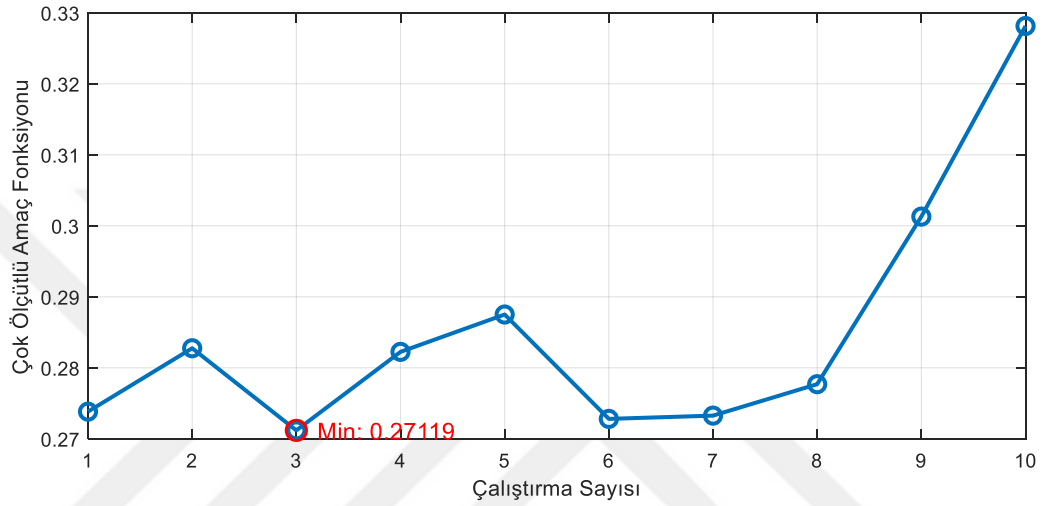
$$G_2(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{0.8s^{2.2} + 0.5s^{0.9} + 1} \quad (4.4)$$

Denklem 4.4 ile verilen kesir dereceli transfer fonksiyonunun tam sayı mertebe yaklaşımı, aşağıda gösterildiği gibi Matsuda'nın 4. mertebe yaklaşım yöntemi kullanılarak bir transfer fonksiyonu olarak ifade edilir.

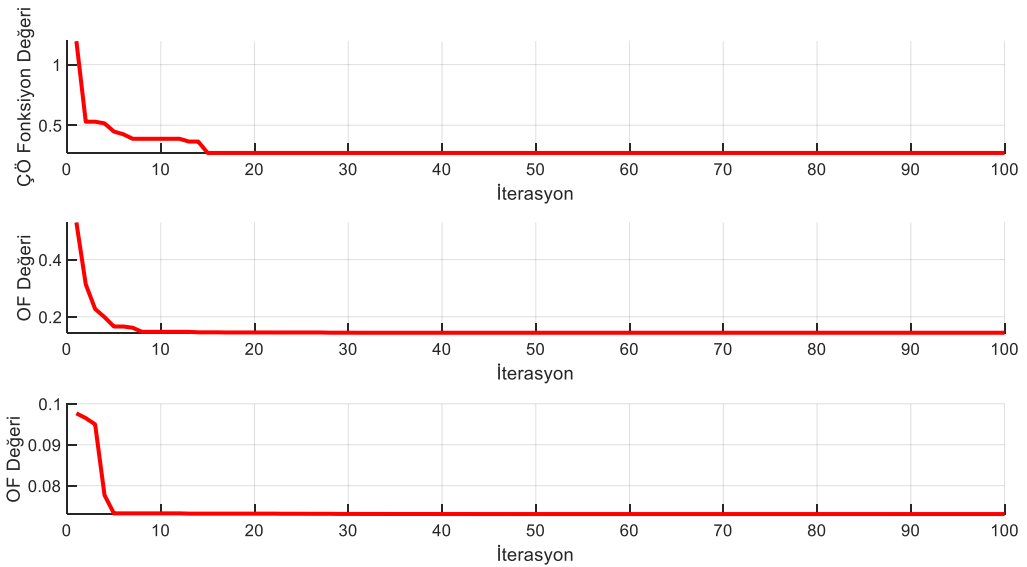
$$G_2(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s^8 + 6852s^7 + 2.835e06s^6 + 1.067e08s^5 + 7.922e08s^4 + 7.732e08s^3 + 1.581e08s^2 + 3.884e06s + 1.75e04}{3.822s^{10} + 2.53e04s^9 + 5.1e06s^8 + 1.575e08s^7 + 7.352e08s^6 + 9.989e08s^5 + 1.29e09s^4 + 8.724e08s^3 + 1.612e08s^2 + 3.899e06s + 1.75e04} \quad (4.5)$$

Şekil 4.6 incelendiğinde en küçük amaç fonksiyonu değeri 3. çalışmada elde edilmiştir. Bu çalışma için çok ölçütlü amaç fonksiyonlarının değerlerinin yineleme sayısına göre yakınsaması Şekil 4.7'de sunulmuştur. Şekil ayrıca ITAE ve ITSE performans kriterleri için yakınsama eğrisi içerir. Tüm grafikler benzer bir azalan eğilim gösterir, bu da yineleme sayısı arttıkça amaç fonksiyonu değerinin azaldığını gösterir. İlk 10 yinelemede, grafiklerin hepsinde belirgin bir düşüş vardır. Bu, algoritmanın başlangıçta hızlı bir yakınsamaya ulaştığını, yani fonksiyon değerini hızla iyileştirdiğini gösterir.

10. yinelemeden sonra, fonksiyon değerleri değişir 25.yinelemeden sonra ise daha kademeli olarak değişir ve belirli bir noktada sabitlenir. Bu, optimizasyon sürecinin 26. yinelemeden sonra çok az değiştiği veya yakınsadığı bir tür sabit duruma ulaştığı anlamına gelir.



Şekil 4.6. Çalıştırma sayısına dayalı Çok Ölçütü (ÇÖ) amaç fonksiyonu değerleri (Sarman ve Doğruer, 2024)



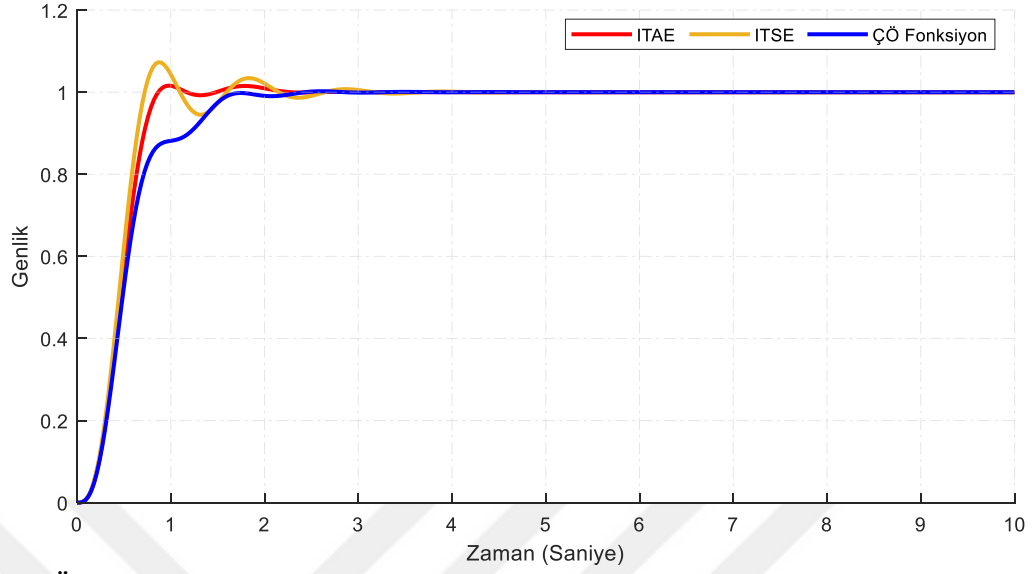
Şekil 4.7. Örnek 2'nin yakınsama eğrileri (üst: MO, orta: ITAE, alt: ITSE) (Sarman ve Doğruer, 2024)

Algoritmanın sonlandırılması üzerine, en iyi hedef fonksiyon değeri elde edilir ve karşılık gelen PID denetleyici parametresi tanımlanır. Belirlenen denetleyici parametreleri ve uygunluk değerleri aşağıdaki Tablo 4.2’de verilmiştir.

