



**KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİNİN MODEL REFERANS TABANLI
TASARIMI**

EMRAH SÜRÜCÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

DR. ÖĞR. ÜYESİ MEHMET SERHAT CAN

Temmuz - 2021

Her hakkı saklıdır.

T.C.
TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİNİN MODEL REFERANS
TABANLI TASARIMI

EMRAH SÜRÜCÜ

TOKAT
Temmuz - 2021

Her hakkı saklıdır.

TEZ BEYANI

Tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu tezin yazılmasında bilimsel ahlak kurallarına uyulduğunu, başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunulduğunu, tezin içerdği yenilik ve sonuçların başka bir yerden alınmadığını, kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapılmadığını, tezin herhangi bir kısmının bu üniversite veya başka bir üniversitedeki başka bir tez çalışması olarak sunulmadığını beyan ederim.

EMRAH SÜRÜCÜ

13/07/2021

ÖZET

KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİNİN MODEL REFERANS TABANLI TASARIMI

EMRAH SÜRÜCÜ

TOKAT GAZİOSMANPAŞA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

(TEZ DANIŞMANI: DR. ÖĞR. ÜYESİ MEHMET SERHAT CAN)

Oransal-İntegral-Türevsel (PID) denetleyici kolay tasarımı ve yeterli kontrol performansı sağlaması nedeniyle otomatik kontrol uygulamalarında sıklıkla tercih edilmektedir. Oransal kazanç (K_p), İntegral kazancı (K_i) ve Türevsel kazanç (K_d) olarak adlandırılan üç temel parametreye sahiptir. Geleneksel PID denetleyicideki integral ve türev operatörleri tamsayı derecelidir. Araştırmacılar kontrol performansını artırması sebebiyle geleneksel PID denetleyicideki tamsayı dereceli integral ve türev operatörleri yerine kesirli dereceye sahip integral ve türev operatörlerini kullanarak kesirli dereceli PID denetleyiciyi önermişlerdir. Kesir dereceli PID denetleyici, geleneksel PID denetleyiciye göre ilave olarak kesirli integratör derecesi (λ) ve kesirli türev derecesi (μ) içerir. Bu tez çalışmasında, kesir dereceli PID denetleyicinin zaman alanında referans bir modele göre tasarımına odaklanılmıştır. Referans model olarak Bode'nin ideal transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Bode'nin ideal transfer fonksiyon modelinin zaman alanı cevabı ile kontrol edilmek istenen sistemin çıkışı arasındaki hatanın minimize edilmesi ile kesir dereceli PID parametrelerinin elde edilmesi amaçlanmıştır. Hatanın minimizasyonu için çalışmada Genetik Algoritma (GA) optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. Çalışma tek girişli çok çıkışlı yapıya sahip ters sarkaç sistemi üzerinde benzetim çalışması şeklinde yürütülmüştür. Ters sarkaç sisteminde araba ve sarkaç için iki ayrı kesir dereceli PID denetleyici kullanılmış ve GA optimizasyonu bu iki denetleyicinin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri ayarlanarak, ters sarkaç sisteminin çıkış cevabı referans modele yaklaştırılabilmektedir.

2021, 58 Sayfa

Anahtar Kelimeler: Kesir Dereceli PID Denetleyici, Model Referans Tabanlı Tasarım, PID denetleyici, Ters Sarkaç Sistemi.

ABSTRACT

MASTER THESIS

DESIGN OF FRACTIONAL PID CONTROLLER BASED ON MODEL

REFERENCE

EMRAH SÜRÜCÜ

TOKAT GAZIOSMANPASA UNIVERSITY

INSTITUTE OF GRADUATE STUDIES

DEPARTMENT OF ELECTRIC-ELECTRONIC ENGINEERING

(SUPERVISOR: ASST. PROF. DR. M. SERHAT CAN)

Proportional-Integral-Derivative (PID) controller is frequently preferred in automatic control applications due to its easy design and sufficient control performance. It has three basic parameters called Proportional gain (K_p), Integral gain (K_i) and Derivative gain (K_d). The integral and derivative operators in a conventional PID controller are integer order. The researchers proposed a fractional order PID controller by using the integral and derivative operators with a fractional order instead of the integer order integral and derivative operators in the traditional PID controller because it improves the control performance. The fractional order PID controller has an additional fractional integrator order (λ) and fractional derivative order (μ) compared to the traditional PID controller. In this thesis, it is focused on the design of the fractional order PID controller according to a reference model in the time domain. Bode's ideal transfer function is used as the reference model. It is aimed to obtain fractional order PID parameters by minimizing the error between the time domain response of Bode's ideal transfer function model and the output of the system to be controlled. In order to minimize the error, the Genetic Algorithm (GA) optimization method was used in the study. The study was carried out as a simulation study on an inverted pendulum system with a single-input multi-output (SIMO) structure. In the inverted pendulum system, two separate fractional order PID controllers were used for the cart and the pendulum, and the GA optimization was achieved by adjusting the K_p , K_i , K_d , λ and μ parameters of these two controllers to approximate the output response of the inverted pendulum system to the reference model.

2021, 58 Pages

Keywords: Fractional Order PID Controller, Inverted Pendulum, Model Reference Based Design, PID controller.

ÖNSÖZ

Tüm hayatım boyunca maddi ve manevi beni destekleyen aileme, tez çalışmamda beni destekleyen değerli danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Mehmet Serhat Can'a ve diğer tüm bölüm hocalarıma sonsuz teşekkürler ederim.

EMRAH SÜRÜCÜ

13/07/2021



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
ÖNSÖZ	vi
İÇİNDEKİLER.....	vii
SİMGELER ve KISALTMALAR.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
1. GİRİŞ	1
2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR.....	4
3. KONTROL ELEMANLARI ve KONTROL SİSTEMLERİ	6
3.1. Aç-Kapa (On-Off) Kontrol Sistemi	7
3.2. Oransal Kontrol Sistemi (P).....	7
3.3. Oransal + İntegral Kontrol Sistemi (PI)	8
3.4. Oransal + Türev Kontrol Sistemi (PD)	8
3.5. Oransal + İntegral + Türev Kontrol Sistemi (PID)	9
4. KESİR DERECELİ SİSTEMLER.....	12
4.1. Kesir Dereceli Sistemi Tanımları	13
4.1.1. Riemann – Liouville tanımı.....	13
4.1.2. Grünwald – Letnikov tanımı	13
4.1.3. Caputo tanımı.....	14
4.2. Kesir Dereceli Sistemler ve Transfer Fonksiyonu	15
4.3. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Kontrol Sistemi.....	15
4.3.1. Sezgisel teknikler.....	20
5. MATERYAL ve YÖNTEM	23
5.1. Ters Sarkaç Sistemi	23
5.2. Ninteger v. 2.3 Kesir Dereceli Araç Kutusu	29
5.3. Optimizasyon Temelli Model Referans $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici Tasarımı	29
6. BULGULAR.....	37
7. SONUÇ	54
8. KAYNAKLAR	55

9. ÖZGEÇMİŞHata! Yer işareti tanımlanmamış.



SİMGELER ve KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
g_m	Kazanç marjı
$\dot{x}$	Arabanın hızı
$\ddot{x}$	Arabanın ivmesi
$\dot{\theta}$	Sarkacın açısal hızı
$\ddot{\theta}$	Sarkacın açısal ivmesi
φ_m	Faz marjı
ω_{gc}	Kazanç geçiş frekansı
ω_{pc}	Faz geçiş frekansı
$\varnothing_m$	Faz payı
b	Sürtünme katsayısı
$B(s)$	Laplace domeninde geri besleme sinyali
$b(t)$	Geri besleme sinyali
$E(s)$	Laplace domeninde hata sinyali
$e(t)$	Hata giriş sinyali
F	Arabaya uygulanan kuvvet
$F_{sürtünme}$	Sürtünme kuvveti
G	Sarkacın ağırlığı
g	Yerçekimi ivmesi
I	Sarkacın atalet momenti
J_{min}	Uygunluk fonksiyonu
K_d	Türevsel kazanç
K_i	İntegral kazanç
K_p	Oransal kazanç
K_u	Maximum oransal kazanç
l	Sarkacın kütle merkezinin arabaya uzaklığı
L	Zaman gecikmesi
$L(s)$	Transfer fonksiyonu
M	Arabanın kütlesi
m	Sarkacın kütlesi

M_p	Maximum aşma
N	x eksenindeki ağırlık bileşeni
P	y eksenindeki ağırlık bileşeni
$R(s)$	Laplace domeninde referans giriş sinyali
$r(t)$	Referans giriş sinyali
s	Laplace operatörü
T	Zaman sabiti
T_d	Türevsel zaman Sabiti
T_i	İntegratör zaman Sabiti
T_p	Tepe zamanı
T_r	Yükselme zamanı
T_s	Oturma zamanı
$U(s)$	Laplace domeninde uyarma sinyali
$u(t)$	Uyarma sinyali
W_{cp}	Kritik frekans
x	Arabanın konumu
$Y(s)$	Laplace domeninde çıkış sinyali
$y(t)$	Çıkış sinyali
α	Araba ağırlık faktörü
β	Sarkaç ağırlık faktörü
ζ	Sönüm frekansı
λ	İntegral katsayısı
μ	Türev katsayısı
θ	Sarkacın açısal konumu

Kısaltmalar

Açıklama

ABC	Yapay Arı Kolonisi
ANFIS	Uyarlamalı Sinirsel Bulanık Denetim Sistemi (Adaptive Neuro Fuzzy Inference System)
DC	Doğru Akım
GA	Genetik Algoritma

ITAE	Zaman Ağırlıklı Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali
P	Oransal Denetleyici
PD	Oransal + Türev Denetleyici
PD^μ	Kesir Dereceli PD denetleyici
PI	Oransal + İntegral Denetleyici
PID	Oransal + İntegral + Türev Denetleyici
PI^λ	Kesir Dereceli PI denetleyici
$PI^\lambda D^\mu$	Kesir Dereceli PID denetleyici
TGÇÇ	Tek Girişli Çok Çıkışlı



ŞEKİL LİSTESİ

<u>Şekil</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 3.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemi	6
Şekil 3.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi	7
Şekil 3.3. PID Denetleyici Bloğu İç Yapısı	10
Şekil 4.1. Kapalı Çevrim $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici	16
Şekil 4.2. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici Bloğu İç Yapısı.....	17
Şekil 4.3. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici Kontrol Bölgesi	17
Şekil 5.1. Arabalı ters sarkaç serbest gövde diyagramı	24
Şekil 5.2. Blok gösterim	30
Şekil 5.3. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerinin GA ile optimizasyonuna ait akış şeması	31
Şekil 5.4. Bode'nin ideal transfer fonksiyonu ile kesirli derece transfer fonksiyonu	32
Şekil 5.5. $1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ 'nin kazanç ve normalize frekans grafiği.....	33
Şekil 5.6. $1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ 'nin faz kayması ve normalize frekans grafiği	34
Şekil 5.7. $1 < \gamma < 2$ değerleri için birim basamak cevapları	35
Şekil 6.1. Arabalı ters sarkaç modelleri ve kontrol blokları	37
Şekil 6.2. Farklı ω_c ve γ değerleri için araba referans modelin zaman alanı cevapları	39
Şekil 6.3. Farklı ω_c ve γ değerleri için sarkaç referans modelin zaman alanı cevapları	40
Şekil 6.4. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	43
Şekil 6.5. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı ve zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	45
Şekil 6.6. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	47
Şekil 6.7. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	49
Şekil 6.8. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	51
Şekil 6.9. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması	53

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge

Sayfa

Çizelge 3.1. Denetleyici parametrelerinin sistem cevabı üzerindeki etkileri	11
Çizelge 5.1. Çalışmada kullanılan semboller, açıklamalar, değerler ve birimler	24
Çizelge 6.1. Denetleyici parametreleri için optimizasyon alt ve üst sınır değerleri	38
Çizelge 6.2. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	41
Çizelge 6.3. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	41
Çizelge 6.4. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	42
Çizelge 6.5. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	45
Çizelge 6.6. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	45
Çizelge 6.7. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	46
Çizelge 6.8. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	49
Çizelge 6.9. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	49
Çizelge 6.10. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri	50

1. GİRİŞ

Gerek endüstri dışı uygulamalarda gerekse endüstriyel uygulamalarda konfor, güvenlik, kaliteli üretim ve verimlilik gibi karşımıza çıkan önemli hususlar, kontrol sistemlerinin önemi artırmış ve buna paralel olarak yeni yöntemlerin ortaya çıkmasında büyük rol oynamıştır.

Kontrol sistemleri temel olarak iki ana kategoriye ayrılır. Bunlardan biri açık çevrim kontrol, diğeri ise kapalı çevrim kontrol sistemidir. Açık çevrim kontrol sistemleri denetleyici ve denetlenen sistemden meydana gelir. Denetleyici kontrol sinyali sisteme uygular ve denetlenen sistemin çıkış değeri gözlenmez. Bu sebeple bu sistemlerde çıkış değeri giriş değerini etkilemez, bu ise sistemde sürekli olarak kalıcı olan bir hatanın var olmasına sebep olur. Bu durum açık çevrim sistemlerinin en önemli dezavantajlardan birini oluşturur. Hassasiyetin önemli olduğu uygulamalarda kullanılmaz Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde ise denetleyici ve denetlenen sisteme ilaveten denetlenen sistemin anlık değerinin izlenmesini mümkün kılan geri besleme elemanı (sensör) bulunmaktadır. Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde geri besleme elemanı ile alınan sistem çıkışı ile kontrol referansı arasındaki farkın alınması (negatif geri besleme) ile hata değeri hesaplanır. Denetleyici bu hata değerini sıfıra düşürecek şekilde kontrol işareti üretir ve denetlenen sisteme uygulamak suretiyle denetlenen sistemin çıkışını referans değere yaklaştırır.

Kontrol uygulamalarında sistem çıkışının, sistem girişine uygulana referans değerine kısa sürede erişmesi, referans değerini aşmaması ve referans değerine tutunarak kararlı şekilde referans değerinde kalması amaçlanır. Bu nedenle bahsedilen bu unsurları sağlamak amacıyla uygun denetleyici tipinin seçimini ve tasarımı yapmak gerekir.

Kontrol sistemlerinde denetleyicileri klasik ve sezgisel denetleyiciler şeklinde sınıflamak mümkündür. Klasik denetleyiciler kategorisinde aç-kapat (on-off) kontrol ve Oransal-İntegral-Türevsel (PID) denetleyiciler bulunur. Basit yapısı sebebiyle aç-kapat kontrol yöntemi hassasiyetin ön planda olmadığı oda sıcaklığı kontrolü, sulama, aydınlatma gibi günlük uygulamalarda yeterli olabilmektedir. Hassasiyetin göz ardı edilemediği ev, ofis ve endüstriyel uygulamalarda ise geleneksel PID denetleyici sıklıkla tercih edilir. Genetik algoritmalar, bulanık mantık, yapay sinir ağları, ANFIS denetleyiciler ise sezgisel

denetleyici kategorisinin unsurlarıdır. Sezgisel yöntemler direkt olarak denetleyici olarak kullanılabilirdiği gibi, PID denetleyicilerin parametrelerinin ayarlanması için de kullanılabilir.

Geleneksel PID denetleyici üç temel parametre içerir. Bunlar; Oransal kazanç (K_p), İntegral kazancı (K_i) ve Türevsel kazanç (K_d) olarak adlandırılır. PID denetleyici uygulamaya göre P, PI, PD yapılarında da kullanılabilir. Buradaki integral ve türev operatörleri tamsayı derecelidir. Araştırmacılar kontrol performansını önemli derecede iyileştirmesi sebebiyle geleneksel PID denetleyicideki tamsayı dereceli integral ve türev operatörleri yerine kesirli dereeden integral ve türev operatörlerini kullanmak suretiyle kesir dereceli PID denetleyiciyi önermişlerdir. Kesir dereceli PID denetleyici, geleneksel PID denetleyicideki K_p , K_i ve K_d parametrelerin ek olarak kesirli integratör derecesi (λ) ve kesirli türev derecesi (μ) içerir. Bu ilave iki parametre denetleyicinin performansının iyileşmesinde etkilidir. Kesir dereceli PID denetleyici $PI^\lambda D^\mu$ şeklinde gösterilmektedir. Kesir dereceli denetleyicinin parametrelerinin reel sayı olmasından dolayı PID denetleyicisinin tam sayı değerleri de bunun içerisinde bulunmaktadır. Böylece kesir dereceli $PI^\lambda D^\mu$ denetleyici hem tam sayı hem de kesir dereceli sistemlerde uygulanabilir ve bu uygulamaların sonucunda da çok daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Hesaplama imkanlarının yeterli olmaması nedeni ile fiziksel sistemlerin kesir dereceli temsilleri ve $PI^\lambda D^\mu$ denetleyiciler ön plana çıkamamıştır. Teknolojinin gelişimi ile birlikte ise 25-30 yıldır kesir dereceli sistemler ve denetleyiciler ile ilgili olarak çok fazla sayıda araştırma yapılmıştır.

Gerek PID gerekse $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin parametrelerinin ayarlanmasında literatürde araştırmacılarca önerilmiş birçok yöntem bulunmaktadır. Ziegler-Nichols, Cohen-Coon, Aström-Hägglund, Chien – Hrones – Reswch iyi bilinen klasik PID ayarlama yöntemleridir. $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin parametrelerinin ayarlanması için de yukarıda bahsedilen yöntemlerin devamı niteliğinde önerilmiş analitik yöntemler mevcuttur.

Klasik tasarım yöntemlerinin yanında optimizasyon yöntemleri de mevcuttur. Gelişmiş bilgisayar yazılımları kullanılarak ve model oluşturularak PID kontrolör parametrelerini hesaplamak mümkündür. Genetik algoritma, parçacık sürü optimizasyonu, farksal (diferansiyel) evrim (gelişim) algoritması, Yapay Arı Kolonisi (ABC), karınca kolonisi PID ve PI^2D^u denetleyici parametrelerinin en uygun değerlerinin bulunmasında kullanılmaktadır.



2. ÖNCEKİ ÇALIŞMALAR

Türev mertebeleri tamsayı dışında reel sayı olabilen sistemler kesir dereceli sistemler adı ile anılmaktadır. Tam sayı dereceli matematiğin, kesir dereceli matematik ile gösterimi yeni bir yöntem olmayıp, ilk olarak 1695 yılında Leibniz ve L'hospital arasındaki yazılan mektuplarda ortaya çıkmıştır. Bundan sonraki dönemlerde ise kesirli matematiğin 19. Yüzyılda Liouville, Reimann ve Holmgren isimli bilim insanlarının çalışma konularına dahil olduğu bilinmektedir (Göktürk,2009).

Yakın tarihte çeşitli araştırmalar (Bagley ve Torvik (1984); Bagley ve Calico (1991); Makroglou, Miller ve Skaler (1994)) kesir dereceli türev ve integralleri konu alan kesir dereceli (Karabalık,2019) durum denklemlerini ön plana almışlardır. Ortaya çıkan yeni modeller, daha önce kullanılmakta olan tam sayı dereceli modellerden daha kullanışlı haldedir. Kesir tabanlı modellerin temelleri ise Caputo ve Mainardi (1971) ve Westerlund (1994) tarafından oluşturulmuştur. Fakat kontrol sistemlerinin tasarımı ve uygulanması esnasında yapılan çalışmalar matematiksel yöntemlerin ve bilgisayar teknolojilerinin noksanlığı doğrultusunda çok az yer almıştır. Oustloup (1988), Axtell ve Michael (1990), Miller ve Skaar (1994) tarafından bir takım başarılı girişimler yaşanmıştır (Göktürk,2009). Kesir dereceli sistemler ve kesir dereceli denetleyiciler 21.yüzyıl'a gelinceye dek kontrol problemlerinin çözümlerinde fazla yer almamıştır (Göktürk,2009). Bilgisayar teknolojisinin gelişmesiyle beraber hesaplama gücünde artış yaşanmış ve kesir dereceli sistemler sistem modelinin analizinde ve denetleyici tasarımlarında kullanımı geçmiştir.

Podlubny (1999)'in ele aldığı araştırma ve çalışmalar neticesinde PID denetleyicisindeki tamsayı dereceli türev ve integraller reel sayı dereceli modelleri ele alarak, $PI^{\lambda}D^{\mu}$ şeklinde adlandırılan kesir dereceli PID denetleyicini meydana getirmiştir (Podlubny,1999:208-214). Petras (2000) ise çalışmalarda baskın kökler metodunu temel alan kesir dereceli PD (PD^{μ}) denetleyicisini oluşturmuştur (Petras,2000) Petras bu çalışmalarında, Klasik PD ile PD^{μ} denetleyici arasında karşılaştırmalar yapmıştır. Karşılaştırmalar ile PD^{μ} 'nin oturma süresinin daha hızlı olduğunu ve salınımın azaldığını saptamıştır. Monje ve ark., (2008) yapmış olduğu çalışmalar sonucunda faz geçiş frekansı ve faz payı değerlerini temel alan bir Kesir Dereceli PID ($PI^{\lambda}D^{\mu}$) denetleyici tasarımı oluşturmuştur. 2009 yılında yaptığı çalışmalar ile Petras, DC motorunun kesir dereceli modelinden yola çıkarak

MATLAB/SİMULİNK programında bir simülasyon yürütmüştür (Petras,2009:117-128). Luo e çalışmalarında kesir dereceli sistemler için kesir dereceli PI geliştirerek, kesir dereceli PI (PI^{λ}) denetleyicisinin klasik PID denetleyicisinden daha kullanışlı olduğunu deneyler yolu ile kanıtlamıştır. Yeroğlu ise 2011 yılında yaptığı çalışma ile $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisindeki parametrelerin bulunmasından yola çıkarak tasarım tekniğini tanıttı (Yeroğlu,2011). Türk, Atan, Tuntaş'ın (2013) beraber yapmış oldukları çalışmalarda $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicisinin elektrik devre elemanları ile tasarlanabilir olduğunu ve başarılı sonuçlar elde edildiğini belirtmişlerdir (Atan, Türk, Tuntaş,2013).

