T.C.
KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

PI PARAMETRELERİ ZIEGLER-NICHOLS VE FDBAEO YÖNTEMLERİYLE BELİRLENEN SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE KONTROLÜ

UMUR ORUÇÖZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

DR. ÖĞR. ÜYESİ YÜCEL ÇETİNCEVİZ

OCAK - 2025
KASTAMONU

TEZ ONAYI

UMUR ORUÇÖZ tarafından hazırlanan "**PI PARAMETRELERİ ZIEGLER-NICHOLS VE FDBAEO YÖNTEMLERİYLE BELİRLENEN SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE KONTROLÜ**" adlı tez çalışmasının savunma sınavı **09.01.2025** tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği / oy çokluğu ile Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

Danışman	Dr. Öğr. Üyesi Yücel ÇETİNCEVİZ Kastamonu Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Faruk ERKEN Kastamonu Üniversitesi	.....
Jüri Üyesi	Dr. Öğr. Üyesi Salih NACAR Bandırma Onyedi Eylül Üniversitesi	.....

Jüri üyeleri tarafından kabul edilmiş olan bu tez Kastamonu Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca onanmıştır.

Enstitü Müdürü Doç. Dr. Selçuk MEMİŞ .....

TAAHHÜTNAME

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bütün bilgilerin etik davranış ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu; ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını, bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini bildirir ve taahhüt ederim.

Umur ORUÇÖZ

ÖZET

YÜKSEK LİSANS TEZİ

PI PARAMETRELERİ ZIEGLER-NICHOLS VE FDBAEO YÖNTEMLERİYLE BELİRLENEN SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE KONTROLÜ

UMUR ORUÇÖZ

KASTAMONU ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI
DANIŞMAN:DR. ÖĞR. ÜYESİ YÜCEL ÇETİNCEVİZ

Bu çalışmada, 40W gücünde bir SEPIC dönüştürücüsünün tasarım ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. SEPIC dönüştürücüler, yükseltici ve düşürücü çalışma kabiliyetleri nedeniyle özellikle güç dönüştürücü uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmanın amacı, SEPIC dönüştürücüsünün kapalı çevrim PI parametrelerini iki farklı yöntem ile elde ederek karşılaştırmaktır. Bunun için, iyi bir dinamik performans sağlayabilen PI kontrolcüsünün geliştirilmesi hedeflenmiştir. PI kontrolcü parametrelerinin optimizasyonu için, ekosistem dinamiklerini taklit eden ve uygunluk mesafe dengesini göz önünde bulunduran FDBAEO algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma, PI kontrolcü parametrelerinin optimum değerlerini bulmada etkili bir araç olarak kullanılmıştır. Bir başka yöntem olan Ziegler-Nichols yöntemiyle de PI kontrol parametreleri elde edilerek her iki sonucun karşılaştırılması yapılmıştır.

SEPIC dönüştürücüsünün tasarım aşamaları detaylı bir şekilde ele alınarak devre elemanlarının seçim kriterleri, tasarım parametreleri ve simülasyon sonuçları sunulmuştur. Simülasyon sonuçları, SEPIC dönüştürücüsünün FDBAEO algoritması ve Ziegler-Nichols yöntemi ile PI kontrol parametreleri elde edilmiştir. FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanıldığında sistemin değişkenlere karşı daha hızlı tepki verdiği, bu neden ile istenen değere daha hızlı ulaştığı görülmüştür. Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen PI parametrelerinde ise sistem daha yavaş kalmakta buna karşılık daha az aşım gözlemlenmektedir.

Sonuç olarak, bu çalışma, PI kontrollü SEPIC dönüştürücülerde kapalı çevrim kontrolün verimliliğini artırmak ve dinamik performansı iyileştirmek amacıyla FDBAEO algoritmasının etkin bir şekilde kullanılabileceğini ortaya koymaktadır. Bu yaklaşım, güç elektroniği uygulamalarında daha kararlı sistemlerin geliştirilmesine katkı sağlayacaktır.

ANAHTAR KELİMELER: Uygunluk-mesafe dengesi, yapay ekosistem, SEPIC dönüştürücü

Ocak 2025, 95 Sayfa

ABSTRACT

MSC THESIS

DESIGN AND CONTROL OF A SEPIC CONVERTER WITH PI PARAMETERS DETERMINED BY THE ZIEGLER-NICHOLS AND FDBAEO METHODS

UMUR ORUÇÖZ

KASTAMONU UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

SUPERVISOR:ASSIST PROF. DR. YÜCEL ÇETİNCEVİZ

In this study, the design and control of a 40W SEPIC converter were carried out. SEPIC converters are widely used in power conversion applications due to their ability to operate in both boost and buck modes. The aim of this study is to determine the closed-loop PI parameters of the SEPIC converter using two different methods and to compare the results. To achieve this, the development of a PI controller capable of providing good dynamic performance was targeted. For the optimization of the PI controller parameters, the FDBAEO algorithm, which mimics ecosystem dynamics and considers the balance of suitability and distance, was used. This algorithm served as an effective tool for finding the optimal values of the PI controller parameters. Additionally, PI control parameters were obtained using the Ziegler-Nichols method, and the results of both approaches were compared.

The design stages of the SEPIC converter were addressed in detail, including the selection criteria for circuit components, design parameters, and simulation results. The simulation results show that the PI control parameters were determined using both the FDBAEO algorithm and the Ziegler-Nichols method. When the PI parameters obtained with the FDBAEO algorithm were used, the system was observed to respond more quickly to changes, reaching the desired value faster. On the other hand, the PI parameters obtained using the Ziegler-Nichols method resulted in a slower system with less overshoot.

In conclusion, this study demonstrates that the FDBAEO algorithm can be effectively used to improve the efficiency of closed-loop control and enhance the dynamic performance of PI-controlled SEPIC converters. This approach contributes to the development of more stable systems in power electronics applications.

KEYWORDS:fitness-distance balance, artificial ecosystem, , SEPIC converter

January 2025, 95 Page

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim ve tez sürecim boyunca bilgi birikimi ve tecrübeleri ile desteklerini esirgemeyen danışman hocam Sayın Dr. Yücel ÇETİNCEVİZ'e ve tezimin ilk aşaması olan SEPIC dönüştürücü tasarımı konusundaki yardımları ve destekleri için Sayın hocam Dr. Erdal ŞEHİRLİ'ye ayrıca yüksek lisans süresince ders aldığım tüm bölüm hocalarıma teşekkürlerimi sunarım.

Eğitim ve tez sürecim boyunca desteklerinden dolayı Öğr. Gör. Gökhan BAHADIR'a ve Öğr. Gör. Muhammet DEMİRBAŞ'a ayrıca teşekkürlerimi sunarım.

Eğitimim süresince desteklerini esirgemeyen aileme de ayrıca teşekkür ederim.

Umur ORUÇÖZ

Kastamonu, 2025

İÇİNDEKİLER

Sayfa

TEZ ONAYI ... **ii**
TAAHHÜTNAME ... **iii**
ÖZET ... **iv**
ABSTRACT ... **v**
TEŞEKKÜR ... **vi**
İÇİNDEKİLER ... **vii**
ŞEKİLLER DİZİNİ ... **ix**
TABLOLAR DİZİNİ ... **xi**
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ ... **xii**
1. GİRİŞ ... **1**
1.1 Literatür Taraması ... 2
1.2 Tezin Amacı ... 7
2. SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜ ... **9**
2.1 SEPIC Dönüştürücü Analizi ... 11
2.1.1 SEPIC Dönüştürücü Anahtar İletim Durumu ... 11
2.1.2 SEPIC Dönüştürücü Anahtar Kesim Durumu ... 13
2.1.3 Durum Matrisi Ortalama Değerlerinin Hesaplanması ... 14
2.2 SEPIC Dönüştürücü Tasarımı ... 15
2.2.1 Görev Periyodu Hesabı ... 15
2.2.2 Endüktans Hesabı ... 16
2.2.3 Kuplaj Kondansatörü ve Çıkış Kondansatörü Hesabı ... 17
3. PI KAPALI ÇEVRİM KONTROL SİSTEMİ ... **19**
3.1 Ziegler- Nichols Yöntemi ... 20
3.1.1 Ziegler-Nichols Sürekli Hal Yöntemi ... 20
3.1.2 Ziegler-Nichols Metodu İle PI Parametrelerinin Optimizasyonu 21
3.2 Optimizasyon Algoritmaları ... 22
3.2.1 Yapay Ekosistem Tabanlı Optimizasyon ... 24
3.2.2 Uygunluk-Mesafe Dengesi ... 25
3.2.3 SEPIC Dönüştürücülerde FDBAEO Kullanımı ... 25
4. BENZETİM ÇALIŞMASI ... **30**
4.1 Ziegler Nichols Yöntemi İle Benzetim Çalışması ... 32
4.1.1 Ziegler Nichols Benzetim Çalışması Sonuçları ... 32
4.2 FDBAEO Algoritması Benzetim Çalışması ... 40
4.2.1 FDBAEO Algoritması Benzetim Çalışması Sonuçları ... 40
4.3 Benzetim Çalışması Sonuçlarının Karşılaştırılması ... 47
5. DENEYSEL ÇALIŞMA ... **49**
5.1 Ziegler Nichols Yöntemi İle Deneysel Çalışma ... 60
5.1.1 Ziegler Nichols Yöntemi ile Deneysel Çalışma Sonuçları ... 61
5.2 FDBAEO Algoritması İle Deneysel Çalışma ... 68
5.2.1 FDBAEO Algoritması Deneysel Çalışma Sonuçları ... 68
5.3 Deneysel Çalışma Sonuçlarının Karşılaştırılması ... 76
6. SONUÇ VE ÖNERİLER ... **79**
KAYNAKLAR ... **81**
EKLER ... **88**
EK A. STM32 Discovery C Kodları ... 89

ÖZGEÇMİŞ 95

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1 SEPIC dönüştürücü eşdeğer devresi 9
Şekil 2.2 L1 Kesintili çalışma akım dalga formu 10
Şekil 2.3 L2 Kesintili çalışma akım dalga formu 11
Şekil 2.4 SEPIC dönüştürücü anahtar iletim durumunda eşdeğer devresi 12
Şekil 2.5 SEPIC dönüştürücü anahtar kesim durumunda eşdeğer devresi 13
Şekil 3.1 PI kontrol blok şeması 19
Şekil 3.2 FDBAEO algoritması akış diyagramı 26
Şekil 3.3 Yakınsama eğrisi 29
Şekil 4.1 Simulink SEPIC dönüştürücü 30
Şekil 4.2 L1 ve L2 Akım grafiği 31
Şekil 4.3 PI kontrol yapısı 31
Şekil 4.4 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm) 33
Şekil 4.5 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm) 34
Şekil 4.6 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm) 35
Şekil 4.7 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm) 36
Şekil 4.8 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi 37
Şekil 4.9 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (10-20-10 Ohm) 38
Şekil 4.10 Ziegler Nichols referans değişimi 39
Şekil 4.11 Ziegler Nichols Açık ve kapalı çevrim 39
Şekil 4.12 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm) 40
Şekil 4.13 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm) 41
Şekil 4.14 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm) 42
Şekil 4.15 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm) 43
Şekil 4.16 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi (FDBAEO) 44
Şekil 4.17 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10 Ohm) 45
Şekil 4.18 FDBAEO Referans değişimi 46
Şekil 4.19 FDBAEO Açık ve kapalı çevrim 46
Şekil 5.1 Altium devre şeması 50
Şekil 5.2 Altium PCB devre tasarımı 51
Şekil 5.3 SEPIC dönüştürücü PCB baskı 51
Şekil 5.4 MosFET sürücü devre şeması 52
Şekil 5.5 PI kontrol Waijung blok seti 53
Şekil 5.6 SEPIC dönüştürücü devresi ve STM32 KİT 55
Şekil 5.7 Omik yükler 56
Şekil 5.8 MosFET anahtarlama sinyalleri 57
Şekil 5.9 VL1 ve VL2 Osiloskop görüntüsü 58
Şekil 5.10 IL1 ve IL2 Osiloskop görüntüsü 59
Şekil 5.11 Deney düzeneği 60
Şekil 5.12 Ziegler Nichols (Giriş 12V, yük 10 Ohm) 61
Şekil 5.13 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm) 62
Şekil 5.14 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm) 63
Şekil 5.15 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm) 64
Şekil 5.16 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi 65
Şekil 5.17 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10-20 Ohm) 66

Şekil 5.18 Ziegler Nichols referans değişimi 67
Şekil 5.19 Ziegler Nichols Açık ve kapalı çevrim 68
Şekil 5.20 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm) 69
Şekil 5.21 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm) 70
Şekil 5.22 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm) 71
Şekil 5.23 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm) 72
Şekil 5.24 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi (FDBAEO) 73
Şekil 5.25 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10 Ohm) 74
Şekil 5.26 FDBAEO Referans değişimi 75
Şekil 5.27 FDBAEO Açık ve kapalı çevrim 76

TABLOLAR DİZİNİ

Sayfa

Tablo 2.1 Devre parametreleri 18
Tablo 3.1 Ziegler-Nichols Kapalı çevrim PI parametrelerinin belirlenmesi..... 21
Tablo 3.2 FDBAEO algoritması sözde kodu 28
Tablo 3.3 PI denetleyicisi kontrol parametreleri..... 29
Tablo 3.4 Döngü sonuçları..... 29
Tablo 4.1 Simulink devre elemanları 30
Tablo 4.2 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)..... 33
Tablo 4.3 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)..... 34
Tablo 4.4 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)..... 35
Tablo 4.5 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)..... 36
Tablo 4.6 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)..... 41
Tablo 4.7 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)..... 42
Tablo 4.8 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)..... 42
Tablo 4.9 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)..... 43
Tablo 4.10 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (10 Ohm)..... 47
Tablo 4.11 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (20 Ohm)..... 47
Tablo 5.1 Devre elemanı değerleri..... 49
Tablo 5.2 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)..... 61
Tablo 5.3 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)..... 62
Tablo 5.4 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)..... 63
Tablo 5.5 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)..... 64
Tablo 5.6 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)..... 69
Tablo 5.7 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)..... 70
Tablo 5.8 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)..... 71
Tablo 5.9 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)..... 72
Tablo 5.10 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (10 Ohm)..... 77
Tablo 5.11 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (20 Ohm)..... 77

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

A	**:** Amper
C	**:** Kondansatör
C_1	**:** Primer taraf kondansatörü
C_2	**:** Sekonder taraf kondansatörü
D	**:** Diyot
F	**:** Farad
fc	**:** Anahtarlama frekansı
H	**:** Henri
L	**:** Bobin
Lp	**:** Primer bobin
Ls	**:** Sekonder bobin
Ω	**:** Ohm
t	**:** zaman

Kısaltmalar

AEO	**:** Yapay ekosistem optimizasyon
DC	**:** Doğru akım
FDB	**:** Uygunluk mesafe dengesi
FDBAEO	**:** Uygunluk mesafe dengesi tabanlı yapay ekosistem optimizasyonu
kHz	**:** Kilo hertz
Ki	**:** İntegral kazanç
Kp	**:** Oransal kazanç
Ku	**:** Kritik kazanç
MATLAB	**:** Matrix laboratuvarı
PCB	**:** Baskı devre kartı
P	**:** Oransal denetleyici
PI	**:** Oransal integral denetleyici
Pu	**:** Kritik periyod
PWM	**:** Darbe genlik modülasyonu
SEPIC	**:** Single Ended Primary Inductor Converter
Tu	**:** Salınım periyodu

1. GİRİŞ

Yarı iletken güç dönüştürücüleri, günümüzün enerji yönetimi ve dağıtımı alanlarında vazgeçilmez bileşenler haline gelmiştir. Bu dönüştürücüler, yenilenebilir enerji kaynaklarında enerji verimliliğini artırmak, elde edilen gücü yönetmek ve çeşitli elektronik cihazların ihtiyaç duyduğu doğru gerilim ve akım seviyelerini sağlamak amacı ile kullanılır (Hadji vd., 2024). Güç dönüştürücülerin çeşitli türleri arasında, SEPIC giriş gerilimini yükselterek, düşürerek ya da aynı değerde tutarak sabit bir çıkış gerilimi sağlama yeteneği ile dikkat çeker. SEPIC dönüştürücüler çıkış gerilimi dalgalanmalarının da az olmasını sağlar, güç faktörü düzeltici amacı ile kullanılmaktadır. SEPIC dönüştürücüler, bu özellikleri sayesinde batarya şarj cihazları, yenilenebilir enerji sistemleri, aydınlatma uygulamaları ve otomotiv elektroniği gibi birçok alanda tercih edilmektedir (Mumtaz vd., 2021).

Bu çalışmada, SEPIC dönüştürücünün tasarımı ve kapalı çevrim kontrolü üzerinde durulmuştur. Kapalı çevrim kontrol sistemleri, güç dönüştürücülerinin dinamik performansını önemli ölçüde iyileştirir ve sistemin kararlılığını sağlar. Bu sistemler, çıkış geriliminin belirlenen değerde kalmasını ve yük değişimlerine hızlı ve etkili bir şekilde yanıt vermesini mümkün kılar. Bu çalışmada SEPIC dönüştürücü, geleneksel kontrol yöntemi olan PI ile kapalı çevrimli bir şekilde kontrol edilmiştir. PI'ın parametrelerinin belirlenmesinde Ziegler-Nichols yöntemi ile modern bir optimizasyon algoritması olan FDBAEO kullanılmış ve bu ikisi farklı yönlerden karşılaştırılmıştır.

Tez çalışmasında, SEPIC dönüştürücünün temel çalışma prensipleri, devre elemanlarının seçimi ve tasarım aşamaları detaylı bir şekilde incelenmiştir. SEPIC dönüştürücünün verimli ve kararlı bir şekilde çalışabilmesi için gerekli olan tasarım kriterleri ve bu kriterlerin sağlanması için izlenen adımlar açıklanmıştır. Daha sonra, Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak PI kontrolör parametrelerinin belirlenmesi ve bu parametrelerin sistem üzerindeki etkileri analiz edilmiştir.

Modern bir optimizasyon algoritması olan uygunluk mesafe dengesi tabanlı yapay ekosistem optimizasyonu, son yıllarda mühendislik problemlerinde başarılı sonuçlar

elde edilmesini sağlamıştır. Bu çalışmada, FDBAEO algoritması kullanılarak PI kontrolör parametrelerinin optimizasyonu yapılmış ve elde edilen sonuçlar, Ziegler-Nichols yöntemi ile karşılaştırılmıştır. FDBAEO algoritması, ekosistem dinamiklerinden ilham alarak, uygunluk ve denge mesafesi kavramlarını kullanarak optimal çözümler elde etmeyi amaçlar. Bu yöntem, mühendislik uygulamalarında karmaşık optimizasyon problemlerinin çözümünde etkin bir araç olarak kullanılmaktadır.

Çalışmanın sonuç bölümünde, SEPIC dönüştürücünün kontrol performansı, Ziegler-Nichols ve FDBAEO algoritması yöntemleri ile elde edilen PI kontrolör parametreleri açısından karşılaştırılmıştır.

Bu tez çalışması, SEPIC dönüştürücünün etkin ve kararlı bir şekilde çalışmasını sağlamak için uygun kontrolör parametrelerinin belirlenmesi ve farklı yöntemlerin performansının değerlendirilmesi açısından önemli katkılar sunmaktadır.

1.1 Literatür Taraması

Yarı iletken güç dönüştürücüleri, günümüzün enerji yönetimi ve dağıtımı alanlarında vazgeçilmez bileşenler haline gelmiştir. Elektrik enerjisinin dönüştürülmesi, yarı iletken teknolojisi ile transistör, MosFET ve diyot gibi yarı iletken parçaların keşfinden önce çeşitli mekanik anahtarlar ve doğrultucular kullanılarak gerçekleştirilmekteydi. Bu teknoloji sayesinde üretilen çeşitli yarı iletken devre elemanları dönüştürücü devre ve güç elektroniği kavramlarının ortaya çıkmasını sağlamıştır (Bodur, 2012). Bu dönüştürücüler, enerji verimliliğini artırmak, yenilenebilir enerji kaynaklarından elde edilen gücü yönetmek ve çeşitli elektronik cihazların ihtiyaç duyduğu doğru gerilim ve akım seviyelerini sağlamak için kullanılır (Hadji vd., 2024). Güç dönüştürücülerin çeşitli türleri arasında, SEPIC dönüştürücü topolojisi giriş geriliminin çıkış gerilimine göre yüksek ya da düşük olabilmesi avantajına sahiptir (Karaarslan, 2019). SEPIC dönüştürücüler, özellikle yenilenebilir enerji sistemleri ve otomotiv uygulamaları gibi alanlarda kullanılmaktadır (Suryoatmojo vd., 2018). SEPIC dönüştürücülerin farklı gerilim aralıklarında çalışabilmesi özellikleri sayesinde hızlı şarj sistemlerinin

geliştirilmesi ve kablosuz enerji transferi alanlarında çeşitli çalışmalar yapılmaktadır (Banothu vd., 2024).

SEPIC dönüştürücüler, buck-boost dönüştürücülere benzer şekilde çalışır ancak ek bir indüktör ve kapasitör ile daha az gerilim ve akım dalgalanması sağlar. Bu özellikler, SEPIC dönüştürücülerin kullanım alanını artırır ve onları geniş bir uygulama yelpazesi için uygun hale getirir (Karthikeyan ve Prakash, 2024). Diğer dönüştürücülere göre evirilmemiş çıkış, daha az dalgalanma, güç faktörü düzeltme uygulamaları ile LED sürücü alanlarında kullanıma uygunluk gibi çeşitli avantajlar sağlamaktadır (Lakshmi Praba ve Seyezhai, 2024). Dönüştürücü devreler için 1997 yılında kayan kipli denetleyici ile dönüştürücü devrelerin uygulanması çalışmaları yapılmıştır. Kayan kipli denetleyicinin kullanıldığı dönüştürücü devre kontrolünün o dönemdeki kontrol yöntemlerine göre daha iyi performans gösterdiği görülmüştür. Kayan kipli kontrol çalışmaları yükseltici ve düşürücü dönüştürücü devreleri ile uygulanmıştır (Mattavelli vd., 1997). Daha sonraki yıllarda ise dönüştürücü devrelerin geliştirilerek daha verimli devre modellerinin elde edilmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır. Geleneksel dönüştürücü devreler üzerine çeşitli eklemeler yapılarak verimliliğinin artırılması sağlanmıştır. Geleneksel SEPIC dönüştürücünün geliştirilmesi ile elde edilen geliştirilmiş bir SEPIC dönüştürücü devresi 2008 yılında sunulmuştur. Geliştirilmiş SEPIC dönüştürücü üzerine bir yüksek frekans transformatörü ve diyot eklenerek geleneksel SEPIC dönüştürücüye göre daha avantajlı bir yapıda olabileceği gözlemlenmiştir (Al-Saffar vd., 2008). Son yıllarda yapılan araştırmalar, SEPIC dönüştürücülerin tasarımı, kontrolü ve optimizasyonu üzerine yoğunlaşmıştır. Verimliliği artırmak amacıyla çeşitli eklentiler ve sistemler ile SEPIC dönüştürücü devre tasarımları yapılarak daha uzun ömürlü ve verimli olarak tasarımların gerçekleştirilmesi çalışmaları yapılmaktadır. Özellikle günümüzde gelişen şarj sistemleri bu tür çalışmaların önemini artırmaktadır (Gomathi, 2024).

Kapalı çevrim kontrol sistemleri, güç elektroniği uygulamalarında kritik bir rol oynamaktadır. Bu kontrol sistemleri, dönüştürücünün çıkış gerilimini belirli bir referans değerde tutmak için geri besleme mekanizmaları kullanır. Kapalı çevrim kontrol yöntemlerinden bulanık mantık, kayan kipli kontrol, yapay sinir ağları, genetik algoritma gibi kontrol yapıları SEPIC dönüştürücü kontrollerinde kullanılmıştır.

Bulanık mantık ile kontrol, dönüştürücü devreler de dahil olmak üzere çeşitli mühendislik uygulamalarında kullanılmaktadır. Klasik iki değerli mantığın yeterli olmadığı durumları anlamak için geliştirilmiştir. Bu sistemde bir nesnenin üyeliği tam olarak ifade edilmek yerine derecelendirilerek puanlama oluşturulur. Burada puanlama ile üyeliğin zayıf veya güçlü üyelik olması durumları ile belirsizlik içeren karar süreçlerini taklit ederek işler. Bulanık mantık esnek bir yapı ve doğrusal olmayan değişkenleri daha iyi yönetebilir ancak bu kontrol için mantık kurallarının ve üyelik fonksiyonlarının doğru tanımlanması gerekmektedir. Bu durum bulanık mantık ile kontrol sisteminin daha karmaşık ve zor olmasına sebep olmaktadır. Literatürde bu yöntemin maksimum güç noktası takibi amacıyla ve dönüştürücü devrelerin kontrollerinde kullanıldığı görülmektedir. Değişken güneş ışınımı ve sıcaklık değerlerinde olumlu sonuçlar elde edilmiştir (Goshwe vd., 2018). Benzer şekilde yapılan bir başka çalışmada ise rüzgar türbini performansının iyileştirilmesi amacıyla SEPIC dönüştürücü sisteminin bulanık mantık ile kontrolünü sağlayan bir çalışma yapılmıştır. Bu çalışmada SEPIC dönüştürücü kullanılmış ve gerilimin sabit tutularak verimliliğin artırılabileceği gösterilmiştir (Hardianto vd., 2022).

Kayan kipli kontrol yönteminde de diğer yöntemler gibi dönüştürücü verimliliğinin yüksek tutulması amaçlanmıştır. Kayan mod kontrol yöntemi de doğrusal olmayan sistemlerin yüksek dinamik performanslarının iyi olması amacıyla kullanılırlar. Bu kontrol yönteminde, kontrol sinyali sürekli ve hızlı bir şekilde değişir (Komurcugil vd., 2020). Özellikle yüksek frekanslı, bazı uygulamalarda istenmeyen titreşimlere sebep olabilmektedir. Bu kontrol yönteminde doğru kayma yüzeyinin seçilmesi ve tasarlanması zor olabilmektedir. Bunun için bazı özelleştirmeler ile kayan mod kontrol yöntemleri kullanılmaktadır (Gireesh ve Seema, 2015)

Yapay sinir ağları ile SEPIC dönüştürücü kontrolü yapısı incelendiğinde, dönüştürücünün özellikle güç faktörü düzeltici olarak kullanımında esnek ve dinamik bir kontrol yapısı sağladığı görülmektedir (Singh ve Ramani, 2017). Literatürdeki çalışmalar, değişken yük ve gerilim değerlerine karşılık güneş enerjisi sistemlerinde adaptif bir şekilde tepki verdiği için değişken ve karmaşık koşullarda avantaj sağladığı görülmüştür (Nguimfack-Ndongmo vd., 2022). Görüntü işleme, çok sayıda parametre

ile hesaplama gibi işlemler için yapılmış çalışmalar ile görsel sistem devrelerinin basitleştirilmesi üzerine çalışmalar yapılmıştır (Dai vd., 2024).

Genetik algoritma ile dönüştürücü devrelerin doğrudan kontrolü sağlanabilir. Yapılan çalışmalar incelendiğinde harmonik bozulmayı azaltmak ve dönüştürücü devrenin performansının iyileştirilmesinde genetik algoritma ile çalışmalar yapıldığı görülmüştür. 1970'li yıllardan itibaren çeşitli uygulamalarda kullanılan genetik algoritma geniş bir çözüm uzayını tarayarak en uygun değerleri bulabilir, çoklu parametre optimizasyonu yeteneği sayesinde karmaşık dönüştürücüler için kullanılabilir yöntem olarak görülmektedir (Kravchenko vd., 2022). Elektrikli araç şarj sistemlerinin optimizasyonu ve güneş enerjisi maksimum güç noktası takibi gibi durumlarda kullanılmaktadır. Algoritmanın daha verimli sonuçlar vermesi amacı ile bazı ayarlamalar ve eklentiler yapılarak uygulandığı görülmektedir (Rajasekaran vd., 2023). Bu algoritmanın kullanımında geniş bir popülasyon ve nesil taraması yapılmalıdır. En iyi çözüm olduğunu düşündüğü noktada ilerleyemeyip yerel maksimumlara takılması durumu söz konusu olabilmektedir. Parametrelerinin ayarlanması zor olabilir ve hesaplama süreleri çok uzun olabilmektedir (Rao vd., 2008).

PI kontrolörler, kapalı çevrim kontrolünde yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir. Maksimum güç noktası takibi veya dönüştürücü devrelerin kontrolü gibi çeşitli alanlarda çalışmalar yapılmıştır (Duranay, 2021). PI kontrolörler, sistemin hata sinyalini kullanarak hem anlık hatayı hem de geçmiş hataların toplamını düzeltmeye çalışır. Bu sayede uzun vadeli kararlılığı artırır. Özellikle gecikme ve osilasyonları önleme kabiliyetinden dolayı akış, sıcaklık ve basınç gibi süreçlerde tercih edilir. Türev bileşeni olmadan, gürültüye duyarlılık azalır, bu da hassas olmayan sistemler için faydalıdır. Ancak, PI kontrolörlerinin bazı sınırlamaları da vardır. Türev bileşeninin olmaması nedeniyle, sistem hızlı değişimlere karşı yavaş tepki verebilir ve dinamik performans düşebilir. Türev bileşeni ile çok daha hassas sistemlerin kontrolü sağlanmaktadır. Kalp pili sistemi ile düzenli nabız elde edilmesi gibi kritik kontrol sistemlerinde kullanılan çalışmalar yer almaktadır (Bhatia vd., 2024). Türev bileşeninin olmaması PI kontrol de özellikle hızlı yanıt gerektiren sistemlerde sorun oluşturabilir ancak her sistem için bu geçerli değildir. Ayrıca, hata zaman ile

artabileceği için istenmeyen durumlar oluşabilir. İstenmeyen bu tür durumların oluşmasının önüne geçmek için ise doğru kazanç değerlerinin ayarlanması gerekmektedir. Kazanç değerlerinin iyi ayarlanması ile PI kontrol, sistemlerin hızlı ve kararlı çalışmasını sağlayabilmektedir. Kazanç değerlerinin en uygun şekilde ve otomatik elde edilmesi için genetik algoritmalar gibi çeşitli yöntemler kullanılmaktadır (URL-1, 2020).

Ziegler-Nichols yöntemi, PI ve PID kontrolör parametrelerinin ayarlanması için kullanılan klasik bir yöntemdir. Bu yöntem, kontrol sistemlerinin aşırı tepki ve kararlılık performanslarını analiz ederek uygun kontrol parametrelerini belirlemeye yardımcı olur. Ziegler ve Nichols, bu yöntemi 1942 yılında geliştirerek, kontrol mühendisliğinde önemli bir adım atmışlardır (Ziegler ve Nichols, 1942). Ziegler-Nichols yöntemi, genellikle sistemin açık çevrim cevabı veya sürekli osilasyon yöntemi ile uygulanır. Bu yöntemlerin her ikisi de kontrolör parametrelerinin hızlı ve etkin bir şekilde ayarlanmasını sağlar ancak bazı sistemlerde aşırı geçiş tepkisi veya kararsızlık gibi dezavantajlara sahip olabilir.

