



**SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ  
VE FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ  
İLE ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DENETLENMESİ**

**Muhammet Emin KALÇIK**

**Yüksek Lisans Tezi  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektrik Makineleri Bilim Dalı  
Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ  
2020  
Her hakkı saklıdır**

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE FARKLI KONTROL  
YÖNTEMLERİ İLE ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DENETLENMESİ**

**Muhammet Emin KALÇIK**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI  
Elektrik Makineleri Bilim Dalı**

**ERZURUM  
2020**

**Her hakkı saklıdır**

T.C.  
ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü

TEZ KABUL VE ONAY TUTANAĞI

**SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ  
İLE ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DENETLENMESİ**

Dr.Öğr.Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ danışmanlığında, Muhammet Emin KALÇIK tarafından hazırlanan bu çalışma, 02/03/2020 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makineleri Bilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak **oybirliği / oy çokluğu (3./3)** ile kabul edilmiştir.

Jüri Başkanı: Dr.Öğr.Üyesi Gökhan ÖZTÜRK  
*Atatürk Üniversitesi*


Danışman: Dr.Öğr.Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ  
*Atatürk Üniversitesi*

Jüri Üyesi: Doç.Dr. Ahmet DURLU  
*Erzurum Teknik Üniversitesi*



Enstitü Yönetim  
Kurulunun **04.03.2020**  
**40-50** sayılı kararı.

Bu tezin Atatürk Üniversitesi Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliği'nin ilgili maddelerinde belirtilen şartları yerine getirdiğini onaylarım.

  
**Prof.Dr. Mehmet KARAKAN**  
Enstitü Müdürü

**Not:** Bu tezde kullanılan özgün ve başka kaynaklardan yapılan bildiriş, çizelge, şekil ve fotoğrafların kaynak olarak kullanımı, 5846 sayılı Fikir ve Sanat Eserleri Kanunundaki hükümlere tabidir.

## ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

### SEPIC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ VE FARKLI KONTROL YÖNTEMLERİ İLE ÇIKIŞ GERİLİMİNİN DENETLENMESİ

Muhammet Emin KALÇIK

Atatürk Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı  
Elektrik Makineleri Bilim Dalı

Danışman: Dr. Öğr. Üyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ

Son yıllarda yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle güç elektroniği devrelerinin yer aldığı sistemlerin kullanımı artırmıştır. Güç elektroniği devrelerinden olan DA-DA dönüştürücüler, DA giriş kaynağı gerilim seviyesini değiştirerek sabit ve istenilen değerde ayarlanabilen çıkış gerilimi sağlamak amacı ile kullanılmaktadır. DA-DA dönüştürücü, en az bir aktif ve bir pasif eleman kullanılarak gerçekleştirilebilir. DA-DA dönüştürücülerin çalışma prensibi, endüktansın enerji aktarımına dayalıdır. DA-DA dönüştürücü, sabit veya değişken bir frekansla anahtarlanabilmekle birlikte genellikle sabit bir frekansta değişken bir doluluk oranı ile çalıştırılır. Bu doluluk oranı PWM sinyali ile sağlanabilmektedir. Dönüştürücüler, anahtarlamalı güç kaynağı, güç faktörünün düzeltilmesi, kontrol ve haberleşme devrelerinin beslenmesinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu tür dönüştürücülerin en çok tercih edilen tipleri azaltan-yükselten tip dönüştürücülerdir. SEPIC, CUK ve azaltan-yükselten(buck-boost) dönüştürücüler bu tip dönüştürücülerdendir.

DA-DA dönüştürücüler arasından azaltan-yükselten tip olarak kullanılan SEPIC dönüştürücünün performansının artırılması amacıyla yapılan bu çalışmanın ilk aşamasında SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre yapısı ve çalışması incelenmiş sonraki aşamada istenen giriş ve çıkış gerilimlerine göre tasarım parametrelerinin hesaplamaları verilmiştir. Tasarlanan SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre yapısı için durum uzay ortalama yöntemi kullanarak dinamik modelleri elde edilmiştir. Daha sonra tasarlanan sistemin denetimini gerçekleştirmek amacıyla PI ve kayan kipli kontrol yöntemlerinden yararlanılmıştır. Elde edilen sonuçlar ve denetleyici performanslarının, çıkış geriliminin değişimi üzerindeki etkisi grafikler halinde verilmiştir.

**2020, 78 sayfa**

**Anahtar Kelimeler:** DA-DA Dönüştürücü, SEPIC Dönüştürücü, KKK, PI Denetleyici

## **ABSTRACT**

MS Thesis

### **ANALYSIS OF SEPIC CONVERTER AND CONTROL OF OUTPUT VOLTAGE BY DIFFERENT CONTROL METHODS**

Muhammet Emin KALÇIK

Atatürk University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electrical-Electronics  
Electric Machines Science

Supervisor : Asst. Prof. Dr. Muhammed Fatih ÇORAPSIZ

In recent years, with the advances in semiconductor technology, the use of systems with power electronic circuits has increased. DA-DA converters, which are power electronic circuits, are used to change the input voltage level of the DA input source to provide a constant and adjustable output voltage. The DC-DC converter can be realized using at least one active and one passive element. The working principle of DC-DC converters is based on the energy transfer of the inductance. Although the DC-DC converter can be switched at a fixed or variable frequency, it is usually operated at a constant frequency with a variable fill rate. This fill rate can be achieved with the PWM signal. Converters are frequently used in switching power supply, correction of power factor, feeding of control and communication circuits. The most preferred types of this type of converters are the type converters that buck-boost them. SEPIC, CUK and buck-boost converters are among these types of converters.

In order to increase the performance of the SEPIC converter, which is used as a buck-boost type among DC-DC converters, the structure and operation of the ideal and real-time SEPIC converter were examined in the first phase of the study, and the calculations of the design parameters were given according to the desired input and output voltages. For the ideal and real-time structure of the designed SEPIC converter, dynamic models are obtained using the state space averaging method. Later, PI and sliding mode control methods were used to carry out the control of the designed system. The results obtained and the effect of the controller performances on the change of the output voltage are given in graphs.

**2020, 78 pages**

**Keywords:** DC-DC Converter, SEPIC Converter, KKK, PI Controller

## TEŞEKKÜR

Bu alıŐma sűrecinde ilgi ve desteęi ile beni yűnlendiren, kıymetli gűrűŐlerinden yararlandıęım ve kendisi ile alıŐmaktan bűyűk onur duyduęum tez danıŐmanım Sayın Dr. Őęr. Ŭyesi Muhammed Fatih ÇORAPSIZ'a, çalıŐmanın uygulama aŐamasında desteklerini esirgemeyen Sayın ArŐ. Gűr. Mehmet YILMAZ'a, manevi desteklerinden dolayı Ezgi BABAT'a ve Őęrenim hayatım boyunca gűsterdikleri sabır ve fedakarlıklardan dolayı aileme teŐekkűrű bir borç bilirim.

**Muhammed Emin KALÇIK**

**Mart, 2020**

## İÇİNDEKİLER

ÖZET.....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ .....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	ix
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	xii
<b>1. GİRİŞ.....</b>	<b>1</b>
<b>2. KAYNAK ÖZETLERİ .....</b>	<b>4</b>
<b>3. MATERYAL ve YÖNTEM.....</b>	<b>14</b>
3.1. DA-DA Dönüştürücüler .....	14
3.1.1. Azaltan dönüştürücü (Buck Converter).....	15
3.1.2. Yükselten dönüştürücü (Boost converter).....	18
3.1.3. Azaltan-yükselten dönüştürücü (Buck-Boost Converter) .....	20
3.1.4. CUK dönüştürücü.....	23
3.1.5. SEPIC dönüştürücü .....	26
3.2. DA-DA Dönüştürücü Çalışma Modları .....	29
3.3. SEPIC Dönüştürücü Tasarımı .....	30
3.3.1. Görev periyodu hesabı.....	30
3.3.2. Bobin hesabı .....	31
3.3.3. Anahtarlama elemanı (MOSFET) seçimi.....	32
3.3.4. Çıkış kondansatör seçimi.....	33
3.3.5. SEPIC kuplaj kondansatörü seçimi .....	34
3.3.6. Diyot seçimi .....	35
3.4. SEPIC Dönüştürücünün Analizi.....	35
3.4.1. SEPIC dönüştürücü devresinin durum uzay ortalama değer modeli.....	36
3.4.1.a. İdeal devre modeli için durum uzay ortalama değer modeli .....	36
3.4.1.b. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli için durum uzay ortalama değer modeli.....	39

3.4.2. SEPIC dönüştürücü durum matrislerinin ortalama değerlerinin hesaplanması .....	43
3.4.2.a. İdeal devre modeli durum matrislerinin ortalama değerinin hesaplanması...	44
3.4.2.b. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli durum matrislerinin ortalama değerinin hesaplanması .....	45
3.5. Otomatik Kontrol Sistemleri .....	47
3.5.1. Açık çevrim kontrol sistemi .....	47
3.5.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi .....	48
3.5.2.a. Oransal (P) denetleyici .....	50
3.5.2.b. Oransal integral (PI) denetleyici.....	51
3.5.2.c. Oransal türevsel (PD) denetleyici.....	52
3.5.2.d. Oransal integral türevsel (PID) denetleyici .....	53
3.5.2.e. P, I ve D denetleyici karakteristikleri .....	55
3.5.2.f. Kayan kipli kontrol (KKK) .....	56
<b>4. ARAŞTIRMA BULGULARI .....</b>	<b>60</b>
4.1. Simülasyon Sonuçları.....	60
4.1.1. İdeal devre modeline sahip SEPIC dönüştürücü .....	60
4.1.2. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeline sahip SEPIC dönüştürücü.....	68
<b>5. TARTIŞMA ve SONUÇ.....</b>	<b>74</b>
KAYNAKLAR .....	76
ÖZGEÇMİŞ .....	79

## SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

$C_1$	Birinci kondansatör değeri
$C_2$	İkinci kondansatör değeri
$I_{C_{1rms}}$	Kuplaj kondansatörün RMS akımı
$I_{C_{2rms}}$	Çıkış kondansatöründeki RMS akım
$I_{L_{1peak}}$	Dönüştürücüde birinci bobinin tepe akımı
$I_{L_{2peak}}$	Dönüştürücüde ikinci bobinin tepe akımı
$I_{Q_{1RMS}}$	Anahtar üzerindeki RMS akım
$I_{Q_{1peak}}$	Tepe anahtar akımı
$I_G$	Gate sürücü akımı
$I_i$	Dönüştürücü giriş akımı
$I_o$	Dönüştürücü çıkış akımı
$K_I$	İntegral sabit
$K_d$	Türevsel sabit
$K_p$	Oransal sabit
$L_1$	Birinci bobin değeri
$L_2$	İkinci Bobin değeri
$P_{Q_1}$	MOSFET'ler için toplam güç dağılımı
$Q_{GD}$	Gate-drain yükü
$R_{C_1}$	Birinci kondansatör iç direnç değeri
$R_{C_2}$	İkinci kondansatör iç direnç değeri
$R_{DS(on)}$	Anahtarda açık direnç
$R_{L_1}$	Birinci bobin iç direnç değeri
$R_{L_2}$	İkinci bobin iç direnç değeri
$T_d$	Oransal etki ile PD etki arasındaki zaman farkı
$T_i$	İntegral zamanı
$V_{C_1}$	Birinci kondansatör gerilim değeri

$V_{C_2}$	İkinci kondansatör gerilim değeri
$V_{DS(max)}$	Drain-source arası maksimum gerilim değeri
$V_{th(min)}$	Anahtarın minimum eşik gerilimi değeri
$V_D$	Diyot gerilimi
$V_{in}$	DA giriş gerilimi
$V_o$	Çıkış gerilimi
$f_{sw}$	Anahtarlama frekansı
$i_{L_1}$	Birinci bobin akımı değeri
$i_{L_2}$	İkinci bobin akımı değeri
P	Oransal denetleyici
PI	Oransal integral denetleyici
PID	Oransal integral türevsel denetleyici
SSA	Durum uzay ortalama
$E(s)$	s-domeninde sistem hata değeri
R	Yük
$R(s)$	s-domeninde sistem referans değeri
$U(s)$	s-domeninde sistem çıkış değeri
$e(t)$	t-domeninde sistem hata değeri
$r(t)$	t-domeninde sistem referans değeri
$u(t)$	t-domeninde sistem çıkış değeri
$\Delta I_L$	Bobin akımının tepeden tepeye değeri

### **Kısaltmalar**

AA	Alternatif Akım
CCM	Sürekli İletim Modu
DA	Doğru Akım
DCM	Süreksiz İletim Modu
DUO	Durum Uzay Ortalama
ESL	Kondansatör Eşdeğer Seri Endüktansı
ESR	Kondansatör Eşdeğer Seri Direnci

MPPT	Maksimum Güç Noktası Takibi
OVR	Çıkış Gerilimi Dalgalanması



## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1. DC-DC dönüştürücü blok diyagramı.....	14
Şekil 3.2. Azaltan dönüştürücü devre şeması .....	16
Şekil 3.3. Anahtar iletimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması .....	16
Şekil 3.4. Anahtar kesimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması .....	17
Şekil 3.5. Yükselten dönüştürücü devre şeması .....	18
Şekil 3.6. Anahtar iletimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması .....	19
Şekil 3.7. Anahtar kesimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması .....	19
Şekil 3.8. Azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması.....	21
Şekil 3.9. Anahtar iletimde iken azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması.....	21
Şekil 3.10. Anahtar kesimde iken azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması.....	22
Şekil 3.11. CUK dönüştürücü devre şeması .....	23
Şekil 3.12. Anahtar iletimde iken CUK dönüştürücü devre şeması .....	24
Şekil 3.13. Anahtar kesimde iken CUK dönüştürücü devre şeması .....	24
Şekil 3.14. SEPIC dönüştürücü devre şeması.....	26
Şekil 3.15. Anahtarlama elemanı iletimde iken SEPIC dönüştürücü devresi.....	28
Şekil 3.16. Anahtarlama elemanı kesimde iken SEPIC dönüştürücü devresi .....	28
Şekil 3.17. Sürekli akım modunda çalışan DA-DA dönüştürücünün sürekli akım modu dalga şekli.....	29
Şekil 3.18. Süreksiz akım modunda çalışan DA-DA dönüştürücünün süreksiz akım modu dalga şekli.....	29
Şekil 3.19. Anahtarlama elemanı iletimde iken ideal SEPIC dönüştürücü devresi.....	36
Şekil 3.20. Anahtarlama elemanı kesimde iken ideal SEPIC dönüştürücü devresi.....	38
Şekil 3.21. SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi.....	39
Şekil 3.22. Anahtar iletimde iken SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi .....	40
Şekil 3.23. Anahtar kesimde iken SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi .....	41
Şekil 3.24. Açık çevrim kontrol sistemi.....	48
Şekil 3.25. Kapalı çevrim kontrol sistemi.....	49

<b>Şekil 3.26.</b> Oransal (P) denetleyici blok şeması .....	50
<b>Şekil 3.27.</b> Oransal İntegral (PI) denetleyici blok şeması.....	51
<b>Şekil 3.28.</b> Oransal Türevsel (PD) denetleyici blok şeması.....	52
<b>Şekil 3.29.</b> Oransal integral türevsel (PID) denetleyici blok şeması .....	54
<b>Şekil 3.30.</b> DC-DC dönüştürücülerin kayan kipli kontrolü için yakınsama ilişkisi.....	58
<b>Şekil 4.1.</b> PI yöntemiyle denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli.....	64
<b>Şekil 4.2.</b> PI denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi .....	64
<b>Şekil 4.3.</b> PI denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki hata .....	65
<b>Şekil 4.4.</b> İdeal SEPIC dönüştürücünün PI denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi.....	65
<b>Şekil 4.5.</b> Kayan kipli kontrol yöntemiyle denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli.....	66
<b>Şekil 4.6.</b> KKK denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi .....	66
<b>Şekil 4.7.</b> KKK denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki hata .....	67
<b>Şekil 4.8.</b> İdeal SEPIC dönüştürücünün KKK denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi.....	67
<b>Şekil 4.9.</b> İdeal SEPIC dönüştürücünün PI ve KKK denetleyicilerine ait çıkış gerilimleri .....	68
<b>Şekil 4.10.</b> PI yöntemiyle denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli.....	69
<b>Şekil 4.11.</b> PI denetleyiciye sahip gerçek zamanlı eşdeğer SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi.....	69
<b>Şekil 4.12.</b> PI denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin çıkış gerilimindeki hata .....	70
<b>Şekil 4.13.</b> SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin PI denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi.....	70
<b>Şekil 4.14.</b> Kayan kipli kontrol yöntemiyle denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli. ....	71

<b>Şekil 4.15.</b> KKK denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer modelinin çıkış gerilimi .....	71
<b>Şekil 4.16.</b> KKK denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer modelinin çıkış gerilimindeki hata.....	72
<b>Şekil 4.17.</b> SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin KKK denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi.....	72
<b>Şekil 4.18.</b> SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin PI ve KKK denetleyicilerine ait çıkış gerilimleri .....	73



## ÇİZELGELER DİZİNİ

<b>Çizelge 3.1.</b> Kapalı döngülü bir sistemde oransal integral ve türevsel denetleyicinin etkisi .....	56
<b>Çizelge 4.1.</b> SEPIC dönüştürücü için belirlenen parametreler. ....	60
<b>Çizelge 4.2.</b> SEPIC dönüştürücünün ideal devre parametreleri.....	63
<b>Çizelge 4.3.</b> SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre parametreleri.....	68



## 1. GİRİŞ

Güç elektroniği, temel olarak elektrik enerjisinin dönüşümü ve kontrolünü inceleyen bilim dalıdır (Bodur 2012). Elektrik enerjisinin dönüşümü ve kontrolü 1900'li yılların öncesinde periyodik mekaniksel anahtarlar, bakır ve selenyum doğrultucular ile gerçekleştirilmekteydi. İlerleyen yıllarda diyot ve transistörün keşfedilmesiyle dönüştürücü kavramı önemli ölçüde gelişmiştir. Daha sonra tristörün üretilmesiyle güç elektroniği kavramı ortaya çıkmıştır (Bodur 2012). GTO, BJT, MOSFET ve IGBT gibi yarı iletken anahtarların üretilmesiyle güç elektroniğinin ilerleme hızı artmıştır. Böylece güç elektroniği devrelerinin yer aldığı sistemlerin kullanımı da artmıştır. Güç elektroniğinde elektrik enerjisinin dönüşümünü sağlayan dört temel dönüştürücü devresi mevcuttur. Bunlar AA-DA dönüştürücü devresi, DA-AA dönüştürücü devresi, AA-AA dönüştürücü devresi ve DA-DA dönüştürücü devresidir.