Tablo 4.2. Örnek 2’deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri

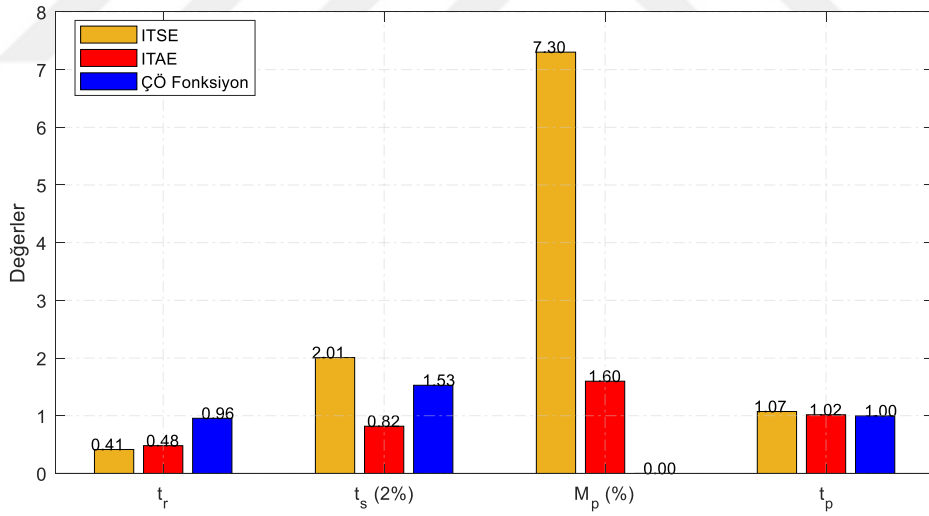
PID Parametreleri	I-GWO Algoritması (Sürü Sayısı: 30, İterasyon Sayısı: 100)		
	ITSE	ITAE	Çok Kriterli Amaç Fonksiyonu
K_p	41.9388	45.1224	52.6542
K_i	99.9997	99.9998	94.0652
K_d	8.15141	9.63188	8.92198

Örnek 2 için belirlenen PID kontrolör parametreleri ile elde edilen kapalı çevrim sisteminin birim adım tepkileri Şekil 4.8’de sunulmuştur. Sistemin ayarlanmasında kullanılan çok amaçlı fonksiyon, sistemin hızlı bir yükseliş göstermesini ve referans değerine istikrarlı bir şekilde yaklaşmasını sağlar. Özellikle sistemde hiçbir aşım gözlemlenmemiştir, bu da sistemin iyi bir sönümlleme oranına sahip olduğunu göstermektedir. Ek olarak, referans değerine ulaşılması ve yaklaşık 1 saniyede kararlı hale gelmesi, sistemin hızlı bir yerleşme süresine sahip olduğunu göstermektedir. Yerleşme süresi boyunca salınım veya dalgalanmanın olmaması, sistemin kararlı performans sergilediğini açıkça göstermektedir. ITSE ile tasarlanan PID kontrolörünün performans kriteri sistemde salınımlara ve aşımlara neden olur. ITAE performans kriteri ile tasarlanan PID kontrolörünün önemli ölçüde daha az aşıma neden olması ve daha kısa bir yerleşme süresi elde etmesi dikkat çekicidir. Genel olarak, sistemin aşırı salınımlar olmadan referans değerini hızlı ve istikrarlı bir şekilde takip etme yeteneği, denetleyici tasarımının etkili bir şekilde uygulandığını göstermektedir.



Şekil 4.8. Örnek 2 için adım tepkileri (Sarman ve Doğruer, 2024)

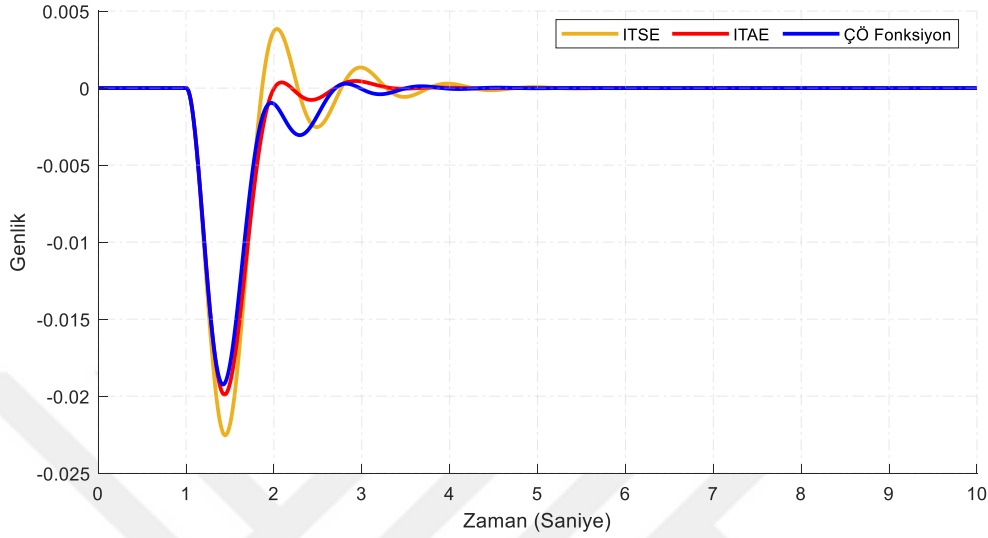
Örnek 2 için farklı amaç fonksiyonları ile tasarlanan sistemlere ait birim basamak cevabı performans parametre değerleri Şekil 4.8’de sunulmuştur.



Şekil 4.9. Örnek 2 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri

Şekil 4.10’da Örnek 2 için çok ölçütlü, ITAE ve ITSE amaç fonksiyonlarının bozucu performansları gösterilmiştir. Sisteme 1. saniyede bozucu verilmiştir. ITSE kriteri için sisteme bozucu verildiğinde sistem salınımlı ve aşımli olarak yaklaşık 3 saniyede yerleşme sağlamıştır. ITAE kriteri için sistemin tepkisi daha az salınımlı ve aşımli

olarak yaklaşık 2.5 saniyede yerleşme sağlamıştır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu için ise bozucudan sonra sistem aşım olmadan yaklaşık 2.5 saniyede yerleşme sağlamıştır.



Şekil 4.10. Örnek 2 için bozucu tepkileri

4.3. Örnek 3: Bu örnekte Monje ve arkadaşları (Monje ve ark., 2010) tarafından literatürde kullanılan FO-LTI sistem modelini ele alalım.

