

ZONGULDAK BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DA-DA BOOST KONVERTÖR İÇİN KLASİK Pİ VE KESİR DERECELİ PID
KONTROLÖRLERİNİN TASARIMI VE PERFORMANS ANALİZİ**

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ERDOĞAN DİNÇ

OCAK 2023

ZONGULDAK BÜLENT ECEVİT ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**DA-DA BOOST KONVERTÖR İÇİN KLASİK Pİ VE KESİR DERECELİ PID
KONTROLÖRLERİNİN TASARIMI VE PERFORMANS ANALİZİ**

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Erdoğan DİNÇ

DANIŞMAN: Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN

ZONGULDAK

Ocak 2023

KABUL:

Erdoğan DİNÇ tarafından hazırlanan “DA-DA Boost Konvertör için Klasik PI ve Kesir Dereceli PID Kontrolörlerinin Tasarımı ve Performans Analizi” başlıklı bu çalışma jürimiz tarafından değerlendirilerek Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans Tezi olarak oy birliğiyle ile kabul edilmiştir. 19/01/2023

Danışman: Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Kontrol ve
Otomasyon Mühendisliği Bölümü

Üye: Doç. Dr. Ali NARİN
Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-
Elektronik Mühendisliği Bölümü

Üye: Dr. Öğr. Üyesi Emin YILDIRIZ
Düzce Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Bölümü

ONAY:

Yukarıdaki imzaların, adı geçen öğretim üyelerine ait olduğunu onaylarım./....../20....

Prof. Dr. Fikret GÖLGELEYEN
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Erdoğan DİNÇ

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DA-DA BOOST KONVERTÖR İÇİN KLASİK PI VE KESİR DERECELİ PID KONTROLÖRLERİNİN TASARIMI VE PERFORMANS ANALİZİ

Erdoğan DİNÇ

Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN

Ocak 2023, 75 sayfa

Bu çalışma, Sürekli İletim Modu (CCM) boost DA-DA dönüştürücü için parametreleri Ziegler-Nichols Yöntemi ile tasarlanan PI ve parametreleri Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile ayarlanan PID kontrolörlerinin performans analizini sunmaktadır.

DA-DA boost dönüştürücüler, elektrikli araç şarj cihazları, DC motor sürücüsü, mobil cihaz yenilenebilir enerji sistemleri ve fotovoltaik uygulamalar gibi birçok güç elektroniği uygulamasında kullanılmaktadır. Yüksek güç seviyeleri, yüksek verim, yüksek güç yoğunluğu, düşük maliyet ve küçük boyutları onları cazip kılmaktadır. Güncel yaşamda pek çok alanda kullanılan DA-DA dönüştürücüler bu nedenle kontrol çalışmalarında her zaman ilgi görmüştür. Bu çalışmada da bu tür bir konvertör ele alınmıştır.

ÖZET (devam ediyor)

Öncelikle 5-15 V giriş gerilim aralığında ve 25 V çıkış gerilimi için tasarlanan dönüştürücünün lineer modeli sürekli iletim modunda çalışmasına uygun olarak elde edilmiştir.

İkinci olarak, nominal çalışma koşulları için sistem modeli, durum uzayı averaj modeli ve küçük sinyal modeli yaklaşımları ile elde edilmiştir. Daha sonra kontrolörler Ziegler Nichols Metodu ve Parçacık Sürü Optimizasyonu ile tasarlanmıştır. PSO, 10 ve 20 parçacıklı olmak üzere iki farklı şekilde gerçekleştirilmiştir. Daha sonra elde edilen oransal kazanç, integral kazancı, türevsel kazanç parametreleri opamplar ile analog devre olarak sentezlenmiştir.

İki farklı yöntemle tasarlanan bu üç PI ve PID denetleyicilerin performans analizleri, PSIM'de gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarının sonuçları kullanılarak sunulmuştur. Ortalama Karesel Hata (MSE), sunulan çalışmalar için kontrol performans indeksi olarak kabul edilmiştir. Kontrolörler üst aşım ve yerleşme zamanı açısından da değerlendirilmiştir. Sonuçlar 20 parçacıklı PSO algoritması ile geliştirilen PID kontrolörün diğer denetleyicilerden daha başarılı olduğunu göstermiştir. Son olarak kontrolörler laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiş ve benzetim çalışmalarındaki gibi performans verdiği gözlemlenmiştir.

Anahtar Kelimeler: Sürekli İletim Modu, Durum Uzayı Averaj Modeli, Boost Dönüştürücü, PI Kontrolör, PID kontrolör, Ziegler-Nichols Methodu, Parçacık Sürü Optimizasyonu

Bilim Kodu: 608.01.05

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

DESIGN AND PERFORMANCE ANALYSIS OF CLASSICAL PI AND FRACTIONAL ORDER PID CONTROLLERS FOR DC-DC BOOST CONVERTER

Erdoğan DİNÇ

Zonguldak Bülent Ecevit University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

Thesis Advisor: Assoc. Prof. Dr. İbrahim ALIŞKAN

January 2023, 75 pages

This study presents the performance analysis of PI whose parameters are designed by Ziegler-Nichols Method and PID controllers whose parameters are adjusted by Particle Swarm Optimization (PSO) for Continuous Conduction Mode (CCM) boost DA-DA converter.

DC-DC boost converters are used in many power electronics applications such as electric vehicle chargers, DC motor drive, mobile device renewable energy systems and photovoltaic applications. Their high power levels, high efficiency, high power density, low cost and small size make them attractive. For this reason, DC-DC converters, which are used in many areas in current life, have always attracted attention in control studies. In this study, such a converter is considered.

ABSTRACT (continued)

First of all, the linear model of the converter, which is designed for 5-15 V input voltage range and 25 V output voltage, has been obtained in accordance with its operation in continuous conduction mode.

Secondly, the system model for nominal operating conditions is obtained by state space average model and small signal model approaches. Later, the controllers were designed with the Ziegler Nichols Method and Particle Swarm Optimization. PSO was carried out in two different ways with 10 and 20 particles. Then, proportional gain, integral gain, derivative gain parameters were synthesized as analog circuit with opamps.

Finally, the performance analyzes of these three PI and PID controllers designed with two different methods are presented using the results of the simulation studies performed in PSIM. Mean Squared Error (MSE) was accepted as the control performance index for the studies presented. Controllers were also evaluated in terms of overshoot and settling time. The results validated that the PID controller developed with the 20-particle PSO algorithm was more successful than the others.

Keywords: Continuous Conduction Mode, State Space Average Model, Boost Converter, PI Controller, PID controller, Ziegler-Nichols Method, Particle Swarm Optimization

Science Code: 608.01.05

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans tez çalışmamda her türlü bilgi ve tecrübelerini benden esirgemeyen değerli danışman hocam Doç. Dr. İbrahim ALIŞKAN'a gönülden teşekkürlerimi sunarım.

Tüm yaşamım boyunca yanımda olan babam Süleyman DİNÇ, annem Huriye DİNÇ ve kardeşim Gamze DİNÇ'e en içten dileklerimle teşekkür ederim.

Tez sürecim boyunca benden maddi manevi desteğini esirgemeyen Cansu BOLAT'a en kalbi duygularıyla teşekkür ederim.

Yüksek lisans sürecim boyunca Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünün yükünü taşıyarak bana destek olan kıymetli çalışma arkadaşım Arş. Gör. Abdullah CENK'e teşekkür ederim.

İş yerimde tez sürecim boyunca bana destek olan ve fiziki ortam sağlayan İstanbul Arel Üniversitesi bünyesindeki Medikal, Yazılım, Yapay Zeka Uygulama ve Araştırma Merkezi (ArelMED-I) birimine ve tüm çalışanlarına teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL:	ii
ÖZET	iii
ABSTRACT	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xv
 BÖLÜM 1 GİRİŞ	 1
 BÖLÜM 2 BOOST KONVERTÖR.....	 5
 2.1 KESİNTİSİZ İLETİM MODUNDA BOOST KONVERTÖRÜN TASARIMI	 13
2.2 BOOST KONVERTÖRÜN MODELLENMESİ.....	14
2.2.1 Boost Konvertörün Averaj Modeli.....	14
2.2.2 Boost Konvertörün Küçük İşaret Modeli	19
 BÖLÜM 3 DENETLEYİCİ TASARIM ÇALIŞMALARI İLE KONTROLÖR TASARIMI. 23	
 3.1 ZİEGLER NICHOLS YÖNTEMİ	 23
3.2 YAPAY ZEKA OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI VE PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE PID KONTROLÖR TASARIMI	27
3.2.1 Parçacık Sürü Optimizasyonu	31
3.2.2 Kesir Dereceli Kontrol Sistemleri	34
 BÖLÜM 4 BENZETİM ÇALIŞMALARI VE LABORATUVAR SONUÇLARI	 45

İÇİNDEKİLER (devam ediyor)

	<u>Sayfa</u>
BÖLÜM 5 UYGULAMA ÇALIŞMALARI.....	53
BÖLÜM 6 SONUÇLAR.....	59
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ	75



ŞEKİLLER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 İdeal boost konvertör devresi	6
Şekil 2.2 İdeal boost konvertör devresinde anahtarın kapalı diyodun açık devre olduğu durum.....	6
Şekil 2.3 İdeal boost konvertör için anahtarın açık devre diyodun kısa devre olduğu durum ...	6
Şekil 2.4 MOSFET'in kapı-kaynak gerilim değişimi.....	10
Şekil 2.5 Bobin gerilimindeki değişim.....	11
Şekil 2.6 Bobin akımındaki değişim	11
Şekil 2.7 Anahtar üzerindeki akım değişimi	11
Şekil 2.8 Anahtar üzerindeki gerilim değişimi.....	11
Şekil 2.9 Diyot üzerindeki akım değişimi	12
Şekil 2.10 Diyot üzerindeki gerilim değişimi	12
Şekil 2.11 Parazitik boost konverter devresinde anahtarın kapalı diyodun açık olduğu durum.....	15
Şekil 2.12 Parazitik boost konverter devresinde anahtarın açık diyodun kısa devre olduğu durum.....	16
Şekil 3.1 Kapalı çevrim transfer fonksiyonu.....	24
Şekil 3.2 Birinci yöntem için bir sistemin birim basamak cevabı.....	24
Şekil 3.3 Oransal kontrolör ile kapalı çevrim bir sistem.....	25
Şekil 3.4 Sürekli osilasyonda Pcr ölçümü	26
Şekil 3.5 Gri kurtların hiyerarşisi	28
Şekil 3.6 10 Parçacıklı ve 20 Parçacıklı PSO için maliyet fonksiyonu.....	33
Şekil 3.7 PSO Algoritma Şeması.	34
Şekil 3.8 Kesir dereceli kapalı çevrim bir sistem.....	37
Şekil 4.1 Ziegler- Nichols yöntemi ile tasarlanan PI kontrolörün devreye uygulanışı.	46
Şekil 4.2 PSO ile tasarlanan PID kontrolörün devreye uygulanışı.	47
Şekil 4.3 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen Devrenin 5 volt giriş için çıkış gerilimi.....	47
Şekil 4.4 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen devrenin 10 volt giriş için çıkış gerilimi.....	47
Şekil 4.5 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen devrenin 15 volt giriş için çıkış gerilimi.....	48

ŞEKİLLER DİZİNİ (devam ediyor)

No	Sayfa
Şekil 4.6 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 5 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	48
Şekil 4.7 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 10 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	48
Şekil 4.8 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 15 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	49
Şekil 4.9 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 5 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	49
Şekil 4.10 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 10 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	49
Şekil 4.11 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 15 volt girişe karşı çıkış gerilimi.....	50
Şekil 5.1 Ziegler- Nichols PI için 6 volt giriş gerilimi ve 350 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	54
Şekil 5.2 Ziegler- Nichols PI için 6 volt giriş gerilimi ve 100 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	54
Şekil 5.3 Ziegler- Nichols PI için 14 volt giriş gerilimi ve 350 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	54
Şekil 5.4 Ziegler- Nichols PI için 14 volt giriş gerilimi ve 100 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	55
Şekil 5.5 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	55
Şekil 5.6 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	55
Şekil 5.7 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	56
Şekil 5.8 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	56
Şekil 5.9 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.....	56
Şekil 5.10 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri	57
Şekil 5.11 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.	57
Şekil 5.12 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.	57
Şekil 5.13 Uygulama Devresi genel görünümü	58

ÇİZELGELER DİZİNİ

<u>No</u>	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 Birinci yöntem için Ziegler-Nichols parametre ayarlama tablosu.	24
Çizelge 3.2 Birinci yöntem için Ziegler-Nichols parametre ayarlama tablosu	26
Çizelge 4.1 Farklı kontrolör için direnç ve kapasitör değerleri.....	45
Çizelge 4.2 Herbir kontrolörün parametreleri	46
Çizelge 4.3 Kontrol çalışmaları için MSE kontrol performans indeksleri.	50
Çizelge 4.4 Gerilim değerlerine karşı üst aşım ve yerleşme zamanı.	51



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

K_P	: Orantısal kazanç
K_I	: İntegral kazanç
K_D	: Türev kazancı
λ	: İntegral derecesi
μ	: Türev derecesi
V_o	: Çıkış voltajı
V_i	: Giriş voltajı
L	: İndüktör
C	: Kapasitörü
R_L	: Yük direnci.
S	: Anahtar
F_s	: Anahtarlama frekansı
T	: Periyod ile
D	: Anahtar Doluluk oranı
t_{ON}	: Anahtarın açık durumundaki zaman aralığı
CCM	: Sürekli iletim modu
DCM	: Süreksiz iletim modu
V_i	: Giriş Gerilimi
V_0	: Çıkış gerilimi
V_D	: Diyotundaki voltajı
V_L	: Bobin gerilimi
i_L	: İndüktör akımı
i_S	: Anahtar akımı
M_{VDC}	: Gerilim transfer fonksiyonunun
f_s	: Anahtarlama frekansı

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

I_L	: İndüktör akımı
I_i	: DA giriş akımı
$w_L(t)$	: İndüktörde depolanan manyetik enerji
$\Delta W_{L(in)}$	: İndüktör manyetik enerjisindeki artışı
Δi_L	: İndüktör dalgalanma akımının tepeden tepeye değeri
I_{DM}	: Tepe diyot akımı
I_{SM}	: Tepe anahtar akımı şu şekilde verilir,
$P_{o,max}$	: Maximum çıkış gücü
$I_{o,max}$	: Maximum yük akımı
R_{Lmax}	: Maximum yük direnci
R_{Lmin}	: Minimum yük direnci
D_{min}	: Minimum anahtar Doluluk oranı
D_{max}	: Maximum anahtar Doluluk oranı
L_{min}	: Minimum bobin değeri
C_{min}	: Minimum kapasitör
V_r	: Voltaj ripple faktörü
T_s	: Anahtarlama periyodu
$A1$	: Kısa devre durumu için durum denklemi
$A2$	: Açık devre durumu için durum denklemi
Δd	: Küçük bir doluluk oranı artışı
Δx_1	: Küçük bir indüktör akımı artışı
Δx_2	: Küçük bir kapasitör voltaj artışı
T_i	: İntegral zamanı
T_d	: Differensiyel zamanı
K_{cr}	: Kritik Kazanç
ω_{cr}	: Sürekli salınımların frekansını
p_{best}	: Uygunluk değeri
l_{best}	: Komşu parçacığın belirli bir ana kadar olan en iyi konumu
g_{best}	: Global en iyi
v_i	: Pozisyon değişikliği vektörü

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

x_i	: Parçacığın konumu
p_i	: Parçacıkların önceki en iyi konumu
p_g	: Komşu parçacıklar arasındaki en iyi konum
φ_1	: Bireysel deneyim
φ_2	: Sosyal deneyim
c_1	: Bilişsel sabit
c_2	: Bilişsel sabit
r_1	: $[0,1]$ arasında oluşturulan rastgele sayı
r_2	: $[0,1]$ arasında oluşturulan rastgele sayı
γ	: Kompleks olabilen kesir derecesidir
a	: Başlangıç koşullarına ilişkin sabit
$\Re(\gamma)$	: Kesir derecenin reel kısmını
$\Gamma(x)$	: Gama fonksiyonu
h	: Zaman artışı
$y(t)$	: Sistemin çıkış
$u(t)$	: Sistemin girişi
y	: Çıktı
r	: Referans girişi
e	: Hata
u	: Kontrol sinyali
$G(s)$	: Sistemin transfer fonksiyonu
$C(s)$	: Kesirli dereceli kontrolörün transfer fonksiyonu

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ (devam ediyor)

KISALTMALAR

CPU : Merkezi İşlem Birimi

DA : Doğru Akım

FOPID: Kesirli dereceli PID

GA : Genetik algoritma

GWO : Gri kurt optimizasyonu

KGY : Kirchhoff'un Gerilim Yasası

MSE : Ortalama karesel hata

$PI^\lambda D^\mu$: Kesirli dereceli Oransal-türevsel-integral kontrolörü

PI : Oransal-integral

PID : Oransal-türevsel-integral

PSO : Parçacık Sürü Optimizasyonu

PI^λ : Kesirli dereceli oransal-integral kontrolörü

BÖLÜM 1

GİRİŞ

DA-DA boost dönüştürücüler, DA motor sürücü, fotovoltaik enerji kaynakları, pil ve yakıt hücreleri gibi çeşitli uygulamalarda düşük giriş geriliminden yüksek çıkış voltajı elde etmek için kullanılmaktadır [1-6]. Ancak değişken giriş gerilimlerine karşı boost konvertörler tek başına yeterli değildir. Değişken giriş gerilimli konvertörün açık çevrim konfigürasyonu, voltaj regülasyonu ve doğru dinamik performanstan yoksundur. Bu tür boost konvertörler kontrol uygulamalarına ihtiyaç duymaktadır [7-8].

Araştırmacılar, geniş uygulama alanları olan boost konvertörlerin kontrolü için çeşitli çalışmalar yapmıştır [9-11]. Endüstri ve diğer alanlarda yaygın olarak kullanılan boost konvertörün kontrolü üreticilerin kazançları açısından da önem arz etmektedir [8]. Dolayısıyla en iyi kontrol yöntemini bulmak için kontrolörlerin karşılaştırmalı çalışmaları önemli bir araştırma alanı olmuştur [10, 13-15].

Bu çalışmada da iki farklı yöntem (Ziegler-Nichols ve Parçacık Sürü Optimizasyonu) ile tasarlanan kontrolörlerin kıyaslanması yapılmıştır. Aşağıda otomatik kontrol teorisinin tarihsel geçmişi kısaca bahsedilmiştir.

Otomatik kontrol yöntemleri temelde üç gruba ayrılmaktadır. Günümüzde yaygın olarak kullanılan kontrol teorileri, klasik kontrol teorisi (geleneksel kontrol teorisi) modern kontrol teorisi ve gürbüz kontrol teorisidir. Otomatik kontrol, herhangi bir mühendislik ve bilim alanında temel bir konu olmakla birlikte uzay aracı sistemlerinin, robotik sistemlerin, modern üretim sistemlerinin, sıcaklık, basınç, nem, akış vb. kontrolünü içeren herhangi bir endüstriyel işlemin önemli ve ayrılmaz bir parçasıdır [16].

Otomatik kontrol konusundaki ilk önemli çalışma, James Watt'ın on sekizinci yüzyıldaki bir buhar motorunun hız kontrolü için yaptığı merkezkaç denetleyicisidir [17]. Kontrol teorisinin gelişmesindeki diğer önemli çalışmalarını Minorsky, Hazen ve Nyquist yapmıştır. Minorsky

1922'de sistemi tanımlayan diferansiyel denklemleri elde ederek gemi dümeninde otomatik kontrolörler ile stabilitenin nasıl sağlanacağını göstermiştir [18].

1932 yılında Nyquist'in kapalı döngünün kararlılığını belirlemek için nispeten basit bir prosedür geliştirmiştir. Hazen, 1934'te pozisyon kontrol sistemleri için değişen bir girişi yakından takip edebilen servo mekanizmalarının tasarımını tanıtmıştır [16].

Frekans tepkisi yöntemleri (özellikle bode diagramı yöntemi), mühendislerin performans gereksinimlerini karşılayan doğrusal kapalı döngü kontrol sistemleri tasarlamasını mümkün kılmıştır. 1940'larda ve 1950'lerde birçok endüstriyel sistemde basınç, sıcaklık vb. kontrol etmek için çeşitli kontrolörler kullanmıştır [19].

1940'ların başında Ziegler ve Nichols, Ziegler-Nichols ayarlama kuralları adı verilen PID kontrolörlerinin elde edilmesi için kurallar önermişlerdir. Evans tarafından 1940'dan 1950'ye kadar kök yer eğrisi yöntemi tamamı ile geliştirilmiştir. Frekans cevabı ve kök yer eğrisi metodu klasik kontrol teorisinin temelini oluşturmuştur [16].

Kontrol tasarım problemlerinde, 1950'lerden itibaren çalışan birçok sistemden birinin tasarımına verilen önem tek bir optimalin tasarımına doğru kaymıştır. Bir başka deyişle artık kontrolör tasarımı değil en iyi kontrolörün tasarımı önem kazanmıştır [16].

Modern bir kontrol sisteminin tanımı çok sayıda denklem gerektirmektedir. Birçok girdi ve çıktıya sahip modern tesisler giderek daha karmaşık hale geldikçe, yalnızca tek girişli, tek çıkışlı sistemlerle ilgilenen klasik kontrol teorisi, çoklu giriş, çoklu çıkış sistemleri için yetersiz kalmaktadır [20].

1960'lardan beri, dijital bilgisayarların mevcudiyeti karmaşık sistemlerin zaman domenini analizini mümkün kıldığı için, zaman domenini analizine ve durum değişkenlerini kullanan senteze dayanan modern kontrol teorisi, modern sistemlerin artan karmaşıklığı ile başa çıkmak için geliştirilmiştir [16].

1960'dan 1980'e kadar, hem deterministik hem de stokastik sistemlerin optimal kontrolü ve karmaşık sistemlerin uyarlanabilirliği araştırılmıştır [20]. 1980'lerden 1990'lara kadar, modern kontrol teorisindeki gelişmeler, gürbüz kontrol ve ilgili konular etrafında toplanmıştır [16].

Modern kontrol teorisi, diferansiyel denklemin zaman domeni analizine dayanmaktadır. Bu teori, gerçek bir kontrol sistemi modeline dayandığından kontrol sistemlerinin tasarımını daha basit hale getirmiştir. Ancak, sistemin kararlılığı, gerçek sistem ile modeli arasındaki hataya karşı duyarlılık göstermektedir. Bu, bir modele dayalı olarak tasarlanan denetleyici gerçek sisteme uygulandığında sistemin kararlı olmayabileceği anlamına gelmektedir. Bu durumdan kaçınmak için, önce olası hataların aralığı ayarlanmakta ve ardından denetleyici, sistemin hatası varsayılan aralık içinde kalacak şekilde tasarlanmaktadır. Eğer sistem varsayılan aralıkta kalırsa tasarlanan sistem kararlı olmaktadır. Bu prensibe dayanan tasarım yöntemine gürbüz kontrol teorisi adı verilmektedir. Bu teori hem frekans tepkisi yaklaşımını hem de zaman domeni yaklaşımını içermektedir [16].

Klasik PID kontrolörler dayanıklı ve uygulanabilir olması nedeni ile endüstri ve literatürde çokça kullanılmıştır [21]. PID parametrelerinin ayar yöntemleri, geleneksel ve akıllı yöntemler olarak sınıflandırılabilir. Ziegler ve Nichols ve Simpleks yöntemi gibi geleneksel yöntemler de kontrolör tasarımında kullanılmaktadır. Ancak bu yöntemlerde optimal PID parametrelerini belirlemek zordur. Genellikle iyi ayarlama yapmaya olanak sağlayamamakta, dalgalanma ve yüksek aşım üretmektedir [22]. Dolayısıyla son zamanlarda, akıllı yaklaşımlar da önerilmiştir. Bunlar: genetik, parçacık sürüsü optimizasyonu, karınca kolonisi, gri kurt, yapay arı kolonisi, benzetimli tavlama algoritmaları gibi yöntemlerdir [22-28].

Eberhart ve Kennedy (1995), yakın zamanda bir sürü zekası tekniği olan ve evrimsel hesaplama algoritmalarından biri olan parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritmasını önermişlerdir. Bu algoritmanın son yıllarda çokça ilgi görmesi birçok nedene dayanmaktadır.

Birincisi, PSO algoritmasını gerçekleştirmek için yalnızca birkaç satır bilgisayar kodu gerekmektedir. İkincisi, gradyan bilgisini değil, amaç fonksiyonunun değerlerini kullanan arama tekniği, onu kullanımı kolay bir algoritma haline getirmektedir. Üçüncüsü, bellek ve CPU hızı gereksinimleri çok düşük olduğundan hesaplama açısından ucuzdur. Dördüncüsü, problemi verimli bir şekilde çözmek için doğrusallık, türevlenebilirlik, dışbükeylik, ayrılabilirlik veya kısıtların olmaması gibi geleneksel deterministik yöntemlerde yapılan güçlü bir varsayımı gerektirmez. Son olarak ise, çözümü, optimizasyon yaklaşımlarına dayalı mühendislik tasarım problemlerinde büyük bir avantaj olabilecek parçacıkların başlangıç durumlarına pek bağlı değildir [29].