MATLAB/SİMULİNK programlarında simülasyonun gerçekleşmesi için $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyici için kullanılabilecek “toolboxlar” oluşturulmuştur. 1991 yılında Oustaloup tarafından yapılan çalışma ile de “CroneToolbox” geliştirilmiştir. Oustaloup'un geliştirdiği bu toolbox kesir dereceli sistemlerde kontrolün yapılması için oluşturulmuş ve daha sonralarda MATLAB programı için kullanılmıştır. Portekizce bir toolbox ise DuarteValerio tarafından 2000 yılında geliştirilmiştir. Bu toolbox'ın son hali ise 2005 yılında “Toolboxnintegerfor MATLAB v.2.3” ismi ile sunulmuştur. 2011 yılında ele aldıkları çalışmalar ile Yeroğlu, Şenol ve Tan ise tam sayı dereceli ve kesir dereceli kontrol sistemlerinin Nichols ve BodeNyquist grafiklerinin kolaylıkla oluşturulabildiği bir ara yüz oluşturmuşlardır. Kesir dereceli sistemlerin kontrolünün sağlanması için geliştirilen MATLAB programında “FOMCOM” toolbox'ı ise Tepljakov tarafından 2015 yılında yaptığı çalışmalar ile meydana gelmiştir. (Tepljakov, Petlenkov, Belikov, 2011:684-689).

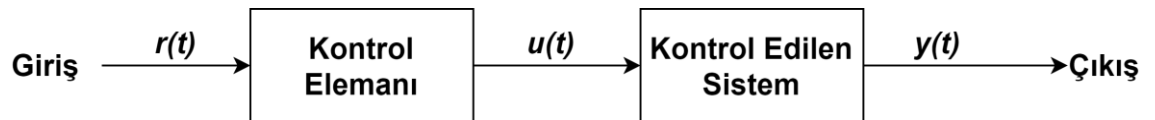
3. KONTROL ELEMANLARI ve KONTROL SİSTEMLERİ

Kontrol sistemlerinin temel çalışma prensibi kontrol edilen istemin çıkışından ölçülen çıkış değeri ile giriş değerinin karşılaştırılması sonucu hata ($e(t)$) değerinin bulunmasıdır (Şenol, Yeroğlu, ve Tan 2011). Hata değeri ($e(t)$) denetleyicinin girişine uygulanır. Böylece denetleyici bu hata sinyalini işler ve bunu sistemin girişine uygular.

Kontrol sistemlerinin derecesi, türü ve kontrol kriterlerine göre birtakım denetleyici modelleri geliştirilmiştir. Söz konusu denetleyicilerden bazıları aşağıdaki gibidir;

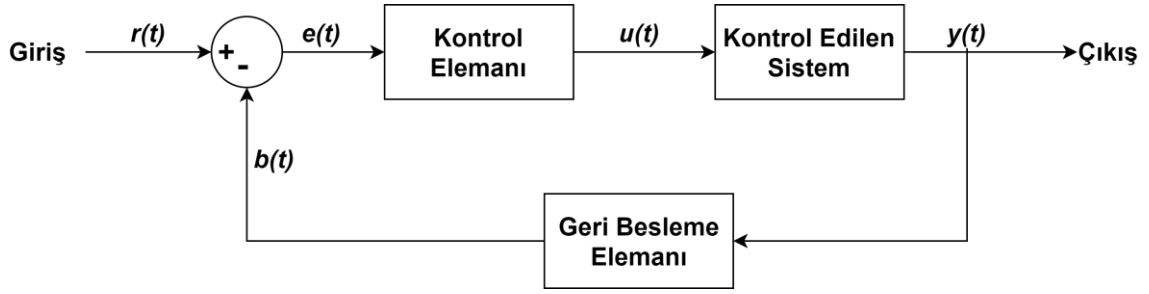
1. Aç-Kapa (on-off) Kontrol Sistemi
2. Oransal Kontrol Sistemi (P)
- 3.Oransal + İntegral Kontrol Sistemi (PI)
- 4.Oransal + Türev Kontrol Sistemi (PD)
5. Oransal + İntegral + Türev Kontrol Sistemi (PID)

Kontrol sistemleri açık çevrim ve kapalı çevrim kontrol sistemleri olarak iki gruba ayrılmaktadır. Kontrolü sağlanacak sistemin kontrol kriterleri bakımından gerekliliklerine göre değişim gösteriyor olsa da genellikle kapalı çevrim sistemler kullanılmaktadır. Aşağıda Şekil 3.1’de çevrim kontrol sistemlerinin blok diyagramı Şekil 3.2 ise kapalı çevrim kontrol sistemlerinin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.1. Açık Çevrim Kontrol Sistemi

Açık çevrim kontrol sisteminin Şekil 3.1’de sistem girişinin hemen arkasından uyarma birimi gelir. Uyarımda hata ve değişiklik yoksa bağlantı sisteme devam eder. Sistemde istenilen kontrol yapılarak çıkışı elde edilir.



Şekil 3.2. Kapalı Çevrim Kontrol Sistemi

Kontrol elemanı olarak Aç-Kapa ve PID kontrol yöntemleri uygulamaların gereksinimlerine göre seçilebilmektedirler.

3.1. Aç-Kapa (On-Off) Kontrol Sistemi

Aç-kapa (iki konumlu) kontrol sisteminin açık veya kapalı olmasına dayanan bir kontrol tipidir. Burada denetleyiciye girilen referans değer ile çıkışında elde edilen değer arasında kıyaslama yapılarak bir hata sinyali meydana getirilir (Ölmez ve Güzelış, 2006). Elde edilen hata sinyali, referans değerinden az veya çok olması ile de denetleyicinin açık ya da kapalı oluşu belirlenir.

Bu sistemlerde kalıcı olan bir hata değeri meydana gelir. Meydana gelen bu hata değerinin en aza indirilmesi için ise açık-kapalı işleminin en kısa sürede (yüksek frekansta) uygulanması gerekmektedir. Bu durumda denetleyicinin çıkışı zorlanır ve ömrü kısalmır. Ayrıca sistemde istenmeyen salınım (titreşimler) meydana gelir.

Aç-Kapa kontrol sistemi yukarıda belirtilen dezavantajlardan dolayı hassas kontrol gerektiren uygulamalar için kullanışsızdır. Bahsedilen bu problemleri ortadan kaldırılması ve daha etkili kontrol sonuçlarının elde edilmesi için P, PI, PD, PID denetleyici yapıları kullanılabilir.

3.2. Oransal Kontrol Sistemi (P)

Bir diğer kontrol sistemi olan bu sistem ise hata ($e(t)$) değeri ve denetleyicinin üretmiş olduğu K_p katsayısı ile ortaya çıkarılan bir kontrol sistemidir (İskender, 2007). Bu sistem, kalıcı durum hatasını azaltmasının yanı sıra dinamiğin cevabını da değiştirmektedir.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) \quad (3.1)$$

Denetleyicinin ürettiği kontrol sinyalinin etkisi, hata değerinde azalma oldukça kontrol etkisi de azalmaktadır. Böylece daha az salınım ile referans değerin elde edilmesi sağlanır. Ancak hata azaldıkça kontrol etkisi de çok zayıflar ve böylece çıkış değeri referans değeri hiçbir zaman tam olarak yakalanamaz.

Buna göre; oransal kontrol kalıcı durumda kararlı olarak çalışsa da kalıcı durum hatası her zaman bu sistemde yer almaktadır. Bu her zaman bulunacak olan kalıcı durum hatası, K_p parametresinin yükseltilmesi yoluyla minimum seviyeye indirilebilir. Ancak burada dikkat edilmesi gereken en önemli nokta ise K_p değeri çok büyükse sistem on-off kontrol kullanılan sistemle çok benzerlik göstermektedir. Bu durum sistem salınımlarını artırır ve kararsızlığa neden olabilir. Böylece oransal denetleyiciler birçok sistem için tek başına yetersiz kalmaktadır.

3.3. Oransal + İntegral Kontrol Sistemi (PI)

Bu sistem ise, oransal denetleyici ve integral denetleyicinin birleşimi sonucunda ortaya çıkar. Denetleyen bu parametreleri de ele alarak sisteme müdahalede bulunur. Bu parametreler oransal kontrolden gelen K_p ve integral kontrolden gelen K_i parametreleridir. Denklem 3.2’de yer verilmiştir (Gidemen, Furat, 2015).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (3.2)$$

İntegral denetleyicinin temel fonksiyonu oransal denetleyicinin yalnız başına kullanılmasında sona ermeyen kalıcı durum hatasının yok edilmesidir. PI denetleyici kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmanın yanı sıra aşma değerini ve oturma süresini de artırmaktadır. Böylece integral kontrolden gelen K_i değerinin çok yükseltilmesi halinde sistemde kararsızlığa neden olabilir (Bayhan, Söylemez,2007).

3.4. Oransal + Türev Kontrol Sistemi (PD)

Bu kontrol sisteminde, denetleneni oransal kontrolden alınan K_p ve türev kontrolden alınan K_d değeri ile kontrol edilmektedir. Denklem 3.3’te türev denetleyicisi hızlı ve kısa süreli değişiklikleri bulunan gürültüleri ve çıkış değişimlerini algıyabilmektedir.

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.3)$$

Türev kontrol sistemlerinin çıkış noktasında ise türev alma işlemi gerçekleşir. Bu işlem sistemin bir sonraki çıkışında alacağı değer doğrultusunda bir veri üretmesini sağlar. Dolayısıyla bu işlem ile sistem bir öngörü kazanmış olur. Bu özelliği neticesinde çıkış değerinde aşım olmadan kontrol edilmesini sağlar. Türev denetleyicisinin bu yeteneği sistemin kalıcı durumda daha kararlı şekilde çalışmasına neden olur. Fakat sistemde hala yok edilemeyen bir kalıcı durum hatası söz konusudur. Hatanın yok edilememesinin nedeni bir sabitin türevi 0 olduğundan türev denetleyicinin sabit hataları etkilemesidir (Bayhan,2009)

Türev denetleyicisi parametresi çok yüksek alındığı zaman sistemde kararsızlığa neden olabilir. Bu nedenle K_d değeri belirlendiği sırada dikkatli olunmalıdır. Türev denetleyiciler pratikte bozucu etkilere karşı hassa olmalarından dolayı denetleyicilerle beraber kullanılmaktadırlar.

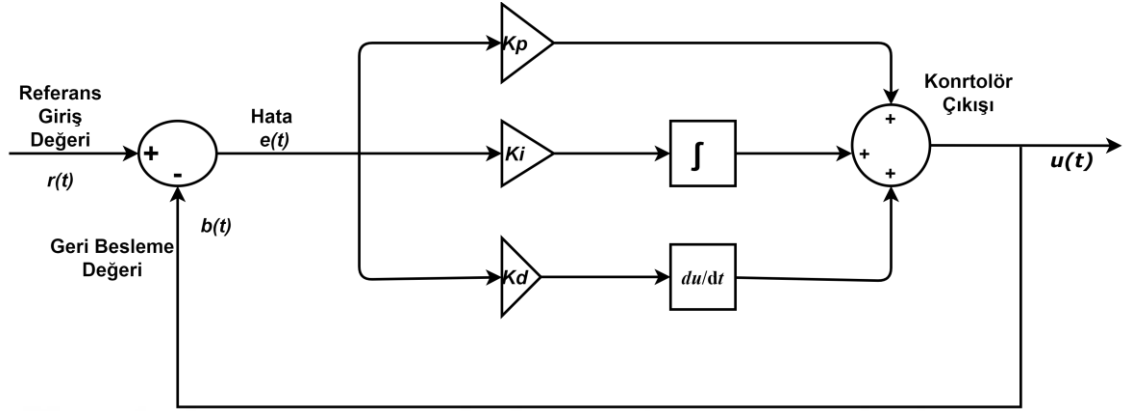
3.5. Oransal + İntegral + Türev Kontrol Sistemi (PID)

Bu kontrol sistemi; K_p , K_i ve K_d değerleri ile kontrol gerçekleştirir. Bu denetleyicilerin sistem kontrolüne olan katkılarının tek bir denetleyici ile bulunması PID denetleyicinin sektör için kullanımı en çok tercih edilen denetleyici olmasındaki en önemli etkidir (Aldemir, 1999).

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \int_0^t e(t) \cdot dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3.4)$$

PID denetleyiciler daha çok kontrolün zor ve karmaşık olduğu sistemlerde kullanım için tercih edilir. PI ve PD denetleyici denetlenen sistemin çeşitli bölgelerini iyileştirmektedir. Fakat bunun yanı sıra bu iki denetleyicinin yalnız olarak kullanılması sistemde bozucu etkilere neden olur. Ancak bu denetleyicilerin beraber kullanılması ise kontrolü yapılacak sistemde yer alan bütün kontrol parametrelerinde iyileştirme yapar. Ayrıca beraber kullanım, yalnız olarak kullanımda ortaya çıkan bozucu etkileri de ortadan kaldırır. PID denetleyicinin kontrol edilecek sisteme kontrol anlamında en önemli yardımları kalıcı durum hatasını ortadan kaldırmayı ve türev denetleyicisi ile sistemin bir sonraki çıkışının tahmin edilebilirliğini tek işlem üzerinden yapabilmesidir.

Bulunan hata ($e(t)$) oransal denetleyici, integral denetleyici ve türev denetleyiciden geçirilip bu üç denetleyicinin çıkışında toplanmaktadır. Bu işlem Şekil 3.3'te gösterilmektedir.



Şekil 3.3. PID Denetleyici Bloğu İç Yapısı

Herhangi bir denetleyicinin basamak cevabı için kontrol kalitesi ve performansının belirlenmesi için bazı parametreler mevcuttur. Bunlar:

1. Tepe Zamanı: “Sistem cevabının tepe değerine ilk ulaştığı ana kadar geçen süreyi belirtir.”
2. Yerleşme Zamanı: “Sistem cevabının giriş sinyalinin (%2’lik bant) yüzde 98’ine ulaştığı ana kadar geçen süre olarak tanımlanır.”
3. Aşım: “Sistem cevabının ulaştığı maksimum nokta ile referans değeri arasındaki fark olarak tanımlanır.”
4. Yükselme Zamanı: “Sistem cevabının referans girişin yüzde 10’undan yüzde 90 olana kadar geçen süre olarak tanımlanır.”
5. Kalıcı Durum Hatası: “Sistem cevabı ile referans giriş arasında kalıcı durumda oluşan hatayı tanımlamak için kullanılır.”

Denetleyici türlerinin denetlenecek sistem üzerindeki etkilerine Çizelge 3.1’de yer verilmiştir. PID denetleyici tasarımı yapmadan önce bu tablonun göz önüne alınması denetleyicinin tasarımına katkıda bulunacaktır (Vatansever, Deniz, 2013:7).

Çizelge 3.1. Denetleyici parametrelerinin sistem cevabı üzerindeki etkileri

Parametreler	Yükselme Zamanı	Maksimum Aşma	Yerleşme Zamanı	Kalıcı Durum Hatası
K_p	Azalır	Artar	Küçük Oranda Değişir	Azalır
K_i	Azalır	Artar	Artar	Ortadan Kalkar
K_d	Küçük Oranda Değişir	Azalır	Azalır	Küçük Oranda Değişir

Endüstriyel kontrol sistemlerinde kullanım için en çok tercih konusu olan denetleyici türü olarak kabul edilen PID denetleyicinin parametrelerinin uygun şekilde belirlenmesi sistemden alınması istenen performans bakımından oldukça önem arz eder. Bu bağlamda tasarım sürecinde K_p , K_i , K_d parametrelerinin en uygun şekilde seçilmesi gereklidir (Azman, Rahiman, Mohammad, Marzaki, Taib, Ali, 2017:25).

4. KESİR DERECELİ SİSTEMLER

İlk olarak 1695 senesinde Leibniz ve L'Hospital arasında gerçekleşen mektuplaşmalar sonucunda karşımıza çıkan kesir dereceli sistemler, L'hospital'ın Leibniz'e göndermiş olduğu bir denklemin n . mertebeden türevi olan $D^n f(x)/Dx^n$ için $n=1/2$ olması durumunda ne sonuç alınacağı sorusu ile bu sistemin temelli atılmış oldu.

Kesir dereceli türev ve integral terimleri tam dereceli türev ve integral terimlerinden daha eski olsa da dereceli türev ve integral terimleri kadar ilgi çekici bir terim olmamıştır. Bu olayın en temel nedeni hesaplama imkanlarının sınırlı olmasından kaynaklanır.

Son yüzyılda bu alan olan ilgi artmıştır. Hatta bu alana olan ilgi 21.yüzyılda daha çok artmıştır. Teknolojinin gelişmesi neticesiyle birlikte bilgisayar kullanımı ile hesaplama gücünün artması birçok bilim insanı açısından üzerinde durulabilecek ve ilgi çekici hale gelmesine neden olmuştur. Bu ilgi kesir dereceli sistemlerin mühendislik, ekonomi gibi alanlara uygulanabilir olduğunu ve gerçek sistemlerin modellemede daha etkili olduğunu kanıtlar niteliktedir. Dolayısıyla birçok bilim alanında kullanılan kesir dereceli sistemler kontrol sistemlerinde de tercih edilmeye başlanmıştır. 1958 senesinde Tuskin'in büyük objelerin pozisyon kontrolü çalışması bu alandaki ilk çalışmalar arasındadır. Bu söz konusu çalışmaya takiben yapılanlar kesir dereceli sistemlerin çalışma alanının büyük oranda kontrol uygulamalarına ve robotik alanına yönlendirmiştir.

En genel tanımı ile kesir dereceli sistemler; türev ve integral derecelerinin reel sayı olduğu tam sayı zorunluluğunun bulunmadığı diferansiyel denklemlerle tasarlanmış olan sistemlere verin addır. Bu tanımdan anlaşılacağı üzere kesir dereceli sistemler bir yandan da tam dereceli sistemleri de kapsamaktadır. Böylece gerçek sistemleri tanımlanmasında kesir dereceli sistemleri, tam dereceli sistemleri de kapsamaları dolayısıyla daha avantajlı bir duruma getirmiştir.

Denklem 4.1’de kesir dereceli türev integratör elemanlarını genel gösterim biçimleri verilmiştir.

$${}_a D_t^a = \begin{cases} \frac{d^a}{dt^a}, & Re(a) > 0 \\ 1, & Re(a) = 0 \\ \int_0^t (d\tau)^{-a} Re(a) < 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

4.1. Kesir Dereceli Sistemi Tanımları

Kesir dereceli sistemlerin hesaplanması konusunda literatürde farklı matematiksel yöntemlerin geliştirildiği karşımıza çıkmaktadır. Bu yöntemlerin bir kısmı klasik tam sayı dereceli matematik hesaplamalarının geliştirilmesi ile meydana getirilmiştir.

4.1.1. Riemann – Liouville tanımı

Riemann – Liouville tanımına göre kesir dereceli sistemlerdeki integral ifadesi denklem 4.2’de gösterilmiştir.

$${}_a D_t^a f(x) = \frac{1}{-a} \int_a^t (x - \tau)^{-a-1} f(\tau) d\tau, \quad a < 0 \quad (4.2)$$

$(n - 1) \leq a \leq n$ olması durumuyla Denklem 4.2’nin n . mertebeden türevi alınır

$${}_a D_t^a f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-a)} \int_a^t (x - \tau)^{n-a-1} f(\tau) d\tau, \quad n > 0 \quad (4.3)$$

elde edilir. Bu denklem ile $f(x)$ fonksiyonun $(n - a)$. mertebeden kesir dereceli türevi olarak ifade edilir.

4.1.2. Grünwald – Letnikov tanımı

Grünwald – Letnikov tanımına göre a reel dereceli denklemi Denklem 4.4’de verilmiştir.

$${}_a D_t^a f(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^a} \sum_{j=0}^{\frac{(t-a)}{h}} (-1)^j \binom{a}{j} f(x - jh) \quad (4.4)$$

Denklemden h adım sayısını göstermektedir. Bu denklemdeki toplam ifadesi denklem 4.5'te

$$\sum_{j=0}^r (-1)^j \binom{a}{j} = \frac{1}{r(1-a)} \frac{r(r+2-a)}{r(r+1)} \quad (4.5)$$

olarak verilmektedir.

Denklem 4.6'de bulunan $\Gamma(x)$ ile ifade edilen Euler – Gama fonksiyonu

$x^a = x \cdot x \cdot \dots \cdot x$, a Tam sayı

$$x^a = e^{a \ln x} \quad (4.6)$$

$a! = 1.2.3 \dots (a-1).a$, a Tam sayı

$$a! = \Gamma(a+1) \quad , \quad a \text{ Reel sayı} \quad (4.7)$$

$$\Gamma(x) = \int_0^{\infty} e^{-t} t^{x-1} dt \quad (4.8)$$

formülasyonu bulunur. Denklem 4.8'deki x bir tam sayıdır. Denklem 4.8'de binom katsayısı

$$\binom{a}{j} = \frac{a(a-1) \cdot (a-2) \dots (a-j+1)}{j!} \quad (4.9)$$

ile ifade edilir.