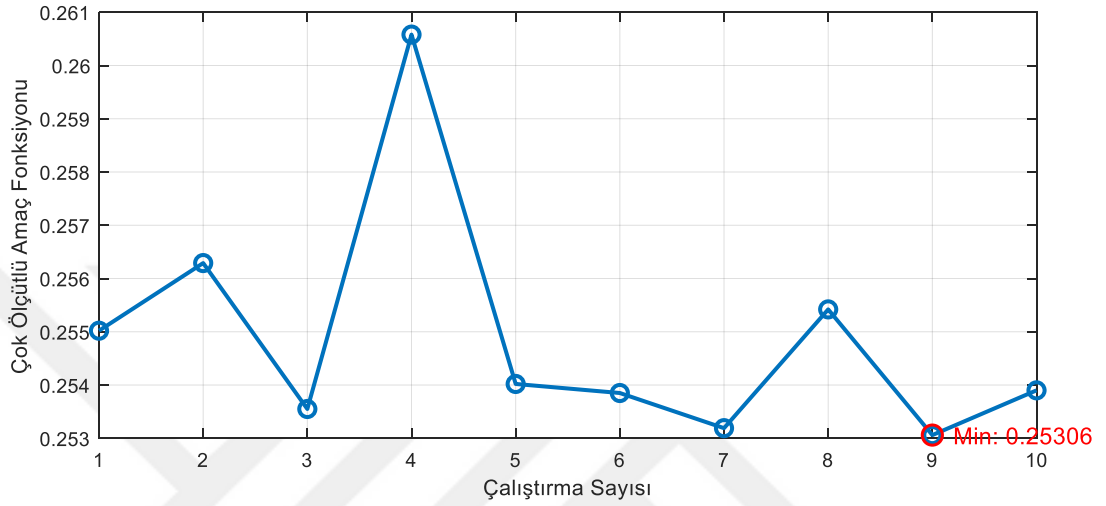
$$G_3(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{s^{2.3} + 3.2s^{1.4} + 2.4s^{0.9} + 1} \quad (4.6)$$

Denklem 4.6 ile verilen kesirli mertbe transfer fonksiyonu, Matsuda'nın 4. mertbe tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

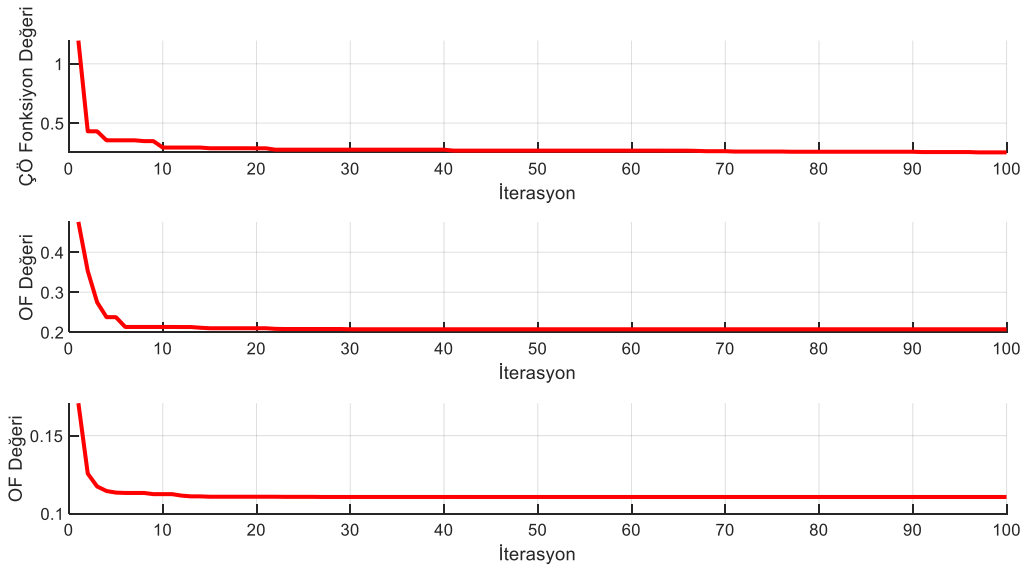
$$G_3(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{s^{12} + 7629s^{11} + 8.2e06s^{10} + 2.564e09s^9 + 1.244e11s^8 + 1.961e12s^7 + 1.096e13s^6 + 1.36e13s^5 + 5.819e12s^4 + 8.899e11s^3 + 2.787e10s^2 + 2.844e08s + 9.185e05}{10.57s^{14} + 7.675e04s^{13} + 5.911e07s^{12} + 9.262e09s^{11} + 3.798e11s^{10} + 5.481e12s^9 + 3.122e13s^8 + 7.987e13s^7 + 8.621e13s^6 + 4.021e13s^5 + 9.31e12s^4 + 1.01e12s^3 + 2.913e10s^2 + 2.885e08s + 9.191e05} \quad (4.7)$$

Denklem 4.7'de tanımlanan sistem için, optimizasyon algoritması her bir amaç fonksiyonu için 10 kez çalıştırılır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonuna göre 10 kez çalışmasından sonra elde edilen değerler Şekil 4.11'de grafiksel olarak sunulmuştur. Şekilden, en küçük amaç fonksiyonu değerinin 9. çalışmada elde edildiği açıkça görülmektedir. Ayrıca, Şekil 4.12'de çok ölçütlü amaç fonksiyonlarının değerlerinin

yineleme sayısına göre yakınsaması sunulmuştur. Ek olarak, şekil ITAE ve ITSE performans kriterleri için yakınsama eğrilerini sunar. Tüm eğriler tutarlı bir azalan eğilim gösterir ve çok ölçütlü amaç fonksiyonu değerinin artan yineleme sayısı ile kademeli olarak azaldığını vurgular.



Şekil 4.11. Örnek 3 için çalıştırma sayısına dayalı çok amaçlı fonksiyon değerleri (Sarman ve Doğruer, 2024)



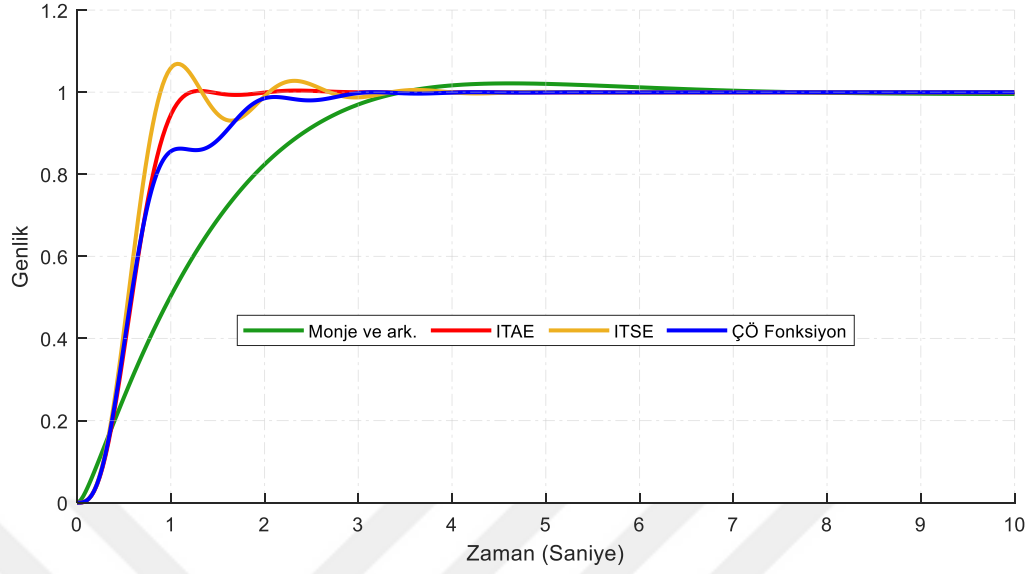
Şekil 4.12. Örnek 3 için yakınsama eğrileri (üst: ÇÖ, orta: ITAE, alt: ITSE) (Sarman ve Doğruer, 2024)

Algoritmanın sonlandırılması üzerine, en iyi hedef fonksiyon değeri elde edilir ve karşılık gelen PID denetleyici parametresi tanımlanır. Belirlenen denetleyici parametreleri ve uygunluk değerleri aşağıdaki Tablo 4.3.'te verilmiştir.