Kesirli dereceli PID (FOPID) denetleyicisi de 1999 yılında Podlubny tarafından önerilmiştir ve sembolik olarak $PI^\lambda D^\mu$ olarak yazılmaktadır. Burada λ ve μ integral ve türev dereceleridir ve bunlar kesir sayılarıdır. FOPID denetleyicisinin beş parametresi bulunmaktadır. Bunlar: orantısal kazanç, integral kazanç, türev kazancı, integral derecesi ve türev derecesidir [30].

Kesirli dereceli kontrol sistemi yaklaşımı, kontrol sistemi performanslarını iyileştirmek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Literatürde çeşitli kesir dereceli PID tipi kontrol sistemi analiz ve tasarım yöntemleri geliştirilmiştir [31-34]. Ayrıca (Genetik Algoritma) GA Optimizasyonu, (Parçacık Sürü Optimizasyonu) PSO, (Gri Kurt Algoritması) GWA ve (Karınca Kolonisi Algoritması) KKA gibi yöntemler FOPID ve FOPI uygulamalarında kullanılmıştır [10, 13-15].

Birçok araştırmacı, boost konvertörün kontrolü için bir klasik kontrol yöntemi olan Ziegler-Nichols ile PI [35-37] ve PID [38-40] kontrolörler geliştirmişlerdir. Ayrıca, genetik [41], parçacık sürüsü optimizasyonu [42-43], karınca kolonisi [44], gri kurt [45-46], yapay arı kolonisi [47], benzetimli tavlama [48] algoritmaları gibi akıllı yaklaşımlar ile DA-DA yükselticiler için kontrolörler tasarlamıştır. Bu yöntemler kesir dereceli kontrolörler için de kullanılmıştır ve çalışmalarda performans kıyaslamaları da yapılmıştır [49-54].

Bu çalışmada, tüm FOPID parametreleri (K_P , K_I , K_D , μ ve λ) parçacık sürüsü optimizasyonu kullanılarak optimize edilmiştir. Ayrıca yer alan birinci kontrolör yukarıda anlatılan klasik PI yöntemi olan Ziegler-Nichols yöntemi ile tasarlanmıştır. İkinci kontrolör ise Kesir Dereceli PID olarak tasarlanmıştır. Sonrasında bu iki yöntem kıyaslanmıştır.

BÖLÜM 2

BOOST KONVERTÖR

İdeal bir boost DA-DA dönüştürücü devresi Şekil 2.1’de gösterilmiştir. Boost Konverter gerilimi daha yüksek bir seviyeye çıkartmaktadır. Kararlı durum çalışması için çıkış voltajı (V_o) her zaman giriş voltajından (V_i) daha yüksektir. Dönüştürücü bir indüktör (L), bir güç MOSFET’i, bir diyot (D), bir filtre kapasitörü (C) ve bir yük direnci (R_L) içermektedir. S anahtarı, anahtarlama frekansında ($f_s = 1/T$) doluluk oranı ile ($D = t_{ON}/T$) anahtarlama yapar. Burada t_{ON} anahtarın kısa devre durumundaki zaman aralığıdır.

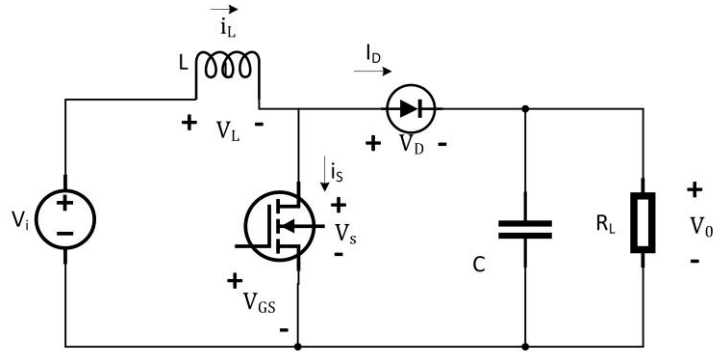
Boost dönüştürücü indüktör akımının dalga biçimine bağlı olarak iki moddan birinde çalışabilir: Sürekli iletim modu (CCM) veya süreksiz iletim modu (DCM). DCM'deki boost dönüştürücü, $R_L = \infty$ değerinde çalışır çünkü filtre kapasitörünün deşarj yolu yoktur. Bu çalışmada CCM boost converter ele alınmıştır. Şekil 2.2 ve 2.3 CCM için sırasıyla S anahtarı kapalı, diyot kesimde ve S anahtarı açık, diyot iletimde iken boost dönüştürücünün eşdeğer devrelerini gösterir.

Akım ve gerilimin ideale yakın dalga formları, boost dönüştürücünün çalışma prensibini açıklamak için Şekil 2.4, 2.5, 2.6, 2.7, 2.8, 2.9, 2.10’da gösterilmiştir.

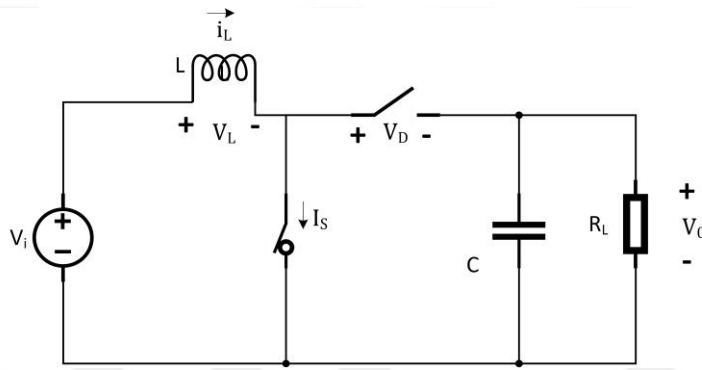
Şekil 2.2’de $0 < t \leq DT$ zaman aralığındaki durum gösterilmiştir. Anahtar kapalı ve diyot yükün yönüne göre ters yönlü olduğundan üzerindeki voltaj $V_D = -V_o$ olur. İndüktör üzerindeki voltaj $V_L = V_i$ ’dir ve indüktör akımı V_i/L oranında doğrusal olarak artar. Böylelikle manyetik enerji de artar.

Anahtar MOSFET’in G ve S uçları arasındaki voltaj ile açıldığında ($t = DT$ anında) anahtar akımı indüktör akımına eşittir. İndüktör bir akım kaynağı görevi görür ve Şekil 2.3’deki gibi diyot iletime geçer. İndüktör üzerindeki voltaj $V_L = V_i - V_o < 0$ ’dır. Dolayısıyla, indüktör akımı $(V_i - V_o)/L$ ’lik bir eğim ile azalır ve diyot akımı, indüktör akımına eşittir. Bu zaman

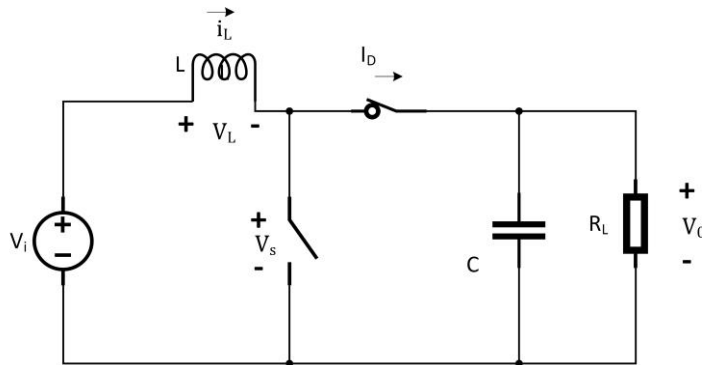
aralığında enerji indüktör L'den filtre kapasitörü C ve yük direnci R_L 'ye aktarılır. $t = T$ anında, anahtar tekrar kapanarak döngü sonlandırılır [55].



Şekil 2.1 İdeal boost konvertör devresi



Şekil 2. 2 İdeal boost konvertör devresinde anahtarın kapalı diyodun açık devre olduğu durum



Şekil 2.3 İdeal boost konvertör için anahtarın açık devre diyodun kısa devre olduğu durumu

Şekil 2.1'deki boost dönüştürücünün analizi aşağıdaki varsayımlarla başlar.

- 1) Güç MOSFET ve diyot ideal anahtarlardır.
- 2) Transistör çıkış kapasitansı, diyot kapasitansı ve iletken endüktansları (ve dolayısıyla anahtarlama kayıpları) sıfır.
- 3) Pasif bileşenler doğrusaldır, zamanla değişmez ve frekanstan bağımsızdır.

- 4) Giriş voltaj kaynağı V_i 'nin çıkış empedansı, hem DA hem de AA bileşenleri için sıfırdır.

Zaman Aralığı $0 < t \leq DT$

$0 < t \leq DT$, zaman aralığı için ideal bir eşdeğer devre Şekil 2.2'de gösterilmiştir. Anahtar kapalı, V_D diyotundaki voltaj Şekil 2.10'da görüldüğü gibi yaklaşık olarak $-V_0$ 'ya eşittir. Şekil 2.8'de ve Şekil 2.9'da, V_S anahtarındaki voltajın ve diyot akımının sıfır olduğu gösterilmiştir. Bobin üzerindeki voltaj:

$$V_L = V_i = L \frac{\partial i_L}{\partial t} \quad (2.1)$$

İndüktör akımı i_L anahtar akımı i_S olmak üzere

$$i_S = i_L = \frac{1}{L} \int_0^{t_i} V_L dt + i_L(0) = \frac{1}{L} \int_0^{t_i} V_i dt + i_L(0) = \frac{V_i}{L} t_i + i_L(0), t_i = DT \quad (2.2)$$

burada $i_L(0)$, $t = 0$ anında ilk indüktör akımıdır. (2.2)'den, indüktörün akımının tepe değeri elde edilir.

$$i_L(DT) = \frac{V_i DT}{L} + i_L(0) \quad (2.3)$$

Aşağıda DA gerilim transfer fonksiyonunun $M_{VDC} = V_0/V_i = I_i/I_0 = 1 / (1 - D)$ olduğu kısaca gösterilecektir. Bu nedenle indüktör dalgalanma akımının tepeden tepeye değeri şu şekilde ifade edilir:

$$i_L(DT) = \frac{V_i DT}{L} + i_L(0) \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \Delta i_L(DT) - i_L(0) &= \frac{V_i DT}{L} + i_L(0) - i_L(0) = \frac{V_i DT}{L} = \frac{V_i D}{f_s L} = \frac{V_0 D}{M_{VDC} f_s L} \\ &= \frac{V_0 D(1 - D)}{f_s L} \end{aligned} \quad (2.4)$$

V_0 , f_s ve L 'nin sabit değerleri için,

$$\frac{\partial \Delta i_L}{\partial D} = \frac{V_0 D}{f_s L} (1 - 2D) = 0 \quad (2.5)$$

Bu türevi sıfıra eşitleyerek Δi_L değerinin, $D = 0.5$ olduğunda maximum olduğu gözlemlenebilir.

$$\Delta i_{Lmax} = \frac{V_0 0.5(1 - 0.5)}{f_s L} = \frac{V_0}{4f_s L} \quad (2.6)$$

Doluluk oranı D , 0'dan 1'e yükseltildiğinde, tepeden tepeye indüktör dalgalanma akımı Δi_L sıfırdan artmaya başlar, $D = 0,5$ 'te maksimuma ulaşır ve sonra tekrar sıfıra düşer.

Diyot voltajı;

$$V_D = -V_0 \quad (2.7)$$

olarak verilir.

İndüktör akımı I_L 'nin ortalama değeri, DA giriş akımı I_i 'ye eşittir. Buradan anahtar akımının değeri en yüksek noktasına ulaşır.

$$I_{SM} = I_i + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_0}{1 - D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.8)$$

$t = DT$ zaman aralığında anahtar sürücü tarafından açılır. MOSFET'in üzerindeki kapı kaynak değişimi Şekil 2.4'de gösterilmiştir. CCM için İndüktör akımı i_L sürekli akar. Anahtar açıldığında i_L sıfır olmadığı için, neredeyse bir akım kaynağı gibi davranır ve diyotu açar.

İndüktörde depolanan manyetik enerji,

$$\begin{aligned} w_L(t) &= \frac{1}{2} L i_L^2 + w_L(0) = \frac{1}{2} L i_L^2(t) + \frac{1}{2} L i_L^2 \\ &= \frac{1}{2} \frac{V_i^2}{L} t^2 + \frac{1}{2} L i_L^2(0) \end{aligned} \quad (2.9)$$

İndüktör manyetik enerjisindeki artış,

$$\Delta W_{L(in)} = \frac{1}{2} L [i_L^2(DT) - i_L^2(0)] \quad (2.10)$$

şeklinde olur [55].

Zaman Aralığı: $DT < t \leq T$

$DT < t \leq T$ zaman aralığında, anahtar açık ve diyot iletimdedir. Şekil 2.3 ideal bir eşdeğeri gösterir. Bu zaman aralığı için dönüştürücü devresi. Anahtar akımı i_S ve diyot voltajı V_D sıfırdır ve indüktör bu zaman aralığında boşalır. Durumlar sırasıyla Şekil 2.7, 2.10, 2.6'da gösterilmiştir.

Şekil 2.5'de verilen indüktör üzerindeki gerilim,

$$V_L = V_i - V_0 = L \frac{\partial i_L}{\partial t} < 0 \quad (2.11)$$

bu da $V_0 > V_i$ olduğunu gösterir. İndüktör ve diyottan geçen akım şu şekilde bulunabilir:

$$\begin{aligned} i_D = i_L &= \frac{1}{L} \int_{DT}^t V_L dt + i_L(DT) = \frac{1}{L} \int_{DT}^t (V_i - V_0) dt + i_L(DT) \\ &= \frac{V_i - V_0}{L} (t - DT) + i_L(DT) \end{aligned} \quad (2.12)$$

burada $i_L(DT)$, $t = DT$ 'deki başlangıç indüktör akımı i_L 'dir. İndüktör dalgalanma akımının tepeden tepeye değeri:

$$\Delta i_L = i_L(DT) - i_L(T) = \frac{(V_0 - V_i)(1 - D)T}{L} = \frac{V_0 D(1 - D)}{f_s L} \quad (2.13)$$

Burada $V_i = V_0(1 - D)$

Anahtar üzerindeki gerilim,

$$V_s = V_0 = V_{SM}$$

Tepe diyot akımı ve tepe anahtar akımı şu şekilde verilir,

$$I_{SM} = I_{DM} = I_i + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.14)$$

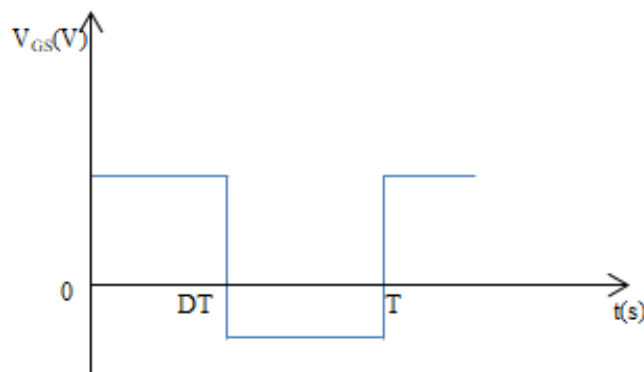
$$I_{SMmax} = I_{DMmax} = I_{imax} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} = \frac{I_{0max}}{1-D_{max}} + \frac{\Delta i_{Lmax}}{2} \quad (2.15)$$

Anahtar sürücü tarafından kapandığında zaman aralığı $t = T$ 'de sona erer. $DT < t \leq T$ zaman aralığında, L indüktöründe depolanan manyetik enerjideki azalma,

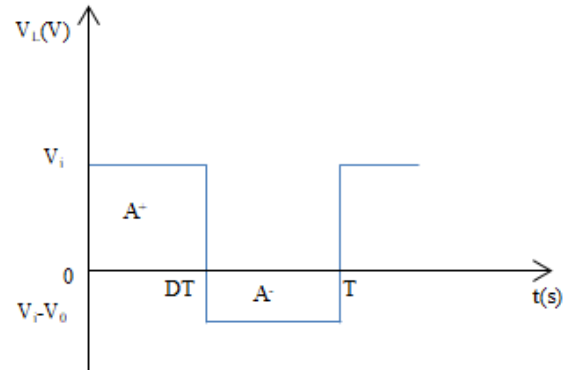
$$\Delta W_{L(out)} = \frac{1}{2} L [i_L^2(DT) - i_L^2(T)] \quad (2.16)$$

olarak verilir.

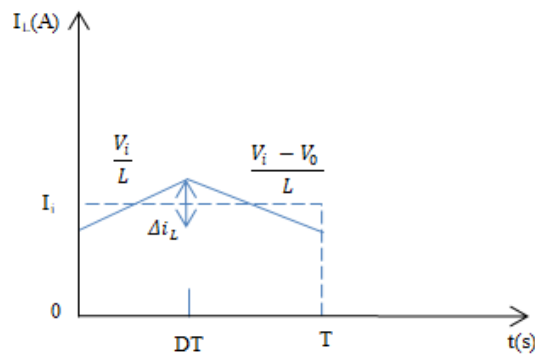
Kararlı durum için, $0 < t \leq DT$ zaman aralığında indüktörde depolanan manyetik enerjideki artış, $DT < t \leq T$ zaman aralığında indüktörde depolanan manyetik enerjideki azalmaya eşittir.



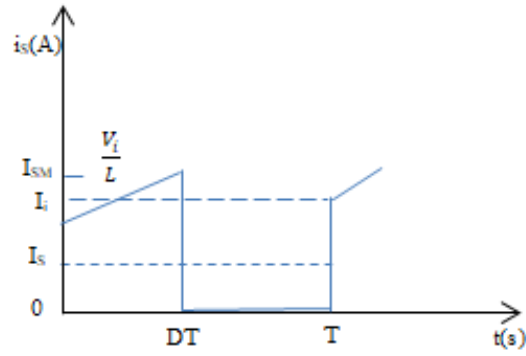
Şekil 2.4 MOSFET'in kapı-kaynak gerilim değişimi



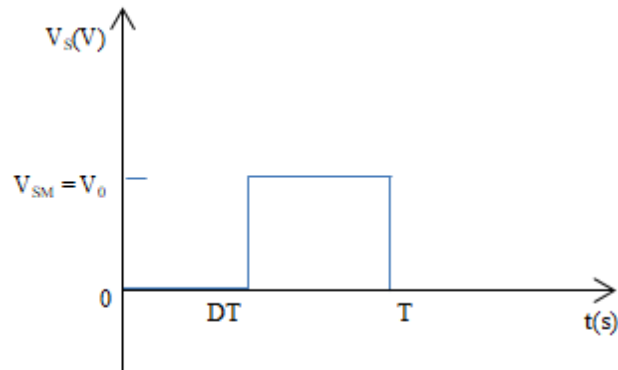
Şekil 2.5 Bobin gerilimindeki değişim



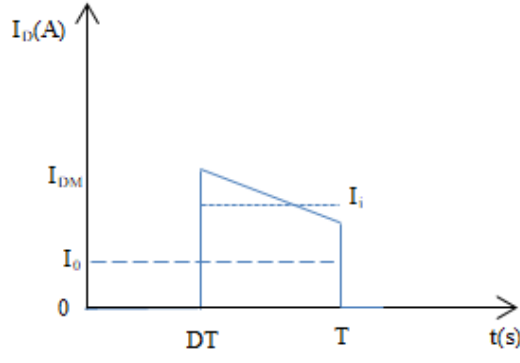
Şekil 2.6 Bobin akımındaki değişim



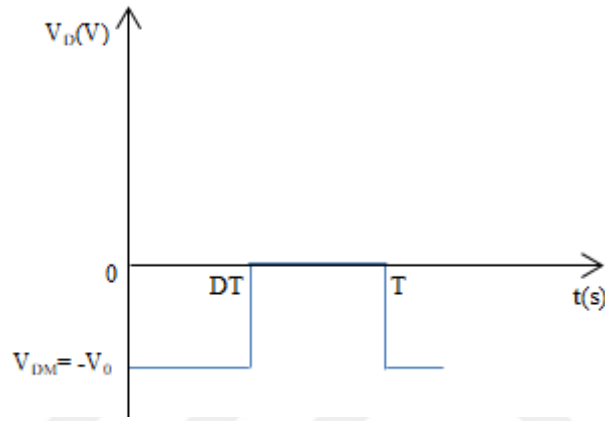
Şekil 2.7 Anahtar üzerindeki akım değişimi



Şekil 2.8 Anahtar üzerindeki gerilim değişimi



Şekil 2.9 Diyot üzerindeki akım değişimi



Şekil 2.10 Diyot üzerindeki gerilim değişimi

DA Gerilim Transfer Fonksiyonu:

Durgun durum için indüktör üzerindeki voltajın ortalama değeri [55]:

$$V_{L(AV)} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L dt = 0 \quad (2.17)$$

$$V_i DT = (V_0 - V_i)(1 - D)T \quad (2.18)$$

$$V_0 = \frac{V_i}{1 - D} \quad (2.19)$$

$$M_{VDC} = \frac{V_0}{V_i} = \frac{I_I}{I_0} = \frac{1}{1-D} \quad (2.20)$$

Kayıpsız bir boost dönüştürücü için M_{VDC} değeri;

$$1 \leq M_{VDC} \leq \infty \quad (2.21)$$

2.1 KESİNTİSİZ İLETİM MODUNDA BOOST KONVERTÖRÜN TASARIMI

Devre elemanları (R, L, C) tasarım kısıtları dikkate alınarak belirlenir. Dönüştürücü tasarım kısıtları, maksimum çıkış gücü 30W, giriş voltajı (V_{in}) aralığı 5-15V, çıkış voltajı (V_o) 25V ve anahtarlama frekansı 20 kHz olarak seçilmiştir.

Maximum çıkış gücü $P_{o,max} = 30 = V_o \cdot I_{o,max}$, olarak yazılırsa maximum yük akımı 1.2 A olarak elde edilmiştir.

Minumum yük akımı, maximum yük akımının %5'i kadar olduğu varsayılarak,

$$R_{Lmin} = \frac{V_o}{I_{o,max}} = 20.833 \, \Omega \quad (2.22)$$

$$R_{Lmax} = \frac{V_o}{I_{o,min}} = 416.66 \, \Omega \quad (2.23)$$

minimum ve maximum yük direnci (R_{Lmin}, R_{Lmax}) elde edilmiştir. Verilen eşitliklerde (1-2) $I_{o,max}$, maximum yük akımıdır, $I_{o,min}$, minimum yük akımıdır. Ayrıca DA voltaj için M_{DCmin} , M_{DCmax} aşağıdaki gibi sunulmuştur.

$$M_{VDCmin} = \frac{V_o}{V_{inmax}} = 1.6666 \quad (2.24)$$

$$M_{VDCmax} = \frac{V_o}{V_{inmin}} = 5 \quad (2.25)$$

Konvertörün verimi (η) %90 olarak düşünülmüştür;

$$D_{min} = 1 - \frac{\eta}{M_{VDCmin}} = 0.46 \quad (2.26)$$

$$D_{max} = 1 - \frac{\eta}{M_{VDCmax}} = 0.82 \quad (2.27)$$

$$L_{min} = \frac{R_{Lmax} D_{min} (1 - D_{min})^2}{2f_s} = 1.40 \text{ mH} \quad (2.28)$$

İndüktör değeri (7)'de gösterildiği gibi 1.40 mH olarak elde edilmiştir. Eşitliklerde, D_{max} , maximum doluluk oranı, D_{min} , minimum doluluk oranı, L_{min} , minimum indüktör değeri, f_s , anahtarlama frekansı, C_{min} , minimum kapasitör değeri ve V_r voltaj ripple faktörüdür.

$$\frac{V_r}{V_0} < \%1 \quad (V_r = 0.25) \text{ olarak seçilmiştir.}$$

$$V_{cpp} = \frac{V_r}{2} = 0.125 \quad (2.29)$$

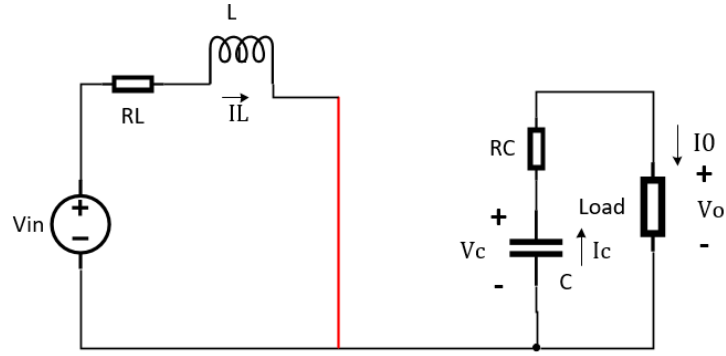
$$C_{min} = \frac{D_{max} V_0}{f_s R_{Lmin} V_{cpp}} = 393.6 \mu F \quad (2.30)$$

Son olarak piyasadaki kapasitörler dikkate alınarak 470 μF 'lık bir sığaç seçilmiştir.