4.1.3. Caputo tanımı

Caputo tanımı Denklem 4.10'deki şekilde belirtilir. Buradaki n tam sayıyı, a bir reel sayıyı belirtir.

$${}_a D_t^a f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-a)} \int_a^t \frac{f^n(\tau)}{(t-\tau)^{a+1-n}} d\tau, (n-1 \leq a < n) \quad (4.10)$$

4.2. Kesir Dereceli Sistemler ve Transfer Fonksiyonu

Kesir dereceli denklemlerin kullanılması ile kesir dereceli bir kontrol sisteminin oluşturulması aşağıda yer alan Denklem 4.11'deki gibidir.

$$\begin{aligned} a_n D_t^{a_n} y(t) + a_{n-1} D_t^{a_{n-1}} y(t) + \dots + a_1 D_t^{a_1} y(t) + a_0 y(t) \\ = b_m D_t^{\beta_m} r(t) + b_{m-1} r(t) + \dots + b_1 D_t^{\beta_1} r(t) + b_0 r(t) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Kontrol işlemi yapılacak bir sistemin modellenmesinde dinamik davranışların önemi büyüktür. Dolayısıyla sistem modelleme işlemi yapılırken sistemin dinamik olarak modellenmesi gerekir. Buna göre dinamik davranışın incelenmesi için Laplace Dönüşümü alınarak transfer fonksiyonu bulunur. Denklem 4.11'e Laplace Dönüşümü uygulandığı zaman Denklem 4.12 elde edilmiş olur.

$$G(s) = \frac{L[y(t)]}{L[r(t)]} = \frac{b_1 s^{\beta_1} + b_2 s^{\beta_2} + \dots + b_m s^{\beta_m}}{a_1 s^{\alpha_1} + a_2 s^{\alpha_2} + \dots + a_n s^{\alpha_n}} \quad (4.12)$$

Laplace dönüşümünün sisteme uygulanmasının başka bir faydası ise Laplace dönüşümünde s yerine $j\omega$ yazarak frekans noktasına geçişin sağlanmasıdır. Söz konusu geçiş ile Nyquist, Nichols ve Bode gibi eğriler çizilir ve frekans bölgesinde yapılması gereken analizler yapılabilir.

4.3. $PI^\lambda D^\mu$ Kontrol Sistemi

Kontrol sistemleri içerisinde en çok tercih konusu olan PID denetleyicilerinin geliştirilmiş biçimi, $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicilerdir. Dinamik sistemlerin kontrolünün sağlanmasında daha iyi şekilde sonuçların elde edilmesi $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin daha iyi kontrol yaptığı sonucuna varmışlardır (Arpacı, 2018).

Klasik PID denetleyici ile $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin arasında bulunan en büyük fark ise klasik PID denetleyicide yer alan integral ve türev derecelerinin bu denetleyicide reel sayı şeklinde yer almasıdır. Bu özellik, $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin, kesir dereceli sistemleri daha etkili şekilde ve dinamik şekilde kontrol sağlamasına neden olmaktadır. Böylece klasik PID denetleyicinin etki sağlayamadığı kontrol noktalarında kesir dereceli denetleyicinin etki göstermesini sağlamaktadır (Arpacı, 2018).

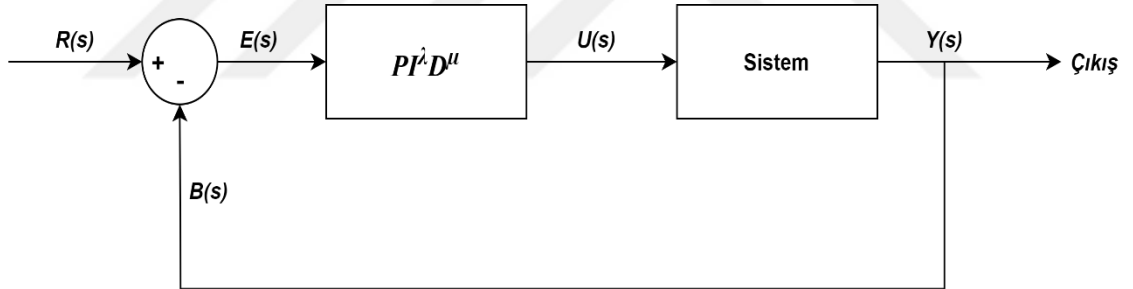
$PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin bu şekli ilk kez Pudlubny tarafından geliştirilmiş olup sonraki zamanlarda bu denetleyiciler üzerine F.Nonnrmacher ve W.G. Glöchle, I.Costa, C.A.Monje, B. M. Vinagre, Y.O. Chen, V.Feliu, P.Lanusse, K.S.Miller ve B.Ross gibi isimler de çalışmalarda bulunmuştur. Tüm bu isimlerin yaptıkları çalışmalar sonucunda bu sistemlerin öneminde yükselme yaşanmıştır. Böylece bu sistemler üzerinde çalışmalar yürüten kişiler zamanla $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicilere de ilgi göstermeye başlamışlardır.

Bilim insanı Pudlubny'nin sunduğu bu $PI^\lambda D^\mu$ denetleyici, klasik PID denetleyicisinde yer alan parametreler dışında λ ve μ parametrelerini de içerisinde barındırmaktadır.

Yine, Pudlubny tarafından geliştirilen $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin s domeninde transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

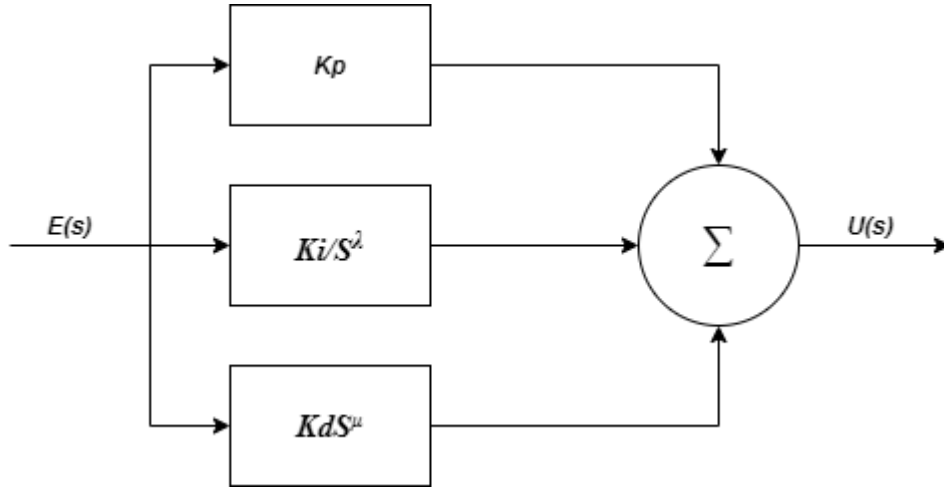
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (4.13)$$

$PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisi kapalı çevrim sistemdeki blok diyagramına aşağıda yer alan Şekil 4.1'de yer verilmiştir.



Şekil 4.1. Kapalı Çevrim $PI^\lambda D^\mu$ Denetleyici

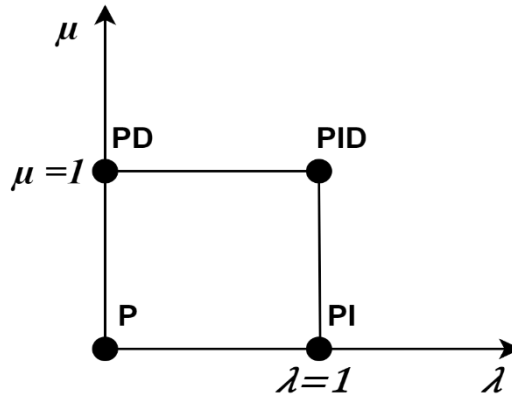
$PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin blok diyagramı ise Şekil 4.2'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4.2. $PI^\lambda D^\mu$ Denetleyici Bloğu İç Yapısı

Klasik PID denetleyicisine göre $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinde 5 adet parametrenin yer alması, kontrol alanının daha geniş bir hal almasını sağlamaktadır. Ayrıca integral ve türev dereceleri reel sayı olmasından dolayı istenildiği zaman $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisinin klasik PID denetleyicisine dönüştürülmesine de imkân sağlanmış olur (Çelik, 2010).

Aşağıda yer alan Şekil 4.3 esnekliğin karşılaştırılması bakımından oldukça önemi bulunan bir şekildir.



Şekil 4.3. $PI^\lambda D^\mu$ Denetleyici Kontrol Bölgesi

Yukarıda yer alan grafik ele alınınca görülür ki, PI denetleyici ile PD denetleyici, $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin içerisinde yer almaktadır. Bu denetleyicilerden ziyade $PI^\lambda D^\mu$ denetleyici daha geniş ve esnek bir alanda sistem kontrolünü gerçekleştirir.

Uygun şartların oluşturulması ile $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisi, diğer denetleyicilere uygun λ ve μ değerleri seçerek dönüşebilir. Aşağıdaki sıralamada bu durumun tür ve şartları verilmiştir:

- Tüm denetleyici türlerinde λ ve $\mu \geq 0$ olmalıdır.
- $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisi için λ ve μ reel sayı olmalıdır.
- Klasik PID denetleyici için $\lambda=1$ ve $\mu=1$ olmalıdır.
- PI^λ denetleyici için λ reel sayı ve $\mu=0$ olmalıdır.
- PD^μ denetleyici için $\lambda=0$ ve μ reel sayı olmalıdır.
- Klasik PI denetleyici için $\lambda=1$ ve $\mu=0$ olmalıdır.
- Klasik PD denetleyici için $\lambda=0$ ve $\mu=1$ olmalıdır.
- Klasik P denetleyici için $\lambda=0$ ve $\mu=0$ olmalıdır.

Literatürde kesirli PID'ler için ayarlama yöntemleri analitik, sayısal ve kural tabanlı olarak sınıflandırılabilir (Val'erio, 2010).

Analitik teknikler beş bölüme ayrılır (Val'erio, 2010). Analitik yöntemlerle ilgili araştırmacılarla yapılan çalışmalar maddeler halinde;

- Faz ve Kazanç Payı: Caponetto ve ark., (2004), Zhao ve ark., (2005), Maione ve Lino (2007)
- Düz Faz: Chen ve ark., (2006), Monje ve ark., (2006)
- Baskın Kutuplar: Vinagre (2001)
- Dahili model kontrol (Internal Model Control =IMC): Val'erio ve S'a da Costa (2006),
- F-MIGO Algoritması: Chen ve ark., (2008)

Kesir dereceli PID'leri ayarlamak için sayısal yöntemler, çeşitli tasarım özelliklerinin ne ölçüde yerine getirildiğini ölçen ve kontrol tasarımcısının uygun gördüğü şekilde ağırlıklandıran bir amaç fonksiyonunun sayısal değerlendirmesine dayanır. Daha sonra, amaç fonksiyonunun değerini optimize eden kontrolör parametrelerini bulmak için sayısal bir minimizasyon yöntemi kullanılır. Örneğin, Monje ve ark. (2004, 2008), tek yönlü arama küçültme yönteminin bir spesifikasyonu en aza indirmek için kullanılırken, diğer dört tanesi kısıtlama olarak kabul edilir; beş gereksinim (beş, çünkü beş denetleyici parametresi) aşağıdaki önerilen altı koşul arasından seçilmelidir (Val'erio, 2010):

- (1) λ minimum için;
- (2) Kazanç geçiş frekansı ω_{gc} ve faz marjı φ_m için değerler;
- (3) Faz geçiş frekansı ω_{pc} ve kazanç marjı g_m için değerler;
- (4) Faz kararlılığı $\omega_{gc}, \frac{d\angle C(j\omega)G(j\omega)}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{gc}} = 0$;
- (5) Yüksek frekanslı gürültü reddi, $\left| \frac{C(j\omega)G(j\omega)}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right| \leq H, \forall \omega \geq \omega_h$;
- (6) Düşük frekanslarda çıkış bozukluğu reddi, $\left| \frac{1}{1+C(j\omega)G(j\omega)} \right| \leq N, \forall \omega \leq \omega_l$.

Başka bir örnekte Maiti ve ark., (2008), kontrol döngüsünün zaman yanıtını optimize etmek için parçacık sürüsü optimizasyonu önermişlerdir.

Gerek geleneksel PID gerekse kesir dereceli denetleyici parametrelerinin belirlenmesinde sezgisel teknikler de çözüm yolu olarak karşımıza çıkar.

4.3.1. Sezgisel teknikler

Klasik yöntemler karmaşık kontrol sistemlerinde birtakım sıkıntılara yol açmaktadır. İleri seviye matematik bilgisi ve kullanımına gerek duyulan kontrol süreçlerinde parametre belirleme işlemi için klasik yöntemlerin yerine sezgisel tekniklerin kullanılması tercih edilir (Çökmez, 2019).

Sezgisel teknikler genetik algoritmalar, parçacık sürü optimizasyonu, farksal evrim algoritması gibi PID parametre belirlemek adına kullanılabilecek birçok tekniği içerisinde bulundurmaktadır. Bu çalışmada $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin parametrelerinin belirlenmesinde GA optimizasyonu kullanılmıştır.

Genetik algoritma optimizasyonu

Optimizasyonun Türkçe'deki karşılığı “en iyileme” dir. Farklı disiplinlerde farklı tanımlanabilmektedir. Uygulanabilir çözüm alternatiflerinin oluşturduğu bir veri setinden en iyi değerın seçim işlemi optimizasyon olarak tanımlanabilir. Başka bir tanımlama ile verilen kısıtlar dikkate alınarak bir amaç fonksiyonunu minimum ya da maksimum değerini verecek değişken değerlerinin bulunması işlemidir. Veya maliyetin en küçük değere düşürülmesine karşın faydanın en yüksek değere çıkarılması işlemi de optimizasyon demektir. Optimizasyonun bir $f(x)$ fonksiyonu Denklem 4.14'deki gibi gösterilebilir (Kevran, 2009).

$$x_{opt} = arg \min\{f(x) | x \in X, X \subseteq S\} \quad (4.14)$$

Denklem 4.14'de S , X , x , f ve x_{opt} terimleri sırasıyla çözüm uzayı, olurlu bölge, olurlu çözüm, gerçek değerli amaç fonksiyonu ve optimal çözümü ifade etmektedir (Kevran 2009).

Bilindiği üzere canlıların temel yapı taşı hücrelerdir. Hücreler bir araya gelerek dokuları, dokular da organları meydana getirir. Canlılarda vücut hücrelerindeki aynı kromozom seti bulunur. Kromozomlar bir araya gelmiş DNA dizileridir. DNA ise genlerden meydana gelir. Her bir gen canlının vücudundaki bir karakteristik özelliğin oluşturulmasından sorumludur.

Örnek olarak saç rengimiz, göz rengimiz bir gendeki kod ile ortaya çıkar. Üreme sırasında önce gen çaprazlaması gerçekleşir. Ebeveynler bireylerden gelen genler birleşerek yeni bir kromozom meydana getirirler. Böylece yeni bir yavru oluşur. Bu yavru daha sonra kaynağı farklı olabilen etkenler sebebiyle mutasyona uğrayabilir. Mutasyonun kaynağından biri de ebeveynlerden genlerin kopyalanması esansında meydana gelen hatalardır. Bir yavrunun uygunluğu, organizmanın hayatta kalma başarısıdır.

GA optimizasyonu 1970 yılında John Holland tarafından öne sürülmüştür. Evrim teorisindeki kalıtım, mutasyon, seçim ve çaprazlama gibi kavramlardan yola çıkarak geliştirilmiştir (Kevran, 2009). Temelinde, canlıların doğada hayatta kalma mücadelesi yatmaktadır. Buna göre iyi nesiller ve genler kendilerini koruyup özelliklerini yeni nesillere aktarmakta, kötü nesiller ve genler ise yok edilmektedir (Sezik, 2020). Bir problem için matematiksel modelin oluşturulamadığı problemler için uygundur ve dolayısıyla modelden bağımsız bir çözüm yöntemidir. GA, çözümü bir grup üzerinde arar ve çok sayıda çözüm arasından en iyi olanını seçer (Sezik, 2020).

GA optimizasyonu aşağıdaki işlem adımlarından oluşur:

- Başlangıç Popülasyonunun Oluşturulması
- Uygunluk Değerinin Hesaplanması
- Çaprazlama
- Mutasyon

GA optimizasyon süreci başlangıç popülasyonunun belirlenmesi ile başlar. Adaylarla temsil edilen rastgele çözüm yığınlarıdır. Popülasyon büyüklüğü için belirlenmiş ideal bir değer bulunmamaktadır. Popülasyon büyüklüğü 10, 20, 30 gibi bir değer olabileceği gibi çok daha fazla değer de olabilmektedir. Popülasyon sayısının büyük tutulmasının optimizasyon probleminin çözüm süresi veya elde edilen değerlerin iyiliği üzerinde etkisi olmadığı değerlendirilmektedir (Kevran, 2009).

Uygunluk değerinin hesaplanması adımında, her bir kromozomun uygunluk fonksiyonuna tabi tutularak sonuçlar elde edilir. GA optimizasyonunda bu adım zorunlu bir işlemdir. Uygunluk fonksiyonu belirlenemeyen problem türleri için GA yürütülemez. Bu işlem evrim teorisindeki doğal seleksiyona karşılık gelir.

Böylece aday çözümler (kromozom), her nesilde yapılan işlemler çözümü “giderek daha iyi” bir sonuca yaklaştırır (Kevran, 2009).

Kromozomların uygunluk değerlerinin hesaplanmasından sonraki işlem adımı çaprazlamadır. Çaprazlamada amaç, iyi değere sahip kromozomların “birikiminin” yeni kromozomlara aktarılması ile yeni ve daha iyi uygunluk değerine sahip kromozomların oluşturulmasıdır. Burada uygunluk değeri kötü kromozomlar yerine, uygunluk değeri iyi kromozomlardan çaprazlama yöntemine tabi tutulur. Çaprazlamada seçim işlemi için “Rulet Tekerî Yöntemi” ve “Turnuva Yöntemi” adı verilen yöntemlere başvurulur (Kevran, 2009).

Çaprazlama işlemini mutasyon adımı takip eder. Bu adımda amaç popülasyon içindeki kromozomların çeşitliliğini arttırarak olası yeni çözüm adaylarının (kromozom) ortaya çıkmasını ve bu sayede yerel minimumdan kaçınmaktır. %0.5 ve %5 gibi düşük olarak belirlenmiş bir mutasyon oranı dahilinde kromozomların değerleri rastgele değiştirilir (Kevran, 2009).

Genetik algoritmalar, PID denetleyici parametrelerinin belirlenmesi için gerçek kodlu ve ikili kodlu genetik algoritma yapılarından yararlanmaktadır. Burada PID denetleyicinin kontrolünü sağladığı sistemin birim basamak girişine karşılık devamlı zaman cevaplarına dikkat edilmesi gerekmektedir (Karabalık,2019).

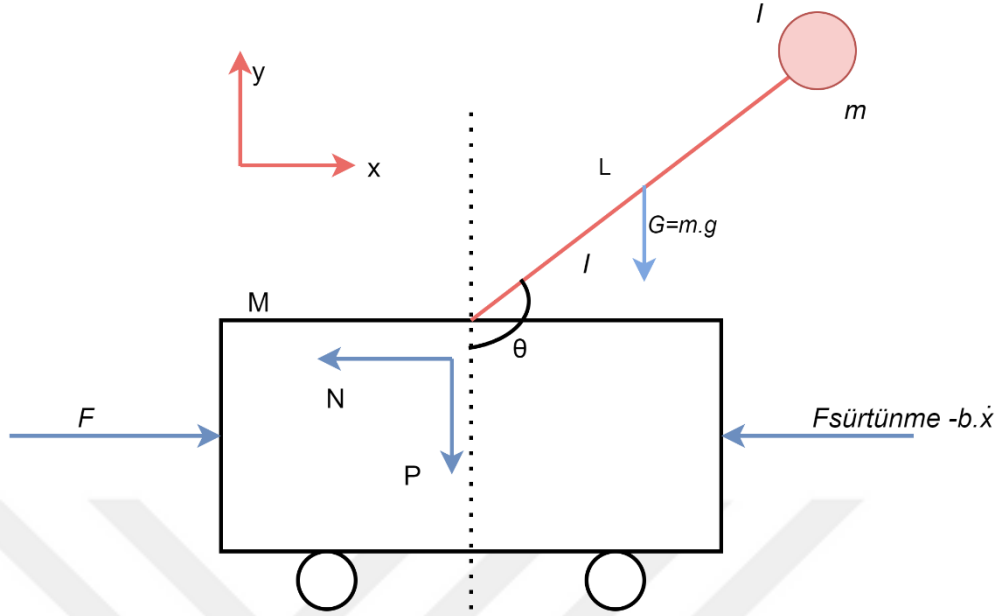
5. MATERYAL ve YÖNTEM

Bu bölümde çalışmada kullanılan tekerlekli ters sarkaç sistemi, tekerlekli ters sarkaç sistemi için oluşturulan benzetim modeli ve model referans ve optimizasyon tekniği kullanılarak PI^2D^u denetleyicinin parametrelerinin nasıl ayarlandığı anlatılmıştır.

