

T. C.
İNÖNÜ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

PROTOTİP HELİKOPTER SİSTEMİNİN MATEMATİKSEL MODELİNİN DENEYSEL
BELİRLENMESİ VE DENETÇİ TASARIMI

ABDULLAH ATEŞ
BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
KONTROL VE KUMANDA SİSTEMLERİ BİLİM DALI
YÜKSEK LİSANS TEZİ

MALATYA
ARALIK 2013

Tezin Başlığı: Prototip Helikopter Sisteminin Matematiksel Modelinin Deneysel Belirlenmesi ve Denetçi Tasarımı

Tezi Hazırlayan: Abdullah ATEŞ

Sınav Tarihi: 20.12.2013

Yukarıda adı geçen tez jürimizce değerlendirilerek Bilgisayar Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Sınav Jürisi:

Prof. Dr. Nusret TAN (Jüri Başkanı)

Yrd. Doç. Dr. Celaleddin YEROĞLU (Danışman)

Doç. Dr. Ali Karcı

İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitü Onayı

Prof. Dr. Mehmet ALPASLAN

Enstitü Müdürü

ONUR SÖZÜ

Yüksek lisans tezi olarak sunduğum “Prototip Helikopter Sisteminin Matematiksel Modelinin Deneysel Belirlenmesi ve Denetçi Tasarımı” başlıklı bu çalışmanın bilimsel ahlak ve geleneklere aykırı düşecek bir yardıma başvurmaksızın tarafımdan yazıldığına ve yararlandığım bütün kaynakların, hem metin içinde hem de kaynakçada yöntemine uygun biçimde gösterilenlerden oluştuğunu belirtir, bunu onurumla doğrularım.

Abdullah ATEŞ

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

PROTOTİP HELİKOPTER SİSTEMİNİN MATEMATİKSEL MODELİNİN DENEYSEL BELİRLENMESİ VE DENETÇİ TASARIMI

Abdullah ATEŞ

İnönü Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Bilgisayar-Mühendisliği Anabilim Dalı

62+viii sayfa

2013

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Celaleddin YEROĞLU

Fiziksel sistemlerin analizi ve tasarımı için bu sistemlerin matematiksel modellerinin bilinmesi gerekir. Birçok uygulamada matematiksel modellere göre analiz ve tasarım yapılır daha sonra bu tasarımlar gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılır. Ancak gerçek zamanlı çalışan sistemlerin matematiksel modeli her zaman tam olarak elde edilemeyebilir. Bu nedenle gerçek zamanlı sistemlerin matematiksel modellerinin deneysel belirlenmesi önemlidir.

Bu tez çalışmasında prototip helikopter modeli olan çift motorlu çok girişli çok çıkışlı sistem TRMS (Twin Rotor MIMO- Multi Input Multi Output- Systems)'nin dikey ve yatay hareketlerinin matematiksel modeli deneysel olarak MATLAB model belirleme aracı (Model Identification Toolbox) yardımıyla elde edilmiştir. Tezin sonraki bölümlerinde TRMS'nin deneysel elde edilen matematiksel modeli kullanılarak TRMS sistemi için üç farklı denetçi tasarım yöntemi önerilmiştir. **i.** TRMS'nin dikey ve yatay seviye hareketlerinin matematiksel modelleri kullanılarak Bode'nin ideal kontrol döngüsünü referans alan kesir dereceli denetçi tasarımı önerilmiştir. Bu yöntemle elde edilen denetçinin hem gerçek zamanlı uygulamalar da hem de simülasyonda referans sinyali iyi takip ettiği gözlenmiştir. Böylece elde edilen matematiksel modellerin tutarlılığı gösterilmiştir. **ii.** Bu sistemlere adaptif denetçiler tasarlamak amacıyla Yapay Sinir Ağları (YSA) yapısı kullanılmıştır. Bu çalışma için MATLAB ortamında özgün bir öğrenme verisi oluşturma kodu yazılmış ve YSA bu verileri kullanarak öğrenmeyi sağlamıştır. Elde edilen denetçinin iyi cevap verdiği gözlenmiştir. **iii.** TRMS sisteminin yatay ve dikey hareketi için Bode'nin ideal kontrol döngüsü referans alınarak kesir dereceli denetçiler, parametre vektör optimizasyonu yöntemiyle tasarlanmıştır. Optimizasyon süresince kesir dereceli denetçinin katsayıları olan $k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu$ ve Bode'nin ideal kontrol döngüsünün katsayıları olan ω_c, γ yani toplam 7 parametrenin optimizasyonu yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında, TRMS sistemi için önerilen kesir dereceli denetçi ve sistemlerin tez içerisinde daha iyi anlaşılmasını sağlamak amacıyla, kesir dereceli bir sistemin matematiksel modelinin fiziksel yorumu sunulmuştur.

ANAHTAR KELİMELER: Model belirleme, Kesir dereceli matematik, TRMS, Kesir dereceli denetçi tasarımı, Optimizasyon, Fiziksel yorum

ABSTRACT

Master Thesis

EXPERIMENTAL DETERMINATION OF MATHEMATICAL MODEL OF PROTOTYPE HELICOPTER SYSTEM AND CONTROLLER DESIGN

Abdullah ATEŞ

İnönü University
Graduate School of Nature and Applied Sciences
Department of Computer Engineering

62+viii sayfa

2013

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Celaleddin YEROĞLU

Mathematical models of physical systems should be known to analyze and design of such systems. In many studies analysis and design are realized according to mathematical model, and then these designs are used in real time applications. However mathematical model of the real time running systems cannot be obtained exactly every time. For this reasons experimental determination of the real time systems' mathematical model are important.

In this thesis, mathematical model of vertical and horizontal movement of a prototype helicopter, which is called Twin Rotor MIMO -Multi Input Multi Output- System (TRMS), are obtained via MATLAB Model Identification Toolbox experimentally. Subsequent sections of the thesis include three controller design methods for TRMS using experimentally obtained mathematical model. **i.** Fractional order controller design method based on Bode's ideal control loop is proposed using the mathematical models of vertical and horizontal movements of TRMS. It is observed that the controller obtained by this method follows the reference signal both in real time application and simulation. Thus, consistency of the mathematical models is shown. **ii.** In order to design adaptive controller for the systems neural network (NN) structure is used. A MATLAB code is written to generate a training data for this study and the NN is trained by using these data. It is observed that the proposed NN has satisfactory response. **iii.** A fractional order controller is designed by using parameter vector optimization method for vertical and horizontal movements of the TRMS referring to Bode's ideal control loop. During the optimization the coefficient of fractional order controller $k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu$ and Bode's ideal control loop coefficients ω_c, γ , a totally seven parameters, are optimized.

In this thesis, a physical interpretation of mathematical expressions of a fractional order system is proposed to contribute the understanding of fractional order controllers and systems proposed for TRMS.

KEYWORDS: Model identification, Fractional order mathematics, TRMS, Fractional order controller design, Optimization, Physical interpretation

TEŞEKKÜR

Bu tez alıőmasının her aşamasında yardım, öneri, bilgi, tecrübe ve desteklerini esirgemenen beni her konuda yönlendiren danışman hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Celaleddin YEROĞLU'na; çalıőmalarımnda destekleri olan Sayın Barıő Baykant ALAGÖZ'e Sayın Bilal ŞENOL'a; ayrıca tüm hayatım boyunca olduğu gibi bu çalıőmalarım süresince de benden her türlü desteklerini esirgemeyen değerli AİLEM'e

teşekkür ederim.

TEŞEKKÜR

Tezin uygulama aşamasında, 2012/199 numaralı projesi kapsamında, vermiş oldukları maddi ve manevi destekten dolayı, İnönü Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimine

teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	viii
1.GİRİŞ	1
2.KURAMSALTEMELLER	4
2.1. Kesir Dereceli Matematiğin Tarihsel Gelişimi	4
2.2. Kesir Dereceli Matematiğin Temelleri	4
2.2.1. Gamma Fonksiyonu	5
2.2.2. Grünwald-Letkinov (GL) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması	6
2.2.3 .Rieman-Liouville (RL) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması	7
2.2.4. Caputo (C) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması	8
2.2.5. Kesir Dereceli İntegro-Diferansiyel İfadelerin Kontrol Sistemlerinde Kullanımı	9
2.3. Kesir Dereceli Sitemlerin Fiziksel Anlamı İçin Yeni Bir Yaklaşım.....	10
2.3.1.Temel Kesir Dereceli Türev İfadelerinin Sabit Katsayılı Polinom Ailesi için Modellenmesi ve Uygulanması.....	11
2.3.2. Kesir Dereceli Türev Modelinin Bulanık Tabandaki Yorumu.....	13
2.3.3. Numerik Uygulama	15
3. MATERYAL VE YÖNTEM	19
3.1. Materyal	19
3.1.1. MATLAB ile TRMS'nin Matematiksel Modellenmesi ve Tasarımı	20
3.2. Yöntem.....	20
4. SİSTEMLERİN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ	21
4.1. TRMS' nin Matematiksel Modelinin Belirlenmesi.....	21
5. REFERANS MODEL TABANLI $PI^\lambda D^\mu$ TASARIMI	26
5.1. Bode'nin İdeal Kontrol Döngüsü	26
5.2. Denetçi Parametrelerinin Belirlenmesi	27
5.3. $PI^\lambda D^\mu$ Denetçinin TRMS Üzerinde Gerçek Zamanlı Uygulanması	29
5.4. TRMS'nin Dikey Seviye Hareketi	29
5.5. TRMS'nin Yatay Seviye Hareketi	32

6. GERÇEK TABANLI TRMS İÇİN GELİŞTİRİLEN YSA ALGORTIMASI	36
6.1. Eğitim Verilerinin Türetilmesi	38
6.2. Kullanılan YSA modeli	40
6.3. Uygulama Sonuçları	41
7. KESİR DERECELİ PID DENETÇİ TASARIMI İÇİN REFERANS MODEL TABANLI OPTİMİZASYON YÖNTEMİ	46
7.1. Stokastik Parametre Vektörü Optimizasyonu	47
7.2. Optimizasyon Sonuçları ve Tartışma	50
8. SONUÇLAR	56
9. KAYNAKLAR.....	57

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Kesir dereceli ($PI^\lambda D^\mu$) denetçi.....	9
Şekil 2.2. Kesir dereceli sistemin model eşitlikleri (b) Kesir dereceli sistemin bulanık mantık model eşitlikleri	14
Şekil 2.3. (a) Bulanık konum modeli	16
Şekil 2.3. (b) Bulanık hız modeli	16
Şekil 2.3. (c) Bulanık ivme modeli	16
Şekil 2.4. $a_i = 1$ ve $t = 10$ için bulanık P_α , V_α ve A_α model eşitlikleri.....	16
Şekil 2.5. 2. dereceden polinomun türevlerinin bulanık konum, hız ve ivme grafikleriyle karşılaştırılması. (a) için $a_2 = 1, a_1 = 1$, (b) için $a_0 = 1, a_2 = 1, a_1 = 0, a_0 = 1, a_2 = 0$, (c) için $a_1 = 1, a_0 = 1, a_2 = 4$, (d) için $a_1 = 1, a_0 = 0$	17
Şekil 4.1. TRMS (Twin Rotor MIMO System)	22
Şekil 5.1. Optimizasyon şeması	28
Şekil 5.2. Dikey ve yatay seviye hareketlerinin optimizasyon çıktısı.....	28
Şekil 5.3. Dikey seviye hareketinin gerçek zamanlı modeli	30
Şekil 5.4. PID ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin dikey seviye hareketi için gerçek zamanlı birim basamak tepkisi.....	31
Şekil 5.5. PID ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin dikey seviye hareketi için birim basamak tepkisi simulasyon sonuçları.....	31
Şekil 5.6. Yatay seviye hareketinin gerçek zamanlı modeli.....	32
Şekil 5.7. $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin referans sinüsoidal sinyale göre sistem çıkışı	33
Şekil 5.8. Yatay seviye hareketini ilişkin sistem kontrol sinyali	33
Şekil 5.9. PID denetçinin referans sinüsoidal sinyale göre sistemin gerçek zamanlı çıkışı.....	34
Şekil 5.10. PID denetçi sisteminin kontrol sinyali	34
Şekil 6.1. TRMS'nin dikey seviye hareketi modeline kesir dereceli denetçi için oluşturulan kontrol sistemi	38
Şekil 6.2. YSA mimarisi	40
Şekil 6.3. Sistemin öğrenme şeması.....	42
Şekil 6.4. YSA performans grafiği.....	43
Şekil 6.5. [73]'de bulunan sistemin maliyet hatası (J) çıkışı	44
Şekil 6.6. Sistemin regression grafiği.....	44
Şekil 6.7. Gradient ve geçerlilik (validation) grafiği	45

Şekil 6.8. YSA ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçi birim basamak tepkisi.....	45
Şekil 7.1. Sistemin genel mimarisi.....	46
Şekil 7.2. Optimizasyon Süreci, kenetlenme ve sürüklenme durumları	50
Şekil 7.3. (a)Ana rotor için, Ortalama hata fonksiyonun iterasyon adımlarına göre değişimi. 52	
Şekil 7.3. (b)Ana rotor için, Katsayıların değişimi	52
Şekil 7.3. (c)Ana rotor için, Referans sistem ve $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının birim basamak cevapları.....	53
Şekil 7.4. (a)Kuyruk rotor için, Ortalama hata fonksiyonun iterasyon adımlarına göre değişimi.(1. Bölge kenetlenme süreci, 2. Bölge sürüklenme süreci, $E_K = 3.10^{-4}$ alınmıştır.).....	53
Şekil 7.4. (b) Kuyruk rotor için, Katsayıların değişimi.....	54
Şekil 7.4. (c) Kuyruk rotor için, Referans sistem ve $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısı birim basamak cevapları.....	54

SİMGELER VE KISALTMALAR

PID.....	Oransal-İntegral-Türev (Proportional-Integral-Derivative) Kontrol
$PI^\lambda D^\mu$	Kesir Dereceli PID Denetçi
TRMS.....	Twin Rotor MIMO System
YSA.....	Yapay Sinir Ağı
K_p	Oransal Sabit
K_i	İntegral Sabit
K_d	Türev Sabit
λ	İntegral Sabitinin Derecesi
μ	Türev Sabitinin Derecesi
CFE.....	Continued Fractional Expansions (Sürekli Kesirli Açılım)
CRONE.....	Comande Robuste D'ordre Entire (Tam Sayı Dereceli Dayanıklı Kontrol)

1. GİRİŞ

Bu tez çalışmasında model belirleme yöntemi ile sistemlerin matematiksel modelleri deneysel elde edilmiştir. Bu modeller kullanılarak sistem için çeşitli yöntemlerle kesir dereceli denetçi tasarlanmış ve gerçek zamanlı sistem üzerinde sonuçlar detaylarıyla irdelenmiştir. Uygulamalar için Feedback firmasının üretmiş olduğu prototip helikopter olan çift motorlu çok girişli çok çıkışlı (TRMS) sistem kullanılmıştır.

Kesir dereceli türev ve integral yapısı çok uzun yıllardan beri kullanılmaktadır. Fakat son yıllarda kesir dereceli matematiğin sistemlerde kullanımında büyük artış gözlenmiştir. Özellikle sistem tasarımında integro-diferansiyel ifadelerin yerine kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin kullanımı son yıllardaki önemli çalışma alanlarından biridir.

Bu ilgiyle birlikte kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin çözümü, analizi ve yorumlanması önem kazanmaktadır. Tam sayı dereceli türev ve integralin sistemler üzerinde fiziksel olarak ne anlama geldiği bilinmektedir. Fakat kesir dereceli ifadelerin sistemler üzerindeki fiziksel yorumu tam olarak izah edilememektedir. Bu tez çalışmasında öncelikle kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin fiziksel anlamı konusuna bir yaklaşım sunulmuştur. Daha sonra literatürde geniş yer bulan sistemlerin matematiksel olarak modellenmesi konusu irdelenmiş ve çok girişli çok çıkışlı helikopter prototip sisteminin matematiksel modelleri çeşitli yöntemlerle elde edilmiştir. Elde edilen matematiksel modeller doğrultusunda sisteme kesir dereceli denetçiler çeşitli metotlarla tasarlanmış ve tam sayı dereceli denetçilere karşın üstünlükleri irdelenmiştir. Yapılan tasarımlarla matematiksel modele göre elde edilen denetçiler gerçek zamanlı sistemler üzerinde denenmiş, matematiksel modellerin ve tasarlanan denetçilerin tutarlılığı örneklerle gösterilmiştir.

Kesir dereceli matematiğin kontrol sistemlerindeki kullanımı ilk olarak Tustin tarafında önerilmiştir [1,2]. Tustin bu çalışmasında büyük objelerin pozisyon kontrolü fikrini sunmuştur. Ardından kesir dereceli matematiğin mekanik sistemlerde kullanımı fikri sunulmuştur [2,3-6]. Bu gelişmelerle birlikte kesir dereceli matematik fikri elektrik devrelerinde fraktans adı verilen direnç ile kapasite arasında özellikler gösteren bir devre elemanı olarak Le M'ehaut ve Crepy tarafından önerilmiştir [2,7]. Daha sonra birçok bilim adamı fraktans gibi

devre elemanları önermişlerdir [8,9]. Son yıllarda yapılan çalışmalarda kesir dereceli matematik sistem tasarımında ve kontrol uygulamalarında kullanılmıştır [10-16]. Caputo [17], Nonnenmacher ve Glöcke [18], Friederich [19] ve Westerlund [20] çalışmalarında kesir dereceli sistem yaklaşımının tam sayı dereceli yaklaşıma göre üstünlüklerini irdelemişlerdir [2].

Son dönemlerde kesir dereceli denetçi yapısının kullanımı birçok çalışmada ele alınmıştır [12,21-24]. Kesir dereceli denetçi tasarımı [25], zaman gecikmeli sistemlerde kullanımı [26], kesir dereceli sistemlerin frekans bölgesindeki analizi [27], ile ilgili yeni çalışmalar yapılmış ve bu denetçinin uygulamalarına geniş yer verilmiştir [28-31].

Bu konuda şimdiye kadar yapılmış olan çalışmalar şöyle özetlenebilir:

Yapılan literatür taramasında sistemlerin matematiksel modellenmesi ve bu modeller kullanılarak denetçi tasarımı fikri birçok araştırmacı tarafından çalışılmaktadır [32-36]. Yeroğlu ve Tan (2011), prototip çift motorlu helikopter modeli üzerinde kesir dereceli denetçi uygulaması sunmuşlardır [35]. Toha ve Tokhi (2009), genetik algoritma ile TRMS'nin parametrik olarak modellenmesi çalışmasını sunmuşlardır [37]. Mohamed ve arkadaşları (2012), TRMS'nin yapay sinir ağları ve bulanık mantık kullanılarak modellenmesi çalışmasını [38]'de sunmuşlardır. Subudhi ve Jena (2011), TRMS'nin evrimsel gelişim algoritmasıyla doğrusal olmayan sistem modellemesini [39]'da göstermişlerdir.

Bu konuda yapılabilecek çalışmalar:

- Sistemin matematiksel modellenmesi yapılırken farklı doğrusal parametrik model yapıları kullanılabilir.
- Sistemin modellenmesi için yeni MATLAB programları yazılabilir.
- Mevcut optimizasyon algoritmaları ile denetçi tasarımı yapılabilir.
- Sistem dinamiklerine uygun özgün optimizasyon algoritmaları oluşturulabilir.

Bu tezde yapılan çalışmalar:

Bu tez çalışmasında kesir dereceli matematiğin kuramsal temellerine katkı yapmak amacıyla kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin fiziksel yorumu üzerine bir öneri sunulmuştur. Sistemlerin matematiksel modellenmesinin MATLAB “Model Identification Toolbox” kullanılarak nasıl yapılacağı detaylarıyla irdelenmiştir. Bu tezde uygulama platformu olarak kullanılan çift motorlu çok girişli çok çıkışlı prototip helikopterin matematiksel modeli elde edilmiştir. Elde edilen matematiksel modeller doğrultusunda referans model yardımıyla ve literatürdeki bazı yöntemler ışığında sisteme kesir dereceli ve tam sayı dereceli denetçi tasarım yöntemlerinin gerçek zamanlı uygulamalardaki üstünlükleri tartışılmıştır. Matematiksel modele göre tasarlanan denetçilerin gerçek zamanlı sistem üzerindeki performansı ve sonuçların doğruluğu gösterilerek yapılan modellemenin tutarlılığı irdelenmiştir.

Bu tez çalışmasında Bölüm 2 de kuramsal temeller hakkında bilgi verilmiş ve kesir dereceli sistemlerin fiziksel yorumu ile ilgili bir öneri sunulmuştur. Bölüm 3’de yapılan çalışmanın materyal ve yöntemi sunulmuştur. Bölüm 4’de sistemlerin matematiksel modelleri elde edilmiştir. Bölüm 5’de elde edilen matematiksel modeller kullanılarak sistem için referans modele göre kesir dereceli denetçi tasarlanmıştır. Bölüm 6’da sisteme YSA (Yapay Sinir Ağları) yapısı kullanılarak kesir dereceli denetçi tasarlanmıştır. Bölüm 7’de sisteme referans model parametrelerini ve kesir dereceli sistem katsayılarını türeten bir algoritma yardımıyla denetçi tasarlanmıştır. Bölüm 8’de ise sonuçlar kısaca açıklanmıştır.

2. KURAMSAL TEMELLER

2.1 Kesir Dereceli Matematiğin Tarihsel Gelişimi

Uygun bir $f(x)$ fonksiyonun n . dereceden türev ve integralinin alınabilmesi için $f(x)$ fonksiyonun $D^n f(x) = \frac{d^n f(x)}{dx^n}$ operatörü ile işleme konulması gerekmektedir. n 'in pozitif ve negatif tam sayı değerleri için sistemin türev ve integrali alınabilmektedir. Fakat " n " sayısının tam sayı olmaması yani rasyonel bir sayı olması durumunda işlem kesir dereceli hale gelmektedir. Kesirli matematik fikri ilk olarak 1695 yılında L'Hopital, n değerinin tam sayı olmadığı durumlarda bu yapının nasıl yorumlanacağı fikrinden Leibniz'e bahsetmesiyle gündeme gelmiştir. Tabii o günün şartlarında bu problem bir paradoks olarak görülmesine karşın günümüzde hesaplama yöntemlerindeki ve bilgisayar teknolojisindeki gelişmelerle sistemlerde kullanılabilir hale gelmiştir. Bu konu Euler ve Lagrange gibi matematikçilerinde daha önceden dikkatlerini çekmiştir. Fakat bu konudaki sistematik çalışmalar Liouville (1832), Holmgren (1864) ve Riemann (1953) tarafından yapılmıştır. Günümüzdeki çalışmaların çoğu bu çalışmaları temel almaktadır [36-43].

