



**T.C.
BATMAN ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

DOKTORA TEZİ

**İDEAL OLMAYAN DA-DA DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER
İÇİN OPTİMAL KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİ
TASARIMI**

Cihan ERSALİ

**Ekim-2024
BATMAN**

**T.C.
BATMAN ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

DOKTORA TEZİ

**İDEAL OLMAYAN DA-DA DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER
İÇİN OPTİMAL KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİ
TASARIMI**

Cihan ERSALI

**Danışman
Doç. Dr. Baran HEKİMOĞLU**

Diğer Jüri Yeleri

**Prof. Dr. Bilal GÜMÜŞ
Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM**

**Dr. Öğr. Üyesi Cem HAYDAROĞLU
Dr. Öğr. Üyesi Savaş KOÇ**

**Ekim-2024
BATMAN**

TEZ KABUL VE ONAYI

Cihan ERSALI tarafından hazırlanan “İDEAL OLMAYAN DA-DA DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN OPTİMAL KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİ TASARIMI” adlı tez çalışması 23/10/2024 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Batman Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı’nda DOKTORA TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Başkan

Prof. Dr. Bilal GÜMÜŞ

.....

Danışman

Doç. Dr. Baran HEKİMOĞLU

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Cem HAYDAROĞLU

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM

.....

Üye

Dr. Öğr. Üyesi Savaş KOÇ

.....

Yukarıdaki sonucu onaylarım.

Dr. Öğr. Üyesi Ömer Murat ÖTER
Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYANI

Bu tezdeki bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edildiğini ve tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını beyan eder, aksinin ortaya çıkması durumunda her türlü yasal sorumluluğu kabullendiğimi bildiririm.

ETHICAL DECLARATION

I declare that all the information in this thesis has been obtained within the framework of ethical behavior and academic rules, and that the source of any statements and information that do not belong to me in this study prepared in accordance with the thesis writing rules has been fully cited, and I declare that I accept all kinds of legal responsibility in case of any contrary situation.

Cihan ERSALI
Tarih: 23.10.2024

ÖZET

DOKTORA TEZİ

İDEAL OLMAYAN DA-DA DÜŞÜRÜCÜ DÖNÜŞTÜRÜCÜLER İÇİN OPTİMAL KESİR DERECELİ PID DENETLEYİCİ TASARIMI

Cihan ERSALI

Batman Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Doç. Dr. Baran HEKİMOĞLU

2024, 154 Sayfa

Bu çalışmada, bir ideal olmayan doğru akımdan-doğru akıma (DA-DA) düşürücü dönüştürücü için kesir dereceli oransal-integral-türev (FOPID) denetleyici tasarımı yapılmıştır. FOPID denetleyicinin kazanç parametreleri, bozucu etkiler dikkate alınarak ve arzu edilen bir sıfır desibel geçiş frekansı aralığında kısıtlama yapılarak tasarlanan özgün bir sezgisel üstü algoritma olan karşıt-tabanlı iş birliği arama algoritması ve Nelder-Mead (OCSANM) isimli algoritma tarafından elde edilmiştir. İlk defa bu çalışma ve bu çalışmadan üretilmiş yayınlar aracılığı ile literatüre kazandırılmış olan OCSANM, iş birliği arama algoritmasına (CSA) Nelder-Mead (NM) algoritması ve karşıt-tabanlı öğrenme (OBL) yöntemleri entegre edilerek elde edilmiştir. OBL, algoritmanın keşif kabiliyetini, NM ise sömürü kabiliyetini geliştirmek için eklenmiştir. Bununla birlikte FOPID denetleyicili ideal DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için herhangi bir kısıtlama dahil edilmeden tasarlanmış ve literatürde bu tezin yazıldığı tarihe kadar en yüksek performanslı algoritmalar olan geliştirilmiş açıklık oyunları arama (IHGS) ve benzetimli tavlama ile geliştirilmiş Lévy uçuş dağılımı (LFDSA) algoritmaları bu çalışma için sıfır desibel geçiş frekansı kısıtı eklenerek ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için yeniden tasarlanmış olup önerilen algoritma ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmalar, kutu grafiği analizi, parametrik olmayan istatistiksel testler, kıyaslama fonksiyonları analizi ve yakınsama davranışı gibi analizlerden oluşmaktadır. Bu karşılaştırmalar ile OCSANM'nin en üstün olan yaklaşım olduğu gösterilmiştir.

OCSANM ve bu çalışma için yeniden tasarlanmış olan IHGS ve LFDSA algoritmaları ilk defa bu çalışmada ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin denetiminde kullanılan bir FOPID denetleyiciye uygulanarak optimum denetleyici parametreleri elde edilmiştir. OCSANM tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi, CSA, IHGS ve LFDSA algoritma tabanlı sistemler ile birlikte geleneksel bir yöntem olan kutup yerleştirme (PP) yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırmada, geçici hal ve frekans cevapları, referans gerilimi takibi, amaç fonksiyonu değerleri, ölçüm gürültüsü ve gürbüzlük analizleri incelenmiştir. Önerilen OCSANM tabanlı sistemin, IHGS, LFDSA ve PP ile karşılaştırıldığında sırasıyla %25.98, %36.71 ve %70.63 daha hızlı yükselme süresi; %14.74, %20.56 ve %78.58 daha hızlı yerleşme süresine sahip olduğu hesaplanmıştır. Ayrıca OCSANM tabanlı sistemin, mevcut yaklaşım tabanlı sistemlerden sırasıyla %38.59, %53.68 ve %67.39 daha fazla bant genişliğine sahip olduğu ölçülmüştür.

Bunların yanında OCSANM, CSA, IHGS ve LFDSA algoritmalarının sağladığı optimum FOPID denetleyici parametreleri ve PP yönteminin sağladığı filtreli PID (FPID) parametreleri kullanılarak elde edilmiş ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemlerinin, işlemsel

kuvvetlendiriciler (İK) ile analog devreleri gerçekleştirilmiştir. Bu devreler PSIM yazılımında tasarlanmış olup karşılaştırılan tüm yöntemler için geçici hal cevapları, yük ve giriş gerilimi değişimlerinin çıkış gerilimine etkisi ve frekans cevabı analizleri yapılmıştır. MATLAB ortamında yapılan karşılaştırmalarla uyumlu olacak şekilde en iyi sonuçların OCSANM tarafından elde edildiği gösterilmiştir. Bu bulgular, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için FOPID denetleyicilerin tasarlanmasında OCSANM algoritmasının etkinliğini doğrulamıştır.

Son olarak, seçilen yaklaşım yönteminin daha verimli bir yöntem olduğunu göstermek amacıyla, FOPID denetleyicinin tam sayı dereceli hale getirildikten sonra benimsenen derece düşürme seviyesi ile farklı yaklaşım alma yöntemlerinin sistem performansı üzerindeki etkileri incelenmiştir.

Anahtar Kelimeler: İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü, İş birliği arama algoritması, Karşıt-tabanlı öğrenme, Nelder-Mead algoritması, FOPID denetleyici

ABSTRACT
DOCTORAL THESIS
**OPTIMAL FRACTIONAL ORDER PID CONTROLLER DESIGN FOR NON-
IDEAL DC-DC BUCK CONVERTERS**

Cihan ERSALI

Batman University Graduate Education Institute

Electrical-Electronics Engineering Department of Science

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Baran HEKİMOĞLU

2024, 154 Pages

This study presents the design of a fractional-order proportional-integral-derivative (FOPID) controller for a non-ideal direct current-to-direct current (DC-DC) buck converter. The gain parameters of the FOPID controller were obtained using a novel metaheuristic algorithm called the opposition-based cooperation search algorithm with Nelder-Mead (OCSANM), which was designed considering disturbance effects and constrained within a desired cutoff frequency range. OCSANM was developed by integrating the Nelder-Mead (NM) algorithm and opposition-based learning (OBL) into the cooperation search algorithm (CSA). OBL was incorporated to enhance the algorithm's exploration capability, while NM was added to improve its exploitation capability. OCSANM, which was first introduced to the literature through this study and its derived publications, was obtained by integrating the Nelder-Mead (NM) algorithm and opposition-based learning (OBL) methods into the cooperation search algorithm (CSA). OBL was incorporated to enhance the algorithm's exploration capability, while NM was added to improve its exploitation capability. In addition, the improved hunger games search (IHGS) and the improved Lévy flight distribution with simulated annealing (LFDSA) algorithms, which were designed without any restrictions for ideal DC-DC buck converter systems with FOPID controllers and were the highest performing algorithms in the literature until the writing of this thesis, were redesigned for the non-ideal DC-DC buck converters by incorporating the crossover frequency constraint for this study and compared with the proposed algorithm. These comparisons consist of analyzes such as box plot analysis, nonparametric statistical tests, benchmark functions analysis and convergence behavior. These comparisons have shown that OCSANM is the superior approach.

This study marks the first implementation of OCSANM alongside the redesigned IHGS and LFDSA algorithms in the optimization of FOPID controller parameters for non-ideal DC-DC buck converter systems. The OCSANM-based FOPID controlled non-ideal DC-DC buck converter system was compared with CSA, IHGS, and LFDSA algorithm-based systems, as well as a conventional pole placement (PP) method. This comparison examined transient and frequency responses, objective function values, measurement noise, and robustness analyses. The proposed OCSANM-based system demonstrated rise times that were 25.98%, 36.71%, and 70.63% faster, and settling times that were 14.74%, 20.56%, and 78.58% faster than IHGS, LFDSA, and PP, respectively. Furthermore, the OCSANM-based system exhibited bandwidth increases of 38.59%, 53.68%, and 67.39% compared to the existing approach-based systems, respectively.

Additionally, analog circuits using operational amplifiers (Op-Amps) were implemented for non-ideal DC-DC buck converter systems obtained using the optimal FOPID controller parameters provided by OCSANM, CSA, IHGS, and LFDSA algorithms, as well as the filtered PID (FPID) parameters provided by the PP method. These circuits were designed in PSIM software, and transient response, load and input voltage variation effects on output voltage, and frequency response analyses were performed for the four algorithms. Consistent with the comparisons made in MATLAB, the results demonstrated that OCSANM achieved the best performance. These findings validated the effectiveness of the OCSANM algorithm in designing FOPID controllers for non-ideal DC-DC buck converter systems.

Finally, the effects of different approximation methods as well as the level of order reduction after the conversion of fractional order to integer order on system performance were analyzed to demonstrate the superiority of the chosen approach.

Keywords: Non-ideal DC-DC buck converter, Cooperation search algorithm, FOPID controller, Nelder-Mead algorithm, Opposition-based learning

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın gerçekleşmesinde büyük emeği olan danışmanım Sayın Doç. Dr. Baran HEKİMOĞLU'na en içten teşekkürlerimi sunarım. Kendisinin bilgi birikimi, yol göstericiliği ve desteği, doktora sürecindeki zorlukları aşmama ve bu çalışmanın tamamlanmasına büyük katkı sağlamıştır.

Tez izleme komitemde yer alan değerli hocalarım Sayın Dr. Öğr. Üyesi Davut SEVİM ve Sayın Dr. Öğr. Üyesi Savaş KOÇ hocalarıma, bu çalışmanın kalitesini önemli ölçüde artıran yapıcı eleştirileri ve kıymetli önerileri için minnettarım.

Bu tezin, alanıma ve bilime mütevazı bir katkı sağlamasını umuyorum. Gelecekteki araştırmacılara ilham vermesi ve yeni çalışmalara zemin hazırlaması en büyük dileğimdir.

Cihan ERSALI
BATMAN-2024

İÇİNDEKİLER

ÖZET	iv
ÖNSÖZ	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ	xii
ÇİZELGELER LİSTESİ	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR	xv
1. GİRİŞ	1
2. KAYNAK ARAŞTIRMASI	5
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	15
3.1 İş birliği Arama Algoritması (CSA)	15
3.1.1. Ekip oluşturma aşaması	16
3.1.2. Ekip iletişim operatörü.....	16
3.1.3. Yansıtıcı öğrenme operatörü.....	17
3.1.4. İç rekabet operatörü	18
3.2. Karşıt-Tabanlı Öğrenme	21
3.3. Nelder-Mead Algoritması	21
3.4. Önerilen OCSANM Algoritması	25
3.4.1. CSA'dan OCSANM elde edilmesi	27
3.5. Açlık Oyunları Arama (HGS) Algoritması.....	28
3.5.1 Rastgele öğrenme mekanizması.....	30
3.5.2 IHGS algoritması	31
3.6. Lévy Uçuş Dağılımı (LFD).....	34
3.6.1. Benzetimli tavlama (SA)	38
3.6.2. LFDSA algoritması.....	39
3.7. DA-DA Düşürücü Dönüştürücü	42
3.7.1. Gerilim ve Akım İlişkileri.....	43
3.7.2. DA-DA düşürücü dönüştürücünün anahtar kapalıyken analizi	45
3.7.3. DA-DA düşürücü dönüştürücünün anahtar açıkken analizi	46
3.7.4. Çıkış gerilimindeki dalgalanma	49
3.8. İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü için Doğrusallaştırma İşlemi	51
3.9. Kesirli Kalkülüs	55
3.9.1. Kesir dereceli PID (FOPID) denetleyici	57
3.10. FOPID Denetleyicili İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü Sistemi .	60
3.11. Kutup Yerleştirme ve Filtreli PID Denetleyici	61
3.12. Performans Ölçütleri ve Amaç Fonksiyonu.....	64
3.13. OCSANM Algoritmasının İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü Sistemine Uygulanması	65
4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA.....	67

4.1. MATLAB Simülasyon Sonuçları	67
4.1.1. Kutu grafiği analizi	67
4.1.2. Yakınsama analizi.....	68
4.1.3. Kıyaslama fonksiyonları analizi	69
4.1.4. OCSANM ve CSA algoritmalarının sömürü ve keşif kabiliyetlerinin	73
incelenmesi	73
4.1.5. Parametrik olmayan istatistik testi	75
4.1.6. Geçici hal cevabı analizi	75
4.1.7. Gürültü analizi	78
4.1.8. Denetim eforu	79
4.1.9. Referans gerilimi takibi	81
4.1.10. Frekans cevabı analizi.....	82
4.1.11. Performans ölçütlerinin karşılaştırılması	83
4.1.12. Gürbüzlük analizi.....	85
4.2. PSIM Ortamında Yapılan Simülasyon Sonuçları	87
4.2.1. İntegral terimin analog olarak gerçekleşmesi.....	88
4.2.2. Türev terimin analog olarak gerçekleşmesi.....	93
4.2.3. Kesir dereceli denetleyici için tam sayı yaklaşımı almanın farklı bir durumu	106
4.2.4. Denetleyicinin yaklaşım derecesinin sistem performansı ile olan ilişkisi ..	111
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	118
5.1 Sonuçlar	118
5.2 Öneriler	120
6. ÖZGEÇMİŞ	154

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 3.1. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü devre parametreleri	54
Çizelge 4.1. Karşılaştırılan algoritmaların ZLG amaç fonksiyonlarının istatistiksel sonuçları.....	68
Çizelge 4.2. Tek modlu fonksiyonlarla ilgili bilgiler.....	71
Çizelge 4.3. Çok modlu fonksiyonlarla ilgili bilgiler.	71
Çizelge 4.4. Tek ve çok modlu fonksiyonların karşılaştırılan algoritmalar için istatistiki verileri.....	74
Çizelge 4.5. Karşılaştırılan algoritmalar için Wilcoxon işaretli-sıralama testi sonuçları.	75
Çizelge 4.6. Karşılaştırılan algoritmalar tarafından FOPID denetleyici için bulunmuş optimum parametreler.....	76
Çizelge 4.7. Karşılaştırılan sistemlerin geçici hal cevabı değerleri.....	78
Çizelge 4.8. Karşılaştırılan denetleyicilerin denetim eforu değerleri.....	80
Çizelge 4.9. Karşılaştırılan sistemlerin frekans cevabı değerleri.....	83
Çizelge 4.10. Performans ölçütlerinin karşılaştırması.....	84
Çizelge 4.11. Devre elemanlarının değerlerinde meydana gelen değişimleri gösteren durumlar.....	85
Çizelge 4.12. Karşılaştırılan algoritmalar için kesir dereceli denetleyicilerin integral ifadelerinin İK'ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.....	92
Çizelge 4.13. Karşılaştırılan algoritmalar için kesir dereceli denetleyicilerin türev ifadelerinin İK'ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.....	97
Çizelge 4.14. Kesir dereceli denetleyicinin İK'ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.....	108

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1. CSA'nın çalışma mekanizması.....	16
Şekil 3.2. CSA'nın akış şeması.....	20
Şekil 3.3. Nelder-Mead algoritmasının akış diyagramı.	24
Şekil 3.4. Önerilen OCSANM algoritmasının akış diyagramı.	26
Şekil 3.5. Rastgele öğrenme mekanizmasının şematik diyagramı.....	31
Şekil 3.6. IHGS algoritmasının blok diyagramı.	33
Şekil 3.7. LFDSA algoritmasının akış diyagramı.....	41
Şekil 3.8. (a) DA-DA düşürücü dönüştürücü; (b) Anahtar kapalıyken eşdeğer devre; (c) Anahtar açıkken eşdeğer devre.	43
Şekil 3.9. DA-DA düşürücü dönüştürücü dalga şekilleri: (a) Öz endüktör gerilimi; (b) Öz endüktör akımı; (c) Kondansatör akımı.	46
Şekil 3.10. DA-DA düşürücü dönüştürücü dalga şekilleri. a) Kondansatör akımı; b) Kondansatördeki dalgalanma gerilimi.	50
Şekil 3.11. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.	51
Şekil 3.12. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün küçük işaret modeli.....	53
Şekil 3.13. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün denetleyicisiz birim basamak cevabı.	54
Şekil 3.14. FOPID denetleyici parametrelerinin düzlem üzerinde gösterimi	58
Şekil 3.15. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi	60
Şekil 3.16. FPID denetleyici blok diyagramı.....	61
Şekil 3.17. OCSANM algoritmasının FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine uygulanması.	66
Şekil 4.1. Karşılaştırılan algoritmaların kutu grafiği analizi.	68
Şekil 4.2. Karşılaştırılan algoritmalarının yakınsama profilleri.	69
Şekil 4.3. Tek modlu fonksiyonların 3-boyutlu haritaları.	72
Şekil 4.4. Çok modlu fonksiyonların 3-boyutlu haritaları.	72
Şekil 4.5. Karşılaştırılan yöntemlerin giriş geriliminden-çıkışa birim basamak cevapları.	77
Şekil 4.6. Karşılaştırılan yöntemlerin yük akımından-çıkışa birim basamak cevapları.	78
Şekil 4.7. Karşılaştırılan algoritmaların gürültüyü bastırma performansları.	79
Şekil 4.8. Karşılaştırılan denetleyicilerin denetim eforu değerlerinin grafiksel gösterimi.	80
Şekil 4.9. Karşılaştırılan yöntemlerin referanstan-çıkışa birim basamak cevapları.	81
Şekil 4.10. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin farklı yöntemler için kapalı çevrim frekans cevabı.	82
Şekil 4.11. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin farklı yöntemler için açık çevrim frekans cevabı.	83
Şekil 4.12. Çizelge 4.11'de verilen durumlar için karşılaştırılan algoritmaların yük akımı değişimi geçici hal cevapları.	87
Şekil 4.13. a) ve b) alçak geçiren filtreler, c) integral alıcı İK, d) oransal İK.	91
Şekil 4.14. OCSANM için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.	93
Şekil 4.15. OCSANM için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.	98
Şekil 4.16. OCSANM için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.	99
Şekil 4.17. OCSANM için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.	100

Şekil 4.18. FPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü	102
Şekil 4.19. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin geçici hal cevabı.	103
Şekil 4.20. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin bozucu etki olarak giriş gerilimi değişimi altındaki geçici hal cevabı.	104
Şekil 4.21. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin bozucu etki olarak yük akımı değişimi altındaki geçici hal cevabı.....	105
Şekil 4.22. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin frekans cevabı.	106
Şekil 4.23. Kesir dereceli denetleyicinin İK kullanılarak oluşturulan analog devre karşılığı.	109
Şekil 4.24. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.	110
Şekil 4.25. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece	111
Şekil 4.26. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece	112
Şekil 4.27. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece	113
Şekil 4.28. Oransal, integral ve türev ifadelerinin toplanıp tam sayı yaklaşımı alındıktan sonra elde edilen	114
Şekil 4.29. Oransal, integral ve türev ifadelerinin toplanıp tam sayı yaklaşımı alındıktan sonra elde edilen	115
Şekil 4.30. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece	116
Şekil 4.31. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece	117
Şekil 5.1. CSA için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.	145
Şekil 5.2. IHGS için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.	146
Şekil 5.3. LFDSA için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.	146
Şekil 5.4. CSA için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.	147
Şekil 5.5. IHGS için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.	148
Şekil 5.6. LFDSA için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.	149
Şekil 5.7. CSA için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.	150
Şekil 5.8. IHGS için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.	150
Şekil 5.9. LFDSA için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.	150
Şekil 5.10. CSA için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.	151

Şekil 5.11. IHGS için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.	152
Şekil 5.12. LFDSA için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.	153

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

$Allfit$	: Mevcut iterasyondaki her bireyin uygunluk değeri (IHGS)
$A_{i,j}^k$	: Başkandan elde edilen bilgi
α	: Öğrenme faktörü
$Bfit$	: Mevcut en iyi çözüm değeri (IHGS)
$B_{i,j}^k$	: Geniş aralıkta M adet en iyi bilinen çözümlerden elde edilen ortalama bilgi
β	: Daralma katsayısı
β_l	: Lévy dağılımı ölçütü
C	: Kondansatörün değeri
$C_{i,j}^k$	: Kişisel en iyi bilinen I adet çözüm
c_e^1	: e nolu eşitlik kısıtlamasının ceza faktörü
c_f^2	: f nolu eşitlik kısıtlamasının ceza katsayısı
C_{sv}	: Rekabetçi skaler değer (LFDSA)
D	: Doluluk oranı
$D(y)$	: Her bir komşunun uygunluk derecesi (LFDSA)
Dim	: Algoritmaya dayalı problemin boyutu (IHGS)
E	: Varyasyon kontrol parametresi (IHGS)
ED	: Öklid mesafesi (Euclidean distance) (LFDSA)
δ	: Küçültme katsayısı
ΔF	: Ardışık iki çözümün amaç fonksiyonları arasındaki fark (LFDSA)
δ_1 ve δ_2	: Keşif ve sömürü arasında denge sağlamak için kullanılan parametreler (LFDSA)
$e(t)$	: Hata işareti
E_{ss}	: Kararlı hal hatası
f	: Anahtarlama frekansı
f_c	: Sıfır desibel geçiş frekansı
$f(x)$	: Amaç fonksiyonu
$F(i)$	: Bireylerin uygunluk değerleri (IHGS)
$F(x)$	: Uygunluk kriteri
f_{k1}	: Popülasyonda rastgele seçilen bireyin uygunluk değeri (RLM)
$gbest_{m,j}^k$	: Başlangıçtan k nolu döngüye kadar m nolu küresel en iyi bilinen çözümün j nolu değeri
γ	: Genişletme katsayısı
Γ	: Olasılık yoğunluğunu normalize etmede kullanılan bir fonksiyon (LFD)
H	: Açlık hissi parametresi (IHGS)
hng	: Her bireyin açlık seviyesi (IHGS)
H_0	: Sistemin DA kazancı
I_c	: Kondansatör akımı
I_g	: Giriş akımı
I_L	: Öz endüktör akımı
I_o	: Yük akımı
k	: İterasyon sayısı (OCSANM)
k_1	: İterasyon sayısı (IHGS)
k_2	: İterasyon sayısı (LFDSA)
k_{max}	: Maksimum iterasyon sayısı (LFDSA)

K	: Filtre kazancı
K_{max}	: Maksimum iterasyon sayısı (IHGS)
K_d	: Türev kazancı
K_i	: İntegral kazancı
K_p	: Oransal kazanç
l	: Oyun kuralı seçim parametresi (IHGS)
L	: Öz endüktörün değeri
λ	: İntegral derecesi
m	: İlgili dizin numarası
M_p	: Maksimum aşım (%)
M_s	: Maksimum hassasiyet (Maximum sensitivity)
μ	: Türev derecesi
N	: Yaklaşım derecesi
NN	: Toplam komşu sayısı (LFDSA)
$pbest_{i,j}^k$	: k nolu çevrimdeki i nolu kişisel en iyi bilinen çözümün j nolu değeri
ρ	: Yansıma katsayısı
φ_j	: Her bir değişken için kabul edilen sayıların deneme sayısına oranı (Benzetimli tavlama)
Q	: Kalite faktörü
Q_{CL}	: Kapalı çevrim kalite faktörü
R	: Yük direnci
$\bar{R}$	: Aralık belirleme katsayısı (IHGS)
R_{T_1}	: Benzetimli tavlama için genellikle 0.8 ve 0.999 arasında tanımlanan pozitif bir sabit
$rand()$	: $[0, 1]$ aralığında eşit olarak dağıtılmış R sayıda rastgele sayı üretmek için kullanılan fonksiyon (LFDSA)
S	: Adım uzunluğu (LFDSA)
$sech$	: Hiperbolik fonksiyon (IHGS)
$Shng$	: Tüm bireylerin toplam açlık hissi
σ_u ve σ_v	: LFD algoritması için standart sapma değerleri
t	: Zaman
T	: Simülasyon süresi
T_1	: Sıcaklık
T_b	: En iyi çözüm (LFDSA)
T_bP	: Hedef konum (LFDSA)
$T_b^{F_{Nbr}}$	: Toplam hedef uygunluk değeri (LFDSA)
T_{CL}	: Kapalı çevrim transfer fonksiyonu
τ_d	: Türev terimi zaman sabiti
τ_i	: İntegral terimi zaman sabiti
Thr	: Eşik değeri (LFDSA)
T_{OL}	: Açık çevrim transfer fonksiyonu
T_r	: Yükselme süresi
T_s	: Yerleşme süresi
UB	: Arama uzayı için üst sınır
$u_{i,j}^{k+1}$	: $k+1$ nolu döngüdeki i nolu grup çözümünün j nolu değeri
V	: Komşu iki ajan arasındaki uygunluk oranı (LFDSA)
V_{bi}	: Her bir değişkenin üst ve alt sınırları arasındaki farkın yarısı (SA)
V_C	: Kondansatör gerilimi
$v_{i,j}^{k+1}$	: I nolu döngüdeki i nolu yansıtıcı çözümün j nolu değeri

V_L	: Öz endüktör gerilimi
V_s	: Adım uzunluğu vektörü (SA)
V_{tepe}	: PWM bloğundaki üçgen dalga işaretin tepe gerilimi
WF	: Mevcut en kötü uygunluk değeri (IHGS)
$\overline{W_1}$	: Açlık ağırlık katsayısı
ω	: Açısal frekans
ω_0	: Sistemin doğal açısal frekansı
ω_c	: Açısal geçiş frekansı
ω_b	: Alt frekans sınırı
ω_h	: Üst frekans sınırı
ω_k	: Kutup frekansı
ω'_k	: Sıfır frekansı
ω_{z1}	: Sistemin yapısından gelen sıfırın açısal frekansı
x	: Çözüm vektörü
$\overline{X(t)}$	: Mevcut iterasyondaki her bireyin konumu
$\overline{X_b}$	: En iyi bireyin konumu
X_{mevcut}	: Mevcut konum (SA)
x_e	: Genişleme operatörü
x_{yeni}	: Optimum çözüm (RLM)
x_i	: Küçülme operatörü
x_{ic}	: İç büzülme operatörü
x_j	: Değerlendirilecek x çözümündeki j nolu değer
X_L	: En az sayıda komşuya sahip ajanın konumu (LFDSA)
X_{deneme}	: Sonraki denenecek olan konum (SA)
x_{oc}	: Dış büzülme operatörü
x^k	: Aday çözümler
$x_{i,j}^k$	: i nolu çözümün k nolu çevrimdeki j nolu değeri
$x_{i,j}^{k+1}$	: En iyi çözüm adayları arasında $k+1$ nolu döngüdeki i nolu çözümün j nolu değeri
x_i^t	: Popülasyondaki i nolu bireyin t nolu iterasyondaki konumu (RLM)
x_{k1}^t	: Popülasyonda rastgele seçilen birey (RLM)
x_r	: Yansıma operatörü
X_i ve X_j	: Birbirine komşu olan iki ajan (LFDSA)
X_y	: Komşu konumu (LFDSA)
y	: Komşu ölçütü (LFDSA)

Kısaltmalar

2-DOF-PID	: İki Serbestlik Dereceli PID (Two Degree of Freedom PID)
AA	: Alternatif Akım
AEO	: Yapay Ekosistem Tabanlı Optimizasyon (Artificial Ecosystem-based Optimization)
AEONM	: Nelder-Mead ile Yapay Ekosistem Optimizasyonu (Artificial Ecosystem Optimization with Nelder-Mead)
AGC	: Otomatik Üretim Denetimi (Automatic Generation Control)
AOA	: Aritmetik Optimizasyon Algoritması
AVOA	: Afrika Akbabaları Optimizasyon Algoritması (African Vultures Optimization Algorithm)

AVR	: Otomatik Gerilim Regülatörü (Automatic Voltage Regulator)
BFOA	: Bakteriye Yiycek Arama Optimizasyon Algoritması (Bacterial Foraging Optimization Algorithm)
BJT	: Çift Birleşim Yüzeyli Transistör (Bipolar Junction Transistor)
CLTF	: Kapalı Çevrim Transfer Fonksiyonu (Closed Loop Transfer Function)
CS	: Guguk Kuşu Araması (Cuckoo Search)
CP	: Mevcut Konum (Current Position) (LFDSA)
CSA	: İş birliği Arama Algoritması (Cooperation Search Algorithm)
DA	: Doğru Akım
DE	: Diferansiyel Evrim
DF	: Fark Faktörü (Difference Factor) (LFDSA)
DMOA	: Cüce Kuyruksüren Optimizasyon Algoritması (Dwarf Mongoose Optimization Algorithm)
DP	: Yön konumu (Direction Position) (LFDSA)
DSP	: Dijital İşaret İşleme (Digital Signal Processing)
FARFOPID	: Bulanık Uyarlamalı Gürbüz Kesir Dereceli PID (Fuzzy Adaptive Robust Fractional Order PID)
FOPID	: Kesir Dereceli Oransal-İntegral-Türev (Fractional Order Proportional-Integral-Derivative)
FPID	: Filtreli PID
FOPTD	: Birinci Dereceden Zaman Gecikmeli (First Order Plus Time Delay)
FPGA	: Alanda Programlanabilir Kapı dizileri (Field Programmable Gate Array)
FTC	: Hata Toleranslı Denetim (Fault Tolerant Control)
GA	: Genetik Algoritma
HFPSO	: Hibrit Ateşböceği Parçacık Sürü Optimizasyonu (Hybrid Firefly Particle Swarm Optimization)
HGS	: Açlık Oyunları Arama (Hunger Games Search)
HHO	: Harris Şahinleri Optimizasyonu (Harris Hawks Optimization)
HSOA	: Uyum Arama Optimizasyon Algoritması (Harmony Search Optimization Algorithm)
IAE	: Mutlak Hatanın İntegrali (Integral of Absolute Error)
IERLS	: Geliştirilmiş Üstel Yinelemeli En Küçük Kareler (Improved Exponential Recursive Least Squares)
IHGS	: Geliştirilmiş Açlık Oyunları Arama (Improved Hunger Games Search)
ISE	: Karesel Hatanın İntegrali (Integral of Squared Error)
ITAE	: Zaman Ağırlıklı Mutlak Hatanın İntegrali (Integral of Time Weighted Absolute Error)
ITSE	: Zaman Ağırlıklı Karesel Hatanın İntegrali (Integral of Time Weighted Squared Error)
KKA	: Kısmi Kesir Açılımı
LB	: Arama uzayı için alt sınır (Lower Bound)
LF	: Lévy uçuşu (Lévy Flight)
LFL	: Lévy uçuşu uzunluğu (Lévy Flight Length)
LH	: Uygunluk değeri alt sınırı (IHGS)
LFC	: Yük Frekans Denetimi (Load Frequency Control)
LFDSA	: Benzetimli Tavlama ile Geliştirilmiş Lévy Uçuş Dağılımı (Lévy Flight Distribution with Simulated Annealing)
mCO	: Değiştirilmiş Çita Optimizasyonu (Modified Cheetah Optimization)
MF	: Üyelik Fonksiyonu (Membership Function)

mLFD	: Değiştirilmiş Lévy Uçuş Dağılımı (Modified Lévy Flight Distribution)
MMC	: Modüler Çok Seviyeli Dönüştürücü (Modular Multilevel Converter)
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör (Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor)
MOTEO	: Çok Amaçlı Termal Değişim Optimizasyonu (Multi-Objective Thermal Exchange Optimization)
MPA	: Deniz Yırtıcıları Algoritması (Marine Predators Algorithm)
MPSO	: Çoklu Parçacık Sürü Optimizasyonu (Multiple Particle Swarm Optimization)
MRFO	: Şeytan Vatozu Yiyecek Arama Optimizasyonu (Manta Ray Foraging Optimization)
NARX	: Doğrusal Olmayan Otoregresif Eksojen (Nonlinear Auto-Regressive eXogenous)
NM	: Nelder-Mead
NP	: Yeni Konum (New Position) (LFDSA)
OBL	: Karşıt-Tabanlı Öğrenme (Opposition-Based Learning)
OCSANM	: Karşıt-Tabanlı İş birliği Arama Algoritması ve Nelder-Mead (Opposition-Based Cooperation Search Algorithm with Nelder-Mead)
OpAmp	: İşlemsel Kuvvetlendirici (Operational Amplifier)
P	: Oransal (Proportional)
PP	: Kutup Yerleştirme (Pole Placement)
PD	: Oransal-Türev (Proportional-Derivative)
PFC	: Güç Faktörü Düzeltmesi (Power Factor Correction)
PI	: Oransal-İntegral (Proportional-Integral)
PID	: Oransal-İntegral-Türev (Proportional-Integral-Derivative)
PIDA	: Oransal-İntegral-Türev-İvmesel (Proportional-Integral-Derivative-Acceleration)
PR	: Polinom Regresörleri
PSO	: Parçacık Sürü Optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
PV	: Fotovoltaik (Photovoltaic)
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
RLM	: Rastgele Öğrenme Mekanizması (Random Learning Mechanism)
SA	: Benzetimli Tavlama (Simulated Annealing)
SEDA	: Güvenli Deney Dinamikleri Algoritması (Safe Experimentation Dynamics Algorithm)
SiC	: Silisyum Karbür (Silicon Carbide)
SHE-PWM	: Seçici Harmonik Sönümlleme Darbe Genişliği Modülasyonu (Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation)
SNR	: İşaret-Gürültü-Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
SOS	: Simbiyotik Organizma Arama (Symbiotic Organism Search)
SSFG	: Switching Signal Flow Graph (Anahtarlama İşaret Akış Grafi)
STATCOM	: Statik Senkron Kompanzator (Static Synchronous Compensator)
THD	: Toplam Harmonik Bozulma (Total Harmonic Distortion)
TLBO	: Öğretme-Öğrenme Tabanlı Optimizasyon (Teaching-Learning Based Optimization)
TV	: Toplam Değişim (Total Variation)
UPFC	: Birleşik Güç Akışı Denetleyicisi (Unified Power Flow Controller)
WOA	: Balina Optimizasyon Algoritması (Whale Optimization Algorithm)
WOASAT	: Benzetimli Tavlama ile Balina Optimizasyon Algoritması (Whale

Optimization Algorithm with Simulated Annealing)
ZLG : Zve-Lee Gaing
ZRNN : Zernike Radyal Sinir Ağı (Zernike Radial Neural Network)

1. GİRİŞ

Son yıllarda, küçük ev aletleri, tüketici elektroniği ve yapı işlerinde kullanılan cihazlar gibi kablolu elektronik cihazların pille çalışan versiyonları, kolaylıkları ve taşınabilirlikleri nedeniyle popülerlik kazandı. Bu cihazlar, devrelerindeki gerilimi ve güç kullanımını düzenlemek için güç elektroniği dönüştürücülerini kullanmaktadır. Bu dönüştürücüler arasında ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü, çıkış gerilimini ayarlamak ve azaltmak için yaygın olarak kullanılan bir seçenek olarak öne çıkmaktadır (Zhang et al., 2018). Oldukça yaygın kullanılmasının sebepleri uygun fiyatlı olması, basit yapısı, kolay uygulanması ve dinamik performansa sahip olması gösterilebilir. Bu da ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüyü güç dönüşümü ve motor sürücüleri dahil olmak üzere çeşitli uygulamalar için uygun hale getirmektedir (Lee et al., 1997; Maksimovic et al., 2001).

Bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için etkili bir denetleyicinin tasarlanabilmesi kararlı, verimli ve gürbüz sistemler elde etmek için çok önemlidir. Ancak ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin yapıları itibariyle doğrusal olmamaları, denetleyici tasarımında zorluklara neden olmaktadır. (Cheng et al., 2020; Ali et al., 2015; Saadat et al., 2022). Bu nedenle araştırmacılar bu gereksinimleri karşılamak için çeşitli denetleyici türleri geliştirmeye odaklanmışlardır. Bu denetleyiciler arasında Lyapunov yöntemi (Abedi ve ark., 2020), uyarlanabilir denetim (Gangula et al., 2023; Yadegar et al., 2024), bulanık mantık denetimi (Ramesh et al., 2022), kayan kipli denetim (Mustafa vd., 2023; Vidal-Idiarte et al., 2004), oransal-integral-türev (PID) denetleyici (Nanyan et al., 2024) gibi denetleyici türleri bulunmaktadır. Bunlar arasında PID denetleyiciler en popüler olanıdır ve parametre ayarlamadaki basitlikleri, uygulama kolaylığı ve endüstriyel uygulamalara uyarlanabilirlikleri nedeniyle sıklıkla tercih edilmektedirler (Borase et al., 2020; Åström & Hägglund, 1995).

PID denetleyicilerin bahsedilen avantajlarına rağmen, bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Örneğin, parametrelerinin ayarlanmasının sıklıkla deneme yanılma gerektirmesi tasarım sürecini çok vakit alan bir hale getirir. Bununla birlikte, güç elektroniği dönüştürücüleri gibi sistemlerin pratik olarak uygulanabilmeleri için doğrusallaştırılmış modellerinin kullanılması gerektiği bilinmektedir. Ancak doğrusallaştırma işlemi PID denetleyicilerin çalışma kapsamını sınırlandırdığından daha hassas bir şekilde parametre ayarlamasına olanak sağlayan denetleyicilere ihtiyaç duyulmaktadır (Warrier & Shah, 2021). Uygulamada doğrusal olmayan etkiler, yük ve

giriş gerilimi dalgalanmaları gibi bozucu etkiler ve devre parametrelerindeki değişiklikler gibi koşullar, PID denetleyicilerin etkili bir şekilde başa çıkmakta zorlanabileceği durumlar olarak bilinmektedir. (Warrier ve Shah, 2021).

Son yıllarda kesir dereceli analiz ve kesir dereceli denetimi de içeren uygulamalar araştırmacıların ilgisini çekmeye başlamıştır (Zamani et al., 2009; Das et al., 2012; Chen et al., 2008). Kesir dereceli oransal-integral-türev (FOPID) denetleyiciler, sıradan PID denetleyiciye ek olarak kesirli integral (λ) ve türev (μ) terimlerini ekleyerek parametre ayarlamalarında daha fazla esneklik sunmaktadır. Bununla birlikte, çevre şartlarından dolayı oluşan belirsizliklere, uygulamanın türünden kaynaklanan bozucu etkilere ve sistem parametresi değişikliklerine karşı daha gürbüz şekilde davrandıkları bilinmektedir (Ranganayakulu et al., 2016). Bu nitelikler FOPID denetleyicileri DA dönüştürücüler gibi doğrusal olmayan sistemlerin denetiminde çok uygun hale getirmektedir (Tepljakov et al., 2021). Bu avantajlar göz önüne alındığında, bu çalışmada ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün denetimini sağlamak için FOPID denetleyici tercih edilmiştir.

Güç elektroniği dönüştürücü sistemlerindeki denetleyiciler için parametrelerin sezgisel üstü yöntemler kullanılarak elde edilmesine ilişkin literatürde kapsamlı araştırmalar yapılmıştır. Bunlar, parçacık sürü optimizasyonu (PSO) (Veerachary & Saxena, 2015; Qin et al., 2023; Guarnizo et al., 2023), Harris şahinleri optimizasyonu (HHO) (Ekinci vd., 2019a); Jafari & Byun, 2023; Munagala & Jatoth, 2023), simüle edilmiş tavlama ile hibrit balina optimizasyonu (WOASA) (Hekimoğlu ve Ekinci, 2020; Shen et al., 2023), açlık oyunları arama (HGS) algoritması (İzci vd., 2022a; Ekinci, vd., 2023), Lévy uçuş dağılımı (LFD) (İzci vd., 2022b; İzci vd., 2022c; He et al., 2023), yapay ekosistem tabanlı optimizasyon (AEO) (İzci vd., 2022d; Al-Shourbaji et al., 2023), deniz yırtıcıları algoritması (MPA) (Tumari et al., 2023a), Afrika akbabaları optimizasyon algoritması (AVOA) (Micev et al., 2023), uyum arama optimizasyon algoritması (HSOA) (Patel & Shah, 2022), diferansiyel evrim (DE) (Rodríguez-Molina et al., 2024), bakteriyel yiyecek arama optimizasyon algoritması (BFOA) (Kumar et al., 2022) ve Guguk kuşu araması (CS) (Peddakapu et al., 2022), gibi yöntemlerdir.

Bu yöntemler iyi performans göstermelerine rağmen geri kaldıkları alanlar da mevcuttur. Örneğin, PSO, düşük işlemci ve bellek kaynaklarına ihtiyaç duyduğu için uygulama kolaylığı ve minimum hesaplama kaynağı gereksinimleriyle öne çıkmaktadır. Ancak erken yakınsamaya ve yerel optimumlara takılmaya karşı hassastır (Jiang et al., 2007; Xu et al., 2021). HHO, mühendislik denetim stratejileri için en uygun parametreleri belirlemede yüksek doğruluk göstermektedir. Ancak, özellikle karmaşık mühendislik

problemlerini optimize ederken yerel arama uzaylarında tıkanma eğilimindedir (Alabool et al., 2021; Kamboj et al., 2020). WOASA basit bir yapıya sahiptir, daha az operatör gerektirir ve hızlı yakınsama sergiler. Bununla birlikte, keşif kısmında çeşitlilikten yoksundur, bu da yerel optimum ve azalan çözüm doğruluğu ile ilgili sorunlara yol açmaktadır (Rana et al., 2020; Chakraborty et al., 2022). HGS, hem kısıtlı hem de kısıtlamasız problemler için etkili çözümler sağlamada başarılıdır ancak ilgili yinelemeli hesaplamalar için önemli düzeyde hesaplama gücüne ihtiyaç duymaktadır. (Yang et al., 2021; El-Din et al., 2015). LFD, sınırlı arama alanlarındaki sorunları etkili bir şekilde çözüp, olağanüstü keşif ve kullanım yetenekleri sunarken yerel optimumlardan kaçınır. Ancak, özellikle çok modlu senaryolarında erken yakınsama eğilimi gösterebilmektedir. (Houssein et al., 2020; Houssein et al., 2022). AEO, daha düşük hesaplama gereksinimleriyle gerçek dünya sorunlarını çözme avantajını sunarak daha hızlı yakınsama oranları ve kesin nihai çözümler sergiler. Bununla birlikte, keşif ve sömürü aşamalarının dengelenmesinde iyileştirmeye ihtiyaç duyarak yerel minimumlara sıkışma eğilimi göstermektedir. (Zhao et al., 2020; Kamel et al., 2020).

Bahsedilen sezgisel üstü algoritmalar ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler gibi güç elektroniği sistemlerinin yanı sıra hassas denetim gerektiren birçok sisteme de uygulanabilmektedir. Örneğin otomatik gerilim regülatörleri (AVR) gibi karmaşık sistemler için çeşitli denetleyicilerin tasarımında yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Bu kapsamda, Tumari et al., 2023b tarafından bir AVR sistemi için bir optimum denetleyici elde etmek amacıyla ilgili alana önemli bir katkı sağlayan yeni bir optimizasyon algoritması önerilmiştir. Benzer şekilde, Jegatheesh et al., 2023; Zhang et al., 2023; Tabak, 2023; Fergani, 2022 farklı algoritmalar kullanarak gerilim regülasyonu gerektiren sistemlerin optimize edilmesine büyük ölçüde katkıda bulunmuşlardır.

Yukarıdaki çalışmalarda gösterildiği gibi, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi için denetleyici tasarlanırken parametrelerin ayarlanmasında sezgisel üstü algoritmaların etkileyici performansı, iş birliği arama algoritması (CSA) (Feng et al., 2021) olarak bilinen ve yeni tanıtılmış olan bir optimizasyon yaklaşımının benimsenmesine ilham kaynağı olmuştur. Bu çalışmada, karşıt-temelli öğrenme (OBL) ve Nelder-Mead (NM) algoritması kullanılarak CSA'nın geliştirilmiş bir versiyonu olan (OCSANM) algoritması önerilmektedir. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemlerindeki bozucu etkiler dikkate alınarak ve sıfır desibel geçiş frekansı için kısıtlama eklenerek geliştirilen özgün bir sezgisel üstü optimizasyon algoritması olan

OCSANM ilk defa bu çalışma ve bu çalışmadan üretilen yayınlar aracılığıyla literatüre kazandırılmıştır. OCSANM, iş birliği arama algoritmasının (CSA) yapısına Nelder-Mead (NM) algoritması ve karşıt-tabanlı öğrenme (OBL) metodolojilerinin entegrasyonu ile geliştirilmiştir. OBL metodolojisi algoritmanın keşif kabiliyetini, NM algoritması ise sömürü kabiliyetini iyileştirmek üzere dahil edilmiştir. Herhangi bir sıfır desibel geçiş frekansı kısıtlaması olmadan, FOPID denetleyicili ideal DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için tasarlanmış ve bu tezin yazımına kadar literatürde mevcut en yüksek performanslı ilk iki algoritma olan geliştirilmiş açıklık oyunları arama (IHGS) ve benzetimli tavlama ile geliştirilmiş Lévy uçuş dağılımı (LFDSA) algoritmaları sıfır desibel geçiş frekansı kısıtı eklenerek ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için yeniden tasarlanmıştır.

Önerilen OCSANM algoritmasının, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için kesir dereceli denetleyici tasarımının yapıldığı uygulamalarda, bu tezin yazımına kadar literatürdeki en iyi sonuçları verdiği MATLAB ortamında gösterildikten sonra bahsi geçen sistemin PSIM ortamında analog devresinin tasarımı için gerekli işlemler yapılmıştır. Bu işlemler maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

- Kesir dereceli denetleyicinin tam sayı dereceli denetleyiciye dönüştürülmesi.
- Elde edilen tam sayı dereceli denetleyicinin çok yüksek dereceli bir transfer fonksiyonuna sahip olması devrenin tasarımı için uygun bir durum olmadığından bu yüksek derecenin düşürülmesi.
- Elde edilen düşük dereceli denetleyicinin kısmi kesir açılımı (KKA) kullanılarak bireysel kesirlere ayrılması.
- İşlemsel kuvvetlendiriciler (İK) kullanılarak bu kesir ifadelerinden türev alıcı, integral alıcı ve oransal İK devrelerinin oluşturulması.
- Oluşturulan bu devreler birleştirilerek FOPID denetleyicinin analog devre olarak elde edilmesi.
- Elde edilen analog FOPID denetleyicinin geri besleme ile ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü devresine eklenerek bir gerilim regülatörü elde edilmesi.
- Bu gerilim regülatörünün PSIM programında gerçekleştirilmesi ve simülasyon sonuçlarının eklenmesi.

2. KAYNAK ARAŞTIRMASI

Cheng vd. (2020) yılında yayımladıkları çalışmalarında özellikle bilinmeyen yüklere ve belirsiz bileşenlere sahip darbe genişliği modülasyonu (PWM) tabanlı DA-DA düşürücü dönüştürücülere uygulanan, ikinci dereceden belirsiz sistemler için yeni bir dijital kayan kipli denetleyici (SMC) tanıtmışlardır. Başlangıçta, geleneksel ayırık yapıda bir SMC önerilmiştir, ancak uyumsuz belirsizlikler nedeniyle kararlı hal hatası bulunan bir sistem ortaya çıkmıştır. Bunun üstesinden gelmek için yazarlar, kararlı hal hatalarını etkili bir şekilde ortadan kaldıran, bozucu etkilere dayanıklı ayırık bir SMC geliştirmişlerdir. Bu yenilikçi yaklaşım, bileşen belirsizlikleri ve yük değişimlerine karşı sistemin performansını ve gürbüzlüğünü önemli ölçüde artırmıştır. Önerilen denetleyici, teorik analizler, sayısal simülasyonlar ve deneysel çalışmalar yoluyla kapsamlı bir şekilde doğrulanmış olup, çeşitli belirsizliklerin varlığında kararlılığını ve üstün performansını koruduğu gösterilmiştir.

Saadat vd. (2022) yılındaki makalelerinde parametrik belirsizlikleri, yük değişimlerini ve yüksek varyanslı gürültüyü ele almak için yeni bir tanımlama yöntemi kullanan ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için uyarlanabilir bir geri adımlama (backstepping) denetleyicisi sunmuşlardır. Önerilen denetleyicinin, gürbüz yapıda dinamik özellikler sergileyebilmesi için Lyapunov yaklaşımı tercih edilmiştir. Bu yaklaşım, parametre tahminlerinin doğruluğunu artırmak için geliştirilmiş bir Geliştirilmiş Üstel Yinelemeli En Küçük Kareler (IERLS) tanımlama algoritmasını içermektedir. Bu yöntemin hesaplama yükünü azalttığı ve daha hızlı sistem dinamikleri sağladığı gösterilmiştir. Denetleyicinin etkinliği, geleneksel PID denetleyicilere kıyasla üstün performans gösteren simülasyonlar ve deneylerle doğrulanmıştır. Bu yaklaşım, üstün gürbüzlük ve bozucu etkileri daha iyi engelleyerek ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin denetiminde önemli bir ilerleme sağlamıştır.

Gangula vd. (2023)'teki çalışmalarında, Zernike radyal sinir ağı (ZRNN) ve uyarlanabilir bir geri adımlama denetleyicisi kullanan ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için yenilikçi bir denetim mimarisi sunmuşlardır. Bu yaklaşım, yük ve giriş gerilimi değişimlerinden kaynaklanan bozulmaları gidererek dinamik performansı arttırıp kararlı hal hatasını azaltmıştır. Bu çalışmanın literatüre katkıları arasında çevrimiçi tahmin için ZRNN'nin kullanıma sunulması, sezgisel parametre ayarlama ihtiyacının ortadan kaldırılması ve Lyapunov kriteri kullanılarak yapılan kararlılık analizi yer almaktadır. Kapsamlı simülasyonlar ve gerçek zamanlı deneyler, önerilen

denetleyicinin mevcut yöntemlere kıyasla üstün geçici hal cevabı ve kararlı durum davranışı sergilediği doğrulanmıştır.

Nanyan vd. (2024) yılı çalışmalarında, bir DA-DA dönüştürücüde PID denetleyici cihazını optimize etmek için geliştirilmiş bir sinüs kosinüs algoritması (ISCA) tanıtmışlardır. Yaklaşımın yeniliği iki temel değişiklikte yatmaktadır: Yerel optimuma araçsal bir işlemlerle hitap etmek ve keşif ve kullanım aşamalarını doğrusal olmayan bir denklemle dengelemek. ISCA-PID yöntemi, dönüştürücünün geçici hal cevabını geliştirerek çalışmada karşılaştırılan diğer algoritmalarından daha iyi performans göstermiştir. Çalışmanın başarısı, üstün birim basamak cevabı, azaltılmış integral hata performansı, bozulmalara ve parametre belirsizliklerine karşı gürbüzlük olarak gösterilmiştir. Bu yöntemin önemi, çeşitli endüstriyel uygulamalarda ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin istikrarlı ve verimli çalışmasını sağlayarak denetim hassasiyetini önemli ölçüde artırma yeteneği ile vurgulanmıştır.

Warrier ve Shah (2021) yılındaki makalelerinde, Cohort Intelligence (CI) algoritmasını kullanan bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için optimal kesir dereceli PID (FOPID) denetleyicinin tasarımını sunmuşlardır. Bir topluluktaki grup davranışından ilham alan CI algoritması, integral karesel hataya (ISE) odaklanarak performans ölçütlerini en aza indirmek için FOPID denetleyici parametrelerini optimize etmede kullanılmıştır. Önerilen FOPID denetleyicisi, geleneksel PID denetleyicilerine kıyasla daha hızlı geçici hal cevabı ve dinamik tepkiler göstermiştir. Çalışmada kullanılan diğer optimizasyon teknikleriyle karşılaştırıldığında CI yönteminin daha az hesaplama süresiyle daha üstün sonuçlar verdiği gösterilmiştir. Bu çalışmanın, CI tabanlı FOPID denetim sistemini, Endüstri 4.0 standartlarıyla uyumlu ve verimli güç dönüştürücü denetimi için umut verici bir çözüm haline getirdiği kaydedilmiştir.

Das vd. (2012)'de yayımladıkları çalışmada, genetik programlama (GP) kullanarak kesir dereceli PID denetleyicilerin model indirgemesi ve parametre optimizasyonu için yeni bir yaklaşım önermişlerdir. Yazarlar, geleneksel yöntemlerden daha iyi performans gösteren Nyquist tabanlı bir model indirgeme tekniği geliştirmişlerdir. PID ve kesir dereceli denetleyicilerin parametrelerini en iyi şekilde ayarlamak için genetik algoritmalar (GA) kullanılmıştır. GP daha sonra azaltılmış model parametreleri üzerinde sembolik regresyon gerçekleştirmek için kullanılarak denetim performansı ile formül karmaşıklığı arasında bir denge sağlayan optimizasyon kuralları üretmiştir. Bu çalışmanın önemi, geniş bir yelpazedeki yüksek dereceli süreçleri ele alan,

gelişmiş denetim performansı ve sistem belirsizliklerine karşı gürbüzlük gösteren bir dizi parametre ayarlama kuralları oluşturmuş olmasıdır.

Ranganayakulu vd. (2016) yılında yayımlanmış çalışmalarında, kararlı, birinci dereceden ve zaman gecikmeli (FOPTD) süreçlerin denetimini amaçlayan, kesir dereceli $PI\lambda$ ve $PI\lambda D\mu$ denetleyicileri için altı güncel ayarlama yönteminin karşılaştırmalı bir çalışmasını sunmuşlardır. Çalışma, mutlak hatanın integrali (IAE), toplam değişim (TV) ve maksimum hassasiyet (M_s) temel alınarak bu ayarlama yöntemlerinin değerlendirilmesine odaklanmaktadır. Bu çalışmadaki en önemli yenilik, denetleyicilerin esnekliğini ve gürbüzlüğü artıran ve ek serbestlik dereceleri sunan kesirli işlemlerin uygulanmasında yatmaktadır. Denetim sistemi için, hedeflenen performans ve süreç özelliklerine göre en uygun ayarlama yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmada, farklı sistem türleri ve koşullarında gürbüzlük göstererek, çeşitli endüstriyel sistemler için daha iyi denetim performansı elde etmede kesir dereceli denetleyicilerin önemi vurgulanmıştır.

Padula ve Visioli (2012) yılındaki çalışmalarında hem tam sayı dereceli PID hem de FOPID denetleyicilerde kararsız süreçler için uyarlanmış yeni ayarlama kuralları sunmuşlardır. Bu kurallar ile mutlak hatayı en aza indirgeyerek ayar noktası izleme ve yükteki bozucu etkileri reddetme amaçlamaktadır. Buradaki yenilik, önceki araştırmalarda büyük ölçüde gözden kaçırılan, kendi kendini düzenlemeyen süreçlerin ele alınmasında yatmaktadır. Makale, beş parametresi nedeniyle FOPID denetleyicileri ayarlamının karmaşıklığını vurgulayarak, optimum denetleyici parametrelerini türetmek için GA tabanlı bir optimizasyon yaklaşımı sunmuştur. Önerilen yöntemler, geleneksel PID denetleyicilere göre önemli performans iyileştirmeleri göstererek, FOPID denetleyicilerin endüstriyel uygulamalardaki denetim sistemlerini geliştirme potansiyelini ortaya koymuştur.

Balaji vd. (2023) yılında yayımlanmış makalelerinde, elektrikli araç şarj sistemlerindeki enerji tasarruflu dönüştürücüler için güç elektroniği anahtarlarında gelişmiş yarı iletken malzemelerin kullanımını araştırmışlardır. Çalışma, elektrikli araçların ticari açıdan uygulanabilirliği açısından yüksek hızlı şarj istasyonlarının önemini vurgulamış ve DA hızlı şarj sistemleri için çeşitli Viyana dönüştürücü topolojilerini karşılaştırmıştır. Araştırmada, PI ve FOPID denetleyicileri kullanan açık döngü ve kapalı döngü şarj sistemlerini karşılaştırmış ve FOPID denetleyicili kapalı döngü sisteminin üstün performans ve verimlilik sunduğu bulunmuştur. Yenilik, FOPID denetleyicilerin kullanılmasında ve geleneksel silisyum bazlı anahtarlara kıyasla yüksek gerilim ve sıcaklık koşullarında daha iyi performans sağlayan silisyum karbür (SiC) gibi

modern yarı iletken malzemelerin incelenmesinde yatmaktadır. Bu çalışmanın önemi, elektrikli araç şarj verimliliğini artırma ve karbondioksit emisyonlarını azaltarak sürdürülebilir kalkınma hedeflerini destekleme potansiyeli sunmasıdır.

Tepljakov vd. (2021) yılındaki inceleme makalelerinde, FOPID denetleyicilere ilişkin kapsamlı bir araştırma sunmuşlardır. FOPID denetleyicilerinin tarihsel gelişiminin izini sürüp geleneksel tamsayı dereceli PID denetleyicilerine göre daha yüksek ayarlama esnekliği ve belirli uygulamalarda üstün performansa sahip olma avantajlarını vurgulamışlardır. Yazarlar, yüksek dereceli yaklaşımlara duyulan ihtiyaç ve gerçek zamanlı uygulamaların karmaşıklığı da dahil olmak üzere, FOPID denetleyicilerinin uygulanmasındaki zorlukları ele almışlardır. Aynı zamanda bu denetleyicilerin endüstriyel uygulamalarını destekleyen çeşitli ayarlama yöntemlerini ve bilgisayar destekli tasarım araçlarını gözden geçirmişlerdir. Yazarlar, FOPID denetleyicilerin karmaşık denetim gereksinimlerini karşılama potansiyelini vurgulamış ve bunların endüstriyel olarak benimsenmesinin önündeki mevcut engellerin aşılması için daha fazla araştırma ve geliştirme yapılması çağrısında bulunmuşlardır.

Gupta vd. (2024) yılındaki çalışmalarında, Aquila optimizasyonu (AO) tarafından optimize edilmiş bir FOPID denetleyicisi kullanan, regülesiz bir hibrit güç sistemindeki otomatik üretim denetimine yeni bir yaklaşım sunmaktadırlar. Çalışmada termal, hidroelektrik, gaz türbini ve rüzgar enerjisi kaynaklarından oluşan bir sistem üzerinde durulmuş olup çeşitli çalışma koşulları altında frekans değişimlerinin, bağlantı hattı sapmalarının ve alan denetim hatalarının en aza indirilmesi amaçlanmaktadır. Önerilen AO güdümlü FOPID denetleyicisi, PSO ve balina optimizasyon algoritması (WOA) tarafından optimize edilen denetleyicilerle karşılaştırıldığında üstün performans göstermiştir. Önerilen yenilik, regülesiz bir ortamda FOPID ayarı için AO'nun uygulanmasında yatmaktadır. Bu yöntemin gelişmiş kararlılık ve yüksek performans sağlayarak, birleşik güç akışı denetleyicisi (UPFC) gibi mevcut yöntemlere göre daha etkin bir yöntem olduğu gösterilmiştir.

