



GELİŞMİŞ SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KAYAN KIPLI KONTROLÜ

Zehra GÜL GÖKCE

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

KASIM 2025

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
- Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
- Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,

bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Zehra GÜL GÖKCE
17/11/2025

GELİŞMİŞ SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN KAYAN KIPLI KONTROLÜ
(Yüksek Lisans Tezi)

Zehra GÜL GÖKCE

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Kasım 2025

ÖZET

Bu çalışmada, gelişmiş SEPIC dönüştürücü için Kayan Kipli Kontrol (KKK) stratejisi önerilmiş ve buna ek olarak performans karşılaştırması için klasik bir PI denetleyici tasarlanmıştır. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü, klasik yapıdan daha geniş bir giriş gerilimi aralığında hem düşürücü hem de yükseltici modlarda çalışabilir. Önerilen kontrol stratejisi gerilim ve akım kontrolleri olmak üzere iki aşamadan meydana gelmektedir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün akım kontrolü KKK yöntemi ile sağlanırken, akım referansı çıkış gerilimi hatasına bağlı olarak çalışan bir PI denetleyici tarafından üretilmiştir. Önerilen SMC tabanlı stratejinin performansı MATLAB/Simulink üzerinde gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir. Ayrıca, PI denetleyiciye dayalı klasik tek aşamalı bir gerilim denetleyicisi de karşılaştırma amacıyla simüle edilmiştir. Simülasyon sonuçları her iki denetleyicinin performansını derinlemesine incelemek için aşağıdaki beş çalışma koşulu altında elde edilmiştir: alçaltan çalışma kararlı durum, yükselten çalışma kararlı durum, yük direncinde adım değişimi, giriş geriliminde adım değişimi ve referans geriliminde adım değişimi. Sonuçlar, önerilen KKK stratejisinin klasik PI kontrolörüne göre daha hızlı ve sağlam bir çıkış voltajı regülasyonu sergilediğini göstermektedir. Ayrıca, önerilen SMC tabanlı strateji, hem gerilim hem de akım kontrollerini aynı anda gerçekleştirildiği için daha güvenilirdir.

Bilim Kodu : 93423

Anahtar Kelimeler : Kayan Kipli Kontrol, gelişmiş SEPIC dönüştürücü, DA-DA dönüştürücülerin kontrolü, kontrolcü tasarımı

Sayfa Adedi : 65

Danışman : Doç. Dr. Naki GÜLER

SLIDING MODE CONTROL OF MODIFIED SEPIC CONVERTER
(M. Sc. Thesis)

Zehra GÜL GÖKCE

GAZİ UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

November 2025

ABSTRACT

In this study, a Sliding Mode Control (SMC) strategy is proposed for the advanced SEPIC converter, and additionally, a classical PI controller is designed for performance comparison. The advanced SEPIC converter can operate in both buck and boost modes over a wider input voltage range than the classical structure. The proposed control strategy includes two stages: voltage and current controls. The current control of the advanced SEPIC converter is achieved by the SMC method, while the current reference is generated by a PI controller based on the output voltage error. The performance of the proposed SMC-based strategy is investigated through simulation studies performed on MATLAB/Simulink. In addition, a classical single-stage voltage controller based on a PI controller is also simulated for comparison. To investigate both controllers' performance in depth, the simulation results are obtained under the following five operating conditions: steady-state operation in buck mode, steady-state operation in boost mode, a step change in load resistance, a step change in input voltage, and a step change in reference voltage. The results demonstrate that the proposed SMC strategy exhibits faster and robust output voltage regulation than the classical PI controller. Also, the proposed SMC-based strategy is more reliable since both voltage and current controls are achieved simultaneously.

Science Code : 93423

Key Words : Sliding Mode Control, modified SEPIC converter, DC-DC Converter, controller design

Page Number : 65

Supervisor : Assoc. Prof. Dr. Naki GÜLER

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasında bilgi ve tecrübeleriyle bana rehberlik eden, yönlendirmeleriyle çalışmanın bilimsel altyapısını güçlendiren ve bana ilham kaynağı olan değerli danışmanım Doç. Dr. Naki GÜLER' e en içten teşekkürlerimi sunarım.

Akademik hayatım boyunca bana destek olan, motivasyonumu artıran ve bilgi birikimimi geliştirmemde katkı sağlayan Gazi Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyelerine teşekkür ederim.

Tez sürecinde moral ve motivasyon anlamında her zaman yanımda olan aileme, eşime ve arkadaşlarıma minnettarım.

Son olarak, bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde doğrudan veya dolaylı katkısı bulunan herkese teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. DA-DA SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	13
2.1. Geleneksel SEPIC Dönüştürücü	13
2.1.1. Geleneksel SEPIC dönüştürücünün çalışma durumları	14
2.2. Gelişmiş SEPIC Dönüştürücü	16
2.2.1. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü çalışma durumları.....	17
2.2.2. Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün ortalama durum denklemlerinin elde edilmesi	22
3. KAYAN KIPLI KONTROLCÜ TASARIMI.....	25
3.1. Kayma Yüzeyinin Tanımı	26
3.2. Ulaşım Fazı	27
3.3. Kayma Fazı	29
3.4. Çatırtı Problemi.....	31
3.5. Kararlılık Analizi: Lyapunov Tabanlı Yaklaşım.....	33
4. SİMÜLASYON SONUÇLARI	37
4.1. Kararlı Durum Sonuçları.....	39

	Sayfa
4.2. Dinamik Durum Sonuçları	44
4. SONUÇ VE ÖNERİLER	55
KAYNAKLAR	59
ÖZGEÇMİŞ	65



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 1.1. DA-DA dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırılması	3
Çizelge 1.2. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırması	9
Çizelge 4.1. Simülasyon parametreleri	39
Çizelge 4.2. Dinamik durum sonuçlarının karşılaştırılması.....	53



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Geleneksel SEPIC dönüştürücü devresi	13
Şekil 2.2. Geleneksel SEPIC S_1 Anahtarının iletimde olduğu durum	14
Şekil 2.3. Geleneksel SEPIC S_1 anahtarının kesimde olduğu durum	15
Şekil 2.4. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü devresi	17
Şekil 2.5. Gelişmiş SEPIC S_1 ve S_2 anahtarlarının iletimde olduğu durum	18
Şekil 2.6. Gelişmiş SEPIC S_1 ve S_2 anahtarlarının kesimde olduğu durum	18
Şekil 3.1. Kayan kipli kontrolün hata düzlemindeki dinamik davranışı	27
Şekil 3.2 Çatırtı problemi	32
Şekil 4.1. Çalışmaya ait blok yapısı	37
Şekil 4.2. KKK tabanlı kontrolcü ile alçaltan durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri	41
Şekil 4.3. PI kontrolcü ile alçaltan durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri	41
Şekil 4.4. KKK tabanlı kontrolcü ile yükselten durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri	43
Şekil 4.5. PI kontrolcü ile yükselten durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri	43
Şekil 4.6. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı referans değerlerde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri	46
Şekil 4.7. PI kontrolcü ile farklı referans değerlerde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri	46
Şekil 4.8. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı giriş gerilimi değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri	49
Şekil 4.9. PI kontrolcü ile farklı giriş gerilimi değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri	49

Şekil	Sayfa
Şekil 4.10. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı yük direnci değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri.....	51
Şekil 4.11. PI kontrolcü ile farklı yük direnci değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri	52



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler

C_1	Birinci kondansatör değeri
C_2	İkinci kondansatör değeri
i_{L1}	Birinci bobin akımı değeri
i_{L2}	İkinci bobin akımı değeri
L_1	Birinci bobin değeri
L_2	İkinci bobin değeri
R_L	Yük
V_{C1}	Birinci kondansatör gerilim değeri
V_{C2}	İkinci kondansatör gerilim değeri

Açıklamalar

Kısaltmalar

ANN	Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kontrol
DA	Doğru Akım
EMI	Elektromanyetik Girişim
KKK	Kayan Kipli Kontrol
MPC	Model Predictive Control (Model Öngörülü Kontrol)
PI	Proportional-Integral (Oransal-İntegral)
PID	Proportional-Integral-Derivative (Oransal-İntegral-Türevsel)
PWM	Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
SEPIC	Single-Ended Primary Inductor Converter

1. GİRİŞ

Günümüzde kullanılan güneş panelleri, yakıt hücreleri ve batarya sistemleri gibi enerji kaynaklarının çoğu, sabit olmayan, zamanla değişen ya da ortam koşullarına bağlı olarak dalgalanan çıkışlara sahiptir. Bu kaynaklardan elde edilen enerjinin sabit bir doğru gerilim seviyesine çevrilerek yük tarafına güvenli bir şekilde iletilmesi, enerji yönetimi sistemlerinin güvenilirliğini doğrudan etkilemektedir [1]. DA–DA dönüştürücüler, genel olarak bir enerji kaynağından sağlanan doğru gerilim seviyesini başka bir doğru gerilim seviyesine dönüştürmek amacıyla tasarlanan anahtarlama güç elektroniği devreleridir. Bu dönüştürücüler; geniş kullanım alanları, yüksek verimlilik potansiyeli ve yapısal sadelikleri ile birçok sistemin temel bileşenlerinden biri hâline gelmiştir [2,3]. Bu nedenle DA–DA dönüştürücüler, sadece gerilim dönüşümü değil, aynı zamanda regülasyon, filtreleme ve geçici rejimlerin yönetimi gibi görevleri de üstlenmektedir. Örneğin, bir güneş panelinin çıkışı bulut geçişlerine bağlı olarak ani şekilde düşebilirken, bir yakıt hücresinin yük altındaki dinamiği oldukça dengesiz olabilir. Bu durumlar, sabit ve kararlı bir gerilim gereksinimi olan cihazlar için ciddi bir risk oluşturmaktadır. DA–DA dönüştürücüler, enerjinin verimli bir şekilde taşınmasında ve nihai yük üzerinde istenilen performansın elde edilmesinde köprü rolü oynamaktadır. Ayrıca, sadece verimlilik değil, enerji kalitesi, gürültü bağışıklığı, elektromanyetik uyumluluk gibi faktörler de dönüştürücülerin tasarımında dikkate alınması gereken temel unsurlar haline gelmiştir [4]. DA–DA dönüştürücülerin bu derece merkezi hale gelmesiyle birlikte, farklı uygulamalar için çeşitli topolojiler geliştirilmiş; her biri farklı avantajlar ve dezavantajlar sunan sayısız yapı önerilmiştir. Bu topolojilerin seçiminde sadece giriş ve çıkış gerilim değerleri değil; sistemin dinamik tepkisi, kontrol edilebilirliği, maliyeti, hacmi, ısı yönetimi ve anahtarlama frekansı gibi birçok mühendislik parametresi birlikte ele alınmaktadır [5].

DA–DA dönüştürücüler, temel olarak alçaltan, yükselten ve alçaltan-yükselten olarak üç ana grupta sınıflandırılır. Bu sınıflandırma, giriş geriliminin çıkış gerilimine oranına göre yapılmaktadır. Alçaltan dönüştürücüler, giriş geriliminden daha düşük bir çıkış gerilimi sağlarken; yükselten dönüştürücüler, giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi üretir. Alçaltan-yükselten dönüştürücü yapısı ise hem yükseltme hem de alçaltma yeteneğine sahip olsa da geleneksel yapıda çıkış ve giriş gerilimlerinin polariteleri ters olmaktadır [1,4].

Belirtilen bu üç temel yapı, birçok sistem için yeterli olabilse de modern enerji sistemlerinin kompleks yapıları bu sınırlı topolojilerin ötesinde özellikler gerektirmektedir. Özellikle giriş geriliminde sık değişim olan durumlarda veya hem yükte hem de kaynakta dalgalanmaların bulunduğu koşullarda klasik topolojiler yetersiz kalabilmektedir. Örneğin, bir batarya sistemi dolarken gerilim yükseltici, boşalırken gerilim düşürücü durumunda çalışmayı gerektirebilir. Aynı şekilde, bir fotovoltaiik panelin çıkış gerilimi gün ışığına göre dalgalanırken yük sabit gerilim isteyebilir. Bu gibi senaryolar hem yükseltici hem de alçaltıcı olarak çalışabilen dönüştürücü ihtiyacını doğurmuştur [5].

Geleneksel alçaltan-yükselten dönüştürücüler, yapısal sadeliklerine rağmen sınırlı gerilim dönüşüm aralıkları nedeniyle çok geniş uygulama alanlarında yetersiz kalabilmektedir. Bu durum hem alçaltıcı hem de yükseltici fonksiyonları aynı anda yerine getirebilen hibrit yapıları daha cazip hale getirmiştir [6]. Bu noktada, daha esnek yapılar sunan özel DA–DA topolojileri geliştirilmiştir. Bunlar arasında en dikkat çekenler: CUK, ZETA ve SEPIC topolojileridir. Bu yapılar hem çıkış gerilimini yükseltebilir hem de düşürebilir ve çıkışın polaritesini girişle aynı tutabilirler. Bu da hassas yüklerde, motor sürücülerinde veya regülasyon hassasiyeti yüksek uygulamalarda çok önemli bir avantaj sağlar [6].

Polaritenin ters olduğu durumlarda ise, çıkışın girişe göre negatif olması ortak topraklama yapılmasını engelleyebilir ve özellikle çoklu güç hatlarının bulunduğu sistemlerde kontrol karmaşasına, sinyal gürültüsüne ve güvenlik problemlerine yol açabilir. Bu nedenle, polaritenin korunması hem devre bütünlüğü hem de güvenilir çalışma açısından kritik öneme sahiptir. Bu tür dönüştürücüler yalnızca enerji dönüşümünün teknik gereksinimlerini karşılamakla kalmaz; aynı zamanda kompakt sistem tasarımlarına olanak tanıyarak taşınabilir cihazlardan, elektrikli araçlara kadar geniş bir spektrumda uygulama alanı bulurlar [7,8]. Bu daha esnek yapıya sahip olan dönüştürücülerden yalnızca gerilim seviyesini değiştirmeleri değil, aynı zamanda yüksek verim, kararlı çıkış ve düşük elektromanyetik parazit gibi çoklu kriterleri karşılamaları beklenmektedir. Bu çoklu gereksinimlerin aynı anda sağlanabilmesi için geleneksel DA–DA topolojilerinin ötesine geçilmiş ve hem yapısal hem de kontrol açısından optimize edilmiş yeni dönüştürücü türleri geliştirilmiştir. Bu türler arasında SEPIC, sahip olduğu yapısal esneklik ve geniş uygulama alanıyla öne çıkmaktadır. Çizelge 1.1’de, farklı DA–DA dönüştürücü topolojilerinin temel özellikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Çizelge 1.1 incelendiğinde, tüm dönüştürücü topolojilerinin temel olarak hem alçaltma hem de yükseltme işlevini gerçekleştirebildiği görülmektedir. Ancak, bileşen sayısı, devre karmaşıklığı, verim ve elektromanyetik girişim (EMI) gibi kriterler topoloji seçimini doğrudan etkilemektedir. Geleneksel yapılar daha az sayıda komponent içerdiğinden basit ve düşük maliyetli bir çözüm sunarken, bu durum verim, kontrol kararlılığı ve dinamik yük değişimlerine karşı dayanıklılık açısından sınırlamalar getirmektedir. Gelişmiş SEPIC topolojisi ise, daha fazla komponent içermesine rağmen geniş gerilim kazanç aralığı, düşük EMI ve yüksek verim değerleriyle performans açısından öne çıkmaktadır. Bu nedenle, çalışmada Gelişmiş SEPIC yapısı tercih edilmiştir.

Çizelge 1.1. DA-DA dönüştürücü topolojilerinin karşılaştırılması

Dönüştürücü Türü	Giriş-Çıkış Polaritesi	Gerilim Kazancı	Anahtar Sayısı	Diyot Sayısı	Bobin Sayısı	Kondansatör Sayısı	Avantaj/Dezavantaj
Geleneksel Alçaltan-Yükselten	Ters	$-\frac{D}{1-D}$	1	1	1	1	Basit yapı, ancak ters polarite ve yüksek dalgalanma dezavantajı
CUK	Ters	$-\frac{D}{1-D}$	1	1	2	2	Sürekli akım avantajı, ancak karmaşık yapı
ZETA	Aynı	$\frac{D}{1-D}$	1	1	2	2	Pozitif çıkış, iyi regülasyon, ancak düşük verim
Geleneksel SEPIC	Aynı	$\frac{D}{1-D}$	1	1	2	2	Yüksek esneklik, düşük dalgalanma, yaygın kullanım, ancak EMI ve verim sınırlamaları mevcut
Gelişmiş SEPIC	Aynı	$\frac{D}{(1-D)^2}$	2	2	2	2	Geliştirilmiş kontrol yapısı, düşük EMI, yüksek verim, geniş kazanç aralığı, dinamik yük değişimlerine dayanıklı

Çizelge 1.1'den görüldüğü üzere, incelenen dönüştürücü topolojilerinin tamamı hem alçaltıcı hem de yükseltici durumda çalışabilmektedir. Diğer yandan, çıkış geriliminin giriş ile aynı polaritede olması, SEPIC Dönüştürücüyü Alçaltan-Yükselten Dönüştürücü gibi ters polariteli çıkış üreten topolojilere kıyasla daha uygun hâle getirmektedir [2]. Ayrıca, SEPIC

yapısında güç anahtarlama elemanlarının toprak referanslı olması, sürücü devresini basitleştirir ve tasarım sürecini kolaylaştırır [1]. Bir diğer önemli avantaj, giriş akımının sürekliliğidir. Bu durum, özellikle batarya sistemleri ve güneş panelleri gibi kaynakların uzun ömürlü ve kararlı çalışabilmesi açısından oldukça kritiktir. Sürekli giriş akımı sayesinde kaynak tarafında oluşabilecek akım dalgalanmaları minimuma indirilir. Ancak yüksek frekanslı uygulamalarda elektromanyetik girişim ve verim sınırlamaları gözlenmektedir. Bu nedenle, çalışmada Gelişmiş SEPIC topolojisi tercih edilmiştir. Bu yapı, geleneksel SEPIC'in avantajlarını koruyup anahtarlama kayıplarını azaltırken; kontrol stabilitesi, verim ve çıkış gerilim kararlılığı açısından daha üstün performans göstermektedir. Böylece, geniş gerilim kazanç aralığında çalışabilen, kararlı ve yüksek verimli bir sistem elde edilmiştir. Ayrıca, giriş-çıkış arasında izolasyon gerektirmeyen yapısıyla kompakt ve düşük maliyetli tasarımlara olanak sağlar [6].

Uygulama alanları açısından SEPIC dönüştürücüler oldukça geniş bir spektruma sahiptir. Bunlar arasında;

- Batarya şarj sistemleri: Giriş geriliminin hem artabildiği hem de azalabildiği senaryolarda sabit çıkış sağlamak için,
- Fotovoltaik sistemler: Güneş ışınlamına bağlı değişen panel gerilimini sabit çıkışa dönüştürmek için,
- Taşınabilir cihazlar: Özellikle USB veya adaptör çıkışıyla çalışan cihazlarda stabil gerilim sağlamak için,
- Elektrikli araçlar: Yardımcı sistemlerin (aydınlatma, motor kontrol alt birimleri vb.) enerji ihtiyacını karşılarken batarya gerilimi değiştiğinde bile çıkışı kararlı tutmak için kullanılmaktadır [4], [5].

Literatürde, SEPIC topolojisinin kuplajlı bobinli ve çok seviyeli varyantları geliştirilmiştir. Kuplajlı bobin kullanımı, sistem boyutunu küçültürken enerji transferini daha verimli hale getirir [9,10]; çok seviyeli yapılar ise yüksek çıkış gerilimlerinde performans kaybı olmadan çözüm sunmaktadır [8].

Bu avantajlara karşın geleneksel SEPIC topolojisi, yüksek çıkış dalgalanması, düşük verim ve geçici rejimlerde yavaş tepki gibi bazı sınırlamalara sahiptir. Bunun temel nedenlerinden biri, SEPIC yapısında enerji depolayan elemanların (bobinler ve kondansatörler) sistemin

dinamik yanıtını sınırlandırmasıdır. Ayrıca, topolojinin kontrolü PI (Oransal İntegral denetleyici), PID (oransal-integral-türevsel denetleyici), gibi doğrusal yöntemlerle sağlandığında bu yapısal sınırlamalar daha da belirgin hale gelmektedir [11]. Bu sınırlamaların üstesinden gelmek amacıyla modifiye edilmiş SEPIC yapıları, çok seviyeli SEPIC konfigürasyonları, kuplajlı bobinli SEPIC devreleri ve yüksek kazanç sağlayan SEPIC varyantları literatürde önerilmeye başlanmıştır [12,13]. Bu topolojiler, geleneksel SEPIC'in tüm avantajlarını koruyarak daha düşük dalgalanma, daha iyi dinamik yanıt ve daha geniş giriş/çıkış çalışma aralığı sağlamayı hedeflemektedir.

Bu avantajlara rağmen, geleneksel SEPIC yapılarının doğrusal olmayan dinamiği klasik PI/PID kontrolörlerin sınırlarını ortaya çıkarmakta; bu da gelişmiş kontrol yaklaşımlarına olan ihtiyacı artırmaktadır [11]. Dolayısıyla SEPIC topolojileri, yalnızca devre tasarımı açısından değil, kontrol mühendisliği yönüyle de günümüzde merkezi bir araştırma alanı haline gelmiştir. Özetle, SEPIC dönüştürücüler, klasik yapılarıyla önemli avantajlar sunsa da performans, verimlilik, geçici rejim yanıtı ve EMI gibi alanlarda iyileştirmeye ihtiyaç duymaktadır. Literatürde önerilen farklı SEPIC yapıları, bu eksiklikleri gidermek üzere hem devre tasarımı hem de kontrol yaklaşımı yönünden ciddi katkılar sunmaktadır. Ancak, bu gelişmiş yapıların kontrolü de aynı oranda önem kazanmakta ve klasik PI/PID gibi doğrusal yöntemler yerine daha gelişmiş kontrol stratejileri gerektirmektedir.

Topolojilerin etkinliğini belirleyen asıl unsur, sadece yapısal tasarım değil; aynı zamanda bu yapının nasıl kontrol edildiğidir. Çünkü yüksek performanslı donanım ancak uygun kontrol stratejisi ile bütünleştiğinde istenilen sistem davranışı elde edilebilir.

