T.C.
SELÇUK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

KESİRLİ DERECEDEN $PI^{\lambda}D^{\mu}$ DENETLEYİCİLERİN, TASARIMI, UYGULAMASI VE KARŞILAŞTIRILMASI

Mehmet KORKMAZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalı

Temmuz-2013
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KESİRLİ DERECEDEN $PI^{\lambda}D^{\mu}$ DENETLEYİCİLERİN, TASARIMI, UYGULAMASI VE KARŞILAŞTIRILMASI

Mehmet KORKMAZ

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU

2013, 86 Sayfa

Jüri
Danışman Yrd. Doç. Dr. Ömer AYDOĞDU
Doç. Dr. Salih GÜNEŞ
Yrd. Doç. Dr. Hulusi KARACA

Teorik olarak 300 yılı aşkın bir süredir var olan kesirli matematik, hesaplamalarında karşılaşılan güçlüklerden dolayı uzun süre ilgi görmemiştir. Ancak günümüzde bilgisayarlı hesaplamaların mümkün olmasıyla kesirli matematik ve türevleri bilim dünyasında sıklıkla kullanılmaya ve giderek yaygınlaşmaya başlamıştır. Gerçekte doğadaki birçok sistem, yapısında kesirli terimler içermesinden dolayı, sistem modellemeleri, kesirli diferansiyel denklemler ile daha iyi ifade edilmektedir. Kesirli dereceden hesaplamanın modelleme işlemlerinde kullanılmasının yanı sıra sistem kontrolünde de kullanılmaya başlanması ile daha esnek kontrol yapıları ortaya çıkmıştır.

Bu çalışmada ilk olarak, kesirli matematik ve bunun bir yansıması olan kesirli dereceden denetleyiciler üzerine olan çalışmalar incelenerek detaylı bir literatür araştırması yapılmıştır. Daha sonra kesirli dereceden hesaplamalar için tanımlanan değişik matematiksel yaklaşımlar incelenmiştir. Özellikle literatürde kesirli türev ve integral hesaplamalarında sıkça kullanılan Riemann-Liouville, Grünwald-Letnikov ve Caputo tanımları üzerinde durulmuştur. Bununla birlikte, kesirli hesaplamanın pratik olarak nasıl uygulanacağı üzerine örnekler ve çeşitli grafikler verilmiştir. Ayrıca kesirli hesaplamanın gerçeklenmesi için kullanılan yaklaşık ifadelere de değinilmiştir. Kesirli dereceden sistemler ve denetleyiciler hakkında temel açıklamalar yapılmıştır. İlave olarak tezde, kesirli denetleyicilerin optimal tasarımında kullanılan dört farklı yapay zeka hesaplama algoritması ile ilgili olarak açıklamalar ve işleyiş prosedürleri anlatılmıştır.

Çalışmada uygulama olarak, kesirli dereceden denetleyicilerin yapay zeka yöntemleri ile optimal tasarımı gerçekleştirilip farklı türde uygulamalarda denenmiştir. Bunun için ilk olarak sayısal algoritmaların kesirli PID sistemlerinde nasıl kullanılacağı ve nelere dikkat edileceği hususunda gerekli çalışmalar yapılmıştır. Daha sonra kesirli dereceden PID denetleyiciler ile parametreleri zamanla değişen (doğrusal olmayan) PID denetleyiciler karşılaştırılmıştır. Kesirli dereceden PID denetleyicilerin eşdeğer bulanık modeli ANFIS ile tasarlanarak kesirli sistemin farklı bir ifadesi sunulmuştur. Bununla birlikte farklı türde kesirli dereceden PID denetleyici yapısı ile motor pozisyon kontrol deneyi pratik olarak gerçeklenmiştir. Son olarak, top-çubuk denge ve otomatik gerilim düzenleyici (Automatic Voltage Regulator – AVR) sistemleri üzerinde çeşitli algoritmalar yardımıyla tasarlanmış kesirli dereceden PID denetleyici türleri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: ANFIS, kesirli matematik, kesirli denetleyiciler, motor pozisyon kontrolü, otomatik gerilim düzenleyici (AVR), top çubuk sistemi, yapay zeka yöntemleri

ABSTRACT

MS THESIS

FRACTIONAL ORDER $PI^{\lambda}D^{\mu}$ CONTROLLERS, DESIGN, APPLICATION AND COMPARISON

Mehmet KORKMAZ

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Asst. Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU

2013, 86 Pages

Jury
Advisor Asst. Prof. Dr. Ömer AYDOĞDU
Assoc. Prof. Dr. Salih GÜNEŞ
Asst. Prof. Dr. Hulusi KARACA

Due to the fact that it has heavy calculation on its own, fractional calculus has not attracted great attention up to now. Most of the scientific studies are nowadays based on computerized operation which get it simplified. These easy and fast calculation techniques allow using improved methods and tools such as fractional calculus. Therefore, fractional calculus has become widespread and started to apply many scientific fields. In fact, great deals of system naturally include a fractional term. For this reason, modelings of systems are expressed properly with fractional differential equations. Beside system modeling, using of the fractional terms in control applications provide us with more flexible and robust control structures.

In this study, first of all, it is investigated fractional calculus, and fractional order controllers which are reflection of it and then searched detailed book and articles. Later, several fractional approaches which are necessary for the definitions are sought. Especially, most commonly used definitions are put emphasis on such as Riemann-Liouville, Grünwald-Letnikov and Caputo. Moreover, different graphs and analysis are given about how to apply practically fractional calculus. On the other hand, fractional approximations, systems and controllers are explained in detail. Artificial intelligence techniques which are used in implementations for obtaining best controller parameter set are described and expressed design procedure.

Optimal design of fractional order controllers are realized with artificial intelligence methods and different simulation and practical studies analyzed. Hence, firstly, it is expressed essential definitions about how to apply numerical algorithm to fractional PIDs and issues which are important on design process. Afterwards, fractional order PID and nonlinear PID controllers are compared. It is presented a different statement that equivalent fuzzy model are designed for fractional order controllers. In addition to these, motor position control experiment is realized with several fractional order structures. Finally, in a several type fractional order PID controllers are designed, simulated and searched for ball & beam system and automatic voltage regulator (AVR).

Keywords: Automatic Voltage Regulator (AVR), ANFIS, artificial intelligence techniques, ball & beam system, fractional calculus, fractional controllers, motor position control

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmama katkıda bulunan danışmanım Sayın Yrd.Doç.Dr. Ömer AYDOĞDU'ya ve tüm bölüm içi, bölüm dışı arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunuyorum.

Ayrıca tez çalışmam sırasında ve hayatımın her anında yardımlarını ve anlayışını esirgemeyerek bana sabırla destek veren ve bu günlere gelmemi borçlu olduğum babam Rahmi KORKMAZ, annem Elmas KORKMAZ, kardeşim Büşra KORKMAZ'a ve eşim Şeyma KORKMAZ'a en içten teşekkürlerimle, saygılarımı ve minnettarlığımı sunarım.

Mehmet KORKMAZ
KONYA - 2013

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **ix**

1. GİRİŞ **1**

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI **4**

3. MATERYAL VE YÖNTEM **12**

3.1. Kesirli Hesaplama 12
3.1.1. Grünwald - Letnikov tanımı 12
3.1.2. Riemann - Liouville tanımı 13
3.1.3. Caputo tanımı 13
3.2. Kesirli Dereceden Sistemler ve Yaklaşıklar 19
3.2.1. Kesirli dereceden sistemler 19
3.2.2. Kesirli dereceden sistemler için yaklaşıklar 20
3.2.3. Kesirli dereceden sistemlerin Laplace dönüşümleri 22
3.3. Kesirli Dereceden Denetleyiciler 24
3.4. Yapay Zekâ (AI) Yöntemleri 30
3.4.1. Genetik algoritmalar (GA) 30
3.4.2. Diferansiyel evrim algoritmaları (DE) 34
3.4.3. Yapay bağışıklık sistemleri (YBS) 37
3.4.4. Parçacık sürü optimizasyonu (PSO) 39

4. KESİRLİ DERECEDEN SİSTEMLERİN TASARIMI VE UYGULANMASI **43**

4.1. Yapay Zekâ Yöntemlerinin Kesirli PID Tasarımında Kullanılması 43
4.2. Kesirli PID ve NL-PID Karşılaştırılması 44
4.3. Kesirli PID için ANFIS ile Modelleme 47
4.4. Değişken Yüklü Motor Pozisyon Kontrolü 52
4.5. Top – Çubuk (Ball - Beam) Denge Sisteminin Kesirli PID ile Kontrolü 64
4.6. Otomatik Gerilim Düzenleyici (AVR) Sisteminin Tasarım ve Kontrolü 69

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER **78**

5.1 Sonuçlar 78
5.2 Öneriler 78

EKLER **80**

KAYNAKLAR 81

ÖZGEÇMİŞ 86

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

B_m : Motor viskos sönüm katsayısı
B_{l_in} : Başlangıç yükü viskos sönüm katsayısı
B_{l_sub} : İlave yük viskos sönüm katsayısı
B(x,y) : Beta fonksiyonu
$E_\alpha(\cdot)$: Bir parametreli Mittag-Leffler fonksiyonu
$E_{\alpha,\beta}(\cdot)$: İki parametreli Mittag-Leffler fonksiyonu
erf(·) : Hata fonksiyonu
J_m : Motor ataleti
J_{I_in} : Başlangıç yük ve dişli kutusunun atalet momenti
J_{l_sub} : İlave yük ve dişli kutusunun atalet momenti
k_t : Motor tork sabiti
k_b : Motor ters emk sabiti
L : Motor armatür endüktansı
N_g : Toplam dişli oranı (N2/N1)
n_g : Dişli kutusu verimi
R : Motor armatür direnci
θ_l : Yük dönüş açısı
θ_m : Armatür açısı
${}_aD_t^\alpha$: İntogrodiferansiyel operatörü
λ : İntegral derecesi
μ : Türev derecesi
Γ(·) : Gama fonksiyonu

Kısaltmalar

R-L : Riemann-Liouville
G-L : Grünwald-Letnikov
PID : Propotional Integral Derivative
NL-PID : Değişken parametreli PID
KDS : Kesirli dereceden sistem
TDS : Tam sayılı dereceden sistem
FOPID : Kesirli dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$)
NL-FOPID : Değişken parametreli kesirli dereceden PID ($PI^\lambda D^\mu$)
GA : Genetik algoritma
DE : Diferansiyel evrim algoritması (Fark işleyiş)
YBS : Yapay bağışıklık sistemi
PSO : Parçacık sürü optimizasyonu
AI : Yapay zekâ (Artificial Intelligence)
SKA : Sürekli kesir açılımı
ISE : Integrated squared error
ITAE : Integrated time absolute error
AVR : Otomatik gerilim düzenleyici (Automatic Voltage Regulator)

1. GİRİŞ

Kesirli matematik olgusu en az türev ve integral kavramları kadar eski bir geçmişe sahip olup 17. yy. sonlarında Leibniz'in L'Hospital'e yazdığı mektupta adından bahsedilmektedir. Leibniz mektubunda muhatabı L'Hospital'e "tam sayılı mertebeden türevlerin anlamı tam sayılı olmayan türevlere genişletilebilir mi?" diye sormuştur. L'Hospital ise bu soruyu yeni bir soru ile; "türev derecesinin ½ olması durumunda ne olur" diye yanıtlamış ve Leibniz adeta günümüze işaret ederek "bu ilerde faydalı sonuçlara yol açacak bir paradoksa dönüşecektir" demiştir. 30 Eylül 1695 tarihli bu mektup kesirli matematiğin doğum günü olarak kabul edilmektedir. Aslına bakılırsa "kesirli" terimi bu tür ifadelerin tanımlanmasında çok uygun olmamaktadır. Bunun yerine türev ve integralin irrasyonel hatta kompleks değerler alabileceği düşünülürse "türev ve integral derecesinin keyfi olduğu" ifadesi daha doğru olacaktır (Oldham, 1974; Podlubny, 1999; Miller ve Ross, 1993; Caponetto ve ark., 2010). Ancak literatürde bu tür ifadelerin tanımlanmasında "kesirli (fractional)" terimi bu anlamda kullanıldığı ve kabul gördüğü için bu tez çalışmasında da kesirli veya kesirli dereceden ifadeleri yer alacaktır.

En basit tanım ve anlamıyla kesirli dereceden matematiği, türev ve integral derecelerinin tam sayıları da kapsayacak biçimde tam sayı olmayan sayılara genişletilmesi olarak ifade edebiliriz. Bu hesaplama türü uzunca süredir bilinmesine rağmen içeriğindeki karmaşık işlem sürecinden dolayı gerek matematik alanında gerekse bununla alakalı uygulamalı bilim dallarında nadiren rastlanmaktaydı. Ancak son yıllarda hem bilgisayarların hem de ilgili yazılımların (toolbox) geliştirilmesi ve bu gelişimlerle elde edilen kolaylıklar ile akademik ve endüstriyel hayata iyiden iyiye yer almaya başlamıştır (Padula ve Visoli, 2011; Xue ve ark., 2007; Tavazoei, 2012; Chengbin ve Hori, 2007).

18. yüzyılda Euler ve Lagrange tarafından yapılan çalışmalar bu alana ilk katkılarını vermeye başlamıştır. Daha sonra bu konuda sistematik çalışmalar 19.yy ortalarında Liouville, Riemann ve Holmgren tarafından yapılmaya başlamıştır. Liouville'nin bu alana yaptığı en büyük katkı bu fonksiyonları seri açılımı olarak incelemesi ve n sayısının pozitif olduğu varsayımıyla her bir terimi teker teker işleme tabi tutarak bu tip serilerin n'inci dereceden türevini tanımlamasıdır. Riemann ise integral tanımını da içeren farklı türde bir yaklaşım sunmuştur. Bu çalışmaya göre elde edilen formülizasyon tamsayı olmayan kuvvet serilerine de uygulanabiliyordu. Daha

sonraları Grünwald ve Krug bu iki yaklaşımı birleştiren ilk isimler olarak karşımıza çıkmaktadır (Monje ve ark., 2010) .

Gerek sistem modellemesi gerekse sistem kontrolünde kesirli dereceden diferansiyel denklemlerin kullanılması son yıllarda iyiden iyiye artmıştır (Chen ve ark., 2009). Elektronikte fraktans (Le M‟ehaut‟e ve Crepy, 1983) isimli elemanın ortaya atılması, kapasitör teorisi (Westerlund, 1994) için yeni kesirli türev ifadeleri içeren denklemlerin kullanılması, yine biyolojik sistemlerde ve dinamik sistem modellerin elde edilmesinde kesirli terimlere sıklıkla rastlanılmaktadır (Chen ve ark., 2004; Magin, 2006; Nonnenmacher ve Glockle, 1991).

Bu tez çalışmasında ikinci bölümde, kesirli dereceden matematik, denetleyiciler ve bunların uygulamaları ile ilgili olarak şimdiye kadar yapılan çalışmalar için detaylı bir literatür taraması verilecektir. Çalışmalar içerisinde hem uygulama -modelleme, kontrol- hem de kesirli dereceden sistem (KDS) tasarımı ile ilgili olarak birçok makale ve çalışmalardan özet bilgiler verilecektir.

Üçüncü bölümde, kullanılan materyal ve yöntem olarak kesirli matematik ve yapay zekâ teknikleri üzerinde durulacaktır. Kesirli matematiğin içeriği, integrodiferansiyel kavramı ve bu hesaplama türü ile ilgili tanımlamalar verilerek nasıl gerçekleneceği vurgulanacaktır. Bununla birlikte kesirli dereceden matematiğin oluşturduğu farklılıklardan bahsedilecek ve farklı türdeki fonksiyonların kesirli türev ve integralleri alınarak bu işlem prosedürü incelenecektir. Buna ek olarak farklı dereceden türev ve integral için eğriler çizdirilerek kesirli matematik kavramı daha da somutlaştırılmaya çalışılacaktır. Ayrıca tasarım yöntemi olarak kullanılan sayısal algoritmalardan olan diferansiyel evrim algoritmaları, genetik algoritmalar, yapay bağışıklık sistemi optimizasyon algoritması ve parçacık sürü optimizasyonu tekniklerinin içerikleri, parametreleri vb. hakkında detaylı bilgi verilecektir.

Dördüncü bölüm ise çalışmanın özünü teşkil eden tasarım, karşılaştırma ve uygulama kısımlarından oluşacaktır. İlk önce, tasarım yöntemi olarak kullanılan diferansiyel evrim algoritması, genetik algoritma, yapay bağışıklık sistemi optimizasyon algoritması ve parçacık sürü optimizasyonu algoritmalarının sisteme nasıl uygulanacağı üzerinde durulup daha sonra farklı sistemler için tasarımlar yapılarak sonuçlar elde edilecektir. Kesirli PID denetleyiciler, klasik PID yapısı ve değişken parametreli – doğrusal olmayan- PID yapıları ile karşılaştırılacaktır. Bunlara ek olarak, literatürde önceden bahsedilmeyen farklı bir yaklaşım ile kesirli sistemlerin bulanık model yardımıyla modellenmesi üzerinde durulacaktır. Bunun sağlanması ile kesirli yapı gibi

temelinde yoğun matematik işlemlerini bulunduran olgunun yerine bulanık model koyularak sistem tepkileri incelenecektir. Bu çalışmalara ilave olarak motor pozisyon kontrolü ile ilgili deneysel bir çalışma yapılacak ve farklı türdeki kesirli PID yapıları da tasarlanıp denenerek karşılaştırmalar yapılacaktır. Son olarak, kontrol problemlerinde sıklıkla kullanılan top - çubuk (ball - beam) ve otomatik gerilim düzenleyici (AVR) sistemleri için farklı türdeki denetleyiciler tasarlanarak karşılaştırmalar yapılacaktır. AVR sistem denetiminde yine literatürde önceden ele alınmamış değişken parametreli kesirli dereceden PID denetleyiciler (NL-FOPID) ile ilgili sonuçlar diğer türdeki denetleyiciler ile karşılaştırmalı olarak verilecektir.

Beşinci bölümde elde edilen deneysel ve benzetim çalışması sonuçları değerlendirilerek bir sonuca varılmaya çalışılacaktır. Buna göre ileriki çalışmalar için öneriler sunulması planlanmaktadır.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Kesirli matematik üzerine yapılan çalışmalar günümüzde artarak devam etmektedir. Buna paralel olarak, sistemlerin modellenmesi, denetimi vb. diğer alanlarla olan bütünleşmesi gün geçtikçe daha da yaygınlaşmaktadır.

Matematiğin bu eski alanı ile ilgili çalışmalar son yirmi yıldır gündemde olup gün geçtikçe popülerliği daha da artmaktadır. Mühendislik alanında yapılan ilk çalışma, yarım yüzyıl önce Tustin tarafından gerçekleştirilmiştir. Tustin'in (1958) gerçekleştirdiği ağır cisimlerin pozisyon kontrolünde kesir dereceli kontrol yapısı, literatüre, bu konuyla ilgili ilk uygulama olarak geçmektedir. Bununla birlikte Manabe 1961, 1963 yıllarında kesirli integral içeren sistem denetimi ile ilgili çalışmalarda bulunmuştur. Sistem kontrolünün yanı sıra sistemlerin modellenmesinde kesirli terimlerin kullanılması bu alan için oldukça önemlidir. Westerlund (1994) tarafından geliştirilen kapasitör teorisi kesirli türevleri içermektedir. Yine fraktans isimli direnç-kapasitör arası bir özellik gösteren devre elemanı da Le M‟ehaut‟e ve Crepy'nin (1983) çalışmalarında görülmektedir. Kontrol sistemlerinde Podlubny'in (1999) çalışması bu konuda bir çığır açmıştır. Podlubny makalesinde geleneksel PID denetleyicilerin türev ve integral terimlerinin tam sayılı dereceden olmayan biçimleri üzerine geliştirilmesine dair bir çalışma yapmış ve geleneksel PID denetleyiciler, kesirli dereceden PID denetleyiciler olarak adlandırılarak sistem denetiminde daha etkin sonuçlar verildiği gözlemlenmiştir.

Mohammad Saleh Tavazoei (2012), kesirli sistemlerin birim basamak yanıtını temel alarak aşma miktarınızı göz önünde bulunduran bir çalışma yapmıştır. Buna göre bazı kesirli sistemlerin birim basamak yanıtındaki aşmanın kaçınılmaz olduğunu ortaya koymuştur. Bu sonucu esas alarak kesirli sistemlerin zaman cevapları ile ilgili olarak bazı sonuçları kanıtlamıştır.

Yine Mohammad Saleh Tavazoei'nin bir diğer makalesinde (2010), kesirli sistemlerin integral performans kriterlerini baz alarak yaptığı çalışmaya göre, sistemin kalite ölçeğini gösteren bu kriterlerin birim basamak yanıtında sürekli durum hatası sıfır olan kesirli bir sistemin üssel olmayan modların olmasından dolayı integral performans kriter sonuçlarının sonsuz olabileceğini göstermiştir. Bu durum için bazı basit teknikler geliştirilerek farklı integral performans kriterlerinin sonlu olmasını kesirli sistemler için garanti etmiş ve bununla ilgili olarak örnekler sunmuştur.

Padula ve Visioli (2011) tarafından yapılan çalışmada en iyi PID ve kesirli PID denetleyicilerini elde etme kuralları üzerinde durulmuştur. Birinci dereceden ölü zaman gecikmeli (FOPTD) bir sistem için maksimum hassasiyetle, belirli kısıtlamalarda hata mutlak değer toplam indeksi (IAE-Integrate absolute error) değerini minimize ederek kural tabanları oluşturulmuştur. Yük bozucu etkisinin olduğu ve olmadığı durumlar incelenmiş ve kesirli PD yapısının kesirli PI yapısına göre avantajları elde edilmiştir.

Luo ve ark.'nın (2010) yaptığı çalışmada kesirli sistemler için kesirli PI denetleyicilerin tasarımı üzerinde durulmuştur. Kontrol çevrimindeki kazançların değişimine karşılık olarak tasarlanan denetleyicilerin, istenen performansı ve gürbüzlüğü sağlamasını garanti eden denetleyiciler adil bir kıyaslama için aynı şartlar ve sınırlamalarda tasarlanmıştır. Çalışmada bahsi geçen kesirli sistemler için sistematik ve pratik bir yol önerilerek kesirli PI yapılarının geleneksel PID türlerine göre avantajları deneysel ve benzetim yardımlarıyla elde edilirken kesirli PI denetleyiciler arasında da bir kıyaslamaya gidilerek birbirine göre olan durumları incelenmiştir.

Biswas ve ark.'ları (2009) kesirli sistemler için yapay zekâ yöntemlerinden yararlanarak geliştirilmiş bir algoritmayı kesirli denetleyicilerin tasarımında kullanmışlardır. Yapılan çalışmaya göre gerçek parametrelerin bulunmasında basit ama etkili olan sayısal algoritma olarak diferansiyel evrim algoritmalarından yararlanılmıştır. Problemin amaç fonksiyonu olarak maksimum aşma ve yükselme zamanı odaklı bir kullanıcı tabanlı fonksiyon tanımlanarak denetleyici için bahsedilen algoritmaya göre tasarım yapılmıştır. Sonuçların elde edilmesinde Tustin yaklaşık metodlarından yararlanılmış ve elde edilen sonuçlar için farklı algoritmalarla da tasarım yapılarak karşılaştırmalar yapılmıştır.

Das ve ark.'nın (2012) yaptığı bir çalışmaya göre kesirli dereceden bulanık PID denetleyiciler üzerinde durulmuş ve performans indis ölçütleri baz alınarak en uygun zaman domeni tasarımları yapılmıştır. Bilindiği üzere bulanık mantık, sistemlerde birden fazla giriş ve/veya çıkışı içeren giriş-çıkış tabanı üzerine kurulu kural tabanlarının oluşturulması esasına dayanır. Bu kapsamda çalışmada giriş olarak hata ve hatanın kesirli türevi ele alınırken çıkış olarak kesirli integral terimi düşünülmüştür. Kontrol sinyali amaç fonksiyonu alınarak farklı türdeki integral performans kriterlerinin minimizasyonu düşünülmüş ve giriş-çıkış ölçekleme faktörleri genetik algoritmalar yardımıyla minimize edilmiştir. Benzetim çalışmalarında, zaman gecikmeli açık çevrim kararsız bir sistem ve gecikmeli doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarından

yararlanılmıştır. Benzetim çalışmaları ile bulanık kesirli PID yapılarının üstünlükleri geleneksel PID, kesirli PID ve bulanık PID ile yapılan karşılaştırmalarda görülmüştür.

Wang ve Gao (2012) kesirli denetleyicilerin H_∞ tasarımı üzerinde durmuştur. Kesirli PD denetleyicisinin oransal ve türev kazanç grafikleri üzerinde parametre kararlılık düzeyleri sabit türev derecesi düşünülerek belirlenmiştir. Ayrıca kararlılık aralığında, türev ve oransal kazançlarının değerleri belirli bir aralıkta hesaplanarak H_∞ normuna uygun olarak belirlenmiştir. Hesaplamalar ve örnekler H_∞ eğrisi ile türev derecesi arasındaki bağlantıya işaret etmiştir.

Luo ve Chen (2012) birinci dereceden ölü zaman gecikmeli (FOPTD) sistemler için kararlılık analizi ve gürbüz bir kesirli PI denetleyici sentezi üzerinde incelemelerde bulundukları özet bir çalışma sunmuşlardır. FOPTD bir sistem için denetleyici tasarımında göz önüne alınan üç farklı durum söz konusudur: kazanç geçiş frekansı, faz geçiş payı ve açık çevrim yanıtındaki fazının verilen kazanç geçiş noktası civarında düz olmasıdır. Sundukları çalışmaya göre bunları sağlayan yeni bir tasarım ele alınmıştır. Ayrıca bir diğer özellik olarak ise çalışma düzleminde bu özelliklerin birbirine göre durumları görülerek denetleyici tasarımında önceden neticenin gözlenmesini sağlamaktadır. Bu düzlemsel kıyaslama ile geleneksel ve kesirli denetleyiciler arasındaki fark çok açık bir şekilde ortaya konulmuştur. Yapılan çalışmalar, destekleyici doküman ve benzetimlerle gösterilmiştir.

Lue ve Chen'in (2009) bir diğer çalışmasında ise kesirli PID denetleyicilerin bir türevi olan FO-[PD] yapıları ile ilgili olarak tasarım yapılmıştır. Çalışmanın özü kesirli PD ve diğer denetleyicilerin tasarımı için pratik ve sistematik bir yol hazırlanması ve bunların sonuçlarının karşılaştırılmasına dayanmaktadır. Klasik PID yapıları bazı durumlarda düz faz geçişini sağlayamazken kesirli yapılarda bu durumun her zaman temin edildiği görülmüştür. Araştırmacılar çalışmalarını teorik ve pratik yollarla da desteklemişlerdir.

Castillo ve ark.'nın (2010) yaptığı çalışmada kesirli denetleyicilerin tasarımı için frekans özelliklerinden yararlanılmış ve zaman domeni davranışları ile ilgili olarak sonuçlar elde edilmiştir. Normal şartlarda zaman ve frekans domeni arasındaki ilişki geleneksel denetleyiciler için bile karmaşık hal alırken bu durum kesirli olanlarında çok daha fazla kompleks olmaktadır. Yapılan çalışmada zaman domeni özelliklerinden olan yerleşme zamanı ve aşma miktarı baz alınarak kesirli denetleyici kümesi tasarlanmıştır. Bu iki zaman domeni özelliklerine göre minimizasyon yapılıp en uygun denetleyiciler

elde edilmiştir. Birinci dereceden sistemlerde kesirli PI yapısı kullanılarak sonuçlar gösterilmiştir.

Hamamcı ve Köksal (2010), kesir derecesini 0-2 aralığında alarak PD ve kesirli PD denetleyicilerinin kararlılık bölgelerinin belirlenmesi ve karşılaştırılması üzerine bir çalışma yapmışlardır. Sundukları metot belirtilen sistemlerde etkili sonuçlar vermiştir. Kararlılık bölgelerinin belirlenmesi için üç farklı yöntemden yararlanılmıştır: RRB, gerçek kök sınırları; CRB, karmaşık kök sınırları; IRB, sonsuz kök sınırları. Uygulanan metot, bu sınırlara bağlı olarak kesirli PD tasarımında kesin bir formül ortaya koymuştur. Bu sebepten dolayı sonuçların genelleştirilebileceği üzerinde durulmuş ve çalışma sonuçları benzetimlerle açık bir şekilde ortaya konulmuştur.

Tang ve ark.'nın (2012) yaptığı çalışmada otomatik gerilim düzenleyicilerinin kontrolünde kesirli denetleyiciler kullanılmış ve bununla ilgili olan sonuçlar elde edilmiştir. Çalışmada kesirli denetleyici tasarımında yapay zekânın farklı yöntemlerinden yararlanılmıştır. Kesirli PID denetleyicilerinin parametrelerinin belirlenmesinde, sistem, doğrusal olmayan optimizasyon problemi olarak düşünülmüş ve amaç fonksiyonu olarak farklı türdeki zaman domeni özellikleri (aşma, sürekli durum hatası, yükselme ve yerleşme zamanı) bir araya getirilerek denetleyicinin katsayıları elde edilmiştir. Özellikle yapay zekâ yöntemlerinden kaotik karınca sürüsü algoritmasının davranışları incelenmiştir. Bu yöntem yeni geliştirilen evrimsel metotlar arasında yer almakta ve temelinde karıncanın kaotik davranışı ve karınca sürüsünün kendi içerisindeki örgütlenmesi esasına dayanmaktadır. Denetleyici tasarımında, farklı türdeki algoritmalar ve geleneksel PID denetleyiciler kullanılarak karşılaştırmalar yapılmış ayrıca sistem modelindeki belirsizliklere karşı gürbüzlüğü de ölçülmüştür.

Lee ve Chang'ın (2010) çalışmasında ise denetleyici tasarımında genetik algoritma ile geliştirilmiş elektromanyetik tabanlı algoritmadan yararlanılmıştır. Bu algoritma, popülasyon tabanlı sezgisel çözümler sunan temelinde elektromanyetizmayı esas alan bir algoritmadır. Buna göre gradyan hesaplamalarına gerek kalmaksızın en iyi çözüme yakınsama yapılır. Bu algoritma, denetleyici parametrelerini yüklü parçacıklar gibi varsayarak birbirlerini itme çekme kuvvetini esas alarak çalışmaktadır. Genetik algoritma ile geliştirmiş olan bu hibrit algoritma, elektromanyetizmayı esas alan algoritmaya göre hesaplamaların kolaylaşması açısında daha avantajlı olmaktadır. Algoritmanın performansı ve etkinliği çeşitli örneklerle gösterilmiştir.

Li ve ark.'nın (2010) yaptığı çalışmada, ikinci dereceden sistemler için kesirli dereceden PD tasarımında yeni bir yöntem verilmiş, uygulama ile yapılan çalışmalar

desteklenmiştir. Yöntemin sağladığı en önemli avantaj olarak kazanç geçiş frekansı ve faz payını istenilen düzeyde sağlaması ayrıca bulunan kazanç geçiş frekansında Bode eğrisinin düz olmasını temin etmesidir. Bu ise sistemin kazanç değişimlerine karşı daha gürbüz olması anlamına gelmektedir. Elde edilen neticelerle yeni ve sistematik bir yolla kesirli sistemlerin tasarımına yaklaşılmıştır.

Efe (2011) ise kesirli dereceden denetleyicileri, sinir ağları yardımıyla farklı bir alan olan quadrotor; insansız hava araçlarının uygulamalarında kullanmıştır. Bu tip sistemler gerek model belirsizliği, gerek rüzgârın bozucu etkisi gerekse ölçüm gürültüleri, bataryalardaki gerilim düşmesi gibi olumsuzluklardan dolayı daha karmaşık olup kontrolünde de daha gürbüz yapılar ortaya konularak tasarlanmalıdır. Bu düşünce ile sinir ağları eğitilerek gerekli kesirli denetleyici parametreleri bulunmuş ve sonuçlar benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir.

Monje ve ark.'nın (2008) çalışmalarında, denetleyici tasarımı ve endüstriyel uygulamaları üzerinde durulmuştur. Denetleyici tasarımında kesirli PID'nin beş farklı parametreleri ayarlanarak gürbüz bir sistem tasarımı amaçlanmıştır. Elde edilen neticelere göre faz geçiş frekansı, faz payı değerleri ve sistemin zamana bağlı sönümleme değeri istenilen düzeyde sağlanmıştır. Sonuçlar deneysel çalışmalarla irdelenerek kazanç değişimi, gürültü gibi etkilere karşı olan gürbüzlüğü de incelenmiştir.

Zamani ve ark.'nın (2009) makalesinde, kesirli sistemin tasarımı için parçacık sürü optimizasyonu tekniğinden yararlanılmıştır. Denetleyicinin gerçeklenebilmesi için otomatik gerilim düzenleyici (AVR) sisteminin çıkış değerinin kontrolü esas alınmıştır. Sayısal algoritmanın en iyi değerleri bulunmaya çalışılırken kullanılan amaç fonksiyonu olarak karma bir denklemden bahsedilmiştir. Bu fonksiyon maksimum aşma, yerleşme ve yükselme zamanı, sürekli durum hatası, faz payı ve kazanç payının belirli katsayılarla çarpılması ile oluşturulmuştur. Geleneksel PID denetleyicilerle karşılaştırmalar yapılmış ayrıca sistem modelindeki belirsizliklere karşı sistem gürbüzlüğü etkisi de gösterilmiştir.