Elektrik enerjisi dönüşümünde DA-DA dönüşüm önemli bir yere sahiptir. Güç elektroniğinin gelişmediği dönemlerde DA-DA dönüşüm iki adet makine ile sağlanmıştır. Bu makinelerden birisi motor olarak birisi de generatör olarak yüke bağlı bir şekilde çalıştırılmıştır. İstenen gerilim seviyesi de generatör parametreleri ile ayarlanmıştır. Fakat bu DA-DA dönüşüm günümüzde güç elektroniği teknolojisinin ilerlemesiyle yarıiletken anahtarlar yardımıyla gerçekleştirilmektedir. DA-DA dönüştürücü, DA kaynak gerilimi seviyesini değiştirerek çıkışta istenen gerilim seviyesinin elde edilmesini sağlamaktadır. Günümüzde DA-DA dönüştürücüler elektrikli otomobillerde, maden ocaklarındaki taşıma bantlarında, DA motor kontrolünde, güç faktörünün düzeltilmesinde ve kesintisiz güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerde güç kontrolü için genel olarak IGBT, MOSFET, SCR gibi yarı iletken anahtarlar kullanılmaktadır. Bu kontrollü elemanlar için aktif, kontrolsüz olan diyot için ise pasif güç elemanı terimi sıkça kullanılır. DA-DA dönüştürücülerde en az bir adet aktif ve bir adet pasif eleman kullanılmaktadır.

DA-DA dönüştürücüler, yüksek frekanslı ve anahtarlamalı devreler olarak da bilinmekte ve bu tür devrelerde, tam kontrollü bir güç elemanı yüksek frekansta anahtarlanmaktadır

(Bodur 2012). Güç elemanı ya tam iletimde ya da tam kesimde olacak şekilde çalıştırılır ve böylece %70 ile %90 arasında yüksek verimlere ulaşılır (Bodur 2012). DA-DA dönüştürücünün olumlu yönlerine karşılık olumsuz yönleri de mevcuttur. Bunlar hızlı anahtarlama ve yüksek frekans nedeniyle anahtarlama kayıpları, akım ve gerilimin yükselme hızlarının artmasıdır (Bodur 2012). Bu olumsuzlukların önüne geçmek için bastırma devreleri ve yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır. Anahtarın iletim ve kesim süreleri ayarlanarak istenilen çıkış gerilimi elde edilir. Çıkış geriliminin düzenlenmesi için bir denetim sisteminin kullanılması gerekir. Bu denetim sistemleri içerisinde PI (Oransal+integral) ve Kayan Kipli Kontrol (KKK) yaygın kullanılan yöntemlerdendir.

DA-DA dönüştürücüler genel olarak üç kategoride incelenir. Azaltan(buck), yükselten(boost) ve azaltan-yükselten(buck-boost) dönüştürücülerdir. CUK dönüştürücü ve SEPIC (single ended primary inductance converter) de azaltan-yükselten dönüştürücülerdendir. Azaltan dönüştürücü, girişine uygulanan DA gerilimi azaltarak yüke aktaran devrelerdir. Yükselten dönüştürücü, girişine uygulanan DA gerilimi yükselterek çıkışa aktaran devrelerdir. Azaltan-yükselten, CUK ve SEPIC dönüştürücü ise girişindeki DA gerilimi hem azaltabilen hem de yükseltebilen dönüştürücülerdir. Bu üç çeşit azaltan ve yükselten dönüştürücünün birbirine göre avantaj ve dezavantajları mevcuttur. Azaltan-yükselten dönüştürücüler daha ucuz olabilir çünkü yalnızca bir bobin ve kondansatör gerektirirler. Bununla birlikte, azaltan-yükselten dönüştürücülerde giriş akımında yüksek miktarda dalgalanma mevcuttur. Bu dalgalanma harmonikler oluşturabilir. Birçok uygulamada bu harmonikler büyük değerli bir kondansatör veya bir LC filtre devresinin kullanılmasını gerektirir. Bu da dönüştürücüyü pahalı ve verimsiz yapar (Ridley 2006). CUK dönüştürücüler bu problemlerin her ikisini de ekstra kondansatör ve bobin kullanarak çözmektedir. Ayrıca buck-boost ve CUK dönüştürücülerin kullanımını zorlaştırabilen bir diğer husus, çıkış gerilimini ters polariteli hale getirmesidir. Bununla birlikte, hem CUK hem de Buck-Boost dönüştürücü çalışması, bileşenler üzerinde büyük miktarda elektriksel strese neden olur. Bu elektriksel stres, cihazın arızalanmasına veya aşırı ısınmasına neden olabilir. SEPIC dönüştürücüler her iki sorunu da çözmektedir (Ridley 2006).

Bir DA-DA dönüştürücü tasarımında öncelikle tasarım parametreleri hesaplanmaktadır. Daha sonra bilgisayar tabanlı simülasyonu yapılarak prototipi gerçekleştirilmektedir. Matlab, PSIM ve PSPICE bilgisayar tabanlı simülasyon yazılımları içinde en çok kullanılanlarıdır.

Yukarıda kısaca öneminden bahsedilen DA-DA dönüştürücü çeşitlerinden birisi olan SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin analizi ve kontrolü bu tez çalışmasının temelini oluşturmaktadır. Bu amaçla öncelikle konuyla ilgili daha önce yapılan çalışmalar incelenmiştir. Daha sonra DA-DA dönüştürücülerin genel yapısı ve farklı devre topolojileri hakkında bilgiler verilmiştir. SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin durum uzay ortalama (DUO) yöntemi ile ortalama devre modelleri elde edilmiştir. Elde edilen devre modelleri MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuştur. Bu modellere PI ve KKK yöntemleri uygulanarak analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar, tartışma ve sonuç bölümünde paylaşılmıştır.

## 2. KAYNAK ÖZETLERİ

Mattavelli *et al.* (1997) sürekli iletim modunda çalışan kayan kipli denetleyiciye sahip DA-DA dönüştürücülerin küçük sinyal analizini yapmışlardır. Yapılan çalışmada ilk olarak kayan kipli kontrolün özelliklerini ve çalışma şeklini açıklamak üzere uygulamada kullanılsa da DA-DA dönüştürücülerin temel kayan kipli kontrol şeması verilerek kayan kipli kontrol metodu anlatılmıştır. Temel bir DA-DA dönüştürücü için küçük sinyal modeli elde edilmiştir. Elde edilen modelin hem yüksek hem de düşük dereceli modellerde geçerliliğini test etmek için kayan kipli denetleyiciye sahip SEPIC ve yükselten dönüştürücünün analizini yapmışlardır. Önceden belirlenen devre parametrelerine göre SEPIC dönüştürücünün simülasyonu yapılarak elde edilen sonuçları ve bir yükselten dönüştürücüsünün deneysel sonuçları, kullanılan küçük sinyal modelinin geçerliliğini göstermiştir.

Spiazzi *et al.* (1997) tarafından, kayan kipli denetleyicinin DA-DA dönüştürücülere uygulanması ele alınmıştır. Kayan kipli denetleyici, diğer kontrol yöntemlerine göre iyi bir performans, yük ve giriş gerilim değişikliklerine karşı iyi bir gürbüzlük sunmaktadır. Yapılan çalışmada öncelikle kayan kipli denetleyicinin incelenmesi ele alınmıştır. Kayan kipli denetleyici, azaltan ve yükselten dönüştürücü referans alınarak DA-DA dönüştürücülere uygulanması ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. Azaltan ve yükselten dönüştürücü için kayan kipli kontrol uygulaması ayrıntılı olarak analiz edilirken azaltan-yükselten, CUK ve SEPIC dönüştürücü için tasarım hususları verilmiştir. Kayan kipli denetleyici azaltan-yükselten, CUK ve SEPIC dönüştürücülere uygulanmıştır. Ayrıca kayan kipli denetleyicinin uygulandığı DA-DA dönüştürücüler için akım sınırlaması, sabit anahtarlama frekansı ve kararlı durum hatasının giderilmesi gibi iyileştirmeler tartışılmıştır.

Al-Saffar *et al.* (2008) tarafından, sürekli çıkış akımı olan SEPIC dönüştürücünün geliştirilmiş bir versiyonu sunulmuştur. Sunulan versiyon, geleneksel SEPIC dönüştürücüye ek olarak bir adet yüksek frekans transformatörü ve bir adet diyot eklenerek elde edilmiştir. Bu dönüştürücünün ana avantajları, geleneksel SEPIC

dönüştürücüye kıyasla sürekli çıkış akımı, daha küçük çıkış gerilim dalgalanmasıdır. Bu çalışmada sürekli iletim modunda (CCM) ve süreksiz iletim modunda (DCM), önerilen devre konfigürasyonu ve çalışma prensibi sunulmuştur. Daha sonra geleneksel SEPIC dönüştürücü ile geliştirilen SEPIC dönüştürücü karşılaştırılmış ve düşük gerilim yüksek akım uygulamalarında (push-pull dönüştürücü, half-bridge dönüştürücü, full-bridge dönüştürücü), geliştirilen topoloji geleneksel SEPIC dönüştürücüye göre daha faydalı olabileceği gözlemlenmiştir. Ayrıca, bu çalışma geleneksel SEPIC dönüştürücü ile karşılaştırıldığında çıkış kondansatöründeki akım dalgalanmasının büyük ölçüde azaldığını göstermektedir. Geliştirilen topoloji 48 V giriş gerilimi, 12 V çıkış gerilimi ve 3.75 A çıkış akım değerlerinde tasarımı ve simülasyonu yapılmıştır.

Kavitha *et al.* (2008), SEPIC DA-DA dönüştürücüde kararlı bir periyodik davranış elde etmek için kayan kipli denetleyici kullanmışlardır. Kayan kipli denetleyiciye sahip SEPIC DA-DA dönüştürücünün MATLAB yazılım ortamında benzetimini yapmışlardır. Bu kontrol yönteminin kararlı kaldığı giriş gerilimi değişim alanını artırdığını ve akım kontrollü denetleyicilerden kaynaklanan kararsızlığı büyük ölçüde ortadan kaldırdığını gözlemlemişlerdir.

Chiang *et al.* (2009) tarafından, SEPIC dönüştürücülü fotovoltaik(PV) sistemin modellenmesi ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. Yapılan bu çalışmada ilk olarak PV modül girişi ve tepe-akım modu kontrolü ile SEPIC dönüştürücünün ayrıntılı bir modellenmesi verilmiştir. Daha sonra PV gerilim denetleyicisi ve MPPT (maksimum güç noktası takibi) denetleyicisi tasarlanmıştır. Bu yapının 80 W gücünde bir prototipi gerçekleştirilmiştir. Önerilen yöntemlerin daha iyi performans gösterdiği simülasyon ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir. Sistemin MPPT ve güç dengesi kontrolünde yüksek performansa sahip olduğu gösterilmiştir.

Eng *et al.* (2009) tarafından, sürekli iletim modunda çalışan bir SEPIC dönüştürücüsünün durum uzay ortalama (DUO) yöntemi kullanılarak modellenmesi yapılmıştır. Öncelikle DUO yöntemi hakkında teorik bilgiler verilmiştir. Daha sonra SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli durum uzay denklemleri

elde edilmiş ve DUO yöntemi kullanılarak SEPIC dönüştürücü modellenmiştir. Elde edilen modele küçük sinyal analizi yapılarak doğrusallaştırılmıştır. Bu model ile geri besleme kontrol tasarımı için kullanılan transfer fonksiyonu belirlenmiştir. SEPIC dönüştürücünün PSPICE programında simülasyonu yapılmıştır. Elde edilen transfer fonksiyonunun doğruluğu simülasyon sonuçları ile gösterilmiştir.

Jaafar *et al.* (2009) tarafından, sürekli iletim modunda çalışan bir DA-DA SEPIC dönüştürücünün teorik olarak analizi yapılmış ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Yapılan teorik analiz ile deneysel sonuçlar karşılaştırılarak elde edilen sonuçlar arasındaki benzerlik gözlemlenmiştir. Dönüştürücüyü modellemek için DUO modeli ve ortalama devre modeli olmak üzere iki tip modelleme yaklaşımı kullanılmıştır. Dönüştürücünün analizi için uygun eleman değerleri belirlenmiştir. Dönüştürücü hem açık döngü hem de kapalı döngü analizleri yapılmış ve kapalı döngüde PI (oransal-integral) denetleyici kullanılmıştır. Yapılan çalışmalar sonucunda teorik model ve gerçek modelin geçici ve frekans tepkileri karşılaştırılmıştır. Teorik modelin analizi sonucu elde edilen geçici ve frekans tepkilerinin doğruluğu deneysel sonuçlar ile kanıtlanmıştır. Ortalama devre modeli ile gerçek devre modelinin yüksek oranda benzerlik gösterdiği gözlemlenmiştir.

Zhao and Kwasinski (2009) tarafından, SEPIC dönüştürücü topolojisinden yola çıkılarak gerçekleştirilen çok girişli bir DA-DA dönüştürücü incelenmiştir. Bu dönüştürücü yapısının sürekli iletim modunda temel matematiksel denklemleri elde edilmiştir. Ayrıca küçük sinyal analizi yapılarak sistem simülasyonu yapılmıştır. Yapılan analizler giriş akımının neredeyse sabit olduğunu ve önerilen topolojinin daha önce önerilen çoklu giriş topolojilerinden daha esnek hale getirildiği gösterilmiştir. Ayrıca bu çalışma her bir kaynaktan gelen güç girişinin ve çıkış gücünün kolay bir şekilde kontrol edilebileceğini göstermektedir. Bu nedenle ortak bir yüke güç sağlamak için farklı dc kaynaklar bir araya getirilebilir. Bu çalışmada çıkış geriliminin ve giriş akımının PI denetleyici kullanılarak istenen seviyeye ayarlanabileceği de gösterilmiştir. Son olarak teorik analiz sonuçları ile simülasyon sonucunda elde edilen sonuçlar

karşılaştırılmıştır. Teorik analiz sonuçları ile simülasyon sonuçlarının örtüştüğü görülmüştür.

Yılmaz (2012) tarafından, Güç ledi (G-LED) ile aydınlatma uygulaması için güç katsayısı düzeltici AC/DC güç kaynaklarından geleneksel yapıdan farklılık gösteren tek katlı flyback ve SEPIC devreleri ele alınmıştır. Enerji tüketimini azaltmak için alınacak önlemlerden biri de enerji tasarrufudur. Aydınlatmadaki enerji tasarrufu, yeni ışık kaynakları teknolojileriyle enerji tüketimini azaltmak için verimli elektronik cihazlar üretmeyi amaçlamaktadır. Bu nedenle, ledlerin uygun ve verimli güç dönüştürücüleri ile kullanılması gerekmektedir. Bu amaç ile aydınlatma ekipmanlarının enerji tüketimini düşürmeye yönelik yapılan çalışmada flyback ve SEPIC dönüştürücü analiz edilmiş ve tasarımı yapılmıştır. Flyback ve SEPIC dönüştürücü devrelerinin simülasyonları gerçekleştirilmiştir. Çalışmada 220-240 V AC giriş gerilimli, 216 adet HB-Led sürebilen, 24 V çıkış gerilimi ve 3.25 A çıkış akıma sahip, 90 W gücünde tek katlı flyback devresi ve 85-265 V AC giriş gerilimli, 21 adet led sürebilen 67 V çıkış gerilimi ve 0.30 A çıkış akımına sahip, 20 W gücünde tek katlı SEPIC devresi gerçekleştirilerek incelenmiş ve karşılaştırmaları yapılmıştır. Yapılan çalışmalar ve karşılaştırmalar sonucunda güç faktörü açısından en iyi çözüm SEPIC dönüştürücüsü olduğu görülmüştür. Karşılaştırmanın yapıldığı parametrelerden birisi de dönüştürücünün uygulanmasıdır. Led uygulamalarının(bina cephelerinin aydınlatılması vb.) çoğunda yüksek miktarlarda led kullanılmaya çalışılmıştır. Bu nedenle, SEPIC dönüştürücünün led uygulamalarının çoğu için uygun olduğu görülmüştür. Yapılan karşılaştırmalara göre SEPIC dönüştürücünün daha iyi olduğu görülmüştür.