Çalışmada ters sarkaç sisteminin benzetimi ve PI^2D^u denetleyici tasarımı MATLAB R2017b yazılımı Simülink eklentisi üzerinde gerçekleştirilmiştir. Simulink üzerinde ters sarkaç sistemi modeli kullanılmıştır. PI^2D^u denetleyici “Noninteger” araç kutusu kullanılarak tasarlanmıştır.

5.1. Ters Sarkaç Sistemi

Ters sarkaç sistemi için serbest cisim diyagramı aşağıdaki Şekil 5.1’de verilmiştir. Burada ters sarkaç sistemi, zeminde x eksenini doğrultusunda hareket edebilen bir tekerlekli bir araç ve bu aracın P ile gösterilen orta noktasında y seksinde serbestçe açısal hareket edebilen bir çubuktan oluşmaktadır. Çubuk l ve m ile gösterilen iki parametreye sahiptir. l çubuğun uzunluğunu, m çubuğun kütlesini göstermektedir. Tekerlekli araç ise M kütlesi ile ifade edilmektedir. Çubuğun P noktasında y eksenini ile yaptığı açı θ değişkeni ile gösterilirken, aracın x ekseninde sabit bir referans noktasına göre yapmış olduğu yer değiştirme miktarı x değişkeni ile ifade edilmektedir. Araç ile zemin arasındaki sürtünme katsayısı b' dir. Bu kısımda, ters sarkacın doğrusal olmayan modeli Newton yasaları kullanılarak bulunmakta ve tanımlanan çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmaktadır (Michigan, 2021). Newton’un ikinci kuralı x yönündeki harekete uygulandığında;



Şekil 5.1. Arabalı ters sarkaç serbest gövde diyagramı

Şekil 5.1’de ve aşağıdaki denklemlerde kullanılan semboller ile benzetim çalışmalarında kullanılan değerler aşağıda çizelge Çizelge 5.1’de verilmiştir.

Çizelge 5.1. Çalışmada kullanılan semboller, açıklamalar, değerler ve birimler

Sembol	Açıklama	Değer	Birim
g	Yerçekimi ivmesi	9.8	m/s^2
L	Sarkacın uzunluğu	0.61	m
l	Sarkacın kütle merkezinin arabaya uzaklığı	0.305	m
M	Arabanın kütlesi	0.455	kg
m	Sarkacın kütlesi	0.21	kg
G	Sarkacın ağırlığı	2.058	N
F	Arabaya uygulanan kuvvet	Denetleyici sistemin durumuna göre uyguluyor	N

$F_{\text{sürtünme}}$	Sürtünme kuvveti	İhmal edilmiştir	N
b	Sürtünme katsayısı	İhmal edilmiştir	$N \times s/m$
N	x eksenindeki ağırlık bileşeni	θ açısı ile değişir	N
P	y eksenindeki ağırlık bileşeni	θ açısı ile değişir	N
I	Sarkacın atalet momenti	$1/3 \times m \times l^2$ ile bulunur	$kg \times m^2$
$\ddot{\theta}$	Sarkacın açısal ivmesi	Denklemler yardımı ile bulunuyor	rad/s^2
$\dot{\theta}$	Sarkacın açısal hızı	Sarkacın açısal ivmesinin integrali ile bulunuyor	rad/s
θ	Sarkacın açısal konumu	Sarkacın açısal hızının integrali ile bulunuyor	rad
$\ddot{x}$	Arabanın ivmesi	Denklemler yardımı ile bulunuyor	m/s^2
$\dot{x}$	Arabanın hızı	Arabanın ivmesinin integrali ile bulunuyor	m/s
x	Arabanın konumu	Arabanın hızının integrali ile bulunuyor	m

Şekil 5.1’de gösterilen arabalı ters sarkaç serbest gövde diyagramında yer alan semboller kullanılarak Newton’un ikinci yasasına göre aşağıdaki formül çıkarılmıştır;

$$\ddot{x} = \frac{1}{M} \sum_{araba} F_x = \frac{1}{M} (F - N - b\dot{x}) \quad (5.1)$$

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{I} \sum_{sarkaç} \tau = \frac{1}{I} (-Pl \sin \theta - Nl \cos \theta) \quad (5.2)$$

Sarkacın x ve y yönlerindeki dinamik denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$N = \sum_{sarkaç} F_x = m\ddot{x}_s \quad (5.3)$$

$$P = mg + \sum_{sarkaç} F_y = mg + m\ddot{y}_s \quad (5.4)$$

Ancak, sarkacın x ve y konum koordinatları aşağıdaki gibi denklemlerle gösterilebilir. Buradan türevleri yardımı ile sarkaca özel konum koordinatından kurtulabiliriz.

$$x_s = x + l \sin \theta \quad (5.5)$$

$$\dot{x}_s = \dot{x} - l\dot{\theta}^2 \sin \theta + l\ddot{\theta} \cos \theta \quad (5.6)$$

$$y_s = -l \cos \theta \quad (5.7)$$

$$\dot{y}_s = l\ddot{\theta} \sin \theta + l\dot{\theta}^2 \cos \theta \quad (5.8)$$

Denklem 5.3 ve Denklem 5.4 içerisinde yer alan $\dot{x}_s$ ve $\dot{y}_s$ değerleri yerine Denklem 5.6 ve Denklem 5.8’de bulunan karşılıkları kullanılarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir.

$$N = m\ddot{x} - ml\dot{\theta}^2 \sin \theta + ml\ddot{\theta} \cos \theta \quad (5.9)$$

$$P = mg + m(l\ddot{\theta} \sin \theta + l\dot{\theta}^2 \cos \theta) \quad (5.10)$$

Denklem 5.1 ve Denklem 5.2 içerisinde yer alan N ve P değerleri yerine Denklem 5.9 ve Denklem 5.10’da bulunan karşılıkları kullanılarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir.

$$M\ddot{x} + m\ddot{x} - ml\dot{\theta}^2 \sin \theta + ml\ddot{\theta} \cos \theta + b\dot{x} = F \quad (5.11)$$

$$P \sin \theta + N \cos \theta - mg \sin \theta = ml\ddot{\theta} + m\ddot{x} \cos \theta \quad (5.12)$$

$$-Pl \sin \theta - Nl \cos \theta = I\ddot{\theta} \quad (5.13)$$

$$I\ddot{\theta} + ml^2\ddot{\theta} + mgl \sin \theta = -ml\ddot{x} \cos \theta \quad (5.14)$$

Yukarıdaki denklemlerde $\sin$ ve $\cos$ fonksiyonlarının neden olduğu doğrusal olmayan durumdan kurtulmak için sarkacın denge durumunda küçük bir ϕ aralığında değiştiği kabul edilerek aşağıdaki yaklaşımlar yapılmıştır.

$$\cos\theta = \cos(\pi + \phi) \approx -1 \quad (5.15)$$

$$\sin\theta = \sin(\pi + \phi) \approx -\phi \quad (5.16)$$

$$\dot{\theta}^2 = \dot{\phi}^2 \approx 0 \quad (5.17)$$

Denklem 5.11 ve Denklem 5.14 içerisinde yer alan $\cos\theta$, $\sin\theta$ ve $\dot{\theta}^2$ değerleri yerine Denklem 5.15, Denklem 5.16 ve Denklem 5.17’de bulunan varsayımlara göre elde edilen karşılıkları kullanılarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir. Ayrıca F yerine u kullanılmıştır. Böylece aşağıdaki denklemler elde edilmiştir.

$$(M + m)\ddot{x} + b\dot{x} - ml\ddot{\phi} = u \quad (5.18)$$

$$(I + ml^2)\ddot{\phi} - mgl\phi = ml\ddot{x} \quad (5.19)$$

Denklem 5.18 ve Denklem 5.19’nin Laplace dönüşümü sıfır başlangıç koşullarında aşağıda gösterilmiştir.

$$(M + m)X(s)s^2 + bX(s)s - ml\Phi(s)s^2 = U(s) \quad (5.20)$$

$$(I + ml^2)\Phi(s)s^2 - mgl\Phi(s) = mlX(s)s^2 \quad (5.21)$$

Sarkacın ve arabanın Denklem 5.20 ve Denklem 5.21 kullanılarak elde edilen transfer fonksiyonları aşağıda gösterildiği gibi elde edilmiştir.

$$TF_{araba}(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{\frac{(I + ml^2)s^2 - gml}{q}}{s^4 + \frac{b(I + ml^2)}{q}s^3 - \frac{(M + m)mgl}{q}s^2 - \frac{bmgl}{q}s} \left[\frac{m}{N} \right] \quad (5.22)$$

$$TF_{sarkaç}(s) = \frac{\Phi(s)}{U(s)} = \frac{\frac{ml}{q}s}{s^3 + \frac{b(I + ml^2)}{q}s^2 - \frac{(M + m)mgl}{q}s - \frac{bmgl}{q}} \left[\frac{rad}{N} \right] \quad (5.23)$$

Burada q değeri;

$$q = ((M + m)(I + ml^2) - (ml)^2) \quad (5.24)$$

Benzetim çalışmaları yapmak için, arabalı ters sarkaç modeli Denklem 5.22 ve Denklem 5.23 kullanılarak oluşturulabilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{(I + ml^2)b}{I(M + m) + Mml^2} & \frac{m^2 gl^2}{I(M + m) + Mml^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{-mlb}{I(M + m) + Mml^2} & \frac{mgl(M + m)}{I(M + m) + Mml^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{(I + ml^2)}{I(M + m) + Mml^2} \\ 0 \\ \frac{ml}{I(M + m) + Mml^2} \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\phi} \\ \ddot{\phi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (5.26)$$

Yukarıda yer alan Denklem 5.22 ve Denklem 5.23 ifadelerinde arabaya uygulanan giriş kuvveti U olarak gösterilmiştir. Ayrıca diğer girişleri ise sarkacın açısal konumu ve sarkacın açısal hızından alınan geri beslemelerdir.

Buraya kadarki kısımda ters sarkaç sistemi için literatürde oluşturulmuş matematiksel ifadeler verilmiştir. Bu ifadeler analitik tabanlı denetleyici tasarımları ve analizleri için çok önemlidir. Bu ifadeler, ters sarkaç sisteminin Simulink'te modellenmesi ve benzetim çalışmalarının gerçekleştirilmesi aşamalarında kullanılmıştır. Tez çalışmasında kesir

dereceli $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin parametreleri aşamasında ise yukarıda verilen matematiksel ifadelerden bağımsız olarak optimizasyon teknikleri ile belirlenmiştir.

5.2. Ninteger v. 2.3 Kesir Dereceli Araç Kutusu

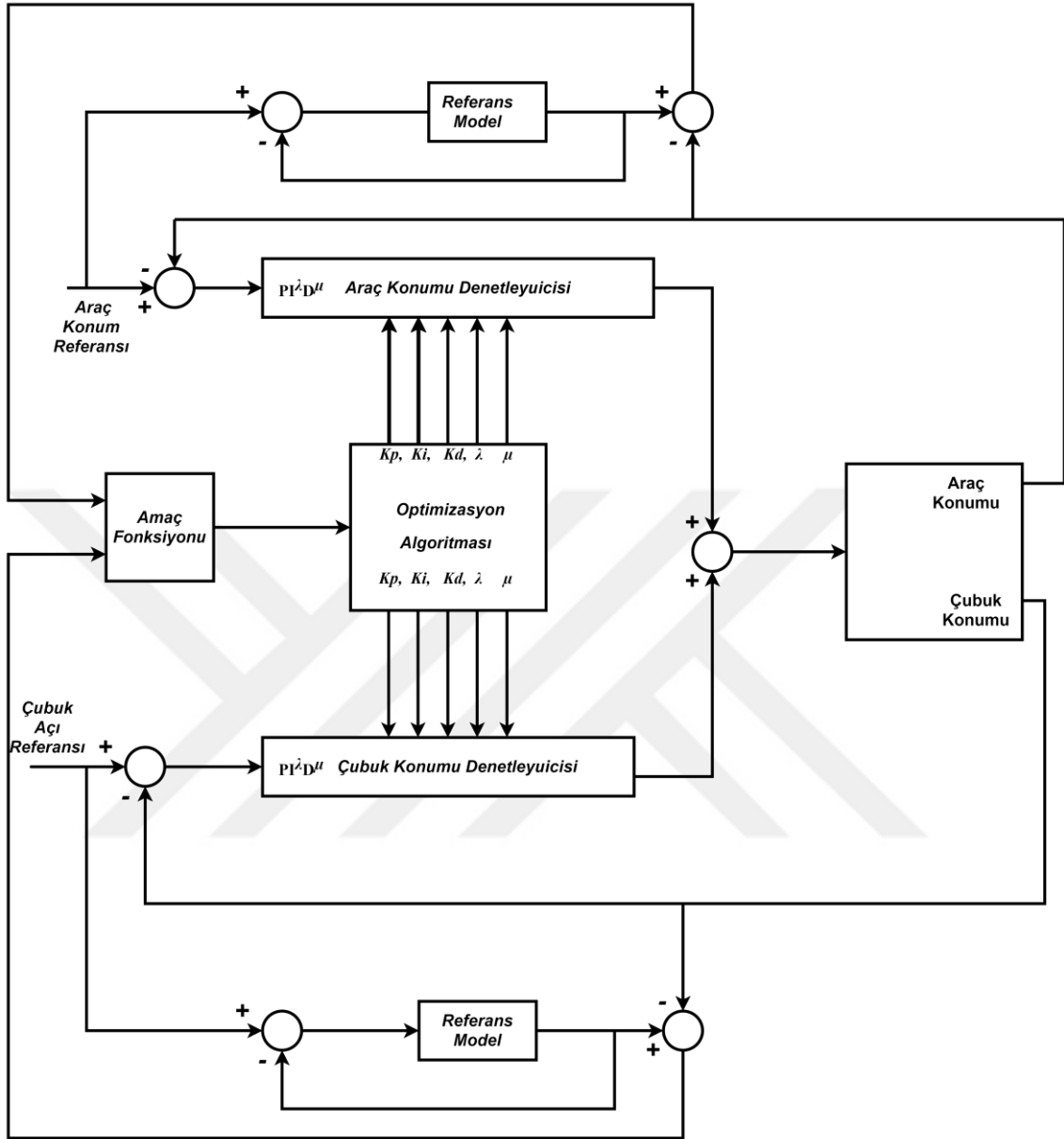
Çalışmada $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin oluşturulmasında Matlab için hazırlanmış olan ve açık kaynak olarak kullanıcılarla paylaşılmış olan “Ninteger V. 2.3 Fractional Control Toolbox” adlı araç kutusu kullanılmıştır. Bu araç kutusu bünyesinde çeşitli araştırmacılarla önerilmiş kesir dereceli sistemler için önerilmiş tam sayılı yaklaşık modelleri içermektedir.

5.3. Optimizasyon Temelli Model Referans $PI^{\lambda}D^{\mu}$ Denetleyici Tasarımı

Arabalı ters sarkaç sistem modeli, doğrusalsızlıklar içeriyor olması ve tek giriş değişkeni ile iki çıkış değişkeninin kontrol ediliyor olmasından ötürü, bu sistemi popüler hale getirmiştir. Bu sebeple otomatik kontrol uygulamalarında tasarlanan denetleyicinin veya önerilen kontrol yönteminin performansını test edebilmek için literatürde çokça kullanılmaktadır. Bu çalışmada kesir dereceli $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin optimizasyon temelli model referansa dayalı tasarımının performansını test etmek amacıyla ters sarkaç sistemi kullanılmıştır.

Ters sarkaç sisteminde araca bir kuvvet kontrol işareti olarak uygulanmakta ve bu kontrol işareti ile aracın x eksenindeki konumu ve araç üzerindeki çubuğun y eksenini ile yaptığı açısal pozisyonu değiştirilmektedir. Burada amaç, aracın x ekseninde istenilen pozisyona, çubuk açısı θ 'nın 90° de kalacak şekilde getirilmesidir. Şekil 5.1’de serbest cisim diyagramı ve Denklem 5.22’de verilen transfer fonksiyonu modelinde ve Denklem 5.23’te verilen durum uzay modeli verilen ters sarkaç sisteminde çubuğu taşıyan aracın x eksenindeki pozisyonu ile araç üzerindeki çubuğun y eksenindeki açısal pozisyonu sisteme uygulana U kontrol işareti ile değiştirilmektedir.

Çalışmada benzetim çalışmaları için Simulink modeli oluşturulmuş ve $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin optimizasyon temelli model referansa dayalı tasarımı ve dayanıklılık testleri bu model üzerinde yürütülmüştür. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin optimizasyon temelli model referansa dayalı tasarımında kullanılan blok diyagram Şekil 5.2’de gösterilmektedir.

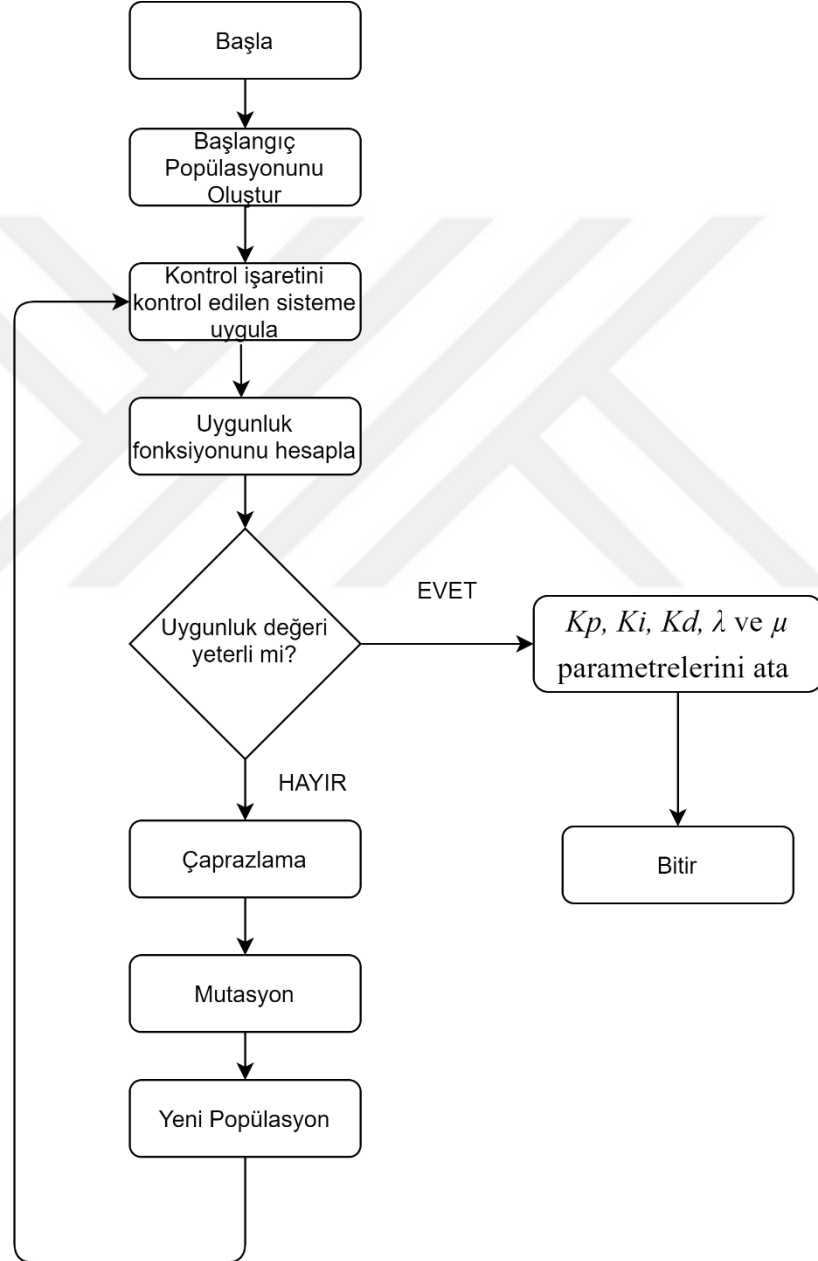


Şekil 5.2. Blok gösterim

Şekil 5.2'deki blok gösterimde araç konum kontrolü için ve çubuğun açisal konum kontrolü ayrı iki $PI^\lambda D^\mu$ denetleyici ile gerçekleştirilmiştir. Ayrıca araç konumunun istenilen çıkış cevabı için ve çubuk konumunun çıkış cevabı için önceden belirlenmiş iki ayrı referans model kullanılmıştır. Aracın anlık konumu ve çubuğun anlık konumu ile bu iki referans model çıkışı arasındaki farklar alınarak amaç fonksiyonu oluşturulmuştur. Optimizasyon algoritması her bir çevrimde amaç fonksiyonunun değişimine bakarak

$PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicilerin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerini değiştirmek yoluyla amaç fonksiyonunu sıfır değerine ulaştırmaya çalışmaktadır. Amaç fonksiyonu mümkün olan sıfıra en yakın değere ulaştığında, araç konumu ve çubuğun konumu referans model cevabına yaklaşmaktadır.

Böylece $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyiciler için en uygun K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerine ulaşılmış olmaktadır. Çalışmada optimizasyon algoritması olarak Genetik Algoritma kullanılmıştır.