Yeroğlu ve Tan'ın (2010) yaptığı çalışmada, kesirli sistem tasarımında yararlanılacak iki tür yeni metottan bahsedilmiştir. Kullandıkları yöntemlerden ilki Ziegler Nichols ve Astrom Hagglundd yöntemlerini temel almıştır. Sistemlerin istenilen performansta çalışmalarını sağlayabilmek için doğrusal olmayan iki denklem türetilmiş ve çözümlere göre denetleyici parametreleri bulunmuştur. Daha sonra basamak yanıtını geliştirecek şekilde sisteme optimizasyon prosedürü uygulanarak yeni değerler elde

edilmiştir. İkinci tür denetleyici tasarımı ise denetleyicinin gürbüzlüğü ile ilgili olup parametre belirsizliklerinde kontrol sisteminin Bode eğrilerini kullanarak elde edilen tasarım için bir proses verilmiştir. Ayrıca Bode eğrisindeki en kötü değerler göz önüne alınarak beş doğrusal olmayan denklem türetilmiştir. Gürbüz denetleyicinin parametreleri bu denklemlerin çözümlerine göre bulunmuş ve sonuçları göstermek için benzetim çalışmaları yapılmıştır.

Jin ve ark.'nın (2011) yaptığı çalışmada, birinci dereceden zaman gecikmeli sistemler göz önüne alınarak hareket kontrol sistemlerindeki gürbüzlüğe göre kesirli PD denetleyicisi (FO-[PD]) tasarım kuralları üzerinde durulmuştur. Ayarlama denklemlerinin nümerik hesaplanması ve tasarım parametreleri ile özellikleri arasındaki ilişki incelenerek sistematik bir yolla kesirli denetleyici tasarımı yapılmıştır. Sonuçlara göre elde edilen veriler deneysel çalışmalarla ortaya konulmuştur.

Das ve ark.'nın (2011) yaptığı bir diğer çalışmada ise yüksek mertebeli sistemlerin kontrolünde kesirli dereceden denetleyicilerin zaman ve frekans domenlerinde ayarlama metotları üzerinde karşılaştırmalı incelemeler yapılmıştır. Yeni bir kesirli dereceden şablon ortaya konularak frekans domeni ayarlamalarındaki avantajları sunulmuştur. Farklı türden integral performans kriterleri ile zaman domeninde optimizasyonlar yapılıp bu türdeki yüksek mertebeli sistemler için kesirli denetleyici parametreleri sağlanmıştır. Genel itibari ile çalışmada online ayarlama metotlarının esnekliği, indirgenmiş kontrol sinyali ve eyleyici boyutu, yük bozucu etkisi, parametre belirsizliklerine karşın gürbüzlük gibi pratik kontrol sistemleri uygulamaları üzerinde durulmuştur.

Kakhki ve Haeri (2011) çalışmalarında, kesirli dereceden denetleyicilerin tasarımları üzerinde incelemeler yapmışlardır. Klasik çalışmalardan farklı olarak tasarlanması oldukça kompleks olan kesirli sistemler için öncelikli olarak indirgeme tekniği sunulmuştur. Bu indirgenmiş modeller için analitik kurallar ile denetleyici parametreleri elde edilmiştir. Yapılan örnekler ile bahsedilen sistemler için sonuçlar doğrulanmıştır.

Bayat'ın (2011) makalesi ise kesirli dereceden sistemlerin yaklaşıkları ile ilgili olmuştur. Çalışmada kesirli sistemlerde dâhil olmak üzere doğrusal geri beslemeli sistemlerin zaman domeni benzetimleri için tam sayılı transfer fonksiyonları yakınsanması ve benzetimlerinin yapılması amaçlanmıştır. Genellikle, yaklaşık sistem ifade edilmesinde karşılaşılan iki temel sorun üzerinde durulmuştur; geri beslemeli sistemin içsel kararlılığının garanti edilememesi ve bu metotla yapılan yaklaşık hatanın

kesin olarak belirlenememesi. Bu düşünceyle, bu tip kesirli sistemlerin yaklaşıklarında bu tür olumsuzluklardan uzak olarak etkili bir metodun tasarlanması çalışmanın özünü oluşturmuştur. Elde edilen yaklaşıkla ilgili değerler Oustaloup sürekli yaklaşıkları ile karşılaştırılarak tasarlanan yeni metodun etkinliği ortaya konulmuştur.

Yeroğlu ve Tan'ın (2011) bir diğer çalışmasında, kesirli dereceden sistemler için klasik denetleyici tasarımı incelenmiştir. Çalışmaya göre kesirli sistemlerin Bode zarf eğrilerinden yararlanılarak denetleyici (PI, faz gecikmeli vb.) tasarımları yapılmıştır. Gürbüz çalışma koşullarını sağlayan bu denetleyicilerin tasarımında kesirli sistem baz alınarak denetleyici optimizasyonu yapılmıştır. PID denetleyicinin parametreleri en küçük kareler yöntemi ile belirlenmiştir.

Liang ve ark.'nın (2012) yaptığı çalışma ise kesirli PI kullanarak gürbüz kararlılık bölgesinin belirlenmesi ile ilgili olmuştur. Makalede, kesirli PI denetleyicisi kullanılarak doğrusal zamandan bağımsız sistemlerin kesir derecesinin ve diğer katsayılarının belirsizlik durumuna karşılık basit ve etkili bir metotla gürbüz kararlılık bölgesinin belirlenebileceği bir yöntem sunulmuştur. Sunulan yöntemi gerçekleştirebilmek için kesirli sistemler çeşitli şekillerde parçalara ayrılarak karakteristikleri, quasi polinomların esas alınması ile ifade edilmiştir. Bu quasi polinomlar için kesir derecesi denetleyici parametre uzayında 0-2 aralığında düşünülerek kararlılık sınırlarını belirlemek üzere D çözümleme metodundan yararlanılmıştır. Kararlılık bölgelerinin hesabında RRB, gerçek kök sınırları; CRB, karmaşık kök sınırları; IRB, sonsuz kök sınırları yöntemlerinden yararlanılmıştır. Bu yöntemlere göre elde edilen sonuçlar kararlılık bölgesi gürbüzlüğüne göre de incelenmiştir.

Hajiloo ve ark.'nın (2012) yaptığı çalışmada parametre belirsizliğine sahip kesirli ve normal sistemler için çok amaçlı optimizasyon yaklaşımı, en uygun Pareto gürbüz denetleyicilerin (klasik ve kesirli dereceden) tasarımında kullanılmıştır. Pareto denetleyicilerinin tasarımında, frekans ve zaman domeni amaç fonksiyonları göz önüne alınmıştır. Tasarımlar ve uygulamalar neticesinde, sistemlerin parametre belirsizliği durumları da karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, bahsedilen yöntemi kullanarak etkin değişim tasarım noktalarının en uygun gürbüz denetleyicilerin neticelerine göre bulunabileceğini açıkça göstermiştir. Bununla birlikte kesirli denetleyicilerin klasik PID'lere nazaran daha gürbüz performans sağladığı ve daha gürbüz bir kararlılık bölgesinde olduğunu ortaya koymuştur.

Luo ve ark.'ları (2011) ise makalelerinde, kesirli dereceden sistemler için kesirli bir PD denetleyicinin tasarımına yönelik deneysel bir çalışma yapmıştır. Tasarlanan kesirli denetleyicinin etkilerini görmek için genelleştirişmiş kesirli kapasitör membran modelini kullanarak sonuçlar elde edilmiştir. Buna göre, gerek benzetim çalışmaları gerekse donanımsal olarak incelenen kesirli denetleyicilerin üstünlükleri görülmüştür.

Valerio ve Costa'nın (2006) çalışmalarında, PID tasarımı için en temel yöntemlerden birisi olan Ziegler – Nichols yöntemini kullanarak kesirli PID tasarımı ele alınmıştır. Modele gerek duyulmaksızın birim basamak yanıtından gidilerek tasarım yapılabilmiştir. Ayrıca modelin belirli olması durumunda da kolaylıkla denetleyici parametre ayarları için güzel bir başlangıç noktası sunulmuştur. Sonuçlar klasik ve kesirli PID'ler için karşılaştırılarak elde edilmiştir.

Calderon ve ark.'ları (2006) ise kesirli dereceden denetleyicileri güç elektroniğinde sıklıkla karşılaşılan buck tipi dönüştürücülerde kullanmışlardır. Denetleyicilerin tasarımında iki türlü metot kullanılmıştır. İlk olarak DC/DC buck dönüştürücüler için doğrusal kontrolör tasarımında Bode ideal fonksiyonu referans alınmıştır. İkinci olarak ise kesirli matematik ve kayan kipli kontrol yapıları birleştirilerek ilgili yapılar ortaya atılmıştır. Kesirli denetleyiciler için anahtarlama yüzeyleri belirlenmiş ve elde edilen sonuçlar hem deneysel hem de benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

Delavari ve ark.'ları (2010) ise kesirli kontrolör yapılarını bulanık mantık ve kayan kipli denetleyiciler ile birleştirerek doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde kullanmışlardır. Kayan kipli denetimde yaşanan sorunları ortadan kaldırmak için bulanık mantıktan yararlanılmıştır. Bununla birlikte kayan kipli bulanık denetleyicinin tasarım ve problem oluşturma aşamalarında genetik algoritmalardan yararlanılmıştır. Sonuçların başlangıç ve harici bozucu etkilerin olması durumunda değerlendirilmesi ve karşılaştırılması için iki farklı sistemden yararlanılmıştır; tank sistemi ve robot denetimi. Genetik algoritma tabanlı kesirli bulanık kayan kip denetleyicilerin üstünlüğü açık bir şekilde elde edilen sonuçlardan görülmüştür.

Bouafoura ve Braiek'in (2010) çalışmalarında, kesirli denetleyicilerin tasarımında yine farklı bir yol izlenerek matematik fonksiyonlarından olan parçalı ortogonal fonksiyonlardan yararlanılmıştır. Riemann-Liouville tanımları yerine işlemleri kolaylaştırmak açısından cebirsel denklemler konulmuştur. Hem kesirli hem de normal sistemler ve referans modeller kullanılarak sonuçların geçerliliği gösterilmiştir.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Kesirli Hesaplama

Matematiksel tarihi oldukça eski ancak kullanımı yeni sayılan bu alan, türev ve integral kavramlarının tam sayı olmayan (reel, irrasyonel, kompleks) değerleri de alabilmesi ile ifade edilebilir. L'Hospital ve Leibniz arasındaki mektuplaşmada yer alan kesirli türev kavramı ile ilgili olarak 1819'da Lacroix ilk makaleyi yayımlamıştır (Ross, 1975). Daha sonra ise Abel'in çalışması bu hususta önemli bir gelişme sağlamıştır (Cafagna, 2007).

Literatürde kesirli türev ve integrallerin ortak gösterimi olarak kullanılan ve D simgesi ile gösterilen "integrodiferansiyel" operatörünün farklı durumları için türev ve integral kavramları tanımlanır. Denklem (3.1)'den görüleceği üzere üs derecesi α'nın farklı durumları için; α negatif değerli ise integral, α pozitif değerli ise türev ifadeleri anlamına gelmektedir.

$$ {}_aD_x^{\alpha} = \begin{cases} \frac{d^{\alpha}}{dx^{\alpha}}, & \Re(\alpha) > 0 \\ 1, & \Re(\alpha) = 0 \\ \int_a^x (d\tau)^{-\alpha}, & \Re(\alpha) < 0 \end{cases} \tag{3.1} $$

Kesirli türev ve integral kavramlarının matematiksel olarak gerçeklenebilmesi için literatürde birçok tanımlama bulunmaktadır. Bu tez çalışmasında en sık karşılaşılan ve kullanılan üç farklı tanımlamadan bahsedilecektir.

3.1.1. Grünwald - Letnikov tanımı

Grünwald – Letnikov tanımı aşağıda denklemde görüldüğü şekilde ifade edilir (Denklem 3.2).

$$ {}_aD_x^{\alpha} f(x) = \lim_{h \to 0} h^{-\alpha} \sum_{j=0}^{\left[\frac{x-a}{h}\right]} (-1)^j \binom{\alpha}{j} f(x - jh) \tag{3.2} $$

Burada bahsedilen $[\cdot]$ ifadesi tamsayılı kısımdır. $\binom{\alpha}{j}$ kısmı ise binominal katsayılardır.

3.1.2. Riemann - Liouville tanımı

Riemann- Liouville tanımı Denklem (3.3)'te verildiği gibidir.

$$ {}_aD_x^{\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(\mathrm{m}-\alpha)} \frac{d^m}{dx^m} \int_a^x \frac{f(t)}{(x-t)^{\alpha-m+1}} dt \tag{3.3} $$

Burada ifade edilen $m\text{-}1 < \alpha < m$ için geçerli bir ifadedir. Ayrıca $\Gamma(\cdot)$ ifadesi ise Gama fonksiyonu olarak bilinir.

3.1.3. Caputo tanımı

Caputo tanımı ise Denklem (3.4) gibidir.

$$ {}_aD_x^{\alpha} f(x) = \frac{1}{\Gamma(\alpha-\mathrm{m})} \int_a^x \frac{f^m(x)}{(x-t)^{\alpha-m+1}} dt \tag{3.4} $$

Burada $m\text{-}1 < \alpha < m$ şeklinde olmalıdır. Yine $\Gamma(\cdot)$ ifadesi ise Gama fonksiyonu olarak bilinir. Caputo türevinde kesirli dereceden diferansiyel denklemlerin başlangıç şartları tamsayılı dereceden diferansiyel denklemlerle aynı formdadır.

Bunlara ek olarak kesirli dereceden sistemlerde ve hesaplamalarında bazı özel fonksiyonların kullanılması kaçınılmaz olmaktadır. Bununla ilgili olarak bazı fonksiyonlar için tanımlamalar aşağıda verilmiştir.

Gama Fonksiyonu:

Basit bir ifadeyle alışık olduğumuz faktöriyel işleminin genelleştirmesi olan gama fonksiyonu kesirli türev ve integral işlemleri yapılırken oldukça kullanışlı olmaktadır. Gama fonksiyonu;

$$ \Gamma(z) = \int_0^{\infty} e^{-u} u^{z-1} du, \; z \in R \tag{3.5} $$

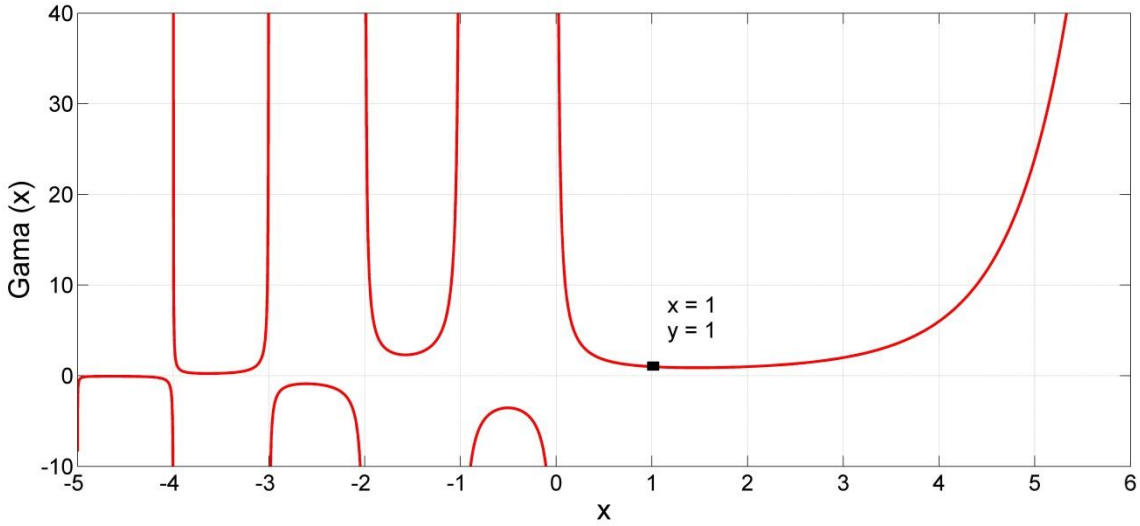
ile tanımlanır. Bu ifadeden kısmi integrasyon ile aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$z \epsilon N^+$ için

$$\Gamma(z+1) = z\Gamma(z) \quad (3.6)$$

$$\Gamma(z) = (z-1)! \quad (3.7)$$

Şekil 3.1'de gama fonksiyonun davranışı görülmektedir. Faktöriyeli de ifade eden gama fonksiyonu pozitif bölgede bütün değerler için tanımlı iken negatif tamsayılı değerlerde sonsuza gitmektedir.



Şekil 3.1. Gama fonksiyonu

Gama fonksiyonun hesaplanmasında örneğin $\Gamma(1)$ değerini formül yardımı ile elde edelim: Buna göre;

$$\Gamma(z) = \int_0^\infty e^{-u}u^{z-1}du, \qquad z = 1 \; için$$

$$\Gamma(1) = \int_0^\infty e^{-u}u^{1-1}du$$

$$\Gamma(1) = \int_0^\infty e^{-u}u^{0}du$$

$$\Gamma(1) = -e^{-u}|_0^\infty = 1$$

olarak bulunur. Benzer şekilde grafikten de görüldüğü üzere $\Gamma(1) = 1, \Gamma(2) = 1$ vb. değerleri elde edilir.

Beta Fonksiyonu:

Euler integralinin ilk türü olan bu simetrik fonksiyon gama fonksiyonu ile arasındaki ilişkiye binaen kesirli hesaplamalarda kullanılır. Genel olarak tanımı Denklem (3.8)'deki şekildedir.

$$\mathrm{B}(x,y) = \int_0^1 t^{x-1}(1-t)^{y-1}dt\,,\ Re(x) > 0,\ Re(y) > 0 \tag{3.8}$$

Bu fonksiyon için yukarıdaki tanımlamayı kullanarak gerekli işlemler yapılırsa, en önemli özelliği olan gama fonksiyonu ile ilgili bağlantısı ortaya çıkar (Denklem 3.9).

$$\mathrm{B}(x,y) = \mathrm{B}(y,x) = \frac{\Gamma(x)+\Gamma(y)}{\Gamma(x+y)} \tag{3.9}$$

Mittag-Leffler fonksiyonu:

Bu tip fonksiyonlar matematikte özel bir yere sahip olup özellikle kesirli türev integral hesaplarında sıklıkla kullanılır. Üssel fonksiyonların bir genelleştirmesi olarak da düşünülebilir. Bir ve iki parametreli olmak üzere iki tür Mittag-Lieffler fonksiyonu bulunmaktadır. İki parametreli Mittag Lieffler fonksiyonu genelleştirişmiş Mittag-Lieffler fonksiyonu olarak da isimlendirilir (Denklem 3.10, Denklem 3.11).

$$E_\alpha(z) = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{z^k}{\Gamma(\alpha k+1)},\ \alpha,\epsilon\, C\ \vee\ \Re(\alpha) > 0 \tag{3.10}$$

$$E_{\alpha,\beta}(z) = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{z^k}{\Gamma(\alpha k+\beta)},\ \alpha,\beta\,\epsilon\, C\ \vee\ \Re(\alpha) > 0,\ \Re(\beta) > 0 \tag{3.11}$$

Denklem (3.11)'de $\alpha = 1$ için genelleştirilmiş formül göz önüne alındığında her iki değişken için $(\alpha,\beta = 1)$ doğrudan eksponansiyel ifadeler elde edilir.

$$E_{1,1}(z) = \sum_{k=0}^{\infty}\frac{z^k}{\Gamma(k+1)} = \frac{z^k}{k!} = e^z \tag{3.12}$$

Bununla birlikte bu fonksiyonun kullanışlılığını görmek açısında hiperbolik kosinüs ve sinüs fonksiyonları Denklem (3.13) ve (3.14)'teki gibi tanımlanabilir.

$$E_{2,1}(z^2) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k}}{\Gamma(2k+1)} = \frac{z^{2k}}{(2k)!} = \cosh(z) \quad (3.13)$$

$$E_{2,2}(z^2) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{z^{2k}}{\Gamma(2k+2)} = \frac{z^{2k+1}}{(2k+1)!} = \frac{\sinh(z)}{z} \quad (3.14)$$

Mellin – Ross Fonksiyonu:

Mellin – Ross fonksiyonu ($E_t(v,a)$) üssel fonksiyonların kesirli integralinin elde edilmesinde ortaya çıkar. Bu fonksiyon tamamlanmamış Gama fonksiyonu (Denklem 3.15) ve Mittag-Lieffler fonksiyonları ile yakından ilişkilidir.

$$\Gamma^*(v,t) = \frac{1}{\Gamma(v)t^v} \int_0^t e^{-x} x^{v-1} dx, \;\; v \in R \;\wedge v > 0 \quad (3.15)$$

Bu fonksiyon için Denklem (3.16)'daki gibi tanımlamalar kullanılabilir.

$$E_t(v,a) = t^v e^{at} \Gamma^*(v,t) \quad (3.16)$$

Bir diğer gösterimle Denklem (3.17) ile ifade edilebilir.

$$E_t(v,a) = t^v \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(at)^k}{\Gamma(k+v+1)} = t^v E_{1,v+1}(at) \quad (3.17)$$

Hata Fonksiyonu:

Gauss fonksiyonu olarak da bilinen bu fonksiyon sigmoid şeklinin özel bir türüdür. Bu fonksiyon $erf\,(x)$ şeklinde gösterilir. Formülü ise Denklem (3.18)'deki gibi ifade edilir.

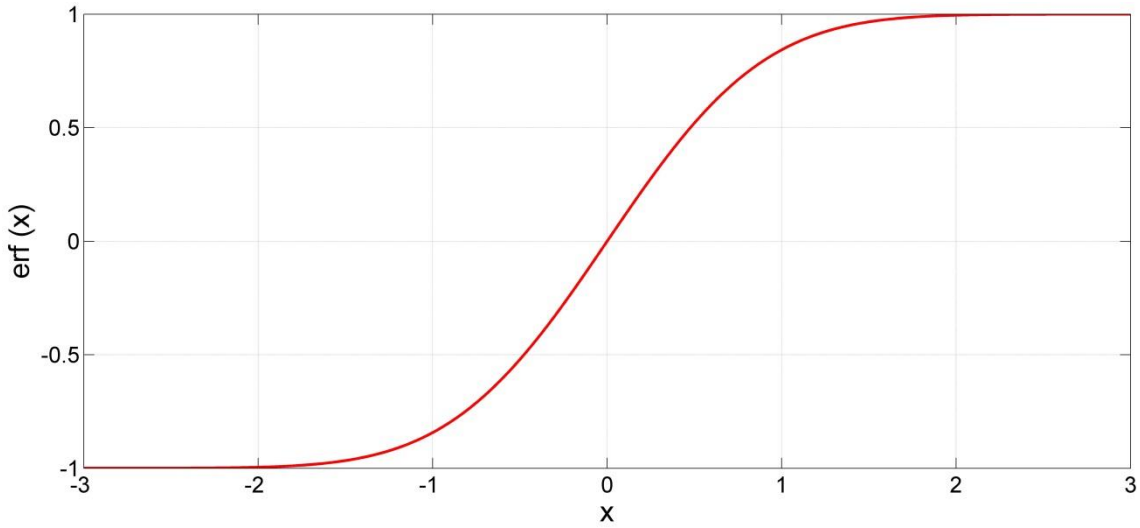
$$\mathrm{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2}\, dt \quad (3.18)$$

Bu fonksiyonun bazı özellikleri aşağıdaki verildiği gibidir.

- $\mathrm{erf}(x) = 1 - erfc(x)$
- $\mathrm{erf}(-x) = -erf(x)$

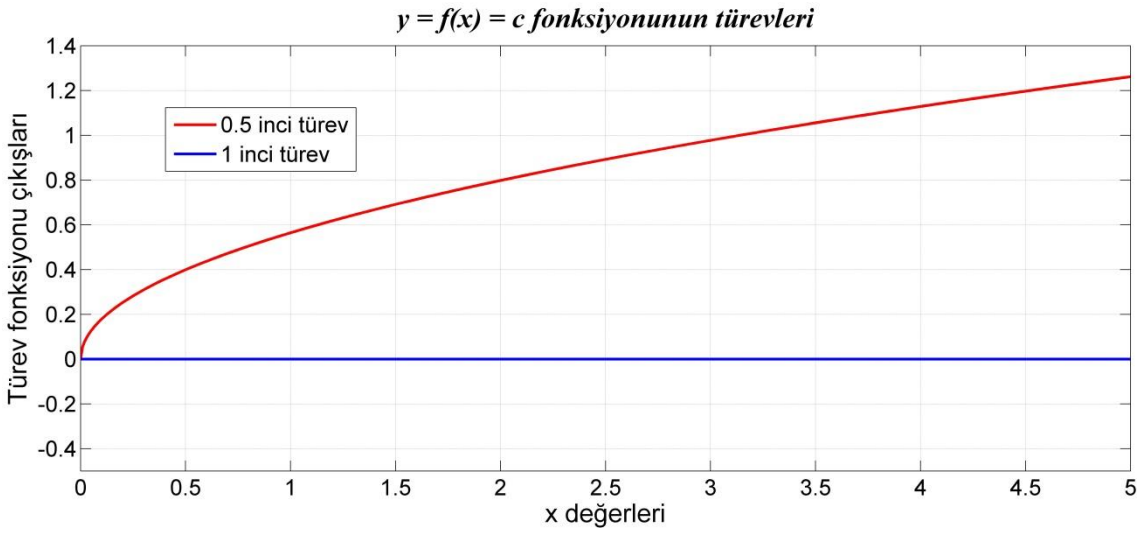
- $\mathrm{erf}(0) = 0$
- $\mathrm{erf}(\infty) = 1$

Bu fonksiyonun grafiği ise Şekil 3.2 gibidir.

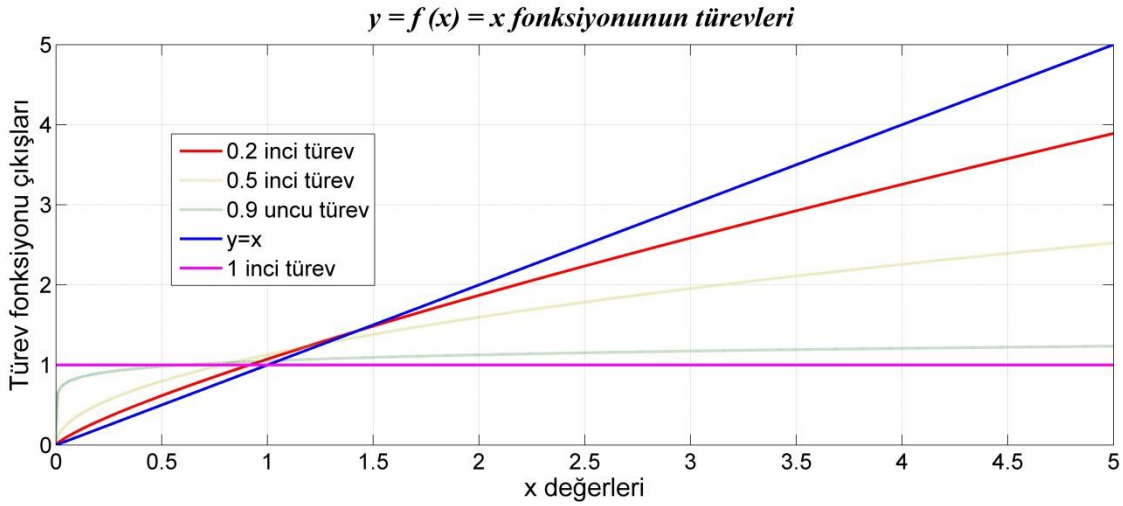


Şekil 3.2. Hata (Gauss) fonksiyonu

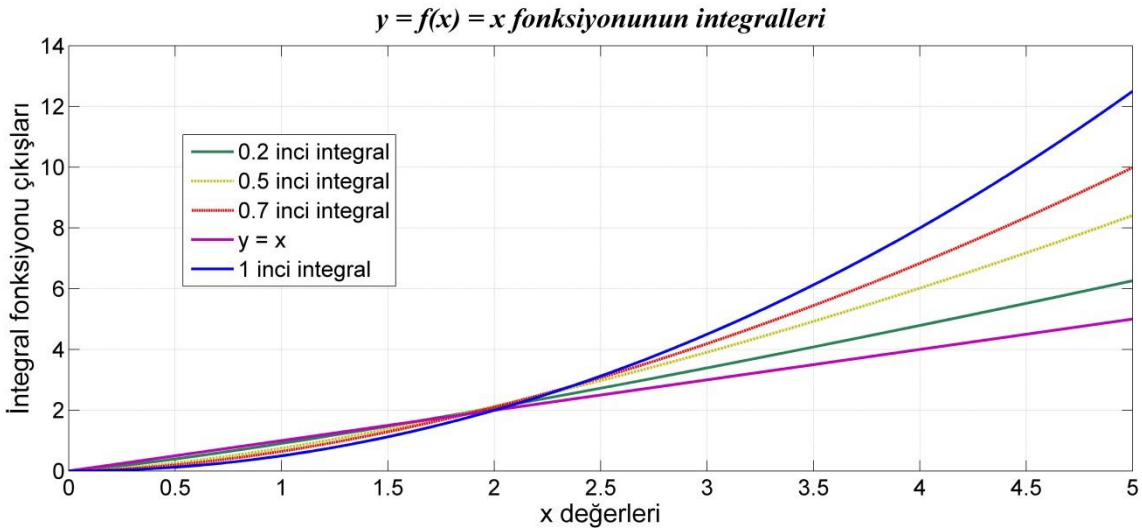
Bazı fonksiyonların kesirli dereceden integral ve türevleri Grünwald-Letnikov tanımı esas alınarak, Şekil 3.3 – 3.6'da görüldüğü gibi elde edilmektedir.



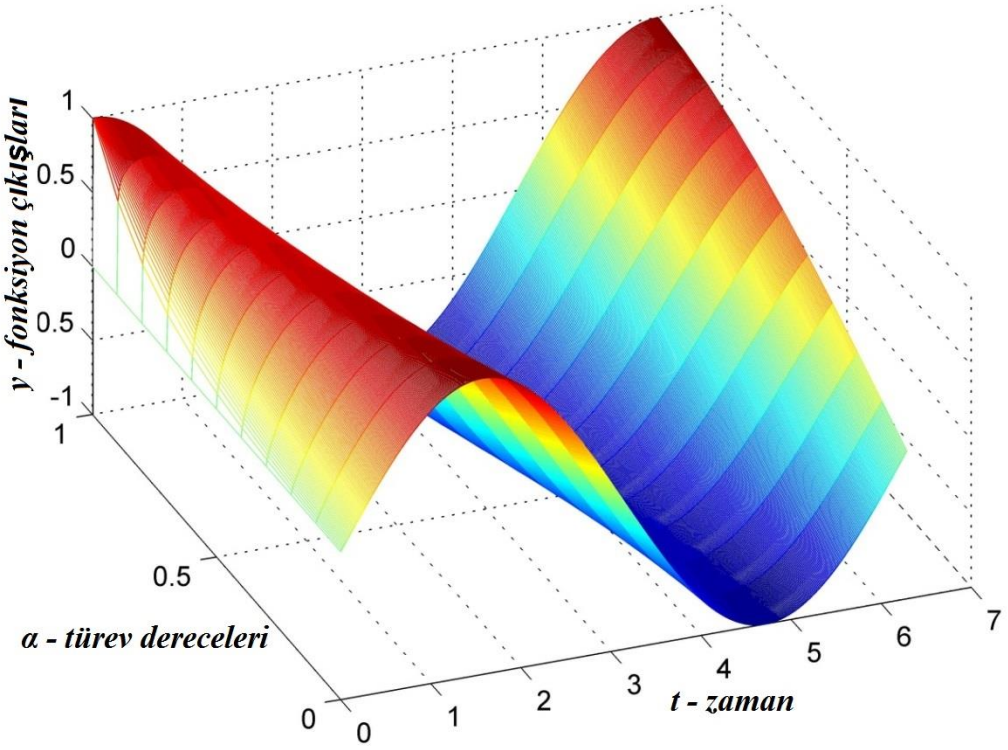
Şekil 3.3. *f(x) = c* fonksiyonun *1* inci ve yarı dereceli türevleri



Şekil 3.4. *f(x)=x* fonksiyonun farklı dereceden türevleri



Şekil 3.5. *f(x)=x* fonksiyonun farklı dereceden integralleri



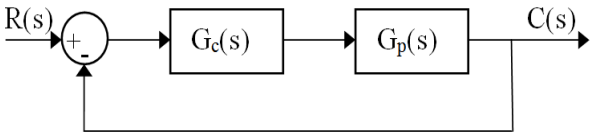
Şekil 3.6. *y=sin(t)* fonksiyonun *0-1* inci dereceden türev yüzeyi

Yukarıdaki şekillerden de görüleceği üzere kesirli türev ve integral kavramı hesaplamalarda farklı ve esnek bir bakış açısı sunmaktadır.

3.2. Kesirli Dereceden Sistemler ve Yaklaşıklar

3.2.1. Kesirli dereceden sistemler

Kesir dereceli kontrol sistemleri, denetleyici ($G_c(s)$) ya da kontrol edilen ($G_p(s)$) birimlerinden en az birinin tam sayı olmayan türev veya integral derecesine sahip olması ile oluşan sistemlerdir (Şekil 3.7).