Hammerbauer and Stork (2013) tarafından SEPIC dönüştürücü modeli çıkarılmıştır. Yapılan çalışmada SEPIC dönüştürücünün analizi için durum uzay modeli yaklaşımı kullanılmıştır. Kontrolsüz ve kontrollü dönüştürücünün elde edilen denklemleri ve simülasyonu yapılarak elde edilen davranışları bu makalede sunulmuştur. SEPIC topolojisinin, giriş voltajının düşük ve yüksek değerleri arasında bir çıkış voltajı gerektiren otomotiv güç sistemleri için iyi bir seçim olduğunu önermişlerdir. Çünkü görev periyodu giriş voltajının altında veya üstünde olan bir çıkış gerilimi sağlamak için

%50 civarında değişebilir. SEPIC dönüştürücünün bileşen değerleri belirlenerek açık döngü ve kapalı döngü davranışlarının simülasyonları yapılmıştır.

Babaei and Mahmoodieh (2014), SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanma ve dönüştürücünün tasarım parametrelerinin belirlenmesini ele almışlardır. Bu çalışmada amaç, bobin ve kondansatör değerlerini, çıkış gerilimindeki dalgalanma (OVR) değeri ve anahtar tepe akımı (SPC) değerini minimuma indireyecek şekilde hesaplamaktır. İlk olarak SEPIC dönüştürücünün çalışma modları (sürekli iletim ve süreksiz iletim modu) tanıtılmıştır. Daha sonra her bir çalışma modun da çıkış geriliminde meydana gelen dalgalanma değerleri hesaplanmıştır. Ek olarak, maksimum OVR ve SPC'nin minimum değerlerini garanti etmek için minimum endüktans ve kapasitans değerlerinin hesaplanması için bir tasarım yöntemi verilmiştir. Sunulan bu yöntemin farklı DA-DA dönüştürücüler için uygulanabileceği önerilmiştir. Son olarak, anlatılmış olan teorik konuların geçerliliğini doğrulamak için deneysel ve simülasyon sonuçları sunulmuştur.

El Khateb *et al.* (2014) tarafından, bir fotovoltaik sistemin maksimum güç noktası takibi çalışması için bulanık mantık denetleyici (FLC) tabanlı SEPIC dönüştürücü tasarlanmıştır. Dönüştürücünün performansı, farklı çalışma koşullarında hem simülasyonda hem de deneysel olarak test edilmiştir. Bu çalışmada SEPIC dönüştürücü ve PV güç uygulamaları inverter sistemi için bulanık mantık denetleyici tabanlı bir MPPT yapısı sunulmuştur. SEPIC dönüştürücü tabanlı PV invertör sistemi de prototip olarak oluşturulmuştur. Önerilen denetleyicinin performansı, geleneksel PI tabanlı dönüştürücülerden daha iyi olduğu gözlemlenmiştir. SEPIC dönüştürücü için önerilen bulanık mantık denetleyici tabanlı MPPT yapısı, değişken yük koşulları altında gerçek zamanlı fotovoltaik inverter uygulamaları için kullanılabileceği önerilmiştir.

Gules *et al.* (2014) tarafından, yenilenebilir uygulamalar için yüksek statik kazançlı ve yükselten modda çalışan, yapısı değiştirilmiş SEPIC dönüştürücü sunulmuştur. Yapısı değiştirilmiş olan dönüştürücü, temel SEPIC dönüştürücüye bir adet diyot ve bir adet kondansatör eklenerek elde edilmiştir. Önerilen bu yeni dönüştürücü topolojisi,

yükseltici tip uygulamalar için yüksek değerlerde verimlilik sağladığı gözlemlenmiştir. Elde edilen yeni dönüştürücünün manyetik kuplajlı ve manyetik kuplajsız tasarımları sunulmuştur. Daha sonra analizleri yapılarak bileşen değerleri hesaplanarak simülasyonları yapılmış ve prototipleri gerçekleştirilmiştir. Manyetik kuplajsız ilk topoloji, giriş gerilimi 15 V, çıkış gerilimi 150 V ve çıkış gücü 100 W değerlerine göre çalışırken veriminin %91.9 olduğu görülmüştür. Manyetik kuplajlı topolojide ise giriş gerilimi 15 V, çıkış gerilimi 300 V ve çıkış gücü 100 W değerlerine göre çalışırken veriminin %92.2 olduğu görülmüştür. Manyetik kuplajlı dönüştürücünün 20'den yüksek bir statik kazançla ve manyetik kuplajsız dönüştürücünün statik kazancının 10'dan yüksek bir statik kazançla çalışabileceği görülmüştür. Teorik analizler ve simülasyonlar sonucunda her iki yapının da yenilenebilir ve yüksek statik kazançlı uygulamalar için uygun olduğu sonucuna varılmıştır.

Gireesh and Seema (2015) tarafından, SEPIC dönüştürücünün çıkış voltajını kontrol etmek için PWM tabanlı integral kayan kipli kontrol (ISMC) yöntemi sunulmuştur. Önerilen kontrol yöntemi, DUO yöntemi ile SEPIC dönüştürücünün hibrit modeli kullanılarak geliştirilmiştir. Bu çalışmada SEPIC'nin hibrit modeli, eşdeğer seri dirençlerin (ESR) etkisi dikkate alınmadan türetilmiştir. Bu çalışmada, diğer geleneksel denetleyicilere göre sistem içinde meydana gelen büyük parametre değişikliklerine karşı sağlam bir denetleyici olması bakımından avantajlı olan PWM tabanlı integral kayan kipli kontrol yöntemi önerilmiştir. MATLAB/Simulink ortamında simülasyonu yapılmıştır. Bu simülasyon yapılırken giriş gerilimi 3-7 V, çıkış gerilimi 5 V, anahtarlama frekansı 330 kHz, yük 5 ohm'dur. PWM tabanlı integral kayan kipli denetleyicinin katsayıları ise  $K_1=18$ ,  $K_2=-10$  ve  $K_3=6$  olarak seçilmiştir. Ve sonuç olarak 0.02 saniyeden daha düşük bir sürede istenen çıkış gerilim değeri elde edilmiştir.

Salazar-Duque *et al.* (2015) tarafından, fotovoltaik sistemlerde SEPIC dönüştürücünün analizi ve doğrusal olmayan kontrolü ele alınmıştır. Bir fotovoltaik modülün maksimum gücüne ulaşmak ve SEPIC dönüştürücünün hem çıkış gerilimini hem de giriş gerilimini kontrol etmek için kayan kipli denetleyici ve pasiflik tabanlı denetleyici tasarlanmıştır. Daha sonra, doğrusal olmayan bu iki denetleyicinin kararlılık analizi ve tasarımı

yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre her iki denetleyicinin de kalıcı durum hatasının olmadığı, geçici yanıtlarının hızlı olduğu ve performanslarının iyi olduğu gözlemlenmiştir. Ancak kayan kipli denetleyici, pasiflik tabanlı denetleyiciye kıyasla daha az bobin akımı gerektirdiği gözlemlenmiştir. Diğer yandan pasiflik tabanlı denetleyici, kayan kipli denetleyiciye göre çıkış geriliminde daha az bir dalgalanma meydana getirdiği gözlemlenmiştir. Güç tüketimi açısından, pasiflik tabanlı denetleyici tarafından tüketilen güç, kayan kipli denetleyici tarafından tüketilen güce göre daha düşük olduğu gözlemlenmiştir.

Kircioglu *et al.* (2016), SEPIC dönüştürücünün kuplajlı ve kuplajsız bobinler ile modellenmesini ve analizini yapmışlardır. DUO yöntemi kullanılarak kuplajlı bobinlerin bulunduğu SEPIC dönüştürücü modeli elde edilmiştir. Elde edilen modelde ortak endüktans değeri sıfır alınarak ( $M=0$ ) geleneksel SEPIC modeli olarak kullanılabilir. DUO yöntemi ile elde edilen model, belirlenen devre parametrelerine göre hem düşüren hem de yükselten modda, MATLAB/Simulink ortamında simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre kuplajlı bobinlerin bulunduğu modelde giriş akımındaki dalgalanmanın, kuplajsız bobinlerin bulunduğu modeldeki giriş akım dalgalanmasına göre daha küçük olduğu gözlemlenmiştir. Sistemin transfer fonksiyonunun elde edilmesi için modelin doğrusallaştırılması gerekmektedir. Bu nedenle DUO yöntemi ile elde edilen modele küçük sinyal analizi uygulanmıştır. Böylece doğrusal bir sistem elde edilmiştir. Daha sonra SEPIC dönüştürücünün bode grafikleri elde edilmiştir. Bu grafikler kullanılarak SEPIC dönüştürücü için bir denetleyici sistemi tasarlamak için kullanılabileceği önerilmiştir.

Sehirli and Ustun (2016), yüksek güç faktörlü SEPIC Led sürücü tasarımı ve uygulamasını gerçekleştirmiştir. Tasarımı gerçekleştirilen SEPIC dönüştürücü anahtarlama frekansı 88 kHz olarak seçilmiştir. Yük olarak 6W güce sahip altı adet güç ledinin üçerli grup halinde paralel iki kola bağlı olarak kullanmışlardır. Ayrıca uygulamada SG3524 PWM entegresi, TC4427 MOSFET sürücü entegresi, IRF540N tipi MOSFET ve MUR460 hızlı diyotu kullanılmıştır. Şebeke gerilimi 220/2x12 V bir düşürücü transformatör vasıtasıyla düşürülmüş olup entegrelerin besleme gerilimi ise

LM317 entegrasyonu ile sağlanmıştır. Bu tip uygulamalarda doğrultucu çıkışına herhangi bir DA-DA dönüştürücü bağlanarak ve yüksek frekansta çalıştırılarak güç faktörü düzeltim (PFC) işleminin yapılabileceği vurgulanmıştır. Güç düzeltim devreleri iki aşamalı ve tek aşamalı olmak üzere iki tiptir. Tek aşamalı güç düzeltim devreleri daha avantajlıdır. Çünkü gerilim regülasyonu ve güç faktörü düzeltme işlemleri tek bir denetleyici tarafından gerçekleştirilmektedir. Tek aşamalı güç faktörü düzeltim devrelerine örnek olarak flyboost güç faktörü düzeltme devresi, flyback tabanlı TMC (Zaman Çoklayıcı Kontrol) kontrol yapısına sahip tek aşamalı PFC devresi ve push-pull yapısına sahip tek aşamalı PFC devresi verilebilir. Bu bilgiler ışığında yapılmış olan tasarım ve uygulama sonucunda kaynak gerilimi ve akımının harmonik bozunumları ve güç faktörleri ölçülmüştür. Ölçümler sonucunda elde edilen değerler, güç faktörü düzeltim devreleri kullanılmadan yapılan uygulamalara göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

Kırcıoğlu (2017), fotovoltaik sistemlerde maksimum güç noktasını izleyebilmek amacıyla, iki fazlı, tepe akımı modu kontrollü SEPIC DA-DA dönüştürücü tasarlamış ve prototipini gerçekleştirmiştir. Öncelikle fotovoltaik sistemler hakkında genel bilgiler vermiştir. Daha sonra maksimum güç noktası izleyicilerde kullanılan temel DA-DA dönüştürücü topolojilerini incelemiştir. Düşürücü-yükseltici tip DA-DA dönüştürücü topolojilerinden biri olan SEPIC dönüştürücünün matematiksel modelini çıkarmıştır. Oluşturduğu model ile SEPIC dönüştürücünün kublajlı bobinli durumu için analizini yapmıştır. Daha sonra tasarlamış olduğu iki fazlı SEPIC dönüştürücünün çalışma prensibi hakkında bilgi vermiştir. Sistem, MATLAB/SIMULINK'te modellenmiştir. Panele uygulanan ışınım değişimi durumu ve yük değişimi durumlarında simülasyon çalışmalarını gerçekleştirmiştir. Simülasyonda maksimum güç noktası izleme algoritması olan değiştir & gözle ve artımsal iletkenlik algoritmalarını kullanmıştır. Daha sonra gerçekleştirdiği prototiple deneysel çalışmalarını gerçekleştirmiştir. Bu bilgiler ışığında iki temel Simülasyonda maksimum güç noktası izleme algoritması olan değiştir & gözle ve artımsal iletkenlik algoritmaları her iki durumda (ışınım değişimi ve yük değişimi) yüksek performanslı bir şekilde maksimum güç noktası izleme işlemini gerçekleştirmiştir.

Kesik (2018), otomotiv fotovoltaik uygulamaları için SEPIC batarya şarj cihazı donanımını tasarlamış ve gerçekleştirmiştir. Otomotiv endüstrisinde fotovoltaik modüller çoğunlukla kamp yapmak için kullanılan güneş enerjili karavanlarda kullanılmaktadır. Güneş enerjili karavanlarda lamba, tablet, telefon gibi 12 V gerektiren cihazlar için yaşam aküsü adı verilen en az bir adet akü bulunmaktadır. Bu çalışmada tasarlanan ve gerçekleştirilen SEPIC batarya şarj cihazının pratik uygulaması 14 V çıkış geriliminde maksimum 8 A şarj akımı ile 180W fotovoltaik modüle sahip güneş enerjili bir karavanın 12V/80Ah'lik yaşam aküsünü şarj etmektir. Bu çalışmada öncelikle literatür taraması sonucunda, fotovoltaik sistemin verimliliğini arttırmak için ara bir DA/DA dönüştürücüye ihtiyaç olduğu ve SEPIC dönüştürücün bu çalışmada amaçlanan uygulama için en uygun topoloji olduğu görülmüştür. İşte bu nedenle fotovoltaik uygulamalar için tasarlanıp, gerçekleştirilen şarj cihazı için SEPIC topolojisi seçilmiştir. Daha sonra SEPIC topolojisinin teorisi derinlemesine incelenmiş ve tasarım hedefleri doğrultusunda ilgili teorik denklemler kullanılarak bileşenlerin tüm gerekli parametreleri hesaplanmış ve anahtarlama frekansı belirlenmiştir. Bu bilgiler ışığında SEPIC şarj devresi tasarlanmış ve LTspice devre simülatörü ile simüle edilerek simülasyon sonuçları yorumlanmış ve teorik hesaplamalar ile karşılaştırılmıştır. Daha sonra Altium Designer programını kullanılarak SEPIC şarj cihazının şematiği ve devre kartını tasarlanmıştır. Sonuç olarak tasarım hedeflerine uygun bir şekilde çalışan bir SEPIC şarj cihazı tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen SEPIC şarj cihazı ile 14.14 V çıkış geriliminde 8.32 A çıkış akımı, giriş gerilimi 12 V ile 25 V arasında değişirken elde edilmiştir. Gerçekleştirilen SEPIC şarj cihazı 12 V giriş gerilimi için %87.6 verimlilik ile yani hedeflenen değerin üzerinde bir verim ile çalışmış ve giriş gerilimi artarken verimliliğin de arttığı gözlemlenmiştir. Ayrıca saha testlerinde, tasarlanan ve gerçekleştirilen SEPIC şarj cihazının fotovoltaik modülden güç alarak bataryayı düzgün bir şekilde şarj ettiği de gözlemlenmiştir.