Özellikle geçici rejimlerdeki kararlılık, yük değişimlerine karşı dinamik tepki ve çıkış gerilim regülasyonu gibi performans kriterleri göz önüne alındığında, bu sistemlerin gerçek başarımı doğrudan uygulanan kontrol algoritmalarına bağlıdır [3]. Bu nedenle güç elektroniği literatüründe DA-DA dönüştürücüler için onlarca farklı kontrol yöntemi önerilmiş ve performansları karşılaştırılmıştır. En yaygın kullanılan klasik kontrol yöntemleri arasında Oransal-İntegral (PI) ve Oransal-İntegral-Türevsel (PID) kontrolcüler bulunmaktadır. Bu yöntemler, doğrusal sistemlere uygulandığında basit tasarım, kolay parametre ayarı ve düşük hesaplama yükü gibi avantajlar sağlar.

Ancak bu kontrolcülerin en temel zayıflığı, doğrusal olmayan sistemlerde veya yüksek

dinamik özellik gösteren uygulamalarda performanslarının düşmesidir. Özellikle DA–DA dönüştürücüler gibi ani yük değişimleri ve geçici rejim karmaşıklığına sahip yapılarda, PI/PID kontrolörlerin yanıt süresi uzamakta ve regülasyon kalitesi düşmektedir [1,2].

PI kontrolcü, hata sinyalinin anlık değeri ile integralini alarak bir kontrol çıkışı üretir. Bu yapı, düşük frekanslı sistemlerde ve küçük yük dalgalanmalarında yeterli performans sergileyebilir. PID kontrolcü ise bu yapıya türev terimi de ekleyerek, hata sinyalinin değişim hızına göre proaktif tepki üretir. Ancak bu kontrolcülerin en büyük dezavantajı, sistem parametreleri değiştiğinde performanslarının ciddi şekilde bozulmasıdır [1]. SEPIC gibi doğrusal olmayan yapılarda, klasik PI/PID kontrolcüler çıkış gerilimini belirli bir seviyede regüle edebilse de geçici rejimlerdeki osilasyonlar, yavaş yanıt süreleri ve parametre hassasiyeti önemli sınırlamalardır. Bu kontrolcülerin kazanç ayarlarının sabit olması da dinamik sistemler için önemli bir kısıttır [4].

Klasik kontrolcülerin bu zayıf yönleri, literatürde çok sayıda modern kontrol yaklaşımının geliştirilmesine neden olmuştur. Bu yaklaşımlar arasında:

- Model Öngörülü Kontrol (Model Predictive Control – MPC)
- Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control, SMC)
- Doğrusal Olmayan Kontrol (Nonlinear Control)
- Uyarlamalı (Adaptif) Kontrol
- Bulanık Mantık (Fuzzy Logic – FLC)
- Yapay Sinir Ağı Tabanlı Kontrol (Artificial Neural Networks – ANN)

gibi teknikler yer almaktadır.

Model Öngörülü Kontrol (MPC), sistemin gelecekteki davranışını matematiksel modele dayanarak tahmin eden ve her kontrol adımında bu tahminlere göre en uygun kontrol sinyalini üreten bir yöntemdir [14]. MPC'nin en güçlü yönü, sistemin tüm dinamiklerini kullanarak ileriye dönük optimizasyon yapabilmesidir. Bu sayede hem geçici hem de kararlı rejimde oldukça başarılı sonuçlar elde edilebilir. MPC, doğrusal ve doğrusal olmayan modellere uygulanabilen esnek bir yapıya sahiptir. Ancak yüksek hesaplama yükü nedeniyle gerçek zamanlı uygulamalarda gelişmiş mikrodenetleyiciler kullanılması bir zorunluluk haline gelmektedir. Bununla birlikte, son yıllarda düşük güçlü MPC türevleri geliştirilmeye başlanmış ve gömülü sistemlerde de kullanımı artmıştır [15,16].

Bulanık mantık (FLC), insan deneyimine ve sezgisel kurallara dayalı olarak sistem kontrolü yapan bir yaklaşımdır. Özellikle sistem modellemesi zor olan veya parametre belirsizlikleri bulunan yapılarda kullanılır. FLC, kesin matematiksel modellere ihtiyaç duymadığı için avantajlıdır. SEPIC gibi doğrusal olmayan sistemlerde FLC, geçici rejimlerin kontrolü açısından başarılı olabilir. Ancak kural tabanının tasarımı subjektif olduğundan, performans büyük ölçüde tasarımcının deneyimine bağlıdır. Ayrıca sistem koşulları değiştikçe kuralların güncellenmesi gerekebilir [17].

Yapay sinir ağı (ANN) tabanlı kontrol, sistemin giriş-çıkış davranışlarını öğrenerek model oluşturan ve bu modele göre kontrol stratejisi geliştiren bir yaklaşımdır. Özellikle adaptif kontrol gerektiren sistemlerde, sinir ağları sistemin dinamiklerini sürekli güncelleyerek yüksek performanslı sonuçlar sağlayabilir. ANN tabanlı kontrolün en büyük avantajı, doğrusal olmayan ve zamanla değişen sistemlerde bile öğrenme yoluyla uyum sağlayabilmesidir. Ancak eğitim süreci, veri seti oluşturma ve hesaplama yükü gibi pratik zorlukları vardır [18].

Bu karşılaştırmalar sonucunda, klasik PI/PID kontrolün yeterli olmadığı durumlarda MPC, FLC ve ANN gibi gelişmiş yöntemler öne çıkmaktadır. Ancak doğrusal olmayan yapıların hızlı ve kararlı kontrolü söz konusu olduğunda, Kayan Kipli Kontrol yöntemi, bu sınırlamaları sistematik olarak aşabilen en güçlü alternatiflerden biri olarak öne çıkmaktadır. Bu yaklaşım, sistemin durumlarını belirli bir kontrol yüzeyine (kayma yüzeyi) doğru yönlendirerek, sistemin bu yüzeyde hareket etmesini ve sapmaların zamanla ortadan kalkmasını hedefler. Özellikle güç elektroniği devreleri gibi hızlı geçici rejim davranışı gösteren sistemlerde KKK, yüksek performanslı kontrol sağlamaktadır [3].

KKK'nin temel felsefesi, kontrol edilen sistemin bir "kayma yüzeyi" tanımlanarak, bu yüzeye yönlendirilmesi ve bu yüzey üzerinde tutularak sistemin istenilen davranışı göstermesinin sağlanmasıdır. Bu yaklaşım iki aşamada işler:

- Yüzeye ulaşma evresi: Sistem, tanımlanan kayma yüzeyine ulaşmak için bir kontrol sinyaliyle yönlendirilir.
- Kayma evresi: Sistem kayma yüzeyine ulaştıktan sonra, burada kalması sağlanır.

Bu yöntemin en önemli avantajı, sistem parametrelerinde belirsizlik olsa bile, sistemin kayma yüzeyinde kararlı bir şekilde hareket edebilmesidir. Yani sistemin gürbüzlüğü yüksek olur [2].

Matematiksel olarak sistemin kararlılığı Lyapunov kararlılık teorisi ile garanti altına alınır. Eğer uygun bir Lyapunov fonksiyonu tanımlanabilir ve bu fonksiyonun zamana göre türevi negatifse, sistem kararlıdır. Bu özellik, KKK'nin teorik olarak doğrulanabilir bir kontrol yöntemi olmasını sağlar ve mühendislik uygulamalarında tercih edilme sebeplerinden biridir [1]. Örneğin Utkin [19], kayan kipli kontrol teorisinin temellerini atarak kontrol yüzeyinin doğru tanımlanması ile sistemin tüm çalışma alanında kararlı kalabileceğini göstermiştir. Khalil [20] ve Slotine & Li [21] gibi araştırmacılar ise KKK'nin kararlılık analizlerini ve uygulama stratejilerini sistematik şekilde açıklamıştır.

KKK'nin en yaygın ve ciddi problemi, kontrol yüzeyine ulaşırken ortaya çıkan yüksek frekanslı salınımlar, yani çatırtı etkisidir. Bu salınımlar, sistemin kontrol sinyalinde ani yön değişiklikleri oluşturur. Özellikle MOSFET gibi hızlı anahtarlama elemanlarda bu durum, ısı kayıplarının artmasına, elektromanyetik girişim seviyelerinin yükselmesine ve bileşen ömrünün azalmasına neden olur.

Bu sorunun çözümüne yönelik literatürde birçok yaklaşım geliştirilmiştir:

- Saturasyon fonksiyonu (sat) kullanımı ile sınırlandırılmış sinyaller uygulanır.
- Sınır tabakası yaklaşımı ile kayma yüzeyinin çevresinde yumuşak geçiş tanımlanır.
- Yüksek mertebeli kayan kipli kontrol ile kontrol sinyali sürekli hâle getirilir [22].
- Uyarlamalı kazanç yapıları, sistem yüküne göre kontrol kuvvetini dinamik olarak değiştirir [13].

Bu iyileştirmeler, KKK'nin klasik formundaki dezavantajları büyük ölçüde ortadan kaldırmakta ve yöntemin pratikte daha uygulanabilir hâle gelmesini sağlamaktadır. Avantajlarından ve literatürdeki genel eğilimlerinden bahsedilecek olursa:

- Gürbüzlük, yüksektir ve parametre belirsizliklerine dayanıklıdır.
- Geçici rejim performansı hızlıdır ve referans takibinde güçlüdür.
- Kararlılık durumu Lyapunov analizi ile garantilidir.
- Hesaplama yükü orta seviyededir gömülü sistemlerde uygulanabilir.
- Çatırtı sorunu ise vardır, fakat azaltılabilir

Sonuç olarak, KKK yöntemi, doğrusal olmayan sistemlerde güvenilir, güçlü ve kararlı bir kontrol çözümüdür. Çizelge 1.2'de literatürde kullanılan bazı kontrol yöntemlerinin

karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 1.2. Kontrol yöntemlerinin karşılaştırması

Kontrol Yöntemi	Avantajlar	Sınırlılıklar
PI / PID	Basit, yaygın, düşük işlem gücü	Parametre hassasiyeti, yavaş yanıt
MPC	Optimal kararlar, ileriye dönük tahmin	Yüksek hesaplama yükü
FLC	Model gerekmez, esnek	Kararsız davranış riski
ANN	Öğrenebilir, adaptif	Eğitim süreci karmaşık, fazla işlem gücü
KKK	Hızlı dinamik yanıt, bozucu etkilere dayanıklı, sağlam kontrol yapısı	Çatırtı (titreşim) problemi, uygulama karmaşıklığı

Güç elektroniği sistemleri, genellikle doğrusal olmayan dinamiklere ve dış bozulalara maruz kalırlar. Ayrıca sistem parametreleri, sıcaklık değişimi, yaşlanma veya çevresel faktörlere bağlı olarak zamanla değişebilir. Bu durumda klasik kontrol yöntemleri başarısız olabilirken, KKK bu belirsizlikleri tolere edebilir [4]. Bu özelliğiyle SEPIC gibi karmaşık geçici rejim davranışına sahip topolojilerde ideal bir kontrol yöntemidir. Özellikle SEPIC dönüştürücüde giriş gerilimi ani olarak artıp azalabilir ya da yükte ani değişiklikler meydana gelebilir. Bu gibi durumlarda KKK, kontrol yüzeyi tasarımı sayesinde sistemi hedef çıkış gerilimine hızla yaklaştırabilir ve geçici salınımları bastırabilir [5]. Literatürde birçok çalışma, KKK'nin alçaltan dönüştürücü, yükselten dönüştürücü ve SEPIC gibi DA–DA dönüştürücülerdeki uygulama başarısını ortaya koymuştur.

Güç elektroniği alanında yapılan son dönem çalışmalarda, doğrusal olmayan sistemlerde kararlılık ve hızlı dinamik yanıt elde edebilmek amacıyla Kayan Kipli Kontrol yönteminin uygulanabilirliği yoğun şekilde araştırılmaktadır.

Özellikle DA–DA dönüştürücüler, ani yük değişimleri ve geniş giriş gerilimi dalgalanmaları nedeniyle klasik PI veya PID kontrolcülerin sınırlarını zorlayan sistemlerdir. Bu nedenle literatürde, KKK'nin farklı varyantları (doğrudan, dolaylı, adaptif, yüksek mertebeli vb.) önerilerek hem regülasyon kalitesi hem de kararlılık artırılmaya çalışılmıştır [17,23,24], [25,26,27]. SEPIC yapısının hem alçaltıcı hem de yükseltici karakteristiği, kontrol tasarımını

karmaşık hâle getirmektedir. Yapılan bazı çalışmalarda, SEPIC tabanlı sistemlerde dolaylı kayan kip kontrolü uygulanarak tek sensörle akım kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmalarda, kayma yüzeyi giriş akımı hatasına göre tanımlanmış ve sistemin regülasyon performansı artırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, klasik PI denetleyicilere kıyasla daha düşük aşım, daha kısa yerleşme süresi ve güçlü gürbüzlük göstermektedir [24,26].

Yenilenebilir enerji kaynaklarının artışıyla birlikte değişken giriş gerilimi koşullarında çalışan dönüştürücüler için KKK tabanlı kontrol stratejileri geliştirilmiştir. Yapılan bazı çalışmalarda, fotovoltaiik (PV) sistemlerde SEPIC veya ZETA dönüştürücü yapıları üzerine kurulu KKK denetleyiciler uygulanmış; değişken ışıınım altında bile kararlı çıkış gerilimi elde edilmiştir. Bu yaklaşımlarda, KKK'nin hızlı hata bastırma özelliği sayesinde maksimum güç noktasının daha kararlı biçimde izlenebildiği gösterilmiştir [27]. Klasik KKK'nin en önemli dezavantajlarından biri olan değişken anahtarlama frekansını ortadan kaldırmak amacıyla sabit frekanslı kayan kip kontrolü yaklaşımları geliştirilmiştir. Yapılan bazı çalışmalarda, sabit anahtarlama frekansında çalışan hızlı terminal KKK yapıları önerilmiş ve deneysel olarak geçici rejim performansında belirgin iyileşme sağlandığı rapor edilmiştir. Bu yöntemler, elektromanyetik girişim seviyelerini düşürmekte ve donanım tasarımını kolaylaştırmaktadır.

Klasik KKK yönteminde görülen çatırtı problemini azaltmak amacıyla yüksek mertebeli KKK yaklaşımları geliştirilmiştir. Yapılan bazı çalışmalarda, üstün burulma algoritması kullanılarak akım ve gerilim sinyallerinin sürekli hâle getirilmesi sağlanmıştır. Bu sayede kontrol sinyali daha düzgün hâle gelirken, anahtarlama elemanlarının ısı yükü azalmış ve sistem kararlılığı artmıştır [28]. Ayrıca, parametre belirsizlikleri ve yük değişimlerine karşı dayanıklılığı artırmak amacıyla adaptif KKK yöntemleri geliştirilmiştir. Yapılan bazı çalışmalarda, yük empedansının zamanla değiştiği mikro şebeke uygulamalarında KKK kazançları dinamik olarak güncellenmiştir.

Bu yaklaşımlar hem yük değişimlerine anlık tepki hem de bozucu bastırma açısından klasik sabit kazançlı KKK'ye kıyasla üstün performans sergilemiştir [29,30].

KKK'nin performansını belirleyen en kritik unsur kayma yüzeyinin tasarımı olduğundan hata türevinin yanı sıra sistem durum değişkenlerinin ağırlıklı kombinasyonları kullanılarak

yeni kayma yüzeyi fonksiyonları tanımlanmıştır. Bu sayede hem sistemin hızlı yüzeye ulaşma süresi kısaltılmış hem de kararlı rejime geçiş hızlandırılmıştır. Özellikle SEPIC dönüştürücü akım ve gerilim bileşenlerinin birlikte değerlendirildiği hibrit kayma yüzeyleri, kararlılık açısından olumlu sonuçlar vermektedir [31]. Literatürde yapılan tüm bu çalışmalar, KKK'nin farklı varyantlarıyla birlikte güç dönüştürücülerin kontrol performansını iyileştirmede etkili bir araç olduğunu göstermektedir.

Bu tez çalışmasında, yapısal olarak daha geniş bir giriş gerilim aralığında çalışabilen Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün kontrolü için sabit anahtarlama frekanslı, gürbüz ve hızlı dinamik yanıt verebilen bir KKK stratejisi geliştirilmiştir. Tez çalışması kapsamında, öncelikle gelişmiş SEPIC yapısının matematiksel modellemesi yapılarak kontrolcü tasarımı için sistem modeli elde edilmiştir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün akım kontrolü için kayan kipli kontrol stratejisi tasarlanmıştır. Akım referansı gerilim hatası uygulanan bir PI kontrolcü tarafından üretilerek dolaylı gerilim kontrolü sağlanmıştır. Ayrıca, Lyapunov temelli kararlılık analizlerini gerçekleştirilmiştir. Oluşturulan kontrol stratejisinin performansı, MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen kapsamlı benzetim çalışmaları ile farklı senaryolar altında incelenmiştir. Bu tez çalışması, literatürde daha çok teorik düzeyde önerilmiş olan gelişmiş SEPIC yapısının, pratik kontrol stratejileri ile birleştirilerek uygulanabilirliğini ortaya koyması açısından özgün bir katkı sunmaktadır. Ayrıca, kontrol yüzeyi tasarımı ve eşdeğer kontrol yasası türevleriyle birlikte sistemin kararlılığı matematiksel olarak analiz edilmiş, klasik PI yapısı ile karşılaştırmalı yorumlara da yer verilmiştir.

Bu tez toplam beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölümde DA–DA dönüştürücülerin genel tanımı, SEPIC topolojisinin önemi ve gelişmiş yapı ihtiyacı detaylandırılmıştır. İkinci bölümde, literatürde yer alan geleneksel SEPIC dönüştürücü ve gelişmiş SEPIC dönüştürücüden ve anahtarların iletimde ve kesimde olması durumuna göre devrelerin analizinden bahsedilmiştir. Üçüncü bölümde kayan kipli kontrol yöntemi teorik altyapısı, avantajları, sınırlamaları ve uygulama örnekleriyle birlikte incelenmiştir.

Ayrıca önerilen gelişmiş SEPIC yapısı ve KKK algoritmasının uygulanabilmesi için matematiksel modelinin çıkarılması, KKK algoritmasının tasarımından bahsedilmiştir. Dördüncü bölümde, MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş simülasyon sonuçları detaylandırılmıştır. Beşinci bölümde ise genel değerlendirme yapılmış, sonuçlar özetlenmiş

ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar önerilmiştir.

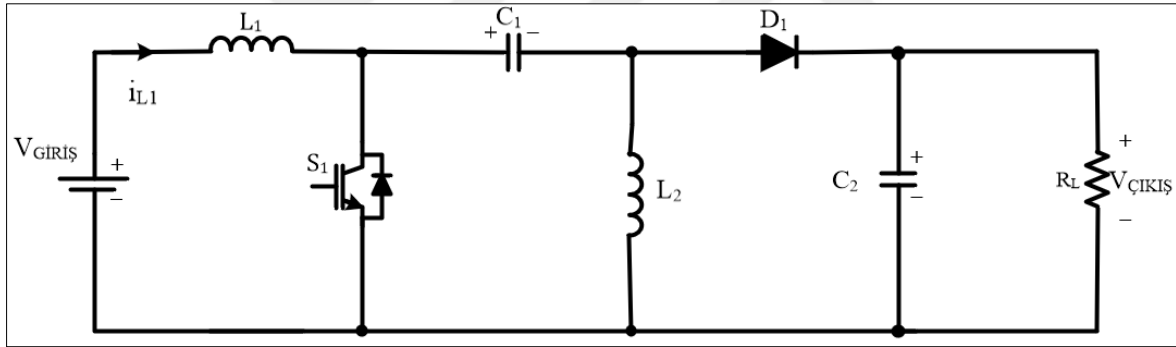


2. DA-DA SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Bu bölümde, literatürde mevcut geleneksel ve gelişmiş SEPIC dönüştürücülerin modellenmesi ve analizleri sunulmuştur.

2.1. Geleneksel SEPIC Dönüştürücü

Geleneksel SEPIC dönüştürücü, giriş gerilimini istenen seviyeye indirip yükseltebilme yeteneğine sahip bir DA-DA dönüştürücü türüdür. Bu özelliği sayesinde zamanla gerilim seviyesi değişen kaynaklardan sabit gerilimle çalışan yüklerin beslenmesi sağlanmaktadır. Bununla birlikte, geniş bir bantta akım ve gerilim kontrolü gerektiren uygulamalarda da yaygın olarak tercih edilmektedir [32]. Şekil 2.1’de geleneksel SEPIC dönüştürücüsünün devre şeması görülmektedir.



Şekil 2.1. Geleneksel SEPIC dönüştürücü devresi

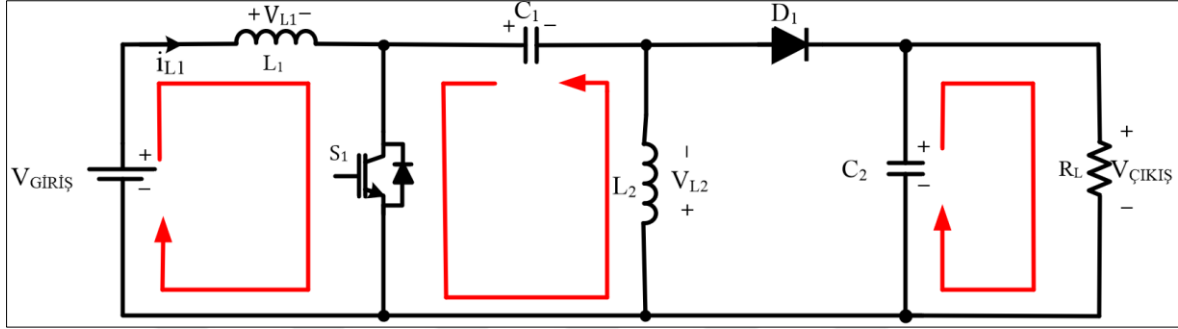
Bu topoloji, giriş geriliminden bağımsız olarak pozitif yönlü ve düzenlenmiş bir çıkış elde edilmesine olanak tanır. Yapı olarak CUK dönüştürücüsüne benzerlik gösterse de temel fark, SEPIC dönüştürücüde L_2 bobininin ve diyotun yerlerinin değiştirilmiş olmasıdır. Bu değişiklik, SEPIC’in giriş akımının, sürekli hale getirilmesine olanak tanır [33].