Ansarian ve Mahmoodabadi (2023) yılında yayımlanmış makalelerinde, doğrusal olmayan insansız bir uçuş sistemi için bulanık uyarlamalı gürbüz kesir dereceli PID (FARFOPID) denetleyici sunmuşlardır. Yenilik, kesir dereceli sistemin uyarlanabilir ve bulanık denetim stratejileriyle entegre edilmesinde yatmaktadır. Önerilen denetleyici, kazanç parametrelerini uyarlanabilir bir şekilde ayarlamak için kayan yüzeyleri, bu ayarlama yönteminin kendisine daha hassas bir optimizasyon yapmak için ise bulanık yöntemleri kullanmaktadır. Çok Amaçlı Termal Değişim Optimizasyonu (MOTEO)

algoritması, denetim eforu ve sistem hatalarını etkili bir şekilde dengelemek için denetleyici parametrelerini optimize etmede kullanılmıştır. Sistemin MATLAB simülasyonları aracılığıyla mevcut doğrusalsızlıklar ve belirsizlikler durumunda geliştirilmiş kararlılık ve üstün performansa sahip olduğu gösterilmiştir. Bu çalışmanın önemi, değişen koşullar altında insansız uçuş sistemlerinin güvenilirliğini ve verimliliğini artırma potansiyeline sahip olmasıdır.

Fathy vd. (2024)'teki çalışmalarında, yenilenebilir enerji kaynaklarını içeren birbirine bağlı çoklu sistemler için kesir dereceli PID-yük-frekansı-denetimi (FOPID-LFC) sistemini tasarlamak için yeni bir değiştirilmiş çita optimizasyonu (mCO) algoritması önermişlerdir. Araştırma, erken yakınsama ve popülasyon çeşitliliğinin olmaması gibi mevcut sezgisel üstü yöntemlerin sınırlamalarını ele almaktadır. mCO, yakınsama doğruluğunu artırarak deneyimlerden öğrenme ve rastgele daraltma stratejilerini entegre ederek yerel optimumları önleyen bir yaklaşım olarak sunulmuştur. Yaklaşım, kıyaslama testleri yoluyla doğrulanmış olup termal-PV ve PV-termal birbirine bağlı sistemlere uygulanarak üstün performans sergilemiştir. Bu yöntemin önemi, karmaşık, yenilenebilir entegre güç sistemlerinde yük frekansı denetiminin kararlılığını ve verimliliğini artırmasıdır.

Qin vd. (2023) yılında yayımlanan çalışmalarında, modüler çok seviyeli dönüştürücüler (MMC'ler) için geliştirilmiş bir seçici harmonik sönümleme darbe genişliği modülasyonu (iSHE-PWM) yöntemini tanıtmışlardır. Önerilen yöntemde, toplam harmonik bozulmayı (THD) ve çıkış gerilimi hatasını azaltmayı amaçlayan anahtarlama açılarını optimize etmek için PSO algoritmasından yararlanılmıştır. Yenilik, anahtarlama açısı aralığının genişletilmesinde ve yüksek dereceli harmonik sorunların üstesinden gelmek için uygunluk fonksiyonunun değiştirilmesinde yatmaktadır. Simülasyon sonuçları, iSHE-PWM yönteminin etkinliğini doğrulayarak geleneksel yöntemlere kıyasla THD ve gerilim hatasını en aza indirmede önemli gelişmeler olduğunu ortaya koymaktadır. Bu, çeşitli güç uygulamalarında MMC'lerin verimliliğini ve performansını artırmak için atılmış önemli bir adımdır.

Guarnizo vd. (2023) yılında yayımlanmış olan makalelerinde, 100W AA-DA yükseltici dönüştürücüsünde güç faktörü düzeltmesini (PFC) elde etmek üzere bir PID denetleyiciyi ayarlamak için çoklu parçacık sürü optimizasyonu (MPSO) algoritmasını kullanan yeni bir yaklaşım sunmuşlardır. Geleneksel yöntemlerin aksine MPSO, çok boyutlu bir alanda gezinerek optimum PID parametrelerinin bulunmasını geliştirmiş ve yerel optimum gibi sorunları en aza indirmiştir. MPSO tabanlı PID denetleyicisi,

simülasyonlar ve deneysel çalışma yoluyla doğrulanmış olup önceki yöntemlere kıyasla gelişmiş PFC performansı göstermiştir. Bu çalışma, çevrimdışı PID parametrelerini ayarlama için MPSO kullanmanın etkinliğini vurgulamakta olup, geçici durumlar sırasında hasar riskini azaltmaktadır. Aynı zamanda gelişmiş biyoilhamlı algoritmalar kullanan gelecekteki güç dönüştürücü optimizasyonları için yol gösterici bir çalışma olmuştur.

Ekinci vd. (2019) yılındaki çalışmalarında bir DA-DA dönüştürücüde hem geleneksel PID hem de FOPID denetleyicilerin parametrelerinin ayarlanması için yeni bir Harris şahinleri optimizasyon (HHO) yöntemini tanıtmışlardır. HHO algoritması, aşmayı, yerleşme süresini ve yükselme süresini en aza indirerek ve kararlı durum hatasını ortadan kaldırarak sistemin geçici hal cevabını geliştirmek için denetleyici parametrelerini optimize etmede kullanılmıştır. Çalışma, HHO tabanlı denetleyicileri GA ve WOA tabanlı denetleyicilerle karşılaştırmıştır. Sonuçlar, HHO-FOPID denetleyicisinin GA-PID, WOA-PID ve HHO-PID denetleyicilerine göre daha üstün performans ortaya koyduğunu göstermiştir.

Munagala vd. (2023)'teki çalışmalarında, NARXnet tabanlı FOPID denetleyici kullanarak DA motor hız denetimi için yeni bir yaklaşım önermişlerdir. Yöntem, ayrı olarak uyarılan bir DA motorun sistem dinamiklerini tanımlamak için doğrusal olmayan otoregresif eksojen (NARX) sinir ağı kullanmıştır. FOPID denetleyici parametrelerini ayarlamak için HHO algoritması kullanılmıştır. Önerilen denetleyici tasarımının, geleneksel FOPID/PID denetleyicilerle karşılaştırılarak daha iyi performans sergilediği simülasyonlarla doğrulanmıştır. Birim basamak ve yük cevabı analizleri, NARXnet tabanlı FOPID denetleyicinin istikrarlı ve gürbüz bir performans sunduğunu göstermiştir. Bu yaklaşım aynı zamanda bozucu etkileri ve dinamik sistem değişikliklerini kompanze edebilen sinir ağları tabanlı FOPID denetleyiciler için de iyi bir alternatif sağlamaktadır.

Hekimoğlu ve Ekinci (2020) yılında yayımlanan çalışmalarında, simüle edilmiş tavlama ile birleştirilmiş bir hibrit balina optimizasyon (WOASAT) algoritması kullanarak bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüde PID denetleyici parametrelerini ayarlamak için yeni bir yöntem sunmuşlardır. Bu yaklaşım, optimizasyon verimliliğini artırmak için bir turnuva seçim mekanizmasını içermektedir. WOASAT algoritması, en uygun PID parametrelerini hızla bularak yüksek performanslı parametre ayarı sağlamaktadır. Çalışma, algoritmanın performansını çeşitli analizlerle doğrulayarak geleneksel SA-PID ve WOA-PID yöntemlerine göre üstünlüğünü ortaya koymaktadır. Önerilen WOASAT-PID denetleyicisinin, ideal olmayan DA-DA düşürücü

dönüştürücünün geçici hal cevabını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir. Bu yöntemin önemi, anahtarlama sistemlerinin doğrusal olmayan ve zamanla değişen doğasını ele alma ve modern güç elektroniği uygulamaları için daha verimli bir çözüm sağlama yeteneğinde yatmaktadır.

İzci ve Ekinci (2022)'deki makalelerinde, işlev performansını optimize etmek ve bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine verimli bir FOPID denetleyici tasarlamak için açlık oyunları arama (HGS) algoritmasının geliştirilmiş bir versiyonunu tanıtmaktadır. İyileştirmeler arasında daha iyi sömürü için Nelder-Mead (NM) algoritması ve gelişmiş keşif için rastgele öğrenme mekanizması (RLM) yer almaktadır. Yeni bir amaç fonksiyonuyla birleştirilen yeni IHGS algoritması, FOPID denetleyiciye üstün bir parametre optimizasyonu sağlayarak daha iyi geçici hal ve frekans cevabı, parametrik belirsizliklere karşı gürbüzlük ve gerilim dalgalanmalarına karşı dayanıklılık sağlamıştır. Çalışma, mevcut tekniklerle karşılaştırmalı analiz yoluyla yöntemin etkinliğini doğrulamış ve ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü denetiminde önemli performans iyileştirmeleri ortaya koymuştur.

He vd. (2023)'te yayımlanan çalışmalarında, yüksek boyutlu sayısal optimizasyonun zorluklarını gidermek için değiştirilmiş bir Lévy uçuş dağılımı (MLFD) algoritması önermişlerdir. Standart LFD algoritmasının, keşifte etkili olduğu, yerel optimumlarda ve sömürü ile keşif arasında denge kurmakta ise zorlandığı belirtilmiştir. Bunu geliştirmek adına MLFD, daha iyi sömürü için simbiyoz organizma arama (SOS) yöntemini içermekte olup popülasyon çeşitliliğini artırmak ve erken yakınsamayı önlemek için yeni bir diferansiyel varyasyon stratejisi sunmaktadır. MLFD'nin etkinliği, çözüm doğruluğu, yakınsama oranı ve hesaplama verimliliğinde üstün performans gösteren on yedi yüksek boyutlu kısıtsız problem üzerinde dokuz klasik algoritmayla karşılaştırılarak gösterilmiştir.

İzci vd. (2022) yılındaki makalelerinde, bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi için oransal-integral-türev-ivme (PIDA) denetleyici parametrelerini ayarlamak için yeni bir geliştirilmiş LFD (mLFD) algoritması önermişlerdir. mLFD algoritması, gelişmiş keşif için OBL ve daha iyi sömürü yeteneği için de simüle edilmiş tavlama (SA) birleştirilerek elde edilmiştir. Algoritma, PIDA denetleyici parametrelerini, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin Bode'nin ideal referans model cevabıyla aynı performansı verecek şekilde optimize etmektedir. Önerilen yaklaşım, istatistiksel ve parametrik olmayan testler, yakınsama profilleri, geçici hal ve frekans cevapları, bozucu etkileri yok etme ve gürbüzlük dahil olmak üzere çeşitli testler

aracılığıyla değerlendirilmiştir. Sonuçlar, mLFD algoritmasının, şeytan vatozu toplayıcı optimizasyonu (MRFO), aritmetik optimizasyon algoritması (AOA) ve orijinal LFD algoritması gibi diğer yüksek performanslı algoritmalarından daha iyi performansa sahip olduğunu göstermiştir. Çalışma, mLFD algoritmasına dayalı PIDA denetleyici tasarımının, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemlerinin performansını ve kararlılığını artırmadaki etkinliğini vurgulamaktadır.

Al-Shourbaji vd. (2023)'te yayımlanan çalışmalarında, özellik seçimini geliştirmek ve küresel optimizasyon sorunlarını çözmek için yapay ekosistem tabanlı optimizasyon (AEO) ve cüce kuyruksüren optimizasyon algoritmasının (DMOA) birbirleriyle entegre edilmiş versiyonunu sunmuşlardır. AEO'nun keşifte başarılı ancak sömürde yeterince iyi olmadığı, DMOA'nın ise sömürde iyi olduğu belirtilmiştir. Bu yöntemleri birleştiren önerilen AEO-DMOA, keşif ve sömür arasında etkin bir denge kurmayı amaçlamaktadır. Algoritmanın performansı, CEC2017 ve CEC2019 kıyaslamaları da dahil olmak üzere yedi veri kümesi ve yirmi sekiz küresel optimizasyon işlevi üzerinde test edilmiştir. Sonuçlar, AEO-DMOA'nın diğer sezgisel üstü yaklaşımlardan daha iyi performans gösterdiğini, rekabetçi ve istatistiksel olarak anlamlı gelişmeler gösterdiğini göstermektedir. Bu yeni entegrasyon, yüksek boyutlu arama alanlarında gelişmiş performans için optimizasyon algoritmalarında arama yeteneklerini dengelemenin önemini vurgulamaktadır.

Tumari vd. (2023) yılında yayımlanan makalelerinde, gelişmiş bir deniz yırtıcı algoritması (MPA) kullanarak AVR sistemi için FOPID denetleyicinin ayarlanmasına yönelik yeni bir yaklaşım sunmuşlardır. MPA, yerel optimum sorunlarını çözmek için güvenli deney dinamikleri algoritması (SEDA) ile hibritlenmiştir. Bununla birlikte bir adım boyutu uyarlamalı katsayı dahil edilerek algoritmanın keşif yeteneği geliştirilmiştir. Önerilen yöntemin etkinliği, gelişmiş geçici hal cevabı yeteneği ile gürültüye, bozulmalara ve parametre belirsizliklerine karşı gürbüzlüğünü gösteren çeşitli analizlerle doğrulanmıştır. Bu yaklaşım ile FOPID denetleyicilerde, alanında en iyi olan sezgisel üstü optimizasyon algoritmalarına kıyasla amaç fonksiyonunun verimliliğini iki katına çıkararak çok daha iyi bir performans elde edilmiştir.

Micev vd. (2023) yılında yayımlanan çalışmalarında, senkron bir jeneratör sistemine ait AVR için gelişmiş bir gerilim düzenleme denetleyicisi sunmuşlardır. İki serbestlik derecesine ve kapanmaya karşı korumaya sahip yeni bir oransal-integral (PI) denetleyici tanıtılmıştır. Bu denetleyici için en uygun parametreler, Afrika akbabaları optimizasyon algoritmasının (AVOA) ayarlanabilir bir modifikasyonu kullanılarak

belirlenmiştir. Basitleştirilmiş modeller kullanan önceki çalışmalardan farklı olarak bu çalışmada, gerçek bir hidroelektrik santralinin teknik belgelerine dayanan ayrıntılı bir simülasyon modeli kullanılmıştır. Önerilen denetleyici, geleneksel denetleyicilerle karşılaştırıldığında üstün geçici hal cevabı, bozucu etkileri giderme ve gürültü azaltma özellikleri göstermektedir. Yeni uyarlanabilir AVOA algoritması aynı zamanda yakınsama hızı ve amaç fonksiyonu değerlerinde gelişmiş performans göstermiştir.

Patel ve Shah (2022)'de yayımlanan makalelerinde, doğrusal olmayan seviye denetim uygulamalarında hata toleranslı denetim (FTC) için tip-1 bulanık denetleyiciyi optimize etmek amacıyla bulanık tabanlı harmonik arama (HS) sezgisel üstü algoritmasını tanıtmışlardır. Çalışma, hem tip-1 hem de aralıklı tip-2 bulanık tabanlı HS algoritmalarını kullanarak aktüatör hataları ve harici bozucu etkiler gibi belirsizlikleri ele almaya odaklanmaktadır. Bulanık denetleyici, üyelik fonksiyonu (MF) optimizasyonu için bir değerler vektörü oluşturulmasında en uygun tekniğin belirlenmesine katkı sunmaktadır. Bu yaklaşım, sistem çıktısını hedef ayar noktasıyla aynı seviyeye getirerek dinamik cevabı geliştirmiştir. Özellikle, tip-1 bulanık denetleyicideki optimize edilmiş MF'lerin, parametre uyarlaması için aralıklı tip-2 bulanık sistemi kullandığı ve daha fazla belirsizlikle başa çıkabileceği gösterilmiştir. Simülasyon sonuçları bu yaklaşımın tip-1 bulanık sistemlere göre üstünlüğünü göstermektedir.

Rodríguez-Molina vd. (2024) yılında yayımlanmış çalışmalarında, diferansiyel evrim (DE) optimizasyonunu kullanan robotik manipülatörler için uyarlanabilir bir denetim yöntemi sunmuşlardır. Önerilen yaklaşım, polinom regresörleri (PR) kapalı form çözümlerle kullanarak çevrimiçi tanımlamanın hesaplama maliyetini azaltmayı amaçlamaktadır. Bu yöntem, 2 serbestlik dereceli robotik manipülatör için simülasyonlarda test edilmiş olup geleneksel sezgisel üstü optimizasyon ve çevrimdışı optimize edilmiş denetleyicilerle karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, önerilen yöntemin rekabetçi olduğunu ve önemli miktarda hesaplama kaynağı tasarrufu sağladığını göstermektedir. Yenilik, çevrimiçi tanımlamayı kolaylaştırmak için PR'yi entegre ederek sürecin karmaşık sistemler için daha verimli ve pratik hale getirilmesinde yatmaktadır. Bu, dinamik ve belirsiz ortamlarda daha etkili bir uyarlamalı denetim sistemi oluşturulmasına katkıda bulunmaktadır.

Kumar vd. (2022)'deki çalışmalarında, çok makineli bir güç sisteminin kararlılığını ve denetimini geliştirmek için statik senkron kompensatör (STATCOM) olarak işlev gören akıllı bir hibrit Rüzgar-PV sisteminin uygulamasını araştırmaktadır. Araştırmacılar, hibrit Rüzgâr-PV-STATCOM'un performansını simüle etmek ve

değerlendirmek için Kundur'un değiştirilmiş 4-Jeneratör, 11-bara test sistemini kullanmıştır. Çalışmanın en önemli başarısı, hibrit bir bakteriyel yiyecek arama optimizasyonu algoritması (PSO-BFOA) kullanarak AA ve DA akımlarını en iyi şekilde düzenleyen yeni bir denetleyicinin geliştirilmesi ve devreye alınmasıdır. Bu yenilikçi yaklaşım, özellikle şiddetli bozucu etkiler altında kaotik salınımları azaltarak sistemin kararlılığını artırmıştır. Yenilik, yenilenebilir enerji yaygınlığı yüksek olan modern şebekeler için hayati önem taşıyan genel güç sistemi istikrarını iyileştirmiş olmasıdır. Bunu, olarak yüksek etkinlik gösteren iki akıllı yenilenebilir tabanlı eviricinin sisteme entegre edilmesiyle başarmışlardır.

Peddakapu vd. (2022) yılında yayımlanmış çalışmalarında, özellikle yeniden yapılandırılmış senaryolar altında, birbirine bağlı güç sistemlerinde otomatik üretim denetimi (AGC) için yeni bir yaklaşım sunmuşlardır. Çalışmada, çeşitli yükleme koşulları altında sistem parametrelerini stabilize etmek için PI, PID ve iki serbestlik dereceli PID (2-DOF-PID) denetleyicilerin kullanımı araştırılmıştır. Yenilik, bu denetleyicilerin kazanç parametrelerini optimize etmek için sezgisel üstü optimizasyon yöntemlerinin, özellikle öğretim-öğrenme tabanlı optimizasyon (TLBO) ve CS algoritmalarının uygulanmasında yatmaktadır. CS tabanlı 2-DOF-PID denetleyicinin, aşma, yerleşme süresi ve kararlılık açısından üstün dinamik performans sergileyerek, değişen yük koşulları ve sistem özellikleri karşısında frekans ve güç hattı sapmalarını azalttığı görülmüştür.

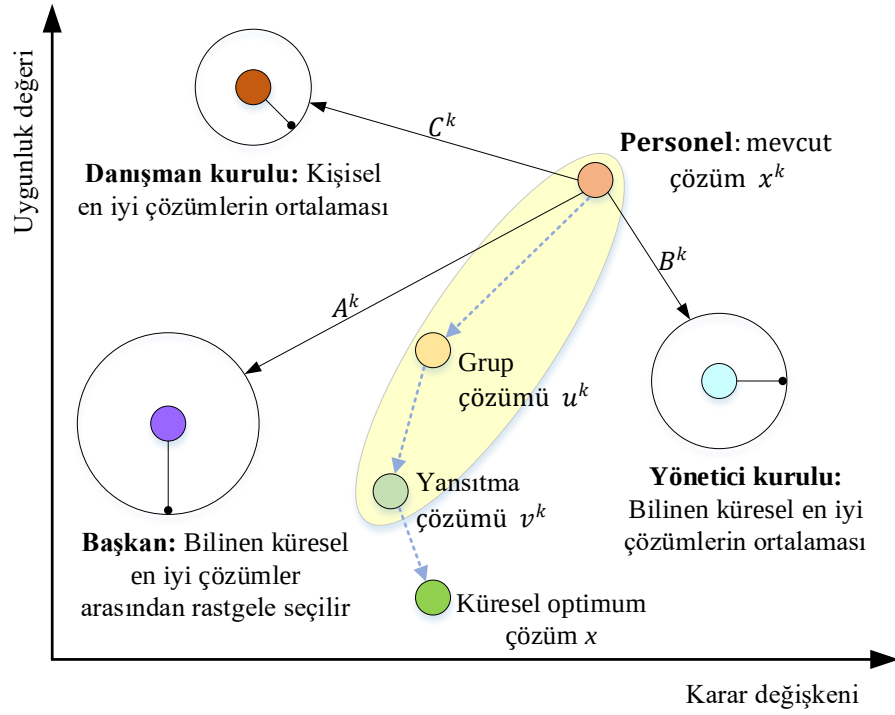
3. MATERYAL VE YÖNTEM

3.1 İş birliği Arama Algoritması (CSA)

İş birliği arama algoritması (CSA), değişen dünyaya uyum sağlamak, verimliliği artırmak ve yaptığı işte en iyi olmak için çabalayan bir şirketin iç dinamiklerinin temel çalışma prensibine dayanmaktadır. Bu başarıların elde edilmesi için genel kadro, üst düzey yöneticiler, yönetim kurulu ve başkan dahil olmak üzere tüm çalışanların sürekli olarak, tecrübe ve verimliliklerini artırma amacıyla, bilgi alışverişinde bulunmaları ve performansı düşük olan personeli daha iyileriyle değiştirmeleri gereklidir. Ekipler arası iş birliği belirtilen hedeflere ulaşmada önemli bir faktördür. Ayrıca yönetim kurulu başkanı ve üst düzey yöneticilerin bile yerine, şirketin çıkarına olduğu sürece, daha yüksek performanslı yeni çalışanlar getirilebilir.

Bu algoritmada optimizasyon süreci bir şirketin geliştirilmesiyle temsil edilir. Burada her personel bir çözümü temsil eder ve bir şirket ekibi bir takım personelden oluşur. Problemin mevcut uygunluk oranı her personelin performansı olarak görülmektedir. Üst düzey yöneticilerden oluşan ekip, en iyi bilinen kişisel çözümlerden oluşur. Şirket genelinde en iyi bilinen çalışanlar yönetim kurulunu oluşturur ve başkan, yönetim kurulunun içinden rastgele seçilir. Şirkette iş birliği ekibi olarak hareket eden üç operatörün kullanılmasıyla daha iyi çözümler bulunmaya çalışılır. Personel, ekip iletişim operatörünün yardımıyla üst yöneticilerden bilgi alır. Yansıtıcı öğrenme operatörünü kullanarak geçmişteki bilgileri karşılaştırarak personelin kondisyonunu artırır. Aday çözümlerin deneyimlerinin ve yönetim yeteneklerinin geliştirilmesi, iç rekabet operatörünün yardımıyla sağlanır.

Şekil 3.1’de CSA’nın çalışma mekanizması görsel olarak verilmiştir. Başlangıçta rastgele seçilen x^k ’nin arama uzayındaki yolculuğunu, operatörlerin ekipler arasındaki çalışma dinamiklerini ve küresel optimum çözüm olan x^* ’e nasıl ulaşıldığı görselleştirilmiştir.



Şekil 3.1. CSA'nın çalışma mekanizması.

3.1.1. Ekip oluşturma aşaması

Ekipteki tüm personelin (3.1) nolu denklem ile rastgele seçildiği aşamadır. Tüm çözümlerin performanslarının değerlendirilmesinin ardından, daha yüksek dereceli seti oluşturmak için ilk gruptan ümit vadeden çözümler seçilir.

$$x_{i,j}^k = \emptyset(\underline{x}_j, \bar{x}_j), i \in [1, I], j \in [1, J], k = 1 \quad (3.1)$$

burada $x_{i,j}^k$, i nolu çözümün k nolu çevrimdeki j nolu değeridir. I , mevcut partideki çözümlerin sayısıdır ve $\emptyset(L, U)$, $[L, U]$ aralığında eşit olarak dağıtılmış rastgele bir sayı üreten fonksiyondur.

3.1.2. Ekip iletişim operatörü

Her personel, yönetim kurulu ve denetçilerden oluşan üst yönetimle bilgi alışverişinde bulunarak yeni bilgiler elde etmektedir. (3.2) nolu denkleme göre iletişim süreci üç bölümden oluşur: A başkanın istihbaratı, B yönetim kurulunun sahip olduğu

kolektif zeka, C ise denetim kurulunun sahip olduğu kolektif zekadır. Başkan, mekanizmayı taklit edecek şekilde yönetim kurulu içinden rastgele seçilirken, B ve C , yönetim kurulu ve denetim kurulundaki tüm üyelere verilen aynı pozisyon bilgisine göre hesaplanır. A , B ve C 'yi açıklayan ifadeler sırasıyla (3.3), (3.4) ve (3.5) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$u_{i,j}^{k+1} = x_{i,j}^k + A_{i,j}^k + B_{i,j}^k + C_{i,j}^k, i \in [1, I], j \in [1, J], k \in [1, K] \quad (3.2)$$

$$A_{i,j}^k = \log(1/\phi(0,1)) \cdot (gbest_{m,j}^k - x_{i,j}^k) \quad (3.3)$$

$$B_{i,j}^k = \alpha \cdot \phi(0,1) \cdot \left[\frac{1}{M} \sum_{m=1}^M gbest_{m,j}^k - x_{i,j}^k \right] \quad (3.4)$$

$$C_{i,j}^k = \beta \cdot \phi(0,1) \cdot \left[\frac{1}{I} \sum_{i=1}^I pbest_{i,j}^k - x_{i,j}^k \right] \quad (3.5)$$

Burada, $u_{i,j}^{k+1}$ $k+1$ nolu döngüdeki i nolu grup çözümünün j nolu değeridir. $pbest_{i,j}^k$ k nolu çevrimdeki i nolu kişisel en iyi bilinen çözümün j nolu değeridir. $gbest_{m,j}^k$, başlangıçtan k nolu döngüye kadar m nolu küresel en iyi bilinen çözümün j nolu değeridir. m ise $\{1,2,\dots,M\}$ kümesinden rastgele seçilen dizin numarasıdır. $A_{i,j}^k$, başkandan elde edilen bilgidir. α ve β terimleri, $B_{i,j}^k$ ve $C_{i,j}^k$ 'nin denetim seviyelerini ayarlamak için kullanılan öğrenme faktörleridir. $B_{i,j}^k$, şu ana kadar elde edilen geniş aralıktaki M sayılı en iyi bilinen çözümlerden elde edilen ortalama bilgidir. $C_{i,j}^k$ ise I sayılı kişisel en iyi bilinen çözümdür.

3.1.3. Yansıtıcı öğrenme operatörü

Personel, en iyi aday çözümlerden bilgi edinmenin yanı sıra, kendi uzmanlığını ters yönde birleştirerek (3.6), (3.7), (3.8) ve (3.9) nolu denklemlerde formüle edildiği gibi yeni bilgiler de elde edebilir.

$$v_{i,j}^{k+1} = \begin{cases} r_{i,j}^{k+1} & \text{if}(u_{i,j}^{k+1} \geq c_j) \\ p_{i,j}^{k+1} & \text{if}(u_{i,j}^{k+1} < c_j) \end{cases}, i \in [1, I], j \in [1, J], k \in [1, K] \quad (3.6)$$

$$r_{i,j}^{k+1} = \begin{cases} \emptyset(\bar{x}_j + \underline{x}_j - u_{i,j}^{k+1}, c_j) & \text{if}(|u_{i,j}^{k+1} - c_j| < \emptyset(0,1) \cdot |\bar{x}_j - \underline{x}_j|) \\ \emptyset(\underline{x}_j, \bar{x}_j + \underline{x}_j - u_{i,j}^{k+1}) & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (3.7)$$

$$p_{i,j}^{k+1} = \begin{cases} \emptyset(c_j, \bar{x}_j + \underline{x}_j - u_{i,j}^{k+1}) & \text{if}(|u_{i,j}^{k+1} - c_j| < \emptyset(0,1) \cdot |\bar{x}_j - \underline{x}_j|) \\ \emptyset(\bar{x}_j + \underline{x}_j - u_{i,j}^{k+1}, \bar{x}_j) & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$c_j = (\bar{x}_j + \underline{x}_j) \cdot 0.5 \quad (3.9)$$

Burada, $v_{i,j}^{k+1}$, $k+1$ nolu döngüdeki i nolu yansıtıcı çözümün j nolu değeridir.

3.1.4. İç rekabet operatörü

Ekip her zaman daha iyi performansa sahip personeli korur ve bu da pazardaki rekabetin giderek artırılmasına olanak tanır. Bu koruma (3.10) nolu denklem ile garanti edilmektedir.

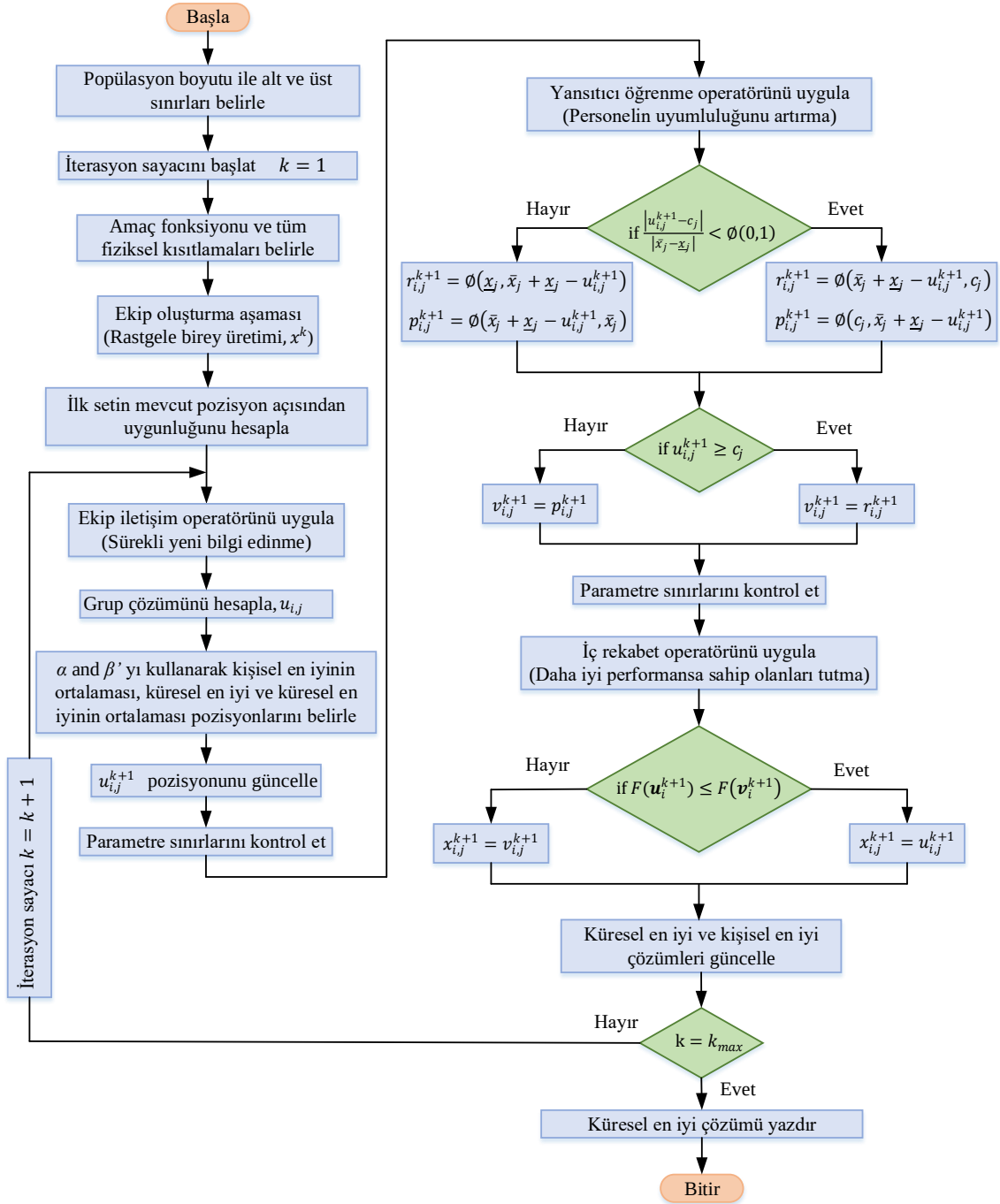
$$x_{i,j}^{k+1} = \begin{cases} u_{i,j}^{k+1} & \text{if}(F(u_i^{k+1}) \leq F(v_i^{k+1})) \\ v_{i,j}^{k+1} & \text{if}(F(u_i^{k+1}) > F(v_i^{k+1})) \end{cases}, i \in [1, I], j \in [1, J], k \in [1, K] \quad (3.10)$$

Burada, $F(x)$, x çözümünün uygunluk değeridir. Fiziksel kısıtlamaları başarıyla çoğaltabilmek için x 'teki tüm değişkenlerin (3.11) nolu denklem ile uygulanabilir bölgeye ayarlanması gerekmektedir. Daha sonra kısıtlama ihlali oranını amaç oranı $f(x)$ ile birleştirerek $F(x)$ uygunluk değerini elde etmek için (3.12) nolu denklemdeki ceza fonksiyonları prosedürü uygulanır. Bundan sonra uygulanabilir çözümler için uygunluk değerinin orijinal yansız değere eşit olması için tüm kısıtlamaların karşılanması gerekmektedir. Uygulanamaz çözümlere ilişkin olarak uygunluk oranının amaç oranından büyük olması için kısıtlama ihlal değerinin pozitif olması gerekmektedir. Böylece sürü süresiz olarak geçerli arama alanına yönlendirilebilir.

$$x_j = \max\{\min\{\bar{x}_j, x_j\}, \underline{x}_j\} \quad (3.11)$$

$$F(\mathbf{x}) = f(\mathbf{x}) + \sum_{e=1}^E c_e^1 \cdot \max\{g_e(\mathbf{x}), 0\} + \sum_{f=1}^F c_f^2 \cdot |h_f(\mathbf{x})| \quad (3.12)$$

Burada, $\mathbf{x}_j$ değeri değerlendirilecek $\mathbf{x}$ çözümündeki j nolu değeri. $\mathbf{c}_e^1$, e nolu eşitliğe ait kısıtlamanın ceza faktörüdür. $\mathbf{c}_f^2$ ise f nolu eşitliğe ait kısıtlamanın ceza katsayısıdır. CSA'nın ayrıntılı akış şeması Şekil 3.2'de verilmiştir.



Şekil 3.2. CSA'nın akış şeması.

3.2. Karşıt-Tabanlı Öğrenme

Karşıt-tabanlı öğrenme (OBL), sezgisel üstü algoritmaların keşif yeteneklerini geliştirmek için kullanılabilecek iyi bilinen bir tekniktir (Tizhoosh, 2005). En iyi çözümü arama sürecinde rastgele bir dizi aday pozisyon oluşturulur. Başlangıçta rastgele seçilen x konumunun en iyi çözüme olan uzaklığı hakkında bilgi olmadığında istenilen en iyi çözüme ulaşmak çok uzun zaman alabilir. Başlangıçta rastgele seçilen çözümün en iyi çözümden çok uzakta olduğu veya en kötü konumda olduğu düşünülürse, tüm yönleri aynı anda aramak veya daha etkili bir şekilde karşıt yönü aramak mantıklı olacaktır. Mevcut konum x 'in başlangıç değeri ile karşıt konumu $\bar{x}$ 'i aynı anda kullanarak en iyi çözüme ulaşmaya çalışmak OBL'nin temelini oluşturur.

x bir gerçel sayı ve $x \in [L, U]$ olsun. Tek boyutlu uzay için karşıt $\bar{x}$ (3.13) nolu denklemdeki gibi tanımlanır,

$$\bar{x} = U + L - x \quad (3.13)$$

Burada, L ve U sırasıyla arama alanının alt ve üst sınırlarına karşılık gelir. n -boyutlu uzay için $x_i \in [L_i, U_i]$ ve $i=1,2,\dots,n$ olsun. O halde $\bar{x}$, (3.14) nolu denklemdeki gibi tanımlanır:

$$\bar{x}_i = U_i + L_i - x_i \quad (3.14)$$

Rastgele tahmin edilen veya yakın zamanda güncellenen x konumu oluşturulduktan sonra, x 'ten en iyi çözüme ve karşıt $\bar{x}$ 'ten en iyi çözüme olan mesafeler sürekli olarak hesaplanıp birbirleriyle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda her seferinde daha iyi olan tahmin kabul edilerek öğrenme süreci devam eder. Böylece her iterasyonda en iyi çözüme daha da yaklaşılr.

3.3. Nelder-Mead Algoritması

Nelder-Mead (NM) algoritması, $n+1$ köşeye sahip bir simpleks (çok boyutlu üçgen türevi şekil) yapısına dayanan, n -boyutlu bir problemi çözen, kısıtlamasız bir arama tekniğidir (Nelder ve Mead, 1965). Bu köşeler, yansıtma (ρ), genişletme (γ),

daralma (β) ve küçültme (δ) gibi işlemleri yinelemeli olarak uygulayarak amaç fonksiyonlarını daha küçük değerlere sahip olan yeni çözüm değerleriyle değiştirmektedir (Izci vd., 2022d).

$(x_1, x_2, \dots, x_{n+1})$ ve $(f(x_1), f(x_2), \dots, f(x_{n+1}))$ sırasıyla köşeler ve bunların amaç fonksiyonlarının değerleridir. En küçük değere sahip köşe, fonksiyonların $f(x_1) \leq f(x_2) \leq \dots \leq f(x_{n+1})$ şeklinde sıralanmasıyla belirlenir. Daha sonra yukarıda bahsedilen operatörler uygulanarak en kötü (en büyük değere sahip) köşe olan (x_{n+1}) yenisiyle değiştirilir. Bu operatörlere ilişkin parametreler, $\rho > 0$, $\gamma > 1$, $\gamma > \rho$, $0 < \beta < 1$ ve $0 < \delta < 1$ şeklinde olmalıdır. Bu parametreler için seçilen neredeyse evrensel değerler şunlardır: $\rho = 1$, $\gamma = 2$, $\beta = 0,5$ ve $\delta = 0,5$ (Lagarias et al., 1998).

$n+1$ sayıdaki köşenin sıralanmasının ardından amaç fonksiyonlarının değerleri sıralanarak en iyi (x_1) ve en kötü (x_{n+1}) köşeler belirlenir. En küçük değere ulaşma, yansıma operatörünün (3.15) nolu denklemde verildiği gibi yansıma noktasını (x_r) bulmasıyla başlar.

$$x_r = \bar{x} + \rho(\bar{x} - x_{n+1}) \quad (3.15)$$

Burada, $\bar{x}$, n en iyi noktanın merkezini temsil etmektedir. Algoritma $f(x_r)$ değerine göre devam eder. Eğer $f(x_r) < f(x_1)$ ise genişletme operatörü (3.16) nolu denklemde verildiği gibi genişletme noktası (x_e) 'yi aramaya başlar.

$$x_e = \bar{x} + \gamma(x_r - \bar{x}) \quad (3.16)$$

Eğer, $f(x_e) < f(x_r)$ ise genişleme noktası x_{n+1} 'in yerini alır, aksi halde yansıma noktası en iyi nokta olarak alınır.

Yansıma noktasının uygunluk fonksiyonu bir sonraki en kötü noktanın uygunluk fonksiyonundan büyükse, daralma operatörü iki adımda ele alınan daralma noktasını belirlemek için çalışır. İlk adım (3.17) nolu denklemdeki gibi hesaplanan dış büzülme noktasının (x_{oc}) belirlenmesidir.

$$x_{oc} = \bar{x} + \beta(x_r - \bar{x}) \quad (3.17)$$

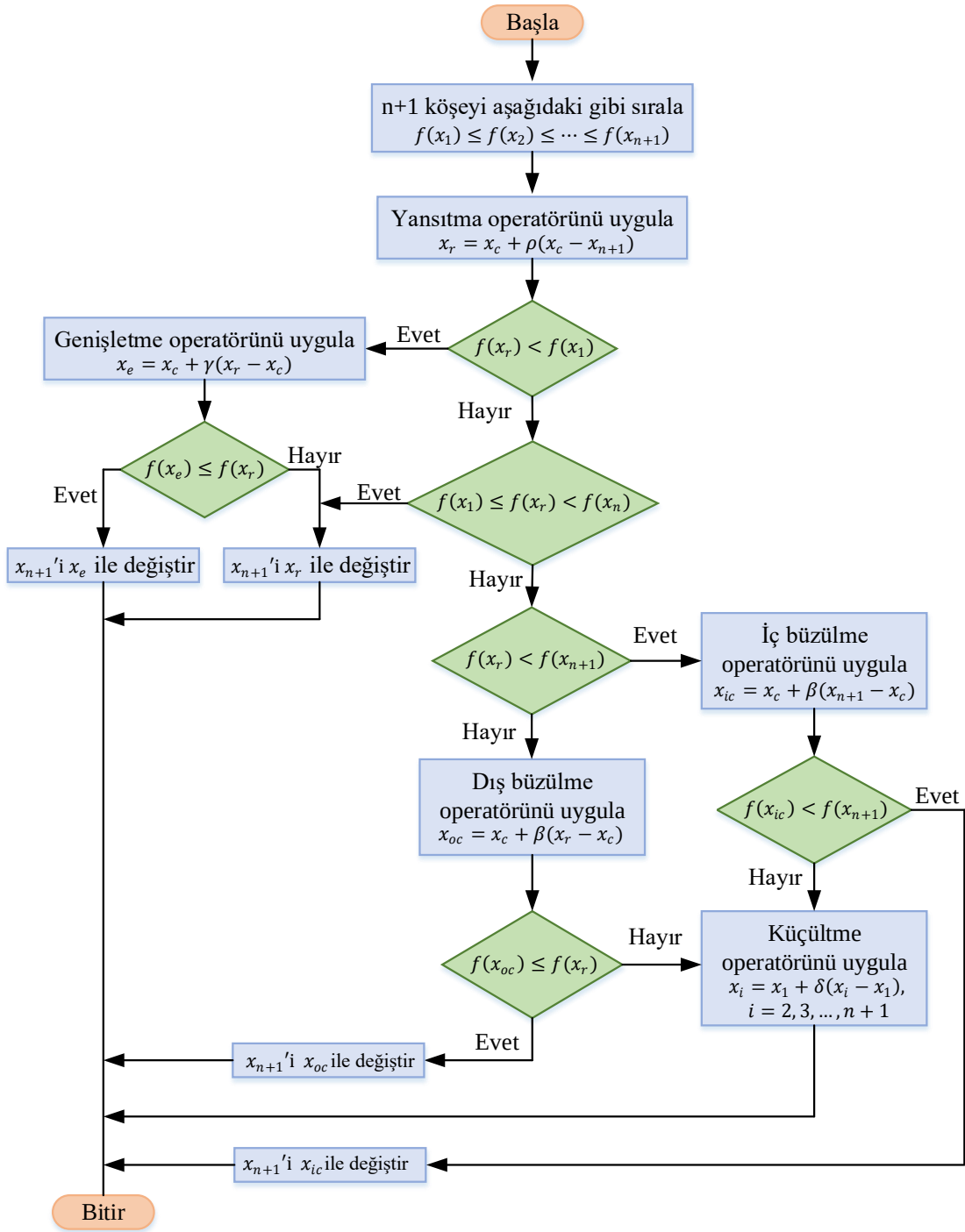
Eğer $f(x_{oc}) < f(x_r)$ ise, bu durumda x_{oc}, x_{n+1} 'in yerini alır, aksi halde küçültme operatörü başlar. İkinci adım (3.18) nolu denklemdeki gibi hesaplanan iç büzülme noktasının (x_{ic}) belirlenmesidir.

$$x_{ic} = \bar{x} + \beta(x_{n+1} - \bar{x}) \quad (3.18)$$

Eğer $f(x_{ic}) < f(x_{n+1})$ ise x_{ic}, x_{n+1} 'in yerini alır, aksi halde küçültme operatörü başlar.

NM algoritmasının son adımı (3.19) nolu denklemde verilen küçültme operatörüdür. NM algoritmasının akış şeması Şekil 3.3'te verilmiştir.

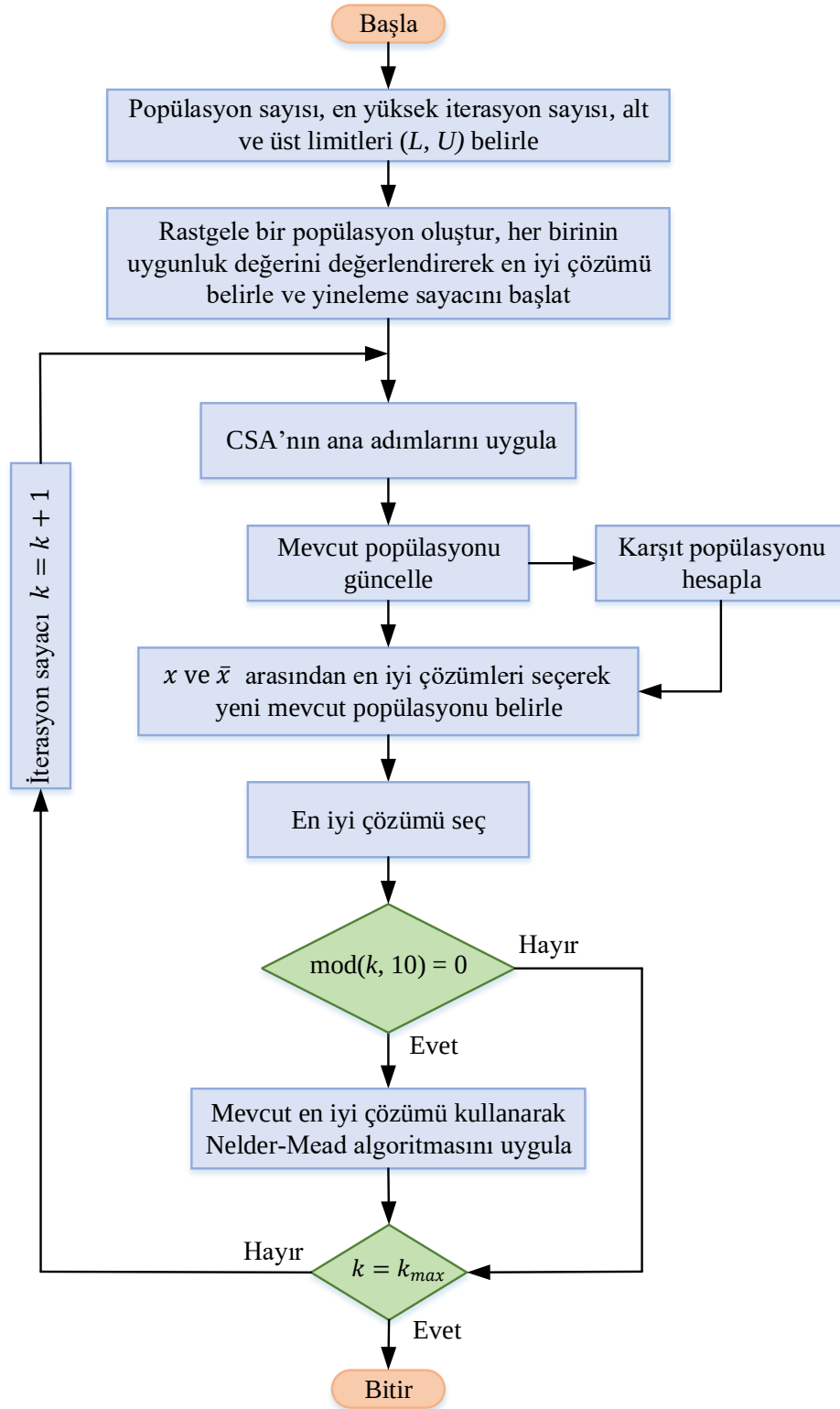
$$x_i = x_1 + \delta(x_i - x_1), i = 2, 3, \dots, n + 1 \quad (3.19)$$



Şekil 3.3. Nelder-Mead algoritmasının akış diyagramı.

3.4. Önerilen OCSANM Algoritması

Her ne kadar CSA genel olarak diğer bazı geleneksel evrimsel algoritmalarından (Feng et al., 2021; Aribowo et al., 2022) daha iyi bir performansa sahip olsa da bazı eksiklikleri bulunmaktadır (Feng et al., 2022). Bu da algoritmanın iyileştirilebileceği anlamına gelmektedir. Bahsedilen çalışmada, CSA'da personel değişiminin iterasyonlar geçtikçe yavaş yavaş azalması, bunun da küresel arama sırasında zamansız yakınsama sorunlarına neden olabileceği gösterilmiştir. CSA'ya OBL mekanizmasının eklenmesiyle bu sorun aşılabilir. Önerilen hibrit OCSANM algoritmasında OBL mekanizması küresel arama alanında zıt yönleri arama yeteneği sağlayarak daha iyi yerel arama alanları bulma olasılığını artırmaktadır. Daha iyi sömürü kabiliyeti için ise NM algoritması kullanılmıştır. Önerilen OCSANM algoritmasının akış şeması Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Önerilen OCSANM algoritmasının akış diyagramı.

3.4.1. CSA'dan OCSANM elde edilmesi

Bu kısımda, OCSANM algoritmasını elde etmek için CSA algoritması üzerinde ne gibi değişiklikler yapıldığı anlatılacaktır. Yapılan değişiklikler maddeler halinde aşağıda verilmiştir.

1. *Paralel hesaplama*: Kesir dereceli işlemler tam sayılı dereceli işlemlerden daha fazla işlemci gücü gerektirdiğinden OCSANM algoritmasına hesaplamaları hızlandırmak için paralel hesaplama eklenmiştir. Bu, MATLAB'ın “parfor” döngüleri kullanılarak yapılmıştır. Bu komut, algoritmanın gerekli yerlerine (Örneğin; başlangıç uygunluk hesaplaması veya NM algoritması çalıştırılırken) eklenerek normalde işlemcinin tek çekirdeği kullanılarak yapılan işlemleri tüm çekirdeklere paylaştırarak daha hızlı işlem yapılmasını sağlar.
2. *Karşıt-tabanlı öğrenme (OBL)*: CSA'nın keşif yeteneğini artırmak için OBL algoritması dahil edilmiştir. Bu algoritma, zıt çözümler oluşturup bunları değerlendirir. Ardından orijinal ve zıt çözümlerin birleştirilmiş kümesinden en iyi çözümleri seçer.
3. *Nelder-Mead algoritması*: CSA'nın yerel arama kabiliyetinin iyileştirilmesi için NM algoritması entegre edilmiştir. Bu algoritma, şu ana kadar bulunan en iyi çözümü daha da iyileştirmek için bu çözüm civarında sömürü işlemi uygulayarak yerel aramalar gerçekleştirir.
4. *Probleme özel kısıtlı optimizasyon*: FOPID denetleyicili bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemini optimum şekilde denetlemek amacıyla gerekli olan denetleyici parametrelerinin belirli bir sıfır desibel geçiş frekansı aralığında kısıtlı olacak şekilde hesaplamaktadır. Bunun yanı sıra probleme özel gerekli olan transfer fonksiyonları, amaç fonksiyonları ve parametreler tanımlanmıştır.
5. *Excel çıktısı*: Toplamda 30 koşu ve her bir koşuda 40 iterasyon olacak şekilde tasarlanan OCSANM'de her bir iterasyonda bulunan optimum parametreleri, ilgili parametrelere göre hesaplanan amaç fonksiyonları ile yükselme süresi, yerleşme süresi ve maksimum aşım gibi değerleri excel dosyasına yazdıran gerekli kodlar eklenmiştir. Bu kod, aynı zamanda algoritmayı sadece bir kere çalıştırarak tüm koşular için elde edilen yukarıda bahsedilen değerleri tek bir excel dosyasında ayrı sayfalara yazmaktadır.

6. *Çoklu koşu*: Bu fonksiyon, sonuçların istatistiksel anlamlılığını sağlamak için OCSANM algoritmasını birden çok kez koşturmak için eklenmiştir.

OCSANM algoritmasının 1 iterasyonu için MATLAB ortamında yazılmış kodu Ek-1’de verilmiştir. Buradaki kod, gerekli *while* veya *for* döngüleri eklenerek istenen iterasyon ve koşu sayısında çalıştırılabilir. Bu çalışmada tasarlanan FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi için optimum kazanç parametreleri orijinal CSA algoritması kullanılarak da elde edilmiştir. CSA algoritmasının 1 iterasyonu için MATLAB ortamında yazılmış kodu Ek-2’de verilmiştir. Algoritmaların çalıştırılması ve simülasyonların elde edilmesi, Intel Core i5 13600k işlemci ve 32 GB belleğe sahip bir masaüstü bilgisayarda MATLAB yazılımı ile gerçekleştirilmiştir.

3.5. Açlık Oyunları Arama (HGS) Algoritması

Doğadaki canlıların hayatta kalması açlık güdümlü faaliyetlerine bağlıdır. Bu bağlamda, canlıların hareketlerine ilişkin kararlar, hayatta kalma açısından önemli bir rol oynamaktadır. Açlık oyunları arama (HGS) algoritması, bu gerçeği dikkate alarak açlık güdümlü faaliyetleri ve davranışsal seçimleri, etkili bir sezgisel üstü optimizasyon aracı olarak kullanılabilecek şekilde bir dizi oyun kuralı olarak matematiksel olarak modellemektedir (Yang et al., 2021). Oyun kuralı, besin arama sırasında canlılar arasındaki iş birliğini taklit etmektedir. Bununla birlikte, bireylerin böyle bir iş birliğine yönelik isteksizliğini de göz önünde bulundurmaktadır. Bu oyun kuralı (3.20) nolu denklem ile açıklanmıştır.

$$\overline{X}(k_1 + 1) = \begin{cases} Oyun_1: \overline{X}(k_1)(1 + randn(1)), & r_1 < l \\ Oyun_2: \overline{W}_1 \overline{X}_b + \overline{R} \overline{W}_2 |\overline{X}_b - \overline{X}(k_1)|, & r_1 > l, \quad r_2 > E \\ Oyun_3: \overline{W}_1 \overline{X}_b - \overline{R} \overline{W}_2 |\overline{X}_b - \overline{X}(k_1)|, & r_1 > l, \quad r_2 < E \end{cases} \quad (3.20)$$

Burada, r_1 ve r_2 $[0, 1]$ aralığında iki rastgele sayıyı temsil ederken, $randn(1)$ normal dağılıma uyan başka bir rastgele sayıdır. Öte yandan, k_1 mevcut iterasyonu, $\overline{W}_1$ ve $\overline{W}_2$ açlık ağırlıklarını, $\overline{X}_b$ en iyi bireyin konumunu ve $\overline{X}(k_1)$ mevcut iterasyondaki her bireyin konumunu temsil eder. Belirlenen kurallar arasındaki seçim ($Oyun_1$, $Oyun_2$ ve $Oyun_3$) l parametresine dayanarak belirlenir. $\overline{R}$ parametresi, $\overline{R} =$

$2x(shr)x(rand) - shr$ olarak hesaplanır. $shr = 2(1 - k_1/K_{max})$ 'dir. Burada, $rand [0, 1]$ aralığında bir rastgele sayıyı ve K_{max} maksimum iterasyon sayısını temsil eder. Tüm pozisyonların varyasyonları, $E = \text{sech}(|F(i) - BFit|)$ olarak tanımlanan E parametresi ile kontrol edilir. Burada $F(i)$ her bireyin uygunluk değerini, $BFit$ şimdiye kadar elde edilen en iyi değeri temsil ederken $i \in 1, 2, \dots, n$ 'dir. sech hiperbolik bir fonksiyonu temsil eder ve $\text{sech}(x) = 2/(e^x + e^{-x})$ olarak hesaplanır. (3.20) nolu denklem ile açıklanan genel yapı göz önüne alındığında, iki arama kategorisinden bahsetmek mümkündür. İlki kendi kendine yeten bireyleri temsil ederken, ikincisi takım çalışmasını temsil eder. Bu şekilde, bireyler artan bir çeşitlendirmeye ulaşabilirler.

Her bireyin açlık özellikleri HGS algoritması tarafından taklit edilmektedir. (3.20) nolu denklemde verilen açlık ağırlıkları aşağıdaki gibi ifade edilebilir. Burada N bireylerin sayısını, $Shng$ ise tüm bireylerin açlık hislerinin toplamını temsil eder.

$$\overline{W_1(i)} = \begin{cases} hng(i) \frac{n}{Shng} r_4, & r_3 < l \\ 1, & r_3 > l \end{cases} \quad (3.21)$$

$$\overline{W_2(i)} = (1 - e^{-|hng(i) - Shng|}) r_5 \times 2 \quad (3.22)$$

(3.21) ve (3.22) nolu denklemlerde r_3 , r_4 ve r_5 ifadeleri $[0, 1]$ aralığında rastgele sayıları temsil etmektedir. $hng(i)$ ifadesinin değeri (3.23) nolu denklemdeki gibi tanımlanmıştır.

$$hng(i) = \begin{cases} 0, & Allfit(i) == Bfit \\ hng(i) + H, & Allfit(i) \neq Bfit \end{cases} \quad (3.23)$$

Burada, $Allfit(i)$ mevcut iterasyondaki her bireyin uygunluk değerini temsil etmektedir. H parametresini (açlık hissi) tanımlamak için (3.24) nolu denklem kullanılmaktadır.

$$H = \begin{cases} LH(1 + r), & K_{max}H < LH \\ K_{max}H, & K_{max}H \geq LH \end{cases} \quad (3.24)$$

$$K_{max}H = ((F(i) - BFit)/(WF - BFit)) \times r_6 \times 2 \times (UB - LB) \quad (3.25)$$

Burada, WF şu ana kadar elde edilmiş en kötü uygunluk değerini, LH ise alt sınırı temsil etmektedir. UB ve LB arama uzayı bakımından sırasıyla üst ve alt sınırları temsil etmektedir. HGS algoritmasının sözde kodu Algoritma 1’de verilmiştir.

Algoritma 1. HGS algoritmasının sözde kodu.

n, K_{max}, l, Dim, hng parametrelerini başlat

$X_i (i = 1, 2, \dots, n)$ bireylerinin konumlarını başlat

While ($k_1 \leq K_{max}$)

 Tüm bireylerin uygunluk değerlerini hesapla

BF, WF, X_b, BI değerlerini güncelle

hng ’yi (3.23) nolu denklem yardımıyla hesapla

W_1 ’i (3.21) nolu denklem yardımıyla hesapla

W_2 ’yi (3.22) nolu denklem yardımıyla hesapla

For tüm bireyler için

E ’yi hesapla ($E = \text{sech}(|F(i) - BFit|)$)

R ’yi hesapla ($\bar{R} = 2x(shr)x(rand) - shr$)

 (3.20) nolu denklem yardımıyla konumları güncelle

For döngüsünü bitir

$k_1 = k_1 + 1$

While döngüsünü bitir

BF ve X_b ’yi yazdır

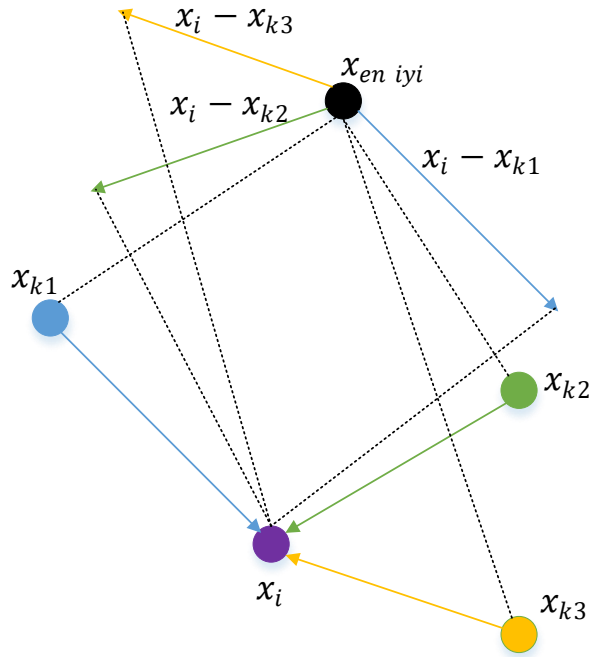
3.5.1 Rastgele öğrenme mekanizması

Rastgele öğrenme mekanizması (RLM), algoritmaların çeşitlendirme kabiliyetini önemli ölçüde artırmaya yönelik etkili bir katkı sağlayan stokastik bir yayılım modelidir (Yan et al., 2017). Bu mekanizma, optimizasyon sürecinde çeşitliliği artırarak, algoritmanın daha geniş bir çözüm uzayını keşfetmesine olanak tanır. RLM’nin temel prensibi, arama sürecine kontrollü bir rastgelelik ekleyerek, algoritmanın yerel optimumlara takılma eğilimini azaltmaktır. Bu sayede, optimizasyon problemlerinde sıkça karşılaşılan yerel optimum tuzaklarından kaçınmak mümkün hale gelir. Böylece,

küresel en iyi çözüme ulaşma olasılığı artırılmış olur. RLM'nin matematiksel formülasyonu (3.26) nolu denklemde verilmiştir.

$$x_{yeni} = \begin{cases} x_{en\ iyi} + rand \cdot x (x_i^{k_1} - x_{t_1}^{k_1}); & f_{t_1} < f_{t_2} \text{ ve } f_{t_1} < f_{t_3} \\ x_{en\ iyi} + rand \cdot x (x_i^{k_1} - x_{t_2}^{k_1}); & f_{t_2} < f_{t_1} \text{ ve } f_{t_2} < f_{t_3} \\ x_{en\ iyi} + rand \cdot x (x_i^{k_1} - x_{t_3}^{k_1}); & \text{diğer durumlar} \end{cases} \quad (3.26)$$

Burada, $x_{en\ iyi}$ optimum çözümü, $rand [0, 1]$ aralığında rastgele bir sayıyı, $x_i^{k_1}$ ise popülasyondaki i nolu bireyin k_1 nolu iterasyondaki konumunu temsil etmektedir. Rastgele seçilen üç farklı birey $x_{t_1}^{k_1}$, $x_{t_2}^{k_1}$ ve $x_{t_3}^{k_1}$ ile gösterilirken, bunların uygunluk değerleri sırasıyla f_{t_1} , f_{t_2} ve f_{t_3} ile belirtilmektedir. RLM'nin şematik diyagramı Şekil 3.5'te verilmiştir.