Tablo 4.3. Örnek 3'deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri

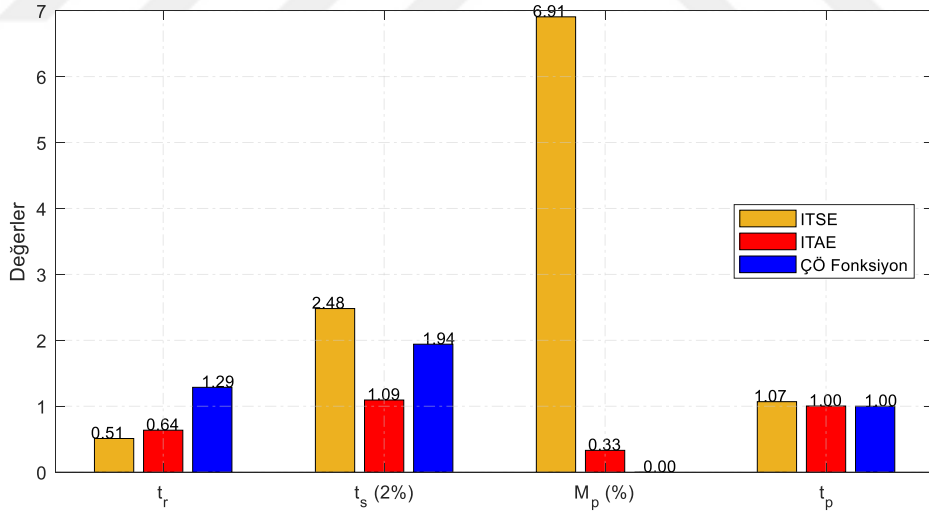
PID Parametreleri	I-GWO Algoritması (Sürü Sayısı: 30, İterasyon Sayısı: 100)		
	ITSE	ITAE	Çok Kriterli Amaç Fonksiyonu
K_p	53.4783	58.9203	70.3172
K_i	99.9999	99.9879	99.6728
K_d	6.91954	10.2266	7.47698

Örnek 3 için tasarlanan PID denetleyici parametreleri ile elde edilen kapalı çevrim sistemin birim adım tepkileri Şekil 4.13'te gösterilmiştir. Şekilde ayrıca (Monje ve ark., 2010) tarafından tasarlanan PID denetleyici parametreleri ($K_p = 3.4160$, $T_i = 3.8164$, $T_d = 0.2890$) kullanılarak elde edilen adım tepkisi de yer almaktadır. Monje ve arkadaşlarının yöntemi aşma olmadan yavaş bir geçiş sağlar, ancak uzun yerleşme süresi hızlı tepkiler gerektiren uygulamalar için bir dezavantaj oluşturabilir. ITAE kriteri düşük aşma ve dengeli performansla hızlı bir geçici tepki üretir, ancak bazı salınımlar içerir. ITSE kriteri en hızlı tepkiyi sağlar, ancak daha yüksek aşma ve salınımlar sağlar. Çok ölçütlü amaç fonksiyona göre elde edilen adım tepkisi aşma ve tepki hızını dengeleyerek bir avantaj sağlar. Bu nedenle, bu yöntemlerin avantajları ve dezavantajları uygulama gereksinimlerine göre değerlendirilmelidir.



Şekil 4.13. Örnek 3 için adım tepkileri (Sarman ve Doğruer, 2024)

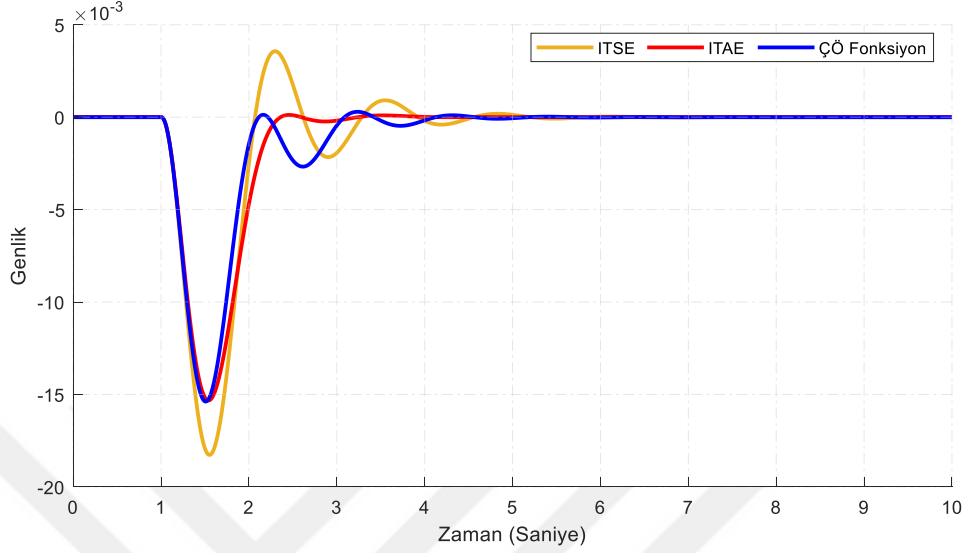
Şekil 4.14'te farklı amaç fonksiyonları ile tasarlanan sistemlere ait birim basamak cevabı performans parametre değerlerini göstermektedir.



Şekil 4.14. Örnek 3 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri

Şekil 4.15'de Örnek 3 için çok ölçütlü, ITAE ve ITSE amaç fonksiyonlarının bozucu performansları gösterilmiştir. Sisteme 1. saniyede bozucu verilmiştir. ITSE kriteri için sisteme bozucu verildiğinde sistem salınımlı ve aşımli olarak yaklaşım 3.5 saniyede yerleşme sağlamıştır. ITAE kriteri için sistemin tepkisi daha az salınımlı ve aşımli

olarak yaklaşık 1.5 saniyede yerleşme sağlamıştır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu için ise bozucudan sonra sistem aşım olmadan yaklaşık 2.5 saniyede yerleşme sağlamıştır.



Şekil 4.15. Örnek 3 için bozucu tepkileri

4.4. Örnek 4: Bu örnekte, Liu ve diğerleri (Liu ve ark., 2015) tarafından literatürde kullanılan kesir dereceli sistem örnek olarak alınmıştır.

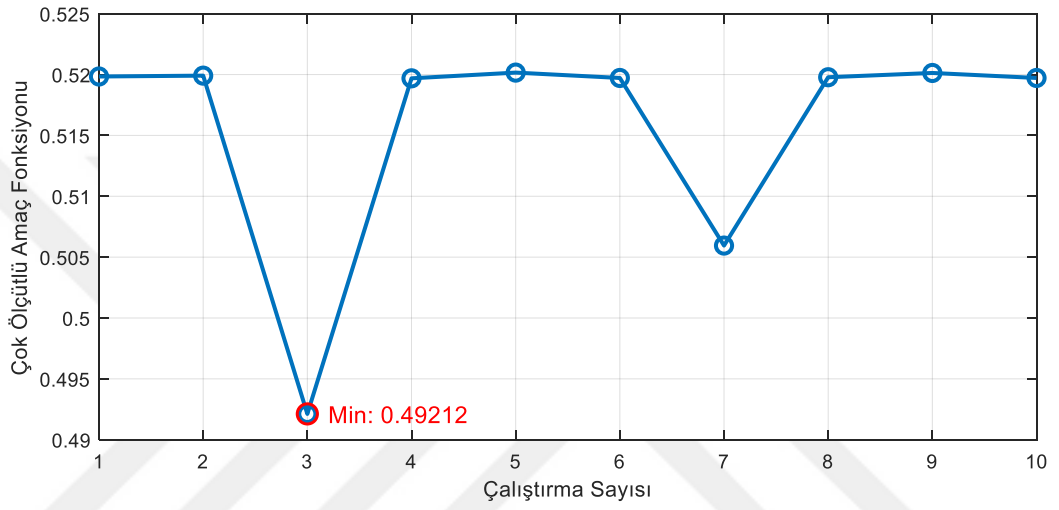
$$G_4(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{1}{s^{2.6} + 2.2s^{1.5} + 2.9s^{1.3} + 3.32s^{0.9} + 1} \quad (4.8)$$

Denklem 4.8 ile verilen kesirli mertebe transfer fonksiyonu, Matsuda'nın 4. mertebe tamsayı yaklaşım yöntemi kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir.