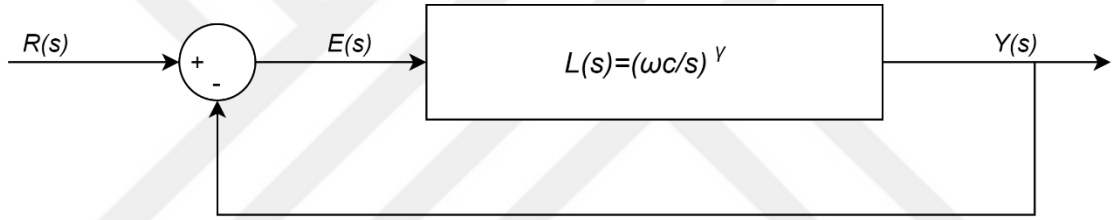


şekil 5.3. $PI^{\lambda}D^{\mu}$ denetleyicinin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerinin GA ile optimizasyonuna ait akış şeması

Referans modele bağı kontrol sistemlerinde ideal bir sistemin cevabının belirlenmesi önemlidir. Referans modellerin oluşturulması için Bode'nin ideal transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Bode (1945), aşağıdaki Denklem 5.27 ile gibi ifade edilen geri beslemeli bir kontrol sisteminin açık döngü transfer fonksiyonunu tanımlamıştır.

$$L(s) = \left(\frac{\omega_c}{s}\right)^\gamma, \quad \gamma \in R \quad (5.27)$$

Denklem 5.27'de ω_c kazanç geçiş frekansıdır ve dolayısıyla $|L(j\omega_c)| = 1$ 'dir. γ parametresi, genlik eğrisinin eğimidir ve logaritmik bir ölçekte kesirli veya tamsayı olarak ifade edilebilir. $L(s)$ transfer fonksiyonu, $\gamma < 0$ için bir kesir dereceli türev ve $\gamma > 0$ için bir kesir dereceli integratördür. Denklem 5.27 de gösterilen Bode'nin kesir dereceli ideal transfer fonksiyonu için negatif birim geri beslemeli kapalı çevrim transfer fonksiyonu Şekil 5.4'te verilmiştir (Barbosa ve ark., Doğruer ve ark.).



Şekil 5.4. Bode'nin ideal transfer fonksiyonu ile kesirli derece transfer fonksiyonu

Şekil 5.4'teki blok diyagramın transfer fonksiyonu aşağıdaki Denklem 5.28 ile gösterildiği gibidir;

$$T(s) = Y(s)/R(s),$$

$$T(s) = \frac{L(s)}{1+L(s)} = \frac{1}{((s/\omega_c)^\gamma + 1)}, \quad \gamma \in R^+ \quad (5.28)$$

Denklem 5.28'de ω_c kazanç geçiş frekansı ve γ parametresinin farklı değerleri için frekans ve zaman alanı karakteristikleri elde edilebilir. Transfer fonksiyonu $T(s)$ 'nin genlik ve fazının Bode diyagramları, ($|T(j\omega)|_{dB}$ ve $\arg[T(j\omega)]$), [Barbosa ve ark., 2004];

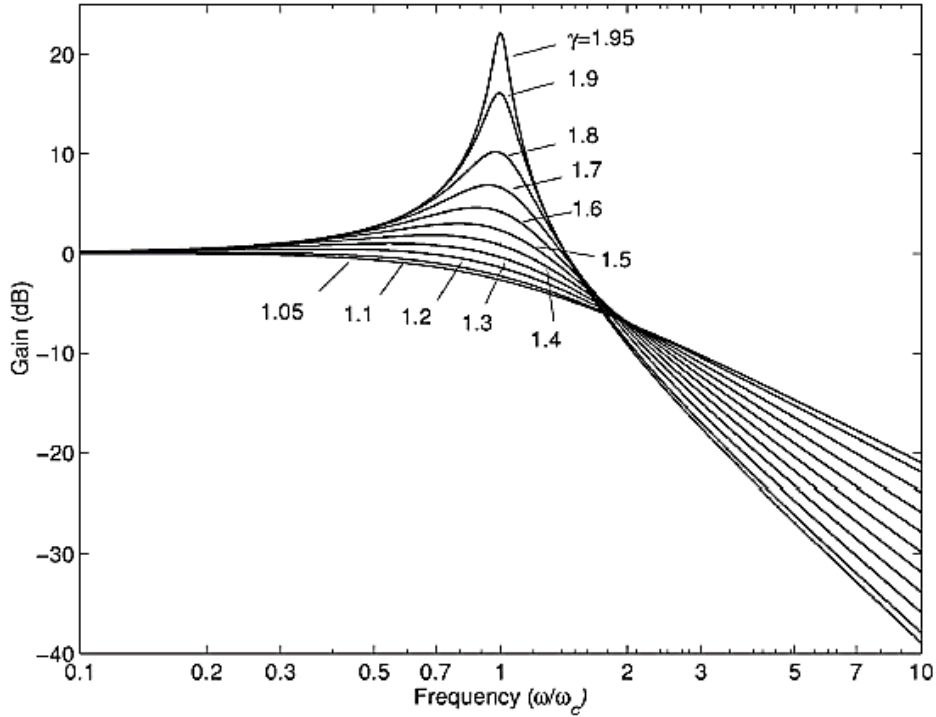
$$|T(j\omega)|_{dB} = 20 \log_{10} \frac{1}{\sqrt{(\omega/\omega_c)^{2\gamma} + 2(\omega/\omega_c)^\gamma \cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) + 1}} \quad (5.29)$$

$$\arg[T(j\omega)] = -\arctan\left[\frac{\sin\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\gamma\pi}{2}\right) + (\omega/\omega_c)^\gamma}\right] \quad (5.30)$$

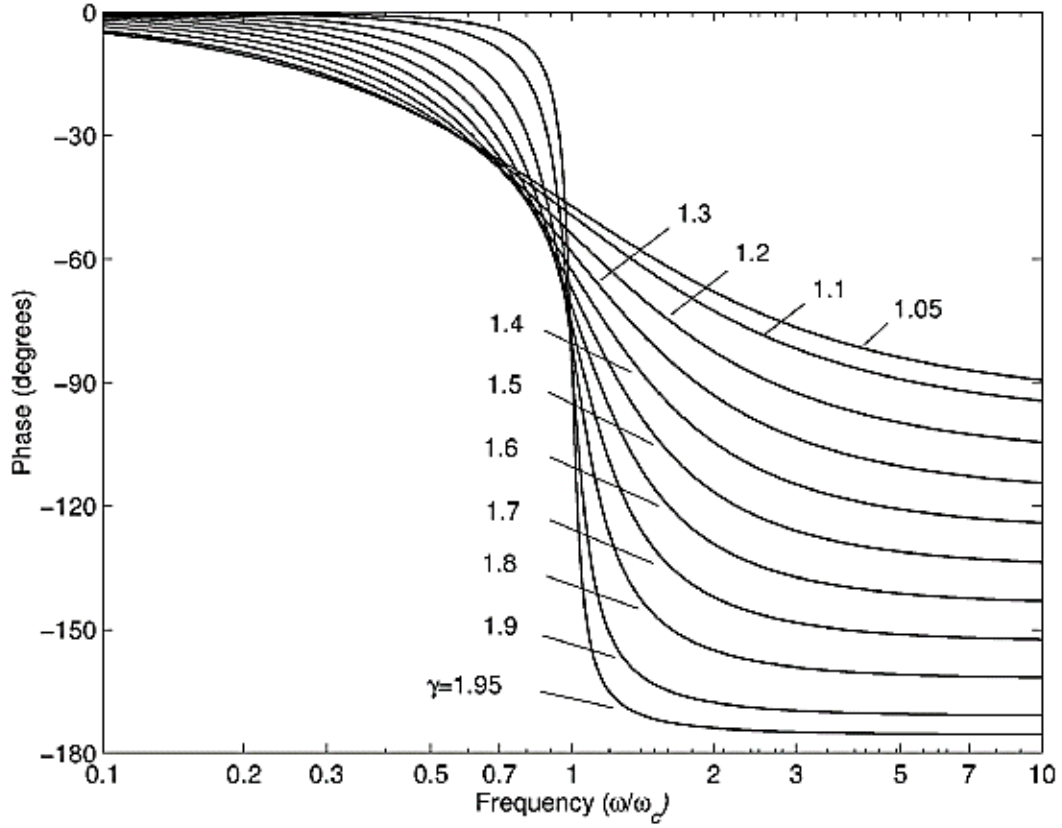
Denklem 5.29 ve denklem 5.30 ifadelerinin $\omega \rightarrow +\infty$ asimptotik davranışı göz önüne alındığında, $((\gamma > 0))$ [Barbosa ve ark., 2004]:

$$|T(j\omega)|_{dB} \approx -20\gamma \log_{10} \frac{\omega}{\omega_c}, \arg[T(j\omega)] \approx -\gamma\pi/2 \quad (5.31)$$

$1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ 'nin genlik (veya kazanç) ve faz Bode diyagramları Şekil 5.5 ve Şekil 5.6'da gösterilmektedir.



Şekil 5.5. $1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ 'nin kazanç ve normalize frekans grafiği (Barbosa ve ark., 2004)



Şekil 5.6. $1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ 'nin faz kayması ve normalize frekans grafiği (Barbosa ve ark., 2004)

Transfer fonksiyonu $T(s)$ 'nin zaman domeni karakteristikleri için birim basamak cevabı incelenebilir. Birim basamak cevabı için çıkış cevabı Denklem 5.32 ile gösterilir;

$$y(t) = L^{-1} \left\{ \frac{\omega^\gamma c}{s(s^\gamma + \omega^\gamma c)} \right\} = 1 - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{[-(\omega_c t)^\gamma]^n}{\Gamma(1+\gamma n)} = 1 - E_\gamma[-(\omega_c t)^\gamma] \quad (5.32)$$

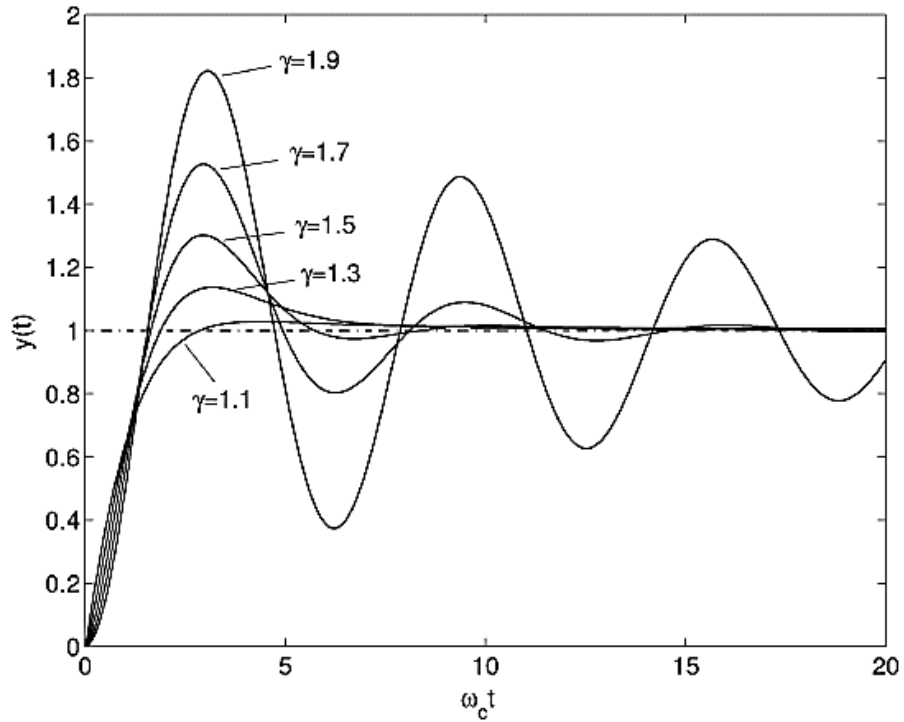
Denklem 5.32'te $E_\gamma(x)$ değeri, güç serisi açılımı ile verilen tek parametrelili Mittag – Leffler fonksiyonudur (Barbosa ve ark., 2004, Miller ve Ross, 1993, Gorenflo ve Mainardi, 1996). Bu fonksiyon $\gamma = 1$ için $E_1(x) = e^x$ halini alır. $E_\gamma[-(\omega_c t)^\gamma]$ içi asimptotik bir yaklaşım Denklem 5.33'te verilmiştir (Barbosa ve ark., 2004).

$$E_{\gamma}[-(\omega_c t)^{\gamma} \approx \begin{pmatrix} \frac{1-(\omega_c t)^{\gamma}}{\Gamma(1+\gamma)} , & \omega_c t \rightarrow 0^+ \\ \frac{1-(\omega_c t)^{-\gamma}}{\Gamma(1-\gamma)} , & \omega_c t \rightarrow +\infty \end{pmatrix} \quad (5.33)$$

Denklem 5.32’de verilen $y(t)$ ’nin ilk ve son değeri ile Denkelem 5.34 ile bulunabilir.

$$y(\infty) = \lim_{t \rightarrow +\infty} y(t) = 1, y(0^+) = \lim_{t \rightarrow 0^+} y(t) = 0 \quad (5.34)$$

Aşağıdaki Şekil 5.7’da $1 < \gamma < 2$ değerleri için $T(s)$ ’nin birim basamak cevapları verilmiştir.



Şekil 5.7. $1 < \gamma < 2$ değerleri için birim basamak cevapları

$T(s)$ ’nin birim basamak karakteristikleri için aşağıdaki formüller kullanılabilir (Barbosa ve ark., 2004).

Aşım oranı M_p ;

$$M_p = \frac{y_{max} - y(\infty)}{y(\infty)}, \quad M_p \approx 0.8(\gamma - 1)(\gamma - 0.75), \quad 1 < \gamma < 2 \quad (5.35)$$

Tepe zamanı T_p (1%):

$$T_p \approx \frac{1.106(\gamma-0.255)^2}{(\gamma-0.921)\omega_c}, \quad 1 < \gamma < 2 \quad (5.36)$$

Yükselme zamanı T_r (1%):

$$T_r \approx \frac{0.131(\gamma+1.157)^2}{(\gamma-0.724)\omega_c}, \quad 1 < \gamma < 2 \quad (5.37)$$

Zaman sabiti T_c (2%):

$$T_r \approx \frac{0.2(\gamma-1)^2+1}{\omega_c}, \quad 1 < \gamma < 2 \quad (5.38)$$

Oturma zamanı T_s (2% ve 5% için):

$$T_s(2\%) \approx \frac{4}{\cos(\pi - \frac{\pi}{\gamma})\omega_c} = \frac{4}{\zeta\omega_c}, \quad 1.39 < \gamma < 2 \quad (5.39)$$

$$T_s(5\%) \approx \frac{3}{\cos(\pi - \frac{\pi}{\gamma})\omega_c} = \frac{3}{\zeta\omega_c}, \quad 1.44 < \gamma < 2 \quad (5.40)$$

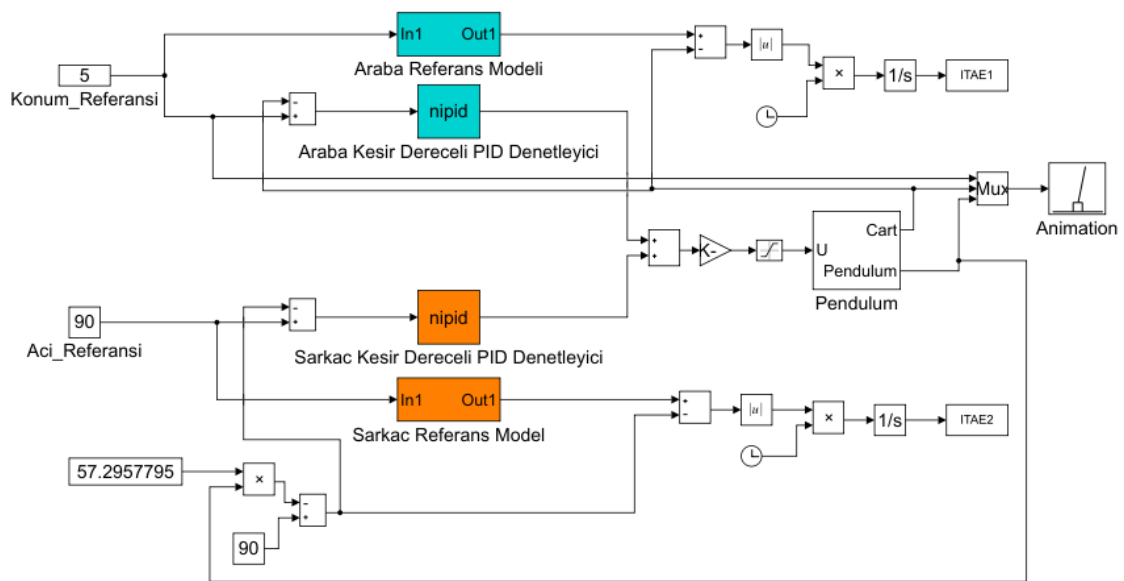
Denklem 5.39'da $\zeta = \cos(\pi - \pi / \gamma)$, kesirli dereceli kapalı döngü sisteminin sönümlleme oranıdır.

Yukarıda verilen Bode'nin ideal transfer fonksiyonu doğrultusunda, çalışmada hem araba hem de sarkaç için Denklem 5.27 kullanılarak aynı referans model kullanılmıştır. Araba ve sarkacın oluşturulan bu modele uygun zaman alanı cevabına göre hareket etmeleri amaçlanmıştır.

6. BULGULAR

Bu kısımda araba ve sarkacın kontrolünü sağlayacak kesirli dereceli PID denetleyicilerin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerinin GA optimizasyonu ile belirlenmesi ve bu belirleme sürecinden sonra kesirli dereceli PID denetleyicilerin arabalı ters sarkaç sistemi üzerindeki performansları sunulmuştur.

Optimizasyon süreci için Matlab/Simulink ortamında arabalı ters sarkaç modelleri ve kontrol blokları oluşturulmuştur. Çalışmanın optimizasyon sürecinde oluşturulmuş Simulink blok diyagramı Şekil 6.1’de sunulmuştur.



Şekil 6.1. Arabalı ters sarkaç modelleri ve kontrol blokları

Şekil 6.1’de görüldüğü gibi araba ve sarkaç kontrolünü gerçekleştirecek kesirli dereceli PID denetleyiciler için referans model blokları oluşturulmuştur. Araba ve sarkacın zaman alanı cevaplarının bu referans modele uygun olarak çalıştırılması amaçlanmıştır. Bu referans modeller, önceki bölümde teorik bilgileri verilen Bode’nin ideal transfer fonksiyonu kullanılarak hem araba hem de sarkaç için farklı parametre değerleri ile oluşturulmuştur. Denklem 5.27’deki referans modelde kazanç geçiş frekansı ω_c ve γ parametrelerinin farklı değerleri için testler gerçekleştirilmiştir.

Referans modellerin oluşturulmasından sonra GA optimizasyon süreci başlatılmıştır. Optimizasyon sürecinde K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerinin alt ve üst sınır değerleri Çizelge 6.1’de verildiği gibi alınmıştır.

Çizelge 6.1. Denetleyici parametreleri için optimizasyon alt ve üst sınır değerleri

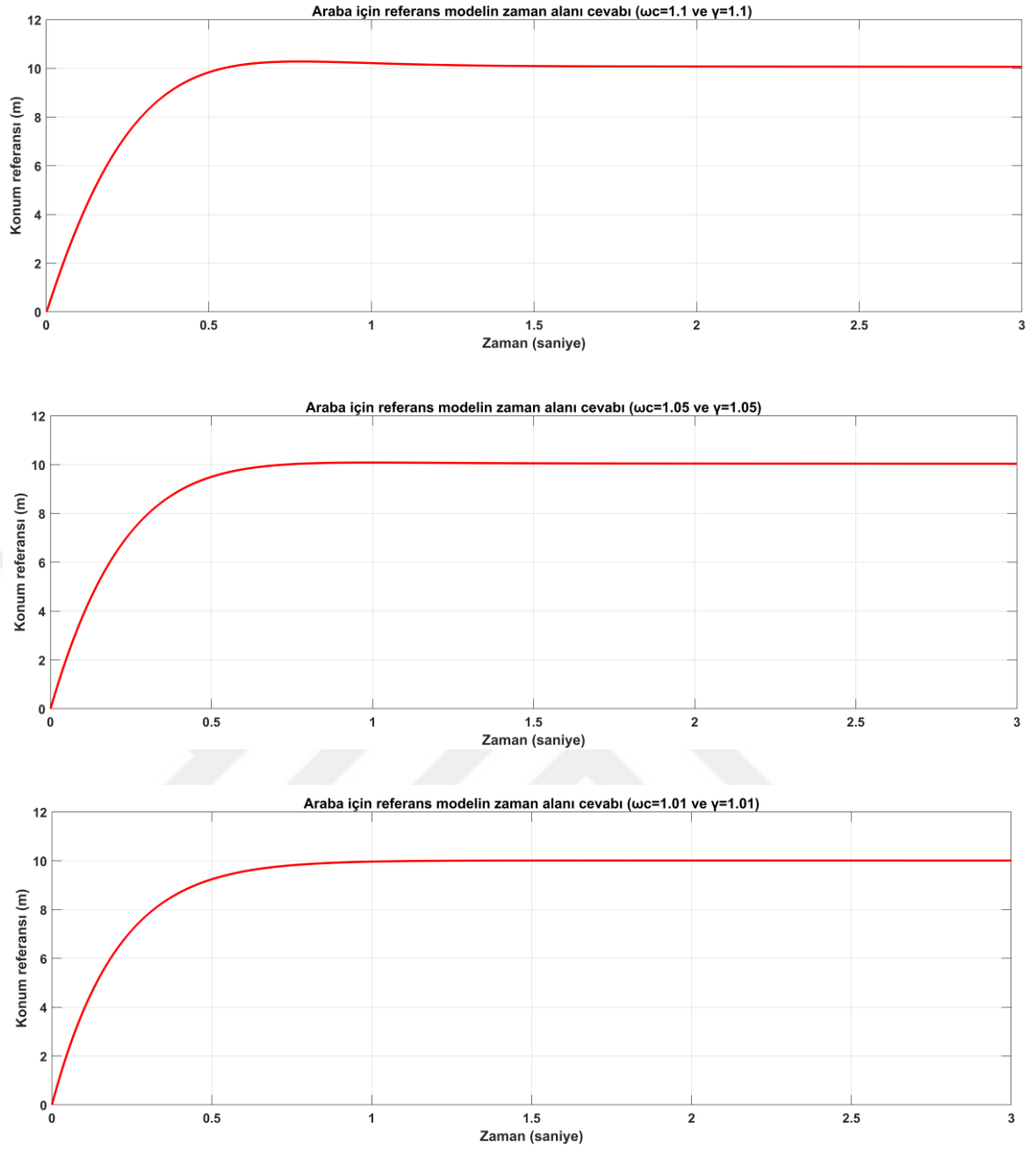
	PI ^{λ} D ^{μ} parametreleri				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Alt sınır değerleri	-100	-100	-100	0.01	0.01
Üst sınır değerleri	1000	1000	1000	1	1

Çizelge 6.1’deki sınır değerler arasında GA optimizasyonu yürütülmüştür. GA optimizasyonu Matlab’ın optimizasyon araç kutusu ile gerçekleştirilmiştir. Optimizasyonda popülasyon sayısı 20 ve durdurma kriteri 20 iterasyon olarak ayarlanmıştır. Uygunluk (fitness) fonksiyonu olarak hem araba için hem de sarkaç için referans model ile araba ve sarkaç çıkışı için Zaman Ağırlıklı Hatanın Mutlak Değerinin İntegrali (ITAE) performans kriteri kullanılarak oluşturulmuş Denklem 6.1 kullanılmıştır.