Shahdadi *et al.* (2018), fotovoltaik sistemde maksimum güç noktası takibi için yeni bir kayma yüzeyine sahip kayan kipli denetleyici önermişlerdir. Bu çalışmada öncelikle sistemin hızını ve doğruluğunu artıran yeni bir kayma yüzeyi önerilmiş ve kayan kipli kontrol yöntemi açıklanmıştır. Daha sonra fotovoltaik sisteme bağlı SEPIC

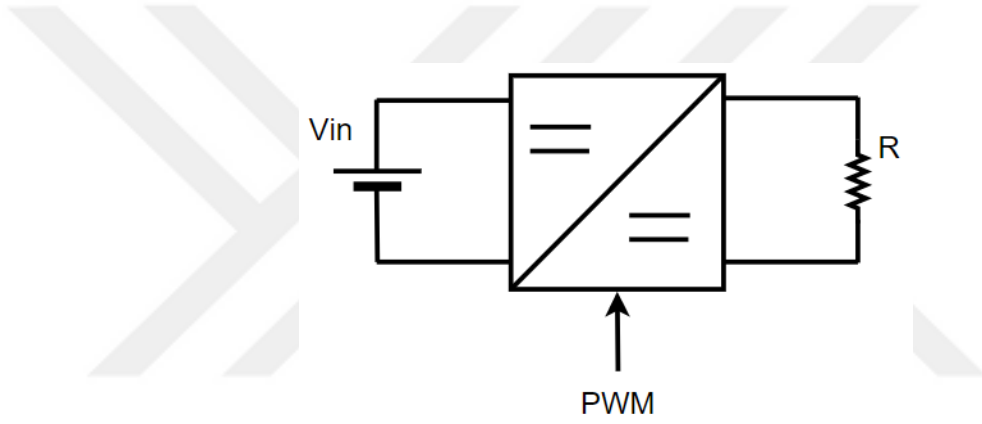
dönüştürücünün modellenmesi ve kayan kipli kontrol ile denetlenmesi sunulmuştur. Sistemin performansını incelemek için üç farklı çalışma modu analiz edilmiştir. Birinci mod, sıcaklık ve radyasyon gibi ortam koşullarının değişiklik gösterdiği moddur. Bu koşullar değişiklik gösterdiği zaman referans geriliminde küçük değişiklikler yaşanacaktır. Bu modda simülasyon yapılmış ve kontrolörün maksimum güç noktasını doğru bir şekilde izlediği görülmüştür. Örneğin, değişiklikler 0.1 saniyede başlamış ve 0.11 saniyede voltaj referansına ulaşmıştır. Bu da sistemin maksimum güç noktasını izlemek için hızlı olduğunu göstermiştir. İkinci mod, paralel panellerin aniden ayrılmasını içeren sistemin belirsizlik modu incelenmiştir. 0.1 saniyede bir panel ayrılır, 0.012 saniye sonra sistem yeni durumla çalışmaya devam etmiş ve maksimum güç noktasını izlemiştir. Üçüncü mod ise PV hücresine bir gölge düştüğünde gerilim düşüşünün meydana geldiği moddur. Bu durumda önerilen sistem, panellerin çıkış gerilimini ayarlamaya devam etmiştir. Ve bu çalışma modunda sistem 0.013 saniye sonra normal durumuna dönmüştür. Bu bilgiler ışığında sistemin farklı çalışma koşullarındaki etkinliği simülasyon sonuçları sunulmuştur.

Sel (2019), ayırık zamanda çıkış geri beslemeli kayan kipli denetleyicinin SEPIC dönüştürücüye uygulanmasını çalışmıştır. Öncelikle durum uzay ortalama yöntemi kullanılarak SEPIC dönüştürücünün durum uzay modeli elde edilmiştir. Daha sonra çıkış geri beslemeli ayırık zaman kayan kipli denetleyici (ODSMC) için SEPIC dönüştürücünün ayırık zamanda durum uzay modeli elde edilmiştir. Elde edilen modele küçük sinyal analizi uygulanarak denetleyici için gerekli olan sistem modeli elde edilmiştir. Daha sonra çıkış geri beslemeli ayırık zaman kayan kipli denetleyici kullanılarak sistemin ayırık zamanda kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bir dizi simülasyon çalışmaları gerçekleştirilmiş ve simülasyon çalışmalarının sonuçları eş zamanlı tasarlanan LQR denetleyici ile karşılaştırılarak dinamik ODSMC denetleyicinin performans analizi yapılmıştır. Simülasyon çalışmaları sonucunda ODSMC denetleyicisi kullanılarak dönüştürücünün atanmış referans çıkış gerilim değerini dış bozucu etkiler ve parametre değişimlerine rağmen takip ettiği ve eş zamanlı tasarlanan LQR denetleyiciye kıyasla daha hızlı tepki verdiği gözlemlenmiştir.

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

#### 3.1. DA-DA Dönüştürücüler

Bir devrede gerilimi düzenlemenin ve istenen değere ayarlayabilmenin en etkili yöntemi DA-DA dönüştürücü kullanmaktır. Bu dönüştürücüler, giriş DA kaynak gerilim seviyesini değiştirerek istenen DA gerilim seviyesine dönüştürmektedir. DA-DA dönüştürücülerin blok şeması Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. DC-DC dönüştürücü blok diyagramı

DA-DA dönüştürücülerde giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasında iki çeşit ilişki olabilir(Asadi 2018):

- $V_o < V_{in}$
- $V_o > V_{in}$

DA-DA dönüştürücüler:

1. İzolasyonsuz (Endüktanslı)
2. İzolasyonlu (Transformatörlü)

olmak üzere iki gruba ayrılmaktadır(Asadi 2018). İzolasyonsuz yani endüktanslı DA-DA dönüştürücülerde DA kaynağın bağlı olduğu toprak ile yükün bağlı olduğu toprak aynıdır. Fakat bazı uygulamalarda DA kaynağın toprağı ile yükün toprağı aynı olmamalıdır. Bu izolasyonu sağlamak için transformatörler kullanılmaktadır. İzolasyonsuz DA-DA dönüştürücülerde giriş gerilimi sabit kabul edildiğinde çıkış gerilimi sadece görev oranına (D) bağlıdır. İzoleli yani transformatörlü DA-DA dönüştürücülerde ise hem görev oranına (D) hem de transformatörün sargı oranına (N) bağlıdır. Bu da tasarım açısından esneklik kazandırır. Temel olarak beş ana tip endüktanslı DA-DA dönüştürücü mevcuttur:

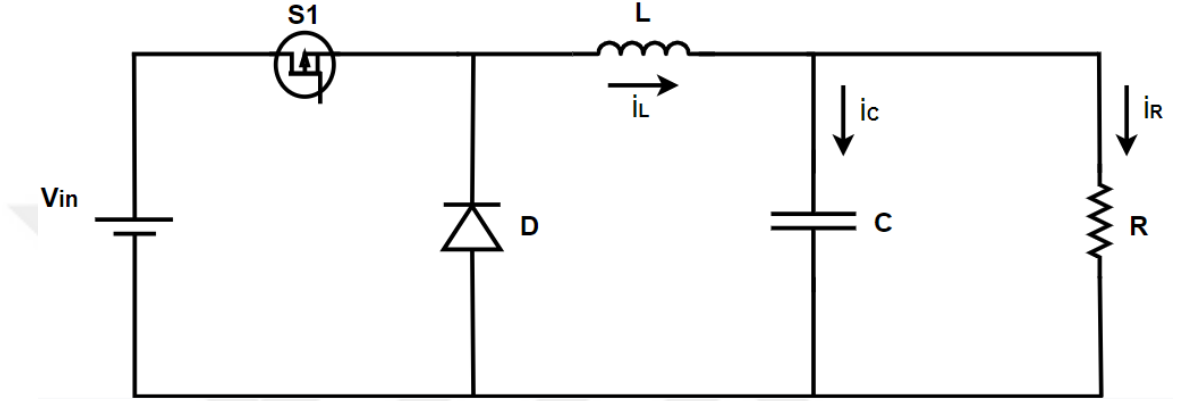
- Azaltan Dönüştürücü (Buck Converter)
- Yükselten Dönüştürücü (Boost Converter)
- Azaltan-Yükselten Dönüştürücü (Buck-Boost Converter)
- CUK Dönüştürücü
- SEPIC Dönüştürücü

### 3.1.1. Azaltan dönüştürücü (Buck Converter)

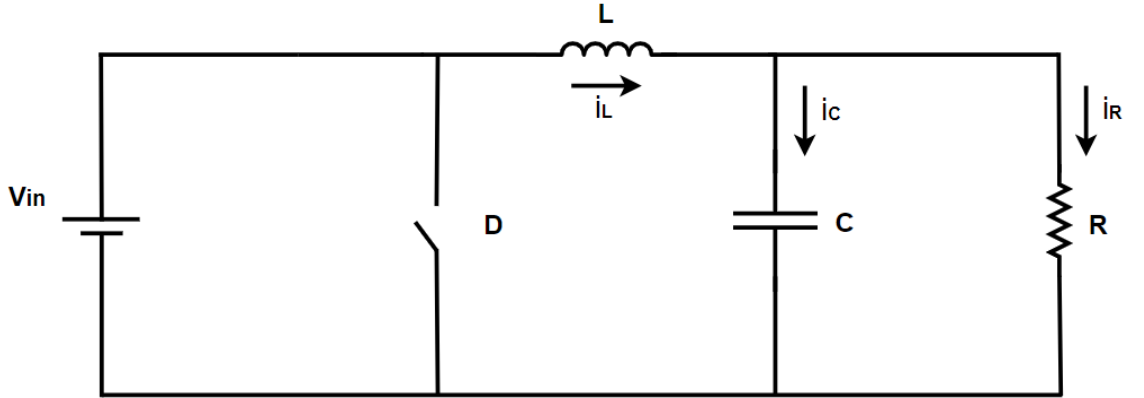
Azaltan dönüştürücü, girişine uygulanan DA gerilimi düşürerek yüke aktaran elektronik devrelerdir. Şekil 3.2’de azaltan dönüştürücünün devre şeması görülmektedir. Bu devre şemasında ( $V_{in}$ ) giriş gerilimini, (S1) kontrollü anahtarı, (D) kontrolsüz anahtar, (L) bobini, (C) kondansatörü ve (R) yükü göstermektedir. Bu dönüştürücü yapısında bulunan kondansatör, çıkış geriliminde meydana gelen dalgalanmaları, bobin ise çıkış akımındaki dalgalanmayı filtrelemektedir. Dolayısıyla Şekil 3.2’den de görüleceği üzere devrede bulunan bobin ve kondansatör devre çıkışında alçak geçiren filtre devre yapısını oluşturmaktadır.

Azaltan dönüştürücünün çalışması, anahtarın konumuna göre yani anahtarın iletim ve kesim durumuna göre incelenmektedir. Anahtar iletimde iken akım bobin üzerinden akmaya başlar. Bobindeki manyetik alan artar. Bu nedenle akım doğrusal olarak artar. Aynı zamanda diyot ters yönlü kutuplanır. Kondansatör dalgalanmaları sabit bir çıkış

gerilimine çok yakın bir gerilim elde edilmesini sağlar. Anahtar iletimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması Şekil 3.3’de gösterilmiştir. Anahtar kesimde iken yük bobin ve kondansatör tarafından beslenmektedir. Anahtar kesimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması Şekil 3.4’de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Azaltan dönüştürücü devre şeması

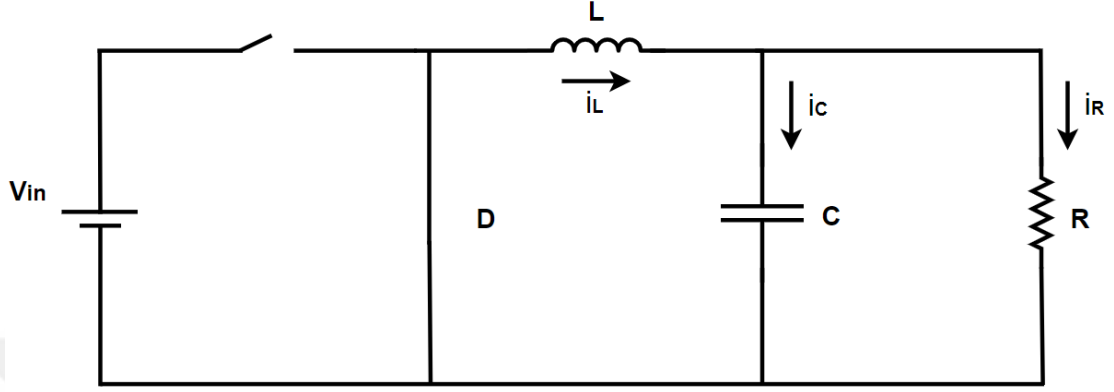


Şekil 3.3. Anahtar iletimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması

Anahtar iletimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.1) ve (3.2) de gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_C) \quad (3.1)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{V_C}{R} \right) \quad (3.2)$$



**Şekil 3.4.** Anahtar kesimde iken azaltan dönüştürücü devre şeması

Anahtar kesimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.3) ve (3.4) de gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-V_C) \quad (3.3)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left( i_L - \frac{V_C}{R} \right) \quad (3.4)$$

$T_s$  anahtarlama periyodu, anahtarın iletimde kalma süresi ( $t_{on}$ ) ile anahtarın kesimde kalma süresinin ( $t_{off}$ ) toplamıdır.

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \text{ (Görev periyodu)} \quad (3.6)$$

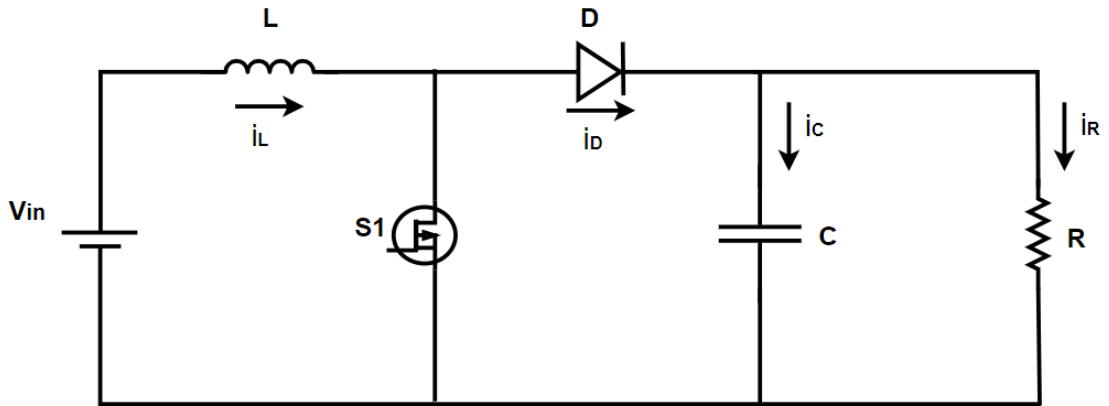
Anahtarın iletim ve kesim durumunda iken elde edilen durum denklemleri durum uzay ortalama (DUO) yöntemi kullanılarak  $i_L = X_1$  ve  $V_C = X_2$  yeni durum denklemleri yani sistemin hareketli ortalamaları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{X}_1 = \frac{1}{L}(-X_2) + \frac{D}{L}V_{in} \quad (3.7)$$

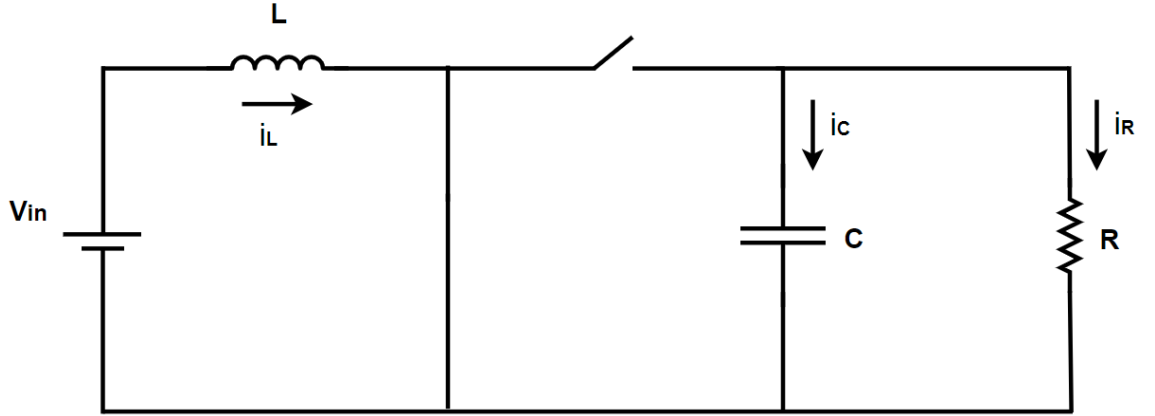
$$\dot{X}_2 = \frac{1}{C}X_1 - \frac{1}{RC}X_2 \quad (3.8)$$

### 3.1.2. Yükselten dönüştürücü (Boost converter)

Yükselten dönüştürücü, girişine uygulanan DA gerilimi yükseltmek üzere yükü aktaran elektronik devrelerdir. Şekil 3.5'te yükselten dönüştürücünün devre şeması görülmektedir. Yükselten dönüştürücü devresinin çalışması anahtarın durumuna göre gerçekleşmektedir. Anahtar iletimde iken giriş akımı, bobin ve anahtar üzerinden geçerek devresini tamamlamaktadır. Bu sırada yük, kondansatör tarafından beslenmektedir. Anahtar iletimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması Şekil 3.6'da gösterilmiştir. Anahtar kesimde iken daha önce anahtar üzerinden geçen akım, bobin, diyot, kondansatör ve yük üzerinden akmaya başlamaktadır. Yük ise giriş gerilim kaynağı ve bobin tarafından beslenmektedir. Anahtar kesimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması Şekil 3.7'de gösterilmiştir. Yükselten dönüştürücüde bobinin giriş tarafında olması sebebiyle giriş akımındaki dalgalanma düşük, çıkış kondansatörü akımındaki dalgalanma ise oldukça yüksektir (Bodur 2012).