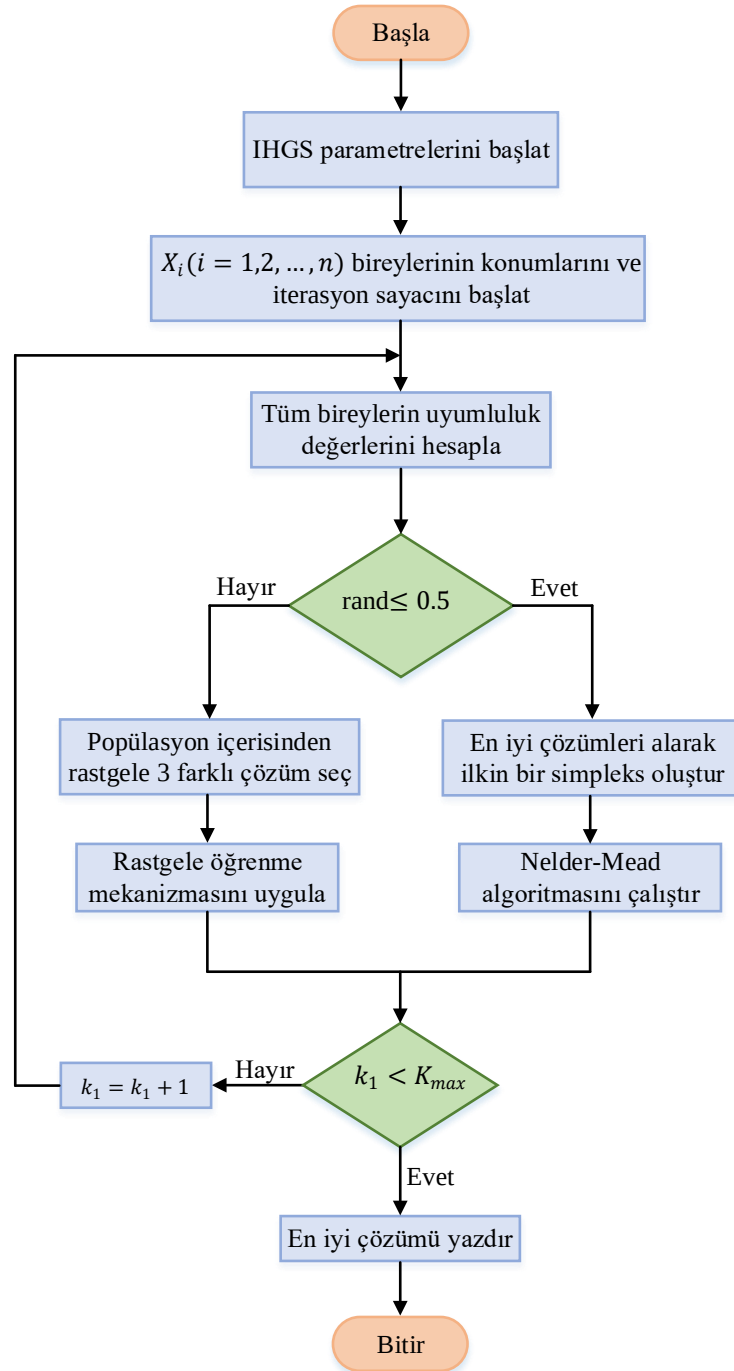


Şekil 3.5. Rastgele öğrenme mekanizmasının şematik diyagramı.

3.5.2 IHGS algoritması

IHGS algoritması, HGS algoritmasının sömürü ve keşif kabiliyetlerini iyileştirmek için sırasıyla NM ve RLM mekanizmalarının eklenmesiyle elde edilir. NM

algoritmasıyla ilgili teorik bilgiler bölüm 3.3'te detaylıca açıklanmıştır. Şekil 3.6'da gösterildiği gibi, IGHS algoritması, parametrelerin ve bireylerin konumlarının devreye alınmasıyla başlar. Ardından, tüm bireylerin uygunluk değerleri hesaplanıp, bireylerin konumlarını güncellemek için HGS algoritması uygulanır. Bu adımdan sonra, rastgele bir sayı olan (*rand*), önceden tanımlanmış 0.5 sabit değeriyle karşılaştırılır. Rastgele değerlerin önceden tanımlanmış sabit değerden küçük veya eşit olması durumunda, en iyi çözümden bir simpleks oluşturulur. Bu simpleks kullanılarak NM algoritması belirlenmiş olan iterasyon sayısı boyunca uygulanır. Üretilen rastgele değer önceden tanımlanmış sabit değerden büyükse, popülasyondan rastgele üç farklı çözüm seçilir ve RLM uygulanır. Bu süreç, sonlandırma koşulu (maksimum iterasyon sayısı) karşılanana kadar devam eder. Nihayetinde en iyi çözüme ulaşılır. IHGS algoritmasının 1 iterasyonu için MATLAB ortamında yazılmış kodu Ek-3'te verilmiştir.



Şekil 3.6. IHGS algoritmasının blok diyagramı.

3.6. Lévy Uçuş Dağılımı (LFD)

Lévy uçuş dağılımı (LFD) algoritması, doğada gözlemlenen rastgele yürüyüş modellerinden esinlenen ve özellikle kablosuz sensör ağlarındaki bağlantı optimizasyonu problemlerinde kullanılan bir yaklaşım olup, temel ilhamını Lévy uçuşu olarak adlandırılan ve birçok canlı türünün besin arama davranışlarında gözlemlenen uzun mesafeli, aralıklı hareketlerden almaktadır (Houssein et al., 2020). Bu yöntem kullanılarak, sensör düğümlerinin arama uzayının uygun konumlarına yerleştirilmesine yardımcı olunur. Bu algoritma, matematiksel olarak, bitişik düğümler arasındaki Euclid mesafesinin (ED) hesaplanmasıyla başlatılır. Hesaplanan ED değerine dayanarak, sensör düğümlerinin konum değiştirmesi belirlenir. Böylece sensör düğümleri mevcut konumlarında kalabilir ya da başka bir konuma taşınabilirler. Taşınma durumunda, sensör düğümünü daha az komşu sayısına sahip bir başka düğüme veya herhangi bir sensör düğümü bulunmayan bir konuma yaklaştırmak için Lévy uçuşu (LF) gerçekleştirilir. Bu şekilde, keşfin etkinliği artırılır. Yürüyüşün yönü ve adım uzunluğu, rastgele yürüyüşler oluşturmak için önemli parametrelerdir. Adım uzunluğunu S , (3.27) nolu denklem ile belirlenir.

$$S = \frac{U}{|V|^{1/\beta_l}} \quad (3.27)$$

Burada, β_l Lévy dağılımı ölçütü olup, $0 < \beta_l \leq 2$ aralığında bir değerdir. U ve V ifadeleri (3.28) nolu denklem yardımıyla hesaplanır.

$$U \sim N(0, \sigma_u^2), \quad V \sim N(0, \sigma_v^2) \quad (3.28)$$

Burada, σ_u ve σ_v standart sapma değerleri olup (3.29) nolu denklemdeki gibi hesaplanır.

$$\sigma_u = \left(\frac{\Gamma(1 + \beta_l) x \sin(\pi\beta/2)}{\Gamma(1 + \beta_l/2) x \beta_l x 2^{(\beta_l-1)/2}} \right)^{1/\beta_l}, \sigma_v = 1 \quad (3.29)$$

Burada, Γ olasılık yoğunluğunu normalize etmede kullanılan bir fonksiyon olup, bir z sayısı için (3.30) nolu denklemdeki gibi hesaplanır.

$$\Gamma(z) = \int_0^{\infty} t^{z-1} e^{-t} dt \quad (3.30)$$

Birbirine komşu iki ajan olan X_i ve X_j arasındaki ED değeri (3.31) nolu denklem ile hesaplanır.

$$ED(X_i, X_j) = \sqrt{(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2} \quad (3.31)$$

Burada, X_i ve X_j konumları sırasıyla (x_i, y_i) ve (x_j, y_j) tarafından temsil edilmektedir. Önceden tanımlanmış bir eşik değeri (Thr), iterasyonlar boyunca ED değeri ile karşılaştırmak için kullanılır. ED'nin eşik değerine kıyasla daha küçük değerleri, ajanların arama uzayında konuşlandırılmasında bir problem olduğu anlamına gelir. Bu sorunu aşmak için, arama ajanlarının konumları (3.32) nolu denklem kullanılarak yeniden ayarlanır.

$$X_j(k_2 + 1) = LFl(X_j(k_2), X_L, LB, UB) \quad (3.32)$$

(3.32) nolu denklemde, k_2 iterasyon sayısını temsil ederken, LB ve UB arama uzayındaki en düşük ve en yüksek değerleri ifade eder. LFl , adım uzunluğu olan S ve yön açısından Lévy uçuşlarının işlevini yerine getirmek için kullanılan bir fonksiyondur (Houssein et al., 2020). LFl fonksiyonunun çalışmasını daha iyi açıklamak için Algoritma 2'deki sözde kod verilmiştir.

Algoritma 2: LFl fonksiyonu için Sözde kod

Mevcut konum (CP), Yön konumu (DP), üst sınır (UB), alt sınır (LB) parametrelerini belirle

Başla

S 'yi (3.27) nolu denklem ile hesapla

Fark faktörünü hesapla $DF = 0.01 \times S \times (CP - DP)$

$NP = CP + S \times rand() \times [boyut(CP)]$ 'yi kullanarak gerçek rastgele yürüyüş veya uçuş gerçekleştir

Basit sınırlar uygulayarak NP 'nin arama uzayının dışına çıkmasını önle

NP 'yi yazdır

Bitir

En az sayıda komşuya sahip ajanın konumu X_L olarak gösterilir ve bu konum Lévy uçuşunun yönü olarak kullanılır. X_j ajanı, (3.32) nolu denklem kullanılarak en az sayıda komşuya sahip ajana doğru hareket ettirilir. X_j 'nin konumunu, mevcut ajanların bulunmadığı yeni bir konuma güncellemek için (3.33) nolu denklem kullanılır. Böylece daha önce gidilmemiş konumlar keşfedilir. Başka bir deyişle, (3.33) nolu denklem algoritmanın keşif yeteneğini artırmaya yardımcı olur.

$$X_j(k_2 + 1) = LB + (UB - LB)rand() \quad (3.33)$$

Burada, $rand()$ $[0, 1]$ aralığında eşit olarak dağıtılmış R sayıda rastgele sayı üretmek için kullanılır. (3.34) nolu denklem potansiyeli daha yüksek olan arama uzaylarını keşfetmeye yardımcı olur.

$$R = rand(), C_{sv} = 0.5 \quad (3.34)$$

Burada, C_{sv} rekabetçi skaler değer olarak tanımlanmış olup sabit 0.5 değerine sahiptir (Houssein et al., 2020). R 'nin değeri kontrol edilip C_{sv} ile karşılaştırılır. Eğer $R < C_{sv}$ ise (3.32) nolu denklem, $R > C_{sv}$ ise (3.33) nolu denklem kullanılır. X_i 'nin konumu ise (3.35) ve (3.36) nolu denklemler yardımıyla hesaplanır.

$$X_i(k_2 + 1) = T_b P + \alpha_1 \times T_b F_{Nbr} + rand() \times \alpha_2 \times ((T_b P + \alpha_3 X_L)/2 - X_i(k_2)) \quad (3.35)$$

$$X_i^{yeni}(k_2 + 1) = LFl(X_i(k_2 + 1), T_b P, LB, UB) \quad (3.36)$$

X_i konumunu hesaplamak için (3.35) nolu denklem kullanılırken, X_i 'nin nihai konumu (3.36) nolu denklem ile hesaplanır. En iyi uygunluk değerine sahip çözüm (hedef konum) T_bP ile gösterilir. α_1, α_2 ve α_3 parametreleri, $0 < \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \leq 10$ aralığındaki rastgele sayıları temsil etmek için kullanılır (Houssein et al., 2020). (3.37) nolu denklem, $X_i(k_2)$ civarındaki komşuların toplam hedef uygunluk değerini (T_bF_{Nbr}) hesaplamada kullanılır.

$$T_bF_{Nbr} = \sum_{k=1}^{NN} \frac{D(y)x X_y}{NN} \quad (3.37)$$

Burada, $X_i(k_2)$ 'nin komşu ölçütü ve komşu konumu sırasıyla y ve X_y ile gösterilir. NN ise $X_i(k_2)$ 'nin toplam komşu sayısıdır. Her bir komşunun uygunluk derecesi olan $D(y)$ (3.38) nolu denklem ile hesaplanır.

$$T_bF_{Nbr} = \frac{\delta_1(V - \text{Min}(V))}{\text{Max}(V) - \text{Min}(V)} + \delta_2 \quad (3.38)$$

Burada, δ_1 ve δ_2 parametreleri, keşif ve sömürü arasında denge sağlayan önemli kontrol parametreleridir. Bu çalışmada, (İzci vd., 2022c) ile uyumlu olacak şekilde $\delta_1 = 0.9$ ve $\delta_2 = 0.1$ varsayılan değerleri kullanılmıştır. Popülasyondaki her bir ajan için farklı V değerlerini hesaplamak için (3.39) nolu denklem kullanılmaktadır.

$$V = \frac{\text{Fitness}(X_j(k_2))}{\text{Fitness}(X_i(k_2))} \quad (3.39)$$

Burada V komşu iki ajan arasındaki uygunluk oranıdır. LFD algoritmasının sözde kodu Algoritma 3'te verilmiştir.

Algoritma 3: LFD algoritmasının sözde kodu.

Popülasyon boyutunu belirle

k_{max} , Thr , LB ve UB 'yi başlat

Her ajanın uygunluğunu hesapla

T_b 'yi en iyi çözüm olarak ayarla

Hedefin uygunluğunu ve konumunu çıktı olarak ver

While $k_2 \leq k_{max}$ **do**

For her iki komşu ajan için **do**

 (3.31) nolu denklem ile ED 'yi hesapla

If $ED < Thr$ **do**

 (3.32) ve (3.33) nolu denklemleri kullanarak komşu ajanın pozisyonunu güncelle

 (3.36) nolu denklemi kullanarak ana ajanın pozisyonunu güncelle

 Sınırların dışına çıkma durumunda mevcut ajanı geri getir

If döngüsünü bitir

For döngüsünü bitir

 Daha iyi bir çözüm mevcut olması durumunda T_b 'yi güncelle

$$k_2 = k_2 + 1$$

While döngüsünü bitir

T_b 'yi yazdır

3.6.1. Benzetimli tavlama (SA)

Benzetimli tavlama (SA), metalürjik tavlama sürecinden esinlenmiş olasılıksal bir optimizasyon tekniğidir. Kirkpatrick vd. (1983) tarafından tanıtılan bu yöntem, geniş ve karmaşık arama uzaylarında küresel optimumları bulmakta üstün performans gösterir. Algoritma, azalan bir sıcaklık parametresi kontrolünde daha iyi sonuçları kabul ederek en iyi çözüme ulaşmaya çalışır. Bu yaklaşım, yerel optimumlardan kaçınmasını sağlayarak, mühendislik alanlarındaki optimizasyon problemlerinde etkili olmasını sağlar (Javidrad, 2017). (3.40) nolu denklemde X_i çözümünden bir sonraki X_{i+1} çözümüne geçme olasılığı gösterilmiştir.

$$P = \begin{cases} 1, & F(X_{i+1}) \leq F(X_i) \text{ ise} \\ e^{-\Delta F/T_1}, & F(X_{i+1}) > F(X_i) \text{ ise} \end{cases} \quad (3.40)$$

Burada, F amaç fonksiyonunu, ΔF ise $F(X_{i+1}) - F(X_i)$ farkını temsil etmektedir. T_1 sıcaklık olarak gösterilmiş olup bu değerin azalmasıyla kabul olasılığının kısıtlandığı bir kontrol parametresidir. Adım uzunluğu vektörü, V_s , genellikle SA'nın çözümlerin en

az %50'sini kabul etmesine olanak tanıyacak şekilde ayarlanır. Bir sonraki konum, (3.41) nolu denklemde gösterildiği gibi hesaplanabilir.

$$X_{deneme} = X_{mevcut} + R(-1, 1)V_s \quad (3.41)$$

Burada, $R(-1, 1)$ -1 ile 1 arasında rastgele bir sayıyı temsil etmektedir. Adım uzunluğu vektörü bileşenleri (3.42) nolu denklem ile hesaplanır. Burada, V_{bi} her bir değişkenin üst ve alt sınırları arasındaki farkın yarısı olarak dikkate alınır. φ_i ise her bir değişken için kabul edilen sayıların deneme sayısına oranını temsil eder.

$$V_{s,i} = V_{bi} \times \begin{cases} \left(1 + \frac{2(\varphi_i - 0.6)}{0.6}\right), & \varphi_i > 0.6 \text{ ise} \\ \left(1 + \frac{2(0.4 - \varphi_i)}{0.4}\right), & \varphi_i < 0.4 \text{ ise} \end{cases} \quad (3.42)$$

Sıcaklığın daha yavaş azalma durumları için küresel minimumu bulma olasılığının teorik olarak 1'e yaklaşabileceği kanıtlanmıştır (Michiels et al., 2007). Literatürde, sıcaklık değişimi için doğrusal, logaritmik ve üstel fonksiyonları benimseyen çeşitli soğutma planları bulunmaktadır (Schneider et al., 2010; Hajek, 1988). Bunlar arasında, sıcaklık azaltımı için en çok kullanılan plan (3.43) nolu denklemde verilmiştir.

$$T_{1,i+1} = R_{T_1} T_{1,i} \quad (3.43)$$

Burada, R_{T_1} genellikle 0.8 ve 0.999 arasında tanımlanmış pozitif bir sabittir [20, 36].

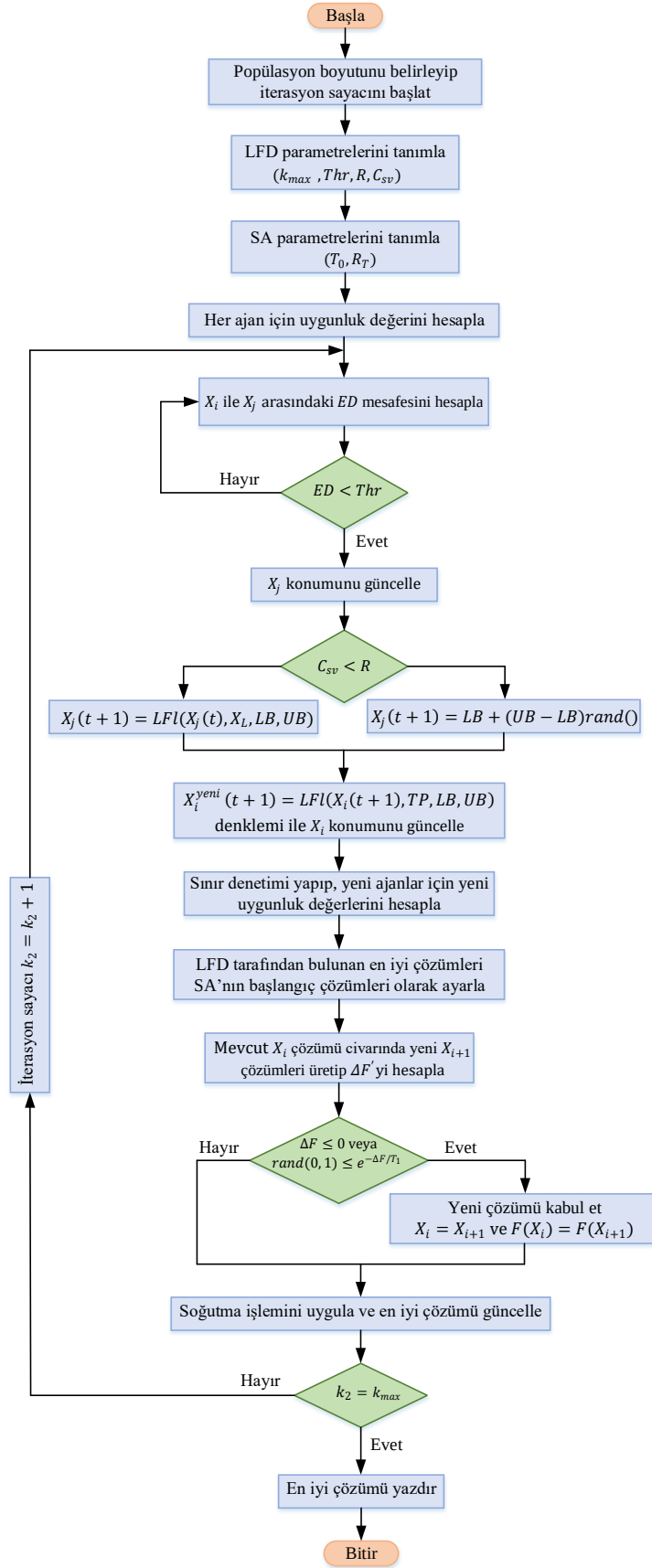
3.6.2. LFDSA algoritması

Lévy uçuşu kavramı, iyi keşif kabiliyeti gerektiren durumlar için uygun bir algoritma olduğu bilinen LFD algoritmasına ilham kaynağı olmuştur (Houssein et al., 2020). Bu nedenle, LFD'nin keşif yeteneği halihazırda entegre edilmiş farklı mekanizmalardan dolayı zaten geliştirilmiş haldedir. Bu çalışmada, LFD'nin sömürü yeteneğinin önemli ölçüde geliştirilmesine odaklanılmıştır. SA'nın büyük yeteneklere sahip bir yerel arama algoritması olması nedeniyle (Ekinci vd., 2021) gelişmiş bir sömürü

mekanizması sağlamak için LFD'ye SA entegre edilmiştir. Elde edilen LFDSA algoritması, bu çalışmadaki ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün FOPID denetleyicisinin optimum parametrelerini bulan başka bir algoritma olarak karşılaştırmalara eklenmiştir. LFDSA algoritmasının akış diyagramı Şekil 3.7'de verilmiştir.

İlgili akış şemasından anlaşılacağı üzere, LFDSA algoritması, popülasyon büyüklüğünün ve iterasyon sayacının başlatılması ile başlayıp, LFD ve SA algoritmaları için parametrelerin belirlenmesi ile devam eder. İlk düzenlemelerden sonra, temel olarak LFD algoritması uygulanır. SA'nın uygulanması açısından, oluşturulan mekanizmanın nasıl tepki verdiğini görmek için çeşitli farklı kombinasyonlar test edilmiştir. Hibrit algoritmanın, LFD algoritmasının her iterasyonundan sonra SA algoritmasını uygulayarak en iyi verimlilikle çalıştığı tespit edilmiştir. Bu nedenle, LFD adımları tarafından elde edilen en iyi çözüm, LFDSA algoritmasının her iterasyonunda SA için başlangıç çözümü olarak kabul edilir. SA, LFD tarafından sağlanan noktalar etrafında komşu çözümler üretir ve potansiyel olarak daha iyi bir çözüme ulaşmaya çalışır.

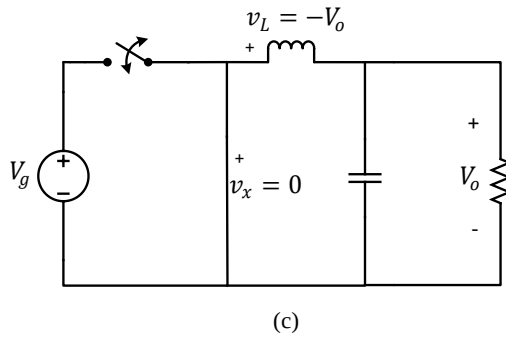
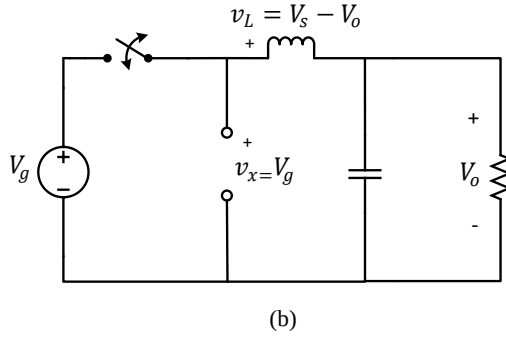
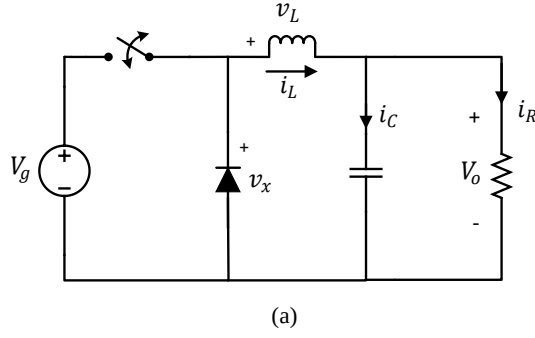
Soğutma programı, yeni komşu çözümün kabul edilip edilmemesine bakılmaksızın uygulanır. Bu prosedür, durdurma kriterleri sağlanana kadar devam eder. Bu şekilde, daha iyi keşif ve sömürü davranışına sahip bir algoritma elde edilmiş olur. LFDSA algoritmasının bir iterasyonu için MATLAB ortamında yazılmış kodu Ek-4'te verilmiştir.



Şekil 3.7. LFDSA algoritmasının akış diyagramı

3.7. DA-DA Düşürücü Dönüştürücü

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü, daha yüksek bir DA gerilimi daha düşük bir seviyeye indiren doğrusal olmayan bir sistemdir. Gerilimi düşürme işlemi, bir transistörün istenen doluluk oranında anahtarlanmasıyla elde edilen PWM işaretiyle gerçekleştirilir. Şekil 3.8a’da gösterildiği gibi, dönüştürücü bir DA gerilim kaynağı, anahtarlama cihazı (MOSFET veya IGBT), diyot, kondansatör, öz endüktör ve yük direncinden oluşur. Burada diyot, anahtar açıldığında endüktör akımı için bir yol sağlar, anahtar kapalıyken ise ters kutuplanarak açık devre gibi davranır. Çıkış gerilimi, anahtarlama elemanının iletimde kalma süresi ayarlanarak düzenlenir. Anahtarlama özelliği nedeniyle, DA-DA düşürücü dönüştürücü hem zamana bağlı hem de doğrusal olmayan bir sistemdir. Bu sebeple, etkili bir denetleyici tasarımı için bölüm 3.8’de detaylı olarak açıklanmış olan doğrusallaştırma işleminin yapılması gerekmektedir. Anahtarlama elemanının tam iletimde olması haricinde bu devrede, çıkış gerilimi giriş geriliminden her zaman daha düşük olacağı için DA-DA düşürücü dönüştürücü olarak adlandırılır (Erickson ve Maksimović, 2001; Hart, 2011).



Şekil 3.8. (a) DA-DA düşürücü dönüştürücü; (b) Anahtar kapalıyken eşdeğer devre; (c) Anahtar açıkken eşdeğer devre.

3.7.1. Gerilim ve Akım İlişkileri

DA-DA düşürücü dönüştürücüde alçak geçiren filtre (LC) ideal ise, çıkış gerilimi filtreye giren gerilimin ortalamasıdır. Şekil 3.8a'daki v_x ile gösterilen filtre girişi, anahtar kapalıyken V_g , anahtar açıkken sıfırdır. Bu durum öz endüktör akımının pozitif kalması ve diyodu açık tutması koşuluyla geçerlidir. Anahtar periyodik olarak D doluluk oranıyla kapatılırsa, filtre girişindeki ortalama gerilim, (3.53) nolu denklemdeki gibi $V_g D$ 'dir. Bu analiz, diyodun anahtar açıkken tüm süre boyunca ileri yönde kutuplanmış kaldığını, yani öz endüktör akımının pozitif kaldığını varsayar. Anahtarlama periyodu boyunca pozitif kalan bir öz endüktör akımı, sürekli akım olarak bilinir. Buna karşılık, süreksiz akım, öz endüktör akımının her periyotta sıfıra dönmesi durumuna denmektedir.

Şekil 3.8a'daki DA-DA düşürücü dönüştürücünün çalışmasını analiz etmenin başka bir yolu, öz endüktör gerilimini ve akımını incelemektir. Bu analiz yöntemi, filtreyi tasarlamak için faydalı olacaktır (Hart, 2011).

DA-DA düşürücü dönüştürücüler ve genel olarak DA-DA dönüştürücüler, kararlı durumda çalışırken aşağıdaki özelliklere sahiptir:

- Endüktör akımı periyodiktir.

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (3.44)$$

- Ortalama endüktör gerilimi sıfırdır.

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(t) dt = 0 \quad (3.45)$$

- Ortalama kondansatör akımı sıfırdır.

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(t) dt = 0 \quad (3.46)$$

- Kaynak tarafından sağlanan güç, yüke iletilen güçle aynıdır. İdeal olmayan bileşenler için kayıplar kaynak tarafından karşılanır.

DA-DA düşürücü dönüştürücünün analizi, şu varsayımlarla başlar:

- Devre kararlı durumda çalışmaktadır.
- Endüktör akımı sürekli.
- Kondansatör çok büyüktür ve çıkış gerilimi V_o geriliminde sabit tutulur.
- Anahtarlama periyodu T 'dir; anahtar DT süresi boyunca kapalı ve $(1-D)T$ süresi boyunca açıktır.
- Bileşenler idealdir.

Çıkış gerilimini belirlemek için, önce anahtar kapalıyken sonra da anahtar açıkken öz endüktör akımını ve öz endüktör gerilimini incelemek gerekir. Kararlı hal çalışması için bir periyot boyunca öz endüktör akımındaki net değişim sıfır olmalıdır. Aynı zamanda ortalama öz endüktör gerilimi sıfırdır.

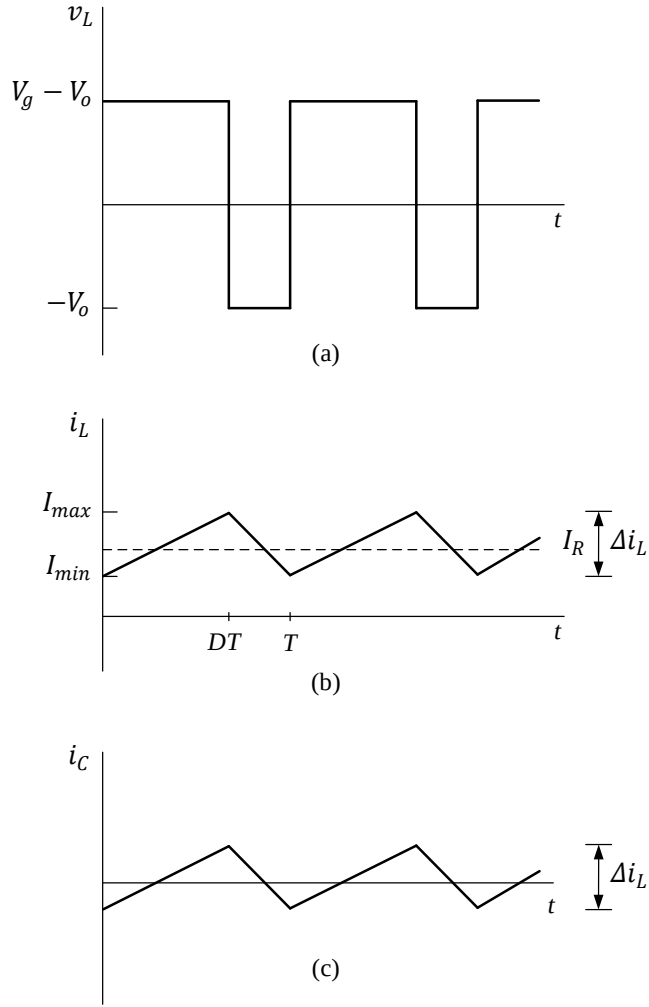
3.7.2. DA-DA düşürücü dönüştürücünün anahtar kapalıyken analizi

Şekil 3.8a'daki DA-DA düşürücü dönüştürücü devresinde anahtar kapalıyken, diyot ters kutuplanır ve Şekil 3.8b'deki eşdeğer devre elde edilir. Öz endüktör üzerindeki gerilim (3.47) nolu denklemde verilmiştir.

$$\begin{aligned} v_L &= V_g - V_o = L \frac{di_L}{dt} \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_g - V_o}{L} \end{aligned} \quad (3.47)$$

Akımın türevi pozitif bir sabit olduğundan, akım Şekil 3.9b'de gösterildiği gibi doğrusal olarak artar. Anahtar kapalıyken akımdaki değişim, (3.48) nolu denklem ile hesaplanır.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_g - V_o}{L} \\ (\Delta i_L)_{kapalı} &= \left(\frac{V_g - V_o}{L} \right) DT \end{aligned} \quad (3.48)$$



Şekil 3.9. DA-DA düşürücü dönüştürücü dalga şekilleri: (a) Öz endüktör gerilimi; (b) Öz endüktör akımı; (c) Kondansatör akımı.

3.7.3. DA-DA düşürücü dönüştürücünün anahtar açıkken analizi

Anahtar açıkken, diyot öz endüktör akımını taşımak için ileri yönde kutuplanır ve Şekil 3.8c'deki eşdeğer devre geçerli olur. Anahtar açıkken öz endüktör üzerindeki gerilim (3.49) nolu denklemde verilmiştir.

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (3.49)$$

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V_o}{L}$$

Öz endüktördeki akımın türevi negatif bir sabittir ve akım Şekil 3.9b’de gösterildiği gibi doğrusal olarak azalır. Anahtar açıkken öz endüktör akımındaki değişim (3.50) nolu denklemde verilmiştir.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L}$$

$$(\Delta i_L)_{açık} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (3.50)$$

Devrenin kararlı halde çalışabilmesi için, anahtarlama döngüsünün sonundaki öz endüktör akımının başlangıçtaki ile aynı olması gerekir, yani bir periyot boyunca öz endüktör akımındaki net değişimin sıfır olması gerekir.

$$(\Delta i_L)_{açık} + (\Delta i_L)_{kapalı} = 0 \quad (3.51)$$

(3.48) ve (3.50) nolu denklemler kullanılarak (3.53) nolu denklem elde edilir.

$$\left(\frac{V_g - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (3.52)$$

$$V_o = V_g D \quad (3.53)$$

Bu denklem DA-DA düşürücü dönüştürücünün, giriş gerilimine eşit veya daha küçük bir çıkış gerilimi üretebileceği anlamına gelmektedir. Periyodik çalışma için öz endüktör geriliminin ortalaması sıfır olduğundan, alternatif bir çözüm olarak çıkış geriliminin ifadesi, (3.54) nolu denklem yardımıyla da elde edilebilir.

$$V_L = (V_g - V_o)DT + (-V_o)(1-D)T = 0 \quad (3.54)$$

Burada V_o tek başına bırakıldığında $V_o = V_g D$ ifadesi elde edilir. Çıkış geriliminin yalnızca giriş gerilimi ve doluluk oranına bağlı olduğu ortaya çıkmaktadır. Giriş gerilimindeki dalgalanmalara göre doluluk oranı uygun şekilde ayarlanarak çıkış gerilimi sabit tutulabilir.

Devrenin kararlı halde çalışabilmesi için kondansatör akımının ortalama değeri sıfır olmalıdır. Bu nedenle, öz endüktör akımının ortalama değeri yük direnci akımının ortalama değeriyle aynı olmalıdır:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (3.55)$$

Öz endüktör akımındaki değişim (3.48) ve (3.50) nolu denklemlerden bilindiğinden, öz endüktör akımının maksimum ve minimum değerleri (3.56) ve (3.57) nolu denklemler yardımıyla hesaplanır.

$$I_{max} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1 - D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - D}{2Lf} \right) \quad (3.56)$$

$$I_{min} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1 - D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1 - D}{2Lf} \right) \quad (3.57)$$

Şu ana kadarki işlemlerin geçerli olması için, öz endüktördeki sürekli akım doğrulanmalıdır. Sürekli akım olup olmadığını denetlemek için (3.57) nolu denklemdeki minimum öz endüktör akımı hesaplanabilir. Sürekli akım için öz endüktör akımının minimum değerinin pozitif olması gerektiğinden (3.57) nolu denklemden hesaplanan negatif bir değer diyot tarafından engellenir, buna süreksiz akım denmektedir.

(3.57) nolu denklem kullanılarak sürekli akımın garanti edileceği L ve f değerleri hesaplanabilir. Sürekli ve süreksiz akım arasındaki sınır $I_{min} = 0$ olduğundan f 'ye bağlı bir L_{min} denklemi (3.58) nolu denklemdeki gibi oluşturulabilir.

$$I_{min} = 0 = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1 - D}{2Lf} \right) \quad (3.58)$$

$$(Lf)_{min} = \frac{(1 - D)R}{2}$$

İstenen anahtarlama frekansı belirlendikten sonra (3.59) nolu denklemdeki ifade elde edilir.

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (3.59)$$

Burada, L_{min} sürekli akım için gerekli minimum endüktans değeridir. Uygulamada, sürekli akımı sağlamak için L_{min} 'den daha büyük bir endüktans değeri tercih edilmektedir.

Bir DA-DA düşürücü dönüştürücünün tasarımında, öz endüktör akımındaki tepeden-tepeye değişim genellikle bir tasarım kriteri olarak kullanılır. (3.48) ve (3.53) nolu denklemler kullanılarak arzu edilen bir tepeden-tepeye değişim değeri için gerekli olan öz endüktör değeri (3.61) nolu denklemdeki gibi hesaplanabilir.

$$\Delta i_L = \left(\frac{V_g - V_o}{L} \right) DT = \left(\frac{V_g - V_o}{Lf} \right) D = \frac{V_o(1 - D)}{Lf} \quad (3.60)$$

$$L = \left(\frac{V_g - V_o}{\Delta i_L f} \right) D = \frac{V_o(1 - D)}{\Delta i_L f} \quad (3.61)$$

3.7.4. Çıkış gerilimindeki dalgalanma

Önceki işlemlerde, çıkış gerilimini sabit tutmak için kondansatörün çok büyük olduğu varsayılmıştı. Gerçek hayatta, sonuz büyüklükteki bir kondansatör ile çıkış gerilimini mükemmel bir şekilde sabit tutma düşüncesinin mümkün olmadığı aşıkardır. Çıkış gerilimindeki değişim, kondansatörün gerilim-akım ilişkisinden hesaplanır. Kondansatördeki akım Şekil 3.10a'da gösterilmiş olup (3.62) nolu denklem ile hesaplanır.

$$i_C = i_L - i_R \quad (3.62)$$

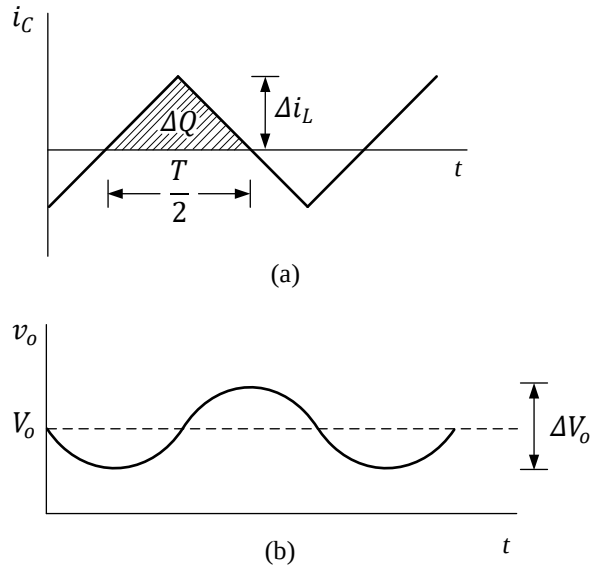
Kondansatör akımı pozitifken, kondansatör şarj olur.

$$\begin{aligned} Q &= CV_o \\ \Delta Q &= C\Delta V_o \\ \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} \end{aligned} \quad (3.63)$$

Kondansatörün şarjındaki değişim ΔQ , Şekil 3.10a’da görüldüğü gibi zaman ekseninin üzerinde kalan üçgen alandan hesaplanır.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8}$$

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C}$$
(3.64)



Şekil 3.10. DA-DA düşürücü dönüştürücü dalga şekilleri. a) Kondansatör akımı; b) Kondansatördeki dalgalanma gerilimi.

Δi_L için (3.50) nolu denklem kullanılarak (3.65) nolu denklem elde edilir.

$$\Delta V_o = \frac{TV_o}{8CL} (1 - D)T = \frac{V_o(1 - D)}{8CLf^2}$$
(3.65)

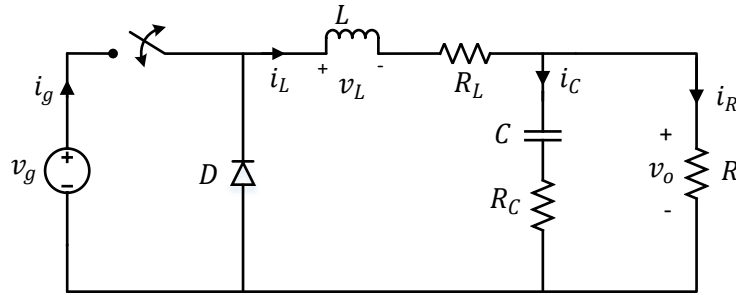
Bu denklemde, ΔV_o Şekil 3.10b’de gösterildiği gibi çıkış gerilimindeki tepeden-tepeye dalgalanma gerilimidir. Dalgalanma çıkış geriliminin bir kesri olarak (3.66) nolu denklemdeki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1 - D)}{8CLf^2}$$
(3.66)

Son olarak, görölme kolaylığı açısından dalgalanma denklemi gerekli düzenlemeler yapılarak (3.67) nolu denklemde görüldüğü haline getirilebilir. Burada, arzu edilen dalgalanmanın gerekli kondansatör değerini nasıl etkilediği direkt olarak görülmektedir.

$$C = \frac{(1 - D)}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} \quad (3.67)$$

3.8. İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü için Doğrusallaştırma İşlemi



Şekil 3.11. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.

Bölüm 3.5’te genel amaçlı bilgi verilmesi açısından ideal bir DA-DA düşürücü dönüştürücü kullanılmıştır. Ancak buradan sonraki işlemlerde ve simülasyonlarda, gerçek hayatta kurulacak bir devreyle uyumlu olması açısından Şekil 3.11’de verilen ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü kullanılacaktır.

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüyü doğrusallaştırmak, dönüştürücünün belirli bir çalışma noktası etrafındaki davranışını yaklaşık olarak belirleyen doğrusal bir model oluşturmaktan geçer. Bu tür doğrusal olmayan sistemler, anahtarlama işaret akış grafi (SSFG) ve Mason kazanç formülü (Mason, 1956) kullanılarak doğrusallaştırılabilir. Bu yöntem, birden fazla geri besleme döngüsü ve yolu olan bir sistemin genel transfer fonksiyonunu türetmek için sistematik bir yaklaşım sağlamaktadır. Bu yöntem aynı zamanda, anahtarlama dönüştürücülerin küçük işaret modellerinin daha kolay bir şekilde elde edilmesini sağlayan görsel içerikli bir yaklaşımdır. Şekil 3.12’de ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün SSFG modeli gösterilmiştir.

$$G = \frac{y_o}{y_i} = \frac{\sum_{k=1}^N G_k \Delta_k}{\Delta} \quad (3.68)$$

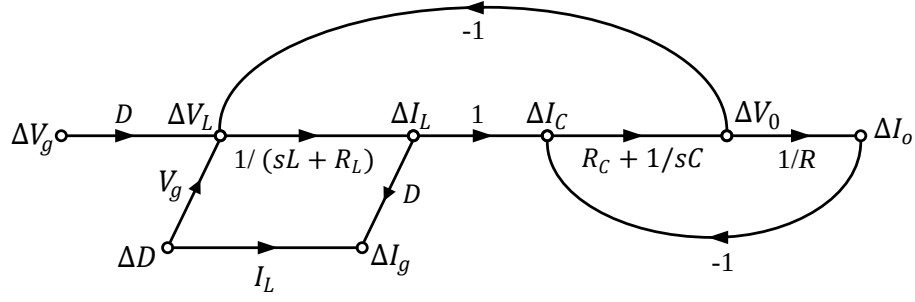
(3.68) nolu denklemde verilen Mason kazanç formülünde G , girişten-çıkışa ($y_i - y_o$) toplam transfer fonksiyonu, N giriş ile çıkış arasındaki toplam ileri yol sayısı, G_k girişten-çıkışa k 'ıncı ileri yolun kazancı, Δ grafin determinanı, Δ_k ise girişten-çıkışa ileri yol ile temas etmeyen çevrimlerin kazançlarıdır. Δ 'nın hesaplanması (3.69) nolu denklemde verilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta = & 1 - \sum (\text{Tüm bireysel çevrimlerin kazançları}) + \\ & + \sum (\text{Birbirine temas etmeyen tüm 2'li çevrimlerin kazançları çarpımı}) - \\ & + \sum (\text{Birbirine temas etmeyen tüm 3'lü çevrimlerin kazançları çarpımı}) + \dots \end{aligned} \quad (3.69)$$

Şekil 3.12 ile (3.68) ve (3.69) nolu denklemler kullanılarak ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün denetimden-çıkışa transfer fonksiyonunu aşağıdaki adımlar izlenerek elde edilir.

- ΔD ile ΔV_o arasında sadece bir adet ileri yol vardır. Bu durumda $N = 1$ ve $G_k = G_1$ olur.
- Giriş ile çıkış arasındaki ileri yola temas etmeyen çevrim olmadığından $\Delta_k = 1$ olur.
- Bu durumda $G = \frac{y_o}{y_i} = \frac{G_1}{\Delta}$ haline gelir.
- $G_1 = V_g \left(\frac{1}{sL + R_L} \right) (1) \left(\frac{1}{sC} + R_C \right) = \frac{V_g(sCR_C + 1)}{s^2LC + sR_L}$
- $\Delta = 1 - \left(-\frac{sCR_C + 1}{s^2LC + sCR_L} - \frac{sCR_C + 1}{sRC} \right)$
- $\frac{G_1}{\Delta} = \frac{V_g(sRCR_C + R)}{s^2(RLC + R_CLC) + s(RCR_L + CR_C R_L + L + RCR_C) + R_L + R}$
- Buradan (3.70) nolu denklem elde edilir.

Benzer işlemler giriş geriliminden-çıkışa ve yük akımından-çıkışa transfer fonksiyonlarını elde etmek için de yapılabilir. Bu işlemler sonucu sırasıyla (3.71) ve (3.72) nolu denklemler elde edilir.



Şekil 3.12. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün küçük işaret modeli.

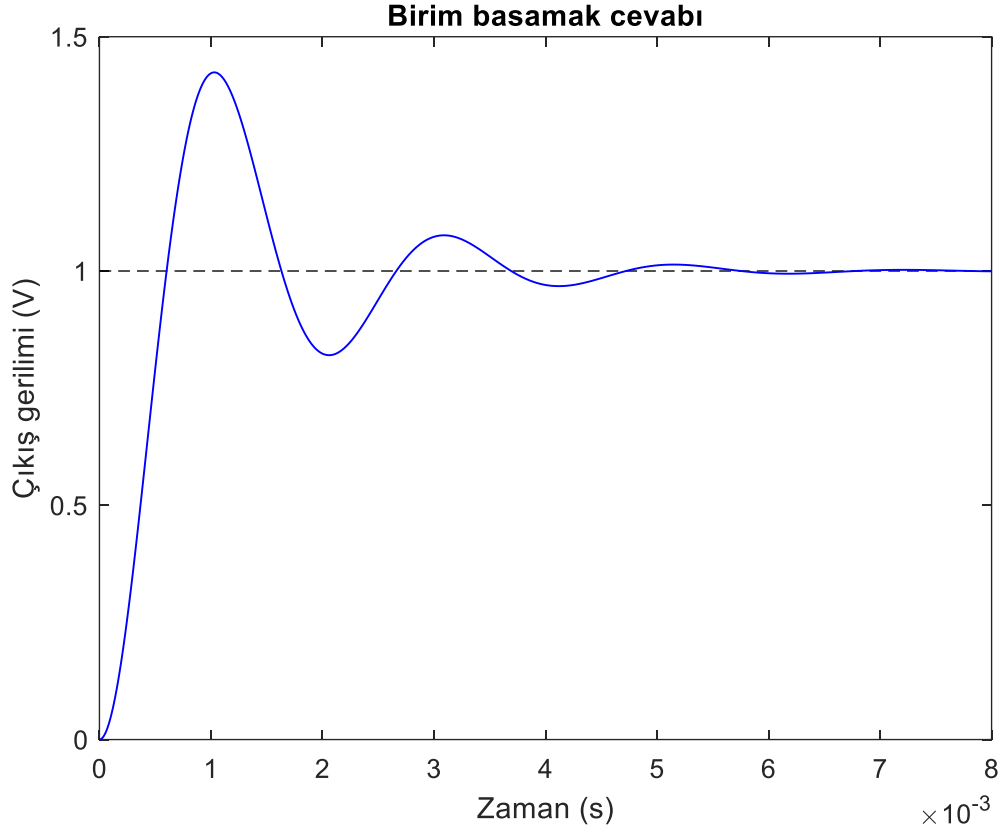
$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta D(s)} = \frac{V_g(sRCR_C + R)}{s^2(RLC + R_CLC) + s(RCR_L + CR_C R_L + L + RCR_C) + R_L + R} \quad (3.70)$$

$$G_{v_o/v_g}(s) = \frac{sDRCR_C + DR}{s^2(RLC + R_CLC) + s(RCR_L + CR_C R_L + L + RCR_C) + R_L + R} \quad (3.71)$$

$$G_{v_o/I_o}(s) = -\frac{s^2RLCR_C + s(RCR_L R_C + RL) + RR_L}{s^2(RLC + R_CLC) + s(RCR_L + CR_C R_L + L + RCR_C) + R_L + R} \quad (3.72)$$

Burada, V_g kaynak gerilimi, D doluluk oranı, L endüktör, C kondansatör, R yük direnci, R_L öz endüktör iç direnci, R_C kondansatör iç direnci ve V_o ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimlerini temsil etmektedir.

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için (3.70) nolu denklem ve Çizelge 3.1’de verilen parametreler kullanılarak elde edilen açık çevrim birim basamak cevabı Şekil 3.13’te verilmiştir.



Şekil 3.13. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün denetleyicisiz birim basamak cevabı.

Çizelge 3.1. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü devre parametreleri

Parametre	Değer
R	2.5Ω
L	$75 \mu\text{H}$
C	$220 \mu\text{F}$
D	0.5
R_L	0.1Ω
R_C	0.07Ω
V_g	10 V
V_{tepe}	2 V
V_{ref}	5 V
f	100 kHz

Şekil 3.13 incelendiğinde, herhangi bir denetleyiciye sahip olmayan ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün birim basamak cevabının, %42.3'lük çok yüksek bir aşım ve 4.43 milisaniyelik çok uzun bir yerleşme süresine sahip olmasıyla birlikte kararlı duruma ulaşmasının çok uzun sürmesi nedeniyle idealden çok uzak olduğu açıkça görülmektedir. Dönüştürücünün geçici hal cevabındaki bu istenmeyen özellikleri

ortadan kaldırmak için, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine bir denetleyici dahil edilmelidir. Bu durumda, yukarıda bahsedilen idealden uzak geçici hal cevabı özelliklerini büyük ölçüde iyileştirmek için bir FOPID denetleyici kullanılacaktır.

3.9. Kesirli Kalkülüs

Kesirli kalkülüs, diferansiyel ve integral kavramlarını tamsayı olmayan dereceler için genişleten matematiksel analizin bir dalıdır. Newton ve Leibniz tarafından geliştirilen geleneksel kalkülüs, tamsayı dereceli türev ve integralleri ele alırken, kesirli kalkülüs bu işlemleri genelleştirerek herhangi bir reel veya kompleks derecede olmalarına olanak tanır. Bu genellenmenin, özellikle bellek, kalıtsal özellikler veya fraktal karakteristikler sergileyen karmaşık sistemlerin modellenmesinde oldukça güçlü olduğu kanıtlanmıştır (Tarasov, 2010). Kesirli kalkülüsün kökenleri, Gottfried Wilhelm Leibniz'in 1695'te L'Hôpital'e yazdığı ve kesirli dereceden bir türevin anlamını sorguladığı bir mektuba kadar uzanır. Bu kavram, 19. yüzyıla kadar büyük ölçüde matematiksel bir merak konusu olarak kalmış olup, bu dönemde Joseph Fourier, Niels Henrik Abel ve Joseph Liouville gibi matematikçiler teorik çıkarımlarını daha titiz bir şekilde incelemeye başlamışlardır. Özellikle Joseph Liouville, kesirli integrasyon ve diferansiyel kavramını integral dönüşümleri yoluyla formüle ederek bu alana önemli katkılarda bulunmuştur (Diethelm, 2010). Bu fikir, fizik, mühendislik ve çeşitli diğer bilimsel disiplinlerde uygulamalar bulduğu 20. yüzyıla kadar çoğunlukla teorik kalmıştır. Günümüzde kesirli kalkülüs, klasik kalkülüsle iyi tanımlanamayan doğa olaylarını modellemedeki uygulanabilirliği nedeniyle aktif bir araştırma alanıdır. Kesirli türevler ve integraller için, farklı problem türlerine uygun çeşitli tanımlar mevcuttur. En yaygın kullanılan tanımlar şunlardır:

Riemann-Liouville Kesirli Türevi:

Riemann-Liouville kesirli türevi, kesirli kalkülüste en eski ve en yaygın kullanılan tanımlardan biridir. Ana avantajı, güçlü matematiksel temeli ve tekrarlı integrasyon için Cauchy formülünün genelleştirilmesi yoluyla klasik kalkülüsle doğrudan bağlantısı olmasıdır. Bu özellik, onu teorik analizler ve belirli türdeki kesirli diferansiyel denklemlerin çözümünde özellikle kullanışlı kılar. Ancak, Riemann-Liouville türevinin bazı pratik sınırlamaları vardır. Fonksiyonun, integrasyon alt sınırında $n-1$ sürekli türeve sahip olmasını gerektirir; burada n , kesirli mertebe sayısının tavan değeridir. Ayrıca, Riemann-Liouville kesirli diferansiyel denklemleri için başlangıç koşulları genellikle

kesirli türevler cinsinden ifade edilir, bunun da fiziksel olarak yorumlanması veya gerçek dünya uygulamalarında ölçülmesi zor olabilir (Diethelm, 2010; Kilbas et al., 2006).

α dereceli Riemann-Liouville kesirli türevi (3.53) nolu denklemde verilmiştir.

$$D^a f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-a)} \frac{d^n}{dx^n} \int_a^x \frac{f(t)}{(x-t)^{a-n+1}} dt \quad (3.73)$$

Burada, $n-1 < a < n$ eşitsizliği sağlanmalıdır. Γ faktöriyel fonksiyonunu reel ve karmaşık sayılara genelleştiren Gamma fonksiyonudur.

Caputo Kesirli Türevi:

Caputo kesirli türevi, Riemann-Liouville tanımının bazı pratik sınırlamalarını ele almak için geliştirilmiştir. Temel avantajı, tamsayı mertebeli diferansiyel denklemlerle aynı formda başlangıç koşullarının kullanımına izin vermesidir; bu da onu fiziksel süreçleri modellemek ve gerçek dünya problemlerini çözmek için daha uygun hale getirir. Bir sabitin Caputo türevi sıfırdır, bu da klasik hesapla uyumludur ve birçok hesaplamayı basitleştirir. Bu özellikler, Caputo türevini özellikle mühendislik ve uygulamalı bilimlerde popüler kılar. Bununla birlikte, Caputo türevinin de bazı dezavantajları vardır. Fonksiyonun, türevin mertebesi kadar diferansiyallenebilir olmasını gerektirir. bu da bazı uygulamalar için problemleri bir koşul olabilir. Hesaplama açısından, özellikle sürekli olmayan fonksiyonlar için, Riemann-Liouville türevinden daha karmaşık çözümler gerektirebilir. Caputo türevi, başlangıç koşullarının tamsayı dereceden türevler cinsinden belirtildiği problemler için daha kullanışlı olup (3.74) nolu denklemde verilmiştir (Diethelm, 2010; Tarasov, 2010).

$${}^c D^a f(x) = \frac{1}{\Gamma(n-a)} \int_a^x \frac{f^{(n)}(t)}{(x-t)^{a-n+1}} dt \quad (3.74)$$

Grünwald-Letnikov Tanımı:

Grünwald-Letnikov kesirli türev ve integral tanımı, sonlu fark yaklaşımının kesirli mertebelerle genelleştirilmesine dayanır. Başlıca avantajı, sayısal uygulamasının basit olmasıdır; bu da onu özellikle hesaplamalı uygulamalar ve ayrık zamanlı sistemler için kullanışlı hale getirir. Grünwald-Letnikov tanımı, kesirli kalkülüs ile ayrık matematik arasında doğrudan bir bağlantı sağlar; bu da sinyal işleme ve kontrol teorisi gibi belirli alanlarda faydalı olabilir. Ancak bu tanımın da bazı sınırlamaları vardır. Uzun zaman

serileri veya yüksek hassasiyetli hesaplamalar için hesaplama açısından zaman alıcı olabilir, çünkü fonksiyonun tüm geçmişi üzerinden toplama yapmayı gerektirir. Grünwald-Letnikov yaklaşımı, fonksiyondaki tekillikleri veya süreksizlikleri ele almada da zorluklarla karşılaşabilir. Bu dezavantajlara rağmen, ayrık doğası onu sayısal analizde ve diğer kesirli türev tanımlarını yaklaşık olarak hesaplamada değerli kılar (Herrmann, 2011; Tarasov, 2010). Grünwald-Letnikov tanımı (3.75) nolu denklemde verilmiştir.

$$D^a f(x) = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{1}{h^a} \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \binom{a}{k} f(x - kh) \quad (3.75)$$

Burada, h türev alırken kullanılan adım büyüklüğü, k ise adım sayısıdır.

Kesirli kalkülüsün çok yönlülüğü, tamsayı dereceli diferansiyel denklemlerle yeterince tanımlanamayan süreçleri modelleyebilme yeteneğinde yatmaktadır. Mühendislikte kesirli kalkülüs, kesir dereceli PID gibi kesir dereceli denetleyicilerin tasarımında uygulanır. Bu denetleyiciler, belirli sistemlerde tamsayı dereceli muadillerine göre üstün performans ve gürbüzlük sağlar. Ek olarak, kesirli kalkülüs, işaret işlemede, özellikle fraktal özellikler veya güç yasası davranışları gösteren işaretlerin analizinde uygulamalar bulmuştur. Kesirli kalkülüse dayalı teknikler, telekomünikasyondan biyomedikal mühendisliğe kadar uzanan alanlarda karmaşık sinyalleri filtrelemek, sıkıştırmak ve analiz etmek için kullanılır (Diethelm, 2010; Herrmann, 2011).