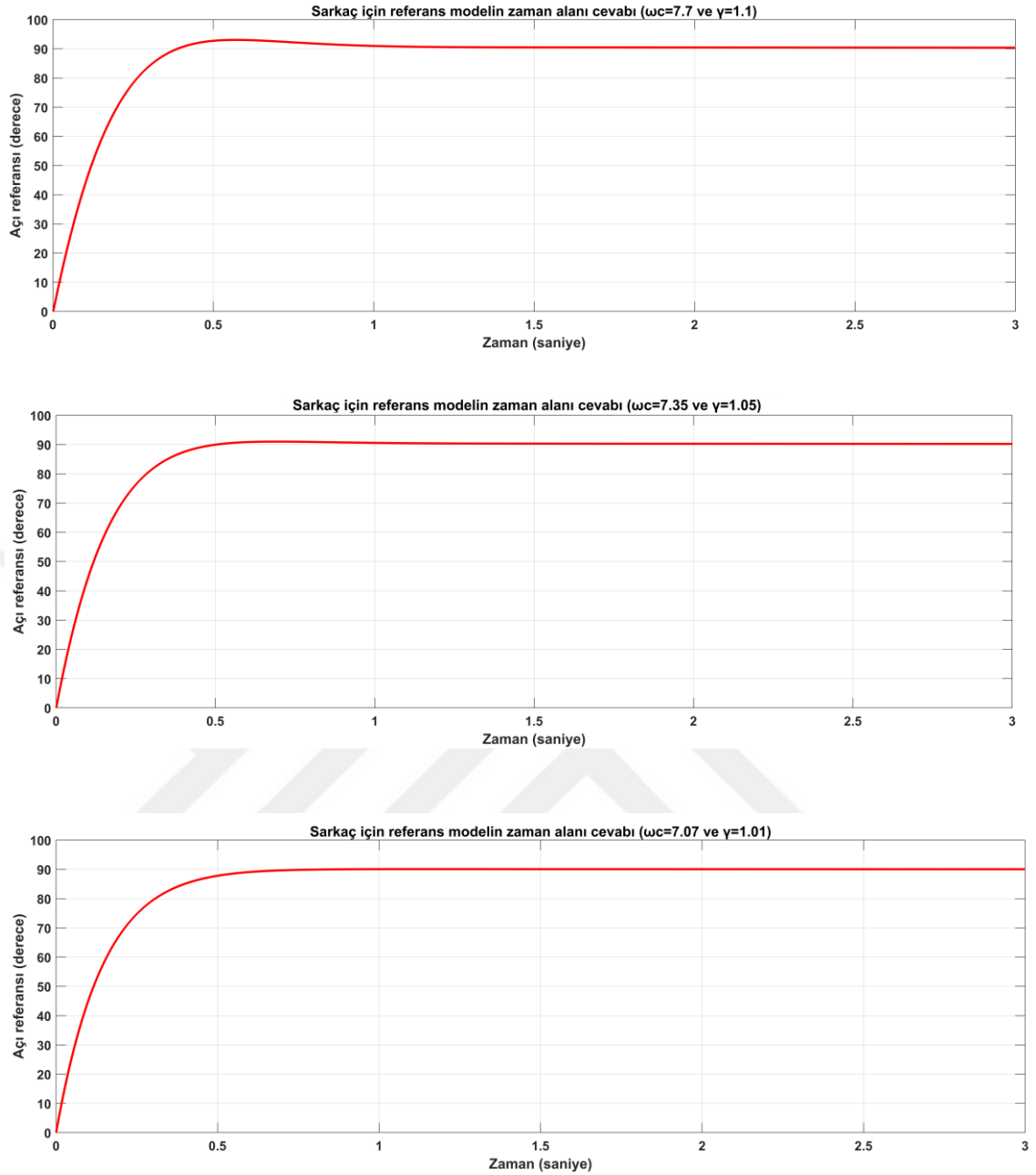
$$J_{min} = \alpha * ITAE_{araba} + \beta * ITAE_{sarkaç} \quad (6.1)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (6.2)$$

Denklem 6.2’de, t zaman ve $e(t)$ ise kontrol edilen sistemin çıkışı ile referans model arasındaki farktır. α araba konumu için ITAE ağırlığı ve β sarkaç konumu için ITAE ağırlığıdır. Çalışmada farklı α ve β ağırlık faktörleri ve Denklem 5.27’deki referans modelde kazanç geçiş frekansı ω_c ve γ parametrelerinin farklı değerleri için optimizasyon çalışmaları yürütülmüştür. Takip eden kısımlarda bu çalışmalar sunulmuştur. Aşağıdaki Şekil 6.2’de ve Şekil 6.3’te ω_c ve γ parametrelerinin farklı değerleri için elde edilmiş referans model zaman alanı cevapları gösterilmiştir. Bu zaman alanı cevapları benzetim çalışmalarında referans modeller olarak kullanılmıştır.



Şekil 6.2. Farklı ω_c ve γ değerleri için araba referans modelin zaman alanı cevapları



Şekil 6.3. Farklı ω_c ve γ değerleri için sarkaç referans modelin zaman alanı cevapları

Şekil 6.2’de ve Şekil 6.3’te ω_c ve γ değerleri büyüdükçe referans modelin çıkış cevabı da hızlanmakta, aşım oranı da artmaktadır.

Benzetim çalışmaları farklı α ve β parametreleri, Şekil 6.2’de ve Şekil 6.3’te verilen zaman alanı cevapları için tekrarlanmıştır. Böylece uygunluk fonksiyonundaki α ve β parametreleri ile referans modellerdeki ω_c ve γ parametrelerinin denetleyici tasarım performansına etkileri incelenmiştir. Devam eden aşağıdaki kısımda bu çalışmalar sunulmuştur.

Çalışma1:

Bu çalışmada uygunluk fonksiyonunda $\alpha=0.5$ ve $\beta=0.5$ ağırlık faktörleri için ω_c ve γ parametrelerinin farklı değerlerinde GA optimizasyonu gerçekleştirilmiştir. Optimizasyon sonucunda elde edilen K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri Çizelge 6.2’de verilmiştir.

Çizelge 6.2. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.1$ ve $\gamma = 1.1$					$\omega_c = 7.7$ ve $\gamma = 1.1$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-17.64	-22.28	-39.27	0.094	0.429	-29.23	-33.26	-35.07	0.955	0.583

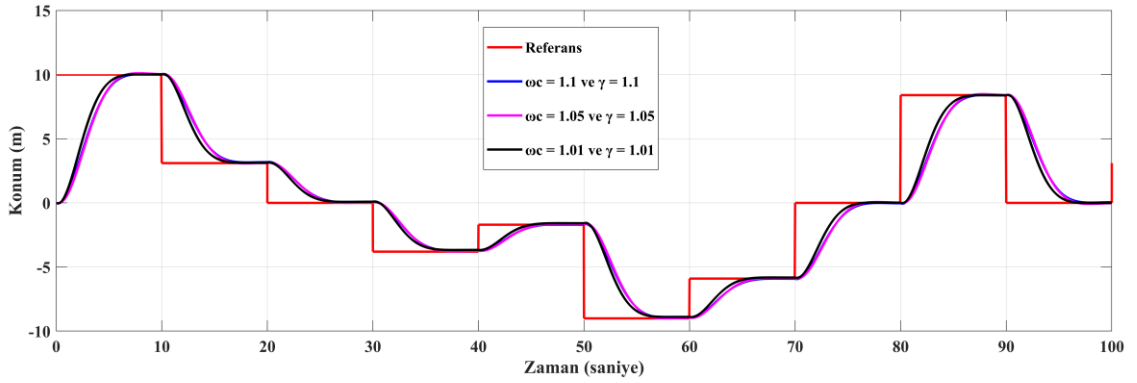
Çizelge 6.3. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

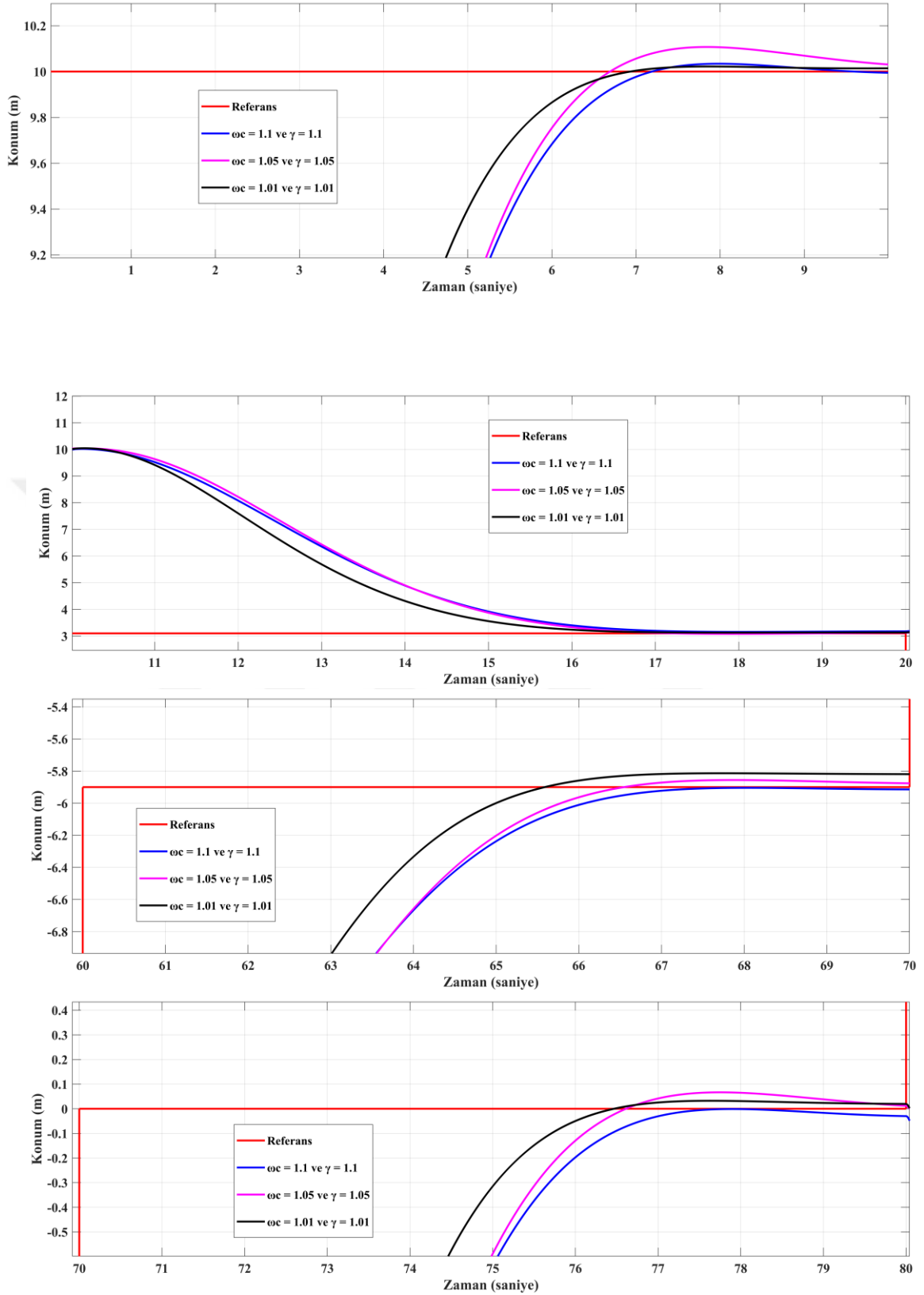
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.05$ ve $\gamma = 1.05$					$\omega_c = 7.35$ ve $\gamma = 1.05$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-1.99	-3.29	-22.91	0.258	0.323	-15.36	-10.57	-13.12	0.941	0.884

Çizelge 6.4. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

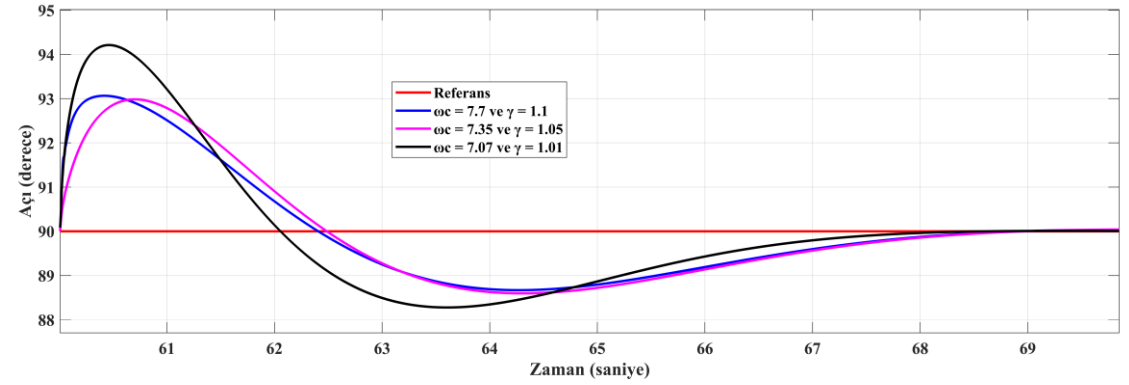
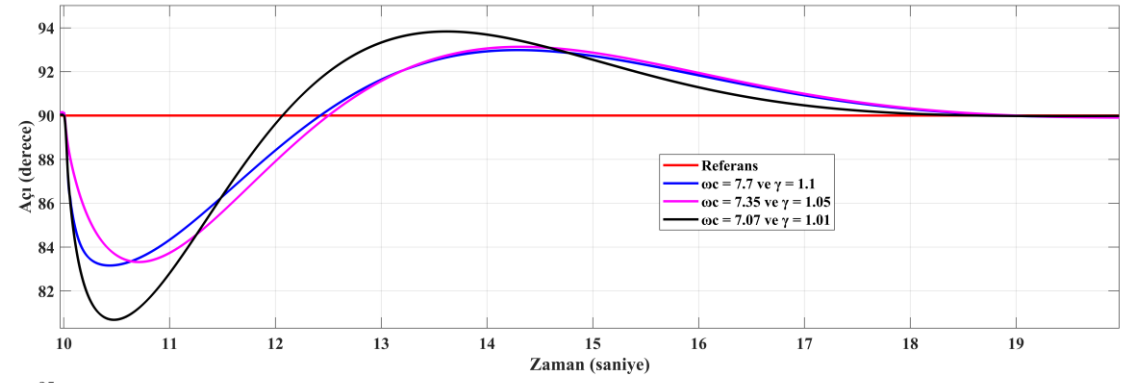
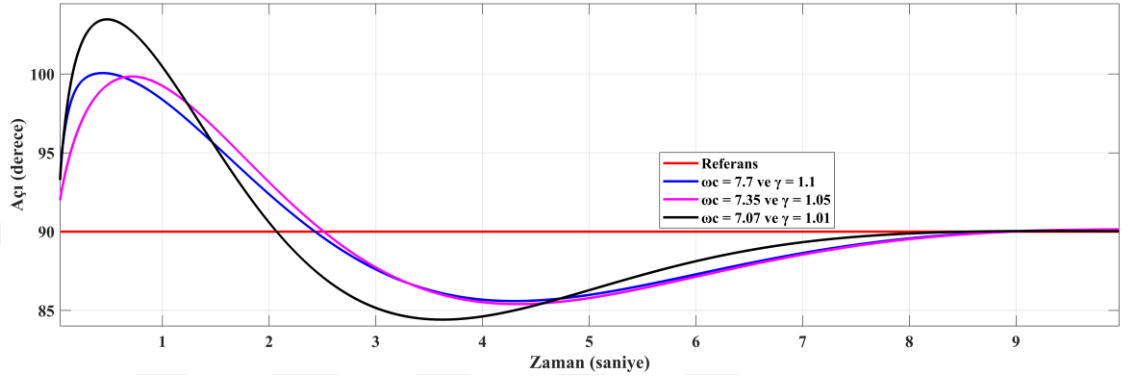
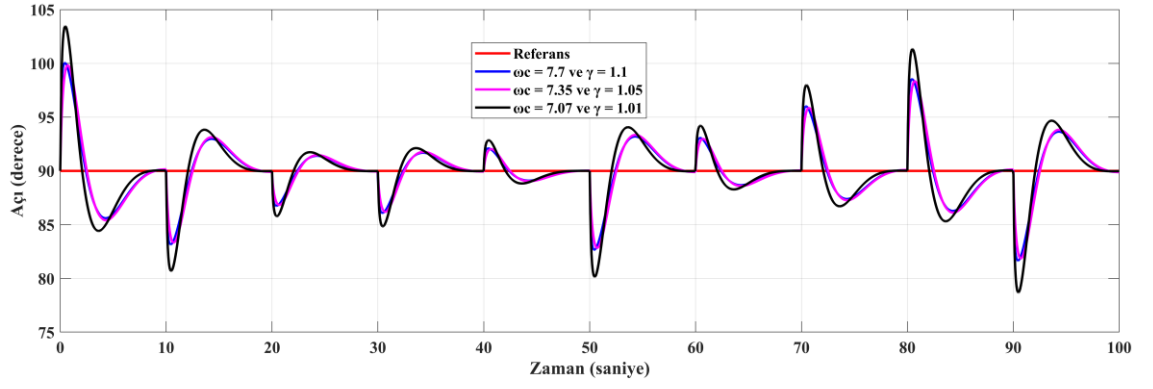
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.01$ ve $\gamma = 1.01$					$\omega_c = 7.07$ ve $\gamma = 1.01$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-2.48	-12.90	-28.71	0.091	0.322	-18.59	-15.51	-11.12	0.967	0.758

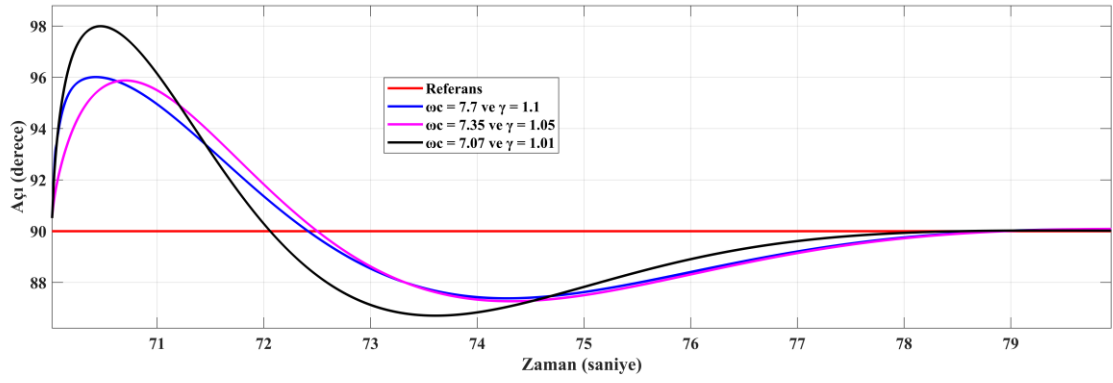
Çizelge 6.4'teki K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri için farklı araba referans değerlerine göre araba ve sarkaç zaman alanı grafikleri Şekil 6.4 ve Şekil 6.5'de sunulmuştur.