SEPIC yapısında iki adet bobin (L_1 ve L_2), bir bağlantı kondansatörü (C_1), bir anahtarlama elemanı (S_1), bir hızlı geri toparlayan diyot (D_1) ve çıkış filtre elemanları (C_2 ve yük direnci R_L) bulunmaktadır. Giriş akımı, L_1 bobini üzerinden akarak kesintisiz bir yapıda ilerlediği için özellikle hassas uygulamalarda avantaj sağlar.

2.1.1. Geleneksel SEPIC dönüştürücünün çalışma durumları

1. Durum: Anahtarlama Elemanının (S_1) İletimde Olduğu Durum:

Geleneksel SEPIC topolojisinin ilk çalışma durumu, anahtarlama elemanının iletimde olduğu zamana karşılık gelmektedir. İletim durumu Şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2. Geleneksel SEPIC S_1 Anahtarının iletimde olduğu durum

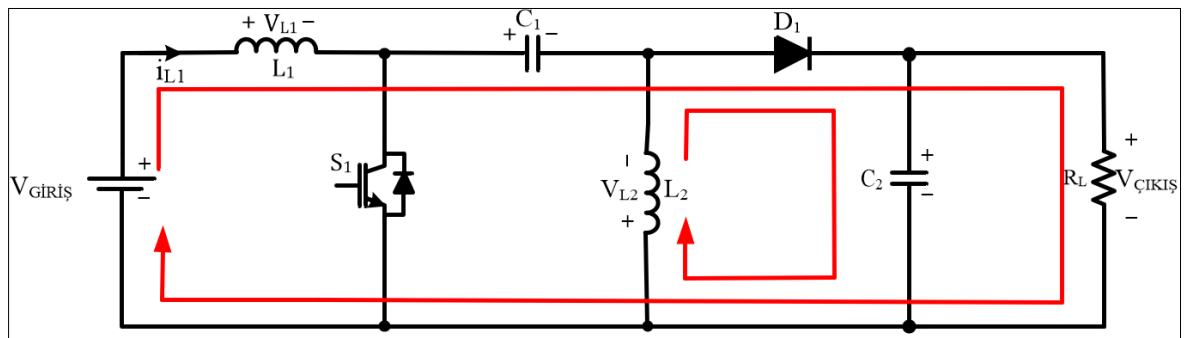
Bu durumda, diyot (D_1) kesimde olduğundan, yük (R_L) çıkış kondansatörü (C_2) aracılığıyla beslenmektedir. Ayrıca, giriş gerilimi ($V_{GİRİŞ}$) doğrudan L_1 bobinine uygulanır ve bobin enerji depolamaya başlar. Aynı anda C_1 kondansatörü, bir enerji transfer ortamı olarak işlev görür. Bu kondansatör, yük boşaltımı yaparak enerjisini L_2 bobinine aktarır. Böylece L_2 bobini de şarj olur ve üzerinde enerji birikmeye başlar. Bu durum, sistemin hem giriş hem de ara devre elemanlarının enerji depolama fazında olduğunu göstermektedir. Bu koşullarda, devre elemanları üzerindeki gerilimler Eş 2.1’deki gibi ifade edilebilir:

$$S_1 = 1 \begin{cases} V_{L1} = V_{GİRİŞ} \\ V_{L2} = V_{C1} \\ V_{C2} = V_{ÇIKIŞ} \end{cases} \quad (2.1)$$

Burada: V_{L1} , girişten şarj olan L_1 bobini üzerindeki gerilimi, V_{L2} , C_1 kondansatörü tarafından şarj edilen L_2 bobin gerilimini, V_{C2} ise çıkış tarafındaki kondansatör veya yük gerilimini ifade etmektedir. Bu fazda herhangi bir enerji transferi doğrudan çıkışa yönlendirilmediğinden, SEPIC dönüştürücü yapısının geçici enerji depolama özelliği ön plana çıkmaktadır [34].

2. Durum: Anahtarlama Elemanının (S_1) Kesimde Olduğu Durum:

SEPIC dönüştürücünün ikinci çalışma durumu, anahtarlama elemanının kesimde olduğu zaman dilimine karşılık gelmektedir. Bu duruma ait devre yapısı Şekil 2.3'te verilmiştir. Bu fazda, anahtarın açık olması nedeniyle devredeki diyot (D_1) iletime geçer ve sistemde enerji transferi yük tarafına yönelir. Bu anda, bir önceki anahtarlama periyodunda enerji depolayan L_1 ve L_2 bobinleri deşarj olur [35]. L_1 bobini doğrudan çıkışa enerji aktarmaz; bunun yerine C_1 kondansatöründen geçer ve iletimde olan diyot üzerinden L_2 bobini ile birlikte yükü besler. Böylece sistemde gerçek anlamda girişten çıkışa enerji transferi bu fazda gerçekleşir.



Şekil 2.3. Geleneksel SEPIC S_1 anahtarının kesimde olduğu durum

Aynı zamanda, C_1 kondansatörü hem L_1 bobininden gelen akımı iletir hem de L_2 bobini ile birlikte çıkışa enerji sağlayan döngü içinde yer alır. Çıkış kondansatörü C_2 , bu süreçte yük tarafına seri olarak bağlı olduğundan çıkış geriliminin sürekli kalmasına katkı sağlar. Bu çalışma durumunda, devre elemanları üzerindeki gerilim dağılımı Eş. 2.2'deki gibi tanımlanabilir:

$$S_1 = 0 \begin{cases} V_{L1} = -V_{ÇIKIŞ} \\ V_{L2} = V_{C1} - V_{ÇIKIŞ} \\ V_{C2} = V_{ÇIKIŞ} \end{cases} \quad (2.2)$$

Kararlı durumda bobin akımı periyodik kaldığından L_1 üzerindeki ortalama gerilim sıfırdır ($v_{L1}^- = 0$). Bu nedenle, anahtarın iki çalışma aralığındaki ($S_1=0$ ve $S_1=1$ için) V_{L1} değerlerinin zaman ağırlıklı ortalaması sıfıra eşitlenir. Eş. 2.1 ve 2.2'den V_{L1} değerleri kullanılarak volt-saniye dengesi gereği L_1 bobinin ortalama gerilim denklemi Eş. 2.3'teki gibi yazılabilir.

$$V_{L1(S1=1)}DT + V_{L1(S1=0)}(1 - D)T = 0 \quad (2.3)$$

Bu ifade, bobin üzerindeki ortalama gerilimin sıfır olması koşuluna dayanarak SEPIC dönüştürücünün giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi tanımlar. Eş. (2.3)'te verilen volt-saniye dengesi, her bir anahtarlama periyodunda L_1 bobininde biriken enerjinin aynı periyot içinde tamamen boşaltıldığını gösterir. Bu durumda sistem kararlı hâlde çalışır ve girişten çekilen enerji ortalama olarak çıkış yüküne aktarılır. Anahtarın iletimde olduğu sürede ($S_1 = 1$) $V_{L1} = V_{GİRİŞ}$, anahtarın kesimde olduğu sürede ($S_1 = 0$) ise $V_{L1} = -V_{ÇIKIŞ}$ olduğundan, bu iki durumun zaman ağırlıklı ortalaması sıfır alınarak giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bağıntı elde edilir.

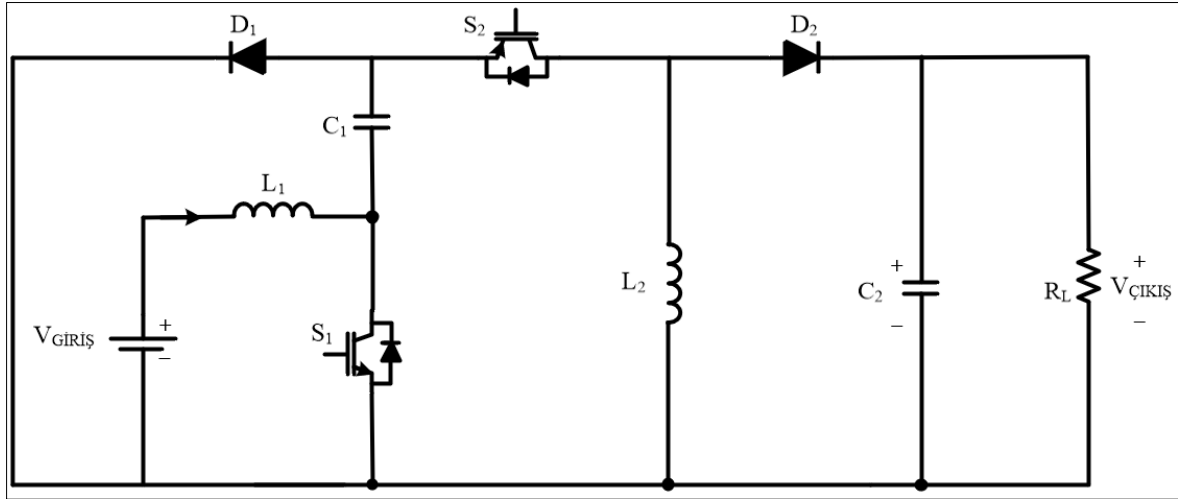
Giriş geriliminin, kontrol edilen bir anahtarlama oranı aracılığıyla istenilen çıkış gerilimine dönüştürülmesini sağlar [35]. Bu dönüşümün nicel ifadesi, gerilim dönüşüm oranı (M) olarak tanımlanır ve ideal koşullar altında Eş. 2.4'teki gibi ifade edilir:

$$M = \frac{V_{ÇIKIŞ}}{V_{GİRİŞ}} = \frac{D}{1-D} \quad (2.4)$$

Burada $V_{ÇIKIŞ}$ çıkış gerilimi, $V_{GİRİŞ}$ giriş gerilimi ve D , anahtarlama sinyalinin doluluk oranıdır. Bu denklem, geleneksel SEPIC dönüştürücünün sürekli akım durumunda ve tüm devre elemanlarının ideal (kayıpsız) olduğu varsayımı altında geçerlidir. Pratikte, kayıpların kaçınılmaz olması gerilim dönüşüm oranının doğrusal yapısını bozar. Bu nedenle, sistemin kontrol açısından daha karmaşık bir davranış sergilemesine neden olur. Bu durum, özellikle değişken yük altında çalışan uygulamalarda doğrusal olmayan kontrol tekniklerinin tercih edilmesini gerekli kılar [36].

2.2. Gelişmiş SEPIC Dönüştürücü

Bu tez kapsamında incelenen gelişmiş SEPIC yapısı, iki senkron anahtar (S_1 ve S_2) içermekte olup, bu anahtarlar eş zamanlı olarak açılıp kapanmaktadır. Böylece, geleneksel yapının zayıf yönleri olan ters akım geçişleri, diyot iletim kayıpları ve sınırlı geçici rejim kontrolü gibi dezavantajlar ortadan kaldırılmıştır. Gelişmiş SEPIC dönüştürücüye ait devre şeması Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü devresi

Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün ana bileşenlerinden L_1 ve L_2 bobinleri, giriş enerjisini depolayan ve anahtarlama çevrimleri arasında enerjiyi çıkışa aktaran elemanlardır. C_1 kondansatörü, iki bobin arasında enerji taşıyan ve çıkışa geçici enerji sağlayan pasif elemandır.

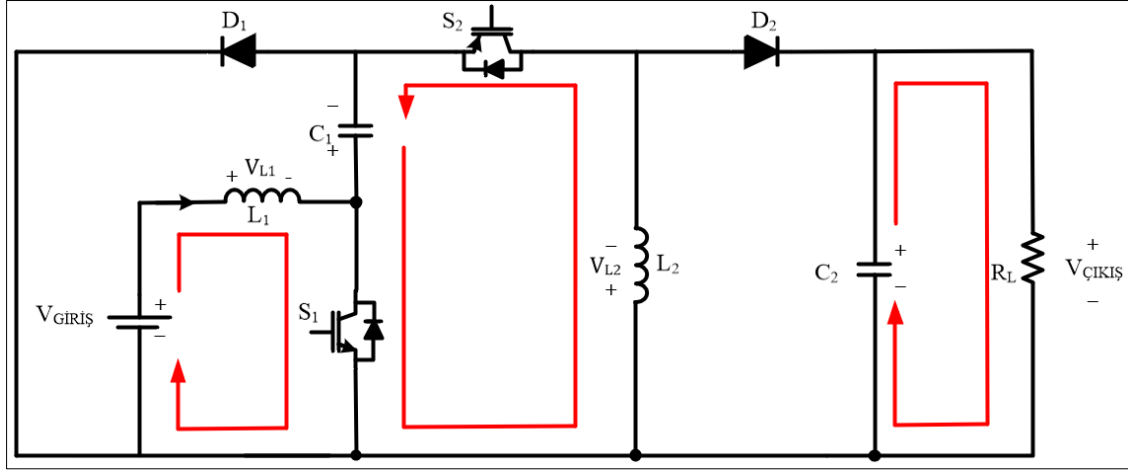
Bu yapı, diyot yerine aktif bir kontrol sağlayarak verimi artırır [1]. D_1 ve D_2 diyotları anahtarlar kapandığında çıkışa enerji aktarırlar. Gelişmiş SEPIC dönüştürücüler, geleneksel SEPIC yapısına ek olarak, daha geniş gerilim aralığında çalışabilen dönüştürücülerdir. Bu yapılar, değişken ve düşük gerilim kaynaklarına sahip sistemler için uygundur. Geleneksel SEPIC dönüştürücülere göre gelişmiş SEPIC yapısı, daha geniş bir aralıkta gerilim yükseltme ve düşürme yeteneğine sahiptir. Geliştirilmiş yapı sayesinde, düşük giriş akımı dalgalanması, yüksek verim ve geliştirilmiş geçici rejim cevabı sağlanır [1].

Gelişmiş SEPIC dönüştürücü anahtarların (S_1 ve S_2) açık ve kapalı olma durumlarına göre iki aşamada incelenebilir.

2.2.1. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü çalışma durumları

1. Durum: Anahtarlama Elemanlarının (S_1 ve S_2) İletimde Olduğu Durum:

Anahtarların iletimde ($S_1=1$ ve $S_2=1$) olduğu durumda, Şekil 2.5'te gösterildiği gibi, anahtarlama elemanları iletimdedir, diyotlar (D_1 ve D_2) ise kesimdedir.



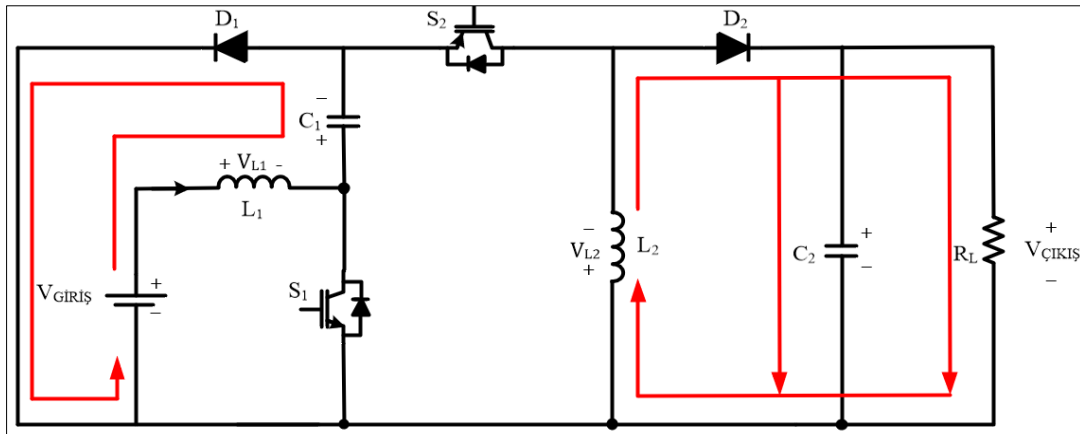
Şekil 2.5. Gelişmiş SEPIC S_1 ve S_2 anahtarlarının iletimde olduğu durum

Bu durumda devrede; L_1 bobinini giriş kaynağından şarj olur. L_2 bobinini ise C_1 kondansatörü tarafından şarj olur. C_2 çıkış kondansatörü, yükü beslemeye devam eder. Dolayısıyla, girişten-çıkışa enerji aktarımı gerçekleşmez ve bobinler enerji depolama durumundadır. Bu durum için C_2 kondansatör gerilimi (V_{C2}) ve bobin gerilimleri (V_{L1} ve V_{L2}) Eş. 2.5'te verilmiştir.

$$S_{1,2} = 1 \begin{cases} V_{L1}(S_1, S_2=1) = V_{GIRIS} \\ V_{L2}(S_1, S_2=1) = V_{C1} \\ V_{C2} = V_{CIKIS} \end{cases} \quad (2.5)$$

2. Durum: Anahtarlama Elemanlarının (S_1 ve S_2) Kesimde Olduğu Durum:

Anahtarların kesimde ($S_1=0$ ve $S_2=0$) diyotların (D_1 ve D_2) ise iletimde olduğu duruma ait devre şeması ise Şekil 2.6'da görülmektedir.



Şekil 2.6. Gelişmiş SEPIC S_1 ve S_2 anahtarlarının kesimde olduğu durum

Şekil 2.6’da görüldüğü üzere güç akışı diyotlar (D_1 ve D_2) üzerinden gerçekleşmektedir. Bu durumda, C_1 kondansatörü giriş kaynağı ($V_{GİRİŞ}$) ve L_1 bobini tarafından şarj edilir. Yük (R_L) ve çıkış tarafı kondansatörüne (C_2) ise güç akışı L_2 bobini tarafından sağlanır. Bu durumuna ait bobin gerilimleri Eş. 2.6’da verilmiştir.

$$S_{1,2} = 0 \begin{cases} V_{L1(S1,S2=0)} = V_{GİRİŞ} - V_{C1} \\ V_{L2(S1,S2=0)} = -V_{C2} \end{cases} \quad (2.6)$$

Güç dönüştürücülerinde, gerilim dönüştürme oranı, giriş gerilimi ($V_{giriş}$) ile çıkış gerilimi ($V_{çıkış}$) arasındaki ilişkiyi belirleyen temel parametredir. Bu oran, dönüştürücünün görev çevrimi (D) ve devre elemanlarının parametrelerine bağlı olarak değişiklik göstermektedir.

Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün gerilim kazanç denklemi, devrenin anahtarlama elemanlarının (S_1 ve S_2) durumu dikkate alınarak türetilir. Sürekli akım durumunda L_1 ve L_2 bobinlerindeki ortalama gerilim sıfır olduğundan yola çıkarak Eş 2.7’deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_{L1(s1,2=1)} DT + V_{L1(s1,2=0)} (1-D)T &= 0 \\ V_{L2(s1,2=1)} DT + V_{L2(s1,2=0)} (1-D)T &= 0 \end{aligned} \quad (2.7)$$

Eş. 2.5 ve Eş. 2.6, Eş. 2.7’de yerine konularak Eş. 2.8’deki gerilim kazanç ifadeleri yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_{C1} &= \frac{1}{1-D} V_{GİRİŞ} \\ \frac{V_{ÇIKIŞ}}{V_{GİRİŞ}} &= \frac{D}{(1-D)^2} \end{aligned} \quad (2.8)$$

Buradan Gelişmiş SEPIC dönüştürücüye ait gerilim dönüştürme oranı (M) Eş. 2.9’daki gibi elde edilir.

$$M = \frac{D}{(1-D)^2} \quad (2.9)$$

Bu denkleme göre, $D > 0.382$ olduğunda gelişmiş SEPIC dönüştürücü yükselten durumda, $D < 0.382$ olduğunda ise gerilim düşürme durumda çalışmaktadır [1]. Bu çalışmada gelişmiş SEPIC dönüştürücünün performansı, beş farklı simülasyon senaryosu altında incelenmiştir.

Bu senaryolar; alçaltan çalışma durumu, yükselten çalışma durumu, referans geriliminde basamak değişimi, giriş geriliminde basamak değişimi ve çıkış yükünde değişim olacak şekilde tanımlanmıştır. Her bir senaryoda, ilgili giriş ($V_{GİRİŞ}$) ve çıkış ($V_{ÇIKIŞ}$) gerilimleri Eş.2.9 kullanılarak görev oranı D için sayısal çözüm elde edilmiştir. Yapılan hesaplamalar sonucunda, beş test senaryosunun tamamını kapsayan görev oranı aralığı Eş. 2.10'daki gibi bulunmuştur.

$$0,314 \leq D \leq 0,451 \quad (2.10)$$

Simülasyon çalışmalarında PWM birimi ve denetleyici parametreleri bu görev oranı aralığı dikkate alınarak bu aralığın ortasına karşılık gelen görev oranı $D = 0,38$ alınmıştır. Böylece devre elemanlarının boyutlandırılması, dönüştürücünün beş test senaryosunun tamamını kapsayacak şekilde, ancak tek bir temsili çalışma noktası üzerinden yapılmıştır.

Aynı çalışma aralığını kapsayacak biçimde L_1 ve L_2 bobinleri ile C_1 ve C_2 kondansatörlerinin değerleri aşağıda verilen ifade ve tasarım kriterlerine göre hesaplanmıştır.

Bobin değerleri belirlenirken, bobin akımı dalgalanmasının sınırlandırılması amacıyla akım dalgalanma katsayısı Eş. 2.11'de tanımlanmıştır.

$$r = \frac{\Delta I_L}{I_L} \quad (2.11)$$

Burada ΔI_L , bobin akımının tepe-tepe dalgalanmasını, I_L ise aynı bobinden akan ortalama akımı ifade etmektedir. Küçük akım dalgalanması, daha düşük iletim kaybı ve daha iyi akım biçimi sağlarken, bobin değerinin büyümesine ve dolayısıyla maliyet ve hacmin artmasına neden olmaktadır. Bu nedenle r , tasarımda kullanılan bir mühendislik parametresidir ve genellikle %20–%30 aralığında seçilmektedir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün küçük işaret modeli ve doğru durum gerilim kazancı birlikte kullanıldığında, L_1 ve L_2 bobinleri için kritik endüktans değerleri Eş. 2.12'deki gibi elde edilmektedir.

$$L_1 \geq \frac{(1-D)^4 \cdot R}{r \cdot D \cdot f_s}, L_2 \geq \frac{(1-D)^2 \cdot R}{r \cdot f_s} \quad (2.12)$$

Burada R_L yük direncini, f_s ise PWM biriminde tanımlanan anahtarlama frekansını göstermektedir. Hesaplanan bu kritik endüktans değerlerinin üzerinde olacak biçimde, standart seri değerler arasından seçilmiştir.