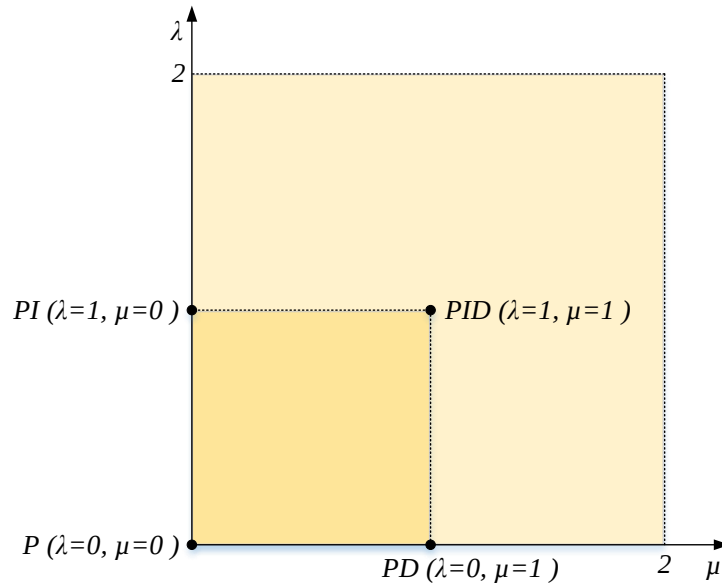
3.9.1. Kesir dereceli PID (FOPID) denetleyici

1999 yılında Podlubny tarafından tanıtılan kesir dereceli PID denetleyici (FOPID), hem geleneksel tam sayı dereceli PID denetleyicileri hem de kesir dereceleri kapsayan genelleştirilmiş bir denetleyici türüdür. Bu denetleyici, integral ve türev terimlerinin kesir dereceleri olan λ ve μ olarak gösterilen iki ek parametreye sahiptir. Bu parametreler, daha detaylı ince ayar imkanı sunarak esneklik ve gelişmiş gürbüzlük sağlamaktadır. Şekil 3.14'te, P (Oransal), PI (Oransal-İntegral), PD (Oransal-Türev) ve PID denetleyicilerin aslında FOPID denetleyicinin özel versiyonları olduğu görülmektedir. Bahsedilen tam sayı dereceli denetleyiciler sadece birer noktada bulunabilirken, FOPID denetleyiciler, (3.82) nolu denklemde verilen sınır değerlerine göre belirlenmiş olan bir düzlemin tamamında bulunabilirler. Bu da daha geniş bir frekans aralığında değişmeyen sönümlleme özelliklerinin elde edilmesine yardımcı olarak daha

yüksek dereceli ve doğrusal olmayan sistemler için daha iyi sonuçlar veren bir denetleyici türü olduğu anlamına gelmektedir (Shah ve Agashe, 2016; Izci vd., 2022c).

FOPID denetleyiciler, Makhbouche ve arkadaşları (2023) tarafından gösterildiği gibi, geleneksel tamsayı dereceli denetleyicilerle karşılaştırıldığında karmaşık dinamiklere sahip doğrusal olmayan sistemlerde üstün denetim performansı sunmaktadır. Kesirli parametreler sayesinde denetleyicilerin tepkisi, farklı sistem türlerine uyarlanarak daha fazla esneklik sağlayıp sistemin geçici hal cevabındaki aşmayı azaltmaya yardımcı olmaktadır (Ali vd., 2020; Tejado et al., 2019). Ek olarak, FOPID denetleyiciler, geleneksel tamsayı dereceli PID denetleyicilerden daha fazla gürbüzlük sergileyip bozucu etkileri ve belirsizlikleri daha iyi yönetebilirler, bu da onları zorlu ortamlardaki uygulamalar için oldukça uygun hale getirir (Selvaraj et al., 2019).

Son olarak, FOPID denetleyicideki kesirli türev ve integral parametreler, sistemin cevabını sönümleyip istenilen ayar noktasına daha hızlı ulaşmasını sağlayarak sistemin yerleşme süresinin azaltılmasına da yardımcı olmaktadır (Kurucu vd., 2022).



Şekil 3.14. FOPID denetleyici parametrelerinin düzlem üzerinde gösterimi

FOPID denetleyicinin transfer fonksiyonu (3.76) nolu denklemde verilmiştir.

$$G_{FOPID} = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (3.76)$$

Burada, K_p , K_i , ve K_d sırasıyla oransal, integral ve türev kazançlardır. Bir PID denetleyicisine kıyasla fazladan iki parametreye sahip olan FOPID, denetleyici için daha fazla ince ayar sağlayarak sistemin genel kararlılığının daha iyi olmasına katkıda bulunur.

Bununla birlikte, FOPID denetleyicinin dezavantajlarından da bahsetmek faydalı olacaktır. Örneğin, daha fazla parametreye sahip olması, geleneksel bir PID denetleyiciye göre daha fazla parametre ayarı yapılması gerektiği anlamına gelir. Ayrıca, FOPID denetleyicilerin verimli bir şekilde deneysel olarak gerçekleştirilmesinde bellek gereksinimi gibi belirli sorunlar vardır. Tamsayı olmayan integral ve türev terimleri sonsuz bellek gerektirdiğinden, tamsayı dereceli olmayan denetleyiciler geleneksel yöntemlerle çalıştırılmaz (Baranowski et al., 2016). Dolayısıyla, FOPID denetleyicilerin tasarımında etkin bir tam sayı derece yaklaşımına ihtiyaç vardır. Bu sebeple, bu çalışmada Oustaloup'un yaklaşım yöntemi kullanılmıştır (Oustaloup et al., 2000).

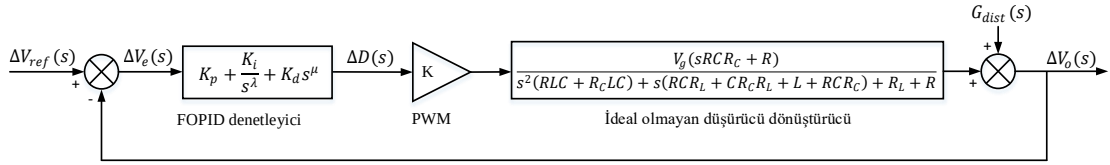
(ω_b, ω_h) terimlerinin frekans aralığını, N ile $2N + 1$ terimlerinin ise sırasıyla yaklaşımın derecesi ve üstel fonksiyon sayısı olduğunu varsayalım. $0 < \alpha < 1$ aralığında iken s^α için Oustaloup yaklaşımı (3.77) ve (3.78) nolu denklemlerdeki gibi elde edilir.

$$G_f(s) = K \prod_{k=-N}^N \frac{s + \omega'_k}{s + \omega_k} \quad (3.77)$$

$$\omega'_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1-\alpha)}{2N+1}}, \omega_k = \omega_b \left(\frac{\omega_h}{\omega_b} \right)^{\frac{k+N+\frac{1}{2}(1+\alpha)}{2N+1}}, K = \omega_h^\alpha \quad (3.78)$$

Burada, K filtrenin DA kazancını, ω'_k ve ω_k ise sırasıyla sıfır ve kutupların frekanslarını temsil etmektedir. Bu çalışmada, $N = 5$ alınarak $(10^{-3}, 10^3)$ rad/s aralığında 11'inci derece Oustaloup yaklaşımı kullanılmıştır. Böylece ω_b ve ω_h olarak gösterilen ve yaklaşımın alt ve üst frekans sınırları olan değerler $\omega_b = 10^{-3}$ rad/s ve $\omega_h = 10^3$ rad/s olarak seçilmiştir.

3.10. FOPID Denetleyicili İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü Sistemi



Şekil 3.15. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün FOPID denetleyicili blok diyagramı Şekil 3.15'te, verilmiştir. FOPID denetleyici ile ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin kapalı çevrim transfer fonksiyonları (3.79), (3.80) ve (3.81) nolu denklemler yardımıyla hesaplanabilir. Burada, K kazancı $1/V_{tepe}$ üzerinden hesaplanır. V_{tepe} ise PWM işaretinin hesaplanmasında kullanılan üçgen dalganın tepe değeridir. Bunların dışında, $\Delta V_o(s)$, $\Delta V_{ref}(s)$ ve $\Delta V_{dist}(s)$ sırasıyla çıkış gerilimi, referans gerilimi ve bozucu etkileri temsil etmektedir.

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_{ref}(s)} = \frac{KG_{PID-FF}(s)G_{v_o/d}(s)}{1 + KG_{PID-FF}(s)G_{v_o/d}(s)}, \Delta V_g(s) \text{ and } \Delta I_o(s) = 0 \quad (3.79)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta V_g(s)} = \frac{G_{v_o/v_g}(s)}{1 + KG_{PID-FF}(s)G_{v_o/d}(s)}, \Delta V_{ref}(s) \text{ and } \Delta I_R(s) = 0 \quad (3.80)$$

$$\frac{\Delta V_o(s)}{\Delta I_R(s)} = \frac{G_{v_o/i_o}(s)}{1 + KG_{PID-FF}(s)G_{v_o/d}(s)}, \Delta V_g(s) \text{ and } \Delta V_{ref}(s) = 0 \quad (3.81)$$

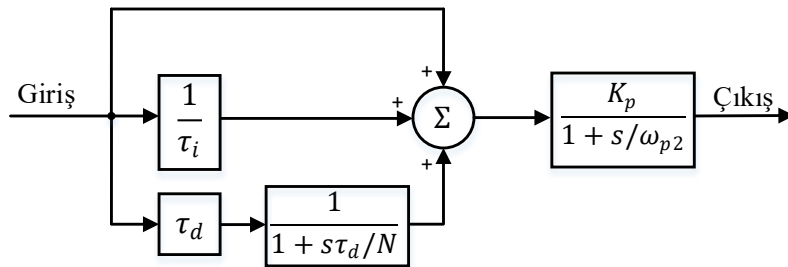
Bu çalışmada kullanılan FOPID parametrelerinin üst ve alt sınırları, esas karşılaştırmalar bu çalışmalarla yapıldığı için (İzci vd., 2022a; İzci vd., 2022c)'de verilenlerle aynıdır. Bu parametreler (3.82) nolu denklemde verilmiştir.

$$\begin{aligned} 0.1 &\leq K_p \leq 100 \\ 100 &\leq K_i \leq 10^5 \\ 10^{-6} &\leq K_d \leq 0.02 \\ 0 &\leq \lambda, \mu \leq 2 \end{aligned} \quad (3.82)$$

3.11. Kutup Yerleştirme ve Filtreli PID Denetleyici

Kutup yerleştirme, bir sistemin kapalı döngü kutuplarını stratejik olarak konumlandırarak dinamik davranışını değiştirmeyi amaçlayan bir kontrol sistemi tasarım tekniğidir. Doğrusal zamanla değişmeyen sistemlerde, kutuplar karakteristik denklemin kökleridir ve sistemin doğal frekanslarını ve sönümlenme özelliklerini belirler (Astrom ve Murray, 2009). Mühendisler, geri besleme kontrolü aracılığıyla bu kutupları manipüle ederek kararlılık, yerleşme zamanı, aşma ve kalıcı durum hatası gibi istenilen performans özelliklerini elde edebilirler. Bu süreç, sistemin karakteristik denklemini istenen kutup konumlarını verecek şekilde değiştiren, çıkış geri beslemesi biçiminde bir denetleyici tasarlamayı içermektedir.

PP yöntemi adi diferansiyel denklemlerle tanımlanan sonlu boyutlu sistemler için, Ackermann (Ackermann, 1985) formülü gibi yöntemlerle gerçekleştirilebilir. Bununla birlikte, gecikmeli diferansiyel denklemlerle tanımlanan sistemlerde olduğu gibi sonsuz boyutlu sistemler için, karakteristik denklemin doğası nedeniyle kutup yerleştirme daha karmaşık hale gelir (Michiels ve Niculescu, 2014). Bu durumlarda, sistemin spektrumu sonsuz sayıda kutup içerir ve tüm kutuplar için kesin kutup yerleştirme genellikle mümkün değildir. Bunun yerine, kısmi kutup yerleştirme veya sistemin davranışını en önemli şekilde etkileyen baskın kutupları bulmak için çeşitli teknikler geliştirilmiştir. Bu yöntemler genellikle, zaman gecikmeli sistemlerde ortaya çıkan yarı-polinom karakteristik denklemleri manipüle etmek için karmaşık analiz, fonksiyonel analiz ve sayısal optimizasyon gibi sofistike matematiksel araçlar içerir (Brethé ve Loiseau, 1998; Michiels et al., 2002; Boussaada et al., 2019). Bu çalışmada kullanılacak PP yöntemi için bahsedilen karmaşık matematiksel işlemlere gerek kalmadan literatürde en yaygın olarak bulunan geleneksel yöntem ele alınmıştır.



Şekil 3.16. FPID denetleyici blok diyagramı.

Bu çalışmada bahsedilen sezgisel üstü algoritmaların performansını geleneksel bir denetleyici tasarlama yöntemi olan kutup yerleştirme (PP) yöntemi ile karşılaştırmak için simülasyonlara PP yöntemi de dahil edilmiştir. Karşılaştırmalarda kullanılan ve blok diyagramı Şekil 3.16'da verilen filtreli PID (FPID) denetleyicinin kazanç parametreleri PP yöntemi kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün açık çevrim transfer fonksiyonu (3.83) nolu denklemde verilmiştir.

$$T_{OL}(s) = H_0 \frac{1 + s/\omega_{z1}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \quad (3.83)$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_C C} \quad (3.84)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.85)$$

$$Q = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.86)$$

$$H_0 = \frac{V_g}{V_{tepe}} \quad (3.87)$$

Burada, ω_{z1} sistemin yapısından gelen sıfırın açısal frekansı, ω_0 sistemin doğal açısal frekansı, Q kalite faktörü, H_0 sistemin DA kazancı, V_{tepe} ise Şekil 3.15'te görülen PWM bloğundaki üçgen dalga işaretin tepe gerilimi değeridir. FPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün açık çevrim transfer fonksiyonu (3.88) nolu denklemde verilmiştir.

$$T_{OL}(s) = H_0 \frac{1 + s/\omega_{z1}}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1} \frac{1 + s\left(\frac{\tau_d}{N} + \tau_i\right) + s^2\left(\frac{\tau_d\tau_i}{N} + \tau_d\tau_i\right)}{s\frac{\tau_i}{K_p}\left(1 + \frac{\tau_d}{N}s\right)} \quad (3.88)$$

Burada τ_i integral terimi zaman sabiti, τ_d türev terimi zaman sabiti, N ise filtre katsayısıdır. Bu denklemi sadeleştirmek için paydada bulunan çift kutuplarla aynı konuma sahip olacak şekilde paydaki sıfırlar ayarlanır. Bu durumda (3.89) nolu denklem elde edilir.

$$T_{OL}(s) = \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_0} + 1 = 1 + s\left(\frac{\tau_d}{N} + \tau_i\right) + s^2\left(\frac{\tau_d\tau_i}{N} + \tau_d\tau_i\right) \quad (3.89)$$

Böylece, açık çevrim transfer fonksiyonu (3.90) nolu denklemdeki gibi sadeleşmiş olur.

$$T_{OL}(s) = H_0 \frac{1 + s/\omega_{z1}}{s \frac{\tau_i}{K_p} \left(1 + \frac{\tau_d}{N} s\right)} \quad (3.90)$$

Kapalı çevrim transfer fonksiyonu (3.92) nolu denklemdeki gibi elde edilir.

$$T_{CL}(s) = \frac{T_{OL}(s)}{1 + T_{OL}(s)} \quad (3.91)$$

$$T_{CL}(s) = \frac{H_0 \frac{1 + s/\omega_{z1}}{s \frac{\tau_i}{K_p} \left(1 + \frac{\tau_d}{N} s\right)}}{1 + H_0 \frac{1 + s/\omega_{z1}}{s \frac{\tau_i}{K_p} \left(1 + \frac{\tau_d}{N} s\right)}} = \frac{1 + s/\omega_{z1}}{1 + s\left(\frac{1}{\omega_{z1}} + \frac{\tau_i}{H_0 K_p}\right) + s^2\left(\frac{\tau_d\tau_i}{NH_0 K_p}\right)} \quad (3.92)$$

Pay ve paydadaki sıfır ve kutuplar birbirlerini götürdükten sonra (3.93) nolu eşitlik elde edilir.

$$1 + s\left(\frac{1}{\omega_{z1}} + \frac{\tau_i}{H_0 K_p}\right) + s^2\left(\frac{\tau_d\tau_i}{NH_0 K_p}\right) = 1 + \left(\frac{s}{\omega_c Q_{CL}}\right) + \left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 \quad (3.93)$$

Amaç aşırı bir geçici hal cevabı elde etmek olduğundan PID katsayıları $Q_{CL} = 0.5$ 'lik bir kapalı çevrim kalite faktörüne uyacak şekilde ayarlanabilir. Açısal sıfır desibel geçiş frekansı olan ω_c 10 kHz'lik sıfır desibel geçiş frekansından dolayı 62.8 krad/s

olarak elde edilir. (3.93) nolu eşitlikte K_p , τ_i , τ_d ve N olmak üzere 4 adet bilinmeyen bulunmaktadır. Bunlar (3.94), (3.95), (3.96) ve (3.97) nolu denklemler kullanılarak hesaplanılır.

$$\frac{\tau_d}{N} + \tau_i = \frac{1}{\omega_0 Q_0} \quad (3.94)$$

$$\frac{\tau_d \tau_i}{N} + \tau_d \tau_i = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (3.95)$$

$$\frac{1}{\omega_{z1}} + \frac{\tau_i}{H_0 K_p} = \frac{1}{\omega_c Q_{CL}} \quad (3.96)$$

$$\frac{\tau_d \tau_i}{N H_0 K_p} = \frac{1}{\omega_c^2} \quad (3.97)$$

Buradan gerekli hesaplamalar yapılarak $K_p = 0.178$, $K_i = K_p/\tau_i = 12,191$, $K_d = K_p \tau_d = 1.978 \times 10^{-4}$, $N = 72.4$ olarak bulunur.

3.12. Performans Ölçütleri ve Amaç Fonksiyonu

Bir denetleyici sistemi tasarlanırken, çıkış ile referans değeri arasındaki hatanın en aza indirilmesi büyük önem taşır, bu da sistemin gürbüzlüğüne ve genel kararlılığına katkıda bulunur. Bu nedenle, bir denetleyicinin performansını değerlendirmek için integral performans ölçütleri yaygın olarak kullanılmaktadır (Dorf & Bishop, 2016).

Son zamanlarda kesir dereceli denetleyici sistemlerini tasarlamak için çeşitli integral performans ölçütleri kullanılmıştır (Tavazoei, 2010; Jesus & Tenreiro, 2008; Hartley & Lorenzo, 2004; Jamsa-Jounela et al., 2002). Bu kapsamda, çeşitli amaç fonksiyonları, denetleyicilerin tasarımı ve değerlendirilmesi için nesnel ölçütler olarak işlev görebilir. Denetleyicilerdeki hata sinyallerini en aza indirmek için yaygın olarak kullanılan ölçütler, mutlak hatanın integrali (IAE), karesel hatanın integrali (ISE), zaman ağırlıklı mutlak hatanın integrali (ITAE), zaman ağırlıklı karesel hatanın integrali (ITSE) olarak bilinmektedir. Bu ölçütlerin her birinin kendine özgü avantajları ve dezavantajları vardır. Örneğin, ISE daha düşük aşımli sistemler tasarlanmasına yardımcı olup, yüksek

enerji verimliliğine sahiptir, ancak daha uzun bir yerleşme süresi sergiler (Maghfiroh et al., 2021). Benzer şekilde, IAE'nin aşımı azalttığı bilinmektedir, ancak aynı zamanda yerleşme süresini uzatmaktadır. ITAE ve ITSE hem aşımı hem de yerleşme süresini azaltabilir, ancak hesaplama süresini artırmaktadır (İzci vd., 2022d).

Bahsedilen performans ölçütleri dışında, (3.98) nolu denklemde verilen Zwe-Lee Gaing (ZLG) (Gaing, 2004), maksimum aşımı, sabit durum hatasını, yerleşme süresini ve yükselme süresini en aza indiren bir amaç fonksiyonu önermiştir. ZLG'nin geçici hal cevabı ölçütlerini üstün bir şekilde kullanması, onu ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek için tercih edilen araç haline getirmektedir. Bu sebeple, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimini daha da iyileştirmek için bu çalışmada ZLG amaç fonksiyonu kullanılmıştır. Optimizasyon yapılırken ZLG amaç fonksiyonuna bir kısıtlama eklendiğini belirtmekte fayda vardır. Bu kısıtlama anahtarlama frekansı olan 100 kHz'in %10'u ile %20'si arasında bir sıfır desibel geçiş frekansı olacak şekilde tasarlanmıştır. Yani algoritma sıfır desibel geçiş frekansı sadece 10 kHz ile 20 kHz arasında olan parametreleri kabul etmektedir. Bunun sebebi gerçek hayattaki devrede anahtarlama frekansına çok yaklaşımdan işaretlerdeki sönümlenmelerin yapılabilmesidir.

$$ZLG = (1 - e^{-\rho})(M_p + E_{ss}) + e^{-\rho}(T_s - T_r) \quad (3.98)$$

Burada, ρ ağırlıklandırma katsayısı, M_p maksimum aşım, E_{ss} kararlı hal hatası, T_s yerleşme süresi ve T_r yükselme süresidir. ρ değeri hesaplanırken ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine uygun olacak şekilde deneme-yanılmaya dayalı bir optimizasyon süreci kullanılabilir. Ancak burada (Gaing, 2004) tarafından önerildiği gibi 1 olarak seçilmiştir.

3.13. OCSANM Algoritmasının İdeal Olmayan DA-DA düşürücü Dönüştürücü Sistemine Uygulanması

Şekil 3.17'de OCSANM'nin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine uygulanmasını gösteren blok diyagram verilmiştir. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin çıkış geriliminin OCSANM tarafından sağlanan FOPID denetleyici parametreleri aracılığıyla belirlendiği görülmektedir. Çıkış gerilimi ile

```

graph TD
    Start([Başla]) --> Step1[Düşürücü dönüştürücü için FOPID denetleyicinin optimum kazanç parametrelerini elde edecek şekilde OCSANM için gereken tüm parametreleri ayarla]
    Step1 --> Step2[İlk rastgele popülasyonun üretimini ve iterasyon sayacını başlat]
    Step2 --> Step3[OCSANM'yi çalıştır]
    Step3 --> Block1
    subgraph Block1 [ ]
        direction LR
        Sum1((+))
        Sum1 --> FOPID[FOPID denetleyici]
        FOPID --> DA[DA-DA düşürücü dönüştürücü]
        DA --> Sum2((+))
        Sum2 --> Out[δv_o(t)]
        Out --> Sum1
        Sum2 --> Sum2
    end
    Out --> Step4[Amaç fonksiyonu  
ZLG = (1 - e^-ρ)(M_p + E_ss) + e^-ρ(T_s - T_r)]
    Step4 --> Decision{k = k_max}
    Decision -- Hayır --> Step5[İterasyon sayacı k = k + 1]
    Step5 --> Step3
    Decision -- Evet --> Step6[Optimum kazanç parametrelerini ve amaç fonksiyonunun değerini göster]
    Step6 --> End([Bitir])

```

66

4. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

4.1. MATLAB Simülasyon Sonuçları

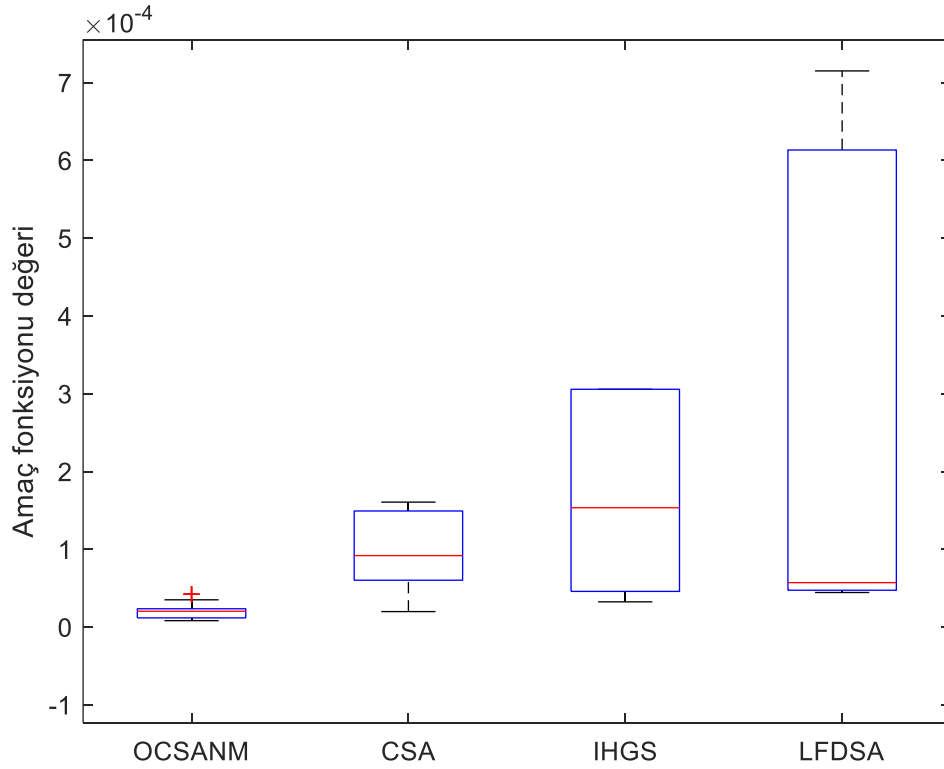
Önerilen OCSANM algoritması, orijinal CSA (Feng et al., 2021) ve ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin FOPID denetleyiciyle denetimi kapsamında şimdiye kadar en iyi performansları gösteren iki algoritma olan IHGS (İzci ve Ekinci, 2022) ve LFDSA (Izci vd., 2022c) algoritmaları ile karşılaştırılmıştır. IHGS ve LFDSA algoritmaları literatürde ideal DA-DA düşürücü dönüştürücü için ve sıfır desibel geçiş frekansında herhangi bir kısıtlama yapılmadan gerçekleştirilmiş algoritmalarlardır. Bu çalışmada OCSANM ve CSA'nın yanı sıra IHGS ve LFDSA algoritmaları da ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve sıfır desibel geçiş frekansı kısıtlaması kullanılarak yeniden düzenlenmiştir. Popülasyon ve maksimum iterasyon sayıları sırasıyla 50 ve 40 olarak ayarlanıp tüm algoritmalar 30 kez çalıştırılmıştır. Tüm test ve değerlendirmeler Intel Core i5 13600k işlemci ve 32 GB belleğe sahip bir masaüstü bilgisayarda gerçekleştirilmiş olup bu işlemler için MATLAB yazılımı kullanılmıştır.

4.1.1. Kutu grafiği analizi

OCSANM, CSA, IHGS ve LFDSA algoritmaları için veri dağılımını görselleştirmek amacıyla kutu grafiği analizi yapılmıştır. İlk bakışta değerlendirme kolaylığı sağladığından Şekil 4.1'de verildiği gibi kutu grafiği analizini incelemenin daha uygun olacağı düşünülmüştür. Çizelge 4.1'de gösterilen en iyi, en kötü, ortalama, standart sapma, medyan ve varyans, gibi istatistiksel performans ölçümleri, önerilen OCSANM algoritmasının orijinal CSA, IHGS ve LFDSA algoritmalarından daha iyi sonuçlar elde ettiğini göstermektedir. Şekil 4.1, önerilen OCSANM algoritmasının maksimum puan, üst çeyrek, medyan, alt çeyrek ve minimum puan açısından karşılaştırılan diğer algoritmalarla göre daha düşük değerlere sahip olduğunu göstermektedir. Buradan, önerilen OCSANM'nin kendisiyle karşılaştırılan tüm algoritmalarından daha düşük amaç fonksiyonu değerlerine ulaştığı, dolayısıyla daha üstün bir algoritma olduğu sonucuna varılabilir.

Çizelge 4.1. Karşılaştırılan algoritmaların ZLG amaç fonksiyonlarının istatistiksel sonuçları.

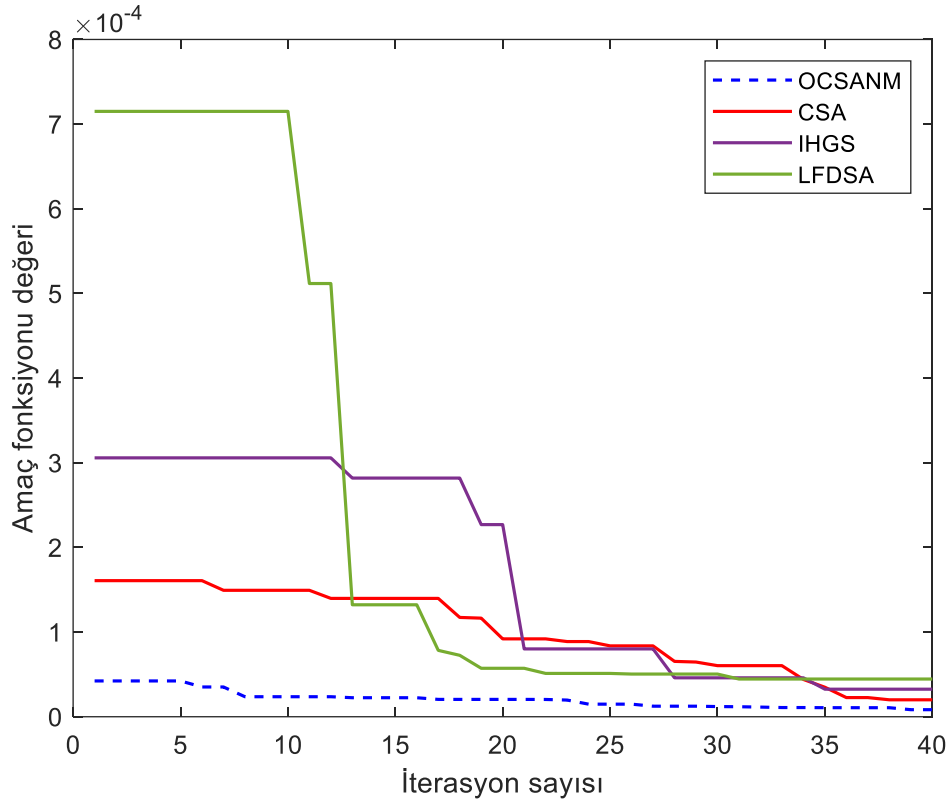
İstatistiki ölçüm	OCSANM	CSA	IHGS	LFDSA
En iyi	8.3336x10⁻⁶	2.001x10 ⁻⁵	3.2539x10 ⁻⁵	4.4521x10 ⁻⁵
En kötü	4.2279x10⁻⁵	1.6074x10 ⁻⁴	3.0579x10 ⁻⁴	7.1505x10 ⁻⁴
Ortalama	2.0479x10⁻⁵	9.1975x10 ⁻⁵	1.5352x10 ⁻⁴	5.7231x10 ⁻⁵
Standart sapma	1.0440x10⁻⁵	4.8796x10 ⁻⁵	1.2198x10 ⁻⁴	2.9119x10 ⁻⁴
Medyan	2.0762x10⁻⁵	1.0109x10 ⁻⁴	1.7231x10 ⁻⁴	2.4819x10 ⁻⁴
Varyans	1.0901x10⁻¹⁰	2.3810x10 ⁻⁹	1.4879x10 ⁻⁸	8.4792x10 ⁻⁸



Şekil 4.1. Karşılaştırılan algoritmaların kutu grafiği analizi.

4.1.2. Yakınsama analizi

Şekil 4.2’de OCSANM ve karşılaştırılan diğer algoritmalarının çalıştırılmasıyla elde edilen amaç fonksiyonu değerlerinin yakınsama davranışları verilmiştir. Sezgisel üstü algoritmaların stokastik özü nedeniyle her çalıştırmanın aynı sonuçları veremeyeceği açıktır. Bu bakımdan söz konusu algoritmaların 30’ar adet koşularının neredeyse tümünde OCSANM’nin diğer algoritmalarından daha iyi sonuçlar verdiği Şekil 4.1’deki istatistiksel kutu grafiği analizi incelendiğinde de anlaşılmaktadır. OBL ve NM yöntemleri, daha iyi çözümlerin daha hızlı bulunmasında büyük bir fark yaratmıştır.



Şekil 4.2. Karşılaştırılan algoritmalarının yakınsama profilleri.

4.1.3. Kıyaslama fonksiyonları analizi

Kıyaslama fonksiyonları ve bunların 3 boyutlu haritaları, optimizasyon algoritmalarının performansını ve karakteristiklerini değerlendirmede kritik bir rol oynar. Bu fonksiyonlar, algoritmaların keşif ve sömürü yetenekleri arasındaki dengeyi, ölçeklenebilirliklerini ve yakınsama hızlarını ortaya çıkarır. Örneğin, Rastrigin veya Ackley gibi çok sayıda lokal optimuma sahip fonksiyonlar, bir algoritmanın geniş arama uzayını etkin bir şekilde keşfetme ve lokal optimumlara takılmaktan kaçınma yeteneğini test ederken, Sphere gibi tek modlu fonksiyonlar, algoritmanın küresel optimuma hızlı bir şekilde yakınsama kabiliyetini değerlendirir.

Bu kıyaslama fonksiyonları ayrıca algoritmaların sağlamlığını ve hassasiyetini de sınar. Step fonksiyonu gibi düz bölgelere veya platolara sahip fonksiyonlar, bir algoritmanın gradyan bilgisi olmayan alanlarda ilerleme yapabilme yeteneğini test ederken, Rosenbrock gibi dik vadilere sahip fonksiyonlar, algoritmanın tam optimumu bulma hassasiyetini ortaya çıkarır. Bunun yanı sıra, bu fonksiyonlar algoritmaların farklı

problem türlerindeki performansını, başlangıç koşullarına duyarlılığını ve yanıltıcı optimizasyon manzaralarıyla başa çıkma yeteneğini de gösterir.

Çoklu denemeler yaparak, bir algoritmanın performansının tutarlılığı değerlendirilebilir. Griewank gibi fonksiyonlar, algoritmanın farklı boyutlarda birçok lokal optimumu işleme yeteneğini test ederken, Sphere ve Rosenbrock gibi fonksiyonlar ayrılabilirlik ve ayrılmazlık özelliklerini sınavarak, algoritmanın farklı türdeki değişken etkileşimlerini nasıl ele aldığını gösterir. Ayrıca, bu fonksiyonlar algoritmaların arama uzayı sınırlarını nasıl işlediğini de ortaya çıkarır.

3 boyutlu haritalar, bu değerlendirme sürecinde önemli bir görsel araç olarak hizmet eder. Bu haritalar, arama uzayının karmaşıklığını görselleştirir, belirli algoritmaların neden bazı fonksiyonlarda zorlanabileceğini anlamaya yardımcı olur ve lokal optimumlar, vadiler ve platolar gibi algoritma performansını etkileyen kavramları somutlaştırır. Bu görseller, sayısal sonuçları yorumlamada değerli bilgiler sağlayarak, algoritmaların davranışlarının daha iyi anlaşılmasına olanak tanır.

Sonuç olarak, kıyaslama fonksiyonları ve bunların görselleştirmeleri, optimizasyon algoritmalarının performansını çeşitli zorlayıcı senaryolarda kapsamlı bir şekilde değerlendirme ve karşılaştırma imkanı sunar. Bu yaklaşım, farklı optimizasyon tekniklerinin güçlü ve zayıf yönlerini belirlemede, dolayısıyla algoritmaların geliştirilmesinde ve belirli problem türlerine uygun algoritmaların seçiminde kritik bir rol oynar. Bu sayede, optimizasyon alanındaki araştırmacılar ve uygulayıcılar, daha etkili ve verimli çözümler geliştirme konusunda değerli içgörüler elde ederler. (Jamil & Yang, 2013; Liang et al., 2013; Molga & Smutnicki, 2005; Eftimov et al., 2017)

Bahsedilen kıyaslama fonksiyonları iki algoritma arasındaki performans farkını incelemek için yapıldığından sadece OCSANM ve CSA arasındaki performans farkı incelenecektir. Önerilen OCSANM algoritmasının performansı, tek modlu ve çok modlu kıyaslama fonksiyonları olarak bilinen çeşitli test fonksiyonu setleri kullanılarak değerlendirilmiştir. Bu çalışmada kullanılan tek modlu kıyaslama fonksiyonları Çizelge 4.2’de verilmiş olup, algoritmanın bu fonksiyonları optimize etmek için çalıştırılması sonucu elde edilen 3-boyutlu haritalar Şekil 4.3’te verilmiştir.

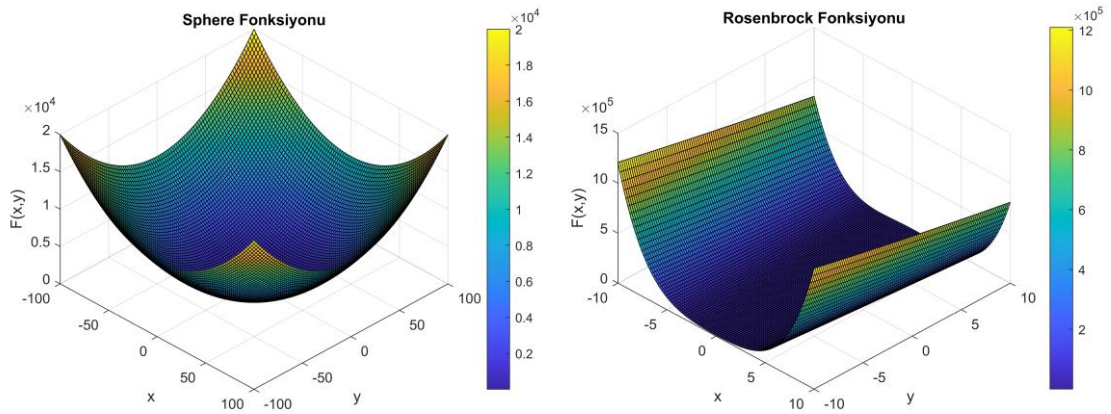
Öte yandan, algoritmanın yerel optimumlardan kaçınma ve keşif yeteneği, önemli sayıda yerel optimuma sahip olan ve Çizelge 4.3’te sunulan çok modlu kıyaslama fonksiyonları aracılığıyla incelenmiştir. Bu fonksiyonların 3-boyutlu haritaları ise Şekil 4.4’te verilmiştir.

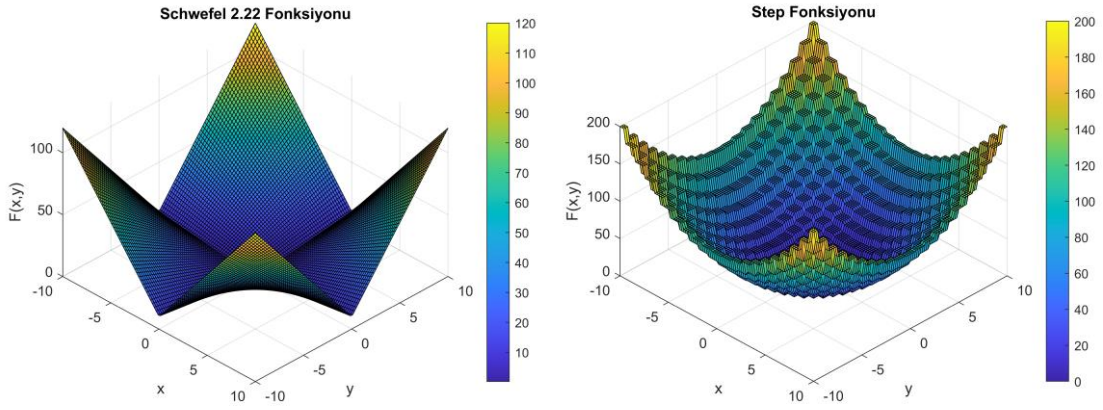
Çizelge 4.2. Tek modlu fonksiyonlarla ilgili bilgiler.

Fonksiyon	Denklem	d	$[X_{min}, X_{max}]$
Sphere	$F_1(x) = \sum_{i=1}^d x_i^2$	30	[-100, 100]
Rosenbrock	$F_2(x) = \sum_{i=1}^{d-1} (100(x_{i+1} - x_i^2)^2 + (x_i - 1)^2)$	30	[-30, 30]
Schwefel 2.22	$F_3(x) = \sum_{i=1}^d x_i + \prod_{i=1}^d x_i $	30	[-10, 10]
Step	$F_4(x) = \sum_{i=1}^d (x_i + 0.5)^2$	30	[-100, 100]

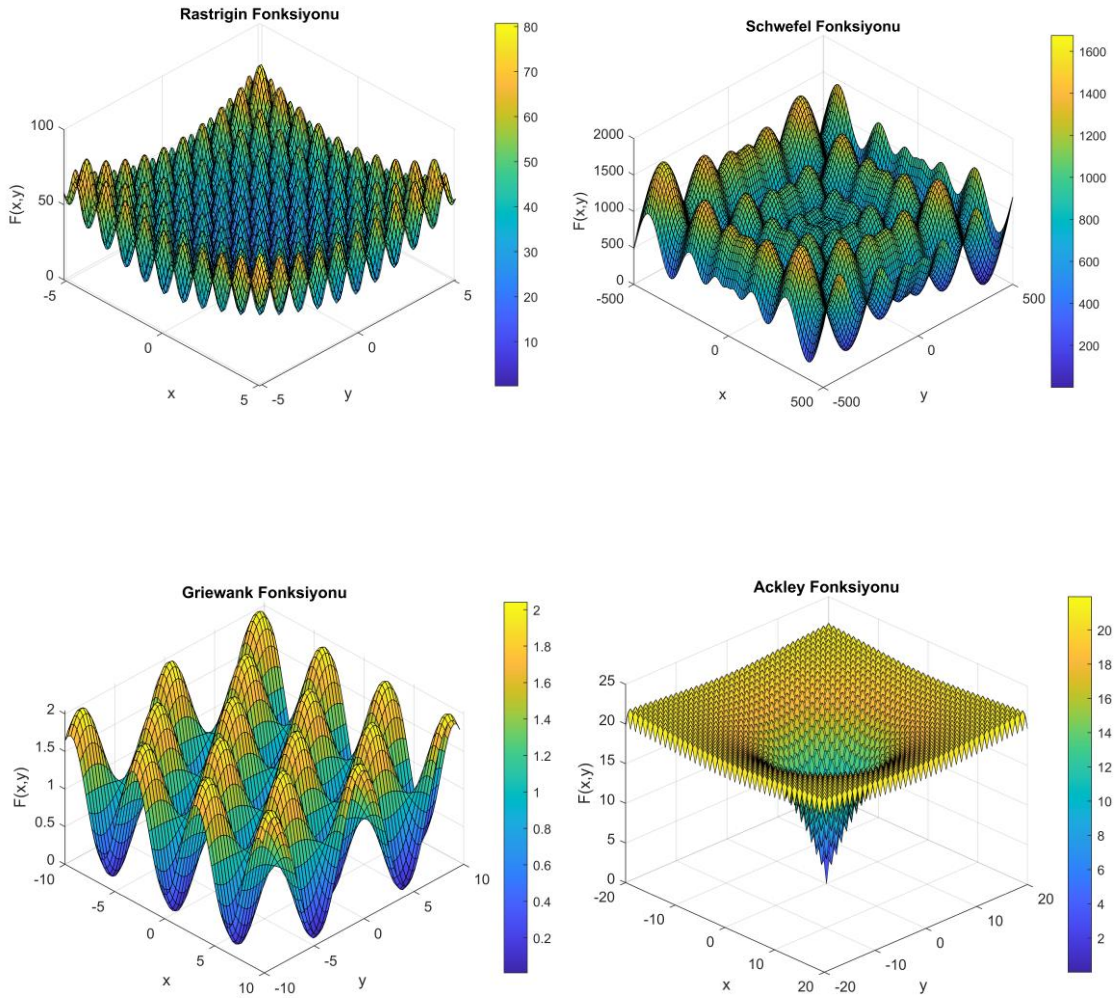
Çizelge 4.3. Çok modlu fonksiyonlarla ilgili bilgiler.

Fonksiyon	Denklem	d	$[X_{min}, X_{max}]$
Rastrigin	$F_5(x) = \sum_{i=1}^d [x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i) + 10]$	30	[-5, 5]
Schwefel	$F_6(x) = -\sum_{i=1}^d (x_i \sin(\sqrt{ x_i }))$	30	[-500, 500]
Griewank	$F_7(x) = \frac{1}{4000} \sum_{i=1}^d x_i^2 - \prod_{i=1}^d \cos\left(\frac{x_i}{\sqrt{i}}\right) + 1$	30	[-600, 600]
Ackley	$F_8(x) = -20 \exp\left(-0.2 \sqrt{\frac{1}{d} \sum_{i=1}^d x_i^2}\right) - \exp\left(\frac{1}{d} \sum_{i=1}^d \cos(2\pi x_i)\right) + 20 + e$	30	[-32, 32]





Şekil 4.3. Tek modlu fonksiyonların 3-boyutlu haritaları.



Şekil 4.4. Çok modlu fonksiyonların 3-boyutlu haritaları.

4.1.4. OCSANM ve CSA algoritmalarının sömürü ve keşif kabiliyetlerinin incelenmesi

Kıyaslama fonksiyonları bölümünde tartışıldığı gibi, tek modlu fonksiyonlar sömürü kabiliyetini, çok modlu fonksiyonlar ise keşif kabiliyetini incelemek için kullanılabilir. Çizelge 4.4'te OCSANM ve CSA algoritmaları tarafından elde edilen tek modlu ve çok modlu test fonksiyonlarının sonuçları sunulmuştur. Burada, şimdiye kadar elde edilen en iyi çözümlerin ortalama, standart sapma ve bulunan en küçük değer olan en iyi değerleri verilmiştir. İlgili çizelge incelendiğinde, sadece Rosenbrock ve Schwefel fonksiyonlarının standart sapma değerlerinde CSA daha iyi sonuçlar vermiştir. Bunun dışında kalan tüm fonksiyonların en iyi, ortalama ve standart sapma değerlerinde önerilen OCSANM algoritmasının daha iyi sonuçları bulunduğu görülebilir. Bununla birlikte Step fonksiyonu açısından ideal değer olan 0 değerine her iki algoritma tarafından da ulaşılmıştır. Bu da OCSANM'nin en iyi optimal çözümleri bulma konusundaki yüksek başarısını tekrar doğrulamaktadır.

OCSANM algoritması, hem tek modlu hem de çok modlu fonksiyonlarda üstün performans göstermiştir. Dolayısıyla, önerilen OCSANM'nin genel sömürü ve keşif kabiliyetinin, CSA algoritmasına göre üstün olduğu söylenebilir.

Çizelge 4.4. Tek ve çok modlu fonksiyonların karşılaştırılan algoritmalar için istatistiki verileri.

Fonksiyon	Ölçüt	OCSANM	CSA
Sphere	En iyi	1.2192x10⁻¹⁴	7.6664x10 ⁻¹⁰
	Ortalama	4.7559x10⁻⁹	1.7519x10 ⁻⁵
	Standart sapma	2.1414x10⁻⁸	5.6945x10 ⁻⁴
Rosenbrock	En iyi	1.3957x10⁻⁶	8.5707
	Ortalama	0.1710	8.8457
	Standart sapma	0.3969	0.1177
Schwefel 2.22	En iyi	2.1419x10⁻¹⁴	8.6593x10 ⁻⁹
	Ortalama	9.1312x10⁻¹³	3.0074x10 ⁻⁷
	Standart sapma	2.9036x10⁻¹²	4.9167x10 ⁻⁷
Step	En iyi	0	0
	Ortalama	0	0
	Standart sapma	0	0
Rastrigin	En iyi	0	9.1312x10 ⁻¹³
	Ortalama	1.7715x10⁻¹⁰	4.3144x10 ⁻¹⁰
	Standart sapma	9.7031x10⁻¹⁰	1.3779x10 ⁻⁹
Schwefel	En iyi	4.1361x10³	7.9091x10 ³
	Ortalama	6.8395x10³	9.9705x10 ³
	Standart sapma	1.5302x10 ³	0.6118x10³
Griewank	En iyi	1.4433x10⁻¹⁵	1.2365x10 ⁻¹¹
	Ortalama	7.3754x10⁻⁹	5.1958x10 ⁻⁷
	Standart sapma	2.3986x10⁻⁸	1.5674x10 ⁻⁶
Ackley	En iyi	4.2210x10⁻¹¹	7.9430x10 ⁻⁸
	Ortalama	2.1126x10⁻⁸	4.6543x10 ⁻⁶
	Standart sapma	7.2660x10⁻⁸	9.0223x10 ⁻⁶

4.1.5. Parametrik olmayan istatistik testi

İki algoritma arasındaki istatistiksel fark, parametrik olmayan bir test aracılığıyla ölçülebilir. Bu amaçla, bu çalışmada, algoritmaların performansını etkili bir şekilde değerlendirmeye yardımcı olan Wilcoxon işaretli-sıralama testi uygulanmıştır. Bu test, tüm kıyaslama fonksiyonlarında 30 koşu ve %95 anlamlılık düzeyinde gerçekleştirilmiştir. Çizelge 4.5'te, önerilen OCSANM ve CSA algoritmalarının her fonksiyon için elde edilen ortalama değerleri kullanılarak p değerleri hesaplanmıştır. Çizelgedeki kazanan sütununa, eğer karşılaştırılan iki algoritma arasında istatistiksel bir fark yoksa '=' işareti, OCSANM CSA'dan daha iyi performans gösterirse '+' işareti, OCSANM'nin CSA'dan daha kötü performans göstermesi durumunda da '-' işareti yazılmaktadır. İlgili çizelgeden gözlemlenebileceği gibi, Step fonksiyonu dışında, Wilcoxon işaretli-sıralama testinin sonuçları, OCSANM'nin tüm kıyaslama fonksiyonlarında üstünlüğünü bir kere daha doğrulamıştır. Bu da OCSANM'nin istatistiksel olarak CSA algoritmasından daha iyi performans gösterdiğini ve üstün performansının tesadüfen olmadığını göstermektedir.

Çizelge 4.5. Karşılaştırılan algoritmalar için Wilcoxon işaretli-sıralama testi sonuçları.

Fonksiyon	OCSANM	CSA	p değeri	Kazanan
Sphere	4.7559×10^{-9}	1.7519×10^{-5}	1.7344×10^{-6}	+
Rosenbrock	0,171	8,8457	1.7344×10^{-6}	+
Schwefel 2.22	9.1312×10^{-13}	3.0074×10^{-7}	1.7344×10^{-6}	+
Step	0	0	1	=
Rastrigin	1.7715×10^{-10}	4.3144×10^{-10}	1.7344×10^{-6}	+
Schwefel	6.8395×10^3	9.9705×10^3	1.7344×10^{-6}	+
Griewank	7.3754×10^{-9}	5.1958×10^{-7}	1.7344×10^{-6}	+
Ackley	2.1126×10^{-8}	4.6543×10^{-6}	1.7344×10^{-6}	+

4.1.6. Geçici hal cevabı analizi

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin denetiminde, optimizasyon sürecinde elde edilen farklı algoritmalar için en iyi FOPID denetleyici parametreleri ile PP yöntemiyle elde edilen FPID parametreleri Çizelge 4.6'da verilmiştir. Ayrıca karşılaştırılan kapalı çevrim sistemlerin transfer fonksiyonları, ilgili parametreler kullanılarak hesaplanmış olup (4.1), (4.2), (4.3), (4.4) ve (4.5) nolu denklemlerde

verilmiştir. Bunlardan (4.3) ve (4.4) nolu denklemler bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemini denetlemek için bir FOPID denetleyici kullanan literatürdeki mevcut en iyi iki algoritmanın, yani IHGS'nin (İzci ve Ekinci, 2022) ve LFDSA'nın (İzci vd., 2022c) transfer fonksiyonlarını temsil etmektedir. Çizelge 4.6'da dikkat edileceği üzere PP yöntemi bir FPID denetleyici için kullanıldığından, buna ait sütunda μ ve λ terimlerinin karşılıkları bulunmamaktadır. Benzer durum FOPID denetleyicilerde N teriminin bulunmaması durumu için de geçerlidir.

Çizelge 4.6. Karşılaştırılan algoritmalar tarafından FOPID denetleyici için bulunmuş optimum parametreler.

FOPID parametreleri	OCSANM-FOPID	CSA-FOPID	IHGS-FOPID	LFDSA-FOPID	FPID (Basso, 2012)
K_p	10.2347	8.8714	6.1822	5.0745	0.178
K_i	35,407	51,258	64,856	25,062	12,172
K_d	0.00664	0.00231	0.01514	0.01456	198×10^{-6}
μ	0.31978	0.56641	0.26443	0.37415	-
λ	1.00614	1.08276	1.23097	1.09605	-
N	-	-	-	-	72.4

$$CLTF_{OCSANM}(s) = \frac{s^{2.3259} + 1540.5s^{2.0061} + 64936s^{1.3259} + 10^8 s^{1.0061} + 5.33 \times 10^6 s + 3.46 \times 10^{11}}{0.017s^{3.0061} + s^{2.3259} + 1606.9s^{2.0061} + 64936s^{1.3259} + 1.011 \times 10^8 s^{1.0061} + 5.33 \times 10^6 s + 3.46 \times 10^{11}} \quad (4.1)$$

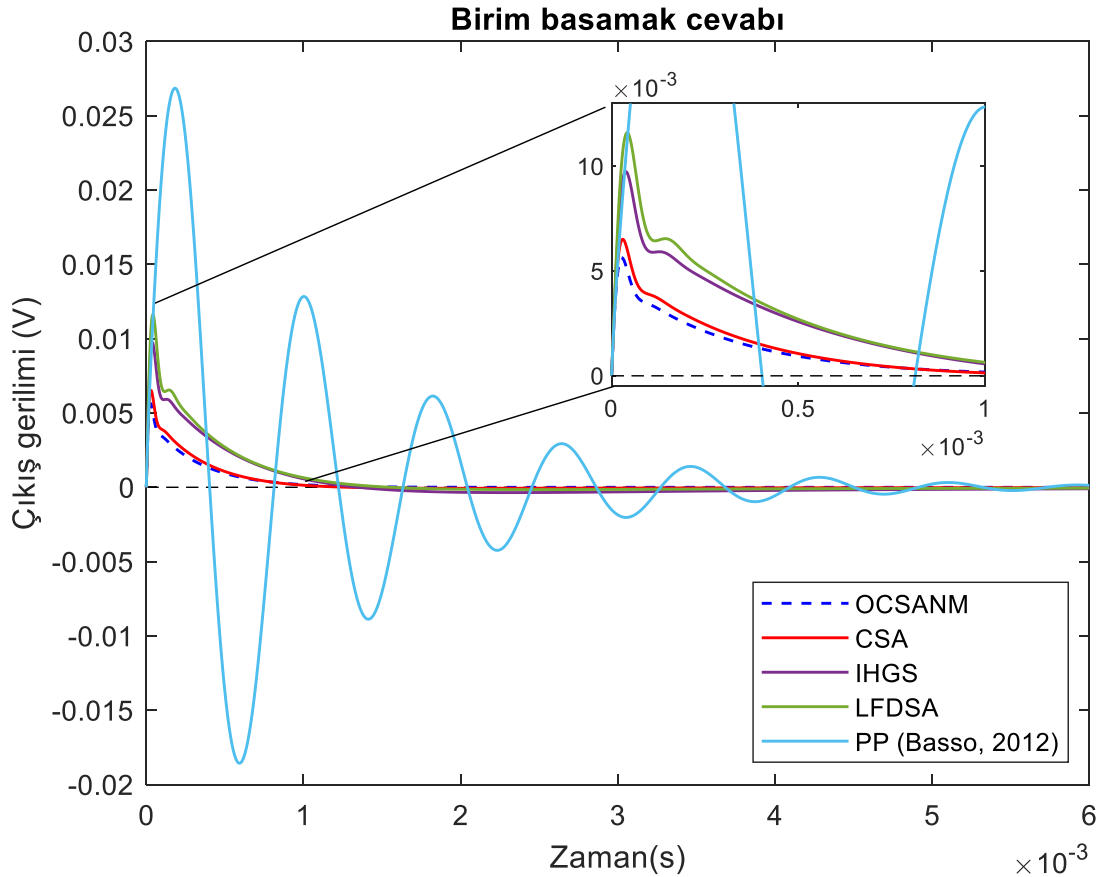
$$CLTF_{CSA}(s) = \frac{s^{2.6492} + 3833.8s^{2.0828} + 64935s^{1.6492} + 2.49 \times 10^8 s^{1.0828} + 2.215 \times 10^7 s + 1.439 \times 10^{12}}{0.048s^{3.0828} + s^{2.6492} + 4024.7s^{2.0828} + 64935s^{1.6492} + 2.519 \times 10^8 s^{1.0828} + 2.215 \times 10^7 s + 1.439 \times 10^{12}} \quad (4.2)$$

$$CLTF_{IHGS}(s) = \frac{s^{2.4954} + 588s^{2.231} + 64935s^{1.4954} + 3.818 \times 10^7 s^{1.231} + 6.169 \times 10^6 s + 4.006 \times 10^{11}}{0.0105s^{3.231} + s^{2.4954} + 630s^{2.231} + 64935s^{1.4954} + 3.882 \times 10^7 s^{1.231} + 6.169 \times 10^6 s + 4.006 \times 10^{11}} \quad (4.3)$$

$$CLTF_{LFDSA}(s) = \frac{s^{2.4701} + 348.45s^{2.096} + 64935s^{1.4701} + 2.2627 \times 10^7 s^{1.096} + 1.721 \times 10^6 s + 1.118 \times 10^{11}}{0.0076s^{3.096} + s^{2.4701} + 378.78s^{2.096} + 64935s^{1.4701} + 2.309 \times 10^7 s^{1.096} + 1.721 \times 10^6 s + 1.118 \times 10^{11}} \quad (4.4)$$

$$CLTF_{FPID}(s) = \frac{0.068s^3 - 4.488 \times 10^3 s^2 - 5.875 \times 10^6 s + 7.691 \times 10^4}{s^3 + 1.219 \times 10^5 s^2 + 2.741 \times 10^8 + 7.149 \times 10^{12}} \quad (4.5)$$

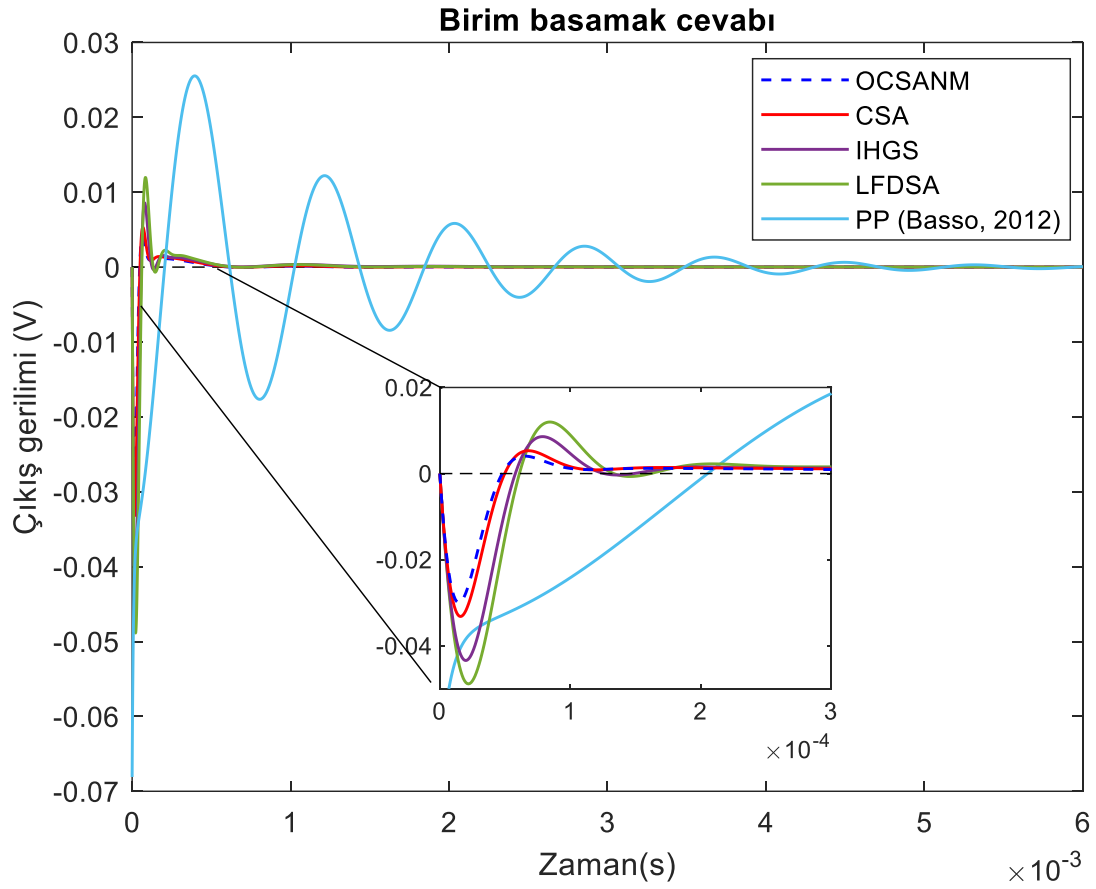
İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin önerilen OCSANM, CSA, IHGS (İzci ve Ekinici, 2022), LFDSA (İzci vd., 2022c) ve kutup yerleştirme (PP) (Basso, 2012) yöntemlerine dayalı FOPID ve FPID denetleyicili birim basamak cevapları karşılaştırması Şekil 4.5 ve Şekil 4.6’da verilmiştir. Ek olarak, Şekil 4.6’daki geçici hal cevaplarından elde edilen performans ölçütlerinin karşılaştırılması Çizelge 4.7’de görülmektedir. Önerilen OCSANM algoritması tabanlı FOPID denetimli sistemin, karşılaştırılan yaklaşımlar arasında en hızlı yükselme süresine, yerleşme süresine ve tepe süresine sahip olduğu ilgili şekil ve çizelgeden görülmektedir. Bu, önerilen OCSANM yaklaşımının FOPID denetimli ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemini yukarıda belirtilen algoritmalarından daha verimli çalıştıracaklarını göstermektedir.