Şekil 3.7. Kesirli dereceden sistem

Klasik kontrol sistemlerinde olduğu gibi kesirli dereceli sistemlerde de R(s) referans giriş; C(s) sistem cevabı; $G_c(s)$ kontrolör; $G_p(s)$ denetlenecek sistem olmak üzere kesirli bir sistemin blok diyagramı Şekil 3.7'deki gibi verilebilir.

3.2.2. Kesirli dereceden sistemler için yaklaşıklar

Kesir dereceli sistemlerin ifade edilebilmesi ve gerekli işlemlerin yapılabilmesi için bazı yaklaşımlar yapılarak tanımlamalar kullanılabilir. Bu hususta literatürde yapılmış birçok çalışma bulunmaktadır. İlgili kısım, daha önce yapılan çalışmalarda göz önünde bulundurularak (Göktürk, 2009) bu tezde özet olarak verilecektir. Kesir dereceli bir denetleyicinin sürekli gerçeklenebilir modelini elde etmek aslında irrasyonel bir sayının rasyonel yaklaşımını elde etmekle benzer olarak görülebilir. Bu hususta örneğin matematikte sıklıkla kullandığımız "pi" sayısını ele alırsak; bu sayının sürekli kesir açılımı yöntemi ile istediğimiz hassasiyet derecesine göre rasyonel bir yaklaşımını elde edebiliriz.

$$\pi = \cfrac{4}{1+\cfrac{1^2}{3+\cfrac{2^2}{5+\cfrac{3^2}{7+\cfrac{4^2}{9+\cdots}}}}}$$

Benzer şekilde kesirli sistemlerin ifadesi de bu ve benzeri yaklaşımlarla tanımlanabilir.

Sürekli Kesir açılımı:

Kuvvet serisi açılımına nazaran genellikle daha hızlı ve karmaşık bir düzlemde daha geniş bir bölgede yakınsamayı sağlayan bu yöntem için genel olarak ifade şekli Denklem (3.19)'daki gibidir.

$$G(s) \cong a_0(s) + \cfrac{b_1(s)}{a_1(s)+\cfrac{b_2(s)}{a_2(s)+\cfrac{b_3(s)}{a_3(s)}}} = a_0(s) + \frac{b_1(s)}{a_1(s)} + \frac{b_2(s)}{a_2(s)} + \frac{b_3(s)}{a_3(s)} + \cdots \qquad (3.19)$$

Burada a_i ve b_i ler sabit ya da rasyonel ifadeler olabileceği gibi elde edilen yeni fonksiyon iki polinomun birbirine bölümü ile elde edilmiş rasyonel bir ifadedir.

Carlson Yöntemi:

Carlson tarafından önerilen bu yöntem α'ncı kökü iterasyona tabi tutarak bulma yaklaşımı olan geleneksel Newton prensibini temel alır. Başlangıç noktası olarak Denklem (3.20) baz alınır;

$$(H(s))^{1/\alpha} - \big(G(s)\big) = 0;\ \ H(s) = (G(s))^{\alpha} \tag{3.20}$$

$\alpha = \frac{1}{q}\ ve\ m = \frac{q}{2}$ olarak düşünülür ve başlangıç değeri $H_0(s) = 1$ olarak düşünülürse yaklaşık rasyonel fonksiyon Denklem (3.21)'deki gibi olur:

$$H_i(s) = H_{i-1}(s)\frac{(q-m)\big(H_{i-1}(s)\big)^2 + (q+m)G(s)}{(q+m)\big(H_{i-1}(s)\big)^2 + (q-m)G(s)} \tag{3.21}$$

Matsuda Yöntemi:

Sürekli kesir açılımı ile elde edilen sonuçlara benzer olarak bu yöntemde de aynı tip yaklaşım sergilenir. Farklı olarak irrasyonel fonksiyonun tekabül ettiği logaritmik aralıklar belirlenerek sürekli kesir açılım yöntemi uygulanır. Matsuda yöntemi,

$$a_i = v_i(s_i),\ v_0 = H(s), v_{i+1}(s) = \frac{s - s_i}{v_i(s) - a_i} \tag{3.22}$$

$$H(s) = a_0 + \frac{s - s_0}{a_1} + \frac{s - s_1}{a_2} + \frac{s - s_2}{a_3} + \cdots, \tag{3.23}$$

şeklindedir.

Oustaloup Yöntemi:

Literatürde sıklıkla kullanılan bu yöntemde irrasyonel bir H fonksiyonu rasyonel bir ifade gibi tanımlanarak yaklaşımlar yapılabilir. Burada,

$$H(s) = s^{\mu},\ \ \mu \in \mathbb{R}^{+} \tag{3.24}$$

fonksiyonu için

$$\widehat{H}(s) = k\prod_{=-N}^{N}\frac{1+s/w_k}{1+s/w_k{}'} \tag{3.25}$$

şeklinde bir yaklaşım yapılabilir. Buradaki değerlerin bulunması için aşağıdaki formülizasyon izlenebilir.

$$w_0' = \alpha^{-0.5}w_u\,;\; w_0 = \alpha^{-0.5}w_u\,;\; \frac{w_{k+1}'}{w_k'} = \frac{w_{k+1}}{w_k'} = \alpha\eta > 1; \tag{3.26}$$

$$\frac{w_{k+1}'}{w_k'} = \eta > 0;\; \frac{w_k}{w_k'} = \alpha > 0; N = \frac{\log(w_N/w_0)}{\log(\alpha\eta)};\; \mu = \frac{log\alpha}{\log(\alpha\eta)} \tag{3.27}$$

Burada w_u birim kazanç frekansı ve geometrik anlamda etrafında dağılan frekans bandı merkezi olup,

$$w_u = \sqrt{w_h w_b}\;; \tag{3.28}$$

ifadesi ile elde edilir. Denklem (3.28)'deki w_h, w_b sırasıyla üst ve alt geçit frekanslarını göstermektedir.

Bütün bunlara ilave olarak, literatürde kesirli sistemlerin yaklaşıkları için birçok tanımlama bulunmaktadır. Chareff yöntemi, ayrık dereceli modeller -ki bu kısım kendi içerisinde birçok yaklaşım içerir. Bunlar, birinci dereceden geriye sonlu fark, ikinci dereceden geriye sonlu fark, üçüncü dereceden geriye sonlu fark, Tustin formulü (ikizkenar yamuk formulü), Simpson formülü, Delta dönüşümü formülü, Darbe cevabı formülü, Zaman cevabı formülü ve alt kolları olan Kesik Maclaurin serisi açılımı; Kesik zaman ilerlemesi; Kesik sürekli kesir açılımı; Ters ve kesik Maclaurin serisi açılım; Ters ve kesik zaman ilerlemesi; Ters ve kesik sürekli kesir açılımı yaklaşımlarıdır.

3.2.3. Kesirli dereceden sistemlerin Laplace dönüşümleri

Bir $f(t)$ fonksiyonunun integral dönüşümü,

$$T[f(t)] = F(s) = \int_a^b k(s,t)f(t)dt \tag{3.29}$$

olarak tanımlanır. Burada $k(s,t)$ integral dönüşümümün çekirdeği olup aldığı değer ve sınırlarının değişmesi ile farklı türdeki dönüşümler elde edilir. Bununla birlikte verilen bir $F(s)$ fonksiyonu için $f(t)$ fonksiyonuna $F(s)$'in ters dönüşümü denir ve $T^{-1}[F(s)]$ ile gösterilir. Çekirdeğin ve sınırların farklı olduğu durumlar incelenirse;

$$k(s,t) = e^{-st}, \qquad a = 0, \qquad b = \infty$$

için bilinen ilk dönüşüm türlerinden olan Laplace dönüşümü elde edilir. Bu çekirdek ve sınırların değiştirilmesi ile de;

$$k(s,t) = e^{-ist}, \qquad a = -\infty, \qquad b = \infty$$

Fourier dönüşümleri elde edilir. Bu çalışmada kullanılacak olan Laplace dönüşümlerini yeniden ele alırsak $f, t > 0$ olmak üzere bir reel veya kompleks s sayısı için $f(t)$'nin Laplace dönüşümü;

$$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^\infty e^{-st} f(t)dt \tag{3.30}$$

olarak elde edilir. Geleneksel sistemlere benzer şekilde kesirli sistemler için Laplace dönüşümü Denklem (3.31)'deki gibi ifade edilebilir.

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d^m f(t)}{dt^m}\right\} = s^m \mathcal{L}\{f(t)\} - \sum_{k=0}^{n-1} s^k \left[\frac{d^{m-1-k} f(k)}{dt^{m-1-k}}\right]_{t=0} \tag{3.31}$$

Burada n tamsayı olup $n-1 < m < n$ şeklindedir.
Bu tanımlama bütün türevler sıfır olduğunda basit bir forma kavuşur ve Denklem (3.32)'deki gibi elde edilir.

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d^m f(t)}{dt^m}\right\} = s^m \mathcal{L}\{f(t)\} \tag{3.32}$$

Bu ifade ters dönüşüm işlemlerinde oldukça kolaylık sağlamaktadır. Örneğin kesirli integral işlemi için ters Laplace dönüşümü alınırsa;

$$\mathcal{L}\left\{\frac{t^{m-1})}{\Gamma(m)}\right\} = \frac{1}{s^m}; \quad \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s^m}\right\} = \frac{t^{m-1}}{\Gamma(m)} \tag{3.33}$$

şeklinde bulunmuş olur.

Benzer şekilde elde edilen bu sonucu kullanarak frekans öteleme formülüne uygulanırsa Denklem (3.34)'deki gibi bir sonuç elde edilir.

$$\mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{(s+a)^m}\right\} = \frac{t^{m-1}e^{-at})}{\Gamma(m)} \tag{3.34}$$

3.3. Kesirli Dereceden Denetleyiciler

Kesirli matematiğin alt dalı olan kesirli dereceden denetleyiciler, kesirli dereceden sistemlerde olduğu gibi, türev ve integral parametrelerinin derecelerinin reel sayı olarak seçilmesiyle elde edilir. Bu tür denetleyiciler için s domeninde transfer fonksiyonu Denklem (3.35)'te verildiği gibidir.

$$G(s) = K_p + K_i s^{\lambda} + K_d s^{\mu} \tag{3.35}$$

Bir diğer ifade şekli ile zaman domeninde Denklem (3.36)'daki gibi gösterilir.

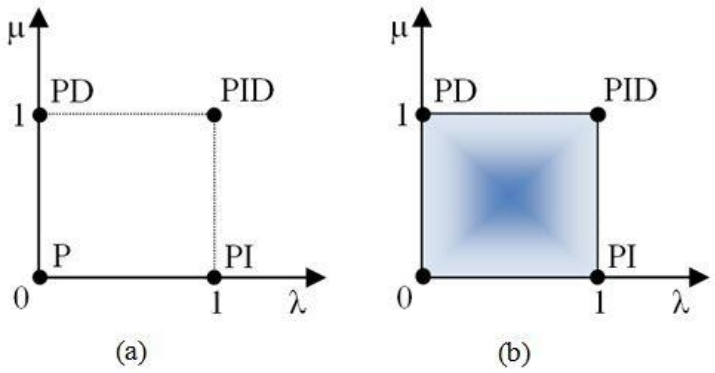
$$u(t) = K_p e(t) + K_i D_t^{-\lambda} e(t) + K_d D_t^{\mu} e(t) \tag{3.36}$$

Verilen denklem sisteminde K_p oransal kazancı (proportioal gain), K_i integral kazancını (integral gain) ve K_d türev kazancını (derivative gain) ifade etmektedir. Bununla birlikte λ ve μ sayıları sırasıyla integral ve türev derecelerine işaret etmektedir.

Şekil 3.8'den görüleceği üzere sistemde türev (μ) ve integral (λ) derecelerinin sıfır alınması ile sistem alışık olduğumuz oransal kontrolör (P) yapısında olmaktadır. μ değerinin sıfır, λ değerinin bir alınması ile PI yapısı oluşurken tersi durumda ise PD denetleyicisi elde edilmektedir.

Bunlara paralel olarak μ ve λ değerlerinin bir seçilmesi ile klasik PID yapısı oluşmaktadır.

Geleneksel PID denetleyici, türev-integral düzleminde ancak dört nokta ile ifade edilirken, Şekil 3.8.(b)'den görüldüğü gibi denetleyici, kesirli yapıda olduğunda aynı düzlemde sonsuz noktada ifade edilebilmektedir. Bu ifade şekli denetleyici parametrelerini seçerken daha fazla esneklik sağlamakta ve sistemin gürbüzlüğünü de artırmaktadır.



Şekil 3.8. (a) Tam Dereceli, (b) Kesir Dereceli PID denetleyicinin türev ve integral düzlemlerinde gösterilmesi

Bütün bu bilgiler ışığında kesirli dereceden hesaplama, aşağıda verilen örneklerle daha iyi açıklanmaya çalışılacaktır.

Örnek-1: $\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}\left(\frac{d^{0.5}f(x)}{dx^{0.5}}\right)$ ifadesi $f(x) = x$ eşitliği için çözülürse;

$f(x) = x$ için

Genel formül yardımıyla,

$$\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}(x) = \frac{\Gamma(1+1)}{\Gamma(1-0.5+1)}x^{1-0.5}$$

$$\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}(x) = \frac{\Gamma(2)}{\Gamma(1.5)}x^{0.5}$$

$$\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}}x^{0.5}$$

olarak işlem sonucu bulunmuş olur. Görüldüğü gibi sistemin türevi "1" değerinden farklı bir değer olmaktadır. İşlemleri tekrarlayıp bulunan fonksiyonun yarı dereceli türevi alınırsa;

$$\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}\left(\frac{d^{0.5}f(x)}{dx^{0.5}}\right)=\frac{d^{0.5}}{dx^{0.5}}\left(\frac{2}{\sqrt{\pi}}x^{0.5}\right)$$
$$=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\frac{(1+0.5)}{(0.5-0.5+1)}x^{0.5-0.5}$$
$$=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\frac{\Gamma(1.5)}{\Gamma(1)}x^{0}$$
$$=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\frac{\frac{1}{2}\sqrt{\pi}}{1}1$$
$$=1$$

olarak bulunmuş olur.

<u>Örnek-2</u>: $f(x)=x^2$ için Riemann-Liouville ve Grünwald-Letnikov yöntemlerini kullanarak $\alpha=0.5$ türevi hesaplanırsa (Yurt, 2010);

Riemann-Liouville yöntemi: Yukarıda tanımlandığı üzere bu yöntem için $m\,\epsilon\,N,$ve $m-1\le\alpha\le m$ olduğu göz önüne alınırsa $\alpha=\frac{1}{2}$ için $m=1$ olarak bulunur. Tanımlamaya göre;

$${}_aD_x^{\alpha}f(x)=\frac{1}{\Gamma(\mathrm{m}-\alpha)}\frac{d^m}{dx^m}\int_a^x\frac{f(t)}{(x-t)^{\alpha-m+1}}dt$$
$${}_aD_x^{0.5}f(x)=\frac{1}{\Gamma(1-0.5)}\frac{d}{dx}\int_a^x\frac{t^2}{(x-t)^{0.5-1+1}}dt$$
$${}_aD_x^{0.5}f(x)=\frac{1}{\Gamma(0.5)}\frac{d}{dx}\int_a^x\frac{x^2}{(x-t)^{0.5}}dt$$
$${}_aD_x^{0.5}f(x)=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\frac{d}{dx}\int_0^{x-a}\frac{u^{-0.5}}{(x-u)^{-2}}du$$
$${}_aD_x^{0.5}f(x)=\frac{1}{\sqrt{\pi}}\frac{8x^2-a^2-4ax}{3(x-a)^{0.5}}$$

şeklinde birinci tanımlamaya göre sonuç bulunur.

Aynı fonksiyon için yarı dereceli türev Grünwald – Letnikov tanımlamaları kullanılarak elde edilsin. $m \leq \alpha \leq m+1$ olduğu varsayımıyla $m = 0$ olarak bulunur. Tanımlamayı kullanarak 0.5'inci dereceden türev ifadesi yazılırsa;

$$ {}_aD_x^{\alpha} f(x) = \sum_{k=0}^{m} \frac{f^{(k)}(a)(x-a)^{-\alpha+k}}{\Gamma(-\alpha+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(-\alpha+m+1)} \int_a^x f^{(m+1)}(t)(x-t)^{(m-a)} dt $$

$$ {}_aD_x^{0.5} f(x) = \sum_{k=0}^{0} \frac{f^{(k)}(a)(x-a)^{-0.5+k}}{\Gamma(-0.5+k+1)} + \frac{1}{\Gamma(-0.5+0+1)} \int_a^x f^{(0+1)}(t)(x-t)^{(0-0.5)} dt $$

$$ {}_aD_x^{0.5} f(x) = \frac{f^{(0)}(a)(x-a)^{-0.5+0}}{\Gamma(-0.5+1)} + \frac{1}{\Gamma(-0.5+1)} \int_a^x f'(t)(x-t)^{(-0.5)} dt $$

$$ {}_aD_x^{0.5} f(x) = \frac{a^2(x-a)^{-0.5+0}}{\Gamma(0.5)} + \frac{1}{\Gamma(0.5)} \int_a^x 2t(x-t)^{(-0.5)} dt $$

$$ {}_aD_x^{0.5} f(x) = \frac{3a^2 + 12x(x-a) - 4(x-a)^2}{\sqrt{\pi} 3(x-a)^{0.5}} $$

$$ {}_aD_x^{0.5} f(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{8x^2 - a^2 - 4ax}{3(x-a)^{0.5}} $$

olarak elde edilir. Bulunan bu değerlere göre iki tanımlama için sonuçlar aynıdır.

<u>Örnek-3</u>: $f(x) = logx$ fonksiyonu için kesirli dereceden integral hesabını yapalım (Şimşek, 2011).

Klasik Riemann-Liouville tanımı göz önüne alınıp $\xi = tx$ dönüşümü yapılırsa;

$$ {}_0D_x^{-\alpha} logx = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^x (x-\xi)^{\alpha-1} log\xi \, d\xi $$

$$ = \frac{1}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (x-tx)^{\alpha-1} log(tx) \, xdt $$

$$ = \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1-t)^{\alpha-1} [log(t) + log(x)] dt $$

$$ = \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \left[\int_0^1 (1-t)^{\alpha-1} \, log(t) dt + log(x) \int_0^1 (1-t)^{\alpha-1} \, dt \right] $$

$$ = \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1-t)^{\alpha-1} \, log(t) dt + \frac{x^{\alpha} log(x)}{\Gamma(\alpha)} \int_0^1 (1-t)^{\alpha-1} \, dt $$

$$= \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)}\int_0^1 (1-t)^{\alpha-1}\, log(t)dt + \frac{x^{\alpha} log(x)}{\Gamma(\alpha)}\left(\frac{(1-x)^{\alpha}}{\alpha}\right)\Big|_0^1$$

$$= \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)}\int_0^x (1-t)^{\alpha-1}\, log(t)dt + \frac{x^{\alpha} log(x)}{\alpha\Gamma(\alpha)}$$

olarak elde edilen bu denklem için aşağıdaki gibi bir benzetme yapılabilir.

$$\int_0^1 t^{\mu-1}(1-t)^{\alpha-1}\log(t)\,dt) = \mathrm{B}(\mu,\alpha)[\psi(\mu) - \psi(\mu\ +\ \alpha)]$$

Burada B beta fonksiyonu olup digamma fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\psi(z) = Dlog[\Gamma(z)] = \frac{\Gamma'(z)}{\Gamma(z)}, \psi(1) = -\gamma, \psi(0.5) = -\gamma - log4$$

$$\psi(z+1) = \psi(z) + \frac{1}{z}$$

denklemi için μ=1 alınırsa

$$\int_0^1 (1-t)^{\alpha-1}\log(t)\,dt =\ \mathrm{B}(1,\alpha)[\psi(1) - \psi(1\ +\ \alpha)]$$

Bu denklem yerine yazılırsa yeni şekliyle aşağıdaki forma kavuşur:

$${}_0D_x^{-\alpha} logx = \frac{x^{\alpha} logx}{\alpha\Gamma(\alpha)} + \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)}\mathrm{B}(1,\alpha)[\psi(1) -\ \psi(1\ +\ \alpha)]$$

Buradan;

$${}_0D_x^{-\alpha} logx = \frac{x^{\alpha} logx}{\alpha\Gamma(\alpha)} + \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)}\frac{\Gamma(1)\Gamma(\alpha)}{\Gamma(\alpha+1)}[-\gamma\ -\ \psi(1\ +\ \alpha)]$$

$$= \frac{x^{\alpha} logx}{\Gamma(\alpha+1)} + \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha+1)}[-\gamma\ -\ \psi(1\ +\ \alpha)]$$

$$= \frac{x^{\alpha}}{\Gamma(\alpha+1)}[\log(x) - \gamma\ -\ \psi(1\ +\ \alpha)]$$

elde edilir. Burada α = ½ için;

$$ {}_0D_x^{-0.5} logx = \frac{x^{0.5}}{\Gamma(0.5+1)}[\log(x) - \gamma \ - \ \psi(1 \ + \ 0.5)] $$

$$ = \frac{x^{0.5}}{0.5\Gamma(1.5)}[\log(x) - \gamma \ - \ \psi(0.5) - 2] $$

$$ = \frac{2x^{0.5}}{\sqrt{\pi}}[\log(x) - \gamma + \gamma - \ log4 \ - 2] $$

$$ = \frac{2x^{0.5}}{\sqrt{\pi}}[\log\left(\frac{x}{4}\right) - 2] $$

olarak elde edilir.

<u>Örnek-4</u>: $D^{\alpha}y(t) = ay(t), \ y_0 = c$ denklemi için a sabit ve $0 < \alpha \ \leq 1$ koşullarını göz önüne alarak çözüm yapılırsa;

Denklemde her iki tarafın Laplace dönüşümü alınırsa;

$$ \mathcal{L}\{ D^{\alpha}y(t)\} = a\mathcal{L}\{y(t)\} $$

$0 < \alpha \ \leq 1$ olduğu için

$$ s^{\alpha}Y(s) - \ D^{-(1-\alpha)}y(0) = aY(s) $$

olarak elde edilir. Burada $D^{-(1-\alpha)}y(0)$ kısmının c olduğu varsayımında bulunulursa

$$ s^{\alpha}Y(s) - \ c = aY(s) $$

elde edilir. Sonuç olarak

$$ Y(s) = \frac{c}{s^{\alpha} - a} $$

olarak bulunur. Burada kesirli türev için ters Laplace dönüşüm tablosundan yararlanılırsa (Ek-1) zaman domeni cevabı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$y(t) = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{c}{s^{\alpha} - a}\right\}$$
$$y(t) = ct^{\alpha-1}E_{\alpha,\alpha}(at^{\alpha})$$

Burada özel olarak $\alpha = 0.4$ değeri için bu denklemin çözümü aşağıdaki gibidir.

$$y(t) = ct^{-0.6}E_{0.4,0.4}(at^{0.4})$$

3.4. Yapay Zekâ (AI) Yöntemleri

Yapay zekâ teriminin temeline indiğimizde ilk olarak "makineler düşünür mü" sorusunu esas alan Alan Mathison Turing'in çalışması karşımıza çıkmaktadır. Birçok teknolojik gelişmelerin temelini oluşturan 2. Dünya savaşı sırasında kriptolu cihazların deşifre edilmesi ile yapay zekâ ifadesi ön plana çıkmaya başlamıştır (Turing, 1950). Bu süreçle geliştirilen Bombe bilgisayarı, Colossus bilgisayarları ve Boolen matematiğini temel alarak veri işleme düşüncesi ile Makine Zekâsı kavramının oluşturulması sağlanmıştır. Günümüze kadar birçok yöntem ortaya atılmış ve bu alandaki gelişmeler devam etmektedir. Yapay zekâ; yapay sinir ağları, yapay konuşma (konuşma sentezi), konuşma analizi, uzman sistemler, genetik programlama, bulanık mantık vb. birçok alt başlıklar halinde irdelenebilir. Bu çalışmada bu yöntemlerden diferansiyel evrim algoritması (DE), genetik algoritmalar (GA), yapay bağışıklık sistemi (YBS) ve parçacık sürü optimizasyonu (PSO) gibi algoritmalar ele alınarak, kesirli PID sistemlerinin optimal tasarımı üzerine uygulamaları ve sonuçlarından bahsedilecektir.

3.4.1. Genetik algoritmalar (GA)

Genetik algoritmalar Darwin'in doğal seçilim teorisinden yola çıkılarak ortaya atılmış bir algoritma türüdür. Popülasyon tabanlı olan bu araştırma algoritmasında en iyi bireyin hayatta kalması karmaşık çok boyutlu arama uzayındaki sonuca göredir. 1975 yılında Michigan üniversitesinde Holland tarafından ortaya atılan bu algoritma en iyileme durumlarında kullanılmıştır. Özetle bütün algoritmanın yapmaya çalıştığı işlem,

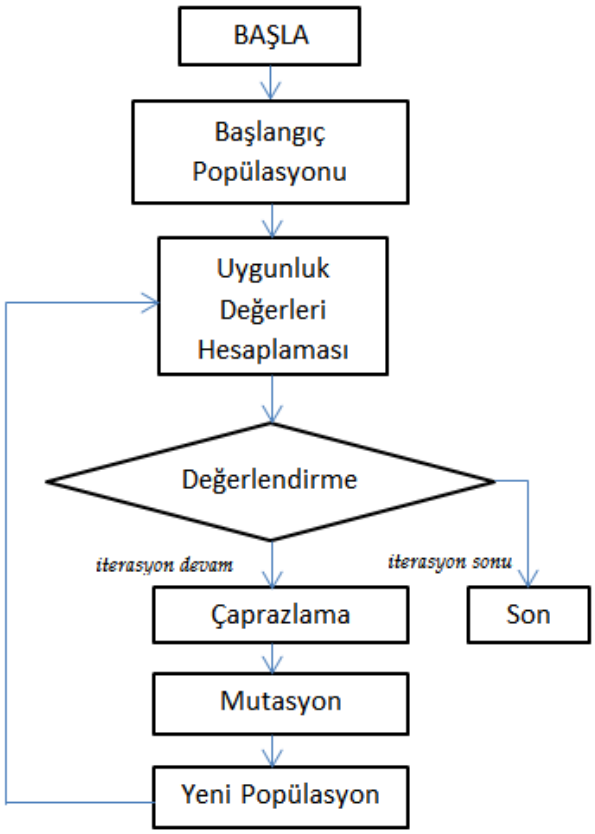
evrim sürecinin bilgisayar ortamında taklit edilmesidir. Herhangi bir şekilde başlangıç koşullarına bağlı olmaksızın algoritma uygunluk değeri ile çözüm arama işleyişini sürdürür. Bireylerin değişimi, gelişimi vb. ile ilgili olduğundan temel anlamda bazı biyolojik olayların bilinmesi gerekmektedir.

Gen: Kalıtsal molekülde bulunan ve organizmanın karakterlerinin tayininde rol oynayan kalıtsal birimlere denir.

Kromozom (Birey): Birden fazla genin bir araya gelerek oluşturduğu diziye denir.

Popülasyon: Kromozomlardan oluşan topluluğa denir. Popülasyondaki kromozom sayısı arttıkça çözüme ulaşma süresi (iterasyon sayısı) azalır.

Genel olarak bir genetik algoritma işleyişi için Şekil 3.9'daki akış şeması düşünülebilir.

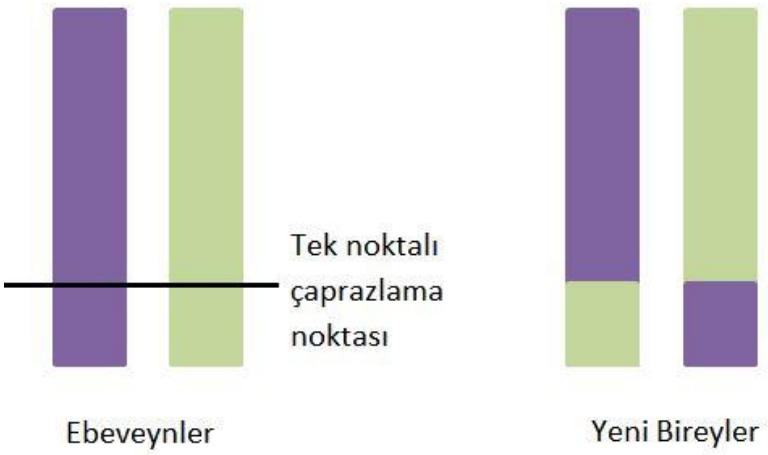


Şekil 3.9. Genetik Algoritma akış şeması

Genetik algoritmalarda, çaprazlama ve mutasyon oranları yeni bireylerin elde edilmesinde önemli bir rol oynarlar. Popülasyon içerisinde en iyi bireyi bulma yolunda yeni bireyler üzerine etki ederek sonucu değiştirirler.

Başlangıç popülasyonu belirlendikten sonra yapılacak olan seçimle ilgili olarak literatürde birçok farklı seçim türü bulunmaktadır. Birçok uygulamada kullanılan turnuva türünden bahsetmek gerekirse, rasgele bir *k* bireyi seçilir. Turnuvaya katılan bu bireylerden en uygun olanı seçilerek hafızaya alınır. Çaprazlama için iki adet turnuvaya tabi tutulur. Ebeveyn bu turnuva seçiminden sonra seçilir. Bu yöntem kötü uygunluk değerine sahip bireylerin eliminasyonunu olanaklı kıldığından avantajlı bir seçim metodu olup yeni nesillerin daha iyi olması anlamına gelir.

Çaprazlama uygun değerlere sahip bireylerin bir araya gelerek yeni bireyleri üretmesi anlamına gelir. Aşağıdaki Şekil 3.10'dan görüleceği üzere tek noktalı çaprazlamada, kromozom, çaprazlama oranına bağlı olarak bir yerden bölünür ve buna göre yeni birey oluşmuş olur.



Şekil 3.10. Tek noktalı Çaprazlama

Örneğin binary kodlu bir GA için aşağıdaki gibi iki kromozom düşünürsek çaprazlanacak kısımları belirli orana göre belirleyebiliriz.

Kromozom = 101110100110111
Kromozom = 101001000110101

Kromozomdaki yerleri değişecek kısımlar

Bu yer değiştirme işleminden sonra oluşan yeni bireyler aşağıdaki gibidir.

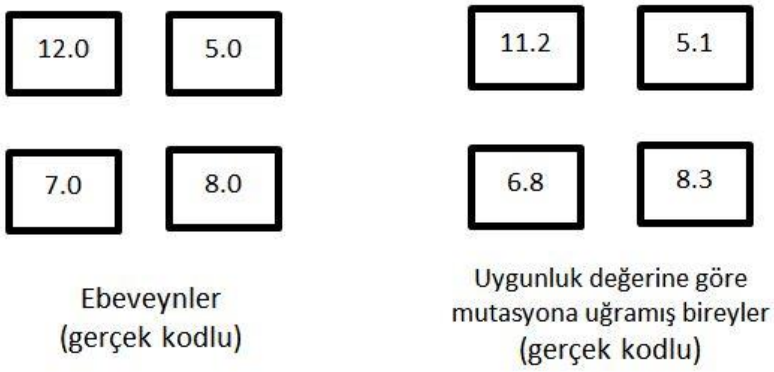
$Nesil_1$ = 10111010011**0101**
$Nesil_2$ = 10100100011**0111**

Bundan biraz farklı olarak gerçek kodlu genetik algoritmalarda dikkat edileceği üzere değişen kısım sayılar değil sadece bu reel sayıların yerleridir (Şekil 3.11).



Şekil 3.11. Gerçek kodlu GA için çaprazlama

Mutasyon, algoritma arama uzayını geliştiren popülasyondaki bireyleri değiştirerek daha geniş bir alanda çözümler sunan bir bölüm olarak ortaya çıkar. Mutasyon oranına göre kromozomun değerleri değiştirilerek bireyde bir farklılaşma sağlanır. Örneğin 0.5 oranındaki bir mutasyondan sonra bireyin rasgele yarı üyesi değiştirilir. Yine benzer şekilde gerçek kodlu GA'da ise çaprazlamadan farklı olarak bireylerin reel sayı değerleri de değişir ve yeni bireyler oluşur. Literatürde birçok mutasyon operatörü bulunmaktadır. Örneğin ağırlıklı mutasyon yönteminde mutasyona uğrama oranı, sabit bir değer yerine her bir birey için sahip oldukları uygunluk değerleri ile orantılı olan bir katsayıdır(Şekil 3.12).



Şekil 3.12. Gerçek kodlu bir GA için mutasyon

Oluşturulan bu yapının yeniden en uygun değeri hesaplanarak iterasyon tamamlanır. İşlem süreci durdurma kriterine kadar devam eder. Çalışmada kullanılan GA yöntemi sürekli parametreli GA olarak da bilinen gerçek kodlu genetik algoritmalardır. Binary kodlu GA'dan en büyük farkı, bireylerin 1 ve 0'lar yerine gerçek sayılarla ifade edilmesidir. Binary kodlu GA nın 1 ve 0'larla ifade edilmesi

kromozom boyutlarına artıracağı için hassasiyeti de azalacaktır. Yapılan çalışmalar bu yöntemin binary kodlu GA ya göre daha üstün ve hızlı olduğunu ortaya koymuştur.