2.2. Kesir Dereceli Matematiğin Temelleri

Kesir dereceli matematik temel tam sayı dereceli türev operatörü $\frac{d}{dt} = D$ 'in genelleştirilmiş halidir. Eşitlik 2.1'de kesir dereceli integro-diferansiyel operatörün genel hali verilmektedir [36, 40].

$${}_a D_t^\alpha = \left\{ \begin{array}{ll} \frac{d^\alpha}{dt^\alpha}, & \alpha > 0 \\ 1, & \alpha = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^\alpha, & \alpha < 0 \end{array} \right\} \quad (2.1)$$

Sistemin türev veya integral operatörü olarak kullanılması α 'nın alacağı değere göre değişmektedir. $\alpha < 0$, için sistemin integrali alınırken $\alpha > 0$, olması durumunda ise sistemin türevi alınmaktadır.

Kesir dereceli sistemlerin matematiksel olarak çözümünde yaygın olarak üç yaklaşım yöntemi kullanılmaktadır.

- Grünwald-Letkinov (GL) tanımlaması.
- Rieman-Liouville (RL) tanımlaması.
- Caputo tanımlaması.

Bu tanımlar temelde benzer olmakla birlikte farklı sistemlerde farklı sonuçlar türetebilmektedir. Bundan dolayı sistemler çözümlenirken hangi tanımın ilgili sistem için uygun olacağı iyi irdelenmelidir. Çünkü bu tanımlar birer yaklaşım olduğundan matematiksel çözümlere yapmak için bazı ihmaller yapılmaktadır. Bundan dolayı problemin analizi iyi yapılarak uygun tanım seçimi yapılmalıdır. Bu tanımlar için öncelikle tanımlarda kullanılan ortak bir fonksiyon olan gamma (Γ) fonksiyonunun tanımlanması gerekmektedir [41- 43].

2.2.1. Gamma Fonksiyonu

Gamma fonksiyonu, kesir dereceli sistemlerde rasyonel bir sayının faktöriyelini almak için kullanılmaktadır [36-44]. Bu fonksiyon $0 < x < \infty$ şartları için Eşitlik 2.2'de verilen Euler integrali kullanılarak tanımlanmaktadır.

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} t^{x-1} e^{-t} dt \quad (2.2)$$

Bu ifade $(x-1) \in R$ olması durumunda $t > 0$ için t^{x-1} ifadesinin doğal logaritması $e^{(x-1)\ln t}$ şeklinde tanımlanmaktadır. Bu tanımlama yardımıyla ilgili integral kolayca çözümlenebilmektedir. Aslında

$$f(t) = t^{x-1} e^{-t} \quad (2.3)$$

fonksiyonu $t = 0$ 'da tanımsızdır. Ayrıca $t > 0$ iken $f(t) > 0$ 'dır ve $e^{-t} < 1$ olmaktadır. Gamma fonksiyonu alınırken öncelikle sonsuz uzunluktaki bir aralık üzerinden integral alınmaktadır ve $0 < x < 1$ iken $f(t)$ fonksiyonu t sıfıra sağdan yaklaşırken sınırsız artmaktadır. Yani,

$$\lim_{t \rightarrow 0^+} t^{x-1} e^{-t} = +\infty \quad (2.4)$$

Gamma fonksiyonunu tanımlayan integrali incelediğimizde f fonksiyonun grafiği altında kalan alan olarak tanımlanabilmektedir.

İntegral aşağıdaki şekilde çözümlenebilmektedir. ε ve M pozitif tamsayılar olmak üzere;

$$\begin{aligned} \Gamma(x) &= \lim_{\varepsilon \rightarrow 0^+} \int_{\varepsilon}^1 t^{x-1} e^{-t} dt + \lim_{M \rightarrow \infty} \int_1^M t^{x-1} e^{-t} dt \\ &= \lim_{\varepsilon \rightarrow 0^+} I_{\varepsilon} + \lim_{M \rightarrow \infty} J_M \end{aligned} \quad (2.5)$$

Burada Gamma Fonksiyonu faktöriyel fonksiyonun kesir dereceli sistemler için türetilmiş formudur şeklinde bir tanımlama yapılabilir.

2.2.2. Grünwald-Letkinov (GL) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması

Grünwald-Letkinov kesir dereceli türev ve integraller için bir yaklaşım vermişlerdir [36-45]. $y = f(t)$ olmak üzere $f(t)$ fonksiyonun 1. Dereceden türevi Eşitlik 2.6'daki gibi hesaplanmaktadır.

$$f'(t) = \frac{df}{dt} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t) - f(t-h)}{h} \quad (2.6)$$

2. dereceden türevi Eşitlik 2.7'deki gibi verilebilmektedir.

$$f''(t) = \frac{d^2 f}{d^2 t^2} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t) - 2f(t-h) + f(t-2h)}{h^2} \quad (2.7)$$

3.dereceden türevi şöyle verilebilir.

$$f'''(t) = \frac{d^3 f}{dt^3} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{f(t) - 3f(t-h) + 3f(t-2h) - f(t-3h)}{h^3} \quad (2.8)$$

Türetilen bu eşitlikler kullanılarak Grünwald-Letkinov (GL) kesir dereceli türev ve integral yaklaşımının genel formu şöyle oluşturulabilir.

$${}_{\alpha} D_t^p f(t) = \lim_{\substack{h \rightarrow 0 \\ rh \rightarrow t - \alpha}} h^{-p} \sum_{r=0}^n (-1)^r C(p, r) f(t - rh) \quad (2.9)$$

Eşitlikte $p = m$ olması durumunda m . mertebeden türevi $p = -m$ olması durumunda ise m . dereceden integrali karakterize etmektedir. Denklemde α ve t sistemin limit değerlerini göstermektedir. Eşitlikteki $C(p, r) = \frac{p!}{r!(p-r)!}$

(kombinasyon) ile ifade edilmektedir.

2.2.3. Rieman-Liouville (RL) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması

Rieman-Liouville (RL) kesir dereceli türev tanımı Grünwald-Letkinov kesir dereceli türev tanımıyla benzerlikler taşımaktadır [36-45]. Grünwald-Letkinov kesir dereceli türev tanımının geri yönde farkının limitinin alınmasıyla oluşturulmaktadır. Rieman-Liouville kesir dereceli türev ve integral tanımlaması n . dereceden integral ile ifade edilmektedir.

$$\int_{\alpha}^t \int_{\alpha}^{t_n} \int_{\alpha}^{t_{n-1}} \cdots \int_{\alpha}^{t_3} \int_{\alpha}^{t_2} f(t_1) dt_1 dt_2 \cdots dt_{n-1} dt_n = \frac{1}{\Gamma(n)} \int_{\alpha}^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{1-n}} d\tau \quad (2.10)$$

$n \in \mathbb{N}, n > 0$.

$f(t)$ fonksiyonunun α . dereceden kesir dereceli integrali Eşitlik 2.10 kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$${}_a I_t^\alpha f(t) \equiv {}_a D_t^{-\alpha} = \frac{1}{\Gamma(-\alpha)} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha+1}} d\tau \quad \alpha, a \in \mathbb{R}, \alpha < 0. \quad (2.11)$$

Eşitlik 2.11 kullanılarak α . dereceden sistemin kesir dereceli türev eşitliği şöyle hesaplanmaktadır.

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \frac{d^n}{dt^n} \int_a^t \frac{f(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau \quad (2.12)$$

$$n-1 < \alpha < n$$

α ve t operatörün sınırlarıdır.

2.2.4. Caputo (C) Kesir Dereceli Türev ve İntegral Tanımlaması

Caputo'nun kesir dereceli türev tanımı Eşitlik 2.13'de sunulmuştur [36-45].

$${}_a D_t^\alpha f(t) = \frac{1}{\Gamma(n-\alpha)} \int_a^t \frac{f^{(n)}(\tau)}{(t-\tau)^{\alpha-n+1}} d\tau, n-1 < \alpha < n. \quad (2.13)$$

Homojen başlangıç şartları altında Riemann-Liouville $({}_a^{RL} D_t^\alpha f(t))$ ve Caputonun $({}_a^C D_t^\alpha f(t))$ tanımları eşittir. Bu tanımlar arasındaki ilişki Eşitlik 2.14'de gösterilmektedir [36-45].

$${}^{RL}{}_a D_t^\alpha = {}^C{}_a D_t^\alpha + \sum_{k=0}^{n-1} \frac{(t-a)^{k-\alpha}}{\Gamma(k-\alpha+1)} f^{(k)}(a) \quad (2.14)$$

$$f^{(k)}(a) = 0 \text{ için } (k = 0, 1, \dots, n-1)$$

Bu şekilde Caputo tanımının tam sayı dereceli türev ve integral tanımlarıyla benzerlikler taşıdığı görülmektedir.

2.2.5. Kesir Dereceli İntegro-Diferansiyel İfadelerin Kontrol Sistemlerinde Kullanımı

İntegro diferansiyel eşitliklerle ifade edilen bir sistem kesir dereceli türev formu kullanılarak Eşitlik 2.15'deki gibi bir ifade elde edilebilir [2,36-44].

$$\begin{aligned} a_n D^{\alpha_n} y(t) + a_{n-1} D^{\alpha_{n-1}} y(t) + \dots + a_0 D^{\alpha_0} y(t) \\ = b_m D^{\beta_m} u(t) + b_{m-1} D^{\beta_{m-1}} u(t) + \dots + b_0 D^{\beta_0} u(t) \end{aligned} \quad (2.15)$$

Sunulan yapı önceki bölümlerde gösterilmiş olan yaklaşımlarla rahatlıkla çözümlenebilmektedir.

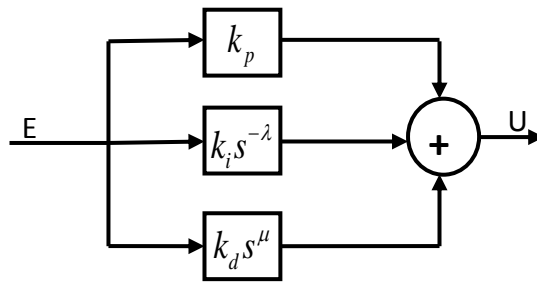
Bilindiği gibi tam sayı dereceli PID denetçi ilk olarak Minorsky (1922) ve Calendar (1936) tarafından önerilmiştir [46,47]. Bu öneriden sonra PID denetçi akademik ve endüstriyel alanlarda yoğunlukla kullanılmaktadır [48-50]. Fakat son yıllarda PID denetçinin kontrol etkisini genişleten kesir dereceli PID denetçi fikri önerilmiştir.

Kesir dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) tam sayı dereceli PID'nin kesir dereceli integro diferansiyel ifadelerle düzenlenmiş halidir. Bu sistemlerle ilgili çok sayıda çalışma bulunmaktadır [11,12,25]. Bu referanslarda kesir dereceli denetçinin genelleştirilmiş hali aşağıdaki gibi verilmektedir [2].

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d s^\mu \quad (2.16)$$

Denklemdaki λ reel dereceli integrali, μ ise reel dereceli türevi ifade etmektedir.

Şekil 2.1'de kesir dereceli denetçinin genel formu verilmektedir [2].



Şekil 2.1. Kesir dereceli ($PI^\lambda D^\mu$) denetçi

Kesir dereceli sistemlerin zaman tabanındaki analizini tam sayı dereceli sistemlerdeki gibi yapmak son derece zordur. Bunun için hesaplanmak istenen kesir dereceli türev veya integralin tam sayı dereceli sistemlerdeki karşılığı CFE (Continued Fractional Expansion) gibi yöntemlerle hesaplanarak çözülmektedir.

2.3. Kesir Dereceli Sistemlerin Fiziksel Yorumu İçin Yeni Bir Yaklaşım

Tam sayı dereceli sistemlerin fiziksel yorumu kolaylıkla yapılabilir. Örneğin yol fonksiyonunun 1. Dereceden türevi alınarak hız vektörü, hız vektörünün 1. Dereceden türevi alındığında ivme vektörü elde edilir. Fakat kesir dereceli sistemlerin türevleri matematiksel olarak çözülebilmesine karşın fiziksel olarak ne anlama geleceği henüz tam anlamıyla ifade edilememektedir. Örneğin yol fonksiyonunun 0.7 dereceden türevinin yorumu veya hız vektörünün 0.8 dereceden yorumu nasıl yapılabilir. Bu bölümde vektörlerin kesir dereceli türev ve integrallerinin fiziksel olarak yorumlanması için özgün bir yöntem önerilecektir.

Literatürde kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin fiziksel yorumunu irdeleyen birçok çalışma bulunmaktadır. Machado kesir dereceli diferansiyel ifadelerin fiziksel yorumunu Grünwald- Letkinov tanımından faydalanarak vermektedir [50]. Podlubny kesir dereceli sistemlerin fiziksel yorumunu non-lineer zaman skalasında deformasyon parametresi α ile açıklamaktadır [54]. Moshrefi- Torbati ve arkadaşları Riemann- Liouville'nin kesir dereceli sistemlerin çözüm ifadesinin kernel fonksiyonu ile konvolosyonunu sunmuşlardır [55]. Molz ve arkadaşları kesir dereceli sistemleri Levy difüzyon işlemcisi üzerinden tipik süperpozisyon integralleri kullanarak tanımlamıştır [56]. Giannantoni çalışmasında kesir dereceli diferansiyel ifadelerin fiziksel olarak yorumlama problemini özel bir fonksiyon ile çözümlenmiştir [57].

Bu bölümde ise kesir dereceli sistemlerin fiziksel yorumu basit bir konum denklemi üzerinden açıklanacaktır. Önce sistemin hız denklemi daha sonra ivme denklemi oluşturularak bulanık mantık yaklaşımı yardımıyla faydalanarak yorumlanmıştır. Sistemlerin kesir dereceli tabanda bulanık mantıkta olduğu gibi bir davranış sergilediği deneylerle tespit edilmiş ve bu yapılar kullanılarak yorumlanabileceği gösterilmiştir.

Kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin matematiksel olarak çözümü için birçok yöntem önceki bölümlerde sunulmuştu. Bu bölümde kesir dereceli sistemin fiziksel yorumu için önceki bölümlerde verilen matematiksel ifadeler kullanılarak ve bazı denklemler türetilmiş, kesir dereceli sistemin fiziksel yorumu bu denklemler üzerinden oluşturulmuştur. Kesir dereceli matematikle ilgili yaklaşımlar ve sistemin matematiksel çözümü giriş kısmında verilmektedir. Kesir dereceli türev operatörü D^α 'nın $\alpha > 0$ durumu için sistem incelenmiştir. Aşağıdaki sabit katsayılı polinom ailesinin genel bir formunu ele alalım.

$$f_n(t) = \sum_{i=0}^n a_i t^i \quad (2.17)$$

Denklemden a_i polinomların sabit katsayısı ve n ise polinomun derecesidir. Polinom şeklindeki denklemlerin kesir dereceli türevleri aşağıdaki formül ile hesaplanabilir [2,36-45].

$$D^\alpha f_n = \sum_{i=0}^n a_i \frac{\Gamma(i+1)}{\Gamma(i-\alpha+1)} t^{i-\alpha} \quad (2.18)$$

Denklemden $\Gamma(\cdot)$ gama fonksiyonudur.

2.3.1. Temel Kesir Dereceli Türev İfadelerinin Sabit Katsayılı Polinom Ailesi için Modellenmesi ve Uygulanması

f bu fonksiyonun kesir dereceli integro-diferansiyel formu $\psi^\alpha = D^\alpha f$, $\alpha \geq 0$ ve $\alpha \in R$ şeklinde verilebilir. Sistemin tam sayı dereceli türev formu ise $\psi^m = D^m f$, $m \geq 0$ ve $m \in Z$ olarak gösterilmektedir. İki yapıdan da anlaşıldığı gibi f fonksiyonunun $m \in \alpha$ şartı ile kesir dereceli türev ifadesi tam sayı dereceli türev ifadesindeki denklem formu gibi gösterilebilmektedir.

f fonksiyonunu ψ^u ve ψ^w için kesir dereceli türevlerinin farkı aşağıdaki gibi hesaplanabilmektedir.

$$E_w^u = \frac{1}{t} \int_0^t |\psi^u - \psi^w| dt, \quad (2.19)$$

E_w^u $u, w \in \alpha$ için, bu yapı ile ψ^u ve ψ^w kesir dereceli türevleri arasındaki fark bir t zamanı boyunca gösterilmektedir. Sistemin $t \rightarrow \infty$ 'a gitmesi durumunda sistem derecesi u, w arasındaki farkın mutlak değer mesafesi elde edilmektedir.

Sabit katsayılı polinom ailesinin t zaman tabanındaki formu $f_n(t)$ şeklindedir.

Bu fonksiyonun kesir dereceli ψ^u ve ψ^w fark denklemi ile modifiye edilmiş hali aşağıda sunulmaktadır.

$$E_w^u = \frac{1}{t} \int_0^t \left| \left(\frac{t^w - t^u}{t^{wu}} \right) \sum_{i=0}^n a_i \frac{\Gamma(i+1)}{\Gamma(i-\alpha+1)} t^i \right| dt. \quad (2.20)$$

Eşitlik 2.19'un Eşitlik 2.20'ye göre yeniden yapılandırılmasıyla Eşitlik 2.21 elde edilmektedir.

$$E_w^u = \frac{1}{t} \int_0^t \left| \left(\frac{t^w - t^u}{t^{wu}} \right) \psi^0 \right| dt = \frac{1}{t} \int_0^t |t^{-u} f_n(t) - t^{-w} f_n(t)| dt. \quad (2.21)$$

f_n 'nin kesir dereceli türev modeli doğrusal olmayan ağırlıkları olan t^{-u} ve t^{-w} arasında Eşitlik 2.21 üzerinden ayrıştırılarak E_w^u 'i hesaplanmaktadır. Bu sayede komşu sistem derecelerinin birbirine eşit uzaklıkta olmadığı tespit edilmektedir. Örneğin $E_{1/2}^0 \neq E_{1/2}^1$. Kesir dereceli sistemlerin derece miktarlarındaki bu eşitsizlik sistemlerin bulanık mantık ile yorumlanmasına imkan sağlamaktadır.

$f_n(t)$ fonksiyonunun kesir dereceli türevinin mümkün olduğunca küçük olarak yakınsattığımızda başka bir ifade ile $u = w \pm \varepsilon$ ve $\varepsilon \rightarrow 0$, olması durumunda Eşitlik 2.22 şöyle oluşturulmaktadır.

$$\lim_{\varepsilon \rightarrow 0} E_w^u = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \frac{1}{t} \int_0^t |t^{-w} f_n(t) (1 - t^{\pm \varepsilon})| dt. \quad (2.22)$$

Bu denklem f_n 'in yakın dereceli modellerinin $|u - w| < \varepsilon$ uzak dereceli modellerine göre daha fazla benzediğini göstermektedir. Bu yapı sistemlerin bulanık mantık yapısına benzediğinin bir sonucudur. Sonraki bölümlerde benzerlikler detaylarıyla irdelenecektir.

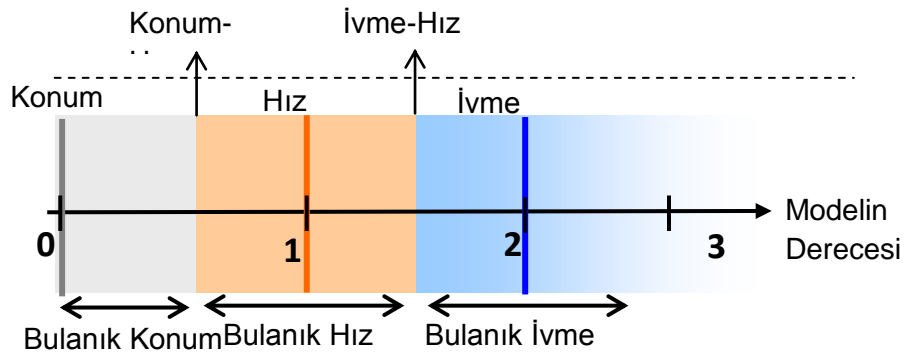
Belirli dereceli modeller temel model olarak seçildiği zaman, kesir dereceli türev modeli E_w^u ölçüsüne göre türetilmektedir. Bu taban ilgili modelin bulanık modeli olarak adlandırılmaktadır. $w_1, w_2, w_3, \dots, w_k$ fiziksel sistemin kesir dereceli türev miktarıdır. Kesir dereceli sistemin α kesir dereceli türev miktarında w_p derecesinde yani minimum uzaklık ölçüsünde $\min\{E_{w_1}^\alpha, E_{w_2}^\alpha, E_{w_3}^\alpha, \dots, E_{w_k}^\alpha\} = \{E_{w_{p1}}^\alpha, E_{w_{p2}}^\alpha, \dots, E_{w_{ph}}^\alpha\}$ olması durumunda p^{th} derecesindeki sistem bulanık tabandadır denilebilir. Bu yapıda birden fazla minimum değer olduğu zaman sistem $\min\{E_{w_1}^\alpha, E_{w_2}^\alpha, E_{w_3}^\alpha, \dots, E_{w_k}^\alpha\} = \{E_{w_{p1}}^\alpha, E_{w_{p2}}^\alpha, \dots, E_{w_{ph}}^\alpha\}$ şeklinde ifade edilmektedir. α . derecedeki kesir dereceli türev modeli $w_{p1}, w_{p2}, w_{p3}, \dots, w_{ph}$ derecelerindeki bulanık tabandaki modeli ifade etmektedir. Başka bir ifade ile $w_{p1}, w_{p2}, w_{p3}, \dots, w_{ph}$ dereceli türev modellerinin eşit mesafeye sahip olmaları için α . derecedeki kesir dereceli türev modelindeki $w_{p1}, w_{p2}, w_{p3}, \dots, w_{ph}$ derece miktarlarının bulanık taban sınırında bulunması gerekmektedir.

2.3.2. Kesir Dereceli Türev Modelinin Bulanık Tabandaki Yorumu

Bu bölümde $f_n(t)$ basit bir konum denklemi olmak üzere bu denklemin tam sayı dereceli türev karşılıkları olan hız ve ivme ifadeleri gösterilmektedir. Ardından fonksiyonun kesir dereceli formu olan bulanık hız ve bulanık ivme kavramları Tablo 1 ve Şekil 2. 2'de sunulmaktadır.