2.2 BOOST KONVERTERİN MODELLENMESİ

2.2.1 Boost Konvertörün Averaj Modeli

Boost dönüştürücünün anahtarlama döngüsü başına iki modu bulunmaktadır. Bu modlar devrenin esas anahtarı olan MOSFET'in durumuna göre adlandırılmaktadır. Anahtar kısa devre modu: MOSFET iletimde ve diyot açık devredir. Anahtar açık devre modunda MOSFET kesintide ve diyot iletimdedir. Kısa devre ve açık devre modda parazitik eleman içeren yükseltici dönüştürücünün, $D.T_s$ ve $(1-D).T_s$ zaman aralıkları ile ilintili olarak eşdeğer devresi sırayla Şekil 2.9 ve 2.10'de verilmiştir [56]. D , iletim süresinin anahtarlama periyoduna (T_s) oranıdır.



Şekil 2.11 Parazitik boost converter devresinde anahtarın kapalı diyodun açık olduğu durum

İki durum için de durum uzayı denklemleri Kirchhoff'un Gerilim Yasası (KGY) kullanılarak türetilir. Anahtarın kısa devre durumu için KGY denklemleri (2.31), (2.32) ve (2.33)'de verilmiştir.

$$V_0(t) = V_C(t) - \frac{R_C}{R+R_C} V_C(t) \quad (2.31)$$

$$V_0(t) = \frac{R}{R+R_C} V_C(t) \quad (2.32)$$

Deşarj akımı $-\frac{V_0(t)}{R}$

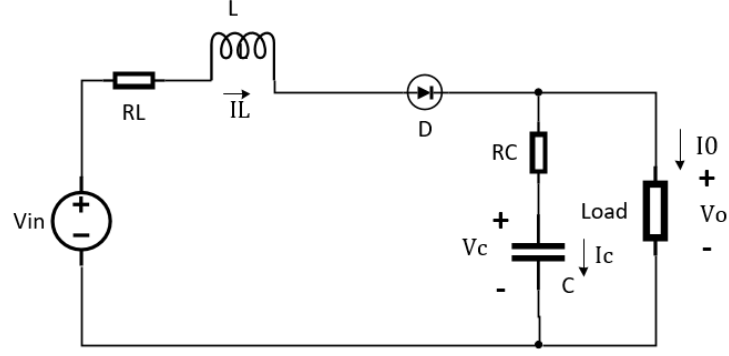
Anahtar kapalı iken kapasitör direnç üzerinden boşalır.

$$L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{in} - I_L(t)R_L \quad (2.33)$$

$$C \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{-V_C(t)}{R + R_C} \quad (2.34)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$V_{0AK} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.36)$$



Şekil 2.12 Paratizik boost converter devresinde anahtarın açık diyodun kısa devre olduğu durum

$$L \frac{dI_L(t)}{dt} = V_{in} - V_D - \left(R_L + \frac{RR_C}{R + R_C} \right) I_L - \frac{R}{R + R_C} V_C(t) \quad (2.37)$$

$$C \frac{dV_C(t)}{dt} = \frac{R}{R + R_C} I_L(t) - \frac{V_C(t)}{R + R_C} \quad (2.38)$$

$$V_0 = \frac{R}{R + R_C} V_C(t) + \frac{RR_C}{R + R_C} I_L(t) \quad (2.39)$$

$$V_0 = \frac{R}{R + R_C} (V_C(t) + R_C I_L(t)) \quad (2.40)$$

Anahtarın açık devre durumu için eşitlikler durum uzayı formunda (2.41) ve (2.42)'de sunulmuştur.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{RR_C + (R + R_C)R_L}{L(R + R_C)} & -\frac{R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R}{C(R + R_C)} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{in} - V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$V_{0AA} = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R + R_C} & \frac{R}{R + R_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Devre modlarının durum-uzay formlarına (2.45)'deki gibi averaj model yaklaşımı uygulanmıştır.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{RR_C + (R + R_C)R_L}{L(R + R_C)} & -\frac{R}{L(R + R_C)} \\ \frac{R}{C(R + R_C)} & -\frac{1}{C(R + R_C)} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D) \quad (2.45)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} D & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R + R_C)} D \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{RR_C + (R + R_C)R_L}{L(R + R_C)} (1 - D) & -\frac{R}{L(R + R_C)} (1 - D) \\ \frac{R}{C(R + R_C)} (1 - D) & -\frac{1}{C(R + R_C)} (1 - D) \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} A_{111} D + A_{211} (1 - D) &= -\frac{R_L}{L} D - \frac{RR_C}{L(R + R_C)} (1 - D) - \frac{(R + R_C)R_L}{L(R + R_C)} (1 - D) \\ &= -\frac{R_L}{L} D - \frac{RR_C}{L(R + R_C)} (1 - D) - \frac{R_L}{L} + \frac{R_L}{L} D \\ &= -\frac{RR_C}{L(R + R_C)} (1 - D) - \frac{R_L}{L} \end{aligned} \quad (2.47)$$

$$A_{112} D + A_{212} (1 - D) = 0 - \frac{R}{L(R + R_C)} (1 - D) = -\frac{R}{L(R + R_C)} (1 - D) \quad (2.48)$$

$$A_{121} D + A_{221} (1 - D) = 0 + \frac{R}{C(R + R_C)} (1 - D) = \frac{R}{C(R + R_C)} (1 - D) \quad (2.49)$$

$$A_{122}D + A_{222}(1 - D) = -\frac{1}{C(R + Rc)}D - \frac{1}{C(R + Rc)}(1 - D) = -\frac{1}{C(R + Rc)} \quad (2.50)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{V_{in} - V_D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

$$B = B_1D + B_2(1 - D) \quad (2.53)$$

$$B_{111}D + B_{211}(1 - D) = \frac{V_{in}}{L}D + \frac{V_{in} - V_D}{L}(1 - D) \quad (2.54)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{V_{in}}{L}(1 - D) - \frac{V_D}{L}(1 - D) + \frac{V_{in}}{L}D \\ &= \frac{V_{in}}{L}D + \frac{V_{in}}{L} - \frac{V_{in}}{L}D - \frac{V_D}{L}(1 - D) = -\frac{V_D}{L}(1 - D) + \frac{V_{in}}{L} \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$B_{121}D + B_{221}(1 - D) = 0 \quad (2.56)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + Rc} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{R + Rc} & \frac{R}{R + Rc} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

$$C = C_1D + C_2(1 - D) \quad (2.59)$$

$$C_{111}D + C_{211}(1 - D) = 0 + \frac{RR_C}{R + Rc}(1 - D) = \frac{RR_C}{R + Rc}(1 - D) \quad (2.60)$$

$$C_{112}D + C_{212}(1 - D) = \frac{R}{(R + R_C)}D + \frac{R}{(R + R_C)}(1 - D) = \frac{R}{(R + R_C)} \quad (2.61)$$

Yukarıda, A1 kısa devre durumu için durum denklemidir, A2 açık devre durumu için durum denklemidir. Benzer bir yaklaşım B1-B2 ve C1-C2 vektörlerine de uygulanırsa, dönüştürücünün averaj modeli (2.62) ve (2.63)'deki gibi elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L(t)}{dt} \\ \frac{dV_C(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1-D) - \frac{R_L}{L} & -\frac{R}{L(R+R_C)}(1-D) \\ \frac{R}{C(R+R_C)}(1-D) & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{V_D(1-D)}{L} + \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

$$V_0 = \begin{bmatrix} \frac{RR_C}{(R+R_C)}(1-D) & \frac{R}{(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

2.2.2 Boost Konvertörün Küçük İşaret Modeli

PID denetleyiciyi elde etmek için averaj modelin doğrusallaştırılması gereklidir. Doğrusallaştırma işlemi için Euler yöntemi uygulanır ve pertürbasyonlar aşağıdaki gibidir. Küçük bir doluluk oranı artışı (Δd), küçük bir kapasitör voltaj artışı (Δx_2) ve küçük bir indüktör akımı artışı (Δx_1) olduğu varsayılırsa.

$$\dot{x}_1 = \dot{x}_1 + \Delta \dot{x}_1 \quad (2.64)$$

$$\dot{x}_2 = \dot{x}_2 + \Delta \dot{x}_2 \quad (2.65)$$

$$D = D + \Delta d \quad (2.66)$$

$$V_o = y = y + \Delta y = V_o + \Delta v_o \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 + \Delta\dot{x}_1 &= \left(-\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - (D + \Delta d)) - \frac{R_L}{L}\right)(x_1 + \Delta x_1) \\ &\quad - \frac{R}{L(R+R_C)}(1 - (D + \Delta d))(x_2 + \Delta x_2) - \frac{V_D}{L}(1 - (D + \Delta d)) + \frac{V_{in}}{L}\end{aligned}\quad (2.68)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 + \Delta\dot{x}_1 &= \left(-\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - D) + \frac{RR_C}{L(R+R_C)}\Delta d - \frac{R_L}{L}\right)(x_1 + \Delta x_1) \\ &\quad \left(-\frac{R}{L(R+R_C)}(1 - D) + \frac{R}{L(R+R_C)}\Delta d\right)(x_2 + \Delta x_2) - \frac{V_D}{L}(1 - D) + \frac{V_D}{L}\Delta d \\ &\quad + \frac{V_{in}}{L}\end{aligned}\quad (2.69)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 + \Delta\dot{x}_1 &= -\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - D)x_1 + \frac{RR_C}{L(R+R_C)}\Delta dx_1 - \frac{R_L}{L}x_1 \\ &\quad - \frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - D)\Delta x_1 + \frac{RR_C}{L(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1 - \frac{R_L}{L}\Delta x_1 - \frac{R}{L(R+R_C)}(1 - D)x_2 \\ &\quad + \frac{R}{L(R+R_C)}\Delta dx_2 - \frac{R}{L(R+R_C)}(1 - D)\Delta x_2 + \frac{R}{L(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1 - \frac{V_D}{L}(1 - D) \\ &\quad + \frac{V_D}{L}\Delta d + \frac{V_{in}}{L}\end{aligned}\quad (2.70)$$

Denklem 2.70'de $\frac{RR_C}{L(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1$ ve $\frac{R}{L(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1$ ifadeleri ihmal edilir.

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \left(-\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - D) - \frac{R_L}{L}\right)x_1 - \frac{R}{L(R+R_C)}(1 - D)x_2 - \frac{V_D}{L}(1 - D) \\ &\quad + \frac{V_{in}}{L}\end{aligned}\quad (2.71)$$

$$\begin{aligned}\Delta\dot{x}_1 &= \left(-\frac{RR_C}{L(R+R_C)}(1 - D) - \frac{R_L}{L}\right)\Delta x_1 - \frac{R}{L(R+R_C)}(1 - D)\Delta x_2 \\ &\quad + \left(\frac{R(R_C x_1 + x_2)}{L(R+R_C)} + \frac{V_D}{L}\right)\Delta d\end{aligned}\quad (2.72)$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_2 + \Delta\dot{x}_2 &= \frac{R}{C(R+R_C)}(1 - (D + \Delta d))(x_1 + \Delta x_1) - \frac{1}{C(R+R_C)}(x_2 + \Delta x_2) \\ &= \left(\frac{R}{C(R+R_C)}(1 - D) - \frac{R}{C(R+R_C)}\Delta d\right)x_1 + \left(\frac{R}{C(R+R_C)}(1 - D)\right)\Delta x_1\end{aligned}\quad (2.73)$$

$$-\frac{R}{C(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1 - \frac{1}{C(R+R_C)}x_2 - \frac{1}{C(R+R_C)}\Delta x_2$$

Denklem 2.73’de $-\frac{R}{C(R+R_C)}\Delta d\Delta x_1$ ifadesi ihmal edilir.

$$\dot{x}_2 = \left(\frac{R}{C(R+R_C)}(1-D)x_1 - \frac{1}{C(R+R_C)}x_2\right) \quad (2.74)$$

$$\Delta\dot{x}_2 = \frac{R}{C(R+R_C)}(1-D)\Delta x_1 - \frac{1}{C(R+R_C)}\Delta x_2 - \frac{R}{C(R+R_C)}x_1\Delta d \quad (2.75)$$

$$\begin{aligned} y + \Delta y &= \frac{RR_C}{R+R_C}(1-(D+\Delta d))((x_1 + \Delta x_1)) + \frac{R}{R+R_C}(x_2 + \Delta x_2) \\ &= \frac{RR_C}{R+R_C}(1-D)x_1 - \frac{RR_C}{R+R_C}\Delta dx_1 + \frac{RR_C}{R+R_C}(1-D)\Delta x_1 - \frac{RR_C}{R+R_C}\Delta d\Delta x_1 \\ &\quad + \frac{R}{R+R_C}x_2 + \frac{R}{R+R_C}\Delta x_2 \end{aligned} \quad (2.76)$$

Denklem 2.76’da $-\frac{RR_C}{R+R_C}\Delta d\Delta x_1$ ifadesi ihmal edilir.

$$y = \frac{RR_C}{R+R_C}(1-D)x_1 + \frac{R}{R+R_C}x_2 \quad (2.77)$$

$$\Delta y = \frac{RR_C}{R+R_C}(1-D)\Delta x_1 + \frac{R}{R+R_C}\Delta x_2 - \frac{RR_Cx_1}{R+R_C}\Delta d \quad (2.78)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \Delta\dot{x}_1 \\ \Delta\dot{x}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{RR_C}{L(RR_C)}(1-D) - \frac{R_L}{L} & -\frac{R}{L(R+R_C)}(1-D) \\ \frac{R}{C(R+R_C)}(1-D) & -\frac{1}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \frac{R(R_Cx_1 + x_2)}{L(R+R_C)} + \frac{V_D}{L} \\ -\frac{RI_L}{C(R+R_C)} \end{bmatrix} \Delta d \end{aligned} \quad (2.79)$$

$$\Delta y = \left[\frac{RR_C}{R+R_C} (1 - D) \quad \frac{R}{R+R_C} \right] \Delta X + \left[\frac{RR_C X_1}{R + R_C} \right] \Delta d \quad (2.80)$$

Küçük işaret modeli (2.79) ve (2.80)'deki gibi elde edilmiştir. Bölüm 2.1'de elde edilen tasarım parametreleri, sayısal modeli elde etmek için (2.79) ve (2.80) de kullanılmıştır.

$$A = \begin{bmatrix} -74 & -257.13 \\ 765.919 & -10.637 \end{bmatrix} \quad (2.81)$$

$$B = \begin{bmatrix} 19766.9266 \\ -796.981 \end{bmatrix} \quad (2.82)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0.0036 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.83)$$

$$D = [0.003745] \quad (2.84)$$

Son olarak geliştirilen yükseltici devresinin transfer fonksiyonu (2.85)'deki gibi bulunmuştur.

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{d(s)} = \frac{0.003745s^2 - 725.5s + 1.508e07}{s^2 + 84.64s + 1.977e05} \quad (2.85)$$

BÖLÜM 3

DENETLEYİCİ TASARIM ÇALIŞMALARI İLE KONTROLÖR TASARIMI

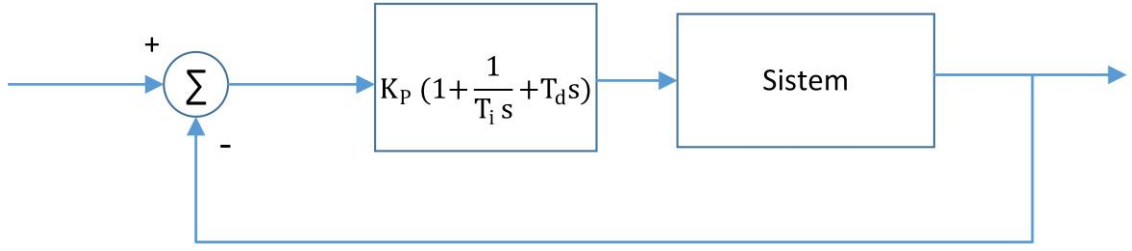
3.1 ZIEGLER NICHOLS YÖNTEMİ

1942'de Ziegler-Nichols, zaman tepkisi ve deneyimlere dayanan bir ayar formülü [57-58], sunmuştur. Ziegler-Nichols ayarlama yöntemi, bir PID denetleyicisini ayarlamanın deneysel bir yöntemidir. Kontrolörlerin parametrelerinin belirlenmesi veya PID kontrolörlerin ayarlanması sistem üzerinde yapılan deneylerle elde edilmiştir.

Ziegler-Nichols yöntemi motor hız kontrol uygulamaları [59-62] fotovoltaik güneş enerji sistemlerinin kontrolü [63-65] konvertörler [66-69] ve invertörlerin [70-72] kontrol uygulamaları gibi birçok güç elektroniği uygulamalarında çokça kullanılmıştır.

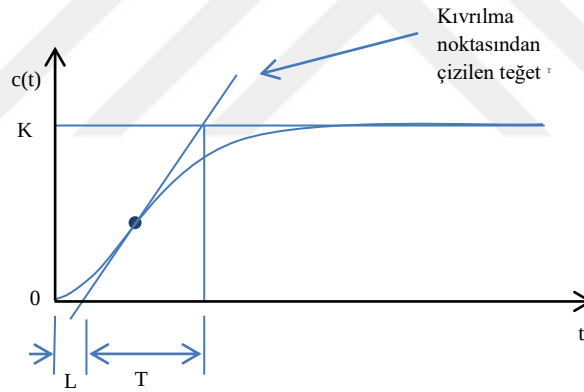
Ziegler ve Nichols, belirli bir sistemin geçici tepki özelliklerine bağlı olarak oransal kazanç, integral zamanı ve türev zamanı değerlerinin belirlenmesi için bazı denklemleri öne sürmüştür. Bu değerlerin yer aldığı transfer fonksiyonunu içeren kapalı çevrim bir sistem Şekil 3.1'de sunulmuştur. Ziegler-Nichols ayar kuralları olarak adlandırılan iki yöntem bulunmaktadır. Bunlar, birinci yöntem ve ikinci yöntemdir. Aşağıda bu iki yöntemin kısa bir sunumu verilmiştir.

Birinci yöntem: Bu yöntemde sistemin birim basamak cevabı deneysel olarak elde edilir. Sistem ne entegratör(ler)i ne de baskın kompleks eşlenik kutupları içermiyorsa, birim basamak tepkisi S şekline benzer şekilde olabilir. Böyle bir basamak cevabı deneysel olarak ya da sistemin dinamik simülasyonları ile oluşturulabilir.



Şekil 3.1 Kapalı çevrim transfer fonksiyonu

Bu S şekilli eğri iki sabit ile karakterize edilir: Gecikme zamanı L ve zaman sabiti T . Bu parametreleri elde etmek için S-şekilli eğrinin bükülme noktasından teğet bir çizgi çizilir, bu çizginin zaman eksenini ve $c(t)=K$ doğrusu ile kesişme noktaları belirlenir ve Şekil 3.2’de gösterildiği gibi elde edilir. Teğetin zaman eksenini ile kesiştiği noktanın sıfır noktasına olan uzaklığı gecikme zamanı olarak adlandırılır ve teğet ile $c(t)=K$ doğrusunun kesiştiği noktanın zaman eksenindeki izdüşümünün sıfır noktasına olan uzaklığının L kadar eksiği de zaman sabiti olarak adlandırılır.



Şekil 3.2 Birinci yöntem için bir sistemin birim basamak cevabı

Çizelge 3.1 Birinci yöntem için Ziegler-Nichols parametre ayarlama tablosu.

Kontrol Tipi	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$0.9 \frac{T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$1.2 \frac{T}{L}$	$2L$	$0.5L$

$C(s)/U(s)$ fonksiyonu yaklaşık olarak aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{Ke^{-Ls}}{Ts+1} \quad (3.1)$$

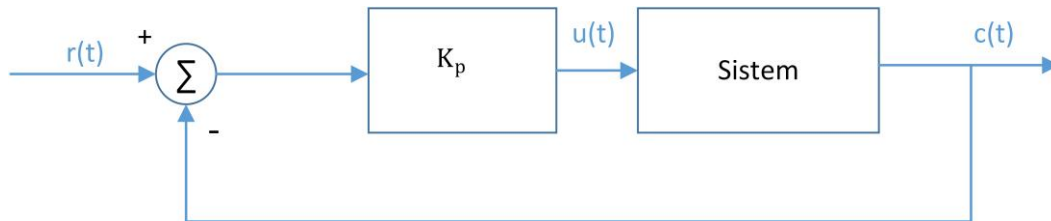
Ziegler ve Nichols değerlerini Çizelge 3.1'deki gösterilmiş olan formüle göre ayarlamayı önerdiler.

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) = 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls\right) = 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L}\right)^2}{s} \quad (3.2)$$

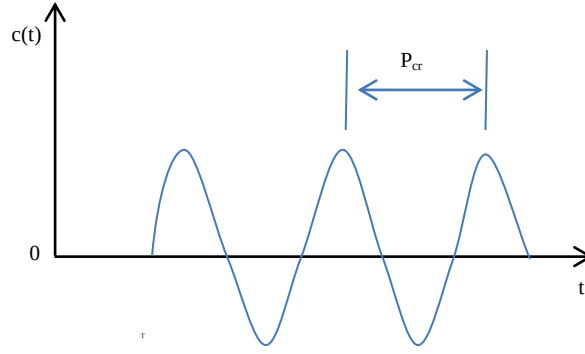
Buradan, PID kontrolörün orjinde bir kutbu ve $s=-1/L$ noktasında da iki tane sıfırı olduğu görülür.

İkinci Method: Bu metotta ilk olarak $T_i=\infty$ (integral zamanı) ve $T_d=0$ (differensiyel zamanı) olacak şekilde ayarlanır. Sadece şekilde görülen oransal kontrol kullanılır. K_p , 0'dan çıktının ilk olarak sürekli salınımlar gösterdiği K_{cr} kritik değerine yükseltilir. Eğer çıktı, K_p 'nin alabileceği değer ne olursa olsun sürekli salınımlar göstermiyorsa, o zaman bu metod uygulanamaz.

Şekil 3.4'de kritik kazanç K_{cr} ve karşılık gelen periyot deneysel olarak belirlenir. Çizelge 3.2'ye göre parametreler hesaplanır.



Şekil 3.3 Oransal kontrolör ile kapalı çevrim bir sistem



Şekil 3.4 Sürekli osilasyonda P_{cr} ölçümü

Çizelge 3.2 Birinci yöntem için Ziegler-Nichols parametre ayarlama tablosu

Kontrol Tipi	K_p	T_i	T_d
P	$0.5K_{cr}$	∞	0
PI	$0.45K_{cr}$	$\frac{1}{1.2}P_{cr}$	0
PID	$0.6K_{cr}$	$0.5P_{cr}$	$0.125P_{cr}$

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) = G_c(s) = 0.6K_{cr} \left(1 + \frac{1}{0.5P_{cr}s} + 0.125P_{cr}s\right) = 0.075K_{cr}P_{cr} \frac{\left(s + \frac{4}{P_{cr}}\right)^2}{s} \quad (3.3)$$

Ziegler-Nichols'un ikinci yöntemi ile tasarlanan PID'de orjinde bir kutup ve $-4/P_{cr}$ noktasında iki tane sıfırı vardır. Sistemin bilinen bir matematiksel modeli varsa o zaman K_{cr} kritik kazancını ve sürekli salınımların frekansını ω_{cr} bulmak için kök-yer eğrisi yöntemini kullanabiliriz, burada $2\pi/\omega_{cr} = P_{cr}$ 'dir. Bu değerler $j\omega$ eksenini kök yer eğrisinin kollarının kesişme noktalarından bulunabilir. Eğer kök yer eğrisinin kollarının $j\omega$ eksenini kesmiyor ise, bu yöntem uygulanamaz.

Ziegler-Nichols ayarlama kuralları kontrol sistemlerinde sistem dinamiklerinin tam olarak bilinmediği yerlerde PID kontrolörlerini ayarlamak için yaygın olarak kullanılmıştır ve uzun yıllar boyunca, bu tür ayarlama kurallarının faydalı olduğunu kanıtlanmıştır. Ziegler-Nichols ayarlama kuralları elbette dinamikleri bilinen sistemlerde de uygulanabilir [16].

İkinci yöntemde, kritik kazanç K_{cr} ve sürekli salınımların frekansı ω_{cr} 'yi bulmak için root-locus yöntemi kullanılır. Bu çalışmada bu değerler sırasıyla 0.017 ve 6.28 rad/s 'dir.

3.2 YAPAY ZEKA OPTİMİZASYON ALGORİTMALARI VE PARÇACIK SÜRÜ OPTİMİZASYONU İLE PID KONTROLÖR TASARIMI

Yapay zeka teknolojisi, 1950'lerde yükselen yeni bir çalışma alanı olmuştur [73-74]. Sadece teknolojiyi incelemekle kalmamış, aynı zamanda ilgili teknolojiyi ürünlere uygular ve akıllı ürünler geliştirmiştir. İnsanların ilgili faaliyetleri tamamlamasına ve insan zekasının bir kısmını genişletmesine yardımcı olmak için kullanılan, insana benzeyen veya kısmen benzeyen teknik bir disiplindir.

Yapay zeka algoritması temel olarak doğadaki bazı yasaları taklit etmektir ve insanlar doğanın bu kanunlarını, matematiksel problemleri çözmek için kullanmaktadır [75]. Bunlardan bazıları; yapay arı koloni, parçacık sürü, karınca koloni, genetik, benzetimli tavlama, gri kurt gibi algoritmalarıdır.