Benzer şekilde kondansatörlerin boyutlandırılmasında, kondansatör uçlarındaki gerilim dalgalanmasının sınırlandırılması amacıyla gerilim dalgalanma katsayısı Eş. 2.13'te tanımlanmıştır.

$$\sigma = \frac{\Delta U_C}{U_C} \quad (2.13)$$

Burada ΔU_C kondansatör geriliminin tepe-tepe dalgalanmasını, U_C ise ortalama gerilim değerini ifade etmektedir. Küçük σ değerleri, çıkış geriliminin daha düzgün olmasını sağlarken kondansatör değerini büyümekte ve dolayısıyla maliyet ve hacmi artırmaktadır. Gelişmiş SEPIC yapısının ortalama durum denklemleri ve doğru durum çalışma koşulları kullanılarak, enerji transfer kondansatörü C_1 ve çıkış filtresi kondansatörü C_2 için kritik kapasitans ifadeleri Eş. 2.14'teki gibi elde edilmektedir:

$$C_1 \geq \frac{D^2}{\sigma \cdot (1-D)^2 \cdot R \cdot f_s}, C_2 \geq \frac{D}{\sigma \cdot R \cdot f_s} \quad (2.14)$$

Bu eşitsizliklerde σ , tasarım sırasında belirlenen izin verilebilir gerilim dalgalanma oranını temsil etmektedir. Literatürde DA-DA dönüştürücüler için tipik olarak çıkış gerilim dalgalanmasının %10-%15 aralığında seçildiği bilinmektedir; bu çalışmada da C_1 ve C_2 değerleri, seçilen σ değeri için (2.14) eşitliklerini sağlayacak ve pratikte kullanımı uygun olacak standart seri kapasitans değerleri arasından belirlenmiştir.

Bu şekilde, L_1 , L_2 , C_1 ve C_2 elemanlarının boyutlandırılması, hem Eş 2.10'da verilen görev oranı aralığı dikkate alınarak hem de akım ve gerilim dalgalanma katsayıları r ve σ üzerinden tanımlanan tasarım kriterleri gözetilerek gerçekleştirilmiştir. Böylece dönüştürücünün simülasyon çalışmalarında ele alınan tüm simülasyon senaryoları için kararlı ve fiziksel olarak anlamlı bir çalışma bölgesinde kalması sağlanmıştır.

2.2.2. Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün ortalama durum denklemlerinin elde edilmesi

Gelişmiş SEPIC DA-DA dönüştürücü, yapısal olarak birden fazla enerji depolayan eleman içerdiğinden, sistemin dinamik tepkilerinin iyi tanımlanması ve sistemin doğru şekilde modellenebilmesi için durum uzayı temsiline yaygın olarak kullanılmaktadır. Durum-uzay modeli sayesinde aşağıdaki kritik avantajlar elde edilir bunlar; kontrol değişkenlerinin (örn. doluluk oranı) sistem üzerindeki etkisi matematiksel olarak tanımlanabilir, çıkış büyüklüklerinin (gerilim, akım) zamanla nasıl değiştiği öngörülebilir, ileri düzey kontrol teknikleri (KKK, MPC, LQR vb.) bu modele dayalı olarak tasarlanabilir veya sistemin kararlılığı analiz edilebilir.

Anahtarların iletim ve kesim durumlarına göre ayrıklaştırılmış ve ideal koşullar altında türetilmiş durum denklemleri Eş. 2.15 ve Eş. 2.16'da sunulmuştur. Durum denklemlerinde $i_{L1}(t)$ L_1 bobini üzerinden geçen akımı, $i_{L2}(t)$ L_2 bobini üzerinden geçen akımı, $V_{C1}(t)$ C_1 kondansatörü üzerindeki gerilimi ve $V_{C2}(t)$ de C_2 kondansatörü üzerindeki gerilimi ifade etmektedir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{giris} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{giris} \quad (2.16)$$

Anahtarların (S_1 ve S_2) durumlarına göre 2 farklı durum için elde edilen ayrıştırılmış durum denklemlerinden ortalama durum denklemi hesaplanır. $A_{S1,S2=1}$, A matrisinin S_1 ve S_2 anahtarlarının iletimde olduğu durumu, $A_{S1,S2=0}$ ise, A matrisinin S_1 ve S_2 anahtarlarının kesimde olduğu durumu, A_{ORT} ise ortalama A matrisi durum denklemini ifade eder.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(1,3) &= 0 \\
A_{S1,S2=0}(1,3) &= -\frac{1}{L_1} \\
A_{ORT}(1,3) &= D \cdot 0 + (1-D) \cdot \left(-\frac{1}{L_1}\right) = \frac{D-1}{L_1}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Eş. 2.17 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 1. satır 3. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(2,3) &= \frac{1}{L_2} \\
A_{S1,S2=0}(2,3) &= 0 \\
A_{ORT}(2,3) &= D \cdot \frac{1}{L_2} + (1-D) \cdot 0 = \frac{D}{L_2}
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Eş. 2.18 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 2. satır 3. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(2,4) &= 0 \\
A_{S1,S2=0}(2,4) &= -\frac{1}{L_2} \\
A_{ORT}(2,4) &= D \cdot 0 + (1-D) \cdot \left(-\frac{1}{L_2}\right) = \frac{D-1}{L_2}
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Eş. 2.19 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 2. satır 4. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(3,1) &= 0 \\
A_{S1,S2=0}(3,1) &= \frac{1}{C_1} \\
A_{ORT}(3,1) &= D \cdot 0 + (1-D) \cdot \frac{1}{C_1} = \frac{1-D}{C_1}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

Eş. 2.20 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 3. satır 1. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(3,2) &= -\frac{1}{C_1} \\
A_{S1,S2=0}(3,2) &= 0 \\
A_{ORT}(3,2) &= D \cdot \left(-\frac{1}{C_1}\right) + (1-D) \cdot 0 = \frac{-D}{C_1}
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Eş. 2.21 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 3. satır 2. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(4,2) &= 0 \\
A_{S1,S2=0}(4,2) &= \frac{1}{C_2} \\
A_{ORT}(4,2) &= D \cdot 0 + (1-D) \cdot \frac{1}{C_2} = \frac{1-D}{C_2}
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Eş. 2.22 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 4. satır 2. sütunundaki ifadedir.

$$\begin{aligned}
A_{S1,S2=1}(4,4) &= -\frac{1}{C_2 \cdot R} \\
A_{S1,S2=0}(4,4) &= -\frac{1}{C_2 \cdot R} \\
A_{ORT}(4,4) &= D \cdot -\frac{1}{C_2 \cdot R} + (1-D) \cdot -\frac{1}{C_2 \cdot R} = -\frac{1}{C_2 \cdot R}
\end{aligned} \tag{2.23}$$

Eş. 2.23 ortalama durum denklemindeki A matrisinin 4. satır 4. sütunundaki ifadedir.

A_{ORT} 'ye ait denklemlerden yola çıkarak $i_{L1}(t)$ L_1 bobininin akımı, $i_{L2}(t)$ L_2 bobininin akımı, $V_{C1}(t)$ C_1 kondansatörünün gerilimi ve $V_{C2}(t)$ de C_2 kondansatörünün gerilimi olmak üzere ortalama durum uzay modeli Eş. 2.24'teki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \\ \frac{di_{L2}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \\ \frac{dV_{C2}(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ V_{C1}(t) \\ V_{C2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{giriş} \tag{2.24}$$

Bu model, kayan kipli kontrol (KKK) gibi ileri kontrol yöntemlerinin uygulanması için yeterli doğrulukta bir temsil sunar. Giriş-çıkış doğruluğu, lineer olmayan sistem simülasyonlarıyla da desteklenebilir. Özellikle ayrık zamanlı temsil, gerçek zamanlı gömülü sistemler için kaçınılmazdır [12,13,37].

3. KAYAN KIPLİ KONTROLCÜ TASARIMI

Kayan kipli kontrol (KKK), doğrusal olmayan ve parametre belirsizlikleri içeren sistemlerde yüksek kararlılık ve dayanıklılık sağlayan bir kontrol yaklaşımıdır. Temel prensibi, sistemin davranışını belirli bir kayan yüzey üzerine yönlendirerek, bu yüzey üzerinde sistemin belirlenen dinamiklere uymasınıdır [19,38]. KKK iki aşamadan oluşur:

- 1) Ulaşım Fazı – Sistem durumlarının belirlenen kayan yüzeye ulaşması sağlanır.
- 2) Kayma Fazı – Durumlar yüzey üzerinde kaldığı sürece sistemin dinamiği, önceden tanımlı ve istenen bir davranış sergiler.

Kayan yüzeye ulaşıldığında sistemin davranışı artık dış bozuculara, parametre değişimlerine ve yük dalgalanmalarına karşı büyük ölçüde bağımsızlık kazanır. Bu özelliğiyle KKK, klasik PI veya PID denetleyicilerden çok daha güçlü bir dayanıklılık seviyesine sahiptir [4,5].

Güç dönüştürücülerinin kararlı ve hızlı çalışabilmesi için kontrol yöntemlerinin, sistemin dinamik davranışlarını iyi tanınması gerekir. Bu nedenle, herhangi bir gelişmiş kontrol algoritmasının uygulanabilmesi için öncelikle sistemin matematiksel modeli elde edilmelidir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü gibi doğrusal olmayan bir sistemde bu modelleme çoğunlukla diferansiyel denklemler ile gerçekleştirilir. Özellikle kayan kipli kontrol gibi bir yöntem, sistemin dinamiklerini açıkça bilmeye dayanır. Çünkü KKK’de hem kayan yüzeyin tanımı hem de kontrol yasasının oluşturulması, sistemin durum denklemlerine doğrudan bağlıdır. Bu nedenle, önceki bölümde elde edilen denklemler, bu aşamada yalnızca bir matematiksel ifade olmaktan çıkar; kontrolcü tasarımının temelini oluşturur [39].

Kayan kipli kontrol, sistemin belirli bir yüzeye ulaşmasını sağlamak ve bu yüzeyde kalmasını garanti etmek ister [40]. Ancak sistemin dinamiklerini temsil eden denklemler olmadan böyle bir yüzeyin doğruluğu ve kararlılığı analiz edilemez. İşte bu nedenle, SEPIC gibi anahtarlama sistemlerinde bu diferansiyel denklemler olmadan KKK tasarımı yapılamaz.

Sistemin tanımlanan kayan yüzeye ulaşmasını ve bu yüzey üzerinde kalmasını sağlamak amacı doğrultusunda, tanımlanan kayan yüzey $s(t)$ ve ulaşım yasası $\dot{s}(t)$ ifadeleri

kullanılarak uygun bir kontrol sinyali (örneğin anahtar konumunun kararı ya da doluluk oranı değeri) elde edilir.

KKK'nin Gelişmiş SEPIC'e uygulanması, sistemin diferansiyel denklemlerine dayanarak bir kayma yüzeyi tanımlanması ve ardından, sistemin bu yüzeye doğru ulaşmasını sağlayacak bir kontrol yasasının türetilmesini gerektirir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücüde, çıkış geriliminin referans değere regüle edilmesi amacıyla iki döngülü bir kontrol yapısı uygulanmıştır. Dış döngüde PI denetleyici, gerilim hatasını işleyerek referans L_1 bobin akımını üretir. İç döngüde ise KKK, bu referans akımı ile ölçülen L_1 bobinin akımı arasındaki farkı minimize eder.

3.1. Kayma Yüzeyinin Tanımı

Kayan kipli kontrol yaklaşımının temel adımı, sistemin istenen davranışı sergilemesi için uygun bir kayan yüzey tanımlamaktır. Bu yüzey, sistemin istenilen durumuna ulaşabilmesi için belirli bir hata dinamiğini zorlayıcı şekilde tanımlar [41]. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü gibi çıkış gerilimi kontrolü yapılan sistemlerde, en yaygın kullanılan kayan yüzey, çıktı hatasına (gerilim hatasına) dayalı olarak tanımlanır. $e(t)$ hata, i_{L1}^* hedeflenen referans L_1 bobinin akım değeri ve i_{L1} , L_1 bobini üzerinden geçen akım olmak üzere akım hatası Eş. 3.1'deki gibi ifade edilebilir.

$$e(t) = i_{L1}^*(t) - i_{L1}(t) \quad (3.1)$$

Bu hata fonksiyonu kullanılarak kayan yüzey genellikle Eş. 3.2'deki gibi tanımlanır:

$$s(t) = \lambda e(t) + \dot{e}(t) = \lambda (i_{L1}^*(t) - i_{L1}(t)) - \dot{i}_{L1}(t) \quad (3.2)$$

Kayan yüzeyin bu şekilde tanımlanmasının nedeni, sistemin genel derecesi ve kontrol edilen değişken i_{L1} arasındaki ilişkiyle ilgilidir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü yapısı iki bobin (L_1 , L_2) ve iki kondansatör (C_1 , C_2) içermekte olup, bu durum sistemin toplamda dördüncü dereceden bir dinamik yapıya sahip olduğunu göstermektedir.

Ancak kayan kipli kontrol, doğrudan L_1 bobininin akımını düzenlemeye yönelik olarak tasarlanmıştır ve bu değişken kontrol sinyali ile birinci türev düzeyinde ilişkilidir. Bu

nedenle, yüzey denklemi sistemin toplam mertebesine göre değil, kontrol edilen değişkenin kontrol sinyaline bağlı türev mertebesine göre belirlenmiştir. Dolayısıyla, $s = \lambda e + \dot{e}$ biçimindeki birinci dereceden kayan yüzey, hem sistemin hata dinamiğini üstel biçimde bastırarak kadar hızlı bir tepki sağlar hem de yüksek dereceli türevlerin neden olacağı gürültü ve kararsızlık etkilerinden kaçınılmasına olanak tanır.

Burada, λ kazancı, sistemin geçici rejim karakteristiğini belirler ve hata sinyalinin ne kadar hızlı bastırılacağını belirler. PI denetleyicinin çıkışı sabit kabul edildiğinden, Eş. 3.2’de türevi sıfır olarak ifade edilmiştir. λ katsayısı, kayma yüzeyine ulaştıktan sonraki dinamiğin hızını ve sönümünü belirlediği için hem hızlı geçici cevap sağlayacak hem de kontrol sinyalini aşırı agresif hâle getirmeyecek şekilde seçilmiştir.

Kayan kipli kontrol yapısının sağlıklı şekilde uygulanabilmesi için, kayma yüzeyine ait zaman türevinin sistem durum denklemleri cinsinden ifade edilmesi gereklidir. Bu amaçla, gelişmiş SEPIC dönüştürücüye ait durum denklemlerinden doğrudan elde edilen $i_{L1}(t)$ ifadesi Eş. 3.3’te verilmiştir:

$$\dot{i}_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} (V_{GİRİŞ}(t) - (1 - D(t))V_{C1}(t)) \quad (3.3)$$

Bu denklem, sistemdeki anahtarlama oranı $D(t)$ ’nin sistem üzerindeki etkisini açıkça ortaya koymakta ve kontrol sinyalinin çıkış gerilimine etkisini matematiksel olarak temsil etmektedir. Kayma yüzeyinin bu ifadeyle genişletilmiş hali Eş. 3.4 ile ifade edilir.

$$s(t) = \lambda (i_{L1}^*(t) - i_{L1}(t)) - \frac{1}{L_1} (V_{GİRİŞ}(t) - (1 - D(t))V_{C1}(t)) \quad (3.4)$$

Eş 3.4, kontrol sinyalinin $D(t)$ ile ilişkilendirilebileceğini açıkça ortaya koymaktadır. Ayrıca, bir sonraki adım olan kontrol yasasının türetilmesine zemin hazırlamaktadır.

3.2. Ulaşım Fazı

KKK yapısının temel amacı, sistemin durumlarını tanımlanan kayan yüzeye mümkün olan en kısa sürede ulaştırmak ve bu yüzey üzerinde tutmaktır [42,43]. Bunun için kullanılan yöntemlerden biri de ulaşım yasası olarak adlandırılır. Bu fazın amacı, hata sinyali $s(t)$ ’nin

zamanla sifıra yaklaşmasını sağlayarak sistemi kayma fazına hazırlamaktır. Kayan yüzey dinamiği Lyapunov kararlılığı temelinde Eş. 3.5'teki koşulu sağlamalıdır:

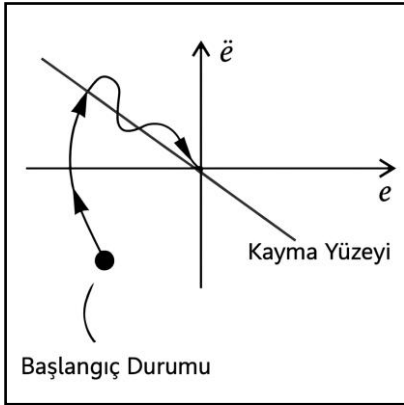
$$s(t)\dot{s}(t) < 0 \quad (3.5)$$

Bu koşulun sağlanması, sistemin her durumda yüzeye doğru hareket etmesini ve kararlı biçimde kayma rejimine ulaşmasını garanti eder [44]. Bu yasa, kayan yüzeyin türevinin belirli bir dinamik davranışı takip etmesini sağlayarak sistemin yüzeye yönlendirilmesini garanti eder [45,46]. Genel bir ulaşım yasası Eş.3.6'daki gibi tanımlanabilir:

$$\dot{s}(t) = -k \cdot \text{sign}(s(t)) \quad (3.6)$$

Burada $k>0$: sistemin yüzeye ulaşma hızını belirleyen sabittir. Ulaşım kazancı k , Lyapunov kararlılık koşulu altında kayma yüzeyine ulaşmayı garanti eden asgari değerin üzerinde belirlenmiştir.

Bu ifade teorik olarak sistemin hızlı bir şekilde yüzeye ulaşmasını sağlar; ancak ideal işaret (sign) fonksiyonunun kullanılması, pratik uygulamalarda yüksek frekanslı çatırtı problemine yol açar. Bu durum özellikle anahtarlama elemanlarının yüksek frekansta çalıştığı güç elektroniği sistemlerinde istenmeyen bir etkidir [47]. Bu konu, ilerleyen bölümlerde ayrıntılı olarak ele alınacak ve uygun çözüm yöntemi üzerinde durulacaktır. Bu aşamada kayan kipli kontrolün hata uzayındaki davranışı Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Kayan kipli kontrolün hata düzlemindeki dinamik davranışı [48]

Bu ulaşım yasası sayesinde, sistemin durumu iki fazlı bir davranış sergiler:

- 1- Sistem $s(t) \neq 0$ olduğu sürece, denetleyici yüzeye yönlendirici etki yapar.
- 2- Sistem $s(t)=0$ olduğunda, yani kayan yüzeye ulaştığında, kontrol sistemin referansa göre düzgün çalışmasını sağlar.

Geliştirilen sistemde ulaşım yasası, Eş. 3.2’de tanımlanan kayan yüzey denklemi üzerinden uygulanmıştır.

Burada hata sinyali, PI denetleyiciden elde edilen L_1 bobinini referans akımı (i_{L1}^*) ile gerçek bobin akımı (i_{L1}) arasındaki farktan oluşturulmuştur. Bu yapı, çıkış geriliminin referans değere göre değişimini dolaylı biçimde izleyen bir akım kontrol stratejisi sağlamaktadır.

Simülasyon modelinde kullanılan ulaşım kazancı $\lambda = 5 \times 10^6$ olarak belirlenmiş ve sistemin tanımlanan kayan yüzeye çok kısa sürede ulaşması sağlanmıştır. Bu durumda, ulaşım yasasının genel ifadesi sistemimize özgü olarak Eş. 3.7’deki gibi yazılabilir:

$$\dot{s}(t) = -5 \times 10^6 \text{sign}(s(t)) \quad (3.7)$$

Bu yasa sayesinde, geliştirilen gelişmiş SEPIC dönüştürücü yapısı dört enerji depolayan eleman (L_1, L_2, C_1, C_2) içermesine rağmen, çıkış değişkeni olan i_L-V_{C2} ilişkisinde birinci türevli dinamik gösterdiğinden, birinci dereceden ulaşım yasası kullanımı uygun olmuştur. Sistemin $s(t)\dot{s}(t) < 0$ koşulunu sağlamasıyla birlikte, hata yüzeyi hızla sıfıra yönelmiş ve sistem kısa sürede kayma fazına geçmiştir.

3.3. Kayma Fazı

KKK yapısında ulaşım fazının tamamlanmasının ardından sistem, tanımlanan kayan yüzeye ulaşarak kayma fazına geçer [49]. Bu faz, sistemin $s(t) = 0$ koşulunu sağladığı ve tanımlanan hata yüzeyi üzerinde kararlı biçimde hareket ettiği çalışma bölgesidir. Kayma fazında sistemin dinamikleri artık yüzeye göre yeniden tanımlanır ve kontrol edici, sistemin bu yüzey üzerinde kalmasını sağlayacak şekilde çalışır [50,51].

Kayma fazında $s(t) = 0$ koşulundan hareketle hata dinamiği Eş. 3.8 ile ifade edilebilir

$$s(t) = \lambda e(t) + \dot{e}(t) = 0 \quad (3.8)$$

Buradan elde edilen hata denklemi Eş. 3.9 biçiminde ifade edilir:

$$\dot{e}(t) = -\lambda e(t) \quad (3.9)$$

Bu diferansiyel denklem, hata sinyalinin zamana bağlı olarak üstel biçimde azaldığını göstermektedir. Dolayısıyla kayma fazında sistemin çıkış gerilimi, referans değere kararlı biçimde yakınsar.

Kayma fazında kontrol edici, sistemin yüzey üzerinde kalmasını sağlamak için eşdeğer ve düzeltici iki bileşenden oluşan bir kontrol yasası uygular. Bu kontrol yasası genel biçimiyle Eş. 3.10'daki gibi tanımlanır:

$$u = u_{eq} - K \text{sign}(s) \quad (3.10)$$

Burada:

- u_{eq} , sistemin yüzey üzerinde kalabilmesi için gerekli eşdeğer kontrol bileşenini,
- K ise yüzeyden sapma eğilimini bastıran düzeltici kontrol katsayısını temsil eder.