Table 1. Sistem analizinin fiziksel yorumu.

Türev Derecesi (α)	Modelin Fiziksel Formu	Türev Modeli	Bulanık Taban
0	Konum	$y = f_n(t)$	Bulanık Konum
1	Hız	$v = D^1 f_n(t)$	Bulanık Hız
2	İvme	$a = D^2 f_n(t)$	Bulanık İvme



Şekil 2.2. Kesir dereceli sistemin bulanık mantık model eşitlikleri

Elde edilen bulanık modeller Eşitlik 2.17'ye göre yeniden yazılırsa;

$$P_\alpha = E_0^\alpha = \frac{1}{t} \int_0^t |\psi^\alpha - \psi^0| dt, \longrightarrow \text{Bulanık Konum} \quad (2.23)$$

$$V_\alpha = E_1^\alpha = \frac{1}{t} \int_0^t |\psi^\alpha - \psi^1| dt, \longrightarrow \text{Bulanık Hız} \quad (2.24)$$

$$A_\alpha = E_2^\alpha = \frac{1}{t} \int_0^t |\psi^\alpha - \psi^2| dt, \longrightarrow \text{Bulanık İvme} \quad (2.25)$$

P_α konum modelinin ölçüm mesafesi ($\alpha = 0$), V_α hız modelinin mesafesi ($\alpha = 1$) ve A_α ivme modelinin mesafesidir ($\alpha = 2$). Bir ψ^α kesir dereceli türev

mertebedeki minimum mesafede bulanık model Eşitlik 2.26'daki gibi oluşturulmaktadır.

$$FD = \begin{cases} \textit{konum tabanı} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = P_\alpha, \\ \textit{hız tabanı} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = V_\alpha, \\ \textit{ivme tabanı} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = A_\alpha, \end{cases} \quad (2.26)$$

Eşitlik 2.26'deki kesir dereceli model ifadeleri bulanık tabana göre sınıflandırılmaktadır. Bu sınıflandırma mesafesi ölçüm eşitlikleri olan eşitlik 2.23, 2.24 ve 2.25'e göre yapılmaktadır. Bazı bulanık taban sınıflandırmaları aşağıdaki gibi yapılmaktadır.

$$BFD = \begin{cases} \textit{konum - hız} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = \{P_\alpha, V_\alpha\}, \\ \textit{ivme - hız} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = \{A_\alpha, V_\alpha\}, \\ \textit{konum - ivme} & \min\{P_\alpha, V_\alpha, A_\alpha\} = \{P_\alpha, A_\alpha\}, \end{cases} \quad (2.27)$$

2.3.3. Numerik Uygulama

Bu bölümde 2. dereceden basit bir konum denklemi üzerinden uygulamalar gerçekleştirilmiştir. Modelin genel formu şöyledir:

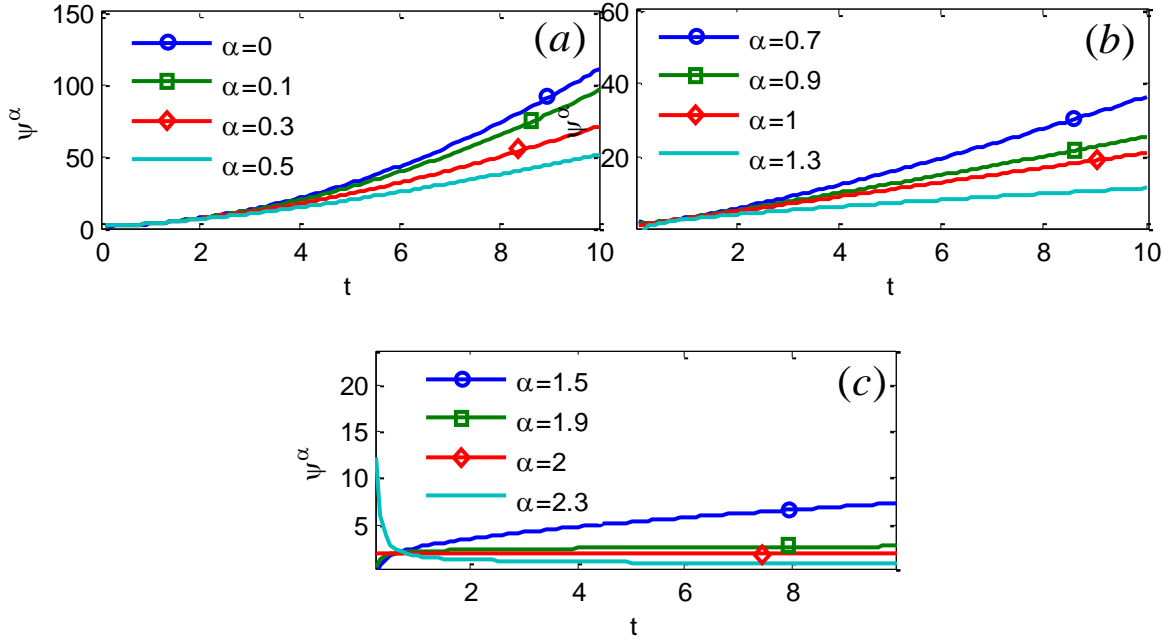
$$y = \sum_{i=0}^2 a_i t^i, \quad (2.28)$$

Bu sistemin kesir dereceli türev modeli aşağıda gösterildiği gibidir.

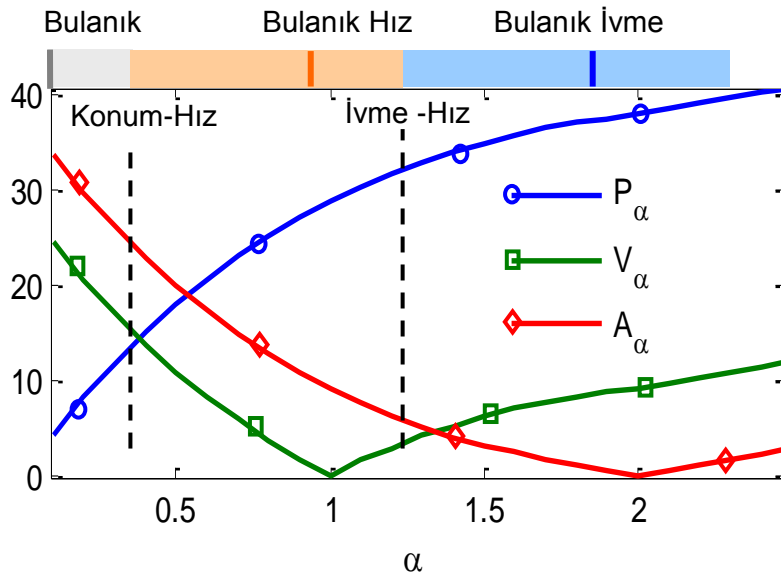
$$\psi^\alpha = D^\alpha y = \sum_{i=0}^2 a_i \frac{\Gamma(i+1)}{\Gamma(i-\alpha+1)} t^{i-\alpha}, \quad (2.29)$$

3.dereceden polinomsal bir konum denklemi için $a_i = 1$ ve $n = 2$ olmak üzere Şekil 2.3'de konum denkleminin bulanık taban formu, Şekil 2.3'b de hız vektörünün bulanık taban formu ve Şekil 2.3c'de ise ivme vektörünün bulanık taban formu gösterilmektedir. Şekil 2.4'den de anlaşıldığı gibi kesir dereceli türev

modelinin bulanık tabandaki diğer tabanlarla birçok benzerlikler taşımaktadır. Sistemlerin tam sayı dereceli türev modelleri ile kesir dereceli türev modelleri arasındaki benzerlik grafiklerle tespit edilebilmektedir. Örneğin kesir dereceli türev miktarı $\alpha = 0.9$ olması durumunda sistemin bulanık hız tabanında olduğu açıkça gösterilmektedir.



Şekil 2.3. (a) Bulanık konum modeli (b) Bulanık hız modeli. (c) Bulanık ivme modeli

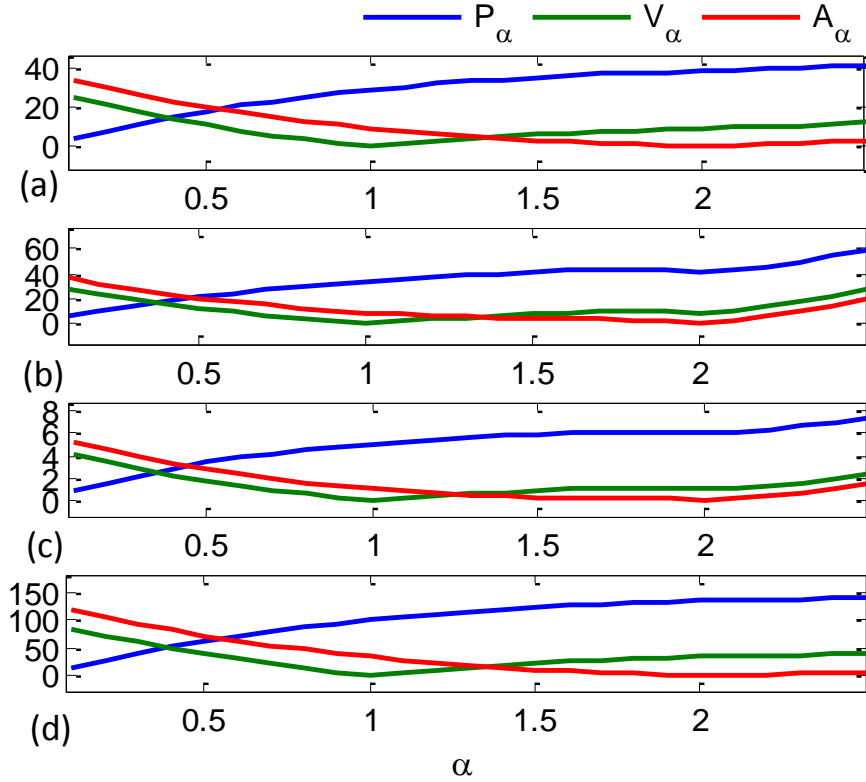


Şekil 2.4. $a_i = 1$ ve $t = 10$ için bulanık P_α , V_α ve A_α model eşitlikleri

Şekil 2.4'deki bulanık mesafe haritalaması konum, hız ve ivme denklemlerinin uzaklığını içermektedir. Bu tabanlar Konum-Hız için $P_\alpha = V_\alpha$ ve İvme-hız için $V_\alpha = A_\alpha$ şeklinde adlandırılır. Yapılan uygulamalarla $\alpha = 0.5$ ve $\alpha = 1.5$ durumlarının birbirine eşit olmadığı anlaşılmaktadır. Bu sayede bulanık taban bölgelerinin lineer olarak eşit sınırlandırılmadığı sonucu ortaya çıkmaktadır.

2. dereceden polinomsal konum denkleminin katsayılarını değiştirmemiz halinde denklemin bulanık tabandaki sınırlarında görünür bir değişiklik olmamaktadır. Şekil 2.5'de ise 2. dereceden farklı polinom aileleri için bulanık model grafikleri sunulmaktadır.

Bu sonuçlardan da gösterildiği gibi kesir dereceli sistem model uzayının bulanık tabanı eğer f_n bir polinom ailesinde ise sabittir. (Bulanık tabanın sabitliği)



Şekil 2.5. 2. dereceden polinomun türevlerinin bulanık konum, hız ve ivme grafikleriyle karşılaştırılması. (a) için $a_2 = 1, a_1 = 1$, (b) için $a_0 = 1, a_2 = 1, a_1 = 0, a_0 = 1, a_2 = 0$, (c) için $a_1 = 1, a_0 = 1, a_2 = 4$, (d) için $a_1 = 1, a_0 = 0$

Bu çalışma ile tam sayı dereceli türev ifadelerinin fiziksel yorumunun kesir dereceli sistemlerin analizi içinde yapılabileceği gösterilmektedir.

Fakat kesir dereceli türevi alınan sistemlerin tam sayı dereceli sistemlerdeki gibi eksen geçişlerinde tam anlamıyla lineer özellik göstermediği tespit edilmektedir. Bunun için kesir dereceli sistemleri analiz edebilmek için bulanık mantık yaklaşımından faydalanılmaktadır. Bu kesir dereceli türev sisteminin yorumlanmasında kolaylık sağlayabileceği fikri matematiksel olarak sunulmuş ve örneklerle desteklenmiştir.

3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1. Materyal

Bu tez çalışmasında tüm simülasyon uygulamalar MATLAB R2009b sürümü üzerinden gerçekleştirilmiştir. MATLAB yüksek seviyeli C tabanlı bir programlama dilidir. Sistemlerin matematiksel olarak modellenmesi, matematiksel fonksiyonlarının kod olarak yazılması, sistem çıktılarının analizi, çıktıların görselleştirilmesi v.b. işlemler bu program üzerinde yapılabilmektedir.

MATLAB Programının Temel Özellikleri:

- Teknik programlama için yüksek seviyeli dil ortamı sağlama
- Matematiksel fonksiyonların gerçekleşmesi için kolaylık sunması.
- Sistemlerin gerçekleşmesi için kod yazımına imkan sağlaması.
- Denetçi tasarımı, sinyal işleme, sistem modelleme, haberleşme gibi geniş uygulama alanı sağlaması.
- İteratif problem çözümlerine imkan sağlaması.
- Görsel ara-yüzler geliştirmek için araçlar sunma.

Bu tez çalışmasında uygulama sistemi olarak MATLAB ile uyumlu çalışabilen helikopter prototipi olan Twin Rotor MIMO System (TRMS) kullanılmıştır. TRMS uçuş kontrol sistemlerinin analizinde ve sistemlerdeki kontrol problemini çözmek üzere tasarlanmış bir deney setidir. Bu deney seti ana ve kuyruk pervanelerinin dönmesini sağlayan, motorlarından oluşmaktadır. Bu motorlar analizi ve kontrolü sağlanarak benzer uçuş sistemlerinin davranışları analiz edilebilmektedir.

TRMS'nin Temel Özellikleri:

- Uçuş kontrol sistemleri için testler yapılmakta.
- MATLAB R2009b ile uyumlu olarak çalışabilmekte.
- Sistem çalışırken ana ve kuyruk motorlarına ilişkin veriler MATLAB ortamına alınabilmekte.

- Ana ve kuyruk motorlarına ilişkin MATLAB simulik modelleri bulunmakta.
- Sistemin kontrol mekanizmasına müdahale edilebilmekte.
- Sistemin farklı denetçi yapıları ile çalıştırılabilmekte.
- Sistem oluşturulan MATLAB kodları ile iteratif olarak çalıştırılabilmekte.
- Bir çok optimizasyon tekniği sistem üzerinde kullanılabilir.

3.1.1. MATLAB ile TRMS'nin Matematiksel Modellenmesi ve Tasarımı

Bu tez çalışmasında öncelikle kesir dereceli intero-diferansiyel ifadelerin fiziksel yorumu konusu üzerine bulanık mantık kullanılarak yeni bir yaklaşım sunulmuştur. Ardından MATLAB “Model Identification Toolbox” yardımıyla TRMS'nin ana ve kuyruk motoruna ait matematiksel modeller elde edilmiş ve bu modeller kullanılarak sistem için farklı yöntemlerle kesir dereceli denetçiler oluşturulmuştur.

3.2. Yöntem

İlk olarak kesir dereceli sistemlerin fiziksel yorumu konusu literatür de detaylarıyla irdelenmiştir. Sunulan yöntemlerdeki yapılar göz önünde bulundurularak bu konuya bir bakış açısı getirmek için bulanık mantık ile kullanılarak sistemin fiziksel olarak yorumlanabileceği özgün fikri sunulmuştur. Bu bilgiler doğrultusunda TRMS sistemine ilişkin matematiksel modellerin elde edilmesi için yapılan literatür çalışmasında MATLAB “Model Identification Toolbox” ın (Model Belirleme Aracı) kullanıldığı tespit edilmiştir. Tez çalışmasında modelleme yapılırken tüm doğrusal modelleme yapıları çalışılmış ve ideal olan parametrik model yapısı seçilmiştir. Elde edilen modeller kullanılarak çeşitli yöntemlerle denetçiler tasarlanmıştır. Daha sonra bu denetçiler gerçek zamanlı sistemlerde kullanılarak sistemin matematiksel modelinin geçerliliği ve tasarlanan denetçinin tutarlılığı tespit edilmiştir.

4. SİSTEMLERİN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

4.1. TRMS' nin Matematiksel Modelinin Belirlenmesi

Bu bölümde çift motorlu prototip helikopter modeli olan çok girişli çok çıkışlı (Multi Input Multi Output-MIMO) sistem (Twin Rotor MIMO System -TRMS) için kesir dereceli PID ($PI^\lambda D^\mu$) denetçi tasarlanarak gerçek zamanlı kontrol uygulaması yapılmıştır. TRMS'nin gerçek zamanlı çalışan modelinden model belirleme yöntemi ile dikey ve yatay seviye hareketlerinin matematiksel modelleri elde edilmiş ve bu matematiksel modeller için referans modele dayalı optimizasyon algoritması kullanılarak $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin parametreleri ($k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu$) hesaplanmıştır. Bu geçiş fonksiyonları için elde edilen denetçiler, gerçek zamanlı çalışan modelde yerine konularak TRMS'nin dikey ve yatay seviye hareketleri incelenmiştir [58,59].

TRMS çift motorlu çok girişli çok çıkışlı her iki ucunda birer doğru akım motoru ile çalışan pervaneleri bulunan ve helikoptere benzeyen aerodinamik bir sistemdir. Bağlantı noktaları denge kolunun uç noktalarında küresel bir hareket yapacak şekilde tasarlanmıştır. Genel görüntüsü Şekil 4.1'de verilmiş olan TRMS helikopter modelinde 2 adet motor bulunmaktadır. Bunlardan biri dikey seviye hareketi sağlayan asıl motordur. Diğeri ise yatay seviye hareketini sağlayan kuyruk motorudur [31,35].

Sistem MATLAB programı ile eş zamanlı olarak çalışmaktadır. Bu sayede sistemin etkilere karşı vermiş olduğu tepkilerin tümü MATLAB arayıcılığı ile rahatlıkla görülmektedir. Sistemin kontrol mekanizmasına MATLAB aracılığıyla müdahale edilmektedir. Böylece uçuş kontrol sistemlerinden olan TRMS'nin farklı denetçi yapılarına karşın vermiş olduğu cevapların analizi yapılabilmekte ve en uygun denetçinin tasarımı gerçekleştirilmektedir [58,59].



Şekil 4.1. TRMS (Twin Rotor MIMO System)

TRMS'nin gerçek zamanlı dikey seviye ve yatay seviye hareketlerini sağlayan motorların matematiksel modellerinin belirlenmesi için bazı yöntemler bulunmaktadır. Örneğin sistemin [35]'de verilmiş olan TRMS model parametreleri kullanılarak ana ve kuyruk motoruna ilişkin non-linear modeller [60]'da verilen formüller kullanılarak elde edilebilmekte ve işlemler bu model üzerinden devam ettirilebilmektedir.

Bu çalışmada ise sistem parametreleri kullanmaksızın TRMS'ne çoklu sinüsoidal dalga uygulanarak işlemler gerçekleştirilmiştir. Sistemin modellenmesi için TRMS'ye uygulanan giriş voltajı (çoklu sinüsoidal dalga) ile dikey ve yatay seviye hareketlerinin açıları arasındaki ilişkiyi gösteren gerçek zamanlı matematiksel modellerin elde edilmesi gerekmektedir. Öncelikle modellerin ayrık zamanlı yani z-tabanındaki geçiş fonksiyonları elde edilmiştir. Ardında bu geçiş fonksiyonları sürekli zamanlı geçiş fonksiyonlarına dönüştürülerek modellerin s-tabanındaki eşitlikleri hesaplanmıştır. Modelin belirlenmesi için dikey seviye hareketini sağlayan gerçek zamanlı (real time) MATLAB Simulink modeli kullanılmıştır. Bu model kullanılarak TRMS'ye farklı sinüsoidal dalgaların birleşimi olan çoklu bir uyarım sinyali uygulanmıştır. TRMS bu uyarım sinyali ile 0.1 sn örnekleme aralığında 100 sn. süreyle çalıştırılmıştır. Bu uyarım sinyali ile elde edilen giriş çıkış verileri toplanarak giriş çıkış vektörlerini

oluşturmaktadır. Bu vektörler MATLAB “System Identification” aracına aktarılmıştır. Bu aşamadan sonra sistemin parametrik model yapısının seçimi önem kazanmaktadır.

Parametrik model yapısının çeşitleri fiziksel özellikleri veya sisteme dair matematiksel model parametreleri hiç bilinmeyen veya çoğunlukla bilinmeyen sistemlerin modellenmesinde de kullanılmaktadır. Parametrik modeller sistem içerisinde farklı diferansiyel eşitliklerle ve transfer fonksiyonlarıyla tanımlanmaktadır. Bu modeller sistemin fiziksel yapısını kompakt olarak içermektedir. Parametrik model yapıları sürekli zamanda ve ayrık zamanda kullanılabilen siyah kutu modelleri olarak bilinmektedir [61].

Model belirleme aracı “Model Identification Toolbox” içerisinde birçok model yapısı bulunmaktadır. Bunlar kısaca şöyle özetlenebilir [61, 62] ;

- **ARX:** Sistem ve gürültünün bağımsız olarak tanımlanmasını sağlayan modeldir.
- **ARIX:** Gürültü kaynağının bir integral içerisinde kullanarak ARX lineer parametrik model yapısının geliştirilmiş halidir. Sistem bozucularının sabit olmadığı durumlarda kullanışlı bir yapıdır.
- **ARMAX:** ARX lineer parametrik model yapısının geliştirilmiş halidir. Harici bir parametre kullanılarak gürültünün modellenmesinde esneklik sağlamaktadır.
- **ARIMAX:** Gürültü kaynağının bir integral içerisinde kullanan ARMAX lineer parametrik model yapısının geliştirilmiş halidir. Sistem bozucularının sabit olmadığı durumlarda kullanışlı bir yapıdır.
- **Box – Jenkins (BJ):** Model yapısıyla sistem dinamikleri ve gürültüsü birbirinde bağımsız oransal polinomlar olarak elde edilmektedir.
- **Output-Error (OE):** Sadece sistem dinamiklerini modellenmek istendiğinde kullanılmaktadır.