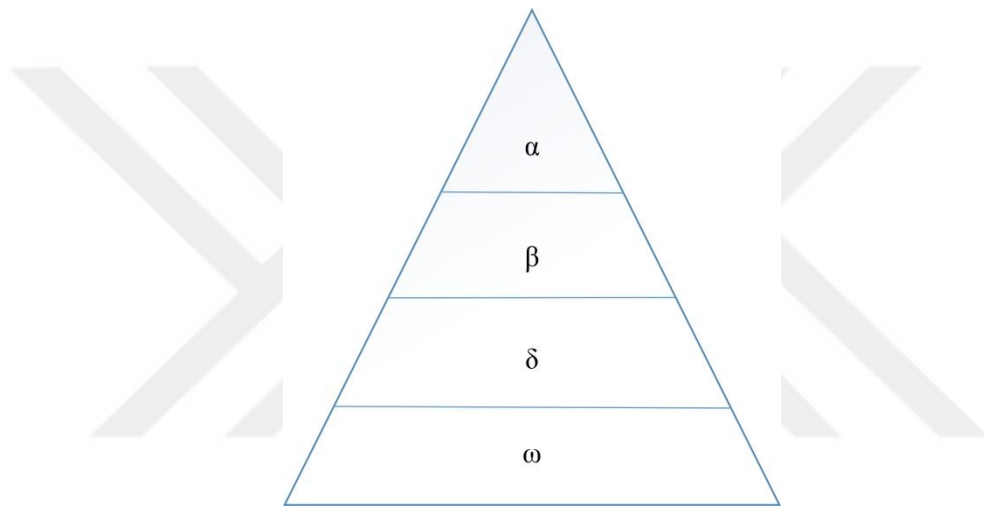
Karınca Koloni Algoritmaları yeni bir biyotik algoritmadır [76-77] ve İtalyan bilim adamı Marco Dorigo, karıncaların yiyecek arama davranışlarını inceleyerek temel prensibini araştırmıştır [75]. Marco Dorigo ve arkadaşları ilk olarak üç karınca algoritması tanımlamıştır. Bu algoritmaları gezgin satıcı problemi üzerinde incelemiştir [78].

Karıncalar, yiyecek arama sürecinde gruplar arasında bilgi alışverişinde bulunabilirler. Bu iletişim daha çok yolculukları sırasında açığa çıkan feromon denilen maddelerle gerçekleşir. Karıncalar genellikle daha fazla feromon maddesinin bulunduğu yolu seçer. Elbette daha az maddenin bulunduğu yöne doğru gitme ihtimalleri de vardır. Bu iletişim aynı zamanda karıncaların yiyeceklerden en iyi çıkış yolunu bulmalarının da sağlar. Bu hayvanlar, feromonlarını kullanarak yuvasından yiyeceğe giden en iyi yolu tespit eder. Karınca koloni algoritması böyle bir besin arama mekanizmasını temel olarak geliştirilmiştir [79]. Elbette algoritmadaki karıncalar doğadaki karıncalardan biraz farklıdır. Bunların, hafızası vardır ve tamamen görmez değildirler [78].

Gri kurt optimizasyonu (GWO), Mirjalili ve arkadaşları tarafından tanıtılan yeni meta-sezgisel optimizasyon algoritmalarından biridir [80]. Gholizadeh, doğrusal olmayan davranışı göz önünde bulundurarak çift katmanlı ızgaraların optimizasyon problemini çözmek için GWO algoritmasını geliştirmiştir. Sonuçlar, GWO'nun doğrusal olmayan çift katmanlı ızgaraların

optimal tasarımını bulmada diğer algoritmalara daha etkin performans sergilediğini ortaya koymuştur [81].

GWO, sosyal hiyerarşiden ve gri kurtların akıllı avlanma yönteminden ilham almıştır. Genellikle gri kurtlar yaşam alanlarında besin zincirinin en tepesinde yer alır. Gri kurtlar çoğunlukla 5-12 kişilik bir guruplar halinde yaşar. Özellikle bozkurtların hayatında katı bir sosyal hiyerarşi vardır. Şekil 3.5'de gösterildiği gibi, bir gri kurt sürüsünün (alfa) liderleri, genellikle sürüleri için uyku yeri, avlanma ve uyanma zamanı gibi kararlardan sorumlu olan erkek ve dişi kurtlardır.



Şekil 3.5 Gri kurtların hiyerarşisi

Çoğunlukla, sürünün diğer bireyleri, alfa tarafından verilen karara uymak zorundadır. Grubu yönetmek, alfanın ana rolüdür. Bir gri kurt sürüsünde disiplin ve organizasyon en önemli unsurlardır. Gri kurtların sosyal hiyerarşisinde alfa'nın yanındaki seviye beta'dır ve beta'nın rolü alfaya karar vermede yardımcı olmaktır.

Beta, erkek veya dişi kurtlar olabilir ve beta, biri yaşlandığında veya öldüğünde alfa için en iyi ikame adayı olabilir. Beta, alfa sıralarını güçlendirir ve alfaya geri bildirimler verir. Bir gri kurt sürüsünün en zayıf seviyesi omega'dır. Alfa, beta ve omega dışındaki kalan kurtlara alt (delta) adı verilir.

GWO algoritmasında gri kurtların sosyal hiyerarşisinin matematiksel olarak modellenmesi en iyi çözümün alfa (α) olduğunun düşünülmesiyle başlar. Diğer en iyi çözümler sırasıyla beta

(β) ve delta (δ) olarak değerlendirilir ve son olarak omeganın (ω) bir diğer çözüm olduğu varsayılır. Gri kurt algoritmasında optimizasyon α , β ve δ ile yönlendirilir ve ω kurtları onları takip eder [82].

Genetik Algoritmalar, Darwin'in doğada en uygun olanın hayatta kalması teorisini taklit eder. GA, 1992'de J.H. Holland tarafından önerilmiştir. GA'nın temel öğeleri, kromozom temsili, uygunluk seçimi ve biyolojiktan ilham alan operatörlerdir. Holland ayrıca, genellikle GA uygulamalarında kullanılan Inversion adlı yeni bir öğeyi de tanıtmıştır [83].

GA, evrimden ilham alan bir modeldir. Bu algoritmalar, basit bir kromozom benzeri veri yapısı üzerinde çözüm üretir ve önemli bilgileri korumak için bu yapılara rekombinasyon operatörleri uygular. Genetik algoritmaların kullanıldığı problemler oldukça çeşitli olmasına rağmen, genetik algoritmalar genellikle fonksiyon optimize edici olarak görülür.

Genetik algoritmanın bir uygulaması bir kromozom popülasyonu ile başlar. Ardından bu yapılar analiz edilir ve ele alınan soruna daha iyi bir çözüm getiren bu kromozomlara, daha zayıf çözümler olan kromozomlardan daha çok “çoğalma” olanağı verilecek şekilde üreme fırsatları belirlenir. Bir çözümün ne kadar iyi olduğu mevcut nüfusa göre tanımlanır.

GA'lar, bir ilk çözüm veya hipotez kümesinden başlayarak ve ardışık çözüm "nesilleri" üreterek evrimi simüle ederek arama yapar ve canlıların doğada daha dayanıklı bireylere dönüşme çabasını temel alır. Ana fikir, en uygun olanın, yani doğal seçilimin hayatta kalmasıdır.

Genetik Algoritmalar, doğal seleksiyon ve doğal genetik kavramlarına dayanan arama algoritmalarıdır. Genetik algoritma, kromozomlar (canlının yapısını kodlamak için organik cihazlar) üzerinde doğal evrimde gözlemlenen bazı süreçlerin benzetimini yapmak için geliştirilmiştir. Genetik algoritma, bir nokta popülasyonu arasında arama yapması ve parametre değerlerinin kendisinden ziyade bir parametre seti kodlamasıyla çalışması bakımından diğer arama yöntemlerinden farklıdır.

Ayrıca herhangi bir gradyan bilgisi olmadan amaç fonksiyonu bilgisini kullanır. Genetik algoritmanın geçiş şeması iki olasılıklı iken, geleneksel yöntemler gradyan bilgisini kullanır. Genetik algoritmalar bu özellikleri nedeniyle genel amaçlı optimizasyon algoritması olarak

kullanılırlar. Ayrıca düzensiz uzayda arama yapmak için araçlar sağlarlar ve bu nedenle çeşitli fonksiyon optimizasyonu, parametre tahmini ve makine öğrenimi uygulamalarına uygulanırlar [84]. Güç elektroniği uygulamalarında da diğer algoritmalarla kıyaslamaları çokça yapılmıştır [85-88].

Yapay Arı Kolonisi algoritması, sayısal problemleri optimize etmek için 2005 yılında Karaboğa tarafından tanıtılan sürü tabanlı bir meta-sezgisel algoritmadır. Bal arılarının akıllı yiyecek arama davranışlarından ilham almıştır [89]. Ayrıca D. Karaboğa, B. Akay ile birlikte bu algoritmanın diğer sezgisel algoritmalarla karşılaştırılma çalışmasını [90] ve modifiye edilmiş bir yapay arı algoritmasını da [91] sunmuştur. Elektrikli araç uygulamaları [92-93], optimal enerji yönetim sistemleri [94], PV sistemler [95], filtre tasarımı [96-97] güç iletim dağıtım uygulamaları [98-99] gibi çok geniş bir alanda kullanılmıştır.

Algoritma, özellikle bal arısı kolonilerinin yiyecek arama davranışı için Tereshko ve Loengarov (2005) tarafından sunulan modeldir. Modeli üç temel bileşen oluşturur: İşçi arılar, toplayıcı arılar ve yiyecekler. İlk iki bileşen, işçi ve toplayıcı arılar, üçüncü bileşen olan zengin besin kaynaklarını kovanlarına yakın yerlerde ararlar. Model ayrıca, kendi kendilerini organize edebilme ve müşterek hafıza için gerekli olan iki önemli davranışı tanımlamaktadır. Pozitif geri dönüşle sonuçlanan zengin besin kaynaklarına diğer toplayıcıların kabul edilmesi ve negatif dönüşlere sebep olan toplayıcılar tarafından kötü kaynaklardan uzaklaşılmasıdır.

Yapay arı kolonisi algoritmasında, bir yapay toplayıcı arı (aracı) kolonisi, zengin yapay besin kaynak ya da kaynakları (sorun için en iyi çözüm ya da çözümler) arar. Algoritma'yı uygulamak için düşünülen optimizasyon problemi öncelikle amaç fonksiyonunu minimize eden en iyi çözümü bulma problemine çevrilir. Sonrasında, yapay arılar keyfi bir başlangıç çözüm popülasyonu elde ederler ardından stratejileri uygulayarak bunları tekrarlamalı olarak geliştirirler: Kötü çözümleri bırakırken bir komşu arama mekanizması vasıtası ile daha iyi çözümlere yönelirler [100].

Benzetimli tavlama, Kirkpatrick, Gelett ve Vecchi (1983) ve Cerny'de (1985) birkaç yerel minimuma sahip olabilen bir maliyet fonksiyonunun global minimumunu bulmak için önerilen olasılıksal bir yöntemdir. Bir katının yavaş yavaş soğutulduğu fiziksel süreci taklit ederek çalışır [101].

Benzetilmiş tavlama edilmiş tavlama, ayırık ve daha az ölçüde sürekli optimizasyon problemlerini ele almak için kullanılan, iyi çalışılmış bir yerel arama metasezgisel algoritmadır. Algoritmanın temeli, küresel bir optimum çözüm bulma umuduyla tepe tırmanma hareketlerine (yani, amaç fonksiyon değerini kötüleştiren hareketlere) müsadde ederek yerel optimumdan kaçmak için bir mekanizma sağlamasıdır.

Doğal fenomenleri çoğaltmak için kurallar ve rastgelelik kombinasyonu genellikle metasezgisel algoritmalarda kullanılır. Bu fenomenler, Genetik Algoritmalar, Genetik Programlama, Evrim Stratejisi (ve Diferansiyel Evrim gibi biyolojik evrim sürecini içerebilir [102].

Örneğin bir etoloji fenomeni olarak hayvan davranışları, Karınca Kolonisi Optimizasyonu ,Parçacık Sürü Optimizasyonu ,Bakteri Toplayıcılık Optimizasyon Algoritmaları ve Arı Kolonisi Optimizasyonudur. Fizik olaylarının örnekleri, benzetilmiş Tavlama, Eşik Kabul Yöntemi ve Mikro kanonik Tavlama'dır [100].

Metasezgisel Algoritmalar üç ana amaç için çalışır: problemi daha hızlı çözmek, büyük problemleri çözmek ve sağlam algoritmalar elde etmek. Ayrıca esnektirler, tasarımı basittir ve uygulanması zor değildir [103].

3.2.1 Parçacık Sürü Optimizasyonu

Parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO), 1995 yılında Dr. Eberhart ve Dr. Kennedy tarafından kuş sürülerinin veya balık sürülerinin sosyal davranışlarından esinlenerek geliştirilen popülasyona dayalı stokastik bir optimizasyon tekniğidir [104].

PSO birçok uygulama ve araştırma alanında başarıyla uygulanmıştır. PSO'nun diğer yöntemlere göre daha hızlı ve ucuz bir şekilde daha iyi çıktılar verdiği gösterilmiştir [105]. PSO'nun kullanışlı olmasının bir diğer iyi tarafı da ayarlanacak çok az parametrenin olmasıdır. Küçük farklılıklar içeren bir sürüm, çok çeşitli uygulamalarda iyi çalışabilir [106].

PSO, parçacık kullanarak doğrusal olmayan fonksiyonların optimizasyonu için sürü metodolojisi kullanır. Ayrıca Genetik Algoritmalar (GA) gibi evrimsel hesaplama yöntemleriyle birçok benzerliğe sahiptir. Algoritma rastgele çözümler popülasyonu ile başlar

ve nesilleri güncelleyerek optimumu arar. Ancak, GA'dan farklı olarak PSO, çaprazlama ve mutasyon gibi evrim operatörlerine sahip değildir. PSO'da parçacık adı verilen muhtemel çözümler, mevcuttur ve optimum parçacıkları izleyerek problem uzayında uçar.

Bütün parçacıklar, belirli bir ana kadar elde ettiği en iyi çözüm (uygunluk değeri) ile ilişkili olan problem uzayındaki koordinatlarını tutar. Yani uygunluk değeri de saklanır. Bu değere p_{best} denir. Parçacık sürüsü optimize edici tarafından izlenen diğer bir "en iyi" değer, belirli bir parçacığın komşularındaki rasgele bir parçacık tarafından o ana kadar elde edilen en iyi değerdir. Bu konuma l_{best} denir. Tüm popülasyon topolojik olarak bir parçacığın komşuları ise en iyi değer global en iyisidir ve g_{best} olarak adlandırılmaktadır.

Parçacık sürüsü optimizasyonu kavramı, her bir zaman aralığında, her bir parçacığın hızının l_{best} ve g_{best} 'e doğru değiştirilmesinden oluşur ve p_{best} ve l_{best} konumlarına doğru hızlanma için rastgele sayılar üretmektedir.

Her bir birey, kendi yer değiştirmesine karar vermek için ulaşabileceği en yakın komşuların yer değiştirmesiyle ilgili yerel bilgileri kullanmaktadır. Bu yöntem, arama alanında vektörler şeklinde hareket eden büyük bir parçacık grubunu tasarlamaktadır. Her i parçacığı, konumu x_i ve pozisyon değişikliği vektörü v_i (hız) ile karakterize edilir. Her bir iterasyon için parçacığın hareketi: $x_i(t) = x_i(t - 1) + v_i(t - 1)$ olarak verilir. Yöntemin özü her bir iterasyondan sonra v_i 'nin seçilme biçiminden oluşur. Bireyler kendi son davranışlarından ve komşularının hareketlerinden etkilenmektedir. Bu nedenle, parçacıkların konumunun güncellenmesi şunlara bağlıdır: hareketlerinin yönü, hızları, önceki en iyi konumları (p_i) ve komşular arasında en iyi konum (p_g).

$$x_i(t) = f(x_i(t - 1), v_i(t - 1), p_i, p_g) \quad (3.4)$$

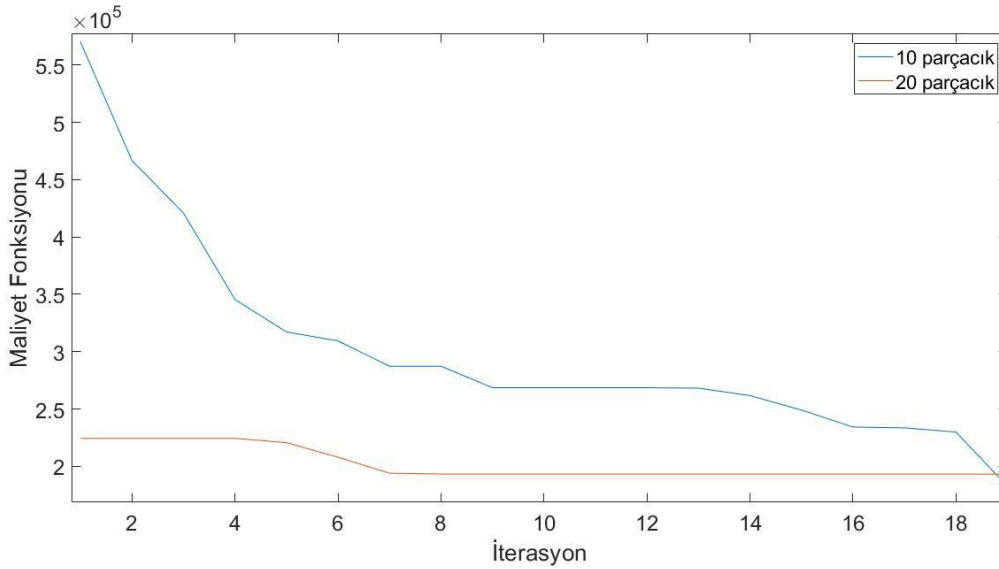
Her bir iterasyonda konumdaki değişiklik aşağıdaki şekilde uygulanır:

$$v_i(t) = v_i(t - 1) + \varphi_1 (p_i - x_i(t - 1)) + \varphi_2 (p_g - x_i(t - 1)) \quad (3.5)$$

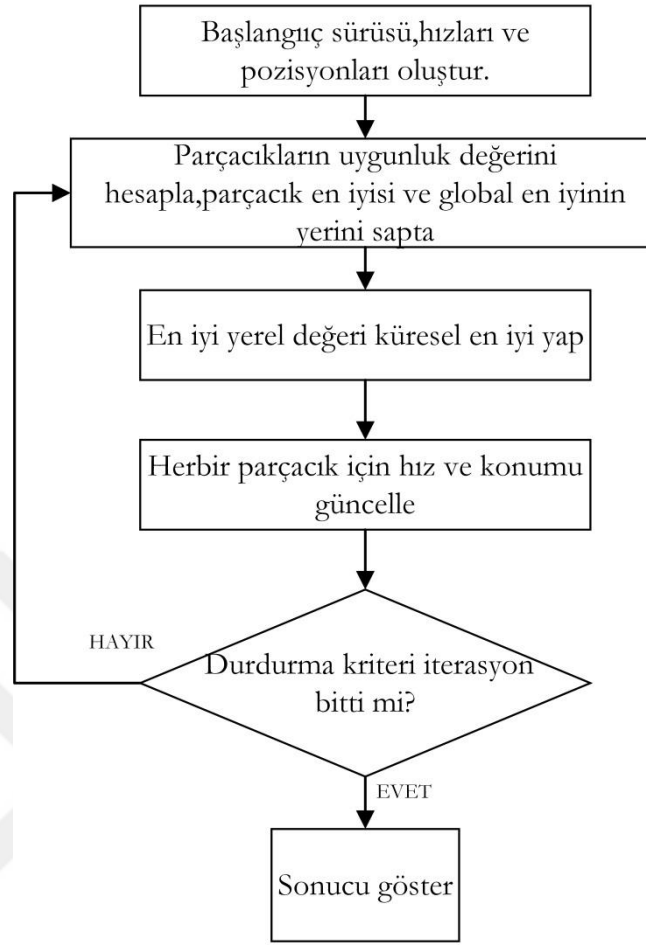
$$x_i(t) = x_i(t - 1) + v_i(t - 1), \quad (3.6)$$

φ_n parametreleri rastgele belirlenir, φ_1 ve φ_2 sırasıyla bireysel deneyim ve sosyal deneyimlerdir [107]. $\varphi_1 = c_1 r_2$, $\varphi_2 = c_2 r_2$ olarak düşünülürse. c_1, c_2 , bilişsel sabit, r_1, r_2 ise $[0,1]$ arasında oluşturulan rastgele sayılardır. PSO algoritması, sonlandırma kriterine ulaşana kadar çalışmaya devam etmektedir.

Bu çalışmada, sonlandırma kriteri olarak iterasyon sayısı seçilmiştir. Sürüdeki parçacıklar, belirlenen performans indeksine göre en iyi değeri elde etmeye çalışırlar. PSO tabanlı optimizasyon çalışmasında parçacık sayısı 10 ve 20 olarak alınmıştır. Iterasyon sayısı 20, $c_1=0.707$, $c_2=0.707$ olarak seçilmiştir ve maliyet fonksiyonu (IAE: Integral of the Absolute Error) Şekil 3.6'daki gibi elde edilmiştir. Son olarak, yukarıda sunulan yöntemlerle elde edilen kontrolörlerin parametreleri Çizelge 4.1'de listelenmiştir. PSO optimizasyon adımları Şekil 3.7'de gösterildiği gibidir, iterasyon devam ettikçe parçacıkların konumları ve hızları güncellenir.



Şekil 3.6 10 Parçacıklı ve 20 Parçacıklı PSO için maliyet fonksiyonu



Şekil 3.7 PSO Algoritma Şeması.

3.2.2 Kesir Dereceli Kontrol Sistemleri

Kesirli dereceli sistem, diferansiyel denklemlerle temsil edilen dinamik bir sistem olarak tanımlanmaktadır. Türevlerin dereceleri herhangi bir gerçek sayı olabilir, tamsayı olması gerekmez. Analizin kesirli mertebelere genişletilmesi, analitik matematiğin geliştirilmesinden beri bilinmektedir ve 1695'te Leibniz ve L'Hospital arasındaki mektuplaşmalar konuyla ilgili ilk referans olarak kabul edilir [104]. Kesirli analiz ile ilgili ilk çalışmalar Liouville (1832), Holmgren (1864), and Riemann (1953) isminde birkaç araştırmacı tarafından yapılmıştır [105]. Kesir dereceli hesabın uygulamalarından biri olan kesir dereceli kontrol, elli yıl önce büyük nesnelerin konum kontrolü için Tustin tarafından tanıtılmıştır [106]. Diğer bazı araştırmalar ise 1960'lı yıllarda Manabe tarafından yapılmıştır [107]. Bununla birlikte, kesirli

dereceli kontrol, temel olarak yeterli matematik bilgisinin olmaması ve o sırada mevcut olan sınırlı hesaplama gücü nedeniyle kontrol mühendisliği çalışmalarında yer almamıştır. Ancak son birkaç on yılda araştırmacılar, farklı uygulamalar içeren bilim ve mühendislik alanlarındaki birçok problemi kesir dereceli modelleme teknikleri ile tartışmıştır [108-110]. Ayrıca çeşitli sistemleri kesirli mertebeden diferansiyel denklemlerle tamsayı mertebeli olanlardan daha iyi bir şekilde modelleyebileceklerini ve kesirli dereceli diferansiyel denklemlerin dinamik süreçleri açıklamak için mükemmel bir yol sunduğunu keşfetmişlerdir [111-113].

3.2.2.1 Kesir Dereceli Sistemlerin Tanımları

Analitik matematik, çeşitli yaklaşımlarla kesirli türevlerin ve integrallerin çeşitli tanımlarını ortaya koymuştur [114].

$${}_a D_t^\gamma = \begin{cases} \frac{d^\gamma}{dt^\gamma}, & \Re(\gamma) > 0 \\ 1, & \Re(\gamma) = 0 \\ \int_a^t (d\tau)^{-\gamma}, & \Re(\gamma) < 0 \end{cases} \quad (3.7)$$

Burada, γ , kompleks olabilen kesir derecesidir, a , başlangıç koşullarına ilişkin sabittir. $\Re(\gamma)$, kesir derecenin reel kısmını ifade eder. Bu eşitlik differansiyel ve integral kavramlarını tek bir eşitlik üzerinde birleştirdiği için Oldham and Spanier tarafından *differintegral* olarak adlandırılmıştır [115].

Kesir dereceli türev ve integralin en temel tanımı Grunwald–Letnikov tarafından yapılmıştır.

$${}_a D_t^\gamma f(t) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^\gamma} \sum_{j=0}^{[(t-a)/h]} (-1)^j \binom{\gamma}{j} f(t - jh) \quad (3.8)$$

$$\binom{\gamma}{j} = \frac{\Gamma(\gamma + 1)}{\Gamma(j + 1)\Gamma(\gamma - j + 1)} \quad (3.9)$$

Burada $\Gamma(x)$, gama fonksiyonu h , zaman artışı, $f(t)$, fonksiyon'dur. Bu tanım, tamsayı dereceli türevlerin sonlu bir seriyi ifade ederken, kesir dereceli türevlerin sonsuz sayıda terim gerektirdiğini ortaya koymaktadır.