Şekil 4.5. Karşılaştırılan yöntemlerin giriş geriliminden-çıkışa birim basamak cevapları.

Çizelge 4.7. Karşılaştırılan sistemlerin geçici hal cevabı değerleri.

Denetleyici	Aşım (%)	Yükselme süresi(s)	Yerleşme süresi (s)	Tepe süresi (s)
OCSANM-FOPID	0.4062	3.7642×10^{-5}	1.1594×10^{-4}	6.4995×10^{-5}
CSA-FOPID	0.5387	4.2575×10^{-5}	1.1936×10^{-4}	6.7912×10^{-5}
IHGS-FOPID	0.8582	5.0852×10^{-5}	1.3598×10^{-4}	7.9126×10^{-5}
LFDSA-FOPID	1.1197	5.9473×10^{-5}	1.4595×10^{-4}	8.4132×10^{-5}
PP-FPID	2.5536	28.1254×10^{-5}	54.136×10^{-4}	39.584×10^{-5}

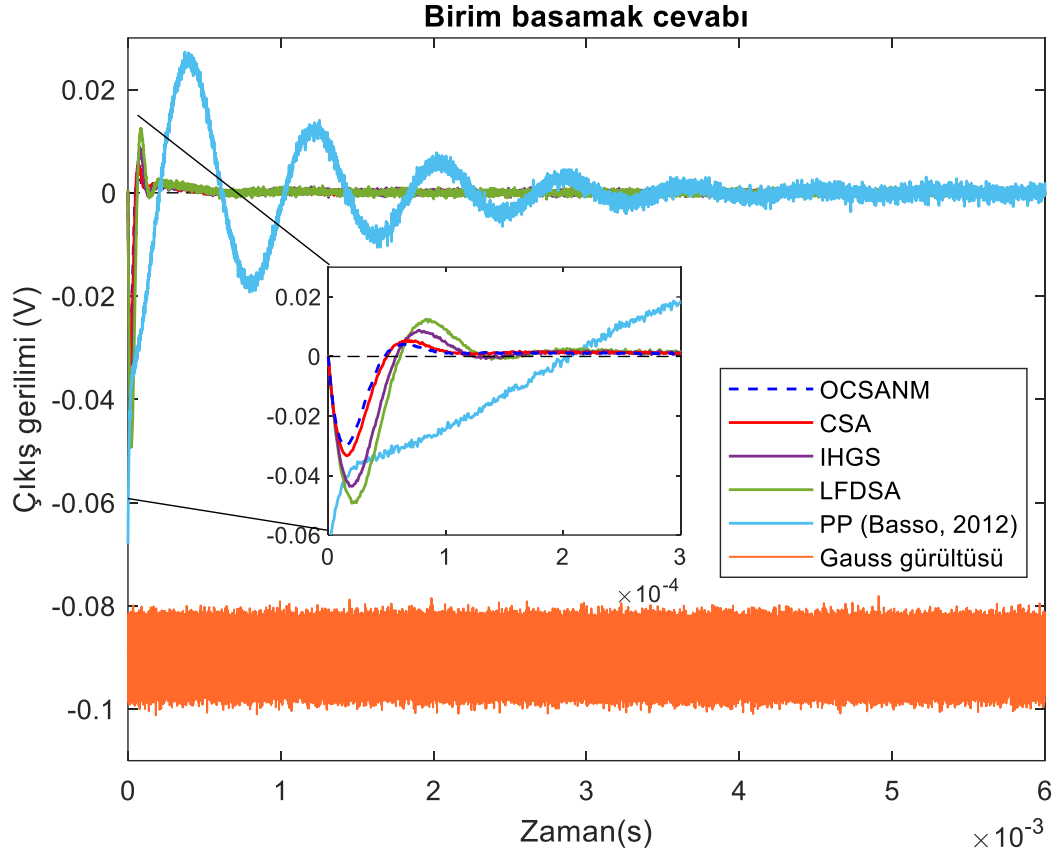


Şekil 4.6. Karşılaştırılan yöntemlerin yük akımından-çıkışa birim basamak cevapları.

4.1.7. Gürültü analizi

Gerçek hayatta elektronik devreler üzerinde yapılan ölçümlerde çevrede bulunan elektromanyetik dalgalardan ötürü ölçümlere istenmeyen gürültü işaretleri de dahil olabilmektedir. Karşılaştırılan algoritmaların bu gürültüleri bastırma performansını değerlendirmek için, işaret-gürültü-oranı (SNR) 20 dB olarak seçilen beyaz bir Gauss gürültüsü modellenmiştir. Ölçüm gürültüsüne karşı farklı yöntemlerin karşılaştırmalı

sonuçları Şekil 4.7’de verilmiştir. İlgili şekilde, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi için önerilen OCSANM tabanlı denetleyicinin diğer algoritmalara göre gürültüden daha az etkilendiği görülmektedir. Bu da önerilen yaklaşımın gürbüz yapısını tekrar doğrulamaktadır.



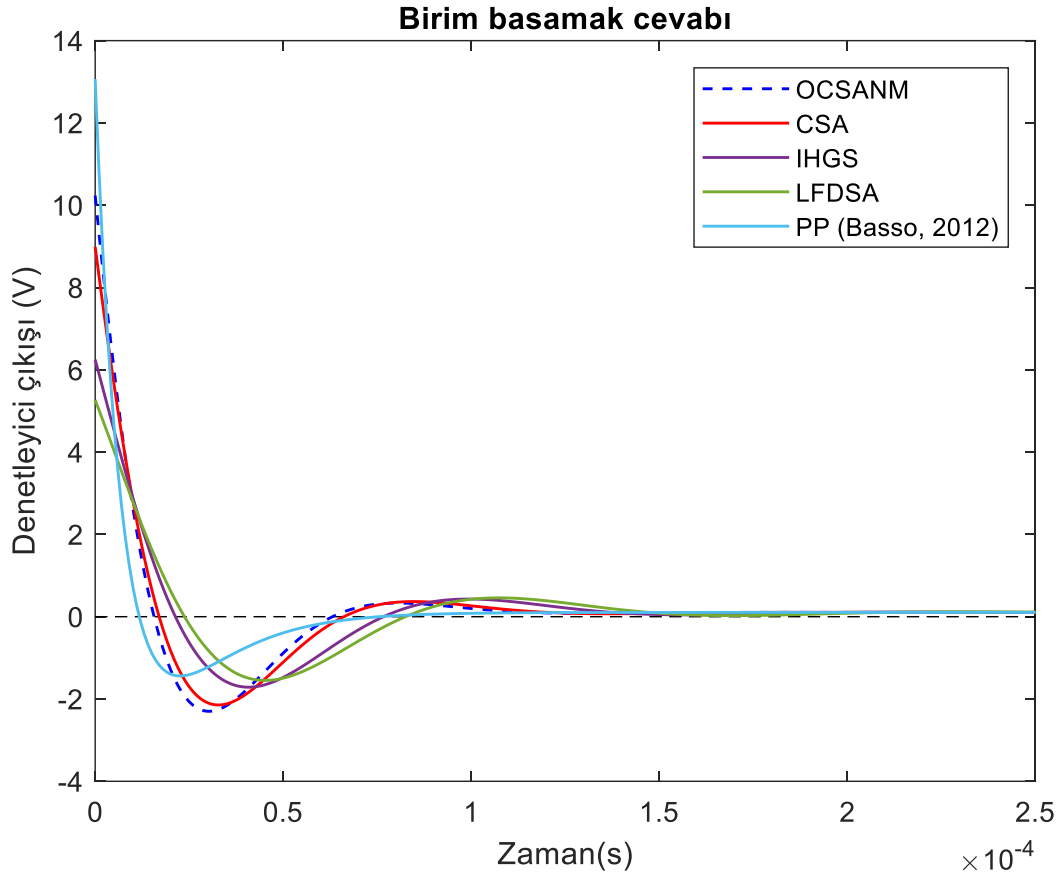
Şekil 4.7. Karşılaştırılan algoritmaların gürültüyü bastırma performansları.

4.1.8. Denetim eforu

Önerilen denetleyicinin denetim eforu ölçümleri, enerji ve maksimum denetim işareti açısından mevcut IHGS ve LFDSA algoritma tabanlı denetleyicilerle birlikte orijinal CSA ile karşılaştırmalı olarak Çizelge 4.8’de verilmiştir. Önerilen denetleyiciye atfedilen enerji harcamasında bir artış vardır çünkü yükselme, yerleşme ve tepe süreleri için en kısa değerleri sağlamak üzere daha büyük bir yoğunlukta çalışır. Çizelge 4.8’de verilen denetim eforu ve U_{max} değerlerinin hesaplanması için denetleyicilerin türev terimine alçak geçiren filtre eklenerek türev terimindeki anlık değişimlerin çok yüksek olmaması sağlanmaktadır. Kullanılan alçak geçiren filtrenin transfer fonksiyonu (4.6) nolu denklemde verilmiştir. Alçak geçiren filtreli denetleyicilerin çıkış sinyallerinin birim basamak cevabı Şekil 4.8’de verilmiştir.

Denetim eforu, denetim işaretinin mutlak değerinin integrali alınarak hesaplanır. Şekil 4.8’de görülen 250 mikro saniyelik ölçüm değerleri Çizelge 4.8’de verilmiştir.

$$T = \frac{1}{0.001s + 1} \quad (4.6)$$



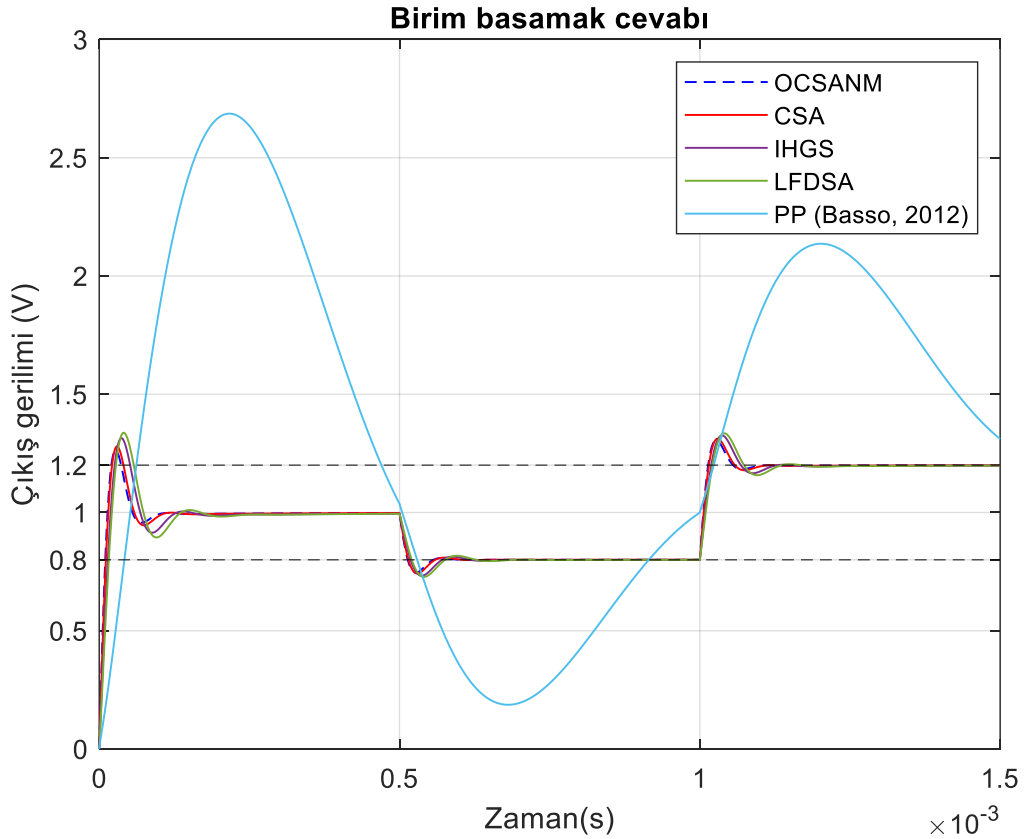
Şekil 4.8. Karşılaştırılan denetleyicilerin denetim eforu değerlerinin grafiksel gösterimi.

Çizelge 4.8. Karşılaştırılan denetleyicilerin denetim eforu değerleri.

Denetleyici	Denetim eforu	$U_{\max}$
OCSANM-FOPID	2.6511×10^{-4}	10.23
CSA-FOPID	2.4252×10^{-4}	8.99
IHGS-FOPID	1.9926×10^{-4}	6.25
LFDSA-FOPID	1.9466×10^{-4}	5.27
PP-FPID	2.1544×10^{-4}	13.07

4.1.9. Referans gerilimi takibi

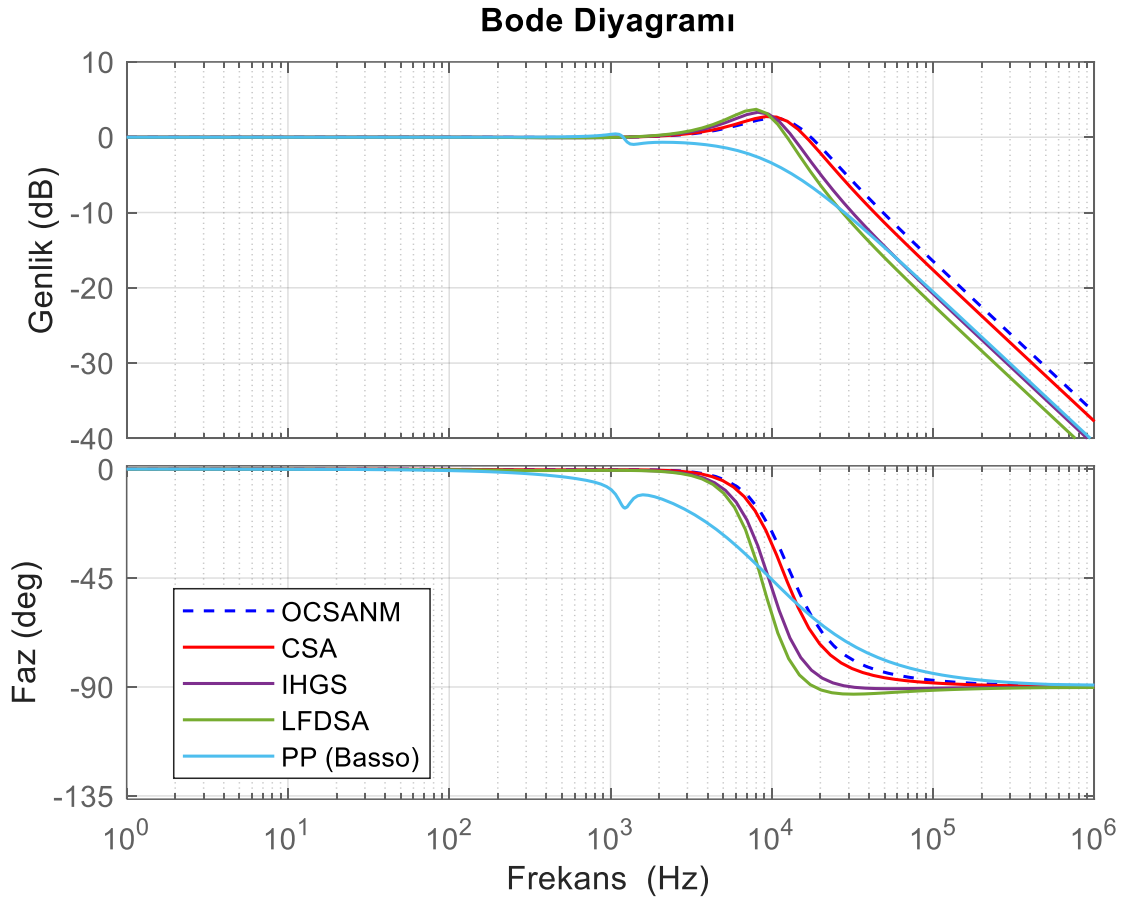
Bu çalışmadaki ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sabit bir çıkış gerilimi sağlayacak şekilde tasarlanmış olup bu kapsamda istenilen başarıyı göstermiştir. Bununla birlikte tasarlanan sistemin çıkış gerilimi değişimlerini de başarılı bir şekilde takip edebildiğini göstermek amacıyla referanstan-çıkışa transfer fonksiyonları kullanılarak elde edilen birim basamak cevapları Şekil 4.9’da verilmiştir. İlgili şekil incelendiğinde sırasıyla 0.5 ve 1 milisaniye anlarında referans geriliminde %20 düşüş ve %20 artış meydana geldiğinde önerilen yöntemle denetimi yapılan sistemin en düşük aşım ile birlikte, en düşük yükselme ve yerleşme süreleri sergileyerek karşılaştırılan yöntemler arasında en başarılı yöntem olduğu tekrar gösterilmiştir. Şekil 4.9’da tüm algoritma tabanlı sistemlerde yüksek aşım görülmesinin sebebi, algoritmalar tasarlanırken referanstan-çıkışa transfer fonksiyonları değil de yük akımından-çıkışa transfer fonksiyonlarının kullanılmasıdır. Ancak yukarıda bahsedildiği gibi bu durumda bile önerilen yöntemin diğer yöntemlerden üstün olduğu görülmektedir.



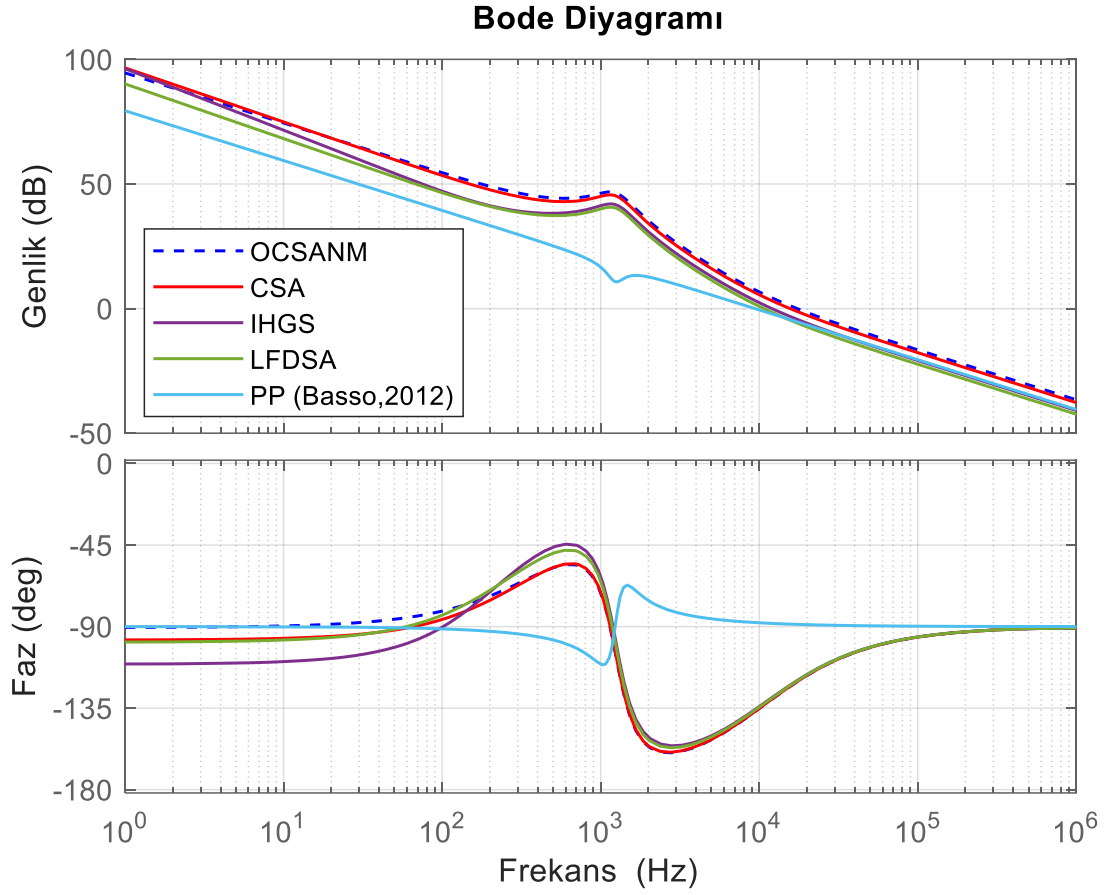
Şekil 4.9. Karşılaştırılan yöntemlerin referanstan-çıkışa birim basamak cevapları.

4.1.10. Frekans cevabı analizi

Şekil 4.10 ve Şekil 4.11’de önerilen OCSANM algoritmasına dayalı ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin CSA, IHGS (İzci ve Ekinici, 2022), LFDSA (İzci vd., 2022c) ve PP (Basso, 2012) yaklaşımlarına dayalı sistemlerin sırasıyla kapalı ve açık çevrim frekans cevapları verilmiştir. Bununla birlikte, kazanç marjı, faz marjı ve bant genişliği gibi frekans cevabı ölçütleri Çizelge 4.9’da verilmiştir. İlgili şekiller ve çizelgeden, OCSANM tabanlı sistemin diğer yaklaşımlara göre daha fazla bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir. Bir denetim sisteminin bant genişliğinin artırılması, kapalı çevrim transfer fonksiyonunu daha geniş bir frekans aralığı için istenen performansta tuttuğundan bozucu etkileri engellemesi de daha iyi olacaktır (Ellis, 2002). Bu, önerilen algoritma tabanlı sistemin, karşılaştırılan ilgili algoritmalarla göre kararlılık açısından daha iyi olduğunu doğrulamaktadır.



Şekil 4.10. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin farklı yöntemler için kapalı çevrim frekans cevabı.



Şekil 4.11. FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin farklı yöntemler için açık çevrim frekans cevabı.

Çizelge 4.9. Karşılaştırılan sistemlerin frekans cevabı değerleri.

Denetleyici	Kazanç Marjı (dB)	Faz marjı (deg)	Bant genişliği (Hz)	Sıfır desibel Geçiş frekansı (Hz)
OCSANM-FOPID	∞	59.55	1.4921×10^5	1.7325×10^4
CSA-FOPID	∞	57.05	1.3664×10^5	1.5668×10^4
IHGS-FOPID	∞	50.79	1.0766×10^5	1.2034×10^4
LFDSA-FOPID	∞	47.40	0.9709×10^5	1.0717×10^4
PP-FPID	∞	93.77	0.3280×10^5	0.9411×10^4

4.1.11. Performans ölçütlerinin karşılaştırılması

Daha önce (3.98) nolu denklemde verilen ZLG dışında yaygın olarak kullanılan, IAE, ISE, ITAE ve ITSE gibi performans ölçütleri de OCSANM algoritması tabanlı ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin üstün performansını göstermek için

kullanılabilir. (4.7), (4.8), (4.9) ve (4.10) nolu denklemler sırasıyla bu performans ölçütlerine ilişkin formülasyonları vermektedir.

$$IAE = \int_0^T |\delta v_{ref}(t) - \delta v_o(t)| dt \quad (4.7)$$

$$ISE = \int_0^T (\delta v_{ref}(t) - \delta v_o(t))^2 dt \quad (4.8)$$

$$ITAE = \int_0^T t |\delta v_{ref}(t) - \delta v_o(t)| dt \quad (4.9)$$

$$ITSE = \int_0^T t (\delta v_{ref}(t) - \delta v_o(t))^2 dt \quad (4.10)$$

Burada, T 5 mikrosaniye olarak belirlenmiş olan simülasyon süresidir, δv_{ref} referans gerilimin değişimi, δv_o çıkış geriliminin değişimidir. Performans ölçütlerinin en aza indirilmesi, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemi için daha fazla gürbüzlük ve kararlılık anlamına gelmektedir. Çizelge 4.10’da , önerilen OCSANM algoritması tabanlı ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sisteminin yukarıda belirtilen tüm performans ölçütleri için en düşük değerlere sahip olduğu görülmekte ve bu da önerilen algoritma tabanlı sistemin üstünlüğünü bir kez daha kanıtlamaktadır.

Ayrıca Çizelge 4.10’da önerilen ve literatürde mevcut olan sistemler arasındaki farkın hesaplandığında, önerilen algoritma tabanlı sistemin, mevcut sistemler olan ve IHGS ve LFDSA’dan sırasıyla % 92.6 ve % 94 daha küçük amaç fonksiyonu değerlerine sahip olduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.10. Performans ölçütlerinin karşılaştırması.

Controller type	ZLG	IAE	ISE	ITAE	ITSE
OCSANM-FOPID	5.9655x10⁻⁴	1.7158x10⁻⁵	6.7889x10⁻⁶	1.1924x10⁻⁹	4.8101x10⁻¹¹
CSA-FOPID	6.7473x10 ⁻⁴	1.8987x10 ⁻⁵	7.3183x10 ⁻⁶	1.3713x10 ⁻⁹	6.3603x10 ⁻¹¹
IHGS-FOPID	8.0586x10 ⁻⁴	2.6275x10 ⁻⁵	9.2954x10 ⁻⁶	3.2276x10 ⁻⁹	1.3448x10 ⁻¹⁰
LFDSA-FOPID	9.4253x10 ⁻⁴	3.0310x10 ⁻⁵	1.0651x10 ⁻⁵	3.3470x10 ⁻⁹	1.8976x10 ⁻¹⁰
PP-FPID (Basso, 2012)	26.6542x10 ⁻⁴	2.1492x10 ⁻⁴	2.3108x10 ⁻⁴	2.1252x10 ⁻⁸	2.2595x10 ⁻⁸

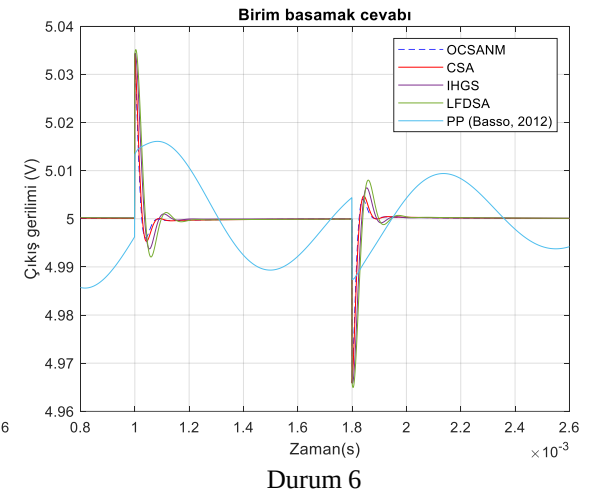
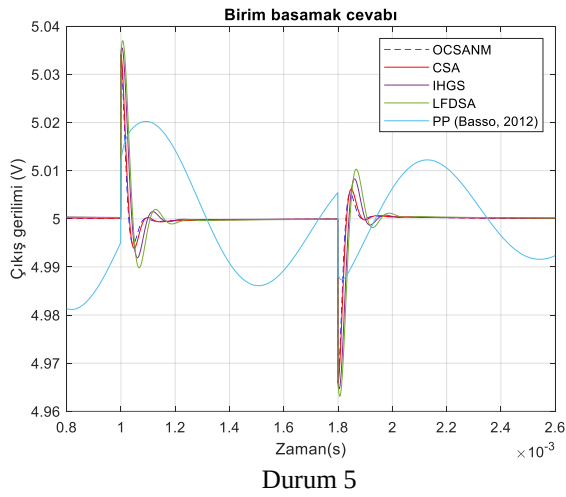
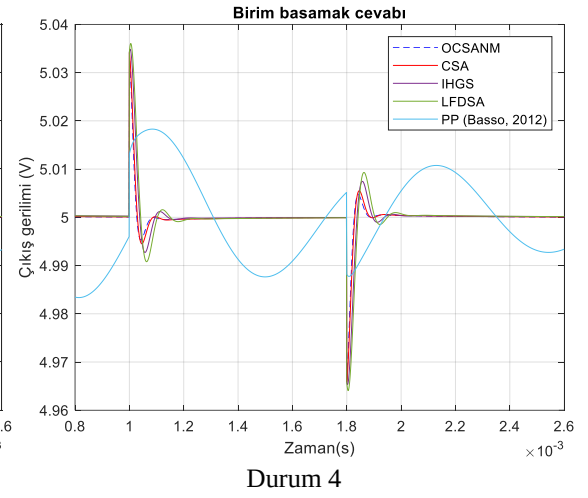
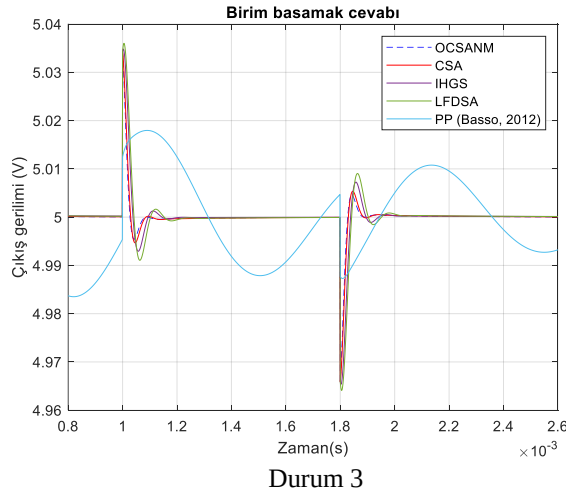
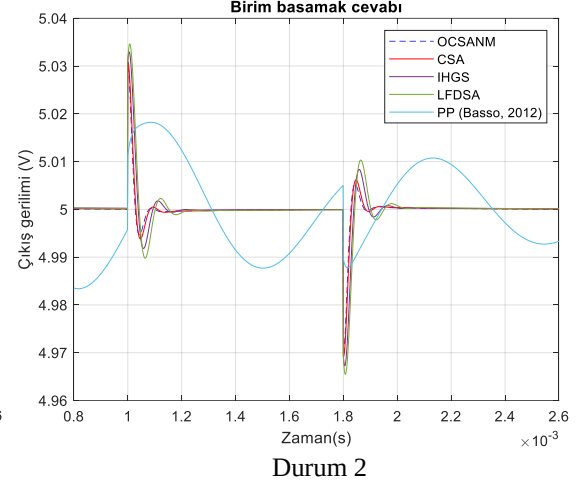
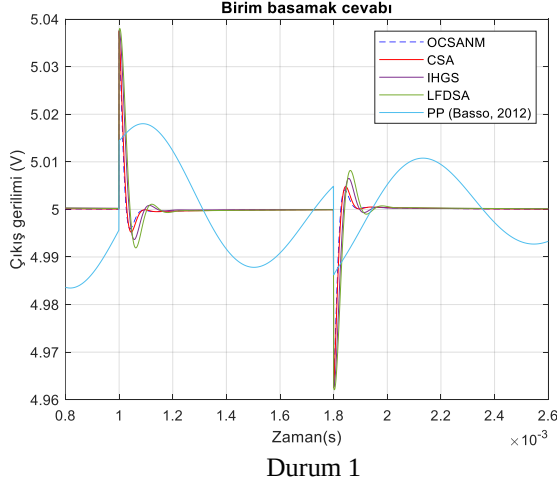
4.1.12. Gürbüzlük analizi

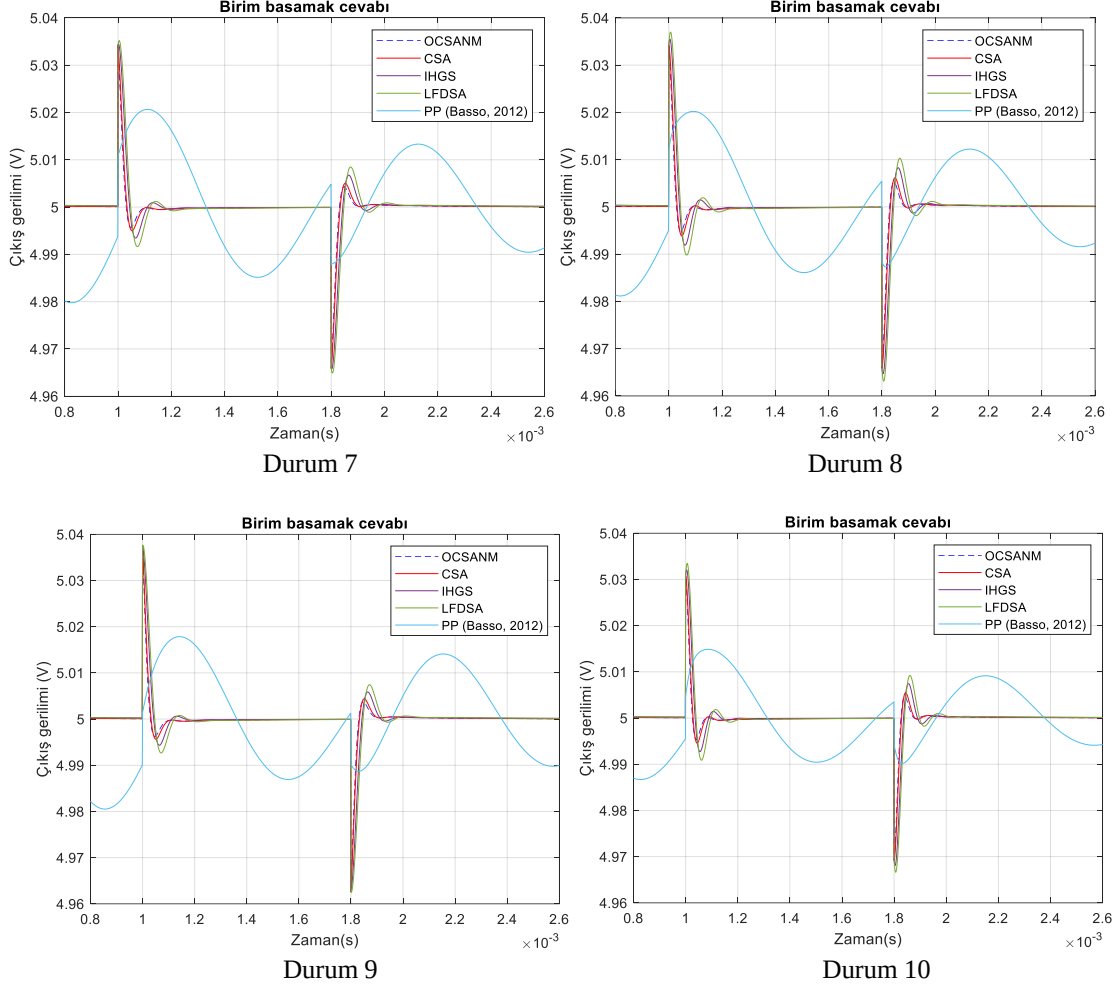
Sıcaklık, nem ve zamana bağlı aşınmalar gibi çevresel faktörlerden kaynaklanan devre bileşenlerinin değerlerindeki değişimler vb. öngörülemeyen koşulları dikkate alarak tasarım yapmak gürbüz bir sistem elde etmek için önem arz etmektedir. Önerilen denetleyicinin bu yönünü değerlendirmek için, L , C , R_L , ve R_C değerlerinde %10'luk değişimler yapıp, bu yeni değerlere göre birim basamak cevapları incelenmiştir. Çizelge 4.11'de değiştirilen bileşenler kalın punto ile gösterilmiş olup, durum numaraları ve karşılık gelen bileşen değerleri verilmiştir. İlk 8 durumda, sadece bir bileşenin değeri değiştirilmiştir. Bu her bileşen için bireysel değişikliğin neden olduğu etkilerin incelenmesine olanak tanımaktadır. 9 ve 10'uncu durumlarda ise tüm bileşenlerde sırasıyla %10'luk artış ve %10'luk düşüş değişimleri incelenmiştir. Şekil 4.12'de bahsedilen 10 durum için çıkış geriliminin birim basamak cevapları verilmiştir. Ek olarak Şekil 4.12'in 1 milisaniye ve 1.8 milisaniyede yük akımının sırasıyla 1 A azaltılması ve 1 A artırılması durumlarını da içerdiği belirtilmelidir.

İlgili şekiller, tüm durumlarda önerilen OCSANM tabanlı ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün, bozucu etkileri reddetmede en iyi performansa sahip olup aynı zamanda en hızlı sistem olduğunu ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.11. Devre elemanlarının değerlerinde meydana gelen değişimleri gösteren durumlar.

Durum no	Kondansatör direnci	Öz endüktör direnci	Öz endüktör	Kondansatör
Durum 1	$R_C = 0.077 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 2	$R_C = 0.063 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 3	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.11 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 4	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.09 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 5	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 82.5x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 6	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 67.5x10^{-6} H$	$C = 220x10^{-6} F$
Durum 7	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 242x10^{-6} F$
Durum 8	$R_C = 0.07 \Omega$	$R_L = 0.1 \Omega$	$L = 75x10^{-6} H$	$C = 198x10^{-6} F$
Durum 9	$R_C = 0.077 \Omega$	$R_L = 0.11 \Omega$	$L = 82.5x10^{-6} H$	$C = 242x10^{-6} F$
Durum 10	$R_C = 0.063 \Omega$	$R_L = 0.09 \Omega$	$L = 67.5x10^{-6} H$	$C = 198x10^{-6} F$





Şekil 4.12. Çizelge 4.11’de verilen durumlar için karşılaştırılan algoritmaların yük akımı değişimi geçici hal cevapları.

4.2. PSIM Ortamında Yapılan Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, OCSANM, CSA, IHGS ve LFDSA algoritmaları tarafından bulunmuş olan optimum FOPID denetleyici parametreleri kullanılarak ilgili denetleyiciler için analog devre tasarımı yapılacaktır. Her bir algoritma için ayrı ayrı tasarlanacak olan FOPID denetleyiciler bir ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemine geri besleme ile bağlanarak bir gerilim regülatörü oluşturulacaktır. Oluşturulan bu regülatörlerin geçici hal ve frekans cevapları ile bozucu etkilere karşı olan performansları incelenecektir. İlgili devre tasarımları PSIM yazılımı kullanılarak yapılacaktır.

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s^\lambda} + K_d s^\mu \quad (4.11)$$

Çizelge 4.6'daki kazanç parametreleri (4.11) nolu denklemde yerine yazıldığında (4.12), (4.13), (4.14) ve (4.15) nolu denklemlerdeki denetleyiciler elde edilir.

$$G(s)_{OCSANM} = 10.2347 + \frac{3.5407 \times 10^4}{s^{1.00614}} + 0.006644s^{0.31978} \quad (4.12)$$

$$G(s)_{CSA} = 8.8714 + \frac{5.1258 \times 10^4}{s^{1.08276}} + 0.002314s^{0.56642} \quad (4.13)$$

$$G(s)_{IHGS} = 6.1822 + \frac{6.4856 \times 10^4}{s^{1.23097}} + 0.010514s^{0.26443} \quad (4.14)$$

$$G(s)_{LFDSA} = 5.0745 + \frac{2.5062 \times 10^4}{s^{1.09605}} + 0.014562s^{0.37415} \quad (4.15)$$

4.2.1. İntegral terimin analog olarak gerçekleştirilmesi

Bu denklemlerdeki kesir dereceli denetleyicilerin analog olarak gerçekleştirilebilmesi için bazı işlemlerden geçmesi gerekmektedir. İlk olarak integral ve türev terimlerinin kesir dereceden tam sayılı dereceye dönüştürülmesi gerekmektedir. Bunun için 5. dereceden Oustaloup yaklaşımı kullanılacaktır. (4.12), (4.13), (4.14) ve (4.15) nolu denklemlerdeki integral terimlerinin 5. dereceden Oustaloup tam sayı yaklaşımları sırasıyla (4.16), (4.17), (4.18) ve (4.19) nolu denklemlerde verilmiştir. $G_I(s)$ ifadesindeki I sembolü integral terimi ifade etmektedir.

$$G_I(s)_{OCSANM} = \frac{3.5407 \times 10^4}{s^{1.00614}} = \frac{3.394 \times 10^4 s^{11} + 2.542 \times 10^7 s^{10} + 4.221 \times 10^9 s^9 + 1.878 \times 10^{11} s^8 + 2.339 \times 10^{12} s^7 + 8.259 \times 10^{12} s^6 + 8.291 \times 10^{12} s^5 + 2.366 \times 10^{12} s^4 + 1.914 \times 10^{11} s^3 + 4.337 \times 10^9 s^2 + 2.632 \times 10^7 s + 3.541 \times 10^4}{s^{12} + 743.3s^{11} + 1.225 \times 10^5 s^{10} + 5.406 \times 10^6 s^9 + 6.683 \times 10^7 s^8 + 2.342 \times 10^8 s^7 + 2.333 \times 10^8 s^6 + 6.606 \times 10^7 s^5 + 5.303 \times 10^6 s^4 + 1.192 \times 10^5 s^3 + 718s^2 + 0.9585s} \quad (4.16)$$

$$G_I(s)_{CSA} = \frac{5.1258 \times 10^4}{s^{1.08276}} = \frac{2.894 \times 10^4 s^{11} + 2.275 \times 10^7 s^{10} + 3.963 \times 10^9 s^9 + 1.850 \times 10^{11} s^8 + 2.418 \times 10^{12} s^7 + 8.958 \times 10^{12} s^6 + 9.436 \times 10^{12} s^5 + 2.826 \times 10^{12} s^4 + 2.399 \times 10^{11} s^3 + 5.702 \times 10^9 s^2 + 3.631 \times 10^7 s + 5.126 \times 10^4}{s^{12} + 708.4 s^{11} + 1.112 \times 10^5 s^{10} + 4.679 \times 10^6 s^9 + 5.513 \times 10^7 s^8 + 1.841 \times 10^8 s^7 + 1.748 \times 10^8 s^6 + 4.717 \times 10^7 s^5 + 3.609 \times 10^6 s^4 + 7.731 \times 10^4 s^3 + 443.7 s^2 + 0.5646 s} \quad (4.17)$$

$$G_I(s)_{IHGS} = \frac{6.4856 \times 10^4}{s^{1.23097}} = \frac{1.315 \times 10^4 s^{11} + 1.135 \times 10^7 s^{10} + 2.170 \times 10^9 s^9 + 1.112 \times 10^{11} s^8 + 1.595 \times 10^{12} s^7 + 6.484 \times 10^{12} s^6 + 7.497 \times 10^{12} s^5 + 2.464 \times 10^{12} s^4 + 2.296 \times 10^{11} s^3 + 5.989 \times 10^9 s^2 + 4.186 \times 10^7 s + 6.486 \times 10^4}{s^{12} + 645.4 s^{11} + 9.235 \times 10^4 s^{10} + 3.539 \times 10^6 s^9 + 3.799 \times 10^7 s^8 + 1.156 \times 10^8 s^7 + 9.998 \times 10^7 s^6 + 2.459 \times 10^7 s^5 + 1.714 \times 10^6 s^4 + 3.346 \times 10^4 s^3 + 175 s^2 + 0.2028 s} \quad (4.18)$$

$$G_I(s)_{LFDSA} = \frac{2.5062 \times 10^4}{s^{1.09605}} = \frac{1.291 \times 10^4 s^{11} + 1.023 \times 10^7 s^{10} + 1.797 \times 10^9 s^9 + 8.460 \times 10^{10} s^8 + 1.115 \times 10^{12} s^7 + 4.166 \times 10^{12} s^6 + 4.425 \times 10^{12} s^5 + 1.336 \times 10^{12} s^4 + 1.144 \times 10^{11} s^3 + 2.742 \times 10^9 s^2 + 1.761 \times 10^7 s + 2.506 \times 10^4}{s^{12} + 702.5 s^{11} + 1.094 \times 10^5 s^{10} + 4.564 \times 10^6 s^9 + 5.332 \times 10^7 s^8 + 1.766 \times 10^8 s^7 + 1.662 \times 10^8 s^6 + 4.449 \times 10^7 s^5 + 3.376 \times 10^6 s^4 + 7.172 \times 10^4 s^3 + 408.2 s^2 + 0.5151 s} \quad (4.19)$$

(4.16), (4.17), (4.18) ve (4.19) nolu denklemlerde verilen tam sayı dereceli integral terimlerinin analog gerçekleşmesi işlemi işlemsel kuvvetlendirici (İK) kullanılarak yapılacağından bu denklemlerin denetleyici karakteristiklerini değiştirmeyecek en düşük dereceye sadeleştirilmesi gerekmektedir. Bunun sebepleri, oluşturulacak devrenin karmaşıklığının azaltılması ve daha az malzeme kullanılarak maliyetin azaltılması gösterilebilir.

(4.16), (4.17), (4.18) ve (4.19) nolu denklemlerde verilen fonksiyonların 12'inci dereceden olan versiyonlarıyla aynı performansı veren en düşük dereceli versiyonları MATLAB yazılımında derece düşürme işlemi yapılarak elde edilmiş olup (4.20), (4.21), (4.22) ve (4.23) nolu denklemlerde verilmiştir. $G_{I,R}(s)$ ifadesindeki R sembolü derecesi düşürülmüş denklemi ifade etmektedir.

$$G_{I,R,OCSANM}(s) = \frac{-4,360 s^3 + 47,488.3 s^2 + 575.618 s + 0.9229}{s^3 + 0.0121 s^2 + 1.938 \times 10^{-5} s + 8.7736 \times 10^{-18}} \quad (4.20)$$

$$G_{I,R,CSA}(s) = \frac{-12,800s^3 + 41,158.4s^2 + 454.213s + 0.6843}{s^3 + 0.0011s^2 + 1.656x10^{-5}s + 1.6465x10^{-18}} \quad (4.21)$$

$$G_{I,R,IHGS}(s) = \frac{-6,500s^3 + 30,164.1s^2 + 281.412s + 0.3733}{s^3 + 0.0093s^2 + 1.232x10^{-5}s + 1.5472x10^{-18}} \quad (4.22)$$

$$G_{I,R,LFDSA}(s) = \frac{-2,460s^3 + 26,274.4s^2 + 186.638s + 0.3169}{s^3 + 0.0071s^2 + 1.204x10^{-5}s + 3.3677x10^{-18}} \quad (4.23)$$

(4.20), (4.21), (4.22) ve (4.23) nolu denklemlerin MATLAB yazılımında “residue” komutu kullanılarak kısmi kesir açılımı (KKA) alınmış olup elde edilen ifadeler (4.24), (4.25), (4.26) ve (4.27) nolu denklemlerde verilmiştir.

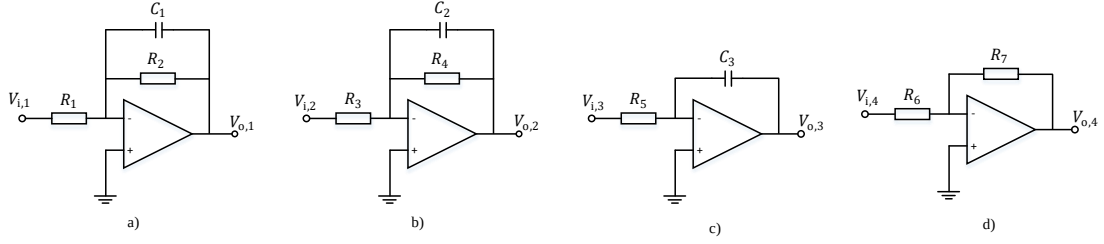
$$G_{I,R,OCSANM,KKA}(s) = \frac{-37.175}{s + 0.0102} + \frac{-40.816}{s + 0.0019} + \frac{47,619}{s} - 4,360 \quad (4.24)$$

$$G_{I,R,CSA,KKA}(s) = \frac{-12.516}{s + 0.0092} + \frac{-10.319}{s + 0.0018} + \frac{41,322}{s} - 12,830 \quad (4.25)$$

$$G_{I,R,IHGS,KKA}(s) = \frac{-45.662}{s + 0.0077} + \frac{-32.765}{s + 0.0016} + \frac{30,303}{s} - 6,500 \quad (4.26)$$

$$G_{I,R,LFDSA,KKA}(s) = \frac{-12.771}{s + 0.0043} + \frac{-46.296}{s + 0.0028} + \frac{26,316}{s} - 2,460 \quad (4.27)$$

(4.24), (4.25), (4.26) ve (4.27) nolu denklemlerin her birindeki soldan ilk iki terim Şekil 4.13 a) ve b)’de (Köseoğlu vd., 2021), soldan üçüncü terim Şekil 4.13 c)’de, sabit terimler ise Şekil 4.13 d)’de verilen İK’ler kullanılarak elde edilebilir. İlgili şekildeki İK’lerin transfer fonksiyonları (4.28), (4.29), (4.30) ve (4.31) nolu denklemlerde verilmiştir.



Şekil 4.13. a) ve b) alçak geçiren filtreler, c) integral alıcı İK, d) oransal İK.

$$\frac{V_{o,1}(s)}{V_{i,1}(s)} = \frac{-1/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \quad (4.28)$$

$$\frac{V_{o,2}(s)}{V_{i,2}(s)} = \frac{-1/R_3 C_2}{s + 1/R_4 C_2} \quad (4.29)$$

$$\frac{V_{o,3}(s)}{V_{i,3}(s)} = \frac{-1/R_5 C_3}{s} \quad (4.30)$$

$$\frac{V_{o,4}(s)}{V_{i,4}(s)} = \frac{-R_7}{R_6} \quad (4.31)$$

(4.24), (4.25), (4.26) ve (4.27) nolu denklemlerdeki kısmi kesirlerin her biri sırasıyla (4.28), (4.29), (4.30) ve (4.31) nolu denklemlere eşitlenerek her bir algoritma için ayrı R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 , R_6 , R_7 , C_1 , C_2 ve C_3 değerleri bulunur. Örnek olarak ilk terimlerin eşitlenmesi (4.32), (4.33), (4.34) ve (4.35) nolu denklemlerde gösterilmiştir.

$$\frac{-37.175}{s + 0.0102} = \frac{-1/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \quad (4.32)$$

$$\frac{-12.516}{s + 0.0092} = \frac{-1/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \quad (4.33)$$

$$\frac{-45.662}{s + 0.0077} = \frac{-1/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \quad (4.34)$$

$$\frac{-12.771}{s + 0.0043} = \frac{-1/R_1 C_1}{s + 1/R_2 C_1} \quad (4.35)$$

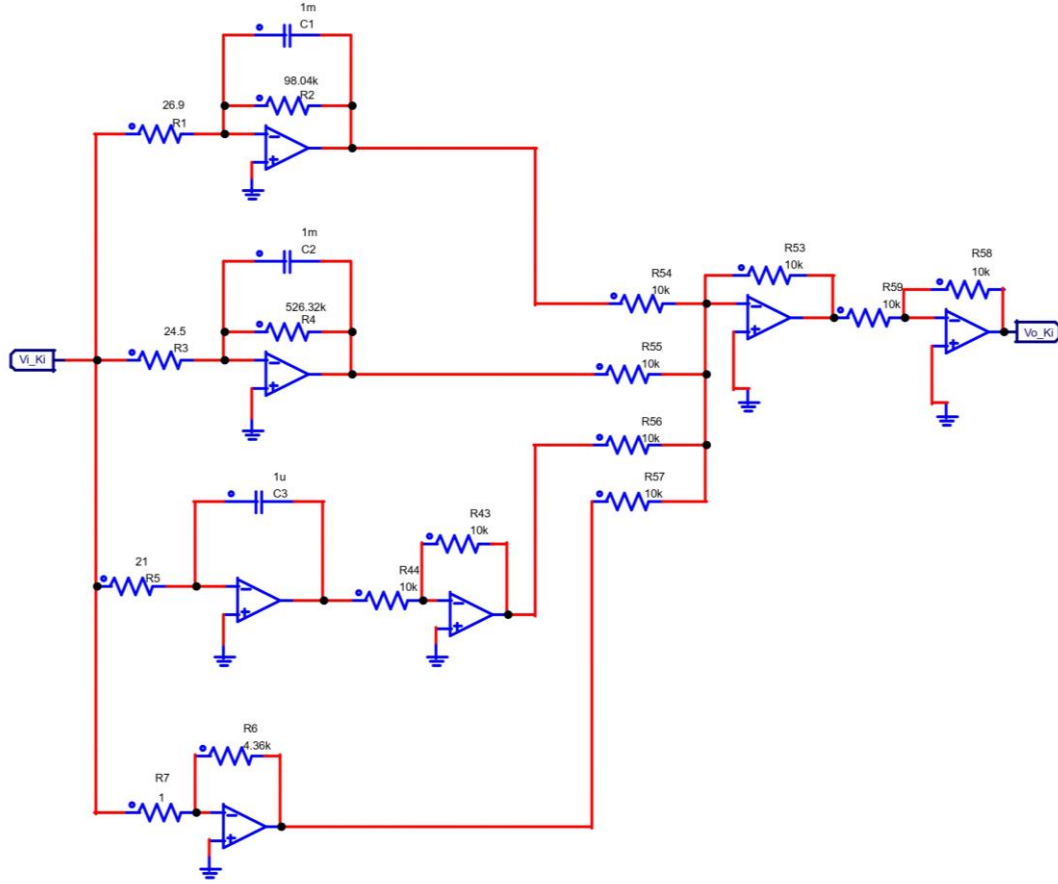
(4.32), (4.33), (4.34) ve (4.35) nolu denklemlerde gerekli işlemler yapıldığında OCSANM için $R_1C_1 = 0.00269$ ve $R_2C_1 = 98.039$, CSA için $R_1C_1 = 0.0798$ ve $R_2C_1 = 108.69$, IHGS için $R_1C_1 = 0.0219$ ve $R_2C_1 = 129.87$, LFDSA için $R_1C_1 = 0.0783$ ve $R_2C_1 = 232.6$ olarak elde edilir. Endüstride kullanılan kondansatör değerlerinden biri C_1 için seçilip buna göre R_1 ve R_2 değerleri de bulunmuş olur. Burada her algoritma için $C_1 = 1 \text{ mF}$ ve $C_3 = 1 \text{ uF}$ alınır, OCSANM için $R_1 = 26.9 \Omega$, $R_2 = 98.04 \text{ k}\Omega$, CSA için $R_1 = 79.9 \Omega$, $R_2 = 108.7 \text{ k}\Omega$, IHGS için $R_1 = 21.9 \Omega$, $R_2 = 129.87 \text{ k}\Omega$, LFDSA için $R_1 = 78.3 \Omega$, $R_2 = 232.6 \text{ k}\Omega$ olarak elde edilir. Her bir algoritma için R_1 ve R_2 direnç değerleri endüstride standart olarak bulunan en fazla 3 adet direncin seri veya paralel bağlanması yoluyla elde edilebilir. Veya seri ve paralel direnç hesabı yapmadan, her bir direnç için yeterince hassas potansiyometreler kullanılarak bu dirençler ondalıklı değerler dahil tam olarak ayarlanabilir. Benzer işlemler diğer kısmi kesir ifadeleri için yapılarak tüm algoritmalara ait direnç ve kondansatör değerleri belirlenmiş olup Çizelge 4.12’de verilmiştir.

Çizelge 4.12. Karşılaştırılan algoritmalar için kesir dereceli denetleyicilerin integral ifadelerinin İK’ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.

Devre elemanları	Değerler (OCSANM)	Değerler (CSA)	Değerler (IHGS)	Değerler (LFDSA)
R_1	26.9Ω	79.9Ω	21.9Ω	78.3Ω
R_2	$98.04 \text{ k}\Omega$	$108.70 \text{ k}\Omega$	$129.87 \text{ k}\Omega$	$232.6 \text{ k}\Omega$
R_3	24.5Ω	96.9Ω	30.52Ω	21.6Ω
R_4	$526.32 \text{ k}\Omega$	$555.56 \text{ k}\Omega$	$625 \text{ k}\Omega$	$357.1 \text{ k}\Omega$
R_5	21Ω	24.2Ω	33Ω	38Ω
R_6	1Ω	1Ω	1Ω	1Ω
R_7	$4.36 \text{ k}\Omega$	$12.83 \text{ k}\Omega$	$6.50 \text{ k}\Omega$	$2.46 \text{ k}\Omega$
C_1	1 mF	1 mF	1 mF	1 mF
C_2	1 mF	1 mF	1 mF	1 mF
C_3	1 uF	1 uF	1 uF	1 uF

Çizelge 4.12’de verilen değerler ve gerekli İK bağlantıları yapılarak her bir algoritma için kesir dereceli denetleyicilerin integral ifadelerinin analog devre karşılıkları

PSIM yazılımı kullanılarak oluşturulmuştur. OCSANM algoritması için elde edilen devre Şekil 4.14'te, geriye kalan devreler ise EK-5'te verilmiştir.



Şekil 4.14. OCSANM için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.

(4.24), (4.25), (4.26) ve (4.27) nolu denklemlerdeki pozitif işaretli 47,619/s, 41,322/s, 30,303/s ve 26,316/s ifadelerini, kurulan devrelerde de pozitif işaretli yapmak için bu ifadeleri veren İK'lere seri olarak kazancı -1 olan birer İK bağlanmıştır. PSIM'de kurulan diğer tüm devrelerde olduğu gibi Şekil 4.14'te de görülen toplama işlemi için yine kazancı -1 olan bir İK kullanılmıştır. Toplama işleminden gelen negatif işareti kaldırmak için tüm şekillerde en sağda bulunan kazancı -1 olan bir İK daha eklenmiştir.