Bu çalışmada geliştirilen gelişmiş SEPIC dönüştürücü sisteminde kontrol yasası, PI denetleyiciden elde edilen referans akım (i_{L1}^*) ve ölçülen bobin akımı (i_{L1}) arasındaki farktan oluşturulan kayan yüzey sinyali üzerinden uygulanmıştır.

Kayan yüzey, ulaşım yasasında olduğu gibi (Eş 3.2) biçiminde tanımlanmış, PWM sinyali ise bu yüzey sinyalinin işareti ve kazanç değeri $K = 10^3$ kullanılarak üretilmiştir. Bu durumda sistemin kontrol sinyali Eş 3.11'de verilmiştir.

$$u(t) = 10^3 \text{sign}(s(t)) \quad (3.11)$$

Bu ifade, S_1 ve S_2 anahtarlarının eşzamanlı olarak sürülmesini sağlayarak dönüştürücünün kararlı çalışma koşullarını temin eder.

Kayma fazında, sistemin dinamikleri artık dış bozucu etkilere karşı oldukça dayanıklıdır. Kayan kipli kontrolün temel avantajı, sistemin bu fazda parametre değişimlerine ve yük dalgalanmalarına karşı kararlılığını korumasıdır. SEPIC yapısının $L_1-L_2-C_1-C_2$ enerji depolama elemanları üzerinde oluşabilecek geçici salınımlar, kayan yüzey boyunca bastırılır ve L_1 bobininin akımı i_{L1} , V_{C2} referans değere yakın kalır.

Lyapunov kararlılık kriterine göre, $s(t)\dot{s}(t) < 0$ koşulu sağlandığında sistemin kayma yüzeyinden sapması mümkün değildir. Dolayısıyla, sistem $s = 0$ koşulunu kararlı biçimde sürdürebilmekte, geçici rejim tamamlandıktan sonra kalıcı hâlde referans değeri korumaktadır.

3.4. Çatırtı Problemi

Ulaşım yasasının klasik formu olan $\text{sign}(s(t))$ fonksiyonu, kontrol girişinde ani sıçramalar oluşturur. Bu, pratikte hem cihazların ömrünü azaltır hem de istenmeyen elektromanyetik parazite yol açabilir [52]. Teorik olarak sistemin yüzeye hızlı ulaşmasını sağlayan bu yaklaşım, pratikte devredeki S_1 ve S_2 anahtarlarının yüksek frekansta sürekli açılıp kapanmasına yol açarak hem anahtarlama kayıplarını artırmakta hem de gerilim ve akım dalgalanmalarını büyötmektedir.

Gelişmiş SEPIC dönüştürücü yapısında, iki anahtarın (S_1 ve S_2) senkron şekilde çalışması nedeniyle bu problem özellikle belirgin hâle gelmektedir. Sistemdeki yüzey değişkeni, ideal işaret fonksiyonuyla beslendiğinde PWM sinyali çok keskin geçişler üretmekte ve bu durum kayma fazında gerilim dalgalanması oluşturmaktadır. Ayrıca, bobin akımlarında (i_{L1} ve i_{L2}) görülen yüksek frekanslı salınımlar, kontrol performansını olumsuz etkileyebilmektedir.

Bu olumsuz etkinin azaltılması amacıyla, literatürde sıkça kullanılan doygunluk fonksiyonu uygulanmıştır. Bu fonksiyon, ideal işaret fonksiyonunun sürekli hâle getirilmiş bir versiyonu olup, kontrol sinyalini belirli bir sınır katmanını (ϕ) içerisinde yumuşatır. Uygulanan doygunluk fonksiyonu Eş. 3.12 ile ifade edilir:

$$\text{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) = \begin{cases} 1, & s(t) > \phi \\ \frac{s(t)}{\phi}, & |s(t)| \leq \phi \\ -1, & s(t) < -\phi \end{cases} \quad (3.12)$$

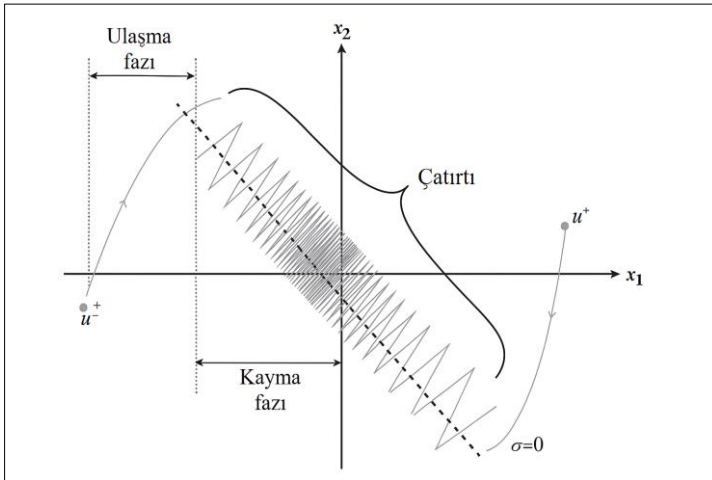
Bu fonksiyon sayesinde, $s(t)$ değeri sınır katmanı içinde lineer olarak değişmekte ve kontrol sinyalindeki ani geçişler büyük ölçüde bastırılmaktadır. Sınır katmanı kalınlığı ϕ , çatırtı etkisini azaltmak ve kontrol sinyalini yumuşatmak amacıyla $\phi = 0.75$ olarak belirlenmiştir.

Uygulamada kullanılan yeni ulaşım yasası Eş. 3.13'teki gibi tanımlanmıştır:

$$\dot{s}(t) = -\lambda \text{sat} \left(\frac{s(t)}{0.75} \right) \quad (3.13)$$

Burada $\lambda = 5 \times 10^6$ olup, sistemin yüzeye ulaşma hızını belirlemektedir. Bu parametrelerle gerçekleştirilen Simulink modelinde, kontrol sinyalinin geçişleri yumuşatılmış ve anahtarlama elemanlarındaki titreşim etkileri önemli ölçüde azaltılmıştır. Elde edilen sonuçlar, çıkış geriliminin ($V_{ÇIKIŞ}$) referans değeri etrafında küçük dalgalanmalarla kararlı hâlde tutulduğunu göstermektedir.

Şekil 3.2'de, kayan kipli kontrolün faz düzlemindeki iki ana çalışma bölgesi gösterilmektedir: sistemin kayma yüzeyine yaklaştığı ulaşım fazı ve yüzey üzerinde hareket ettiği kayma fazı. Ayrıca, kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra ortaya çıkan yüksek frekanslı küçük salınımlar çatırtı bölgesi olarak gösterilmiştir. Bu görsel, sistemin idealde düzgün bir kayma hareketi sergilemesi gerekirken, pratikte yüzey çevresinde hızlı titreşimler meydana geldiğini açık biçimde ortaya koymaktadır.



Şekil 3.2. Çatırtı problemi [53]

Sonuç olarak; ulaşım yasası, kayan yüzeye yönlendirme dinamiğini belirleyerek kontrol yasasının tasarımında kritik bir rol oynar. Bu yöntem sayesinde gelişmiş SEPIC dönüştürücü hem yüksek kararlılık hem de düşük titreşim performansı açısından üstün bir kontrol karakteristiği sergilemiştir

3.5. Kararlılık Analizi: Lyapunov Tabanlı Yaklaşım

Kayan Kipli Kontrol (KKK) sistemlerinin başarısı, yalnızca hatayı azaltmakla kalmayıp, aynı zamanda sistemin kararlı bir biçimde istenilen çalışma noktasına ulaşmasını garanti edebilmesidir. Bu nedenle, kontrol yasasının teorik temellerle desteklenmesi büyük önem arz eder. Bu doğrultuda Lyapunov kararlılık teorisi, KKK sistemlerinin kararlılığını ispatlamak için en yaygın kullanılan yöntemlerden biridir [2,3].

Lyapunov kararlılık kriterlerine göre, bir sistemin kararlı olabilmesi için aşağıdaki koşulların sağlanması gerekir:

- Pozitif Tanımlılık: Tanımlanan Lyapunov fonksiyonu $V(x)$ sürekli türevlenebilir ve pozitif tanımlı olmalıdır. Bu koşullar Eş. 3.14'te verilmiştir.

$$V(x) > 0 \forall x \neq 0, V(0) = 0 \quad (3.14)$$

Bu, sistemin enerji benzeri bir büyüklük taşıdığını ve yalnızca denge noktasında sıfırlandığını gösterir.

- Negatif Tanımlı Türev: Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi negatif veya negatif yarı tanımlı olmalıdır. Bu koşullar Eş. 3.15'te verilmiştir

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} \dot{x} \leq 0 \quad (3.15)$$

Bu koşul, sistemin enerjisinin zamanla azaldığını ve kararlılığın korunduğunu ifade eder.

- Asimptotik Kararlılık: Eğer $\dot{V}(x) < 0$ koşulu tüm $x \neq 0$ için geçerliyse, sistem asimptotik olarak kararlıdır ve durum değişkenleri zamanla denge noktasına yaklaşır. Bu koşullar Eş. 3.16'da verilmiştir

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0 \quad (3.16)$$

- Küresel Asimptotik Kararlılık: Yukarıdaki koşullar tüm $x \in \mathbb{R}^n$ için sağlanıyorsa, sistem küresel asimptotik kararlıdır; yani başlangıç koşullarından bağımsız olarak denge noktasına yönelir.

Bu kriterler doğrultusunda, kayan yüzeye dayalı Lyapunov fonksiyonu Eş. 3.17’de olduğu gibi tanımlanabilir.

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2(t) \quad (3.17)$$

Bu fonksiyon, pozitif tanımlı olup yalnızca $s(t)=0$ durumunda sıfır olur. Yani sistem kayan yüzey üzerine geldiğinde Lyapunov fonksiyonu da sıfırlanır [54-56]. Kararlılığın sağlanması için bu fonksiyonun türevinin negatif tanımlı olması gerekir. Bu koşul Eş. 3.18’de verilmiştir

$$\dot{V}(t) = s(t) \cdot \dot{s}(t) \quad (3.18)$$

Elde edilen bu ifade, sistemin enerjisinin zamanla nasıl değiştiğini göstermektedir. Kullanılan ulaşım yasası denklemi göz önüne alındığında:

$$\dot{s}(t) = -\lambda \operatorname{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) \quad (3.19)$$

Eş 3.19, Eş. 3.18’de yerine yazıldığında Lyapunov fonksiyonunun türevi Eş. 3.20’deki gibi bulunur.

$$\dot{s}(t) = -\lambda \operatorname{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) \quad (3.20)$$

Burada $\lambda > 0$ ve $\phi > 0$ sabitleri, sırasıyla sistemin yüzeye ulaşma hızını ve doygunluk fonksiyonunun sınır kalınlığını ifade etmektedir. $\operatorname{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right)$ fonksiyonu $s(t)$ ile aynı işarete sahip olduğundan Eş.3.21’deki koşul her durumda geçerlidir.

$$s(t) \operatorname{sat}\left(\frac{s(t)}{\phi}\right) \geq 0 \quad (3.21)$$

Dolayısıyla $\dot{V}(t) \leq 0$ olur. Bu sonuç, sistem enerjisinin zamanla azaldığını ve $V(t)$ fonksiyonunun monoton olarak küçüldüğünü gösterir. Böylece sistemin durum değişkeni $s(t)$ zamanla sıfıra yaklaşır, yani sistem asimptotik olarak kararlıdır.

Kayma fazında $s(t) = 0$ olduğunda hata dinamiği Eş. 3.22'de olduğu gibi sadeleşir.

$$\dot{e}(t) = -\lambda e(t) \quad (3.22)$$

Eş. 3.22'deki diferansiyel denklem çözülerek Eş. 3.23 elde edilir.

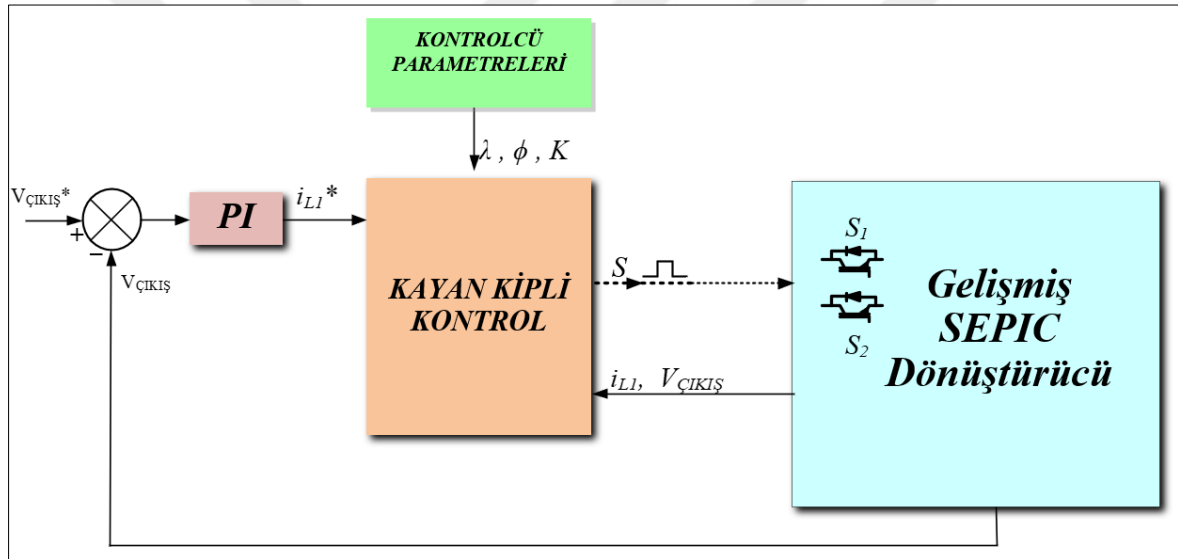
$$e(t) = e(0)e^{-\lambda t} \quad (3.23)$$

Eş. 3.23, sistemin hata sinyalinin üstel biçimde azaldığını ve L_1 bobini akımının (i_{L1}), referans değeri (i_{L1}^*)'e kararlı biçimde yaklaştığını göstermektedir. Dolayısıyla Lyapunov kararlılık kriterleri altında tanımlanan kontrol yasası, sistemin hem ulaşım hem de kayma fazlarında kararlılığını matematiksel olarak garanti etmektedir.



4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün kontrolü için tasarlanan PI denetleyici ve kayan kipli kontrol (KKK) yönteminin birlikte kullanıldığı kaskat yapının yanı sıra, karşılaştırma amacıyla aynı topolojinin çıkış gerilimini kontrol eden yalnız PI gerilim denetleyicisinin performansı da MATLAB/Simulink ortamında incelenmiştir. Şekil 4.1’de blok şeması verilen sistem modeli üzerinde gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile önerilen kontrol tekniğinin kararlı durum ve dinamik değişimler altındaki tepkileri hem alçaltan hem de yükselten çalışma durumları için değerlendirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları ve yorumları bu bölüm altında sunulmaktadır.



Şekil 4.1. Çalışmaya ait blok yapısı

Bu çalışmada dış gerilim döngüsü için klasik bir PI denetleyici kullanılmış ve iç akım döngüsünü gerçekleştiren kayan kipli denetleyiciye referans akım üretmesi sağlanmıştır. PI denetleyici, çıkış gerilimi $V_{\text{ÇIKIŞ}}$ ile referans gerilim $V_{\text{ÇIKIŞ}}^*$ arasındaki hata sinyalini Eş. 4.1’deki gibi hesaplamaktadır.

$$e_v(t) = V_{\text{ÇIKIŞ}}^*(t) - V_{\text{ÇIKIŞ}}(t) \quad (4.1)$$

Bu hata sinyaline bağlı olarak L_1 bobini akımı için bir referans değer i_{L1}^* üretmektedir. Sürekli zaman alanında PI denetleyicinin genel denklemi Eş. 4.2’deki gibi ifade edilebilir.

$$i_{L1}^*(t) = K_p e_v(t) + K_i \int_0^t e_v(t) dt \quad (4.2)$$

Burada K_p oransal kazancı, K_i ise integral kazancı göstermektedir. Oransal bileşen, gerilim hatasına anlık tepki vererek özellikle geçici rejimde yükselme süresi ve aşım gibi performans büyüklüklerini iyileştirmekte; integral bileşen ise kalıcı durum hatasını gidererek çıkış geriliminin uzun vadede referans değeri hatasız bir şekilde takip etmesini sağlamaktadır [57]. PI denetleyicinin çıktısı olan i_{L1}^* , iç akım döngüsündeki kayan kipli denetleyici için referans akım sinyali olarak kullanılmakta ve L_1 bobini üzerinden geçen gerçek akım i_{L1} ile karşılaştırılmaktadır. Böylece dış döngüde gerilim regülasyonu, iç döngüde ise akım takibi gerçekleştirilerek iki katmanlı bir kontrol mimarisi elde edilmektedir. Bu yapı sayesinde, PI denetleyici sistemin yavaş dinamiklerini düzenlerken, kayan kipli denetleyici hızlı akım değişimlerini ve bozucu etkileri bastırarak dönüştürücünün genel kararlılığını ve gürbüzlüğü artırmaktadır.

Dış gerilim döngüsünde kullanılan PI denetleyicinin kazançları, sistemin istenen geçici rejim performansını sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Öncelikle, iç akım döngüsünün kayan kipli denetim altında daha hızlı çalışması sağlanmış, ardından gerilim döngüsünün bant genişliği bu iç döngünün belirgin biçimde altında kalacak şekilde seçilmiştir. Farklı referans ve yük değişimleri için yapılan benzetim çalışmaları sonucunda aşım ve yerleşme zamanı açısından uygun görülen K_p ve K_i değerleri belirlenmiştir.

Önerilen bu kaskat yapının klasik yöntemlerle karşılaştırılabilmesi amacıyla, aynı gelişmiş SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimini kontrol eden yalnız PI gerilim denetleyicisi de ayrıca tasarlanmıştır. Bu yapıda iç akım döngüsü ve kayan kipli denetleyici kullanılmamakta, dönüştürücünün görev oranı $D(t)$ doğrudan PI denetleyici tarafından üretilmektedir. Yalnız PI denetleyicide de hata sinyali Eş. 4.1'deki gibi $e_v(t)$ aynı şekilde tanımlanmakta olup, denetleyici çıkışı Eş. 4.3'teki gibi ifade edilmektedir.

$$D(t) = K_p^{PI} e_v(t) + K_i^{PI} \int_0^t e_v(t) dt \quad (4.3)$$

Burada K_p^{PI} ve K_i^{PI} , yalnız PI denetleyiciye ait oransal ve integral kazançları göstermektedir. Bu kazançlar belirlenirken, Eş. 2.24'te verilen durum denklemleri kullanılarak görev oranı– çıkış gerilimi aktarım fonksiyonu üzerinden başlangıç parametreleri seçilmiş, daha sonra

MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen basamak cevap analizleri ile aşım, yerleşme süresi ve kalıcı durum hatası birlikte değerlendirilerek elde edilen K_p^{PI} ve K_i^{PI} değerleri Çizelge 4.1’de verilmekte olup, izleyen alt bölümlerde KKK tabanlı ve yalnız PI denetleyiciler, aynı simülasyon koşulları altında elde edilen benzetim sonuçları üzerinden karşılaştırmalı olarak incelenecektir.

Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün devre yapısı, daha önce elde edilen durum denklemleri temel alınarak oluşturulmuştur. Modelleme sırasında devre elamanlarının ideal olduğu varsayılmıştır. Kullanılan parametreler Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Çizelge 4.1. Simülasyon parametreleri

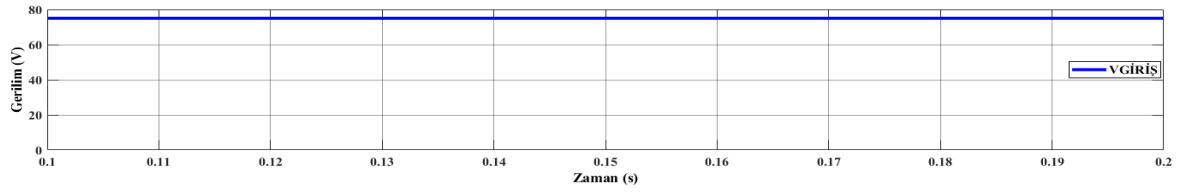
Parametre	Sembol	Değer
Giriş Gerilimi	$V_{GİRİŞ}$	75V
Çıkış Gerilimi (referans)	V_{REF}	60V
L_1 bobini	L_1	330 μ H
L_2 bobini	L_2	330 μ H
C_1 Kondansatörü	C_1	220 μ F
C_2 Kondansatörü(çıkış)	C_2	470 μ F
Yük Direnci	R_L	20 Ω
Ulaşım Kazancı	λ	5×10^6
Kazanç Katsayısı	K	10^3
Sınır Katmanı Kalınlığı	ϕ	0.75
Oransal Kazanç (Kaskat yapıda)	K_p	0.8
İntegral Kazanç (Kaskat yapıda)	K_i	300
Oransal Kazanç	K_p^{PI}	0.02
İntegral Kazanç	K_i^{PI}	7

4.1. Kararlı Durum Sonuçları

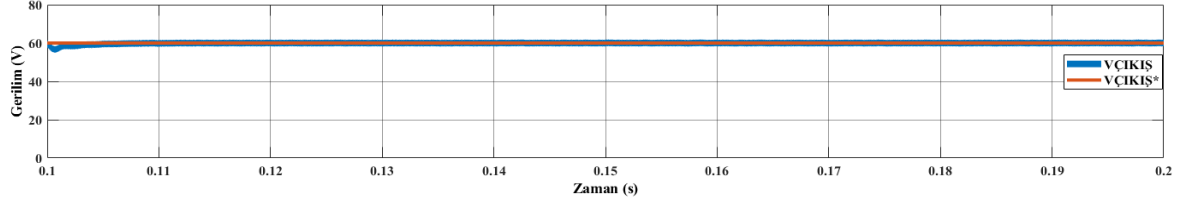
Bu bölümde, geliştirilen denetleyici yapılarının gelişmiş SEPIC dönüştürücünün kararlı durum performansı üzerindeki etkisi incelenmiştir. Kararlı durum analizi için öncelikle alçaltan çalışma koşulu ele alınmış ve giriş gerilimi $V_{GİRİŞ} = 75$ V, referans çıkış gerilimi ise $V_{ÇIKIŞ}^* = 60$ V olarak seçilmiştir. Aynı çalışma koşulları altında önce önerilen KKK tabanlı kontrolcü yapısına, ardından karşılaştırma amacıyla tasarlanan yalnız PI gerilim denetleyicisi uygulanmıştır.