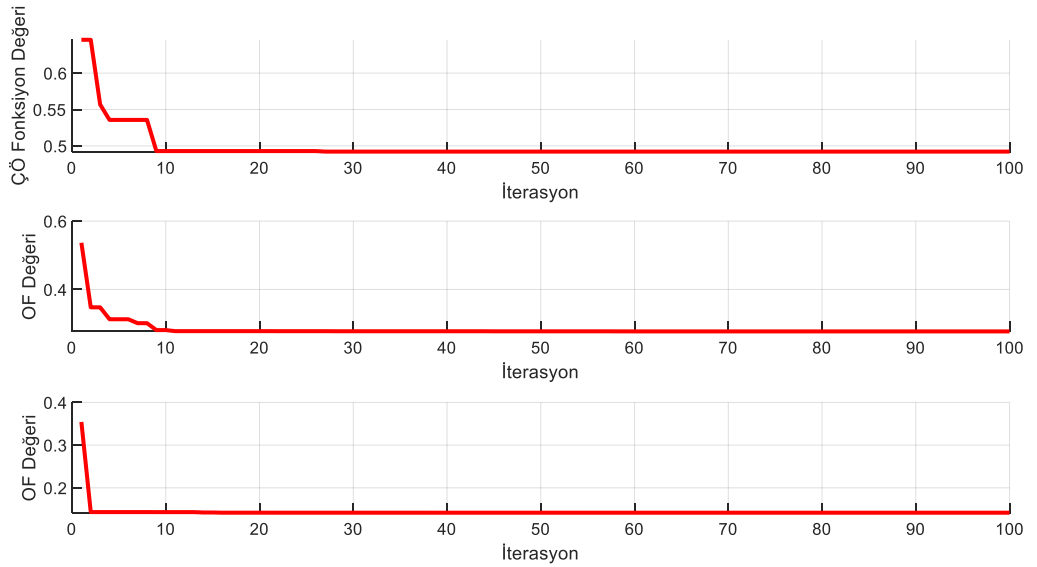
$$G_4(s) = \frac{s^{16} + 9067s^{15} + 1.932e07s^{14} + 1.54e10s^{13} + 4.497e12s^{12} + 72.869e14s^{11} + 7.369e15s^{10} + 8.662e16s^9 + 4.377e17s^8 + 6.93e17s^7 + 4.726e17s^6 + 1.506e17s^5 + 2.06e16s^4 + 8.289e14s^3 + 1.386e13s^2 + 1.026e11s + 2.766e08}{130.8s^{18} + 1.037e06s^{17} + 1.356e09s^{16} + 5.467e11s^{15} + 5.976e13s^{14} + 2.438e15s^{13} + 4.391e16s^{12} + 3.866e17s^{11} + 1.803e18s^{10} + 4.853e18s^9 + 6.405e18s^8 + 4.228e18s^7 + 1.464e18s^6 + 2.711e17s^5 + 2.565e16s^4 + 9.159e14s^3 + 1.451e13s^2 + 1.043e11s + 2.768e08} \quad (4.9)$$

Denklem 4.9'da tanımlanan sistem için, optimizasyon algoritması her bir amaç fonksiyonu için 10 kez çalıştırılır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonuna göre 10 kez çalışmasından sonra elde edilen değerler Şekil 4.16'da grafiksel olarak sunulmuştur. Şekilden, en küçük amaç fonksiyonu değerinin 3. çalışmada elde edildiği açıkça

görülmektedir. Şekil 4.17, yineleme sayısının bir fonksiyonu olarak çalışma sırasında çok amaçlı fonksiyon değerlerinin yakınsamasını göstermektedir. Şekilde 4.17’de görüldüğü gibi ÇÖ ve ITAE amaç fonksiyonuna göre yakınsama grafiği 10.denemeye kadar azalarak gelmiş ondan sonra küçük değişimler meydana gelmiştir. ITSE amaç fonksiyonuna göre ise 4.denemeye kadar azalmış daha sonraki denemelerde küçük değişimler meydana gelmiştir.



Şekil 4.16. Örnek 4 için çalıştırma sayısına dayalı çok amaçlı fonksiyon değerleri



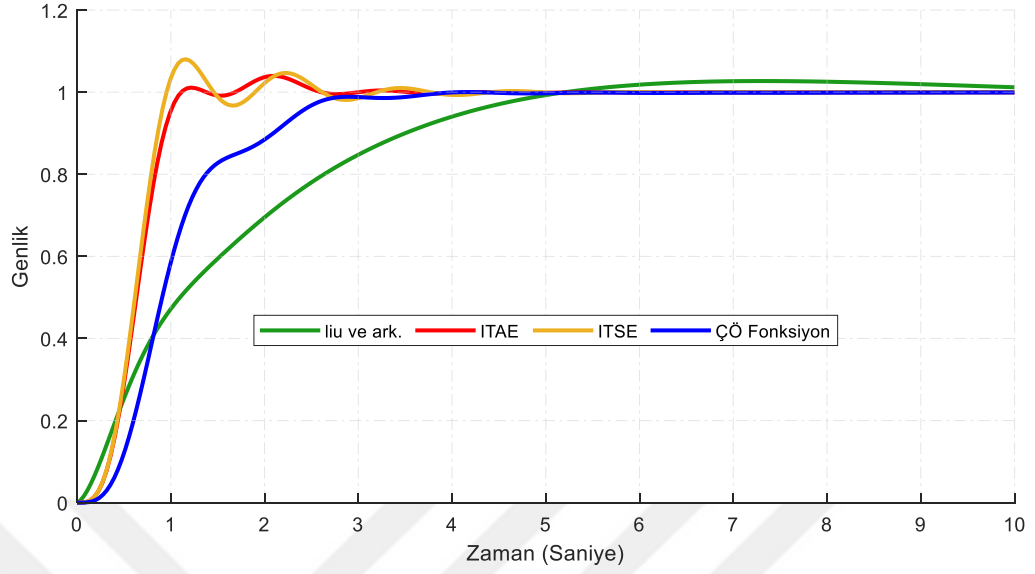
Şekil 4.17. Örnek 4 için yakınsama eğrileri (üst: MO, orta: ITAE, alt: ITSE)

Algoritmanın sonlandırılması üzerine, en iyi hedef fonksiyon değeri elde edilir ve karşılık gelen PID denetleyici parametresi tanımlanır. Belirlenen denetleyici parametreleri ve uygunluk değerleri aşağıdaki Tablo 4.4.'te verilmiştir.

Tablo 4.4. Örnek 4'deki sistem için I-GWO algoritmasında farklı uygunluk fonksiyonu kullanılarak elde edilen PID denetleyici parametre değerleri

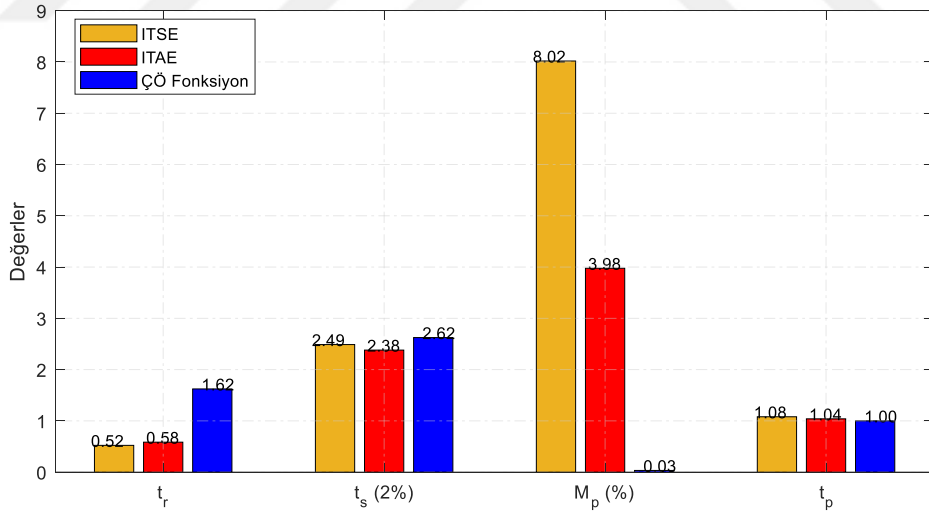
PID Parametreleri	I-GWO Algoritması (Sürü Sayısı: 30, İterasyon Sayısı: 100)		
	ITSE	ITAE	Çok Kriterli Amaç Fonksiyonu
K_p	56.7714	60.5666	36.4285
K_i	100	99.991	34.6777
K_d	10.2955	12.0804	5.61388