Çalışma içerisinde sadece sistem dinamikleri modellediğinden dolayı “OE modelleme” yapısı kullanılarak modelleme gerçekleştirilmiştir. Parametrik model yapısının seçiminden ve sistemin derecesinin belirlenmesinin ardından MATLAB model belirleme aracı içerisindeki “estimate” komutuyla türetilmek istenen geçiş

fonksiyonunun verileri oluşturulmuştur [60]. Bu aşamada farklı “estimate” komutlarıyla farklı OE konfigürasyonları türetilmiştir. Bu noktada modellerin uygunluğuna karar vermek için elde edilen modellerin birim basamak ve frekans tepkileri incelenerek en iyi tepkiyi veren model seçilmiştir. TRMS sisteminin dinamiklerini tam olarak modelleyebilmek için sistemin dikey seviye modeli, yatay seviye modeli, dikey seviyenin yatay seviyeye çapraz etkisi ve yatay seviye hareketinin dikey seviye hareketine çapraz etkilerinin modellenmesi gerekir [35]. Bu çalışmada dikey ve yatay seviye hareketleri için matematiksel modeller elde edilmiş sistemin dikey ve yatay seviye hareketleri bağımsız olarak incelenmiştir. Dikey seviye modelini elde etmek için dikey seviye hareketini sağlayan motor çalıştırılmış elde edilen giriş çıkış verileri MATLAB çalışma ortamına taşınmış ve ayrıık zamanda z-tabanında sistemin dikey seviye hareketi için geçiş fonksiyonu şöyle elde edilmiştir.

$$G_1(z) = \frac{0.01303z + 8.815 \times 10^{-7}}{z^2 - 1.889z + 0.924} \quad (4.1)$$

Bu ayrıık zamanlı model kullanılarak ile sistemin sürekli zamanlı yani s-tabanındaki geçiş fonksiyonu şöyle elde edilmiştir [31].

$$G_1(s) = \frac{0.06725s + 1.359}{s^2 + 0.7906s + 3.666} \quad (4.2)$$

Sistemin yatay hareketini sağlayan kuyruk modeline ilişkin de benzer işlemler tekrarlanarak için elde edilen ayrıık zamanlı model denklemi aşağıda sunulmuştur.

$$G_2(z) = \frac{0.01303z + 8.815 \times 10^{-7}}{z^2 - 1.889z + 0.924} \quad (4.3)$$

Bu model kullanılarak oluşturulan sürekli zamanlı model denklemi şöyle hesaplanmıştır.

$$G_2(s) = \frac{0.01514s + 0.3042}{s^2 + 0.2803s + 0.619} \quad (4.4)$$

Dikey seviye ve yatay seviye hareketlerine ilişkin 11. dereceye kadar birçok model belirlenmiştir. Fakat derecesi yüksek olan sistemlerin gerçek zamanlı uygulamalarda kullanmak sıkıntı oluşturmakta ve denetçi tasarımında iyi sonuç alınamamaktadır. Bu nedenle matematiksel model belirlenirken daha düşük dereceli elde edilen modelin kullanılması tercih edilmiştir. Bundan dolayı yatay ve dikey seviye hareketleri için yapısındaki 2. dereceden modeller elde edilmiş ve bu modeller denetçi tasarımında kullanılmıştır.

5.REFERANS MODELE DAYALI OPTİMAL $PI^\lambda D^\mu$ TASARIMI

Bu bölümde referans model kullanılarak $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin parametrelerinin optimizasyon teknikleri ile hesaplanması gösterilmektedir. $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin parametreleri en küçük kareler optimizasyon yöntemiyle referans modele göre optimize edilmiştir. Bu yöntemde uygun parametrelerle sistemin yüzde aşması ve diğer zaman karakteristikleri ayarlanabilmektedir. Optimizasyon yapabilmek için MATLAB'da bulunan optimizasyon araçları kullanılabilir. Bu araçlar lineer programlama, doğrusal olmayan optimizasyon ve doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemleri gibi bir çok optimizasyon yöntemini içermektedir [53]. Optimizasyondaki amaç bir $F(x)$ fonksiyonunu minimize edebilecek x değerinin bulunmasıdır. Bu çalışmada ise $PI^\lambda D^\mu$ denetçi en küçük kareler optimizasyon yöntemi ile optimize edilmiştir. Bode'nin ideal kontrol döngüsü de optimizasyon algoritması için referans model olarak seçilmiştir. Bu bölümdeki katkı model belirleme yöntemi ile elde edilen matematiksel model kullanılarak tasarlanan $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin gerçek zamanlı uygulamalarda iyi sonuç verdiğinin gösterilmesidir [58].

5.1 Bode'nin İdeal Kontrol Döngüsü

Bode geri beslemeli sistemler için derecesi tamsayı olmayan bir kontrol döngüsü önermiştir [64]. Bode'nin önermiş olduğu ideal kontrol döngüsü için sistemin açık çevrim geçiş fonksiyonu aşağıdaki gibi verilmiştir [65].

$$L(s) = \left(\frac{\omega_c}{s} \right)^\gamma, \gamma \in R \quad (5.1)$$

Bu denklemde ω_c sistemin kazanç kesim frekansı (gain cross-over frequency) γ ($\gamma \in R$) parametresi ise ideal geçiş fonksiyonu $L(s)$ 'in tamsayı olmayan derecesidir. Bu geçiş fonksiyonu $\gamma < 0$ için kesir dereceli türevi, $\gamma > 0$ için ise kesir dereceli integrali ifade etmektedir. İdeal kontrol döngüsünün kapalı çevrim geçiş fonksiyonu şöyle hesaplanabilir.

$$T(s) = \frac{L(s)}{(1+L(s))} = \frac{1}{(1+(s/\omega_c)^\gamma)} \quad (5.2)$$

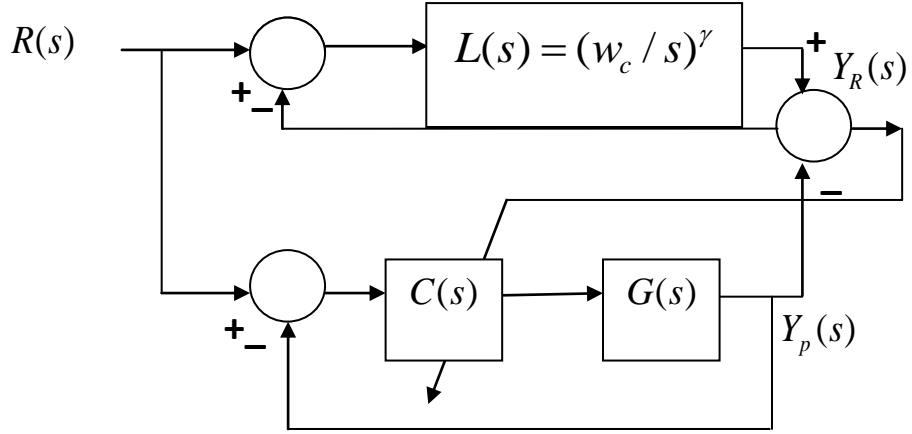
Uygun γ ve ω_c değerlerinin seçimi ile, maksimum yüzde aşma, tepe zamanı sistemin birim basamak tepkisinin kararlı hale geçme zamanı gibi değerler ayarlanabilmektedir. Bu ideal geçiş fonksiyonundaki ω_c parametresi sistemin kararlı hale geçme süresini, γ ise birim basamak tepkisinin yüzde aşmasını önemli ölçüde etkilemektedir. Bode'nin ideal kontrol döngüsü ile ilgili daha detaylı bilgi [64]'de bulunabilir.

5.2. Denetçi Parametrelerinin Belirlenmesi

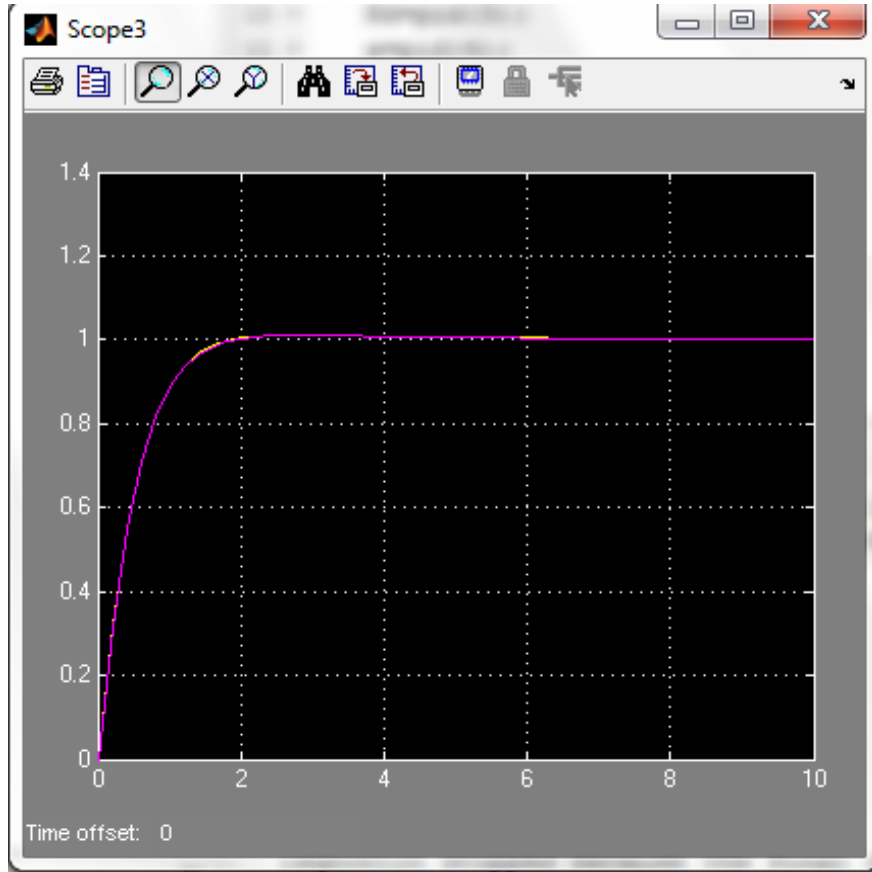
Bu bölümde Bode'nin ideal kontrol döngüsünü referans alan Şekil 5.1'deki optimizasyon yapısı kullanılmıştır. Bu yapıdaki esas amaç referans model çıkışı olan $Y_R(s)$ ile sistem çıkışı olan $Y_p(s)$ 'in farkı olan $Y(s)$ 'in minimize edilmesidir. MATLAB'da bulunan "lsqnonlin" en küçük kareler optimizasyon algoritması ile optimal parametreler türetilmiştir. Bu optimizasyon algoritması belirlenen başlangıç şartlarında aşağıda verilen denklemin minimize etmektedir [58].

$$\min \left\{ \sum (Y_R(s) - Y_p(s))^2 \right\} \quad (5.3)$$

Daha sonra sistem çıkışları analiz edilerek referans model için uygun ω_c ve γ değerleri seçilir. Uygun denetçi parametreleri için optimizasyon algoritmasındaki sistemin çıkışı ve referans modelin çıkışının birbirine yakın olması gerekir. Bu iki çıkış birbirine ne kadar yakınsa elde edilen denetçi sistem için o kadar iyi sonuç vermektedir. Sistemin yüzde aşması ve diğer karakteristikleri de ω_c ve γ 'ye göre ayarlanabilmektedir. Örneğin iyi bir optimizasyon için referans modele göre dikey ve yatay seviye hareketlerinin optimizasyon çıkışları Şekil 5.2'deki gibi elde edilebilir.



Şekil 5.1. Optimizasyon şeması



Şekil 5.2. Dikey ve yatay seviye hareketlerinin optimizasyon çıktısı

5.3 $PI^\lambda D^\mu$ Denetçinin TRMS Üzerinde Gerçek Zamanlı Uygulanması

Bu bölümde TRMS'nin dikey ve yatay seviye hareketleri için $PI^\lambda D^\mu$ denetçi tasarlanmıştır. Dikey ve yatay seviye hareketleri için Bölüm 4.1'de türetilen matematiksel geçiş fonksiyonları Bölüm 5.2'de verilen optimizasyon algoritmasında kullanılarak dikey ve yatay seviye için tasarlanan denetçinin parametreleri elde edilmiştir. Dikey seviye hareketi için Denklem 4.3'deki geçiş fonksiyonu kullanılarak yapılan optimizasyon sonucunda elde edilen denetçi aşağıda verilmiştir.

$$C_1(s) = 8.1691 + \frac{5.0357}{s^{0.9566}} + 18.4343s^{1.0285} \quad (5.4)$$

Benzer işlemler yatay seviye hareketinin Denklem 4.5'deki modeli içinde tekrarlanmıştır. Bu model de referans modele göre optimize edilerek yatay seviye hareketi için denetçi parametreleri şöyle hesaplanmıştır.

$$C_2(s) = 9.8204 + \frac{6.6773}{s^{1.1472}} + 1.1266s^{1.1266} \quad (5.5)$$

Her iki modelde de yapılan uygulama içerisinde $\omega_c = 2$, $\gamma = 0.05$ olarak seçilmiştir.

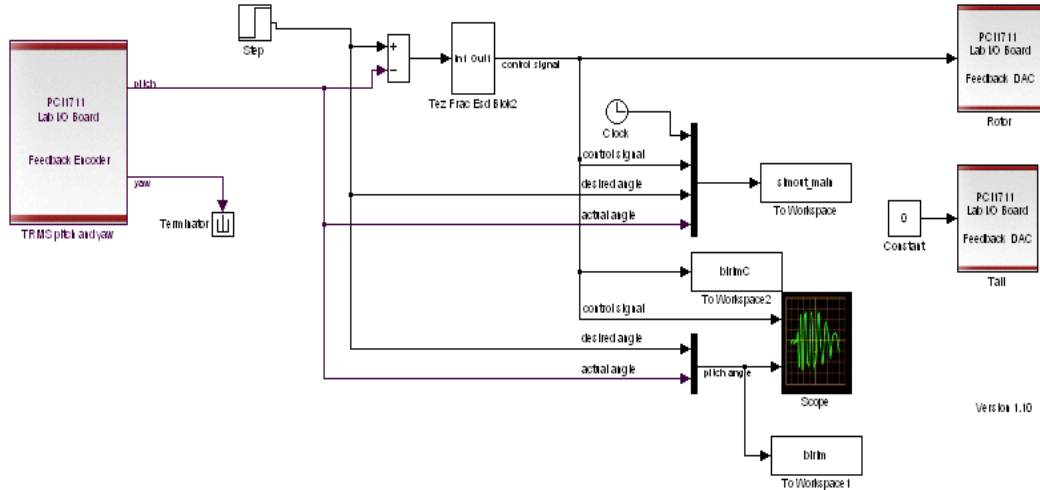
5.4. TRMS'nin Dikey Seviye Hareketi

TRMS'nin dikey seviye hareketinin modeli olan Şekil 5.3'de görüldüğü gibi kapalı çevrim TRMS'ye parametreleri daha önceden belirlenmiş olan aşağıdaki PID denetçi bağlanmıştır [31].

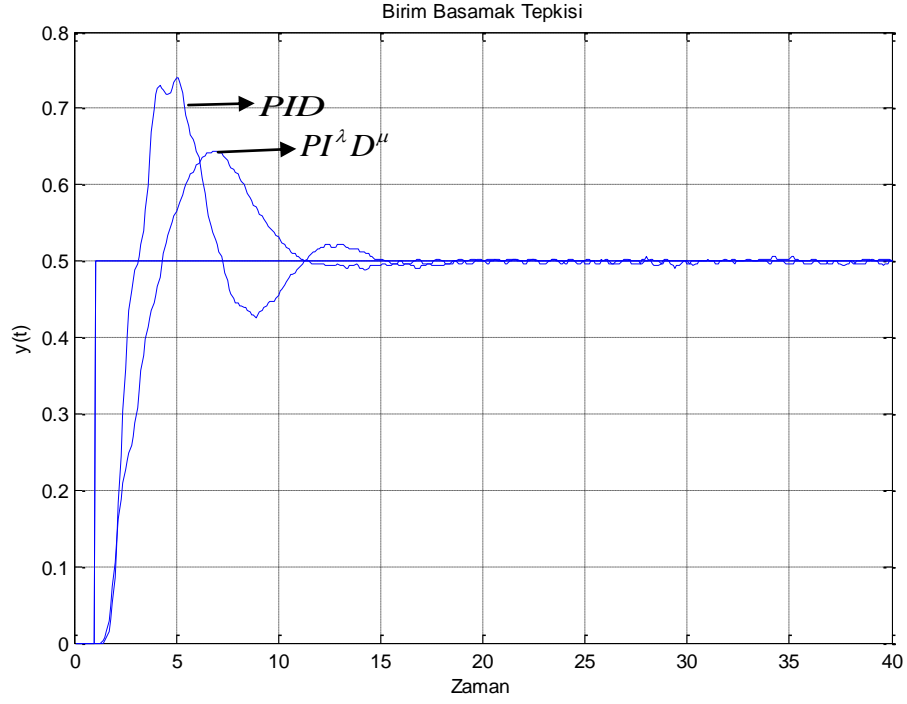
$$C_{PID1}(s) = 5 + \frac{8}{s} + 10s \quad (5.6)$$

Daha sonra devrede bulunan PID denetçi çıkarılmış yerine Denklem 4.3'deki model için tasarlanan Denklem 5.4'deki $PI^\lambda D^\mu$ denetçi bağlanmıştır. Her iki denetçiye ait gerçek zamanlı birim basamak tepkileri Şekil 5.4'de gösterilmektedir. Devreye bağlanan $PI^\lambda D^\mu$ denetçi bloku kesir dereceli integral ve türev parametrelerinin (λ, μ) 4. dereceden tamsayı eşdeğer modellerinin kontrol yapısında kullanılmasıyla elde edilmiştir [66]. Sisteme birim basamak sinyal uygulanarak 40 sn. çalıştırılmıştır. Şekil 5.4'de görüleceği gibi bu sistem için üretilen matematiksel modele göre tasarlanan $PI^\lambda D^\mu$ denetçi gerçek zamanlı uygulamalarda PID denetçiye göre daha iyi birim basamak tepkisi vermektedir. Elde edilen bu denetçi ile $C_1(s)G_1(s)$, sisteminin simülasyon sonuçları Şekil 5.5'de verilmektedir.

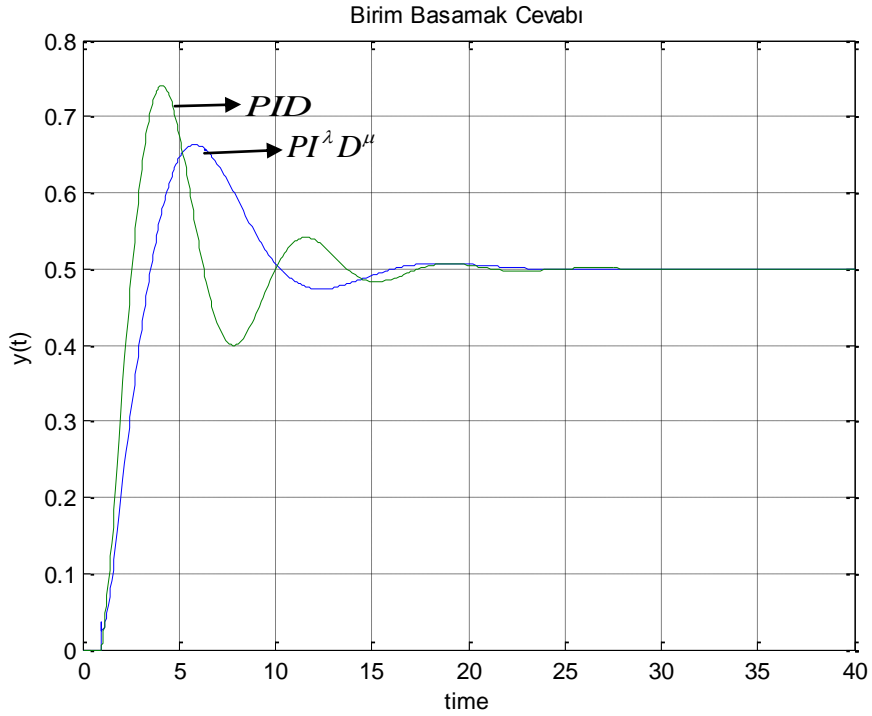
Şekil 5.4 ve 5.5'de karşılaştırıldığında sistemin simülasyon sonuçlarının gerçek zamanlı uygulama ile çok benzer olduğu görülmektedir. Bu durum elde edilen matematiksel modelin gerçek zamanlı sistemi doğru ifade ettiğini ve teorik olarak tasarlanan $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin gerçek zamanlı uygulamada iyi sonuç verdiğini göstermektedir.