Şekil 3.5. Yükselten dönüştürücü devre şeması

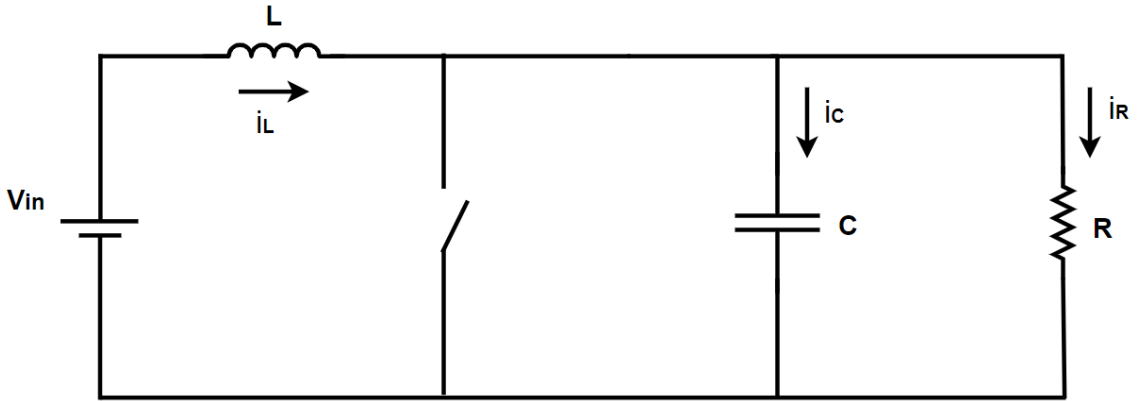


**Şekil 3.6.** Anahtar iletimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması

Anahtar iletimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.9) ve (3.10) da gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}V_{in} \quad (3.9)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(-\frac{V_C}{R}\right) \quad (3.10)$$



**Şekil 3.7.** Anahtar kesimde iken yükselten dönüştürücü devre şeması

Anahtar kesimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.11) ve (3.12)'te gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(V_{in} - V_C) \quad (3.11)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_L - \frac{V_C}{R}\right) \quad (3.12)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T_s}{T_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (3.13)$$

Anahtarın iletim ve kesim durumunda iken elde edilen durum denklemleri DUO yöntemi kullanılarak  $i_L = X_1$  ve  $V_C = X_2$  yeni durum denklemleri yani sistemin hareketli ortalamaları aşağıdaki gibi elde edilir.

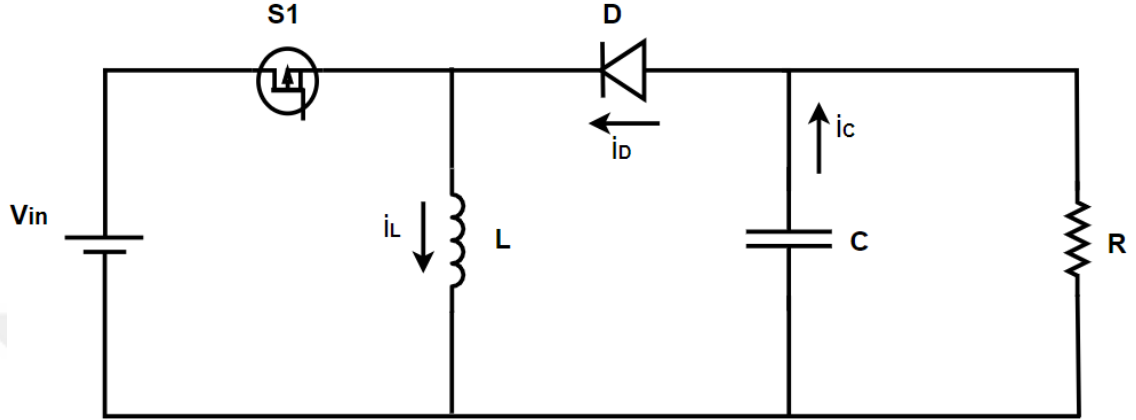
$$\dot{X}_1 = \frac{D-1}{L}X_2 + \frac{1}{L}(V_{in}) \quad (3.14)$$

$$\dot{X}_2 = \frac{1-D}{C}X_1 - \frac{1}{RC}X_2 \quad (3.15)$$

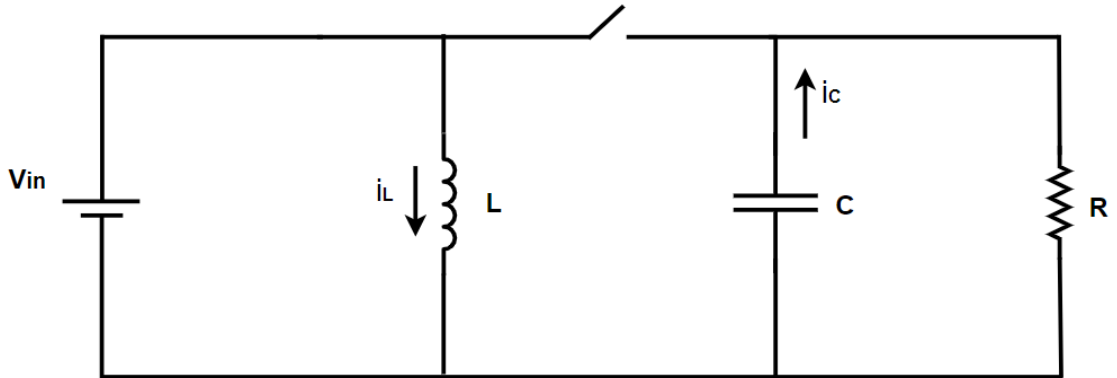
### 3.1.3. Azaltan-yükselten dönüştürücü (Buck-Boost Converter)

Azaltan-yükselten dönüştürücü, girişine uygulanan gerilimden daha düşük ya da daha büyük çıkış gerilimi elde edebilen dönüştürücüdür. Bu dönüştürücüde çıkış geriliminin polaritesi, giriş geriliminin polaritesine göre terstir. Şekil 3.8’de azaltan-yükselten dönüştürücünün devre şeması görülmektedir. Azaltan-yükselten dönüştürücüde S1 mosfeti kontrollü anahtar olarak, D diyotu ise kontrolsüz anahtar olarak çalışmaktadır. S1 ve D, iki konumlu anahtar gibi çalışmaktadır. Yani biri iletimde iken diğeri kesimdedir. Azaltan-yükselten dönüştürücünün çalışması iki durumda gerçekleşmektedir. Birinci durum, S1 anahtarının iletimde olma durumudur. Bu durumda diyot açık devre olur, kaynak sadece bobini besler ve dolayısıyla bobin akımı doğrusal olarak artar. Diğer taraftan kondansatör yükü beslemektedir. S1 anahtarı iletimde iken azaltan-yükselten dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.9’da gösterilmiştir. İkinci durum ise S1 anahtarının kesimde olma durumudur. Bu durumda ise bobinde biriken akım diyot, kondansatör ve yük üzerinden akmaktadır. S1 anahtarı

kesimde iken azaltan-yükselten dönüştürücünün devre şeması şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması

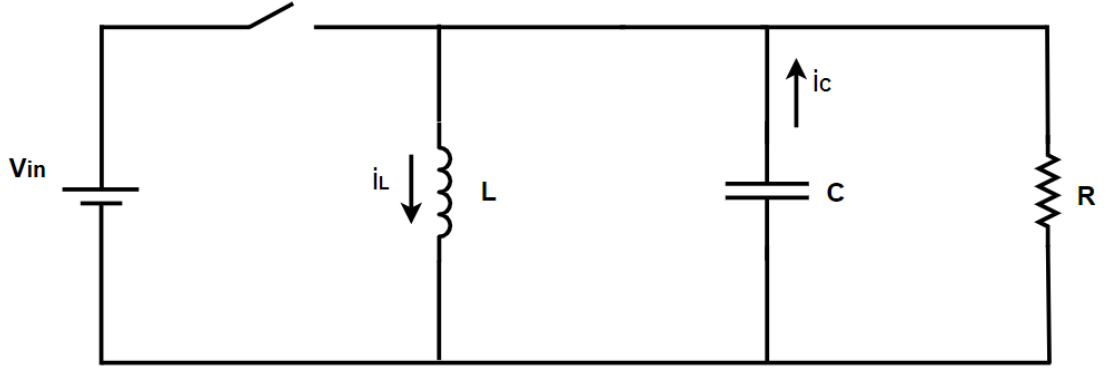


Şekil 3.9. Anahtar iletimde iken azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması

Anahtar iletimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.16) ve (3.17)'de gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} V_{in} \quad (3.16)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left( -\frac{V_C}{R} \right) \quad (3.17)$$



**Şekil 3.10.** Anahtar kesimde iken azaltan-yükselten dönüştürücü devre şeması

Anahtar kesimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.18) ve (3.19)'de gösterilmiştir.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L}(-V_C) \quad (3.18)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} \left( -i_L - \frac{V_C}{R} \right) \quad (3.19)$$

Azaltan-yükselten dönüştürücü aslında düşürücü ve yükseltici dönüştürücünün kaskad (ardarda) bağlanmasıyla elde edilmektedir. Dolayısıyla azaltan-yükselten dönüştürücü görev periyodu, kaskad bağlı iki dönüştürücünün görev periyotlarının çarpımına eşittir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D * \frac{1}{1 - D} \quad (3.20)$$

Dönüştürücünün anahtar iletim ve kesim durumunda iken elde edilen dinamik denklemlerin DUO yöntemi ile ifade edilmiş şekli aşağıdaki gibidir.

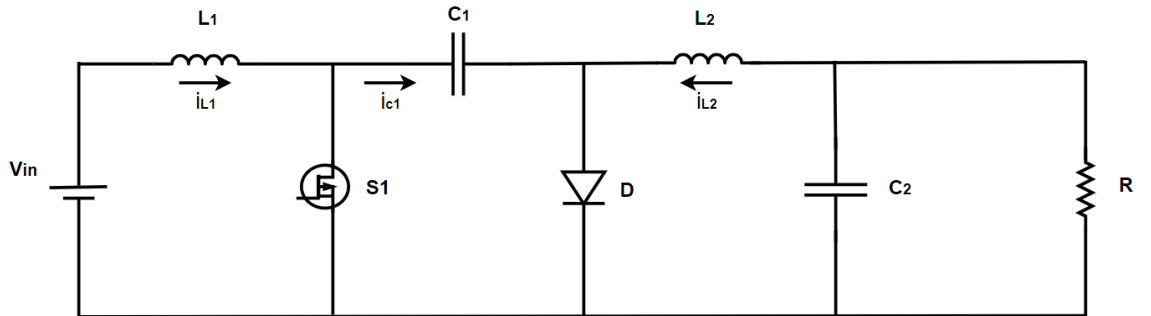
$$\dot{X}_1 = \frac{1 - D}{L} X_2 + \frac{D}{L} (V_{in}) \quad (3.21)$$

$$\dot{X}_2 = \frac{D - 1}{C} X_1 - \frac{1}{RC} X_2 \quad (3.22)$$

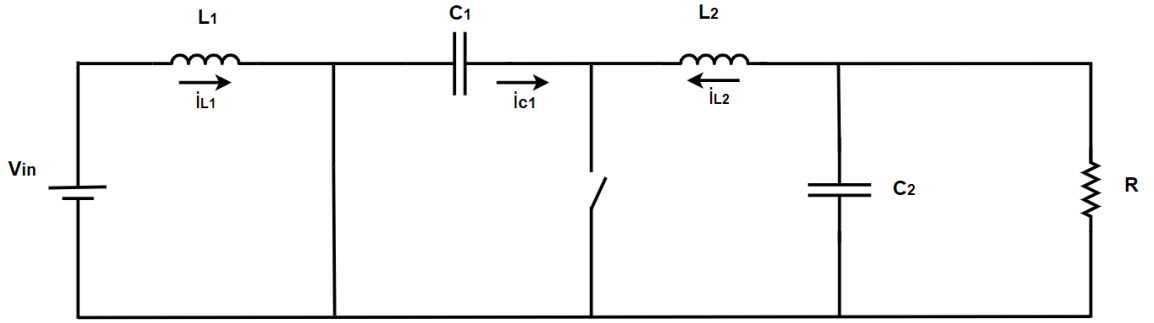
### 3.1.4. CUK dönüştürücü

CUK dönüştürücü, aynı azaltan-yükselten dönüştürücüler gibi giriş geriliminden daha küçük veya daha büyük bir çıkış gerilimi elde edebilirler. Şekil 3.11’de CUK dönüştürücünün devre şeması görülmektedir. CUK dönüştürücü, temel olarak iki adet bobin ( $L_1, L_2$ ), iki adet kondansatör ( $C_1, C_2$ ), bir adet diyot (D) ve bir adet anahtarlama (S1) elemanından oluşmaktadır.

Bu dönüştürücüde, azaltan-yükselten dönüştürücülerde olduğu gibi çıkış geriliminin polaritesi giriş geriliminin polaritesine göre ters durumdadır. Bu dönüştürücünün en büyük avantajı, devrenin hem girişinde hem de çıkışında bir bobinin bulunmasıdır, böylece giriş kaynağı ve çıkış kondansatörü akımlarındaki dalgalanmaların veya değişim hızlarının düşük olmasıdır (Bodur 2012). CUK dönüştürücünün çalışması anahtarın iletim ve kesim modu olmak üzere iki moda incelenmektedir. Anahtar iletimde iken kaynak sadece  $L_1$  bobinini besler ve  $L_1$  bobininin akımı doğrusal olarak artar. Aynı zamanda  $C_1$  kondansatörü üzerindeki gerilim D diyotunu ters yönde kutuplar. Dolayısıyla diyot üzerinden akım akmaz.  $C_1$  kondansatörü  $C_2$ ,  $L_2$  ve yük üzerinden deşarj olur. Anahtar iletimde iken CUK dönüştürücü devre şeması şekil 3.12’de gösterilmiştir. Anahtar kesimde iken giriş gerilim kaynağı,  $C_1$  kondansatörünü şarj eder. Daha sonra anahtar iletimde iken şarj olan  $L_2$  bobini, yük üzerinden deşarj olur. Anahtar kesimde iken CUK dönüştürücü devre şeması şekil 3.13’de gösterilmiştir. CUK dönüştürücünün anahtarlama kayıpları düşük, verimi yüksektir (Rashid 2015).



Şekil 3.11. CUK dönüştürücü devre şeması



**Şekil 3.12.** Anahtar iletimde iken CUK dönüştürücü devre şeması

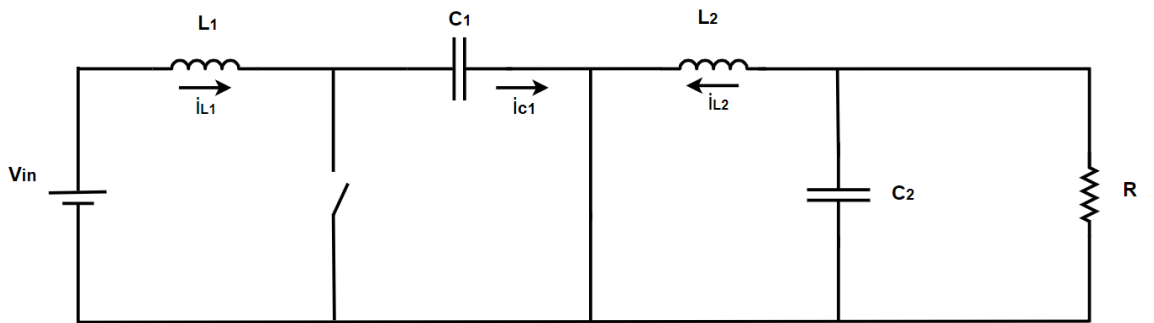
Anahtar iletimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.23), (3.24), (3.25) ve (3.26)'da gösterilmiştir.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{in}) \quad (3.23)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (-i_{L_2}) \quad (3.24)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} (V_{C_1} - V_{C_2}) \quad (3.25)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \left( i_{L_2} - \frac{V_{C_2}}{R} \right) \quad (3.26)$$



**Şekil 3.13.** Anahtar kesimde iken CUK dönüştürücü devre şeması

Anahtar kesimde iken sistemin dinamik modeli denklem (3.27), (3.28), (3.29) ve (3.30)'da gösterilmiştir.