Şekil 4.2’de KKK tabanlı denetleyici durumda elde edilen dalga şekilleri görülmektedir. Şekil 4.2(a)’da giriş gerilimi ($V_{GİRİŞ}$), Şekil 4.2(b)’de çıkış gerilimi ($V_{ÇIKIŞ}$) ve referans gerilim değeri ($V_{ÇIKIŞ}^*$), Şekil 4.2(c)’de ise giriş bobin akımı (i_{L1}) ve PI kontrolcü tarafından üretilen referans giriş akımı (i_{L1}^*) sinyalleri gösterilmektedir. Şekil 4.2(a)’da görüldüğü üzere, giriş gerilimi 75 V olarak uygulanmıştır. Referans çıkış geriliminin 60 V olduğu ve çıkış geriliminin referansını takip ettiği Şekil 4.2(b)’deki sonuçlarda görülmektedir. Ayrıca, SEPIC dönüştürücü giriş akımının, PI kontrolcü tarafından belirlenen ortalama referans akımı takip ettiği Şekil 4.2(c)’deki sonuçlarda görülmektedir. Bobin akımı üzerinde görülen dalgalanma anahtarlama devre yapıları için kaçınılmaz olup, akım kontrolü ortalama seviyeye göre gerçekleştirilmektedir. Elde edilen bu sonuçlar doğrultusunda, referans akım değerinin gerilim hatasına göre çalışan PI kontrolcü tarafından doğru bir şekilde belirlendiği, akım kontrolünün ise tasarlanan KKK yöntemi sayesinde başarılı bir şekilde sağlandığı belirtilebilir.

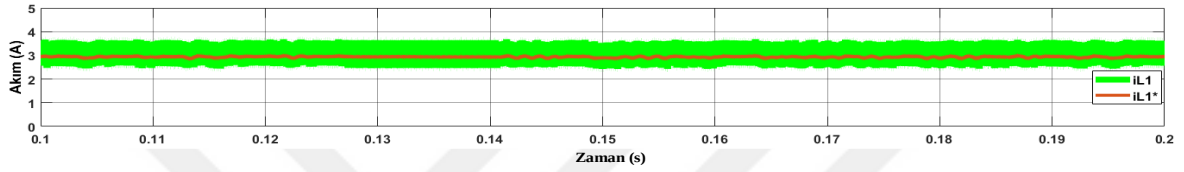
Şekil 4.3’te ise aynı alçaltan çalışma koşulu altında SEPIC dönüştürücünün yalnız PI gerilim denetleyicisi ile kontrol edildiği durumda elde edilen kararlı durum dalga şekilleri gösterilmektedir. Bu simülasyon çalışmasında da giriş gerilimi $V_{GİRİŞ} = 75$ V olarak seçilmiş ve referans çıkış gerilimi $V_{ÇIKIŞ}^* = 60$ V seviyesinde tutulmuştur. Şekil 4.3(a)’da giriş geriliminin zamana göre değişimi, Şekil 4.3(b)’de çıkış gerilimi ile referans gerilim dalga şekilleri, Şekil 4.3(c)’de ise L_1 bobini akımı verilmiştir. Şekil 4.3(b)’den görüldüğü üzere, yalnız PI denetleyici kullanıldığında çıkış gerilimi referans değeri etrafında küçük genlikli bir dalgalanma ile regüle edilmekte ve kararlı durumda gerilim hatası %5 seviyesinin altında kalmaktadır. Şekil 4.2 ve Şekil 4.3 birlikte değerlendirildiğinde, kararlı durum alçaltan çalışma koşulları altında her iki kontrolcü de benzer performans sergilemektedir.



(a)

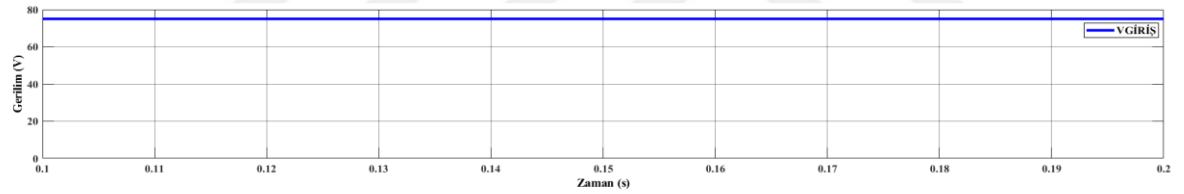


(b)

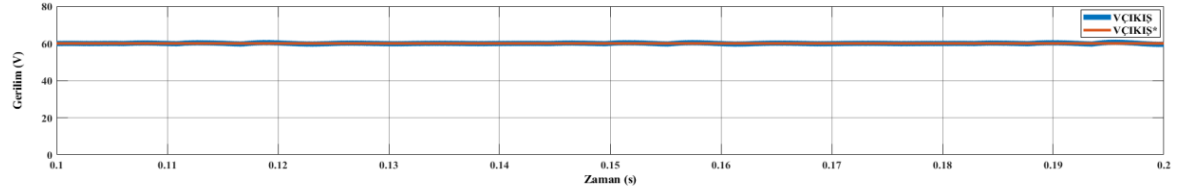


(c)

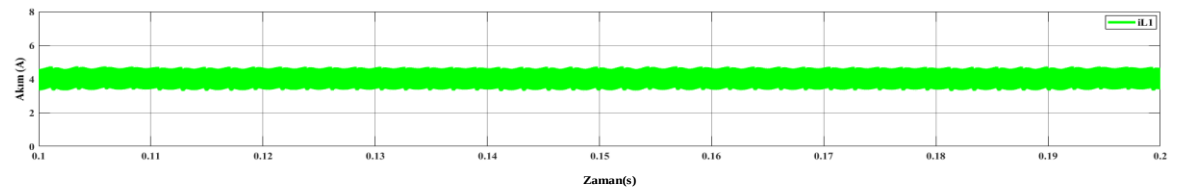
Şekil 4.2. KKK tabanlı kontrolcü ile alçaltan durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri



(a)



(b)



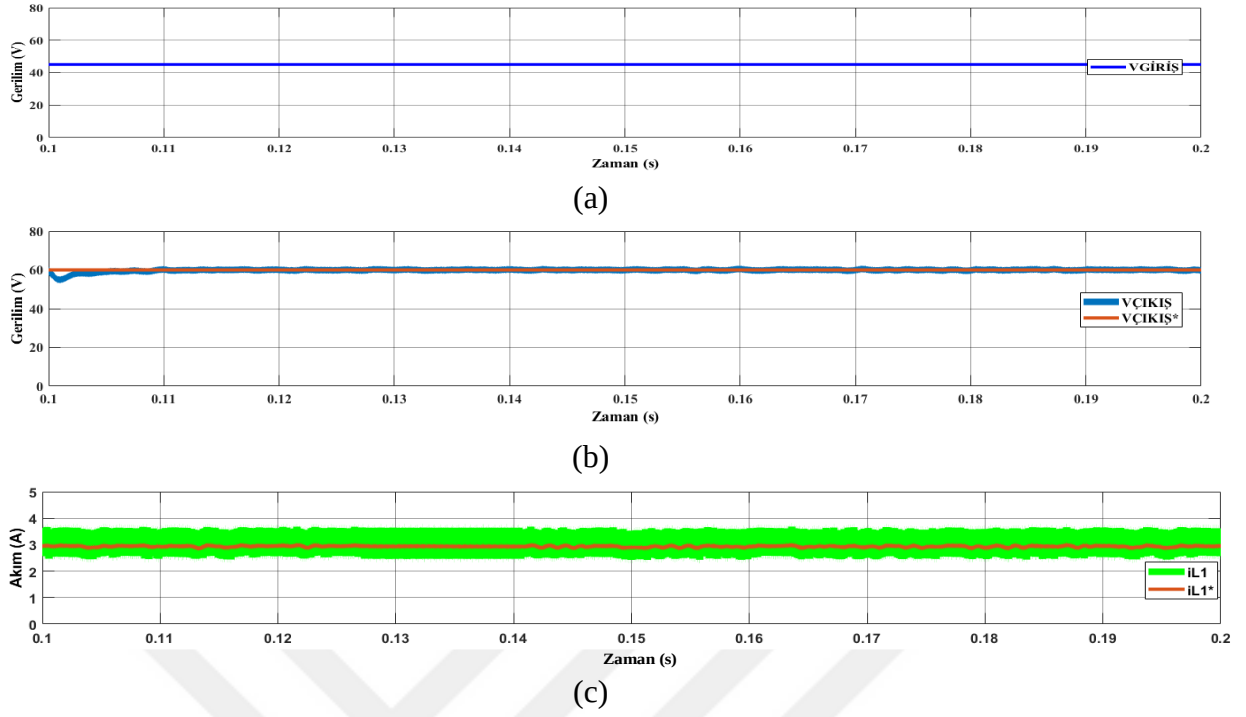
(c)

Şekil 4.3. PI kontrolcü ile alçaltan durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri

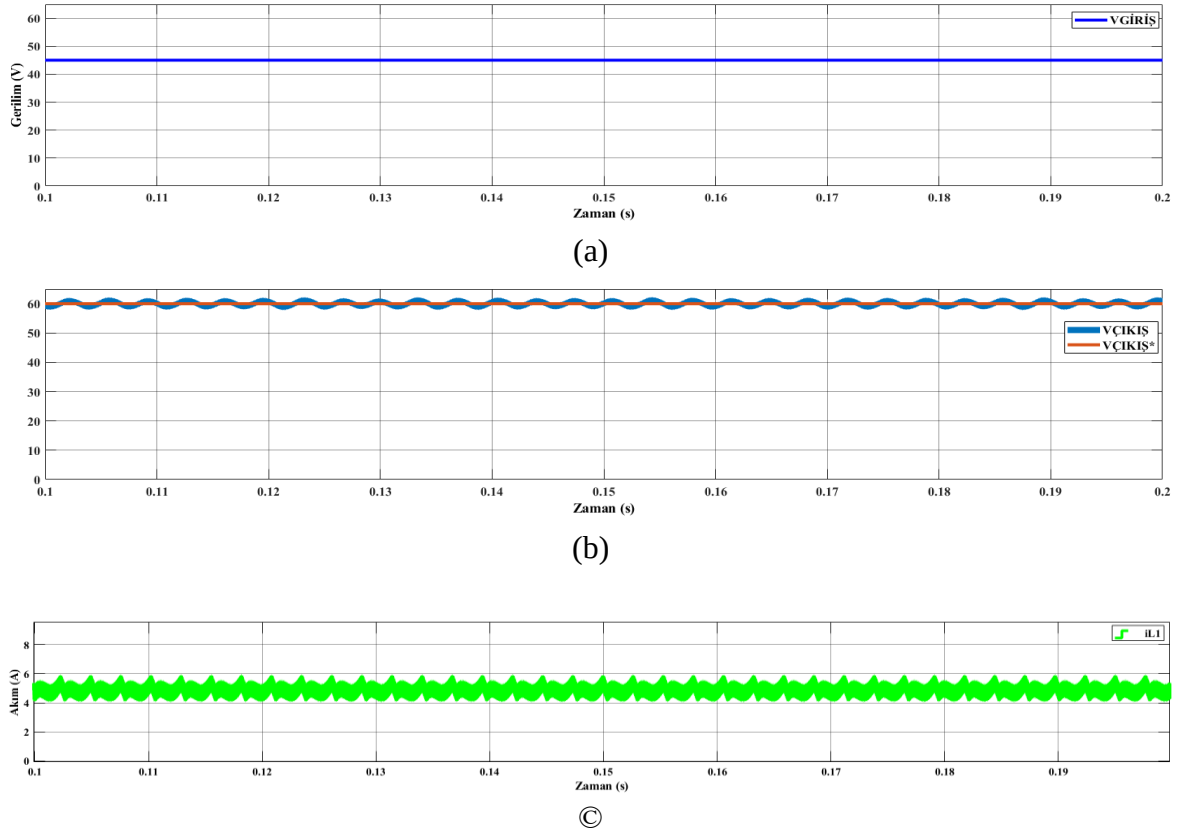
Alçaltan çalışma durumuna benzer şekilde, SEPIC dönüştürücünün yükselten durumda çalışmasına ait simülasyon sonuçları Şekil 4.4'te verilmiştir. Bu simülasyon çalışmasında giriş gerilimi 45V olarak belirlenirken referans çıkış gerilimi 60V seviyesinde tutulmuştur. Şekil 4.4(a) ve Şekil 4.4(b)'den görüldüğü üzere, giriş gerilimi yükseltilerek dönüştürücü çıkışında 60V gerilim elde edilmiştir. Şekil 4.4(c)'de verilen giriş akımı ile referans giriş akımı sinyalleri incelendiğinde, ortalama akım kontrolünün önerilen KKK yöntemi sayesinde gerçekleştirildiği belirtilebilir.

Şekil 4.5'te aynı çalışma koşulları altında dönüştürücünün yalnız PI gerilim denetleyicisi ile kontrol edildiği durumda elde edilen dalga şekilleri gösterilmektedir. Şekil 4.5(a)'da giriş gerilimi, Şekil 4.5(b)'de çıkış gerilimi ile referans gerilim, Şekil 4.5(c)'de ise L_1 bobini akımı yer almaktadır. Yalnız PI denetleyici kullanıldığında, çıkış geriliminin $V_{\text{ÇIKIŞ}}^* = 60$ V referans değeri etrafında kabul edilebilir düzeyde bir dalgalanma ile regüle edildiği ve kararlı durumda gerilim hatasının ihmal edilebilir seviyede kaldığı gözlemlenmektedir.

Buna karşılık, L_1 bobini akımının bu durumda belirgin büyüklükte üçgen biçimli bir dalgalanma sergilediği ve akımın ortalama değeri etrafında KKK tabanlı durumuna kıyasla daha geniş bir aralıkta salındığı dikkati çekmektedir. İç akım döngüsünün bulunmaması nedeniyle yalnız PI denetleyici bobin akımı üzerinde doğrudan bir şekillendirme yapamamakta, bu da anahtarlama elemanları üzerinde daha yüksek akım stresine ve iletim kayıplarının artmasına yol açabilecek bir davranış ortaya çıkarmaktadır.



Şekil 4.4. KKK tabanlı kontrolcü ile yükselten durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri



Şekil 4.5. PI kontrolcü ile yükselten durumda a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri

Yükselten çalışma sonuçları birlikte değerlendirildiğinde, her iki denetleyici de çıkış gerilimini referans değeri etrafında başarıyla regüle edebilmekle birlikte, KKK tabanlı denetleyicinin hem çıkış gerilimi hem de L_1 bobini akımı açısından daha düzgün dalga şekilleri sağladığı görülmektedir. Özellikle bobin akımı üzerindeki dalgalanmanın KKK tabanlı kontrolcü yapısında daha sınırlı olması, önerilen iki katmanlı denetleyici yapısının yalnız PI gerilim denetleyicisine göre kararlı durumda daha avantajlı bir performans sunduğunu göstermektedir.

Alçaltan ve yükselten çalışma durumları için elde edilen kararlı durum sonuçları, her iki denetleyici yapısının da gelişmiş SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimini referans değeri etrafında başarıyla regüle edebildiğini göstermektedir. Ancak ayrıntılı dalga şekli incelemeleri, KKK tabanlı denetleyici kullanıldığında çıkış gerilimi dalgalanmasının yalnız PI gerilim denetleyicisine kıyasla daha düşük olduğunu ve L_1 bobini akımının PI kontrolör tarafından üretilen referans akımını daha sıkı bir biçimde takip ettiğini ortaya koymaktadır. Yalnız PI denetleyicili durumda gerilim regülasyonu kabul edilebilir düzeyde olsa da iç akım döngüsünün bulunmaması nedeniyle bobin akımı üzerindeki salınımın belirgin biçimde arttığı ve akımın ortalama değeri etrafında daha geniş bir aralıkta salındığı gözlemlenmiştir.

4.2. Dinamik Durum Sonuçları

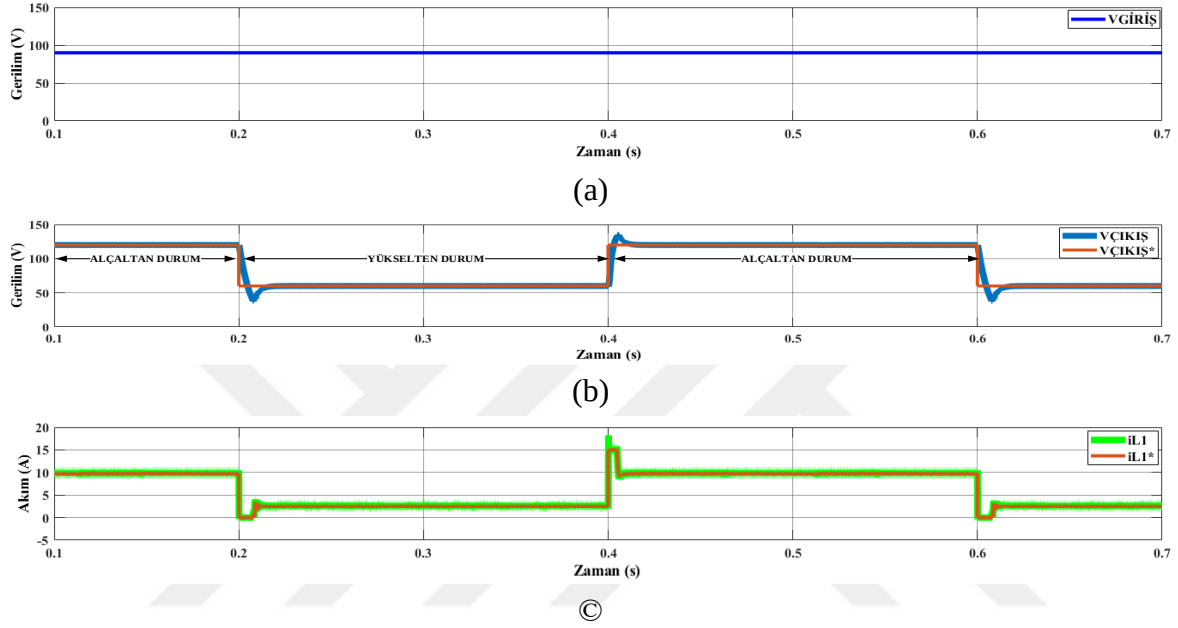
Bu bölümde geliştirilen KKK tabanlı kontrol yapısının dinamik geçişler esnasındaki performans testlerine ait sonuçlar verilmiştir. İlk olarak referans gerilimindeki kademeli değişimlere karşı kontrolcünün dinamik tepkisi incelenmiştir. Şekil 4.6'te verilen sonuçlardan görüldüğü üzere, simülasyon başlangıcında 120V olan referans gerilim aniden 60V'a düşürülmüş ve tekrar 60V'tan 120V'a yükseltilmiştir. Şekil 4.6(a) ve Şekil 4.6(b) birlikte incelendiğinde, giriş gerilimi 90V olduğundan bu referans değişimleri esnasında çevirici çalışma durumu alçaltan-yükselten-alçaltan-yükselten durumlara geçiş gerçekleştirmiştir. Dolayısıyla, bu simülasyon çalışmasında önerilen kontrol stratejisinin sadece referans takibi açısından değil aynı zamanda çalışma durumlarındaki değişimlere karşı tepkisi de incelenmiştir. Aynı referans gerilimi senaryosu, karşılaştırma amacıyla SEPIC dönüştürücünün yalnız PI gerilim denetleyicisi ile kontrol edildiği durumda da uygulanmış ve sonuçlar Şekil 4.7'de sunulmuştur.

Şekil 4.6(b)'de görüldüğü üzere, simülasyon başlangıcında 120V olan referans giriş gerilimi aniden 60V'a düşürülmüştür. Bu durumda çıkış geriliminde 40V seviyesine kadar bir düşüşün ardından yeni referansı olan 60V seviyesine getirildiği Şekil 4.6(b)'de görülmektedir. Aynı zaman diliminde Şekil 4.6(c)'de verilen akım grafikleri incelenecek olursa, PI kontrolcü tarafından üretilen referans akımın hızlı bir şekilde 0A seviyesine düştüğü ve bir süre bu seviyede kaldığı şekilde görülmektedir. Bu durum, PI kontrolcü dinamik cevabının oldukça hızlı olduğunun bir göstergesidir. Ancak, çıkış geriliminde benzer oranda bir düşüş gözlemlenememesinin sebebi çıkış kondansatöründen kaynaklanmaktadır. Çıkış kondansatör kapasitesinin küçültülmesi gerilim regülasyon hızında iyileştirme sağlayacak olsa da gerilim üzerindeki salınımları artıracığından kondansatör kapasitesi küçültülmemiştir.

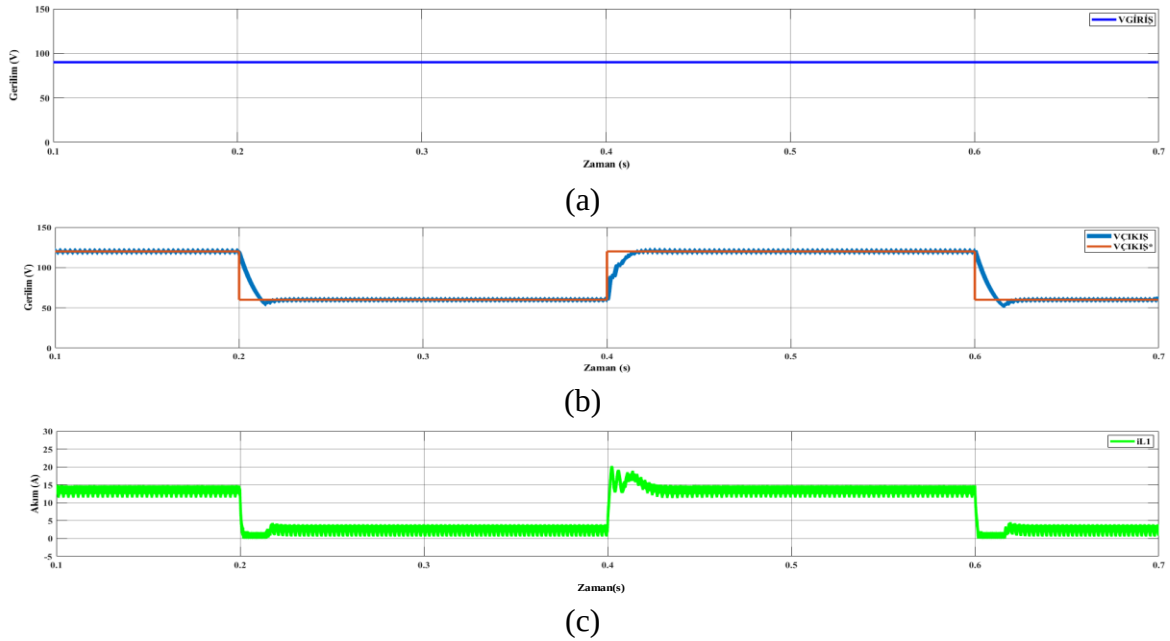
Çeviricinin alçaltan durumdan yükselten duruma geçişi esnasında kontrolcü performansını test etmek için referans gerilim seviyesi 60V'tan tekrar 120V'a yükseltilmiştir. Önceki duruma benzer şekilde, çıkış gerilimi 18V aşımından sonraki referansına regüle edilmiştir. Bu durumda, giriş akımının referansı maksimum seviye olarak belirlenen 15A'de bir süre sabit kaldıktan sonra çıkış geriliminin yükselmesiyle 10A seviyesine düştüğü Şekil 4.6(c)'de görülmektedir. Elde edilen bu sonuçlar, referans gerilimindeki ani değişimlere karşı KKK tabanlı kontrol algoritmasının hem çıkış gerilimi hem de giriş akımı açısından hızlı ve kontrollü bir dinamik cevap ürettiğini göstermektedir.