3.4.2. Diferansiyel evrim algoritmaları (DE)

Farksal gelişim algoritmaları olarak da isimlendirilen bu algoritmalar ilk olarak Price ve Storn tarafından 1995 yılında gerçekleştirilmiştir. İşleyiş açısından genetik algoritmaya benzeyen bu algoritma, popülasyon tabanlı olup sezgisel olarak sonuca gider. Bilinen manadaki çaprazlama ve mutasyon işlemlerinin yerine özel bir fonksiyon olarak fark işlemi bulunmaktadır ki ismini de buradan almaktadır. Yeni bireylerin elde edilmesinde bu fark işlemindeki gerçekleştirilen prosedüre göre değişiklikler oluşmaktadır. İşlemlerin gerçekleşmesi sırasında çok az değişecek parametreye sahip olmasından dolayı kullanımı oldukça kolaydır, bu özelliği ile de yaygın bir alanda kullanılmaktadır (Karaboğa, 2011).

DE Parametreleri:

pn : Popülâsyon boyutu (kromozom sayısı) pn ≥ 4 (1, 2, 3, … , i)

S : Değişken sayısı (gen sayısı) (1, 2, 3, …, j)

cr : Çaprazlama oranı [0.1,1.0]

G : Jenerasyon (1, 2, 3, … , G_{MAX})

F : Ölçekleme faktörü

$x_{j,i,G}$: G jenerasyonunda, i. kromozomunun j. parametresi (geni)

$n_{j,i,G+1}$: Mutasyon ve çaprazlamaya tabi tutulmuş ara kromozom

$u_{j,i,G+1}$: $x_{j,i,}$G den bir sonraki jenerasyon için üretilen kromozom

$r_{1,2,3}$:Yeni kromozomun üretilmesinde kullanılacak rastgele seçilmiş kromozomlar

$x_j^{(1)}$ $x_j^{(u)}$: Değişkenlere ait alt ve üst sınır değerleri

Algoritma işleyişi:

1. pn sayısı S boyutundaki popülasyonu rasgele belirle,

$$\forall i \leq pn \wedge \forall j \leq S: x_{j,i,G=0} = x_j{}^{(1)} + rand_j[0,1].(x_j{}^{(u)} - x_j{}^{(1)}) \quad (3.37)$$

2. Rasgele 3 adet birey seçerek ilk ikisinin farkını alıp F ölçekleme faktörü ile çarparak mutasyona uğrat,

$$\forall j \leq S: n_{j,i,G+1} = x_{j,r_3,G} + F\left(x_{j,r_1,G} - x_{j,r_2,G}\right) \tag{3.38}$$

3. Mutasyondan gelen birey ile başlangıç popülasyonundan gelen bireyi cr oranında çaprazla,

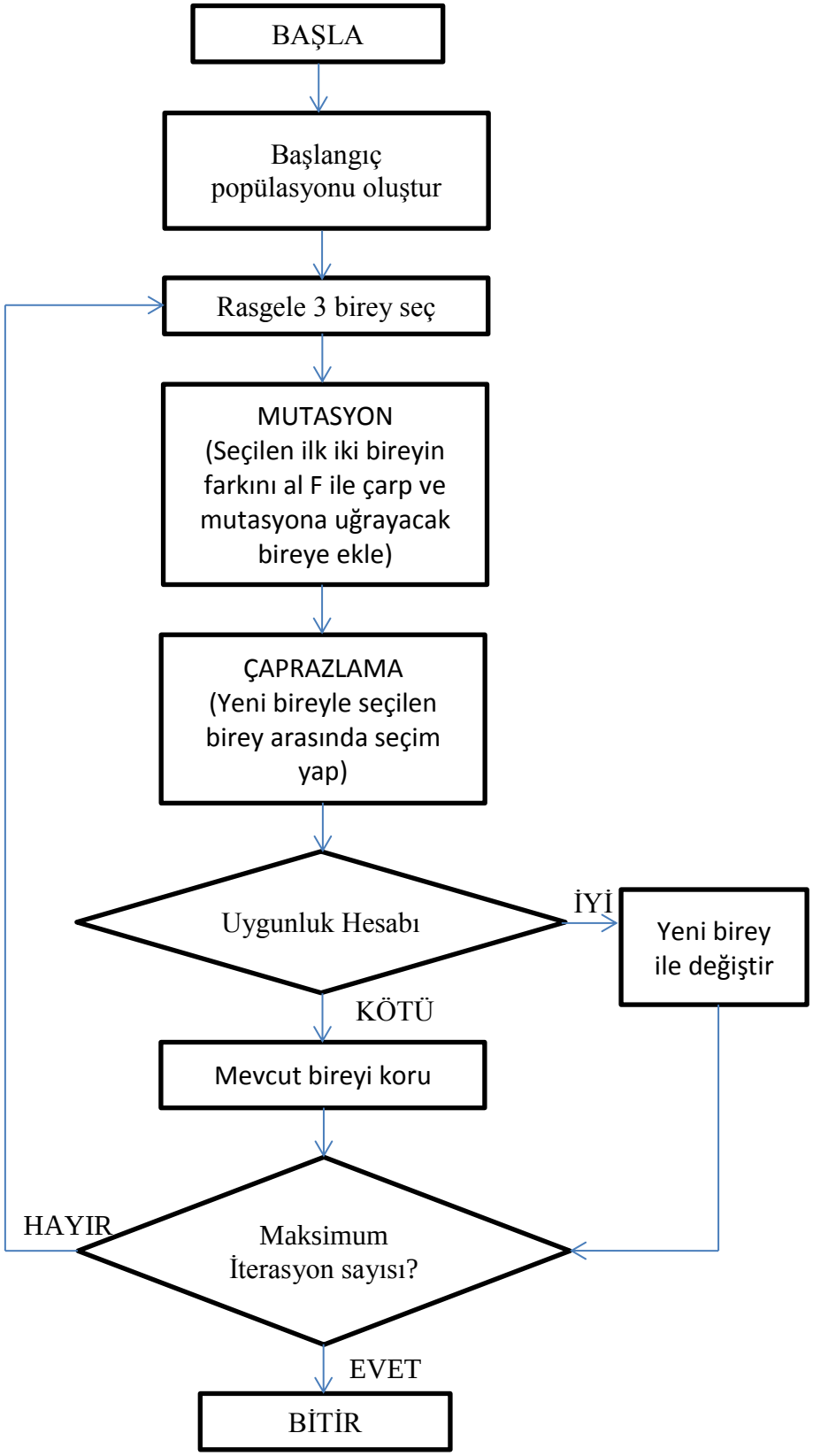
$$\forall j \leq S: x_{j,u,G+1} = \begin{cases} x_{j,n,G+1}, if\ rand[0,1] \leq cr \vee j = j_{rand} \\ x_{j,i,G}, \qquad else\ if \end{cases} \tag{3.39}$$

4. En uygun değerleri karşılaştırarak en iyi bireyi seç,

$$\forall j \leq pn: x_{i,G+1} = \begin{cases} x_{u,G+1}, if\ f(x_{u,G+1}) \leq f(x_{i,G}) \\ x_{j,i,G} \quad , \qquad else\ if \end{cases} \tag{3.40}$$

5. Tüm bu işlemleri durdurma kriteri veya maksimum iterasyon boyunca devam ettir.

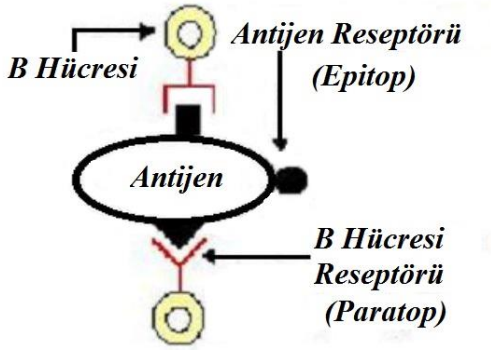
Şekil 3.13'de adımları yukarıda verilen DE için akış şeması görülmektedir.



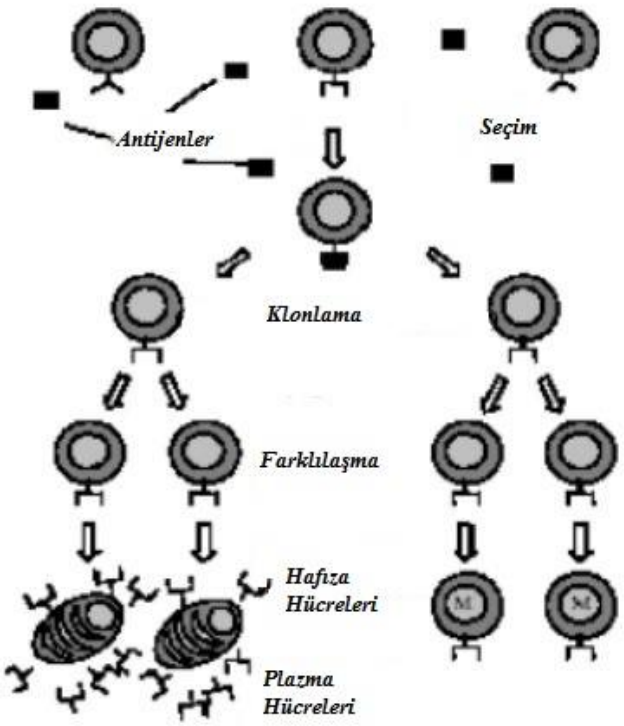
Şekil 3.13. DE algoritma akış şeması

3.4.3. Yapay bağışıklık sistemleri (YBS)

Yapay bağışıklık algoritmaları insanların bağışıklık sistemini taklit ederek ortaya çıkmıştır. İlk olarak Bersini ve Verala'nın çalışmalarında yer almıştır. Bu tür algoritmalar vücudun dışardan giren maddelere karşı verdiği tepkiyi esas alarak çalışırlar. Bu algoritmanın temel aldığı bağışıklık sistemi için sistemi uyaran veya kendisinden olmayan tüm maddelere antijen veya immunojen denir. Deri, solunum vb. yolları aşabilen bir yabancı madde sisteme girer girmez savunma mekanizması harekete geçer. Bu yabancı maddeyi vücutta makrojaf gibi maddeler yok edemezse bağışıklık sisteminin temel hücreleri olan T ve B hücreleri, savunma mekanizması olan sistemi etkinleştirmek üzere aktif olurlar. Genel itibariyle antijen ve bunlara karşı üretilecek olan antikorun birbirleriyle anahtar-kilit vari bir uyuşumu söz konusudur. Birbirini tamamlama ilkesine dayanan bu sistemde amaç en iyi duyarlılığa sahip antikoru elde ederek antijenle antikoru örtüştürmektir (Şekil 3.14). Bağışıklık algoritmalarının oluşturulmasında negatif/pozitif seçim, klonal seçim algoritması, bağışıklık ağ modelleri ve antikor ağ modelleri uygulanagelen yöntemlerdendir. Bunların içerisinde negatif ve klonal seçim algoritmaları oldukça sık kullanılır. Kısaca, pozitif ve negatif seçim algoritmaları, öz/öz olmayan ayrımı yapmaya yetenekli bağışıklık hücre ve molekülleri kümesini üretmede kullanılır (Şekil 3.15). Klonal seçim algoritması, bağışıklık sisteminin bileşenlerinin harici çevre ve antijenlerle nasıl etkileşim yaptığını kontrol etmede kullanılır. Bağışık ağ modelleri, yapılarını, dinamiğini ve metadinamiğini de içeren bağışık ağları simüle etmede kullanılır. Antikor ağ modelleri ise yapay sinir ağlarında kullanılan Boolean modeline klonal seçim prensiplerinin uygulanmasıdır (Yücelbaş, 2012).



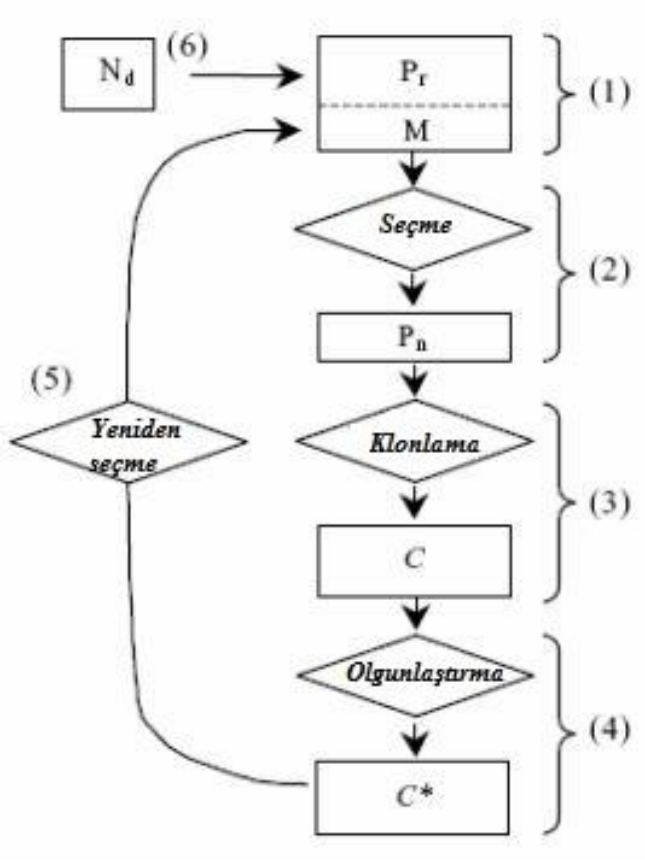
Şekil 3.14. Antikor ve antijen arasındaki eşleşme



Şekil 3.15. Klonal seçim prensibi

Yapay bağışıklık sistemi optimizasyon algoritması için program adımları aşağıdaki gibidir:

1. Hafıza hücrelerinin bir alt kümesi(M) ile bir önceki iterasyondan kalan kümeyi(P_r) birleştirerek aday çözümler kümesi olan P'yi oluştur ($P = P_r + M$).
2. Oluşturulan popülasyondan benzerlik ölçümüne bağlı olarak n tane en iyi bireyi seç (P_n).
3. Bu n tane en iyi bireyi kopyalayarak C geçici popülasyonunu oluştur. Bu geçici popülasyondaki klonların sahip oldukları alanlar, antijene benzerlikleri ile doğru orantılıdır.
4. C içerisindeki klonların her birini bir mutasyon oranına ve klonun benzerlik değerine bağlı olarak mutasyona tabi tut. Bu sayede olgunlaşmış antikor popülasyonunu(C*) oluştur.
5. Hafıza kümesini, gelişmiş hücrelerden C*'dan tekrar seçerek oluştur (P kümesinin bazı hücreleri C* nin bazı gelişmiş hücreleri ile yer değiştirebilir).
6. Farklılaşmayı sağlamak için popülasyonun düşük benzerlikli antikorlarını (d tane) yenileri ile değiştir (Şekil 3.16).



Şekil 3.16. Yapay Bağışıklık sistemi (YBS) Akış Diyagramı

3.4.4. Parçacık sürü optimizasyonu (PSO)

Evrimsel algoritma türlerinden olan bu yaklaşım gerek sınıflama gerek optimizasyon problemlerinin bir çoğunda kullanılabilmektedir. 1995 yılında Kennedy ve arkadaşları tarafından geliştirilmiştir. Bu algoritma adından da anlaşılacağı üzere sürülerin davranışlarını taklit ederek sonuca gitmeyi hedefler. Örneğin balıkların hareketi, kuş sürüsünün yiyecek bulma durumları gibi sosyal davranışları esas alır. Bir nevi birbirleri ve çevresiyle etkileşimi olan bireylerin davranışları incelenerek geliştirilmiştir. Buna parçacık zekâsı da denilir. PSO'da parçacık olarak nitelenen çözümler en iyi çözümleri takip ederek sonuca varmaya çalışılır. Örneğin bu algoritmayı kuşların yiyecek bulmasını düşünerek incelersek; her bir parçacık kuşlar olarak simgelenebilir. Dolayısıyla her bir kuş bir çözüm sunar diyebiliriz. Bütün parçacıklar için uygunluk fonksiyonu ile ilgili olan değerine göre bir sıralama yapabiliriz. Parçacıklar, kuşların uçuşlarını yönlendiren hız bilgisine benzer bir bilgiye sahiptir. PSO senaryosunda sürünün bir bölgede yiyecek arayışı, sürü mensubu kuşların o bölgeye rastgele dağılımı ile gerçekleşir. İlk olarak kuşlar yiyeceğin nerede olduğunu

bilmezler. Sürüdeki bütün kuşlar eş zamanlı olarak ani hareketlerle yön değiştirerek arama bölgesine yayılırlar ve yiyecek ararlar. Daha sonra eş zamanlı olarak tekrar bir araya gelerek yiyeceğin nerede olduğu konusunda bilgi paylaşımı yaparlar. Sürüdeki kuşlar yiyeceğe olan mesafelerini ve sürüdeki yiyeceğe en yakın kuşun pozisyonunu bilirler. Sürüdeki kuşlar bu elde ettikleri pozisyon bilgilerini kullanarak yiyeceğe ulaşırlar.

PSO'da ayarlanması gereken parametre sayısının az olması nedeniyle, diğer optimizasyon yöntemlerine göre uygulaması daha kolay olan bir yöntemdir. Bir başka özelliği ise PSO'da parçacıklar hem kendi en iyi pozisyon değerlerini hem de sürüdeki diğer komşularının en iyi pozisyon değerini hatırladıkları için iyi bir hafıza yeteneğine sahiptirler. Ayrıca PSO'da çözüm uzayında arama yapılırken en iyi pozisyona sahip parçacığın değerinden yararlanılır ve arama uzayında herhangi bir değişiklik olmaz. Buna karşın, genetik algoritmada kötü sonuçlar devre dışı bırakılarak arama uzayı daraltılır. Arama uzayında herhangi bir değişikliğe ya da kısıtlamaya gidilmemesi PSO'nun yerel optimumlara takılmasını engeller.

Parçacıklar rasgele pozisyon ve hız değerleri aldıktan sonra işleme başlanılır. Her bir yeni aramadan sonra parçacıkların uygunluk fonksiyonuna göre değerleri belirlenir. Aynı zamanda her bir parçacık elde ettiği uygunluk değerini nesiller boyunca hafızasında tutar.

PSO algoritmasında bir grup rasgele üretilmiş çözümle (parçacıkla) başlatılır ve jenerasyonlar güncellenerek en uygun değer araştırılır. Her iterasyonda, her bir parçacık iki "en iyi" değere göre güncellenir. Bunlardan birincisi bir parçacığın o ana kadar bulduğu en iyi uygunluk değeridir. Ayrıca bu değer daha sonra kullanılmak üzere hafızada tutulur ve "$pbest$" yani parçacığın en iyi değeri olarak isimlendirilir. Diğer en iyi değer ise popülâsyondaki herhangi bir parçacık tarafından o ana kadar elde edilmiş en iyi uygunluk değerine sahip çözümdür. Bu değer popülasyon için global en iyi değerdir ve "$gbest$" olarak isimlendirilir. D adet parametreden oluşan n adet parçacık için popülasyon matrisi Denklem (3.41)'deki gibi ifade edilir.

$$x = \begin{bmatrix} a_{11} & \cdots & a_{1D} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nD} \end{bmatrix}_{n \times D} \tag{3.41}$$

Matrise göre, i. parçacık

$x_i = [x_{i1}, x_{i2}, \dots, x_{iD},]$, $pbest_i = [p_{i1}, p_{i2}, \dots, p_{iD},]$ $gbest_i = [p_1, p_2, \dots, p_D,]$ şeklinde gösterilir. i'ninci parçacığın her konumdaki değişim miktarını gösteren hız vektörü ise $v_i = [v_{i1}, v_{i2}, \dots, v_{iD},]$ şeklinde tanımlanır. Bu iki en iyi değere göre parçacık için hız konum değerleri (3.42) ve (3.43) denklemlerine göre güncellenerek değerler ilgili değişkenlerde tutulur.

$$v_i{}^{k+1} = w.v_i{}^k + c_1.rand^k.\left(pbest_i{}^k - x_i{}^k\right) + c_2.rand^k.\left(gbest_i{}^k - x_i{}^k\right) \quad (3.42)$$

$$x_i{}^{k+1} = x_i{}^k + v_i{}^{k+1} \quad (3.43)$$

Parçacık Sayısı; genellikle 20 ila 40 arasında alınır. Aslında çoğu problem için sayıyı 10 almak iyi çözümler elde etmek için yeterlidir. Bazı zor veya özel problemler için 100 veya 200 parçacık kullanılması gerekebilir.

Parçacık boyutu; Optimize edilecek probleme göre değişmektedir.

Parçacık aralığı; Optimize edilecek probleme göre değişmekle birlikte farklı boyutlarda ve aralıklarda parçacıklar tanımlanabilir.

V_{max}: Bir iterasyonda, bir parçacıkta meydana gelecek maksimum değişikliği (hız) belirler. Genellikle parçacık aralığına göre belirlenir. Örneğin x_1 parçacığı (-10,10) aralığında ise V_{max}=20 sınırlandırılabilir.

Öğrenme Faktörleri: c_1 ve c_2 genellikle 2 olarak seçilir. Fakat farklı da seçilebilir. Genellikle c_1, c_2 ye eşit ve [0, 4] aralığındadır.

Durma Koşulu: Maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında veya değer fonksiyonu istenilen seviyeye ulaştığında algoritma durdurulabilir. Çalışmada kullanılan PSO algoritması için bir psudue kodu aşağıdaki gibi verilmiştir:

Her bir parçacık için
  Parçacığı başlangıç noktasına yerleştir
Bitir
Durdurma kriterine ulaşılmadıkça
  Her bir parçacık için
  Uygunluk değerini hesapla
  Uygunluk değeri pbest değerinden daha iyi ise
    Pbest değerini eldeki en iyi değerle değiştir
  Değilse

pbest değerini koru

Bitir

En iyi pbest değerleri içerisinden gbest değerini al

Her bir parçacık için

Parçacık hızını Denklem (3.42)'ye göre hesapla

Parçacık pozisyonunu Denklem (3.43)'e göre güncelle

Bitir

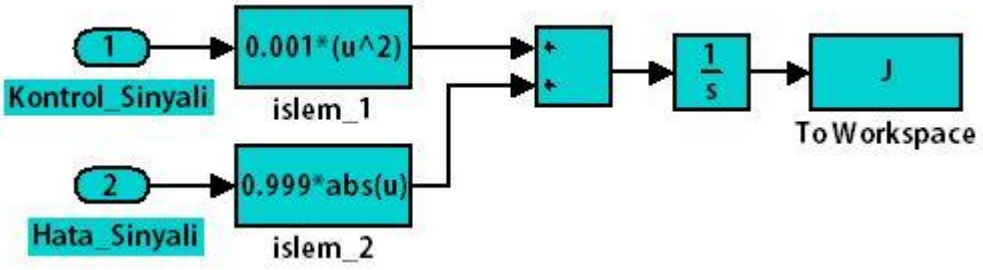
Bitir

4. KESİRLİ DERECEDEN SİSTEMLERİN TASARIMI VE UYGULANMASI

4.1. Yapay Zekâ Yöntemlerinin Kesirli PID Tasarımında Kullanılması

Bu çalışmada kesirli PID ve türevleri olan denetleyicilerinin optimal parametrelerinin elde edilmesinde arama algoritmaları olarak yapay zeka yöntemleri kullanılmıştır. Literatürde kesirli PID denetleyicileri için frekans, sayısal vb. tasarım yöntemleri bulunmaktadır. Bununla birlikte, yapılarında içerdikleri matematiksel yoğunluktan dolayı analitik yöntemler kesirli denetleyicilerin tasarımında oldukça zor bir metot olarak görülmektedir. Literatürde bununla ilgili çalışmalara nadiren rastlanılmaktadır. Bu düşünce ve mevcut literatür taraması sonucunda, bu tez çalışmasında daha önce bahsi geçmeyen algoritmalarında kesirli denetleyici tasarımında kullanılması amaçlanmıştır. Genel itibari ile sistemler için baz alınan minimizasyon kriteri, hata ve kontrol sinyallerinin değerlerinin belli katsayılarla çarpılıp toplamı ile karşımıza çıkan karma bir fonksiyondur. Kesirli sistemlerin gerçeklenebilmesi için Ninteger toolbox v. 2.3'ten yararlanılmıştır. Bu toolbox gerek sunduğu Simulink diyagramları gerekse kod dosyaları ile bu tür sistemlerin gerçeklenmesini olanaklı kılmaktadır. Sistem için kullanılan optimizasyon fonksiyonu Göktürk'ün (2009) çalışmasında da rastlanılacağı gibi Denklem (4.1)'deki gibi alınmıştır. Optimizasyon fonksiyonu ve simülasyon blokları ise Şekil 4.1'deki gibidir. Bununla birlikte sistem tasarımında farklı algoritma ve optimizasyon kriterleri belirlenerek buna göre denetleyici parametrelerinin elde edildiği çalışmalarda mevcuttur (Göktürk, 2009; Mutlu, 2010).

$$J = \int_0^t (w_1|e(t)| + w_2 u^2(t))dt \tag{4.1}$$



Şekil 4.1. Uygunluk fonksiyonu blokları

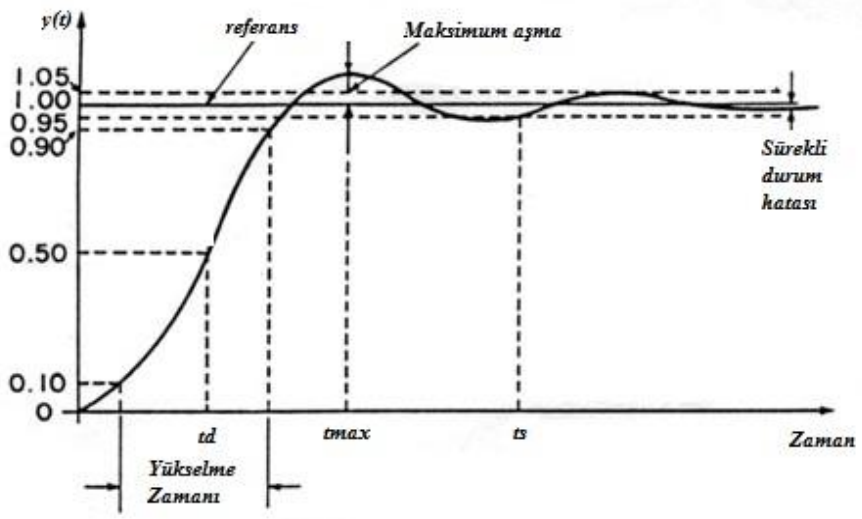
4.2. Kesirli PID ve NL-PID Karşılaştırılması

PID denetleyiciler yıllardır akademik çalışmalarda ve endüstride sıklıkla kullanılmaktadır. Yapılarının basit tasarımlarının kolay olması ve gürbüz bir denetim sağlaması nedeniyle gerek endüstride gerek akademik çalışmalarda vazgeçilmez denetleyiciler olarak karşımıza çıkmaktadır. Gelişen teknoloji göz önüne alındığında klasik PID yapılarının da yetersiz geldiği durumlarda daha üst düzey kontrolörlerin kullanılması gerekmektedir. Bu düşünce ile bu kısımda, klasik PID yapısının doğrusal olmayan yapıları (NL-PID) ve yeni tip PID denetleyiciler olan kesirli PID (FOPID) denetleyicilerin karşılaştırılması üzerinde durulmuştur. Sistem tasarımı için kesirli PID ve normal PID yapılarında PSO algoritmasından yararlanılmıştır. Doğrusal olmayan PID yapılarının tasarımı için farklı türde modeller üzerinde durulmuştur. Şekil 4.2'de görülen birim geri beslemeli bir sistem için genel bir birim basamak yanıtı göz önüne alınırsa; sistemin sürekli durum tepkisi, istenildiği gibi referans çizgisinde olmasına rağmen geçici durum tepkisinde aşmalar, osilasyonlar, geç yükselme vb. olumsuzlukların olduğu görülmektedir. Bu durumu daha da iyileştirme açısından sistem için bazı genellemeler yapılabilir:

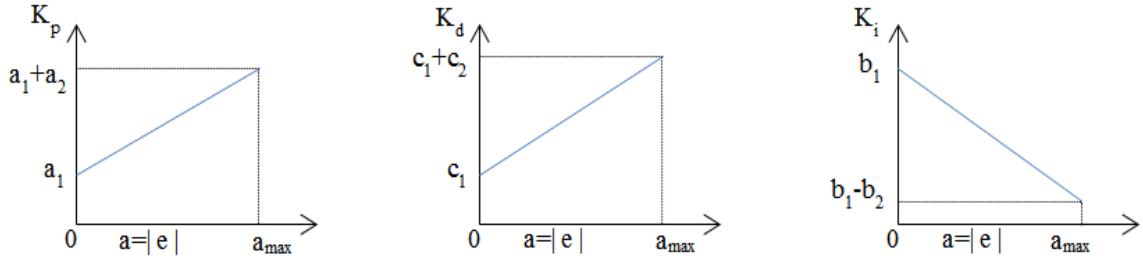
1. Oransal kazanç sistemin cevap hızını artırmakta, yerleşme süresini iyileştirmektedir. Ancak oransal kazancın artırılması ile sistemdeki osilasyonlar artacaktır. Bununla birlikte oransal kazancın yüksek değerleri sistem kararsızlığına yol açacaktır.
2. Benzer şekilde türev operatörü osilasyon ve aşmaları azaltmasına rağmen sistem tepkisini yavaşlatarak hantallaştıracaktır.
3. Bunlara ek olarak integral kazancı ise sürekli durum hatasını sıfırlayacaktır ancak sistemdeki aşma ve osilasyonların şiddetinin artmasına sebep olacaktır.

Geçici durum tepkisinde oluşan bu sakıncaları düşündüğümüzde sistem cevabının daha da iyileştirilmesi için değişken parametreli denetleyiciler göz önüne alınabilir. Özetle, hatanın maksimum olduğu ilk durum için sistem tepkisini hızlandıracak oransal kazanç ve aşırı osilasyon oluşmasını engelleyecek türev kazanç değerlerinin yüksek olması gerekmektedir. Buna müteakip hatanın minimum olduğu sürekli durum değerlerine yakın kısımlarda ise oluşabilecek sürekli durum hatalarını giderecek yüksek integral kazancı gerekmekte ve sistemde herhangi bir aşma ya da benzeri bir tepkinin oluşmasını önleyecek şekilde türev oransal kazançlarının düşük

değerde olması gerekmektedir. Şekil 4.3'te bu durum için ifade edilen PID katsayı grafikleri verilmiştir.



Şekil 4.2. Genel bir basamak cevabı



Şekil 4.3. Doğrusal olmayan parametreler için değişim grafikleri

Burada hatanın değişimindeki negatif terimli ifadeleri de pozitif katsayı gibi düşünerek hatanın mutlak değeri esas alınmıştır. Eğrilerdeki doğrusal gösterim temsili olarak çizilmiştir.

Sistemde transfer fonksiyonu olarak Denklem (4.2)'deki ifade esas alınmıştır. Bu tipteki bir fonksiyonun negatif birim geri beslemeli basamak yanıtı göz önüne alınarak incelemelerde bulunulmuştur. Sürekli durum değerleri olarak sistemin Ziegler-Nichols değerleri temel alınarak yaklaşım yapılmıştır. Bununla birlikte sistemin katsayılarının belirlenmesinde ampirik formüller ve katsayılar kullanılmıştır. Sistemdeki doğrusal olmayan durum incelendiğinde farklı türdeki katsayı fonksiyonları esas alınmıştır. Buna göre çalışmanın bu kısmında *erf* fonksiyonu diye de bilinen hata fonksiyonunun (Gauss fonksiyonu) değişimi esas alınarak katsayı değişimine

yansıtılmıştır. Buna göre PID denetleyici için katsayı değişimleri aşağıdaki denklemlerle gösterilebilir.

$$G(s) = \frac{1}{s(s^2+s+1)(s+2)} \tag{4.2}$$

$$K_p = a_1 + f(e) \times a_2 \tag{4.3}$$

$$K_i = b_1 - f(e) \times b_2 \tag{4.4}$$

$$K_d = c_1 + f(e) \times c_2 \tag{4.5}$$

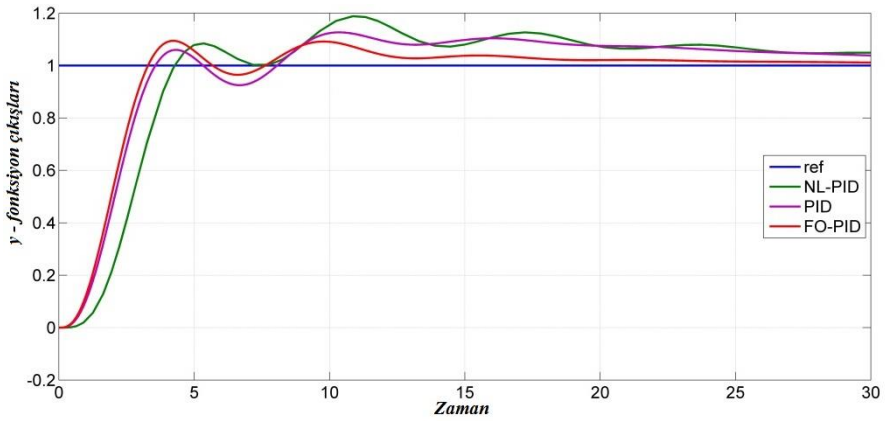
Bu ifadelerde kullanılan hatanın mutlak değerine bağlı olarak değişim gösteren $f(e)$ fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır (detaylı bilgi için bkz. Bölüm 3.2).

$$f(x) = erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2}\, dt \tag{4.6}$$

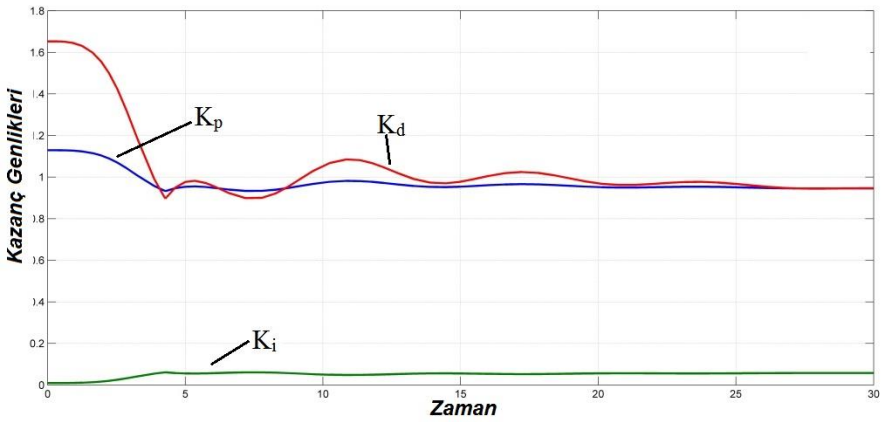
Buna göre Denklem (4.3) - (4.5) için kazanç katsayıları, Çizelge 4.1'deki gibi ampirik olarak elde edilmiştir. Bununla birlikte PID, FOPID, NL-PID denetleyicileri için sistem birim basamak cevapları Şekil 4.4 ve kazançların süreç devam ederken zamanla değişimleri Şekil 4.5'teki gibi elde edilmiştir.