Modern optimizasyon algoritmaları, mühendislik problemlerinde optimal çözümler elde etmek için sıklıkla kullanılmaktadır. Uygunluk-Denge Mesafesi ile Yapay Ekosistem Optimizasyonu bu modern algoritmalardan biridir ve ekosistem dinamiklerinden ilham alır. FDBAEO algoritması, uygunluk ve denge mesafesi kavramlarını kullanarak, çözüm uzayında optimal çözümleri arar. Bu algoritma, farklı mühendislik problemlerinde başarılı sonuçlar elde edilmesini sağlamıştır.

FDBAEO algoritması, literatürde çeşitli optimizasyon problemlerine uygulanmıştır. Örneğin, enerji yönetimi, makine öğrenmesi ve güç elektroniği gibi alanlarda kullanılarak etkili sonuçlar elde edilmiştir. Bu algoritma, özellikle karmaşık ve yüksek boyutlu optimizasyon problemlerinin çözümünde avantaj sağlar. FDBAEO algoritmasının adaptif yapısı ve dinamik güncellenebilir parametreleri, onu diğer optimizasyon algoritmalarından ayıran temel özelliklerdir (Demirbaş vd.,2023).

SEPIC dönüştürücülerinin kapalı çevrim kontrolü, literatürde geniş bir araştırma konusu olmuştur. Birçok çalışma, bu dönüştürücülerin kararlılığını ve dinamik

performansını iyileştirmek amacıyla farklı kontrol stratejileri ve optimizasyon yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Örneğin SEPIC dönüştürücülerinde PI kontrolörlerin performansını artırmak için genetik algoritma gibi birçok farklı yöntem kullanarak başarılı sonuçlar elde edilmiştir (Sridhar ve Umamaheswari, 2020).

Benzer şekillerde bulanık mantık ve adaptif kontrol gibi çeşitli yöntemler de dönüştürücülerde uygulanarak, değişkenlere karşı daha hızlı yanıt ve daha düşük dalgalanmalar elde edilmesine yönelik çalışmalar mevcuttur. Bu çalışmalar, SEPIC dönüştürücülerin de kapalı çevrim kontrolünde yenilikçi yaklaşımların önemini vurgulamaktadır.

SEPIC dönüştürücülerinin kontrolü ve optimizasyonu üzerine yapılan bu çalışmalara ek olarak, FDBAEO algoritması, bu dönüştürücülerin performansını artırmak için umut verici bir yöntem olarak öne çıkmaktadır. FDBAEO algoritmasının adaptif ve dinamik yapısı, SEPIC dönüştürücülerinde kararlılığı ve verimliliği artırmak için ideal bir araçtır.

Bu tez çalışmasında, SEPIC dönüştürücünün kapalı çevrim kontrolünde Ziegler-Nichols yöntemi ve FDBAEO algoritması ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Literatürdeki bu çalışmalar göz önüne alındığında, bu tez, klasik bir yöntem olan Ziegler Nichols yöntemi ve modern kontrol yöntemi olan FDBAEO algoritmasının performanslarını karşılaştırarak, SEPIC dönüştürücülerinin daha etkin ve kararlı bir şekilde kontrol edilmesine yönelik önemli katkılar sunmaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmasının amacı, SEPIC dönüştürücüsünün kapalı çevrim kontrolünü optimize ederek, daha kararlı ve verimli bir performans elde etmektir. Bu amaç doğrultusunda, klasik Ziegler-Nichols yöntemi ve modern bir optimizasyon algoritması olan Uygunluk-Denge Mesafesi ile Yapay Ekosistem Optimizasyonu kullanılarak PI kontrolör parametreleri belirlenmiş ve karşılaştırılmıştır.

SEPIC dönüştürücüler, geniş bir giriş gerilim aralığında sabit bir çıkış gerilimi sağlayabilme özelliği sayesinde, özellikle yenilenebilir enerji sistemleri ve otomotiv

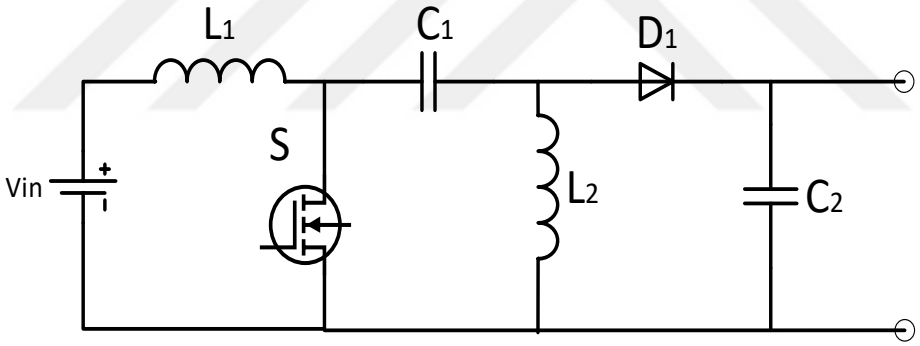
uygulamaları gibi alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, bu dönüştürücülerin kararlı ve verimli bir şekilde çalışabilmesi için uygun kontrol stratejilerinin geliştirilmesi gerekmektedir. Kapalı çevrim kontrol sistemleri, SEPIC dönüştürücülerde çıkış gerilimini belirli bir referans değerde tutarak, sistemin istenen performansı sağlamasına yardımcı olmaktadır.

Bu tezde, ilk olarak Ziegler-Nichols yöntemi kullanılarak SEPIC dönüştürücü için PI kontrolör parametreleri ayarlanmış ve sistemin dinamik performansı analiz edilmiştir. Ardından, FDBAEO algoritması ile kontrolör parametreleri optimize edilerek, klasik yöntemle elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. FDBAEO algoritması, ekosistem dinamiklerinden ilham alarak çözüm uzayında optimal çözümler aramakta ve adaptif yapısı sayesinde farklı mühendislik problemlerine etkin çözümler sunmaktadır.

2. SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

SEPIC (Single-Ended Primary-Inductor Converter) DA-DA dönüştürücü, enerji yönetimi ve güç elektroniği alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. SEPIC dönüştürücüler, yapılarında iki adet bobin ve iki adet kondansatör bulundurarak diğer dönüştürücü türlerinden ayrılırlar. Bu yapı, SEPIC dönüştürücülerin hem yükseltici (boost) hem de düşürücü (buck) olarak kullanılabilmesine olanak tanır. Ayrıca, SEPIC dönüştürücülerde çıkış gerilimi polaritesi giriş gerilimi polaritesi ile aynı olmaktadır.

SEPIC dönüştürücüler, geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışabilme yetenekleri sayesinde çeşitli uygulamalarda tercih edilmektedir. Örneğin, bataryalar ile çalışan taşınabilir elektronik cihazlarda, fotovoltaik sistemlerde ve elektrikli araçlarda SEPIC dönüştürücüler yaygın olarak kullanılır (Erickson ve Maksimovic, 2001).



Şekil 2.1 SEPIC dönüştürücü eşdeğer devresi

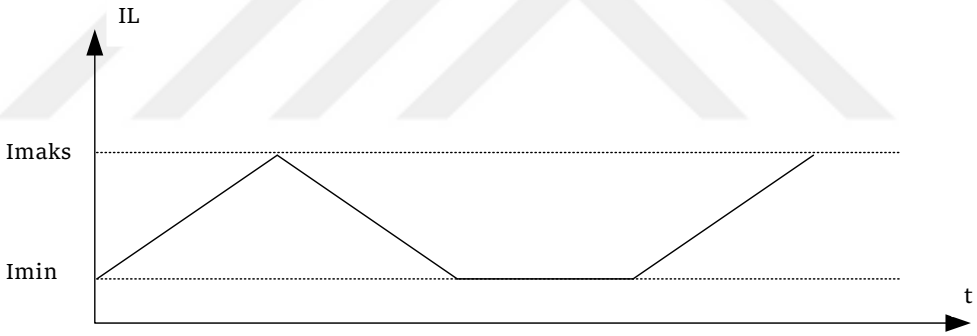
SEPIC dönüştürücülerdeki çift bobin ve çift kondansatör yapısı, giriş ve çıkış arasında yüksek izolasyon sağlar, bu da sistem güvenilirliğini artırır. Örneğin, SEPIC dönüştürücülerin kullanıldığı güç yönetim sistemlerinde, bu izolasyon özelliği kritik bir öneme sahiptir .

SEPIC dönüştürücülerde anahtarlama frekansı, bileşen boyutları ve termal yönetim, SEPIC dönüştürücülerin verimliliğini etkileyen temel faktörler arasındadır. Modern tasarım yaklaşımları ve gelişmiş kontrol teknikleri, SEPIC dönüştürücülerin performansını artırmakta ve enerji kayıplarını minimize etmektedir (Hart, 2011).

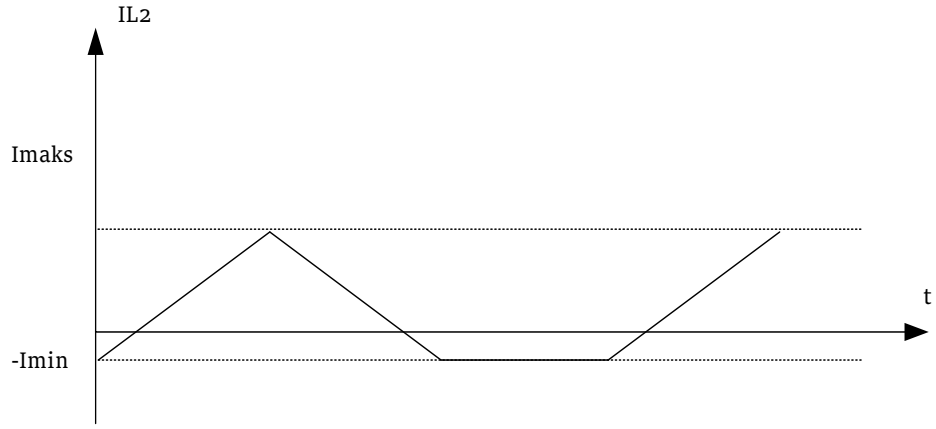
SEPIC dönüştürücülerin enerji depolama elemanlarının verimli kullanımı, bu dönüştürücülerin uzun ömürlü ve güvenilir bir şekilde çalışmasını sağlar. Dolayısıyla, SEPIC dönüştürücüler, enerji dönüşüm süreçlerinde esneklik ve güvenilirlik arayan uygulamalar için ideal bir çözümdür.

SEPIC dönüştürücüler sürekli ve kesintili iletim modları ile çalışabilmektedir. Sürekli veya kesintili olması durumunu belirleyen faktör ise indüktörler üzerindeki akımın sıfır değerine ulaşıp ulaşmaması ile belirlenir (Eng ve Bunlaksananusorn, 2009).

Sürekli iletim modunda dönüştürücü indüktörleri üzerindeki akım sıfıra ulaşmaz ve sürekli olarak akmaya devam etmektedir. Sürekli iletim modunda dönüştürücü görev döngüsü büyük değerlerde kullanılmaktadır. Bu durum yüksek güç çıkışı olduğu durumlarda kullanılırken dönüştürücü kontrolü daha karmaşık olabilmektedir (Padhi vd., 2016).



Şekil 2.2 L1 Kesintili çalışma akım dalga formu



Şekil 2.3 L2 Kesintili çalışma akım dalga formu

Kesintili iletim modunda ise indüktörler üzerindeki akım mutlaka sıfır değerine ulaşmaktadır. Görev döngüsü üst sınırlara ulaşmadan çalışır (Vulpe ve Dan, 2024). Sürekli iletim moduna göre daha kolay kontrol edilebilmektedir. Sürekli iletim moduna göre ise geçici durum tepkileri daha zayıf olmaktadır (Singh vd., 2024).

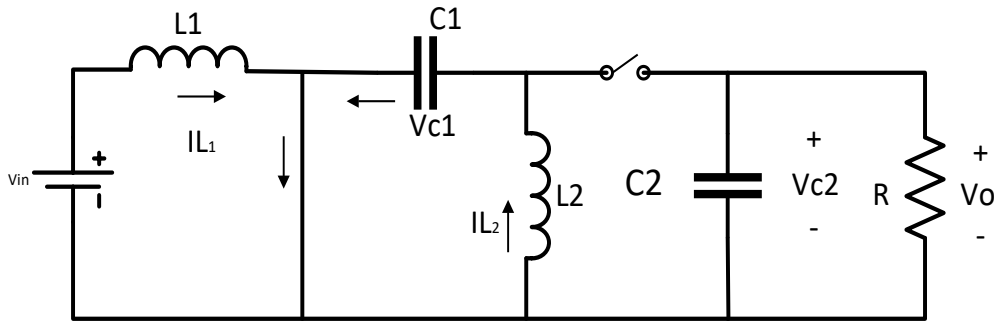
2.1 SEPIC Dönüştürücü Analizi

SEPIC dönüştürücülerin temel tasarım prensipleri ve uygulamaları üzerine birçok çalışma yapılmıştır. Erickson ve Maksimovic'in (2001) çalışması, SEPIC dönüştürücülerin tasarımında kullanılan temel prensipleri ve matematiksel modelleri kapsamlı bir şekilde ele almıştır.

Bu dönüştürücü yapısında bulunan kontrollü anahtarlama elemanının iletimde ve kesimde olması durumuna göre incelenir, anahtarın iletimde ve kesimde olduğu durumlardaki denklemlerin ortalamasının hesaplanması ve doğrultulması şeklinde yapılmaktadır.

2.1.1 SEPIC Dönüştürücü Anahtar İletim Durumu

SEPIC dönüştürücü anahtar iletim durumundaki devre şeması Şekil 2.4'te verilmiştir. Anahtar iletimde iken, L_1 bobini enerjilenir ve C_1 kondansatörü deşarj olarak üzerindeki enerjiyi L_2 bobinine aktarır. Böylece, L_2 bobini üzerindeki akım doğrusal olarak artar. Bu esnada, C_2 kondansatörü devreye bağlı olan yükü besler (Şehirli ve Üstün, 2016).



Şekil 2.4 SEPIC dönüştürücü anahtar iletim durumunda eşdeğer devresi

Anahtar iletim durumunda sistem dinamiklerini tanımlayan denklemler verilmiştir.

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} \tag{2.1}$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{c1}}{L_2} \tag{2.2}$$

$$\frac{dV_{c1}}{dt} = -\frac{I_{L2}}{C_1} \tag{2.3}$$

$$\frac{dV_{c2}}{dt} = -\frac{V_{c2}}{Rc2} \tag{2.4}$$

SEPIC dönüştürücü devresine ait dinamik denklemler oluşturulmuştur, anahtarın iletimde olduğu durumda denklemler kullanılarak durum uzay modeli elde edilmektedir.

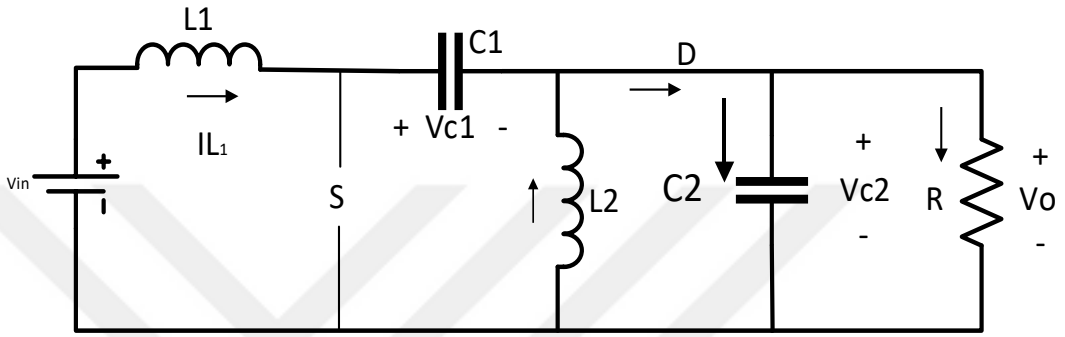
$$\begin{bmatrix} \dot{IL_1} \\ \dot{IL_2} \\ \dot{Vc_1} \\ \dot{Vc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_1 \\ IL_2 \\ Vc_1 \\ Vc_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [Vg] \tag{2.2}$$

$$V_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} IL_1 \\ IL_2 \\ Vc_1 \\ Vc_2 \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

2.1.2 SEPIC Dönüştürücü Anahtar Kesim Durumu

SEPIC dönüştürücü anahtar kesim durumundaki devre şeması Şekil 2.5'te verilmiştir.

Devrede anahtar kesim durumunda iken dinamik denklemler ile durum uzay denklemleri elde edilmiştir.



Şekil 2.5 SEPIC dönüştürücü anahtar kesim durumunda eşdeğer devresi

$$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{V_g}{L_1} - \frac{V_{c1}}{L_1} - \frac{V_{c2}}{L_1} \tag{2.4}$$

$$\frac{dI_{L2}}{dt} = -\frac{V_{c1}}{L_2} \tag{2.5}$$

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} I_{L1} \tag{2.6}$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(I_{L1} + I_{L2}) - \frac{V_{C2}}{R_{C2}}) \tag{2.7}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{IL_1} \\ \dot{IL_2} \\ \dot{Vc_1} \\ \dot{Vc_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & -\frac{1}{RC_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} IL_1 \\ IL_2 \\ Vc_1 \\ Vc_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [Vg] \tag{2.8}$$

$$V_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} IL_1 \\ IL_2 \\ Vc_1 \\ Vc_2 \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

2.1.3 Durum Matrisi Ortalama Değerlerinin Hesaplanması

Anahtarın iletimde ve kesimde olduğu modlar için elde edilen durum uzay matrisleri kullanılarak ortalama devre modeli elde edilir. Anahtar iletimde iken elde edilen denklemler D ile kesimde olduğu durumda elde edilen denklemler ise 1-D ile çarpılır. Bu sayede ortalama modeli elde edilir (Chandan vd., 2019).

$$A = \big((A_1) \times D\big) + (A_2 \times (1 - D)) \tag{2.10}$$

$$B = \big((B_1) \times D\big) + (B_2 \times (1 - D)) \tag{2.11}$$

$$C = \big((C_1) \times D\big) + (C_2 \times (1 - D)) \tag{2.12}$$

Bu denklemlerde verilen A_1 ve A_2 anahtarın iletimde ve kesimde olduğu durumlardaki sistem matrisleridir. B_1 ve B_2 giriş matrisleri, C_1 ve C_2 ise çıkış matrislerini ifade etmektedir.

$$\dot{X} = AX + BV_g \tag{2.13}$$

$$V_o = CX \tag{2.14}$$

Eşitlik 16 ve 17'de elde edilen ortalama durum uzay matrisleri, kararlı durum tepkisi ile kararlı durum etrafında bulunan küçük sinyal tepkisinin kombinasyonudur. Küçük sinyal kısmı bu ifadeden çıkarılarak hesaplanır (Chandan vd., 2019).

$$d = D + \hat{d} \tag{2.15}$$

$$\chi = X + \hat{x} \tag{2.16}$$

$$v_s = V_s + \widehat{v_s} \tag{2.17}$$

$$\dot{\chi} = [A_1 \times D + A_2 \times (1 - D)]\hat{x} + [B_1 \times D + B_2 \times (1 - D)]\hat{v} + [(A_1 - A_2) \times X + (B_1 - B_2) \times V]\hat{d} \tag{2.18}$$

$$\hat{v}_o = C\hat{x} \tag{2.19}$$

Denklem çözülerek laplace dönüşümü yapılırsa eşitlik elde edilir.

$$\hat{x}(s) = [sI - A]^{-1} + B\hat{v}_g + [sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2) \times X + (B_1 - B_2) \times V_g]\hat{d}(s) \quad (2.20)$$

$B\hat{v}_g$'nin sıfır olduğu varsayılarak transfer fonksiyonu eşitlikten elde edilir.

$$\hat{v}_o(s) = [C]\hat{x}(s) \quad (2.21)$$

$\hat{x}(s)$ değerini yerine koyarak eşitlik elde edilir.

$$\hat{v}_o(s) = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2) \times X + (B_1 - B_2) \times V_g]\hat{d}(s) \quad (2.22)$$

Görev döngüsü cinsinden transfer fonksiyonu elde edilir.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2) \times X + (B_1 - B_2) \times V_g] \quad (2.23)$$

2.2 SEPIC Dönüştürücü Tasarımı

SEPIC dönüştürücü devre şemasından da görüldüğü üzere iki bobin, iki kondansatör, bir diyot, bir anahtarlama elemanı ve çıkış yükünden oluşmaktadır. SEPIC dönüştürücü bir DA-DA dönüştürücü olduğu için girişine uygulanan belirli bir gerilim seviyesini istenen bir gerilim seviyesine düşürerek ya da yükselterek çıkış yüküne aktarmaktadır. Bu işlemi gerçekleştirebilmesi için ise devre elemanlarının değerlerinin ve görev periyodunun hesaplanması gerekmektedir.

2.2.1 Görev Periyodu Hesabı

Dönüştürücü devresindeki anahtarlama elemanı farklı PWM darbeleri sayesinde düşürücü veya yükseltici dönüştürücü gibi çalışabilir. Görev döngüsü 0,5'ten büyükse yükseltici olarak değilse düşürücü olarak çalışmaktadır. SEPIC dönüştürücü görev döngüsü eşitlik 2.24'deki gibi hesaplanabilir (Oruçöz ve Şehirli, 2023).

$$Vo = \frac{D}{1-D} V_{in} \quad (2.24)$$

Bu denklemden yola çıkarak hesaplama yapılırsa diyot üzerindeki gerilim düşümü hesaplamaya katılmayacağı için hesaplamaya diyot üzerindeki gerilim düşümü de eklenirse hesaplama eşitlik 2.25'deki duruma gelmektedir.

$$D = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in} + V_D} \quad (2.25)$$

Giriş gerilim seviyesi ortalama 18V ve çıkış gerilim seviyesi 15V olacak şekilde hesaplama yapıldığında görev periyodu %46 olarak elde edilmektedir.

Dönüştürücü devre giriş gerilimi düşük durumda olduğunda görev periyodu artarken giriş gerilimi seviyesinin yükselmesi durumunda ise görev periyodu düşük seviyede olmaktadır. Bu durumda giriş gerilimi minimum değerinde iken görev periyodu maksimum değerde olacaktır (Oruçöz ve Şehirli, 2023).

$$D_{maks} = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in(min)} + V_D} \quad (2.26)$$

$$D_{min} = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in(maks)} + V_D} \quad (2.27)$$

Görev periyodu oranı eşitlikteki gibi hesaplanır ve değeri 0 ile 1 arasındaki bir değer ile ifade edilir. Bu durumda minimum görev döngüsü 0,395 ve maksimum 0,567 olarak hesaplanmıştır. Yüzde olarak ifade edilecek olursa bu değerler sırasıyla %39,5 ve %56,7 olarak bulunmaktadır.

2.2.2 Endüktans Hesabı

Tepeden tepeye dalgalanma akımı minimum giriş geriliminde maksimum giriş akımının yaklaşık %40'ı kadar olmalıdır. Aynı nüve üzerinde iki bobin yapısı kullanılırsa bu değer %50 seçilebilir (Junaid ve Singh, 2024). SEPIC dönüştürücülerde her iki endüktans eşit değerde kullanılmaktadır. Bobinlerin değerleri eşitlik (2.28) kullanılarak hesaplanmaktadır (Oruçöz ve Şehirli, 2023).

$$L_1=\frac{V_{in}D}{\Delta I_{L1} f_s} \quad (2.28)$$

$$L_2=\frac{V_{in}D}{\Delta I_{L2} f_s} \quad ((2.29)$$

Her iki bobin de aynı endüktans değerine sahiptir. Gerekli hesaplama yapıldığında bobinler 330 uH değerinde bulunmuştur.

2.2.3 Kuplaj Kondansatörü ve Çıkış Kondansatörü Hesabı

SEPIC dönüştürücü kuplaj kondansatörü matematiksel ifadesi eşitlik 2.30'daki gibidir. Kuplaj kondansatörü giriş gerilimi dalgalanmasının en yüksek değerinden büyük olmalıdır (Jassim, 2014).

$$C_1=\frac{I_o D}{\Delta V_{C1} f_s} \quad (2.30)$$

Kondansatör değeri olarak 84 uF değeri elde edilmiştir. Dönüştürücü devrelerde genellikle kuplaj kondansatörü ve çıkış kondansatörü aynı değerde tercih edilebilir ancak çıkış kondansatörü devreden elde edilen çıkış akımı üzerinde doğrudan etkilidir. Kondansatör eş değer seri direnci ve endüktansı dalgalanma üzerinde rol oynamaktadır. Çıkış kondansatörü değeri eşitlik 2.31'de ifade edilmektedir.

$$C_2 \geq \frac{I_o D}{0.5 \Delta V_o f_s} \quad (2.31)$$

Çıkış kondansatörü olarak daha düzgün bir çıkış elde edilmesi için 680 uF kondansatör tercih edilmiştir. Bu kondansatör değeri eşitlikteki sınırlar ile uyumludur ayrıca gerilim dalgalanması üzerinde etkilidir (Şehirli, 2023).

Eşitlik 2.32'de elde edilen transfer fonksiyonu verilmiştir.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{6.2521\times10^{15}}{s^4+378.5871s^3+6.7054\times10^7 s^2+2.2945\times10^{10}s+1.9538\times10^{14}} \quad (2.32)$$

Hesaplanan kapasitör ve bobin değerleri Tablo 2.1'de gösterilmektedir. Değerler analizde elde edilen eşitlikte yerlerine yerleştirildiğinde transfer fonksiyonu elde edilmiştir.

Tablo 2.1 Devre parametreleri

Parametre	**Değer**
Giriş gerilimi	12-24 V
Giriş akımı	4,17 A
Çıkış gerilimi	15 V
Çıkış akımı	2,67 A
Görev döngüsü	%39,5 - %56,7
Anahtarlama frekansı	25 kHz
L1 akım dalgalanması	0,4 A
Bobin değerleri	330 uH
Kondansatör değerleri	100 uF – 680uF
Yük direnci	5,62 Ohm

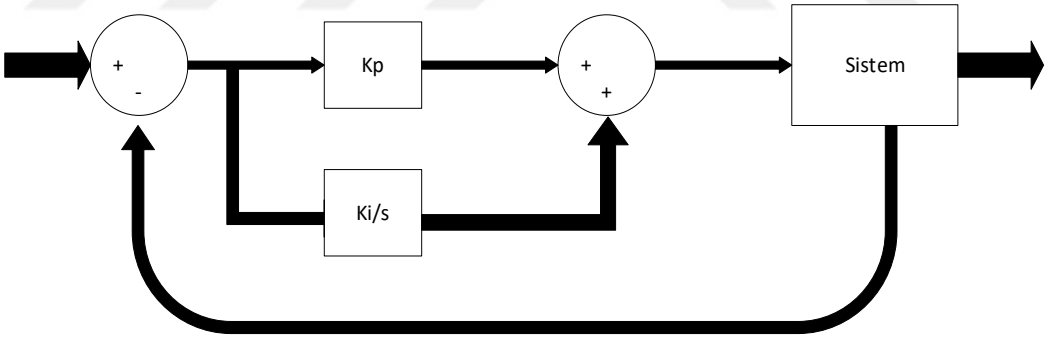
Elde edilen devre parametreleri hesaplamalarına göre devre elemanı değerleri en uygun ve piyasada bulunabilecek değerler seçilmiştir.

Tablo 2.1'de verilen değerler kullanılarak deneysel çalışma ve benzetim çalışması gerçekleştirilmiştir.

3. PI KAPALI ÇEVRİM KONTROL SİSTEMİ

Kapalı çevrim kontrol sistemleri, otomatik kontrol sistemlerinin temel taşlarından biridir. Bu sistemler çıkış değişkenini belirli bir referans değerine yaklaştırmak amacıyla kullanılırlar. Kapalı çevrim kontrol sistemleri güç elektroniği dönüştürücülerinin performansını ve kararlılığını artırmak için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistemler geri besleme döngüsü kullanarak sistem performansını optimize ederek kararlı bir çalışma sunmaktadır. Geri besleme, sistem çıkışının sürekli olarak ölçülüp referans değerle karşılaştırılması ve bu karşılaştırmanın sonucunda oluşan hatanın kontrol sinyali olarak kullanılması sürecidir. Bu kontrol sinyali, sistemin girişine uygulanarak istenilen çıkış elde edilir.

PI kontrolörler, basit yapıları ve etkin performansları nedeniyle yaygın bir şekilde tercih edilmektedir. P, oransal ve I, integral anlamlarında kullanılmaktadır. PI kontrol blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.1 PI kontrol blok şeması

Oransal bileşen olarak ifade edilen P bileşeni çıkışın, hatanın oransal bir kısmı kadar değişmesini sağlar. Oransal kontrol, sistemin hızla tepki vermesini sağlar ancak tek başına kullanıldığında kalıcı hata bırakabilir.

İntegral bileşen olarak ifade edilen I bileşeni ise hatayı zamanla toplar ve bu toplamı çıkışa ekler. Bu bileşen, kalıcı hatayı ortadan kaldırır ve sistemin uzun vadeli doğruluğunu artırır (URL-7, 2024).

PI kontrol sönümü düzeltirken yükselme zamanını artırmaktadır. Kazanç payı, faz payı ve rezonans tepesini iyileştirmektedir. PI kontrol, hızlı tepki ve kalıcı hataların giderilmesi gibi her iki kontrol türünün de avantajlarını birleştirir.

Bir PI kontrol sisteminde, P ve I bileşenlerinin doğru bir şekilde ayarlanması önemlidir. P bileşeni çok yüksek ayarlandığında, sistem aşırı tepki verebilir ve osilasyonlara neden olabilir. I bileşeni çok yüksek ayarlandığında ise, sistemin tepki süresi artabilir ve kararlılık sorunları ortaya çıkabilir.

Bu kontrol türü DA-DA dönüştürücü devrelerinin kontrolünde çeşitli uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Sistemlerdeki istenen bir parametrenin kontrolünün sağlanması için uygulanabilmektedir. Dönüştürücü devrelerindeki aktif güç faktörü düzeltme işleminde akım ya da gerilimin kontrol edilmesi amacıyla kullanılabilmektedir (Vinitha ve Varghese, 2024).

PI kontrol parametrelerinin belirlenmesi için ise çeşitli yöntemler mevcuttur. Sistem çıkışları doğrusal olmayan durumların kontrolünde parametrelerin doğru seçilmesi verimliliğin iyi seviyelerde tutulması için gereklidir. Doğru seçilen kontrol parametreleri sistem performansını iyileştirerek harmonik oluşumlarını ve akım dalgalanmalarını azaltır (Dai vd., 2024). Bu parametrelerin belirlenmesi amacıyla çeşitli algoritmalar kullanılarak ideal değerler elde edilebilmektedir.

3.1 Ziegler- Nichols Yöntemi

Ziegler-Nichols yöntemi, kontrolör sistemlerinde kazanç ve zaman sabitlerinin belirlenmesi amacıyla yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. Bu yöntem, deneysel veriler kullanarak sistemin yanıtının değerlendirilerek kontrolör parametrelerinin belirlenmesini sağlar (Kofahl ve Isermann, 1985). Bu yöntem iki farklı şekilde uygulanabilir.