Aynı referans değişim senaryosu, yalnız PI gerilim denetleyicisi kullanılarak da gerçekleştirilmiş ve elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.7'de verilmiştir. Şekil 4.7(b)'de görüldüğü üzere, referans geriliminin 120 V'tan 60 V'a düşürüldüğü ilk basamakta çıkış gerilimi KKK tabanlı kontrolcü ile kontrol edildiği durumda olduğu gibi kısa süreli bir alçalma göstermekte; ancak bu kez gerilim alçaklığı yaklaşık 52 V seviyesinde sınırlı kalmakta, yani KKK tabanlı denetleyicide gözlenen yaklaşık 40 V'luk daha derin düşüşe göre daha küçük bir gerilim çukuru oluşmaktadır. Buna karşılık, yalnız PI denetleyicide çıkış geriliminin yeni referans değeri etrafında kararlı hâle gelmesi daha uzun sürmekte, yani yerleşme süresi KKK tabanlı denetleyiciye kıyasla belirgin biçimde artmaktadır. Benzer şekilde, 60 V'tan 120 V'a yapılan ikinci referans basamağında da yalnız PI denetleyici, çıkış gerilimini referans seviyesine regüle etmekle birlikte, KKK tabanlı durumuna göre daha yavaş bir yükseliş ve daha uzun süren bir geçici rejim sergilemektedir. Şekil 4.7(c)'de verilen L_1 bobini akımı dalga şekli incelendiğinde, referans değişimleri sırasında akımın ortalama

değeri etrafında daha geniş bir aralıkta salındığı ve akım salınım genliğinin KKK tabanlı denetleyici ile elde edilene göre %10 arttığı gözlemlenmektedir. İç akım döngüsünün bulunmaması nedeniyle yalnız PI denetleyici bobin akımını doğrudan sınırlayamamakta; bu durum referans değişimleri sırasında anahtarlama elemanları üzerinde daha yüksek akım streslerine ve daha yavaş sönümlenen bir dinamik cevaba yol açmaktadır.



Şekil 4.6. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı referans değerlerde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri



Şekil 4.7. PI kontrolcü ile farklı referans değerlerde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri

Referans gerilim seviyesi değiştirilerek elde edilen bu sonuçlar, önerilen KKK tabanlı kontrol algoritmasının farklı gerilim seviyelerinde çalışabilirliğini ve alçaltan-yükselten çalışma durumları arasındaki geçişlerde çıkış gerilimi ile giriş akımı kontrolünü başarılı bir şekilde gerçekleştirdiğini göstermektedir. Yalnız PI denetleyici de her iki referans seviyesi için çıkış gerilimini istenen değere regüle edebilmekte; örneğin 120 V'dan 60 V'a geçiş basamağında gerilim çukurunu KKK tabanlı denetleyici durumuna göre daha sınırlı tutarak yaklaşık 52 V seviyesine kadar düşürmektedir. Bununla birlikte, yalnız PI denetleyici referans değişimlerine daha yumuşak fakat daha yavaş tepki vermekte, yerleşme süresi ve L_1 bobini akımındaki salınım büyüklüğü açısından KKK tabanlı yapıya göre daha zayıf bir dinamik performans sergilemektedir. Dolayısıyla, referans değişimlerinin hızlı olduğu ve akım streslerinin sınırlandırılmasının ön planda olduğu uygulamalarda KKK tabanlı denetleyici daha avantajlıyken, gerilim sınırlarının daha kritik olduğu ve geçici gerilim çukurlarının mümkün olduğunca küçük tutulmasının istendiği uygulamalarda yalnız PI denetleyici tercih edilebilir bir seçenek olarak öne çıkmaktadır.

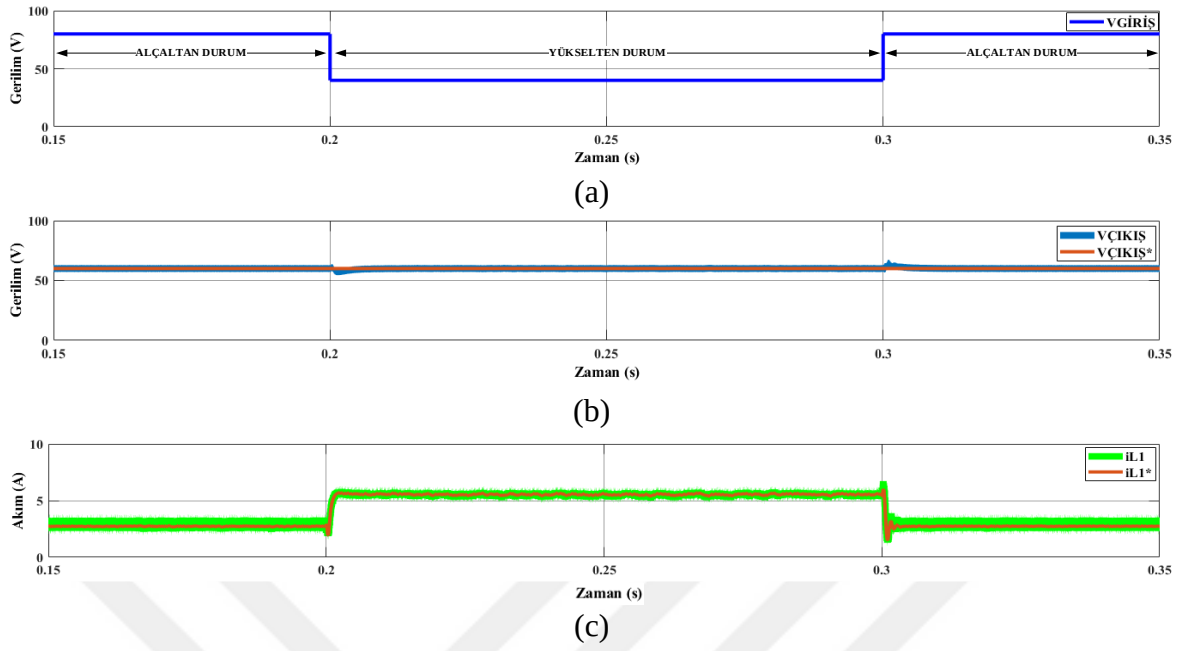
Diğer bir dinamik performans testi ise giriş geriliminde ani değişiklikler yapılarak gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları KKK tabanlı denetleyici için Şekil 4.8'de, yalnız PI gerilim denetleyicisi için ise Şekil 4.9'da verilmiştir. Şekil 4.8(a)'da ve Şekil 4.9(a)'da görüldüğü üzere, giriş gerilimi 40V ile 80V arasında periyodik olarak değiştirilmiş ve referans gerilim 60V seviyesinde tutulmuştur. Önceki simülasyon çalışmasına benzer olarak, giriş gerilimindeki değişimlerden dolayı SEPIC dönüştürücü çalışma durumlarında sırasıyla alçaltan-yükselten-alçaltan olacak şekilde geçişler meydana gelmiştir.

Şekil 4.8(a)'da görüldüğü üzere simülasyon başlangıcında giriş gerilimi 80V ve referans gerilim 60V olduğundan SEPIC dönüştürücü alçaltan durumda çalışmaktadır. Giriş geriliminin 40V'a düşürülmesiyle birlikte çıkış geriliminde yaklaşık 3V gerilim düşümü meydana geldiği ve yaklaşık 10ms sonrasında çıkış gerilimi tekrar referansına regüle edildiği Şekil 4.8(b)'deki gerilim sonuçlarında görülmektedir. Geçiş esnasında, referans akım seviyesinin yükseldiği Şekil 4.8(c)'deki akım sonuçlarında görülmektedir. Ortalama akım kontrolünün önerilen KKK yöntemi sayesinde başarılı bir şekilde gerçekleştirildiği sonuçlarda görülmektedir.

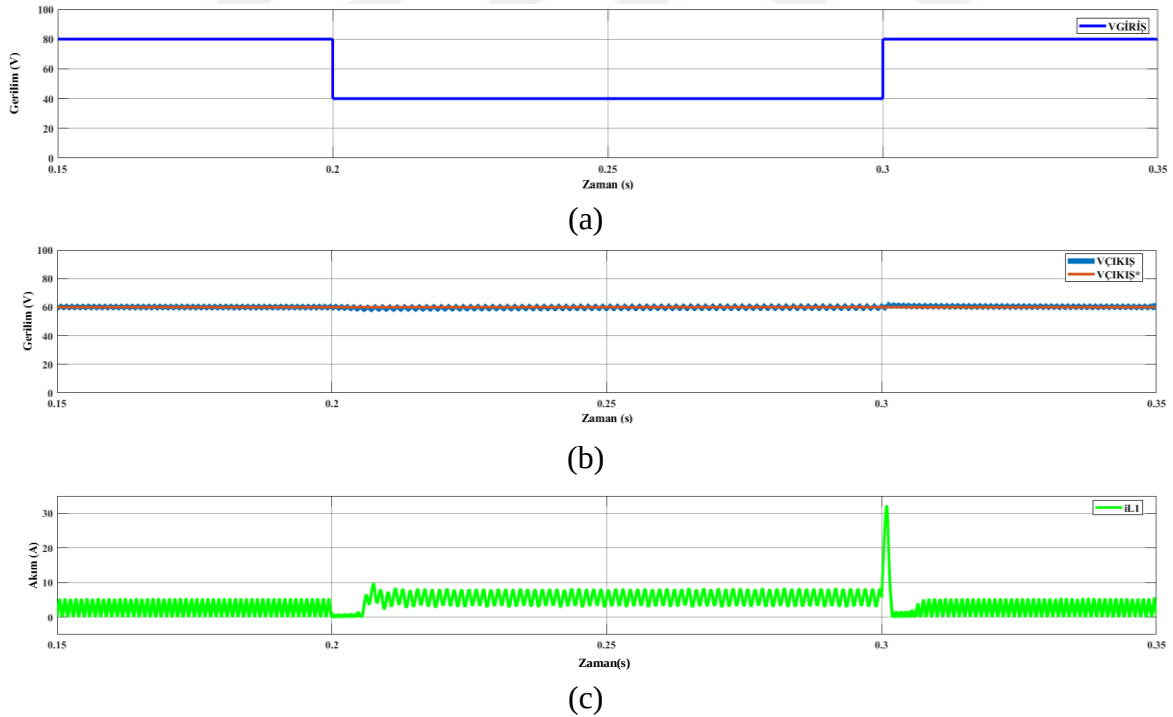
Diğer bir geçiş ise referans gerilimin 40V'tan 80V'a yükseltilmesiyle gerçekleştirilmiş olup, bu durumda dönüştürücü çalışma durumu yükseltenden alçaltana geçiş yapmıştır. Geçiş esnasında çıkış geriliminde 5V aşım meydana gelse de yaklaşık 10ms sonrasında çıkış gerilimi tekrar referansına regüle edilmiştir.

Akım sonuçlarından görüleceği üzere, giriş akımı ve referansı simülasyon başlangıcındaki seviyeye düşmüştür. Önerilen KKK tabanlı kontrol yönteminin farklı giriş gerilim seviyelerinde dahi sabit çıkış gerilimi sağlayabildiği, giriş gerilimindeki değişimler altında gerçekleştirilen bu simülasyon çalışmasının bir sonucu olarak belirtilebilir. Bu durumda da kontrol yönteminin gelişmiş SEPIC dönüştürücü çalışma durumlarındaki geçişlere uyumlu bir kontrol sağladığı görülmüştür.

Aynı giriş gerilimi senaryosu yalnız PI gerilim denetleyicisi ile de gerçekleştirilmiş ve elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.9'da sunulmuştur. Şekil 4.9(b)'de görüldüğü üzere, giriş gerilimi 80V'tan 40V'a düşürüldüğünde çıkış gerilimi 60 V etrafında oldukça küçük bir gerilim değişimi ile (yaklaşık 1V) regüle edilmekte, yani gerilim salınımı KKK tabanlı denetleyici durumuna göre daha sınırlı kalmaktadır. Benzer şekilde 40 V'tan 80V'a yapılan ikinci basamakta da çıkış gerilimi referans değeri etrafında küçük salınımlar ile korunmaktadır. Buna karşın, Şekil 4.9(c)'de yer alan L_1 bobini akımı dalga şekli incelendiğinde, özellikle giriş geriliminin 40 V'tan 80 V'a yükseltildiği anda akımın kısa süreli olarak yaklaşık 30 A seviyelerine kadar yükselen belirgin bir tepe değere ulaştığı ve genel olarak ortalama değer etrafında daha büyük salınımlar sergilediği görülmektedir



Şekil 4.8. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı giriş gerilimi değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri



Şekil 4.9. PI kontrolcü ile farklı giriş gerilimi değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri

Giriş geriliminde yapılan bu basamak değişimleri sonucunda, KKK tabanlı denetleyicinin giriş akımı üzerinde daha kontrollü bir dinamik cevap ürettiği ve akım salınımlarını

sınırladığı, yalnız PI denetleyicinin ise çıkış gerilimindeki değişimi daha küçük seviyede tutmasına karşın daha yüksek akım tepe değerleri ile çalıştığı söylenebilir. Buna göre, akım streslerinin kritik olduğu uygulamalarda KKK tabanlı yapı; giriş gerilimi değişimlerinde çıkış gerilimindeki sapmaların minimumda tutulmasının öncelikli olduğu uygulamalarda ise yalnız PI denetleyici tercih edilebilir bir seçenek olarak öne çıkmaktadır.

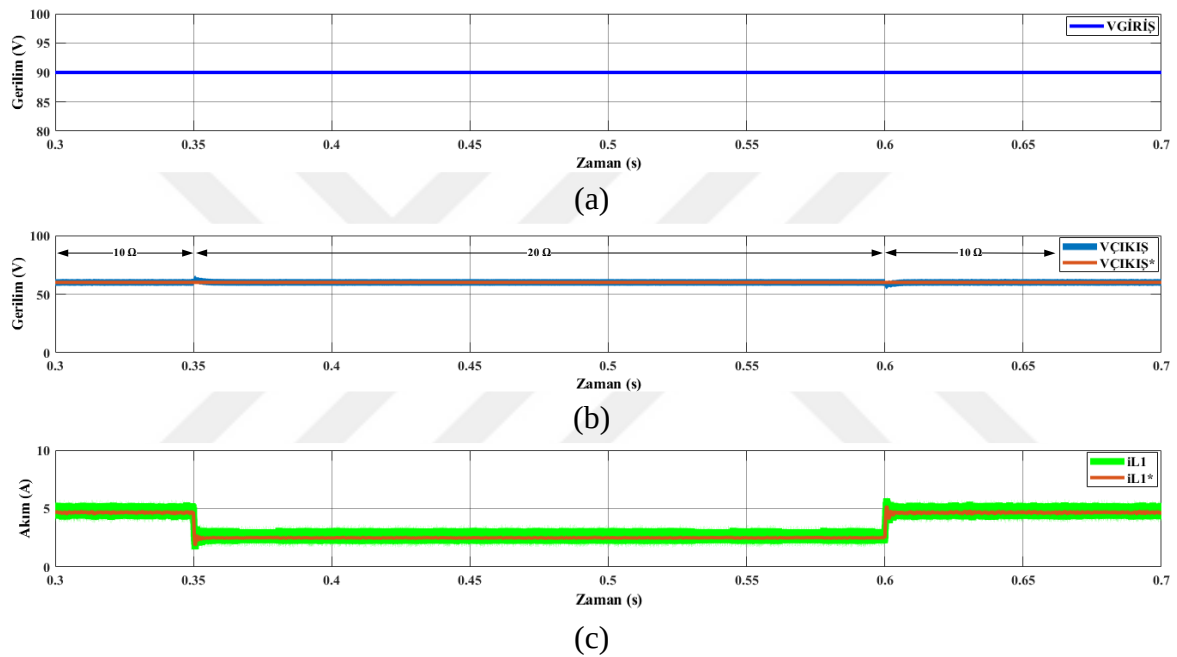
Güç dönüştürücülerinin pratikte maruz kaldığı en olası dinamik durumlardan birisi de yük direncindeki değişimlerdir. Önerilen KKK tabanlı kontrol yapısının ve karşılaştırma amacıyla kullanılan yalnız PI gerilim denetleyicisinin yükteki ani değişimlere karşı dinamik tepkisi incelenmiştir. Yük direncinin 10Ω 'dan 20Ω 'a artırıldığı ve tekrar 10Ω seviyesine düşürüldüğü duruma ait simülasyon sonuçları KKK tabanlı yapı için Şekil 4.10'da, yalnız PI için ise Şekil 4.11'de verilmiştir. Şekil 4.10(a) ve Şekil 4.10(b)'deki sonuçlardan görüldüğü üzere, giriş gerilimi 90V ve referans çıkış gerilimi 60V seviyesindedir. Dolayısıyla, dönüştürücü alçaltan durumda çalışmaktadır.

0.35'inci saniyede yük direncinin 10Ω 'dan 20Ω 'a artırılmasıyla birlikte giriş akım referansı ve giriş akımının yarıya düştüğü Şekil 4.10(c)'deki sonuçlarda görülmektedir. Aynı zamanda, çıkış gücünün azalmasıyla birlikte çıkış geriliminde 3V'luk bir aşım meydana geldiği ve yaklaşık 10ms sonrasında tekrar referansına regüle edildiği Şekil 4.10(b)'de görülmektedir. Yük direncinin 20Ω 'dan 10Ω 'a düşürüldüğü durumda ise çıkış gücünün artmasıyla birlikte çıkış geriliminde 3V gerilim düşüşü olduğu ve yaklaşık 15ms sonrasında tekrar referansına regüle edildiği görülmektedir.

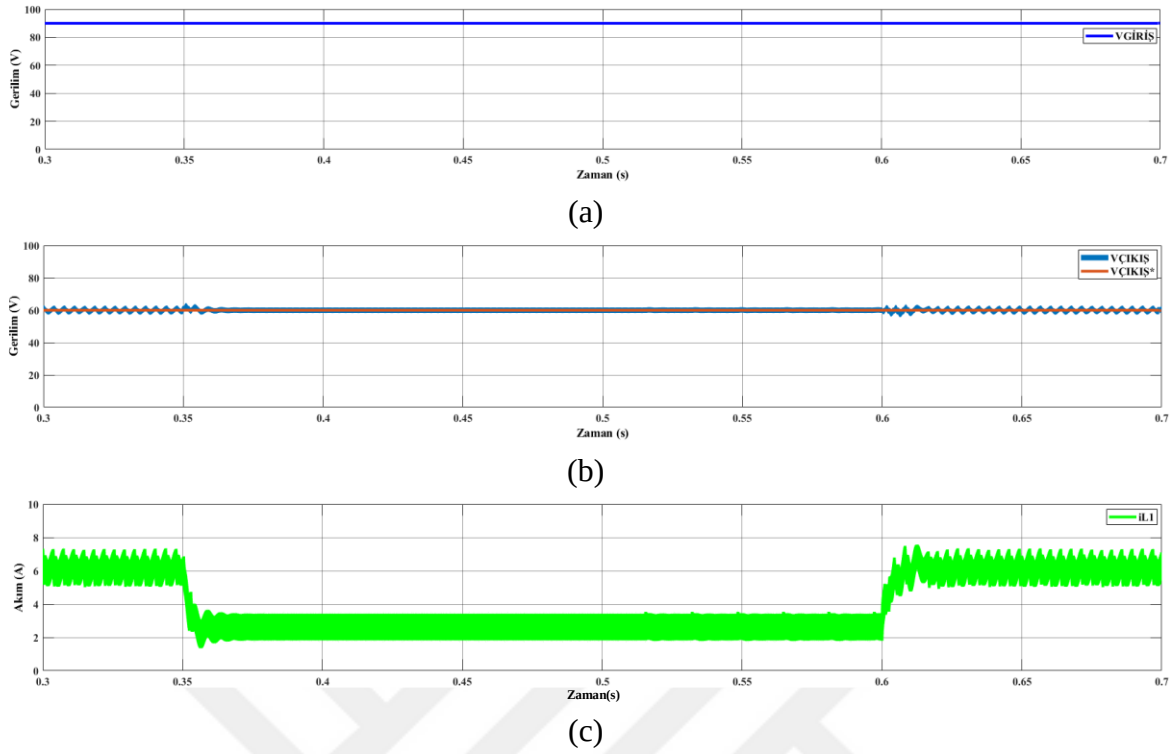
Bu durumda da akım kontrolünün KKK tarafından sağlandığı Şekil 4.10(c)'deki sonuçlarda görülmektedir. Elde edilen bu sonuçlar, önerilen KKK tabanlı kontrol yönteminin farklı yük direnci altında çıkış gerilim kontrolünü gerçekleştirdiğini göstermektedir.