Örnek 4 için tasarlanan PID denetleyici parametreleri ile elde edilen kapalı çevrim sistemin birim adım tepkileri Şekil 4.18'de gösterilmiştir. Şekilde ayrıca (Liu ve ark., 2015) tarafından tasarlanan PID denetleyici parametreleri ($K_p=3.9474$, $K_i=0.6679$, $K_d=1.5170$) kullanılarak elde edilen adım tepkisi de yer almaktadır. Liu ve arkadaşlarının yöntemi küçük aşma ile yavaş bir geçiş sağlar, ancak uzun yerleşme süresi hızlı tepkiler gerektiren uygulamalar için uygun olmayabilir. ITAE kriteri düşük aşma ve dengeli performansla hızlı bir geçici tepki üretir, ancak bazı salınımlar içerir. ITSE kriteri en hızlı tepkiyi sağlar, ancak daha yüksek aşma ve salınımlar sağlar. Çok ölçütlü amaç fonksiyonuna göre elde edilen adım tepkisi aşma ve tepki hızını dengeleyerek bir avantaj sağlar. Bu nedenle, bu yöntemlerin avantajları ve dezavantajları uygulama gereksinimlerine göre değerlendirilmelidir.



Şekil 4.18. Örnek 4 için adım tepkileri

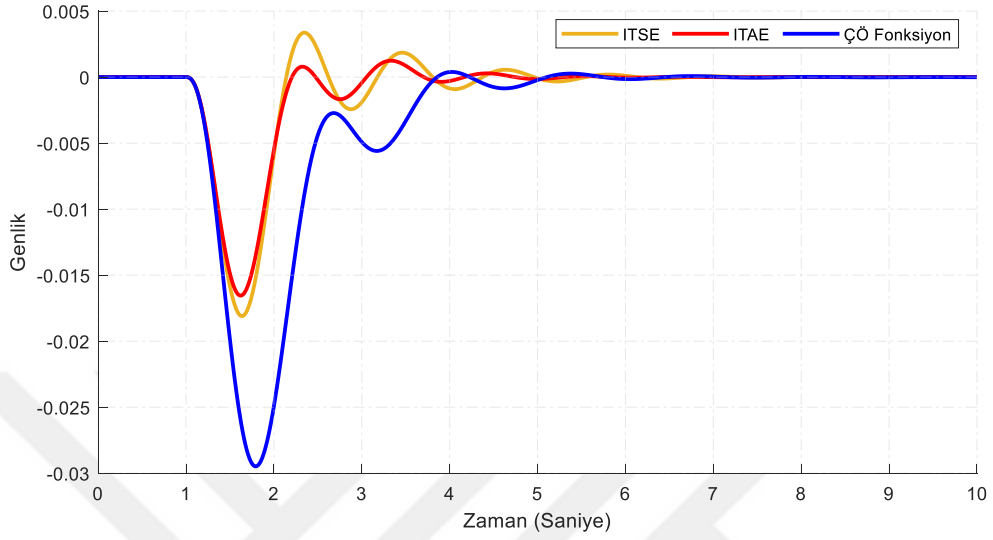
Şekil 4.19’da farklı amaç fonksiyonları ile tasarlanan sistemlere ait birim basamak cevabı performans parametre değerlerini göstermektedir.



Şekil 4.19. Örnek 1 için farklı uygunluk fonksiyonları ile tasarlanan PID denetleyici sistemin birim basamak cevabı performans parametreleri

Şekil 4.20’de Örnek 4 için çok ölçütlü, ITAE ve ITSE amaç fonksiyonlarının bozucu performansları gösterilmiştir. Sisteme 1. saniyede bozucu verilmiştir. ITSE kriteri için sisteme bozucu verildiğinde sistem salınımlı ve aşırı olarak yaklaşık 4 saniyede yerleşme sağlamıştır. ITAE kriteri için sistemin tepkisi daha az salınımlı ve aşırı

olarak yaklaşık 4 saniyede yerleşme sağlamıştır. Çok ölçütlü amaç fonksiyonu için ise bozucudan sonra sistem aşım olmadan yaklaşık 4 saniyede yerleşme sağlamıştır.



Şekil 4.20. Örnek 4 için bozucu tepkileri

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, kesir dereceli sistemlerin kontrolüne yönelik yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Önerilen yöntemde, ayar noktası filtreli bir PID denetleyici kullanılmış ve bu denetleyicinin parametreleri Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (I-GWO) algoritması ile optimize edilmiştir. Çalışmada hem klasik integral performans kriterleri (ITAE, ITSE) hem de çok ölçütlü zaman cevabına dayalı amaç fonksiyonları dikkate alınarak sistem performansı değerlendirilmiştir.

Çalışma kapsamında dört farklı kesir dereceli sistem ele alınmış ve bu sistemlerin her biri için farklı amaç fonksiyonları altında denetleyici tasarımları gerçekleştirilmiştir. Her bir sistem için elde edilen denetleyici parametreleri ile adım ve bozucu tepkileri analiz edilerek sonuçlar yorumlanmıştır. Elde edilen bulgular, önerilen yöntemin performans açısından oldukça tatmin edici olduğunu göstermektedir. Özellikle çok ölçütlü amaç fonksiyonları kullanıldığında, sistem yanıtlarında aşım, yerleşme süresi ve salınım gibi performans ölçütlerinin dengeli bir şekilde iyileştirilebildiği gözlemlenmiştir.

5.1. Tez Çalışmasının Katkıları

Bu çalışmanın literatüre kazandırdığı başlıca katkılar şunlardır:

Ayar Noktası Filtreli PID Denetleyici Kullanımı: Geleneksel PID kontrolörlere kıyasla, ayar noktası filtresi kullanımı ile sistemin geçici rejim davranışı üzerinde daha hassas bir kontrol sağlanmış ve ani değişimlerin etkisi azaltılmıştır.

Geliştirilmiş Gri Kurt Optimizasyonu (I-GWO): I-GWO algoritması, klasik GWO'ya göre daha hızlı yakınsama ve daha dengeli sonuçlar sağlamıştır. Bu sayede denetleyici parametreleri daha etkin bir biçimde belirlenebilmiştir.

Çok ölçütlü Amaç Fonksiyonu Kullanımı: Zaman cevabı performans ölçütlerinin birlikte optimize edilmesi, sistem yanıtında daha dengeli sonuçlar elde edilmesine olanak tanımıştır. Tek bir kriterin baz alınması yerine, yerleşme süresi, aşım ve kalıcı durum hatası gibi performans ölçütlerinin birlikte ele alınması kontrol kalitesini artırmıştır.

Kesir Dereceli Sistemlere Uygulama: Literatürde sınırlı sayıda çalışmada kullanılan kesir dereceli sistemler, bu çalışmada hem modelleme hem de kontrol açısından detaylı bir şekilde incelenmiş ve gerçekçi sistem davranışları ortaya konmuştur.