3.1.1 Ziegler-Nichols Sürekli Hal Yöntemi

Bu yöntem sistemin kritik kazanç ve salınım periyodu kullanılarak PI kontrol parametrelerinin ayarlanmasını sağlar. Bu yöntemde integral bileşeni kapatılır, sistem

kontrolü sadece oransal bileşen ile yapılmış olur. Oransal bileşen değeri yavaş yavaş artırılarak sistem çıkışı gözlemlenir. Sistem sürekli salınım yapmaya başladığı anda kullanılan oransal bileşen değeri kritik kazanç olarak kabul edilir bu değerdeki Kp katsayısı maksimum olarak ifade edilir. Düzenli salınım yapmaya başlayan sistemin bir salınım süresini tamamlama süresi ise sürekli salınım periyodu olarak bulunmuş olur. Yöntem aşamalandırılacak olursa, tasarlanan sistem açık çevrim kontrol ile çalıştırılarak çıkış değerinin zamanla değişimi gözlemlenir. Bu aşamadan sürekli dalgalanmanın bulunması ile Ku değeri bulunmuş olur ve osilasyon periyodu elde edilir (Wang vd., 2019).

Elde edilen bu değerler ile kontrol parametreleri hesaplanabilir. Bu değerler Tablo 3.1'deki formüller kullanılarak yaklaşık olarak elde edilmektedir (Bharmal vd., 2023). PI parametrelerinin elde edilmesi için en çok kullanılan bu yöntem birçok dezavantaja da sahiptir. Sistem sınırsızlık bölgesine itilmeye zorlanmaktadır. Ayrıca deneme yanılma süresi ile Ku değeri elde edilmektedir. Bu yöntemin en çok tercih edilme sebebi ise kolay olmasıdır.

3.1.2 Ziegler-Nichols Metodu İle PI Parametrelerinin Optimizasyonu

Ku ve Pu değerleri elde edildikten sonra Ziegler-Nichols parametre ayar tablosunda yer alan işlemler uygulanır (Üstüner ve Taşkın, 2015).

Tablo 3.1 Ziegler-Nichols Kapalı çevrim PI parametrelerinin belirlenmesi

	Kp	**Ki**	**Kd**
P	Ku/2	-	-
PI	0,45Ku	0,54(Ku/Tu)	
PID	Ku	Pu/2	Pu/8

Ziegler-Nichols yöntemine göre sistemin kararsız hale gelip sürekli salınım yaptığı kritik periyodu 25 ms olarak elde edildiğinde maksimum Kp değeri de 3,9 olarak elde edilmiştir. Bu durumda tabloda yer alan formüller kullanılırsa Kp değeri eşitlikteki gibi elde edilmektedir.

$$Kp = K_u x 0{,}45 = 2{,}8x0{,}45 = 1.26 \quad (3.1)$$

Benzer bir şekilde Ki değeri bulunur.

$$Ki = 0{,}54\frac{K_u}{T_u} = 60{,}48 \quad (3.2)$$

3.2 Optimizasyon Algoritmaları

PI kontrolör parametrelerinin optimizasyonu, dönüştürücünün performansını doğrudan etkileyen önemli bir faktördür. Geleneksel optimizasyon yöntemleri, parametrelerin belirlenmesinde yetersiz kalabilir. Bu nedenle, daha gelişmiş algoritmaların kullanımı önem kazanmaktadır. Günümüzde matematiksel yaklaşımlar yerine daha güncel olan meta sezgisel yöntemler tercih edilmektedir. Birçok çeşidi bulunan meta sezgisel yöntemler pek çok alanda optimizasyon amacıyla başarı sonuçlar vermektedir. Parçacık sürü optimizasyonu, genetik algoritma, gri kurt optimizasyonu, yarasa optimizasyonu gibi birçok meta sezgisel optimizasyon yöntemi PI parametrelerinin optimizasyonu için kullanılmaktadır. Bu optimizasyon yöntemlerinin tamamı birçok farklı problemde uygulanabilir, yaklaşık optimum çözümler sunabilir, araştırma uzayını geniş ölçekte araştırır ve bu tür yöntemler doğadaki süreçleri taklit ederek çalışırlar. Her algoritmanın kendi avantajları mevcuttur.

Parçacık sürü optimizasyonu, parçacıklar topluluğunun hareketi ile hızlı bir yakınsama sağlar. Bu algoritma böcek, kuş gibi sürü halinde yaşayan canlıların yaşam döngüsü boyunca birbirleri ile etkileşiminden esinlenerek geliştirilmiştir. Sürüde yer alan bireylerin yaşamlarını sürdürebilmek için sürüdeki dayanışma ve davranışlarını kullanır. Doğrusal veya doğrusal olmayan sistemlerin optimizasyonu için genetik algoritmalara benzer ve alternatif bir iteratif yöntemdir (Gözde vd., 2010).

Genetik algoritma evrimsel çaprazlama ile çoklu çözümleri araştırır. Bir başlangıç popülasyonu üretilir. Her çözüm kromozom ya da birey olarak ifade edilir. Bu kromozomların uygunlukları hesaplanır. En uygun olan kromozomlar bir sonraki nesil

için seçilir ve yeni kromozomlar için çaprazlanır. Rastgele değişiklikler olarak ifade edilen mutasyonlar eklenerek çeşitlilik sağlanır ve durum belirli bir kritere kadar tekrarlanarak devam eder (Kumar vd., 2010).

Gri kurt optimizasyonunda kurtların sosyal avlanma davranışları ile optimum değere odaklanılır. Kurtlar kendi aralarında sosyal hiyerarşik bir düzende alfa, beta, delta ve omega olarak sınıflandırılır (Yaylacı vd., 2023). Sınıflandırılan kurtların liderlik ve av yakalama mekanizmaları simüle edilerek avın etrafını çevreleme, izini sürüp takip etme ve avı yakalama şeklinde üç ana adım ile çalışır. Bu süreçte kurtların konumları da sürekli güncellenerek küresel ve bölgesel arama dengesi sağlanır (Jia vd., 2021).

Yarasa optimizasyonu ise yarasadan ilham alarak hem yerel hem de küresel aramayı dengeler. Yarasaların avlanma ve yer bulma davranışlarından esinlenerek geliştirilmiştir. Rastgele bir popülasyon oluşturulur. Popülasyondaki her birey çözümü ifade etmektedir. İterasyonlarda bireylerin hızları ve konumları güncellenir. İterasyonlar ilerledikçe çözüm uzayı daraltılarak daha iyi çözüme odaklanmaktadır (Zebari vd., 2020). Bu algoritmada bazı durumlarda yerel minimumlara takılma sorunları olabilir ayrıca parametrelerin ayarlanması ve küçük popülasyon boyutları keşif sonuçlarını etkileyerek sonuçların kalitesini düşürebilir. Karmaşık problemlerin çözümünde daha uzun süreler gerektirebilmektedir.

Bu tür algoritmaların hepsi farklı özellikler taşımaktadır. Bu durum ise hepsinin belirli bir avantaj ve dezavantaja sahip olmasını açıklar. Örneğin genetik algoritma da rastgele mutasyonlara rağmen popülasyon çeşitliliği azalabilir. Bu durum aramanın belirli bölgelere sıkışmasına sebep olabilir ayrıca genetik algoritma sömürü yerine keşif odaklı olduğu için çözümler üzerine yeterince yoğunlaşmayabilir. Bu tür algoritmaların performansları ise doğru sonuca yaklaşma oranları ile belirlenmektedir. Yapay ekosistem tabanlı optimizasyon algoritması çiçek tozlaşması, karınca aslanı, güve alev ve halat çekme optimizasyonları ile karşılaştırıldığında belirli bir süre içinde, doğru sonuca en yakın değerlere ulaşan algoritma olarak görülmektedir (Zaloğlu vd., 2023).

Bu algoritmalar çeşitli sistemlerin kontrol parametrelerinin bulunması amacıyla kullanılmıştır.

3.2.1 Yapay Ekosistem Tabanlı Optimizasyon

Meta sezgisel algoritmalardan biri olan AEO algoritması, doğadaki ekosistem dinamiklerini taklit eden yenilikçi bir optimizasyon tekniğidir. AEO'nun çeşitli mühendislik problemlerine uygulanabilirliği üzerine birçok çalışma yapılmıştır (Mostafa vd., 2024). Ekosistem dinamiklerini ve canlıların etkileşimlerini taklit eder.

Farklı türlerin birlikte bulunması sistem dayanıklılığını ve adaptasyonu artırır. AEO algoritması bu sayede farklı türlerde çözümler geliştirerek çözüm uzayındaki çeşitliliği sağlar. Av avcı gibi farklı türler arasındaki etkileşimler ise daha iyi çözümler bulmak için kullanılmıştır ayrıca doğal seçilim prensibi ile iyi çözümlerin zamanla daha iyi hale getirilmesi sağlanmaktadır.

AEO algoritması temel adımları başlangıç popülasyonu oluşturma, değerlendirme, etkileşim ve adaptasyon, seçim ve tekrar etme adımlarından oluşmaktadır. Çözüm uzayını canlılar ve türler ile temsil etmektedir. Canlıların her biri belirli bir çözümü ifade etmektedir. Bu çözümler çeşitli uygunluk değerlerine göre değerlendirilmektedir. Canlıların yaşadıkları çevreye uyum sağlaması durumuna göre hayatta kalma şansı artmaktadır. İyi uyum sağlayan canlılar hayatta kalarak çoğalmaktadır. Çoğalırken genetik materyaller paylaşılmış olur böylece yeni çözümler ortaya çıkarılır. Zamanla bu bireyler adaptasyon sayesinde daha iyi çözümler oluştururlar (Eid vd., 2020).

Algoritma başarısı çözüm uzayının özelliklerine, başlangıç koşullarına ve algoritma parametrelerine bağlıdır. Ekosistem dinamikleri ile çeşitli problemlere kullanılabilmektedir. Farklı türleri ve adaptasyonları kullanarak farklı senaryolara uyum sağlayabilmektedir ancak bazı durumlarda yerel optimumlara takılma ihtimali vardır. Doğal olaylara dayanan bu tür optimizasyonlar belirli zorlukları ele almada iyidir ancak farklı tür problemlerin çözümlerinde tek başlarına yetersiz kalabilmektedir. Bu sebep ile algoritmalar tek başlarına kullanılmak yerine arama

esnekliğini sağlayacak farklı algoritmalar ile birleştirip kullanıldığında çok daha iyi sonuçlar vermektedir (Sarao vd., 2023).

Tüm bu süreçler doğrultusunda AEO algoritması farklı türdeki problemler için uygulanabilirlik, yerel minimumlarda sıkışma riskinin azaltılması ve sistem değişikliklerine karşı daha az hassasiyet gibi avantajlar sağlamaktadır.

3.2.2 Uygunluk-Mesafe Dengesi

Uygunluk mesafe dengesi yöntemi meta sezgisel optimizasyon algoritmalarının arama süreçlerine rehberlik etmek için kullanılır. FDB, çözümlerin uygunluk değerleri ile çözümler arasındaki mesafeyi dengeleyerek daha iyi sonuçlar elde edilmesini sağlar. Uygunluk mesafe dengesi, özellikle karmaşık ve çok boyutlu optimizasyon problemlerinde kullanılır ve çeşitli çözüm alanlarında farklı algoritmalar ile kullanılarak çok daha etkili sonuçlar verir (Suiçmez vd., 2021). Uygunluk mesafe dengesi algoritması bir başlangıç popülasyonu oluşturularak başlar. Her bir çözümün uygunluk değerleri ve çözümler arasındaki uzaklıklar hesaplanır. Uygunluk mesafe değerine çözümler seçilerek aralarında çaprazlama ve mutasyon işlemleri uygulanır. Bu sayede yeni çözümlerden oluşan bir popülasyon oluşturularak işlem belirlenen bir durma kriterine kadar veya iterasyona kadar tekrarlanır.

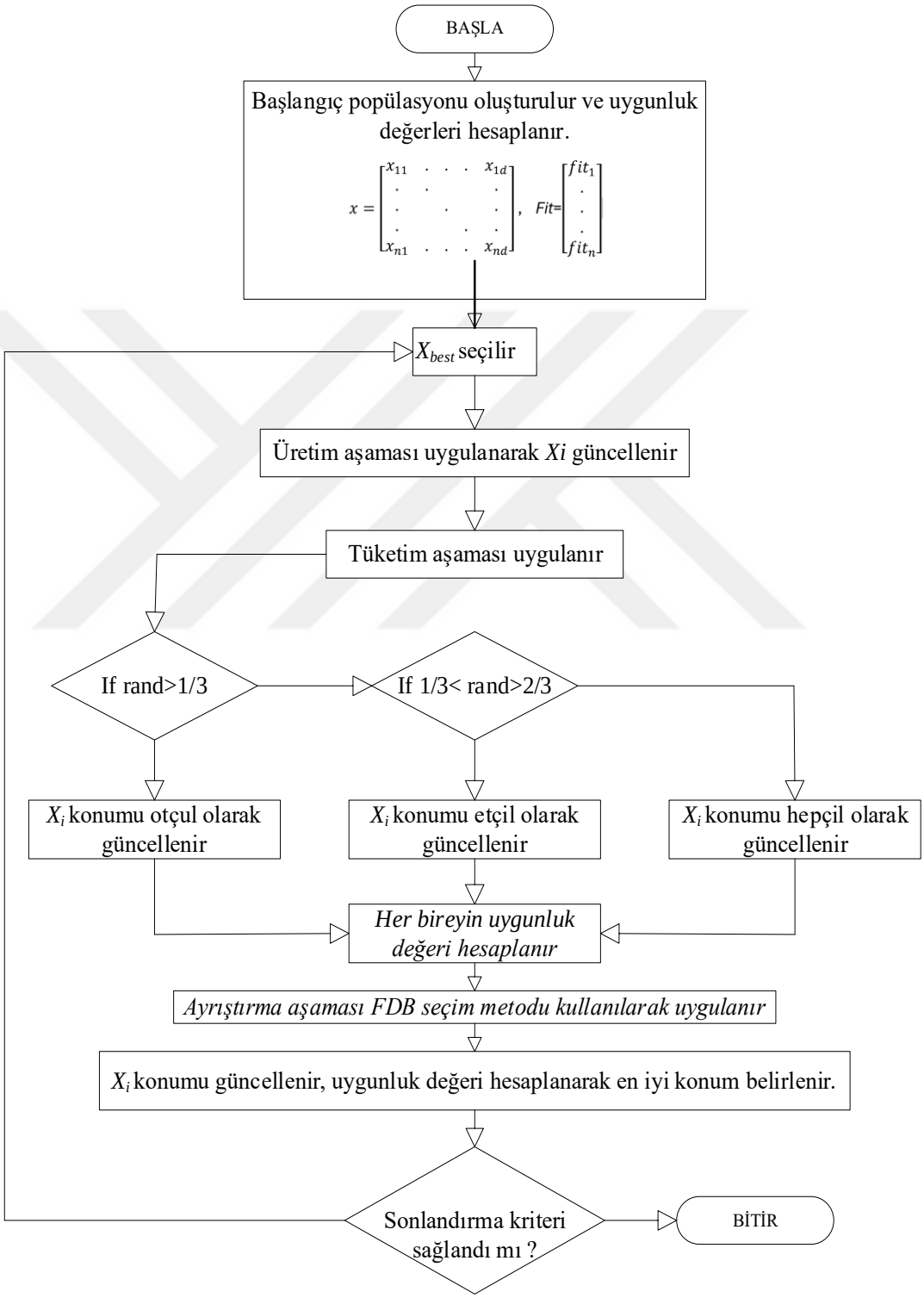
Bu algoritma genellikle karmaşık optimizasyon problemlerinde farklı optimizasyon algoritmaları ile çözüm kalitesini artırmak için kullanılmaktadır (Huang vd., 2022).

3.2.3 SEPIC Dönüştürücülerde FDBAEO Kullanımı

Çeşitli problemlerde kontrol amacıyla FDBAEO algoritmasının kullanımı üzerine yapılan çalışmalar, bu algoritmanın PI kontrolör parametrelerinin optimizasyonunda başarılı sonuçlar verdiğini göstermektedir.

SEPIC dönüştürücü devresinin uygulaması yapılırken, sabit gerilim çıkışı sağlamak amacıyla PI kontrolör kullanılmıştır. PI parametrelerinin belirlenmesi amacıyla FDBAEO algoritması kullanılmıştır. Bu algoritma, uygunluk mesafe dengesi tabanlı geliştirilmiş yapay ekosistem tabanlı bir optimizasyon algoritmasıdır. Ekonomik

emisyon yük dağılımı probleminin bu algoritma kullanılarak çözülmesi, bu yöntemle elde edilen başarılı sonuçlara bir örnektir. FDBAEO algoritmasına ait akış diyagramı Şekil 3.2'de gösterilmiştir (Demirbaş vd., 2023).



Şekil 3.2 FDBAEO algoritması akış diyagramı

Ekosistemlerdeki organizmalar üreticiler, tüketiciler ve ayrıştırıcılar olarak gruplandırılmaktadır. Üreticiler, fotosentez yoluyla ihtiyaç duydukları besinleri üreten bitkileri içermektedir. Tüketiciler ise enerjilerini diğer üretici ve tüketicilerden elde eden hayvanlardır. Hayvanlar, otoburlar, etçiller ve hem etçil hem otçul olan hepçiller olarak sınıflandırılır. Ayrıştırıcılar, bakteri ve mantar gibi organizmalardan oluşur ve ölen organizmaların kalıntılarını su ve mineral gibi besin maddelerine dönüştürürler. Üreticiler bu besinleri yeniden kullanarak besin zincirinin devamını sağlarlar.

AEO algoritması, bu besin akışını taklit etmektedir. Algoritmada, üreticiler, tüketiciler ve ayrıştırıcılar operatörleri temsil eder. Ekosistemi oluşturan canlı organizmalar ise çözüm adaylarını ifade ederken, bu canlıların enerji seviyeleri uygunluk değerlerine karşılık gelmektedir. Çözüm adaylarından biri üretici, biri ayrıştırıcı ve geri kalanlar ise tüketici olarak gruplandırılır. Tüketiciler kendi içinde eşit sayıda etçil, otçul ve hepçil olarak ayrılır.

Bu tez çalışmasında, PI parametrelerinin elde edilmesi amacıyla doğadan ilham alınarak geliştirilen meta sezgisel FDBAEO algoritmasından yararlanılmıştır. Bu algoritma ile güç sistemlerindeki talep edilen güçlerin uygun bir şekilde santrallere dağıtılması ve doğrusal olmayan problemlerin çözülmesi gibi alanlarda çalışmalar yapılmıştır. AEO algoritmasının performansı, gerçek dünya uygulamalarında muadillerine göre daha iyi sonuçlar vermiştir (Zhao vd., 2020). Uygunluk mesafe dengesi ile birlikte yapay ekosistem optimizasyonu olarak adlandırılan bu yöntem, diğer yöntemlere göre daha güncel ve umut verici performans sergilemektedir (Sönmez vd., 2024).

Bu algoritma, Simulink modeli hazırlanan devre kullanılarak çalıştırılmış ve PI parametreleri elde edilmiştir.

FDBAEO algoritmasına ait sözde kodlar Tablo 3.2'de verilmiştir. Bu sözde kod algoritmanın temel işleyiş mantığını adım adım göstermektedir.

Tablo 3.2 FDBAEO algoritması sözde kodu

1	Başla
2	Ekosistemin oluşturulması: X_i çözümleri rastgele oluşturulur.
3	for i=1:n do
4	Uygunluk değeri fit_i ve X_{best} değerleri hesaplanır
5	end for
6	while (arama süreci yaşam döngüsü do: amaç fonksiyonu değerlendirme sayısı)
7	X_1 konumu güncellenir. //Üretim aşaması
8	for i=2:n do //Tüketim aşaması
9	If (rand<1/3) X_i konumu orçul olarak güncellenir.
10	Else If (1/3< rand<2/3) X_i konumu etçil olarak güncellenir.
11	Else X_i konumu hepçil olarak güncellenir.
12	End If
13	End for
14	for i=1:n do
15	Uygunluk değeri fit_i ve X_{best} değeri güncellenir.
16	End for
17	for i=1:n do //Ayrıştırma aşaması
18	Her bireyin mesafesi hesaplanır.
19	Her bireyin FDB puanı hesaplanır.
20	End for
21	Dp ve Sp vektörleri oluşturulur.
22	for i=1:n do
23	X_i konumu güncellenir.
24	Uygunluk değeri fit_i hesaplanır.
25	end for
26	Bulunan en iyi X_{best} değeri güncellenir.
27	End while
28	En iyi çözüm getirilir

Bu algoritma da uygunluk mesafe dengesi yöntemi yapay ekosistem algoritmasının ayrıştırma sürecinde kullanılan bireye ek olarak arama sürecine katkı sağlamaktadır (Demirbaş vd., 2023).

Tablo 3.3 PI denetleyicisi kontrol parametreleri

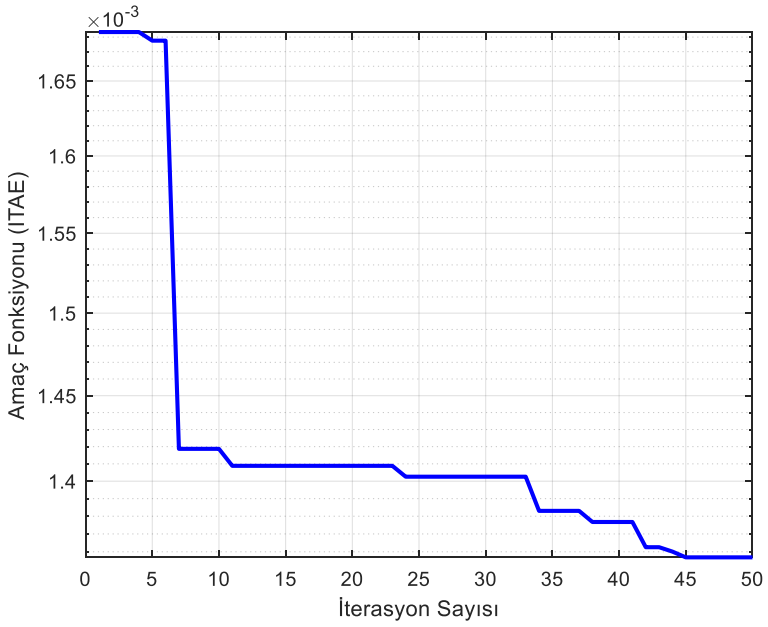
PI denetleyicisi kontrol parametreleri	Alt sınır	Üst Sınır
K_P	0	100
K_I	0	100

FDBAEO algoritması ile ITAE amaç fonksiyonu kullanılarak PI denetleyicisine ait K_P ve $K_İ$ kontrol parametrelerinin tasarımı yapılmıştır. Algoritmanın popülasyon sayısı ve iterasyon sayısı 100 olarak belirlenmiştir. Algoritma 21 döngü boyunca çalıştırılmıştır. Amd Ryzen 5 5500 işlemcili bilgisayar ile yaklaşık 125 saatte tamamlanmıştır. 21 döngü sonucunda bulunan en düşük, en yüksek ve ortalama amaç fonksiyonu değeri ile standart sapma Tablo 3.4'te verilmiştir.

Tablo 3.4 Döngü sonuçları

Amaç fonksiyonu	En düşük	En büyük	Ortalama	Standart sapma
ITAE	0,0013187	0,0013569	0,0013443	9,3633e-06

Amaç fonksiyonunun en düşük değeri 3. Döngüde elde edilmiştir. Bu döngüde K_P=0,159439527520210 $K_İ$=99,973411966019840 olarak bulunmuştur. Algoritmanın 18. Döngüde elde ettiği yakınsama eğrisi Şekil 3.3'te verilmiştir.

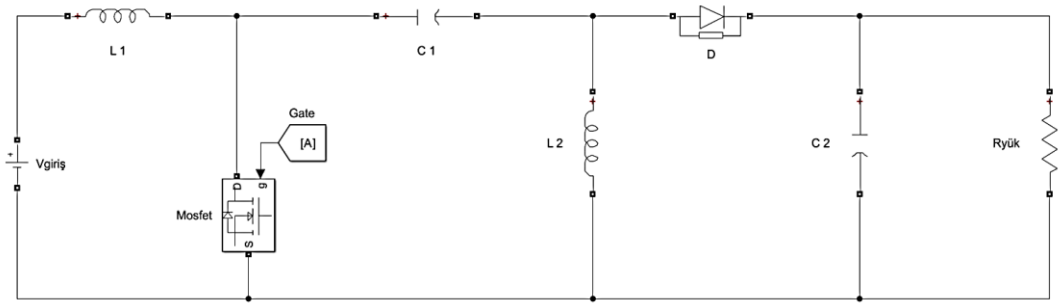


Şekil 3.3 Yakınsama eğrisi

4. BENZETİM ÇALIŞMASI

Bu bölümde SEPIC dönüştürücü simülasyonu, PI denetleyici yapıları kullanılarak referans geriliminin takip edilmesi amacıyla gerçekleştirilmiştir. Simülasyon çalışmalarında, her iki yöntemle belirlenen PI parametreleri uygulanmıştır.

Simülasyon Matlab Simulink ortamında hazırlanmıştır. Öncelikle hesaplanan devre parametreleri ile SEPIC dönüştürücü devresi hazırlanmıştır.



Şekil 4.1 Simulink SEPIC dönüştürücü

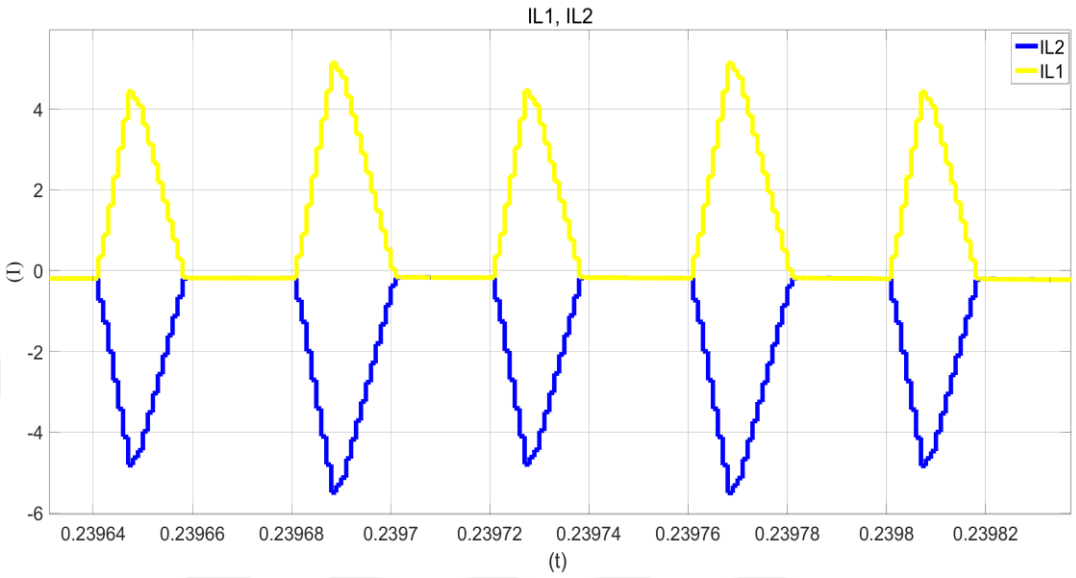
Hazırlanan devrede Tablo 4.1'de belirtilen değerler kullanılmıştır.

Tablo 4.1 Simulink devre elemanları

Devre Elemanı	**Değer**
L_1 ve L_2	330 uH
C_1	100 uF
C_2 (çıkış kondansatörü)	680 uF
Giriş Gerilimi	12-24 V
Çıkış Gerilimi	15 V
Yük	5,62 Ohm

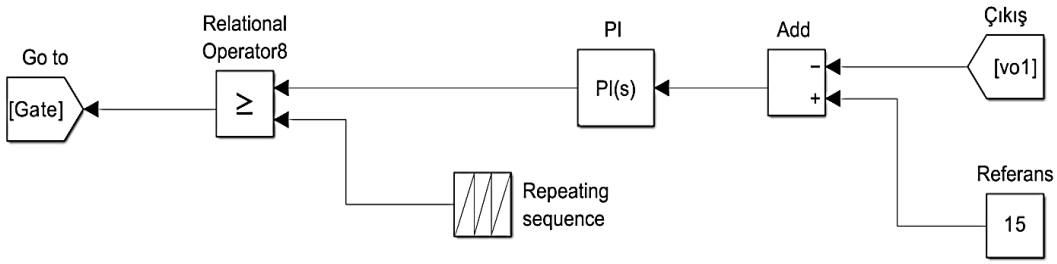
Devrede bobin değerleri 330uH ve C1 kondansatörü hesaplanan değere yakın olan 100uF tercih edilmiştir. Deneysel çalışma ile simülasyon çalışmalarının aynı parametreler ile hazırlanması için piyasada bulunan en uygun değer 100uF'dir.

Şekil 4.2'de benzetimi yapılan SEPIC dönüştürücü bobin akımları gösterilmiştir. Sepıc dönüştürücü kesintili iletim modunda çalıştığı için bobin akım değerleri sıfır ve altındaki değerlere ulaşmaktadır.



Şekil 4.2 L1 ve L2 Akım grafiği

Bu devrenin kapalı çevrim kontrol sistemi ile çalışması amacıyla PI kontrol yapısı eklenmiştir. Referans değeri 15V olarak ayarlanmıştır. MosFET'in gate girişine uygulanan sinyal gate isimli goto bloğu ile bağlanmıştır. Şekil 4.3'te benzetim çalışması için hazırlanmış PI kontrol yapısı verilmiştir.



Şekil 4.3 PI kontrol yapısı

Çalışmada giriş geriliminin anlık 12V ile 24V arasındaki değişimi sağlamak için ayarlı gerilim kaynağı kullanılmıştır. Benzer bir şekilde çıkış yük değerinin de çalışma esnasında değiştirilebilmesi için ayarlı direnç bloğu kullanılmıştır.

Benzetim çalışmasında giriş gerilimi, çıkış yük değerleri ve çıkış referans değerleri değiştirilerek grafikler elde edilmiştir.

Benzetim çalışmalarında kapalı çevrim PI kontrol parametreleri Ziegler-Nichols yöntemi ve FDBAEO algoritması ile elde edilmiştir. Her iki yöntem ile elde edilen PI parametreleri ile giriş geriliminin değişimi, çıkış yük değerinin değişimi, sabit değerlerdeki çalışması ve referans değerinin değişimi ile grafikler ve performans parametreleri elde edilmiştir.

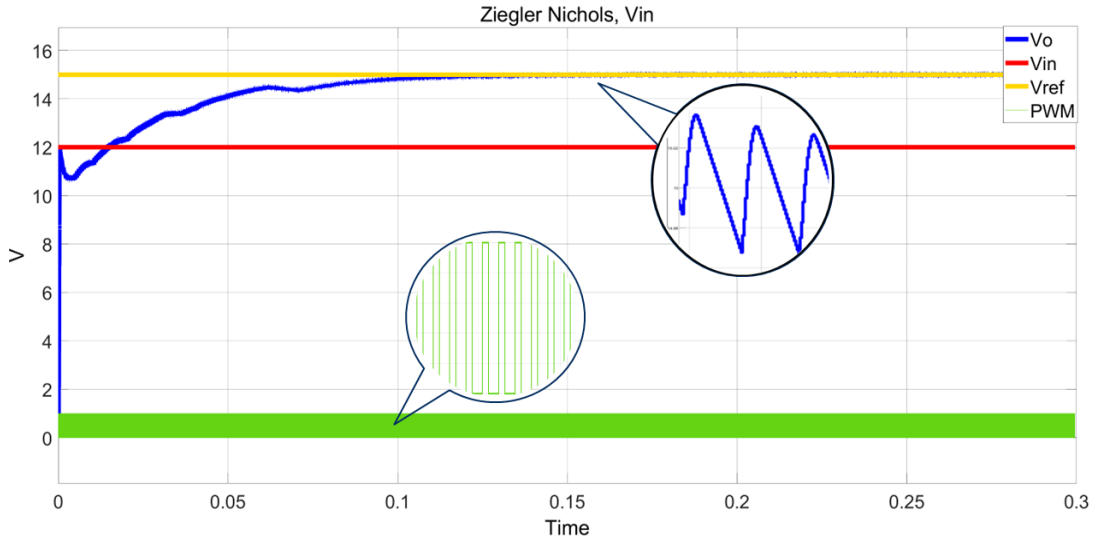
4.1 Ziegler Nichols Yöntemi İle Benzetim Çalışması

Simülasyon çalışmasında Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen PI parametreleri kullanılarak dönüştürücü devre simülasyon sonuçları ve performans parametreleri elde edilmiştir.