4.2.2. Türev terimin analog olarak gerçekleştirilmesi

(4.12), (4.13), (4.14) ve (4.15) nolu denklemlerdeki integral ifadeleri için şu ana kadar yapılan işlemler şimdi de aynı denklemlerdeki türev ifadelerine uygulanacaktır. İlgili denklemlerde verilen türev terimlerinin 5. dereceden Oustaloup tam sayı yaklaşımları (4.36), (4.37), (4.38) ve (4.39) nolu denklemlerde verilmiştir. $G_D(s)$ ifadesindeki D sembolü türev terimi ifade etmektedir.

$$G_{D,OCSANM}(s) = 0.006644s^{0.31978} = \frac{0.0605s^{11} + 36.93s^{10} + 4.997s^9 + 1.812 \times 10^5 s^8 + 1.839 \times 10^6 s^7 + 5.291 \times 10^6 s^6 + 4.329 \times 10^6 s^5 + 1.007 \times 10^6 s^4 + 6.637 \times 10^4 s^3 + 1,225s^2 + 6.060s + 0.006644}{s^{11} + 912.1s^{10} + 1.844 \times 10^5 s^9 + 9.99 \times 10^6 s^8 + 1.515 \times 10^8 s^7 + 6.515 \times 10^8 s^6 + 7.964 \times 10^8 s^5 + 2.768 \times 10^8 s^4 + 2.727 \times 10^7 s^3 + 7.522 \times 10^5 s^2 + 5,559s + 9.106} \quad (4.36)$$

$$G_{D,CSA}(s) = 0.002314s^{0.56642} = \frac{0.1158s^{11} + 60.53s^{10} + 7,015s^9 + 2.178 \times 10^5 s^8 + 1.894 \times 10^6 s^7 + 4.667 \times 10^6 s^6 + 3.270 \times 10^6 s^5 + 6.515 \times 10^5 s^4 + 3.679 \times 10^4 s^3 + 581.7s^2 + 2.646s + 0.002314}{s^{11} + 1,065s^{10} + 2.514 \times 10^5 s^9 + 1.509 \times 10^7 s^8 + 2.816 \times 10^8 s^7 + 1.413 \times 10^9 s^6 + 2.017 \times 10^9 s^5 + 8.184 \times 10^8 s^4 + 9.412 \times 10^7 s^3 + 3.031 \times 10^6 s^2 + 2.616 \times 10^4 s + 50.03} \quad (4.37)$$

$$G_{D,IHGS}(s) = 0.010514s^{0.26443} = \frac{0.0653s^{11} + 41.28s^{10} + 5,783s^9 + 2.170 \times 10^5 s^8 + 2.281 \times 10^6 s^7 + 6.797 \times 10^6 s^6 + 5.757 \times 10^6 s^5 + 1.386 \times 10^6 s^4 + 9.462 \times 10^4 s^3 + 1,809s^2 + 9.262s + 0.01051}{s^{11} + 881s^{10} + 1.720 \times 10^5 s^9 + 9.00 \times 10^6 s^8 + 1.319 \times 10^8 s^7 + 5.475 \times 10^8 s^6 + 6.464 \times 10^8 s^5 + 2.170 \times 10^8 s^4 + 2.064 \times 10^7 s^3 + 5.50 \times 10^5 s^2 + 3,926s + 6.212} \quad (4.38)$$

$$\begin{aligned}
& 0.193s^{11} + 113.9s^{10} + \\
& +1.489 \times 10^4 s^9 + 5.217 \times 10^5 s^8 + \\
& +5.118 \times 10^6 s^7 + 1.423 \times 10^7 s^6 + \\
& +1.125 \times 10^7 s^5 + 2.529 \times 10^6 s^4 + \\
& +1.612 \times 10^5 s^3 + 2,875s^2 + \\
& +13.74s + 0.01456 \\
G_{D,LFDSA}(s) = 0.014562s^{0.37415} = & \frac{}{s^{11} + 943.8s^{10} + 1.974 \times 10^5 s^9 + \\
& +1.107 \times 10^7 s^8 + 1.737 \times 10^8 s^7 + \\
& +7.727 \times 10^8 s^6 + 9.773 \times 10^8 s^5 + \\
& +3.514 \times 10^8 s^4 + 3.582 \times 10^7 s^3 + \\
& +1.022 \times 10^6 s^2 + 7,818s + 13.25}
\end{aligned} \tag{4.39}$$

(4.36), (4.37), (4.38) ve (4.39) nolu denklemlerin 11. dereceden olan versiyonlarıyla aynı performansı veren en düşük dereceli versiyonları MATLAB yazılımında yazılımında derece düşürme işlemi yapılarak elde edilmiş olup (4.40), (4.41), (4.42) ve (4.43) nolu denklemlerde verilmiştir. $G_{D,R}(s)$ ifadesindeki R sembolü derecesi düşürülmüş denklemi ifade etmektedir.

$$G_{D,R,OCSANM}(s) = \frac{0.734s^4 + 363.194s^3 + 1.7630 \times 10^4 s^2 + 7.9061 \times 10^4 s + 2.4368 \times 10^4}{s^4 + 515.835s^3 + 2.5599 \times 10^4 s^2 + 1.1612 \times 10^5 s + 3.5996 \times 10^4} \tag{4.40}$$

$$G_{D,R,CSA}(s) = \frac{2.05s^4 + 1,448s^3 + 2.8579 \times 10^4 s^2 + 1.5922 \times 10^4 s - 8.0965 \times 10^4}{s^4 + 736.187s^3 + 1.5688 \times 10^4 s^2 + 3.1848 \times 10^4 s + 3,954.5} \tag{4.41}$$

$$G_{D,R,IHGS}(s) = \frac{4.77s^4 + 1,873.6s^3 + 5,890.8s^2 + 666.708s - 96.3845}{s^4 + 395.449s^3 + 1,292.1s^2 + 292.936s + 8.9298} \tag{4.42}$$

$$G_{D,R,LFDSA}(s) = \frac{5.97s^4 + 3,208.8s^3 + 1.8429 \times 10^4 s^2 + 4,013.6s - 139.947}{s^4 + 540.615s^3 + 3,132.9s^2 + 805.818s + 7.8643} \tag{4.43}$$

(4.40), (4.41), (4.42) ve (4.43) nolu denklemlerin MATLAB yazılımında “residue” komutu kullanılarak KKA alınmış olup elde edilen ifadeler (4.44), (4.45), (4.46) ve (4.47) nolu denklemlerde verilmiştir.

$$G_{D,R,OCSANM,KKA}(s) = \frac{-14.674}{s + 460.83} + \frac{-0.7194}{s + 50.0} + \frac{-0.0338}{s + 4.6704} + \frac{-0.0012}{s + 0.3345} + 0.734 \quad (4.44)$$

$$G_{D,R,CSA,KKA}(s) = \frac{-58.038}{s + 714.286} + \frac{-2.979}{s + 0.1328} + \frac{-0.1575}{s + 19.646} + \frac{-0.0058}{s + 2.122} + 2.05 \quad (4.45)$$

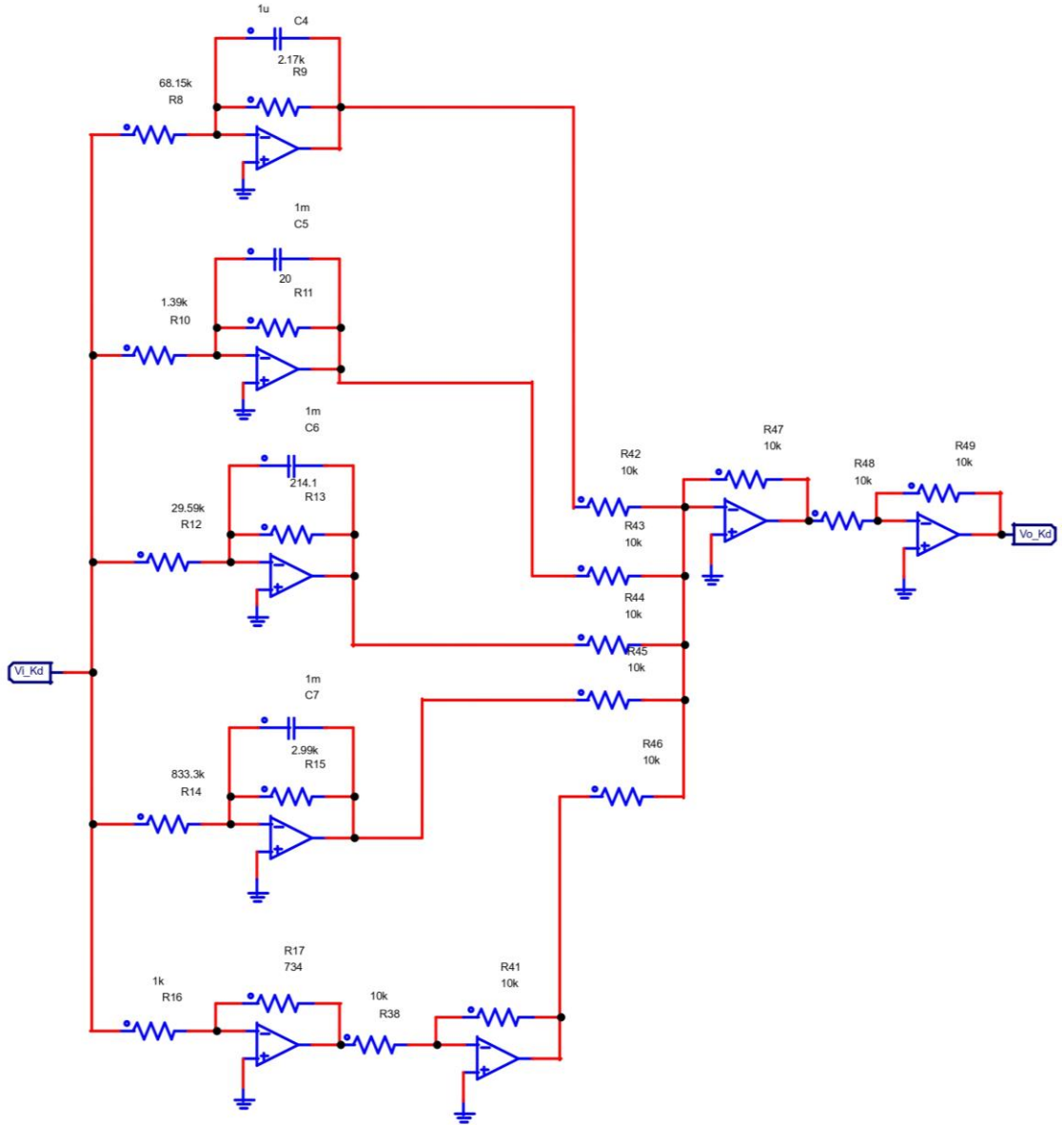
$$G_{D,R,IHGS,KKA}(s) = \frac{-12.121}{s + 392.156} + \frac{-0.5618}{s + 0.0362} + \frac{-0.0259}{s + 3.0506} + \frac{-0.001}{s + 0.2062} + 4.77 \quad (4.46)$$

$$G_{D,R,LFDSA,KKA}(s) = \frac{-18.315}{s + 534.759} + \frac{-0.2409}{s + 0.01016} + \frac{-0.0680}{s + 5.5865} + \frac{-0.002114}{s + 0.2591} + 5.97 \quad (4.47)$$

Çizelge 4.13'te verilen değerler ve gerekli İK bağlantıları yapılarak her bir algoritma için kesir dereceli denetleyicilerin türev ifadelerinin analog devre karşılıkları PSIM yazılımı kullanılarak oluşturulmuştur. OCSANM algoritması için elde edilen devre Şekil 4.15'te, geriye kalan devreler ise sırasıyla EK-6'da verilmiştir.

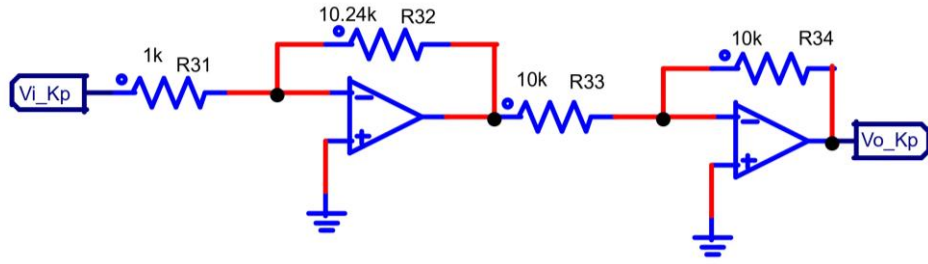
Çizelge 4.13. Karşılaştırılan algoritmalar için kesir dereceli denetleyicilerin türev ifadelerinin İK'ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.

Devre elemanları	Değerler (OCSANM)	Değerler (CSA)	Değerler (IHGS)	Değerler (LFDSA)
R_8	68.15 k Ω	17.23 k Ω	82.5 k Ω	54.6 k Ω
R_9	2.17 k Ω	1.40 k Ω	2.55 k Ω	1.87 k Ω
R_{10}	1.39 k Ω	335.7 Ω	1.78 k Ω	4.15 k Ω
R_{11}	20 Ω	7.53 k Ω	27.6 k Ω	98.4 k Ω
R_{12}	29.59 k Ω	6.35 k Ω	38.6 k Ω	14.7 k Ω
R_{13}	214.1 Ω	50.9 Ω	327.8 Ω	179 Ω
R_{14}	833.3 k Ω	172.40 k Ω	1000 k Ω	473 k Ω
R_{15}	2.99 k Ω	471.2 Ω	4.85 k Ω	3.86 k Ω
R_{16}	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω	1 k Ω
R_{17}	734 Ω	2.05 k Ω	4.77 k Ω	5.97 k Ω
C_4	1 μ F	1 μ F	1 μ F	1 μ F
C_5	1 mF	1 mF	1 mF	1 mF
C_6	1 mF	1 mF	1 mF	1 mF
C_7	1 mF	1 mF	1 mF	1 mF



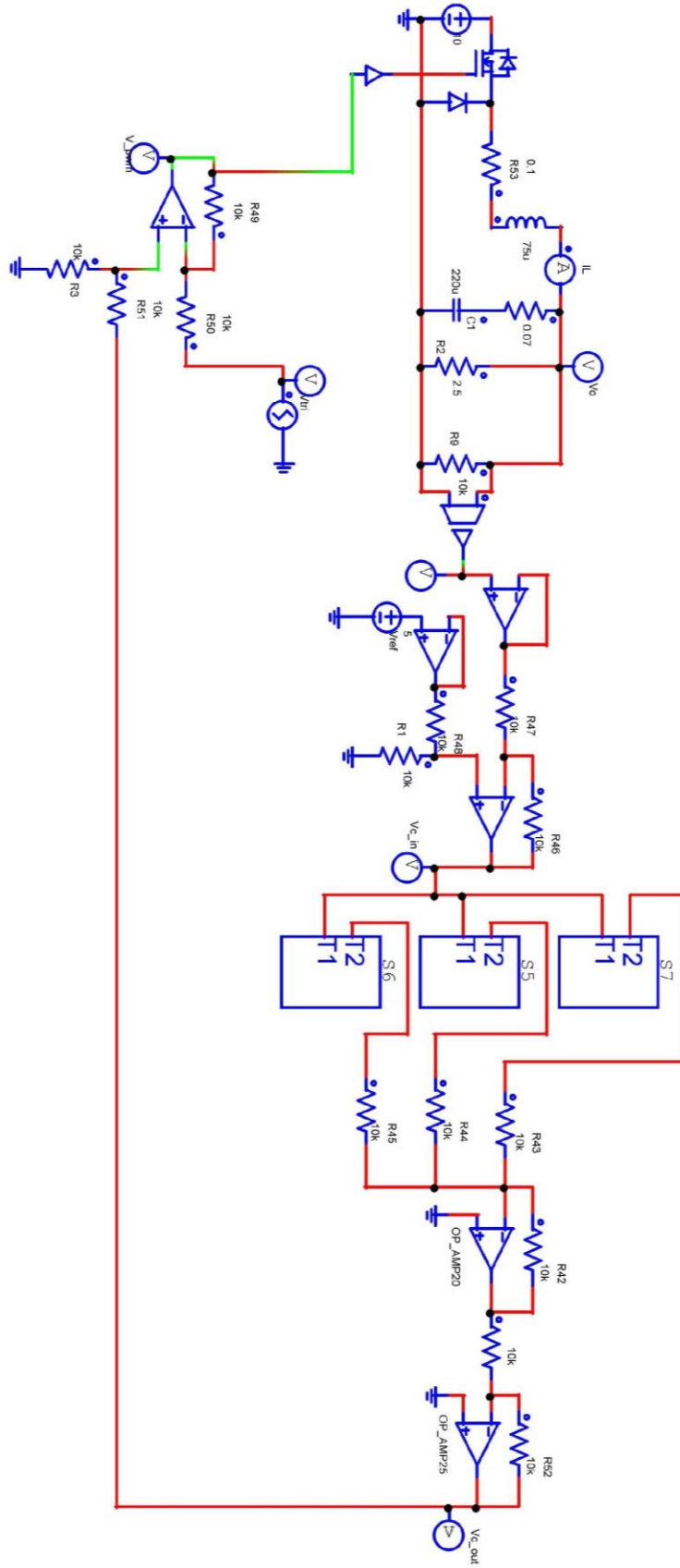
Şekil 4.15. OCSANM için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.

Son olarak (4.12), (4.13), (4.14) ve (4.15) nolu denklemlerdeki oransal ifadeler olan olan 10.2347, 8.8714, 6.1822 ve 5.0745 değerleri de PSIM yazılında oluşturulmuştur. Şekil 4.16’da OCSANM algoritmasına ait oransal ifadenin devresi görülmektedir. Geriye kalan devreler EK-7’de verilmiştir.



Şekil 4.16. OCSANM için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.

Şekil 4.14, Şekil 4.15 ve Şekil 4.16'daki OCSANM algoritmasına dayalı oluşturulmuş olan devreler yine bir İK yardımıyla toplandığında OCSANM için kesir dereceli denetleyici tamamlanmış olur. Bu kesir dereceli denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ile kapalı çevrim devre şeması Şekil 4.17'de verilmiştir. CSA, IHGS ve LFDSA tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin devre şemaları ise sırasıyla EK-8, EK-9 ve EK-10'da verilmiştir.



Şekil 4.17. OCSANM için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.

Geleneksel PP yöntemi ile tasarlanmış FPID denetleyicinin PSIM yazılımında İK kullanılarak tasarlanmış devresi Şekil 4.18’de görülmektedir. Bu çalışmada tasarlanan algoritma tabanlı denetleyiciler (Basso, 2012)’deki FPID denetleyici ile karşılaştırıldığından, FPID için gerekli devre elemanlarının hesaplanması da ilgili kaynaktaki değerler üzerinden yapılmıştır. Buradaki devre elemanlarının değerleri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün transfer fonksiyonundaki sıfır ve kutupların yerlerine göre denetleyicideki sıfır ve kutupların yerleri belirlenir. Sıfırlar ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüdeki düşük frekanslı kutupları elimine etmek için (4.48) ve (4.49) nolu denklemler yardımıyla bulunur.

$$f_{z,1} = \frac{\omega_{z,1}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_C C} = \frac{1}{2\pi(0.07)220 \times 10^{-6}} = 10.34 \text{ kHz} \quad (4.48)$$

$$f_{z,2} = \frac{\omega_{z,2}}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(75 \times 10^{-6})(220 \times 10^{-6})}} = 1.24 \text{ kHz} \quad (4.49)$$

Kutuplardan biri sıfır desibel geçiş frekansı değerinde, diğeri de yüksek frekanslı gürültüleri sönümlemek için genellikle anahtarlama frekansının yarısı değerinde seçilir.

$f_{p,1} = 10 \text{ kHz}$, $f_{p,2} = 50 \text{ kHz}$ olarak alınmıştır.

$$f_{z,1} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \rightarrow R_1 = \frac{1}{2\pi f_{z,1} C_1}$$

C_1 1µF seçilirse $R_1 = 15.4 \Omega$ elde olarak edilir.

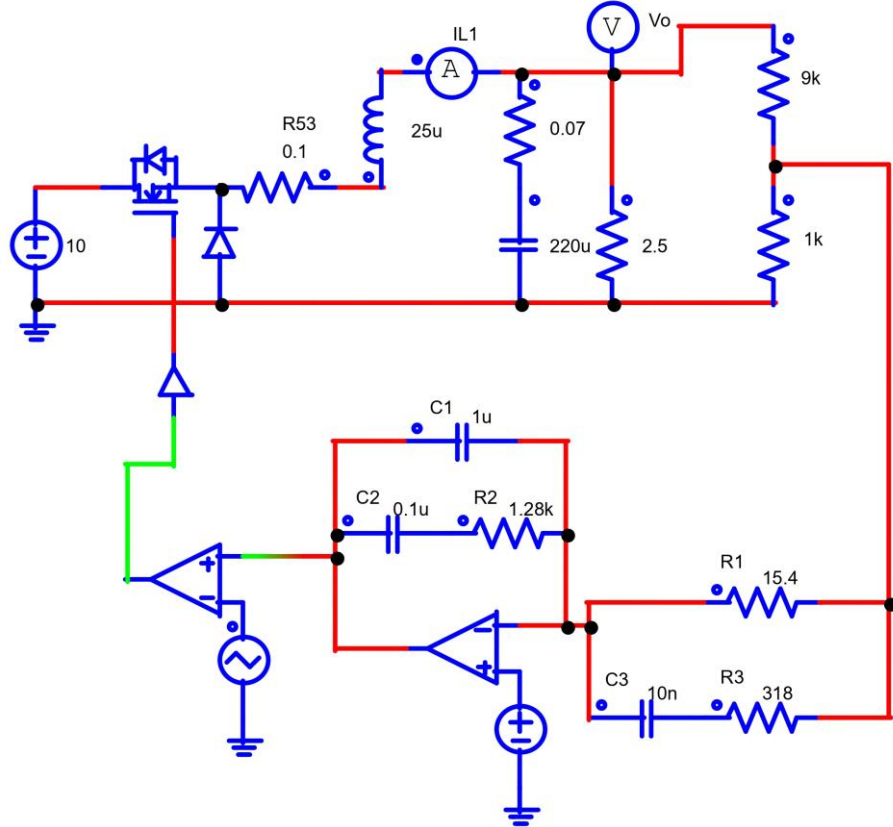
$$f_{z,2} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \rightarrow R_2 = \frac{1}{2\pi f_{z,2} C_2}$$

C_2 0.1µF seçilirse $R_2 = 1.28 \text{ k}\Omega$ olarak elde edilir.

R_3 ve C_3 yüksek frekanslı kutup için hesaplanır.

$$f_{p,2} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \rightarrow R_3 = \frac{1}{2\pi f_{p,2} C_3}$$

C_3 10nF seçilirse $R_3 = 318 \Omega$ olarak elde edilir.

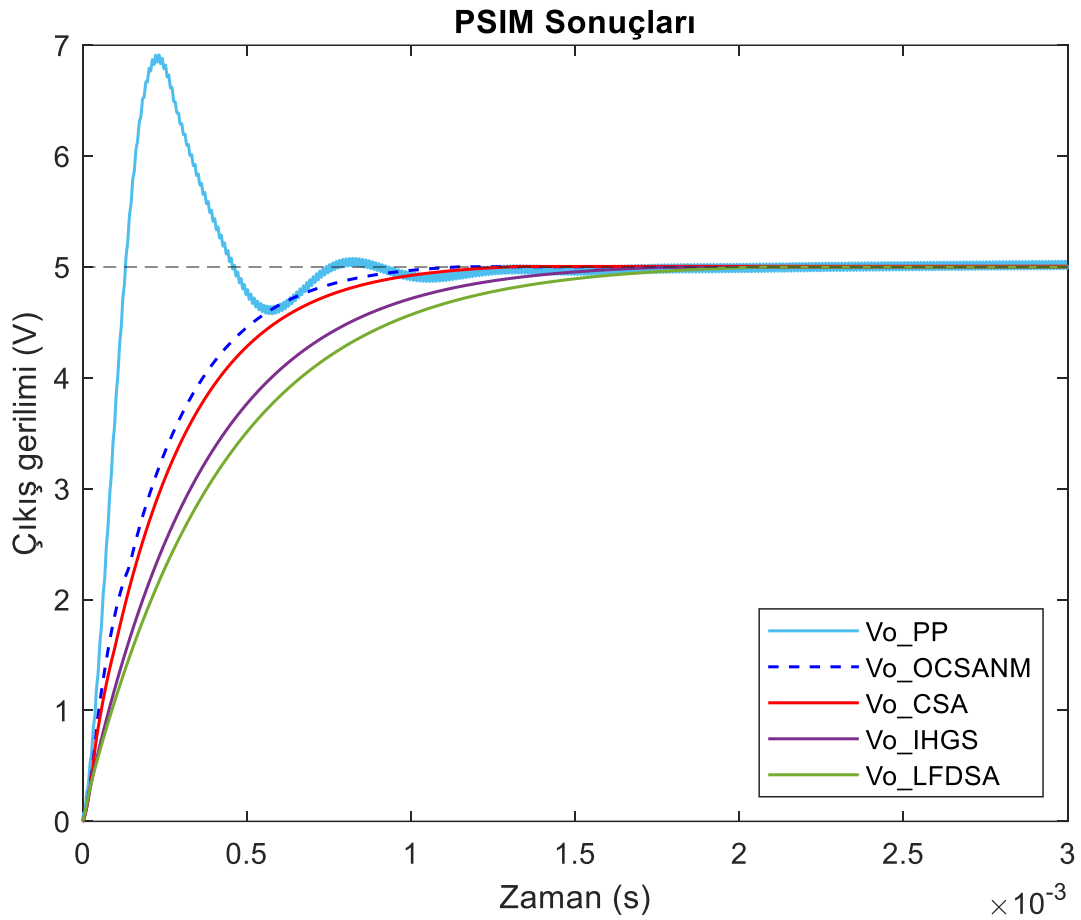


Şekil 4.18. FPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.

Şekil 4.17’de görülen S1, S2 ve S3 blokları, sırasıyla Şekil 4.16, Şekil 4.14 ve Şekil 4.15’teki devreleri bir alt devre olarak içeren bloklardır. Burada kazancı -1 olan OP_AMP20 olarak görülen İK, oransal, integral ve türev ifadelerini toplamak için, yine kazancı -1 olan ve şekilde OP_AMP25 olarak görülen İK ise negatif işareti pozitif işarete çevirmek için kullanılmıştır. Şekil 4.17’de asıl denetim işleminin uygulandığı güç elektroniği devresi olan ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü de görülmektedir. Bu devrenin çıkış gerilimi ile referans gerilimi olan 5 V değeri bir İK tarafından toplanıp elde edilen hata işareti denetleyicinin girişine bağlanmaktadır. Denetleyiciden çıkan

denetim işareti bir üçgen dalga ile karşılaştırılarak PWM işareti elde edilmektedir. PWM işareti ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüdeki anahtarı belirli aralıklarla kapatıp açarak istenilen çıkış gerilimi elde edilmektedir.

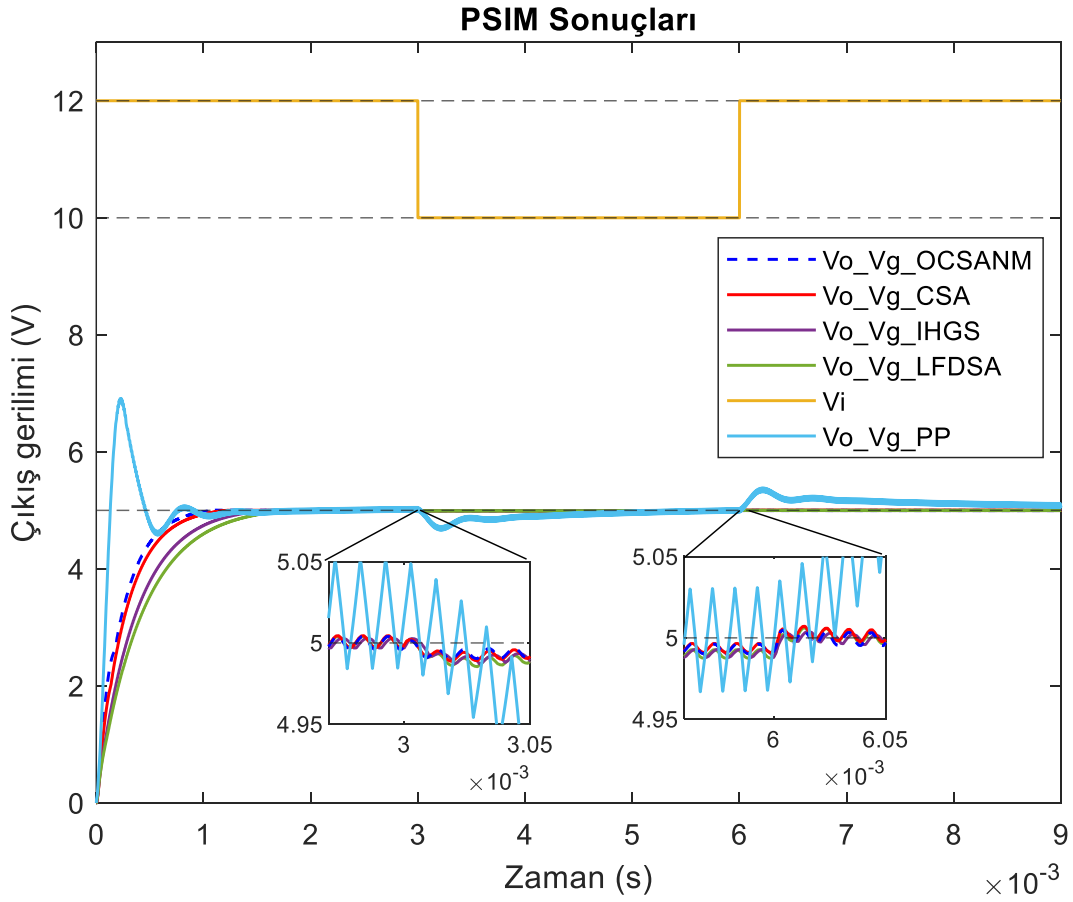
Şekil 4.19’da OCSANM, CSA, IHGS ve LFDSA algoritmaları için PSIM programında kurulmuş FOPID denetleyiciye sahip ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü devresinin simülasyon sonuçlarından çıkış gerilimi grafiği görülmektedir. Grafikler arasında tutarlılık olması için Şekil 4.19, Şekil 4.20, Şekil 4.21 ve Şekil 4.22’de verilen grafikler PSIM’de elde edilen simülasyon sonuçlarının matematiksel verileri alınarak MATLAB ortamında çizdirilmiştir. Şekil incelendiğinde OCSANM algoritmasının en düşük yükselme ve yerleşme sürelerine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.19. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin geçici hal cevabı.

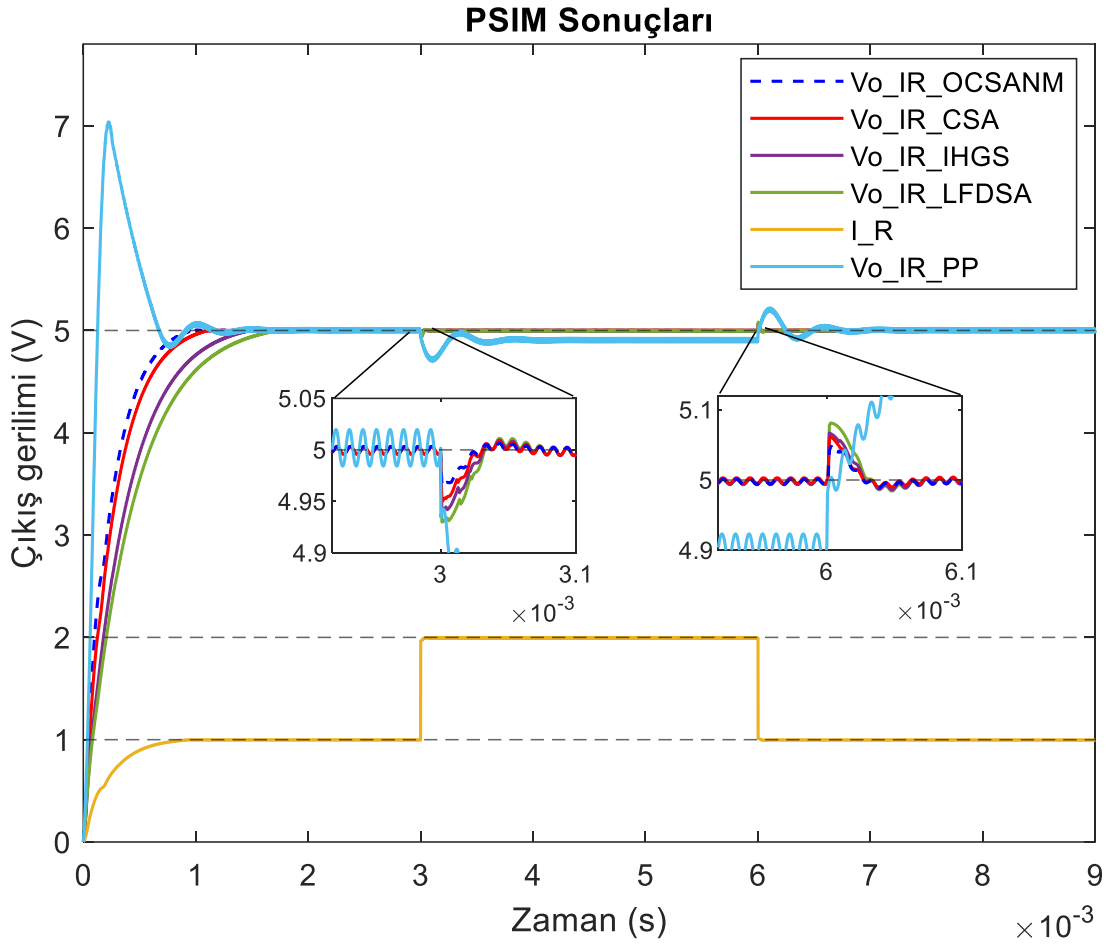
Şekil 4.20’de giriş gerilimi 3 ms anında 12 V değerinden 10 V değerine, 6 ms anında ise 10 V değerinden tekrar 12 V değerine değiştirildiğinde çıkış geriliminin nasıl değiştiği incelenmiştir. Karşılaştırılan tüm algoritmalar için giriş gerilimi değişiminin

çıkış gerilimi üzerinde 15 mV değerinde bir değişim yarattığı görülmektedir. Bu durum tüm sistemlerin giriş gerilimindeki bozucu etkileri de sönümlendiğini göstermektedir.



Şekil 4.20. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin bozucu etki olarak giriş gerilimi değişimi altındaki geçici hal cevabı.

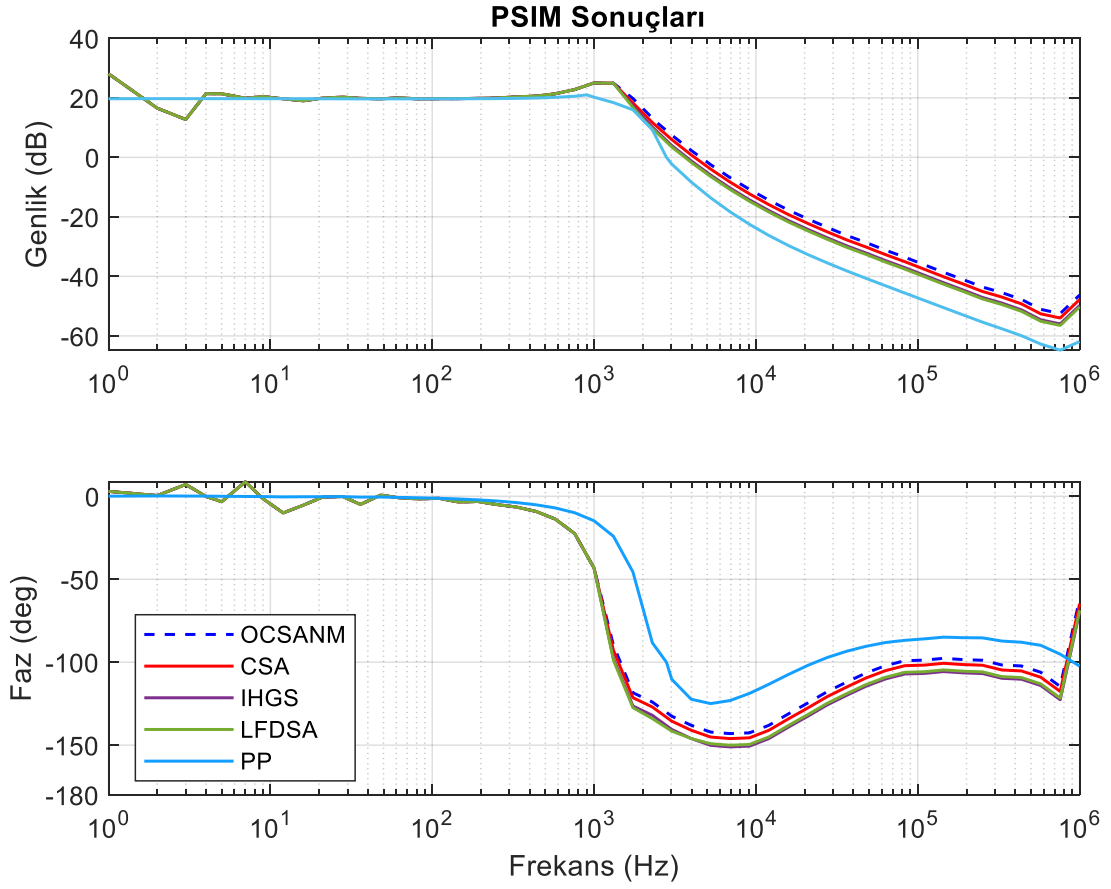
Benzer şekilde, Şekil 4.21’de yük direnci 5 Ω değerinden 2.5 Ω değerine; sonrasında 2.5 Ω değerinden tekrar 5 Ω değerine değiştirildiğinde çıkış geriliminin nasıl değiştiği görülmektedir. Burada yük akımı 1 A değerinden 2 A değerine ve sonrasında 2 A değerinden 1 A değerine değişmiştir. 3 ms anında yük akımı iki katına çıktığında karşılaştırılan sistemler arasında en düşük gerilim değişiminin 34 mV ile OCSANM algoritması tarafından elde edildiği kaydedilmiştir. Çıkış gerilimi, tüm sistemler için 0.1 saniye içerisinde 5 V olan karalı hal değerine ulaşmıştır. 6 ms anında yük akımı 2 A değerinden tekrar 1 A değerine düşürüldüğünde karşılaştırılan sistemler arasında en düşük gerilim değişiminin 48 mV ile yine OCSANM algoritması tarafından elde edildiği görülmektedir. Çıkış gerilimi önceki duruma benzer şekilde tüm sistemler için 0.1 saniye içerisinde 5 V olan karalı hal değerine ulaşmıştır.



Şekil 4.21. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin bozucu etki olarak yük akımı değişimi altındaki geçici hal cevabı.

Kesir dereceli denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün karşılaştırılan algoritmalar için oluşturulmuş olan kapalı çevrim devrelerinin PSIM programında AC Sweep simülasyon aracı kullanılarak frekans cevapları Şekil 4.22'deki gibi elde edilmiştir. Burada, OCSANM için sistemin düşük (<1000 Hz) frekanslarda kararlı bir kazançla sahip olduğunu, 1000 Hz'den sonra kazancın düşmeye başladığını, 4000 Hz'den sonra negatife düştüğünü ve 750 kHz'e kadar frekans arttıkça düşmeye devam ettiğini görmekteyiz. Bu, sistemin yüksek frekanslarda sönümleme yaptığının göstergesidir. Bu da sahip oldukları denetleyiciler, yüksek frekanslı gürültüyü ve dalgalanmayı filtrelemek için tasarlandıkları için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için tipik bir durumdur. Benzer şekilde, frekans arttıkça faz gecikmesinin de arttığı görülmektedir. 1000 Hz ile 2000 Hz arasındaki hızlı faz düşüşü sistemin doğal

frekansı ve denetleyicinin etkisinden kaynaklanmaktadır. Şekil incelendiğinde OCSANM algoritmali sistemin daha yüksek bant genişliğine sahip olduğu görülmektedir.



Şekil 4.22. Karşılaştırılan algoritma-tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin frekans cevabı.

4.2.3. Kesir dereceli denetleyici için tam sayı yaklaşımı almanın farklı bir durumu

Bölüm 4.2 boyunca yapılan işlemler kesir dereceli denetleyicinin oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımları alındıktan sonra derece düşürme işlemlerinin uygulanması üzerineydi. Bu kısımda ise oransal, integral ve türev terimleri toplandıktan sonra tek bir seferde tam sayı yaklaşımı alınıp derece düşürme işlemi yapılacaktır. Bu şekilde elde edilen denetleyicinin PSIM ortamında ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüye entegre edilmesiyle oluşan sistem, Bölüm 4.2'deki ayrı ayrı yaklaşım alınması sonucu elde edilen sistemle karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma sonucunda ayrı ayrı yaklaşım alma yönteminin daha iyi sonuçlar verdiği görülmüş olup ilgili detaylar Şekil 4.25 ve açıklamalarında verilmiştir. Bu yöntem sadece OCSANM algoritması için gösterilecektir.

OCSANM algoritması tarafından $K_p = 10.2347$, $K_i = 3.5407 \times 10^4$, $K_d = 0.006644$, $\mu = 0.31978$, $\lambda = 0.00614$ olarak bulunan optimum parametreler (4.50) nolu denklemdeki gibi toplandıktan sonra bölüm 4.2’de bahsedilen yaklaşım işlemlerine başlanabilir.

$$G(s) = 10.2347 + \frac{3.5407 \times 10^4}{s^{0.00614}} + 0.006644 s^{0.31978} \quad (4.50)$$

$G(s)$ ’nin 5’inci dereceden Oustaloup tam sayı yaklaşımı alınması sonucu elde edilen 34’üncü dereceden transfer fonksiyonu (4.51) nolu denklemde verilmiştir.

$$G(s) = \frac{10.3 s^{34} + 5.871 \times 10^4 s^{33} + 1.061 \times 10^8 s^{32} + 9.287 \times 10^{10} s^{31} + 4.542 \times 10^{13} s^{30} + 1.327 \times 10^{16} s^{29} + 2.404 \times 10^{18} s^{28} + 2.763 \times 10^{20} s^{27} + 2.039 \times 10^{22} s^{26} + 9.752 \times 10^{23} s^{25} + 3.039 \times 10^{25} s^{24} + 6.187 \times 10^{26} s^{23} + 8.253 \times 10^{27} s^{22} + 7.225 \times 10^{28} s^{21} + 4.152 \times 10^{29} s^{20} + 1.568 \times 10^{30} s^{19} + 3.894 \times 10^{30} s^{18} + 6.354 \times 10^{30} s^{17} + 6.819 \times 10^{30} s^{16} + 4.813 \times 10^{30} s^{15} + 2.233 \times 10^{30} s^{14} + 6.808 \times 10^{29} s^{13} + 1.364 \times 10^{29} s^{12} + 1.794 \times 10^{28} s^{11} + 1.547 \times 10^{27} s^{10} + 8.735 \times 10^{25} s^9 + 3.219 \times 10^{24} s^8 + 7.717 \times 10^{22} s^7 + 1.195 \times 10^{21} s^6 + 1.184 \times 10^{19} s^5 + 7.379 \times 10^{16} s^4 + 2.817 \times 10^{14} s^3 + 6.259 \times 10^{11} s^2 + 7.352 \times 10^8 s + 3.51 \times 10^5}{s^{34} + 2.408 s^{33} + 2.356 \times 10^6 s^{32} + 1.218 \times 10^9 s^{31} + 3.668 \times 10^{11} s^{30} + 6.762 \times 10^{13} s^{29} + 7.847 \times 10^{15} s^{28} + 5.821 \times 10^{17} s^{27} + 2.790 \times 10^{19} s^{26} + 8.701 \times 10^{20} s^{25} + 1.771 \times 10^{22} s^{24} + 2.359 \times 10^{23} s^{23} + 2.062 \times 10^{24} s^{22} + 1.182 \times 10^{25} s^{21} + 4.456 \times 10^{25} s^{20} + 1.104 \times 10^{26} s^{19} + 1.797 \times 10^{26} s^{18} + 1.924 \times 10^{26} s^{17} + 1.355 \times 10^{26} s^{16} + 6.267 \times 10^{25} s^{15} + 1.906 \times 10^{25} s^{14} + 3.810 \times 10^{24} s^{13} + 4.997 \times 10^{23} s^{12} + 4.298 \times 10^{22} s^{11} + 2.421 \times 10^{21} s^{10} + 8.899 \times 10^{19} s^9 + 2.128 \times 10^{18} s^8 + 3.288 \times 10^{16} s^7 + 3.247 \times 10^{14} s^6 + 2.019 \times 10^{12} s^5 + 7.687 \times 10^9 s^4 + 1.704 \times 10^7 s^3 + 1.996 \times 10^4 s^2 + 9.501 s} \quad (4.51)$$

(4.51) nolu denklemde verilen transfer fonksiyonu MATLAB yazılımında derece düşürme işlemi yapılarak 7’inci dereceye düşürülmüş olup elde edilen yeni transfer fonksiyonu (4.52) nolu denklemde verilmiştir. 7’inci derece seçilmesinin sebebi, Bölüm 4.2.1 ve Bölüm 4.2.2’de ayrı ayrı yaklaşımları alınan integral ve türev terimlerinin dereceleri sırasıyla 3’üncü ve 4’üncü dereceden olup sabit terim olan oransal ifade ile birlikte toplandıklarında 7’inci dereceden bir denetleyici oluşturmalarıdır.

$$H_7(s) = \frac{10.2952 s^7 + 3.4943 \times 10^4 s^6 + 7.8069 \times 10^4 s^5 + 2.8140 \times 10^4 s^4 + 2.4080 \times 10^4 s^3 + 55.019 s^2 + 0.3337 s + 4.4834 \times 10^{-4}}{s^7 + 2.2012 s^6 + 0.7862 s^5 + 0.0667 s^4 + 0.0015 s^3 + 9.1021 \times 10^{-6} s^2 + 1.2137 \times 10^{-8} s + 2.5968 \times 10^{-18}} \quad (4.52)$$

$H_7(s)$ ’in KKA (4.53) nolu denklemde verilmiştir.

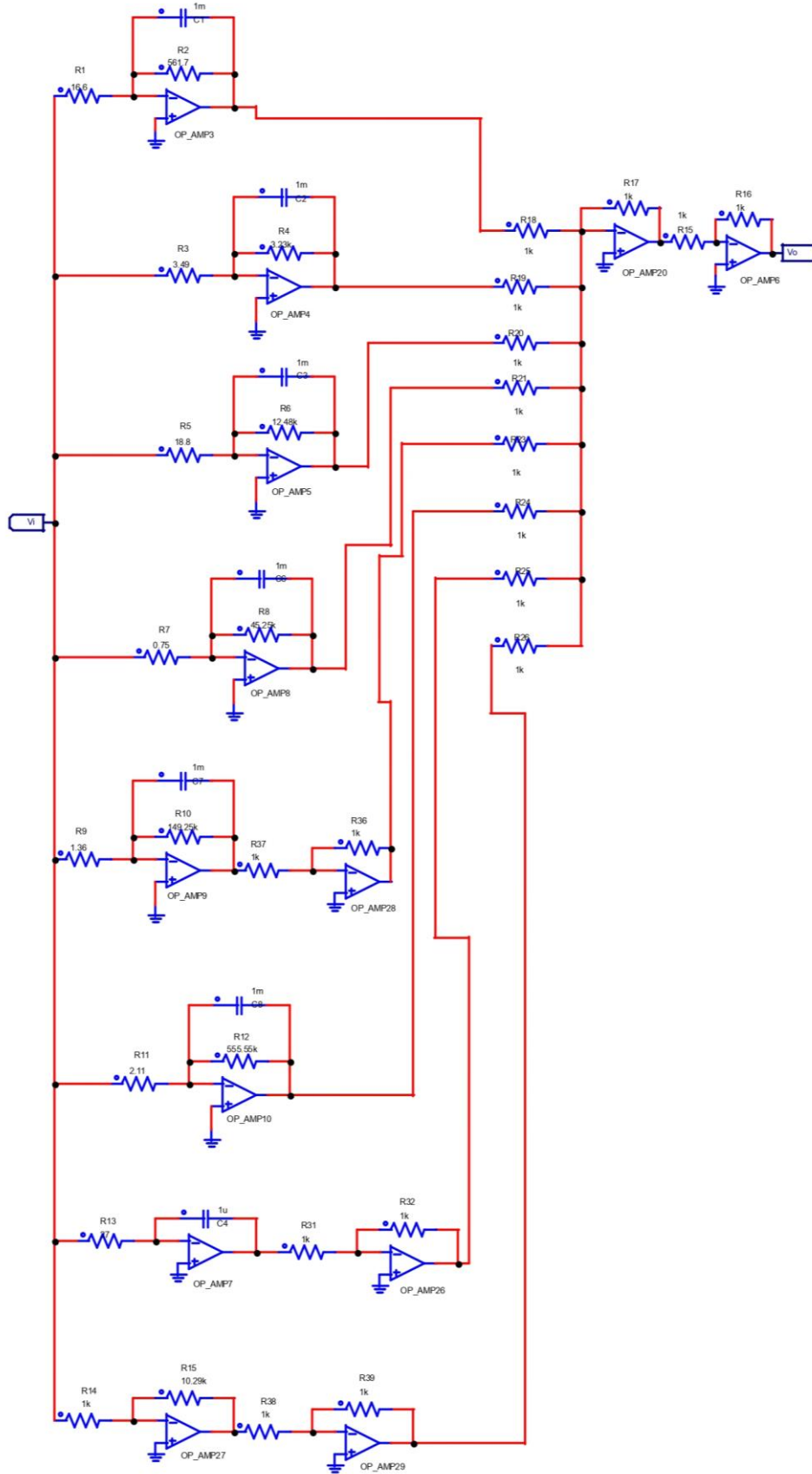
$$H_{7,KKA}(s) = \frac{-604.26}{s + 1.7804} + \frac{-286.23}{s + 0.3101} + \frac{-53.112}{s + 0.0801} + \frac{-1,335.4}{s + 0.0221} + \frac{732.98}{s + 0.0067} + \frac{-473.63}{s + 0.0018} + \frac{36,939}{s} + 10.295 \quad (4.53)$$

$H_{7,KKA}(s)$ ifadesi (4.28), (4.29), (4.30) ve (4.31) nolu denklemlere eşitlenerek gerekli kondansatör ve direnç değerleri bulunur. Elde edilen değerler Çizelge 4.14'te verilmiştir.

Çizelge 4.14. Kesir dereceli denetleyicinin İK'ler ile oluşturulmasında kullanılan devre elemanlarının değerleri.

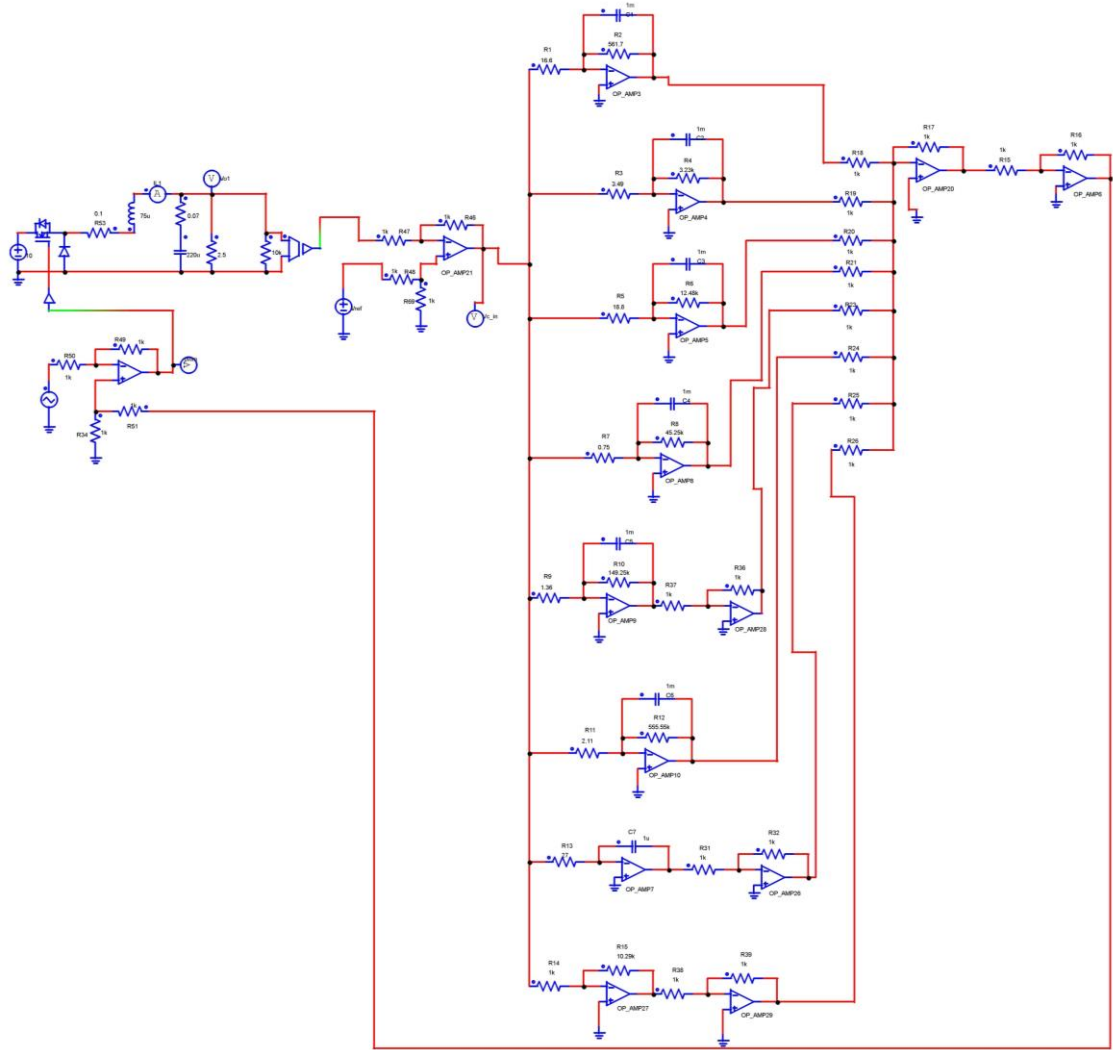
Devre elemanları	Değerler	Devre elemanları	Değerler
R_1	1.66 Ω	R_{12}	555.55 k Ω
R_2	561.7 Ω	R_{13}	27 Ω
R_3	3.49 Ω	R_{14}	10.295 k Ω
R_4	3.23 k Ω	R_{15}	1 k Ω
R_5	18.8 Ω	C_1	1 mF
R_6	12.48 k Ω	C_2	1 mF
R_7	0.75 Ω	C_3	1 mF
R_8	45.25 k Ω	C_4	1 uF
R_9	1.36 Ω	C_5	1 mF
R_{10}	149.25 k Ω	C_6	1 mF
R_{11}	2.11 Ω	C_7	1 uF

(4.53) nolu denklemdeki fonksiyonu temsil eden ve İK kullanılarak PSIM yazılımında oluşturulmuş devre Şekil 4.23'te verilmiştir.

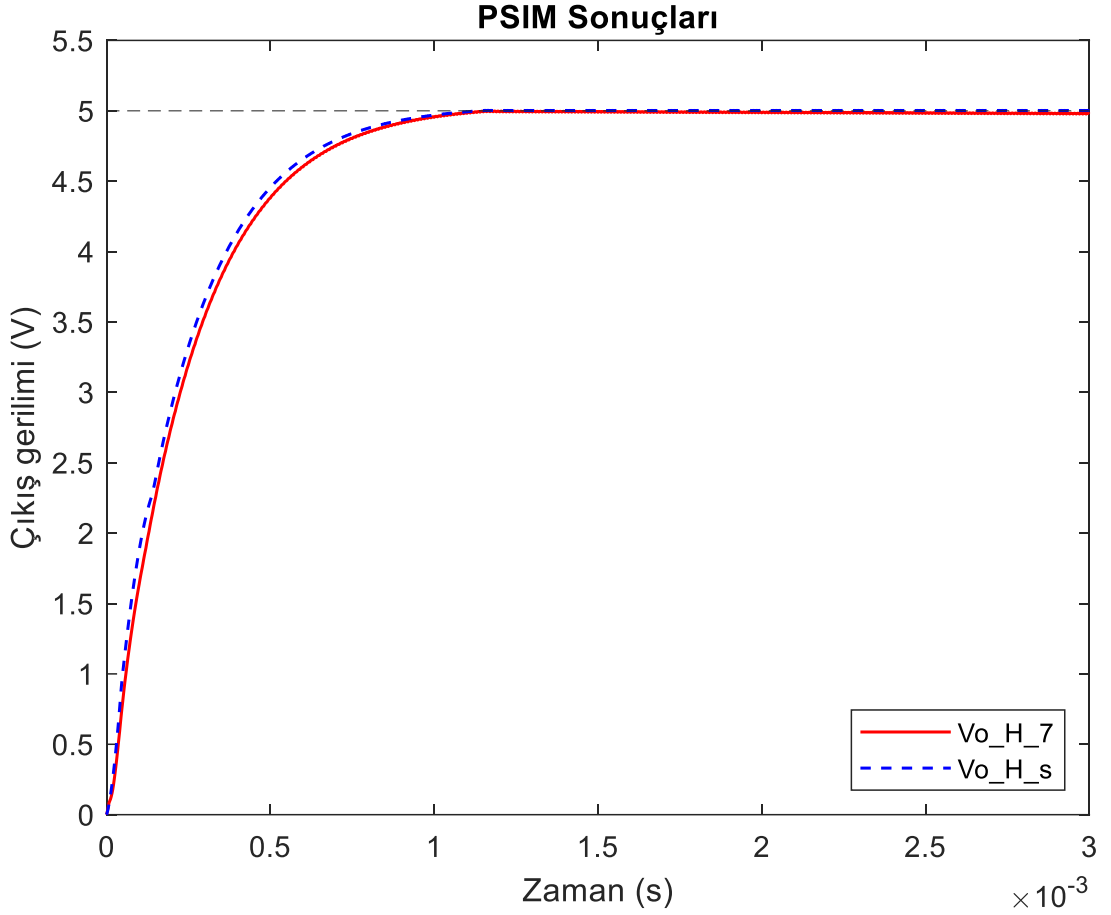


Şekil 4.23. Kesir dereceli denetleyicinin İK kullanılarak oluşturulan analog devre karşılığı.

Şekil 4.23'te verilen kesir dereceli denetleyici geri besleme ile ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüye eklenerek Şekil 4.24'te görülen kapalı çevrim devre elde edilmiş olur. Şekil 4.25'te ise, bu devrenin ve ayrı ayrı yaklaşım alınarak elde edilmiş yöntemin PSIM ortamında elde edilen çıkış gerilimlerinin geçici hal cevapları görülmektedir. İlgili şekil incelendiğinde, ayrı ayrı yaklaşım alma yönteminin tek seferde yaklaşım alma yönteminden daha hızlı bir yükselme süresine sahip olması, ayrıca tek seferde yaklaşım alma yönteminin düşük de olsa bir miktar kararlı hal hatasına sahip olması gibi sebeplerden dolayı ayrı ayrı yaklaşım alma yöntemi tercih edilmiştir.



Şekil 4.24. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.



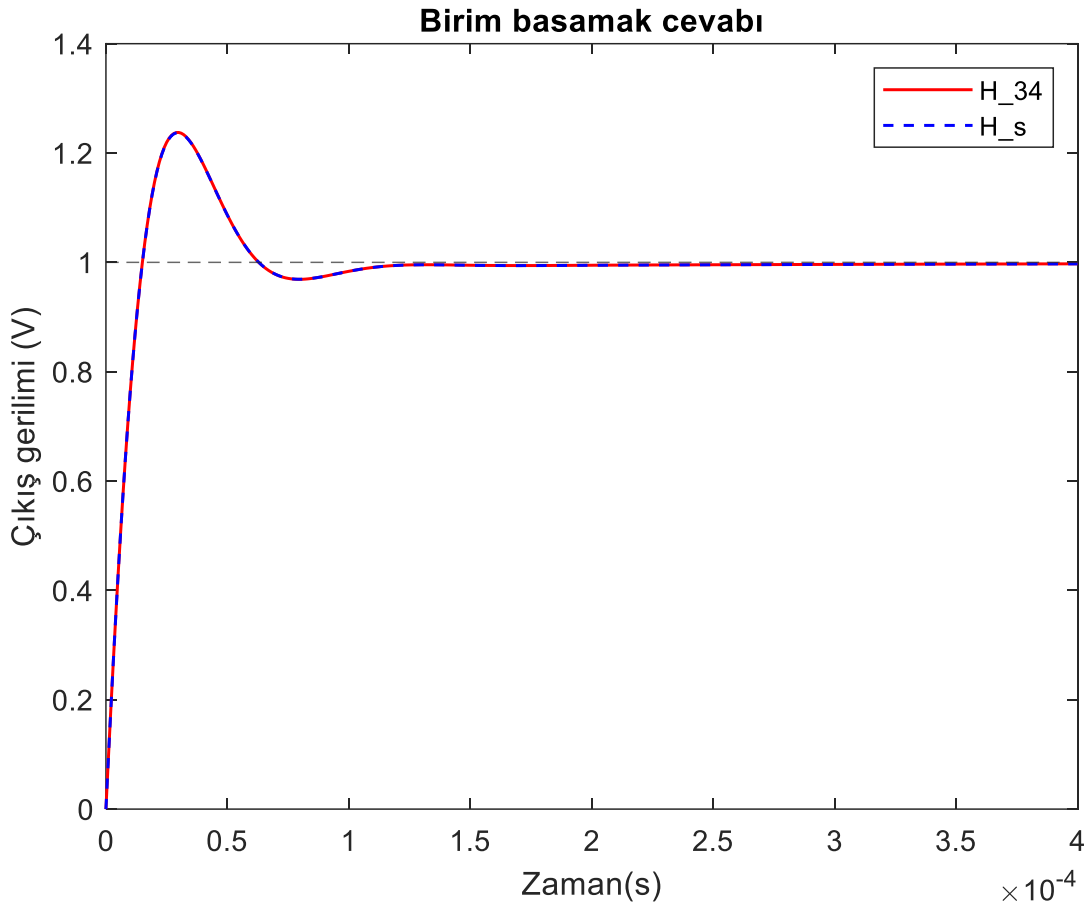
Şekil 4.25. H_s: Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece düşürme işlemi yapıldıktan sonra toplanmaları sonucu elde edilen 7’inci dereceden denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.

H₇: Oransal, integral ve türev terimlerinin toplanıldıktan sonra elde edilen 34’üncü dereceden denetleyicinin 7’nci dereceye düşürülmüş versiyonunun ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.