Çizelge 4.1. Doğrusal olmayan denetleyici parametreleri

$\mathbf{a_1}$	$\mathbf{a_2}$	$\mathbf{b_1}$	$\mathbf{b_2}$	$\mathbf{c_1}$	$\mathbf{c_2}$
0.933	0.233	0.061	0.061	0.897	0.897



Şekil 4.4. Birim basamak yanıtı için denetleyicilerin karşılaştırılması



Şekil 4.5. Doğrusal olmayan parametrelerin işleyiş esnasında değişimi

Simülasyon çalışması sonucuna göre klasik PID ve NL-PID ile denetlenen sistemler birbirine yakın değerler vermektedir (Şekil 4.4). Bununla birlikte, NL-PID yapısındaki kazanç katsayıları değiştirilerek farklı değerleri elde etmekte mümkün olmaktadır. Sonuç olarak elde edilen değerlere göre kesirli PID ile denetlenen sistemin birim basamak yanıtındaki yerleşme süresi, yükselme süresi vb. değerler göz önüne alındığında her iki türdeki denetleyiciye göre daha iyi sonuç verdiği görülmektedir.

4.3. Kesirli PID için ANFIS ile Modelleme

Kesirli dereceden denetleyicilerin ifadesinde temel alınan matematiksel denklemlerin, yüksek seviyeli matematik işlemleri içermesinden dolayı kullanıcı açısından yazılımsal olarak ifadelerinde ve mikroişlemcilerde uygulanması / yürütülmesinde güçlükler oluşmaktadır. Bu nedenle, kesirli dereceden denetleyicilerin eşdeğer ANFIS (Adaptive Network Based Fuzzy Inference System) modeli elde edilerek düşük seviyeli işlemcilerde bu modelin kullanılması amaçlanmıştır. İsminden de anlaşılacağı üzere ANFIS, yapay sinir ağları ve bulanık mantık yapılarının birleşmesi ile oluşan bir tasarımdır (Kosko, 1991). ANFIS yapısı, Sugeno tipi bulanık sistemlerin, sinirsel öğrenme kabiliyetine sahiptir. Oluşturulan bu sistem bir ağ yapısı olarak temsil edilir. Katmanlardan oluşan bu ağda, her biri belli bir fonksiyonu gerçekleştiren düğümler bulunmakta ve ağ yapısı bu düğümlerin birleşmesi ile oluşmaktadır (Tsoukalas & Uhrig, 1996). Sistem eğitiminde ve denetiminde Yapay Sinir Ağı (YSA) yapısı kullanılırken, yapı bakımından ANFIS, bulanık çıkarım sistemindeki Eğer-İse kuralları ve giriş çıkış bilgi çiftlerinden oluşur (Jang, 1993).

Genel bir inceleme için, Şekil 4.6'da birinci dereceden iki girişli tek çıkışlı örnek bir ANFIS yapısı verilmiştir. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi ANFIS yapısı, 5 katmanlı ileri beslemeli bir yapay sinir ağı formundadır. Her bir katman ve bu katmanların görevleri aşağıdaki gibi özetlenebilir (Jang ve ark., 1997; Caner & Akarslan, 2009; Saifizul & ark., 2006; Pejman & Ardeshir, 2010).

1. Katman: Düğüm sayısı ve girdi değişkeni sayısı birbirine eşit olup, ANFIS yapısında girdi değişkenlerinin her biri adaptif bir bağlantı ucu (düğüm) oluşturur. Bu değişkenlerin üyelik fonksiyonları düğüm fonksiyonu olarak kullanılır. Bu üyelik fonksiyonlarının parametreleri "öncül parametreler" olarak adlandırılır.

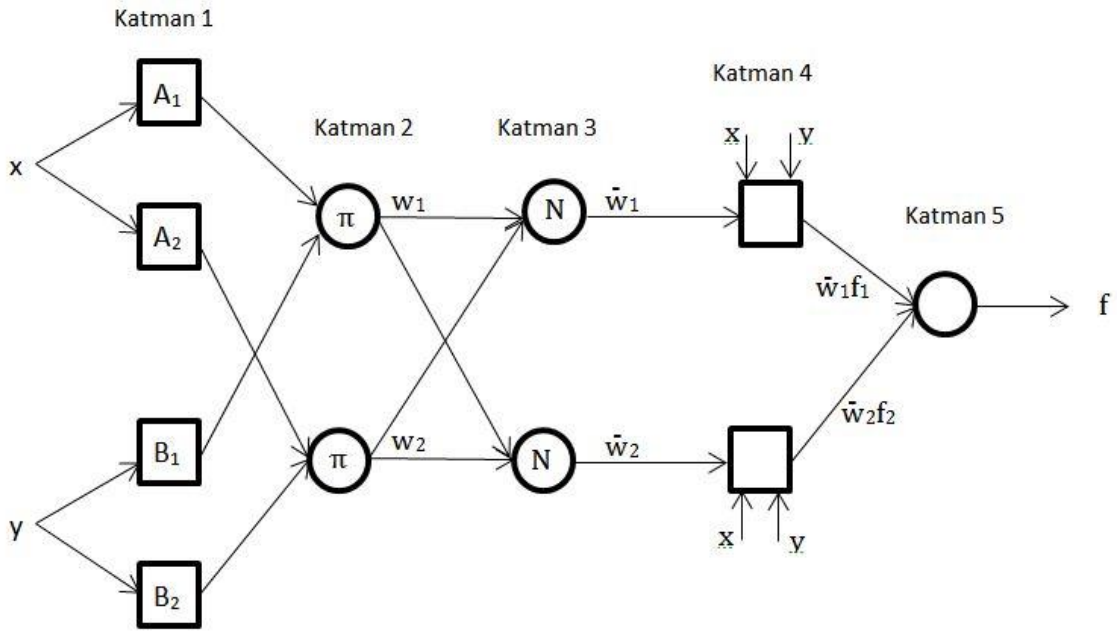
2. Katman: Düğüm sayısı ve kural sayısı birbirine eşit olup düğümler sabit karakterdedir. Düğüm girdileri, kuralların öncül kısmındaki değişkenlerin üyelik fonksiyon değerleri, düğüm çıktıları ise kuralların ağırlık dereceleri (firing streght)'dir.

3. Katman: Düğüm girdileri olarak kuralların ağırlık dereceleri alınırken düğüm çıktıları ise ağırlık derecelerinin normalize edilmesi ile elde edilir. Özetle bu bölümde kuralların ağırlıkları normalize edilir.

4. Katman: Bu tabakadaki düğümler adaptiftir. Düğüm fonksiyonu, Sugeno Sistemi'nde, herhangi bir mertebeden (çoğunlukla 1. mertebe) bir fonksiyondur. Model parametreleri, "Durulaştırma" veya "Sonuç parametreleri" olarak adlandırılır.

5. Katman: Nihai model çıktısı olup tek düğümden ibarettir.

ANFIS yapısının parametreleri; öncül ve sonuç parametreleridir. Eğitim veri seti öğrenme algoritması olan yapay sinir ağına tanıtılır ve bir eğitme algoritması ile eğitildikten sonra girdi - çıktı arası ilişki en iyi şekilde öğrenilmiş olur. Model parametreleri bir nevi optimizasyon yapılmış olur. ANFIS için model çıktısı ile eğitim veri seti çıktısı (ölçüm, deneysel sonuç vs.) arasındaki farkın kareler toplamı şeklinde ifade edilen hata fonksiyonunun minimum olduğu şartların bulunması, yani, parametrelerin optimum değerlerinin tespiti hedeflenir (Caner & Akarslan, 2009).



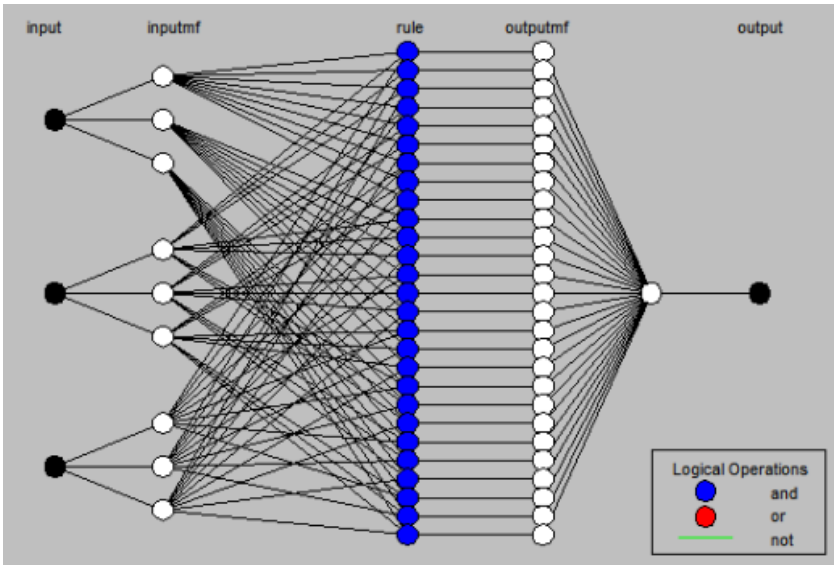
Şekil 4.6. Birinci dereceden iki girişli tek çıkışlı ANFIS yapısı

ANFIS Modeli

Kesirli PID denetleyicisinin ANFIS modelinin oluşturulması için MATLAB programı kullanılmıştır. Uygulamada kesirli PID ile kontrol edilen ve Denklem (4.7) ile ifade edilen birim geri beslemeli sistemine, birim basamak girişi uygulanarak cevap eğrisinden eğitim verisi ve kontrol verisi oluşturulmuştur. Giriş verisi olarak hata (e), hatanın türevi (de) ve hatanın ikinci dereceden türevi (dde) alınırken çıkış verisi olarak kontrolör çıkışı (u) alınmıştır. Üretilen FIS (Fuzzy Inference System) yapısında giriş değişkenleri için küme sayıları sırasıyla 2, 2, 2; 5, 5, 5 ve 3, 3, 3 olarak denenmiştir. En uygun sonuçlar, üyelik fonksiyonlarının 3, 3, 3 olarak seçilmesi durumunda elde edilmiştir. Üyelik fonksiyonu olarak "gbellmf" fonksiyonu seçilmiştir. Eğitme işlemi, "Hybrid" algoritma ile gerçekleştirilmiştir. Çalışmada kullanılmış olan üç girişli bir çıkışlı ANFIS ile oluşturulan ağ yapısı Şekil 4.7'de görülmektedir.

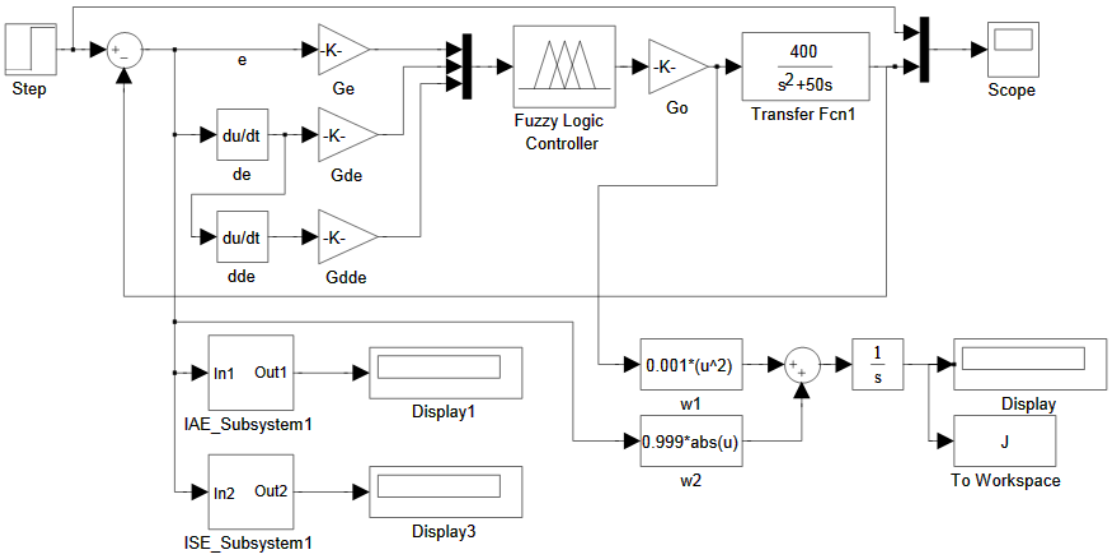
Başlangıçta eğitim için 30 iterasyonun uygun olacağı öngörülmüş ancak bu yeterli olmayınca 20 iterasyonluk bir deneme daha yapılarak 50 iterasyon sonunda hata daha makul seviyelere düşmüş ve sabitlenmiştir. Bunun üzerine eğitim işlemi tamamlanmıştır.

$$G(s) = \frac{400}{s^2+50s} \qquad (4.7)$$



Şekil 4.7. ANFIS ile oluşturulan ağ yapısı

Elde edilen ANFIS modelinin uygulaması için Şekil 4.8'de görülen Simulink blokları oluşturulmuş ve bu bloklar üzerinden sonuçlar irdelenmiştir.



Şekil 4.8. GA-ANFIS modelli kesirli PID için MATLAB - Simulink Modeli

İnceleme için ilk olarak, sistemin bulanık modeli elde edildikten sonra bu model kesirli dereceden PID (FOPID) denetleyici ile yer değiştirilmiştir. Daha sonra elde edilen ANFIS modelli sistemin giriş ve çıkış parametreleri yeniden optimize edilmiş ve sonuçlar daha da geliştirilmiştir. Denemelerde ilk olarak parametreleri GA ile optimize edilen kesirli PID denetleyici kullanılmıştır. Bunun için 30 popülasyon, 50 iterasyon,

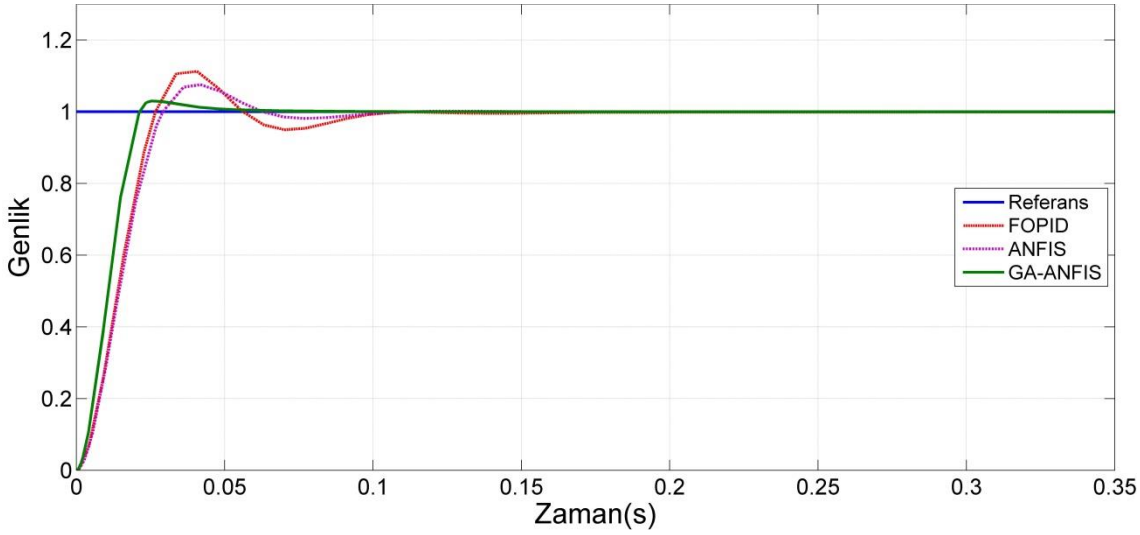
0.5 çaprazlama ve mutasyon oranları değerleri ile çalıştırılan genetik algoritma sonucuna göre kesirli PID parametreleri elde edilmiştir (Çizelge 4.2). Daha sonra ANFIS modeli kullanılarak sonuçlar elde edilmiş ve ANFIS modelinin kesirli PID ile benzer sonuçlar verdiği görülmüştür (Şekil 4.9). Bununla birlikte, ANFIS modelli kesirli denetleyicinin giriş ve çıkış parametreleri GA ile yeniden optimize edilmiştir (Çizelge 4.3). Buna göre iyileştirilen ANFIS (GA-ANFIS) yapısının, orijinal modelden daha iyi sonuç verildiği birim basamak yanıtından elde edilen grafiklere göre görülmektedir (Şekil 4.9). Buna ek olarak, sistemler için bir değerlendirme ölçütü olan performans kriterlerinden IAE ve ISE değerlerine göre de inceleme yapılmış, sonuçlar elde edilmiştir. Bu değerler sistemde oluşan hataya göre sistemi değerlendirmeye yarayan bir nevi ceza fonksiyonları olup mümkün olduğunca küçük değerde olması gerekmektedir. Farklı performans kriterlerine göre bütün bu sistemler karşılaştırılarak elde edilen değerler Çizelge 4.4'te gösterilmiştir.

Çizelge 4.2. GA ile elde edilen kesirli PID parametreleri

	K_p	K_d	μ	K_i	λ
FOPID	4.751	0.452	0.733	4.093	0.04

Çizelge 4.3. GA-ANFIS Parametreleri

	G_e	G_{de}	G_{dde}	G_o
GA-ANFIS	0.7514	2.4187	8.2728	2.8294

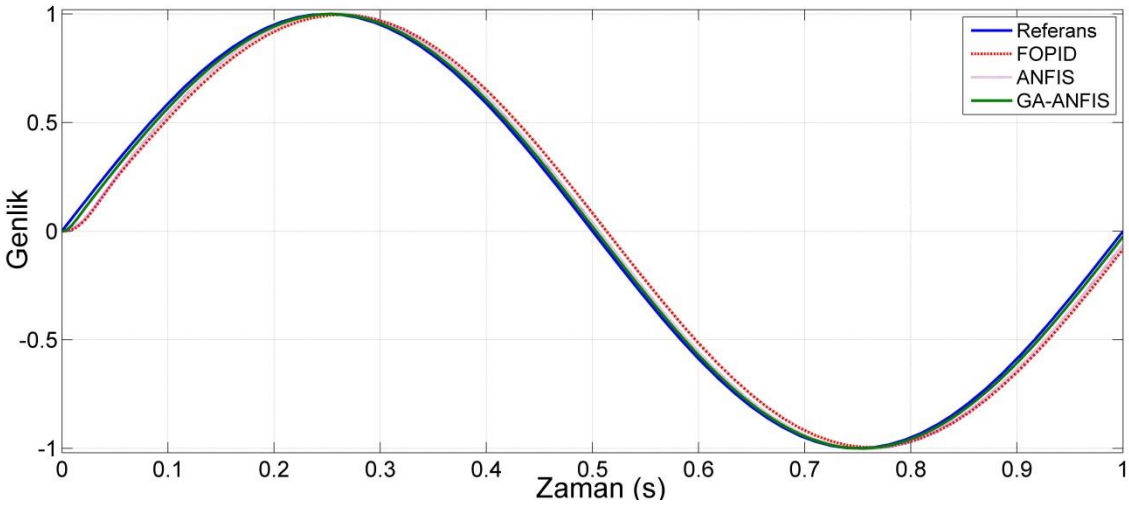


Şekil 4.9. Sistemlerin birim basamak cevapları

Çizelge 4.4. Sistemlerin performans kriterlerine göre değerlendirmeleri

	IAE	ISE	Karma
FOPID	0.01804	0.01057	0.02126
ANFIS	0.01678	0.01072	0.01958
GA-ANFIS	0.01151	0.00792	0.01837

Sistem sonuçlarının tutarlı olduğunu görmek için tasarlanan sistem girişlerine sinüs formunda bir sinyal uygulanmıştır. Bu üç türdeki yapı için elde edilen sonuçlar Şekil 4.10 ve Çizelge 4.5'te görüldüğü gibidir.



Şekil 4.10. Sistemlerin sinüs giriş için cevapları

Çizelge 4.5. Sistemlerin performans kriterlerine göre değerlendirmeleri (Sinüs giriş)

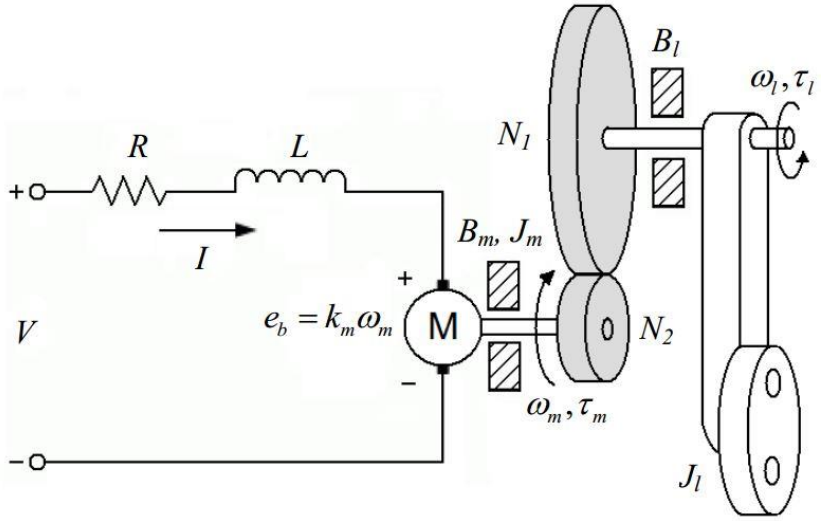
	IAE	ISE	Karma
FOPID	0.05205	0.00334	0.05232
ANFIS	0.03201	0.00135	0.03229
GA-ANFIS	0.01468	0.00027	0.01500

4.4. Değişken Yüklü Motor Pozisyon Kontrolü

Bu bölümde yükü zamanla değişen bir lineer sistemin kesirli dereceden denetleyici ile kontrolü yapılmıştır. Değişken yüklü kalıcı mıknatıslı bir DC motor için eşdeğer şema Şekil 4.11'de görüldüğü gibidir.

Kalıcı mıknatıslı DC motorlar yüksek gücün düşük ağırlık ve daha küçük boyutlarda verilmesi gereken durumlarda kullanılır. Bu yapıları sebebiyle kontrol

sistemlerinde eyleyici olarak sıklıkla kullanırlar. Bu bağlamda çalışmada yararlanılan SRV02 Quanser modülünde yer alan bu yapının genel olarak matematiksel denklemleri aşağıdaki denklemlerde tanımlandığı gibidir (Denklem 4.8 - 4.13).



Şekil 4.11. Motor eşdeğer şeması

Şekil 4.11'den görülen bu elektromekanik sistemin modellenmesinde Newton ve Kirchoff kanunlarından yararlanılabilir.

$$V(t) = Ri(t) + L\frac{di(t)}{dt} + e_b(t) \tag{4.8}$$

$$\tau_m(t) = J_m\frac{d^2\theta_m(t)}{dt^2} + B_m\frac{d\theta_m(t)}{dt} + \tau_l(t) \tag{4.9}$$

Denklemde $i(t)$ armatürden geçen akım, e_b ters emk voltajı, τ_m motor torku, τ_l yük torku, θ armatür açısı ve motor torku ile armatür akımı arasında k_t sabiti ilişkisi vardır. Ters emk e_b ile dönel hız arasında da aşağıdaki denklemler ışığında bağlantılar vardır.

$$\tau_m(t) = k_t i(t) \tag{4.10}$$

$$e_b = k_m\omega_m(t) = k_m\frac{d\theta_m(t)}{dt} \tag{4.11}$$

θ_l yük dönüş açısı, θ_m armatür açısı ve değişken yük torku arasındaki ilişkiler Denklem (4.12, 4.13)'te görüldüğü gibi ifade edilebilir.

$$\theta_l(t) = \frac{1}{N_g}\theta_m(t) \tag{4.12}$$

$$\tau_l(t) = \frac{1}{N_g\eta_g}\left(J_l\frac{d^2\theta_l(t)}{dt^2} + B_l\frac{d\theta_l(t)}{dt}\right) \tag{4.13}$$

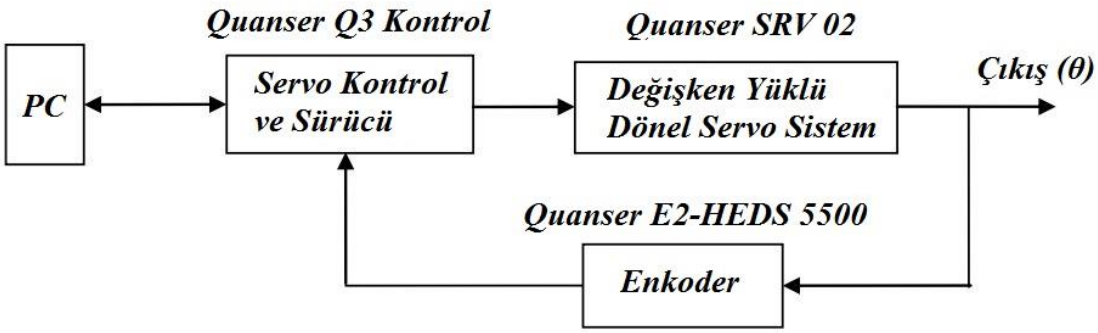
Bu denklemler ışığında Simulink modeli oluşturulan zamanla değişen dönel servo sistem üzerinde uygulamalar yapılmıştır. Uygulama şeması ve sistemin genel blok diyagramı Şekil 4.12 ve 4.13' te görülmektedir.

Bunun yanı sıra sistem gerçek parametreleri Çizelge 4.6'da görülmektedir. Uygulamalardaki amaç, tasarım yöntemlerinden olan yapay zekâ yöntemlerini karşılaştırmak ve kesirli PID'nin avantaj/dezavantajını incelemektir. Çalışmada esas alınan kontrolör yapıları aşağıdaki gibidir (Denklem 4.14, 4.15, 4.16).

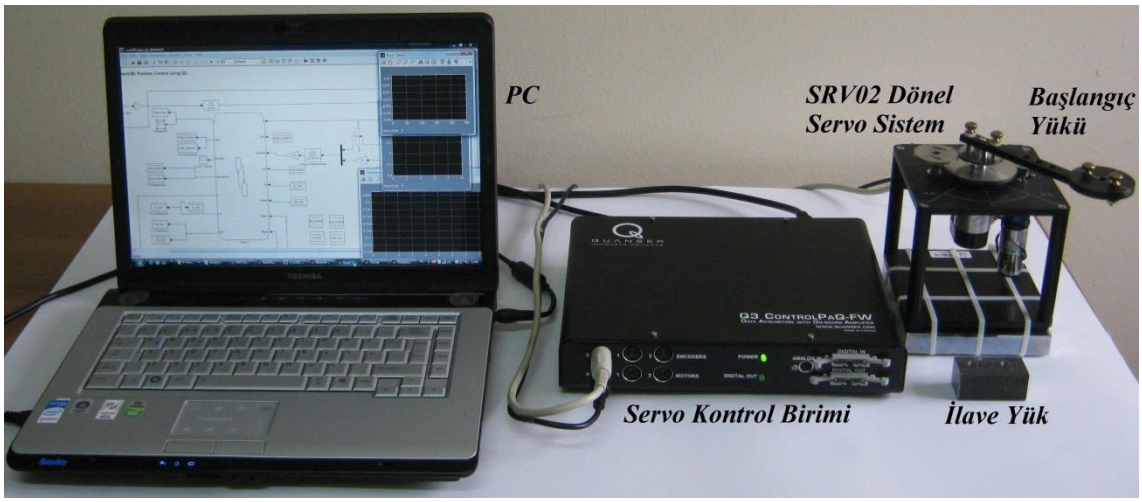
$$C_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (IO - PID) \tag{4.14}$$

$$C_2(s) = \left[K_p + \frac{K_i}{s}\right]^{\mu} \quad (FO - [PI]\ ) \tag{4.15}$$

$$C_3(s) = K_p + \frac{K_i}{s^{\lambda}} + K_d s^{\mu}\ (FO - PID) \tag{4.16}$$



Şekil 4.12. Deney işleyiş blok şeması

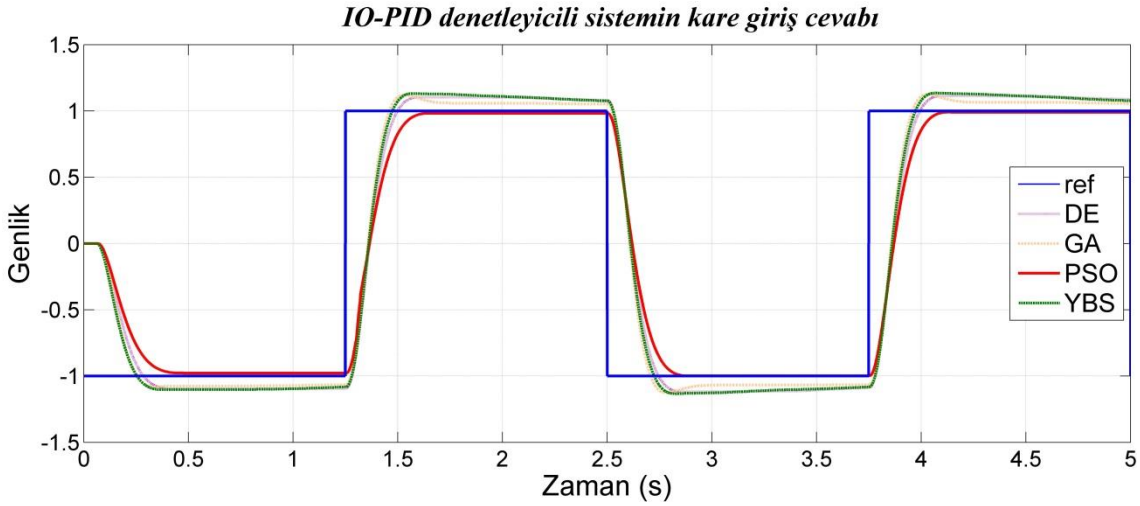


Şekil 4.13. Deney test cihaz görüntüsü

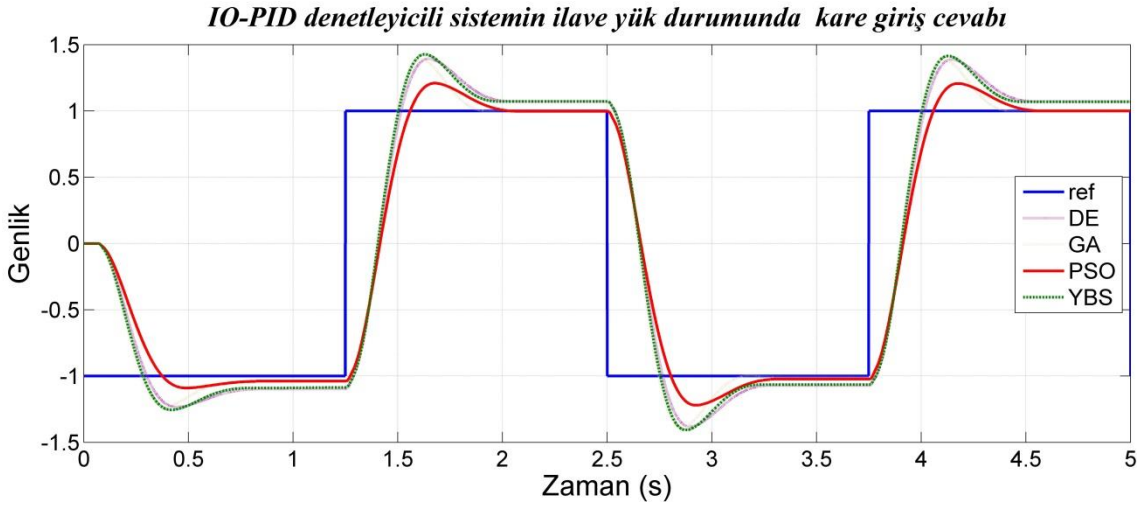
Çizelge 4.6. Kullanılan yük ve servo sistemin parametreleri

Sembol	Tanımlama	Değer
V	DC motor nominal gerilimi	6 Volt
R	Motor armatür direnci	2.6 ohm
L	Motor armatür endüktansı	0.18 mH
k_t	Motor tork sabiti	0.00767 N.m / A
k_b	Motor ters emk sabiti	0.00767 Volt /(rad/sec)
N_g	Toplam dişli oranı (N2/N1)	70
n_g	Dişli kutusu verimi	0.90
J_m	Motor ataleti	4.6 x 10-7 kg.m2
B_m	Motor viskos sönüm katsayısı	≅0 (negligible)
J_{l_in}	Başlangıç yük ve dişli kutusunun atalet momenti	4.83 x 10-7 kg.m2
J_{l_sub}	İlave yük ve dişli kutusunun atalet momenti	4.83 x 10-6 kg.m2
B_{l_in}	Başlangıç yükü viskos sönüm katsayısı	4.41 x 10-6 Nm/(rad/sec)
B_{l_sub}	İlave yük viskos sönüm katsayısı	3.41x 10-5 Nm/(rad/sec)

Çalışmada farklı özellikte yapay zekâ yöntemleri (GA, DE, YBS, PSO) kullanılıp algoritmaların kendi içlerinde bir kıyaslaması yapılarak hangisinin daha iyi netice verdiği bulunmaya çalışılmıştır. Buna ek olarak kesirli PID yöntemlerinin avantajları görülmüştür. Örneğin Şekil 4.14'te klasik PID (tam sayı dereceli PID - IOPID) denetleyicili sistemin kare giriş cevapları incelenmiştir. IO-PID parametreleri farklı algoritmalarla elde edilen denetleyici için en iyi parametre değerlerinin PSO algoritması ile bulunduğu görülmüştür. Bunun yanı sıra sistemdeki gürbüzlüğü test edebilmek için sisteme ilave olarak bir yük eklenmiştir ve aynı denetleyici katsayıları ile bir deneme yapılmıştır (Şekil 4.15).