4.1.1 Ziegler Nichols Benzetim Çalışması Sonuçları

SEPIC dönüştürücü devresi giriş gerilimi ve çıkış yük değerleri değiştirilerek elde edilen grafikler ve ölçümler bu bölümde verilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.4'te gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %38 seviyelerinde olmaktadır.



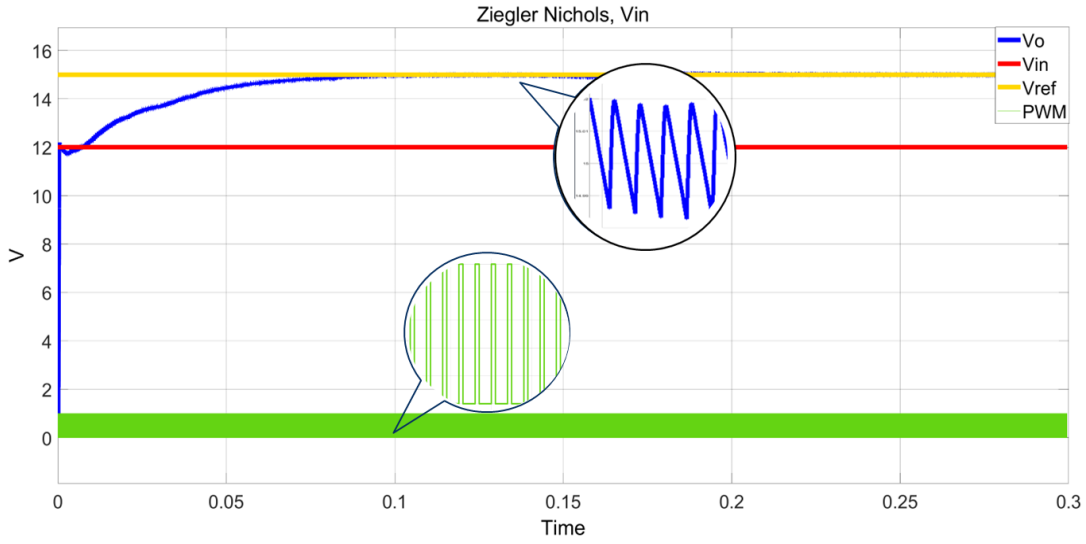
Şekil 4.4 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Tablo 4.2'de 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm çıkış yükü ve 15V çıkış referans gerilimi kullanıldığı durumda elde edilen performans parametreleri verilmiştir. Bu veriler farklı giriş gerilimi ve çıkış yüklerinin kullanıldığı durumlar ile karşılaştırıldığında düşük bir aşım ile referans değerine ulaştığını göstermektedir.

Tablo 4.2 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0924 s
Aşım	0,3592 %
Yükselme Süresi	0,0367 s
Tepe Değeri	15,0563 V
Tepe Zamanı	0,2821 s

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ve 15V referans gerilimi ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.5'te gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %22 seviyelerinde olmaktadır.



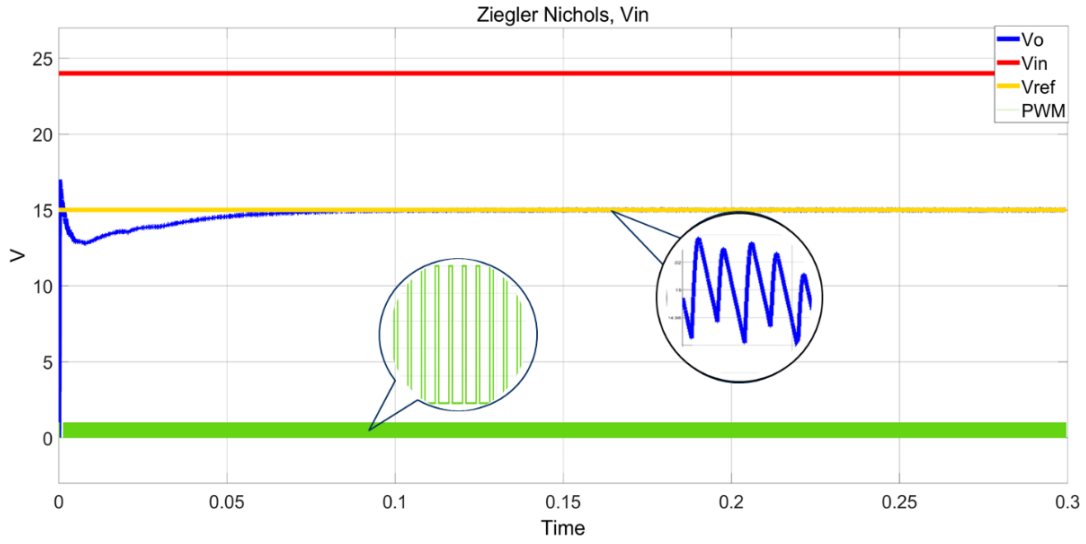
Şekil 4.5 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Giriş geriliminin değiştirilmeyip sadece çıkış yük değerinin 20 Ohm olarak kullanılması durumunda oturma zamanının ve tepe zamanının daha kısa sürdüğü, aşım miktarının ise arttığı görülmektedir.

Tablo 4.3 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0616 s
Aşım	1,1216 %
Yükselme Süresi	0,0228 s
Tepe Değeri	15,1031 V
Tepe Zamanı	0,1712 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.6'da gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %18 seviyelerinde olmaktadır.



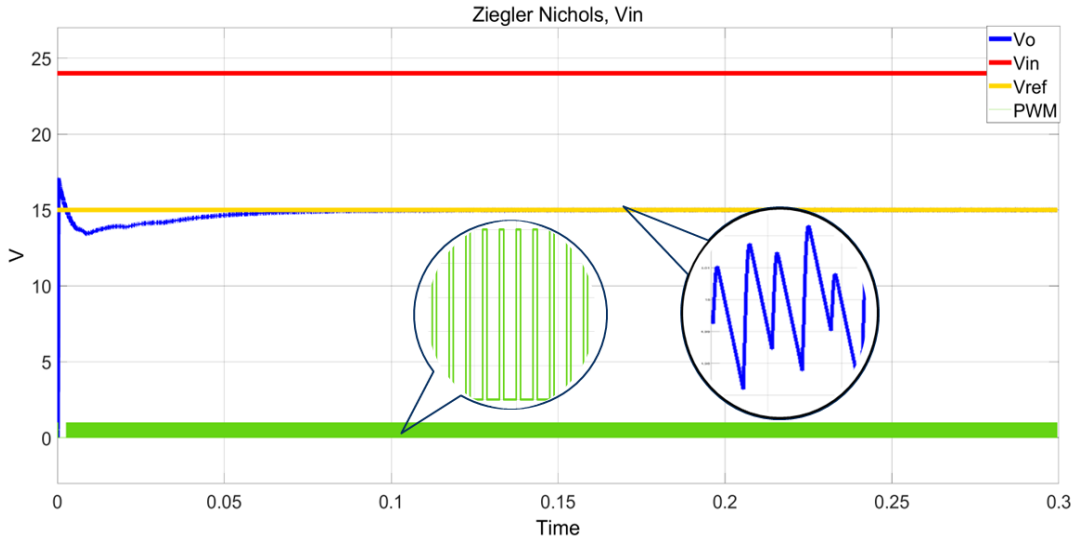
Şekil 4.6 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Çıkış yük değerinin sabit tutulduğu, giriş geriliminin artırıldığı durumda oturma zamanı, tepe zamanı ve yükselme süresi daha kısa sürmüştür. Aşım miktarında ise artış görülmektedir. Bu artış başlangıç anında gözlemlenmiştir.

Tablo 4.4 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0588 s
Aşım	13,4872 %
Yükselme Süresi	0,00017335 s
Tepe Değeri	16,9959 V
Tepe Zamanı	0,000302 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.7'de gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %14 seviyelerinde olmaktadır.



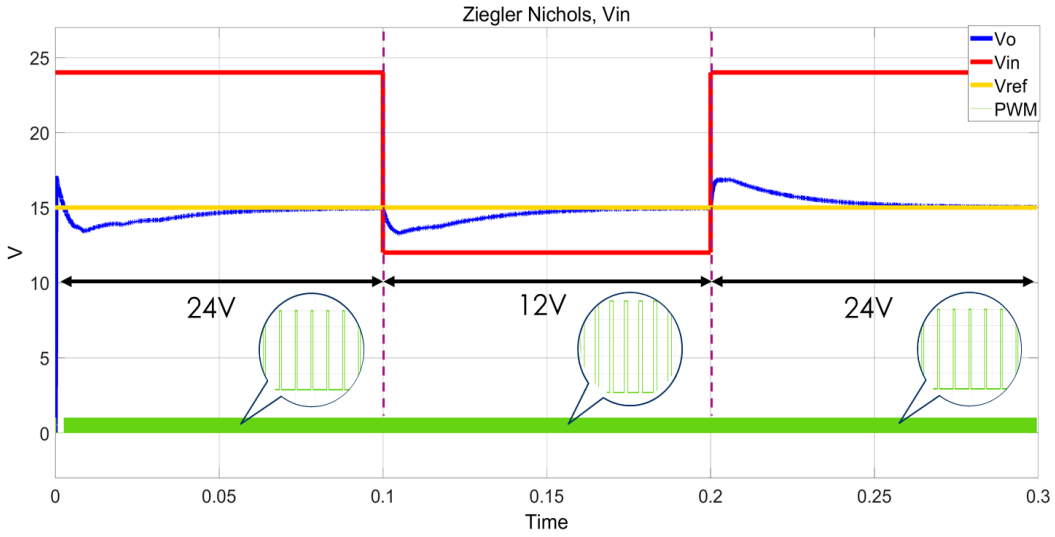
Şekil 4.7 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Çıkış yük direnci 20 Ohm seviyesinde, giriş gerilimi 12V ile çalıştırılan durum ile karşılaştırıldığında oturma zamanı daha kısa sürmüştür. Aşım ve tepe değerinde artış görülmektedir.

Tablo 4.5 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0536 s
Aşım	14,1509 %
Yükselme Süresi	0,00017291 s
Tepe Değeri	17,1038 V
Tepe Zamanı	0,000302 s

Benzetim çalışmasında giriş geriliminin değişmesi durumunda sistem çıkışının gözlemlenmesi için giriş gerilimi 24V iken 12V'a ani geçişi sağlanarak sistem çıkışının gözlemlenmesi sağlanmıştır. Şekil 4.8'da değişen giriş geriliminde çıkış gerilimini gösteren grafik yer almaktadır.



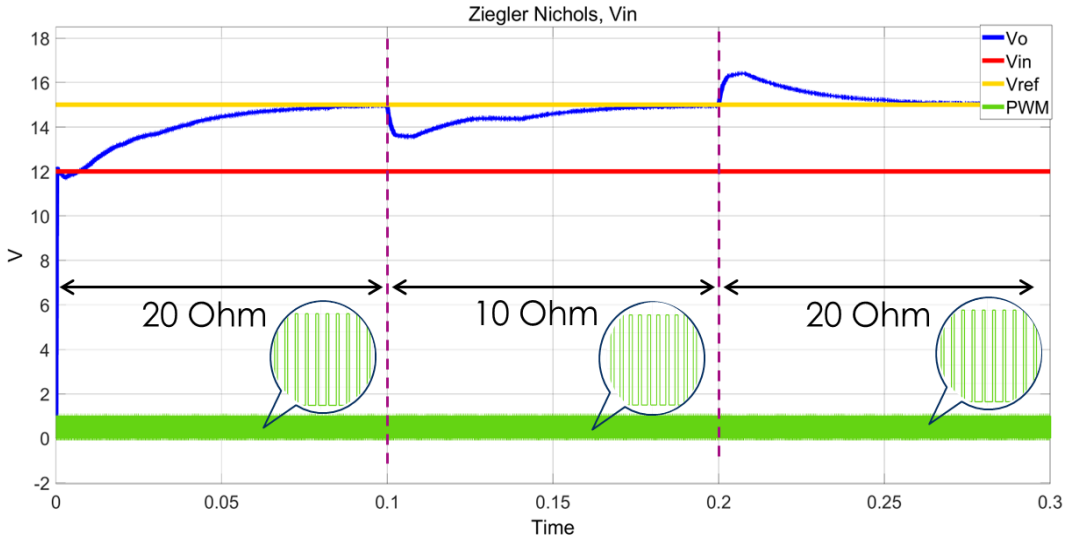
Şekil 4.8 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi

Giriş geriliminin anlık olarak 24V ile 12V arasında değiştirilmesi çıkış geriliminde anlık olarak azalmaya ve yükselmeye sebep olmuş ancak referans değerinde çıkış tekrar elde edilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde 0,1. saniyenin hemen öncesinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü yaklaşık %12, 0,2. saniye öncesinde %22 ve 0,3. saniye öncesinde %12 seviyelerinde olmaktadır.

Giriş geriliminin anlık olarak değişimi dönüştürücü çıkış geriliminde anlık değişime sebep olmuş ancak referans değerine tekrar ulaşılmıştır.

Şekil 4.9'da ise sabit giriş gerilimi kullanılırken devrenin çıkış yük değeri 20 Ohm değerindedir. Devre çalışması devam ederken çıkış yükü 10 Ohm ile değiştirildiğinde çıkış gerilimi Şekil 4.9'da gösterilmiştir. PWM sinyalleri gözlemlendiğinde ise 0,1. saniye sonunda yaklaşık %22, 0,2. saniye sonunda ise yaklaşık %37 görev döngüsü oranı gözlemlenmektedir.

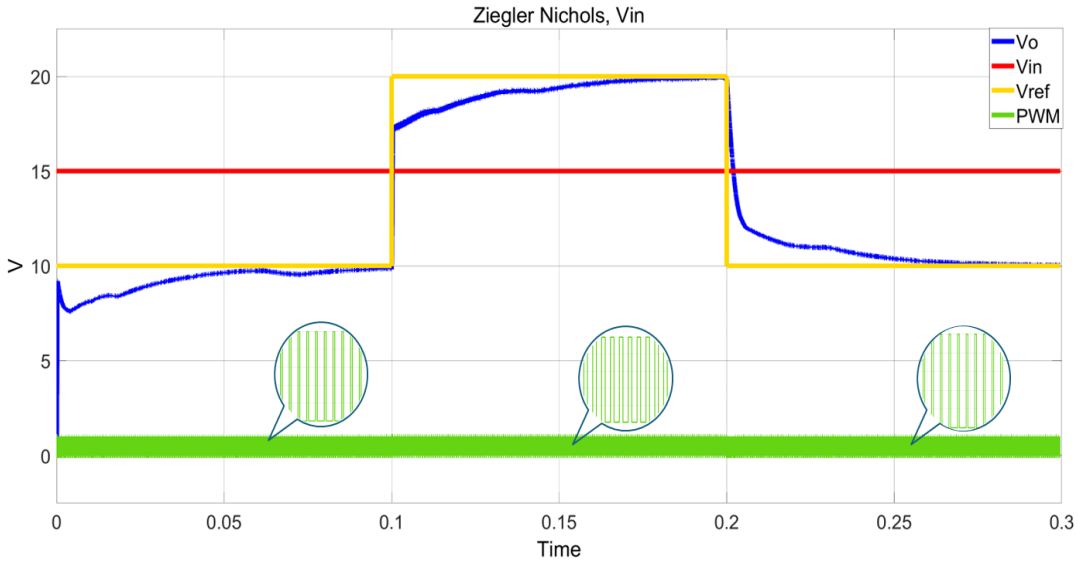
Şekil 4.10'da sabit 12V giriş gerilimindeki çalışma durumunda çıkış yükü 20 Ohm değerinden 10 Ohm'a ve tekrar 20 Ohm değerine değiştirilmiştir. Yük değişimi sonucunda çıkış geriliminin değişimi grafikte gözlemlenmektedir.



Şekil 4.9 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (10-20-10 Ohm)

Yük omik değerinin artması esnasında çıkış geriliminde anlık artış, omik yük değerinin azaltılması esnasında ise çıkış geriliminde anlık düşüş gözlemlenmiştir ancak, çıkış gerilimi seviyesi tekrar referans değere oturmaktadır.

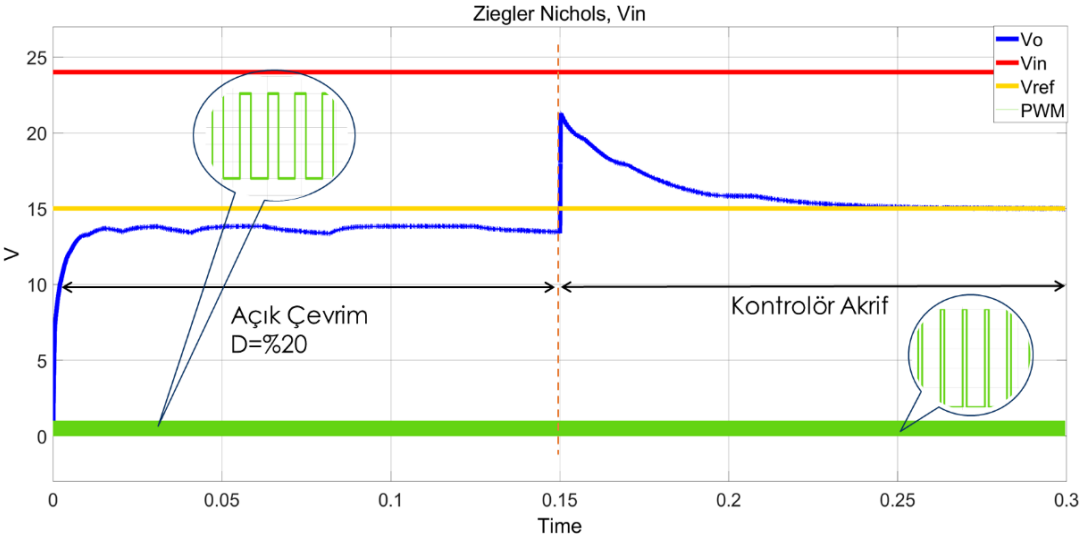
Kapalı çevrim referans değeri 10 ile 20V olarak değiştirildiğinde, 10 Ohm çıkış yük değeri ve dönüştürücü giriş gerilimi 15V kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 4.10'da gösterilmektedir. Referans değerinin anlık değişimi ile çıkış gerilimi de referans gerilimi takip etmektedir.



Şekil 4.10 Ziegler Nichols referans değişimi

Referans değerinin 20V'dan 10V'a düşüşü esnasında ve 10V'dan 20V'a yükseltilmesi esnasında görev döngüsü değişimi de grafikte verilmiştir. Referans değerinin artışı durumunda görev döngüsü artmakta ve gerilim seviyesinin düşmesi esnasında ise görev döngüsü azalmaktadır.

Sistem açık çevrim çalışma durumunda kontrolör devreye alınarak çıkış gerilim seviyesi değişimi Şekil 4.11'de verilmiştir. Açık çevrim çalışma durumunda çıkış geriliminde dalgalanmalar görülmektedir.



Şekil 4.11 Ziegler Nichols Açık ve kapalı çevrim

Kontrolör devreye alındığı durumda dalgalanmanın azaldığı ve sabit bir duruma geçildiği görülmektedir. Kontrolör devreye girdiği anda çıkış gerilim değeri referans değerin altında olduğu için anlık olarak çıkış geriliminde yükseliş görülmüş ve tekrar referans gerilim değerine ulaşmıştır. Bu durumda anlık olarak görev döngüsü oranı artmış ve referans değere ulaşması ile yaklaşık %22 olarak gözlemlenmiştir. Kapalı çevrime geçiş ile anlık yükselme yaklaşık 22V seviyesine kadar gözlemlenmiştir.

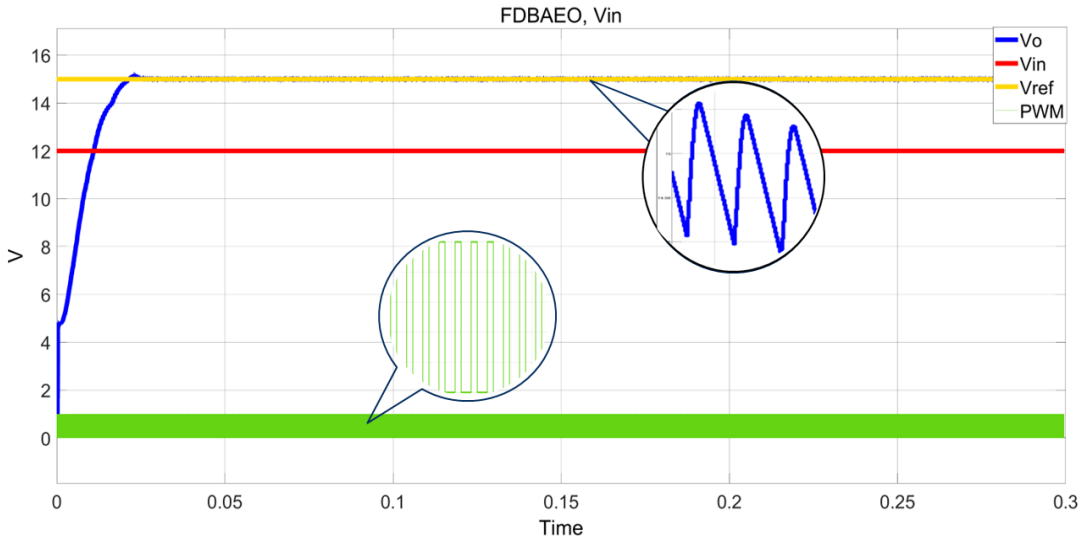
4.2 FDBAEO Algoritması Benzetim Çalışması

Simülasyon çalışmasında FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanılarak dönüştürücü devre simülasyon sonuçları ve performans parametreleri elde edilmiştir.

4.2.1 FDBAEO Algoritması Benzetim Çalışması Sonuçları

SEPIC dönüştürücü devresi giriş gerilimi ve çıkış yük değerleri değiştirilerek elde edilen grafikler ve ölçümler bu bölümde verilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.12'de gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %38 seviyelerinde olmaktadır.



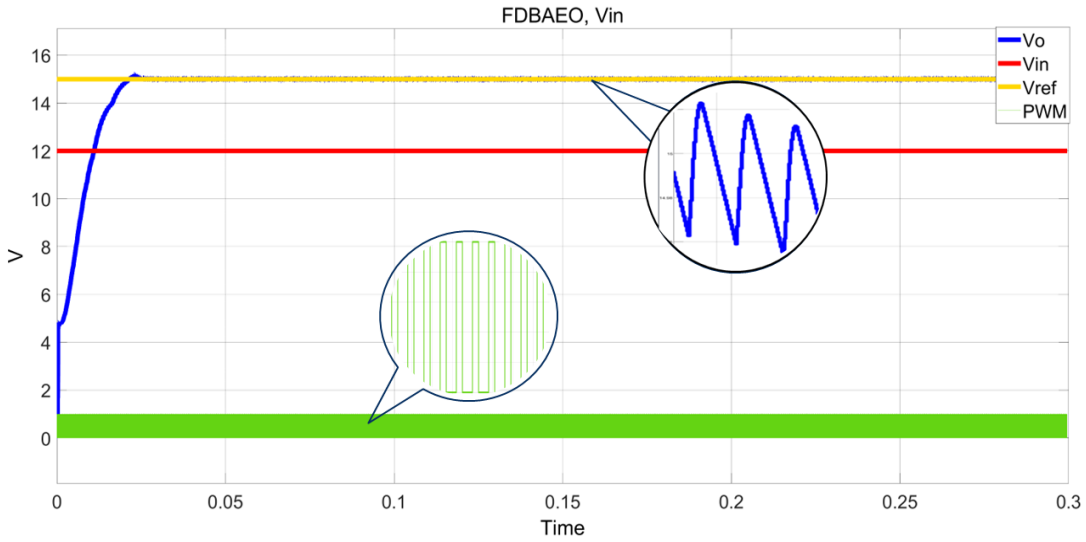
Şekil 4.12 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Tablo 4.5'te 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm çıkış yükü ve 15V çıkış referans gerilimi kullanıldığı durumda elde edilen performans parametreleri verilmiştir. Aynı direnç seviyesi kullanılıp giriş gerilimi 24V seçildiği duruma göre daha kısa sürede oturmuş ve aşım miktarının daha az olduğu görülmüştür. Tablo 4.5'te performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 4.6 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0194 s
Aşım	1,3028 %
Yükselme Süresi	0.0137 s
Tepe Değeri	15,2047 V
Tepe Zamanı	0,0230 s

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ve 15V referans gerilimi ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.11'de gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %22 seviyelerinde olmaktadır.



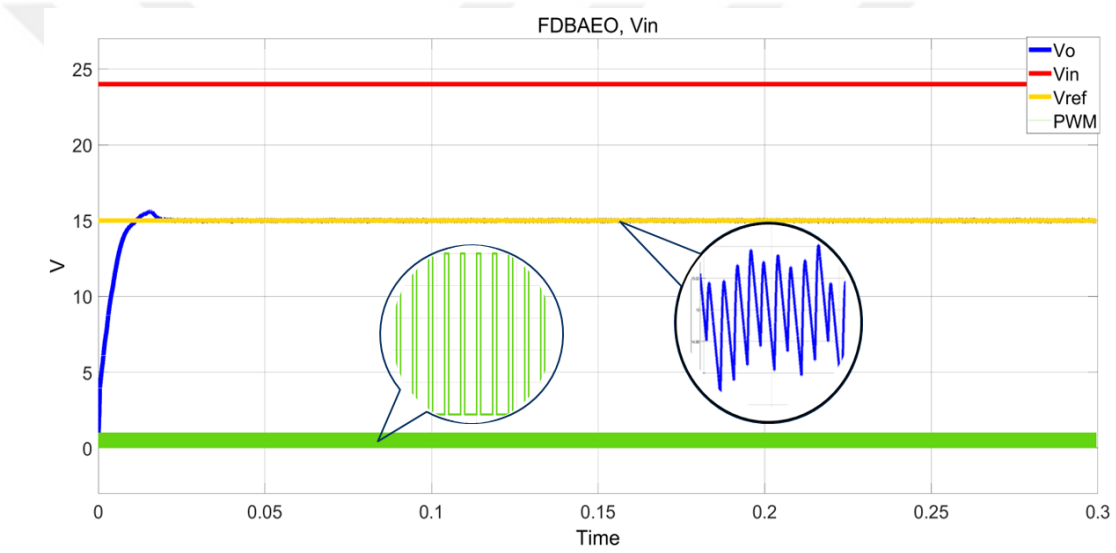
Şekil 4.13 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Giriş geriliminin sabit tutulduğu, sadece çıkış yük değerinin 20 Ohm olarak kullanıldığı durumunda oturma zamanının ve tepe zamanının daha kısa sürdüğü, aşım miktarının ise arttığı görülmektedir.

Tablo 4.7 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Parametre	Değer
Oturma Zamanı (±%2)	0,0348 s
Aşım	6,8389 %
Yükselme Süresi	0,0108 s
Tepe Değeri	15,9561 V
Tepe Zamanı	0,0215 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.12'de gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %18 seviyelerinde olmaktadır.



Şekil 4.14 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

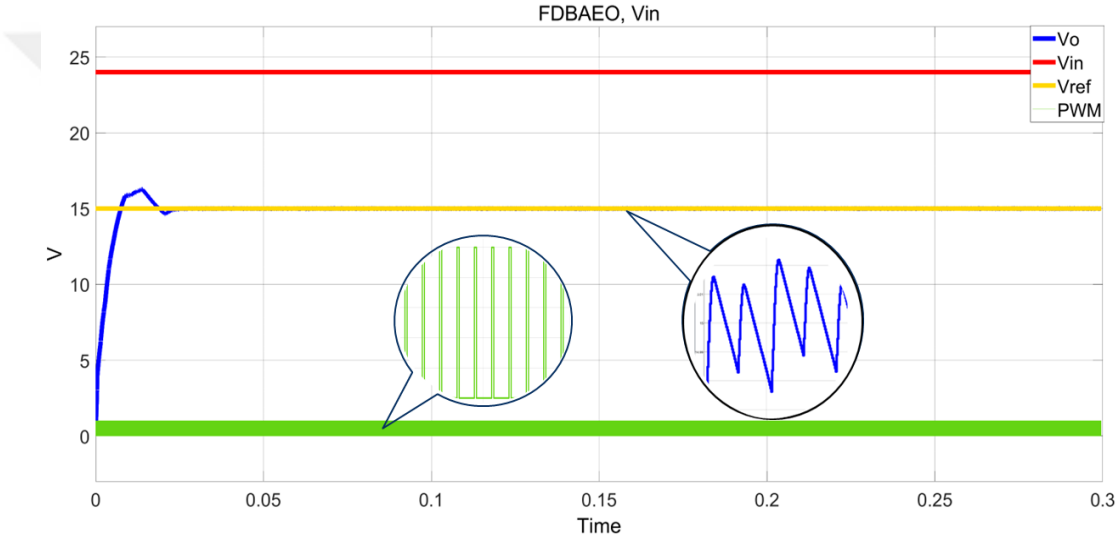
Çıkış yük değerinin sabit tutulduğu, giriş geriliminin artırıldığı durumda oturma zamanı, tepe zamanı ve yükselme süresi daha kısa sürmüştür. Aşım miktarında ise artış görülmektedir. Bu artış başlangıç anında gözlemlenmiştir.

Tablo 4.8 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Parametre	Değer
Oturma Zamanı (±%2)	0,0175 s
Aşım	4.2473 %
Yükselme Süresi	0,0067 s
Tepe Değeri	15,6139 V
Tepe Zamanı	0,0156 s

24V gerilim ve 10 Ohm yük kullanıldığı durumda da dönüştürücü devre istenen değere hızlı bir şekilde ulaşmaktadır. 12V giriş gerilimi kullanıldığı durumdaki oturma süresine yakın bir sonuç gözlemlenmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %14 seviyelerinde olmaktadır.

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 4.13'te gösterilmiştir. PWM sinyali gözlemlendiğinde referans değere ulaşıldığı durumda görev döngüsü %14 seviyelerinde olmaktadır.