5.2. Öneriler ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada elde edilen bulgular doğrultusunda gelecekte yapılabilecek araştırmalara yönelik bazı öneriler aşağıda sunulmuştur:

FOPID (Kesir Dereceli PID) Denetleyiciler: Bu tezde klasik PID denetleyici kullanılmıştır. Ancak kesir dereceli kontrol sistemlerinin doğasına daha uygun olabilecek FOPID denetleyicilerin kullanılması, sistem performansını daha da artırabilir.

Gerçek Zamanlı Uygulamalar: Bu çalışmada simülasyon tabanlı analizler yapılmıştır. Önerilen denetleyici yapısının gerçek zamanlı kontrol sistemlerinde test edilmesi, yöntemin pratik geçerliliğini ortaya koyacaktır.

Farklı Optimizasyon Algoritmalarının Kullanımı: I-GWO algoritması başarılı sonuçlar vermiştir. Ancak farklı sezgisel algoritmalar (örneğin, PSO, DE, ACO) ile karşılaştırmalı analizler yapılması yöntemin güçlü ve zayıf yönlerini daha net ortaya koyabilir.

Farklı Sistem Tiplerine Uygulama: Bu çalışmada lineer kesir dereceli sistemler incelenmiştir. Gelecek çalışmalarda, doğrusal olmayan sistemlere ya da zaman gecikmeli sistemlere uygulanarak yöntemin genellenebilirliği test edilebilir.

Donanımsal Uygulamalar: FPGA, DSP gibi kontrol donanımları üzerinde önerilen denetleyici mimarisinin gerçekleştirilmesi, yöntemin endüstriyel sistemlere entegrasyonu açısından önemli bir adım olacaktır.

5.3. Genel Değerlendirme

Bu tez çalışması, kesir dereceli sistemlerin kontrolüne yönelik yeni ve etkili bir denetleyici tasarımı sunarak literatürdeki önemli bir boşluğu doldurmuştur. PID tabanlı kontrolörlerin ayar noktası filtresi ile desteklenmesi ve gelişmiş optimizasyon teknikleri ile parametre ayarlanması sayesinde, sistem yanıtlarında yüksek doğruluk ve kararlılık sağlanmıştır. Özellikle çok ölçütlü optimizasyon yaklaşımı, kontrol sistemlerinde

performans fayda dengesinin daha etkin kurulmasına olanak tanımaktadır. Elde edilen bulgular, yöntemin hem akademik hem de uygulamalı kontrol sistemlerinde kullanılabilirliğini desteklemektedir.



6. KAYNAKLAR

- Ali, Y. Kesir Dereceli Zaman Gecikmeli Sistemler için Parçacık Sürü Optimizasyonu Kullanılarak PI-PD Kontrolör Tasarımı PI-PD Controller Design Using Particle Swarm Optimization for Fraction Order Systems with Time Delay.
- Anjam, Y. N., Shafqat, R., Sarris, I. E., Ur Rahman, M., Touseef, S., & Arshad, M. (2022). A fractional order investigation of smoking model using Caputo-Fabrizio differential operator. *Fractal and Fractional*, 6(11), 623.
- Astrom, K. J. (1995). PID controllers: theory, design, and tuning. *The international society of measurement and control*.
- Axtell, M., & Bise, M. E. (1990). Fractional calculus application in control systems. IEEE conference on aerospace and electronics,
- Bingul, Z., & Karahan, O. (2018). A novel performance criterion approach to optimum design of PID controller using cuckoo search algorithm for AVR system. *Journal of the Franklin Institute*, 355(13), 5534-5559.
- Bishop, R. H. (2002). *The mechatronics handbook-2 volume set*. CRC press.
- Blondin, M. J., Pardalos, P. M., & Sáez, J. S. (2019). Computational intelligence and optimization methods for control engineering.
- Bode, H. W. (1945). Network analysis and feedback amplifier design. (No Title).
- Borase, R. P., Maghade, D., Sondkar, S., & Pawar, S. (2021). A review of PID control, tuning methods and applications. *International Journal of Dynamics and Control*, 9, 818-827.
- Cafagna, D. (2007). Fractional calculus: A mathematical tool from the past for present engineers [Past and present]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 1(2), 35-40.
- Caponetto, R., Dongola, G., Fortuna, L., & Petras, I. (2010). *Fractional order systems: modeling and control applications* (Vol. 72). World scientific.
- Carlson, G. E., & Halijak, C. (1960). *Simulation of the fractional derivative operator and the fractional integral operator* Kansas State University].
- Chen, Y., Petras, I., & Xue, D. (2009). Fractional order control-a tutorial. 2009 American control conference,
- Chen, Y. Q., & Moore, K. L. (2002). Discretization schemes for fractional-order differentiators and integrators. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 49(3), 363-367.
- Coşkun, İ., & Terzioğlu, H. (2007). Hız Performans Eğrisi Kullanılarak Kazanç (PID) Parametrelerinin Belirlenmesi. *Selcuk University Journal of Engineering Sciences*, 6(3), 180-205.
- Çavuşlu, M. A., Karakuzu, C., & Şahin, S. (2010). Parçacık sürü optimizasyonu algoritması ile yapay sinir ağı eğitiminin FPGA üzerinde donanımsal gerçekleştirilmesi. *Politeknik Dergisi*, 13(2), 83-92.
- de Oliveira Valério, D. P. M. (2005). Fractional robust system control. *Universidade Técnica de Lisboa*.
- 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.
- Dikmen, H., Dikmen, H., Elbir, A., Ekşi, Z., & Çelik, F. (2014). Gezgin satıcı probleminin karınca kolonisi ve genetik algoritmalarla eniyilemesi ve

- karşılaştırılması. *Süleyman Demirel Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 18(1), 8-13.
- Doğruer, T., & Tan, N. (2019). Lead and lag controller design in fractional-order control systems. *Measurement and Control*, 52(7-8), 1017-1028.
- Doğruer, T. Zaman Gecikmesi İçeren Yüksek Dereceli Salınım Sistemler İçin Hibrid Ateş Böceği-Genetik Algoritmaya Dayalı PIDA Kontrolör Tasarımı. *Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 28(2), 365-382.
- Doğruer, T. (2023). Zaman gecikmesi içeren yüksek dereceli salınım sistemler için hibrid ateşböceği-genetik algoritmaya dayalı pıda kontrolör tasarımı. *Uludağ Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, 28(2), 365-382.
- Doğruer, T., Yüce, A., & Tan, N. (2017a). PID controller design for a fractional order system using bode's ideal transfer function. *International Journal of Engineering Research and Development*, 9(3), 126-135.
- Doğruer, T., Yüce, A., & Tan, N. (2017b). Zaman Gecikmesine Sahip Kesir Dereceli Bir Kontrol Sisteminde Optimizasyon Metodu Kullanılarak PID Kontrolör Tasarımı. *Gaziosmanpaşa Bilimsel Araştırma Dergisi*, 6(Özel Sayı (ISMSIT2017)), 30-39.
- Dorf, R. C., & Bishop, R. (2017). Modern Control Systems (Hoboken. In: NJ, USA: Pearson Educ. Inc.
- Erkol, H. O. (2017). GA ve PSO ile Kontrol Parametrelerinin Optimizasyonu. *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, 7(1), 179-185.
- Faris, H., Aljarah, I., Al-Betar, M. A., & Mirjalili, S. (2018). Grey wolf optimizer: a review of recent variants and applications. *Neural computing and applications*, 30, 413-435.
- Farman, M., Akgül, A., Baleanu, D., Imtiaz, S., & Ahmad, A. (2020). Analysis of fractional order chaotic financial model with minimum interest rate impact. *Fractal and Fractional*, 4(3), 43.
- Hägglund, T. (2012). Signal filtering in PID control. *IFAC Proceedings Volumes*, 45(3), 1-10.
- Hartley, T. T., Lorenzo, C. F., & Qammer, H. K. (1995). Chaos in a fractional order Chua's system. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 42(8), 485-490.
- Kamel, H. (2016). *Laboratuarda gerçek zamanda klasik PID kontrolörlerin matlab simulink uygulamasının PLC uygulaması ile karşılaştırılması* Fen Bilimleri Enstitüsü].
- Karakoç, H., Erin, K., Çağırın, R., Kuncan, M., Kaplan, K., & Ertunç, H. M. (2015). Uçak yükseklik kontrolünde PD kontrolör ve bulanık mantık kontrolör performans karşılaştırması.
- Keskintürk, T. (2006). Diferansiyel gelişim algoritması. *İstanbul Ticaret Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 5(9), 85-99.
- Kim, D. H., & Park, J. I. (2005). Intelligent PID controller tuning of AVR system using GA and PSO. *International Conference on Intelligent Computing*,
- 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), 045041.
- Kökçam, E., & Nusret, T. Özyinelemeli Oustaloup Filtre Yaklaşımını Kullanan Kesir Dereceli PID Kontrolcüsünde Bulunan N Değerinin Sistem Performansına Etkisi