4.2.4. Denetleyicinin yaklaşım derecesinin sistem performansı ile olan ilişkisi

Kesir dereceli bir transfer fonksiyonu ile temsil edilen bir denetleyici veya sistemin tam sayılı dereceye yaklaşımlanması ve bu yaklaşımın derecesinin sistem cevabını nasıl etkilediğini görmek için bazı örnekler incelenmiştir. (4.12) nolu denklemdeki oransal, integral ve türev ifadelerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımları alındıktan sonra integral teriminin 3, türev teriminin ise 4’üncü dereceye düşürülmüş versiyonları ile oransal ifade toplanmıştır. Bu şekilde toplanmış denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüdeki birim basamak cevabı ile yine (4.12) nolu denklemdeki toplam ifadenin 34’üncü dereceden tam sayı yaklaşımının birim basamak cevabının karşılaştırması Şekil 4.26’da verilmiştir. Burada birim basamak cevaplarına

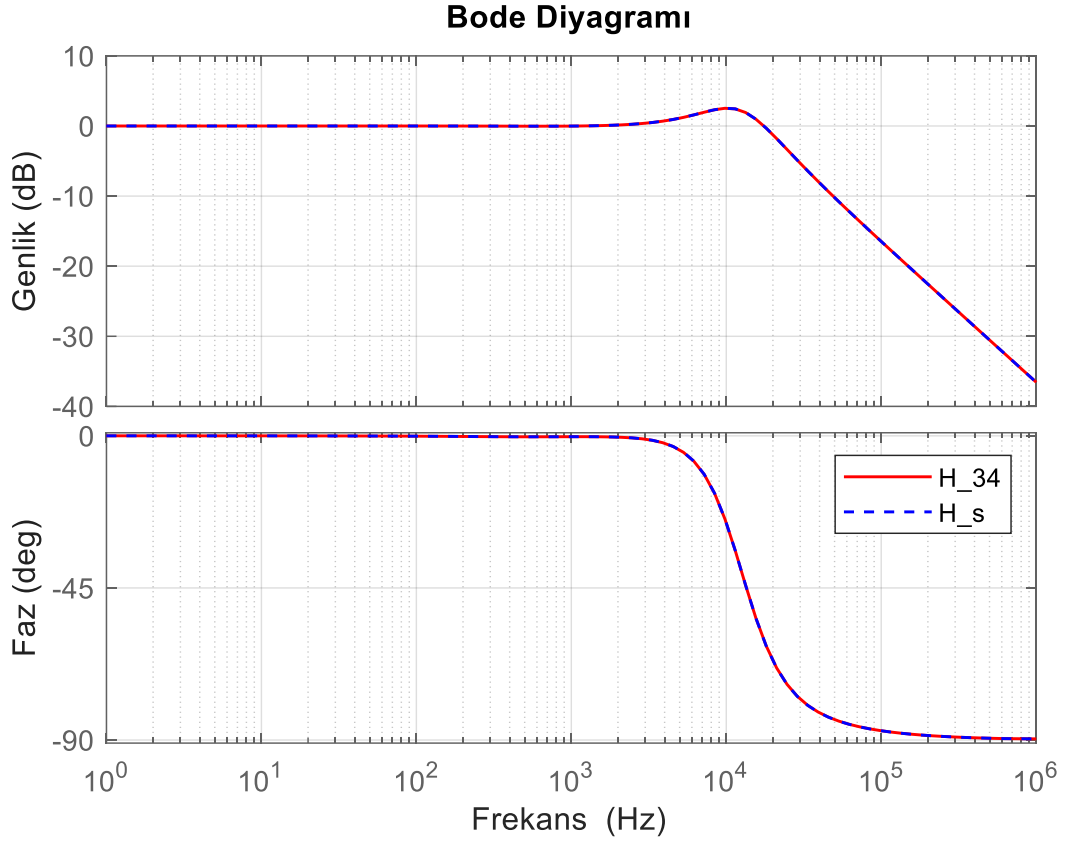
bakıldığında her iki fonksiyonun aynı yükselme ve oturma süreleri ile aynı aşım değerlerine sahip olduğu açıkça görülmektedir. Bu grafikten, (4.51) nolu denklemde elde edilen 34'üncü dereceden denetleyiciye derece düşürme işlemi uygulanmazsa, ayrı ayrı yaklaşım yapılmış yöntemle elde edilen derecesi düşürülmüş denetleyici ile aynı sonucu verdiği anlaşılmaktadır. Şekil 4.26 ve sonraki şekillerin MATLAB ortamında elde edildiğine dikkat edilmelidir. Ayrıca, yaklaşım derecesinin sistem performansı üzerindeki etkilerinin daha net bir şekilde görülmesi amacıyla Şekil 4.26 ve sonraki şekiller Bölüm 4.1.9'da olduğu gibi ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün referanstan-çıkışa transfer fonksiyonları kullanılarak elde edilmiştir. Bu kısımdan sonraki şekillerin birim basamak cevaplarının yüksek aşımaya sahip olmasının sebebi de budur.



Şekil 4.26. H_s: Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece düşürme işlemi yapıldıktan sonra toplanmaları sonucu elde edilen 7'inci dereceden denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.

H₃₄: Oransal, integral ve türev terimlerinin toplandıktan sonra 34'üncü dereceden tam sayı yaklaşımı alınması sonucu elde edilen denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.

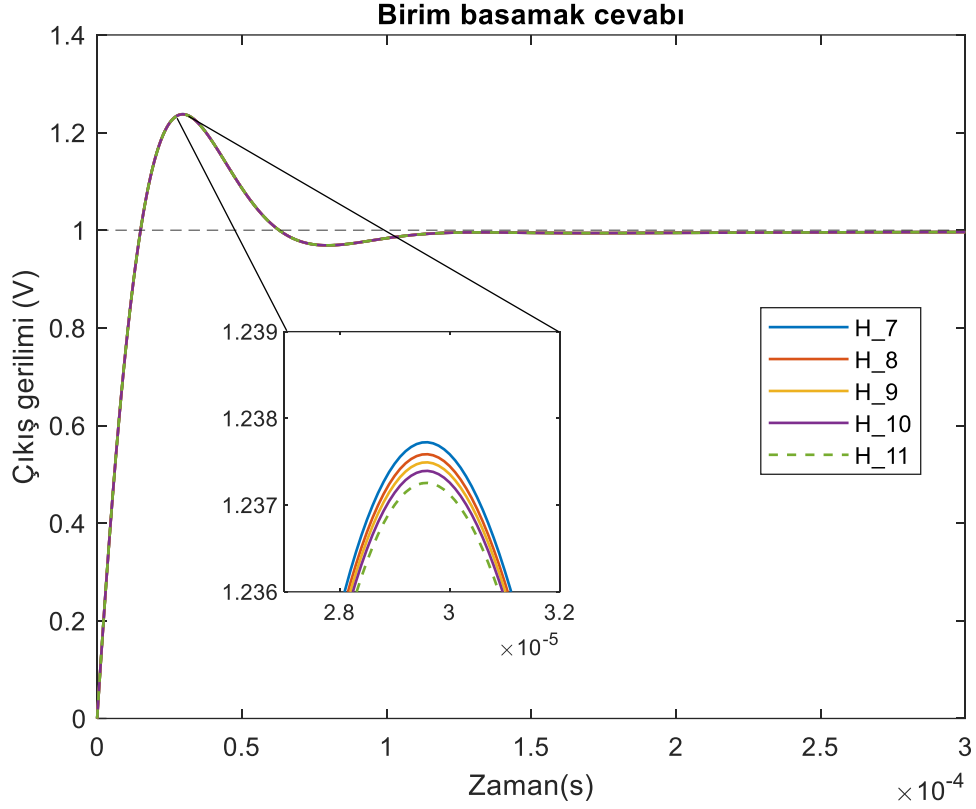
Benzer şekilde, bahsedilen sistemlerin frekans cevabı Şekil 4.27’de verilmiştir. İlgili şekil incelendiğinde her iki fonksiyonun tamamen örtüşecek şekilde aynı performansı sergilediği görülmektedir.



Şekil 4.27. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece düşürme işlemi yapıldıktan sonra toplanmaları sonucu elde edilen 7’inci dereceden denetleyicinin frekans cevabı.

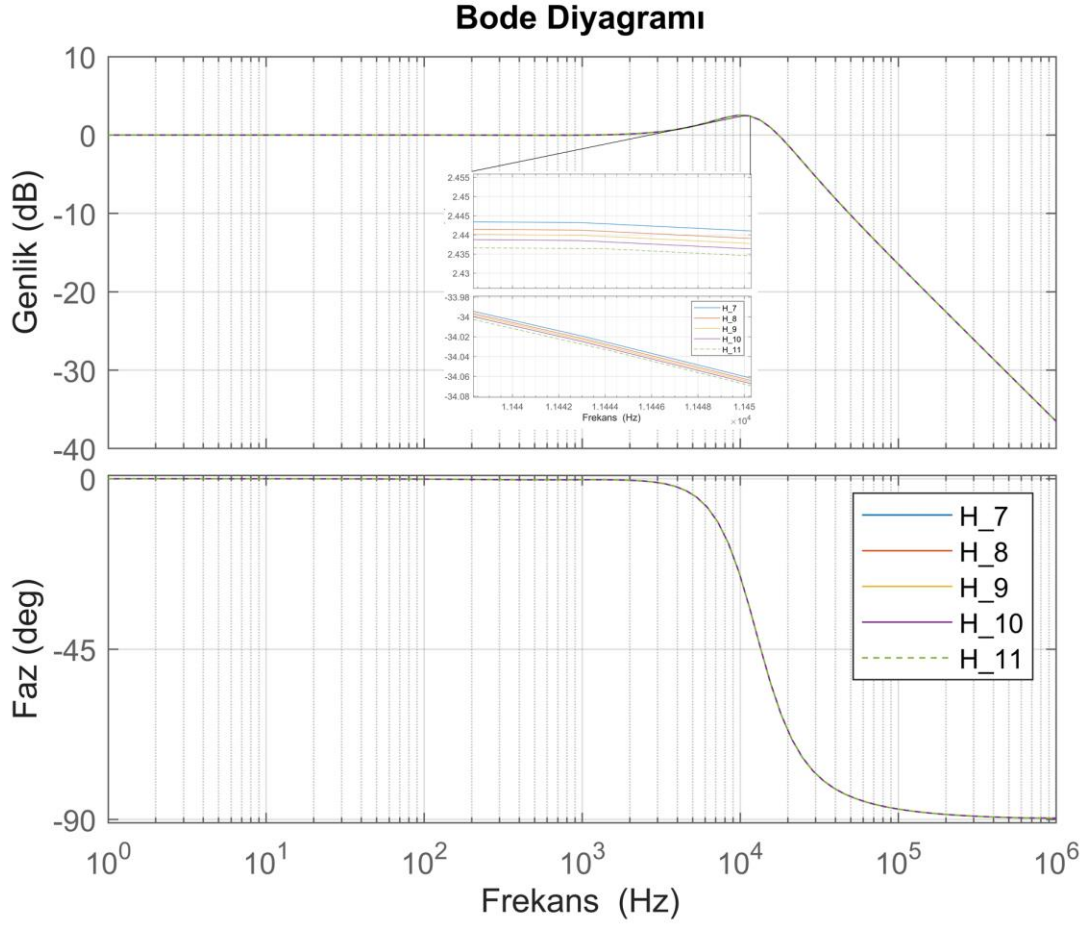
H_{34} : Oransal, integral ve türev terimlerinin toplandıktan sonra 34’üncü dereceden tam sayı yaklaşımı alınması sonucu elde edilen denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için frekans cevabı.

Şekil 4.28’de ise (4.51) nolu denklemdeki elde edilen 34’üncü dereceden transfer fonksiyonunun 7’inci, 8’inci, 9’uncu, 10’uncu ve 11’inci derecelere düşürülmüş versiyonlarının karşılaştırması verilmiştir. Şekil incelendiğinde, karşılaştırılan dereceler arasında % 0.04’lük bir fark olduğu yaklaşıltırılmış görünümünden görülmektedir. 7’nci dereceden önceki derecelerde sistemin kararsız olduğu görülmüştür. Bununla birlikte, 11’inci dereceden sonraki derecelerde performans % 0.04’lük farkla değişmeye devam etmektedir.



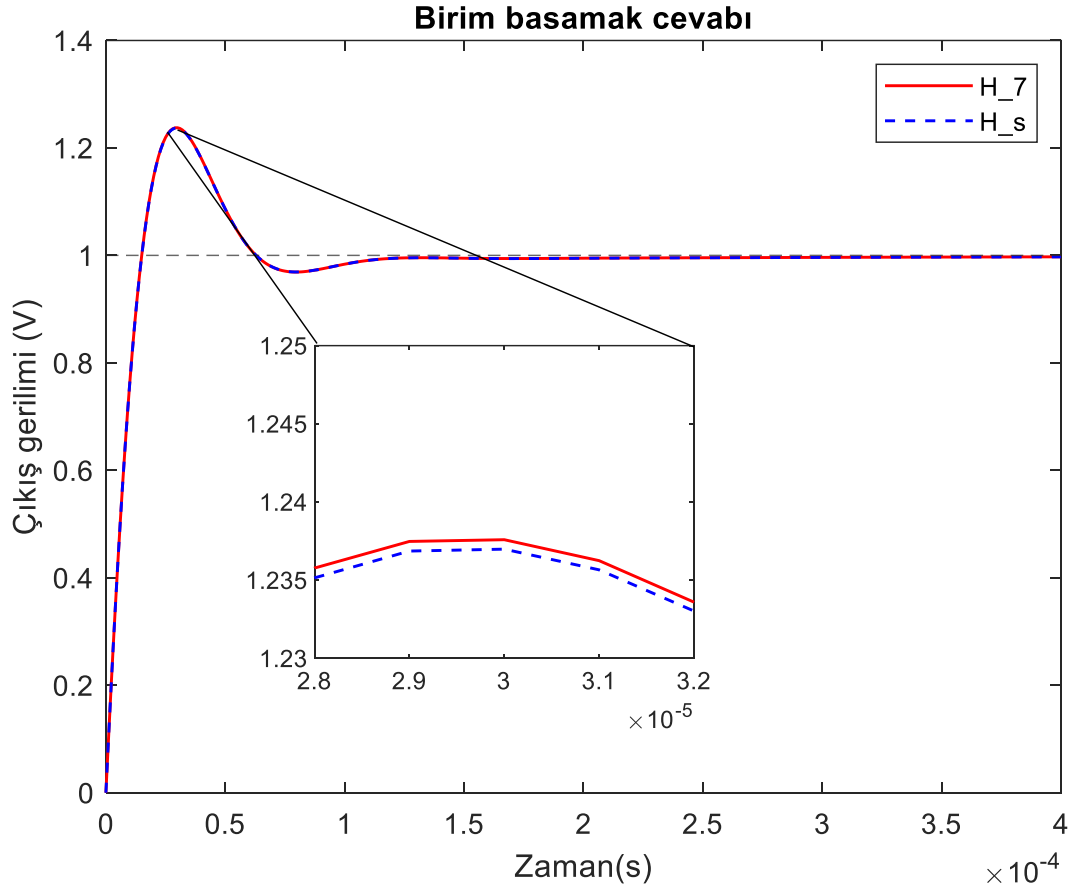
Şekil 4.28. Oransal, integral ve türev ifadelerinin toplanıp tam sayı yaklaşımı alındıktan sonra elde edilen 34'üncü dereceden transfer fonksiyonunun 7'nci, 8'inci, 9'uncu, 10'uncu ve 11'inci derecelere düşürülmüş versiyonlarının ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevapları.

Bahsedilen 7'inci, 8'inci, 9'uncu, 10'uncu ve 11'inci derecelere düşürülmüş fonksiyonların frekans cevapları Şekil 4.29'da verilmiştir. Şekil 4.28 ile uyumlu olacak şekilde yaklaşım derecesinin 1 derece değişimi % 0.04'lük bir performans farkına karşılık gelmektedir.



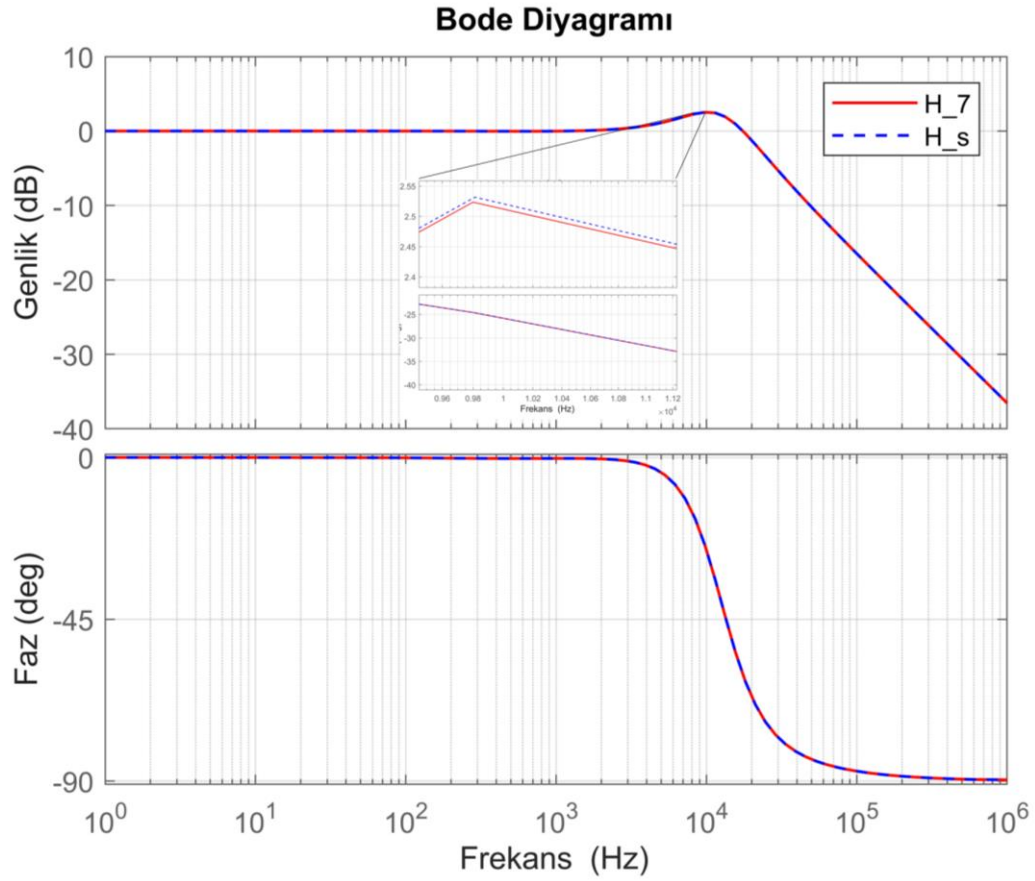
Şekil 4.29. Oransal, integral ve türev ifadelerinin toplanıp tam sayı yaklaşımı alındıktan sonra elde edilen 34'üncü dereceden transfer fonksiyonunun 7'inci, 8'inci, 9'uncu, 10'uncu ve 11'inci dereceye düşürülmüş versiyonlarının ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için frekans cevapları.

Şekil 4.30'da (4.12) nolu denklemdeki ifadelerin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımları alındıktan sonra bunların integral terimin 3'üncü dereceye, türev teriminin ise 4'üncü dereceye düşürülmüş versiyonları ile oransal ifadenin toplanmasıyla elde edilmiş transfer fonksiyonun birim basamak cevabı ile (4.12) nolu denklemdeki ifadelerin toplandıktan sonra tam sayı yaklaşımının alınıp bu yaklaşımın 7'inci dereceye düşürülmesi sonucu elde edilen transfer fonksiyonun birim basamak cevabı karşılaştırılmıştır. Şekil incelendiğinde iki yöntem arasında % 0.1'lik bir fark olduğu görülmektedir. MATLAB ortamında iki yöntem arasındaki fark düşük olmakla birlikte daha iyi sonuç veren ayrı ayrı yaklaşım alma yöntemi tercih edilmiştir. Benzer durum Şekil 4.31'deki frekans cevabında da görülmektedir.



Şekil 4.30. H_s: Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece düşürme işlemi yapıldıktan sonra toplanmaları sonucu elde edilen 7’inci dereceden denetleyicinin ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.

H₇: Oransal, integral ve türev terimlerinin toplandıktan sonra elde edilen 34’üncü dereceden denetleyicinin 7’nci dereceye düşürülmüş versiyonunun ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için birim basamak cevabı.



Şekil 4.31. H_s : Oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı tam sayı yaklaşımlarının alınıp derece düşürme işlemi yapıldıktan sonra toplanmaları sonucu elde edilen 7'inci dereceden denetleyicinin frekans cevabı.

H_7 : Oransal, integral ve türev terimlerinin toplandıktan sonra elde edilen 34'üncü dereceden denetleyicinin 7'nci dereceye düşürülmüş versiyonunun ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü için frekans cevabı.

5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

5.1 Sonuçlar

Bu tez çalışmasında, ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için kesir dereceli oransal-integral-türev (FOPID) denetleyici tasarlanmıştır. FOPID denetleyicinin optimum parametrelerini belirlemek için özgün bir sezgisel üstü algoritma olan karşıt-tabanlı iş birliği arama algoritması ve Nelder-Mead (OCSANM) kullanılmıştır. OCSANM, iş birliği arama algoritmasının (CSA) temel yapısına Nelder-Mead (NM) algoritması ile karşıt-tabanlı öğrenme (OBL) metodolojilerinin sistematik entegrasyonu ile geliştirilmiştir. Bu entegrasyon sürecinde, OBL metodolojisi algoritmanın keşif kabiliyetini, NM algoritması ise sömürü kabiliyetinin iyileştirilmesi maksadıyla optimizasyon sürecine dahil edilmiştir. İdeal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için bozucu etkiler düşünülerek ve sıfır desibel geçiş frekansı kısıtlamasının uygulanması neticesinde geliştirilen özgün bir sezgisel üstü optimizasyon algoritması olan OCSANM, bu çalışma ve bu çalışmadan türetilen akademik yayınlar vasıtasıyla literatüre ilk kez kazandırılmıştır. Mevcut literatürde, ideal DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için tasarlanmış ve herhangi bir sıfır desibel geçiş frekansı kısıtlaması içermeyen en yüksek performans metriklerine sahip olan geliştirilmiş açlık oyunları arama (IHGS) ve benzetimli tavlama ile geliştirilmiş Lévy uçuş dağılımı (LFDSA) algoritmaları sıfır desibel geçiş frekansı kısıtı eklenerek ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücüler için yeniden tasarlanmıştır. Önerilen algoritma, orijinal CSA, IHGS ve LFDSA algoritmaları öncelikle algoritma performansı sonrasında da ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemlerine uygulanarak karşılaştırılmıştır.

Kutu grafiği analizi, Wilcoxon işaretli-sıralama testi ve kıyaslama fonksiyonları analizleri gibi yapılan kapsamlı analizler ve simülasyonlar sonucunda, OCSANM'nin diğer yöntemlere göre istatistiksel olarak anlamlı bir şekilde daha iyi performans gösterdiği ortaya koyulmuştur. OCSANM, diğer yöntemlere kıyasla daha düşük en iyi, en kötü, ortalama, standart sapma ve medyan değerleri elde etmiştir. Yakınsama analizinde OCSANM, diğer yöntemlerden daha hızlı ve daha düşük amaç fonksiyonu değerlerine ulaşmıştır.

Geçici hal cevabı analizi sonuçlarına göre, OCSANM tabanlı FOPID denetleyicinin, karşılaştırılan tüm algoritmalar arasında en hızlı yükselme, yerleşme ve tepe sürelerine sahip olduğu görülmüştür. OCSANM, IHGS, LFDSA ve PP

yaklaşımlarına kıyasla sırasıyla %25.98, %36.71 ve %70.63 daha hızlı yükselme süresi; %14.74, %20,56 ve %78.58 daha hızlı yerleşme süresi sağlamıştır.

Frekans cevabı analizinde, OCSANM tabanlı sistem diğer algoritmalara göre önemli ölçüde daha yüksek bant genişliği elde etmiştir. Karşılaştırılan diğer sistemlere kıyasla sırasıyla %38.59, %53.68 ve %67.39 daha fazla bant genişliğine sahip olduğu hesaplanmıştır.

Performans ölçütleri karşılaştırmasında OCSANM, mutlak hatanın integrali (IAE), karesel hatanın integrali (ISE), zaman ağırlıklı mutlak hatanın integrali (ITAE), zaman ağırlıklı karesel hatanın integrali (ITSE) ve Zwe-Lee Gaing (ZLG) gibi tüm performans ölçütlerinde en düşük değerleri elde etmiştir. ZLG amaç fonksiyonu açısından, OCSANM tabanlı sistem IHGS, LFDSA ve PP tabanlı sistemlerden sırasıyla %25.97, %36.71 ve % 27.55 daha düşük değerler sağlamıştır.

Gürbüzlük analizinde, sistem bileşenlerinde %10'luk değişimlere karşı yapılan testlerde OCSANM tabanlı sistem tüm durumlarda en düşük yükselme, yerleşme ve tepe sürelerini korumuştur. Gürbüzlük analizine ek olarak, gürültü analizi de incelenmiştir. OCSANM tabanlı denetleyicinin diğer algoritmalara göre gürültüden daha az etkilendiği görülmüş olup, bu sonuçlar ile OCSANM tabanlı sistemin parametre belirsizliklerine karşı daha gürbüz yapıda olduğu gösterilmiştir.

PSIM ortamında yapılan simülasyonlarda, OCSANM tabanlı FOPID denetleyicinin analog devre gerçeklemesi başarıyla yapılmıştır. Giriş gerilimi ve yük değişimlerine karşı sistem cevabı incelendiğinde, OCSANM tabanlı sistem en hızlı toparlanma süresini göstermiştir. Frekans cevabı analizinde, OCSANM tabanlı sistem daha yüksek bant genişliği sergilemiştir.

Kesir dereceli yaklaşım analizinde, kesir dereceli denetleyicinin tam sayı yaklaşımı için farklı yöntemler karşılaştırılmış ve oransal, integral ve türev terimlerinin ayrı ayrı yaklaşım alınmasıyla elde edilen sistemin daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir.

Bu sonuçlar, önerilen OCSANM algoritmasının ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü sistemleri için FOPID denetleyici tasarımında üstün performans gösterdiğini ortaya koymaktadır. Algoritma, daha hızlı geçici hal cevabı, daha yüksek bant genişliği ve sistem belirsizliklerine karşı daha iyi gürbüzlük sağlamıştır. Ayrıca, analog devre gerçeklemesi ile algoritmanın pratik uygulanabilirliği de gösterilmiştir.

5.2 Öneriler

Bu tez çalışmasının sonuçları, FOPID denetleyici tasarımı ve DA-DA dönüştürücü sistemleri alanına önemli katkılar sunmakla birlikte, gelecekte yapılabilecek bazı çalışmalar ve iyileştirmeler için çeşitli öneriler sunmaktadır.

OCSANM algoritmasının performansını daha da artırmak için farklı yerel arama teknikleri veya adaptif parametre ayarlama mekanizmaları eklenebilir. Algoritmanın çok amaçlı optimizasyon problemlerine uyarlanması, daha karmaşık sistem tasarımlarında kullanılabilirliğini artırabilir. Önerilen OCSANM tabanlı FOPID denetleyici yaklaşımı, yükseltici, yükselten-düşüren veya Çuk dönüştürücüleri gibi diğer DA-DA dönüştürücü topolojilerine uygulanabilir. Ayrıca DA-AA veya AA-DA dönüştürücü sistemleri için de benzer bir yaklaşım geliştirilebilir.

MATLAB ortamında elde edilen geçici hal cevabı ile PSIM ortamındaki bozucu etkilere karşı gösterilen geçici hal cevapları arasında yüksek miktarda bir hız farkı gözlenmiştir. Bunun sebebi OCSANM algoritması tasarlanırken ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücünün referanstan-çıkışa transfer fonksiyonunun (v_o/v_{ref}) kullanılmış olmasıdır. MATLAB ortamındaki geçici hal cevapları v_o/v_{ref} kullanılarak elde edildiğinden optimum parametrelerin asıl sonuçları burada gözlenmiştir. Yük akımından-çıkışa transfer fonksiyonu üzerinden optimizasyon yapılarak elde edilecek yeni parametreler ile PSIM ortamında da MATLAB ortamındaki geçici hal cevabı hızlarına ulaşılabilir.

OCSANM tabanlı FOPID denetleyicinin gerçek bir donanım üzerinde uygulaması yapılarak, simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılabilir. Dijital işaret işlemcileri (DSP) veya alan programlanabilir kapı dizileri (FPGA) kullanılarak denetleyicinin gerçek zamanlı performansı incelenebilir. OCSANM algoritması, sistem parametrelerindeki değişimlere göre FOPID denetleyici parametrelerini çevrimiçi olarak ayarlayabilen adaptif bir denetim stratejisi geliştirmek için kullanılabilir. Bu, değişen çalışma koşullarına daha iyi uyum sağlayabilen bir denetleyici tasarımına olanak tanıyabilir.

OCSANM tabanlı FOPID denetleyici, güneş panelleri, rüzgar türbinleri ve enerji depolama sistemleri gibi yenilenebilir enerji kaynaklarını içeren hibrit sistemlerde test edilebilir. Lyapunov kararlılık analizi gibi daha ileri teorik analizler yapılarak, önerilen denetleyicinin kararlılık sınırları ve gürbüzlük özellikleri daha detaylı incelenebilir. Farklı kesir dereceli hesaplama ve yaklaşım yöntemlerinin denetleyici performansı üzerindeki

etkisi araştırılabilir. Oustaloup yaklaşımı dışında, Grünwald-Letnikov veya Riemann-Liouville gibi alternatif kesir dereceli hesaplama yöntemleri kullanılarak sonuçlar karşılaştırılabilir.

Önerilen OCSANM tabanlı FOPID denetleyici yaklaşımı, elektrikli araç şarj sistemleri, yenilenebilir enerji dönüşüm sistemleri veya hassas güç kaynakları gibi spesifik endüstriyel uygulamalara adapte edilebilir. OCSANM algoritması, yapay sinir ağları veya bulanık mantık gibi yapay zeka teknikleriyle birleştirilerek, daha akıllı ve uyarlanabilir bir denetim sistemi geliştirilebilir. Ayrıca, önerilen yaklaşımın pratik uygulamalara entegrasyonu, endüstriyel sistemlerin verimliliğini ve performansını artırma potansiyeline sahiptir.

KAYNAKLAR

- Abedi, A., Rezaie, B., Khosravi, A., & Shahabi, M. (2020). DC-bus Voltage Control based on Direct Lyapunov Method for a Converter-based Stand-alone DC Micro-grid. *Electric Power Systems Research*, 187, 106451. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106451>
- Ackermann, J. (1985). *Multi-model approaches to robust control system design*. Springer Berlin, 108-130. <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-032575-0.50006-0>
- Alabool, H.M., Alarabiat D., Abualigah, L., & Heidari, A.A. (2021). Harris Hawks Optimization: A Comprehensive Review of Recent Variants and Applications. *Neural Computing and Applications*, 33, 8939–8980. <https://doi.org/10.1007/s00521-021-05720-5>
- Ali, H., Zheng, X., Khan, S., Abbas, W., & Awan, D. (2015). Performance Analysis of Controller Design for DC-DC Buck Converter Using Linear and Non Linear Technique. *Applied Mechanics and Materials*, 719–720, 417-425. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.719-720.417>
- Ali. M., Khan, M.W., Abid, M., & Rehman, A.U. (2020). Variation of Fraction in FOPID Controller For Vibration Control of Euler–Bernoulli Beam. *SN Applied Sciences*, 2, 1955. <https://doi.org/10.1007/s42452-020-03763-2>
- Al-Shourbaji, I., Kachare, P., Fadlelseed, S., Jabbari, A., Hussien, A.G., Al-Saqqar, F., Abualigah, L., & Alameen, A. (2023). Artificial Ecosystem-Based Optimization with Dwarf Mongoose Optimization for Feature Selection and Global Optimization Problems. *International Journal of Computational Intelligence Systems*, 16, 102. <https://doi.org/10.1007/s44196-023-00279-6>
- Ansarian, A., & Mahmoodabadi, M.J. (2023). Multi-objective optimal design of a fuzzy adaptive robust fractional-order PID controller for a nonlinear unmanned flying system. *Aerospace Science and Technology*, 141, 108541. <https://doi.org/10.1016/j.ast.2023.108541>
- Astrom, K.A., & Murray, R.M. (2009). *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*. Princeton University Press, 125-148.
- Aribowo, W., Suprianto, B., & Kartini, U. (2022). Cooperation Search Algorithm for Tuning Automatic Voltage Regulator System. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 13 (3), 1761-1769. <http://doi.org/10.11591/ijpeds.v13.i3.pp1761-1769>
- Astrom, K., & Hägglund, T. (1995). *PID Controllers 2nd Edition*. The Instrumentation, Systems and Automation Society.
- Balaji, B., Santhosh Kumar, A., Suganya, R., & Soupramanien, T. (2023). Advanced semiconductor materials in power electronic switches for energy-efficient converters in an electric vehicle charging system with closed-loop FOPID control. *Materials Today: Proceedings*, <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2023.07.043>.

- Baranowski, J., Bauer, W., Zagórska, M., & Piatek, P. (2017). On Digital Realizations of Non-integer Order Filters. *Circuits, Systems, and Signal Processing* 35 (6), 2083-2107. <https://doi.org/10.1007/s00034-016-0269-8>
- Borase, R.P., Maghade, D.K., Sondkar, S.Y., & Pawar, S.N. (2020). A Review of PID Control, Tuning Methods and Applications. *International Journal of Dynamics and Control*, 9, 818-827. <https://doi.org/10.1007/s40435-020-00665-4>
- Boussaada, I., Niculescu, S.I., El Ati, A., Pérez-Ramos, R., & Trabelsi, K.L. (2019). Multiplicity-induced-dominancy in parametric second-order delay differential equations: Analysis and application in control design. *Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 26, 57. <https://doi.org/10.1051/cocv/2019073>
- Brethé, D., & Loiseau, J. (1998). An effective algorithm for finite spectrum assignment of single-input systems with delays. *Mathematics and Computers in Simulation*, 45(3-4), 339-348. [https://doi.org/10.1016/S0378-4754\(97\)00113-4](https://doi.org/10.1016/S0378-4754(97)00113-4)
- Chakraborty, S., Sharma, S., Saha, A.K., & Saha, A. (2022). A Novel Improved Whale Optimization Algorithm to Solve Numerical Optimization and Real-World Applications. *Artificial Intelligence Review*, 55, 4605–4716. <https://doi.org/10.1007/s10462-021-10114-z>
- Chen, Y., Bhaskaran, T., & Xue, D., (2008). Practical Tuning Rule Development for Fractional Order Proportional and Integral Controllers. *Journal of Computational and Nonlinear Dynamics*, 3 (2), 021403. <https://doi.org/10.1115/1.2833934>
- Cheng, Y., Wen, G., & Du, H. (2020). Design of Robust Discretized Sliding Mode Controller: Analysis and Application to Buck Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67 (12), 10672–10681. doi: 10.1109/TIE.2019.2962473
- Das, S., Pan, I., Das, S., & Gupta, A. (2012). Improved Model Reduction and Tuning of Fractional-Order $PI\lambda D\mu$ Controllers for Analytical Rule Extraction with Genetic Programming. *ISA Transactions*, 51 (2), 237–261. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2011.10.004>
- Diethelm, K. (2010). *The Analysis of Fractional Differential Equations*. Springer Berlin, 49-65. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-14574-2>
- Dorf, R.C., & Bishop, R.H. (2018). *Modern Control Systems Thirteenth Edition*. Pearson, Boston, MA, USA.
- Eftimov, T., Korošec, P., & Seljak, B.K. (2017). A Novel Approach to statistical comparison of meta-heuristic stochastic optimization algorithms using deep statistics. *Information Sciences*, 417, 186-215. <https://doi.org/10.1016/j.ins.2017.07.015>
- Eid, A., Kamel, S., Korashy, A., & Khurshaid, T. (2020). An Enhanced Artificial Ecosystem-Based Optimization for Optimal Allocation of Multiple Distributed

Generations. *IEEE Access*, 8, 178493-178513. doi: 10.1109/ACCESS.2020.3027654

- Ekinci, S., Hekimoğlu, B., & Izci, D. (2021). Opposition Based Henry Gas Solubility Optimization as A Novel Algorithm For PID Control of DC Motor. *Engineering Science and Technology, An International Journal*, 24 (2), 331-342. <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2020.08.011>
- Ekinci, S., Hekimoğlu, B., Demirören, A., & Kaya, S. (2019a). Harris Hawks Optimization Approach for Tuning of FOPID Controller in DC-DC Buck Converter. *2019 International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP)*, Malatya, Türkiye, 1-9. doi: 10.1109/IDAP.2019.8875992
- Ekinci, S., Hekimoğlu, B., Eker, E., & Sevim, D. (2019b). Hybrid Firefly and Particle Swarm Optimization Algorithm for PID Controller Design of Buck Converter. *2019 3rd International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*, Ankara, Türkiye, 1-6. doi: 10.1109/ISMSIT.2019.8932733
- Ekinci, S., Izci, D., Eker, E., Abualigah, L., Thanh, C.-L., & Khatir, S. (2024). Hunger games pattern search with elite opposite-based solution for solving complex engineering design problems. *Evolving Systems*, 15, 939–964. <https://doi.org/10.1007/s12530-023-09526-9>
- Ekinci, S., Izci, D., & Hekimoğlu, B. (2021). Optimal FOPID Speed Control of DC Motor via Opposition-Based Hybrid Manta Ray Foraging Optimization and Simulated Annealing Algorithm. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 46, 1395–1409. <https://doi.org/10.1007/s13369-020-05050-z>
- El-Din, M.A., Abd El-Hamid T.I., & El-Deeb, H. (2015). Enhanced HGS Algorithm (EHGSA) for Cost Reduction Regression Testing. *2015 Science and Information Conference (SAI)*, London, UK, 921-927. doi: 10.1109/SAI.2015.7237252
- Ellis, G. (2002). *The Luenberger Observer and Disturbances: Chapter 6 Observers in Control Systems*. Academic Press, Boston, MA, USA, 115-140.
- Erickson, R.W., & Maksimović, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics Second Edition*. Springer, New York, USA. <https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4>
- Fathy, A., Bouaouda, A., & Hashim, F.A. (2024). A novel modified Cheetah Optimizer for designing fractional-order PID-LFC placed in multi-interconnected system with renewable generation units. *Sustainable Computing: Informatics and Systems*, 43, 101011. <https://doi.org/10.1016/j.suscom.2024.101011>
- Feng, Z., Niu, W., & Liu, S. (2021). Cooperation Search Algorithm: A Novel Metaheuristic Evolutionary Intelligence Algorithm for Numerical Optimization and Engineering Optimization Problems. *Applied Soft Computing*, 98, 106734. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2020.106734>
- Feng, Z., Shi, P., Yang, T., Niu, W., Zhou, J., & Cheng, C. (2022). Parallel Cooperation Search Algorithm and Artificial Intelligence Method for Streamflow Time Series

- Forecasting. *Journal of Hydrology*, 66, 102686. <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2022.127434>
- Fergani, N. (2022). Direct synthesis-based fractional-order PID controller design: application to AVR system. *International Journal of Dynamics and Control*, 10, 2124–2138. <https://doi.org/10.1007/s40435-022-00940-6>
- Gaing, Z.L. (2004). A Particle Swarm Optimization Approach for Optimum Design of PID Controller in AVR System. *IEEE Transactions on Energy Conversion* 19(2): 384–391. doi: 10.1109/TEC.2003.821821
- Gangula, S.D., Nizami, T.K., Udumula, R.R., Chakravarty, A., & Singh, P. (2023). Adaptive neural network control of DC–DC power converter. *Expert Systems with Applications*, 229 (A), 120362. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2023.120362>
- Guarnizo, J.G., Torres-Pinzón, C.A., Bayona, J., Paez, D., Romero, J.P., Noriegga, B., & Paredes-Madrid, L. (2023). MPSO-based PID control design for power factor correction in an AC-DC boost converter. *Automatika*, 64 (4), 893-902. <https://doi.org/10.1080/00051144.2023.2225918>
- Gupta, D.K., Dei, G., Soni, A.K., Jha, A.V., Appasani, B., Bizon, N., Srinivasulu, A., & Nsengiyumva, P. (2024). Fractional order PID controller for load frequency control in a deregulated hybrid power system using Aquila Optimization. *Results in Engineering*, 23, 102442. <https://doi.org/10.1016/j.rineng.2024.102442>
- Hajek, B. (1988). Cooling Schedules for Optimal Annealing. *Mathematics of Operations Research*, 13, 311–329. <https://doi.org/10.1287/moor.13.2.311>
- Hart, D.W. (2011). *Power Electronics*. McGraw-Hill, New York, NY, USA.
- Hartley, T.T., & Lorenzo, C.F. (2004). A Frequency-Domain Approach to Optimal Fractional-Order Damping. *Nonlinear Dynamics*, 38, 69-84. <https://doi.org/10.1007/s11071-004-3747-7>
- He, Q., Liu, H., Ding, G., & Tu, L. (2023). A modified Lévy flight distribution for solving high-dimensional numerical optimization problems. *Mathematics and Computers in Simulation*, 204, 376-400. <https://doi.org/10.1016/j.matcom.2022.08.017>
- Hekimoğlu, B., & Ekinici, S. (2020). Optimally Designed PID Controller for A DC-DC Buck Converter via A Hybrid Whale Optimization Algorithm with Simulated Annealing. *Electrica*, 20 (1), 19–27. DOI: 10.5152/electrica.2020.19034
- Hekimoğlu, B. (2019). Optimal Tuning of Fractional Order PID Controller for DC Motor Speed Control via Chaotic Atom Search Optimization Algorithm. *IEEE Access*, 7, 38100–38114. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2905961
- Hekimoğlu, B., Ekinici, S., & Kaya, S. (2018). Optimal PID Controller Design of DC-DC Buck Converter Using Whale Optimization Algorithm. *2018 International Conference on Artificial Intelligence and Data Processing (IDAP)*, Malatya, Türkiye, 1-6. doi: 10.1109/IDAP.2018.8620833

- Herrmann, R. (2011). *Fractional Calculus: An Introduction for Physicists*. World Scientific, 11-23. <https://doi.org/10.1142/8934>
- Houssein, E.H., Hassan, M.H., Kamel, S., Hussain, K., & Hashim, F.A. (2022). Modified Lévy Flight Distribution Algorithm for Global Optimization and Parameters Estimation of Modified Three-Diode Photovoltaic Model. *Applied Intelligence*, 53, 11799-11819. <https://doi.org/10.1007/s10489-022-03977-4>
- Houssein, E.H., Saad, M.R., Hashim, F.A., Shaban, H., & Hassaballah, B. (2020). Lévy Flight distribution: A New Metaheuristic Algorithm for Solving Engineering Optimization Problems. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 94, 103731. <https://doi.org/10.1016/j.engappai.2020.103731>
- Izci, D., & Ekinici, S. (2022). A Novel Improved Version of Hunger Games Search Algorithm for Function Optimization and Efficient Controller Design of Buck Converter System. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 2, 100039. <https://doi.org/10.1016/j.prime.2022.100039>
- Izci, D., Ekinici, S., & Hekimoğlu, B. (2022b). A Novel Modified Lévy Flight Distribution Algorithm to Tune Proportional, Integral, Derivative and Acceleration Controller on Buck Converter System. *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 44 (2), 393–409. <https://doi.org/10.1177/01423312211036591>
- Izci, D., Ekinici, S., & Hekimoğlu, B. (2022c). Fractional-Order PID Controller Design for Buck Converter System via Hybrid Lévy Flight Distribution and Simulated Annealing Algorithm. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 47, 13729-13747. <https://doi.org/10.1007/s13369-021-06383-z>
- Izci, D., Ekinici, S., Eker, E., & Kayri, M. (2022a). Augmented Hunger Games Search Algorithm Using Logarithmic Spiral Opposition-based Learning for Function Optimization and Controller Design. *Journal of King Saud University*, <https://doi.org/10.1016/j.jksues.2022.03.001>.
- Izci, D., Hekimoğlu, B., & Ekinici, S. (2022d). A New Artificial Ecosystem-Based Optimization Integrated with Nelder-Mead Method for PID Controller Design of Buck Converter. *Alexandria Engineering Journal*, 61 (3), 2030–2044. <https://doi.org/10.1016/j.aej.2021.07.037>
- Jafari, S., & Byun, Y.C. (2023). Optimizing Battery RUL Prediction of Lithium-Ion Batteries Based on Harris Hawk Optimization Approach Using Random Forest and LightGBM. *IEEE Access*, 11, 87034-87046. doi: 10.1109/ACCESS.2023.3304699
- Jamil, M., & Yang, X.S. (2013). A literature survey of benchmark functions for global optimization problems. *International Journal of Mathematical Modelling and Numerical Optimisation*, 4 (2), 150-194. <https://doi.org/10.1504/IJMMNO.2013.055204>
- Jämsä-Jounela, S.L., Poikonen, R., Georgiev, Z., Zuehlke, U., & Halmevaara, K. (2002). Evaluation of Control Performance: Methods and Applications. *Proceedings of the*

- International Conference on Control Applications*, Glasgow, UK, 681–686. doi: 10.1109/CCA.2002.1038682
- Javidrad, F., & Nazari, M. (2017). A new hybrid particle swarm and simulated annealing stochastic optimization method. *Applied Soft Computing*, 60, 634-654. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2017.07.023>
- Jegatheesh, A., Thiagarajan, V., Muthu Selvan N.B., & Devesh Raj, M. (2023). Voltage Regulation and Stability Enhancement in AVR System Based on SOA-FOPID Controller. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 19, 31-44. <https://doi.org/10.1007/s42835-023-01507-x>
- Jesus, I.S., & Tenreiro-Machado, J.A. (2008). Fractional Control of Heat Diffusion Systems. *Nonlinear Dynamics*, 54 (3), 263–282. <https://doi.org/10.1007/s11071-007-9322-2>
- Jiang, Y., Hu, T., Huang, C.C., & Wu, X. (2007). An Improved Particle Swarm Optimization Algorithm. *Applied Mathematics and Computation*, 193 (1), 231-239. <https://doi.org/10.1016/j.amc.2007.03.047>
- Kamboj, V.K., Nandi, A., Bhadoria, A., & Sehgal, S. (2020). An Intensify Harris Hawks Optimizer for Numerical and Engineering Optimization Problems. *Applied Soft Computing*, 89, 106018. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2019.106018>
- Kilbas, A.A., Srivastava, H.M., & Trujillo, J.J., (2006). *Theory and Applications of Fractional Differential Equations*. North-Holland, 449-468. DOI: 10.4236/am.2020.1111074
- Kirkpatrick C., Gelat Jr., C.D., Vecchi, & M.P. (1983). Optimization by Simulated Annealing. *Science*, 220, 671-680. DOI: 10.1126/science.220.4598.671
- Koseoglu, M., Deniz, F.N., Alagoz, B.B., Yuce, A., & Tan, N. (2021). An experimental analog circuit realization of Matsuda's approximate fractional-order integral operators for industrial electronics. *Engineering Research Express*, 3 (4), 045041. DOI 10.1088/2631-8695/ac3e11
- Kumar, R., Diwania, S., Singh, R., Ashfaq, H., Khetrapal, P., & Singh, S. (2022). An intelligent Hybrid Wind–PV farm as a static compensator for overall stability and control of multimachine power system. *ISA Transactions*, 123, 286-302. <https://doi.org/10.1016/j.isatra.2021.05.014>
- Kurucu, M.C., Yumuk, E., Güzelkaya, M., & Eksin, I. (2022). Online Tuning of Derivative Order Term of Variable-Order Fractional Proportional–Integral–Derivative Controllers For The First-Order Time Delay Systems. *Asian Journal of Control*, <https://doi.org/10.1002/asjc.2972>.
- Lagarias, J.C., Reeds, J.A., Wright, M.H., & Wright, P.E. (1998). Convergence Properties of The Nelder-Mead Simplex Method in Low Dimensions. *SIAM Journal on Optimization*, 9 (1), 112–147. <https://doi.org/10.1137/S1052623496303470>

- Lee, Y.S., Wang, J.S., & Hui, S.Y.R. (1997). Modeling, Analysis, and Application of Buck Converters in Discontinuous-Input-Voltage Mode Operation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12 (2), 350-360. doi: 10.1109/63.558762
- Liang, J.J., Qu, B.Y., & Suganthan, P.N. (2013). Problem definitions and evaluation criteria for the CEC 2013 special session on real-parameter optimization. Computational Intelligence Laboratory, Zhengzhou University, Zhengzhou, China and Nanyang Technological University, Singapore, *Technical Report*, 201212 (34), 281-295.
- Maghfiroh, H., Saputro, J.S., Hermanu, C., Ibrahim, M.H. and Sujono, A. (2021). Performance Evaluation of Different Objective Function in PID Tuned by PSO in DC-Motor Speed Control. *The 6th International Conference on Industrial, Mechanical, Electrical and Chemical Engineering-ICIMECE 2020*, Solo, Indonesia, 1096, 012061. DOI 10.1088/1757-899X/1096/1/012061
- Makhbouche, A., Boudjehem, B., Birs, I., & Muresan, C.I. (2023). Fractional-Order PID Controller Based on Immune Feedback Mechanism for Time-Delay Systems. *Fractal and Fractional*, 7 (1), 53. <https://doi.org/10.3390/fractalfract7010053>
- Maksimovic, D., Stankovic, A.M., Thottuvelil, V.J., & Verghese, G.C. (2001). Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *Proceedings of the IEEE*, 89 (6), 898–912. doi: 10.1109/5.931486
- Mason, S.J. (1956). Feedback Theory-Further Properties of Signal Flow Graphs. *Proceedings of the IRE*, 44 (7), 920-926. DOI: 10.1109/JRPROC.1956.275147
- Micev, M., Čalasan, M., & Radulović, M. (2023). Optimal tuning of the novel voltage regulation controller considering the real model of the automatic voltage regulation system. *Heliyon*, 9 (8), e18707. <https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2023.e18707>
- Michiels, W., Aarts, E., & Korst, J. (2007). *Theoretical Aspects of Local Search*. Springer, Berlin. <https://doi.org/10.1007/978-3-540-35854-1>
- Michiels, W., & Niculescu, S.I. (2014). *Stability, Control, and Computation for Time-Delay Systems: An Eigenvalue-Based Approach*. Society for Industrial and Applied Mathematics, Philadelphia, PA, United States, 97-120. <https://doi.org/10.1137/1.9781611973631>
- Michiels, W., Engelborghs, K., Vansevenant, P., & Roose, D. (2002). Continuous pole placement for delay equations. *Automatica*, 38(5), 747-761. [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(01\)00257-6](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(01)00257-6)
- Mohd Tumari, M.Z., Ahmad, M.A., & Mohd Rashid, M.I. (2023). A fractional order PID tuning tool for automatic voltage regulator using marine predators algorithm. *Energy Reports*, 9 (12), 416-421. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2023.10.044>
- Mohd Tumari, M.Z., Ahmad, M.A., Suid, M.H., & Hao, M.R. (2023). An Improved Marine Predators Algorithm-Tuned Fractional-Order PID Controller for Automatic

- Voltage Regulator System. *Fractal and Fractional*, 7 (7), 561. <https://doi.org/10.3390/fractalfract7070561>
- Molga, M., & Smutnicki, C. (2005). *Test functions for optimization needs*. <http://www.zsd.ict.pwr.wroc.pl/files/docs/functions.pdf>
- Munagala, V.K., & Jatoth, R.K. (2023). A novel approach for controlling DC motor speed using NARXnet based FOPID controller. *Evolving Systems*, 14, 101–116. <https://doi.org/10.1007/s12530-022-09437-1>
- Mustafa, G., Ahmad, F., Zhang, R., Ul Haq, E., & Hussain M. (2023). Adaptive sliding mode control of buck converter feeding resistive and constant power load in DC microgrid. *Energy Reports*, 9 (1), 1026-1035. <https://doi.org/10.1016/j.egy.2022.11.131>
- Nanyan, N.F., Ahmad, M.A., & Hekimoğlu, B. (2024). Optimal PID controller for the DC-DC buck converter using the improved sine cosine algorithm. *Results in Control and Optimization*, 14, 100352. <https://doi.org/10.1016/j.rico.2023.100352>
- Nelder, J.A., & Mead, R. (1965). A Simplex Method for Function Minimization. *The Computer Journal*, 7 (4), 308–313. <https://doi.org/10.1093/comjnl/7.4.308>
- Oustaloup, A., Levron, F., Mathieu, B., & Nanot, F.M. (2000). Frequency-Band Complex Noninteger Differentiator: Characterization and Synthesis. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47 (1), 25-39. doi: 10.1109/81.817385
- Padula, F., & Visioli, A. (2012). Optimal Tuning Rules for Proportional-Integral-Derivative and Fractional-Order Proportional-Integral-Derivative Controllers for Integral and Unstable Processes. *IET Control Theory and Applications*, 6 (6), 776-786. DOI: 10.1049/iet-cta.2011.0419
- Patel, H.R., & Shah, V.A. (2022). Fuzzy Logic Based Metaheuristic Algorithm for Optimization of Type-1 Fuzzy Controller: Fault-Tolerant Control for Nonlinear System with Actuator Fault. *IFAC-PapersOnLine*, 55 (1), 715-721. <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2022.04.117>
- Peddakapu, K., Mohamed, M. R., Sulaiman, M. H., Srinivasarao, P., Kishore, D.J.K., & Leung, P.K. (2022). Cuckoo optimised 2DOF controllers for stabilising the frequency changes in restructured power system with wind-hydro units. *International Journal of Ambient Energy*, 43 (1), 3995-4009. <https://doi.org/10.1080/01430750.2021.1873182>
- Podlubny, I. (1999). Fractional-Order Systems and PI λ D μ -Controllers. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44 (1), 208–214. doi: 10.1109/9.739144
- Qin, X., Hu, W., Tang, Y., Huang, Q., Chen, Z., & Blaabjerg, F. (2023). An improved modulation method for modular multilevel converters based on particle swarm optimization. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 151, 109136. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109136>

- Ramesh, P., Gouda, P.K., Lakshmikhandan, K., Ramanathan, G., & Bharatiraja, C. (2022). A three port bidirectional DC-DC converter for PV – Battery – DC microgrid application using fuzzy logic control. *Materials Today: Proceedings*, 68 (6), 1898-1905. <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.08.066>
- Rana, N., Latiff, M.S.A., Abdulhamid, S.M., & Chiroma, H. (2020). Whale Optimization Algorithm: A Systematic Review of Contemporary Applications, Modifications and Developments. *Neural Computing and Applications*, 32, 16245–16277. <https://doi.org/10.1007/s00521-020-04849-z>
- Ranganayakulu, R., Uday-Bhaskar-Babu, G., Seshagiri, R.A., & Patle, D.S. (2016). A Comparative Study of Fractional Order PI λ /PI λ D μ Tuning Rules for Stable First Order Plus Time Delay Processes. *Resource-Efficient Technologies*, 2 (1), S136–S152. <https://doi.org/10.1016/j.reffit.2016.11.009>
- Rodríguez-Molina, A., Villarreal-Cervantes, M.G., Pantoja-García, J.S., Rojas-López, A.G., Hernández-Castillo, E., & Mejía-Rodríguez, R. (2024). Metaheuristic adaptive control based on polynomial regression and differential evolution for robotic manipulators. *Applied Soft Computing*, 151, 111116. <https://doi.org/10.1016/j.asoc.2023.111116>
- Saadat, S.A., Ghamari, S.M., & Mollaei, H. (2022). Adaptive Backstepping Controller Design on Buck Converter with A Novel Improved Identification Method. *IET Control Theory and Applications*, 6 (15), 485–495. <https://doi.org/10.1049/cth2.12241>
- Schneider, J.J., & Puchta, M. (2010). Investigation of Acceptance Simulated Annealing: A Simplified Approach to Adaptive Cooling Schedules. *Physica A: Statistical Mechanics and its Applications*, 389, 5822–5831. <https://doi.org/10.1016/j.physa.2010.08.045>
- Selvaraj, P., Kwon, O.M., & Sakthivel, R. (2019). Disturbance and Uncertainty Rejection Performance for Fractional-Order Complex Dynamical Networks. *Neural Networks*, 112, 73-84. <https://doi.org/10.1016/j.neunet.2019.01.009>
- Shah, P., & Agashe, S. (2016). Review of Fractional PID Controller. *Mechatronics*, 38, 29–41. <https://doi.org/10.1016/j.mechatronics.2016.06.005>
- Shen, Y., Zhang, C., Gharehchopogh, F.S., & Mirjalili, S. (2023). An improved whale optimization algorithm based on multi-population evolution for global optimization and engineering design problems. *Expert Systems with Applications*, 215, 119269. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2022.119269>
- Smedley, K., & Cuk, S. (1994). Switching Flow-Graph Nonlinear Modeling Technique. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9 (4), 405-413. doi: 10.1109/63.318899
- Tabak, A. (2023). Novel TI λ DND2N2 Controller Application with Equilibrium Optimizer for Automatic Voltage Regulator. *Sustainability*, 15 (15), 11640. <https://doi.org/10.3390/su151511640>

- Tarasov, V.E. (2010). *Fractional Dynamics: Applications of Fractional Calculus to Dynamics of Particles, Fields and Media*. Springer Berlin, 293-313. <https://doi.org/10.1007/978-3-642-14003-7>
- Tavazoei, M.S. (2010). Notes on Integral Performance Indices in Fractional-Order Control Systems. *Journal of Process Control*, 20 (3), 285–291. <https://doi.org/10.1016/j.jprocont.2009.09.005>
- Tejado, I., Vinagre, B.M., Traver, J.E., Prieto-Arranz, J., & Nuevo-Gallardo, C. (2019). Back to Basics: Meaning of the Parameters of Fractional Order PID Controllers. *Mathematics*, 7 (6), 530. <https://doi.org/10.3390/math7060530>
- Tepljakov, A., Alagoz, B.B., Yoreoglu, C., Gonzales, E.A., Hosseinnia, S.H., Petlenkov, E., Ates, A., & 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. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3055117
- Tizhoosh, H.R. (2006). Opposition-Based Learning: A New Scheme for Machine Intelligence. *International Conference on Computational Intelligence for Modelling, Control and Automation and International Conference on Intelligent Agents, Web Technologies and Internet Commerce (CIMCA-IAWTIC'06)*, Vienna, Austria, 695–701. doi: 10.1109/CIMCA.2005.1631345
- Veerachary, M., & Saxena, A.R. (2015). Optimized Power Stage Design of Low Source Current Ripple Fourth-Order Boost DC-DC Converter: A PSO Approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 62 (3), 1491–1502. doi: 10.1109/TIE.2014.2361316
- Vidal-Idiarte, E., Martínez-Salamero, L., Guinjoan, F., Calvente, J., & Gomariz, S. (2004). Sliding and Fuzzy Control of A Boost Converter Using An 8-Bit Microcontroller. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, 151 (1), 5-11. DOI: 10.1049/ip-epa:20040086
- Warrier, P., & Shah, P. (2021). Optimal Fractional PID Controller for Buck Converter Using Cohort Intelligent Algorithm. *Applied System Innovation*, 4 (3), 50. <https://doi.org/10.3390/asi4030050>
- Xu, L., Song, B., & Cao, M. (2021). An Improved Particle Swarm Optimization Algorithm with Adaptive Weighted Delay Velocity. *Systems Science & Control Engineering*, 9 (1), 188-197. <https://doi.org/10.1080/21642583.2021.1891153>
- Yadegar, M., Zarei, S.F., Meskin, N., & Massoud, A. (2024). An adaptive voltage control compensator for converters in DC microgrids under fault conditions. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 156, 109697. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2023.109697>
- Yan, B., Zhao, Z., Zhou, Y., Yuan, W., Li, J., Wu, J., & Cheng, D. (2017). A particle swarm optimization algorithm with random learning mechanism and Levy flight

- for optimization of atomic clusters. *Computer Physics Communications*, 219, 79–86. <https://doi.org/10.1016/j.cpc.2017.05.009>
- Yang, Y., Chen, H., Heidari, A.A., & Gandomi, A.H. (2021). Hunger Games Search: Visions, Conception, Implementation, Deep Analysis, Perspectives, and Towards Performance Shifts. *Expert Systems with Applications*, 177, 114864. <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2021.114864>
- Zamani, M., Karimi-Ghartemani, M., Sadati, N., & Parniani, M. (2009). Design of A Fractional Order PID Controller for An AVR Using Particle Swarm Optimization. *Control Engineering Practice*, 17 (12), 1380–1387. <https://doi.org/10.1016/j.conengprac.2009.07.005>
- Zhang, G., Li, Z., Zhang, B., & Halang, W.A. (2018). Power Electronics Converters: Past, Present and Future. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (2), 2028–2044. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.05.290>
- Zhang, J., Zhang, T., Zhang, G., & Kong, M. (2023). Parameter optimization of PID controller based on an enhanced whale optimization algorithm for AVR system. *Operational Research An International Journal*, 23, 44. <https://doi.org/10.1007/s12351-023-00787-5>
- Zhao, W., Wang, L., & Zhang, Z. (2020). Artificial Ecosystem-Based Optimization: A Novel Nature-Inspired Meta-Heuristic Algorithm. *Neural Computing and Applications*, 32, 9383–9425. <https://doi.org/10.1007/s00521-019-04452-x>