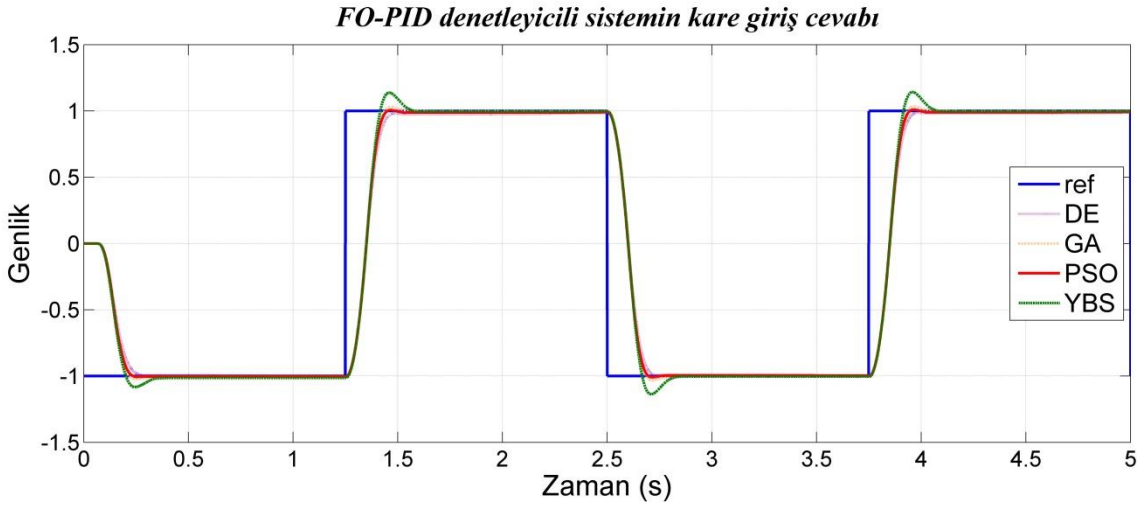


Şekil 4.14. IO-PID denetleyicili sistem için çıkış eğrileri

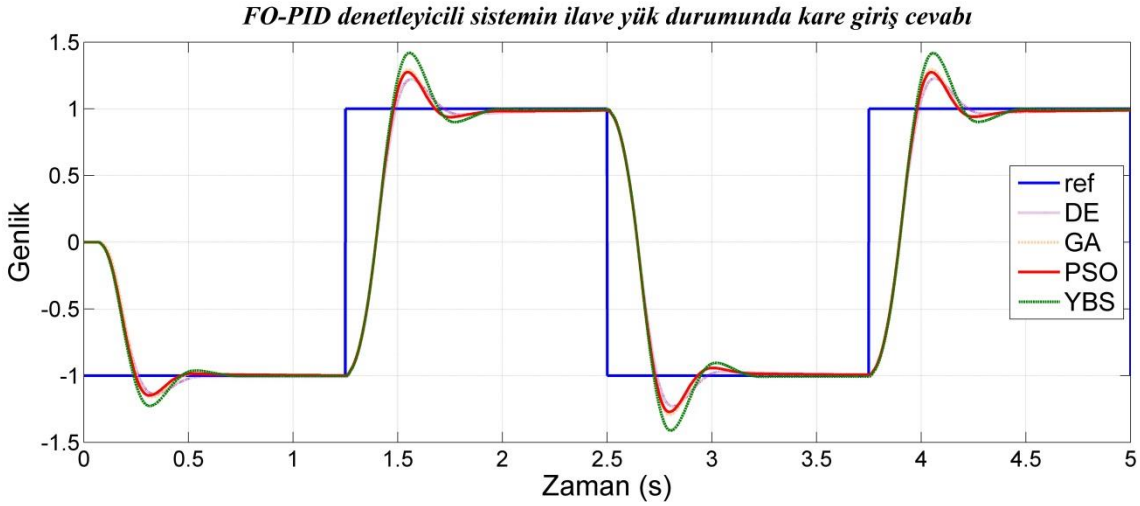


Şekil 4.15. IO-PID denetleyicili, ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri

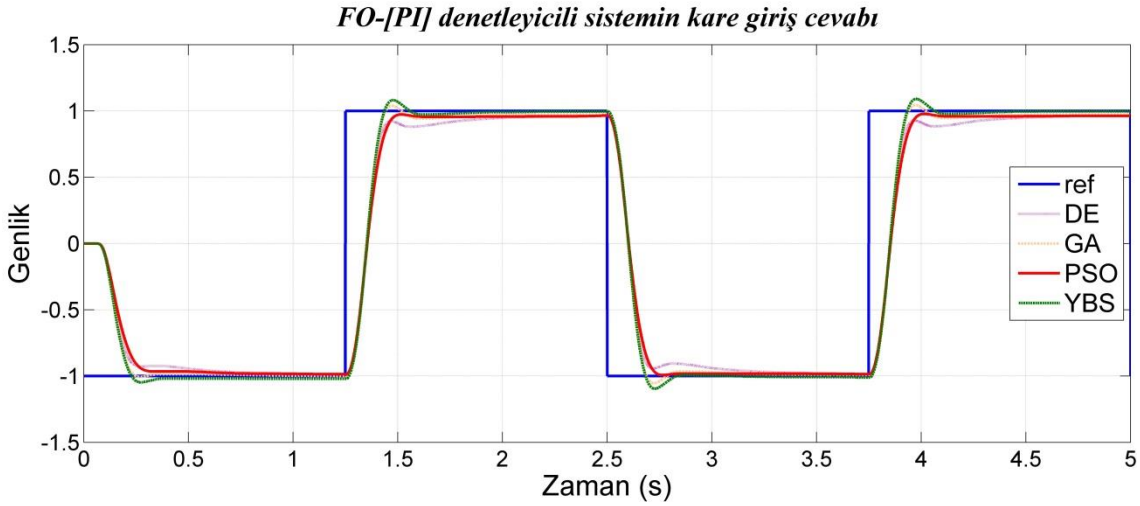
Benzer şekilde denetleyici türleri, sırası ile kesirli PID (FO-PID) ve kesirli PI (FO-[PI]) olacak şekilde değiştirildiğinde elde edilen cevap eğrileri Şekil 4.16 ve 4.19 arasında görülmektedir.



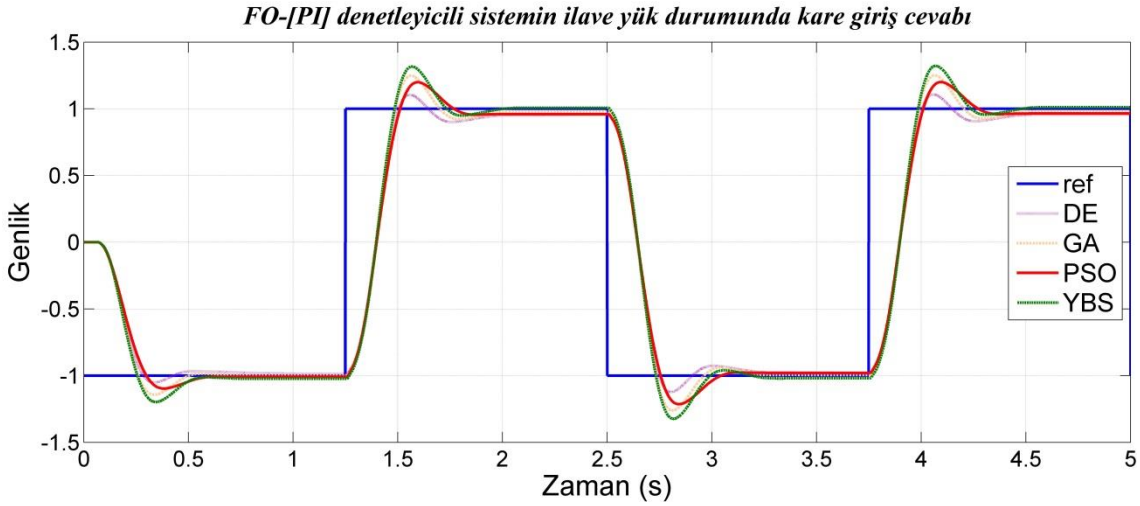
Şekil 4.16. FO-PID denetleyicili sistem için çıkış eğrileri



Şekil 4.17. FO-PID denetleyicili, ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri



Şekil 4.18. FO-[PI] denetleyicili sistem için çıkış eğrileri



Şekil 4.19. FO-[PI] denetleyicili, ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri

Grafikler incelendiğinde (Şekil 4.14 - 4.19), sistem kare giriş cevapları için referans çizgisini izlemede en başarılı denetleyicinin genel olarak PSO algoritması ile tasarlandığı görülmektedir.

İkinci olarak kontrolör türlerinin karşılaştırılması amaçlanmıştır. Buna göre bahsi geçen dört farklı yapay zekâ yöntemi (GA, DE, YBS, PSO) üç farklı türdeki denetleyiciye (IO-PID, FOPID, FO-[PI]) uygulanmıştır. Elde edilen parametreler ve bu sonuçlara karşılık olarak aşma, performans kriter değerleri Çizelge 4.7 ve 4.10 arasında görülmektedir. Burada FO-PID ve FO-[PI] denetleyici türleri ile kontrolü yapılan sistemlerin daha iyi performans sağladığı görülmektedir.

Çizelge 4.7. YBS ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış değerleri

Denetleyici Türü	**IAE**	**ISE**	**J**	**Mp**	**Denetleyici Parametreleri**				
					Kp	**Ki**	**Kd**	**λ**	**μ**
IO-PID	1.277	1.252	1.279	13.1	1.5726	1.0613	0.0204	-	-
IO-PID yüklü	1.680	1.764	1.684	42.7					
FO-PID	0.7985	1.058	0.8109	13.8	1.1344	1.4855	0.7759	0.2448	0.3016
FO-PID yüklü	1.267	1.538	1.284	41.9					
FO-[PI]	0.8293	1.081	0.8348	8.1	1.9066	0.8268	-	-	0.0934
FO-[PI] yüklü	1.271	1.551	1.278	31.6					

Çizelge 4.8. DE ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış değerleri

Denetleyici Türü	**IAE**	**ISE**	**J**	**Mp**	**Denetleyici Parametreleri**				
					Kp	**Ki**	**Kd**	**λ**	**μ**
IO-PID	1.302	1.300	1.303	10.1	1.3716	0.8583	0.0141	-	-
IO-PID yüklü	1.713	1.787	1.715	39.3					
FO-PID	0.8256	1.068	0.8345	-	0.9840	0.8687	0.9665	0.6073	0.2719
FO-PID yüklü	1.204	1.503	1.216	22.1					
FO-[PI]	0.9897	41.456	0.9965	-	1.7391	0.4573	-	-	0.1710
FO-[PI] yüklü	1.211	1.464	1.220	10.4					

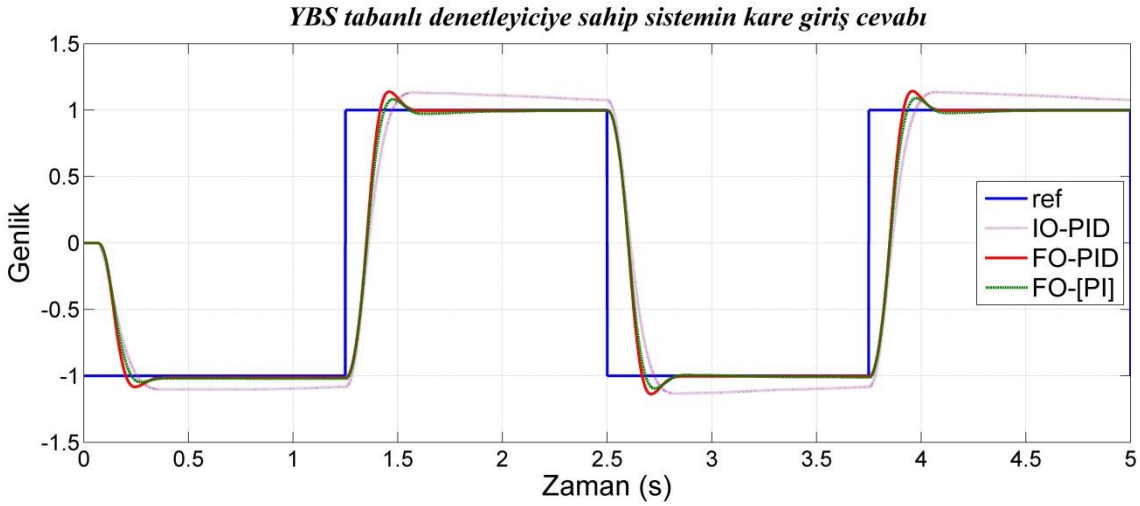
Çizelge 4.9. GA ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış değerleri

Denetleyici Türü	**IAE**	**ISE**	**J**	**Mp**	**Denetleyici Parametreleri**				
					Kp	**Ki**	**Kd**	**λ**	**μ**
IO-PID	1.115	1.191	1.118	39.3	1.6965	0.5798	0.0125	-	-
IO-PID yüklü	1.406	1.609	1.409	39.3					
FO-PID	0.7673	1.054	0.7841	2.9	1.0089	1.9479	0.6902	0.2165	0.4276
FO-PID yüklü	1.204	1.506	1.226	29.5					
FO-[PI]	0.8515	1.061	0.8573	3.9	1.9044	0.4751	-	-	0.1073
FO-[PI] yüklü	1.215	1.492	1.223	29.5					

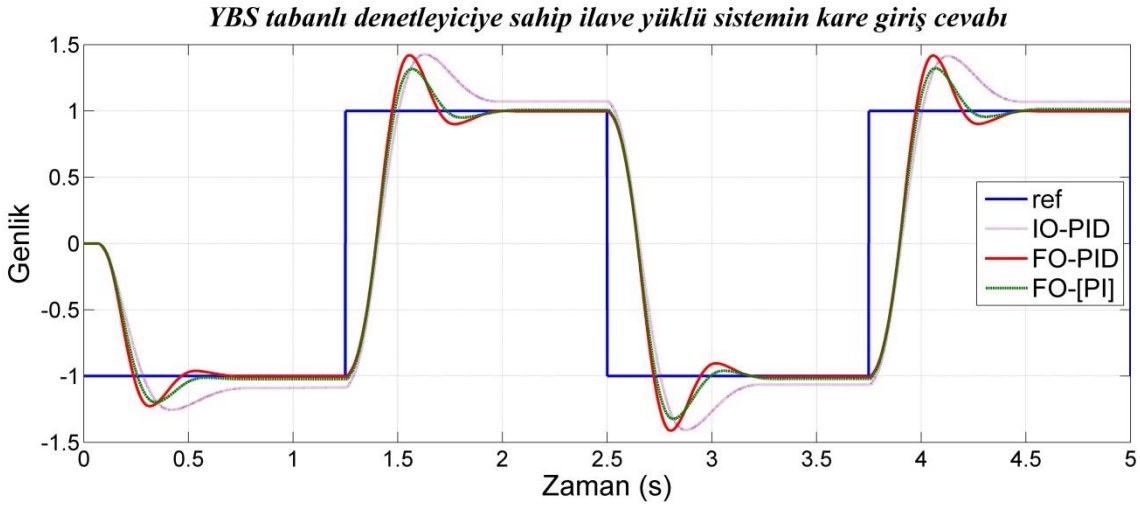
Çizelge 4.10. PSO ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış değerleri

Denetleyici Türü	**IAE**	**ISE**	**J**	**Mp**	**Denetleyici Parametreleri**				
					Kp	**Ki**	**Kd**	**λ**	**μ**
IO-PID	1.026	1.219	1.026	-	1.0787	1.99e-4	9.67e-5	-	-
IO-PID yüklü	1.435	1.686	1.435	20.9					
FO-PID	0.7764	1.053	0.794	0.6	1,6815	1,3055	0,6558	0,2997	0,4315
FO-PID yüklü	1.190	1.492	1.212	27.5					
FO-[PI]	0.9395	1.092	0.9421	-	1.418	0.2734	-	-	0.0977
FO-[PI] yüklü	1.253	1.502	1.256	20					

Bunun yanı sıra hangi denetleyici türünün daha iyi sonuç verdiğini görmek için denetleyici türlerinin bir arada bulunduğu incelemelerde yapılmıştır. Örneğin Şekil 4.20'de YBS ile tasarlanmış optimal parametreli denetleyicilerin kare dalga girişine karşılık verdiği cevaplar görülmektedir. Şekil 4.21 ise sisteme bozucu olarak ilave bir yük eklendiğinde elde edilen cevapları göstermektedir.

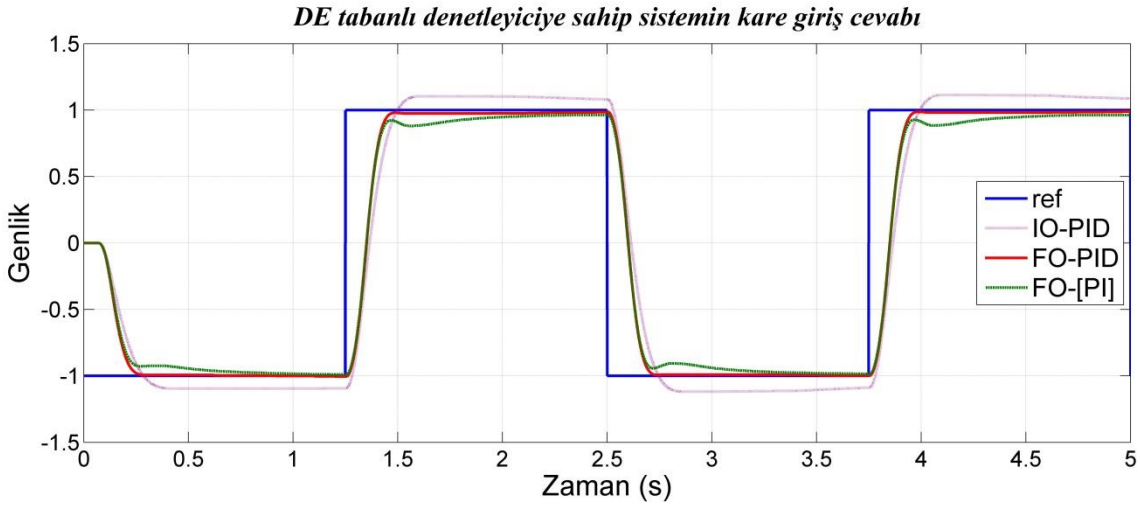


Şekil 4.20. YBS ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış eğrileri

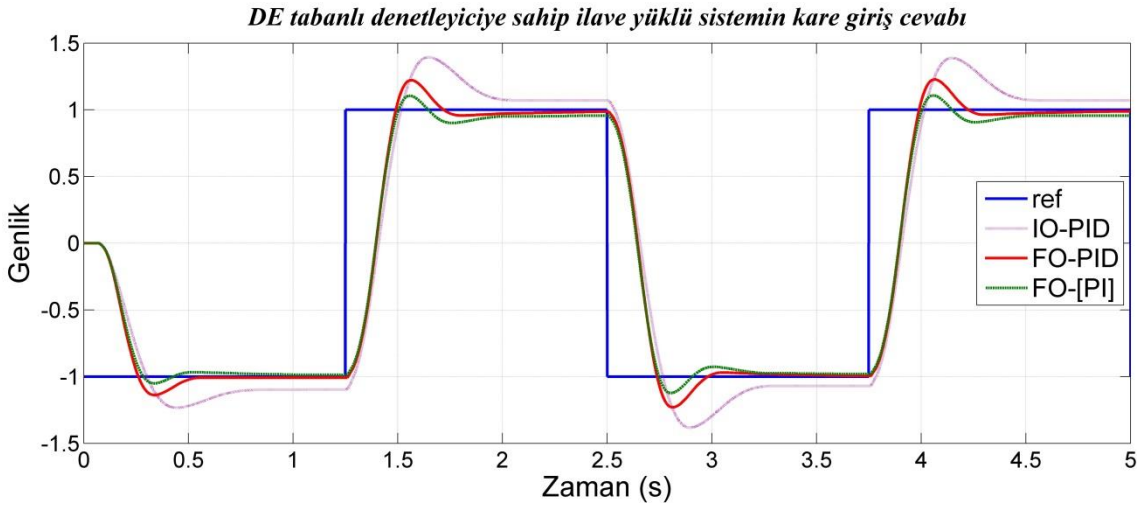


Şekil 4.21. YBS ile tasarlanmış denetleyicili ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri

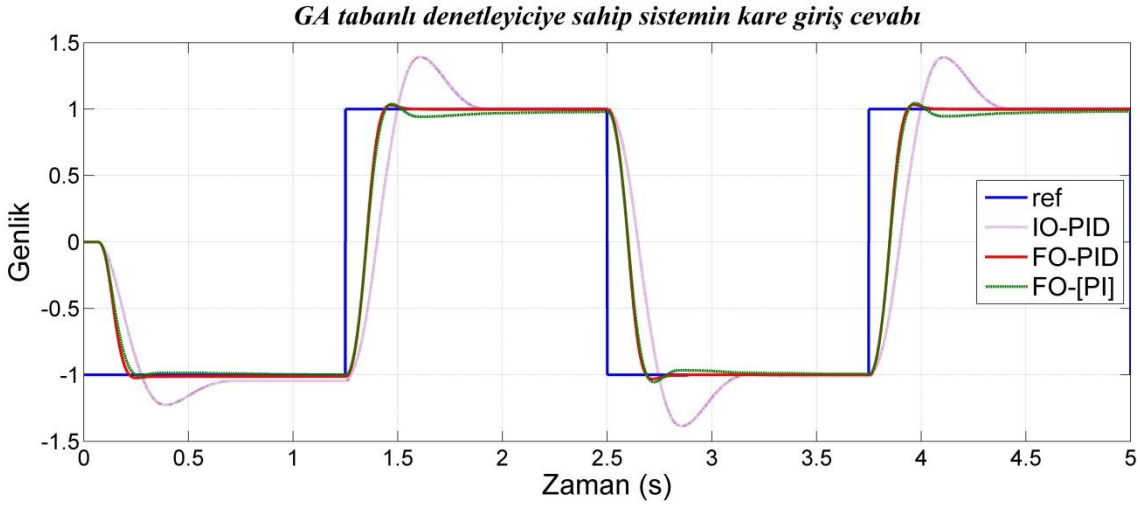
Bunlara benzer şekilde, fark algoritmaları (DE), genetik algoritmalar (GA) ve parçacık sürü optimizasyon (PSO) yöntemleri ile elde edilen sonuçlarda Şekil 4.22 ile 4.27 arasında görülmektedir.



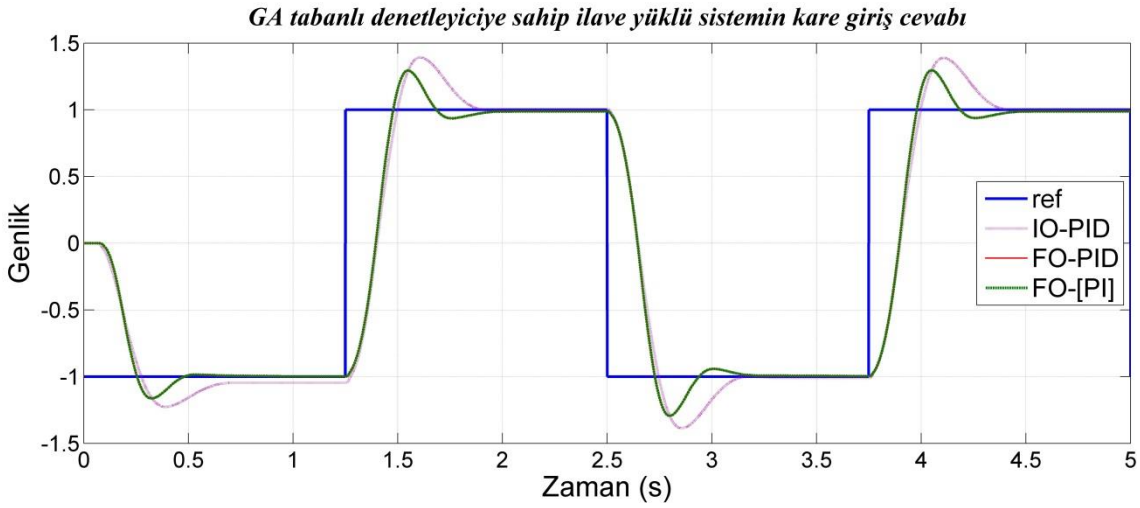
Şekil 4.22. DE ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış eğrileri



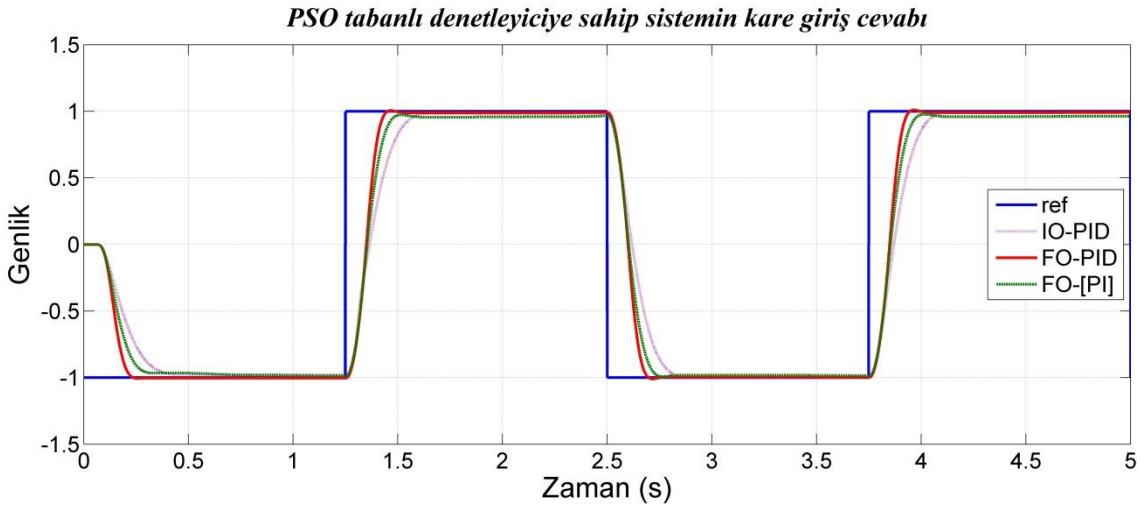
Şekil 4.23. DE ile tasarlanmış denetleyicili ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri



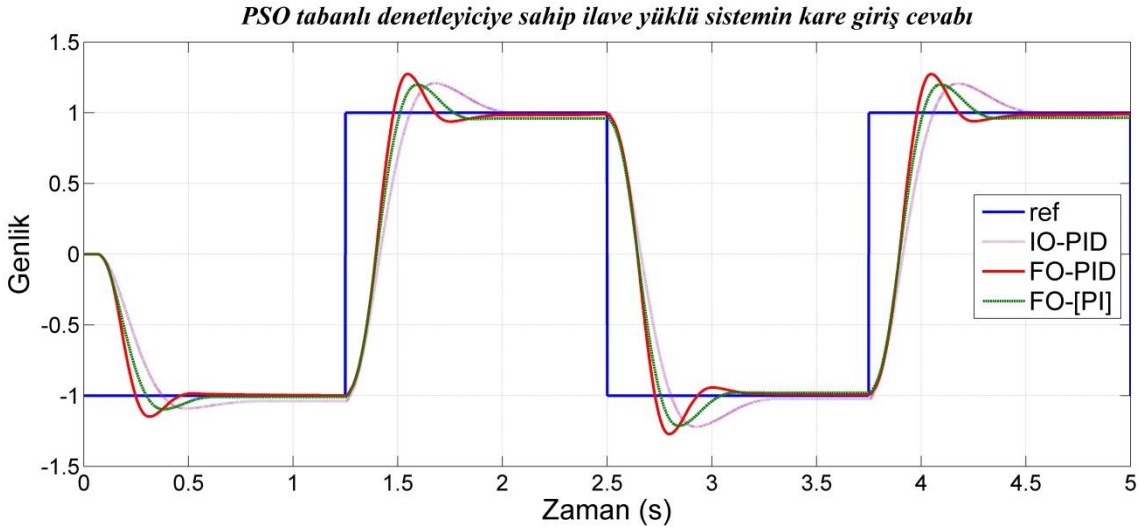
Şekil 4.24. GA ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış eğrileri



Şekil 4.25. GA ile tasarlanmış denetleyicili ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri

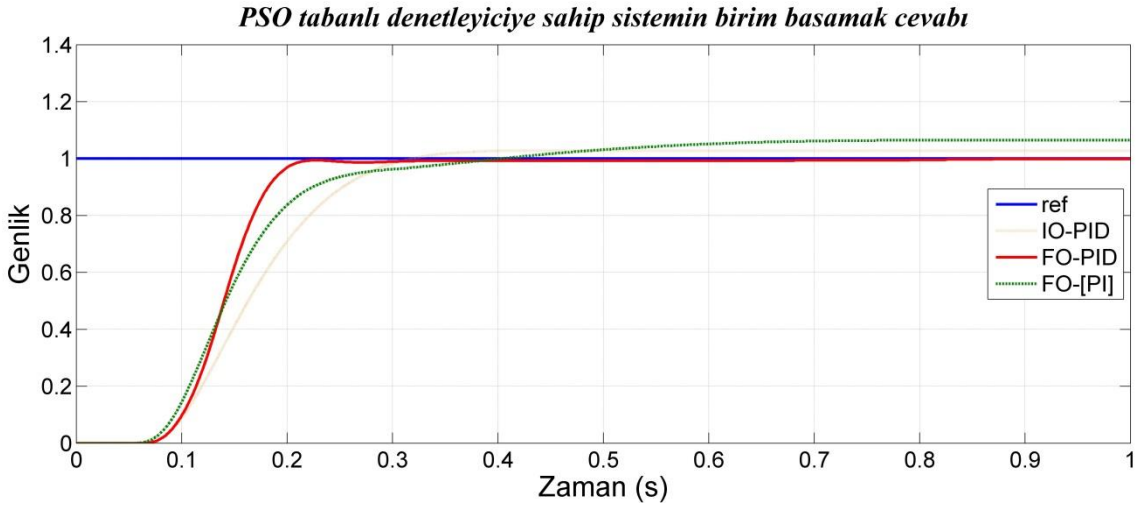


Şekil 4.26. PSO ile tasarlanmış denetleyicili sistem için çıkış eğrileri

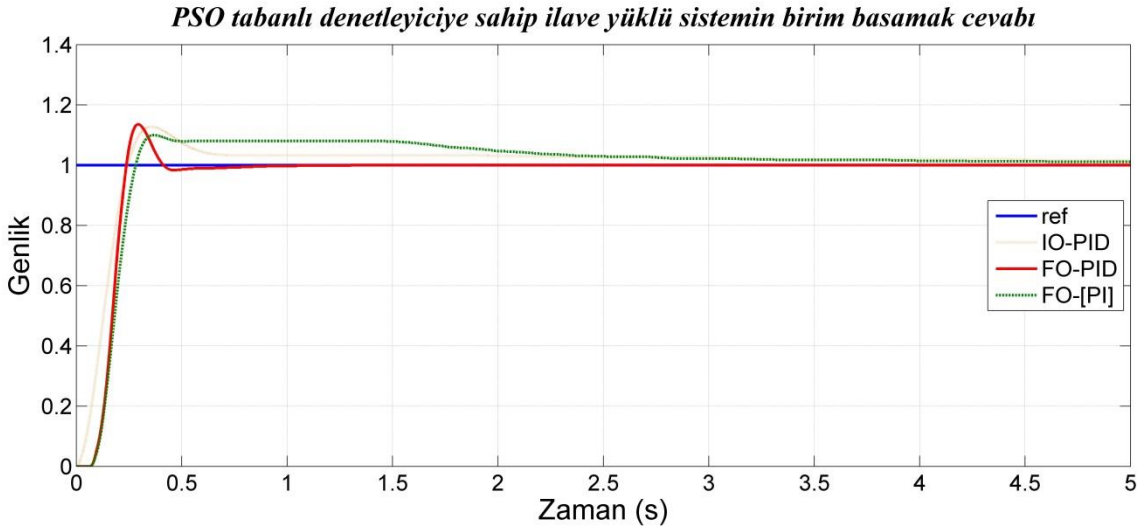


Şekil 4.27. PSO ile tasarlanmış denetleyicili ilave yüklü sistem için çıkış eğrileri

Ayrıca sisteme farklı bir giriş olarak step sinyali uygulandığında örneğin PSO baz alınarak PID ve türevleri denetleyiciler için Şekil 4.28 ve 4.29 grafikleri ile verilen çıkışlar elde edilmiştir



Şekil 4.28. PSO ile tasarlanmış denetleyicili sistem için birim basamak yanıtları

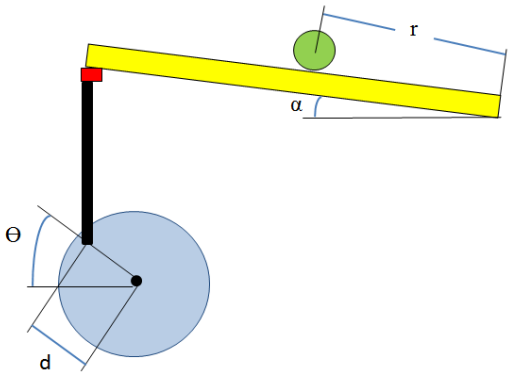


Şekil 4.29. PSO ile tasarlanmış denetleyicili ilave yüklü sistem için birim basamak yanıtları

Sonuç olarak sistem tepkileri (aşma, yükselme süresi, yerleşme zamanı vb.) ve performans kriter değerleri incelendiğinde FO-PID yapısı ve FO-[PI] yapısı ile kontrolü yapılan sistemler birbirine yakın sonuçlar vermekte kısmen FO-PID ile denetlenen sistemlerin daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Ancak her iki türdeki denetleyici de klasik PID denetleyicisine sahip sistemlerden daha iyi netice vermektedir.