Şekil 5.3. Dikey seviye hareketinin gerçek zamanlı modeli [31]



Şekil 5. 4. PID ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin dikey seviye hareketi için gerçek zamanlı birim basamak tepkisi

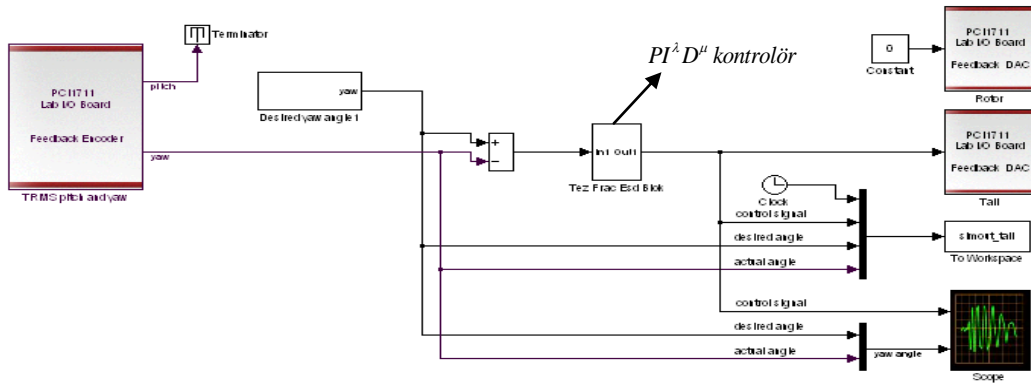


Şekil 5.5. PID ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin dikey seviye hareketi için birim basamak tepkisinin simulasyon sonuçları

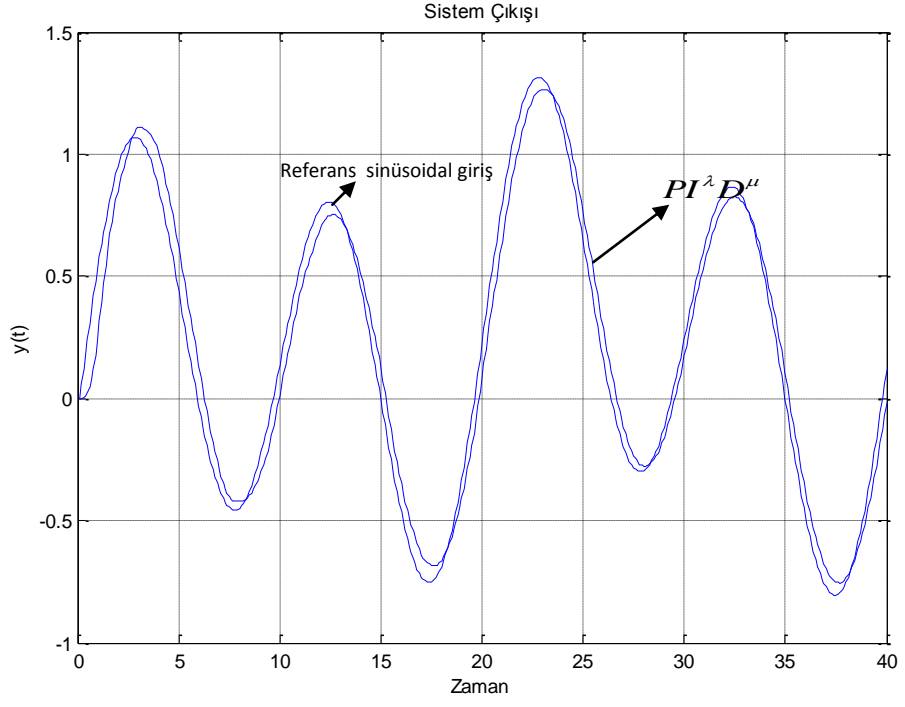
5.5. TRMS'nin Yatay Seviye Hareketi

Denklem 4.5'deki yatay seviye hareket modeli için elde edilen $PI^\lambda D^\mu$ denetçi parametreleri Denklem 5.6'da bulunmaktadır. Bu denetçi dikey seviye hareketi için oluşturulan $PI^\lambda D^\mu$ kontrol bloğuna benzer şekilde, Şekil 5.6'da gösterilmiş olan gerçek zamanlı modelde PID yerine kullanılmış ve çoklu sinüsoidal sinyal uygulanarak 40 sn çalıştırılmıştır.

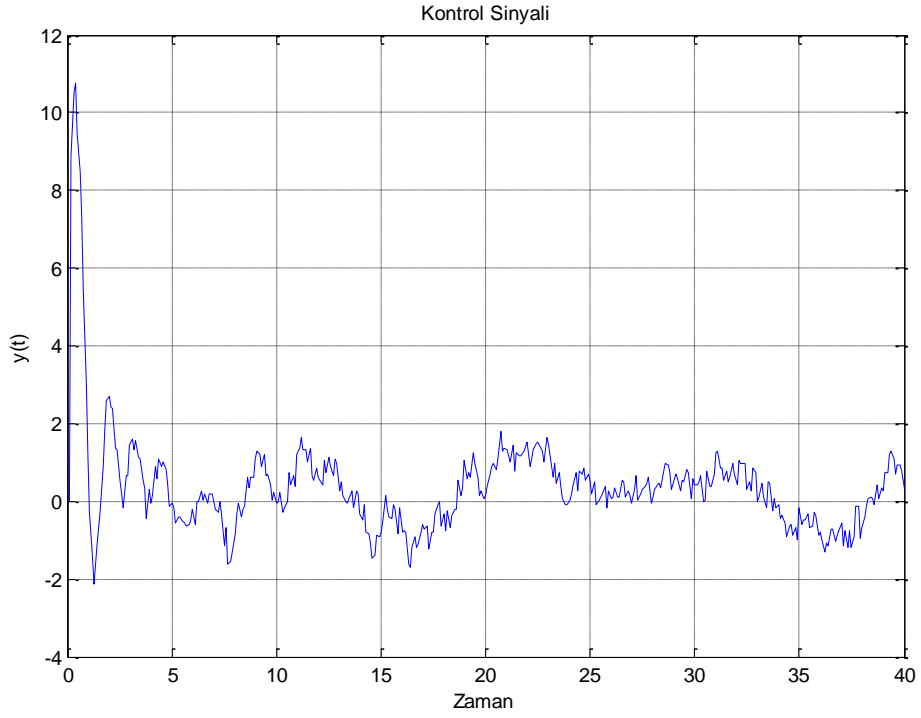
Şekil 5.7'de bu parametreler kullanılarak oluşturulan $PI^\lambda D^\mu$ denetçi ile referans sinüsoidal girişe karşılık $C_2(s)G_2(s)$ sisteminin çıkışı gösterilmiştir. Bu sisteme ilişkin kontrol sinyali de Şekil 5.8'de verilmiştir. Şekil 5.7'de görüleceği gibi, Denklem 4.5'te verilen matematiksel model için optimizasyonla elde edilen Denklem 5.6'daki denetçi ile sistem, çoklu sinüsoidal sinyalden oluşan referans sinyali çok iyi takip etmektedir. Şekil 5.9'da PID denetçi ile $C_{PID}(s)G_2(s)$ sistemin tepkisi Şekil 5.10'da ise bu sistemin kontrol sinyali görülmektedir. Şekil 5.7 ve 5.9 karşılaştırıldığında denetçinin PID'ye göre referans sinyali daha iyi takip ettiği görülmektedir. Ayrıca Şekil 5.8'de verilen sistemin $PI^\lambda D^\mu$ denetçi için ürettiği kontrol sinyali ile Şekil 5.10'daki PID denetçi için ürettiği kontrol sinyali karşılaştırıldığında, $PI^\lambda D^\mu$ için üretilen kontrol sinyalinin uygun olduğu görülmektedir.



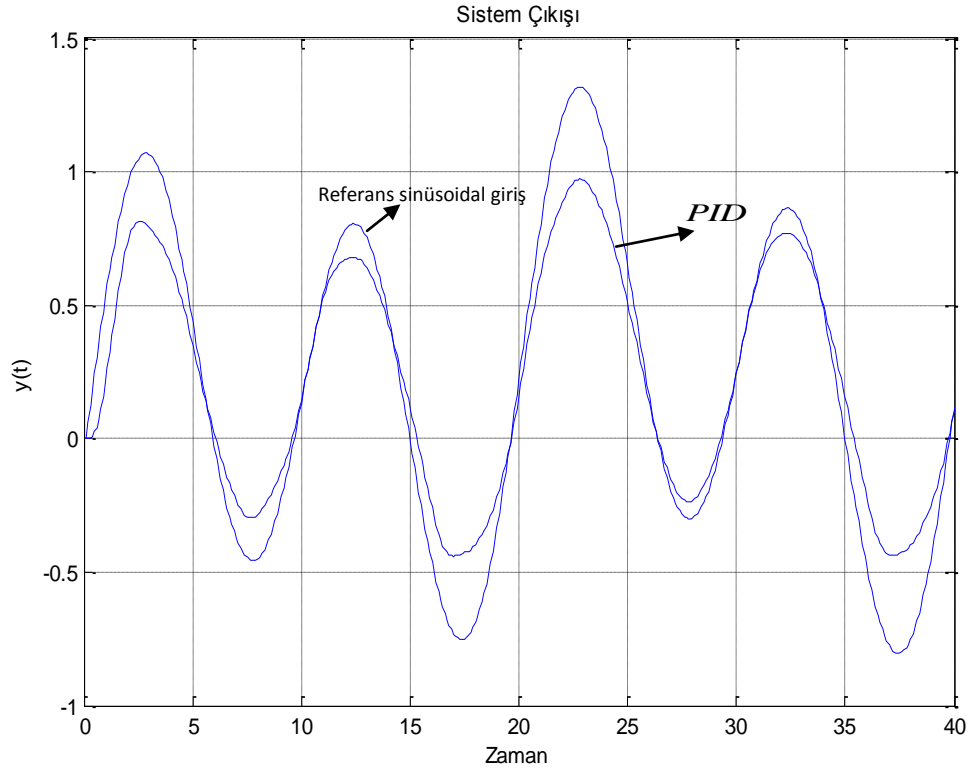
Şekil 5.6. Yatay seviye hareketinin gerçek zamanlı modeli [14]



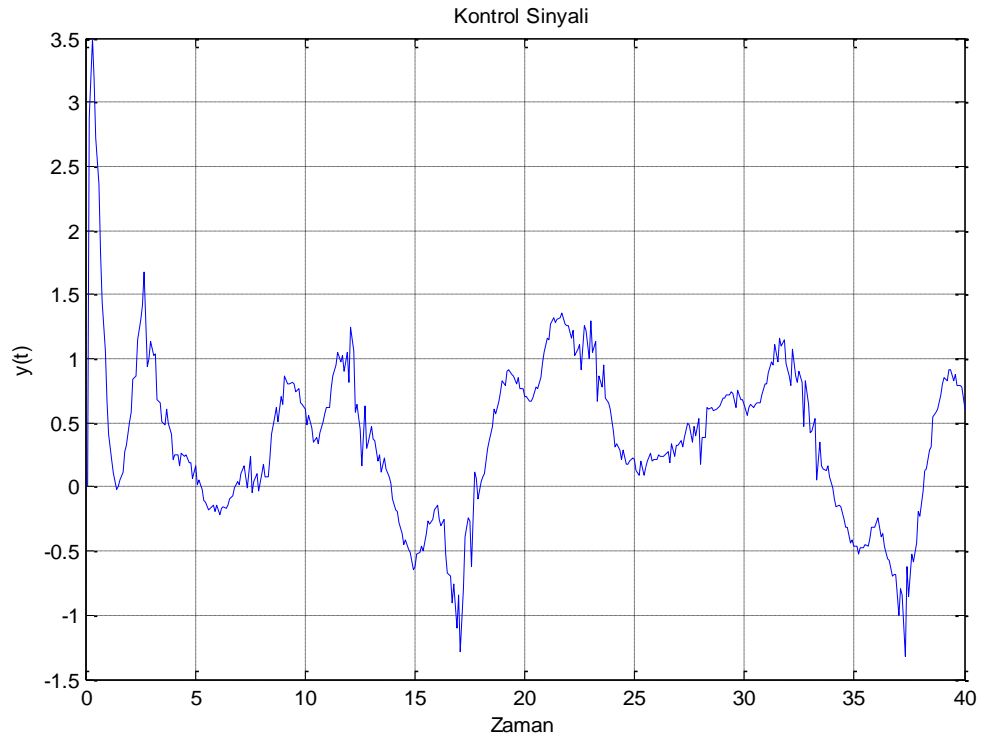
Şekil 5.7. $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin referans sinüsoidal sinyale göre sistem çıkışı



Şekil 5.8. Yatay seviye hareketini ilişkin sistem kontrol sinyali



Şekil 5.9. PID denetçinin referans sinüsoidal sinyale göre sistemin gerçek zamanlı çıkışı



Şekil 5.10. PID denetçi sisteminin kontrol sinyali

Bu bölümde TRMS'nin dikey ve yatay seviye hareketinin matematiksel modeli elde edilmiştir. Optimizasyon algoritmasıyla sistemin matematiksel modeli kullanılarak $PI^\lambda D^\mu$ denetçi hesaplanmıştır. Elde edilen $PI^\lambda D^\mu$ denetçinin gerçek zamanlı uygulamasında görüleceği gibi matematiksel modeli bilinmeyen bir sistemin model belirleme yoluyla matematiksel geçiş fonksiyonunun elde edilebilmesi ve bu geçiş fonksiyonuna uygun tasarlanan kesir dereceli denetçinin gerçek zamanlı sistemde kullanılması mümkün olmaktadır.

6. GERÇEK ZAMANLI TRMS İÇİN GELİŞTİRİLEN YSA ALGORİTMASI

Bu bölümde gerçek zamanlı bir sistemin tepkisini öğrenebilen ve kontrolünü yapabilen bir Yapay Sinir Ağı (YSA) tasarlanmıştır. Deney düzeneği olarak önceki bölümlerde yaralanılan TRMS kullanılmıştır. YSA'nın kullandığı değerlerin elde edilmesi için TRMS'nin önceki bölümlerde türetilmiş dikey seviye hareketinin matematiksel modeli kullanılmış, bu modele göre tasarlanmış olan referans sisteme dayalı bir kesir dereceli PID denetçinin parametreleri YSA tasarımında kullanılmıştır. Bu değerlerle YSA'nın referans parametre aralığı belirlenmiştir. YSA tasarım aşamasında sistem parametre uzayı belirlenirken bilgisayar sisteminin hafıza kapasitesi göz önünde bulundurularak kullanılan optimal parametrelerin sistem parametre uzayına dahil olabileceği parametre aralığı seçilmiştir [59].

Yapay sinir ağları çok değişkenli ve karmaşık sistemler için son derece faydalı bir araçtır. Örneğin lineer ve lineer olmayan sistemlerin kontrolü, robotların kontrolü, ısı reaktörlerinin sıcaklık kontrolü, verilerin sınıflandırılması, akustik yayılım uygulamaları, chip üretiminin görüntülenmesi ve uzman sistemlerin analizi ile kontrol mekanizmasının oluşturulması gibi Yapay sinir ağları ile gerçekleştirmiş birçok başarılı sistem uygulaması [67-70]'de bulunabilir.

Yapay zeki sistemler, insanın karar verme ve farklı problemler karşısında çözüm üretebilme yetisini bilgisayar sistemlerinde taklit edilmesini sağlayan yapılardır. Günümüzde 60'ın üzerinde yapay zeka teknolojisinin olduğu bilinmektedir. Fakat bunlar; uzman sistemler, bulanık (fuzzy) sistemler ve yapay sinir ağları (Artificial Neural Network) olmak üzere üç grupta genellenebilir [71].

- Uzman Sistemler: Bir probleme o konuda uzman bir kişinin türettiği gibi çözümler üretebilen sistemlere denir.
- Bulanık Sistemler: Sonucu kesin olmayan olaylar hakkında karar vermek için kullanılan sistemlerdir.
- Yapay Sinir Ağları (YSA) : İnsan beyninin öğrenme yetisi ile yeni bilgiler üretebilme, keşfedebilme gibi yetenekleri yardım almadan otomatik olarak gerçekleştirme amacı ile geliştirilen bilgisayar sistemleridir.

Uzman, Bulanık, YSA sistemleri ile ilgili tasarım algoritmaları [71,72]'de bulunabilir.

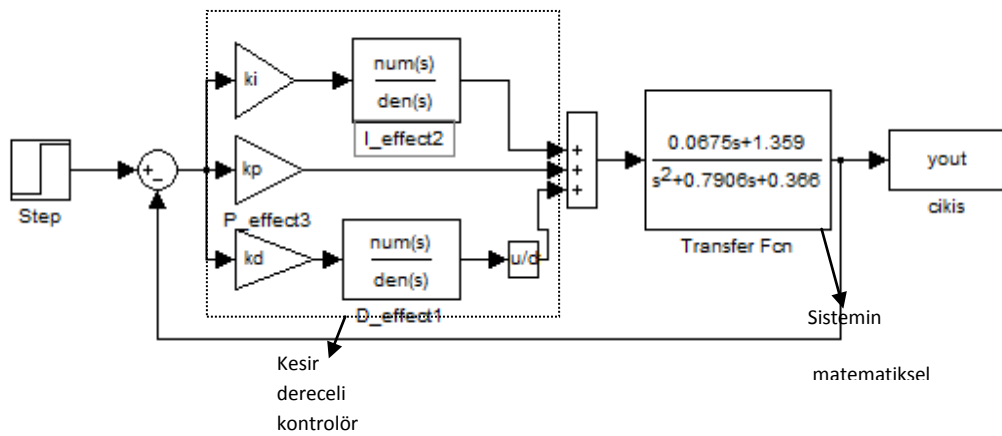
Literatür taramasında da görüleceği gibi bu algoritmalarla son yıllarda önemli uygulamalar yapılmaktadır. Diğer yandan son yıllarda kontrol alanındaki çalışmaların önemli bir kısmını kesir dereceli kontrol sistemleri oluşturmaktadır.

Bu bölümde önceki bölümde elde edilen parametreler kullanılmıştır. Önceki bölümlerde TRMS'nin matematiksel modelleme yapılmış ve Bode'nin ideal kontrol döngüsüne göre optimum kontrol parametreleri türetilmişti. Bu bölümde de elde edilen optimal parametreler kullanılarak sistem çıkışını elde etmek için kesir dereceli sistemin tam sayı eşdeğer modeli ile yapılan MATLAB simulink modeli temel alınarak Yapay Sinir Ağının (YSA) öğrenmesi için özgün bir algoritma ile 1024*51 adet eğitim veri matrisi oluşturulmuştur. Bu öğrenme verileri MATLAB "Neural Network Toolbox" a uygulanarak kesir dereceli sistem gibi davranabilen birçok noktada daha iyi sonuçlar verebilen bir YSA modeli tasarlanmıştır.

Bu bölümdeki yenilik özgün bir MATLAB m-file kullanılarak kesir dereceli sistemin eşdeğer modeli ile sistem girişlerine karşın sistem çıkışı oluşturulması ve az miktar öğrenme verileri ile toplam maliyet hatasının (cost function-J) sıfıra çok yakın bir değere ulaştırabileceğinin gösterilmesidir. Literatürde farklı sistemler için farklı yöntemlerle öğrenme verilerinin oluşturulduğu görülmektedir. Örneğin [73]'te verilen bir çalışmada toplam maliyet hatası 60000 öğrenme verisi ile 128 iterasyonda $J=0.01778$ olarak bulunmuştur. Bu çalışmada TRMS'nin dikey seviye modeli için yapılan çalışmada 52224 öğrenme verisi ile 121. iterasyonda $J=0.012629$ şeklinde hesaplanmıştır. Çalışma içerisindeki öğrenme matrisindeki veri sayısı artırılarak toplam maliyet hatası sıfıra çok yakın değerlere ulaştırılabilmektedir. Bu bölümde kullanılan algoritma ile daha az eğitim verisi ile hata fonksiyonunun sıfıra çok yakın bir değere ulaştırılabileceği gösterilmiştir.

6. 1. Eğitim Verilerinin Türetilmesi

Eğitim veri kümesinin elde edilebilmesi iki aşamadan oluşmaktadır. İlk aşamada, Şekil 6.1’de gösterilen kesir dereceli bir kontrol sisteminin SIMULINK ortamında tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu kontrol sistemi içerisinde kesir dereceli sistemin 4. Dereceden eşdeğer modeli alınarak oluşturulan kontrol bloğu kullanılmıştır. Kesir dereceli ifadelerin 4. Dereceden eşdeğer modelleri için [66]’dan yararlanılmıştır.



Şekil 6.1. TRMS’nin dikey seviye hareketi modeline kesir dereceli denetçi için oluşturulan kontrol sistemi

İkinci aşamada, bu kontrol bloğu farklı parametreler üretilerek çalıştırılmış ve YSA’nın kesir dereceli bir kontrol sistemini karakterize edilebilmesi için gerekli eğitim verileri üretilmiştir. Farklı denetçi parametrelerine (k_p , k_i , k_d , λ , μ) karşılık, simulink sistemini kullanarak farklı kesir dereceli sistem çıkışlarının elde edilebilmesi için aşağıdaki kod (kaba (draft) kod) kullanılmıştır [59];

% Sistem Parametre Uzayının Belirlenmesi

```
pn=4; % Nokta sayısı
kpd = linspace(7.17,8.17,pn);
kid = linspace(4.9,5.04,pn);
kdd = linspace(17,18.44,pn);
vid = linspace(0.9,0.96,pn);
vdd = linspace(1,1.03,pn);
u = ones(1,100); % Giriş Sinyali
```

% Her bir parametre durumuna ait sistem çıkışının elde edilmesi

```
for i=1:pn
    for j=1:pn
        for k=1:pn
            for l=1:pn
                for m=1:pn
```

% Yaklaşık matematiksel formüller ile kesir dereceli katsayıların hesaplanması

Sistem parametrelerinin hesaplanması.

```
set_param('untitled1/P_effect3'
I_effect2','numerator',I_effect2','denominator'D_effect1','numerator',D_effect1','de
nominator')
```

% Simulink sisteminin çalıştırılması

```
sim('SimuSistem');
```

% Eğitim datası çıkışının elde edilmesi

```
y(c,1:100)=yout;
```

% Eğitim datası girişinin elde edilmesi

```
X(c,1:100)=[u kpd(i) kid(i) kdd(i) vid(i) vdd(i)];
```

```
c = c+1 % Eğitimdeki parametre sayısı
```

```
end
```

```
end
```

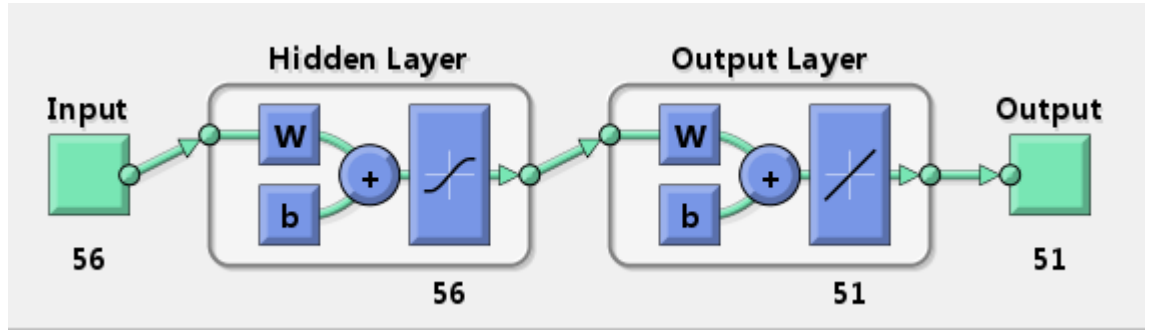
```
end
```

```
end
```

```
end
```

6.2. Kullanılan YSA modeli

Bu çalışmada, kesir dereceli kontrol sisteminin karakterize edilebilmesi için, Şekil 6.2'de 3 katmanlı eğitimci bir YSA modeli kullanılmıştır. YSA'nın giriş katmanında toplam 56 hücre bulunmaktadır. Giriş dizisinin yapısı $X = [u(t) k_p k_d k_i \lambda \mu]$ şeklindedir. $u(t)$ sinyali sistem girişidir. Diğer parametrelerde ise kesir dereceli kontrol sisteminin parametreleridir. Gizli katmanda da 56 hücre bulunmaktadır. Sistem çıkışının yine $u(t)$ olması istendiğinden çıkış katmanında 51 hücre kullanılmıştır [59].