Aynı yük değişim senaryosu yalnız PI gerilim denetleyicisi ile de gerçekleştirilmiş ve elde edilen dalga şekilleri Şekil 4.11'de sunulmuştur. Şekil 4.11(b)'de görüldüğü üzere, yük direnci 10Ω 'dan 20Ω 'a çıkarıldığında çıkış gerilimi 60 V referans değeri etrafında oldukça sınırlı bir gerilim değişimi ile regüle edilmekte, gerilim tepe değeri yaklaşık 62–63 V seviyesine ulaşarak yaklaşık 2–3 V'luk bir aşım oluşturmakta ve kısa bir süre içinde tekrar 60 V civarına yerleşmektedir. Yük direncinin 20Ω 'dan 10Ω 'a düşürüldüğü ikinci basamakta da benzer şekilde, çıkış gerilimi referans değeri etrafında küçük genlikli

salınımlar ile korunmaktadır. Buna karşılık, Şekil 4.11(c)'de yer alan L_1 bobini akımı dalga şekli incelendiğinde, yük $10\ \Omega$ 'dan $20\ \Omega$ 'a yükseltildiğinde akım ortalama değerinin yaklaşık 6–7 A'dan 3 A civarına düştüğü, $20\ \Omega$ 'dan $10\ \Omega$ 'a geri dönüldüğünde ise yeniden 6–7 A mertebesine çıktığı; bu geçişler sırasında akım salınımlarının KKK tabanlı denetleyiciye kıyasla daha büyük olduğu görülmektedir. İç akım döngüsünün bulunmaması nedeniyle yalnız PI denetleyici giriş akımını doğrudan sınırlayamamakta, akımın yeni denge noktasına KKK tabanlı yapıya göre daha yavaş yerleşmesine ve yük değişimleri süresince daha büyük salınımlar sergilemesine neden olmaktadır.



Şekil 4.10. KKK tabanlı kontrolcü ile farklı yük direnci değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı ve referans giriş akımı sinyalleri



Şekil 4.11. PI kontrolcü ile farklı yük direnci değerlerinde a) Giriş gerilimi b) Çıkış gerilimi ve referans gerilim değeri c) Giriş akımı sinyalleri

Sonuç olarak, yük direncindeki ani değişimler altında her iki denetleyici de çıkış gerilimini istenen değere regüle edebilmekte, ancak KKK tabanlı denetleyici yük geçişleri süresince giriş akımını daha kontrollü biçimde değiştirerek akım salınımlarını sınırlamaktadır. Yük değişimlerinin sık ve büyük olduğu, akım streslerinin kritik önem taşıdığı uygulamalarda KKK tabanlı yapı; gerilim sapmalarının mümkün olduğunca küçük tutulmasının öncelikli olduğu uygulamalarda tercih edilebilecek bir seçenek olarak öne çıkmaktadır.

Kararlı durum testlerinde her iki denetleyici için de çıkış gerilimi salınımı %5'in altında kalsa da, KKK tabanlı kontrolcüde bu değer yaklaşık %2–3 aralığında, PI kontrolcüde ise %3–5 aralığında gerçekleştiği; benzer şekilde L_1 bobini akımındaki aşımalar KKK tabanlı yapıda %2–4 iken PI kontrolcüde %6–7 seviyelerine çıktığı görülmektedir. Bu sonuçlar, kararlı çalışma koşullarında KKK tabanlı yapının özellikle akım dalga şekli açısından belirgin bir iyileşme sağladığını ortaya koymaktadır.

Çizelge 4.2'de özetlenen sonuçlar, dinamik durum testlerinde KKK tabanlı kontrol yapısının genel olarak PI kontrolcüsüne göre daha yüksek bir performans sergilediğini göstermektedir.

Referans gerilimi, giriş gerilimi ve yük değişimlerini içeren tüm senaryolarda KKK tabanlı kontrolcünün çıkış gerilimi aşımı en fazla %12 iken, PI kontrolcünde bu oran %7 seviyelerindedir.

L_1 akımı aşımı KKK tabanlı denetleyici için %10–20, PI kontrolcü için ise %20–35 aralığındadır. Ayrıca KKK tabanlı yapıda oturma sürelerinin 10–15 ms bandında, PI kontrolcünde ise 25–30 ms bandında gerçekleşmesi, önerilen yöntemin dinamik rejimde daha hızlı ve daha iyi sönümlenen bir cevap ürettiğini göstermektedir. Özetle, PI kontrolcü kabul edilebilir gerilim regülasyonu sağlasa da, Çizelge 4.2’de verilen sayısal değerler KKK tabanlı kontrol yapısının hem çıkış gerilimi hem de bobin akımı açısından daha düşük aşım ve daha kısa oturma süresi ile çalıştığını, dolayısıyla gelişmiş SEPIC dönüştürücünün performansını genel olarak iyileştirdiğini doğrulamaktadır.

Çizelge 4.2. Dinamik durum sonuçlarının karşılaştırılması

	Dinamik Durum Testleri	Çıkış Gerilimindeki Aşım (%)	L_1 Akımı Aşımı (%)	Oturma Süresi (ms)
KKK tabanlı kontrolcü	Referans geriliminde değişim	%10-12	%15-20	15-20ms
	Giriş geriliminde değişim	%2-3	%10-15	10-15ms
	Yükte değişim	%3-4	%10-15	5-10ms
PI kontrolcü	Referans geriliminde değişim	%4-7	%20-25	20-25ms
	Giriş geriliminde değişim	%3-5	%30-35	20-25ms
	Yükte değişim	%4-5	%30-35	25-30ms



5. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün gerilim kontrolü için KKK ve PI kontrol yöntemlerinin birleşiminden oluşan ardışık bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Güç dönüştürücüsünün modellenmesi yapılarak kontrol tasarımı için teorik altyapı oluşturulmuştur. KKK yönteminin tasarım aşamaları sunularak Gelişmiş SEPIC dönüştürücü giriş bobin akımının kontrolü için kayan yüzey seçimi gerçekleştirilmiştir. Bobin akımının referansı, çıkış gerilimi hatasının bir PI kontrolcüye uygulanması sonucunda üretilmiştir. Böylece, PI ve KKK yöntemleri ardışık bağlı duruma getirilmiştir. Kayan yüzey fonksiyonuna göre çatırtı problemi incelenmiş ve literatürdeki çözüm yöntemlerinin etkinliği tartışılmıştır. Ayrıca, sistem kararlılığı Lyapunov kriterlerine göre analiz edilmiştir.

Gelişmiş SEPIC dönüştürücü ve önerilen KKK tabanlı kontrol yapısının teorik analizlerinin yanı sıra performans testi için MATLAB/Simulink ortamında simülasyon modeli oluşturulmuştur. Önerilen KKK tabanlı kontrol algoritması hem kararlı durum hem de dinamik geçişler altında gerçekleştirilen simülasyon çalışmalarıyla incelenmiştir. Gelişmiş SEPIC dönüştürücü alçaltan ve yükselten durumlarda çalışabildiğinden kararlı durum sonuçları ayrı ayrı incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar her iki durumda da çıkış gerilimi kontrolünün başarılı bir şekilde sağlandığını göstermiştir.

Bunun yanında, önerilen yöntemin etkinliğini sayısal olarak ortaya koymak amacıyla, aynı Gelişmiş SEPIC topolojisinin çıkış gerilimini kontrol eden klasik bir PI denetleyici de tasarlanmış ve tüm kararlı/dinamik test senaryoları her iki denetleyici için aynı koşullar altında tekrarlanmıştır. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, kararlı durumda her iki denetleyici de çıkış gerilimini %5'in altında aşım ile regüle edebilmekte, ancak KKK tabanlı yapıda L_1 bobin akımı aşımının %2–4 aralığında kaldığı, yalnız PI denetleyicide ise bu oranın %6–7 seviyelerine yükseldiği görülmüştür. Dinamik testlerde ise KKK tabanlı denetleyicinin oturma süresini 10–15 ms bandında tuttuğu, PI denetleyicide bu sürenin 15–35 ms'ye çıktığı ve akım aşımının daha belirgin olduğu tespit edilmiştir.

Diğer yandan bazı senaryolarda yalnız PI denetleyicinin geçici durumda gerilim aşımını KKK tabanlı yapıya göre bir miktar daha düşük tuttuğu gözlenmiştir; dolayısıyla gerilim

sınırlarının kritik olduğu, akım streslerinin ise ikincil planda kaldığı uygulamalarda PI denetleyicinin de tercih edilebilir bir seçenek olabileceği ortaya konmuştur.

Kararlı durum performansının yanı sıra, dinamik geçişler esnasındaki kontrolcü cevapları önemli bir performans göstergesidir. Giriş gerilimi, referans gerilim ve yük direnci değiştirilerek yapılan dinamik cevap testlerinde çıkış gerilimi kontrolünün sağlandığı görülmüştür. Özellikle pratikte en olası dinamik durum olarak belirtilebilecek yük değişimi altında %5 civarında bir aşım ve 10ms-15ms geçiş süreleriyle çıkış geriliminin referansına regüle edilmesi, önerilen yöntemin hızlı ve kararlı bir dinamik performans sunduğunu göstermektedir. Yalnız PI denetleyicide de benzer büyüklükte gerilim sapmaları elde edilmiş, ancak L_1 bobini akımında daha yüksek aşım ve daha uzun oturma süreleri gözlenmiştir.

Öneriler ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar açısından, bu tezde elde edilen bulgular aşağıdaki geliştirmelere zemin oluşturmaktadır:

- Bu çalışmada analizler yalnızca benzetim ortamında gerçekleştirilmiştir. Önerilen KKK tabanlı ardışık kontrol yapısının deneysel olarak doğrulanması gelecekte yapılacak çalışmalar arasında önemli bir adım olacaktır.
- KKK tabanlı denetleyici ve PI kazançları sabit parametreler olarak seçilmiştir. Yük, giriş gerilimi veya çalışma frekansı geniş aralıkta değiştiğinde parametre uyarlaması yapan uyarlamalı veya kazanç-zamanla değişken KKK/PI yapılarının tasarlanması, sistem gürbüzlüğünü daha da artırabilir.
- Bu tezde kayan yüzeye dayalı klasik KKK yapısı ele alınmıştır. Elde edilen sonuçlar, farklı kayan yüzey tanımları, sınır tabaka teknikleri gibi ikinci mertebe KKK algoritmalarının aynı dönüştürücü üzerinde denenmesi için referans teşkil etmektedir.
- Son olarak, L - C eleman değerleri ve anahtarlama frekansı, seçilen dalgalanma katsayıları ve pratik sınırlamalar dikkate alınarak belirlenmiştir. Çok amaçlı optimizasyon teknikleri kullanılarak verim, akım/gerilim salınımı ve eleman boyutları arasında bir denge kuran otomatik tasarım prosedürlerinin geliştirilmesi, Gelişmiş SEPIC dönüştürücünün endüstriyel uygulamalara uyarlanabilirliğini artıracaktır.

Bu çerçevede, çalışma kapsamında önerilen KKK tabanlı ardışık kontrol yapısı, klasik PI denetleyiciye göre özellikle akım salınımı ve dinamik performans açısından önemli iyileştirmeler sunmakta ve Gelişmiş SEPIC dönüştürücü için uygulanabilir, gürbüz bir kontrol çözümü ortaya koymaktadır.





KAYNAKLAR

1. Wang, J., Wu, X., Liu, Z., Cui, X., Song, Z. (2022). Modified SEPIC DC-DC converter with wide step-up/step-down range for fuel cell vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 5(6),45-62.
2. Ridley, R. B. (2011). *Power supply design: Control*. Ridley Engineering, Incorporated.
3. Wang, H., Dusmez, S., Khaligh, A. (2013). Design and analysis of a full-bridge LLC-based PEV charger optimized for wide battery voltage range. *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 63(4), 1603-1613.
4. Axelrod, B., Berkovich, Y., Ioinovici, A. (2008). Switched-capacitor/switched-inductor structures for getting transformerless hybrid DC–DC PWM converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(2), 687-696.
5. Ismail, E. H. (2008). Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 56(4), 1147-1157.
6. Prudente, M., Pfitscher, L. L., Emmendoerfer, G., Romaneli, E. F., Gules, R. (2008). Voltage multiplier cells applied to non-isolated DC–DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(2), 871-887.
7. Forouzesh, M., Siwakoti, Y. P., Gorji, S. A., Blaabjerg, F., Lehman, B. (2017). Step-up DC–DC converters: a comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE transactions on power electronics*, 32(12), 9143-9178.
8. Lin, B. R., Shih, K. L., Chen, J. J., Chiang, H. K. (2008, June). Implementation of a zero voltage switching Sepic-Cuk converter. In *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, IEEE. 544-549.
9. Kircioğlu, O., Ünlü, M., Çamur, S. (2016) *Modeling and analysis of coupled and uncoupled inductor SEPIC converter,*” in Proc. 2016 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL), Banja Luka, Bosnia and Herzegovina, 3–5, 1–6,
10. Betten, J. (2014) “*Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter,*” Texas Instruments Incorporated, Power Management Application Note, 2014. [Online].
11. Hart, D.W. (2010) *Power Electronics*. New York, NY, USA: McGraw-Hill, 2010. ISBN: 978-0-07-338067-4.
12. Kesik, E. P. (2018). Design and implementation of a Sepic Battery Charger for Automotive PV Applications. *İstanbul Teknik Üniversitesi, Department of Electronics and Communication Engineering, İstanbul*. 2,115-123.
13. Sel, A. (2019) *Dynamic output feedback discrete time sliding mode control of SEPIC,* M.S. thesis, Dept. of Electrical and Electronics Eng., TOBB Univ. of Economics and Technology, Ankara, Turkey, 2019. [Thesis No. 546938].

14. Xu, L., Ma, R., Xie, R., Zhuo, S., Huangfu, Y., Gao, F. (2022). Offset-free model predictive control of fuel cell DC–DC boost converter with low-complexity and high-robustness. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(6), 5784-5796.
15. Irmak, E., Güler, N. (2020). A model predictive control-based hybrid MPPT method for boost converters. *International Journal of Electronics*, 107(1), 1-16.
16. Guler, N., Biricik, S., Bayhan, S., Komurcugil, H. (2020). Model predictive control of DC–DC SEPIC converters with autotuning weighting factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(10), 9433-9443.
17. Kim, G., Bak, Y. (2024). Improved Sliding Mode Control for Performance Enhancement of PMD Battery Charger Using Fuzzy Logic Control. *IEEE Access*.12,186-198.
18. Nguyen, T.D., Nguyen, H.V., Pham,D.D., Bui,V.D (2025) “Two stage single phase PV system using SEPIC converter,” in Proc. 2025 17th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI), Targoviste, Romania, Jun. 1–6.
19. Utkin, V. I. (2013). *Sliding modes in control and optimization*. Springer Science & Business Media.
20. Khalil, H. K., Grizzle, J. W. (2002). *Nonlinear systems* Upper Saddle River, NJ: Prentice hall. 3,15-27.
21. Slotine, J. J. E., Li, W. (1991). *Applied nonlinear control* Englewood Cliffs, NJ: Prentice hall. 199(1), 705.
22. Zhuo, S., Huangfu, Y. (2015, November). Robust buck converter design with a high-order sliding mode differentiator. In *IECON 2015-41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* IEEE, 000162-000167.
23. Huang, Y. J., Kuo, T. C., Chang, S. H. (2008). Adaptive sliding-mode control for nonlinear systems with uncertain parameters. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B (Cybernetics)*, 38(2), 534-539.
24. Komurcugil, H., Biricik, S., Guler, N. (2019). Indirect sliding mode control for DC–DC SEPIC converters. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(6), 4099-4108.
25. Kishore, G. I., Ayyarao, T. S., Vidhyadhari, I., Keerthi, G. S., Venkatesh, T., Amir, A.,Priyanka, C. (2025, May). Adaptive Sliding Mode Control for Stabilizing DC-DC SEPIC Converters with Uncertain Dynamics. In *2025 International Conference in Advances in Power, Signal, and Information Technology (APSIT)* IEEE. 1-5.
26. Zheng, Y., Wu, C., Fan, L., Gao, S., Pang, Z. (2024, May). Widrow-Hoff-Based Indirect Sliding Mode Control of SEPIC Converter for Battery Charging. In *2024 IEEE 13th Data Driven Control and Learning Systems Conference (DDCLS)* IEEE. 2242-2246.

27. Al-Baidhani, H., Corti, F., Reatti, A., Kazimierczuk, M. K. (2023). Robust sliding-mode control design of DC-DC zeta converter operating in buck and boost modes. *Mathematics*, 11(17), 3791.
28. Swikir, A., Utkin, V. (2016, June). Chattering analysis of conventional and super twisting sliding mode control algorithm. In *2016 14th international workshop on variable structure systems (VSS)* IEEE. 98-102.
29. Brindha, R., Rathinamala, S. (2024, June). Modeling and Control of SEPIC Converters in Hybrid Microgrid Application using Exact Linearization Technique. In *2024 International Conference on Advancements in Power, Communication and Intelligent Systems (APCI)*, IEEE. 1-6.
30. Abdelsalam, A. K., Massoud, A. M., Ahmed, S., Enjeti, P. N. (2011). High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on power electronics*, 26(4), 1010-1021.
31. Yılmaz, M., Kalçık, M. E., Corapsız, M. (2022). Sliding-Mode Control Techniques of SEPIC Converter in Continuous Current Mode. *Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 9(1), 195-207.
32. Abdalla, A. I., Ali, I. H. (2024). Analysis of SEPIC Converter at Different Switching Frequencies. *International Journal of Electrical and Electronics Research*, 12(4), 1374-1380.
33. Kalimuthukumar, S., Rajesh, K., Kannapiran, B., Manikandan, G., Selvameena, R. (2021, December). A SEPIC converter with adaptive sliding mode control for grid-connected solar PV systems. In *2021 3rd International Conference on Advances in Computing, Communication Control and Networking (ICAC3N)*. IEEE. 1023-1026.
34. Mejbel, I. A., Hassan, T. K. (2023). Design and simulation of high gain Sepic Dc–Dc converter. *Journal of Engineering and Sustainable Development*, 27(1), 138-148.
35. Kumar, B. H., Parimalasundar, E., Muga, T., Vari, K. K. R. R., Gari, S. S. S., Potlapadu, R. K. R. (2024, March). A Review of Non-Isolated DC-DC Converter Topologies. In *2024 International Conference on Recent Innovation in Smart and Sustainable Technology (ICRISST)*, IEEE. 1-8.
36. Kumar PK, V., JJ, J. (2025). Analysis and Design of CUK-SEPIC-based Converter for Hybrid Power Generation Systems. *Recent Patents on Engineering*, 19(2), E110124225542.
37. Zhang, M., Zhong, N., Ma, M. (2021). Sliding mode control of SEPIC converter based photovoltaic system. *Systems Science & Control Engineering*, 9(sup2), 112-118.
38. Komurcugil, H., Biricik, S., Bayhan, S., Zhang, Z. (2020). Sliding mode control: Overview of its applications in power converters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 15(1), 40-49.

39. Sachin, C. S., Nayak, S. G. (2017, October). Design and simulation for sliding mode control in DC-DC boost converter. In *2017 2nd International Conference on Communication and Electronics Systems (ICCES)*, IEEE. 382-387.
40. Balta, G., Güler, N., Altin, N. (2023). Global fast terminal sliding mode control with fixed switching frequency for voltage control of DC-DC buck converters. *ISA transactions*, 143, 582-595.
41. Tatar, K., Chudzik, P., & Leśniewski, P. (2023). Sliding Mode Control of Buck DC-DC Converter with LC Input Filter. *Energies*, 16(19), 6983.
42. Cao, J., Chen, Q., Zhang, L., Quan, S. (2018, May). Sliding mode control of bidirectional DC/DC converter. In *2018 33rd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*, IEEE. 1234-1239.
43. Shahida, L. R., George, T. M. (2014, December). Implementation of sliding mode control for a buck converter in a photovoltaic system. In *2014 International Conference on Advances in Green Energy (ICAGE)*, IEEE. 133-138.
44. Aydın, U. (2019) “Buck-boost dönüştürücü devresinin PID ve kayan kipli kontrol ile denetimi,” Yüksek Lisans Tezi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı,
45. Al-attwani, S. H. M., Teke, M., Bektaş, E., Yaseen, E. S. Y., Bektaş, Y., Civelek, Z. (2024). The comparison study of PI and Sliding Mode control techniques for Buck-Boost converters. *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 13(4), 1435-1442.
46. Kim, K. J., Park, J. B., Choi, Y. H. (2006, October). Chattering free sliding mode control. In *2006 SICE-ICASE international Joint conference*, IEEE. 732-735.
47. Bhatia, D. (2021) “English Technical Report and Correction: Performance Comparison of SMC, LQR and PD control for Spacecraft High Accuracy Pointing (Teilvorhaben TU Braunschweig),” Technical Univ. of Braunschweig,:
48. Tsai, J. F., Chen, Y. P. (2007). Sliding mode control and stability analysis of buck DC-DC converter. *International Journal of Electronics*, 94(3), 209-222.
49. Pati, N. (2017, August). Comparative Performance Analysis of Sliding Mode and Q-Controller Algorithms for Buck Converter. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering* (Vol. 225, No. 1, p. 012135). IOP Publishing.
50. Natarajan, K., Govindaraju, C. (2016) “Design and analysis of fuel cell fed SEPIC converter,” *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (IJAREEIE)*, 5(12), 1–6.
51. Pandey, R. K., Tirkey, P., Kumar, S., Mahto, J. N. (2022, December). A review on DC-DC converters used in electric vehicles. In *2022 IEEE 2nd International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC)*, IEEE.1-6.

52. Komurcugil, H., Bayhan, S., Guzman, R., Malinowski, M., Abu-Rub, H. (2023). *Advanced control of power converters: Techniques and matlab/simulink implementation*. John Wiley & Sons.
53. Komurcugil, H., Altin, N., Ozdemir, S., Sefa, I. (2014). An extended Lyapunov-function-based control strategy for single-phase UPS inverters. *IEEE Transactions on Power electronics*, 30(7), 3976-3983.
54. Lago, J., Heldwein, M. L. (2011). Operation and control-oriented modeling of a power converter for current balancing and stability improvement of DC active distribution networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(3), 877-885.
55. Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., Rodríguez, J. (2008). Predictive control in power electronics and drives. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 55(12), 4312-4324.
56. Khather, S. I., Ibrahim, M. A. (2020). Modeling and simulation of SEPIC controlled converter using PID controller. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, 11(2), 833-843.





Gazili olmak ayrıcalıktır