Otomatik kontrol sistemlerinin analiz ve sentezinde yaygın olarak Laplace dönüşümü yöntemi kullanılmaktadır. Diferansiyel operatör ${}_aD_t^\gamma$ 'nin Laplace dönüşümü, aşağıdaki şekilde verilmiştir.

$$\mathcal{L}\{{}_aD_t^\gamma f(t)\} = \int_a^\infty e^{st} {}_aD_t^\gamma f(t) dt = s^\gamma F(s), \quad (a = 0) \quad (3.10)$$

$$\sum_{m=0}^{n-1} s^m (-1)^j {}_0D_t^{\gamma-m-1} f(t) |_{t=0} \quad (3.11)$$

$F(s) = \mathcal{L}\{f(t)\}$, normal bir Laplace dönüşümü, n , bir tam sayıdır, $n - 1 < \gamma \leq n$.

Eğer,

$${}_0D_t^{\gamma-m-1} f(t) |_{t=0}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, n - 1$$

ise

$$\mathcal{L}\{{}_aD_t^\gamma f(t)\} = s^\gamma F(s) \quad \text{olur.}$$

Dahası, Fourier dönüşümü, tıpkı tamsayı dereceli karşılığı gibi, Laplace dönüşümü formunda s 'yi $j\omega$ ile değiştirerek tam olarak elde edilmektedir.

Kesir dereceli bir sistem, kesir dereceli matematiksel modellerle daha iyi tanımlanır. Geleneksel yaklaşımın aksine, kesirli dereceli sistem keyfî bir gerçek mertebenin transfer fonksiyonuna sahiptir.

Bir transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde düşünüldüğünde;

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_n s^{\beta_n} + b_{n-1} s^{\beta_{n-1}} + \dots + b_1 s^{\beta_1} + b_0 s^{\beta_0}}{a_n s^{\alpha_n} + a_{n-1} s^{\alpha_{n-1}} + \dots + a_1 s^{\alpha_1} + a_0 s^{\alpha_0}} = \frac{\sum_{i=0}^n b_i s^{\beta_i}}{\sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i}} \quad (3.12)$$

Burada, $a_i, b_i, \beta_n > \dots > \beta_1 > \beta_0 \geq 0$ ve $a_n > \dots > a_1 > a_0 \geq 0$ reel sayılardır.

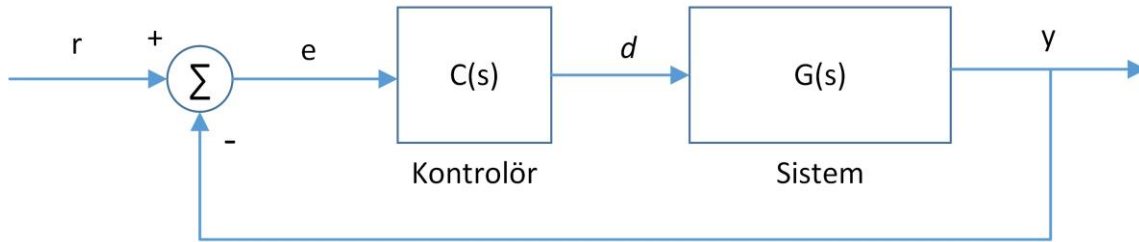
Zaman domeninde, $G(s)$, homojen olmayan kesirli dereceli diferansiyel denklemin $(n + 1)$ terimlerine karşılık gelmektedir.

$$\sum_{i=0}^n a_i D^{\alpha_i} y(t) = \sum_{i=0}^n b_i D^{\beta_i} u(t) \quad (3.13)$$

Burada, $y(t)$, sistemin çıkış $u(t)$ ise sistemin girişidir.

3.2.2.2 Kesir dereceli PI^λ ve $PI^\lambda D^\mu$ Kontrol sistemleri

Şekil 3.8’de genel bir kesir dereceli sistemi göstermektedir. Burada, y çıktıdır, r referans girişidir, e hata ve u kontrol sinyalidir. $G(s)$ sistemin transfer fonksiyonu ve $C(s)$, kesirli dereceli PI^λ veya $PI^\lambda D^\mu$ tipteki kontrolörün transfer fonksiyonudur.



Şekil 3.8 Kesir dereceli kapalı çevrim bir sistem

Bu tip kontrolörlerle kontrol edilecek sistem hem kesirli hem de tamsayı olabilir. Kontrolörün transfer fonksiyonu şu şekildedir:

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} + k_d s^\mu \quad (3.14)$$

λ ve μ , değerleri $(0, 2)$ aralığında olan kesirli derecelerdir. Eğer $\lambda \geq 2$ veya $\mu \geq 2$ ise kontrolör, PID yapısından farklı formda daha yüksek dereceli yapıya dönüştürülür.

Eğer differansiyel eleman bulunmuyorsa bu durumda kontrolör 3.15 formunda ifade edilir.

$$C(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = k_p + \frac{k_i}{s^\lambda} \quad (3.15)$$

Denklem 3.14'de $\lambda = 1$ ve $\mu = 1$ alındığında, klasik bir PID denetleyicisi elde edilir. $\lambda = 1$ ve $\mu = 0$ bir PI denetleyicisi verir, $\lambda = 0$ ve $\mu = 1$ bir PD denetleyicisi verir ve $\lambda = 0$ ve $\mu = 0$ bir kazanç verir. Tüm bu klasik PID denetleyici türleri, kesirli $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicinin özel durumlarıdır [116]. Bu nedenle, $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicileri, λ mertebesinde bir entegratör ve μ mertebesinde bir türev alıcı içerdiğinden, geleneksel PID denetleyicilerinin bir genellemesi olarak düşünülebilir. Bununla birlikte, $PI^\lambda D^\mu$ denetleyicisi daha esnektir ve kesirli mertebeli bir kontrol sisteminin dinamik özelliklerini daha iyi ayarlamayı sağlamaktadır [117].

PI^λ Kontrolör

Şekil 3.8'de gösterilen birim geri beslemeli kesirli dereceli kontrol sistemini göz önünde bulundurulduğunda, burada $G(s)$, kontrol edilecek tesistir ve $C(s)$, Denklem (3.15) formuna sahip bir PI^λ kontrolörüdür.

$$y = eC(s)G(s) \quad (3.16)$$

$$e = r - y \quad (3.17)$$

$$y = (r - y)C(s)G(s) \quad (3.18)$$

$$y = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} r \quad (3.19)$$

Denklem 3.19'un paydası, kapalı çevrim sistemin kesir dereceli karakteristik polinomu olarak adlandırılır ve 3.12, 3.15 ve 3.19 kullanılarak eşitlik 3.21 elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} P(s; k_p, k_i, \lambda) &= 1 + C(s)G(s) = 1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s^\lambda}\right) \frac{N(s)}{D(s)} = D(s) + \left(k_p + \frac{k_i}{s^\lambda}\right)N(s) \\ &= D(s)s^\lambda + (k_p s^\lambda + k_i)N(s) \end{aligned} \quad (3.20)$$

Ardından, $N(s) = \sum_{i=0}^n b_i s^{\beta_i}$, $D(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^{\alpha_i}$ yazılırsa

$$= \sum_{i=0}^n [a_i s^{(\alpha_i+\lambda)} + k_p b_i s^{(\beta_i+\lambda)} + k_i b_i s^{\beta_i}] \quad (3.21)$$

Eğer $P(s; k_p, k_i, \lambda)$ denklemi, s-düzleminin sağ tarafında kök bulundurmuyorsa kapalı çevrim sistemin sınırlı giriş sınırlı çıkış kararlı bir sistem olduğu söylenebilir.

Karakteristik polinom genel olarak aşağıdaki gibi verilebilir;

$$P(s) = p_k s^{q_k} + p_{k-1} s^{q_{k-1}} + \dots + p_1 s^{q_1} + p_0 s^{q_0} = \sum_{i=0}^k p_i s^{q_i} \quad (3.22)$$

Burada, p_i , katsayı q_i , kesir derecesidir. P uzay parametresindeki kararlılık ve kararsızlık alanları arasındaki sınırlar, aşağıdaki üç durum tarafından tanımlanır.

i) Reel kök sınırı: Bir reel kök $s=0$ noktasında sanal eksenin üzerinden geçiyorsa, denklem 3.22'deki $P(s)$ polinomunda $s=0$ yerine yazılır. Kesir dereceli karakteristik polinomun yalnızca en küçük mertebesinin (q_0) değeri sıfır, yani $s^{q_0} = 1$ ise, bu sınır $p_0 = 0$ olarak belirlenebilir.

ii) Kompleks kök sınırı: Bir çift karmaşık kök hayali eksen üzerinden $s = j\omega$ noktasında kesişir. Bu nedenle, Denklem 3.22 kararsız hale gelir, bu da bu denklemin gerçek ve sanal kısımlarının aynı anda sıfır olduğu anlamına gelir.

iii) Sonsuz kök sınırı: Reel bir kök sanal eksen üzerinde $s = \infty$ noktasında kesişir. Böylece sonsuz kök sınırı, Denklem 3.22'dan $p_k = 0$ alınarak karakterize edilebilir.

Yukarıdaki açıklamalar Denklem 3.21'teki kesir dereceli karakteristik polinoma uygulanırken, $s^{\beta_0} = 1$ için i'den reel kök sınırının şu şekilde belirlendiği sonucu çıkar: $k_i = 0$.

Bu sınır, Denklem (3.20)'de $s^{\beta_0} = 1$ ve $s = 0$ 'ın yerine yazılarak ve sıfıra eşitlenerek elde edilir.

Kompleks kök sınırları için $s = j\omega$ yazılır.

$$\begin{aligned} P(\omega; k_p, k_i, \lambda) &= \sum_{i=0}^n [a_i j\omega^{(\alpha_i+\lambda)} + k_p b_i j\omega^{(\beta_i+\lambda)} + k_i b_i j\omega^{\beta_i}] \\ &= \Re\{P(s)\} + jI\{P(s)\} = 0 \end{aligned} \quad (3.23)$$

Burada, $R\{P(s)\}$ ve $I\{P(s)\}$ kesir dereceli karakteristik polinomun sırasıyla reel ve imajiner kısımlarıdır.

$$j^\gamma = \cos(\gamma \frac{\pi}{2}) + j\sin(\gamma \frac{\pi}{2}) \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} P(\omega; k_p, k_i, \lambda) &= \sum_{i=0}^n [a_i \omega^{(\alpha_i+\lambda)} (\cos((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) + j\sin((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2})) \\ &\quad + k_p b_i \omega^{(\beta_i+\lambda)} (\cos((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) + j\sin((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2})) \\ &\quad + k_i b_i \omega^{\beta_i} (\cos(\beta_i \frac{\pi}{2}) + j\sin(\beta_i \frac{\pi}{2}))] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Ardından gerçekte ve imajiner kısımlar sıfıra eşitlenir.

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n [a_i \omega^{(\alpha_i+\lambda)} \cos((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) + k_p b_i \omega^{(\beta_i+\lambda)} \cos((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) \\ + k_i b_i \omega^{\beta_i} \cos(\beta_i \frac{\pi}{2})] = 0 \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^n [a_i \omega^{(\alpha_i+\lambda)} \sin((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) + k_p b_i \omega^{(\beta_i+\lambda)} \sin((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) \\ + k_i b_i \omega^{\beta_i} \sin(\beta_i \frac{\pi}{2})] = 0 \end{aligned} \quad (3.27)$$

Son olarak bu iki denklem çözülerek çözerek PI^λ denetleyici parametreleri şu şekilde elde edilir:

$$k_p = \frac{1}{\omega^\lambda \sin(\lambda \frac{\pi}{2})} \frac{A_1(\omega)B_2(\omega) - A_2(\omega)B_1(\omega)}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.28)$$

$$k_i = \frac{1}{\omega^\lambda \sin(\lambda \frac{\pi}{2})} \frac{A_2(\omega)B_3(\omega) - A_1(\omega)B_4(\omega)}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.29)$$

$$A_1(\omega) = \sum_{i=0}^n [a_i \omega^{(\alpha_i + \lambda)} \cos((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2})] \quad (3.30)$$

$$A_2(\omega) = \sum_{i=0}^n [a_i \omega^{(\alpha_i + \lambda)} \sin((\alpha_i + \lambda) \frac{\pi}{2})] \quad (3.31)$$

$$B_1(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{\beta_i} \cos(\beta_i \frac{\pi}{2}) \quad (3.32)$$

$$B_2(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{\beta_i} \sin(\beta_i \frac{\pi}{2}) \quad (3.33)$$

$$B_3(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{(\beta_i + \lambda)} \cos((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) \quad (3.34)$$

$$B_4(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{(\beta_i + \lambda)} \sin((\beta_i + \lambda) \frac{\pi}{2}) \quad (3.35)$$

Sonsuz kök sınırı ise sadece $\alpha_n = \beta_n$ olduğunda hesaplanabilir. Bu durumda kararlılık bölgesi $k_p = -\alpha_n/b_n$ çizgisi ile sınırlıdır.

PI^λD^μ Kontrolör

PI^λD^μ'in karakteristik polinomu eşitlik 3.36'da verilmiştir.

$$P(s) = \sum_{i=0}^n [a_i s^{(\alpha_i+\lambda)} + k_d b_i s^{(\beta_i+\lambda+\mu)} + k_p b_i s^{(\beta_i+\lambda)} + k_i b_i s^{\beta_i}] \quad (3.36)$$

Reel kök sınırı:

$$\begin{cases} s^{\beta_0} = 1, & \text{için} & k_i = 0 \\ s^{\beta_0} \neq 1, & \text{için} & 0 \end{cases} \quad (3.37)$$

Sonsuz kök sınırı:

$$\begin{cases} (\alpha_n = b_n) \text{ yada } (\alpha_n > \beta_n \text{ ve } \mu > \alpha_n - \beta_n), & \text{için} & k_d = 0 \\ (\alpha_n > \beta_n \text{ ve } \mu > \alpha_n - \beta_n), & \text{için} & k_p = -\alpha_n/b_n \\ (\alpha_n > \beta_n \text{ ve } \mu < \alpha_n - \beta_n), & \text{için} & 0 \end{cases} \quad (3.38)$$

Eğer eşitlik 3.38'de α_n, β_n 'den büyük ise PI^λD^μ kontrol sistemi μ 'ya bağlı olarak 3 farklı kararlılık bölgesine sahiptir. Bu tasarımcı için kontrol parametrelerini seçme açısından bir serbestlik sunmaktadır.

2 boyutlu üç bilinmeyenli denklemler aşağıdaki şekilde sunulmuştur.

$$k_p B_3(\omega) + k_i B_1(\omega) + k_d B_5(\omega) + A_1(\omega) = 0 \quad (3.39)$$

$$k_p B_4(\omega) + k_i B_2(\omega) + k_d B_6(\omega) + A_2(\omega) = 0 \quad (3.40)$$

$$B_5(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{(\beta_i+\lambda+\mu)} \cos((\beta_i + \lambda + \mu) \frac{\pi}{2}) \quad (3.41)$$

$$B_4(\omega) = \sum_{i=0}^n b_i \omega^{(\beta_i + \lambda + \mu)} \sin\left((\beta_i + \lambda + \mu) \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.42)$$

Eşitliklerden daha fazla bilinmeyen bulunduğu için parametrelerden bir tanesi rasgele olarak seçilebilir. Bu durumda kompleks kök sınırı 3 farklı formda elde edilebilir. Bunlar: sabit k_d durumunda k_p ve k_i 'nin ayarlanması, sabit k_i durumunda k_p ve k_d 'nin ayarlanması ve sabit k_p durumunda k_i ve k_d 'nin ayarlanmasıdır.

Eğer k_p rasgele seçilir ve k_i ve k_d elde edilmesi gerekir ise;

$$k_i = \frac{1}{\omega^{\lambda + \mu} \sin\left((\lambda + \mu) \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_2(\omega)B_5(\omega) - A_1(\omega)B_6(\omega) + k_p[B_4(\omega)B_5(\omega) - B_3(\omega)B_6(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.43)$$

$$k_d = \frac{1}{\omega^{\lambda + \mu} \sin\left((\lambda + \mu) \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_1(\omega)B_2(\omega) - A_2(\omega)B_1(\omega) + k_p[B_2(\omega)B_3(\omega) - B_1(\omega)B_4(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.44)$$

Görülebileceği gibi $\lambda + \mu = 2$ için (3.43) ve (3.44) denklemlerin çözümü yoktur.

Eğer k_d rasgele seçilir ve k_p ve k_i elde edilmesi gerekir ise [97];

$$k_p = \frac{1}{\omega^{\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_1(\omega)B_2(\omega) - A_2(\omega)B_1(\omega) + k_d[B_2(\omega)B_5(\omega) - B_1(\omega)B_6(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.45)$$

$$k_i = \frac{1}{\omega^{\lambda} \sin\left(\lambda \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_2(\omega)B_3(\omega) - A_1(\omega)B_4(\omega) + k_d[B_3(\omega)B_6(\omega) - B_4(\omega)B_5(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.46)$$

Eğer k_i rasgele seçilir ve k_p ve k_d elde edilmesi gerekir ise;

$$k_p = \frac{1}{\omega^{2\lambda+\mu} \sin\left(\mu \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_2(\omega)B_5(\omega) - A_1(\omega)B_6(\omega) + k_i[B_2(\omega)B_5(\omega) - B_1(\omega)B_6(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.47)$$

$$k_d = \frac{1}{\omega^{2\lambda+\mu} \sin\left(\mu \frac{\pi}{2}\right)} \times \frac{A_1(\omega)B_4(\omega) - A_2(\omega)B_3(\omega) + k_i[B_1(\omega)B_4(\omega) - B_2(\omega)B_3(\omega)]}{B_1^2(\omega) + B_2^2(\omega)} \quad (3.48)$$

Sonuç olarak verilen eşitliklerle 3 farklı durum için parametreden bir tanesi rasgele seçilir ve diğer 2 parametre elde edilir.

BÖLÜM 4

BENZETİM ÇALIŞMALARI VE LABORATUVAR SONUÇLARI

Klasik analog PI devresi için Katsuhiko Ogatanın Modern Kontrol Engineering 3. Kısımda yer alan çözümleme yöntemleri kullanılmıştır [16]. Kesir dereceli kontrolör için ise kısmi kesir genişletme yöntemlerine göre yaklaşık transfer fonksiyon modellerinin temel transfer fonksiyon terimleri toplamına ayrıştırılması uygulanarak analog devre çözümlemesi yapılmıştır [118-121]. Her bir kısmi kesir terimi, filtreler ve yükselticiler gibi temel elektronik devreler kullanılarak gerçekleştirilebilir. Tsirimokou, Psychalinos ve Elwakil gerilim ve akım filtre formlarına dayanan analog gerçekleştirme yöntemleri ve bunların uygulamaları için kapsamlı bir araştırma sunmaktadır [122]. İntegral eleman, endüstriyel elektronikte en çok kullanılan devrelerden biridir [110]. Bu çalışmada da Matsuda'nın FO integral elemanının devre tasarımı sunulmaktadır. Oluşturulan kontrolörlerin kapasitör ve direnç değerleri Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 Farklı kontrolör için direnç ve kapasitör değerleri

Parametreler R (ohm) / C(Farad)	Ziegler- Nichols PI	FO-PID (10 parçacıklı)	FO-PID (20 parçacıklı)
R ₁	9145	2.16	2.083
R ₂	589087	52.36	497.73
R ₃	-	469.75	5223.56
R ₄	-	359590.25	240639.13
R ₅	-	100000	10000
R ₆	-	38.911	36.765
R ₇	-	100	10
R ₈	-	2419.2	2394
C ₁	470n	1u	0.1u
C ₂	-	470u	10u

Ziegler-Nichols ve 10-20 parçacıklı PSO ile elde edilen kontrolörlerin parametreleri Çizelge 4.2'de sunulmuştur. Bu kontrolörler boost konvertöre uygulanmıştır Şekil 4.1 ve 4.2'de devrelerin PSIM görüntüleri verilmiştir. Şekil 4.1 Ziegler- Nichols ile gerçekleştirilen kontrol

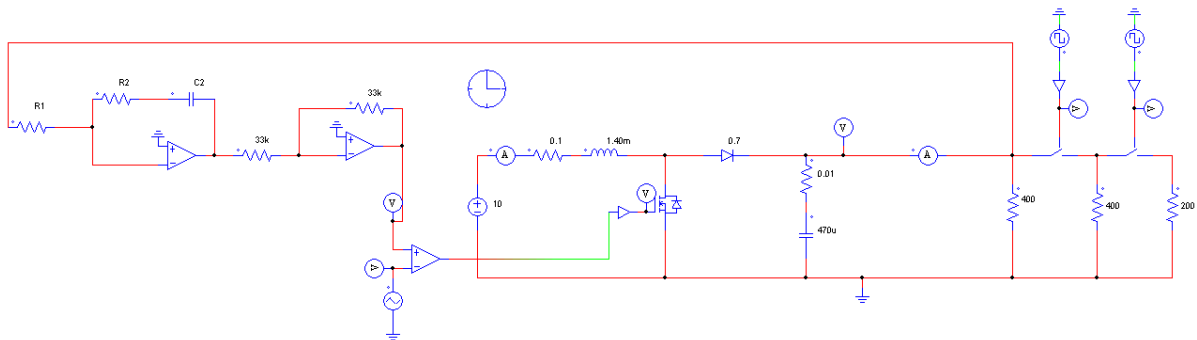
devresini içerirken Şekil 4.2 PSO ile tasarlanan bir PID kontrolör devresidir. Bu sistemde nominal yük 200 ohm ve nominal gerilimin 10 volt olarak modellenmiştir.

Benzetim çalışmalarında, konvertörün çıkış direnci sırasıyla 400, 200 ve 100 ohm'dur. Konvertör 0 ile 0.7 saniye arasında 400 ohm, 0.7 ile 1.0'uncü saniyeler arasında 200 ohm ve 1.0 ile 1.4'üncü saniyeler arasında da 100 ohm ile yüklenmiştir. Yüklenme işlemi birbirine paralel olan 400-400 ve 200'luk dirençlerin 0.7 ve 1.0'uncü saniyelerde devreye alınması ile sağlanmıştır. Devreler de 5, 10, ve 15 volt giriş gerilimleri için konverterin çıkışı gözlemlenmiştir.

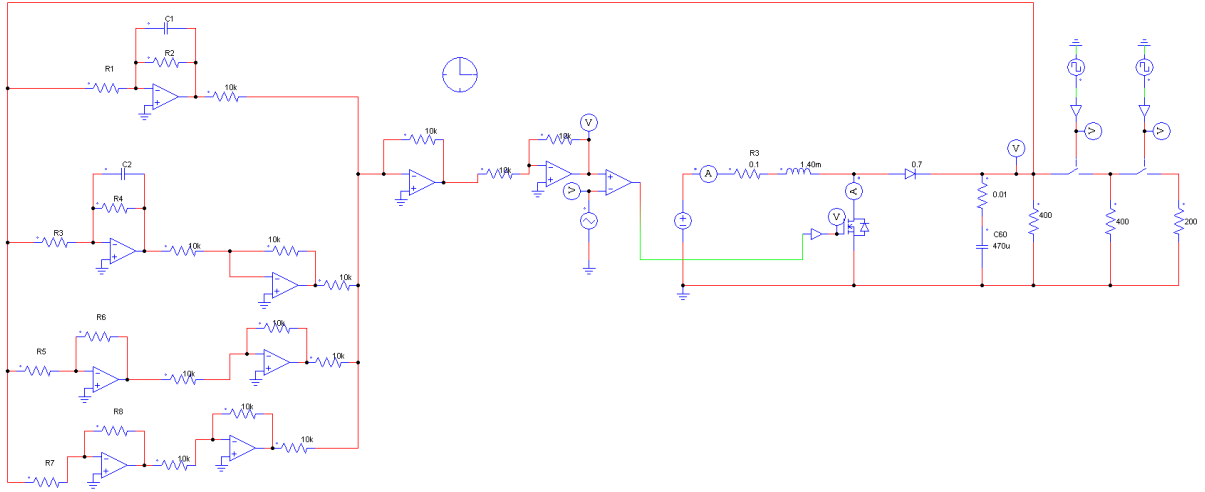
Ziegler-Nichols Yöntemi ile tasarlanan PI kontrolör için bahsedilen giriş gerilimlerine karşı konvertörün çıkış voltajı Şekil 4.3, 4.4, 4.5'te gösterilmiştir. Aynı şekilde 10 parçacıklı PSO-FOPID ile tasarlanan kontrolör için yükselticinin çıkış gerilimi Şekil 4.6, 4.7 ve 4.8'de 20 parçacıklı PSO-FOPID ise Şekil 4.9, 4.10 ve 4.11'de sunulmuştur.