Şekil 6.2. YSA mimarisi

Sistem çıkışlarını elde etmek için çok katmanlı ileri besleme yöntemi, ağırlıkları yenileyebilmek için ise Levenberg Marquardt geriye yayılım yöntemi kullanılmıştır. YSA'nın tüm hücrelerinde sigmoid aktivasyon fonksiyonu kullanılmıştır. YSA'nın eğitimi esnasında kullanılan maliyet fonksiyonu (cost function) $J(\theta)$ ve gradyan değerleri aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır [74];

$$J(\theta) = \frac{-1}{m} \left[\sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^K y_k^{(i)} \log h_{\theta}(x^{(i)})k + \sum_{i=1}^m (1 - y_k^{(i)}) \log(1 - h_{\theta}(x^{(i)})) \right] \quad (6.1)$$

$$\frac{d}{d\theta_{ij}^{(1)}} j(\theta) = a_j \delta_i^{(i+1)} \quad (6.2)$$

$$\delta^i = (\theta^{(i)})\delta^{i+1} \times g'(z)^{(i)} \quad (6.3)$$

$$g'(z^{(i)}) = a^{(i)} \times (1 - a^{(i)}) \quad (6.4)$$

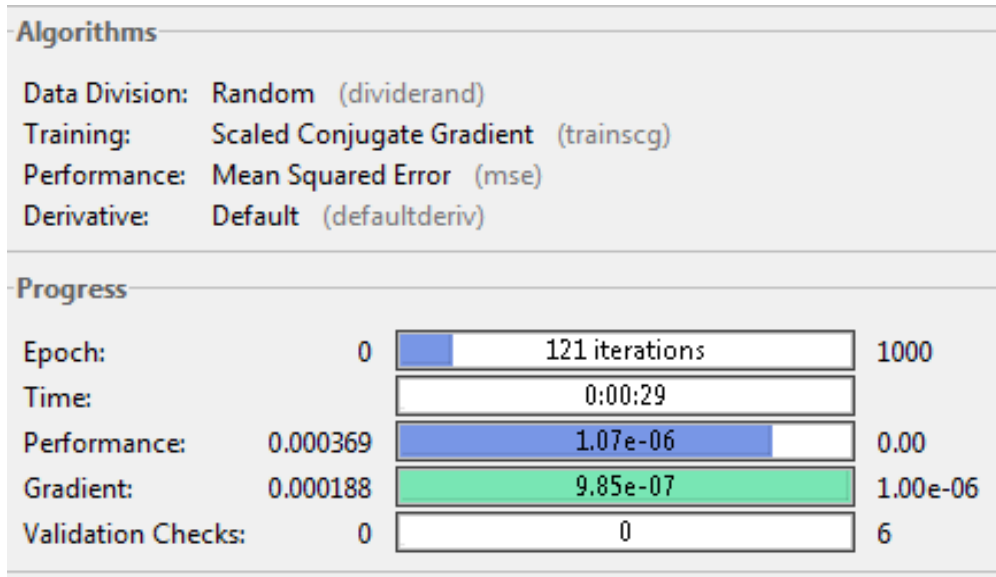
Denklem 6.3'de i katmanındaki düğümün hatası δ^i , Denklem 6.4'de $a^{(i)}$ i katmanındaki düğüm çıkışını, $g()$ aktivasyon fonksiyonunu ifade etmektedir.

6.3. Uygulama Sonuçları

Üretilen parametreler Şekil 6.1'de gösterilen simulink modeline birim basamak fonksiyonu ile uygulanmış ve sistem bu parametrelerle 20 sn. çalıştırılmıştır. Sistem çalıştırılırken MATLAB'ta bulunan 'solver' yapılarına dikkat etmek gerekmektedir. Çünkü çıkış matrisinin boyutu kullanılan bilgisayar sistemin hafızasına göre ayarlanmalıdır. MATLAB'da 'Fixed- Step Solver'(ode1, ode2, ode3, ode4, ode5, ode8, ode14x) ve 'Variable-Step Solver' (ode45, ode23, ode113, ode15s, ode23s, ode23t, ode23tb) olarak adlandırılan 2 çözümleyici yapısı vardır. Bunlarda kendi aralarında birçok gruba ayrılmaktadır. 'Solver' esas olarak çıkışta ki işaretin örnekleme aralığını değiştirmektedir [62]. Bundan dolayı uygulama içerisinde 20 sn'de toplam 51 çıkış üreten 'Fixed- Step Solver' yapısı altındaki ode14x yapısı kullanılmıştır. Yapının seçilmesindeki temel etken en az elemanla çıkışı en iyi karakterize edebilmesidir. Aksi takdirde başka 'solver' yapıları ile gerçekleştirildiğinde bilgisayar sistemi çok yavaşlamakta ve hafıza hatası vermektedir. Sistem bu şekilde çalıştırılır ve her çıkış MATLAB'da oluşturulan bir dosya içerisine çıkış matrisi $[y(t)]$ olarak kaydedilir. Sistem için $pn = 4$ olarak belirlenmiştir. Yani önceki bölümde belirlenen optimal denetçi parametrelerinin dahil olabileceği maksimum ve minimum değerleri belirlenip bu değer aralığı 4'e bölünmüştür. Bundan dolayı toplam 1024 adet 51 elemanlı çıkış matrisi oluşturulmuştur. Buna bağlı olarak 51 elemanlı bir step fonksiyon matrisi olan $u(t)$ türetilmiştir. Kısaca $Y = [y(t)]$ matrisi 51 elemandan oluşan çıkış matrisini $X = [u(t) k_p k_d k_i \lambda \mu]$ ise 56 elemandan oluşan giriş matrisini göstermektedir. Bu matrisler YSA yapısı içerisine uygulanmıştır. Bu işlemlerden

sonra elde edilen eğitim verilerinin YSA yapısına uygulanması aşağıda açıklanmıştır.

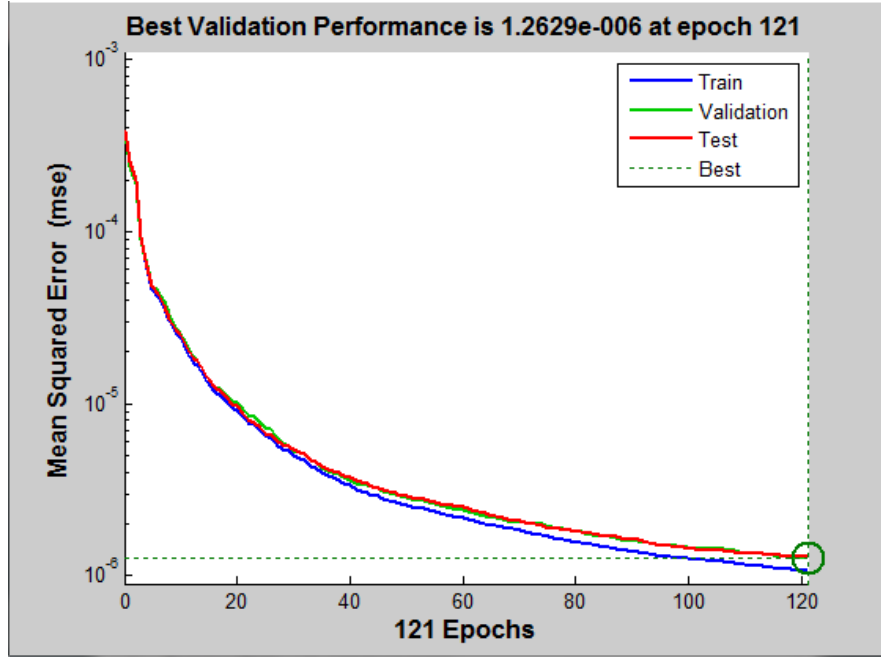
Bu çalışmada hesapsal hatayı minimize etmek için toplam örneklerin %70'i (716) eğitim verisi, %15'i (154) geçerlilik, %15'i de (154) örnekleme verisi olarak kullanılmıştır. Bu ayarlamalar yapılarak sistem öğrenme işlemine başlamıştır. Öğrenmenin yapılabilmesi için Levenberg Marquardt geri yayılım yapısı kullanılmıştır. Sistem daha sonra öğrenmeye başlamıştır. Sistemin öğrenme durumundaki şeması Şekil 6.3'de gösterilmiştir.



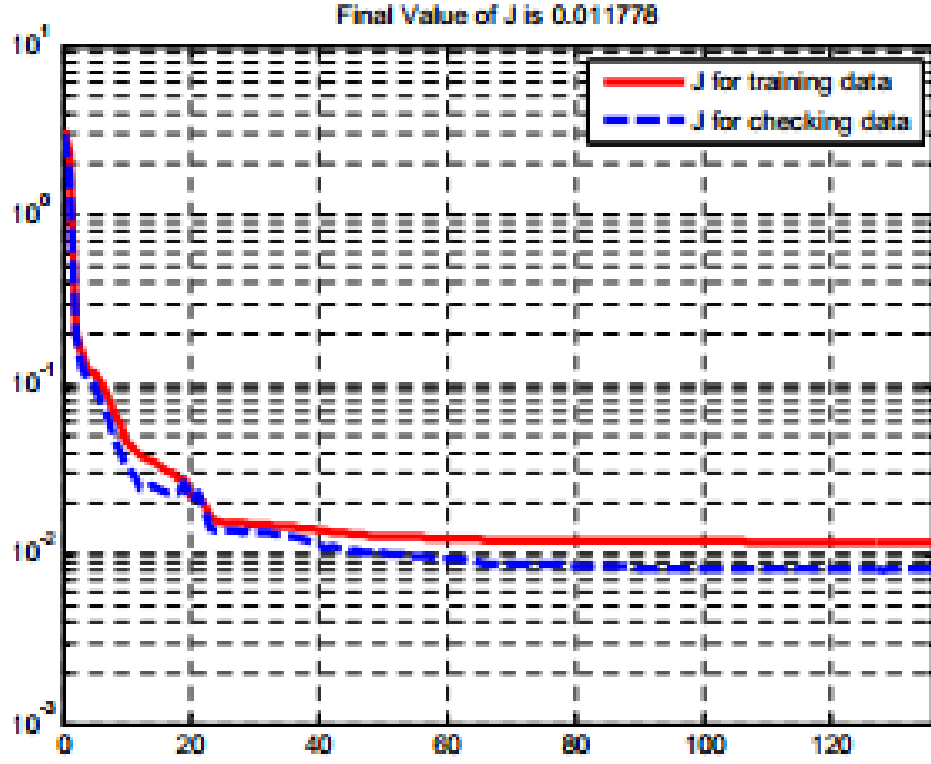
Şekil 6.3. Sistemin öğrenme şeması

Öğrenme gerçekleşirken sistem çıkışı ile hedeflenen çıkış arasındaki farkların kareleri toplamı olan toplam maliyet hatasına (cost function-J)'a bakılarak sistemin performansı analiz edilebilmiştir. İdeal de istenen bu hatanın sıfır olmasıdır. Uygulamada Şekil 6.4'de gösterildiği gibi bu hata 121 (epochs) iterasyonda 1.2629×10^{-6} mertebelerine kadar düşmüştür. Bu sonuçta öğrenmenin son derece iyi olduğunun göstergesidir. Bu konudaki farklı bir sistem için benzer bir çalışma da [73]'de verilmektedir. Şekil 6.5'de [73]'de verilen sistemin maliyet hatasının çıkışı verilmektedir. Giriş bölümde de açıklandığı gibi Şekil 6.4'deki $J(\theta)$ değerinin Şekil 6.5'e göre daha düşük olduğu görülmektedir. Bu durum bu çalışmada kullanılan algoritmanın uygun olduğunu göstermektedir.

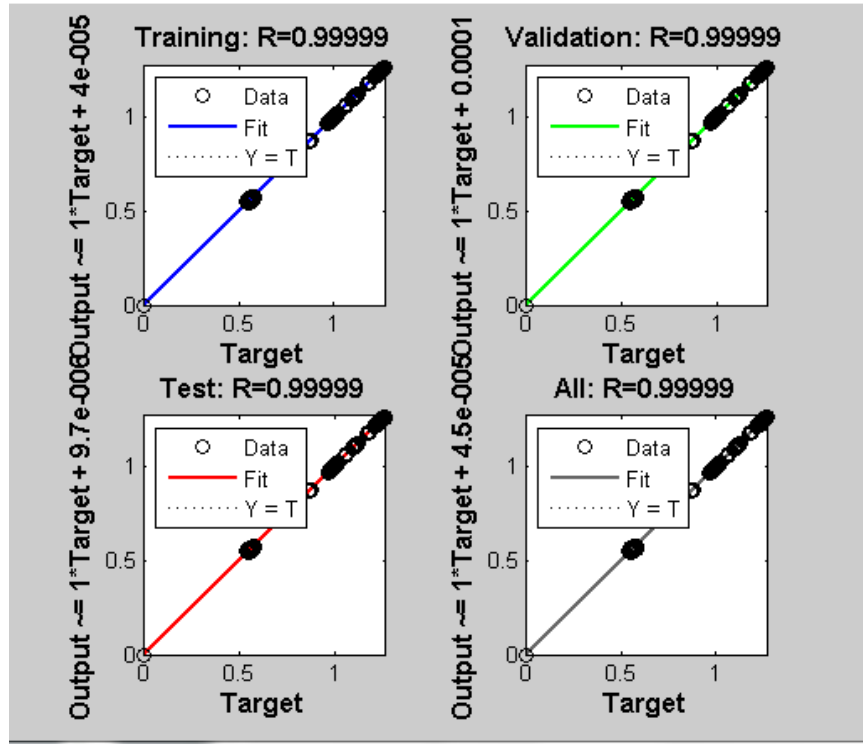
Bu çalışmadaki deney sonuçlarından elde edilen Şekil 6.4, 6.6 ve 6.7'deki grafiklerden de anlaşıldığı gibi yapılan çalışmada öğrenme ile test verilerinin eş zamanlı hareket ettiği görülmektedir. Bu da öğrenmenin son derece iyi olduğunun bir göstergesidir. Uygulamanın regression analizi yapıldığında bu değerlerin ideal değerlere çok yaklaştığı grafiklerle gösterilebilir. Şekil 6.6'da ise bu durumu irdelenmiştir. Öğrenme durumu analizi içinde gradyan (değişim) değerine bakmak gerekmektedir. Uygulama içerisindeki gradyan yani hedeflenen çıkışla sistem çıkışı arasındaki değişim ideal değerlere çok yaklaşmaktadır. Şekil 6.7'de ise bu değerlerin grafiği gösterilmektedir. Performans grafikleri elde edildikten sonra YSA'nın tam anlamıyla kesir dereceli sistemi karakterize etme durumu incelenmiştir. YSA öğrendikten sonra MATLAB çalışma ortamına 'result' adında bir dosya oluşturmaktadır. Bu dosya içerisindeki 'results.net' dosyası kullanılarak 2. bölümde elde edilmiş optimal kesir dereceli denetçi parametreleri ile sistem işleme tabi tutulmuştur ve normal kesir dereceli denetçi ile YSA öğrenmesi sonucu elde edilen çıktı grafikleri birim basamak fonksiyonuna göre analiz edilerek karşılaştırılmıştır. Şekil 6.8'de bu karşılaştırma gösterilmiştir. Bu şekilde de anlaşıldığı gibi YSA kesir dereceli denetçi davranışını öğrenmektedir. Yani bu çalışmada tasarlanan YSA'nın verilen herhangi bir sistemi öğrenerek uygun veriler üretebileceği gösterilmiştir.



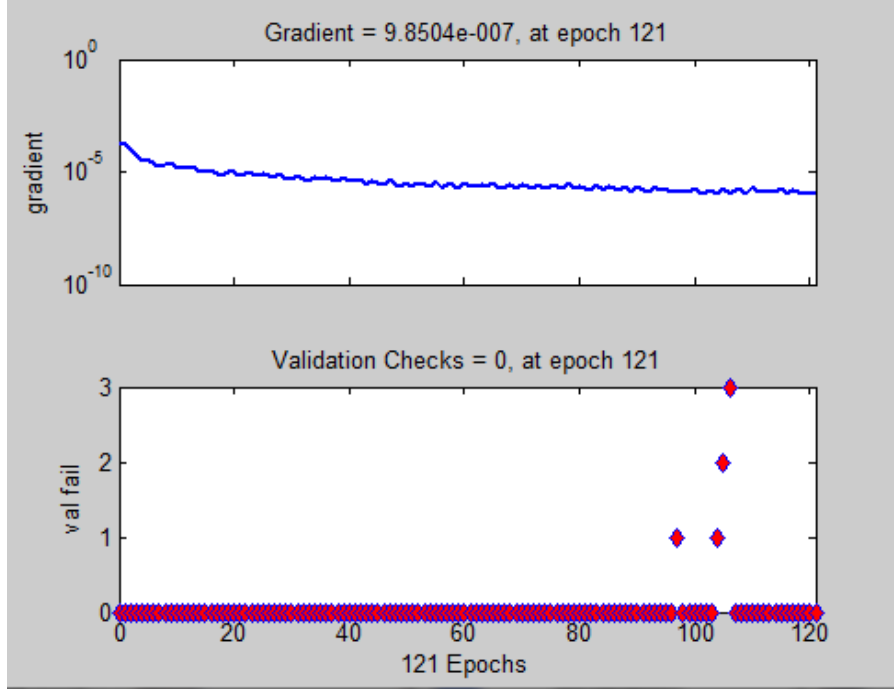
Şekil 6.4. YSA performans grafiği



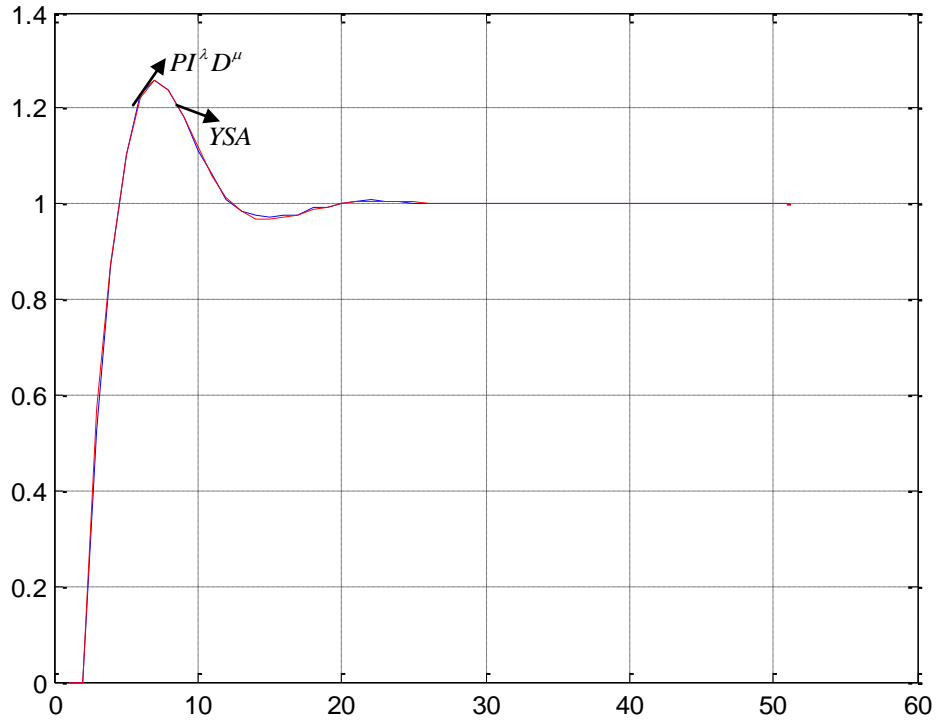
Şekil 6.5. [73]'de bulunan sistemin maliyet hatası (J) çıkışı



Şekil 6.6. Sistemin regression grafiği



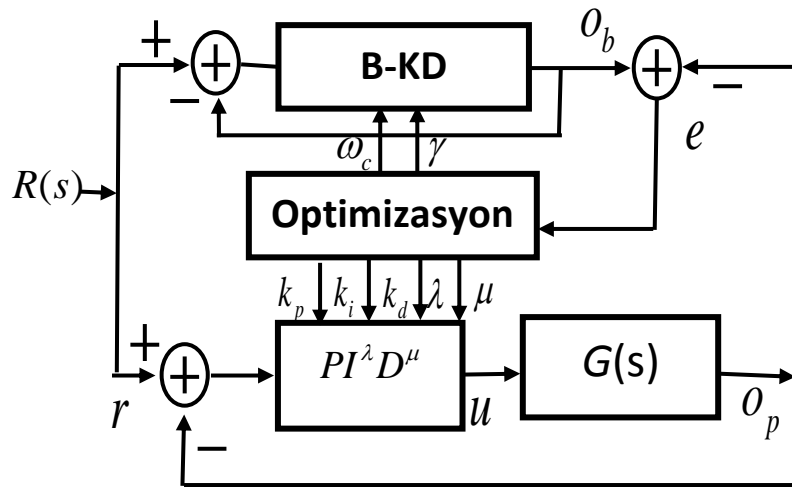
Şekil 6.7. Gradient ve geçerlilik (validation) grafiği



Şekil 6.8. YSA ve $PI^\lambda D^\mu$ denetçi birim basamak tepkisi

7. KESİR DERECELİ PID DENETÇİ TASARIMI İÇİN REFERANS MODEL TABANLI OPTİMİZASYON YÖNTEMİ

Bu bölümde, $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının $(k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu)$ katsayılarının Bode'nin ideal kapalı çevrim kontrol döngüsünün cevabına göre optimizasyonu hedeflenmiştir. Kesir dereceli bir sistem olan, Bode'nin ideal kapalı çevrim kontrol döngüsü (B-KD), istenen sistem cevabına iki parametre (γ, ω_c) yardımı ile ayarlanabilmektedir [63-65]. Bu çalışmada, kapalı çevrim $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının kontrol cevabının, teorik referans sistem B-DK'nın kontrol cevabına yakınsaması amaçlanmıştır. Bu işlem, stokastik parametre vektörü optimizasyonu yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Böylece, referans sistemin cevabı (γ, ω_c) parametreleri yardımı ile istenen bir birim basamak cevabına ayarlanarak, $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının, bu cevabı verebilmesi sağlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda, optimizasyon iki aşamalı gerçekleşmektedir: Birinci aşamada, hem referans sistem katsayıları (γ, ω_c) hem de denetçi yapısı $(k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu)$ katsayıları iki sistemin birim basamak cevaplarının birbirine yakınsaması için, birlikte optimize edilmektedir. İki sistem cevabının eşleşmesi durumu kenetlenme olarak adlandırılmıştır. Kenetlenme gerçekleşikten sonra referans sistemin parametreleri adım adım istenen değerlerine çekilerek, kapalı çevrim $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının bu cevaba sürüklenmesi sağlanmıştır. Bu süreç sürüklenme olarak adlandırılmıştır. Sürüklenme sürecinde sadece $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının $(k_p, k_i, k_d, \lambda, \mu)$ katsayıları optimize edilmektedir [75].