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(V_{in} - V_{C_1}) \quad (3.27)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_{L_1}) \quad (3.28)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(-V_{C_2}) \quad (3.29)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2}\left(i_{L_2} - \frac{V_{C_2}}{R}\right) \quad (3.30)$$

CUK dönüştürücüye ait görev periyodu değeri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D} \quad (3.31)$$

Anahtarın iletim ve kesim durumunda iken elde edilen durum denklemleri DUO yöntemi kullanılarak  $i_{L_1} = X_1$ ,  $V_{C_1} = X_2$ ,  $i_{L_2} = X_3$  ve  $V_{C_2} = X_4$  yeni durum denklemleri yani sistemin hareketli ortalamaları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\dot{X}_1 = \frac{D-1}{L_1}X_2 + \frac{1}{L}(V_{in}) \quad (3.32)$$

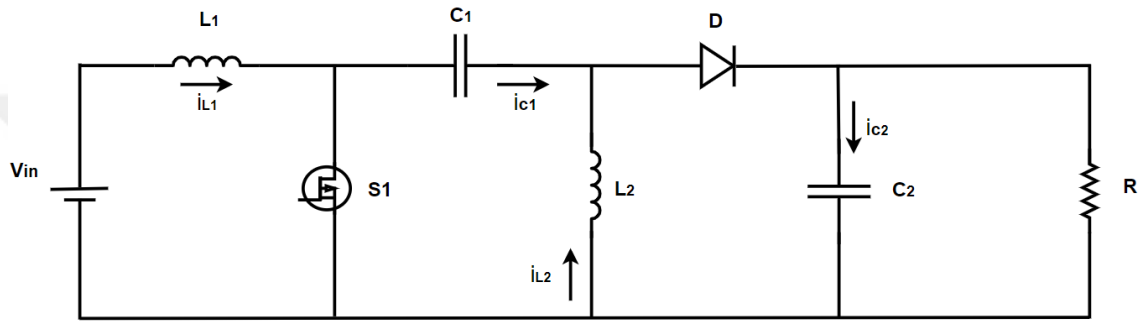
$$\dot{X}_2 = \frac{1-D}{C_1}X_1 - \frac{D}{C_1}X_3 \quad (3.33)$$

$$\dot{X}_3 = \frac{D}{L_2}X_2 - \frac{1}{L_2}X_4 \quad (3.34)$$

$$\dot{X}_4 = \frac{1}{C_2}X_3 - \frac{1}{RC_2}X_4 \quad (3.35)$$

### 3.1.5. SEPIC dönüştürücü

SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter) dönüştürücü, girişine uygulanan gerilimi azaltarak veya yükselterek çıkışa aktarabilme özelliğine sahip pozitif çıkış gerilimli dönüştürücüdür. Şekil 3.14'de SEPIC dönüştürücünün devre şeması görülmektedir.



Şekil 3.14. SEPIC dönüştürücü devre şeması

SEPIC dönüştürücü, devre topolojisi bakımından CUK dönüştürücüye oldukça benzemektedir. Aralarındaki tek fark CUK dönüştürücüye göre SEPIC dönüştürücü,  $L_2$  bobini ile diyot yer değiştirilerek elde edilmiştir. SEPIC dönüştürücünün çalışması, anahtarın konumuna göre incelenmektedir. SEPIC dönüştürücünün uygulama alanları oldukça fazladır. Bu uygulama alanlarının başlıcaları

- Fotovoltaik enerji sistemlerinde maksimum güç noktası takibi
- Akü şarj cihazı
- Güç faktörü düzeltme uygulamaları
- Güç led sürücüleri

şeklinde sıralanabilir. SEPIC dönüştürücü, diğer düşürücü-yükseltici dönüştürücüler arasında verimlilik ve maliyet olarak en iyisi değildir (Chiang *et al.* 2009). Ancak diğer dönüştürücülere göre birçok önemli avantaja sahiptir. Azaltan-yükselten dönüştürücüler tek bobin ve tek kondansatör ile gerçekleştirildiğinden maliyet açısından daha

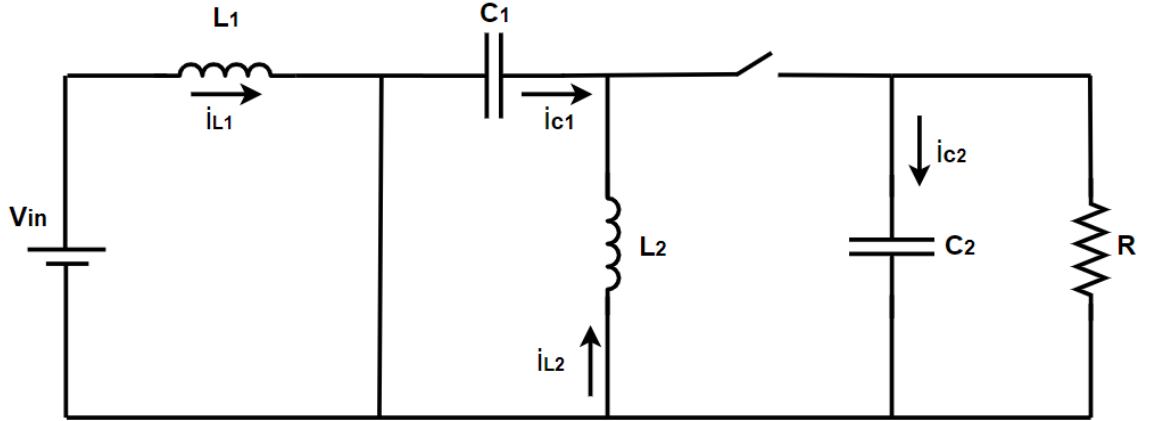
uygundur. Fakat bu dönüştürücülerde giriş akımındaki dalgalanma oldukça fazladır. Bu dalgalanma harmonik oluşturabilir. Birçok uygulamada bu harmonikler yüksek değerli bir kapasitör veya bir LC filtre kullanılmasını gerektirir. Bu da dönüştürücüyü pahalı ve verimsiz yapar (Ridley 2006).

CUK dönüştürücüler bu problemleri ekstra bobin ve kondansatör kullanarak çözmektedir. CUK ve azaltan-yükselten dönüştürücünün çıkış gerilimini ters polariteli hale getirmesinden dolayı kullanımları oldukça zordur. Bununla birlikte hem CUK hem azaltan-yükselten dönüştürücü çalışması, devre bileşenleri üzerinde büyük miktarda elektriksel stres meydana getirdiğinden dolayı cihazın arızalanmasına veya aşırı ısınmasına neden olmaktadır. SEPIC dönüştürücünün kullanılması bu problemlerin çözümünü kolaylaştırmaktadır. Dolayısıyla diğer azaltan-yükselten dönüştürücülere göre daha avantajlı olduğu anlaşılmaktadır. Bu avantajın yanında ek olarak bir takım avantajları da vardır. Bunlar aşağıda sıralanmıştır (Falın 2008).

- Sürekli giriş akımı
- Ayarlı çıkış gerilimi
- Girişteki akım dalgalanmasının, filtre ihtiyacının azaltılarak düşürülmesi
- Aşırı akım sınırlama yeteneği
- Yarı iletken anahtarı sürme kolaylığı
- Pozitif çıkış gerilimi

DA-DA dönüştürücüler anahtarlama devreleri oldukları için iki adet çalışma durumu vardır. Birincisi anahtarlama elemanının iletim durumunda olduğu, ikincisi ise anahtarlama elemanının kesimde olduğu durumdur.

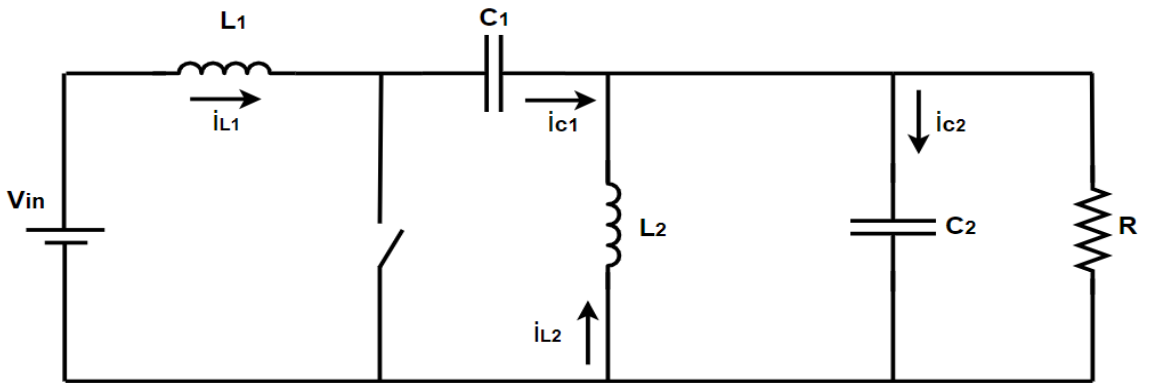
#### 1. Durum: Anahtarlama Elemanının İletimde Olduğu Durum



**Şekil 3.15.** Anahtarlama elemanı iletimde iken SEPIC dönüştürücü devresi

Şekil 3.15’de gösterilen SEPIC dönüştürücü devresinde anahtarlama elemanı iletimdedir. Bu çalışma durumunda iken diyot ters yönde kutuplanır,  $L_1$  bobini enerjilenir ve akım doğrusal olarak artar.  $L_1$  bobininin gerilimi, kaynak gerilimine eşittir. Aynı zamanda  $C_1$  kondansatörü deşarj olur ve enerjisini  $L_2$  bobinine aktarır ve akım doğrusal olarak artar. Diğer taraftan  $C_2$  kondansatörü yükü beslemeye devam eder.

## 2. Durum: Anahtarlama Elemanının Kesimde Olduğu Durum



**Şekil 3.16.** Anahtarlama elemanı kesimde iken SEPIC dönüştürücü devresi

Şekil 3.16’da gösterilen SEPIC dönüştürücü devresinde anahtarlama elemanı kesimdedir. Anahtar kesimde iken D diyotu ilettime geçmektedir.  $C_1$ ,  $L_1$  ve  $L_2$  bir döngü oluşturmaktadır.  $L_1$  bobini ve DA kaynak tarafından  $C_1$  kondansatörü şarj edilir. Aynı

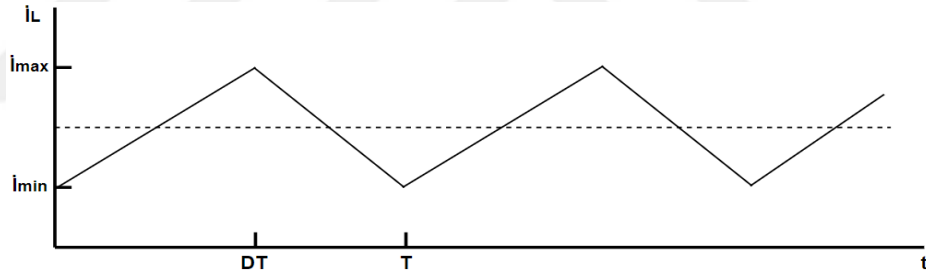
zamanda DA kaynak,  $L_1$  ve  $L_2$  bobinleri tarafından da  $C_2$  kondansatörü şarj edilir ve yük beslenir.

### 3.2. DA-DA Dönüştürücü Çalışma Modları

DA-DA Dönüştürücünün bobin veya bobinlerinin akımının kararlı durumuna göre iki modda çalışabilir.

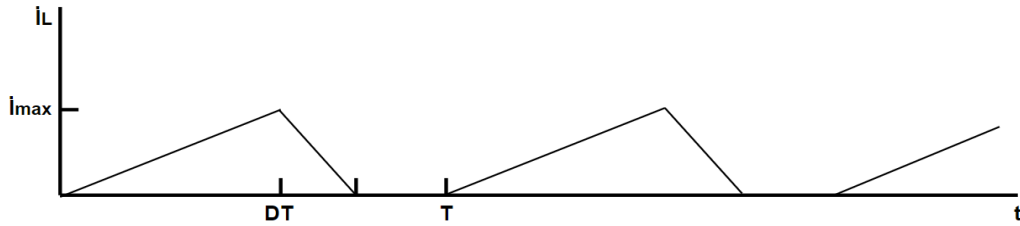
- Sürekli Akım Modu (Continuous Current Mode, CCM)
- Süreksiz Akım Mode (Discontinuous Current Mode, DCM)

Sürekli akım modunda (Şekil 3.17), bobin akımı kararlı ve hiçbir zaman sıfıra düşmez.



**Şekil 3.17.** Sürekli akım modunda çalışan DA-DA dönüştürücünün sürekli akım modu dalga şekli

Süreksiz akım modunda (Şekil 3.18), bobin akımı sıfıra düşer. Bazı zaman aralıklarında sıfırda kalır.



**Şekil 3.18.** Süreksiz akım modunda çalışan DA-DA dönüştürücünün süreksiz akım modu dalga şekli

SEPIC dönüştürücü genellikle sürekli akım modunda çalışması tercih edilir. Çünkü sürekli akım modunda iki durum söz konusudur. Birincisi, anahtarın iletimde diyotun kesimde olduğu durumdur. İkincisi, anahtarın kesimde diyotun iletimde olduğu durumdur. Süreksiz akım durumunda ise üç durum söz konusudur. Birincisi, anahtarın iletimde diyotun kesimde olduğu durumdur. İkincisi, anahtarın kesimde diyotun iletimde olduğu durumdur. Üçüncüsü ise hem anahtarın hem de diyotun kesimde olduğu durumdur. Bu nedenle süreksiz akım modunda çalışmak ve dönüştürücüyü modellemek oldukça zordur(Asadi 2018).

### 3.3. SEPIC Dönüştürücü Tasarımı

Şekil 3.14'den de görüldüğü üzere SEPIC dönüştürücü DA giriş gerilim kaynağı, iki adet bobin, iki adet kondansatör, anahtar, diyot ve yükten oluşmaktadır. Burada DA gerilim kaynağı, yük ve istenen çıkış gerilim değerine göre eleman değerlerinin hesaplanması gerekmektedir. DA-DA dönüştürücü uygulamasının ilk aşaması olan kaynak gerilimine göre çıkış geriliminin istenen değere ayarlanması için görev periyodu, bobin, kondansatör, anahtarlama elemanının(MOSFET) ve diyot değerlerinin hesaplanması gerekmektedir.

#### 3.3.1. Görev periyodu hesabı

SEPIC dönüştürücünün gerilimi yükselten ya da düşüren modda çalışması görev periyodu oranına bağlıdır.

$$V_o = \frac{D * V_{in}}{1 - D} \quad (3.36)$$

Bununla birlikte denklem (3.36) diyot üzerindeki gerilim düşümünü açıklamaz. Bu gerilim düşümü de dikkate alınırsa eşitlik denklem (3.37) gibi olur.

$$V_o + V_D = \frac{D * V_{in}}{1 - D} \quad (3.37)$$

Görev periyodu denklem (3.38) de gösterildiği gibi elde edilir.

$$D = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in} + V_D} \quad (3.38)$$

Maksimum görev periyodu, DA giriş geriliminin minimum değerde olduğu zaman gerçekleşmektedir. Maksimum görev periyodu denklem (3.39)'deki gibidir.

$$D_{max} = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in_{min}} + V_D} \quad (3.39)$$

### 3.3.2. Bobin hesabı

Endüktansı belirlemek için dikkat edilmesi gereken kural tepeden tepeye dalgalanma akımı, minimum giriş geriliminde maksimum giriş akımının %40'ı olmalıdır.  $L_1$  ve  $L_2$  eşit değerli bobinlerde akan dalgalanma akımı denklem (3.40)'deki gibi ifade edilir(Zhang 2013).

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= I_i * \%40 \\ &= I_o * \frac{V_o * \%40}{V_{in_{min}}} \end{aligned} \quad (3.40)$$

Bobin değerleri denklem (3.41)'deki gibi hesaplanır(Zhang 2013).

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{in_{min}}}{\Delta I_L * f_{sw}} * D_{max} \quad (3.42)$$

Burada  $f_{sw}$  anahtarlama frekansı ve  $D_{max}$  ise minimum giriş gerilimindeki görev periyodudur. Bobinlerin doyuma ulaşmadığını gösterebilmek için bobinlerdeki tepe akımları denklem (3.43) ve denklem (3.44)'deki gibi verilir(Zhang 2013).

$$I_{L1_{peak}} = I_o * \frac{V_o + V_D}{V_{in_{min}}} * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) \quad (3.43)$$

$$I_{L2_{peak}} = I_o * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) \quad (3.44)$$

$L_1$  ve  $L_2$  bobinleri aynı çekirdek üzerine sarılı ise denklem (3.41)'deki endüktans değeri, karşılıklı endüktans nedeniyle  $2L$  ile değiştirilir. İndüktör değerleri denklem (3.45)'deki gibi hesaplanır(Zhang 2013).

$$L_1 = L_2 = \frac{L}{2} = \frac{V_{in_{min}}}{2 * \Delta I_L * f_{sw}} * D_{max} \quad (3.45)$$

### 3.3.3. Anahtarlama elemanı (MOSFET) seçimi

Anahtarlama elemanının seçim parametreleri, minimum eşik gerilimi  $V_{th_{(min)}}$ , açık direnç  $R_{DS(on)}$ , gate-drain yükü  $Q_{GD}$  ve drain-source arası maksimum gerilim,  $V_{DS(max)}$ 'dir. Öncelikle dönüştürücünün çalışması sırasında MOSFET üzerindeki maksimum gerilim hesaplanmaktadır. Bu gerilim, maksimum giriş geriliminde MOSFET'in maksimum drain-source gerilimini tanımlamaktadır. MOSFET'in maksimum drain-source gerilimini denklem (3.46) ile hesaplanmaktadır (Yılmaz 2012).

$$V_{DS(max)} = V_o + V_{in_{min}} \quad (3.46)$$

Tepe anahtar akımı denklem (3.47) ile elde edilir.

$$I_{Q1_{peak}} = I_{L1_{peak}} + I_{L2_{peak}} \quad (3.47)$$

Anahtar üzerindeki RMS akım denklem (3.48) ile elde edilir.

$$I_{Q1_{RMS}} = I_o * \sqrt{\frac{(V_o + V_{in_{min}} + V_D) * (V_o + V_D)}{(V_{in_{min}})^2}} \quad (3.48)$$

$$P_{Q1} = \underbrace{(I_{Q1_{RMS}})^2 * RDS_{(on)} * D_{max}}_{1. Terim} + \underbrace{(V_o + V_{in_{min}}) * I_{Q1_{peak}} * \frac{Q_{GD} * f_{sw}}{I_G}}_{2. Terim} \quad (3.49)$$

Denklem (3.49), MOSFET'ler için toplam güç dağılımını ifade etmektedir(Zhang 2013). Bu güç dağılımında 1. terim iletim kaybını ve 2. terim ise anahtarlama kaybını içermektedir.  $I_G$  gate sürücü akımıdır. Düşük direnç değerine ( $RDS_{(on)}$ ) sahip MOSFET seçilmesi durumunda enerji kaybı azalmaktadır (Zhang 2013).