Çizelge 4.2 Herbir kontrolörün parametreleri

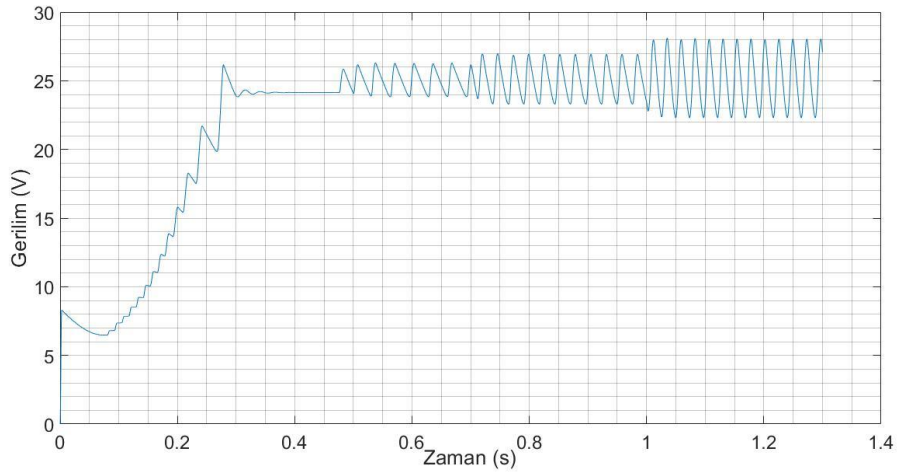
Parametreler Yöntem	K_p	K_i	K_D	λ	μ
Ziegler-Nichols Methodu	0.01552	232.658	-	-	-
Parçacık Sürü Optimizasyonu (10 Parçacık)	0.0862	4.4778	0.007	0.98	0.7951
Parçacık Sürü Optimizasyonu (20 Parçacık)	0.045	11.4197	0.0704	0.5174	0.7908



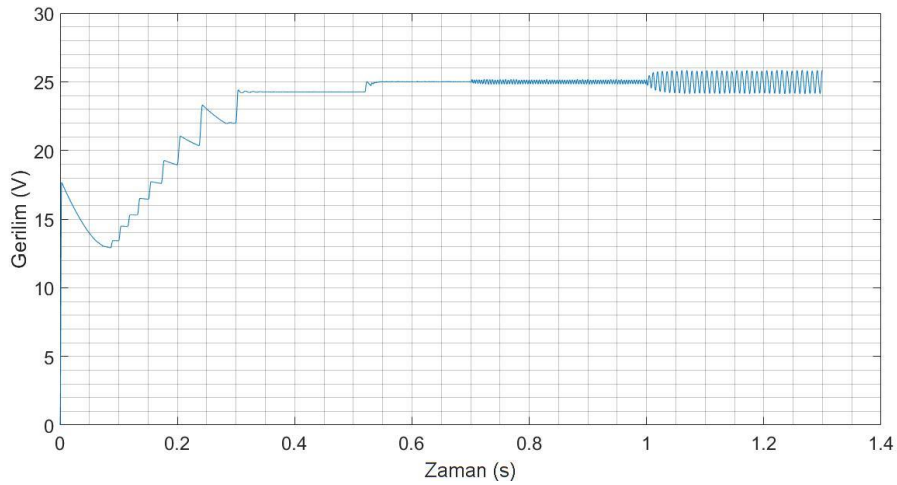
Şekil 4.1 Ziegler- Nichols yöntemi ile tasarlanan PI kontrolörün devreye uygulanışı.



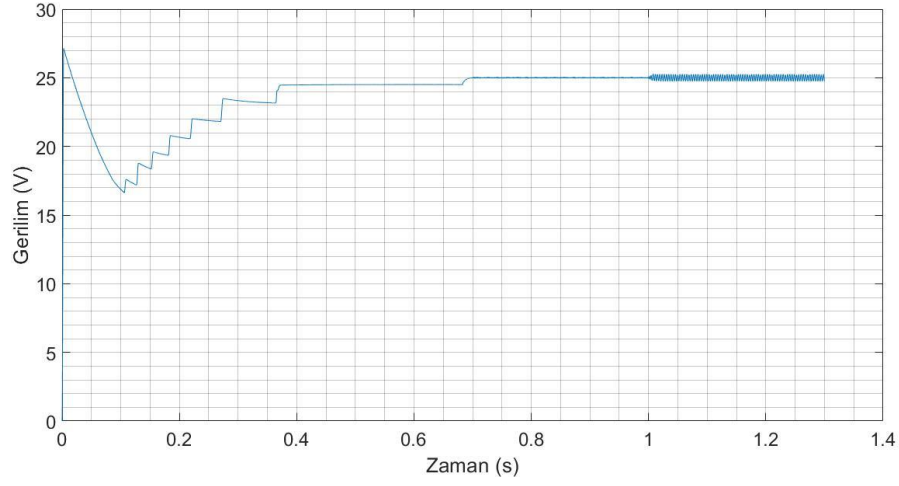
Şekil 4.2 PSO ile tasarlanan PID kontrolörün devreye uygulanışı.



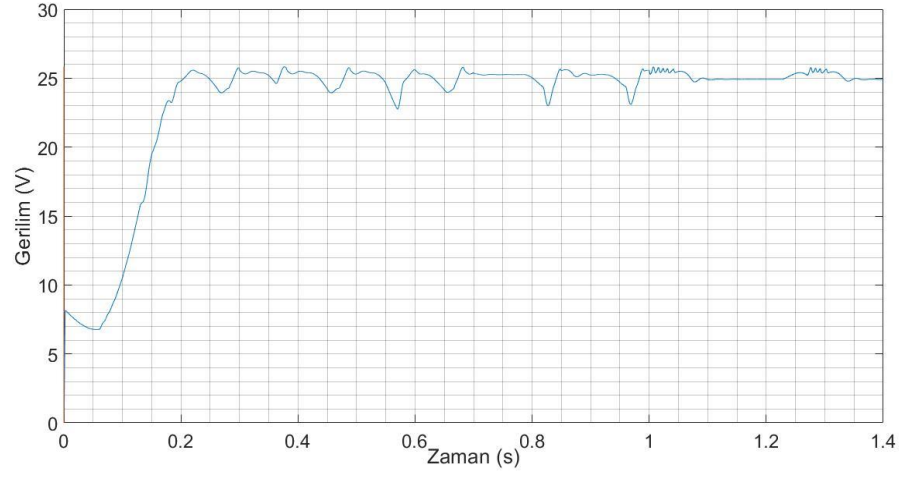
Şekil 4.3 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen Devrenin 5 volt giriş için çıkış gerilimi.



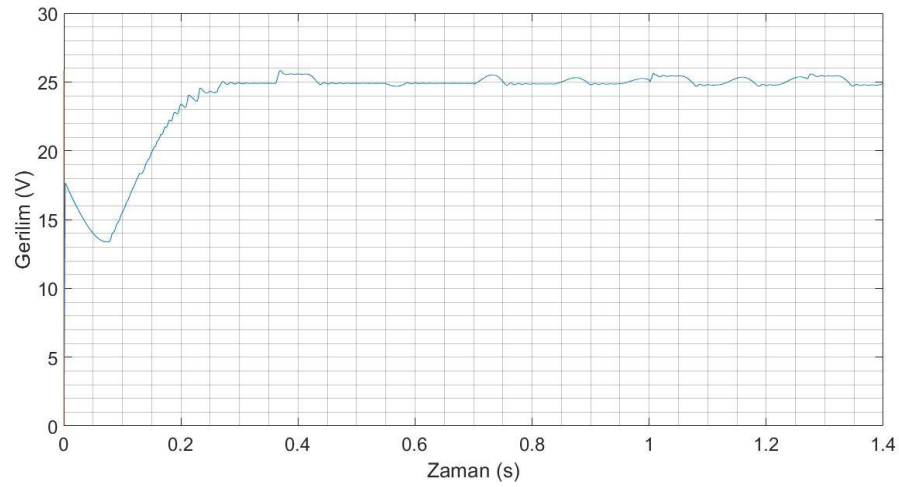
Şekil 4.4 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen devrenin 10 volt giriş için çıkış gerilimi.



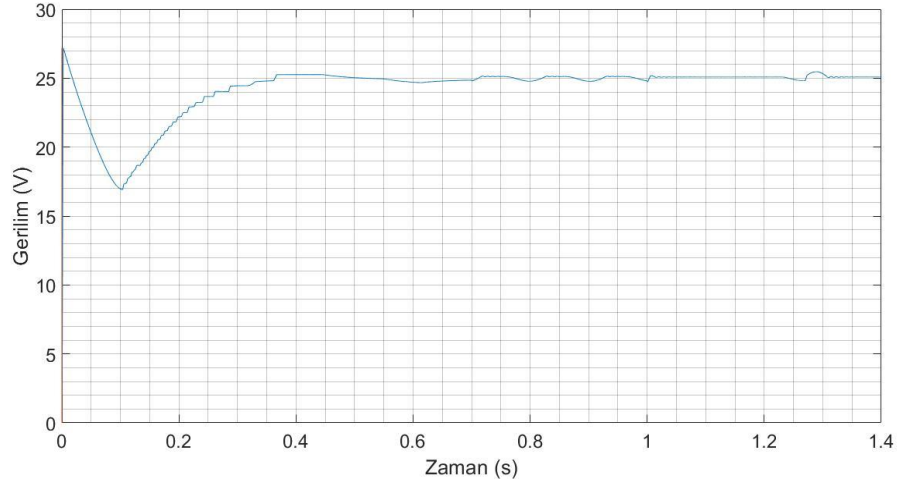
Şekil 4.5 Ziegler-Nichols-PI ile kontrol edilen devrenin 15 volt giriş için çıkış gerilimi.



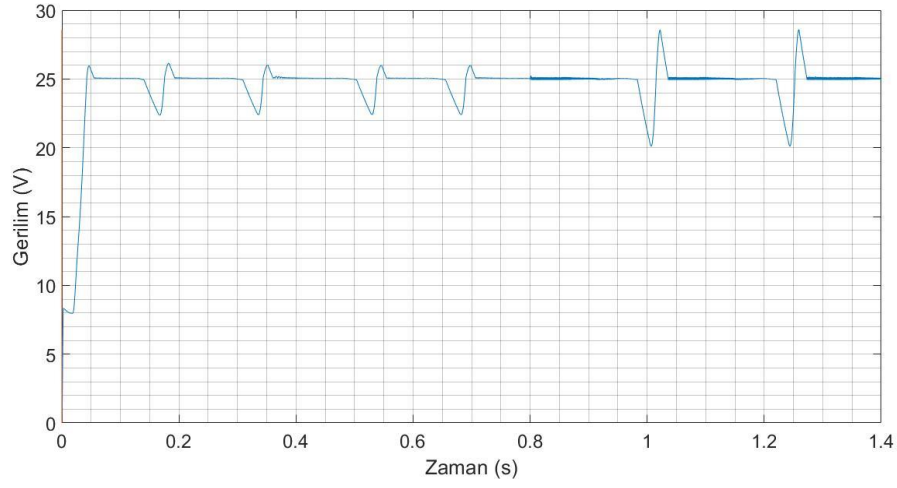
Şekil 4.6 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 5 volt girişe karşı çıkış gerilimi.



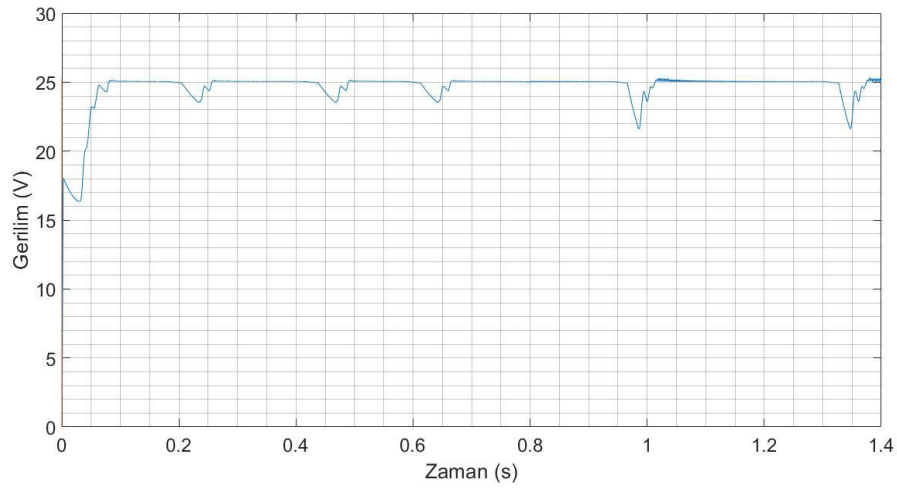
Şekil 4.7 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 10 volt girişe karşı çıkış gerilimi.



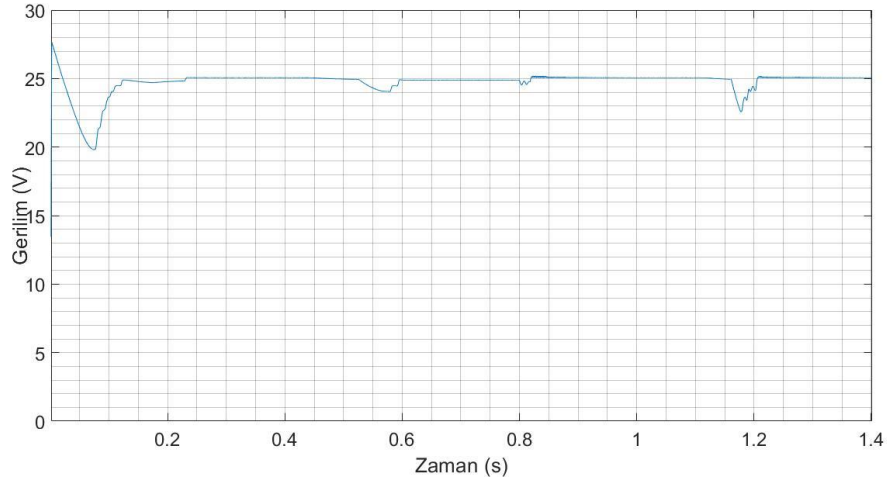
Şekil 4.8 10 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen Devrenin 15 volt girişe karşı çıkış gerilimi.



Şekil 4.9 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 5 volt girişe karşı çıkış gerilimi.



Şekil 4.10 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 10 volt girişe karşı çıkış gerilimi.



Şekil 4.11 20 parçacıklı PSO-FOPID ile kontrol edilen devrenin 15 volt girişe karşı çıkış gerilimi.

Çizelge 4.3 her bir kontrolörün farklı gerilim değerleri için MSE indexi değerlerini göstermektedir. Ortalama Karesel Hata (MSE), yukarıda sunulan çalışmalar için kontrol performans indeksi olarak kabul edilmiştir. MSE sonuçlarını elde etmek için örnekleme frekansı 500 kHz olarak seçilmiştir. Denklem (4.1) hata hesabını gösterir ve (4.2) MSE'nin temel denklemdir. Denklemden, n örnek sayısıdır, i . örnekleme noktası için elde edilen hatadır. Ayrıca her bir kontrol için üst aşım ve yerleşme zamanları Çizelge 4.4'te gösterilmiştir.

$$e = \text{referans değer} - \text{sistem çıkış değeri} \quad (4.1)$$

$$MSE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n e_i^2 \quad (4.2)$$

Çizelge 4.3 Kontrol çalışmaları için MSE kontrol performans indeksleri.

Gerilim (V)	5	10	15
Ziegler-Nichols Methodu ile Tasarlanan PI	45.4664	15.5139	6.2332
PSO ile Tasarlanan PID (10 Parçacık)	26.9282	10.0792	4.1849
PSO ile Tasarlanan PID (20 Parçacık)	9.4534	2.7778	1.2277

Çizelge 4.4 Gerilim değerlerine karşı üst aşım ve yerleşme zamanı.

	Üst Aşım (%)			Yerleşme Zamanı (s)		
Giriş Gerilimi (V)	5	10	15	5	10	15
Ziegler-Nichols Methodu Tasarlanan PI	2.52	0.48	10	0.40	0.45	0.56
PSO ile Tasarlanan PID (10 Parçacık)	2.4	0.16	0.8	0.32	0.28	0.36
PSO ile Tasarlanan PID (20 Parçacık)	3.6	0.64	10.64	0.056	0.088	0.12





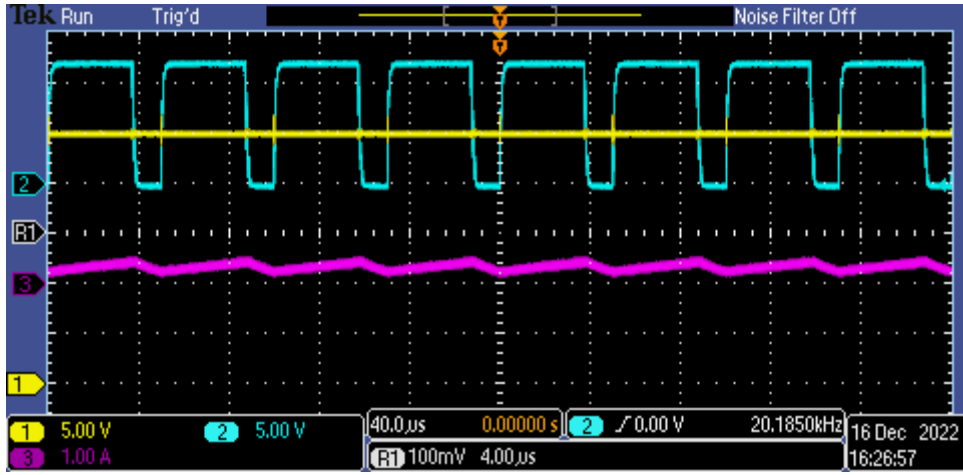
BÖLÜM 5

UYGULAMA ÇALIŞMALARI

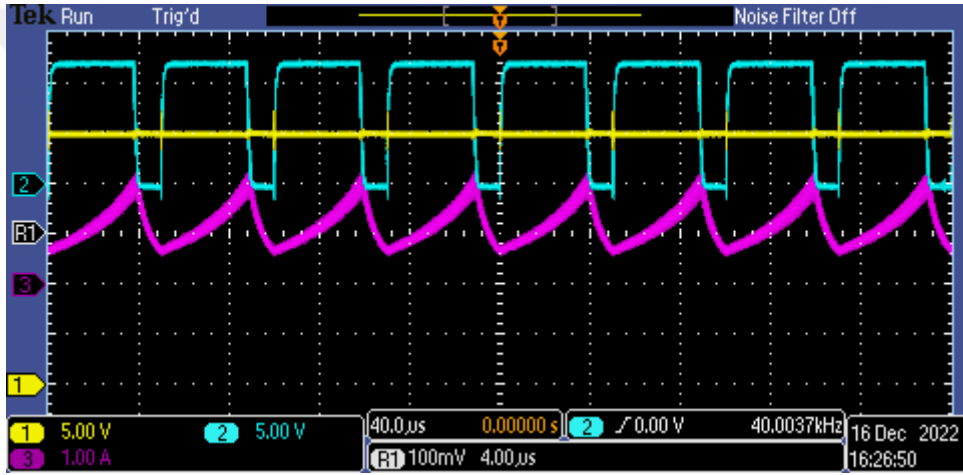
Sistem laboratuvar ortamında denenmiştir ve tasarlanan denetleyicilerin yükseltici tip konvertörü kontrol edip edemediği gözlemlenmiştir. Sistemin 6 ve 14 volt'da 350 ve 100 ohm yük dirençlerinde çalışma durumuna bakılmıştır. Şekil 5.1 ve 5.2 6 volt gerilim değeri için sırasıyla 350 ohm ve 100 ohm yüke karşı çıkış voltajını, MOSFET'in kapı işaretini ve bobin akımını göstermektedir. Şekil 5.3 ve 5.4 ise 14 volt giriş gerilimi için sırasıyla 350 ohm 100 ohm yüke karşı çıkışları sunmaktadır.

Giriş gerilimi 6 volt ve çıkış dirençleri 350 ve 100 ohm olan boost konvertöre 10 parçacıklı FOPID uygulanmıştır. Bu devrenin çıkış gerilimi, bobin akımı ve kapı işareti grafikleri Şekil 5.5 ve 5.6'da sunulmuştur. Aynı devreni giriş gerilimi 14 volt olarak değiştirilerek devre tekrar çalıştırılmıştır. Bununla ilgili göreseller Şekil 5.7 ve 5.8'de sunulmuştur.

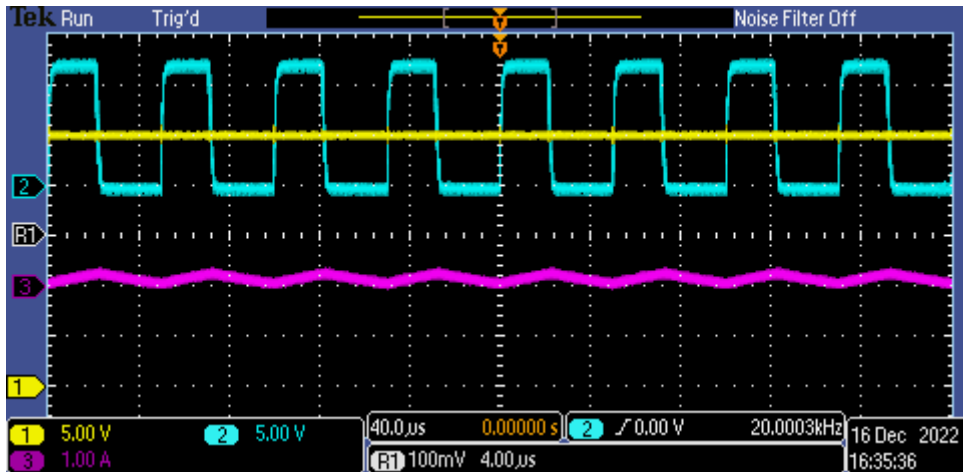
20 parçacıklı FOPID için de benzer bir şekilde 6 volt ve 14 volt giriş gerilimleri ile devre çalıştırılmıştır. İlgili görseller Şekil 5.9, 5.10, 5.11, 5.12'de sunulmuştur. Bu devrenin performansı da 350 ve 100 ohm'luk yüklerle denenmiştir. Görsellerde 1'nolu grafik çıkış gerilimini, 2'nolu grafik kapı işaretini ve 3'nolu grafik bobin akımını göstermektedir. Şekillerden görüleceği gibi konvertörün çıkışı 25 volt çıkış gerilimini sağlamaktadır. Kapı işareti devreye uygun olarak çalışmaktadır.