4.5. Top – Çubuk (Ball - Beam) Denge Sisteminin Kesirli PID ile Kontrolü

Top - Çubuk (Ball - Beam) sistemi doğasında bulunan kararsız yapısı nedeniyle daima geri besleme ve gelişmiş bir kontrolöre ihtiyaç duyar. Ayrıca sistem endüstride bulunan birçok uygulama ile aynı temelde olduğundan bu tarz sistemlerin laboratuvar şartlarında ele alınmasını olanaklı kılar. Örneğin yolcu platformunun dengesi, sıvı taşıyan araçlar vb. orijinalinde top çubuk sistemi gibi davranır. Bu yönüyle literatürde sıklıkla ele alınan bir problem olarak görülmektedir. Sistem açık çevrim kontrol durumunda kararsız olduğu için bir geri besleme yoluyla kontrol edilmesi elzemdir. Top çubuk sisteminin pozisyonu motor miline akuple edilmiş bir şaft üzerinden motor açısının değiştirilmesi ile çubuk durumunun ayarlanılması temelini esas alır. Sistem için genel bir görünüm Şekil 4.30'daki gibidir.



Şekil 4.30. Top – Çubuk sistemi için genel şema

Sistemin modellenmesi için birçok yöntem kullanılabilir. Burada sistem modellenmesinde Lagrange hareket denklemleri esas alınmıştır. Bilindiği gibi Lagrange denklemleri enerjinin korunumunu temel alır. Bu bağlamda genel formül Denklem (4.17), (4.18)'deki gibi olacaktır.

$$L = T - V \quad \text{(Kinetik – Potansiyel enerjiler)} \tag{4.17}$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i}\right) - \frac{\partial L}{\partial q} = 0 \tag{4.18}$$

Sistemde eyleyici doğrudan mile bağlı olduğu için potansiyel enerjiyi ifade etmeye gerek yoktur. Buna göre bazı göz ardı edilen durumlar ışığında Lagrange fonksiyonu Denklem (4.19)'daki gibi yazılabilir.

$$T = \frac{1}{2}mv^2 + \frac{1}{2}J\omega^2 \tag{4.19}$$

Bu ifade de değişken olarak pozisyon, çubuk açısı ve türevleri kullanıldığında Denklem (4.20) elde edilir.

$$\left(\frac{J}{R^2} + m\right)\ddot{r} + mg\sin\alpha - mr(\dot{\alpha})^2 = 0 \tag{4.20}$$

Motor şaftındaki küçük hareketlerden dolayı çubuk açısının $\alpha \ll 1$ olduğu düşünülebilir. Buna göre doğrusallaştırılmış sistemin ifadesi Denklem (4.21)'deki gibi olacaktır. Laplace dönüşümü ile sistemin giriş ve çıkışı arasındaki bağlantıyı veren transfer fonksiyonu Denklem (4.22)'deki gibidir.

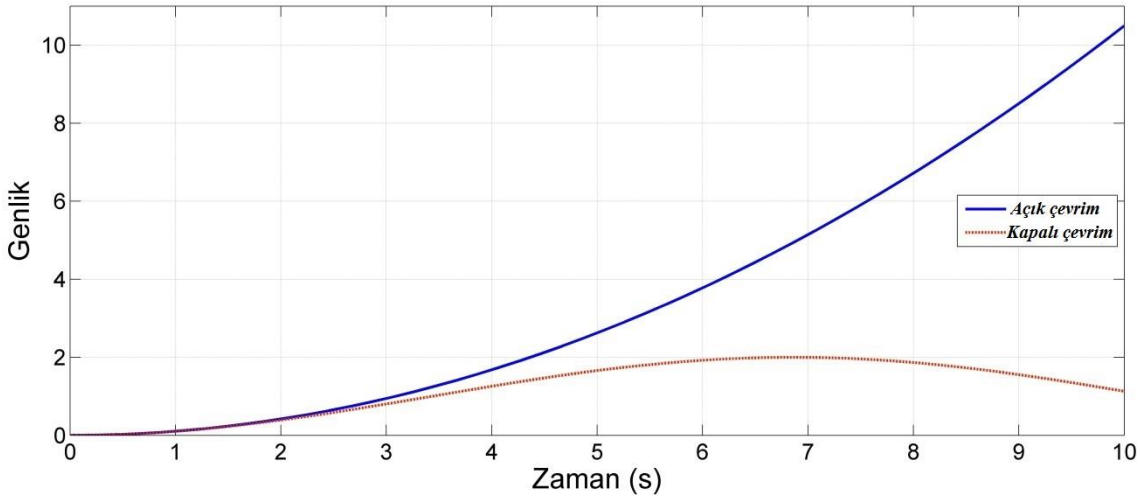
$$\left(\frac{J}{R^2}+m\right)\ddot{r}+mg\frac{d}{L}\Theta=0 \tag{4.21}$$

$$\frac{R(s)}{\Theta(s)}=-\frac{mgd}{L\left(\frac{J}{R^2}+m\right)}\frac{1}{s^2} \tag{4.22}$$

Çalışmada kullanılan Top-Çubuk sisteminin parametre değerleri literatüre uygun olarak aşağıdaki gibi alınmıştır.

Topun kütlesi (M=0.11kg),
Topun yarıçapı (R=0.015m),
Kol uzunluğu (d=0.03m),
Çubuk uzunluğu (L=1.0m),
Topun atalet momenti (J=9.99x10-6 kgm2),
Topun pozisyon koordinatı (r),
Servo dişli açısı (Θ),
Çubuk açısının koordinatları (α).

Sistemin modellemesinden sonra elde edilen transfer fonksiyonu MATLAB-Simulink platformunda oluşturularak simülasyon çalışmalarına başlanılmıştır. Denetleyici parametrelerinin bulunmasında PSO ve GA (bölüm 3.4.1 ve 3.4.4) yöntemlerinden bölüm 4.1'de bahsedildiği gibi yararlanılmıştır. Sistemin öncelikli olarak birim basamak cevaba karşılık açık çevrim cevabı Şekil 4.31'deki gibi elde edilmiştir. Kararsız olan bu sistemin kontrolünde PD ve kesirli PD kontrolörler kullanılarak çalışmalar yapılmıştır. Denetleyicilerin tasarımında kullanılan algoritmalar doğru sonuçlara ulaşabilmek açısında üçer kez çalıştırılarak bu sonuçlardan en iyisini veren parametreler denetleyici parametreleri olarak kabul edilmiştir (Çizelge 4.11, 4.12, 4.13, 4.14).



Şekil 4.31: Açık ve kapalı çevrim cevaplar

Çizelge 4.11: PD denetleyici PSO parametreleri

PSO-PD Parametreleri	**K_p**	**K_d**	**μ**	**J**
1. Arama	0.372	2.536	-	2.478
2. Arama	0.182	1.097	-	3.420
3. Arama	**0.171**	**2.553**	**-**	**2.312**

Çizelge 4.12: PD^{μ} denetleyici PSO parametreleri

PSO-PD^{μ} Parametreleri	**K_p**	**K_d**	**μ**	**J**
1. *Arama*	0.378	11.277	0.484	1.302
2. *Arama*	0.422	11.722	0.475	1.318
3. Arama	**0.235**	**9.9365**	**0.51**	**1.272**

Çizelge 4.13: PD denetleyici GA parametreleri

GA-PD Parametreleri	**K_p**	**K_d**	**μ**	**J**
1. *Arama*	0.703	2.522	-	2.685
2. *Arama*	0.602	2.543	-	2.663
3. Arama	**0.438**	**2.520**	**-**	**2.579**

Çizelge 4.14: PD^{μ} denetleyici GA parametreleri

GA-PD^{μ} Parametreleri	**K_p**	**K_d**	**μ**	**J**
1. *Arama*	0.082	9.110	0.477	1.322
2. *Arama*	0.132	8.967	0.493	1.299
3. Arama	**0.213**	**9.719**	**0.499**	**1.284**

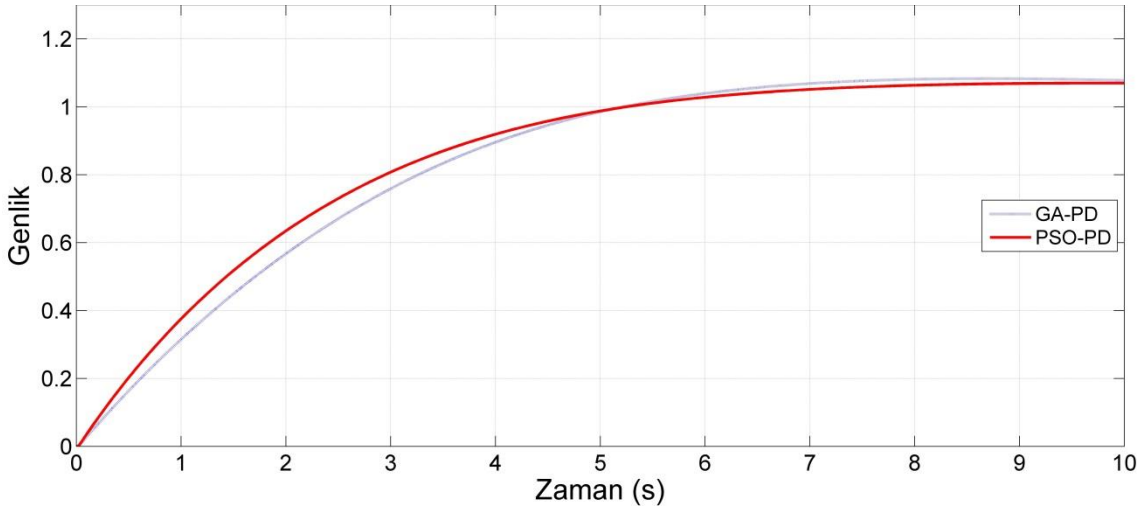
Açık çevrim durumunda kararsız olan sisteme PD ve kesirli PD kontrolör uygulanarak sistem çıkışları Şekil 4.32 ve 4.33'te görüldüğü gibi elde edilmiştir. Yine Çizelge 4.15 ve 4.16'da performans kriterleri açısından sonuçların irdelenmesini sağlamıştır. Sonuçlara göre performans kriterleri açısında incelendiğinde daha küçük değerlerde olan kesirli PD denetleyicili sistem ile kontrolden daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. Bununla birlikte birim basamak yanıtından aşma, yerleşme süresi, yükselme zamanı vb. değerlere göre de kesirli PD ile denetlenen sistemin daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Bunlara ilave olarak GA-PSO algoritmalarının birbirine yakın sonuçlar verdiği görülmektedir. Bazı durumlarda PSO algoritması daha iyi netice vermiştir.

Çizelge 4.15: PD denetleyicili sistem çıkış değerleri

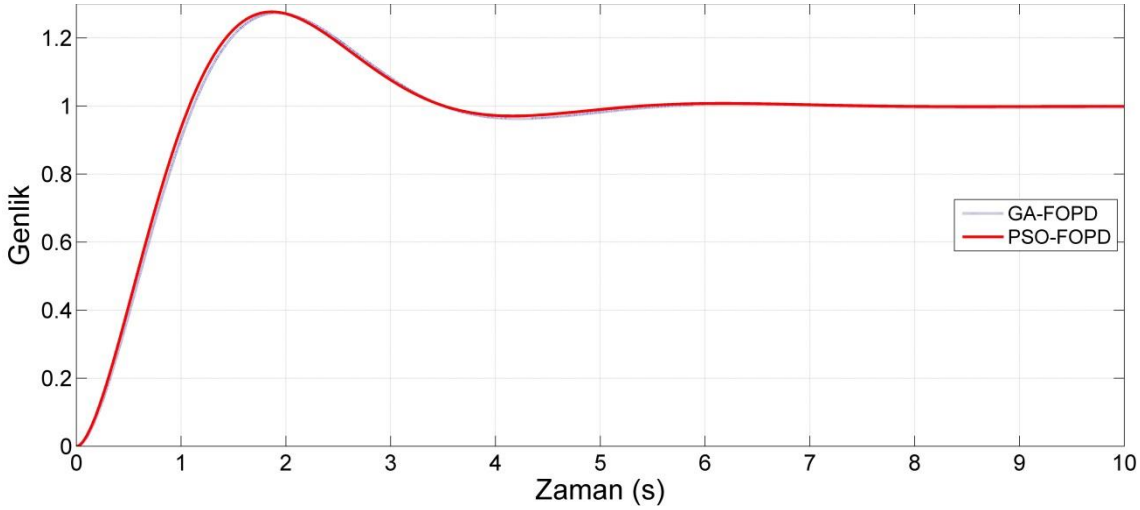
PD Denetleyici	**e_{ss}**	**IAE**	**ISE**
GA	-0.0777	2.262	1.195
PSO	-0.0700	1.987	1.013

Çizelge 4.16: PD^{μ} denetleyicili sistem çıkış değerleri

PD^{μ} Denetleyici	**e_{ss}**	**IAE**	**ISE**
GA	0.0037	1.044	0.5182
PSO	0.0009	1.008	0.4995



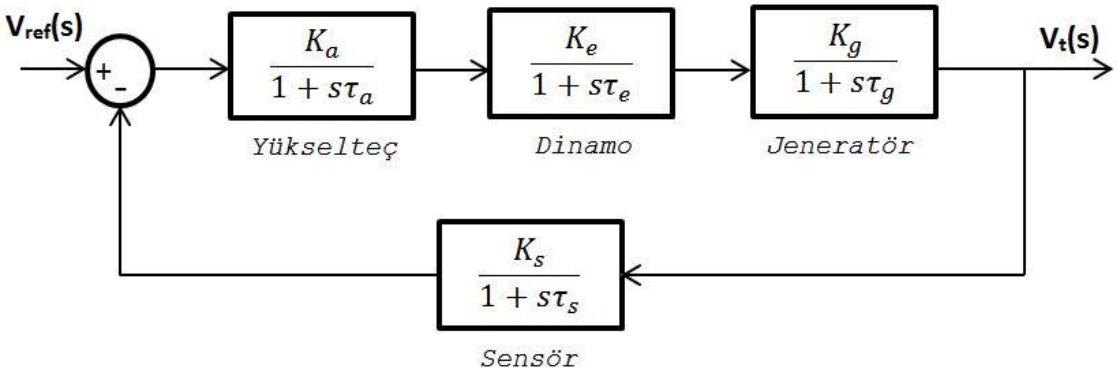
Şekil 4.32. PD denetleyici çıkışları



Şekil 4.33. FO-PD denetleyici çıkışları

4.6. Otomatik Gerilim Düzenleyici (AVR) Sisteminin Tasarım ve Kontrolü

Otomatik gerilim düzenleyici (Automatic Voltage Regulator - AVR) sistemleri senkron alternatördeki çıkış voltajının belirli bir seviyede tutulması için kullanılır. Çıkış voltajındaki dalgalanmaların sistemi olumsuz etkileyeceği göz önüne alınırsa gerilimi nominal seviyede tutma işi oldukça önemlidir. Bu noktada sistemin çıkışının istenilen düzeyde tutulmasını sağlayan kontrol yapılarını oluşturmak, hem sistemdeki bozucu etkilere hem de sistem parametre belirsizliklerine karşılık olarak gereklidir. AVR sistemleri genel olarak dört ana bölümden oluşur; sensör, jeneratör, yükselteç ve dinamo). Genel bir AVR sistemi için blok diyagramı Şekil 4.34'teki gibidir.



Şekil 4.34. AVR sistemi denetleyicisiz blok diyagramı

Blok diyagramında görüldüğü gibi yükselteç bloğunun transfer fonksiyonu Denklem (4.23)'teki gibidir.

$$G_a(s) = \frac{K_a}{1+s\tau_a} \tag{4.23}$$

Burada; K_a ve T_a sırasıyla kazanç ve zaman sabiti olup bu çalışmada 10 ve 0.1 olarak seçilmiştir. Ayrıca genel itibariyle değer alabildiği aralıkta $10 \leq K_a \leq 400,\ 0.02 \leq \tau_a \leq 0.1$şeklinde öngörülür.

Sistemin dinamo modeli ise Denklem (4.24) gibidir.

$$G_e(s) = \frac{K_e}{1+s\tau_e} \tag{4.24}$$

Çalışmada K_e kazanç değeri 1, T_e zaman sabiti ise 0.4 olarak $10 \leq K_e \leq 400,\ 0.5 \leq \tau_e \leq 1$ aralıklarından seçilmiştir.

Jeneratör modeli;

$$G_g(s) = \frac{K_g}{1+s\tau_g} \tag{4.25}$$

Benzer şekilde $0.7 \leq K_g \leq 1,\ 1 \leq \tau_g \leq 2$ aralıkları göz önüne alınarak kazanç $K_g=1$, zaman sabiti $T_g=1$ olarak kabul edilmiştir.

Sensör (Measurement) modeli ise;

$$G_s(s) = \frac{K_s}{1+s\tau_s} \tag{4.26}$$

olarak alınmıştır.

Sensör modeli içinse K_s kazanç katsayısının değeri 1 kabul edilirken T_s zaman sabiti ise 0.01 olarak ele alınmıştır. Zaman sabiti aralığı genel olarak $0.001 \leq \tau_s \leq 0.06$ şeklindedir.

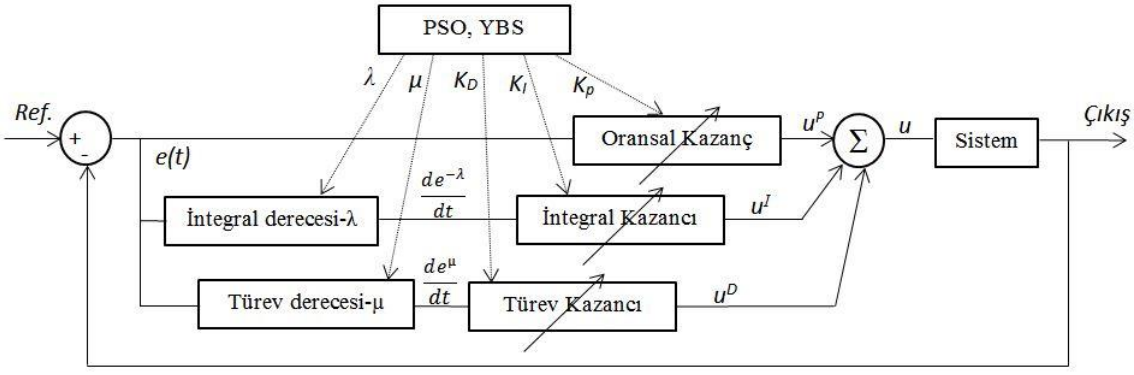
Bu bilgiler ışığında sistemin optimal kontrolör parametreleri PSO ve YBS sistemlerinden yararlanılarak bulunmuştur. Burada yeni bir yapı olarak NL-FOPID yapısı ortaya konulmuştur. Bu yapı önceki bölümlerde bahsi geçen değişken parametreli PID yapılarından esinlenerek oluşturulmuştur. Sistemi kararlı kılmak ve geçici durum tepkisini iyileştirmek açısından nonlinear yapıların etkisinin ortaya çıkarılması da amaçlanmıştır. Şekil 4.35'te sistemin uygulama şeması verilmiştir. Denetleyici olarak dört farklı yapı üzerinde sonuçlar elde edilmiştir (Denklem 4.27, 4.28, 4.29, 4.30). Nonlinear yapılar için oransal, integral ve türev katsayılarının değişimi hatanın değişimi temel alınarak belirli bir fonksiyona bağlı kılınmıştır (Denklem 4.31, 4.32, 4.33). Bu denklemlerin katsayıları PSO ve YBS yöntemleri kullanılarak elde edilmiştir.

$$C_1(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \qquad (PID) \tag{4.27}$$

$$C_2(s) = K_p{}' + \frac{K_i{}'}{s} + K_d{}' s \qquad (NL-PID) \tag{4.28}$$

$$C_3(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \qquad (FOPID) \tag{4.29}$$

$$C_4(s) = K_p{}' + \frac{K_i{}'}{s^\lambda} + K_d{}' s^\mu \qquad (NL-FOPID) \tag{4.30}$$



Şekil 4.35. Uygulanan sistemin blok diyagramı

$$K_P{}' = c_1 * e + c_2 \tag{4.31}$$

$$K_I{}' = c_3 * e - c_4 \tag{4.32}$$

$$K_D{}' = c_5 * e + c_6 \tag{4.33}$$

Bu denetleyicilerin optimize edilen parametreleri toplu olarak aşağıdaki gibidir. Doğrusal olmayan yapılarda klasik olanlardan farklı olarak türev ve integral kazancı dışındaki parametreler iki türde katsayıdan oluşmaktadır.

PID --- $[K_P, K_I, K_D]$

NL-PID --- $[K_P', K_I' K_D']$

FOPID --- $[K_P, K_I, K_D, \lambda, \mu]$

NL-FOPID --- $[K_P', K_I' K_D', \lambda, \mu]$

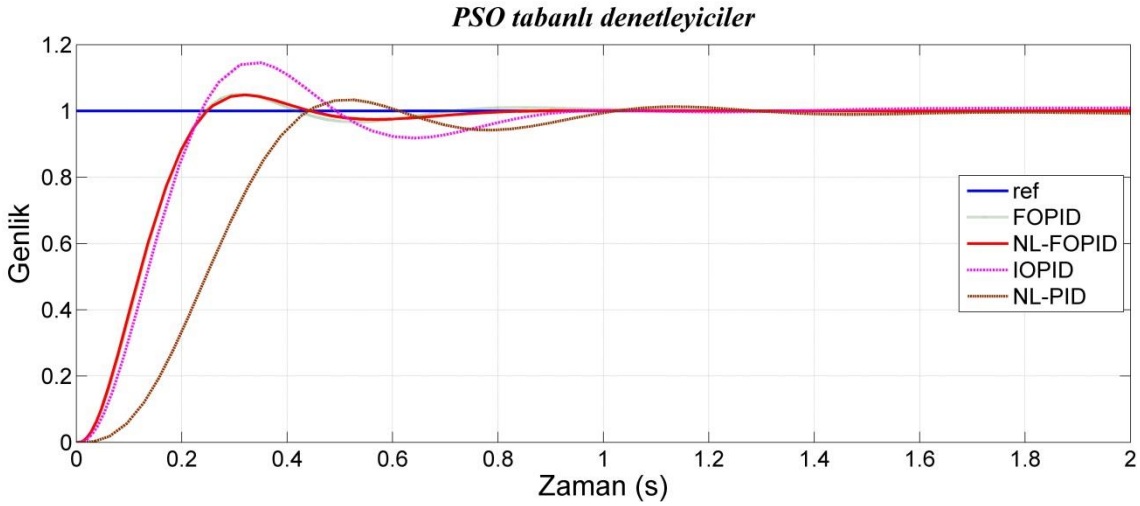
Her bir denetleyici için PSO ve YBS yöntemlerine göre en iyi parametreler elde edildikten sonra sonuçlar bulunmuştur. Elde edilen parametrelerin değerleri Çizelge 4.17 ve 4.18'de verilmiştir. PSO ve YBS yöntemlerine göre yapılan optimizasyonlar neticesinde bahsedilen proses için çıkış değerleri elde edilmiştir. Bu bağlamda Şekil 4.36'da PSO tabanlı hesaplanan dört farklı kontrolör tipi için sonuçlar görülmektedir. Benzer şekilde Şekil 4.37'de ise YBS tabanlı elde edilmiş en iyi denetleyiciler ile gerçekleştirilen sistemin çıkış eğrileri görülmektedir.

Çizelge 4.17. PID & FOPID Parametreleri

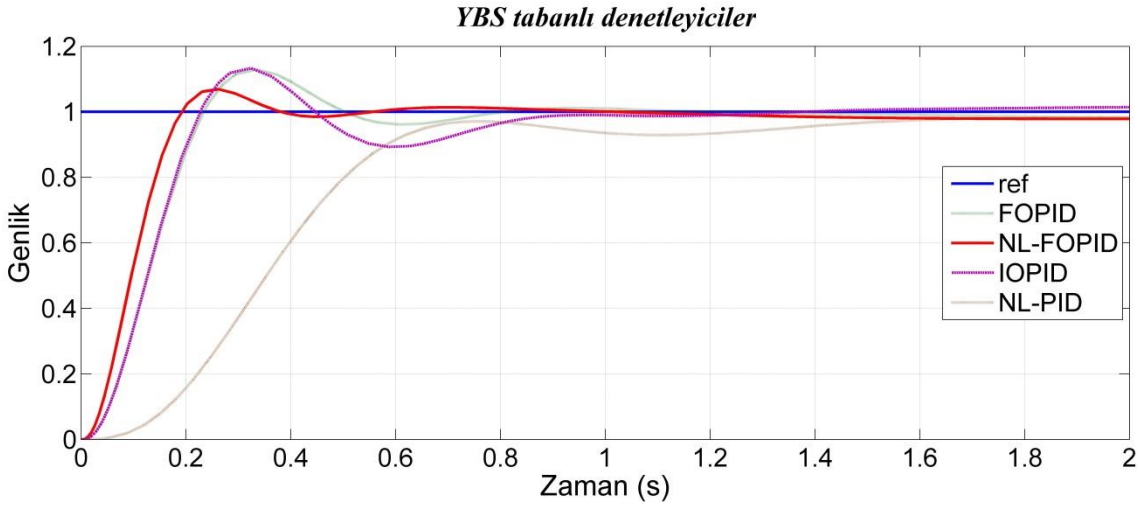
Denetleyici	**K_P**	**K_I**	**K_D**	**μ**	**λ**
YBS PID	0.8662	0.8076	0.4701	-	-
YBS FOPID	0.3915	1.4602	0.4268	1.0366	0.4238
PSO PID	0.9695	0.8125	0.4269	-	-
PSO FOPID	1.4228	0.5923	0.2693	1.2296	1.4655

Çizelge 4.18. NL-FOPID Parametreleri

Denetleyici	**K_P**		**K_I**		**K_D**		**μ**	**λ**
	c_1	**c_2**	**c_3**	**c_4**	**c_5**	**c_6**		
YBS NL-FOPID	0.8403	1.1605	1.2686	0.7165	0.4873	0.3147	1.3000	-0.0366
PSO NL-FOPID	0.6157	1.3485	1.1132	0.5134	0.5123	0.2872	1.2152	-1.2672

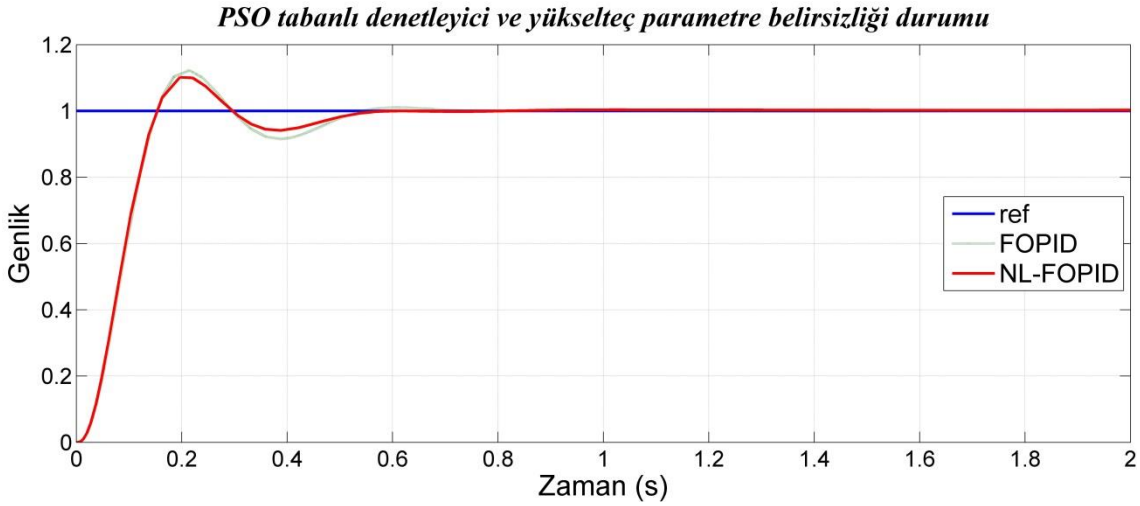


Şekil 4.36. PSO tabanlı denetleyicili sistem için çıkış eğrileri

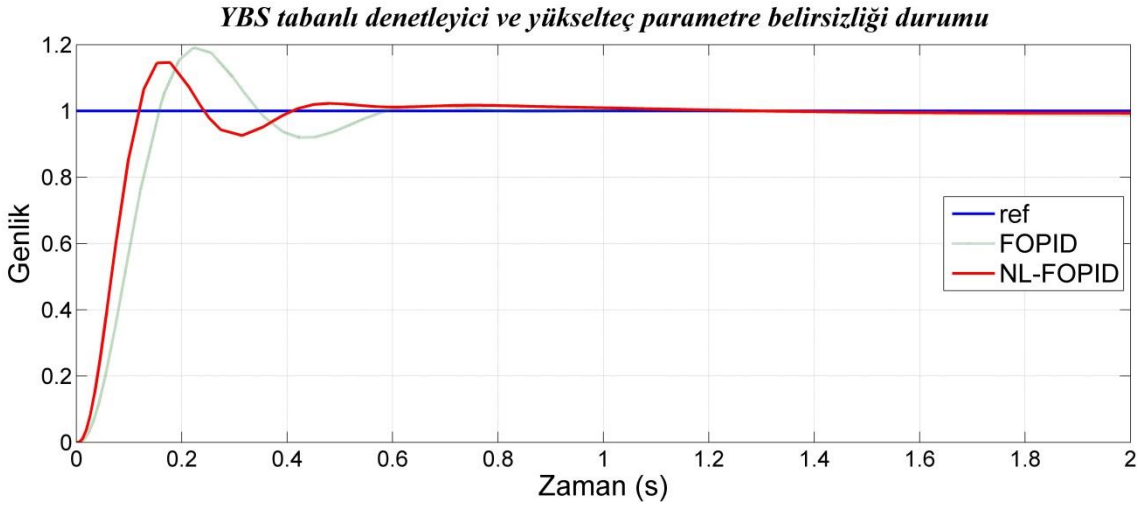


Şekil 4.37. YBS tabanlı denetleyicili sistem için çıkış eğrileri

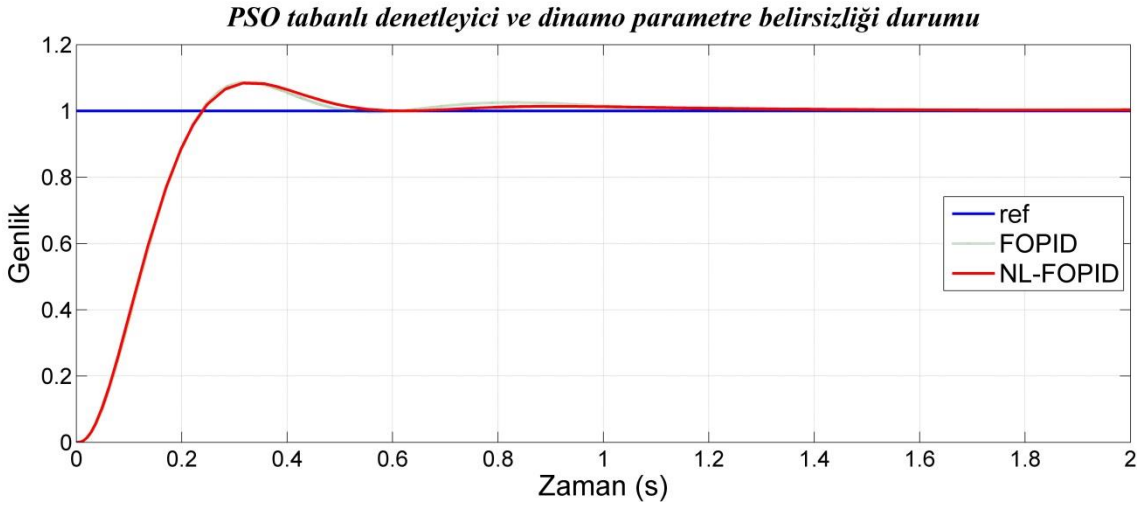
AVR sisteminin karakteristik parametrelerinde olabilecek parametre belirsizliği göz önüne alınarak sistem gürbüzlüğünü test edebilmek için denetlenecek bloktaki her bir bloğun parametrelerinde muhtemel belirsizlikler ele alınmıştır. Öncelikle yükselteç bloğunda kazanç ve zaman sabiti değerleri $K_a = 10, \tau_a = 0.1$ normalden farklı olarak $K_a = 14, \tau_a = 0.07$ şeklinde değiştirilirse sistem cevapları Şekil 4.38 ve 4.39'daki gibi elde edilmektedir. Daha sonra sırası ile dinamo ve jeneratör modüllerinde olabilecek parametre belirsizlikleri değerlendirilmiş ve bu değerler normal değerleri olan $K_e = 1.0, \tau_e = 0.4, K_g = 1, \tau_g = 1$ değerlerinden $K_e = 1.2, \tau_e = 0.5, K_g = 0.7, \tau_g = 1.6$ şeklinde değiştirildi. Bu parametre değişikliklerinde sistem cevabı Şekil 4.40, 4.41, 4.42 ve 4.43'te gösterildiği gibi elde edilmiştir.