Fakat MOSFET'in maliyeti artmaktadır.  $RDS_{(on)}$  değeri maksimum çalışma sıcaklığında seçilmelidir.

### 3.3.4. Çıkış kondansatör seçimi

SEPIC dönüştürücüde anahtarlama elemanı yanı S1 iletimde iken bobin şarj olurken çıkış akımı çıkış kondansatörü tarafından sağlanmaktadır. Çıkış kondansatöründeki RMS akımı denklem (3.50)'da ifade edilmektedir(Zhang 2013).

$$I_{C2_{rms}} = I_o * \sqrt{\frac{V_o + V_D}{(V_{in_{min}})}} \quad (3.50)$$

Çıkış kondansatörünün eşdeğer seri direnci (ESR) ve eşdeğer seri endüktansı (ESL), çıkış dalgalanmasını doğrudan etkilemektedir. Dalgalanmanın yarısının ESR'den, diğer yarısının kapasitans değerinden kaynaklandığı varsayılmaktadır. ESR ve çıkış kondansatörünün değerleri denklem (3.51) ve denklem (3.52)'de ifade edilmektedir(Zhang 2013).

$$ESR \leq \frac{V_{ripple} * 0.5}{I_{L1_{peak}} + I_{L2_{peak}}} \quad (3.51)$$

$$C_2 = \frac{I_o * D}{V_{ripple} * 0.5 * f_{sw}} \quad (3.52)$$

Yüze monte uygulamalarında çıkışta tantalyum, polimer elektrolitik ve polimer tantalyum veya çok katmanlı seramik kondansatörler önerilmektedir.

### 3.3.5. SEPIC kuplaj kondansatörü seçimi

SEPIC kuplaj kondansatörü ( $C_1$ ) seçimi RMS akımına bağlıdır. Kuplaj kondansatörün RMS akımı denklem (3.53)'de ifade edilmiştir.

$$I_{C1_{rms}} = I_o * \sqrt{\frac{V_o + V_D}{(V_{in_{min}})}} \quad (3.53)$$

SEPIC kuplaj kondansatörünün gerilim değeri maksimum giriş geriliminden büyük olmalıdır.  $C_1$  kondansatörü üzerindeki tepeden tepeye dalgalanma gerilimi denklem (3.54)'de verilmiştir.

$$\Delta C_1 = \frac{I_o * D_{max}}{C_1 * f_{sw}} \quad (3.54)$$

### 3.3.6. Diyot seçimi

SEPIC dönüştürücüde diyotun tepe akımı, anahtarın tepe akımı ( $I_{Q_1peak}$ ) ile aynıdır. Diyotun dayanması gereken minimum ters tepe gerilimi denklem (3.55)'de verilmiştir.

$$V_{RD_1} = V_{in_{max}} + V_{o_{max}} \quad (3.55)$$

Verimlilik kaybını en aza indirmek için schottky diyotların kullanılması önerilmektedir.

### 3.4. SEPIC Dönüştürücünün Analizi

SEPIC dönüştürücünün analizinin yapılabilmesi için dinamik denklemlerinin elde edilmesi gerekir. Bu dinamik denklemlerin elde edilmesindeki en önemli araç durum uzay ortalama yöntemidir. DUO yönteminde dönüştürücünün bir periyot boyunca oluşan eşdeğer devrelerinin durum denklemleri matris formunda elde edilmektedir. Elde edilen denklemler görev periyodu ile çarpılıp ortalaması alınarak tek bir matris formu elde edilmektedir. Nihai denklemler ile dönüştürücünün analizi yapılmaktadır. Elde edilen ortalama modele küçük sinyal analizi uygulanarak sistemin transfer fonksiyonu elde edilebilmektedir. DUO yöntemi iki adımda özetlenebilir (Asadi 2018):

- Dönüştürücünün açık ve kapalı anahtar konumundaki denklem takımlarının ortalaması hesaplanmalıdır.
- Birinci adımdan elde edilen denklemler doğrusallaştırılmalıdır.

$$\dot{X} = Ax + Bu \quad (3.56)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.57)$$

Dinamik bir sistemin durum uzay modeli denklem (3.56) ve (3.57) deki gibi ifade edilir. Burada  $x$  durum uzay değişkenlerini (bobinlerin akımları ve kondansatörlerin

gerilimleri),  $y$  sistemin çıkışını (dönüştürücünün çıkış gerilimi)  $X$  durum değişkeni vektörünü,  $u$  giriş vektörünü ve  $A, B, C, D$  katsayı matrislerini ifade etmektedir.

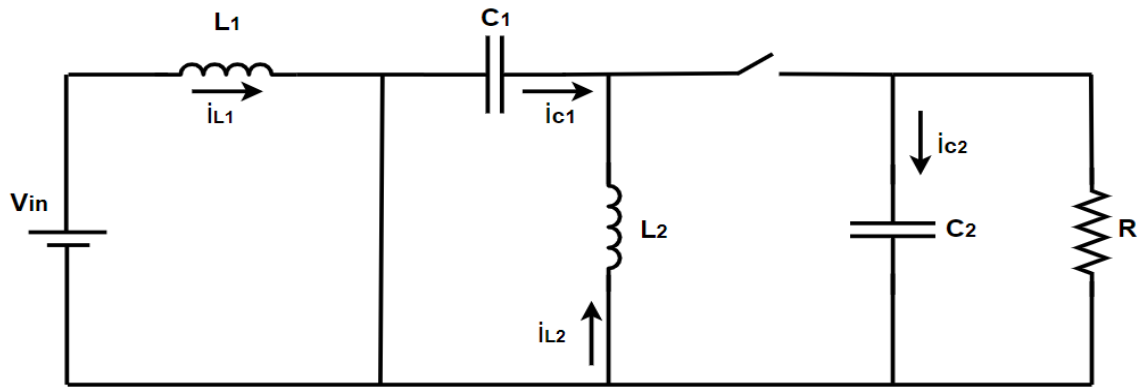
### 3.4.1. SEPIC dönüştürücü devresinin durum uzay ortalama değer modeli

DUO yöntemi, güç dönüştürücüleri de dahil olmak üzere birçok sistemin modellemek için sıkça kullanılan yöntemdir. Ayrıca bu yöntem güç dönüştürücülerinin kararlı halini ve dinamik davranışını simüle etmek için kullanılabilir.

Bu tez çalışmasında SEPIC dönüştürücünün hem ideal devre modeli hem de bobin ve kondansatörün eş değer seri dirençleri dikkate alınarak gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli elde edilerek her iki devre modelinin de analizleri yapılacaktır. Her iki devrenin de analizi, sürekli iletim modunda yapılmaktadır. İdeal SEPIC dönüştürücünün analizi yapılırken devrede bulunan bobin ve kondansatörün ideal olduğu, yarı iletken elemanların ideal olduğu ve dönüştürücünün kararlı duruma ulaştığı varsayılmaktadır.

#### 3.4.1.a. İdeal devre modeli için durum uzay ortalama değer modeli

İdeal SEPIC dönüştürücünün DUO değer modeli elde edilirken öncelikle anahtarın konumuna göre durum denklemleri elde edilmektedir. İdeal SEPIC dönüştürücünün anahtar iletimde iken devre şekli Şekil 3.19'da verilmiştir.



Şekil 3.19. Anahtarlama elemanı iletimde iken ideal SEPIC dönüştürücü devresi

Şekil 3.19’da verilen devrenin, Kirchoff akım ve gerilimler kanunu yardımı ile durum denklemleri elde edilmektedir. Anahtar iletimde iken elde edilen durum denklemleri denklem (3.58)’de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{1}{L_1}(V_{in}) \\
 \frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{1}{L_2}(V_{C_1}) \\
 \frac{dV_{C_1}}{dt} &= \frac{1}{C_1}(-i_{L_2}) \\
 \frac{dV_{C_2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}\left(-\frac{V_{C_2}}{R}\right)
 \end{aligned} \tag{3.58}$$

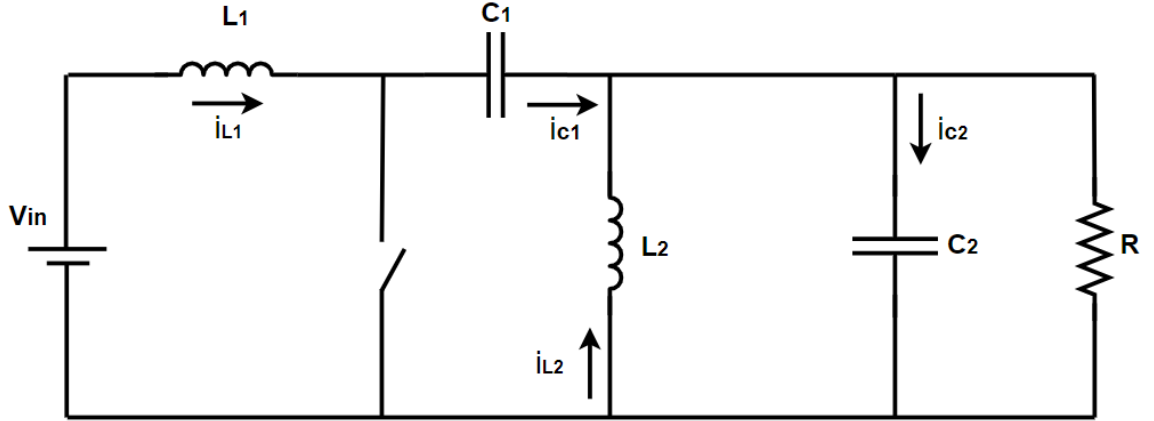
Denklem (3.58)’de verilen eşitlikler kullanılarak dönüştürücünün anahtar iletimde iken denklem (3.59), (3.60) ve (3.61)’de gösterilen katsayı matrisleri elde edilmektedir.

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R \cdot C_2} \end{bmatrix} \tag{3.59}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

$$C_1 = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \tag{3.61}$$

Anahtar kesimde iken SEPIC dönüştürücünün elde edilen devre şekil 3.20’de verilmiştir. Şekil 3.20’de gösterilen devrenin dinamik denklemler yazılarak anahtar kesimde iken durum uzay denklemleri elde edilir. Elde edilen denklemler denklem (3.62)’de gösterilmektedir.



Şekil 3.20. Anahtarlama elemanı kesimde iken ideal SEPIC dönüştürücü devresi

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} (V_{in} - V_{C1} - V_{C2}) \\
 \frac{di_{L2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} (-V_{C2}) \\
 \frac{dV_{C1}}{dt} &= \frac{1}{C_1} (i_{L1}) \\
 \frac{dV_{C2}}{dt} &= \frac{1}{C_2} \left( i_{L1} + i_{L2} - \frac{V_{C2}}{R} \right)
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

İdeal SEPIC dönüştürücünün anahtar kesimde iken Denklem (3.62)'de verilen eşitlikler kullanılarak denklem (3.63), (3.64) ve (3.65)'de gösterilen durum denklemlerinin katsayı matrisleri elde edilmektedir.

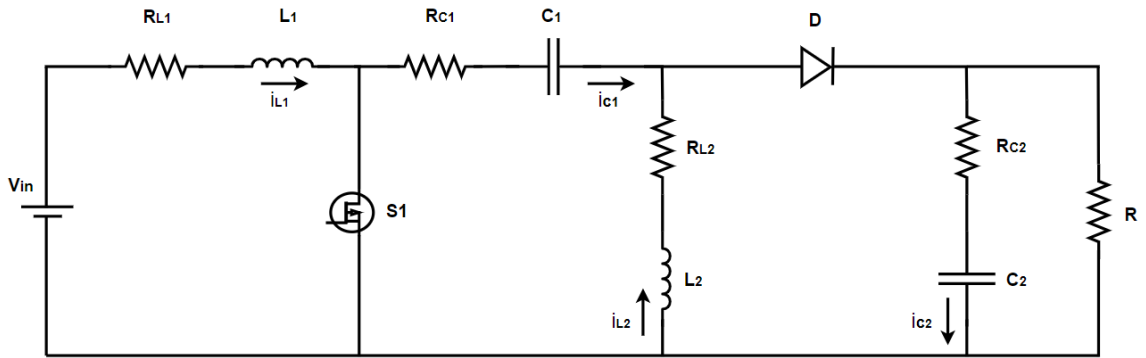
$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R \cdot C_2} \end{bmatrix} \tag{3.63}$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$C_1 = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (3.65)$$

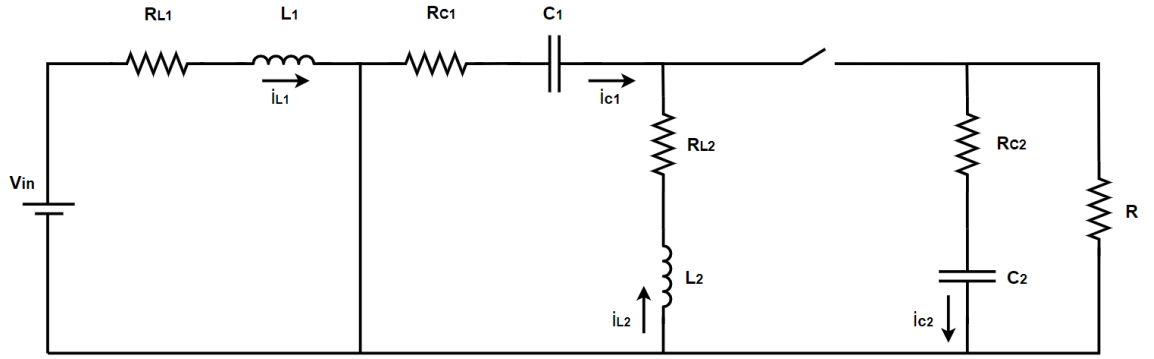
### 3.4.1.b. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli için durum uzay ortalama değer modeli

SEPIC dönüştürücü bobinlerinin ve kondansatörlerinin eş değer seri dirençleri ( $R_{L_1}$ ,  $R_{L_2}$ ,  $R_{C_1}$ ,  $R_{C_2}$ ) dikkate alınarak elde edilen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin anahtarın konumuna göre durum denklemleri çıkarılarak durum uzay ortalama devre modeli elde edilmektedir. Şekil 3.21'de SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre şeması verilmiştir.



Şekil 3.21. SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi

Anahtar iletimde iken elde edilen devre Şekil 3.22'de verilmiştir. Şekil 3.22'de gösterilen devrenin dinamik denklemleri yazılarak anahtar iletimde iken durum denklemleri elde edilmektedir. Elde edilen denklemler denklem (3.66)'da gösterilmektedir.



**Şekil 3.22.** Anahtar iletimde iken SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{L_1}}{dt} &= \frac{1}{L_1} (V_{in} - R_{L_1} i_{L_1}) \\
 \frac{di_{L_2}}{dt} &= \frac{1}{L_2} [V_{C_1} - i_{L_2} (R_{C_1} + R_{L_2})] \\
 \frac{dV_{C_1}}{dt} &= -\frac{1}{C_1} (i_{L_2}) \\
 \frac{dV_{C_2}}{dt} &= -\frac{1}{C_2} \left( \frac{V_{C_2}}{R_{C_2} + R} \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.66}$$

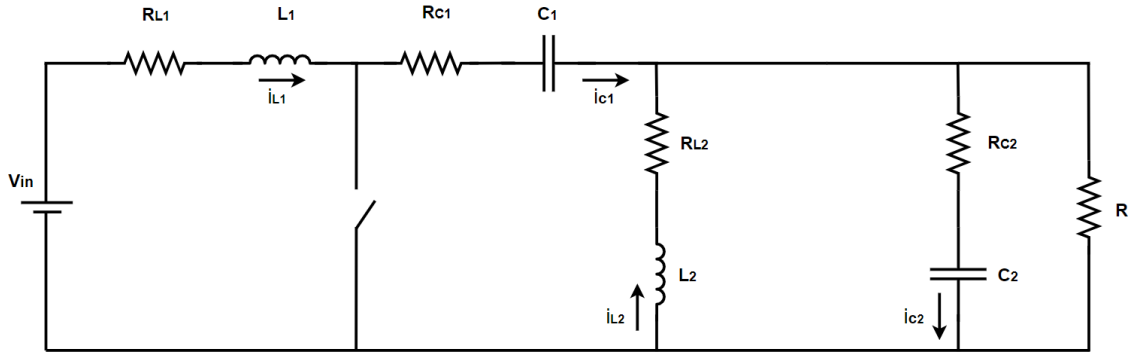
SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinde anahtar iletimde iken elde edilen durum denklemleri kullanılarak devrenin durum denklemlerinin matris formatındaki katsayı matrisleri elde edilmektedir. Elde edilen katsayı matrisleri denklem (3.67), (3.68) ve (3.69)'da gösterilen durum denklemleri elde edilmektedir.