Şekil 7.1. Sistemin genel mimarisini

Şekil 7.1’de optimizasyon sisteminin genel mimarisi gösterilmiştir. Bu yöntemin en önemli avantajı, iyi bilinen ve kolay yönetilebilir bir referans sistem modelinin, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol sistemine kenetlenerek, kontrol sistemin cevabını hedeflenen bir birim basamak cevabına götürmesidir. Bu, model karmaşıklığı ne olursa olsun, kenetlenme gerçekleştikten sonra, referans sistemin (γ, ω_c) katsayıları yönetilerek, kapalı çevrim $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının hedeflenen bir sistem cevabına yakınsaması sağlanabilmektedir [75].

7.1. Stokastik Parametre Vektörü Optimizasyonu:

Stokastik parametre vektörü optimizasyonu, optimize edilecek parametrelerin, artan veya eksilen yönlerde belli bir aralık içinde rastsal değiştirilmesine dayanmaktadır. Bu durum, matematiksel olarak rastsal sapma $\Delta X^n = \pm \phi_v^n \beta$ ile ifade edilebilir. Burada, $\phi_v^n \in [1,0]$ rastsal sayı ve β adım uzunluğu katsayısıdır. Parametrenin, artan yönde değiştirilmesi durumu ($\Delta X^n = \phi_v^n \beta$), ileri yönlü test, azalan yönde değiştirilmesi durumu ($\Delta X^n = -\phi_v^n \beta$), geri yönde test için kullanılmaktadır. Test sonucunda,

$$E(X^n - \Delta X^n) - E(X^n) < 0 \quad (7.1)$$

koşulunu sağlıyorsa, optimizasyona bu parametrenin yeni değeri ile devam edilir. Burada $E(\cdot)$ optimizasyon için hata fonksiyonudur. Hata fonksiyonu olarak, birim basamak cevaplarının L örneklilik ortalama karesel hatası kullanılmıştır:

$$E = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L (O_b^n - O_p^n)^2 \quad (7.2)$$

Optimize edilecek $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısı parametrelerini $X_p^n = [K_p \ K_d \ K_i \ \lambda \ \mu]$ ve optimize edilecek referans sistem parametrelerini $X_R^n = [\gamma \ \omega_c]$ vektörleri ile gösterelim. Stokastik vektör optimizasyon yöntemi, her iterasyon adımında sadece bir vektör bileşenini ileri ve geri yönde test eder. İleri yönde test koşulları, her iki sistem için ayrı ayrı,

$$E(X_P^n + \phi_{vP}^n \beta) - E(X_P^n) < 0 \quad (7.3)$$

$$E(X_R^n + \phi_{vR}^n \beta) - E(X_R^n) < 0 \quad (7.4)$$

ile ifade edilir. Bu koşulu sağlayan $\phi_{vP}^n \beta$ ve $\phi_{vR}^n \beta$ sapmaları ile parametre vektörleri güncellenir:

$$X_P^{n+1} = X_P^n + \phi_{vP}^n \beta \quad (7.5)$$

$$X_R^{n+1} = X_R^n + \phi_{vR}^n \beta \quad (7.6)$$

Geri yönde test koşulları, her iki sistem için ayrı ayrı,

$$E(X_P^n - \phi_{vP}^n \beta) - E(X_P^n) < 0 \quad (7.7)$$

$$E(X_R^n - \phi_{vR}^n \beta) - E(X_R^n) < 0 \quad (7.8)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Bu koşulları sağlanırsa, parametre vektörü şöyle güncellenir:

$$X_P^{n+1} = X_P^n - \phi_{vP}^n \beta \quad (7.9)$$

$$X_R^{n+1} = X_R^n - \phi_{vR}^n \beta \quad (7.10)$$

Her iki sistemin optimizasyonu ardışık olarak yürütülür. Öncelikle, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının bütün parametreleri tek tek ileri ve geri yönde test edilir ve optimizasyon hatasını azaltan yönde denklem (7.5) ve (7.9) uyarınca güncellenir. Sonra, referans sistem parametreleri ileri ve geri yönde test edilir ve denklem (7.6) ve (7.10) uyarınca güncellenir. Daha sonra tekrar, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısına dönülerek aynı işlemler tekrarlanır. Sistemin hatası bir kenetlenme hata eşiği altına indiği zaman ($E < E_K$) iki sistem “kenetlenme durumuna” ulaşmış olur. Bu

durum iki sistemin birim basamak cevaplarının birbirine arzu edildiği oranda yaklaştığını gösterir. Bu durumda, referans sistemin optimizasyonu durdurularak, bu sistemin parametreleri adım adım hedeflenen optimal değerlerine doğru götürülür:

$$X_R^n = [\gamma^n \ w_C^n] \rightarrow [\gamma_{opt} \ w_{opt}] \quad (7.11)$$

Bu süreçte “sürüklenme durumu” gerçekleşir. Bu optimizasyon süreçleri, Şekil 7.2’de temsili olarak gösterilmektedir.

Bu çalışmada, kontrol edilen sistem, düşük aşım ve hızlı bir birim basamak cevabına sürüklenmesi istendiği için, maksimum aşımı artıran yönde etki eden γ^n adım adım azaltılır iken yükselme süresini azaltan yönde etki eden w_C^n parametresi adım adım artırılmıştır. Yani sürüklenme sürecinde bu parametreler,

$$\gamma^{n+1} = \gamma^n - \varepsilon_1 \quad (7.12)$$

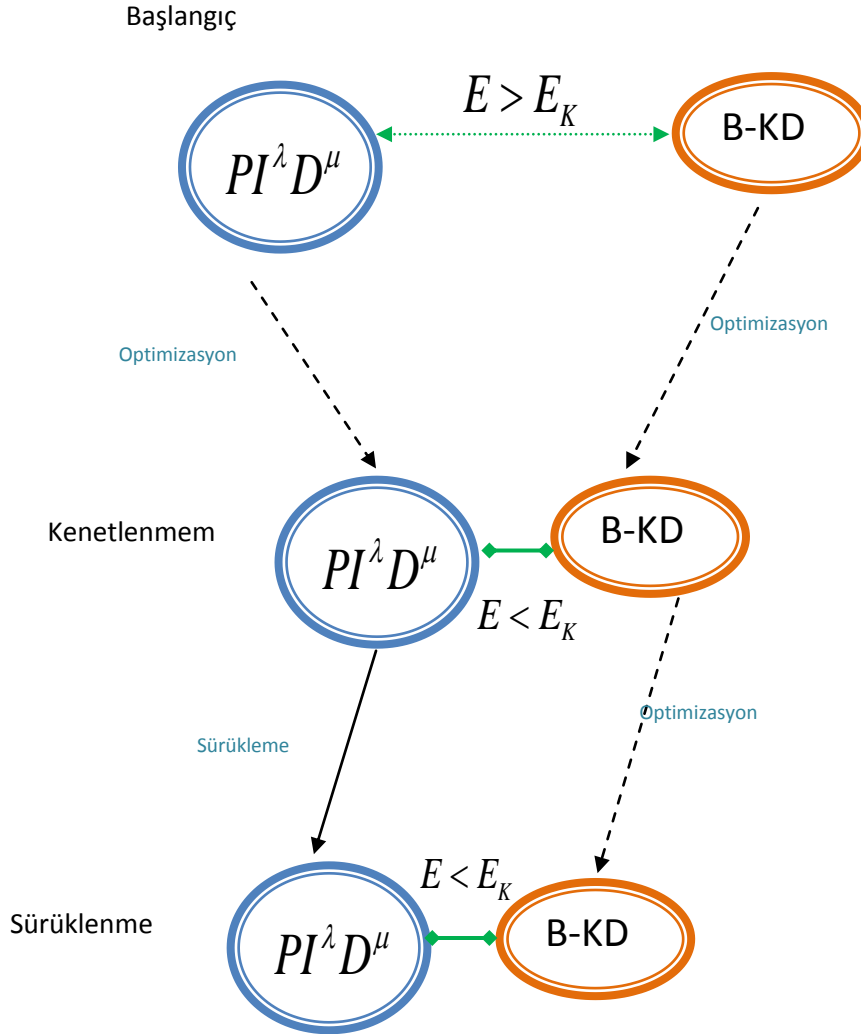
$$w_C^{n+1} = w_C^n + \varepsilon_2 \quad (7.13)$$

ile güncellenmiştir. Bu denklemlerde ε_1 ve ε_2 sürüklenme adım aralıklarıdır. Bu güncellemeler sürecinde, sürüklenme durumunda, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının optimizasyonu devam ettirilmektedir. Böylece, $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının, referans sisteme kenetli olarak hedeflenen cevaba doğru sürüklenmesi sağlanmaktadır [75].

Bu yöntemin getirdiği avantaj, iyi bilinen teorik bir referans model yardımı ile karmaşık ve model belirsizliği içerebilen bir sistemin optimizasyonunun yönetilebilmesidir. Diğer bir ifade ile sürüklenme durumunda, optimizasyon sürecinin referans sistemle yönetilebilmesi sağlanmıştır. Bu avantaj kontrol sisteminin iyi cevap üretmeyen bir yerel minimum noktasında takılı kalmasının önüne geçilmesini sağlayabilmektedir. Çünkü optimizasyon sürecinde kontrol edilen sistem ile referans sistemin kenetlenmesi hata uzayında bir minimum

noktası oluşturmaktadır. Sürüklenme işlemiyle beraber bu yerel minimum, hedeflenen bir sistem cevabı için kaydırılabilmektedir [75].

Optimizasyon Süreci



Şekil 7.2. Optimizasyon Süreci, kenetlenme ve sürüklenme durumları

Optimizasyon boyunca önceki bölümlerde dikey ve yatay seviye hareketine ilişkin matematiksel modeller kullanılmıştır.

7.2. Optimizasyon Sonuçları ve Tartışma

TRMS'nin ana ve kuyruk rotorlarının simülasyon modelleri üstünde yapılan optimizasyon çalışmalarında elde edilen sonuçlar Şekil 7.3 ve 7.4'de görülmektedir. Şekil 7.3 (a) ve Şekil 7.4 (a)'da optimizasyon süreci boyunca

ortalama hatanın değişimleri verilmiştir. Kenetlenme durumu 1 numaralı bölgede sağlanmışır. Sürüklenme işleme ise 2 numaralı bölgede yürütülmüştür. Şekil 7.3 (b) ve Şekil 7.4 (b)'de optimizasyon boyunca parametrelerin değişimi gösterilmiştir. Optimizasyon sürecinde K_p, K_i, λ ve μ parametreleri düzeyini korurken, K_d parametresinin sürekli düştüğü görülmüştür. Bu durum, maksimum aşımın önemli ölçüde düşürdüğüne işaret eder. Sürüklenme sürecinde, referans sistem (B-KD) parametrelerinden, maksimum aşımı artıran parametre olan γ 'nın düşürüldüğü ve yükselme zamanını artıran parametre olan ω_c 'nin arttığı açıkça görülmektedir. Bu durum sürüklenmenin gerçekleştiğini göstermektedir. Şekil 7.3 (c) ve Şekil 7.4 (c)'de referans sistemin ve kontrol yapısının birim basamak cevapları verilmiştir. Kontrol yapısının da referans sistem birim basamak cevabına yakınsadığı açık bir şekilde görülmektedir. Optimizasyonlar neticesinde ana ve kuyruk rotoru için elde edilen parametreler aşağıda sunulmaktadır.

Ana rotor için türetilen değerler;

$$K_p = 8.897988, K_i = 8.083841, K_d = 10.595935$$

$$\lambda = 0.827872, \mu = 0.901992$$

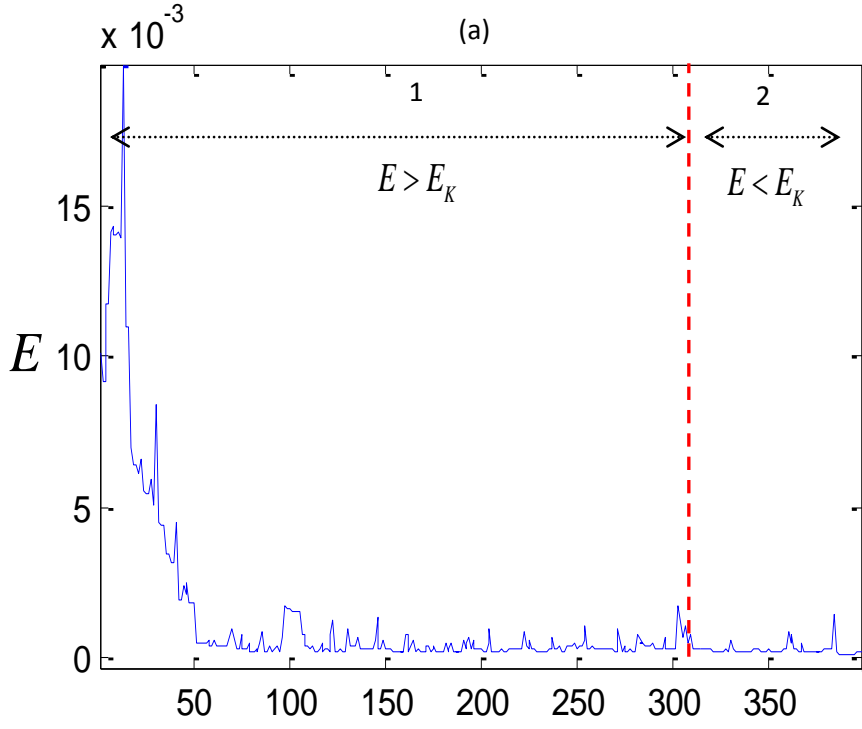
$$\omega_c = 2.260247, \gamma = 0.004054$$

Kuyruk rotoru için türetilen değerler;

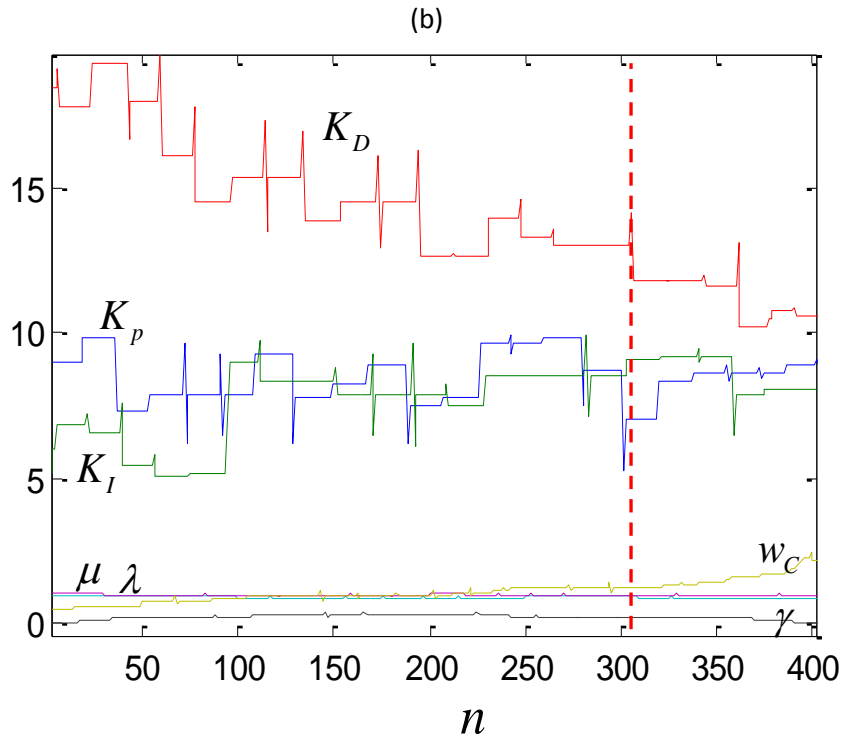
$$K_p = 9.592281, K_i = 7.609993, K_d = 13.157695$$

$$\lambda = 0.881505, \mu = 0.835942$$

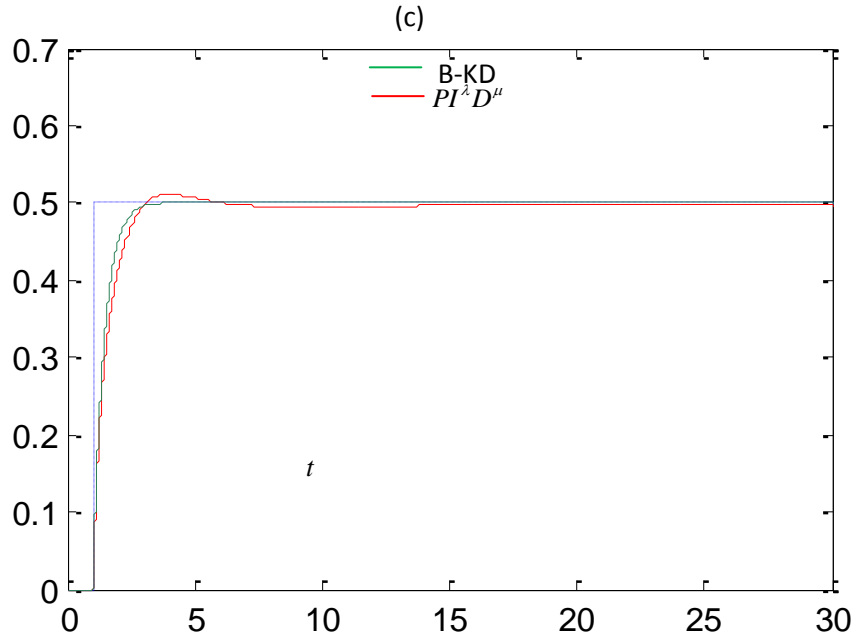
$$\omega_c = 2.523658, \gamma = 0.005826$$



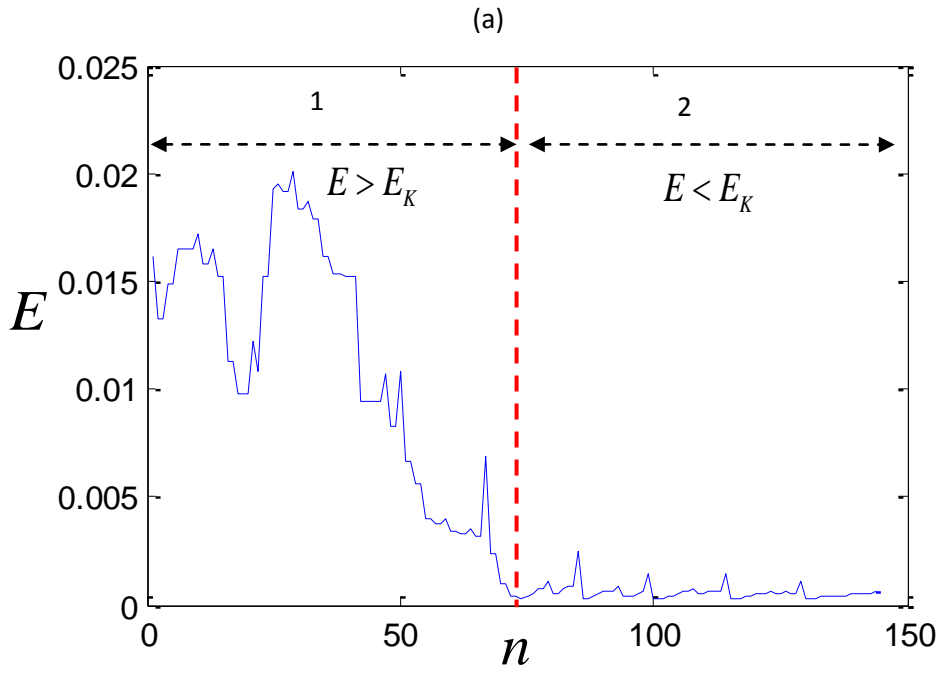
Şekil 7.3. (a) Ana rotor için, Ortalama hata fonksiyonunun iterasyon adımlarına göre değişimi.(1. Bölge kenetlenme süreci, 2. Bölge sürüklenme süreci, $E_K = 2 \cdot 10^{-4}$ alınmıştır.)