Şekil 4.15 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

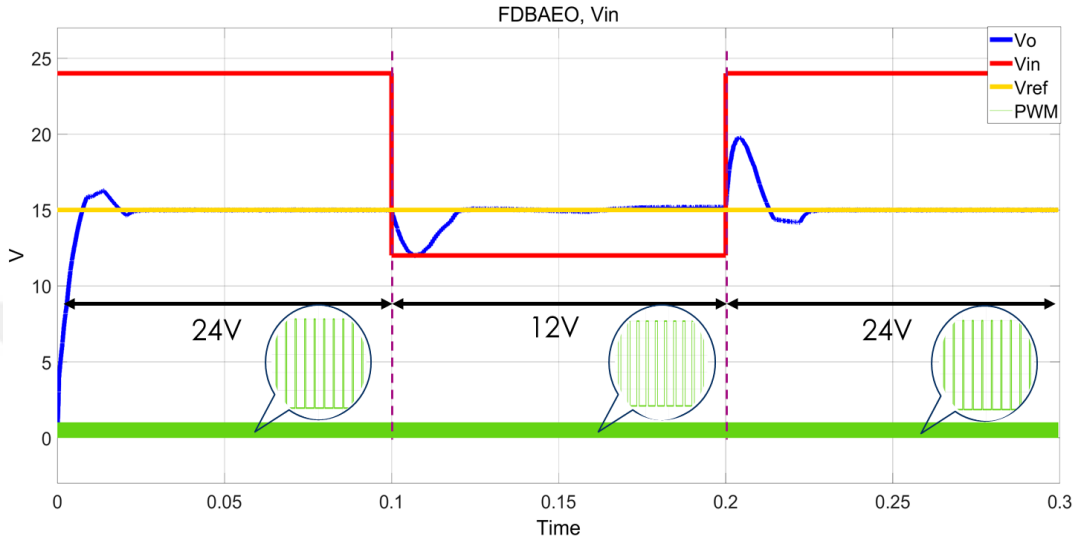
Çıkış yük direnci 20 Ohm seviyesinde, giriş gerilimi 12V ile çalıştırılan durum ile karşılaştırıldığında oturma zamanı daha kısa sürmüştür. Aşım ve tepe değerinde artış görülmektedir.

Tablo 4.9 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,0211 s
Aşım	8,7574 %
Yükselme Süresi	0,0057 s
Tepe Değeri	16,2933 V
Tepe Zamanı	0,0139 s

Benzetim çalışmasında giriş ve çıkış gerilimleri değiştirilerek performansları gözlemlenmiştir.

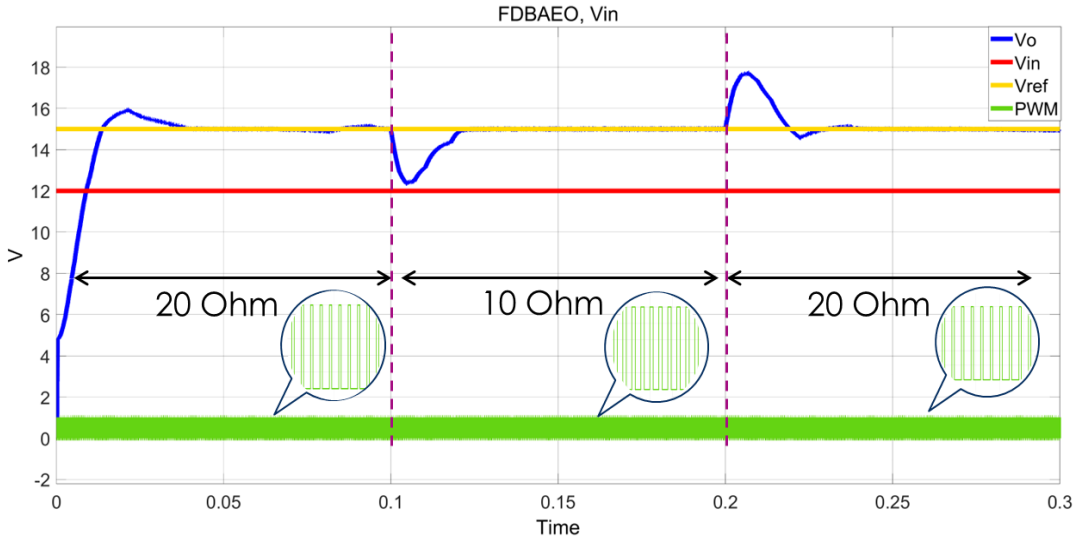
Şekil 4.14'te değişen giriş geriliminde çıkış gerilimini gösteren grafik yer almaktadır. Bu grafik giriş geriliminin 24V ile 12V arasında değişimi durumunda elde edilen dönüştürücü çıkışını göstermektedir. Dönüştürücü çıkışında 20 Ohm yük kullanılmıştır.



Şekil 4.16 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi (FDBAEO)

Benzetim çalışmasında giriş geriliminin değişmesi durumunda sistem çıkışının gözlemlenmesi için FDBAEO algoritması PI değerlerinde giriş gerilimi 24V iken 12V'a ani geçişi sağlanarak sistem çıkışının gözlemlenmesi sağlanmıştır. Dönüştürücü devre giriş geriliminin değiştirilmesi durumunda dönüştürücü devre tekrar referans değerde çıkış sağlamaktadır.

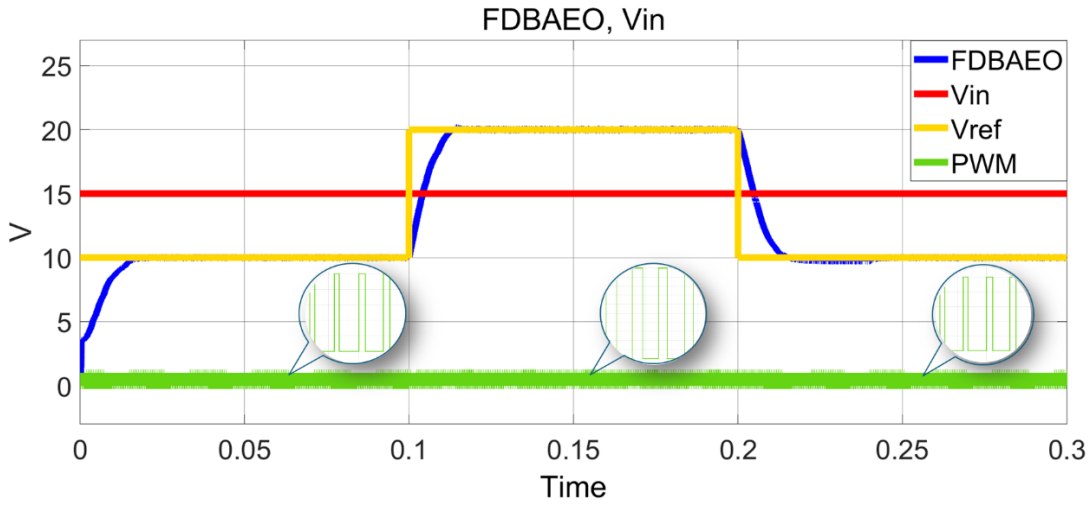
Şekil 4.15'te ise sabit giriş gerilimi ve sabit çıkış gerilimi ile çalıştırılan dönüştürücü devre çıkış yükü 20 ile 10 Ohm arasında değiştirilerek elde edilen grafik görülmektedir.



Şekil 4.17 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10 Ohm)

Şekil 4.15'te sabit 24V giriş gerilimindeki çalışma durumunda çıkış yükü 10 Ohm değerinden 20 Ohm'a ve tekrar 10 Ohm değerine değiştirilmiştir. Yük değişimi sonucunda çıkış geriliminin değişimi grafikte gözlemlenmektedir. Yük omik değerinin artması esnasında çıkış geriliminde anlık artış, omik yük değerinin azaltılması esnasında ise çıkış geriliminde anlık düşüş gözlemlenmiştir ancak kısa sürede tekrar referans değere oturmaktadır.

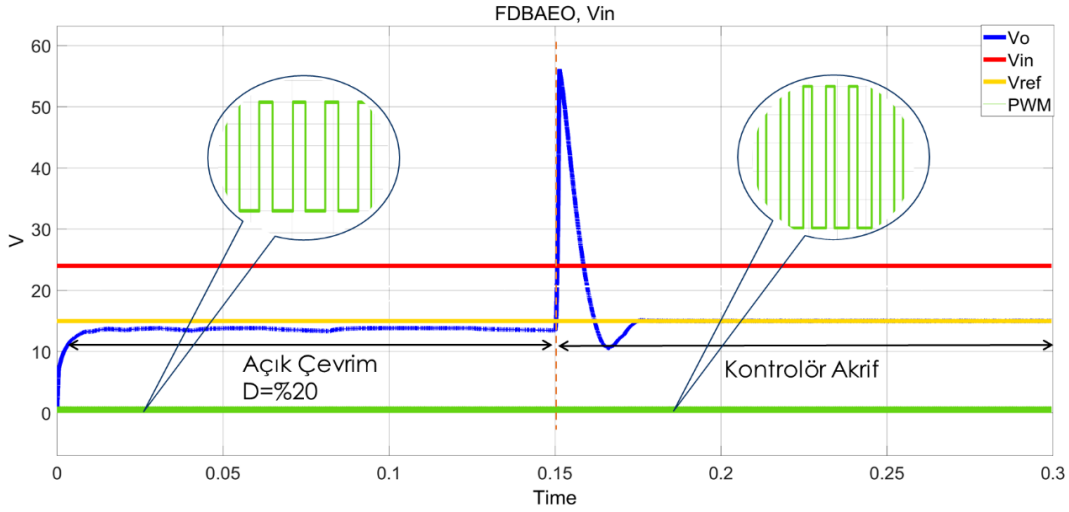
Kapalı çevrim referans değeri 10 ile 20V olarak değiştirildiğinde, 10 Ohm çıkış yük değeri ve dönüştürücü giriş gerilimi 15V kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 4.16'da gösterilmektedir. Referans değerinin anlık değişimi ile çıkış gerilimi de referans gerilimi takip etmektedir. Referans değerinin 20V'dan 10V'a düşüşü esnasında ve 10V'dan 20V'a yükseltilmesi esnasında görev döngüsü değişimi de grafikte verilmiştir.



Şekil 4.18 FDBAEO Referans değişimi

Gerilim seviyesinin artışı durumunda görev döngüsü artmakta ve gerilim seviyesinin düşmesi esnasında ise görev döngüsü azalmaktadır.

Sistem açık çevrim çalışma durumunda kontrolör devreye alınarak çıkış gerilim seviyesi Şekil 4.17'de görülmektedir.



Şekil 4.19 FDBAEO Açık ve kapalı çevrim

Başlangıçta açık çevrim olarak çalıştırılmış ve 0,15. Saniye de kontrolör devreye alınarak grafik elde edilmiştir. Kapalı çevrim kontrol ile çalışmaya başladığı ilk anda çıkış gerilim seviyesinde anlık 55V seviyesine kadar yükseliş gözlemlenmiştir. Bu durumda anlık olarak görev döngüsü oranı artmış ve referans değere ulaşması ile sabit durumda görev döngüsü yaklaşık %22 olarak gözlemlenmiştir

4.3 Benzetim Çalışması Sonuçlarının Karşılaştırılması

Benzetim çalışmasında elde edilen performans parametreleri kıyaslandığında FDBAEO algoritmasının daha hızlı referans değere oturduğu ve daha hızlı yükseldiği görülmektedir. Tablo 4.10'da her iki yöntem için de performans parametreleri birlikte verilmiştir.

Tablo 4.10 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (10 Ohm)

Kriter	FDBAEO (12V-10 Ohm)	Ziegler Nichols (12V-10 Ohm)	FDBAEO (24V-10 Ohm)	Ziegler Nichols (24V-10 Ohm)
Oturma Zamanı (±%2)	0,0194 s	0,0924 s	0,0175 s	0,0588 s
Aşım	1,3028 %	0,3592 %	4.2473 %	13,4872 %
Yükselme Süresi	0.0137 s	0,0367 s	0,0067 s	0,00017335 s
Tepe Değeri	15,2047 V	15,0563 V	15,6139 V	16,9959 V
Tepe Zamanı	0,0230 s	0,2821 s	0,0156 s	0,000302 s

Tablodaki veriler dikkate alındığında FDBAEO'nun daha hızlı referans değerine ulaştığı, tepe zamanı olarak ise Ziegler Nichols yönteminin 24V giriş durumunda daha hızlı tepki verdiği gözlemlenmiştir. Tablo 4.11'de 20 Ohm yük durumunda performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 4.11 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (20 Ohm)

Kriter	FDBAEO (12V-20 Ohm)	Ziegler Nichols (12V-20 Ohm)	FDBAEO (24V-20 Ohm)	Ziegler Nichols (24V-20 Ohm)
Oturma Zamanı (±%2)	0,0348 s	0,0616 s	0,0211 s	0,0536 s
Aşım	6,8389 %	1,1216 %	8,7574 %	14,1509 %
Yükselme Süresi	0,0108 s	0,0228 s	0,0057 s	0,00017291 s
Tepe Değeri	15,9561 V	15,1031 V	16,2933 V	17,1038 V
Tepe Zamanı	0,0215 s	0,1712 s	0,0139 s	0,000302 s

FDBAEO algoritması, dönüştürücü devre 20 Ohm yük ile çalıştırıldığında da 10 Ohm yüktekine benzer bir durum görülmektedir. Parametre değerlerine göre daha kısa oturma süresi, yükselme süresi ve tepe zamanı ile avantaj sağlamıştır. Devre girişi 12V

ile çalıştırıldığında elde edilen sonuçlara göre ise tepe değeri Ziegler Nichols yönteminden daha fazla olmaktadır.

Ziegler Nichols yöntemi 12V devre girişi ile çalıştırıldığı durumda oturma süresi olarak FDBAEO algoritmasına göre daha geç sürede oturmuştur. Tepe değeri olarak 12V devre girişi kullanıldığında Ziegler Nichols yöntemi daha az tepe değerine ve daha az aşıma ulaşarak FDBAEO algoritmasına göre iyi bir sonuç vermiştir. Devre girişi 24V olduğu durumda ise daha fazla aşım göstermektedir.

5. DENEYSEL ÇALIŞMA

Tez çalışmasının önceki bölümde elde edilen simülasyon sonuçlarının doğrulanması amacıyla prototip deney düzeneği hazırlanmıştır. Hazırlanan sistem SEPIC dönüştürücü, kontrol amacıyla kullanılan STM32 Discovery kiti, MosFET sürücü devresi ve omik yük dirençlerinden oluşmaktadır.

Deneysel çalışma için tasarımı gerçekleştirilmiş olan SEPIC dönüştürücü devre parametreleri kullanılarak prototip devre gerçekleştirilmiştir. Prototip SEPIC dönüştürücü devresi için kullanılan devre elemanı değerleri Tablo 5.1'de verilmiştir.

Tablo 5.1 Devre elemanı değerleri

Devre Elemanı	**Değer**
L_1 ve L_2	330 uH
C_1	100 uF
C_2 (çıkış kondansatörü)	680 uF
Diyot MBR560	5A - 60V
MosFET IRF540N	33A - 100V

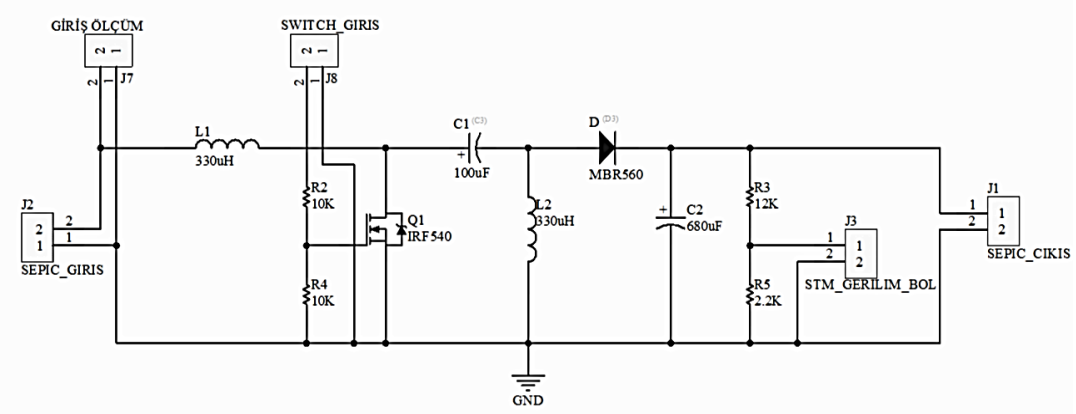
Devrede anahtarlama elemanı IRF540N MosFET tercih edilmiştir. Bu MosFET'ler 100V gerilim ve 33A akım değerine kadar çalışabilen güç MosFET'leridir (URL-3, 2004). Bu gerilim ve akım seviyesi akım ve gerilim tepe değerlerine uygun, çalışma için hazırlanan SEPIC dönüştürücü için yeterli seviyededir. Anahtarlama frekansı olarak 25khz frekansında verimli bir şekilde çalışabilmektedir. IRF540N TO-220 kılıfında kullanılmıştır. MosFET soğutucu blok ile devreye yerleştirilmiştir.

Diyot olarak MBR560 tercih edilmiştir. MBR560 diyotu DO201 kılıfındadır. Genellikle SEPIC dönüştürücülerde kullanılan bir schottky diyot türündendir. Bu diyot 60V gerilim değerine kadar çalışabilen hızlı diyot türüdür. Diyotun maksimum ileri akım kapasitesi olan 5A SEPIC dönüştürücü için yeterli tolerans değerindedir (URL-6, 2010). Bu diyot yaklaşık 0,55V ileri gerilim düşüşüne ve hızlı anahtarlama kapasitesine sahip olduğu için verimli bir şekilde çalışabilmektedir.

C_1 kondansatör değeri 84 uF olarak belirlenmiştir ancak piyasada bu değerde bir kondansatör bulunmadığı için daha kolay temin edilen yakın değer olarak 100 uF kondansatör tercih edilmiştir. SEPIC dönüştürücü çıkış kondansatörü olarak 680uF kondansatör kullanılmıştır.

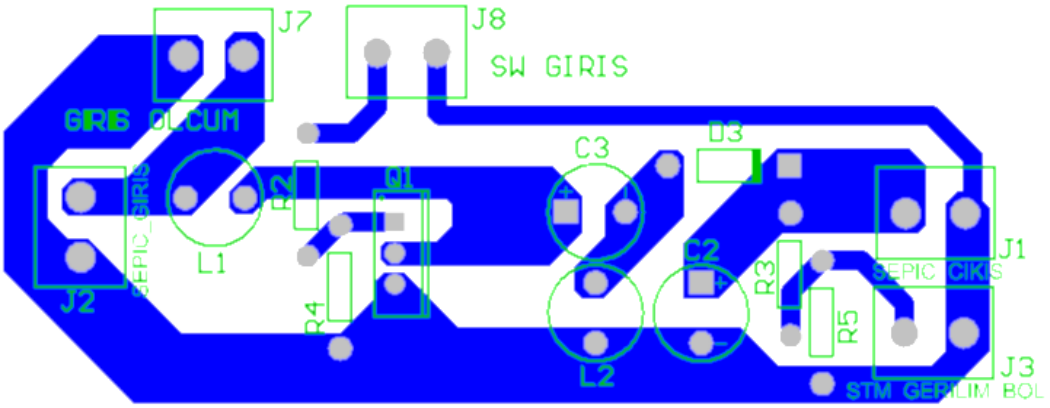
SEPIC dönüştürücü yapısında bulunan bobinler hesaplanan değerlere göre 330 uH değerinde kullanılmıştır. Her iki bobinde ferrit toroid 24x14x8 mm nüve kullanılarak imal edilmiştir. Isınma ve akı yoğunluğu sebebi ile bobinlerin endüktans değerinin düşmemesi için 1mm çapında bakır iletken kullanılmış ve devre çalışmasında bobinlerin osiloskop görüntüleri kontrol edilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi Designer Altium ortamında hazırlanarak PCB baskısı ile prototip oluşturulmuştur.



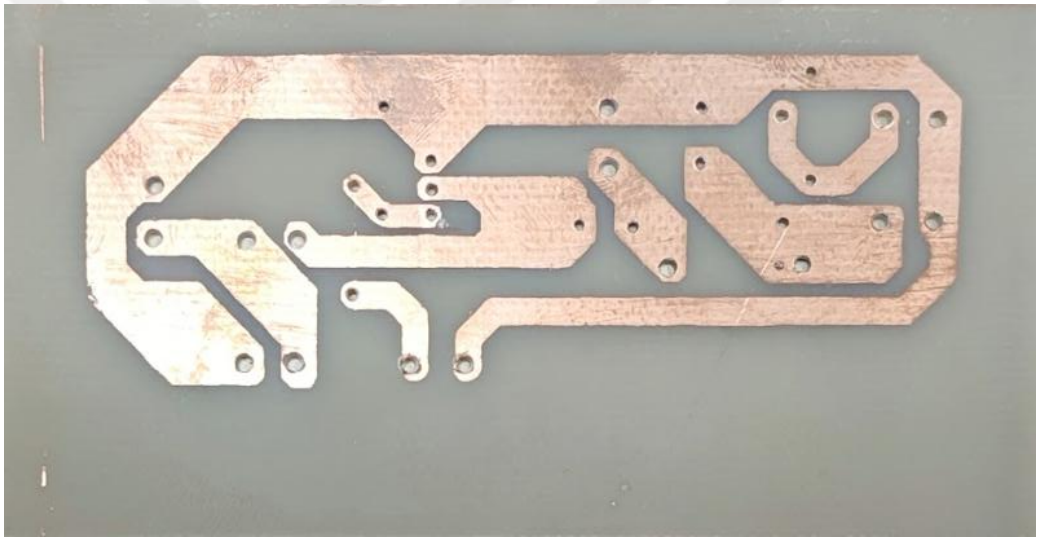
Şekil 5.1 Altium devre şeması

Şekil 5.1'de Altium ile PCB devre tasarımını hazırlamak için gerçekleştirilmiş devre şeması verilmiştir. SEPIC giriş olarak belirtilen klemens SEPIC dönüştürücü devresinin güç girişi için kullanılmaktadır. Benzer şekilde çıkış gerilimi içinde bir klemens kullanılmıştır. STM gerilim bölücü isimli klemens ile yapılacak olan bağlantı STM32 Discovery kit ile çıkış geriliminin okunabilmesi amacıyla eklenmiştir. Switch giriş isimli klemens bağlantısı ise MosFET sürücü ile olan bağlantı için eklenmiştir.



Şekil 5.2 Altium PCB devre tasarımı

Şekil 5.2'de Altium ile hazırlanan PCB devre tasarımı verilmiştir.

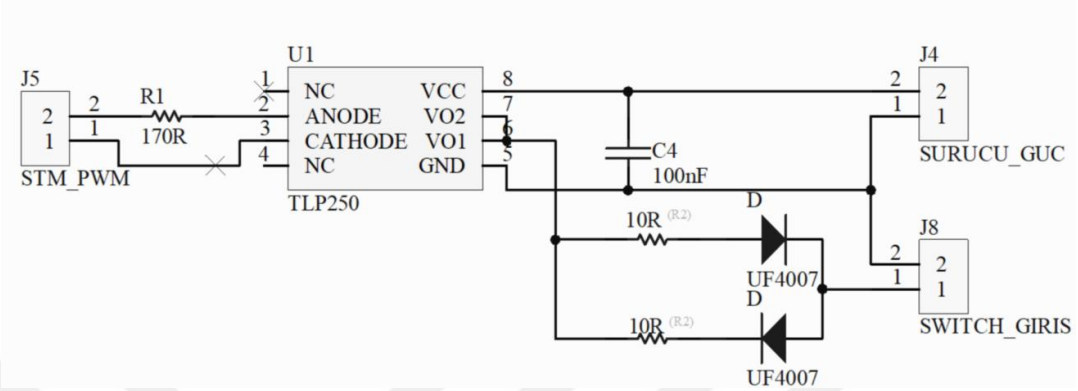


Şekil 5.3 SEPIC dönüştürücü PCB baskı

Şekil 5.3'te hazırlanmış olan PCB devre kartı gösterilmektedir. Deneysel çalışmada hazırlanmış olan PCB baskı kullanılmıştır.

Mikrodenetleyici yardımıyla devre çıkışından okunan gerilim değeri PI kontrolü ile işlenmiş ve üretilen PWM sinyali Toshiba firmasına ait TLP250 MosFET sürücü entegresi kullanılarak SEPIC dönüştürücü devresindeki MosFET'i sürmüştür. Mikrodenetleyici çıkışından elde edilen PWM sinyali yaklaşık 3V seviyesinde kalmaktadır. TLP250 entegresi, denetleyiciden alınan PWM sinyalini MosFET'in anahtarlanması için uygun seviyeye yükseltilmesini sağlanmaktadır. Bu entegre bir optokuplör yapısı ile çalışmakta ve 2,5kV'a kadar izolasyona sahiptir. Bu sayede olası

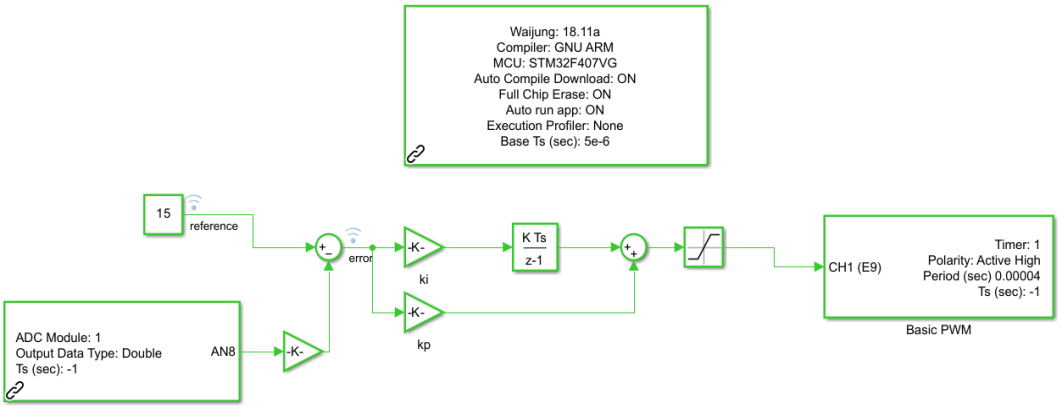
bir mikrodenetleyici ve MosFET sorunun önüne geçilmiştir. Bu entegre, 35V'a kadar çalışma voltajı ve 1,5A'e kadar sürücü akımı kapasitesine sahiptir. TLP250 25kHz frekansında anahtarlama işlemleri için uygundur (URL-4, 2019).



Şekil 5.4 MosFET sürücü devre şeması

TLP250'nin anot ve katot pinleri mikrodenetleyiciden gelen PWM sinyalleri için kullanılmıştır. Vo1 ve Vo2 pinleri ortak bağlantılıdır. PWM sinyalleri bu pinler üzerinden elde edilmektedir. Kullanılan iki diyot ise MosFET üzerine kare formuna daha uygun sinyaller uygulanabilmesi amacıyla kullanılmaktadır.

Deney düzeneğindeki kontrollü anahtarlama elemanının çalışması ve çıkış gerilimine uygun bir şekilde kontrol edilmesi amacıyla STM32 Discovery geliştirme kiti kullanılmıştır. Bu kit yapısında bulunan STM34F407 mikrodenetleyicisi ile çalışmaktadır. Dahili olarak programlayıcıya sahiptir. Çok sayıda genel amaçlı giriş çıkış pinine sahiptir. USB bağlantısı ile beslenebilmektedir. Çeşitli derleyiciler ile kullanım imkânı sağlamaktadır. Farklı birçok alanda kullanıma uygun olan bu kit üzerinde çeşitli çevresel bileşenlere sahiptir (URL-5, 2020). Bu kitin programlanması amacıyla MATLAB Waijung blok seti kullanılmıştır. Waijung blok seti, MATLAB Simulink ortamında mikrodenetleyici uygulamaları geliştirmek için kullanılan bir araçtır. Bu blok seti, kullanıcıların görsel bir arayüzle modellemeler yapmasına ve bu modelleri doğrudan hedef mikrodenetleyiciye yüklemesine olanak tanır. Waijung, özellikle gömülü sistemler ve kontrol uygulamaları için tasarlanmıştır ve kullanıcıların çeşitli kontrol yöntemlerini kolayca uygulamasına imkan tanır (URL-2, 2017).



Şekil 5.5 PI kontrol Waijung blok seti

ADC modül ile analog veri girişi sağlanmaktadır. SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimini izlemek ve kontrol etmek amacıyla, Waijung blok seti kullanılarak analog veri girişi sağlanmaktadır. Bu işlem için bir ADC (Analog-Digital Converter) modülü kullanılmıştır. ADC modülü, dönüştürücünün çıkış geriliminden alınan analog sinyali dijital forma çevirir. Bu sayede, sistemin dijital ortamda gerilim değerlerini işlemesi mümkün hale gelir. STM32 Discovery kit için hazırlanan C kodlar EK A'da verilmiştir.

SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi, ADC modülünün algılayabileceği seviyeye düşürülmesi gerekmektedir. Bu amaçla, gerilim bölücü devresi tasarlanmıştır. Gerilim bölücü devresi, 2,2kΩ ve 12kΩ değerlerinde iki dirençten oluşur ve çıkış gerilimini belirli bir oranla küçültür. Bu düzenek, çıkış geriliminin uygun bir seviyeye indirilmesini sağlayarak ADC modülünün güvenli bir şekilde ölçüm yapabilmesine olanak tanır.

Gerilim bölücü devresi kullanıldığında, 2,2kΩ ve 12kΩ dirençlerin bir araya gelmesiyle elde edilen gerilim bölme oranı, ADC'nin girişine ulaşan gerilimi belirler. Bu sayede, yüksek gerilim değerleri, ADC modülünün okuyabileceği düşük gerilim seviyelerine indirilir.

Gerilim bölücü devresi ile küçültülen gerilim değeri, ADC modülü aracılığıyla dijital forma dönüştürülür. Dijital değerin, orijinal gerilim seviyesine geri dönüştürülmesi için Waijung blok setindeki gain bloğu kullanılır. Bu blok, ölçülen dijital değeri,

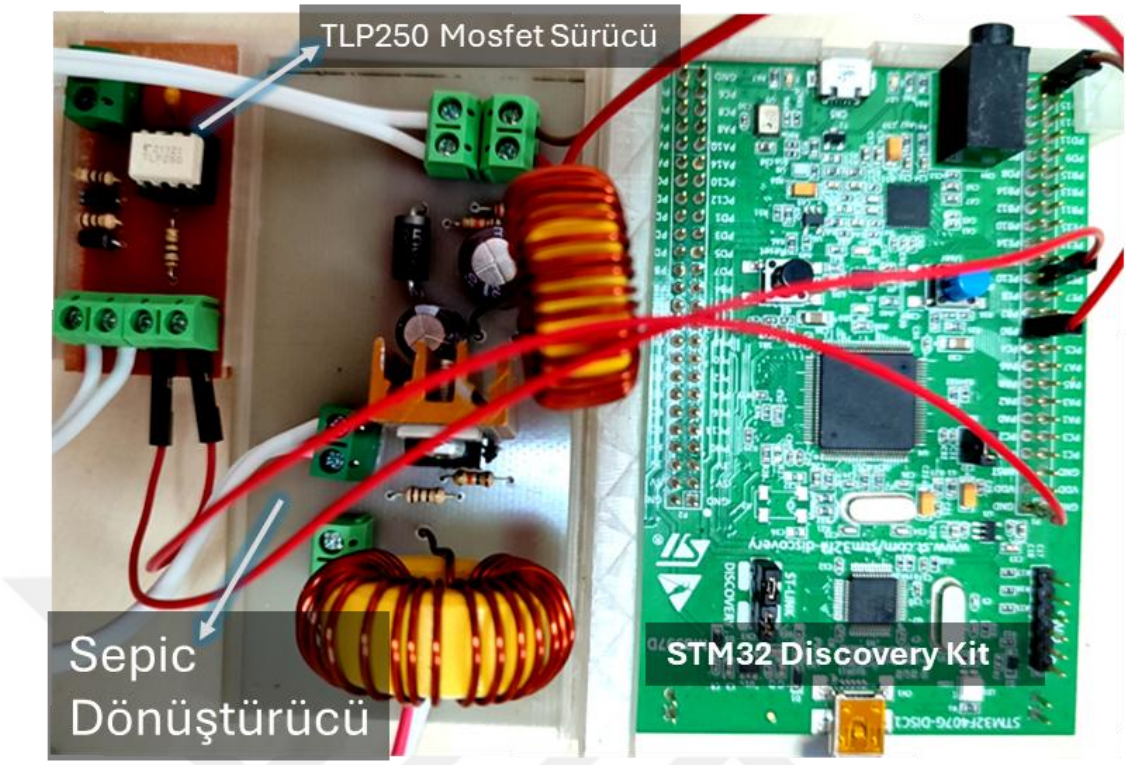
referans gerilimi ile çarparak orijinal analog gerilim seviyesine dönüştürür. Böylece, ADC modülünden elde edilen dijital verinin doğru bir şekilde yorumlanması sağlanır.

SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimini istenen değere getirmek amacıyla, bir PI kontrol kullanılmıştır. PI kontrolörünün çıkışı, dönüştürücünün MosFET sürücüsünü kontrol eder ve böylece çıkış gerilimi istenen seviyede tutulur.

SEPIC dönüştürücünün anahtarlama elemanı olan MosFET'in sürülmesi için, 25kHz frekansında PWM sinyali üretilmiştir. PWM sinyali, Waijung blok setindeki basit PWM bloğu kullanılarak oluşturulmuştur. PWM bloğu, PI kontrolörünün çıkışına bağlı olarak değişen döngü oranlarında PWM sinyali üretir. Bu sinyal, MosFET sürücü devresine uygulanarak, SEPIC dönüştürücünün istenen çıkış gerilimini sağlaması için gerekli anahtarlama işlemleri gerçekleştirilir.

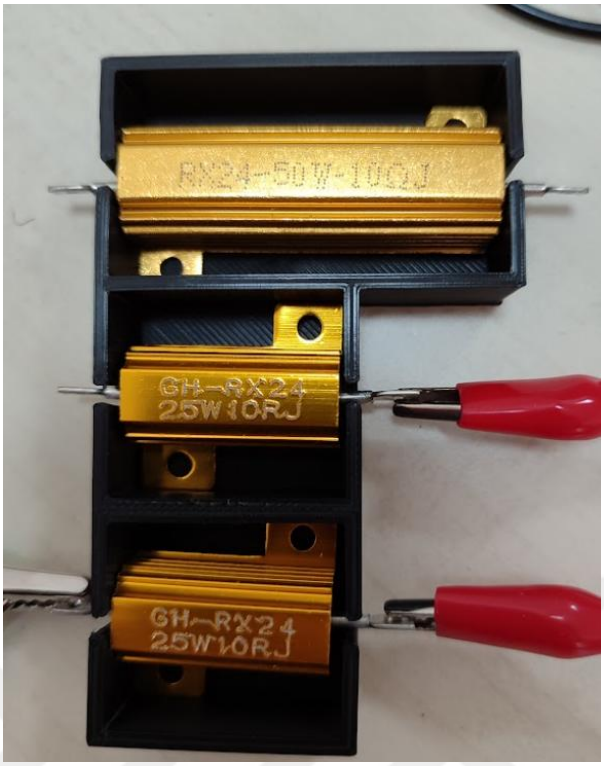
Deneysel çalışmada kullanılan devre elemanları simülasyonda kullanılan değerler ile aynı değerlerde kullanılmıştır.

Hazırlanan SEPIC dönüştürücü devresi, STM32 Discovery kiti ile bağlantıları yapılarak, üç boyutlu olarak tasarlanmış bir aparat ile yan yana konumlandırılmış ve sabitlenmiştir. Bu düzenleme sayesinde, bağlantıların ve devrenin korunması sağlanmış, böylece çalışma esnasında güvenilir ve sağlıklı sonuçların elde edilmesi hedeflenmiştir.



Şekil 5.6 SEPIC dönüştürücü devresi ve STM32 KİT

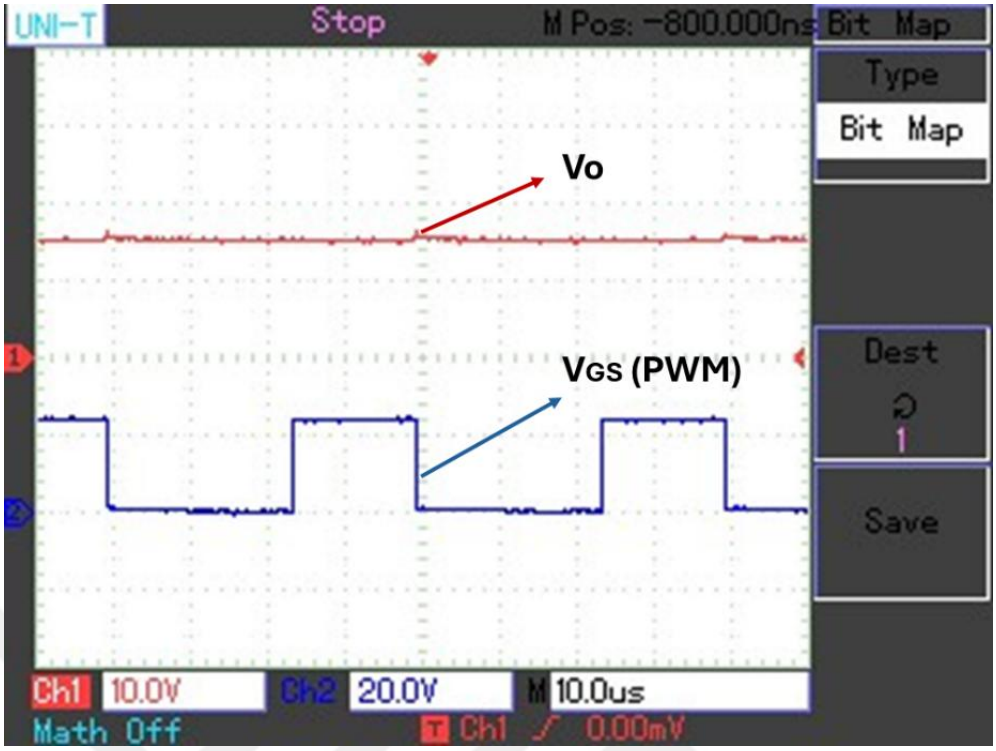
Dönüştürücü devresi, MosFET sürücü ve STM32 Discovery kit Şekil 5.6'da gösterilmektedir. Deneysel çalışma amacı ile hazırlanan sistemde sırasıyla MosFET sürücü, SEPIC dönüştürücü ile mikrodenetleyici gösterilmiştir.



Şekil 5.7 Omik yükler

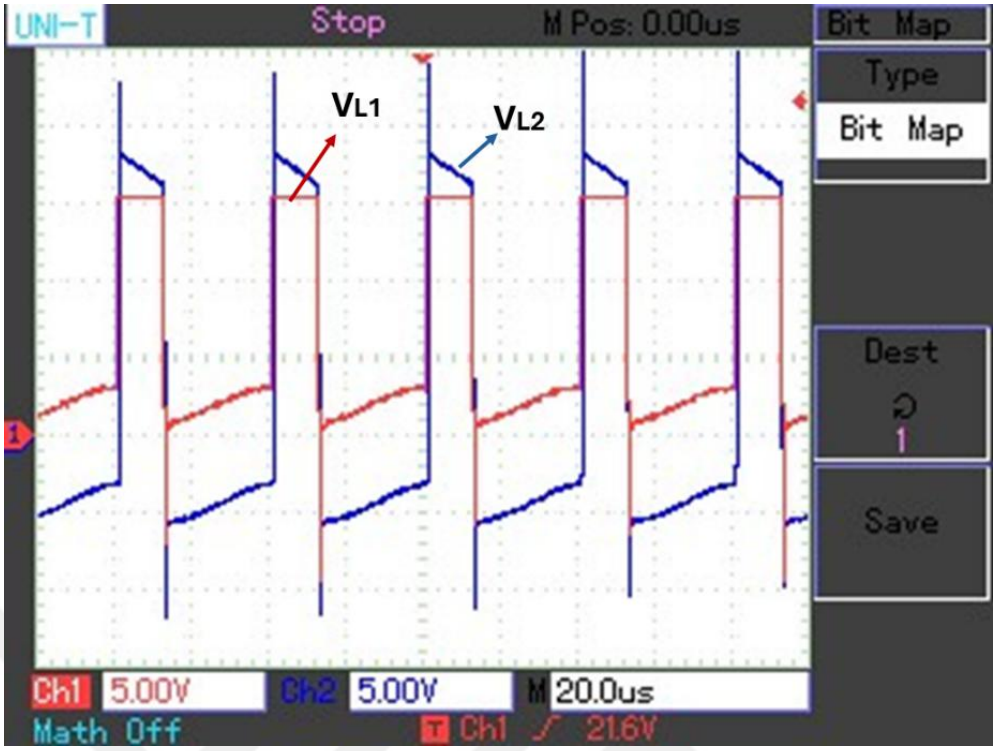
Devre çıkışında yük olarak omik 50W 10 Ohm ve 25W 10 Ohm iki direnç seri bağlanarak elde edilen 20 Ohm değerleri kullanılmıştır.

MosFET anahtarlama sinyallerinden emin olmak için gate source pinleri arasında anahtarlama sinyali gözlemlenmiştir.



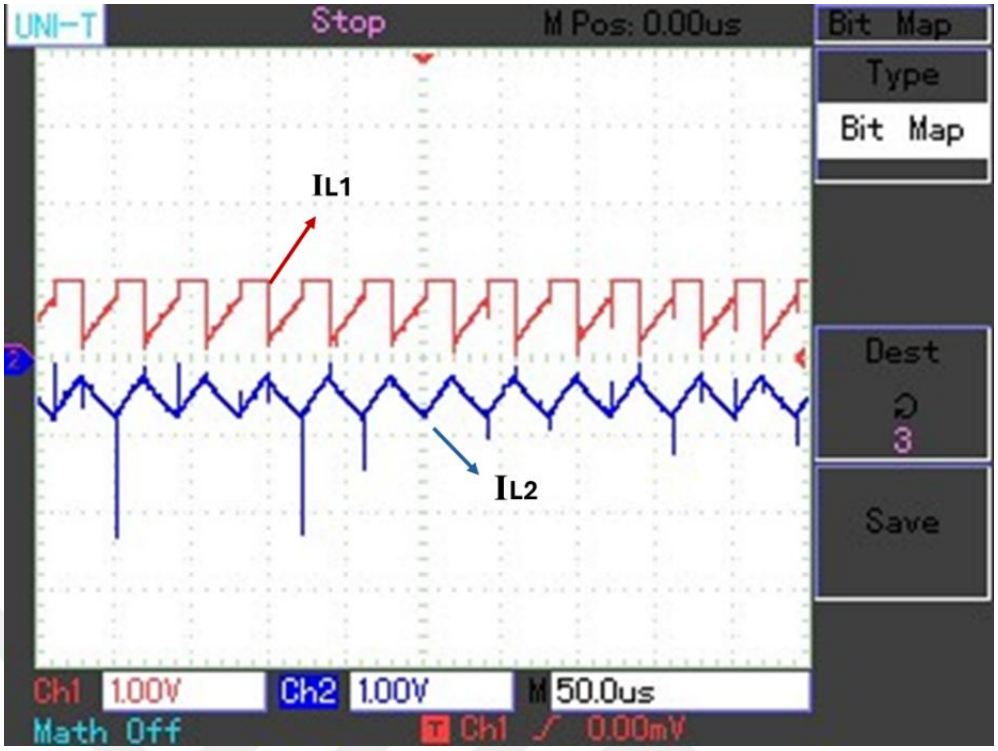
Şekil 5.8 MosFET anahtarlama sinyalleri

MosFET anahtarlama sinyalleri devre çalışma esnasında elde edilmiştir. Kare dalga formu incelendiğinde bir miktar bozulma görülmektedir. Bunun sebebi anahtarlama kayıplarıdır.



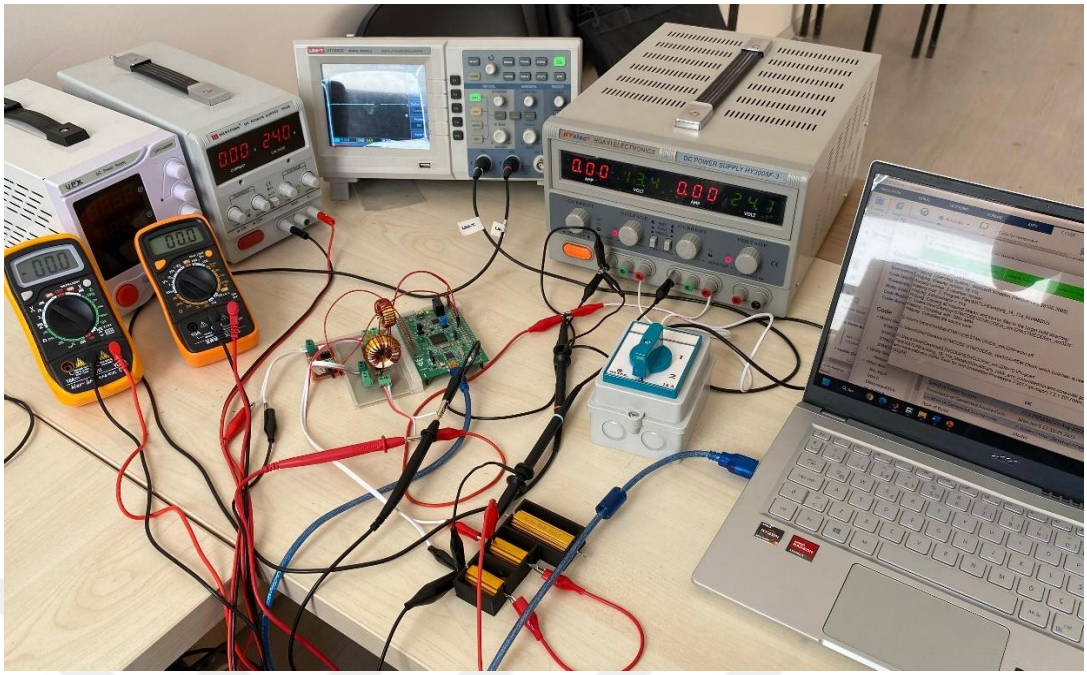
Şekil 5.9 VL1 ve VL2 Osiloskop görüntüsü

Bobinler üzerindeki gerilim grafikleri gözlemlenerek bobinlerin satürasyonda olmadıkları gözlemlenmiştir. Bobin gerilim seviyesinin sıfır ve altındaki değerlere ulaşması ise dönüştürücünün kesintili iletim modunda çalıştığını göstermektedir. Şekil 5.10'da bobin akımları osiloskop ile gözlemlenmiştir.



Şekil 5.10 IL1 ve IL2 Osiloskop görüntüsü

Deneysel çalışmada elde edilen L1 bobin akım değeri sıfır seviyesine kadar inmektedir. L2 bobini akım değerinin ise sıfırın altındaki değerlerde yer aldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 5.11 Deney düzeneği

Deney düzeneğinde iki ayarlı DC güç kaynağı ile SEPIC dönüştürücü giriş gerilimi istenen değerlerde ayarlanarak güç girişi sağlanmıştır. Dönüştürücü devre çıkışına yük olarak simülasyon çalışmasında da kullanılmış olan değerde 20 ve 10 Ohm dirençler bağlanarak deney düzeneği çalıştırılmıştır. Anlık gerilim ve yük değişimlerinin gözlemlenebilmesi için iki konumlu paket şalter kullanılarak anlık değişimler gerçekleştirilmiştir.

Deney düzeneği çıkışındaki direnç üzerine bağlanan bir multimetre ile çıkış gerilim seviyesi okunarak not alınmıştır. Benzer şekilde dönüştürücü çıkışına bağlanan bir osiloskop yardımı ile çıkış gerilimi gözlemlenmiştir.

Deney düzeneğinde osiloskop olarak UNI-T UT2042C osiloskop ve MAS-830L multimetre kullanılarak ölçümler yapılmıştır.

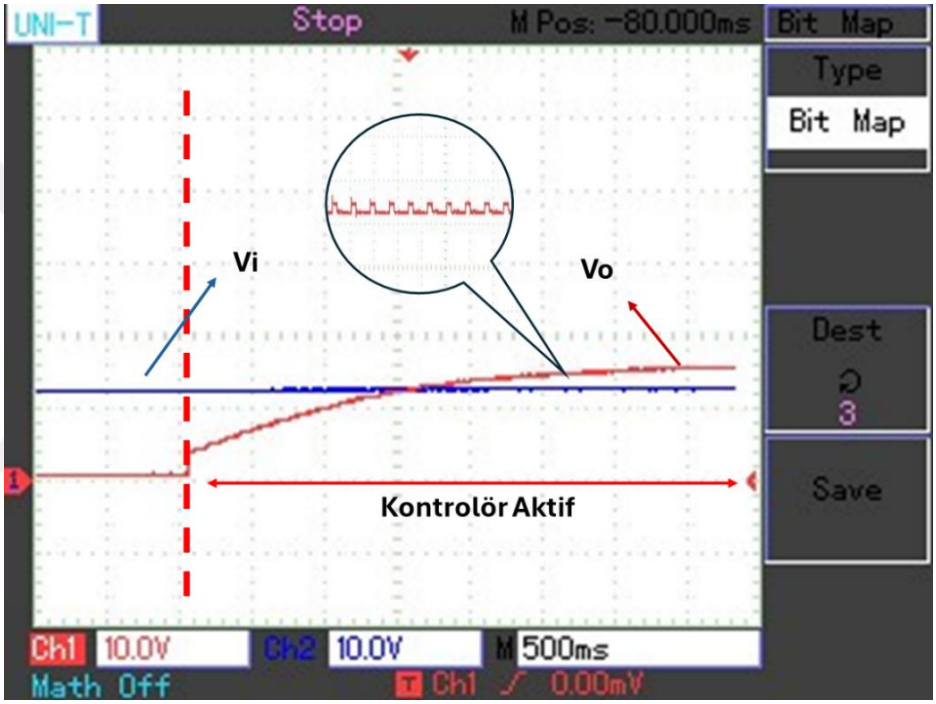
5.1 Ziegler Nichols Yöntemi İle Deneysel Çalışma

SEPIC dönüştürücü devresi deneysel çalışmasında Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen PI parametreleri kullanılarak dönüştürücü devre çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlar performans parametreleri ile bu bölümde verilmiştir.

5.1.1 Ziegler Nichols Yöntemi ile Deneysel Çalışma Sonuçları

SEPIC dönüştürücü devresi giriş gerilimi, referans gerilim değeri ve çıkış yük değerleri değiştirilerek elde edilen grafikler ve ölçümler bu bölümde verilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci kullanılarak çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.12'de gösterilmiştir.



Şekil 5.12 Ziegler Nichols (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

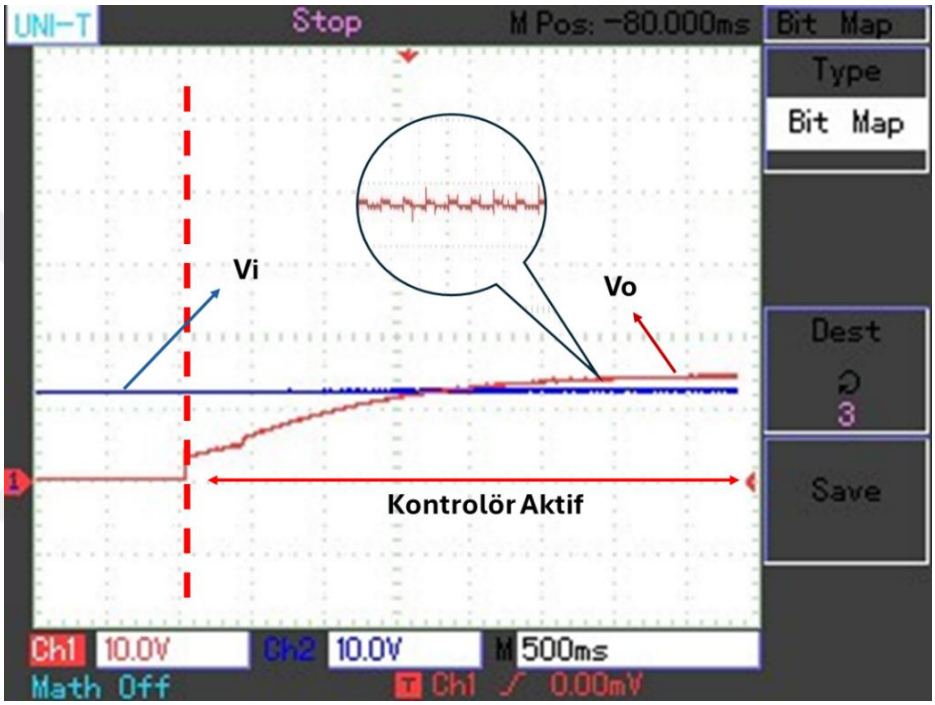
Tablo 5.2'de 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm çıkış yükü ve 15V çıkış referans gerilimi kullanıldığı durumda elde edilen performans parametreleri verilmiştir. Görev döngüsü referans gerilim seviyesinde yaklaşık %39 seviyesinde çalışmaktadır.

Tablo 5.2 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Parametre	Değer
Oturma Zamanı (±%2)	0,230 s
Aşım	1,000 %
Yükselme Süresi	0,150 s
Tepe Değeri	15,150 V
Tepe Zamanı	0,350 s

Elde edilen veriler farklı giriş gerilimi ve çıkış yüklerinin kullanıldığı durumlar ile karşılaştırıldığında 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük kullanıldığı durumda düşük bir aşım ile referans değerine ulaştığını göstermektedir.

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ve 15V referans gerilimi ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.13'te gösterilmiştir.



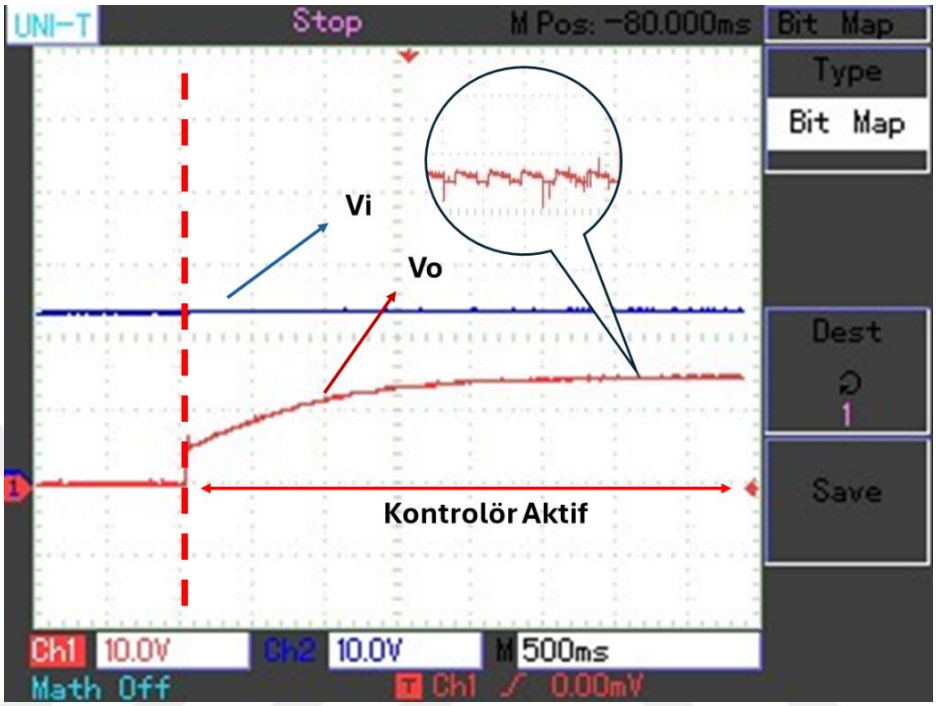
Şekil 5.13 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Giriş geriliminin değiştirilmeyip sadece çıkış yük değerinin 20 Ohm olarak kullanılması durumunda oturma zamanının ve tepe zamanının daha kısa sürdüğü, aşım miktarının ise arttığı görülmektedir. Görev döngüsü referans gerilim seviyesinde yaklaşık %22 seviyesindedir. Tablo 5.3'te performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.3 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,225 s
Aşım	2,140 %
Yükselme Süresi	0,140 s
Tepe Değeri	15,321 V
Tepe Zamanı	0,300 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.14'te gösterilmiştir.



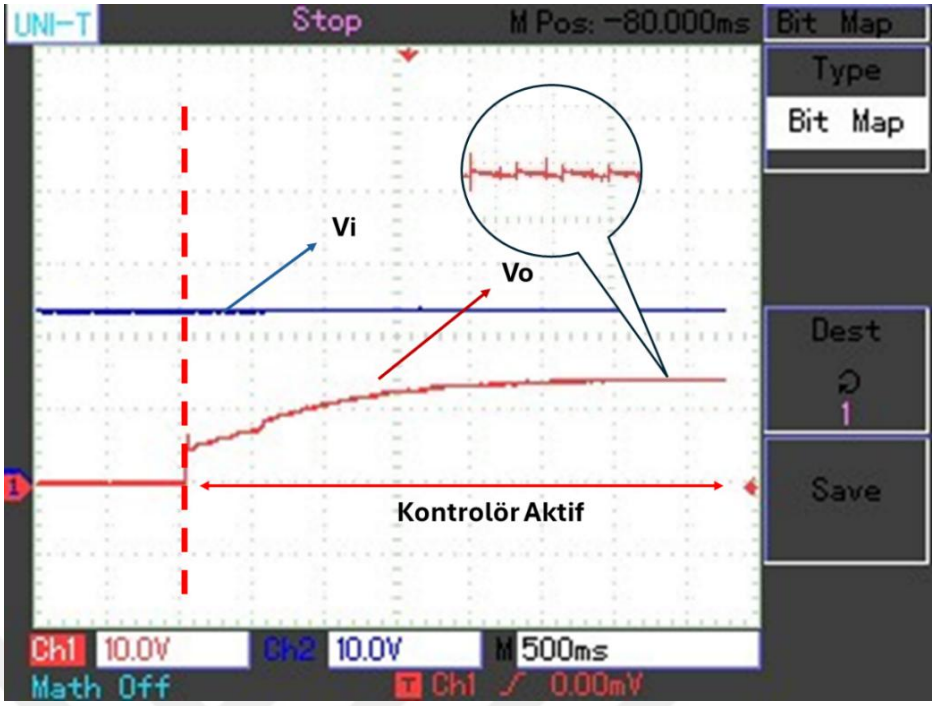
Şekil 5.14 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Çıkış yük değerinin sabit tutulduğu, giriş geriliminin artırıldığı durumda oturma zamanı, tepe zamanı ve yükselme süresi daha kısa sürmüştür. Aşım miktarında ise artış görülmektedir. Görev döngüsü referans gerilimde, yaklaşık %18 seviyesindedir. Tablo 5.4'te performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.4 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Parametre	Değer
Oturma Zamanı (±%2)	0,155 s
Aşım	1,580 %
Yükselme Süresi	0,110 s
Tepe Değeri	15,237 V
Tepe Zamanı	0,225 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.15'te gösterilmiştir.



Şekil 5.15 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Çıkış yük direnci 20 Ohm seviyesinde, giriş gerilimi 12V ile çalıştırılan durum ile karşılaştırıldığında oturma zamanı daha kısa sürmüştür. Aşım ve tepe değerinde artış görülmektedir. Tablo 5.5'te performans parametreleri verilmiştir. Görev döngüsü referans gerilimde, yaklaşık %14 seviyesindedir.

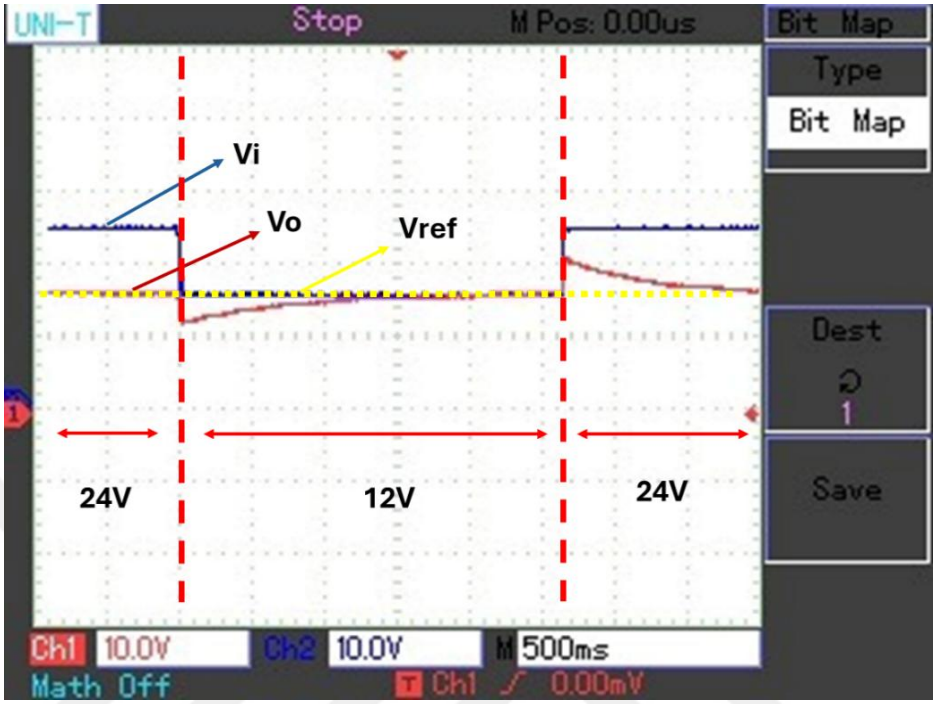
Tablo 5.5 Ziegler Nichols Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,140 s
Aşım	2,32 %
Yükselme Süresi	0,080 s
Tepe Değeri	15,348 V
Tepe Zamanı	0,165 s

Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen en hızlı oturma zamanı 24V giriş ve 20 Ohm yük kullanıldığı durumda görülmüştür. En yüksek aşım miktarı da bu durumda görülmektedir.