Şekil 6.4. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması





Şekil 6.5. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı ve zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması

Çalışma 2:

Bu çalışmada $\alpha=0.8$ ve $\beta=0.2$ ağırlıkları ve ω_c ve γ parametreleri için tekrarlanmıştır. Optimizasyon sonucunda elde edilen K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri Çizelge 6.5'te verildiği gibi elde edilmiştir.

Çizelge 6.5. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri $\omega_c = 1.1$ ve $\gamma = 1.1$					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri $\omega_c = 7.7$ ve $\gamma = 1.1$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-25.57	-7.36	-20.34	0.127	0.664	-24.86	-24.75	-39.43	0.959	0.624

Çizelge 6.6. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

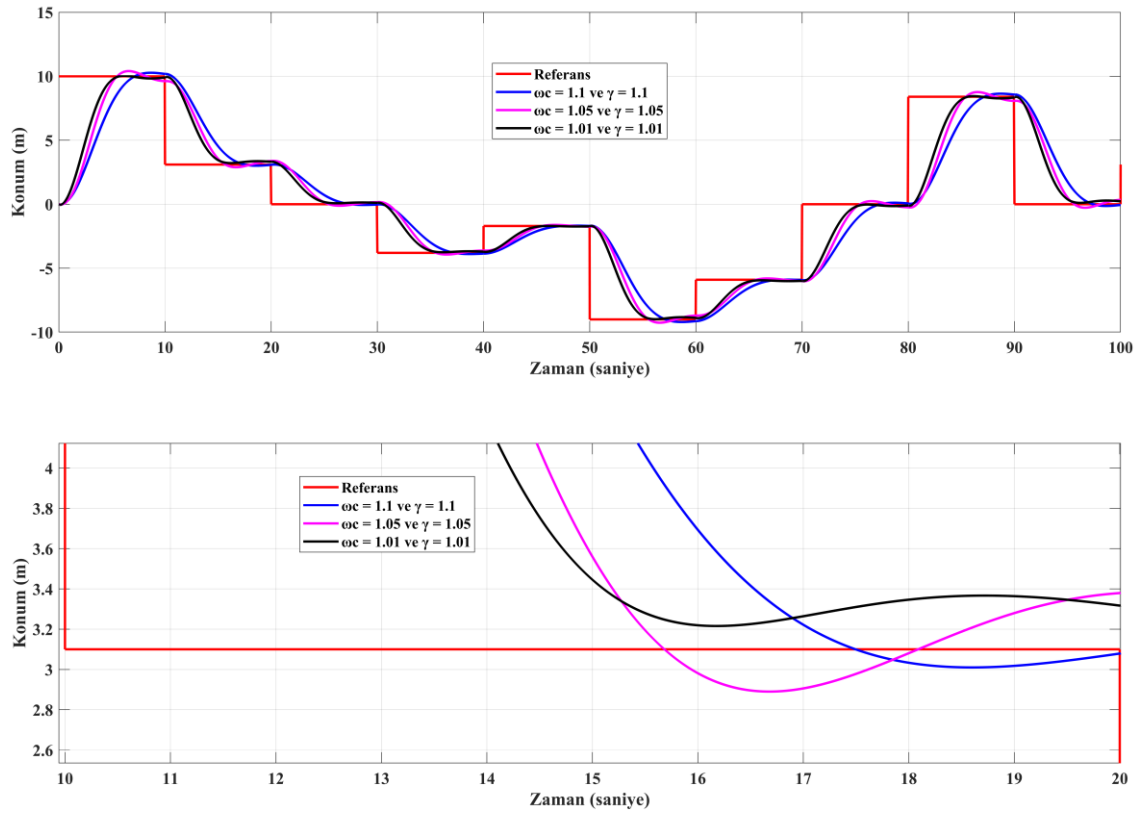
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri $\omega_c = 1.05$ ve $\gamma = 1.05$					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri $\omega_c = 7.35$ ve $\gamma = 1.05$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ

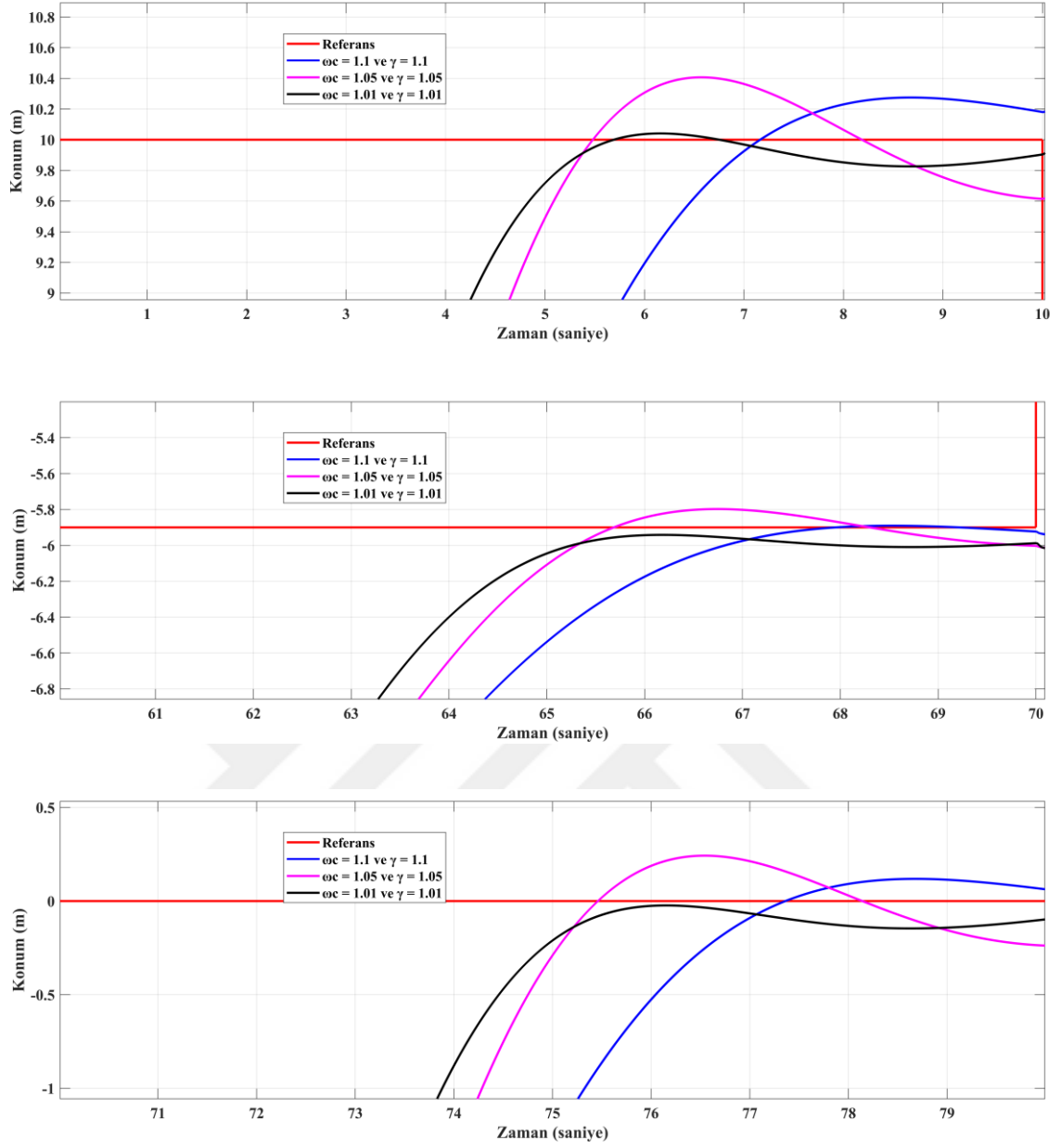
Optimizasyon sonuçları	-46.58 -0.83 -1.121 0.251 0.517	-21.48 -25.71 -28.42 0.999 0.694
------------------------	---------------------------------	----------------------------------

Çizelge 6.7. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

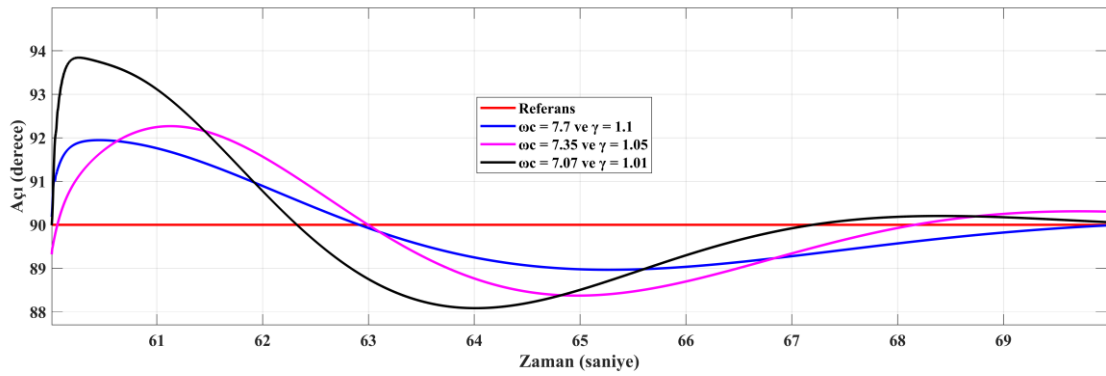
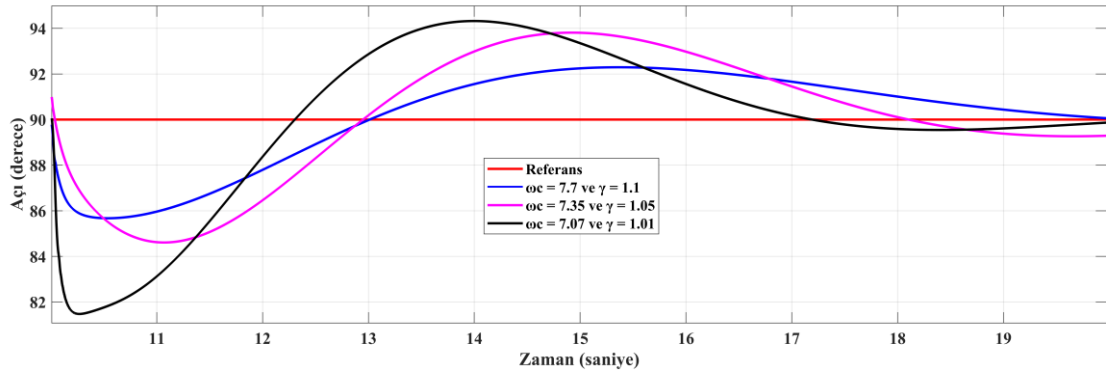
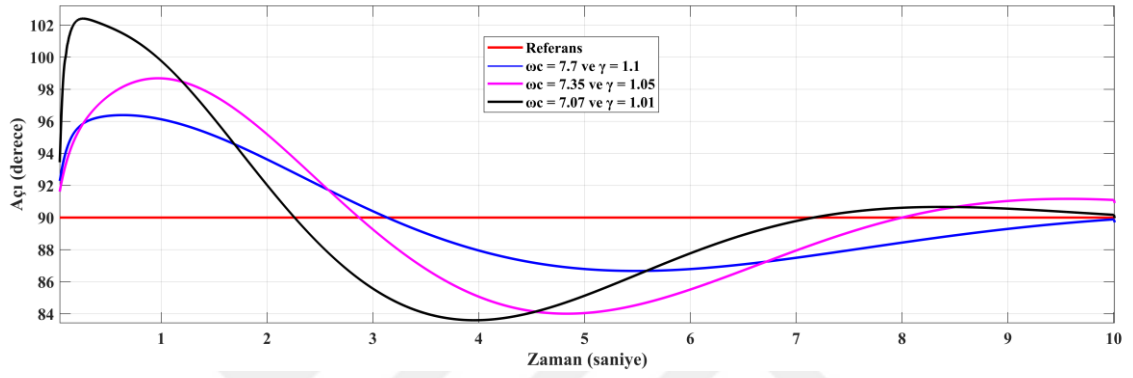
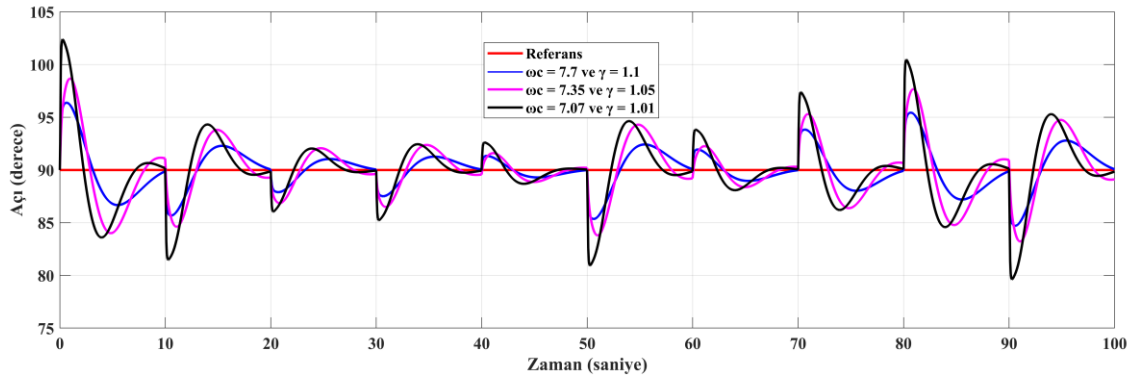
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.01$ ve $\gamma = 1.01$					$\omega_c = 7.07$ ve $\gamma = 1.01$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-10.77	-42.40	-37.01	0.007	0.919	-13.02	-23.02	-25.06	0.957	0.504

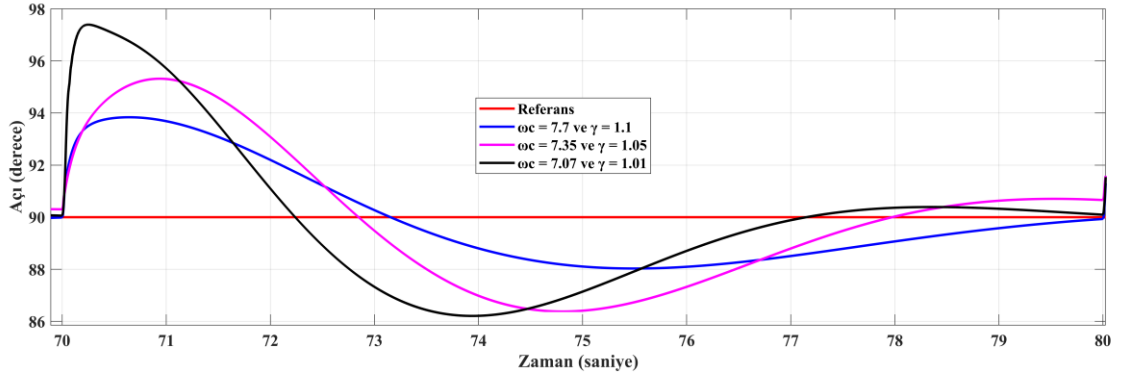
Çizelge 6.7’deki K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri için farklı araba referans değerlerine göre araba ve sarkaç zaman alanı grafikleri Şekil 6.6 ve Şekil 6.7’da sunulmuştur.





Şekil 6.6. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması





Şekil 6.7. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması

Çalışma 3:

Bu çalışmada uygunluk fonksiyonunda $\alpha=0.9$ ve $\beta=0.1$ alınmıştır. Yukarıdaki çalışmalar gibi testler sürdürülmüştür. Burada da farklı ω_c ve γ parametreleri için çalışmalar tekrarlanmıştır. Optimizasyon sonucunda elde edilen K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri Çizelge 6.8’de verilmiştir.

Çizelge 6.8. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.1$ ve $\gamma = 1.1$					$\omega_c = 7.7$ ve $\gamma = 1.1$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-45.73	-0.04	-38.03	0.723	0.463	-31.13	-32.60	-34.96	0.895	0.917

Çizelge 6.9. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

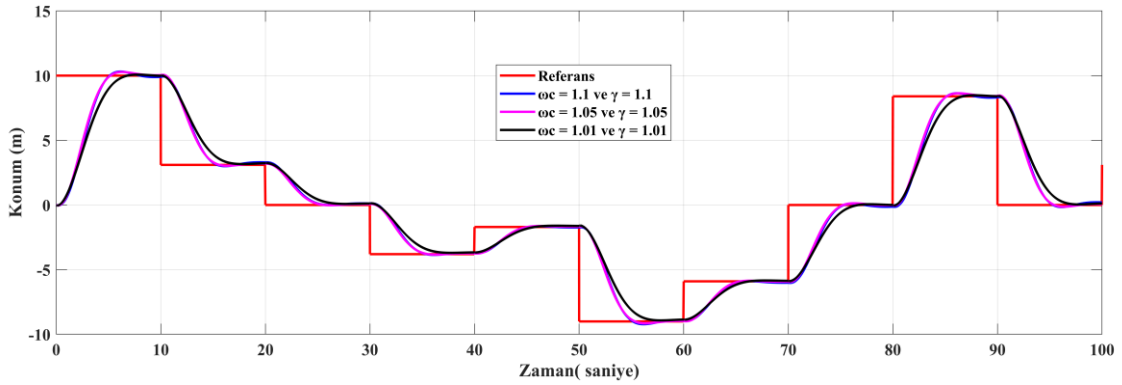
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.05$ ve $\gamma = 1.05$					$\omega_c = 7.35$ ve $\gamma = 1.05$				

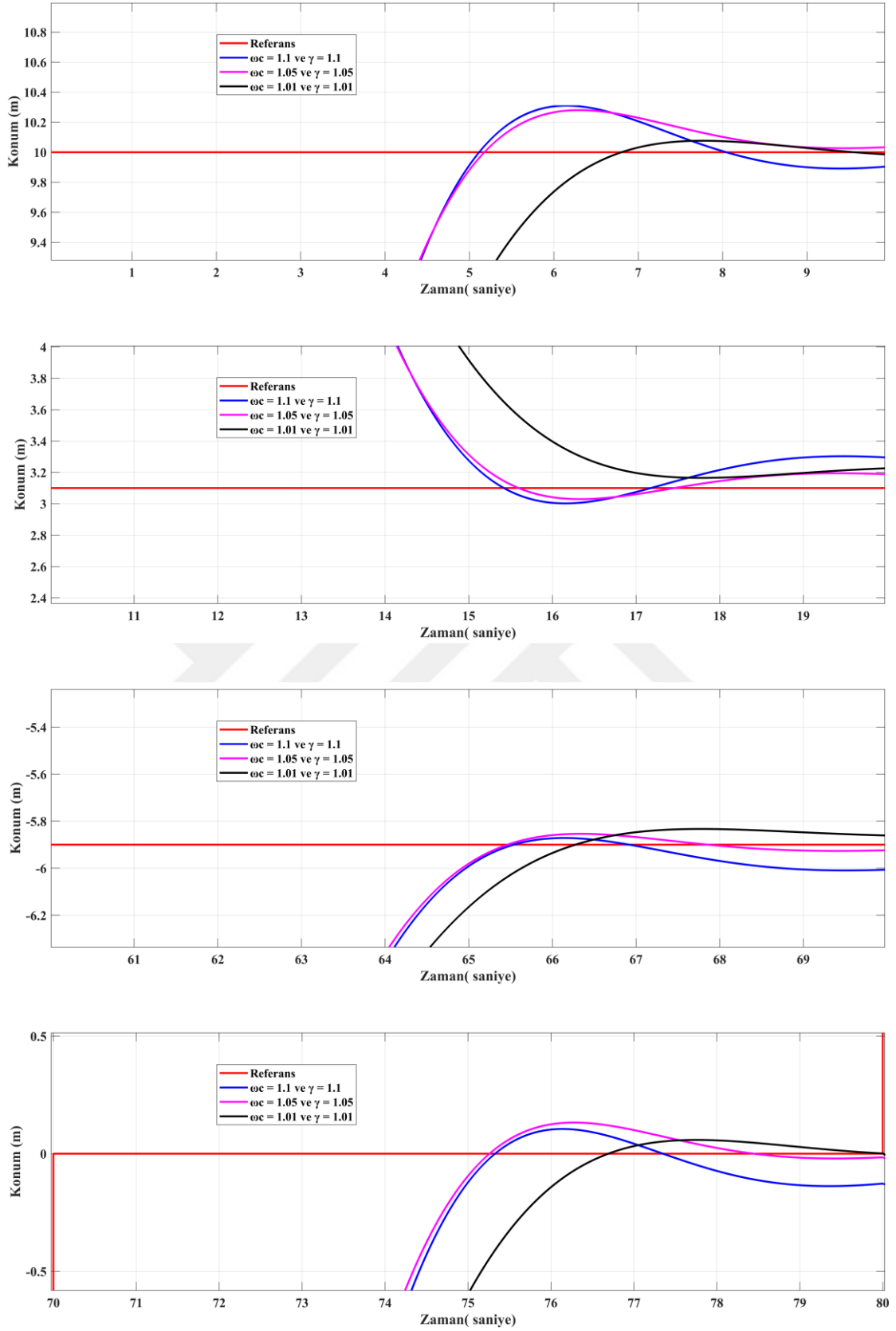
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-14.65	-38.71	-40.65	0.055	0.418	-35.44	-35.88	-32.02	0.947	0.818