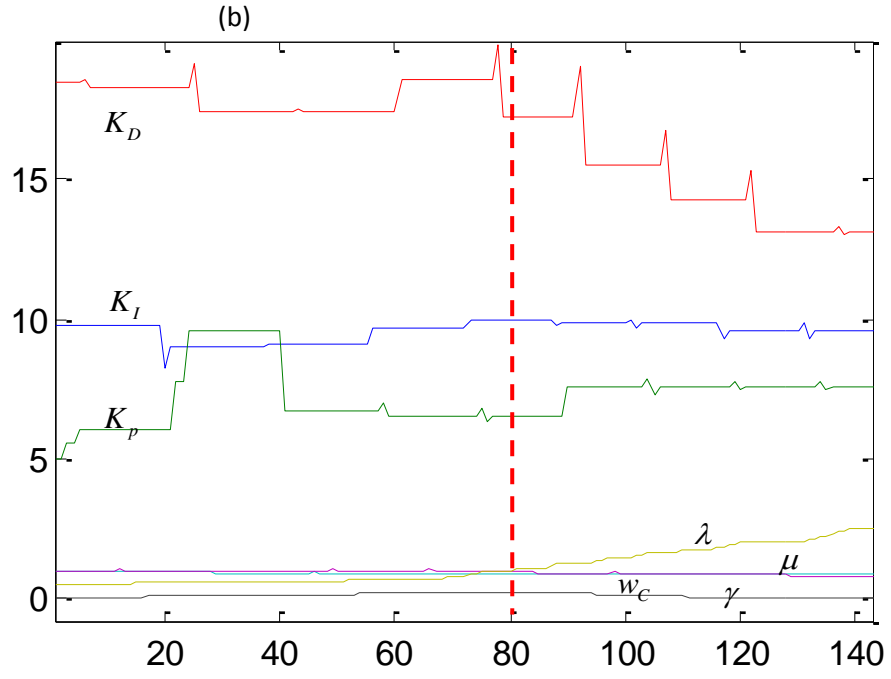
Şekil 7.3. (b) Ana rotor için, Katsayıların değişimi



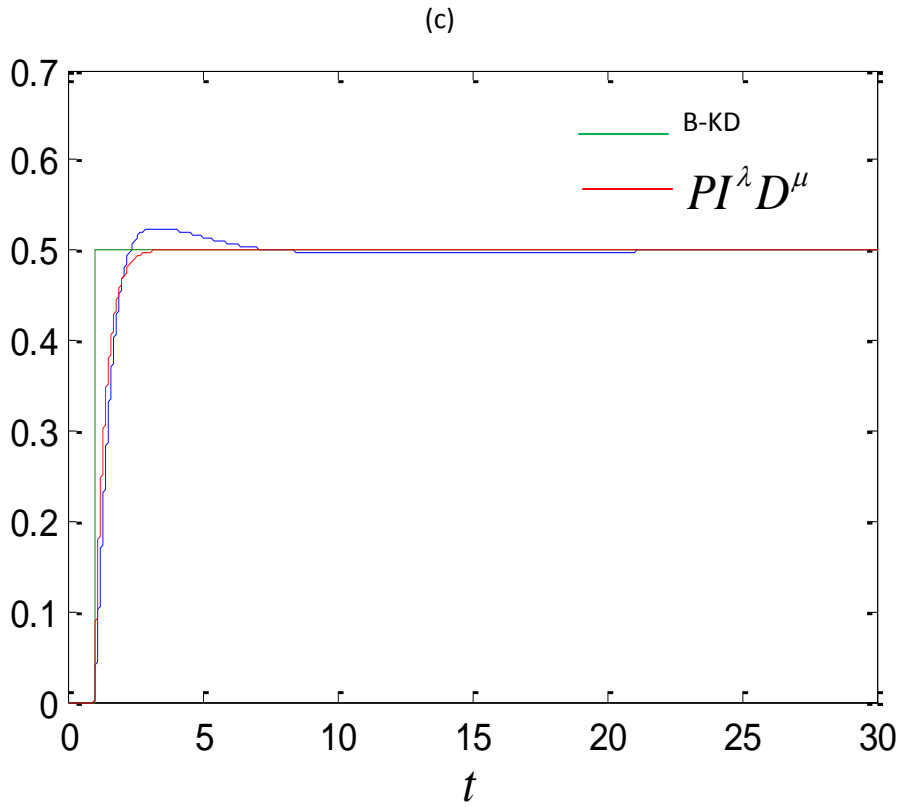
Şekil 7.3. (c) Ana rotor için, Referans sistem ve $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısının birim basamak cevapları



Şekil 7.4. (a) Kuyruk rotor için, Ortalama hata fonksiyonunun iterasyon adımlarına göre değişimi.(1. Bölge kenetlenme süreci, 2. Bölge sürüklenme süreci, $E_K = 3.10^{-4}$ alınmıştır.)



Şekil 7.4. (b) Kuyruk rotor için, Katsayıların değişimi



Şekil 7.4. (c) Kuyruk rotor için, Referans sistem ve $PI^\lambda D^\mu$ kontrol yapısı birim basamak cevapları

Bu çalışmada, $PI^\lambda D^\mu$ kapalı çevrim kontrol yapısının birim basamak cevabı, Bode'nin ideal kontrol döngüsü (referans model) ile ayarlanabileceği gösterilmiştir. Stokastik parametre vektörü optimizasyonu ile iki aşamalı optimizasyon yönetimi gerçekleştirilmiştir. Birinci aşamada, iki bağımsız optimizatör, referans model ile $PI^\lambda D^\mu$ kapalı çevrim kontrol yapısının birim basamak cevaplarını benzeştirmiştir. Kenetlenmeden sonra, referans model parametreleri istenilen bir birim basamak cevabını vermek için ayarlanırken, kenetli durumdaki $PI^\lambda D^\mu$ kapalı çevrim kontrol yapısının da bu birim basamak cevaba sürüklenmesi sağlanmıştır. TRMS'nin ana ve kuyruk rotor kontrolü üzerinde, simülasyonu yapılmış ve elde edilen sonuçlar tartışılmıştır.

Bu çalışma ile kapalı çevrim $PI^\lambda D^\mu$ denetçi yapısının, bir teorik referans model cevabına göre karakterize edilebileceği görülmüştür. Bunun yanı sıra önerilen yöntem optimizasyonu yerel minimuma takılma sorununa belli ölçülerde çözüm sağlayabilmiştir.

8. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında kesir dereceli matematiğin kuramsal temellerine katkı sağlamak amacıyla kesir dereceli integro-diferansiyel ifadelerin fiziksel yorumu için bir yaklaşım sunulmuştur.

Model belirleme yöntemiyle helikopter modeli olan TRMS' dikey ve yatay seviye hareketine ait matematiksel modeller elde edilmiştir. Bu matematiksel modeller kullanılarak sisteme çeşitli yöntemlerle kesir dereceli denetçi tasarımları önerilmiştir. Elde edilen denetçiler gerçek zamanlı TRMS sistemi üzerinde denenmiş ve çıktılar detaylarıyla irdelenmiştir.

Bu tez çalışmasının çıktılarıyla ile hazırlanan çalışmalar "ICFDA 2014" konferansına gönderilmiştir. TOK 2012'de 2 bildiri ve TOK2013'de 1 bildiri olarak yayınlanmış ve sunumları gerçekleştirilmiştir.

Bu tez çalışmasının sonuçlarından yararlanılarak şu çalışmalar yapılabilir.

- Farklı optimizasyon algoritmalarıyla kesir dereceli sistem tasarımları yapılabilir.
- Kesir dereceli sistem tasarımı için yeni ve özgün optimizasyon algoritmaları geliştirilebilir.
- Uçuş kontrol sistemleri için online çalışabilen optimizasyon algoritmaları geliştirilebilir.

Kaynaklar

- [1] R. Caponetto, G. Dongola, L. Fortuna ve I. Petras, *Fractional Order Systems: Modeling and Control Applications*, **World Scientific, Singapore**, pp. 1-20, 2010.
- [2] B. Şenol, *Kesir Dereceli Sistemlerin Frekans Cevaplarının Analizi İçin Matlab Ortamında Toolbox* (Yüksek Lisans Tezi Danışman; C. Yeroglu) **İnönü Üniversitesi F.B.E.** 2011.
- [3] R. L. Bagley ve R. A. Calico, *Fractional-Order State Equations for the Control of Viscoelastic Damped Structures*, **J. Guidance, Control and Dynamics**, 14(2): pp. 304–311, 1991.
- [4] R. L. Bagley ve P. Torvik, *On the Appearance of the Fractional Derivative in the Behavior of Real Materials*, **J. Appl. Mech.** , (51): pp. 294–298, 1984.
- [5] A. Makroglou, R. K. Miller ve S. Skaar, *Computational Results for a Feedback Control for a Rotating Viscoelastic Beam*, **J. Guidance, Control and Dynamics**, 17(1): pp. 84–90, 1994.
- [7] A. Le M'ehaut'e ve G. Crepy, *Introduction to Transfer and Motion in Fractal Media: The Geometry of Kynetics*, **Solid State Ionics**, 9(10): pp. 17–30, 1983.
- [8] M. Nakagawa, ve K. Sorimachi, *Basic Characteristics of a Fractance Device*, **IEICE Trans. Fundamentals**, 75(12): pp. 1814–1819, 1992.
- [9] K. B. Oldham ve C. G. Zoski, *Analogue Instrumentation for Processing Polarographic Data*, **J. Electroanal. Chem.** , 157: pp. 27–51, 1983.
- [10] J. Sabatier, S. Poullain, P. Latteux, J. L. Thomas ve A. Oustaloup, *Robust Speed Control of a Low Damped Electromechanical System Based on CRONE Control: Application to a Four Mass Experimental Test Bench*, **Nonlinear Dynamics**, 38: pp. 383-400, 2004.
- [11] I. Petras, *The Fractional Order Controllers: Methods for Their Synthesis and Application*, *J. of Electrical Engineering*, 50: pp. 284-288, 1999.
- [12] I. Podlubny, *Fractional-Order Systems and Controllers*, **IEEE Transactions on Automatic Control**, 44(1), pp. 208–214, 1999.
- [13] S. Manabe, *Early Development of Fractional Order Control*, **Proc. of the ASME 2003 Design Engineering Technical Conference**, Chicago Illinois, 2003.

- [14] D. Valerio, J. S. da Costa, *Time Domain Implementation of Fractional Order Controllers*, **IEEE Proc. , Control Theory Appl. ,** 152(5): pp. 539-552, 2005.
- [15] J. Machado, *Discrete-Time Fractional-Order Controllers*, **Fract. Calc. Appl. Anal.**, 4(1): pp. 47-66, 2001.
- [16] C. A. Monje, B. M. Vinagre, V. Feliu ve Y. Q. Chen, *Tuning and Auto-Tuning of Fractional Order Controllers for Industry Applications*, **Control Engineering Practice**, 16: pp. 798–812, 2008.
- [17] M. Caputo, *Elasticita e Dissipazione*, **Bologna: Zanichelli**, 1969.
- [18] T. F. Nonnenmacher ve W. G. Glöckle, *A Fractional Model for Mechanical Stress Relaxation*, **Philosophical Magazine Lett.**, 64(2): pp. 89–93, 1991.
- [19] C. Friedrich, *Relaxation and Retardation Functions of the Maxwell Model with Fractional Derivatives*, **Rheol. Acta.**, 30: pp. 151–158, 1991.
- [20] S. Westerlund, *Capacitor Theory*, **IEEE Trans. Dielectrics Electron. Insulation**, 1(5): pp. 826–839, 1994.
- [21] B. M. Vinagre, C. A. Monje, V. Feliu ve Y. Q. Chen, *On Auto-Tuning of Fractional Order PID Controllers*, in *Proc. IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Application (FDA'06)*, Porto, Portugal, 2006.
- [22] B. M. Vinagre, Y. Q. Chen, H. Dou ve C. A. Monje, *Robust Tuning Method for Fractional Order PI Controllers*, in *Proc. IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Application (FDA'06)*, Porto, Portugal, 2006.
- [23] D. Valerio ve S. J. da Costa, *Tuning-Rules for Fractional PID Controllers*, in *Proc. IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Application (FDA'06)*, Porto, Portugal, 2006.
- [24] R. Caponetto, L. Fortuna ve D. Porto, *A new tuning strategy for non integer order PID controller*, in *Proc IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Application (FDA'04)*, Bordeaux, France, 2004.
- [25] I. Petras, ve M. Hypiusova, *Design of Fractional Order Controllers Via H_∞ Norm Minimization*, **Selected Topics in Modeling and Control**, 3: pp. 50–54, 2002.
- [26] Y. Q. Chen ve K. L. Moore, *Analytical Stability Bound For a Class of Delayed Fractional-Order Dynamic Systems*, **Nonlinear Dynamics**, 29: pp. 191-200, 2002.

- [27] B. M. Vinagre, I. Podlubny, L. Dorcak, ve V. Feliu, *On Fractional PID Controllers: A Frequency Domain Approach*, **IFAC workshop on Past, present and future of PID control**, pp. 53–58, Terrasa, Spain, 2000.
- [28] Y. Q. Chen, B. M. Vinagre ve I. Podlubny, *Continued Fraction Expansion Approaches to Discretizing Fractional Order Derivatives, An Expository Review*, **Nonlinear Dynamics**, 38: pp. 155–170, 2004.
- [29] D. Xue ve Y. Q. Chen, *A comparative Introduction of Four Fractional Order Controllers*, **Proceeding the 4th World Congress, Intelligent Control and Auto**,4: pp. 3228-3235, 2002.
- [30] S. E. Hamamci, *An Algorithm for Stabilization of Fractional-Order Time Delay Systems Using Fractional Order PID Controllers*, **IEEE Trans. On Automatic Control**, 52: pp. 1964-1969, 2007.
- [31] Feedback Instruments *MATLAB GUIDE for Feedback Control Instrumentation* 33-949S (For use with MATLAB R2006bversion 7.3, 2006).
- [32] B.M. Vinagre, I. Podlubny, L. Dorcak, ve V. Feliu, *On Fractional PID Controllers: A Frequency Domain Approach*, *IFAC workshop on Past, present and future of PID control*, Terrasa, Spain, pp. 53–58, 2000.
- [33] I. Petras, ve M. Hypiusova, *Design of Fractional Order Controllers Via H_∞ Norm Minimization*, **Selected Topics in Modeling and Control**, 3: pp. 50–54, 2002.
- [34] Y.Q. Chen, ve K.L. Moore, *Discretization Schemes for Fractional Order Differentiators and Integrators*, **IEEE Transactions on Circuits and Systems :Fundamental Theory and Applications**, 49(3): pp. 363–367, 2002.
- [35] C. Yeroglu, N. Tan, *Prototip Çift Motorlu Helikopter Modeli Üzerinde Kesir Dereceli PID $PI^\lambda D^\mu$ Kontrolör Uygulamas*, **Otomasyon Dergisi**, Şubat 2011.
- [36] S.R. Barbosa, J.A.T. Machado ve M.F. Isabel, *Tuning of PID Controllers Based on Bode's Ideal Transfer Function*, **Nonlinear Dynamics** 38: pp.305-321, 2004.
- [37] Toha, S. Fauziah, ve M. O. Tokhi, *Real-coded genetic algorithm for parametric modelling of a TRMS*. **Evolutionary Computation**, 2009. CEC'09. IEEE Congress on. IEEE, 2009.

- [38] Mohamed, T. L. T., et al. *Intelligent hybrid Active Force Control in identification of a nonlinear MIMO system*, **Research and Development (SCORED)**, 2012 IEEE Student Conference on. IEEE, 2012.
- [39] Subudhi, Bidyadhar ve Debashisha Jena, *Nonlinear system identification using memetic differential evolution trained neural Networks*, **Neurocomputing**, 74(10): pp. 1696-1709, 2011.
- [40] C. A. Monje, Y. Q. Chen, B. M. Vinagre, D. Xue, V. Feliu, *Fractional-order Systems and Controls Fundamentals and Applications*, **Springer**, Verlag, London, 2010.
- [41] R. Caponetto, G. Dongola, L. Fortuna, I. Petras, *Fractional Order Systems Modeling and Control Applications*, **World Scientific**, London, 2010.
- [42] I. Petras, *Fractional-order Nonlinear Systems Modeling, Analysis and Simulation*, **Nonlinear Physical Science**, Springer, Germany, 2011.
- [43] J. Sabatier, O. P. Agrawal, J. A. Tenreiro Machado, *Advances in Fractional Calculus Theoretical Development and Applications in Physics and Engineering*, **Springer**, Netherland, 2007.
- [44] H. Turgay Kaptanoglu, *Gama Fonksiyonu*, **Matematik Bölümü Ders Notu**, **ODTÜ**, Ankara.
- [45] C. Soytaş, *Kesirli diferansiyel denklemlerin çözüm yöntemleri* (Yüksek Lisans Tezi Danışman; G. Oturanç) **Selçuk Üniversitesi F.B.E.** 2006.
- [46] N. Minorsky, *Directional stability of automatically steered bodies*, **J. Am. Soc. Naval Eng.** 42: pp. 280–309, 1922.
- [47] A. Callender, D. R. Hartree, A. Porter, *Time-lag in a control system*, **Philos. Trans. R. Soc. Lond.** 235: pp. 415–444, 1936.
- [48] J. G. Juang, R. W. Lin, W. K. Liu, *Comparison of classical control and intelligent control for a MIMO system*, **Applied Mathematics and Computation** 205 pp. 778–791, 2008.
- [49] C. R. Madhuranthaka, J. Singh, A. Elkamel, H. Budman, *Optimal PID controller parameters for first order and second order systems with time delay using a connectionist approach*, **Engineering Optimization** 42: pp. 295–303, 2010.
- [50] K. G. Papadopoulos, N. I. Margaritis, *Optimal automatic tuning of active damping PID regulators*, *Journal of Process Control*, 23: pp. 905-915, 2013.

- [51] V. M. Alfaro, R. Vilanova, *Robust tuning of 2DoF five-parameter PID controllers for inverse response controlled processes*, **Journal of Process Control** 23: pp.453-462,2013.
- [52] C. Jan, *The design of PID controller for non-oscillating time-delayed plants with guaranteed stability margin based on the modulus optimum criterion*, **Journal of Process Control** 23: pp. 2570-584, 2013.
- [53] J. A. Machado, T. A *probabilistic interpretation of the fractional-order differentiation*, **Fractional Calculus and applied Analysis**, 6: pp.73-80, 2003.
- [54] I. Podlubny, *Geometric and physical interpretation of fractional integration and fractional differentiation*, **Fractional Calculus & Applied Analysis**, 5: pp.367-386, 2002.
- [55] M. Moshrefi, J., Torbati, K. Hammond, *Physical and geometrical interpretation of fractional operators*, **Journal of the Franklin Institute** , 335: pp. 1077-1086, 1998,.
- [56] F. J. Molz, G. J. Fix, S. Lu, *A physical interpretation for the fractional derivative in Levy diffusion*, **Applied Mathematics Letters**, 15: pp.907-911, 2002.
- [57] C. Giannantoni, *The problem of the initial conditions and their physical meaning in linear differential equations of fractional order*, **Applied Mathematics and Computation**, 141: pp. 87-102, 2003.
- [58] A. Ateş, C. Yeroğlu, *TRMS İçin Referans Modele Dayalı Optimal Kesir Dereceli PID Tasarımı*, **Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı**, TOK12, Niğde, 2012.
- [59] A. Ateş, C. Yeroğlu, M. F. Talu, *Gerçek Zamanlı TRMS için Geliştirilen YSA Algoritması*, **Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı**, TOK12, Niğde, 2012.
- [60] Rahideh, A., and M. H. Shaheed. "Hybrid fuzzy-PID-based control of a twin rotor MIMO system." *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on. IEEE*, 2006.
- [61] National Instruments NI Developer Zone
<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4028> **Selecting a Model Structure in The System Identification Process** (Son erişim tarihi: 10.02.2012)
- [62] MATLAB R2012a Documentation System
<http://www.mathworks.com/help/toolbox/ident/ug/bq2fhe8.html> **Identifying Input-Output Polynomial Models** (Son erişim tarihi: 8.03.2012)

- [63] C. Yeroğlu, N. Tan, *Classical controller design techniques for fractional order case*, **ISA TRANS.** 50(3): pp. 461-472, July 2011.
- [64] H.W. Bode, *Network analysis and feedback amplifier design*. **New York: Van Nostrand**, 1945.
- [65] S.R. Barbosa, J.A.T. Machado ve M.F. Isabel, *Tuning of PID Controllers Based on Bode's Ideal Transfer Function*, **Nonlinear Dynamics** 38: 305-321, 2004.
- [66] M.M. Özyetkin ve N.Tan, *Kesir Dereceli Transfer Fonksiyonlarının Tamsayı Dereceli Yaklaşım Modellerinin İncelenmesi ve PI Kontrolör Tasarımı*, **TOK 2009**, İstanbul, 2009.
- [67] Stich T. J., Spoere J. K., Velasco T., *The Application of Artificial Neural Networks to Monitoring and Control of an Induction Hardening Process*, **Jornual of Industrial Technology**, November 1999 to January 2000.
- [68] E. Wilson, *Experiments in Neural Network Control of a Free-Flying Space Robot*, **Proceeding of the World Congress on Networks**, Aerospace Robotics Laboratory, Stanford University, Stanford California June 1994.
- [69] M. T. Hagan, H. B. Demuth, O. D. Jesus, *An Introduction to the use of Neural Networks in Control Systems*, **International Journal of Robust and Nonlinear Control**, 12(11): pp. 959–985, September 2002.
- [70] J. Zilkova, J. Timko, P.Girovsky, *Nonlinear System Control Using Neural Networks*, **Acta Poltechnica Hungarian**, Kosice, Slovak Republic, 2006.
- [71] E. Öztemel, *Yapay Sinir Ağları*, **Papatya Yayıncılık** İstanbul, Mart 2003.
- [72] D. Karağaboğa *Yapay Zeka optimizasyon Algoritmaları*, **Nobel Yayın Dağıtım**, Ankara, Şubat 2011.
- [73] M. Ö. Efe , *$PI^{\lambda}D^{\mu}$ Control via Neural Networks*, **UAV Laboratory of TOBB University of Economics and Technology**, 2012.
- [74] A. Ng Neural Network, <http://www.ml-class.org/course/auth/> *Learning Stanford University*, **Lesson volume** (son erişim tarihi 10.10.2011).
- [75] A. Ateş. B. B. Alagöz, C. Yeroğlu, *Kesir Dereceli PID Kontrolörler İçin Referans Model Tabanlı Optimizasyon Yöntemi*, **Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı**, TOK13, Malatya, 2013

ÖZGEÇMİŞ

Ad- Soyadı: Abdullah ATEŞ

Doğum Yeri- Tarihi: Elazığ- 01.01.1988

E-posta: abduallah.ates@inonu.edu.tr

Lisans: Erciyes Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü (2011)

Yüksek Lisans: İnönü Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü (2013)

Mesleki Deneyim ve Ödüller: Araştırma görevlisi-İnönü Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği Bölümü. (2011-)

Yayın Listesi:

1. Uluslararası hakemli dergilerde yayımlanan makaleler (SCI & SSCI)

1. B.B. Alagoz, **A. Ates** and C. Yeroglu, “Auto-tuning of PID controller according to fractional order reference model approximation for DC rotor control”, Mechatronics, vol.23, no. 7, pp.789-797, October 2013.
2. Senol B., **Ates, A.**, Alagoz, B. B., Yeroglu C., “A Numerical Investigation for Robust Stability of Fractional Order Uncertain Systems”, ISA Transactions, Accepted Manuscript, 2013.

1. Ulusal Bilimsel Toplantılarda Sunulan ve Bildiri Kitabında Basılan Bildiriler

1. **Abdullah ATEŞ**, Celaleddin YEROĞLU, M. Fatih TALU, Gerçek Zamanlı TRMS için Geliştirilen YSA Algoritması,Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK12, Niğde, 2012.
2. **Abdullah ATEŞ**, Celaleddin YEROĞLU, TRMS İçin Referans Modele Dayalı Optimal Kesir Dereceli PID Tasarımı, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK12, Niğde, 2012.
3. **A. Ates**, B.B. Alagöz, C. Yeroglu, B. Şenol, Kesir Dereceli PID Kontrolörler İçin Referans Model Tabanlı OptimizasyonYöntemi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK13, Malatya, 2013.
4. B. B. Alagöz, **A. Ates**, C. Yeroglu, Hata-Küpü Kontrol Yapısının Teorik İncelenmesi, Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK13, Malatya, 2013.