Benzetim çalışmasında giriş geriliminin değişmesi durumunda sistem çıkışının gözlemlenmesi için giriş gerilimi 24V iken 12V'a ani geçişi sağlanarak sistem çıkışının gözlemlenmesi sağlanmıştır. Şekil 5.15'te değişen giriş geriliminde çıkış

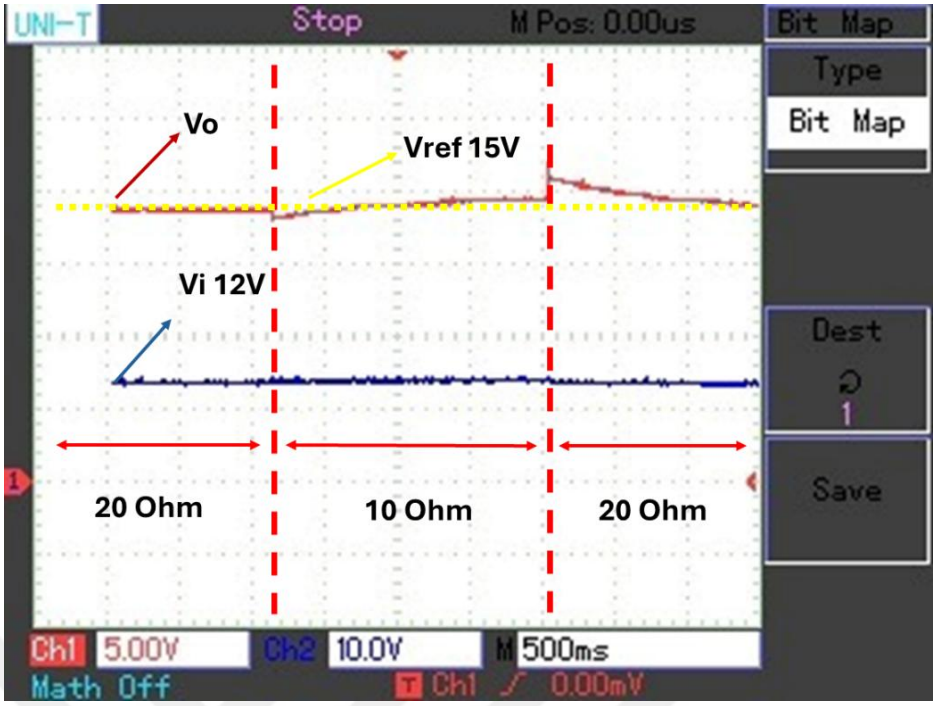
gerilimini gösteren grafik yer almaktadır. Dönüştürücü devre çıkışında 20 Ohm yük kullanılmıştır. Referans değeri 15V olarak sarı renkli çizgi ile gösterilmiştir.



Şekil 5.16 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi

Giriş geriliminin anlık olarak 24V ile 12V arasında değiştirilmesi çıkış geriliminde anlık olarak azalmaya ve yükselmeye sebep olmuş ancak referans değerinde çıkış tekrar elde edilmiştir. Giriş gerilimi değişimlerinde çıkış geriliminin yaklaşık 0,13 saniyede referans değerine oturduğu görülmektedir. Görev döngüsü, giriş geriliminin 24V olduğu durumda yaklaşık %18 ve giriş geriliminin 12V olduğu durumda ise yaklaşık %22 seviyesindedir.

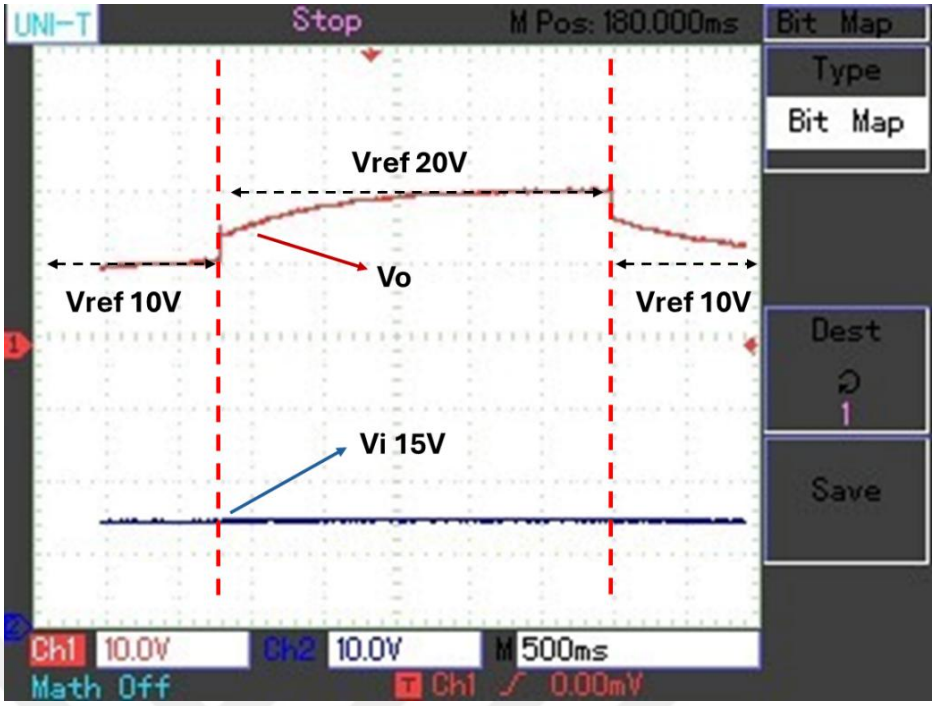
Şekil 5.17'de ise sabit giriş gerilimi kullanılırken devrenin çıkış yük değeri 20 Ohm değerindedir. Devre çalışması devam ederken çıkış yükü 10 Ohm ile değiştirildiğinde çıkış gerilimi gösterilmiştir. Görev döngüsü 10 Ohm değerinde yaklaşık %38 ve 20 Ohm değerinde ise yaklaşık %22 oranındadır.



Şekil 5.17 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10-20 Ohm)

Çıkış yükü omik değerinin anlık olarak artırılması durumunda çıkış geriliminde de anlık artış gözlemlenirken yük değerinin düşürülmesi durumunda ise çıkış geriliminin anlık olarak azaldığı ve tekrar referans değere oturduğu görülmektedir.

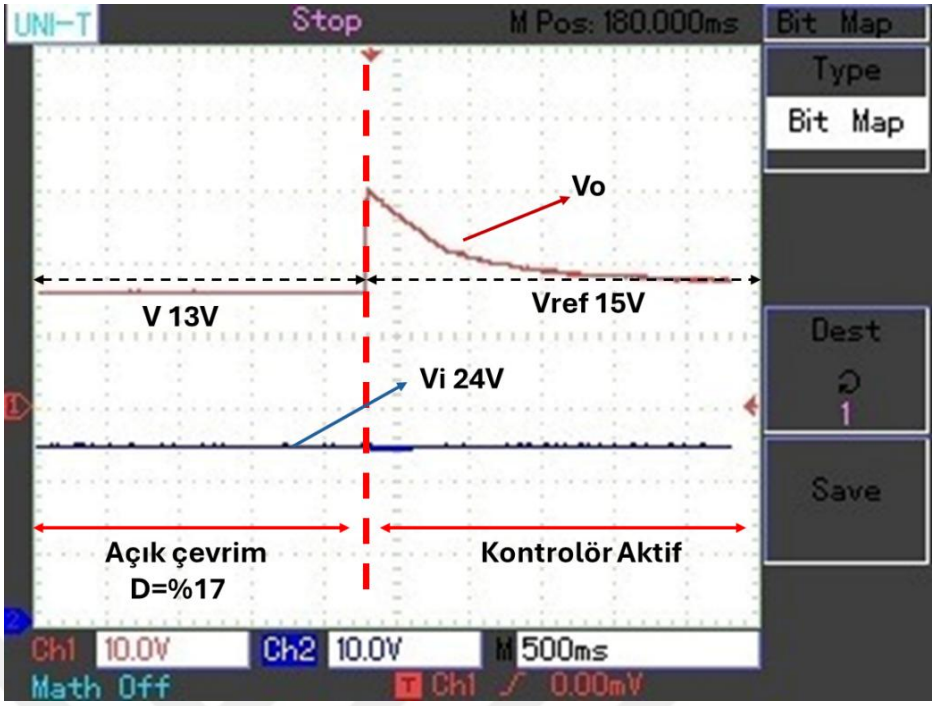
Kapalı çevrim referans değeri 10 ile 20V olarak değiştirildiğinde, 10 Ohm çıkış yük değeri ve dönüştürücü giriş gerilimi 15V kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 5.18'de gösterilmektedir. Referans değerinin anlık değişimi ile çıkış gerilimi de referans gerilimi takip etmektedir. Referans değerinin 20V'dan 10V'a düşüşü esnasında ve 10V'dan 20V'a yükseltilmesi esnasında görev döngüsü artmakta ve gerilim seviyesinin düşmesi esnasında ise görev döngüsü azalmaktadır.



Şekil 5.18 Ziegler Nichols referans değişimi

Referans gerilim seviyesi 10V olduğu durumda görev döngüsü yaklaşık %20 oranında ve referans gerilim seviyesinin 20V olduğu durumda ise yaklaşık %35 oranındadır.

Sistem açık çevrim çalışma durumunda kontrolör devreye alınarak çıkış gerilim seviyesi Şekil 5.19'da verilmiştir. Açık çevrimde %17 görev oranı ile çalıştırılarak kapalı çevrim referans değerinin altında bir gerilim seviyesin sistem çalıştırılmış ve çalışma esnasında kapalı çevrim kontrolör aktif edilmiştir. Kapalı çevrim kontrol aktif duruma geçtiği esnada çıkış gerilim seviyesi referans değerin altında olduğu için anlık yukarı yönlü 22V'a kadar artış gözlemlenmiş ve referans değere yaklaşık 0,35 saniyede ulaşılmıştır.



Şekil 5.19 Ziegler Nichols Açık ve kapalı çevrim

Açık çevrim çalışma durumunda çıkış geriliminde dalgalanmalar görülmektedir. Kontrolör devreye alındığı durumda dalgalanmanın azaldığı görülmektedir. Kontrolör devreye girdiği anda çıkış gerilim değeri referans değerin üzerinde olduğu için anlık olarak çıkış geriliminde düşüş görülmüş ve tekrar referans gerilim değerine ulaşmıştır.

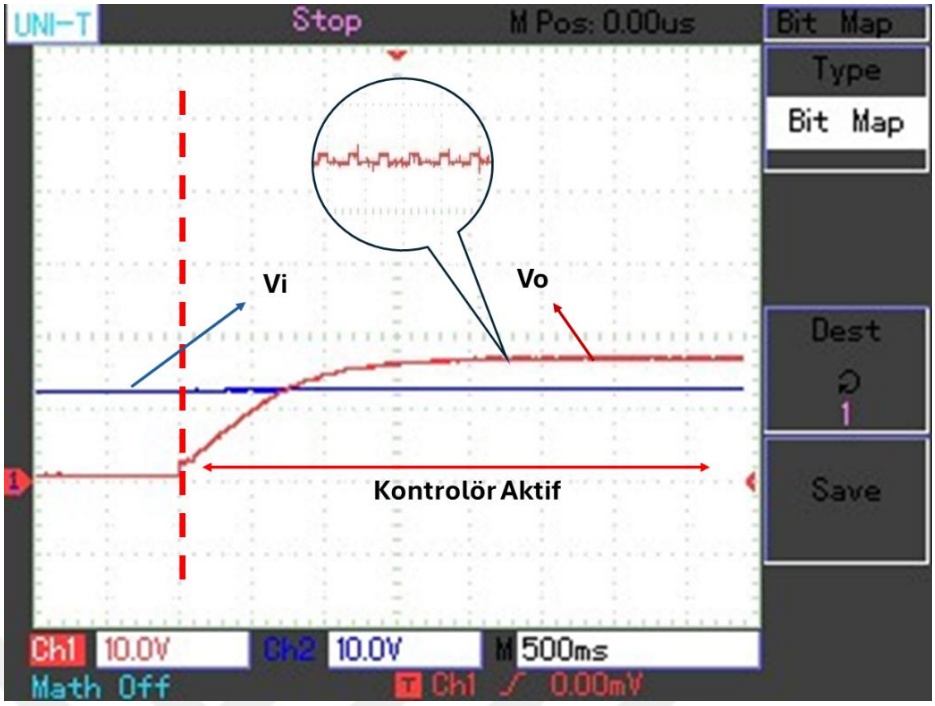
5.2 FDBAEO Algoritması ile Deneysel Çalışma

SEPIC dönüştürücü devresi deneysel çalışmasında FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanılarak dönüştürücü devre çalıştırılmış ve elde edilen sonuçlar performans parametreleri ile bu bölümde verilmiştir.

5.2.1 FDBAEO Algoritması Deneysel Çalışma Sonuçları

SEPIC dönüştürücü devresi giriş gerilimi ve çıkış yük değerleri değiştirilerek elde edilen grafikler ve ölçümler bu bölümde verilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.20'de gösterilmiştir.



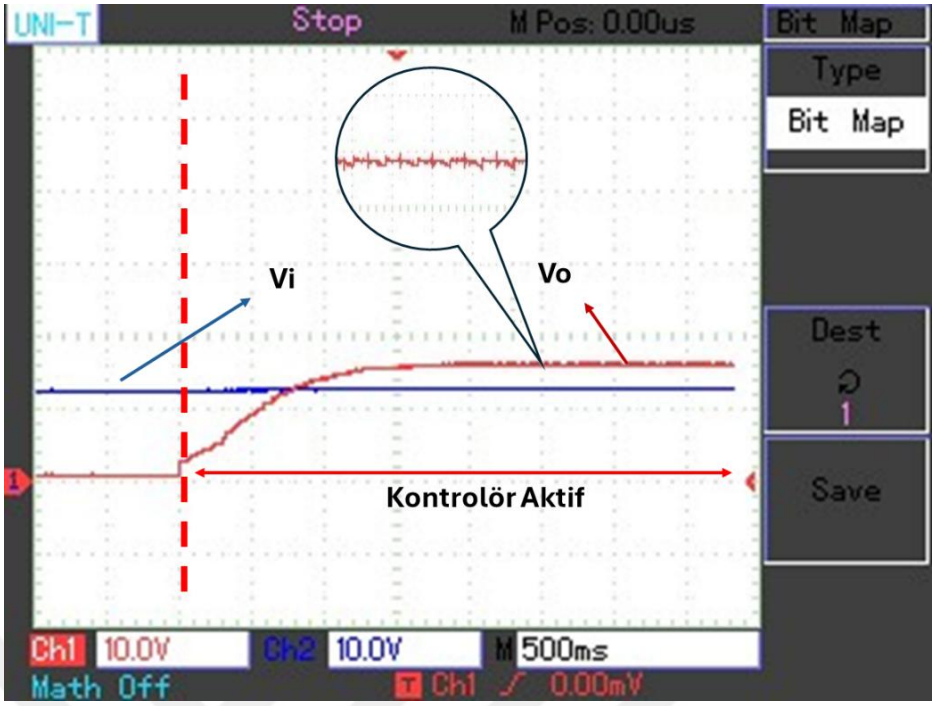
Şekil 5.20 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Tablo 5.6'da 12V giriş gerilimi ve 10 Ohm çıkış yükü ve 15V çıkış referans gerilimi kullanıldığı durumda elde edilen performans parametreleri verilmiştir. Aynı direnç değeri kullanılıp giriş gerilimi 24V seçildiği duruma göre daha kısa sürede oturmuş ve aşım miktarının daha az olduğu görülmüştür. Görev döngüsü sabit durumda yaklaşık %38 seviyesinde çalışmaktadır.

Tablo 5.6 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 10 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,112 s
Aşım	1,700 %
Yükselme Süresi	0,065 s
Tepe Değeri	15,255 V
Tepe Zamanı	0,145 s

SEPIC dönüştürücü devresi 12V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ve 15V referans gerilimi ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.21'de gösterilmiştir.



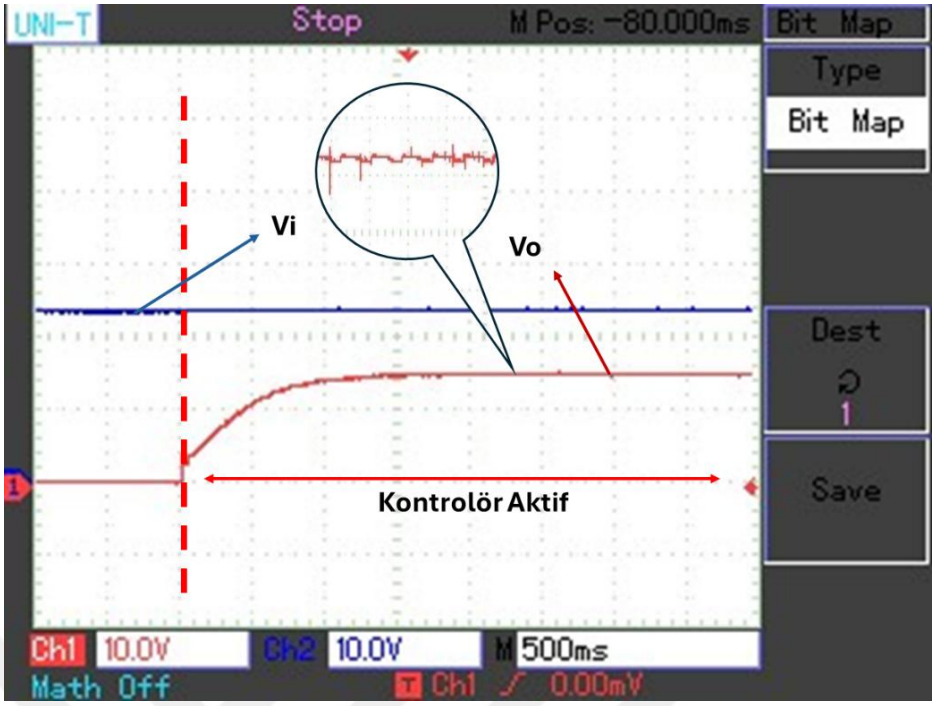
Şekil 5.21 Çıkış gerilimi (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Giriş geriliminin sabit tutulduğu, sadece çıkış yük değerinin 20 Ohm olarak kullanıldığı durumunda oturma zamanının ve tepe zamanının daha kısa sürdüğü, aşım miktarının ise arttığı görülmektedir. Görev döngüsü yaklaşık %22 seviyesindedir. Tablo 5.7'da performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.7 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 12V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,095 s
Aşım	2,350 %
Yükselme Süresi	0,060 s
Tepe Değeri	15,352 V
Tepe Zamanı	0,130 s

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.22'de gösterilmiştir.



Şekil 5.22 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

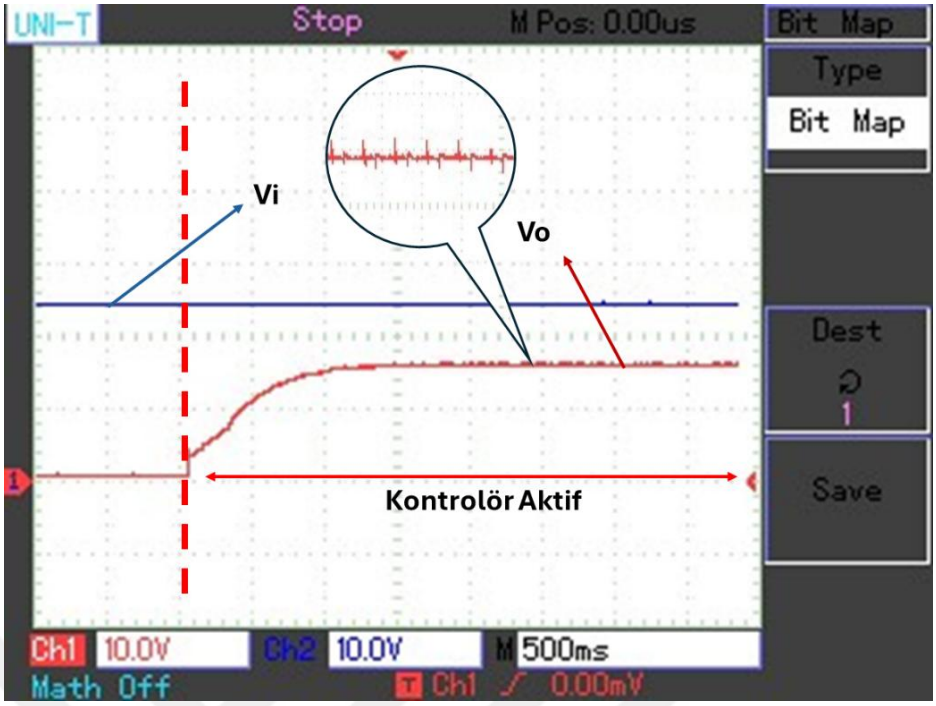
Çıkış yük değerinin sabit tutulduğu, giriş geriliminin artırıldığı durumda oturma zamanı, tepe zamanı ve yükselme süresi daha kısa sürmüştür. Aşım miktarında ise artış görülmektedir. Görev döngüsü yaklaşık %18 seviyesindedir. Tablo 5.8'de performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.8 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 10 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,085 s
Aşım	1,800 %
Yükselme Süresi	0,048 s
Tepe Değeri	15,270 V
Tepe Zamanı	0,120 s

24V gerilim ve 10 Ohm yük kullanıldığı durumda da dönüştürücü devre istenen değere hızlı bir şekilde ulaşmaktadır. 12V giriş gerilimi ve 20 Ohm kullanıldığı durumdaki oturma süresine yakın bir sonuç gözlemlenmiştir.

SEPIC dönüştürücü devresi 24V giriş gerilimi ve 20 Ohm yük direnci ile çalıştırıldığında çıkış gerilimi ve giriş gerilimi değerlerini gösteren grafik Şekil 5.23'te gösterilmiştir.



Şekil 5.23 Çıkış gerilimi (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

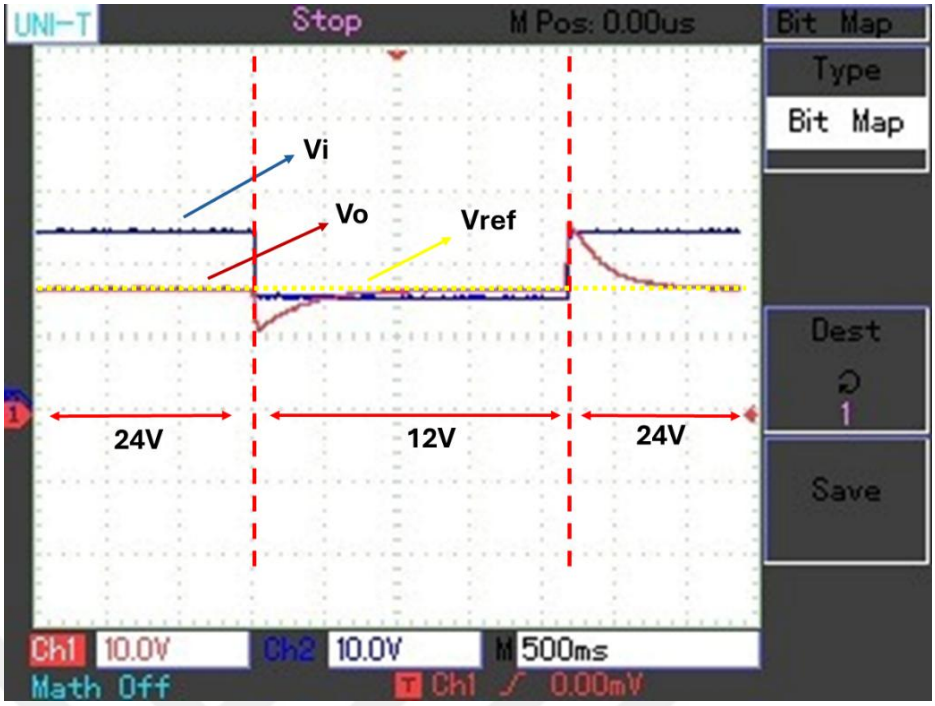
Çıkış yük direnci 20 Ohm seviyesinde, giriş gerilimi 12V ile çalıştırılan durum ile karşılaştırıldığında oturma zamanı daha kısa sürmüştür. Aşım ve tepe değerinde artış görülmektedir. Görev döngüsü yaklaşık %14 seviyesindedir. Tablo 5.9'da performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.9 FDBAEO Performans Parametreleri (Giriş 24V, yük 20 Ohm)

Parametre	**Değer**
Oturma Zamanı (±%2)	0,077 s
Aşım	2,770 %
Yükselme Süresi	0,045 s
Tepe Değeri	15,415 V
Tepe Zamanı	0,115 s

Aşım miktarı en yüksek 24V giriş gerilimi ve 20 Ohm çıkış yükü kullanıldığı durumda görülmektedir.

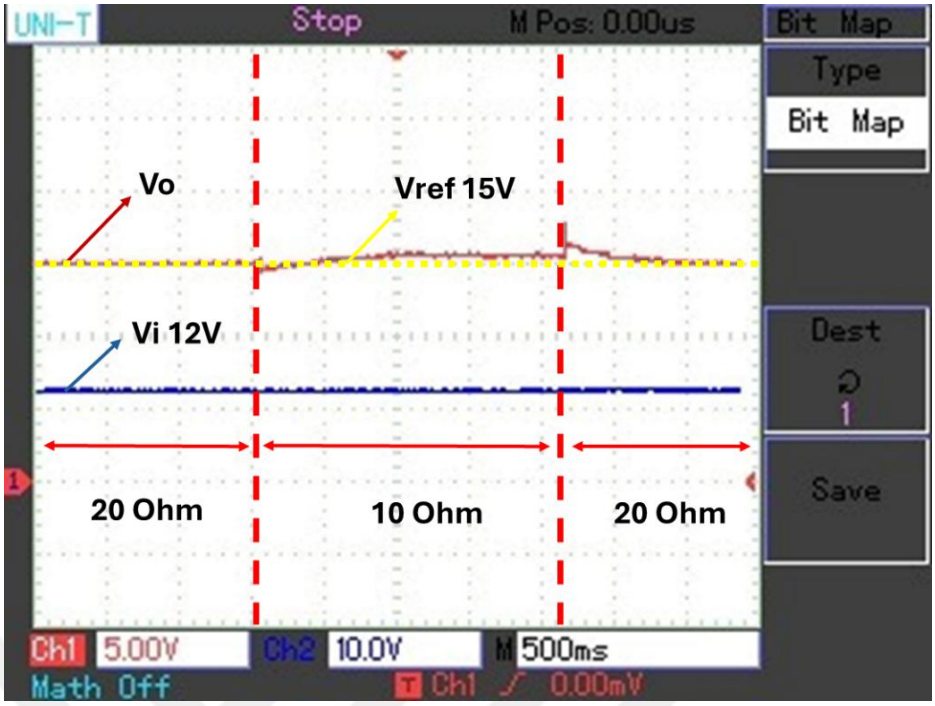
Şekil 5.54'te değişen giriş geriliminde çıkış gerilimini gösteren grafik yer almaktadır. Bu grafik giriş geriliminin 24V ile 12V arasında değişimi durumunda elde edilen dönüştürücü çıkışını göstermektedir. Dönüştürücü devre çıkışında 20 Ohm yük kullanılmıştır.



Şekil 5.24 Giriş gerilimi değişiminde çıkış gerilimi (FDBAEO)

Giriş geriliminin değişmesi durumunda sistem çıkışının gözlemlenmesi için FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanılarak giriş gerilimi 24V iken 12V'a ani geçişi sağlanmış ve sistem çıkışı gözlemlenmiştir. Giriş geriliminin değiştirilmesi durumunda dönüştürücü devre çıkış gerilimi tekrar referans değerine gelmektedir. Görev döngüsü, giriş geriliminin 24V olduğu durumda yaklaşık %18 ve giriş geriliminin 12V olduğu durumda ise yaklaşık %22 seviyesindedir.

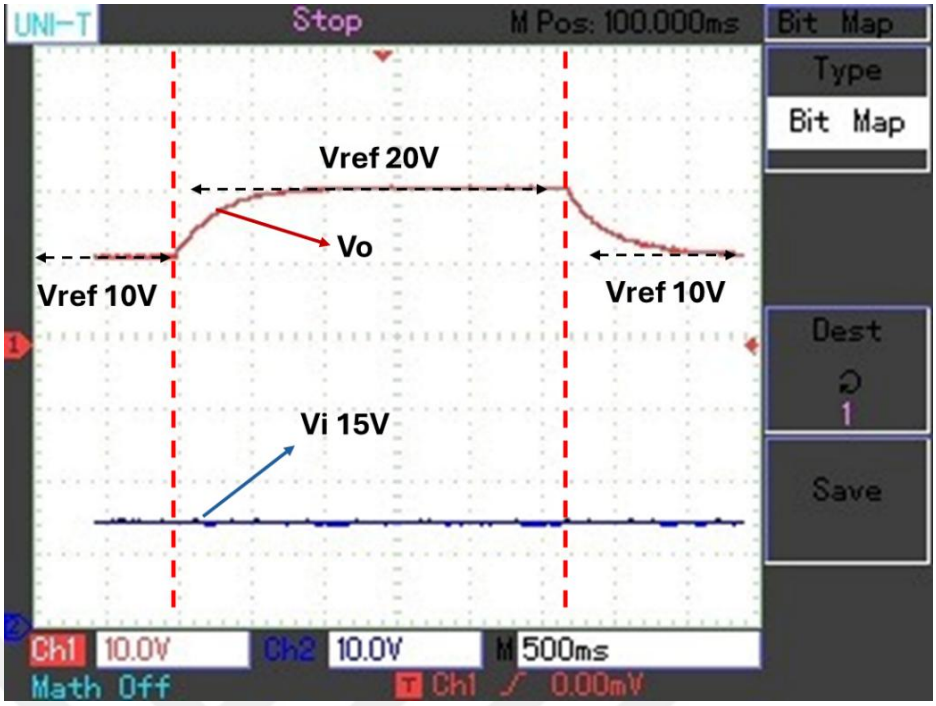
Şekil 5.25'te ise sabit giriş gerilimi ve sabit çıkış gerilimi ile çalıştırılan dönüştürücü devre çıkış yükü 10 ile 20 Ohm arasında değiştirilerek elde edilen grafik verilmiştir.



Şekil 5.25 Yük değeri değişiminde çıkış gerilimi (20-10 Ohm)

Şekil 5.25'te sabit 24V giriş gerilimindeki çalışma durumunda çıkış yükü 20 Ohm değerinden 10 Ohm değerine değiştirilmiştir. Yük değişimi sonucunda çıkış geriliminin değişimi grafikte gözlemlenmektedir. Yük eğişimi esnasında bir miktar çıkış geriliminin düştüğü gözlemlenmiştir ancak kısa sürede tekrar referans değere tekrar oturmaktadır. 10 Ohm yük, 20 Ohm yük ile değiştirildiğinde ise yukarı yönlü bir artış görülmektedir.

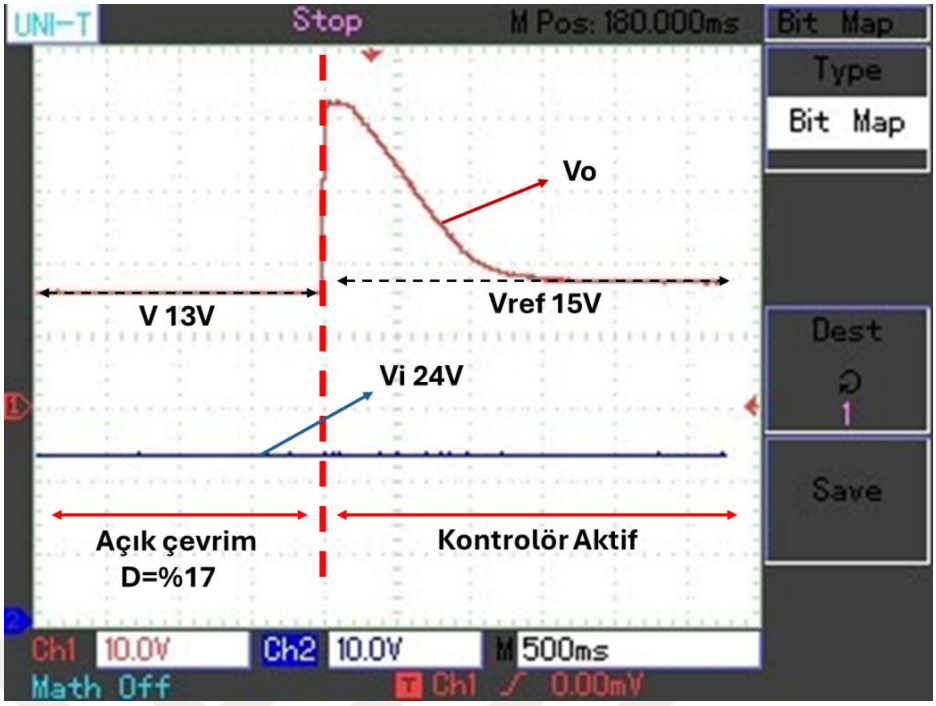
Kapalı çevrim referans değeri 10 ile 20V olarak değiştirildiğinde, 10 Ohm çıkış yük değeri ve dönüştürücü giriş gerilimi 15V kullanılarak elde edilen sonuçlar Şekil 5.26'da verilmiştir. Referans değerinin anlık değişimi ile çıkış gerilimi de referans gerilimi takip etmektedir.