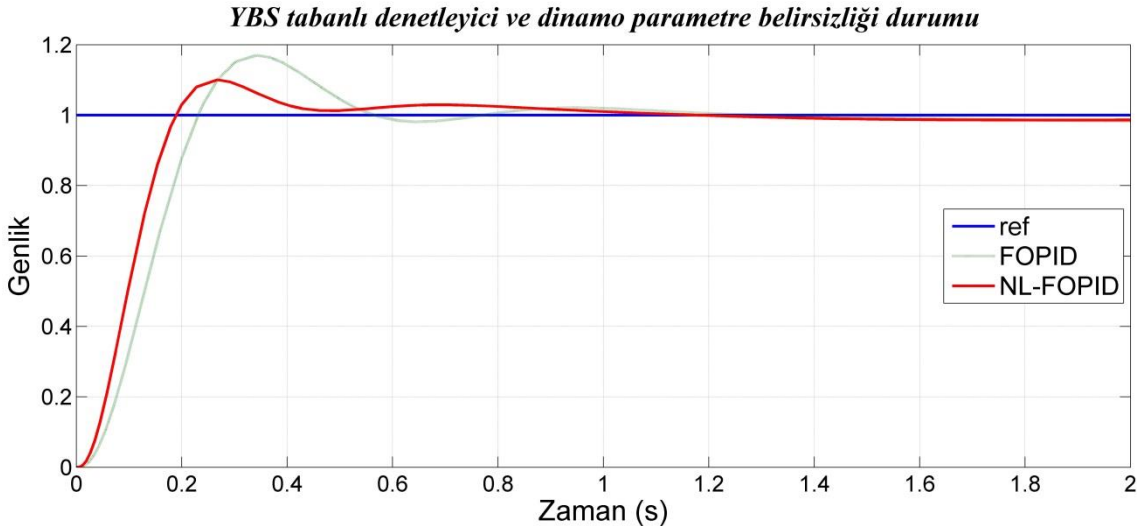
Şekil 4.38. PSO ile tasarlanan sistem için yükselteç belirsizlik durumu çıkış eğrileri



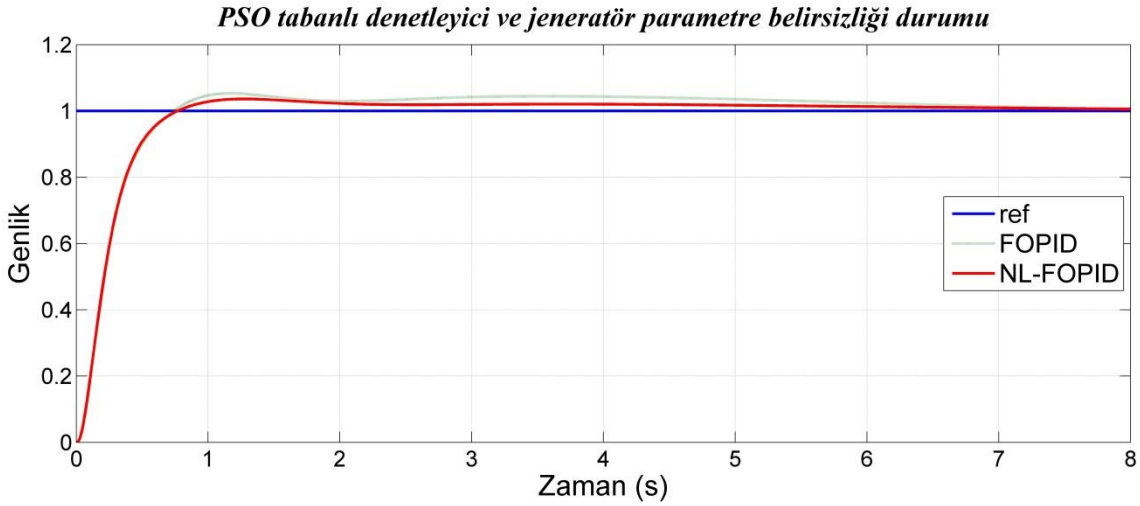
Şekil 4.39. YBS ile tasarlanan sistem için yükselteç belirsizlik durumu çıkış eğrileri



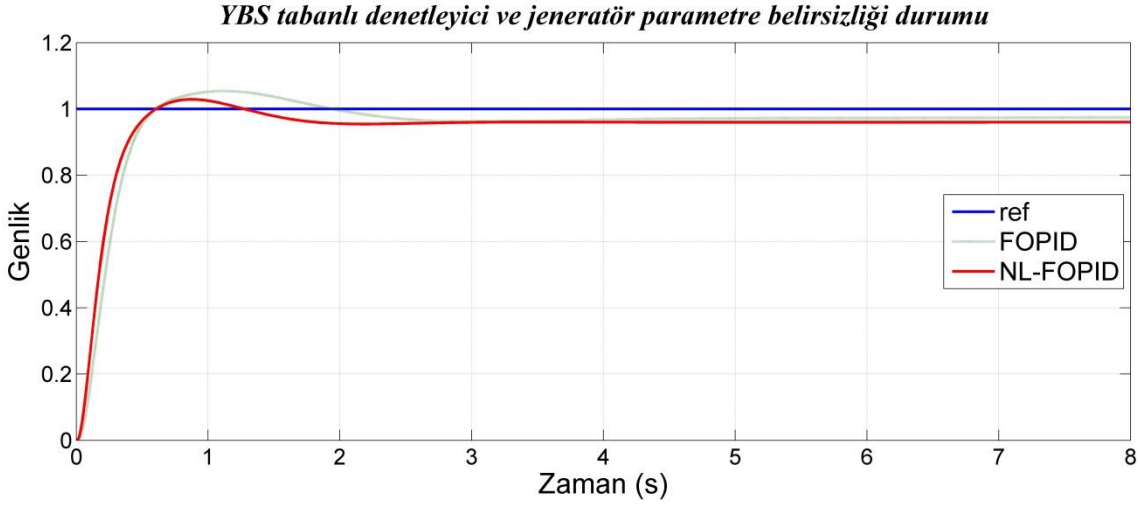
Şekil 4.40. PSO ile tasarlanan sistem için dinamo belirsizlik durumu çıkış eğrileri



Şekil 4.41. YBS ile tasarlanan sistem için dinamo belirsizlik durumu çıkış eğrileri



Şekil 4.42. PSO ile tasarlanan sistem için jeneratör belirsizlik durumu çıkış eğrileri



Şekil 4.43. YBS ile tasarlanan sistem için jeneratör belirsizlik durumu çıkış eğrileri

Benzer şekilde elde edilen cevap eğrilerine göre sistemler farklı performans kriterleri ve çeşitli cevap karakteristik özelliklerine göre de kıyaslandığında Çizelge 4.19 ve 4.20'deki gibi sonuçlar elde edilmiştir. Çizelge 4.19, PSO ile tasarlanmış denetleyicili sistemin çıkış değerlerini göstermektedir. M_p aşma, e_{ss} sürekli durum hatası, t_r yükselme zamanı, t_s ise yerleşme zamanı olarak karşımıza çıkmaktadır. IAE, ISE ve J ise farklı türdeki performans kriterleridir. Çizelge 4.20'de aynı durumun YBS ile tasarlanmış denetleyiciler için oluşan durumlarda geçerli olmaktadır.

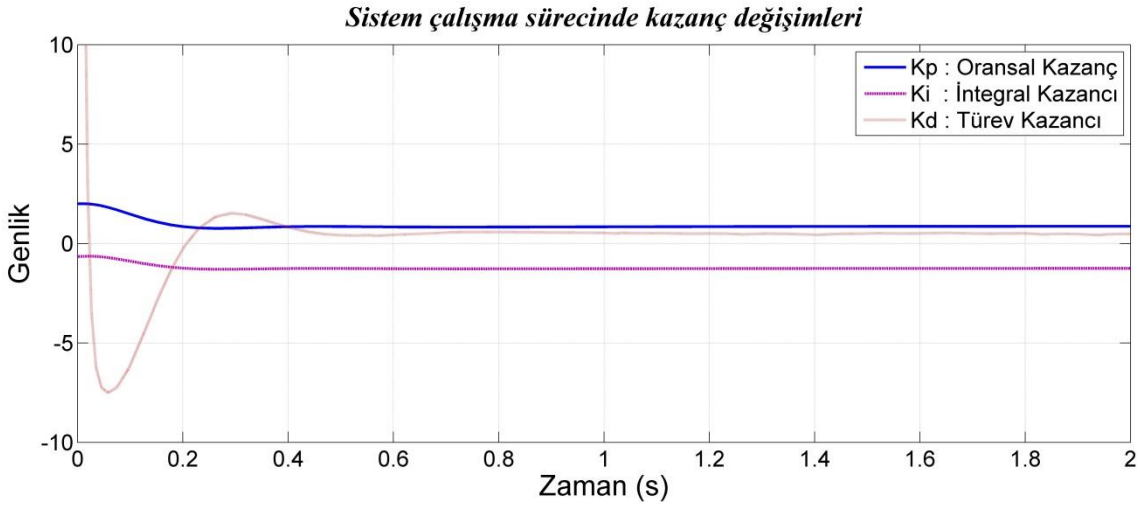
Çizelge 4.19. PSO ile tasarlanan sistem çıkış değerleri

Durumlar		***IAE***	***ISE***	***J***	M_p	e_{ss}	t_r	t_s
Başlangıç	*FOPID*	0.1486	0.1006	0.1711	1.0499	-0.004692	0.1884	0.6424
Koşulları	*NLFOPID*	0.1440	0.09888	0.1687	1.0486	-0.000625	0.1892	0.6530
Yükselteç	*FOPID*	0.1202	0.07493	0.1437	1.1224	-0.004030	0.1173	0.5099
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.1135	0.07265	0.1392	1.1014	-0.002316	0.1176	0.5011
Dinamo	*FOPID*	0.1582	0.1023	0.1806	1.0868	-0.005515	0.1845	0.4501
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.1565	0.1006	0.1812	1.0841	-0.002698	0.1855	0.4869
Jeneratör	*FOPID*	0.4854	0.1793	0.5068	1.0530	-0.003767	0.5545	6.0354
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.3854	0.1717	0.4092	1.0361	-0.005858	0.5504	1.8210

Çizelge 4.20. YBS ile tasarlanan sistem çıkış değerleri

Durumlar		***IAE***	***ISE***	***J***	M_p	e_{ss}	t_r	t_s
Başlangıç	*FOPID*	0.1765	0.1084	0.1895	1.1296	0.01822	0.1771	1.1646
Koşulları	*NLFOPID*	0.1361	0.08267	0.1950	1.0694	0.02147	0.1425	1.0621
Yükselteç	*FOPID*	0.1427	0.0826	0.1564	1.1915	0.01332	0.1193	0.7579
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.1083	0.06162	0.1709	1.1463	0.00677	0.0901	0.8831
Dinamo	*FOPID*	0.1869	0.1115	0.1999	1.1701	0.01713	0.1754	1.2485
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.1452	0.08444	0.2042	1.1003	0.01377	0.1434	1.0688
Jeneratör	*FOPID*	0.4683	0.1804	0.4806	1.0541	0.02544	0.4050	2.2026
Belirsizliği	*NLFOPID*	0.4857	0.1499	0.5419	1.0290	0.03991	0.3664	1.4914

Şekil 4.44'te görüldüğü gibi normal şartlarda oransal, türev ve integral kazançları başlangıç değerleri ile sabit iken tasarlanan bu doğrusal olmayan yapı için değişken olarak ortaya çıkmaktadır.



Şekil 4.44. PSO ile tasarlanan sistem için denetleyici parametrelerinin sistem çalışırken değişimi

Sonuç olarak, sistem çıkışları performans kriterleri ve aşma, yğkselme zamanı, yerleşme zamanı vb. kıstaslara göre değerlendirildiğinde NL-FOPID denetleyiciye sahip sistem genel olarak FOPID yapısından daha iyi sonuç vermektedir. Kesirli sistemler ise her durumda klasik PID ve değişken parametreli PID denetleyiciye sahip sistemlerden daha iyi sonuç vermektedir.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1 Sonuçlar

Bu çalışmada farklı türdeki kesirli dereceden denetleyicilerin tasarımları, uygulamaları ve geleneksel denetleyicilerle karşılaştırılması üzerinde durulmuştur. Çalışmada kesirli denetleyicilerin tasarımı için yapay zeka yöntemlerinden genetik algoritmalar, diferansiyel evrim algoritmaları, yapay bağışıklık sistemi algoritmaları ve parçacık sürü optimizasyonu algoritmalarından yararlanılmıştır. Bununla birlikte kesirli denetleyicilerin etkilerini görmek için çeşitli türdeki klasik denetleyicilerle karşılaştırmalar yapılmıştır. İlk olarak klasik doğrusal olmayan yapılar ve kesirli denetleyicilerin karşılaştırılması verilmiştir. Daha sonraki uygulamada ise kesirli denetleyicilerin bulanık bir modelle ifade edilmesinin oluşturabileceği sonuçların ve faydaların incelendiği bir çalışma yapılmıştır. Buna ek olarak motor pozisyon kontrolü çalışması pratik olarak gerçeklenmiş ve kesirli denetleyicilerin etkileri görülmüştür. Bu uygulamada diğerlerinden farklı olarak kesirli PI (FO-[PI]) yapısı ile oluşturulan denetleyicilerin etkileri de incelenmiştir. Bunlarla birlikte yapılan diğer çalışmalarda ise top-çubuk denge sisteminin kontrolü ve otomatik gerilim düzenleyici (AVR) sisteminin nominal gerilim seviyesinin denetimi üzerine de çalışmalar yapılmıştır. Çalışmadan elde edilen veriler ışığında kesirli denetleyicilerin gerek tasarımları gerekse uygulamaları hususunda açık sonuçlar ortaya konulmuştur. Bu sonuçlara göre kesirli dereceden PID denetleyiciler yapılarında bulunan türev ve integral terimlerinin sağladığı esneklik ile sistemlerin kontrolünde daha etkili bir sonucu geleneksel PID'lere göre sağlamıştır. Özellikle, gerçekleştirilen gerçek zamanlı deneyde yük bozucu etkilerinin karşılaştırılması ile bu türdeki denetleyicilerin gürbüzlüğü ile ilgili sonuçları da görülmüştür. Çalışmada diğer önemli bir yenilik olarak literatürde ilk olarak ortaya konulmuş olan değişken parametreli kesirli denetleyicilerin (NL-FOPID), sistemlerin kontrolünde ortaya koyduğu üstün performansın açık bir biçimde elde edilmesi olmuştur.

5.2 Öneriler

Çalışmada elde edilen sonuçlara göre genel olarak kesirli dereceden denetleyicilerin tam sayı dereceli denetleyicilere göre daha iyi sonuçlar verdiği göz

önüne alındığında, bu tür denetleyicilerin farklı sistemler üzerine uygulanması ile, ilgili alanda yenilikler sağlanmış olacaktır. Bununla birlikte sistemlerin tanımlanmasında, kesirli dereceden diferansiyel denklemlerin kullanılması ile gerçek hayata, pratik uygulamalara daha yakın sonuçların elde edilmesi sağlanacaktır. Kesirli denetleyicilerin sadece geleneksel PID formunda değil farklı biçimlerde düşünülmesi ile (doğrusal parametreli olmayan, türev ve integral derecesinin etkinliğinin tüm sisteme uygulanması vb.) elde edilen denetleyicilerinde iyi sonuçlar verebileceği öngörülmektedir. Kesirli denetleyicilerin tasarımında bu çalışmada kullanılan sayısal algoritmalara ilave olarak yeni tipte algoritmalar kullanılabilir. Bununla birlikte denetleyici parametre bulunmasında kullanılan amaç fonksiyonunun varyasyonları düşünülerek örneğin yükselme, yerleşme zamanları ile sürekli durum hatası ve aşma miktarını içeren veya frekans domeni özelliklerinden faz - kazanç payı vb. özellikleri göz önüne alınarak elde edilen literatürdeki fonksiyonların kullanılması ile daha yeni çalışmalar yapılabilir. Kesirli denetleyici tasarımı için özellikle sistematik metotlar geliştirilmesi önem arz etmektedir. Ayrıca kesirli sistemlerin içerdiği ağır matematik ifadeler düşünüldüğünde tasarımlarda sayısal algoritma tabanlı yolların kullanılması veya frekans tasarım bölgesinde incelemelerin yapılması önerilebilir.

EKLER

EK-1 Kısmi Kesirli Ters Laplace dönüşüm Çizelgesi

$Y(s)$	$y(t) = \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\}$
$\frac{1}{s^{\alpha}}$	$\frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)}$
$\frac{1}{(s+a)^{\alpha}}$	$\frac{t^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)}e^{-at}$
$\frac{1}{s^{\alpha}-a}$	$t^{\alpha-1}E_{\alpha,\alpha}(at^{\alpha})$
$\frac{s^{\alpha}}{s(s^{\alpha}+a)}$	$E_{\alpha}(-at^{\alpha})$
$\frac{a}{s(s^{\alpha}+a)}$	$1-E_{\alpha}(-at^{\alpha})$
$\frac{1}{s^{\alpha}(s-a)}$	$t^{\alpha}E_{1,\alpha+1}(at)$
$\frac{s^{\alpha-\beta}}{s^{\alpha}-a}$	$t^{\beta-1}E_{\alpha,\beta}(at^{\alpha})$
$\frac{s^{\alpha-\beta}}{(s-a)^{\alpha}}$	$\frac{t^{\beta-1}}{\Gamma(\beta)}F_1(\alpha;\beta;at)$
$\frac{1}{(s-a)(s-b)}$	$\frac{1}{a-b}(e^{at}-e^{bt})$

KAYNAKLAR

Bayat M. F. April 2011, Efficient method for time-domain simulation of the linear feedback systems containing fractional order controllers, *ISA Transactions*, 50(2), 170-176.

Biswas A., Das S., Abraham A., Dasgupta S., March 2009, Design of fractional-order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controllers with an improved differential evolution, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 22 (2), 343-350.

Bouafoura M. K., Braiek N. B., 2010, $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller design for integer and fractional plants using piecewise orthogonal functions, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 15 (5), 1267-1278.

Cafagna, D., 2007, Fractional calculus: A mathematical tool from the past for present engineers [Past and present], *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 1 (2), 35-40.

Calderón A.J., Vinagre B.M., Feliu V., October 2006, Fractional order control strategies for power electronic buck converters, *Signal Processing*, 86 (10), 2803-2819.

Caner M., E. Akarslan, 2009, Mermer Kesme İşleminde Spesifik Enerji Faktörünün ANFIS ve YSA Yöntemleri ile Tahmini, *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*,15 (2), 221-226.

Caponetto R., Dongola G., Fortuna L., Petras I., 2010 Fractional Order Systems: Modeling and Control Applications, *World Scientific Series on Nonlinear Science Series A*, 72, Singapure.

Castillo F. J., Feliu V., Rivas R., Sánchez L., March 2010, Design of a class of fractional controllers from frequency specifications with guaranteed time domain behavior, *Computers & Mathematics with Applications*, 59 (5), 1656-1666.

Chen Y., Xue D., Dou H., 22-26 August 2004, Fractional calculus and biomimetic control, *ROBIO 2004 IEEE 2004 International Conference on Robotics and Biomimetics*, New York, NY, USA: IEEE, 901-906.

Chen Y., Petras, I., Xue D., 2009, Fractional order control - A tutorial, *American Control Conference, 2009. ACC '09*, 10-12 June 2009, 1397,1411, St. Louis, MO, USA.

Chengbin M., Hori Y., 2007, Fractional-order control: Theory and applications in motion control [Past and present], *Industrial Electronics Magazine IEEE*, 1 (4), 6-16.

Control Tutorials for MATLAB and Simulink (CTMS), 2011 http://www.library.cmu.edu/ctms/ctms/examples/ball/ball.htm [Ziyaret Tarihi 01.10.2012]

Das S., Saha S., Das S., Gupta A., July 2011, On the selection of tuning methodology of FOPID controllers for the control of higher order processes, *ISA Transactions*, 50 (3), 376-388.

Das S., Pan I., Das S., Gupta A., March 2012, A novel fractional order fuzzy PID controller and its optimal time domain tuning based on integral performance indices, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 25 (2), 430-442.

Delavari H., Ghaderi R., Ranjbar A., Momani S., April 2010, Fuzzy fractional order sliding mode controller for nonlinear systems, *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 15 (4), 963-978.

Efe, M.O., May 2011, Neural Network Assisted Computationally Simple PI λ D μ Control of a Quadrotor UAV, *Industrial Informatics IEEE Transactions on*, 7(2), 354,361.

Göktürk E., 2009, Kesirli PID Tasarım Yöntemi ve Klasik PID ile Karşılaştırmalar, Yüksek Lisans Tezi, *İTÜ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı*.

Hajiloo A., Nariman-zadeh N., Moeini A, September 2012, Pareto optimal robust design of fractional-order PID controllers for systems with probabilistic uncertainties, *Mechatronics*, 22 (6), 788-801.

Hamamci S. E., Koksal M., March 2010, Calculation of all stabilizing fractional-order PD controllers for integrating time delay systems, *Computers & Mathematics with Applications*, 59 (5), 1621-1629.

Jang J.S.R., 1993, ANFIS: Adaptive Network-based Fuzzy Inference Systems, *IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics*, 23, 665-685.

Jang J.S.R., Sun C.T., Mizutani E., 1997, Neuro-fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence, *Prentice Hall*, N.J.

Jin, Y., Chen, Y.Q., Xue, D., January 2011, Time-constant robust analysis of a fractional order [proportional derivative] controller, *Control Theory & Applications IET*, 5 (1), 164,172.

Karaboğa D., 2011, Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları, *Nobel yayın-dağıtım*, Ankara

Kosko B., 1991, A Dynamical Systems Approach to Machine Intelligence Neural Networks and Fuzzy Systems, Englewood Ciffs., *Prentice Hall*, NJ.

Le M´ehaut´e A., Crepy G., 1983 Introduction to Transfer and Motion in Fractal Media: The Geometry of Kynetics, *Solid State Ionics*, 9–10, 17–30.

Lee C.-H., Chang F.-K., December 2010, Fractional-order PID controller optimization via improved electromagnetism-like algorithm, *Expert Systems with Applications*, 37, (12), 8871-8878.

Li H.S., Luo Y., Chen Y.Q., 2010, A Fractional Order Proportional and Derivative (FOPD) Motion Controller: Tuning Rule and Experiments, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18 (2), 516-520.

Lin J., Guo J.-Lu., Lin Z., 22-24 July 2011, Robust stabilization of fractional order interval systems via a fractional-order PID controller, *Control Conference (CCC), 2011 30th Chinese* , 6498-6503.

Luo Y., Chen Y. Q., Wang C. Y., Pi Y. G., August 2010, Tuning fractional order proportional integral controllers for fractional order systems, *Journal of Process Control*, 20 (7), 823-83.

Luo Y., Chen Y.Q., October 2009, Fractional order [proportional derivative] controller for a class of fractional order systems, *Automatica*, 45 (10), 2446-2450.

Luo Y., Chen Y.Q., 2012, Stabilizing and robust fractional order PI controller synthesis for first order plus time delay systems, *Automatica*, 48(9), 2159-2167.

Luo Y., Chen Y.Q., Pi Y., February 2011, Experimental study of fractional order proportional derivative controller synthesis for fractional order systems, *Mechatronics*, 21 (1), 204-214.

Magin RL. 2006, Fractional Calculus In Bioengineering, *Begell House Publishers Inc*.

Manabe S., 1961, The Non-Integer Integral and its Application to Control Systems, *ETJ of Japan*, 6 (3-4), 83–87.

Manabe, S., 1962, The system design by the use of a model consisting of a saturation and non-integer integrals, Journal of Institute of Electrical Engineers of Japan, 82 (890), 1731-1740, (Japanese). 1963, *ETJ of Japan*, 8 (3/4), , 147-150 (Shorter English version).

Miller K., Ross B., 1993, An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations, *John Wiley & Sons, Inc*.

Monje C.A., Chen Y., Vinagre B.M., Xue, D., Feliu-Batlle, V., 2010, Fractional-order Systems and Controls Fundamentals and Applications Series: *Advances in Industrial Control*, XXVI, 415p.

Monje C. A., Vinagre B. M., Feliu V., Chen Y.Q., July 2008, Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications, *Control Engineering Practice*, 16, (7), 798-81.

Mutlu İ. 2010, Kesirli Mertebeden Kontrolörler Ve Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, *İTÜ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Programı*.

Nonnenmacher T. F., Glöckle W. G., 1991, A fractional model for mechanical stress relaxation, *Philosophical Magazine Letters*, 64 (2).

Oldham K. B., Spanier J., 1974, The Fractional Calculus, *New York and London, Academic Press*.

Padula F., Visioli A., January 2011, Tuning rules for optimal PID and fractional-order PID controllers, *Journal of Process Control*, 21 (1), 69-81.

Pejman T., Ardeshir H., 2010, Application of Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System for Grade Estimation, *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, 4 (3), 408-420.

Podlubny I., 1999, Fractional Differential Equations, Mathematics in Science and Engineering, *New York and Tokyo, Academic Press*, 198.

Podlubny I. 1999, Fractional-order systems and $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controllers, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44, 208-214.

Ross B. (editor), 1975, Fractional Calculus and Its Applications, *Proceedings of the International Conference* Held at the University of New Haven, June 1974, Springer Verlag.

Saifizul A.A., Zainon Z., Abu Osman N.A, Azlan C.A., Ungku Ibrahim U.F.S, 2006, Intelligent Control for Self-erecting Inverted Pendulum Via Adaptive Neuro-fuzzy Inference System, *American Journal of Applied Sciences*, 3 (4), 1795-1802.

Şimşek Y., 2011, Kesirli hesaplar ve uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, *Marmara Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü.*

Tang Y., Cui M., Hua C., Li L., Yang Y., 2012, Optimum design of fractional order $PI^{\lambda}D^{\mu}$ controller for AVR system using chaotic ant swarm, *Expert Systems with Applications*, 39 (8), 6887-6896.

Tavazoei M.S., 2012, From traditional to fractional PI control: a key for generalization, *Industrial Electronics Magazine IEEE,* 6 (3), 41-51.

Tavakoli-Kakhki M, Haeri M., July 2011, Fractional order model reduction approach based on retention of the dominant dynamics: application in IMC based tuning of FOPI and FOPID controllers, *ISA Transactions*, 50(3), 432-42.

Tavazoei M. S., March 2010, Notes on integral performance indices in fractional-order control systems, *Journal of Process Control*, 20 (3), 285-291.

Tavazoei M.S., 2012, Overshoot in the step response of fractional-order control systems, *Journal of Process Control*, 22 (1), 90-94.

Turing A. M., 1950, Computıng Machinery And Intelligence, *Mind*, 59, 433-460.

Tustin A., 1958, The Design of Systems for Automatic Control of the Position of Massive Objects, *The Institute of Electrical Engineers*, (105-C)1, 1-57.

Tsoukalas L.H., Uhrig R.E., 1996, Fuzzy and Neural Approaches in Engineering, *John Wiley & Sons Inc*.

Valério D., Costa J. S. d., October 2006, Tuning of fractional PID controllers with Ziegler–Nichols-type rules, *Signal Processing*, 86 (10), 2771-2784.

Valério D., Costa J. S. d., 2005, Toolbox *ninteger* for MatLab, v. 2.3, Technical University of Lisbon, Instituto Superior Técnico Department of Mechanical Engineering, GCAR, http://web.ist.utl.pt/duarte.valerio/ninteger/ninteger.htm [Ziyaret Tarihi: 10.04.2013]

Wang D.-J., Gao X.-L., May 2012, H_{∞} design with fractional-order PD^{μ} controllers, *Automatica*, 48 (5), 974-977.

Westerlund S., 1994, Capacitor Theory, *Dielectrics and Electrical Insulation IEEE Transactions on*, 1 (5), 826–839.

Xue D., Chen Y.Q., Atherton D.P., 2007, Linear Feedback Control Analysis and Design with MATLAB, *Society for Industrial and Applied Mathematics*, Philadelphia, USA.

Yeroglu C., Tan N., July 2011, Classical controller design techniques for fractional order case, *ISA Transactions*, 50 (3), 461-472.

Yeroglu, C., Tan, N., Nov. 2011, Note on fractional-order proportional-integral-differential controller design, *Control Theory & Applications, IET*, 5 (17), 1978,1989.

Yurt Y. L., 2010, Kesirli Türevler ve Kesirli İntegral Operatörler, Yüksek Lisans Tezi, *Afyon Kocatepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Matematik Anabilim Dalı

Yücelbaş C., 2012, Elipsoid Tanıma Çemberli Bir Yapay Bağışıklık Sistemi Tasarımı Ve Sınıflama Problemlerindeki Performans Analizi, Yüksek Lisans Tezi, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*.

Zamani M., Karimi-Ghartemani M., Sadati N., Parniani M., December 2009, Design of a fractional order PID controller for an AVR using particle swarm optimization, *Control Engineering Practice*, 17 (12), 1380-1387.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	MEHMET KORKMAZ
Uyruğu	**:**	TC
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	KONYA - 19 / 08 / 1987
Telefon	**:**	+90 332 223 2252
Faks	**:**	+90 332 223 2041
e-mail	**:**	mkorkmazeem@gmail.com

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	Cemil Keleşoğlu Lisesi / Selçuklu / Konya	2004
Üniversite	:	SÜ. Elektrik-Elektronik Mühendisliği / Selçuklu / Konya	2009
Yüksek Lisans	:	SÜ. Elektrik-Elektronik Mühendisliği / Selçuklu / Konya	2013

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
2011-	Selçuk Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2010-2011	Aksaray Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2010-2010	RMA Müşavirlik-Mühendislik	Elektrik Mühendisi
2009-2010	CMS CNC Makine	Elektrik Mühendisi

UZMANLIK ALANI

Kontrol

YABANCI DİLLER

İngilizce

YAYINLAR

Aydogdu O., Korkmaz M., 2011, A Simple Approach to Design of Variable Parameter Nonlinear PID Controller, *International Conference on Advancements in Information Technology With workshop of ICBMG 2011 IPCSIT* 20 IACSIT Press, Singapore.

Korkmaz, M., Aydogdu, O., Dogan, H., 2012, Design and performance comparison of variable parameter nonlinear PID controller and genetic algorithm based PID controller, *Innovations in Intelligent Systems and Applications (INISTA), International Symposium on*, 1-5, 2-4 July 2012, Trabzon, Turkey.

Korkmaz M., Aydoğdu Ö., 2012, Kesir Dereceli bir PID Denetleyicinin Genetik Algoritma Optimizasyonlu ANFIS Modeli, *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi 2012 Ulusal Toplantısı*, 11-13 Ekim 2012, Niğde, Türkiye.

Korkmaz M., Aydoğdu Ö., 2013, Fractional Order Controller Design for Ball and Beam System, Applied Mechanics and Materials 313-314; 544-548, Trans Tech Publications, Switzerland.

Korkmaz M., Aydoğdu Ö., 2013, On the parameter design of fractional order controllers using artificial intelligence techniques, *2013 2nd International Conference on Knowledge Discovery ICKD 2013*, 19-20 May 2013 Copanhagen, Denmark.