- Effect of N Value on System Performance in Fractional Order PID Controller Using Recursive Oustaloup Filter Approach.
- Köybaşı, A., & Yazıcı, İ. (2020). Solution of test problems with grey wolf optimization algorithm and comparison with particle swarm optimization. *Sakarya University Journal of Science*, 24(6), 1252-1264.
- Lewis, F. L. (1992). *Applied optimal control and estimation*. Prentice Hall PTR.
- Liu, L., Pan, F., & Xue, D. (2015). Variable-order fuzzy fractional PID controller. *ISA transactions*, 55, 227-233.
- Ma, C., & Hori, Y. (2007). Fractional-order control: Theory and applications in motion control [past and present]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 1(4), 6-16.
- Ma, Y., Zhang, X., Song, J., & Chen, L. (2021). A modified teaching-learning-based optimization algorithm for solving optimization problem. *Knowledge-Based Systems*, 212, 106599.
- MacNulty, D. R., Mech, L. D., & Smith, D. W. (2007). A proposed ethogram of large-carnivore predatory behavior, exemplified by the wolf. *Journal of Mammalogy*, 88(3), 595-605.
- Matsuda, K., & Fujii, H. (1993). H (infinity) optimized wave-absorbing control- Analytical and experimental results. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 16(6), 1146-1153.
- Mayr, O. (1970). The origins of feedback control. *Scientific American*, 223(4), 110-119.
- Miao, Z., Han, T., Dang, J., & Ju, M. (2017). FOPI/PI controller parameters optimization using PSO with different performance criteria. 2017 IEEE 2nd Information Technology, Networking, Electronic and Automation Control Conference (ITNEC),
- Miller, K. S., & Ross, B. (1993). An introduction to the fractional calculus and fractional differential equations. (No Title).
- Mirjalili, S., Mirjalili, S. M., & Lewis, A. (2014). Grey wolf optimizer. *Advances in engineering software*, 69, 46-61.
- Monje, C. A., Chen, Y., Vinagre, B. M., Xue, D., & Feliu-Batlle, V. (2010). *Fractional-order systems and controls: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media.
- Nadimi-Shahraki, M. H., Taghian, S., & Mirjalili, S. (2021). An improved grey wolf optimizer for solving engineering problems. *Expert systems with applications*, 166, 113917.
- Ogata, K. (2020). Modern control engineering.
- Onat, C., Şahin, M., & Yaman, Y. (2012). Fractional controller design for suppressing smart beam vibrations. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*, 84(4), 203-212.
- 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.
- Özsağlam, M. Y., & Çunkaş, M. (2008). Optimizasyon problemlerinin çözümü için parçaçık sürü optimizasyonu algoritması. *Politeknik Dergisi*, 11(4), 299-305.
- Petráš, I. (2012). Tuning and implementation methods for fractional-order controllers. *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 15, 282-303.
- Podlubny, I., Petráš, I., Vinagre, B. M., O'Leary, P., & Dorčák, L. (2002). Analogue realizations of fractional-order controllers. *Nonlinear Dynamics*, 29, 281-296.

- Roy, S. (1967). On the realization of a constant-argument immittance or fractional operator. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 14(3), 264-274.
- Saadeh, R., Qazza, A., & Amawi, K. (2022). A new approach using integral transform to solve cancer models. *Fractal and Fractional*, 6(9), 490.
- Sarman, H., & Doğruer, T. (2024). Design of PID Controller with Set-point Filter Based on Time Response Specifications for Fractional Order Systems. *Gaziosmanpaşa Bilimsel Araştırma Dergisi*, 13(3), 123-135.
- Segovia, V. R., Hägglund, T., & Åström, K. J. (2014). Measurement noise filtering for PID controllers. *Journal of Process Control*, 24(4), 299-313.
- Shah, P., & Agashe, S. (2016). Review of fractional PID controller. *Mechatronics*, 38, 29-41.
- Srivastava, V. K., Kumar, S., Awasthi, M. K., & Singh, B. K. (2014). Two-dimensional time fractional-order biological population model and its analytical solution. *Egyptian journal of basic and applied sciences*, 1(1), 71-76.
- Şenel, F. A., Yüksel, A. S., Gökçe, F., & Yiğit, T. (2018). Gri kurt optimizasyon algoritması ile iki boyutlu dizilim yazılımının geliştirilmesi. *Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi*, 20(2), 293-306.
- Şenol, B., & Demiroğlu, U. Frequency Based Design Of Fractional Order Pld Controller With Genetic Algorithm.
- Tepljakov, A., Alagoz, B. B., Yeroglu, C., Gonzalez, E., HosseinNia, S. H., & Petlenkov, E. (2018). FOPID controllers and their industrial applications: A survey of recent results. *IFAC-PapersOnLine*, 51(4), 25-30.
- Tustin, A., Allanson, J., Layton, J., & Jakeways, R. (1958). The design of systems for automatic control of the position of massive objects. *Proceedings of the IEE-Part C: Monographs*, 105(1S), 1-57.
- Türkoğlu, E. C., Tunç, Y., Yaren, T., & Kizir, S. PID parametrelerinin otomatik ayarlama yöntemi ile kestirimi: dc motor konum kontrolü.
- Uçaner, M. E., & Özdemir, O. N. (2002). Genetik algoritmalar ile içme suyu şebekelerinde ek klorlama optimizasyonu. *Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi*, 17(4).
- Van der Zalm, G. (2004). Tuning of PID-type controllers: Literature overview.
- Vijayan, V., & Panda, R. C. (2012). Design of PID controllers in double feedback loops for SISO systems with set-point filters. *ISA transactions*, 51(4), 514-521.
- Vinagre, B., Podlubny, I., Hernandez, A., & Feliu, V. (2000). Some approximations of fractional order operators used in control theory and applications. *Fractional Calculus and Applied Analysis*, 3(3), 231-248.
- Vinagre, B. M., & Monje, C. A. (2010). Introducción al control fraccionario. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, 3(3), 5-23.
- Visioli, A. (2006). *Practical PID control*. Springer Science & Business Media.
- Wang, Q.-G., Zhang, Z., Astrom, K. J., Zhang, Y., & Zhang, Y. (2008). Guaranteed dominant pole placement with PID controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, 41(2), 5842-5845.
- Xue, D., Zhao, C., & Chen, Y. (2006). A modified approximation method of fractional order system. 2006 international conference on mechatronics and automation,
- Yüksel, İ., Şengirgin, M., & Şefkat, G. (2011). *Otomatik kontrol: sistem dinamiği ve denetim sistemleri: çözümlü problemler*. Dora Yayınları.

Zambrano-Serrano, E., Muñoz-Pacheco, J., & Campos-Cantón, E. (2017). Chaos generation in fractional-order switched systems and its digital implementation. *AEU-International Journal of Electronics and Communications*, 79, 43-52.