Şekil 5.26 FDBAEO Referans değişimi

Gerilim seviyesinin artışı durumunda görev döngüsü artmakta ve gerilim seviyesinin düşmesi esnasında ise görev döngüsü azalmaktadır. Referans gerilim seviyesi 10V olduğu durumda görev döngüsü yaklaşık %20 oranında ve referans gerilim seviyesinin 20V olduğu durumda ise yaklaşık %35 oranındadır.

Sistem açık çevrim çalışma durumunda kontrolör devreye alınarak çıkış gerilim seviyesi Şekil 5.27'de verilmiştir. Açık çevrimde %17 görev oranı ile çalıştırılarak kapalı çevrim referans değerinin altında bir gerilim seviyesin sistem çalıştırılmış ve çalışma esnasında kapalı çevrim kontrolör aktif edilmiştir.



Şekil 5.27 FDBAEO Açık ve kapalı çevrim

Kapalı çevrim kontrol aktif duruma geçtiği esnada çıkış gerilim seviyesi referans değerin altında olduğu için anlık yukarı yönlü 42V'a kadar artış gözlemlenmiş ve referans değere yaklaşık 0,2 saniyede ulaşılmıştır.

5.3 Deneysel Çalışma Sonuçlarının Karşılaştırılması

Deneysel çalışmada elde edilen performans parametreleri kıyaslandığında FDBAEO algoritmasının oturma zamanlarının daha kısa sürdüğü ve daha hızlı yükseldiği görülmektedir. Bu durum algoritma ile elde edilen parametreler kullanıldığında dönüştürücü devrenin değişkenlere daha hızlı yanıt verebildiğini göstermiştir.

Aşım miktarları her iki yöntem için karşılaştırıldığında ise FDBAEO algoritması sonuçlarında daha yüksek aşım değerleri görülmektedir. Ziegler Nichols yönteminde aşım değerleri daha düşüktür.

Tablo 5.10'da her iki yöntem için de performans parametreleri 12V, 24V giriş gerilimi ve 10 Ohm yük kullanıldığı durumlar için birlikte verilmiştir.

Tablo 5.10 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (10 Ohm)

Kriter	FDBAEO (12V-10 Ohm)	Ziegler Nichols (12V-10 Ohm)	FDBAEO (24V-10 Ohm)	Ziegler Nichols (24V-10 Ohm)
Oturma Zamanı (±%2)	0,112 s	0,230 s	0,085 s	0,155 s
Aşım	1,700 %	1,000 %	1,800 %	1,580 %
Yükselme Süresi	0,065 s	0,150 s	0,048 s	0,110 s
Tepe Değeri	15,255 V	15,150 V	15,270 V	15,237 V
Tepe Zamanı	0,145 s	0,350 s	0,120 s	0,225 s

Tablodaki veriler dikkate alındığında FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanıldığında daha hızlı referans değerine ulaştığı, tepe zamanı olarak ise Ziegler Nichols yönteminin 24V giriş durumunda daha hızlı tepki verdiği gözlemlenmiştir. Tablo 5.11'de 20 Ohm yük durumunda performans parametreleri verilmiştir.

Tablo 5.11 FDBAEO ve Ziegler Nichols Performans Parametreleri (20 Ohm)

Kriter	FDBAEO (12V-20 Ohm)	Ziegler Nichols (12V-20 Ohm)	FDBAEO (24V-20 Ohm)	Ziegler Nichols (24V-20 Ohm)
Oturma Zamanı (±%2)	0,095 s	0,225 s	0,077 s	0,140 s
Aşım	2,350 %	2,140 %	2,770 %	2,32 %
Yükselme Süresi	0,060 s	0,140 s	0,045 s	0,080 s
Tepe Değeri	15,352 V	15,321 V	15,415 V	15,348 V
Tepe Zamanı	0,130 s	0,300 s	0,115 s	0,165 s

FDBAEO algoritması, dönüştürücü devre 20 Ohm yük ile çalıştırıldığında da 10 Ohm yüktekine benzer bir durum görülmektedir. Parametre değerlerine göre daha kısa oturma süresi, yükselme süresi ve tepe zamanı ile avantaj sağlamıştır. Devre girişi 12V ile çalıştırıldığında elde edilen sonuçlara göre ise tepe değeri Ziegler Nichols yönteminden daha fazla olmaktadır.

Ziegler Nichols yöntemi 12V devre girişi ile çalıştırıldığı durumda oturma süresi olarak FDBAEO algoritmasına göre daha geç sürede oturmuştur. Tepe değeri olarak 12V devre girişi kullanıldığında Ziegler Nichols yöntemi daha az tepe değerine ve

daha az aşıma ulaşarak FDBAEO algoritmasına göre iyi bir sonuç vermiştir. Devre girişi 24V olduğu durumda ise daha fazla aşım göstermektedir.

Açık çevrim kontrol ile çalıştırma esnasında kapalı çevrim kontrol aktif edildiğinde Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen değerler daha az yükseliş ile 22V seviyesine anlık yükselmiş, FDBAEO algoritması değerlerinde ise 42V seviyesine kadar çıkmıştır ancak referans değere oturma süreleri sırasıyla 0,35 ve 0,2 saniyedir. FDBAEO algoritması daha kısa sürede referans gerilim seviyesine gelmiştir.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Tez çalışmasında SEPIC dönüştürücü tasarımı yapılarak MATLAB Simulink ortamında benzetim çalışması yapılmıştır. Yapılan benzetim çalışmasında kullanılan devre parametreleri ile aynı değerlerde devre elemanları kullanılarak ALTIUM-Designer programında PCB tasarımı yapılarak deneysel çalışma düzeneği elde edilmiştir.

SEPIC dönüştürücü devre kapalı çevrim kontrol ile çalıştırıldığı için STM32 Discovery kit yardımı ile çıkış gerilimi okunarak PI kontrol sağlanmıştır. SEPIC dönüştürücü anahtarlama elamanı olan MosFET'in PWM sinyalleri kullanılarak anahtarlanması gerektiği ve MosFET'i anahtarlamak için gerekli koşulların sağlanması amacıyla TLP250 MosFET sürücü entegresi kullanılmıştır.

Kapalı çevrim kontrol PI parametrelerinin elde edilmesi için en çok kullanılan yöntem olan Ziegler Nichols yöntemi ve daha modern bir yöntem olarak tercih edilen FDBAEO algoritması kullanılarak PI parametreleri elde edilmiştir. Elde edilen parametreler hem simülasyon hem de uygulamada çalıştırılarak sonuçlar gözlemlenmiştir. Her iki yöntem için de sonuçların karşılaştırılması amaçlandığı için devreye ait tüm parametreler sabit tutularak sadece PI parametreleri değiştirilerek sonuçlar elde edilmiştir.

Prototip çalışmasında kullanılan sistemde yer alan çeşitli etkenler sonuçlarda etkili olabilmektedir ancak diğer parametrelerin yakın değerlerde elde edilmesi deneysel çalışmanın benzetim çalışması ile örtüştüğünü göstermektedir.

FDBAEO algoritması ile elde edilen PI parametreleri kullanıldığında, oturma zamanı ve yükselme süresi Ziegler-Nichols'a göre daha kısadır. Bu durum hedef değerde daha hızlı dengelenme avantajı sağlamaktadır.

FDBAEO algoritmasının aşım değeri, Ziegler-Nichols yöntemine göre daha fazla görülmektedir. Bu durum ise daha agresif tepkilere sebep olmaktadır. Bazı sistemlerde aşırı tepkiler dezavantaj olabilmektedir. Daha az tepki ile sistem yanıtının istenmesi

durumları Ziegler Nichols yöntemi ile elde edilen değerlerde tercih edilebilir. Her iki yöntemde de çıkış yükü omik değerinin artırılması aşım miktarını artırmaktadır.

Her iki yöntem de bu tür sistemler için kullanılabilir ancak hızlı kararlılık ve dinamik yanıtın önemli olduğu durumlar için FDBAEO optimizasyonu daha iyi sonuç vermektedir. Bunun yanı sıra çok sayıda iterasyon gerektirdiği için PI parametre sonuçların alınması uzun sürmektedir.

Değişken durumlarda sistem çıkışının daha yavaş tepki göstermesi istenirse ve kontrol parametrelerin daha kısa sürede elde edilmesi gerektiği durumlarda ise Ziegler Nichols yöntemi tercih edilebilirken daha hassas ve dinamik sistem cevabı için FDBAEO algoritması tercih edilebilir.

KAYNAKLAR

Al-Saffar, M. A., Ismail, E. H., Sabzali, A. J., & Fardoun, A. A. (2008). An Improved Topology of SEPIC Converter With Reduced Output Voltage Ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *23*(5), 2377-2386. https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2001916

Banothu, C. S., Rao, G. S., Vijay Babu, A. R., & Evuri, G. R. (2024). Design of DC/DC Converter Topology for Wireless Power Transfer Magnetic Circuit for Electric Vehicles. *2024 IEEE 4th International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/SEFET61574.2024.10718048

Bharmal, A. H., Khan, M., Dilawar, A., Ali, A., Baig, S. U., Makda, I. A., Usman, A., & Qamar, H. (2023). Hardware-in-Loop-enabled Controller Design for Isolated Boost Converter using Ziegler-Nichols Method for Electric Vehicle Applications. *IECON 2023- 49th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1-6. https://doi.org/10.1109/IECON51785.2023.10311854

Bhatia, J., Deolalikar, R., Wener, C., Zeller, A., Zeller, C., & Cauwenberghs, G. (2024). Adaptive PID Control for Chronotropic Efficiency in Cardiac Pacemakers. *2024 46th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 1-4. https://doi.org/10.1109/EMBC53108.2024.10781671

Bodur, H. (2012). Güç elektroniği. Birsen Yayınevi.

Chandan, B., Dwivedi, P., & Bose, S. (2019). Closed Loop Control of SEPIC DC-DC Converter Using Loop Shaping Control Technique. *2019 IEEE 10th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, 20-25. https://doi.org/10.1109/ICSGRC.2019.8837093

Dai, Y., Cheng, X., Huang, Y., Wang, Y., Wang, L., Yang, Y., Zhou, Y., Luo, L., & Wu, C. (2024). Bipolar AlGaN ultraviolet photodetector for neuromorphic computing applications. *IEEE Sensors Journal*, 1-1. IEEE Sensors Journal. https://doi.org/10.1109/JSEN.2024.3515465

Demirbaş, M., Balcı, Y., Duman, S., & Döşoğlu, M. K. (2023). Ekonomik emisyon yük dağıtımı probleminin FDBAEO algoritması ile çözülmesi. *Afyonkarahisar Cumhuriyet 9th International Conference on Applied Science*.

Demirbaş, M., Duman, S., & Döşoğlu, M. K. (2023). Uygunluk Mesafe Dengesi Tabanlı Yapay Ekosistem Optimizasyon Algoritması ile Otomatik Gerilim Regülatörü Sistemi için Denetleyici Tasarımı. *Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi*, *5*(2), Article 2. https://doi.org/10.46387/bjesr.1273489

Duranay, Z. B. (2021). Output Voltage Regulated Sepic Converter for Photovoltaic Systems. *2021 13th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, 1-5. https://doi.org/10.1109/ECAI52376.2021.9515157

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. IEEE Access. https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3027654

Eng, V., & Bunlaksananusorn, C. (2009). Modeling of a SEPIC converter operating in Discontinuous Conduction Mode. *2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, *01*, 140-143. https://doi.org/10.1109/ECTICON.2009.5136983

Erickson, R. W., & Maksimovic, D. (2001). *Fundamentals of power electronics*. Springer.

Gireesh G., & Seema P.N. (2015). High frequency SEPIC Converter with PWM Integral Sliding Mode Control. *2015 International Conference on Technological Advancements in Power and Energy (TAP Energy)*, 393-397. https://doi.org/10.1109/TAPENERGY.2015.7229651

Gomathi, S. (2024). Comparison of Different DC –DC Converters performance for power management in Electric Vehicles. *2024 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)*, 1-5. https://doi.org/10.1109/ICPECTS62210.2024.10780061

Goshwe, N. Y., Igwue, G. A., & Kureve, D. T. (2018). Fuzzy Logic Control for harvesting maximum power from PV solar based SEPIC Converter. *International Journal of Scientific and Research Publications (IJSRP)*, *8*(12). https://doi.org/10.29322/IJSRP.8.12.2018.p84108

Gözde, H., Taplamacıoğlu, M. C., Kocaarslan, İ., & Şenol, M. A. (2010). İki bölgeli ara-ısıtmalı termal güç sisteminin yük-frekans kontrolü için parçacık sürüsü optimizasyonu tabanlı PI-kontrolör. *Isı Bilimi ve Tekniği Dergisi*, *30*(1), 13–21.

Hadji, S., Belkaid, A., Kayisli, K., Colak, I., Aissou, S., & Larbi, L. (2024). A Comparative Analysis of Cuk, SEPIC, and Zeta Converters as Maximum Power Point Trackers. *2024 12th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, 539-544. https://doi.org/10.1109/icSmartGrid61824.2024.10578258

Hardianto, T., Putra, J. C., Negara, M. A. P., & Sujanarko, B. (2022). Fuzzy Logic Control of SEPIC Converter System for 36 W Vertical Wind Turbine

Performance Improvement. *2022 International Conference on Electrical Engineering, Computer and Information Technology (ICEECIT)*, 241-246. https://doi.org/10.1109/ICEECIT55908.2022.10030234

Hart, D. W. (2011). *Power electronics*. Tata McGraw-Hill.

Huang, D., Yang, J., & Yu, J. (2022). A particle swarm optimization with fitness-distance balance strategy. *2022 18th International Conference on Computational Intelligence and Security (CIS)*, 336-340. https://doi.org/10.1109/CIS58238.2022.00077

Jassim, B. M. H. (2014). SEPIC AC-DC converter for aircraft application. *MELECON 2014 - 2014 17th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 12-16. https://doi.org/10.1109/MELCON.2014.6820498

Jia, S., Sun, S., Wang, J., & Xu, F. (2021). Research Based on The Improved Grey Wolf Optimization Algorithm. *Journal of Physics: Conference Series*, *1883*(1), 012036. https://doi.org/10.1088/1742-6596/1883/1/012036

Junaid, M., & Singh, B. (2024). Design and Performance of an On-Board/On-Road Electric Rickshaw PV Roof-Top Battery Charger. *2024 IEEE Region 10 Symposium (TENSYMP)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/TENSYMP61132.2024.10752201

Karaarslan, A. (2019). The Simulation and Implementation of SEPIC Converter for Computer Systems. Bilişim Teknolojileri Dergisi, 12(2), 111-117. https://doi.org/10.17671/gazibtd.540127

Karthikeyan. P, & Prakash, S. (2024). A Review of High Efficiency Power Converters for Electric Vehicles Applications. *2024 5th International Conference on Electronics and Sustainable Communication Systems (ICESC)*, 26-29. https://doi.org/10.1109/ICESC60852.2024.10690085

Kofahl, R., & Isermann, R. (1985). A Simple Method for Automatic Tuning of PID-Controllers based on Process Parameter Estimation. *1985 American Control Conference*, 1143-1148. https://doi.org/10.23919/ACC.1985.4788794

Kravchenko, Y., Leshchenko, O., Dakhno, N., Pliushch, O., Trush, O., & Yermakov, Y. (2022). Development of Model of Artificial Ecosystem on the Basis of Genetic Algorithm. *2022 IEEE 4th International Conference on Advanced Trends in Information Theory (ATIT)*, 199-203. https://doi.org/10.1109/ATIT58178.2022.10024214

Kumar, M., Husain, D. M., Upreti, N., & Gupta, D. (2010). *Genetic Algorithm: Review and Application* (SSRN Scholarly Paper 3529843). Social Science Research Network. https://doi.org/10.2139/ssrn.3529843

Lakshmi Praba, B., & Seyezhai, R. (2024). Comprehensive Study and Analysis of SEPIC Based Power Converter Topologies for Solid State Lighting Applications. *2024 10th International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/ICEES61253.2024.10776834

Mattavelli, P., Rossetto, L., & Spiazzi, G. (1997). Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, *12*(1), 96-102. IEEE Transactions on Power Electronics. https://doi.org/10.1109/63.554174

Mostafa, R. R., Hussien, A. G., Gaheen, M. A., Ewees, A. A., & Hashim, F. A. (2024). AEOWOA: Hybridizing whale optimization algorithm with artificial ecosystem-based optimization for optimal feature selection and global optimization. *Evolving Systems*, *15*(5), 1753-1785. https://doi.org/10.1007/s12530-024-09584-7

Mumtaz, F., Yahaya, N. Z., Meraj, S. T., Singh, B., Kannan, R., & Ibrahim, O. (2021). Review on non-isolated DC-DC converters and their control techniques for renewable energy applications. *Ain Shams Engineering Journal*, *12*(4), 3747-3763. https://doi.org/10.1016/j.asej.2021.03.022

Nguimfack-Ndongmo, J. de D., Kenné, G., Kuate-Fochie, R., Tchouani Njomo, A. F., & Mbaka Nfah, E. (2022). Adaptive neuro-synergetic control technique for SEPIC converter in PV systems. *International Journal of Dynamics and Control*, *10*(1), 203-216. https://doi.org/10.1007/s40435-021-00808-1

Oruçöz, U., & Şehirli, E. (2023). WPT Charging System with Average Current Controlled PFC Sepic Converter. *2023 IEEE IAS Global Conference on Emerging Technologies (GlobConET)*, 1-5. https://doi.org/10.1109/GlobConET56651.2023.10150108

Padhi, B. K., Padhy, S. N., & Bhuyan, K. C. (2016). Controller design for reduced order model of SEPIC converter. *2016 International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPES)*, 1533-1538. https://doi.org/10.1109/SCOPES.2016.7955696

Rajasekaran, S., Suresh, S., Ramkumar, A., & Karthikeyan, K. (2023). A Novel Solar Photovoltaic Integrated Modified SEPIC High Gain DC–DC Converter Using Evolutionary Algorithms for Electric Vehicle Battery Applications. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, *18*(5), 3681-3694. https://doi.org/10.1007/s42835-023-01459-2

Rao, A. V., Rao, G. A. V. R., & Rao, M. V. B. (2008). Coping and Limitations of Genetic Algorithms. *Oriental Journal of Computer Science and Technology*, *1*(2), 137-141.

Sarao, P., Milind, M., Babu, G. N. P. V., Rameshbhai Savaliya, R., Devi, M., & Tiwari, M. (2023). Hybrid Artificial Ecosystem Optimization Algorithm based on Search Manager Framework for Big Data Environment. *2023 Third International Conference on Artificial Intelligence and Smart Energy (ICAIS)*, 892-897. https://doi.org/10.1109/ICAIS56108.2023.10073919

Singh, A., Kumar, A. D., Gupta, J., & Singh, B. (2024). Design of Single-Stage Light Electric Vehicles Battery Charger based on Isolated Bridgeless Modified SEPIC Converter with Reduced Switch Stress. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics*, 1-10. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics. https://doi.org/10.1109/JESTIE.2024.3491336

Singh, R. & Ramani, S. (2017). SEPIC Converter using Neural Network for the Enhancement of Efficiency of Multiple Output SMPS. *International Journal for Modern Trends in Science and Technology*.

Sönmez, Y., Duman, S., Kahraman, H. T., Kati, M., Aras, S., & Guvenc, U. (2024). Fitness-distance balance based artificial ecosystem optimisation to solve transient stability constrained optimal power flow problem. *Journal of Experimental & Theoretical Artificial Intelligence*, *36*(5), 745-784. https://doi.org/10.1080/0952813X.2022.2104388

Sridhar, S., & Umamaheswari, M. G. (2020). Design of Generalized Hopfield Neural Network based Fractional Order PI controller for Average Current mode control of Synchronous SEPIC Converter. *2020 IEEE 7th Uttar Pradesh Section International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/UPCON50219.2020.9376499

Suiçmez, Ç., Kahraman, H., Yilmaz, C., Işık, M. F., & Cengiz, E. (2021). Improved Slime-Mould-Algorithm with Fitness Distance Balance-based Guiding Mechanism for Global Optimization Problems. *Düzce Üniversitesi Bilim ve Teknoloji Dergisi*, *9*(6), 40-54. https://doi.org/10.29130/dubited.1016209

Suryoatmojo, H., Dilianto, I., Suwito, Mardiyanto, R., Setijadi, E., & Riawan, D. C. (2018). Design and analysis of high gain modified SEPIC converter for photovoltaic applications. *2018 IEEE International Conference on Innovative Research and Development (ICIRD)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/ICIRD.2018.8376319

Şehirli, E. (2023). Half Bridge DC-DC Converter Based Li/Ion Charger Fed By Hysteresis Controlled PFC SEPIC Converter. *2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 1-5. https://doi.org/10.1109/ITECAsia-Pacific59272.2023.10372306

Şehirli, E., & Üstün, Ö. (2016). Design and application of high power factor SEPIC LED driver. *2016 National Conference on Electrical, Electronics and*

Biomedical Engineering (ELECO), 115-119. https://ieeexplore.ieee.org/document/7851897/?arnumber=7851897

URL-1. Woolf. P, I, D, PI, PD, and PID control. *LibreTexts Engineering*, https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Industrial_and_Systems_Engineering/Chemical_Process_Dynamics_and_Controls_(Woolf)/09%3A_Proportional-Integral-Derivative_(PID)_Control/9.02%3A_P_I_D_PI_PD_and_PID_control Erişim Tarihi; 14/10/2024

URL-2. Waijung 1, https://waijung1.aimagin.com/. Erişim Tarihi; 10/09/2024

URL-3. IRF. (2004). IRF540N datasheet. *Alldatasheet*. http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/68172/IRF/IRF540N.html. Erişim Tarihi; 12/17/2024

URL-4. Toshiba Semiconductor & Storage Products. (2019). *TLP250 datasheet*. https://toshiba.semicon-storage.com/info/TLP250_datasheet_en_20190617.pdf?did=16821&prodName=TLP250. Erişim Tarihi; 12/17/2024

URL-5. STM32 Discovery Kits. (2020). *STM32 Discovery Kits - PDF Documentation*. STMicroelectronics. https://www.st.com/en/evaluation-tools/stm32-discovery-kits/documentation.html Erişim Tarihi; 12/17/2024

URL-6. PANJIT. (2010, Ağustos 17). *MBR560 datasheet (Rev. 01)*. Alldatasheet. http://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/405811/PANJIT/MBR560.html Erişim Tarihi; 12/17/2024

URL-7. National Instruments. (2024). *The PID Controller & Theory Explained*. NI. https://www.ni.com/en/shop/labview/pid-theory-explained.html Erişim Tarihi: 10/09/2024

Üstüner, M. A., & Taşkın, S. (2015). Çok Girişli Çok Çıkışlı Sistemlerde Etkileşimin Yok Edilmesi: Proses Kontrol Sistemi Uygulaması - Decoupling Of Multi-Input Multi-Output Systems: A Process Control System Application. *Celal Bayar Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, *11*(2). https://doi.org/10.18466/cbujos.74191

Vinitha, s, & Varghese, J. (2024). FLC Control Based Sepic for Power Factor Correction. *2024 5th International Conference on Innovative Trends in Information Technology (ICITIIT)*, 1-6. https://doi.org/10.1109/ICITIIT61487.2024.10579988

Vulpe, E.-D.-A., & Dan, C. (2024). SEPIC DC/DC Converter Complete Average Model for DCM Operation. *2024 International Semiconductor Conference (CAS)*, 1-4. https://doi.org/10.1109/CAS62834.2024.10736858

Wang, Z., Qiu, S., Song, R., Wang, X., Zhu, B., & Li, B. (2019). Research on PID parameter tuning of coordinated control for ultra-supercritical units based on Ziegler Nichols method. *2019 IEEE 3rd Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference (IMCEC)*, 1155-1158. https://doi.org/10.1109/IMCEC46724.2019.8984069

Yaylacı, E. K., Özdeş, H. N., & Yılmaz, A. E. (2023). Geliştirilmiş Kızıl Tilki Optimizasyon Algoritması ile Da-Da Alçaltıcı Tip Dönüştürücü PI Katsayılarının Optimizasyonu. *Karaelmas Fen ve Mühendislik Dergisi*, *13*(1), Article 1. https://doi.org/10.7212/karaelmasfen.1136404

Zaloğlu, M., Fidan, Ş., & Erkan, E. (2023). Meta-Heuristik Optimizasyon Algoritmalarının Sistem Tanımlama Problemine Uygulanması ve Performans Karşılaştırması. *International Conference on Engineering, Natural and Social Sciences*, *1*, 510-515.

Zebari, A., Almufti, S., & Abdulrahman, C. (2020). Bat algorithm (BA): Review, applications and modifications. *International Journal of Scientific World*, *8*, 1. https://doi.org/10.14419/ijsw.v8i1.30120

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

Ziegler, John G. & Nichols, Nathaniel. B. (1942). Optimum Settings for Automatic Controllers. *TRANSACTIONS OF THE A.S.M.E*, *64*(8), 759-768.

EKLER

EK A. STM32 Discovery C Kodları

```
/*
 * File: STMCODE.c
 *
 * Created with Waijung Blockset
 *
 * Real-Time Workshop code generated for Simulink model STMCODE.
 *
 * Model version                        : 14.8
 * Real-Time Workshop file version      : 23.2 (R2023b) 01-Aug-2023
 * Real-Time Workshop file generated on : Wed Dec 18 12:26:57 2024
 * TLC version                          : 23.2 (Dec 15 2024)
 * C/C++ source code generated on       : Wed Dec 18 12:27:03 2024
 *
 * Target selection: stm32f4.tlc
 * Embedded hardware selection: ARM Compatible->Cortex - M4
 * Code generation objectives: Unspecified
 * Validation result: Not run
 */


#include "STMCODE.h"
#include "rtwtypes.h"
#include <string.h>


/* Block signals (default storage) */
```

EK A. Devamı

```
B_STMCODE_T STMCODE_B;


/* Block states (default storage) */

DW_STMCODE_T STMCODE_DW;


/* Real-time model */

static RT_MODEL_STMCODE_T STMCODE_M_;

RT_MODEL_STMCODE_T *const STMCODE_M = &STMCODE_M_;

static void rate_scheduler(void);


/*

 *         This function updates active task flag for each subrate.

 *         The function is called at model base rate, hence the

 *         generated code self-manages all its subrates.

 */

static void rate_scheduler(void)

{

  /* Compute which subrates run during the next base time step.  Subrates

   * are an integer multiple of the base rate counter.  Therefore, the subtask

   * counter is reset when it reaches its limit (zero means run).

   */

  (STMCODE_M->Timing.TaskCounters.TID[1])++;

  if ((STMCODE_M->Timing.TaskCounters.TID[1]) > 9) {/* Sample time: [1.0E-6s, 0.0s] */

    STMCODE_M->Timing.TaskCounters.TID[1] = 0;

  }

}
```

EK A. Devamı

```
/* Model step function */

void STMCODE_step(void)
{
  real_T rtb_error;
  real_T u0;
  if (STMCODE_M->Timing.TaskCounters.TID[1] == 0) {
    /* S-Function (stm32f4_regular_adc): '<Root>/Regular ADC' */

    /* ADC Block */
    RegularADCStartConversion();
    STMCODE_B.RegularADC = (double)RegularADC_ConvertedValue[0];

    /* Sum: '<Root>/Sum2' incorporates:
     *  Constant: '<Root>/Constant1'
     *  Gain: '<Root>/Gain'
     */
    rtb_error = 15.0 - 0.0042 * STMCODE_B.RegularADC;

    /* Sum: '<Root>/Sum1' incorporates:
     *  DiscreteIntegrator: '<Root>/Discrete-Time Integrator'
     *  Gain: '<Root>/kp'
     */
    u0 = 0.15943952752021 * rtb_error + STMCODE_DW.DiscreteTimeIntegrator_DSTATE;
```

EK A. Devamı

```
    /* Saturate: '<Root>/Saturation' */

   if (u0 > 70.0) {
      /* Saturate: '<Root>/Saturation' */

    STMCODE_B.Saturation = 70.0;
    } else if (u0 < 15.0) {
      /* Saturate: '<Root>/Saturation' */
      STMCODE_B.Saturation = 15.0;
    } else {
      /* Saturate: '<Root>/Saturation' */
      STMCODE_B.Saturation = u0;
    }

    /* End of Saturate: '<Root>/Saturation' */

    /* S-Function (stm32f4_basicpwm): '<Root>/Basic PWM' */

    /* S-Function Block: <Root>/Basic PWM (stm32f4_basicpwm) */
    TIM1->CCR1 = (uint32_t) (STMCODE_B.Saturation * BasicPWM_SF);

    /* Update for DiscreteIntegrator: '<Root>/Discrete-Time Integrator' incorporates:
     *  Gain: '<Root>/ki'
     */
    STMCODE_DW.DiscreteTimeIntegrator_DSTATE += 99.973411966019839 * rtb_error *
      5.0E-6;
  }
```

```
  rate_scheduler();
}

/* Model initialize function */
void STMCODE_initialize(void)
{
  /* Registration code */

  /* initialize real-time model */
  (void) memset((void *)STMCODE_M, 0,
                sizeof(RT_MODEL_STMCODE_T));

  /* block I/O */
  (void) memset(((void *) &STMCODE_B), 0,
                sizeof(B_STMCODE_T));

  /* states (dwork) */
  (void) memset((void *)&STMCODE_DW, 0,
                sizeof(DW_STMCODE_T));

  /* Enable for S-Function (stm32f4_regular_adc): '<Root>/Regular ADC' */
  /* Level2 S-Function Block: '<Root>/Regular ADC' (stm32f4_regular_adc) */
  enable_RegularADC();

  /* Enable for S-Function (stm32f4_basicpwm): '<Root>/Basic PWM' */
  /* Level2 S-Function Block: '<Root>/Basic PWM' (stm32f4_basicpwm) */
```

```
  enable_BasicPWM();
}

/* Model terminate function */
void STMCODE_terminate(void)
{
  /* Terminate for S-Function (stm32f4_regular_adc): '<Root>/Regular ADC' */

  /* terminate_RegularADC(); */

  /* Terminate for S-Function (stm32f4_basicpwm): '<Root>/Basic PWM' */

  /* terminate_BasicPWM(); */
}

/* [EOF] */
```