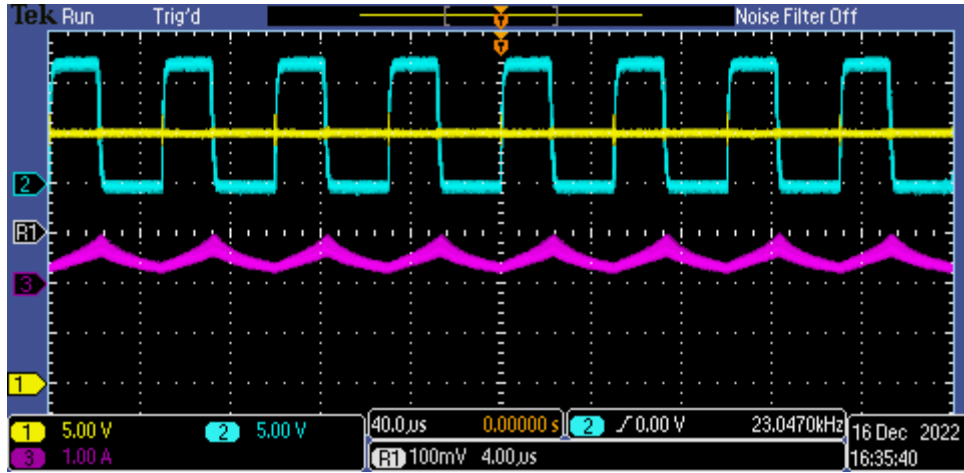
Şekil 5.1 Ziegler- Nichols PI için 6 volt giriş gerilimi ve 350 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



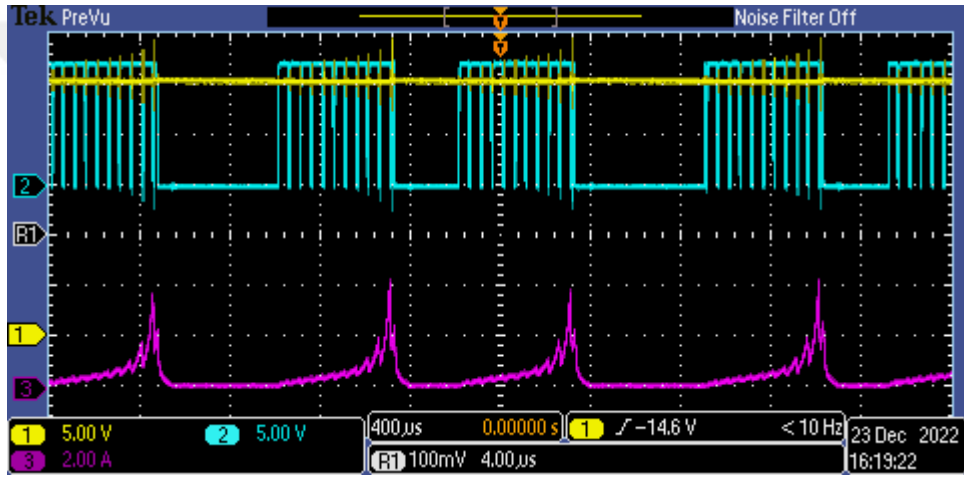
Şekil 5.2 Ziegler- Nichols PI için 6 volt giriş gerilimi ve 100 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



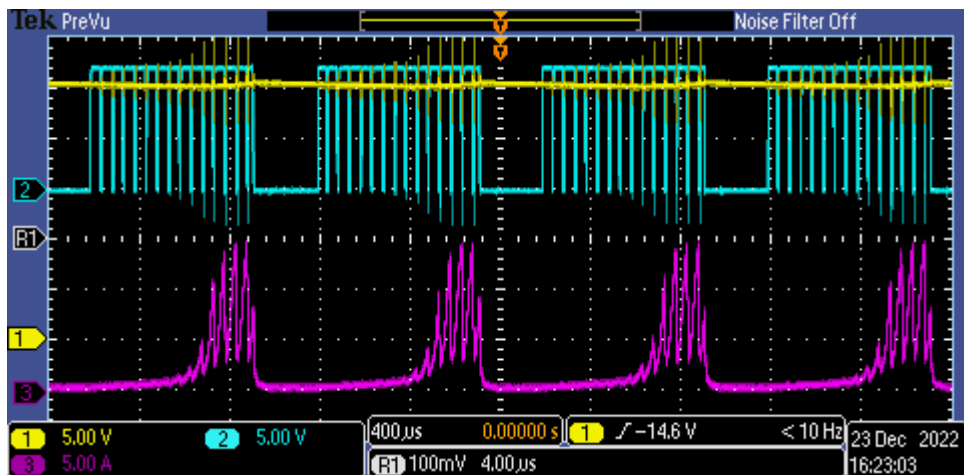
Şekil 5.3 Ziegler- Nichols PI için 14 volt giriş gerilimi ve 350 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



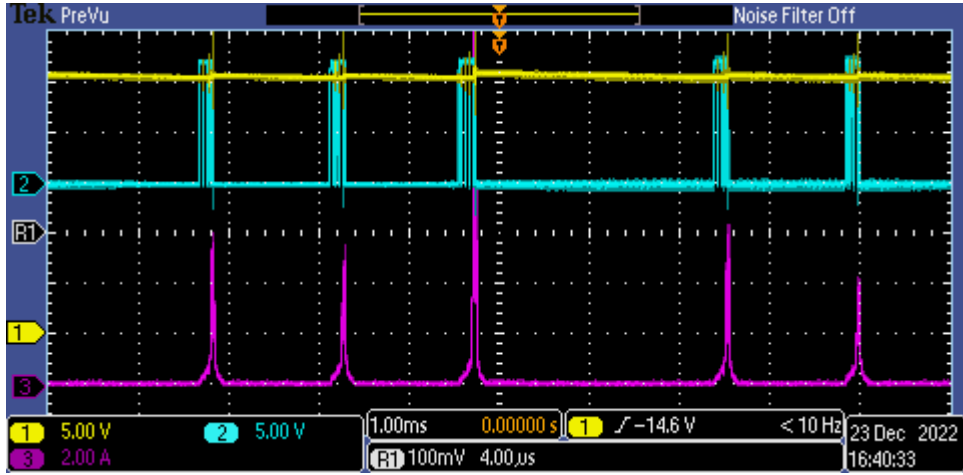
Şekil 5.4 Ziegler- Nichols PI için 14 volt giriş gerilimi ve 100 ohm direnç için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



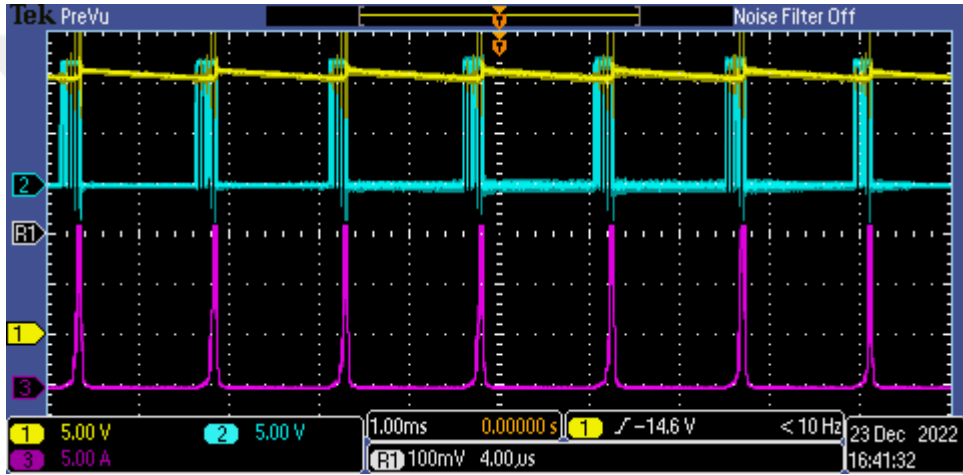
Şekil 5.5 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



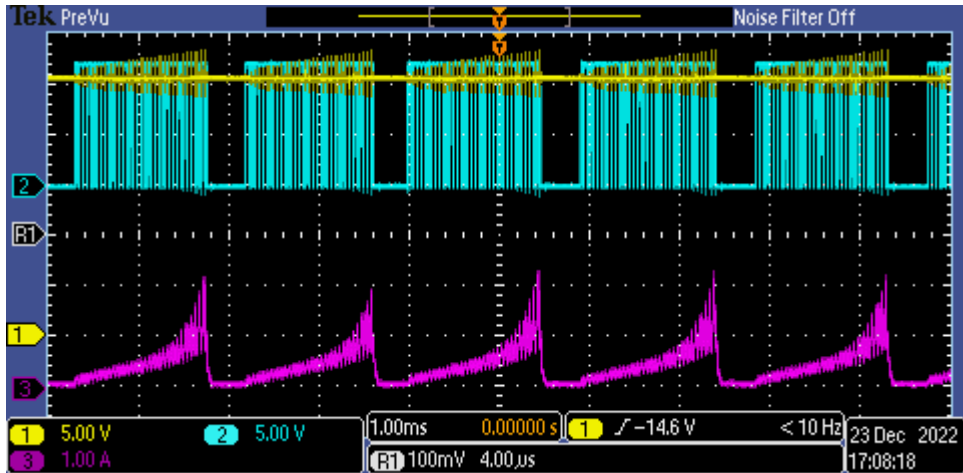
Şekil 5.6 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



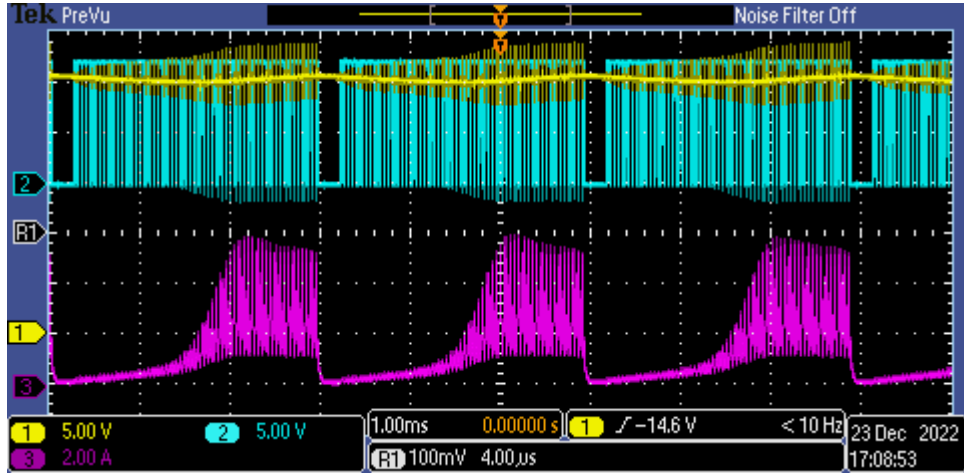
Şekil 5.7 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işaretleri (mavi) grafikleri.



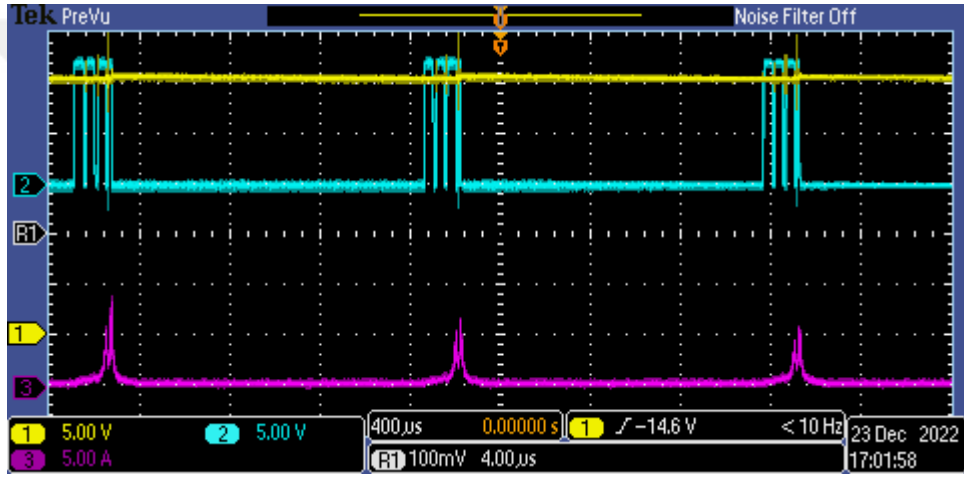
Şekil 5.8 10 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işaretleri (mavi) grafikleri.



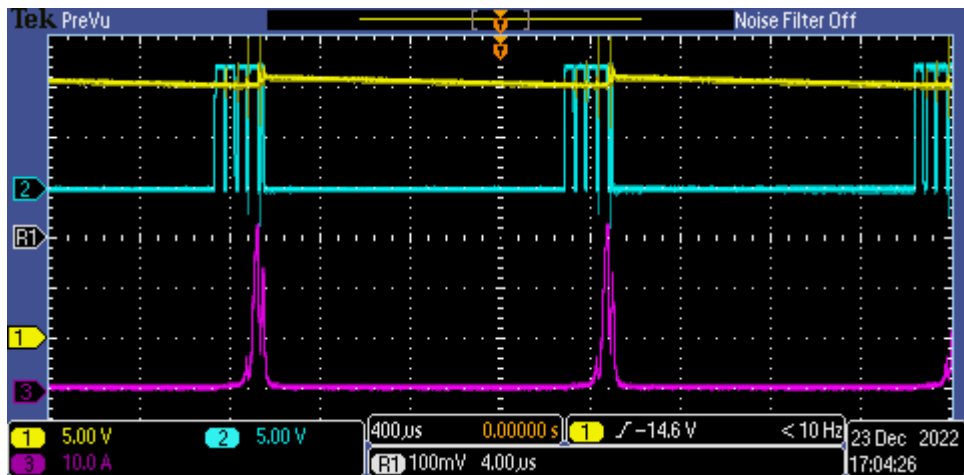
Şekil 5.9 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işaretleri (mavi) grafikleri.



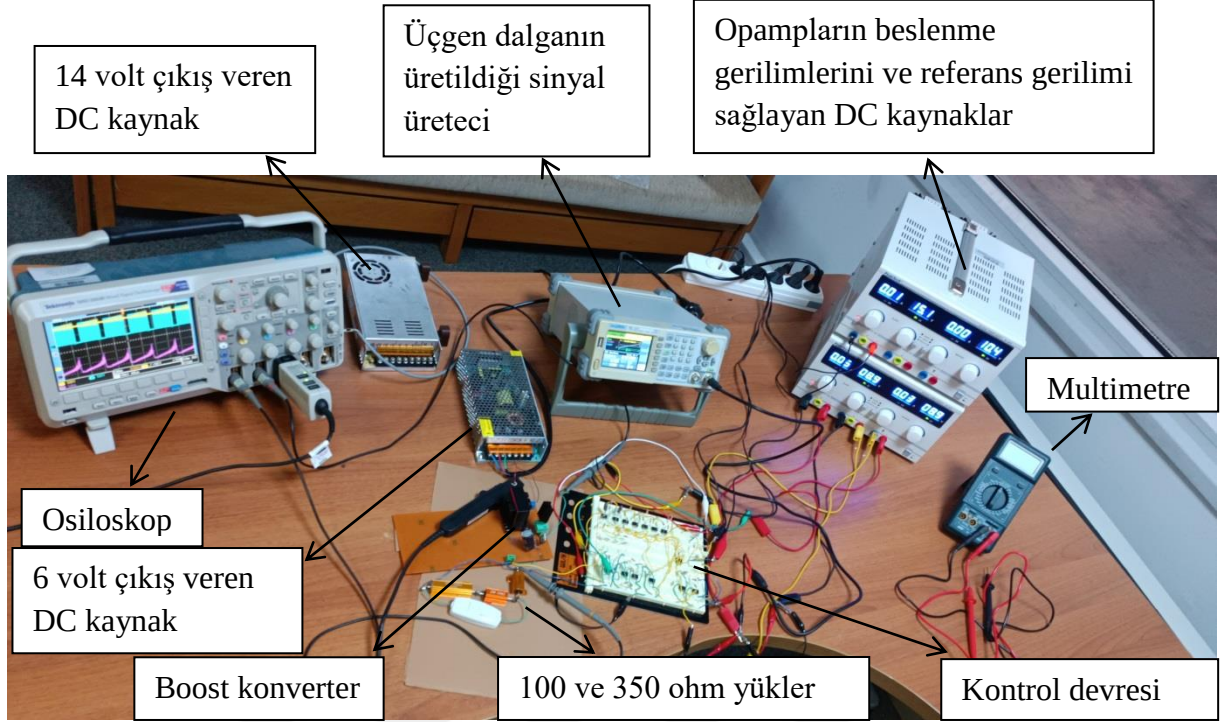
Şekil 5.10 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 6 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri



Şekil 5. 11 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 350 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



Şekil 5.12 20 parçacıkla geliştirilen FOPID'in 14 volt giriş ve 100 ohm yük için çıkış gerilimi (sarı), bobin akımı (mor) ve kapı işareti (mavi) grafikleri.



Şekil 5.13 Uygulama Devresi genel görünümü

Şekil 5.13, benzetim çalışmalarında kullanılan devrelerin laboratuvar ortamındaki bir görselini sunmaktadır. Bölüm 2’de hesaplanan boost konvertörün bobin değerini sağlayan indüktörü elde etmek için LCR metre kullanılmıştır. Bobin 1.40 mH’lik değere ulaşana kadar sarım yapılmıştır. Hesaplanan kondansatör değeri ise piyasada bulunan bir üst değere yuvarlanmıştır. 55N10 MOSFET, bir hızlı diyot kullanılmıştır ve delikli bir kart üzerine lehimlenmiştir. Dirençler 25 wattlık taş dirençlerden seçilmiştir ve yük değişimi bir anahtar yardımı ile yapılmıştır.

Kontrol devresi ve hata devresi için LM741 opampları kullanılmıştır. PWM’in (sinyal genişlik modülasyonu) elde edilmesi için karşılaştırma devresinde LM311 entegresi kullanılmıştır. Entegrenin pozitif ucuna denetleyicinin çıkışı, negatif ucuna da sinyal üreticiden 20kHz’lik üçgen dalga verilmiştir. Bu DIP entegrelerin beslemesi görselde verilen DC kaynaklar ile yapılmıştır. Konvertörün girişine uygulanacak olan 6 volt ve 14 voltluk gerilimler Şekil 5.13’deki yüksek akım verebilen DC kaynaklar ile üretilmiştir. Direnç, kapasitör değerleri ve bazı gerilim değerleri multimetre ile ölçülmüştür. Görseldeki osiloskop yardımı ile çıkış gerilimi, MOSFET’in kapı işareti ve bobin akımı grafikleri gözlemlenmiştir. Akım ölçümü için bir akım probu kaynak ile bobin arasına bağlanmıştır.

BÖLÜM 6

SONUÇLAR

Boost konvertörün tasarımında maksimum güç üzerinden maksimum yük akım değeri bulunmuştur. Minimum yük akımının, maksimum yük akımının %5'i kadar olacağı varsayılmıştır. Maksimum ve minimum yük akımları kullanılarak konvertörün çalışabileceği maksimum direnç ve minimum direnç değerleri bulunmuştur. Yükseltici tip konvertörün verimi de yine gerçekçi bir varsayım ile %90 olarak seçilmiştir ve bu seçimle maksimum doluluk oranı ve minimum doluluk oranı hesaplanmıştır. Maksimum direnç, minimum doluluk oranı ve anahtarlama frekansı kullanılarak konvertörün minimum bobin değeri hesaplanmıştır. Hesaplanan bobin değeri ile minimum kapasitör hesabı yapılmıştır. Sonuç değer piyasada bulunan bir üst kapasitör değerine yuvarlanmıştır. Böylece bir boost konvertörün tüm bileşenleri elde edilmiştir.

Yükseltici tip konvertörün modellenmesinde öncelikle averaj model ardından küçük işaret modeli elde edilmiştir. Averaj modelde anahtarın açık ve diyodun kısa devre olduğu durum için sonrasında da anahtarın kapalı ve diyodun açık devre olduğu durum için Kirchhoff Gerilim Yasası uygulanmıştır. Ardından devrenin bu iki modu durum-uzayı formuna taşınmıştır. Doğrusallaştırma işlemi için Euler yöntemi kullanılmıştır ve küçük işaretler durum uzayı formunda elde edilmiştir. Buradan da parametreler yerlerine yazılıp transfer fonksiyonuna dönüşüm yapılmıştır.

Kontrolörler için Ziegler ve Nichols'un 2. yöntemi, Kesir dereceli denetleyiciler için de Parçacık Sürü Optimizasyonu kullanılmıştır. Ziegler-Nichols yönteminde öncelikle K_{cr} , kritik kazanç ve ω_{cr} , sürekli salınımların frekansı bulunmuştur ve araştırmacılar tarafından verilen tablodan parametreler elde edilmiştir. Kesir dereceli kontrolör için ise Dr. Eberhart ve Dr. Kennedy tarafından sunulan optimizasyon kullanılmıştır.

MSE performans endeksinin düşük olması, kontrolörün daha başarılı çalıştığının bir göstergesidir. Parçacık sayısı 20 olan PSO-FOPID kontrolörün MSE değerleri her üç gerilim değerinde de diğer iki kontrolcüden daha azdır. Bu da 20 parçacıkla gerçekleştirilen kontrolörün her bir voltaj değeri için daha iyi bir kontrol sağladığını göstermektedir. Örneğin nominal gerilim (10 volt) için her üç denetleyicinin de MSE değeri göz önüne alınırsa en iyisinin 2.7778 ile 20 parçacığa sahip PSO-FOPID olduğu görülmektedir. MSE değeri 10.0792 olan 10 parçacıklı PSO-FOPID kontrolör ikinci en iyi kontrolü sağlamıştır. Bu durum parçacık sayısının bu sistemin kontrolündeki önemini ortaya koymaktadır. 20 parçacıklı kesir dereceli kontrolör yerleşme zamanı açısından da daha iyi bir çözüm sunmuştur. Simulasyon ortamında gerçekleştirilen devreler laboratuvar ortamında da başarılı bir performans göstererek gerekli çıkış olan 25 volt değerini vermiştir.

Ziegler-Nichols PI ve 10-20 parçacık kullanılarak yapılan PSO'nun simulasyon devreleri ile laboratuvar ortamındaki devrelerin maximum akım değerleri her ne kadar aynı olmasa da gerçeğe yakın bir benzerlik göstermektedir. Örneğin; Ziegler-Nichols devresi 6 volt giriş gerilimi için simulasyon devresinde 350 ohm devrede iken bobin akımı 1.5 amper, 100 ohm devrede iken bobin akımı 4 amperdir. Laboratuvar çalışmasında ise maksimum bobin akımı değerleri sırasıyla 0.5 amper ve 2 amperdir. 10 parçacık kullanılarak yapılan PSO için 6 volt giriş gerilimi ve 350 ohm yük için 6 amper, 100 ohm yük için 20 amperdir. Laboratuvar ortamında ise bu değerler 4 amper ve 15 amperdir. 20 parçacık kullanılarak yapılan PSO 6 volt giriş gerilimi ve 350 ohm yük için maksimum akım 2 amper, 100 ohm yük için 4 amper ve laboratuvar ortamında ise bu değerler 2 amper ve 6 amperdir.

PI ve kesir dereceli PID kontrolörlerin arasındaki temel fark türevsel kazanç ifadesi ve onun kesir derecesidir. Bu kazanç ifadesinin sistemin yerleşme zamanında iyileşme sağladığı görülebilmektedir. Ek olarak kesir dereceli kontrolör için kapı işaretine bakıldığında doluluk oranı süresince belirli aralıklarla yeniden ateşleme yaptığı görülmektedir. Kesir dereceli PID çıkış voltajını belirli bir bant içerisinde tutacak şekilde belirli bir zaman diliminde en yüksek doluluk oranını uygulamakta, geri kalan zaman diliminde birkaç periyot boyunca sıfır doluluk oranıyla çalışmaktadır.

Gelecekteki çalışmalarda Ziegler-Nichols veya Simpleks yöntemi gibi bir başka klasik kontrolör tasarlama tekniği ile tasarlanan bir kontrolör, yapay zeka algoritması ile tasarlanan kontrolörler ile kıyaslanabilir. Ya da bu optimizasyon algoritmaları ile denetleyiciler

tasarlanarak kendi aralarında kıyaslama yapılabilir. İlerideki çalışmalar için bir başka öneri de şudur; kesir dereceli analog devre sentezinde kullanılan matsuda fonksiyonu yerine crone gibi bir fonksiyon kullanılarak kontrol performansı ile ilgili çeşitli değerlendirmeler yapılabilir.