Çizelge 6.10. Optimizasyon sonucunda elde edilmiş denetleyici parametreleri

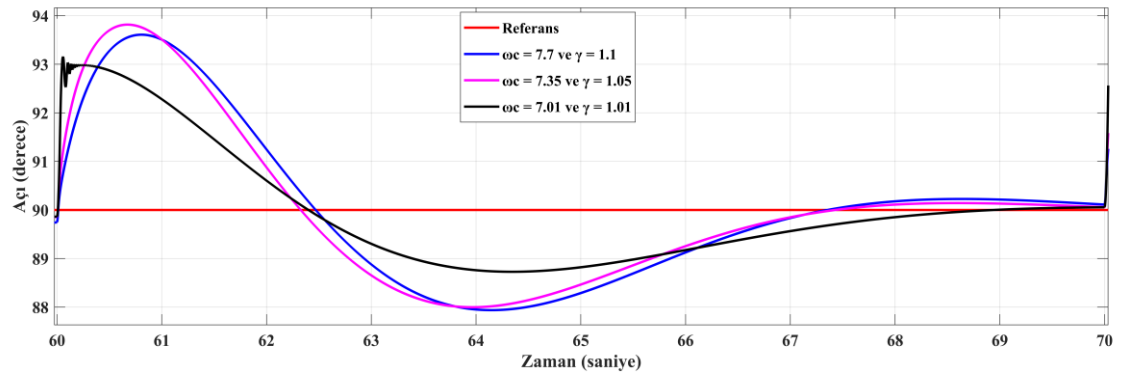
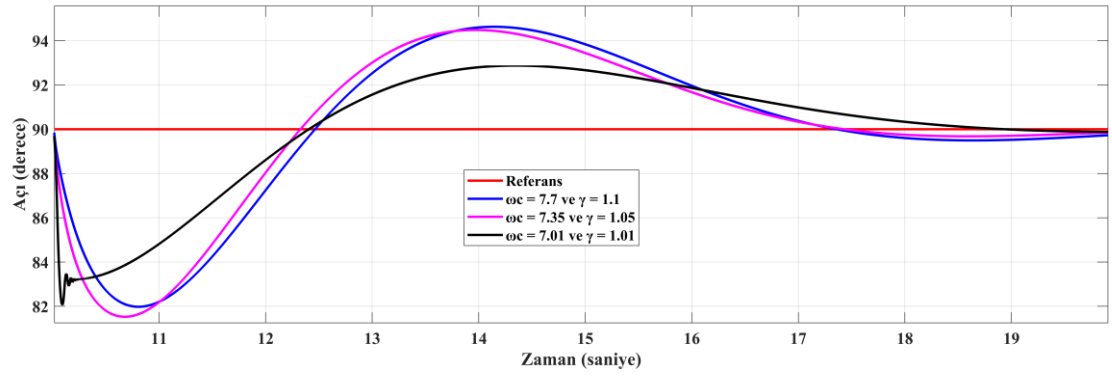
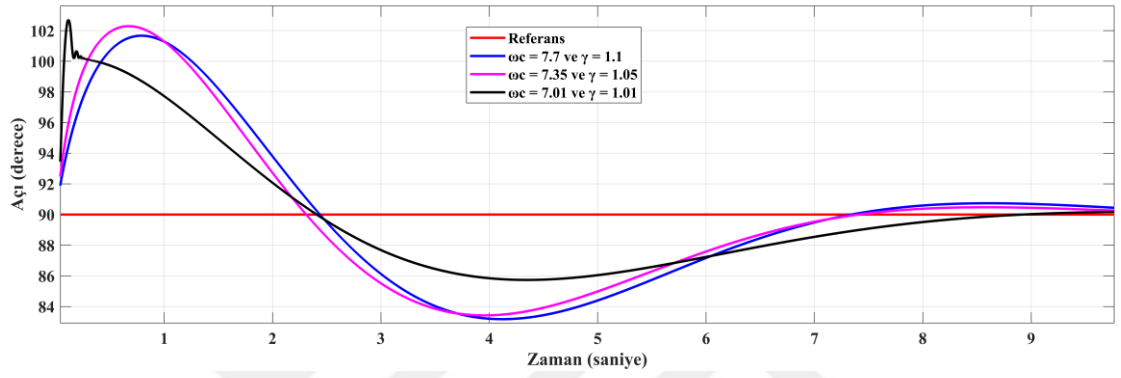
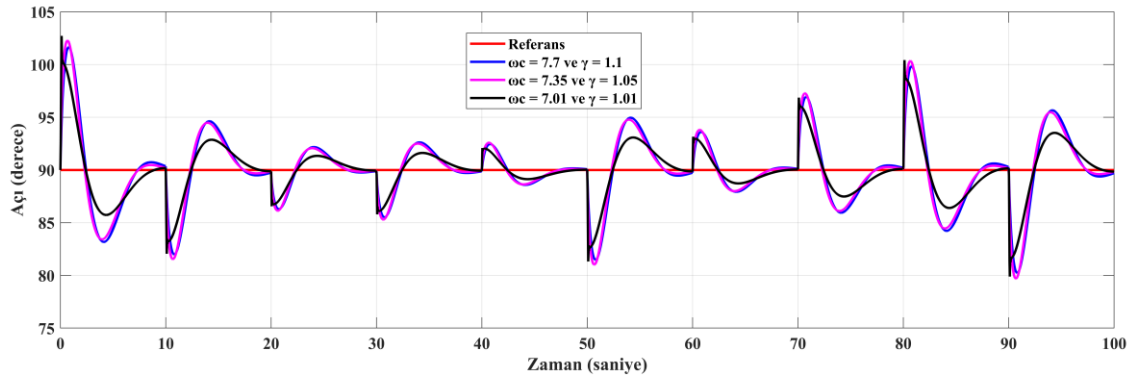
	Araba $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri					Sarkaç $PI^{\lambda}D^{\mu}$ parametreleri				
	$\omega_c = 1.01$ ve $\gamma = 1.01$					$\omega_c = 7.07$ ve $\gamma = 1.01$				
Parametreler	K_p	K_i	K_d	λ	μ	K_p	K_i	K_d	λ	μ
Optimizasyon sonuçları	-45.76	-4.03	-40.42	0.169	0.083	-19.43	-46.11	-49.83	0.995	0.271

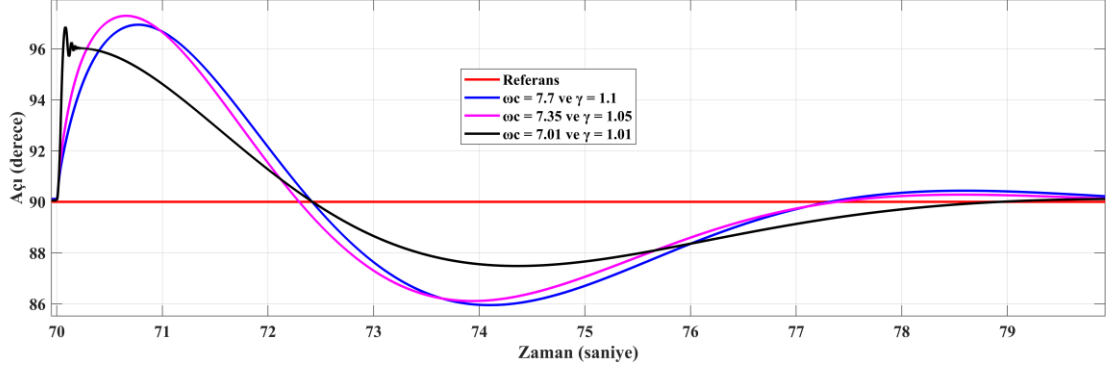
Çizelge 6.10'daki K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri için farklı araba referans değerlerine göre araba ve sarkaç zaman alanı grafikleri Şekil Şekil 6.8 ve Şekil 6.9'da sunulmuştur.





Şekil 6.8. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının araba konumu zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması





Şekil 6.9. Farklı araba referans ve farklı ω_c ve γ değerleri için denetleyici performanslarının sarkaç açısı zaman alanı cevaplarına göre karşılaştırılması

Benzetim çalışmaları ile elde edilmiş Şekil 6.2 ve Şekil 6.9 arasındaki grafikler incelendiğinde, ters sarkaç sisteminde arabanın konum kontrolü ve sarkacın açı kontrolünde uygunluk fonksiyonundaki α ve β parametreleri ile referans modellerdeki ω_c ve γ parametrelerinin denetleyici performansını ciddi derecede etkilediği görülmektedir.

Çalışma 1’de ω_c ve γ parametrelerinin küçülerek 1’e yaklaşması ile hem arabanın hem de sarkacın çıkış cevabı hızlanmış ve aşım oranı artmıştır. Bode’nin ideal fonksiyonuna göre γ parametrelerinin küçülerek 1’e yaklaşması ile sistem çıkışının yavaşlaması beklenir. Elde edilen sonuçlar bu durum ile çelişiyor gibi görünmesinin sebebi, α ve β parametrelerinin de sistem performansı üzerindeki etkisindendir. Bu çalışmada arabanın konumunda bir miktar kalıcı durumda hatası meydana gelmiştir.

Çalışma 2’de ω_c ve γ parametrelerinin küçülerek 1’e yaklaşması ile arabanın çıkış cevabı hızlanmış ve çıkış cevabında aşım olmamıştır. Sarkacın çıkış cevabı ise hızlanmış ve aşım artmıştır. Bu çalışmada bir önceki çalışmaya göre α değeri 0.5 değerinden 0.8 değerine çıkarıldığı için araba kendi Bode referans eğrisine biraz daha yaklaşmıştır.

Çalışma 3’te ω_c ve γ parametrelerinin küçülerek 1’e yaklaşması ile arabanın ve sarkacın çıkış cevabı yavaşlamıştır. Bu sonuç Bode’nin ideal çıkış cevabı ile örtüşmektedir. Bunun sebebi α parametresinin büyük, β parametresinin küçük seçilmesine bağlı olarak arabanın konum çıkışının referans modele daha çok yakınlaşmasıdır. Bu çalışmada ise aracın konum hatası Çalışma 1 ve Çalışma 2’de elde edilenden daha küçük elde edilmiştir. Sarkaç çıkışında kısa süreli salınımlar oluşmuştur.

7. SONUÇ

Bu tez çalışmasında kesir dereceli PID denetleyicinin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametrelerinin farklı referans modellerin zaman alanı cevapları ve farklı uygunluk fonksiyonlarına göre GA optimizasyon yöntemi ile bulunması amaçlanmıştır. Çalışma tek girişli çok çıkışlı (TGÇÇ) yapıya sahip ters sarkaç sistemi üzerinde benzetim çalışması şeklinde yürütülmüştür. Ters sarkaç sisteminde araba ve sarkaç için iki ayrı kesir dereceli PID denetleyici ve iki ayrı referans model kullanılmış, GA optimizasyonu ile bu iki denetleyicinin K_p , K_i , K_d , λ ve μ parametreleri ayarlanarak, ters sarkaç sisteminin çıkış cevabı referans modele yaklaştırılabilmiştir.

Referans model olarak kesirli dereceli Bode'nin ideal transfer fonksiyonu kullanılmıştır. Bode'nin ideal transfer fonksiyonundaki ω_c ve γ parametrelerinin farklı değerleri için referans modeller elde edilmiştir. GA optimizasyonunda araba için α ağırlıklı ITAE değerine, sarkaç için β ağırlıklı ITAE değerine bağlı bir uygunluk fonksiyonu kullanılmıştır. Uygunluk fonksiyonundaki farklı α ve β parametreleri ile referans modellerdeki farklı ω_c ve γ parametre değerleri için sıralı benzetim çalışmaları yürütülmüştür. Böylece bu parametrelerin denetleyici tasarım performansına etkileri incelenmiştir.

Benzetim çalışmaları ile elde edilmiş sonuçlara, göre ters sarkaç sisteminde arabanın konum kontrolü ve sarkacın açı kontrolünde, uygunluk fonksiyonundaki α ve β parametreleri ile referans modellerdeki ω_c ve γ parametrelerinin denetleyici performansını ciddi derecede etkilediği görülmüştür. α faktörünün büyütülmesi ile araba konum çıkışı, konum için oluşturulmuş referans modele yaklaşmaktadır. Benzer şekilde β ağırlık faktörlerinin büyütülmesi ile de sarkacın açı çıkışı kendi referans modeline yaklaşmaktadır. Sistemden istenilen performans beklentilerine göre α ve β ağırlık faktörlerinin seçimi tasarım açısından önemlidir. ω_c ve γ parametrelerinin değerleri, sistemin cevap hızını ve aşım oranını etkilemektedir.

Ayrıca elde edilen bulgular model referans yönteminin tek girişli çok çıkışlı sistemlerde başarılı sonuçlar sağladığı gözlemlenmiştir. Çalışmanın devamı olarak, önerilen yöntemin gerçek bir ters sarkaç sistemi üzerinde gerçekleştirilmesi bulguların teyidi bakımından faydalı olacaktır.

8. KAYNAKLAR

- Aldemir, Ü., 1999. Yapıların Optimal Kontrolü (Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü).
- Arpacı, H., 2018. Uyarlamalı ve sinirsel-bulanık sistemler kullanarak katsayıları ayarlanabilen kesir dereceli; PID kontrolör tasarımı ve uygulaması
- Atan, Ö. Türk M., ve Tuntaş R., 2013. “Kesir Dereceli PID Denetleyicisinin Elektronikdevre Tasarımı”Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Malatya, Türkiye, S: 2013.
- Azman, A. A., Rahiman, M. H. F., Mohammad, N. N., Marzaki, M. H., Taib, M. N., & Ali, M. F., 2017. Modeling And Comparative Study Of PID Ziegler Nichols (ZN) And Cohen-Coon (CC) Tuning Method For Multi-Tube Aluminum Sulphate Water Filter (MTAS). In 2017 IEEE 2nd International Conference On Automatic Control And Intelligent Systems (I2CACIS) (Pp. 25-30). IEEE.
- Barbosa, R. S., Machado, J. T., Ferreira, I. M., 2004. "Tuning of PID controllers based on Bode's ideal transfer function," Nonlinear dynamics, vol. 38, no. 1, pp. 305-321.
- Bayhan, N. ve Söylemez, M. T., 2007. Katsayı Diyagram Metodu Tabanlı Bir PI-PD Kontrolör Katsayı Ayarlama Yöntemi. TOK'07, 37.
- Bayhan, N., 2009. Dayanıklı P ve PI Tipi Kontrolör Tasarımı (Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü).
- Bode, H. W., 1945. Network Analysis and Feedback Amplifier Design.
- Caponetto, R., Fortuna, L., ve Porto, D., 2004. A new tuning strategy for a non-integer order PID controller. In First IFAC workshop on fractional differentiation and its application (ss. 168–173). Bordeaux, France: ENSEIRB.
- Chen, C. T., W. D. Chang, A., 1996. Feedforward Neural Network With Function Shape Autotuning, Neural Networks, 9:4 627-641.
- Chen, Y., Bhaskaran, T. ve Xue, D. (2008). Practical tuning rule development for fractional order proportional and integral controllers. Journal of Computational and Nonlinear Dynamics, 3(2).
- Chen, Y., Dou, H., Vinagre, B. M., ve Monje, C. A., 2006. A robust tuning method for fractional order PI controllers. IFAC Proceedings Volumes, 39(11), 22-27.
- Çelik, V., 2010. Kesir Dereceli Yapıların Doğrusal Olmayan Davranışlar Üzerine Etkileri, Doktora, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Elâzığ.
- Çökmez, E., 2019. Kesir Dereceli PI Denetleyici Tasarım Metotlarının Performans Analizi ve Karşılaştırılması (Yüksek Lisans Tezi).
- Doğruer, T., Yüce, A. ve Tan, N., 2017. PID Controller Design for a Fractional Order System using Bode's Ideal Transfer Function, Uluslararası Mühendislik Araştırma ve Geliştirme Dergisi, Cilt 9, Sayı 3, Sayfalar 126 – 135
- Gidemen, G., ve Furat, M., 2015. PID Parametrelerinin Ayarlama Yöntemleri: 2. Derece Sistem Modeline Uygulanması ve Karşılaştırmalı Olarak Değerlendirilmesi.
- Gorenflo, R. ve Mainardi, F., 1996. ‘Fractional oscillations and Mittag-Leffler functions’, Pre-print A-14/96, Free University of Berlin, Berlin, ss. 1–22.
- Göktürk, E., 2009. Kesirli PID Tasarım Yöntemi ve Klasik PID ile Karşılaştırmalar, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- İskender, B. B. 2007. Duhem Histerisis Girişli Doğrusal Sistemlerin Oransal İntegral Kontrolü (Yüksek Lisans Tezi, Balıkesir Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü).

- Karabalık, F., 2019. Kesir Dereceli Denetleyicilerin Gerçek Zamanlı Tasarımı ve Uygulanması Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum
- Kevran, M., M., 2009. Çoklu Sensör Konumlandırma Probleminin Genetik Algoritmalar ile Çözülmesi, Havacılık ve Uzay Teknolojileri Enstitüsü Yüksek Lisans Tezi.
- Maione, G., ve Lino, P., 2007. New tuning rules for fractional PI α controllers. *Nonlinear dynamics*, 49(1), 251-257.
- Michigan, U., Carnegie Mellon, U. ve Detroit Mercy, U., 2021a. Control Tutorials for MATLAB and Simulink—Inverted Pendulum: Simulink Modeling. <https://ctms.engin.umich.edu/CTMS/index.php?example=InvertedPendulum§ion=SystemModeling> (25 Haziran 2021).
- Miller, K. S. ve Ross, B., 1993. *An Introduction to the Fractional Calculus and Fractional Differential Equations*, Wiley, New York.
- Monje, C. A., Vinagre, B. M., Chen, Y. Q., Feliu, V., Lanusse, P. ve Sabatier, J. 2004. Proposals for fractional PI λ D μ tuning. In *Proceedings of the first IFAC symposium on fractional differentiation and its applications (FDA04)* (ss. 115-120).
- Monje, C. A., Vinagre, B. M., Feliu, V. ve Chen, Y., 2006. On auto-tuning of fractional order PI λ D μ controllers. *IFAC Proceedings Volumes*, 39(11), 34-39
- Monje, C. A., Vinagre, B. M., Feliu, V. ve Chen, Y., 2008. Tuning and auto-tuning of fractional order controllers for industry applications. *Control engineering practice*, 16(7), 798-812.
- Nonnenmacher, F. ve Glöckle W.G., 1991. Fractional Model For Mechanical Stress Relaxation, *Philosophical Magazine Lett.*, 64:2 89-93.
- Ölmez, M., ve Güzeliş, C., 2006. Elektrik ve Elektronik Mühendisliğinde Projeye Dayalı Sayısal Kontrol Eğitimi: Bir Metal Ayırıcı ve Sınıflandırıcı Sistem Tasarımı Örneği. *Journal Of Yasar University*, 2(7), 641-649.
- Petras, I., 2000. *The Fractional-Order Controllers: Methods For Their Synthesis And Application*. Arxiv, Kosice.
- Petras, I., 2009. Fractional – Order Feedback Control Of A DC Motor. *Journal Ofelectrical Engineering*, 60 (3), 117–128.
- Podlubny, I., 1999. Fractional-Order Systems And PI λ D μ controllers. *IEEE Transactions On Automatic Control*, 44, 208-214.
- Sezik, N., 2020. Speed Control Of Bldc Motor Based On Multicriteria Optimization With Genetic Algorithm, *The Graduate School Of Natural And Applied Sciences Of Çankaya University*.
- Şenol, B., Yeroğlu, C., ve Tan, N., 2011. Kesir Dereceli Kontrol Sistemlerinin Analizi İçin Kolay Kullanımlı Program. *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK11*, İzmir, 13(11).
- Tepljakov, A. Petlenkov E. and Belikov J., 2011. FOMCON Fractional-Order Modeling and Control Toolbox For MATLAB, 2011 *Proceedings Of The 18th International Conference On Mixed Design Of Integrated Circuits And Systems (MIXDES)*, Gliwice, Poland, Pp. 684-689.
- Val'erio, D. and S'a da Costa, J., 2006. Tuning of fractional PID controllers with Ziegler-Nichols type rules. *Signal Processing*, 86(10), 2771–2784.
- Valerio, D., ve da Costa, J. S., 2010. A review of tuning methods for fractional PIDs. In *4th IFAC Workshop on Fractional Differentiation and its Applications, FDA (10,5)*

- Vatansever, F., ve Deniz, S., 2013. Design Of PID Controller Simulator Based On Genetic Algorithm. Uludağ University Journal Of The Faculty Of Engineering, 18(2), 7-18.
- Vatansever, F., ve Şen, D., 2013. Genetik Algoritma Tabanlı PID Kontrolör Simülatörü Tasarımı.
- Vinagre, B., 2001. Modelado y control de sistemas dinámicos caracterizados por ecuaciones íntegro-diferenciales de orden fraccional (Doktora Tezi, PhD thesis, Universidad Nacional de Educación a Distancia, Madrid).
- Yeroğlu, C., 2011. Kesir Dereceli Kontrol Sistemlerinin Frekans Cevaplarının Hesaplanması ve Tasarımı. Doktora, İnönü Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Malatya.
- Zhao, C., Xue, D., ve Chen, Y., 2005. A fractional order PID tuning algorithm for a class of fractional order plants. In IEEE International Conference Mechatronics and Automation, 2005 (Vol. 1, ss. 216-221). IEEE.