EKLER

EK-1: OCSANM algoritması MATLAB kodu

```
function [Best_fitness, Best_position] = simplified_OCSANM()
    Vg = 10; D = 0.5; R = 2.5; L = 75e-6; C = 220e-6; Rl = 0.1; Rc = 0.07;
    pop = 50; gbestNum = 3; dim = 5;
    lb = [0.1, 100, 0.000001, 0, 0];
    ub = [100, 100000, 0.02, 2, 2];
    fobj = @(x) evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D);
    current_X = rand(pop, dim) .* (ub - lb) + lb;
    current_X_fitness = zeros(1, pop);
    for i = 1:pop
        current_X_fitness(1, i) = fobj(current_X(i, :));
    end
    [~, index_sorted] = sort(current_X_fitness);
    Best_position = current_X(index_sorted(1), :);
    Best_fitness = current_X_fitness(1, index_sorted(1));
    ave_Pbest = mean(current_X, 1);
    ave_gbest = Best_position;
    next_X = zeros(pop, dim);
    for i = 1:pop
        alpha = 0.10;
        beta = 0.15;
        for j = 1:dim
            num_AK = log(1.0 / Phi(0, 1)) * (Best_position(j) - current_X(i, j));
            num_BK = alpha * Phi(0, 1) * (ave_gbest(j) - current_X(i, j));
            num_CK = beta * Phi(0, 1) * (ave_Pbest(j) - current_X(i, j));
            next_X(i, j) = current_X(i, j) + num_AK + num_BK + num_CK;
        end
    end
    next_X = max(min(next_X, ub), lb);
    for i = 1:pop
        next_X_fitness = fobj(next_X(i, :));
        if next_X_fitness < current_X_fitness(i)
            current_X(i, :) = next_X(i, :);
            current_X_fitness(i) = next_X_fitness;
        end
    end
    [current_X, current_X_fitness] = opposition_based_learning(fobj, current_X, current_X_fitness, lb,
    ub);
    [min_fitness, min_idx] = min(current_X_fitness);
    if min_fitness < Best_fitness
        Best_fitness = min_fitness;
        Best_position = current_X(min_idx, :);
    end
    [Best_position, Best_fitness] = nelder_mead_simplex(fobj, Best_position, lb, ub);
    disp('Optimum FOPID parametreleri:');
    disp(['Kp: ', num2str(Best_position(1))]);
    disp(['Ki: ', num2str(Best_position(2))]);
    disp(['Kd: ', num2str(Best_position(3))]);
    disp(['lambda: ', num2str(Best_position(4))]);
    disp(['mu: ', num2str(Best_position(5))]);
end

function o = Phi(num1, num2)
    if num1 < num2
        o = num1 + rand() * abs(num2 - num1);
    else
```

```

    o = num2 + rand() * abs(num2 - num1);
end
end

function [population, fitness] = opposition_based_learning(objective_func, population, fitness, lb, ub)
    [pop_size, dim] = size(population);
    opposite_population = repmat(lb, pop_size, 1) + repmat(ub, pop_size, 1) - population;
    opposite_population = max(min(opposite_population, repmat(ub, pop_size, 1)), repmat(lb, pop_size,
1));
    opposite_fitness = zeros(pop_size, 1);
    for i = 1:pop_size
        opposite_fitness(i) = objective_func(opposite_population(i, :));
    end
    combined_population = [population; opposite_population];
    combined_fitness = [fitness', opposite_fitness];
    [~, sorted_indices] = sort(combined_fitness);
    selected_indices = sorted_indices(1:pop_size);
    population = combined_population(selected_indices, :);
    fitness = combined_fitness(selected_indices)';
end

function [x_opt, f_opt] = nelder_mead_simplex(f, x0, lb, ub)
    n = length(x0);
    alpha = 1; beta = 0.5; gamma = 2; delta = 0.5;
    simplex = zeros(n + 1, n);
    simplex(1, :) = x0;
    for i = 2:n + 1
        simplex(i, :) = x0;
        simplex(i, i - 1) = x0(i - 1) + 0.05 * (ub(i - 1) - lb(i - 1));
    end
    f_values = zeros(n + 1, 1);
    for i = 1:n + 1
        f_values(i) = f(simplex(i, :));
    end
    for iter = 1:50
        [f_values, order] = sort(f_values);
        simplex = simplex(order, :);
        if max(abs(f_values(1) - f_values(2:end))) < 1e-6
            break;
        end
        x0 = mean(simplex(1:n, :), 1);
        xr = x0 + alpha * (x0 - simplex(end, :));
        xr = max(min(xr, ub), lb);
        fr = f(xr);
        if f_values(1) <= fr && fr < f_values(n)
            simplex(end, :) = xr;
            f_values(end) = fr;
        elseif fr < f_values(1)
            xe = x0 + gamma * (xr - x0);
            xe = max(min(xe, ub), lb);
            fe = f(xe);
            if fe < fr
                simplex(end, :) = xe;
                f_values(end) = fe;
            else
                simplex(end, :) = xr;
                f_values(end) = fr;
            end
        else
            xc = x0 + beta * (simplex(end, :) - x0);

```

```

xc = max(min(xc, ub), lb);
fc = f(xc);
if fc < f_values(end)
    simplex(end, :) = xc;
    f_values(end) = fc;
else
    for i = 2:n + 1
        simplex(i, :) = simplex(1, :) + delta * (simplex(i, :) - simplex(1, :));
        simplex(i, :) = max(min(simplex(i, :), ub), lb);
        f_values(i) = f(simplex(i, :));
    end
end
end
end
[f_opt, idx] = min(f_values);
x_opt = simplex(idx, :);
end

function [ZLG, IAE, ISE, ITAE, ITSE, Tr, Ts, Mp, Ess] = evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D)
    Kp = x(1); Ki = x(2); Kd = x(3); lambda = x(4); mu = x(5);
    s = fof('s');
    G_buck1 = (s*Vg*R*C*Rc + Vg*R) / (s^2*(R*L*C + Rc*L*C) + s*(R*C*Rl + C*Rc*Rl + L + R*C*Rc) + Rl + R);
    G_buck3 = -(s^2*R*L*C*Rc + s*(C*Rl*Rc*R + R*L) + R*Rl) / (s^2*(R*L*C + Rc*L*C) + s*(R*C*Rl + C*Rc*Rl + L + R*C*Rc) + Rl + R);
    G_fopid = Kp + Ki / (s^lambda) + Kd * (s^mu);
    [~, ~, Wcg, ~] = margin(G_fopid * G_buck1);
    crossover_freq = Wcg / (2 * pi);
    min_crossover_freq = 10e3;
    max_crossover_freq = 20e3;
    penalty_factor = 1e6;
    if crossover_freq < min_crossover_freq
        penalty = penalty_factor * (min_crossover_freq - crossover_freq)^2;
    elseif crossover_freq > max_crossover_freq
        penalty = penalty_factor * (crossover_freq - max_crossover_freq)^2;
    else
        penalty = 0;
    end
    K = 0.5;
    T = G_buck3 / (1 + K * G_fopid * G_buck1);
    t = 0:1e-5:2e-3;
    [y, ~] = step(T, t);
    y = y + Rc;
    final_value = y(end);
    index_10 = find(y >= 0.1*final_value, 1);
    index_90 = find(y >= 0.9*final_value, 1);
    Tr = t(index_90) - t(index_10);
    step_info = stepinfo(y, t, final_value);
    Mp = step_info.Overshoot;
    Ts = step_info.SettlingTime;
    Ess = 1 - step_info.Peak / final_value;
    rho = 1;
    ZLG = (1-exp(-rho))*(Mp+Ess)+exp(-rho)*(Ts-Tr);
    e = final_value - y;
    IAE = trapz(t, abs(e));
    ISE = trapz(t, e.^2);
    ITAE = trapz(t, t'.*abs(e));
    ITSE = trapz(t, t'.*e.^2);
    ZLG = ZLG + penalty;
End

```

EK-2: CSA algoritması MATLAB kodu

```
function [Best_fitness, Best_position] = simplified_CSA()
    Vg = 10; D = 0.5; R = 2.5; L = 75e-6; C = 220e-6; Rl = 0.1; Rc = 0.07;
    pop = 50; gbestNum = 3; dim = 5;
    lb = [0.1, 100, 0.000001, 0, 0];
    ub = [100, 100000, 0.02, 2, 2];
    fobj = @(x) evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D);
    current_X = rand(pop, dim) .* (ub - lb) + lb;
    current_X_fitness = zeros(1, pop);
    for i = 1:pop
        current_X_fitness(1, i) = fobj(current_X(i, :));
    end
    global_Best_position = zeros(gbestNum, dim);
    global_Best_fitness = inf(1, gbestNum);
    [~, index_sorted] = sort(current_X_fitness);
    for i = 1:gbestNum
        global_Best_position(i, :) = current_X(index_sorted(i), :);
        global_Best_fitness(i) = current_X_fitness(1, index_sorted(i));
    end
    ave_Pbest = mean(current_X, 1);
    ave_gbest = mean(global_Best_position, 1);
    next_X = zeros(pop, dim);
    for i = 1:pop
        alpha = 0.10;
        beta = 0.15;
        for j = 1:dim
            num_AK = log(1.0 / Phi(0, 1)) * (global_Best_position(randi(gbestNum), j) - current_X(i, j));
            num_BK = alpha * Phi(0, 1) * (ave_gbest(j) - current_X(i, j));
            num_CK = beta * Phi(0, 1) * (ave_Pbest(j) - current_X(i, j));
            next_X(i, j) = current_X(i, j) + num_AK + num_BK + num_CK;
        end
    end
    next_X = max(min(next_X, ub), lb);
    reflect_X = zeros(pop, dim);
    for i = 1:pop
        for j = 1:dim
            num_C = (ub(j) + lb(j)) * 0.5;
            gailv = abs(num_C - next_X(i, j)) / (ub(j) - lb(j));
            if next_X(i, j) >= num_C
                if gailv < Phi(0, 1)
                    reflect_X(i, j) = Phi((ub(j) + lb(j)) - next_X(i, j), num_C);
                else
                    reflect_X(i, j) = Phi(lb(j), (ub(j) + lb(j)) - next_X(i, j));
                end
            else
                if gailv < Phi(0, 1)
                    reflect_X(i, j) = Phi(num_C, (ub(j) + lb(j)) - next_X(i, j));
                else
                    reflect_X(i, j) = Phi((ub(j) + lb(j)) - next_X(i, j), ub(j));
                end
            end
        end
    end
    reflect_X = max(min(reflect_X, ub), lb);
    for i = 1:pop
        reflect_X_fit = fobj(reflect_X(i, :));
        next_X_fit = fobj(next_X(i, :));
        if next_X_fit > reflect_X_fit
```

```

        current_X(i, :) = reflect_X(i, :);
    else
        current_X(i, :) = next_X(i, :);
    end
end
for i = 1:pop
    current_X_fitness(1, i) = fobj(current_X(i, :));
end
[Best_fitness, idx] = min(current_X_fitness);
Best_position = current_X(idx, :);
disp('Optimum FOPID parametreleri:');
disp(['Kp: ', num2str(Best_position(1))]);
disp(['Ki: ', num2str(Best_position(2))]);
disp(['Kd: ', num2str(Best_position(3))]);
disp(['lambda: ', num2str(Best_position(4))]);
disp(['mu: ', num2str(Best_position(5))]);
end

function o = Phi(num1, num2)
    if num1 < num2
        o = num1 + rand() * abs(num2 - num1);
    else
        o = num2 + rand() * abs(num2 - num1);
    end
end

function [ZLG, IAE, ISE, ITAE, ITSE, Tr, Ts, Mp, Ess] = evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D)
    try
        Kp = x(1); Ki = x(2); Kd = x(3); lambda = x(4); mu = x(5);
        s = ftf('s');

        G_buck1=(s*Vg*R*C*Rc+Vg*R)/(s^2*(R*L*C+Rc*L*C)+s*(R*C*Rl+C*Rc*Rl+L+R*C*Rc)+Rl+R);
        G_fopid = Kp + Ki / (s^lambda) + Kd * (s^mu);
        [~, ~, Wcg, ~] = margin(G_fopid * G_buck1);
        crossover_freq = Wcg / (2 * pi);
        min_crossover_freq = 10e3;
        max_crossover_freq = 20e3;
        penalty_factor = 1e4;
        if crossover_freq < min_crossover_freq
            penalty = penalty_factor * (min_crossover_freq - crossover_freq);
        elseif crossover_freq > max_crossover_freq
            penalty = penalty_factor * (crossover_freq - max_crossover_freq);
        else
            penalty = 0;
        end
        T = feedback(G_fopid * G_buck1, 1);
        t = 0:1e-5:2e-3;
        [y, ~] = step(T, t);
        final_value = y(end);
        index_10 = find(y >= 0.1*final_value, 1);
        index_90 = find(y >= 0.9*final_value, 1);
        Tr = t(index_90) - t(index_10);
        step_info = stepinfo(y, t, 1);
        Mp = step_info.Overshoot;
        Ts = step_info.SettlingTime;
        Ess = 1 - step_info.Peak;
        rho = 1;
        ZLG = (1-exp(-rho))*(Mp+Ess)+exp(-rho)*(Ts-Tr);
        e = 1 - y;
        IAE = trapz(t, abs(e));
    end
end

```

```

ISE = trapz(t, e.^2);
ITAE = trapz(t, t'.*abs(e));
ITSE = trapz(t, t'.*e.^2);
ZLG = ZLG + penalty;
if isnan(ZLG) || isinf(ZLG)
    ZLG = 1e10;
end
catch
    ZLG = 1e10;
    IAE = 1e10; ISE = 1e10; ITAE = 1e10; ITSE = 1e10;
    Tr = 1e10; Ts = 1e10; Mp = 1e10; Ess = 1e10;
end
end

```

EK-3: IHGS algoritması MATLAB kodu

```
function [Destination_fitness, bestPositions] = simplified_IHGS()
    Vg = 10; D = 0.5; R = 2.5; L = 75e-6; C = 220e-6; Rl = 0.1; Rc = 0.07;
    N = 30; dim = 5;
    lb = [0.1, 100, 0.000001, 0, 0];
    ub = [100, 100000, 0.02, 2, 2];
    fobj = @(x) evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D);
    X = improved_initialization(N, dim, ub, lb);
    Destination_fitness = inf;
    Worstest_fitness = -inf;
    AllFitness = inf * ones(N, 1);
    VC1 = ones(N, 1);
    weight3 = ones(N, dim);
    weight4 = ones(N, dim);
    hungry = zeros(1, N);
    bestPositions = zeros(1, dim);
    for i = 1:N
        AllFitness(i) = fobj(X(i,:));
    end
    [AllFitnessSorted, IndexSorted] = sort(AllFitness);
    bestFitness = AllFitnessSorted(1);
    worstFitness = AllFitnessSorted(end);
    bestPositions = X(IndexSorted(1),:);
    Destination_fitness = bestFitness;
    Worstest_fitness = worstFitness;
    VC2 = 0.03;
    sumHungry = 0;
    for i = 1:N
        VC1(i) = sech(abs(AllFitness(i) - Destination_fitness));
        if Destination_fitness == AllFitness(i)
            hungry(i) = 0;
        else
            temprand = rand();
            c = (AllFitness(i) - Destination_fitness) / (Worstest_fitness - Destination_fitness) * temprand * 2 *
            (ub - lb);
            if c < 100
                b = 100 * (1 + temprand);
            else
                b = c;
            end
            hungry(i) = hungry(i) + max(b);
            sumHungry = sumHungry + hungry(i);
        end
    end
    for i = 1:N
        for j = 1:dim
            weight3(i,j) = (1 - exp(-abs(hungry(i) - sumHungry))) * rand() * 2;
            if rand() < VC2
                weight4(i,j) = hungry(i) * N / sumHungry * rand();
            else
                weight4(i,j) = 1;
            end
        end
    end
    shrink = 2;
    for i = 1:N
        if rand < VC2
            X(i,:) = X(i,:) + randn(1, dim) .* (ub - lb) * 0.1;
```

```

else
    A = randi([1, N]);
    for j = 1:dim
        r = rand();
        vb = 2 * shrink * r - shrink;
        if r > VC1(i)
            X(i,j) = weight4(i,j) * X(A,j) + vb * weight3(i,j) * abs(X(A,j) - X(i,j));
        else
            X(i,j) = weight4(i,j) * X(A,j) - vb * weight3(i,j) * abs(X(A,j) - X(i,j));
        end
    end
end
end
X = boundary_handle(X, lb, ub);
for i = 1:N
    newFitness = fobj(X(i,:));
    if newFitness < Destination_fitness
        Destination_fitness = newFitness;
        bestPositions = X(i,:);
    end
end
disp('Optimized FOPID parameters:');
disp(['Kp: ', num2str(bestPositions(1))]);
disp(['Ki: ', num2str(bestPositions(2))]);
disp(['Kd: ', num2str(bestPositions(3))]);
disp(['lambda: ', num2str(bestPositions(4))]);
disp(['mu: ', num2str(bestPositions(5))]);
end

function X = improved_initialization(SearchAgents_no, dim, ub, lb)
    X = zeros(SearchAgents_no, dim);
    for i = 1:SearchAgents_no
        for j = 1:dim
            if rand < 0.5
                X(i,j) = lb(j) + (ub(j) - lb(j)) * rand^2;
            else
                X(i,j) = ub(j) - (ub(j) - lb(j)) * rand^2;
            end
        end
    end
end

function X = boundary_handle(X, lb, ub)
    [N, dim] = size(X);
    for i = 1:N
        for j = 1:dim
            if X(i,j) < lb(j)
                X(i,j) = lb(j) + rand * (ub(j) - lb(j)) * 0.1;
            elseif X(i,j) > ub(j)
                X(i,j) = ub(j) - rand * (ub(j) - lb(j)) * 0.1;
            end
        end
    end
end

function [ZLG, IAE, ISE, ITAE, ITSE, Tr, Ts, Mp, Ess] = evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D)
    try
        Kp = x(1); Ki = x(2); Kd = x(3); lambda = x(4); mu = x(5);
        s = fof('s');
    end
end

```

```

G_buck1=(s*Vg*R*C*Rc+Vg*R)/(s^2*(R*L*C+Rc*L*C)+s*(R*C*RI+C*Rc*RI+L+R*C*Rc)+RI+R);
G_fopid = Kp + Ki / (s^lambda) + Kd * (s^mu);
[~, ~, Wcg, ~] = margin(G_fopid * G_buck1);
crossover_freq = Wcg / (2 * pi);
min_crossover_freq = 10e3;
max_crossover_freq = 20e3;
penalty_factor = 1e4;
if crossover_freq < min_crossover_freq
    penalty = penalty_factor * (min_crossover_freq - crossover_freq);
elseif crossover_freq > max_crossover_freq
    penalty = penalty_factor * (crossover_freq - max_crossover_freq);
else
    penalty = 0;
end
T = feedback(G_fopid * G_buck1, 1);
t = 0:1e-5:2e-3;
[y, ~] = step(T, t);
final_value = y(end);
index_10 = find(y >= 0.1*final_value, 1);
index_90 = find(y >= 0.9*final_value, 1);
Tr = t(index_90) - t(index_10);
step_info = stepinfo(y, t, 1);
Mp = step_info.Overshoot;
Ts = step_info.SettlingTime;
Ess = 1 - step_info.Peak;
rho = 1;
ZLG = (1-exp(-rho))*(Mp+Ess)+exp(-rho)*(Ts-Tr);
e = 1 - y;
IAE = trapz(t, abs(e));
ISE = trapz(t, e.^2);
ITAE = trapz(t, t'.*abs(e));
ITSE = trapz(t, t'.*e.^2);
ZLG = ZLG + penalty;
if isnan(ZLG) || isinf(ZLG)
    ZLG = 1e10;
end
catch
    ZLG = 1e10;
    IAE = 1e10; ISE = 1e10; ITAE = 1e10; ITSE = 1e10;
    Tr = 1e10; Ts = 1e10; Mp = 1e10; Ess = 1e10;
end
end

```

EK-4: LFDSA algoritması MATLAB kodu

```
function [Destination_fitness, bestPositions] = simplified_IHGS()
    Vg = 10; D = 0.5; R = 2.5; L = 75e-6; C = 220e-6; Rl = 0.1; Rc = 0.07;
    N = 30; dim = 5;
    lb = [0.1, 100, 0.000001, 0, 0];
    ub = [100, 100000, 0.02, 2, 2];
    fobj = @(x) evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D);
    X = improved_initialization(N, dim, ub, lb);
    Destination_fitness = inf;
    Worstest_fitness = -inf;
    AllFitness = inf * ones(N, 1);
    VC1 = ones(N, 1);
    weight3 = ones(N, dim);
    weight4 = ones(N, dim);
    hungry = zeros(1, N);
    bestPositions = zeros(1, dim);
    for i = 1:N
        AllFitness(i) = fobj(X(i,:));
    end
    [AllFitnessSorted, IndexSorted] = sort(AllFitness);
    bestFitness = AllFitnessSorted(1);
    worstFitness = AllFitnessSorted(end);
    bestPositions = X(IndexSorted(1),:);
    Destination_fitness = bestFitness;
    Worstest_fitness = worstFitness;
    VC2 = 0.03;
    sumHungry = 0;
    for i = 1:N
        VC1(i) = sech(abs(AllFitness(i) - Destination_fitness));
        if Destination_fitness == AllFitness(i)
            hungry(i) = 0;
        else
            temprand = rand();
            c = (AllFitness(i) - Destination_fitness) / (Worstest_fitness - Destination_fitness) * temprand * 2 *
            (ub - lb);
            if c < 100
                b = 100 * (1 + temprand);
            else
                b = c;
            end
            hungry(i) = hungry(i) + max(b);
            sumHungry = sumHungry + hungry(i);
        end
    end
    for i = 1:N
        for j = 1:dim
            weight3(i,j) = (1 - exp(-abs(hungry(i) - sumHungry))) * rand() * 2;
            if rand() < VC2
                weight4(i,j) = hungry(i) * N / sumHungry * rand();
            else
                weight4(i,j) = 1;
            end
        end
    end
    shrink = 2;
    for i = 1:N
        if rand < VC2
            X(i,:) = X(i,:) + randn(1, dim) .* (ub - lb) * 0.1;
        else
```

```

A = randi([1, N]);
for j = 1:dim
    r = rand();
    vb = 2 * shrink * r - shrink;
    if r > VC1(i)
        X(i,j) = weight4(i,j) * X(A,j) + vb * weight3(i,j) * abs(X(A,j) - X(i,j));
    else
        X(i,j) = weight4(i,j) * X(A,j) - vb * weight3(i,j) * abs(X(A,j) - X(i,j));
    end
end
end
end
X = boundary_handle(X, lb, ub);
for i = 1:N
    newFitness = fobj(X(i,:));
    if newFitness < Destination_fitness
        Destination_fitness = newFitness;
        bestPositions = X(i,:);
    end
end
disp('Optimized FOPID parameters:');
disp(['Kp: ', num2str(bestPositions(1))]);
disp(['Ki: ', num2str(bestPositions(2))]);
disp(['Kd: ', num2str(bestPositions(3))]);
disp(['lambda: ', num2str(bestPositions(4))]);
disp(['mu: ', num2str(bestPositions(5))]);
end

function X = improved_initialization(SearchAgents_no, dim, ub, lb)
X = zeros(SearchAgents_no, dim);
for i = 1:SearchAgents_no
    for j = 1:dim
        if rand < 0.5
            X(i,j) = lb(j) + (ub(j) - lb(j)) * rand^2;
        else
            X(i,j) = ub(j) - (ub(j) - lb(j)) * rand^2;
        end
    end
end
end

function X = boundary_handle(X, lb, ub)
[N, dim] = size(X);
for i = 1:N
    for j = 1:dim
        if X(i,j) < lb(j)
            X(i,j) = lb(j) + rand * (ub(j) - lb(j)) * 0.1;
        elseif X(i,j) > ub(j)
            X(i,j) = ub(j) - rand * (ub(j) - lb(j)) * 0.1;
        end
    end
end
end

function [ZLG, IAE, ISE, ITAE, ITSE, Tr, Ts, Mp, Ess] = evaluate_fopid(x, Vg, L, C, R, Rl, Rc, D)
try
    Kp = x(1); Ki = x(2); Kd = x(3); lambda = x(4); mu = x(5);
    s = fottf('s');

    G_buck1=(s*Vg*R*C*Rc+Vg*R)/(s^2*(R*L*C+Rc*L*C)+s*(R*C*Rl+C*Rc*Rl+L+R*C*Rc)+Rl+R);

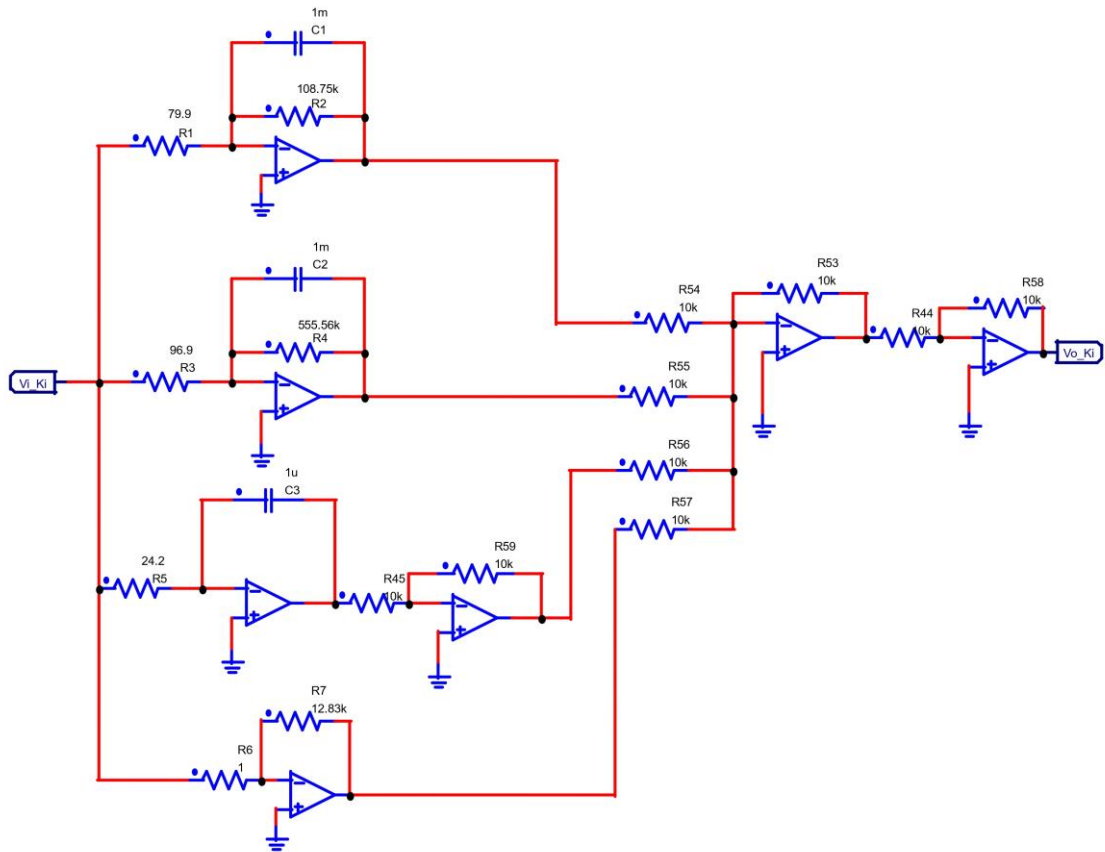
```

```

G_fopid = Kp + Ki / (s^lambda) + Kd * (s^mu);
[~, ~, Wcg, ~] = margin(G_fopid * G_buck1);
crossover_freq = Wcg / (2 * pi);
min_crossover_freq = 10e3;
max_crossover_freq = 20e3;
penalty_factor = 1e4;
if crossover_freq < min_crossover_freq
    penalty = penalty_factor * (min_crossover_freq - crossover_freq);
elseif crossover_freq > max_crossover_freq
    penalty = penalty_factor * (crossover_freq - max_crossover_freq);
else
    penalty = 0;
end
T = feedback(G_fopid * G_buck1, 1);
t = 0:1e-5:2e-3;
[y, ~] = step(T, t);
final_value = y(end);
index_10 = find(y >= 0.1*final_value, 1);
index_90 = find(y >= 0.9*final_value, 1);
Tr = t(index_90) - t(index_10);
step_info = stepinfo(y, t, 1);
Mp = step_info.Overshoot;
Ts = step_info.SettlingTime;
Ess = 1 - step_info.Peak;
rho = 1;
ZLG = (1-exp(-rho))*(Mp+Ess)+exp(-rho)*(Ts-Tr);
e = 1 - y;
IAE = trapz(t, abs(e));
ISE = trapz(t, e.^2);
ITAE = trapz(t, t'.*abs(e));
ITSE = trapz(t, t'.*e.^2);
ZLG = ZLG + penalty;
if isnan(ZLG) || isinf(ZLG)
    ZLG = 1e10;
end
catch
    ZLG = 1e10;
    IAE = 1e10; ISE = 1e10; ITAE = 1e10; ITSE = 1e10;
    Tr = 1e10; Ts = 1e10; Mp = 1e10; Ess = 1e10;
end
end

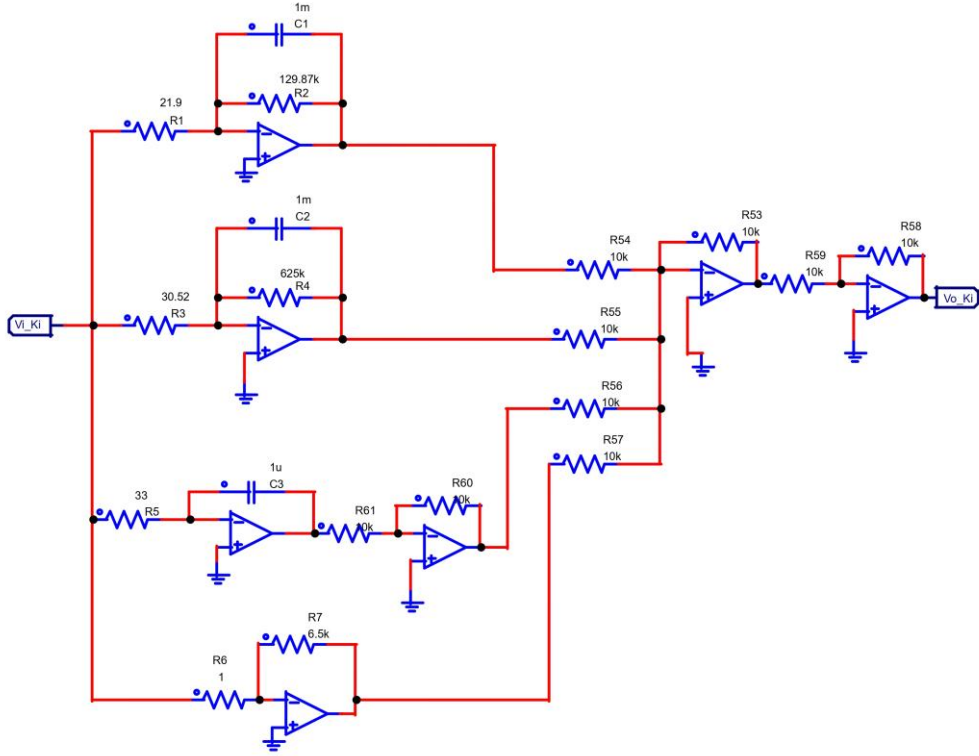
```

EK-5: Denetleyicinin integral ifadelerinin analog devre karşılığı

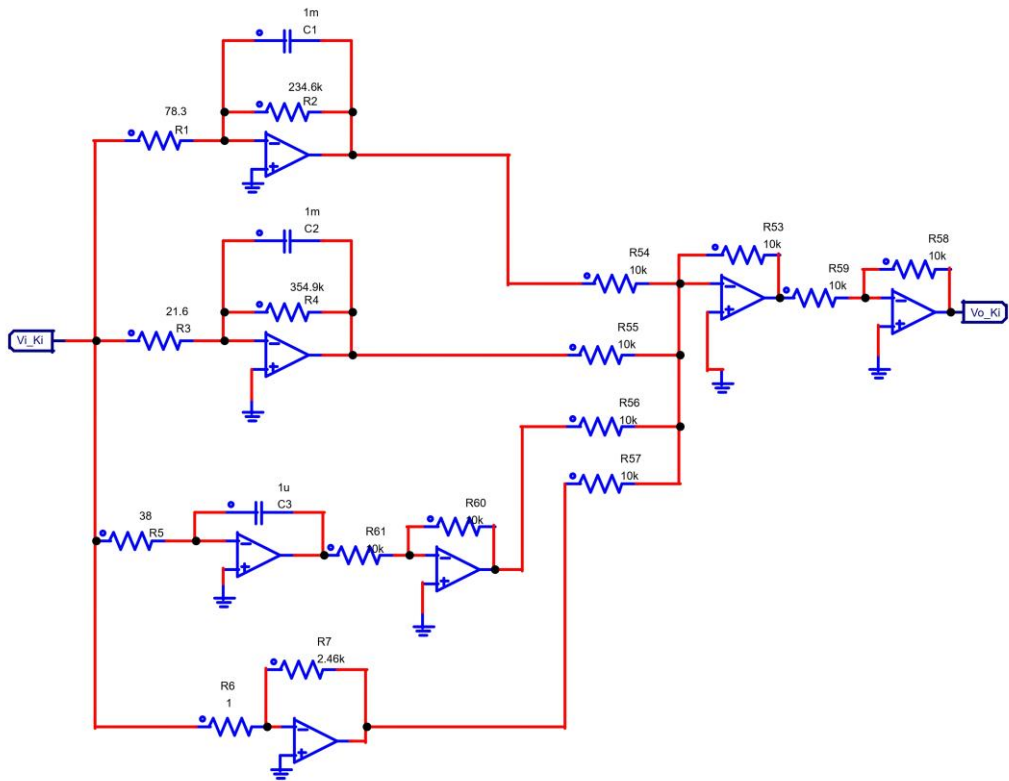


Şekil 5.1. CSA için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.

EK-5: Denetleyicinin integral ifadelerinin analog devre karşılığı

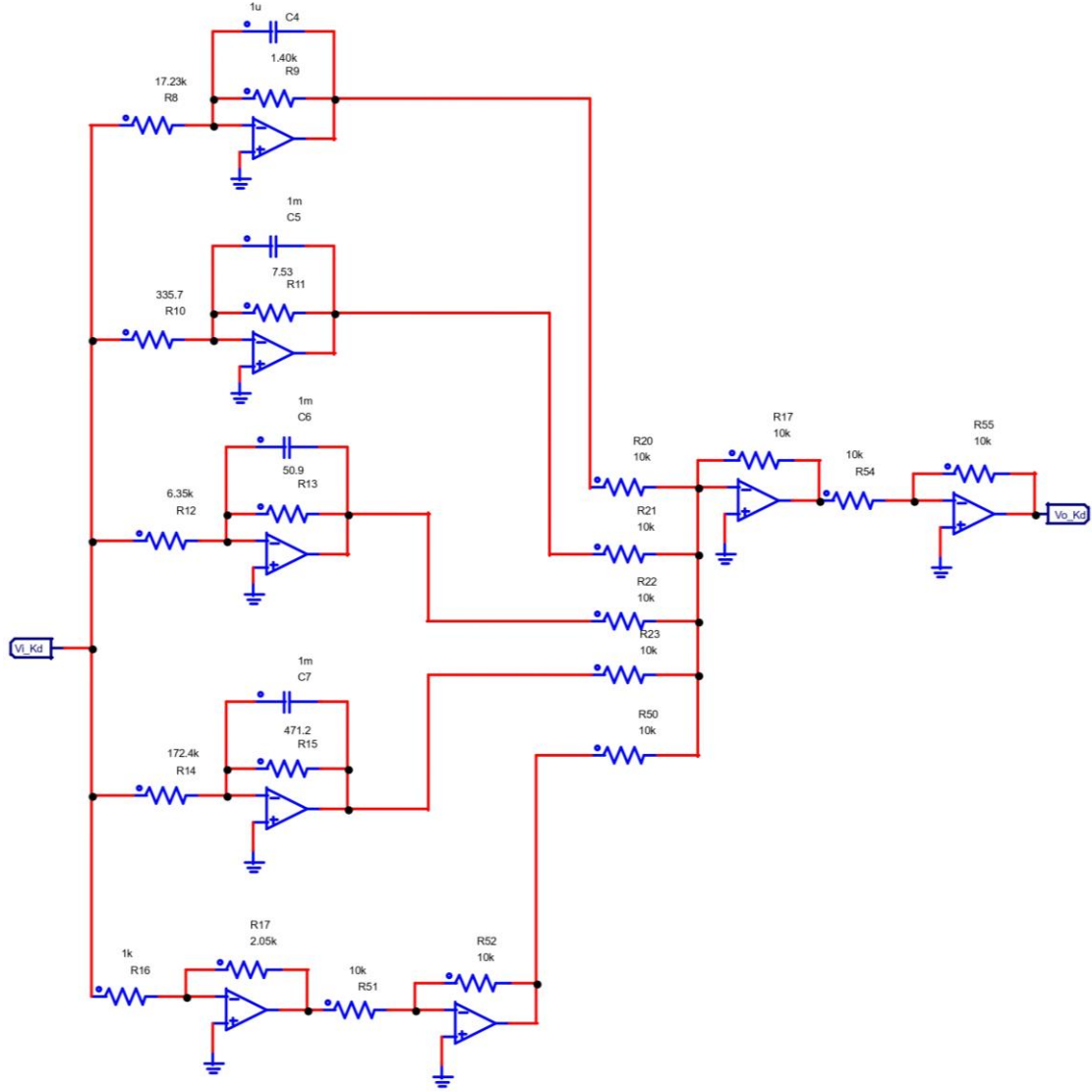


Şekil 5.2. IHGS için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.



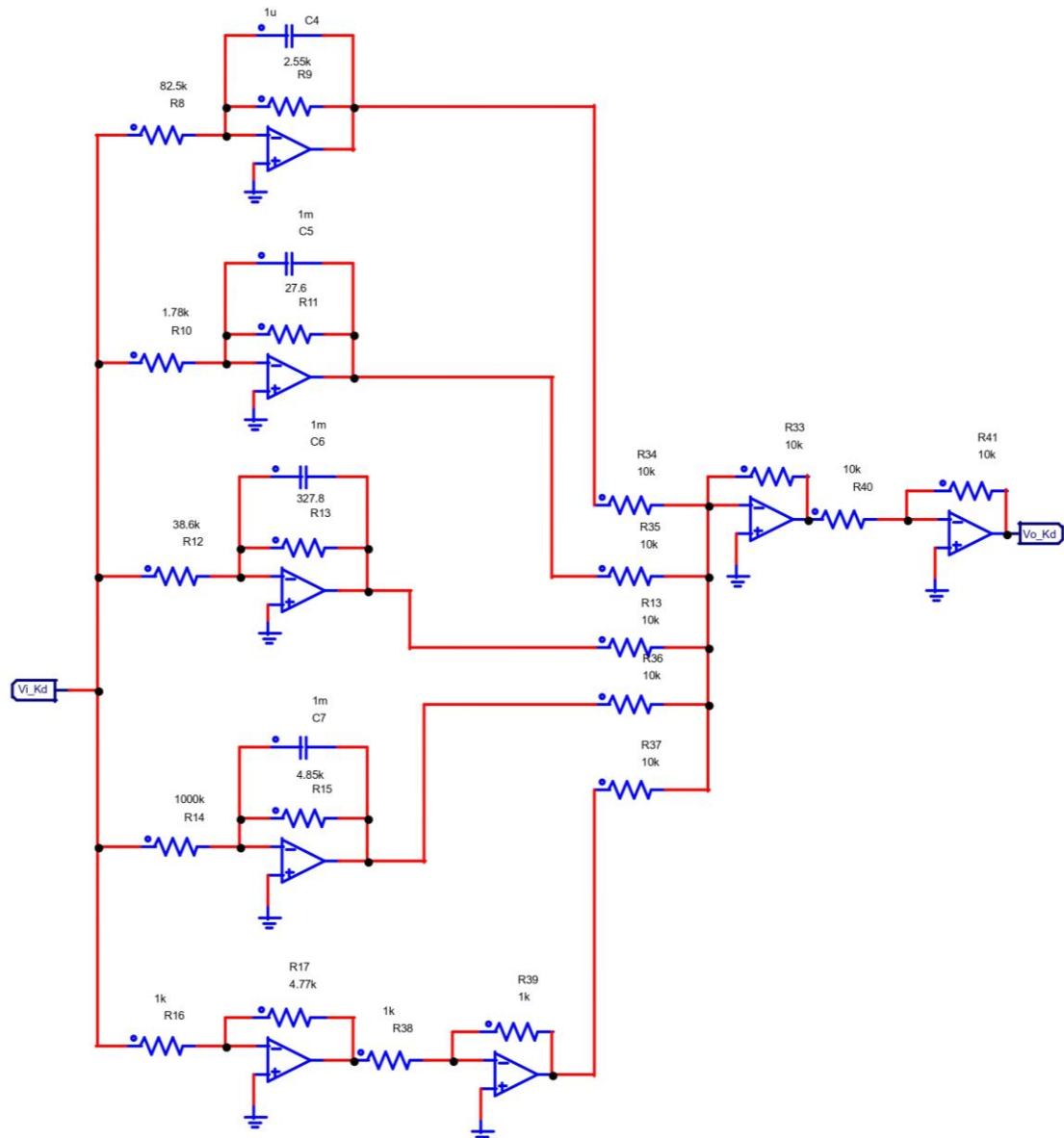
Şekil 5.3. LFDSA için kesir dereceli denetleyicinin integral ifadesinin analog devre karşılığı.

EK-6: Denetleyicinin türev ifadelerinin analog devre karşılığı



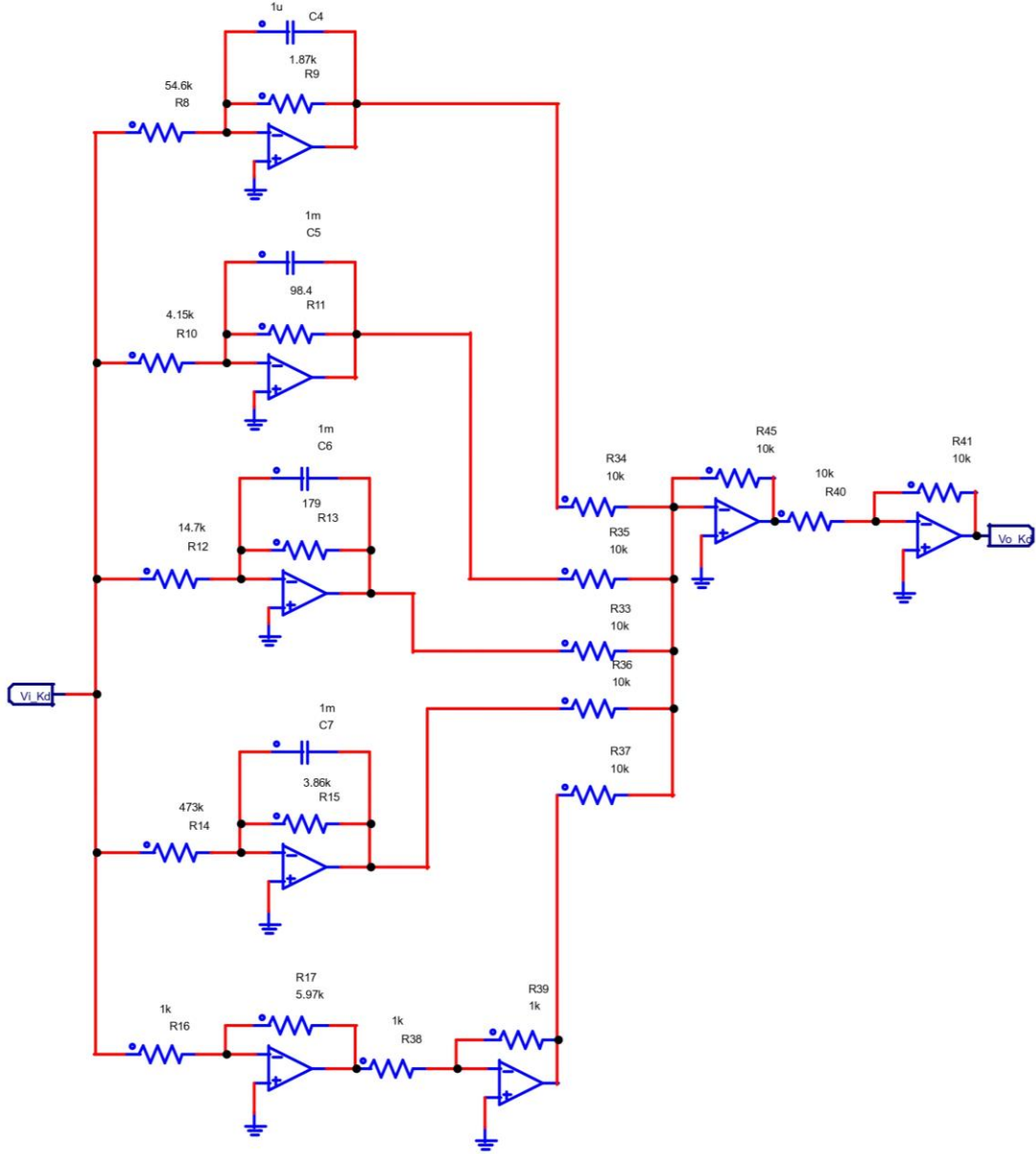
Şekil 5.4. CSA için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.

EK-6: Denetleyicinin türev ifadelerinin analog devre karşılığı



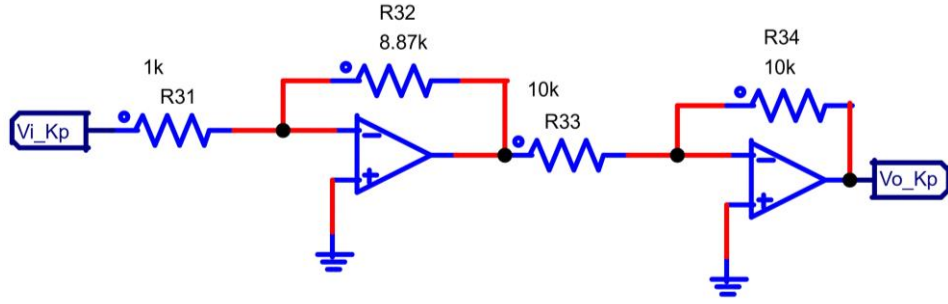
Şekil 5.5. IHGS için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.

EK-6: Denetleyicinin türev ifadelerinin analog devre karşılığı

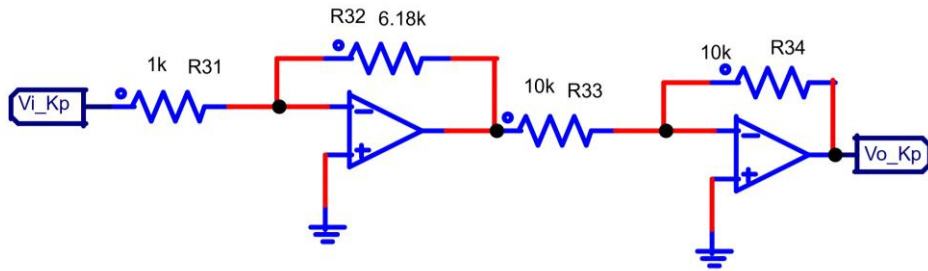


Şekil 5.6. LFDSA için kesir dereceli denetleyicinin türev ifadesinin analog devre karşılığı.

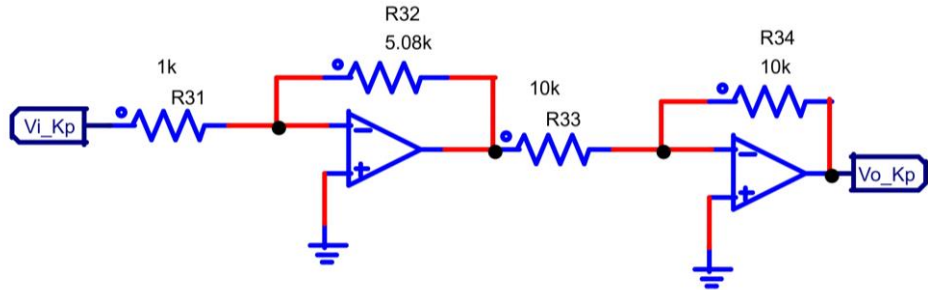
EK-7: Denetleyicinin oransal ifadelerinin analog devre karşılığı



Şekil 5.7. CSA için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.

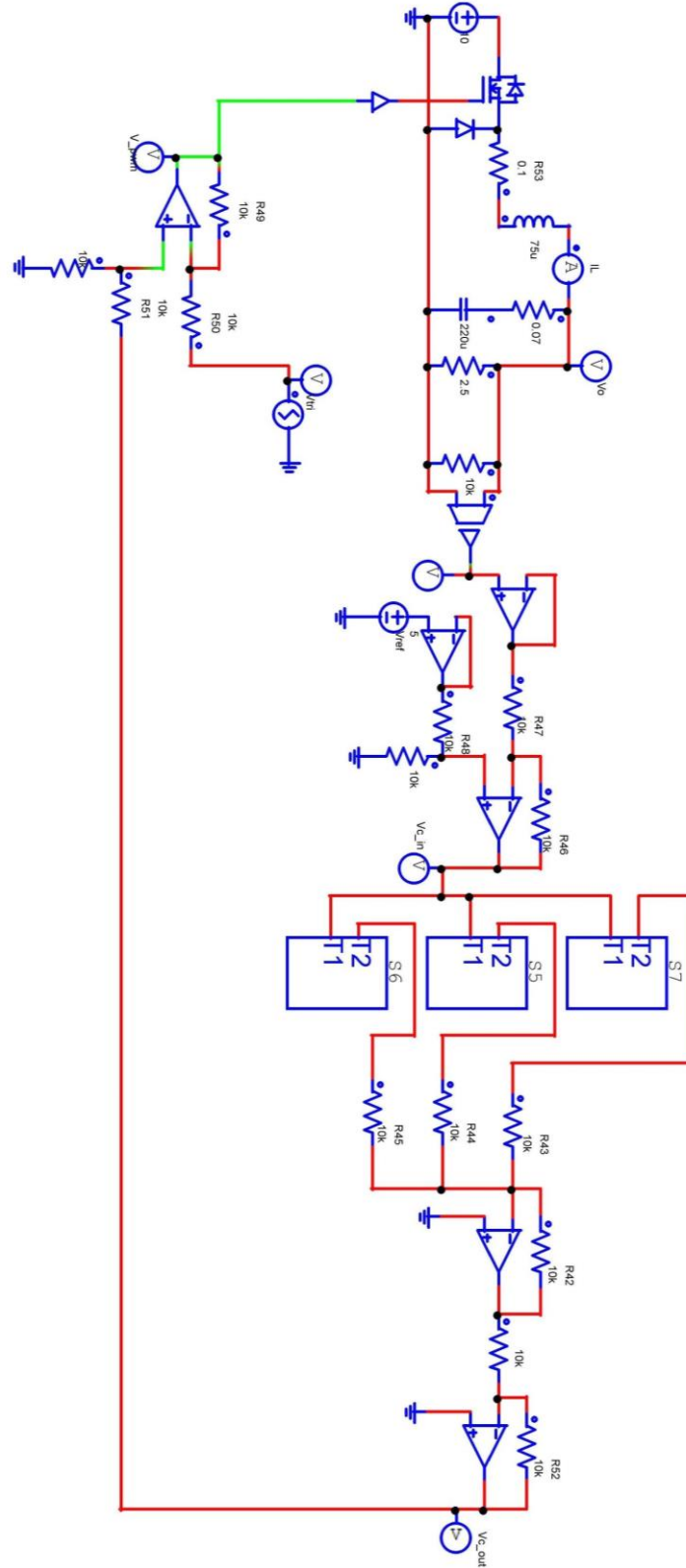


Şekil 5.8. IHGS için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.



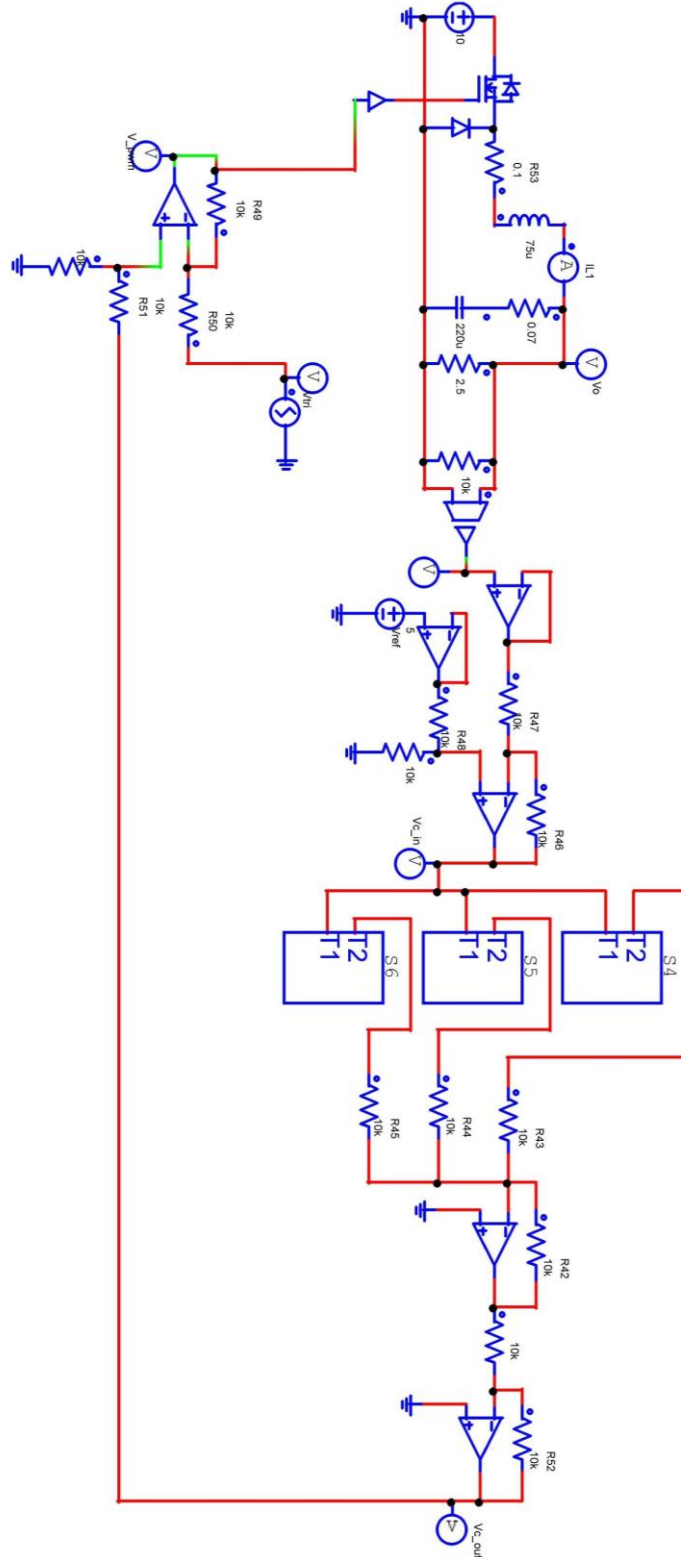
Şekil 5.9. LFDSA için kesir dereceli denetleyicideki oransal ifadenin analog devre karşılığı.

EK-8: CSA tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.



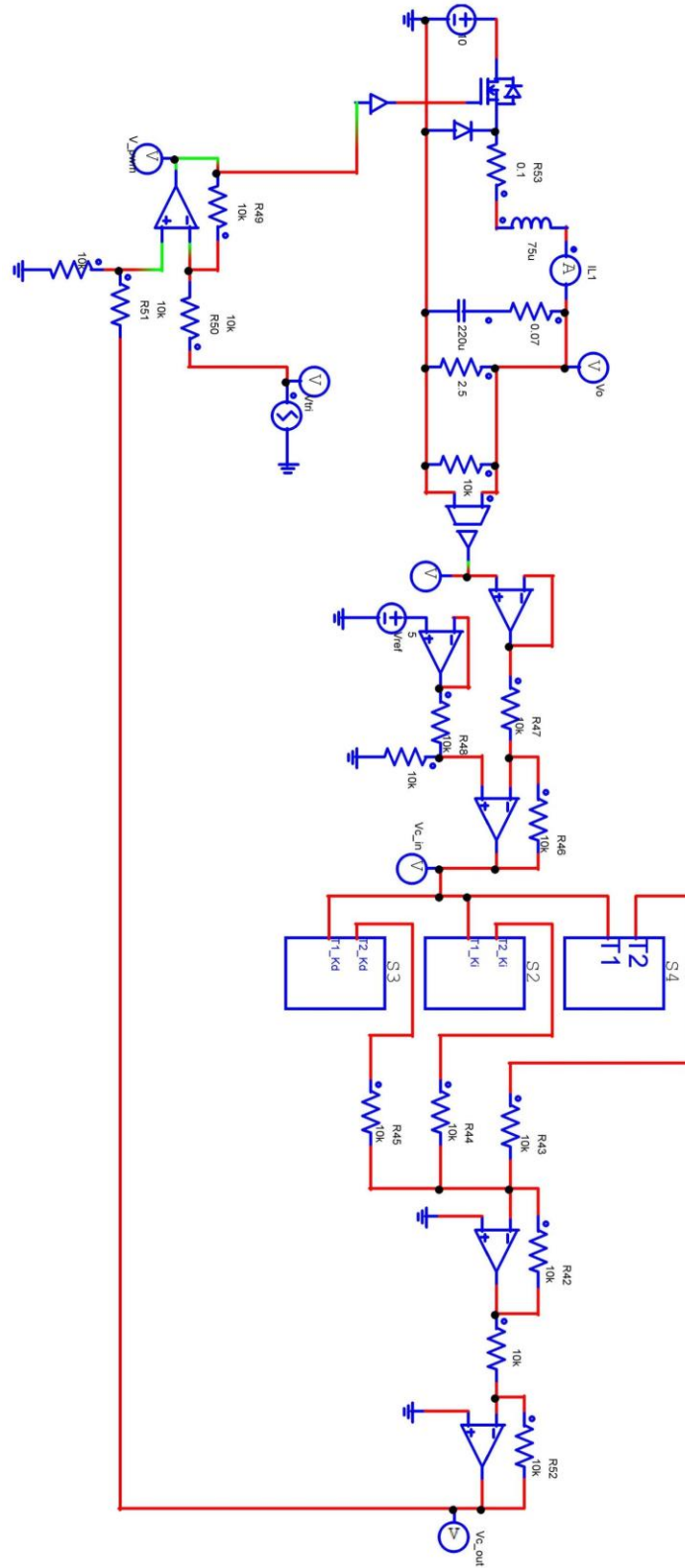
Şekil 5.10. CSA için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.

EK-9: IHGS tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.



Şekil 5.11. IHGS için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.

EK-10: LFDSA tabanlı FOPID denetleyicili ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü.



Şekil 5.12. LFDSA için ideal olmayan DA-DA düşürücü dönüştürücü ve kesir dereceli denetleyicinin kapalı çevrim devre şeması.

6. ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Cihan ERSALI
Uyruğu : T.C.

EĞİTİM

Derece	Adı	Bitirme Yılı
Lisans	Akdeniz Üniversitesi	2013
Yüksek Lisans	Batman Üniversitesi	2019
Doktora	Batman Üniversitesi	2024

İŞ DENEYİMLERİ

Kurum	Görevi	Yıl
Batman Üniversitesi	Araştırma Görevlisi	2013-Devam etmekte

UZMANLIK ALANI

Güç elektroniği, Denetim sistemleri, Optimizasyon

YABANCI DİLLER

İngilizce YDS: 87.5

YAYINLAR

Ersalı, C. and Hekimoğlu, B., 2023, FOPID Controller Design for a Buck Converter System Using a Novel Hybrid Cooperation Search Algorithm with Pattern Search for Parameter Tuning, *Gazi University Journal of Science Part A: Engineering and Innovation*, 10 (4), 417-441.

Ersalı, C., Hekimoğlu, B., Yilmaz, M., Martinez-Morales, A.A. and Akinci, T.C., 2024, Disturbance rejecting PID-FF controller design of a non-ideal buck converter using an innovative snake optimizer with pattern search algorithm, *Heliyon*, 10 (14), e34448.

Ersalı, C. and Hekimoğlu, B., 2024, A novel opposition-based hybrid cooperation search algorithm with Nelder–Mead for tuning of FOPID-controlled buck converter, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, 46 (10), 1924-1942.