KAYNAKLAR

- [1] **Kumar J D, Mantosh K, Bhaskar M S, Sanjeevikumar P, Nielsen J B H and Leonowicz Z** (2020) Investigation Studies of DC-DC Boost Converter with Proportional-Integral-Derivative Controller Using Optimization Techniques. *In 2020 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering*, 09-12 June 2020, Madrid, Spain, 1-5.
- [2] **Priyadarshi N, Padmanaban S, Sagar Bhaskar M, Blaabjerg F and Sharma A** (2018) Fuzzy SVPWM Based Inverter Control Realisation of Grid Integrated Photovoltaic Wind System with Fuzzy Particle Swarm Optimisation Maximum Power Point Tracking Algorithm for a Grid Connected PV/Wind Power Generation System: Hardware Implementation. *IET Electric Power Applications*, 12(7): 962-971.
- [3] **Zhang B, Song Z, Liu S, Huang R and Liu C** (2022) Overview of Integrated Electric Motor Drives: Opportunities and Challenges. *Energies*, 15(21): 8299.
- [4] **Jagadeesh I and Indragandhi V** (2022) Comparative Study of DC-DC Converters for Solar PV with Microgrid Applications. *Energies*, 15(20): 7569.
- [5] **Alcazar Y J A, de Souza Oliveira D, Tofoli F L and Torrico-Bascopé R P** (2012) DC–DC Nonisolated Boost Converter Based on the Three-State Switching Cell and Voltage Multiplier Cells. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(10): 4438-4449.
- [6] **Hemavathi S and Shinisha A** (2022) A Study on Trends and Developments in Electric Vehicle Charging Technologies. *Journal of Energy Storage*, 52: 105013.
- [7] **Bhaskar M S, Meraj M, Iqbal A, Padmanaban S, Maroti P K, and Alammari R** (2019) High Gain Transformer-Less Double-Duty-Triple-Mode DC/DC Converter for DC Microgrid. *IEEE Access*, 7: 36353-36370.
- [8] **Ozsoy E, Padmanaban S, Blaabjerg F, Ionel D M, Kalla U K and Bhaskar M S** (2018) Control of High Gain Modified SEPIC Converter: A Constant Switching Frequency Modulation Sliding Mode Controlling Technique. *In 2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, 04-07 November 2018, Shenzhen, China, 1-6.
- [9] **Navinchandran S and Sujith M** (2020) Bidirectional On-Board Single Phase Electric Vehicle Charger with High Gain Boost Converter for V2G Application. *In 2020 Fourth International Conference on Inventive Systems and Control*, 08-10 January 2020, Coimbatore, India, 363-368.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [10] Mitra L and Swain N (2014) Closed Loop Control of Solar Powered Boost Converter with PID Controller. In *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 16-19 December 2014, Mumbai, India, 1-5.
- [11] Sel A, Güneş U and Kasnakoğlu C (2020) Design of Output Feedback Sliding Mode Controller for SEPIC Converter for Robustness. *International Journal of Electronics*, 107(2): 239-249.
- [12] Kazmierkowski M P, Cichowlas M and Jasinski M (2003) Artificial Intelligence Based Controllers for Industrial PWM Power Converters. In *IEEE International Conference on Industrial Informatics*, 21-24 August 2003, Banff, AB, Canada, 187-191.
- [13] Singh A K, Patra S, Singh A, Shende V, Ray P K and Mohanty A (2014) Interval System Analysis and PID-PSO Control of Boost Converter for Uncertain Load Parameter. In *2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 16-19 December 2014, Mumbai, India, 1-6.
- [14] Águila-León J, Chiñas-Palacios C D, Vargas-Salgado C, Hurtado-Perez E and García E X (2020) Optimal PID Parameters Tuning for a DC-DC Boost Converter: A Performance Comparative Using Grey Wolf Optimizer, Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms. In *2020 IEEE Conference on Technologies for Sustainability*, 23-25 April 2020, Santa Ana, CA, USA, 1-6.
- [15] Mohamed M I, El-Saady G and Yousef A M (2021) Performance Analysis of Genetic Algorithm and Ant Colony Optimization Dependent on PID Controller for Matrix Converter. In *2021 International Conference on Electronic Engineering*, 03-04 July 2021, Menouf, Egypt, 1-6.
- [16] Ogata K (2010) *Modern Control Engineering*. 5th edition, ISBN: 978-0-13-615673-4, Prentice hall, Upper Saddle River, New Jersey, 896 pp.
- [17] Bissell C (2009) *A History of Automatic Control*. In *Springer Handbook of Automation*, Springer, Berlin, Heidelberg, 53-69.
- [18] Han T M and Myaing O M (2011) Design and Construction of Microcontroller-Based Water Flow Control System. *2021 International Conference on Circuit, System, and Simulation*, 28-29 May 2011, Bangkok, Thailand, 304-309.
- [19] Bennett S (1993) *A History of Control Engineering*, 1st edition 1930-1955, ISBN:086341-280-7, Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 250 pp.
- [20] Wang Q G, Ye Z, Cai W J and Hang C C (2008) *PID Control for Multivariable Processes*. Multivariable Processes. Lecture Notes in Control and Information Sciences, ISBN: 978-3-540-78481-4, Springer, Berlin, Heidelberg, 1-8.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [21] Sahin E, Ayas M S and Altas I H (2014) A PSO Optimized Fractional-Order PID Controller for a PV System with DC-DC Boost Converter. *In 2014 16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, 21-24 September 2014, Antalya, Turkey, 477-481.
- [22] Singh A K, Patra S, Singh A, Shende V, Ray P K and Mohanty A (2014) Interval System Analysis and PID-PSO Control of Boost Converter for Uncertain Load Parameter. *In 2014 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, 16-19 December 2014, Mumbai, India, 1-6.
- [23] Sundareswaran K and Nayak P S (2012) Ant Colony Based Feedback Controller Design for Soft-Starter Fed Induction Motor Drive. *Applied Soft Computing*, 12(5): 1566-1573.
- [24] Águila-León J, Chiñas-Palacios C D, Vargas-Salgado C, Hurtado-Perez E and García E X (2020) Optimal PID Parameters Tuning for a DC-DC Boost Converter: A Performance Comparative Using Grey Wolf Optimizer, Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms. *In 2020 IEEE Conference on Technologies for Sustainability*, 23-25 April 2020, Santa Ana, CA, USA, 1-6.
- [25] Mahmoodabadi M J and Shahangian M M (2022) A New Multi-Objective Artificial Bee Colony Algorithm for Optimal Adaptive Robust Controller Design. *IETE Journal of Research*, 68(2): 1251-1264.
- [26] Borase R P, Maghade D K, Sondkar S Y and Pawar S N (2021) A Review of PID Control, Tuning Methods and Applications. *International Journal of Dynamics and Control*, 9(2): 818-827.
- [27] Mousakazemi S M H (2021) Comparison of the Error-Integral Performance Indexes in a GA-Tuned PID Controlling System of a PWR-Type Nuclear Reactor Point-Kinetics Model. *Progress in Nuclear Energy*, 132: 103604.
- [28] Sivanandhan A and Aneesh V (2022) A Review of Optimisation Algorithms Used in Proportional Integral Controllers (PID) for Automatic Voltage Regulators. *ECS Transactions*, 107(1): 5927.
- [29] Kim T H, Maruta I and Sugie T (2008) Robust PID Controller Tuning Based on the Constrained Particle Swarm Optimization. *Automatica*, 44(4): 1104-1110.
- [30] Jeyasudha S and Geethalakshmi B (2017) Modeling and Control of Integrated Photovoltaic Module and Converter Systems. *In 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies*, 29-31 October 2013, Alexandria, Egypt, 1-7.
- [31] Bouarroudj N, Boukhetala D, Benlahbib B and Batoun B (2015) Sliding Mode Control Based on Fractional Order Calculus for DC-DC Converters. *International Journal of Mathematical Modelling & Computations*, 5(4 (FALL)): 319-333.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [32] **Rezaei H, Bozorg-Haddad O and Chu X** (2018) *Grey Wolf Optimization (GWO) Algorithm*. In *Advanced Optimization by Nature-Inspired Algorithms*, Springer, Berlin, Heidelberg, Germany, 81-91.
- [33] **Ullah N, Ullah A, Ibeas A and Herrera J** (2017) Improving the Hardware Complexity by Exploiting the Reduced Dynamics-Based Fractional Order Systems. *IEEE Access*, 5: 7714-7723.
- [34] **Gupta A and Yadav D K** (2021) Fractional Order PID Controller Based DC-DC Boost Converter for Efficient Electric Vehicles Charging by Solar PV Plant. In *2021 2nd Global Conference for Advancement in Technology*, 01-03 October 2021, Bangalore, India, 1-6.
- [35] **Dave M R and Dave K C** (2012) Analysis of Boost Converter Using PI Control Algorithms. *International Journal of Engineering Trends and Technology*, 3(2): 71-73.
- [36] **Sira-Ramirez H** (1991) Nonlinear P-I Controller Design for Switchmode DC-to-DC Power Converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 38(4): 410-417.
- [37] **Nagarajan R, Chandramohan J, Sathishkumar S, Anantharaj S, Jayakumar G, Visnukumar M and Viswanathan R** (2016) Implementation of PI Controller for Boost Converter in PV System. *International Journal of Advanced Research in Management, Architecture, Technology and Engineering (IJARMATE)*, 11: 6-10.
- [38] **Kansit S and Assawinchaichote W** (2016) Optimization of PID Controller Based on PSO GSA for an Automatic Voltage Regulator System. *Procedia Computer Science*, 86: 87-90.
- [39] **Ibrahim O, Yahaya N Z and Saad N** (2016) Comparative Studies of PID Controller Tuning Methods on a DC-DC Boost Converter. In *2016 6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, 15-17 August 2016, Kuala Lumpur, Malaysia, 1-5.
- [40] **Abbas G, Samad M A, Gu J, Asad M U and Farooq U** (2016) Set-point Tracking of a DC-DC Boost Converter Through Optimized PID Controllers. In *2016 IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 15-18 May 2016, Vancouver, BC, Canada, 1-5.
- [41] **Prabakar K and Li F** (2012) Application of Genetic Algorithm for the Improved Performance of Boost Converters. *IFAC Proceedings Volumes*, 45(21): 85-90.
- [42] **Ferreiro J B L, Pombo J A N, Calado M R A and Mariano S J P S** (2017) A New Controller for DC-DC Converters Based on Particle Swarm Optimization. *Applied Soft Computing*, 52: 418-434.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [43] **Khleaf H K, Nahar A K and Jabbar A S** (2019) Intelligent Control of DC-DC Converter Based on PID-Neural Network. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 10(4): 2254.
- [44] **Emerson N and Srinivasan S** (2015) Integrating Hybrid Power Source into Islanded Microgrid Using Ant Colony Optimization. In *2015 International Conference on Advanced Computing and Communication Systems*, 05-07 January 2015, Coimbatore, India, 1-4.
- [45] **Al-Shamma'a A A, Omotoso H O, Noman A M and Alkuhayli A A** (2020) Grey Wolf Optimizer Based Optimal Control for Grid-Connected PV System. In *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 18-21 October 2020, Singapore, 2863-2867.
- [46] **Sampaio L P, da Rocha M V, da Silva S A O and de Freitas M H T** (2019) Comparative Analysis of MPPT Algorithms Bio-inspired by Grey Wolves Employing a Feed-forward Control Loop in a Three-phase Grid-connected Photovoltaic System. *IET Renewable Power Generation*, 13(8): 1379-1390.
- [47] **Tajudin A I, Adika M A, Abd Samat A A, Abd Shukor S F and Daud K** (2021) Design an Optimal PI Controller Using Artificial Bee Colony Algorithm for Buck Converter. In *2021 6th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE)*, 01-03 December 2021, Kedah, Malaysia, 1-7.
- [48] **GirirajKumar S M, Rakesh B and Anantharaman N** (2010) Design of Controller Using Simulated Annealing for a Real Time Process. *International Journal of Computer Applications*, 6(2): 20-25.
- [49] **Tehrani K A, Amirahmadi A, Rafiei S M R, Griva G, Barrandon L, Hamzaoui M, Rasoanarivo I and Sargos F M** (2010) Design of Fractional Order PID Controller for Boost Converter Based on Multi-objective Optimization. In *Proceedings of 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010*, 06-08 September 2010, Ohrid, Macedonia, T3-179-185.
- [50] **Jain S, Hote Y V, Dehuri P, Mittal D and Siddhartha V** (2021) Experimental Validation of Fractional Order Internal Model Controller Design on Buck and Boost Converter. *Measurement and Control*, 54(5-6): 748-766.
- [51] **Silaa M Y, Barambones O, Derbeli M, Napole C and Bencherif A** (2022) Fractional Order PID Design for a Proton Exchange Membrane Fuel Cell System Using an Extended Grey Wolf Optimizer. *Processes*, 10(3): 450.
- [52] **Pereira L F D S, Batista E, de Brito M A and Godoy R B** (2022) A Robustness Analysis of a Fuzzy Fractional Order PID Controller Based on Genetic Algorithm for a DC-DC Boost Converter. *Electronics*, 11(12): 1894.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [53] **Tang Y, Cui M, Hua C, Li L and Yang Y** (2012) Optimum Design of Fractional Order PI λ D μ Controller for AVR System Using Chaotic Ant Swarm. *Expert Systems with Applications*, 39(8): 6887-6896.
- [54] **Bennaoui A, Saadi S and Ameer A** (2020) Performance Comparison of MFO and PSO for Optimal Tuning the Fractional Order Fuzzy PID Controller for a DC-DC Boost Converter. In *2020 International Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, 25-27 September 2020, Istanbul, Turkey, 1-5.
- [55] **Kazimierczuk M K** (2016) *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. 2nd edition, ISBN: 978-1-119-00954-2, John Wiley & Sons, Chichester, 960 pp.
- [56] **Abdel-Gawad H and Sood V K** (2014) Small-Signal Analysis of Boost Converter, Including Parasitics, Operating in CCM. In *2014 6th IEEE Power India International Conference*, 05-07 December 2014, Delhi, India, 1-5.
- [57] **Hagglund T and Astrom K J** (1995) *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*. 2th edition, ISBN: 1-55617-516-7, Instrument Society of America, Research Triangle Park, North Carolina's, 343 pp.
- [58] **Xue D, Chen, Y and Atherton D P** (2007) *Linear Feedback Control: Analysis and Design with MATLAB*. ISBN: 978-0-898716-38-2, Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, 354 pp.
- [59] **Meshram P M and Kanojiya R G** (2012) Tuning of PID Controller Using Ziegler-Nichols Method for Speed Control of DC Motor. In *IEEE-International Conference on Advances in Engineering, Science and Management*, 30-31 March 2012, Nagapattinam, India, 117-122.
- [60] **Kushwah M and Patra A** (2014) PID Controller Tuning Using Ziegler-Nichols Method for Speed Control of DC Motor. *International Journal of Scientific Engineering and Technology Research*, 3(13): 2924-2929.
- [61] **Abdulameer A, Sulaiman M, Aras M S M and Saleem D** (2016) Tuning Methods of PID Controller for DC Motor Speed Control. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 3(2): 343-349.
- [62] **Acharya B B, Dhakal S, Bhattarai A and Bhattarai N** (2021) PID Speed Control of DC Motor Using Meta-Heuristic Algorithms. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 12(2): 822.
- [63] **Deželak K, Bracinik P, Sredenšek K and Seme S** (2021) Proportional-Integral Controllers Performance of a Grid-Connected Solar PV System with Particle Swarm Optimization and Ziegler–Nichols Tuning Method. *Energies*, 14(9): 2516.
- [64] **Ghosh A, Ray A K, Nurujjaman M and Jamshidi M** (2021) Voltage and Frequency Control in Conventional and PV Integrated Power Systems by a Particle Swarm Optimized Ziegler–Nichols Based PID Controller. *SN Applied Sciences*, 3(3): 1-13.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [65] **Ismail M M, Bendary A F and Elsis M** (2020) Optimal Design of Battery Charge Management Controller for Hybrid System PV/Wind Cell with Storage Battery. *International Journal of Power and Energy Conversion*, 11(4): 412-429.
- [66] **Bhowate A and Deogade S** (2015) Comparison of PID Tuning Techniques for Closed Loop Controller of DC-DC Boost Converter. *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 8(1): 2064.
- [67] **Mamizadeh A, Genc N and Rajabioun R** (2018) Optimal Tuning of PI Controller for Boost DC-DC Converters Based on Cuckoo Optimization Algorithm. *In 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications*, 14-17 October 2018, Paris, France, 677-680.
- [68] **Lindiya A and Palani S** (2012) Performance Comparison of Various Controllers for DC-DC Synchronous Buck Converter. *Procedia Engineering*, 38: 2679-2693.
- [69] **Vijayalakshmi S and Sree Renga Raja T** (2014) Time Domain Based Digital Controller for Buck-Boost Converter. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 9(5): 1551-1561.
- [70] **Arfeen Z A, Kermadi M, Azam M K, Siddiqui T A, Akhtar Z U, Ado and Abdullah M P** (2020) Insights and Trends of Optimal Voltage Frequency Control DG Based Inverter for Autonomous Microgrid: State of the art Review. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 30(10): e12555.
- [71] **Srinivasarangan Rangarajan S, Sharma J and Sundarabalan C K** (2020) Novel Exertion of Intelligent Static Compensator Based Smart Inverters for Ancillary Services in a Distribution Utility Network-Review. *Electronics*, 9(4): 662.
- [72] **Kumar K V, Reddivari R and Jena D** (2022) A Comparative Study of Different Capacitor Voltage Control Design Strategies for Z-Source Inverter. *IETE Journal of Research*, 68(2): 1443-1453.
- [73] **Feng Y, Cui N, Zhang Q, Zhao L and Gong D** (2017) Comparison of Artificial Intelligence and Empirical Models for Estimation of Daily Diffuse Solar Radiation in North China Plain. *International Journal of Hydrogen Energy*, 42(21): 14418-14428.
- [74] **Zhang R and Xin B** (2016) A Review of Woven Fabric Pattern Recognition Based on Image Processing Technology. *Research Journal of Textile and Apparel*, 37-47.
- [75] **Zhang X and Dahu W** (2019) Application of Artificial Intelligence Algorithms in Image Processing. *Journal of Visual Communication and Image Representation*, 61: 42-49.
- [76] **Otero F E and Freitas A A** (2016) Improving the Interpretability of Classification Rules Discovered by an Ant Colony Algorithm: Extended Results. *Evolutionary Computation*, 24(3): 385-409.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [77] **Chávez J, Escobar J and Echeverri M** (2016) A Multi-Objective Pareto Ant Colony Algorithm for the Multi-Depot Vehicle Routing Problem with Backhauls. *International Journal of Industrial Engineering Computations*, 7(1): 35-4.
- [78] **Karaboğa D** (2014) *Yapay Zeka Optimizasyon Algoritmaları*. 7. basım, ISBN: 978-605-133-764-7, Nobel Akademik Yayıncılık, Kayseri, 246 s.
- [79] **Smith S D, Amos J D, Beck K N, Colvin L M, Franke K S, Liebl B E and Permar S R** (2014) Refinement of a Protocol for the Induction of Lactation in Nonpregnant Nonhuman Primates by Using Exogenous Hormone Treatment. *Journal of the American Association for Laboratory Animal Science*, 53(6): 700-707.
- [80] **Mirjalili S, Mirjalili S M and Lewis A** (2014) Grey Wolf Optimizer. *Advances in Engineering Software*, 69: 46-61.
- [81] **Gholizadeh S** (2015) Optimal Design of Double Layer Grids Considering Nonlinear Behaviour by Sequential Grey Wolf Algorithm. *Iran University of Science & Technology*, 5(4): 511-523.
- [82] **Rezaei H, Bozorg-Haddad O and Chu X** (2018) Grey Wolf Optimization (GWO) Algorithm. In *Advanced Optimization by Nature-Inspired Algorithms*, 81-91.
- [83] **Holland J H** (1992) *Adaptation in Natural and Artificial Systems: An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence*. ISBN: 0-262-58111-6, MIT Press, London, 232 pp.
- [84] **Alam T, Qamar S, Dixit A and Benaida M** (2020) Genetic Algorithm: Reviews, Implementations, and Applications. *International Journal of Engineering Pedagogy*, 10(6): 57.
- [85] **Murdianto F D, Efendi M Z, Setiawan R E and Hermawan A S L** (2017) Comparison Method of MPSO, FPA, and GWO Algorithm in MPPT SEPIC Converter Under Dynamic Partial Shading Condition. In *2017 International Conference on Advanced Mechatronics, Intelligent Manufacture, and Industrial Automation*, 12-14 October 2017, Surabaya, Indonesia, 315-320.
- [86] **Aguila-Leon J, Chiñas-Palacios C, Carlos V S, Hurtado-Perez E and Garcia E X M** (2021) Particle Swarm Optimization, Genetic Algorithm and Grey Wolf Optimizer Algorithms Performance Comparative for a DC-DC Boost Converter PID Controller. *Advances in Science, Technology and Engineering Systems Journal*, 6(1): 619-625.
- [87] **Gholizadeh S** (2015) Optimal Design of Double Layer Grids Considering Nonlinear Behaviour by Sequential Grey Wolf Algorithm. *Iran University of Science & Technology*, 5(4): 511-523.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [88] **Águila-León J, Chiñas-Palacios C D, Vargas-Salgado C, Hurtado-Perez E and García E X** (2020) Optimal PID Parameters Tuning for a DC-DC Boost Converter: A Performance Comparative Using Grey Wolf Optimizer, Particle Swarm Optimization and Genetic Algorithms. *In 2020 IEEE Conference on Technologies for Sustainability*, 23-25 April 2020, Santa Ana, CA, USA, 1-6.
- [89] **Karabog D** (2010) Artificial Bee Colony Algorithm. *Scholarpedia*, 5(3): 6915.
- [90] **Karaboga D and Akay B** (2009) A Comparative Study of Artificial Bee Colony Algorithm. *Applied Mathematics and Computation*, 214(1): 108-132.
- [91] **Akay B and Karaboga D** (2012) A Modified Artificial Bee Colony Algorithm for Real-Parameter Optimization. *Information Sciences*, 192: 120-142.
- [92] **Ustun D, Balci S and Sabanci K** (2020) A Parametric Simulation of the Wireless Power Transfer with Inductive Coupling for Electric Vehicles, and Modelling with Artificial Bee Colony Algorithm. *Measurement*, 150: 107082.
- [93] **Jamian J J, Mustafa M W, Mokhlis H and Baharudin M A** (2014) Simulation Study on Optimal Placement and Sizing of Battery Switching Station Units Using Artificial bee Colony Algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 55: 592-601.
- [94] **Marzband M, Azarinejadian F, Savaghebi M and Guerrero J M** (2015) An Optimal Energy Management System for Islanded Microgrids Based on Multiperiod Artificial Bee Colony Combined with Markov Chain. *IEEE Systems Journal*, 11(3): 1712-1722.
- [95] **Sawant P T, Lbhattar P C and Bhattar C L** (2016) Enhancement of PV System Based on Artificial Bee Colony Algorithm Under Dynamic Conditions. *In 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology*, 20-21 May 2016, Bangalore, India, 1251-1255.
- [96] **Rameshkumar K and Indragandhi V** (2020) Real Time Implementation and Analysis of Enhanced Artificial Bee Colony Algorithm Optimized PI Control Algorithm for Single Phase Shunt Active Power Filter. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 15(4): 1541-1554.
- [97] **Bose D, Biswas S, Vasilakos A V and Laha S** (2014) Optimal Filter Design Using an Improved Artificial Bee Colony Algorithm. *Information Sciences*, 281: 443-461.
- [98] **Ayan K and Kılıç U** (2012) Artificial Bee Colony Algorithm Solution for Optimal Reactive Power Flow. *Applied Soft Computing*, 12(5): 1477-1482.
- [99] **Bai W, Eke I and Lee K Y** (2017) An Improved Artificial Bee Colony Optimization Algorithm Based on Orthogonal Learning for Optimal Power Flow Problem. *Control Engineering Practice*, 61: 163-172.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [100] **Boussaïd I, Lepagnot J and Siarry P** (2013) A Survey on Optimization Metaheuristics. *Information Sciences*, 237: 82-117.
- [101] **Bertsimas D and Tsitsiklis J** (1993) Simulated Annealing. *Statistical Science*, 8(1): 10-15.
- [102] **Rere L R, Fanany M I and Arymurthy A M** (2015) Simulated Annealing Algorithm for Deep Learning. *Procedia Computer Science*, 72: 137-144.
- [103] **Talbi E G** (2009) *Metaheuristics: From Design to Implementation*. John Wiley & Sons. ISBN:978-0-470-27858-1, New Jersey, 592 pp.
- [104] **Kulkarni M N K, Patekar M S, Bhoskar M T, Kulkarni M O, Kakandikar G M and Nandedkar V M** (2015) Particle Swarm Optimization Applications to Mechanical Engineering-A Review. *Materials Today: Proceedings*, 2(4-5): 2631-2639.
- [105] **Gallego F O and García J I G (Eds.)** (2020) *Recent Advances in Pure and Applied Mathematics*. 4th edition, ISBN: 978-3-030-41320-0, Springer Nature, Cham, Switzerland, 185 pp.
- [106] **Ghosh A, Mal P and Majumdar A** (2019) *Advanced Optimization and Decision-Making Techniques in Textile Manufacturing*. 1th edition, ISBN: 978-1138586765, Crc Press, Boca Raton, 316 pp.
- [107] **Jones M T** (2008) *Artificial Intelligence: A Systems Approach: A Systems Approach*. 1st edition, ISBN: 978-0763773373, Jones & Bartlett Learning, London, 498 pp.
- [108] **Alagoz B B, Tepljakov A, Ates A, Petlenkov E and Yeroglu C** (2019) Time-Domain Identification of One Noninteger Order Plus Time Delay Models from Step Response Measurements. *International Journal of Modeling, Simulation, and Scientific Computing*, 10(1): 1941011.
- [109] **Failla G and Zingales M** (2020) Advanced Materials Modelling via Fractional Calculus: Challenges and Perspectives. *Philosophical Transactions of the Royal Society A*, 378(2172): 20200050.
- [110] **Tepljakov A, Alagoz B B, Yeroglu C, Gonzalez E A, Hosseinnia S H, Petlenkov E, ... and Cech M** (2021) Towards Industrialization of FOPID Controllers: A Survey on Milestones of Fractional-Order Control and Pathways for Future Developments. *IEEE Access*, 9: 21016-21042.
- [111] **Chen L, Basu B and McCabe D** (2016) Fractional Order Models for System Identification of Thermal Dynamics of Buildings. *Energy and Buildings*, 133: 381-388.

KAYNAKLAR (devam ediyor)

- [112] **Manabe S** (2003) Early Development of Fractional Order Control. *In International Design Engineering Technical Conferences and Computers and Information in Engineering Conference*, 2–6, September 2003, Illinois, USA, 609-616.
- [113] **Ma C and Hori Y** (2004) An Introduction of Fractional Order Control and Its Applications in Motion Control. *In Proceedings of 23rd Chinese Control Conference*, August 2004, Wuxi, China.
- [114] **Podlubny I** (1999) *Fractional Differential Equations Academic Press*. 1st edition, ISBN: 9780125588409, Academic Press, San Diego, 340 pp.
- [115] **Oldham K and Spanier J** (1974) *The Fractional Calculus Theory and Applications of Differentiation and Integration to Arbitrary Order*. 1st edition, ISBN: 9780080956206, Elsevier, Amsterdam, 234 pp.
- [116] **Igor P** (1999) Fractional-Order Systems and PI λ D μ Controllers. *IEEE Trans Autom Control*, 44(1): 208-214.
- [117] **Hamamci S E** (2008) Stabilization Using Fractional-Order PI and PID Controllers. *Nonlinear Dynamics*, 51(1): 329-343.
- [118] **Koseoglu M, Deniz F N, Alagoz B B, Yuce A and Tan N** (2021) An Experimental Analog Circuit Realization of Matsuda's Approximate Fractional-Order Integral Operators for Industrial Electronics. *Engineering Research Express*, 3(4): 045041.
- [119] **Yüce A and Tan N** (2020) Electronic Realisation Technique for Fractional Order Integrators. *The Journal of Engineering*, 2020(5): 157-167.
- [120] **Krishna B T** (2020) Realization of Fractance Device Using Fifth Order Approximation. *Commun Appl Electron*, 7: 1-5.
- [121] **Kartci A, Agambayev A, Farhat M, Herencsar N, Brancik L, Bagci H and Salama K N** (2019) Synthesis and Optimization of Fractional-Order Elements Using a Genetic Algorithm. *IEEE Access*, 7: 80233-80246.
- [122] **Tsirimokou G, Psychalinos C and Elwakil A** (2017) *Design of CMOS Analog Integrated Fractional-Order Circuits: Applications in Medicine and Biology*. 1st edition, ISBN: 978-3-319-55632-1, Cham, Switzerland, Springer International Publishing, 111 pp.



ÖZGEÇMİŞ

Erdoğan Dinç, 2014 yılında Kırçiçeği Anadolu Lisesinden mezun oldu ve aynı yıl Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimine başladı. 2017-2018 eğitim yılında Erasmus programı kapsamında 1 dönem boyunca Nova de Lisboa Üniversitesi'nde eğitim aldı ve 2019 yılında lisans mezuniyetini tamamladı. 2020 bahar döneminde Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi'nde yüksek lisans eğitimi almaya başlamış olup halen eğitime devam etmektedir. Ayrıca araştırmacı, Eylül 2021 tarihi itibarıyla İstanbul Arel Üniversitesi'nde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.