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L1}}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{C1}+R_{L2}}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C2}+R)} \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{C2}} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Şekil 3.23'de anahtar kesimde iken SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi verilmiştir.



**Şekil 3.23.** Anahtar kesimde iken SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresi

Şekil 3.23'de gösterilen devrenin dinamik denklemleri yazılarak anahtar kesimde iken durum uzay denklemleri elde edilmektedir.

Burada;

$$R_A = \frac{R}{R+R_{C2}}$$

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left[ -(R_{C1} + R_{L1} - R_A R_{C2}) i_{L1} - R_A R_{C2} i_{L2} - V_{C1} - V_{C2} R_A + V_{in} \right] \quad (3.70)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2} [-i_{L_1} R_{C_2} R_A - i_{L_2} (R_{L_2} + R_{C_2} R_A) - V_{C_2} R_A] \quad (3.71)$$

$$\frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1} (i_{L_1}) \quad (3.72)$$

$$\frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \left[ R_A (i_{L_1} + i_{L_2}) - \frac{V_{C_2}}{R + R_{C_2}} \right] \quad (3.73)$$

Yukarıdaki durum uzay denklemleri kullanılarak SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı gerçek zamanlı eşdeğer devresinin anahtar kesimde iken denklem (3.74), (3.75) ve (3.76)'da gösterilen durum denklemlerinin katsayı matrisleri elde edilmektedir.

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{(R_{C_1} + R_{L_1} - R_A R_{C_2})}{L_1} & -\frac{R_A R_{C_2}}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{R_A}{L_1} \\ -\frac{R_{C_2} R_A}{L_2} & -\frac{R_{L_2} + R_{C_2} R_A}{L_2} & 0 & -\frac{R_A}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_A}{C_2} & \frac{R_A}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C_2} + R)} \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R + R_{C_2}} \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer modellerinin, anahtarın konumuna göre elde edilen katsayı matrisleri, durum uzay ortalama devre modelleri elde edilirken kullanılmaktadır.

### 3.4.2. SEPIC dönüştürücü durum matrislerinin ortalama değerlerinin hesaplanması

SEPIC dönüştürücünün ortalama devre modelinin elde edilmesindeki son aşama, durum matrislerinin anahtarlama aralığı boyunca ortalamasının alınarak denklemlerin elde edilmesidir.

Dönüştürücünün ortalama devre modeli elde edilirken anahtarın iletim ve kesim durumunda elde edilen denklemler dikkate alınmalıdır. Anahtar  $DxT$  süresi boyunca iletimde ve  $(1 - D)xT$  süresi boyunca kesimdedir. Eğer anahtar iletim durumunda iken elde edilen denklem takımını  $D$  ile anahtar kesim durumunda iken elde edilen denklem takımını  $(1 - D)$  ile çarpılırsa,

$$\dot{X} = [A_1D + A_2(1 - D)]x + [B_1D + B_2(1 - D)]u \quad (3.77)$$

$$y = [C_1D + C_2(1 - D)]x \quad (3.78)$$

elde edilir(Asadi 2018). Böylece sistemin ortalama modeli

$$\dot{X} = Ax + Bu \quad (3.79)$$

$$y = Cx + Du \quad (3.80)$$

$$A = A_1D + A_2(1 - D) \quad (3.81)$$

$$B = B_1D + B_2(1 - D) \quad (3.82)$$

$$C = C_1D + C_2(1 - D) \quad (3.83)$$

şeklinde yazılmaktadır (Asadi 2018).

### 3.4.2.a. İdeal devre modeli durum matrislerinin ortalama değerinin hesaplanması

İdeal SEPIC dönüştürücünün görev periyodu boyunca ortalaması alınmaktadır. Elde edilmiş olan  $A_1$ ,  $B_1$  ve  $C_1$  matrisleri  $D$  ile  $A_2$ ,  $B_2$  ve  $C_2$  matrisleri  $(1 - D)$  ile çarpılarak durum matrislerinin ortalama değerleri elde edilmektedir. Ortalaması alınan durum matrisleri denklem (3.84), (3.85) ve (3.86)'de gösterilmektedir.

$$\begin{aligned}
 A &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{R * C_2} \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_2} & \frac{1}{C_2} & 0 & \frac{-1}{R * C_2} \end{bmatrix} * (1 - D) \\
 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{R * C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{D-1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{1-D}{C_2} & 0 & \frac{D-1}{R * C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R * C_2} \end{bmatrix} \quad (3.84)
 \end{aligned}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * (1 - D) = \begin{bmatrix} \frac{D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1-D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

$$\begin{aligned}
 C &= [0 \ 0 \ 0 \ 1] * D + [0 \ 0 \ 0 \ 1] * (1 - D) \\
 &= [0 \ 0 \ 0 \ D] + [0 \ 0 \ 0 \ (1 - D)] = [0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (3.86)
 \end{aligned}$$

SEPIC dönüştürücünün dört adet durum değişkeni vardır ve aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$X = \begin{bmatrix} i_{L_1} \\ i_{L_2} \\ V_{C_1} \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} \quad (3.87)$$

Durum değişkenleri;  $X_1$  birinci bobin ( $L_1$ ) akımını,  $X_2$  ikinci bobin ( $L_2$ ) akımını,  $X_3$  kuplaj kondansatör ( $C_1$ ) gerilimini,  $X_4$  çıkış kondansatör ( $C_2$ ) gerilimini ifade etmektedir. İdeal SEPIC dönüştürücünün ortalama katsayı matrisleri kullanılarak elde edilen durum uzay ortalama değer modelinin matris formatındaki ifadesi denklem (3.88)'te gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{D-1}{L_1} & \frac{D-1}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_2} & \frac{D-1}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1-D}{C_2} & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{R * C_2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * u \quad (3.88)$$

#### 3.4.2.b. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli durum matrislerinin ortalama değerinin hesaplanması

SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin durum uzay matrislerinin anahtarlama aralığı boyunca ortalaması alınarak durum uzay ortalama değer modeli elde edilmektedir. Ortalaması alınan durum denklemlerinin katsayı matrisleri denklem (3.89), (3.90) ve (3.91)'deki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned}
&= \begin{bmatrix} -\frac{RL_1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{RC_1+RL_2}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_2(RC_2+R)} \end{bmatrix} * D + \\
&\begin{bmatrix} \frac{(RC_1+RL_1-RA RC_2)}{L_1} & -\frac{RA RC_2}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & -\frac{RA}{L_1} \\ -\frac{RC_2 RA}{L_2} & -\frac{RL_2+RC_2 RA}{L_2} & 0 & -\frac{RA}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{RA}{C_2} & \frac{RA}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2(RC_2+R)} \end{bmatrix} *(1-D) \\
&= \begin{bmatrix} -\frac{D*RL_1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D(RC_1+RL_2)}{L_2} & \frac{D}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{C_2(RC_2+R)} \end{bmatrix} + \\
&\begin{bmatrix} \frac{(1-D)(RC_1+RL_1-RA RC_2)}{L_1} & -\frac{(1-D) RA RC_2}{L_1} & -\frac{1-D}{L_1} & -\frac{(1-D)RA}{L_1} \\ -\frac{(1-D)RC_2 RA}{L_2} & -\frac{D(RL_2+RC_2 RA)}{L_2} & 0 & -\frac{(1-D) RA}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)RA}{C_2} & \frac{(1-D)RA}{C_2} & 0 & -\frac{(1-D)}{C_2(RC_2+R)} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} \frac{(D-1)(RC_1+RL_1-RA RC_2)-DR L_1}{L_1} & \frac{(D-1) RA RC_2}{L_1} & \frac{(D-1)}{L_1} & \frac{(D-1)RA}{L_1} \\ \frac{(D-1)RC_2 RA}{L_2} & \frac{(D-1)(RL_2+RC_2 RA)-D(RC_1+RL_2)}{L_2} & \frac{D}{L_2} & \frac{(D-1) RA}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)RA}{C_2} & \frac{(1-D)RA}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2(RC_2+R)} \end{bmatrix} \tag{3.89}
\end{aligned}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} * (1 - D) = \begin{bmatrix} D \\ \frac{D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1-D \\ \frac{1-D}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.90}$$

$$\begin{aligned}
C &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{C_2}} \end{bmatrix} * D + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R+R_{C_2}} \end{bmatrix} * (1-D) \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{D * R}{R + R_{C_2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{(1-D)R}{R + R_{C_2}} \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{R}{R + R_{C_2}} \end{bmatrix} \tag{3.91}
\end{aligned}$$

SEPIC dönüştürücü gerçek zamanlı eşdeğer devresinin durum değişkenleri denklem (3.87)'deki gibi tanımlanmaktadır. Ortalaması alınan katsayı matrisleri kullanılarak SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer modelinin durum uzay ortalama değer modeli elde edilmektedir. Elde edilen model matris formatında denklem (3.92)'de gösterilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1 \\ \dot{X}_2 \\ \dot{X}_3 \\ \dot{X}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(D-1)(R_{C_1}+R_{L_1}-R_A R_{C_2})-DR_{L_1}}{L_1} & \frac{(D-1)R_A R_{C_2}}{L_1} & \frac{(D-1)}{L_1} & \frac{(D-1)R_A}{L_1} \\ \frac{(D-1)R_{C_2}R_A}{L_2} & \frac{(D-1)(R_{L_2}+R_{C_2}R_A)-D(R_{C_1}+R_{L_2})}{L_2} & \frac{D}{L_2} & \frac{(D-1)R_A}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & -\frac{D}{C_1} & 0 & 0 \\ \frac{(1-D)R_A}{C_2} & \frac{(1-D)R_A}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2(R_{C_2}+R)} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \\ X_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + u \tag{3.92}$$

### 3.5. Otomatik Kontrol Sistemleri

Otomatik kontrol sistemleri, çalışmakta olan sistemin insan gücüne gerek duymadan denetlenmesini sağlayan sistemlerdir. Aslında kontrol sistemleri, herhangi bir iş yapan birimin kontrol edilmesi amacıyla geliştirilmiş olan devrelerdir. Kontrol sistemlerinin tasarımında açık çevrim kontrol sistemi ve kapalı çevrim kontrol sistemi olmak üzere iki tip kontrol yöntemi izlenmektedir(Gökbulut 2014).

#### 3.5.1. Açık çevrim kontrol sistemi

Açık çevrim kontrol, sistemin çıkışından bağımsız olarak kontrolörün kontrol sinyalini belirlediği kontrol yapılarıdır (Gökbulut 2014). Şekil 3.24'de açık çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir.



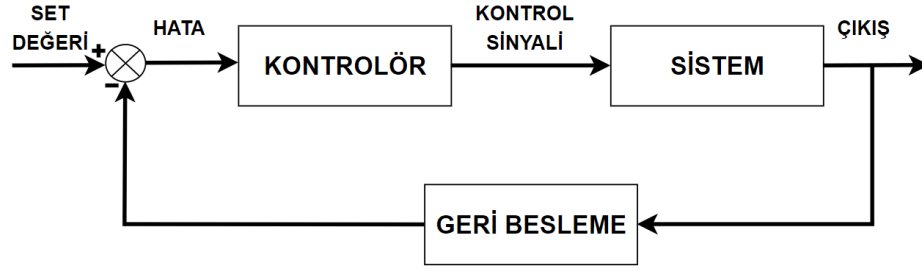
**Şekil 3.24.** Açık çevrim kontrol sistemi

Açık çevrim kontrol sisteminin geri besleme döngüsüne sahip olmadığı Şekil 3.24’de verilen blok diyagramından da görülmektedir. Bu sebeple açık çevrim kontrol sistemleri, “geri besleme olmayan sistemler” olarak da bilinmektedir. Geri besleme döngüsü olmadığından hiçbir bilgi açık çevrim kontrol sistemlerine geri aktarılmamaktadır. Genel olarak açık çevrim kontrol sistemi açıklanırken trafik lambaları örnek olarak verilmektedir. Trafik lambaları bir kavşaktaki trafik yoğunluğuna göre kırmızı, sarı ve yeşil ışıkların belirli sürelerle yanması mantığına dayanmaktadır. Trafiğin sakin olduğu saatlerde gereksiz bekletmeler veya trafiğin yoğun olduğu saatlerde yığılmalar olabilmektedir. Trafiğin yoğunluğuna göre trafik ışıklarının düzenlendiği bir karşılaştırma sistemi yani geri besleme düzeneği mevcut değildir.

Pratikte açık çevrim kontrol sistemlerinin kullanım yerleri son derece sınırlıdır ve otomatik kontrol sistemi denildiğinde genellikle kapalı çevrim kontrol sistemleri anlaşılmaktadır (Gökbulut 2014).

### 3.5.2. Kapalı çevrim kontrol sistemi

Kapalı çevrim kontrol sistemi, sistemin gerçek çıkışının (kontrol edilen değişken) ölçülerek referans giriş ile karşılaştırıldığı ve aralarındaki hata sinyaline göre kontrol algoritmasının gerçekleştirildiği kontrol sistemidir (Gökbulut 2014). Şekil 3.25’de kapalı çevrim kontrol sisteminin blok diyagramı görülmektedir.



**Şekil 3.25.** Kapalı çevrim kontrol sistemi

Kapalı çevrim kontrol sistemleri, geri besleme döngüsü içerdiğinden “geri beslemeli kontrol sistemi” olarak da adlandırılmaktadır. Geri besleme döngüsü, çıkış gereksinimine göre giriş sinyalinin otomatik olarak düzeltilmesini sağlamaktadır. Herhangi bir açık çevrim kontrol sistemi, bir geri besleme döngüsü kullanılarak kapalı çevrim kontrol sistemine dönüştürülebilmektedir.

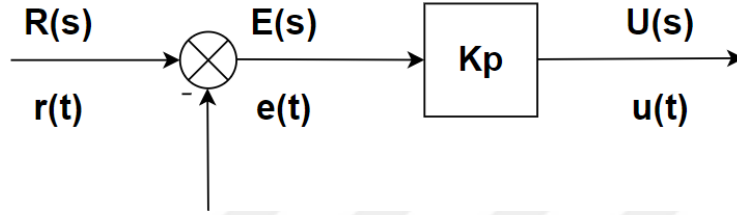
Kapalı çevrim kontrol sistemleri için pek çok örnek verilmektedir. Fakat burada açık çevrim kontrol sisteminde verilen trafik lambası örneği, kapalı çevrim kontrol sisteminde de ele alınmaktadır. Bu örnekte trafiğin denetlenmesi tekrar ışıklarla olmaktadır. Fakat bu örnekte diğer örnekten farklı olarak yoldaki trafik yoğunluğu her daim sensörler yardımı ile ölçülmektedir. Ölçülen sonuçlara göre göre trafiğin yoğun olduğu tarafa daha fazla yeşil ışık yakarak trafik sıkışıklığı önlenmektedir. Bu örnekte sinyalizasyonun çalışma zamanlaması sistemin girişi olarak, taşıtların durumu ise sistemin çıkışı olarak kabul edilmektedir. Buna göre iyi bir sistem çıkışı için yolun yoğunluk durumu dikkate alınarak sinyalizasyon süreleri değiştirilebilmekte ve kontrol edilebilmektedir.

Kapalı çevrim kontrol sistemlerinde denetleyici modları olarak;

- Oransal (P)
- Oransal + İntegral (PI)
- Oransal + Türevsel (PD)
- Oransal + İntegral + Türevsel (PID)

kullanılmaktadır. Bu tezde PI kontrol modu ve kayan kipli kontrol kullanılarak sonuçlar karşılaştırılmaktadır.

### 3.5.2.a. Oransal (P) denetleyici



Şekil 3.26. Oransal (P) denetleyici blok şeması

Şekil 3.26'da oransal denetleyicinin blok şeması görülmektedir. Bu blok şemada t-domeninde,  $r(t)$  sistem referans değerini,  $e(t)$  hata değerini,  $u(t)$  denetleyici çıkışını ifade ederken s-domeninde  $R(s)$ , sistem referans değerini,  $E(s)$  hata değerini,  $U(s)$  denetleyici çıkışını ifade etmektedir.

Oransal denetleyicilerde denetleyici çıkışı  $u(t)$  ve denetleyici girişi (hata)  $e(t)$  arasında sabit bir oransal ilişki vardır (Gökbulut 2014). Bu ilişki t-domeninde denklem (3.93)'deki gibi ve s- domeninde denklem (3.94)'deki gibi gösterilmektedir (Gökbulut 2014).

$$u(t) = K_p * e(t) \quad (3.93)$$

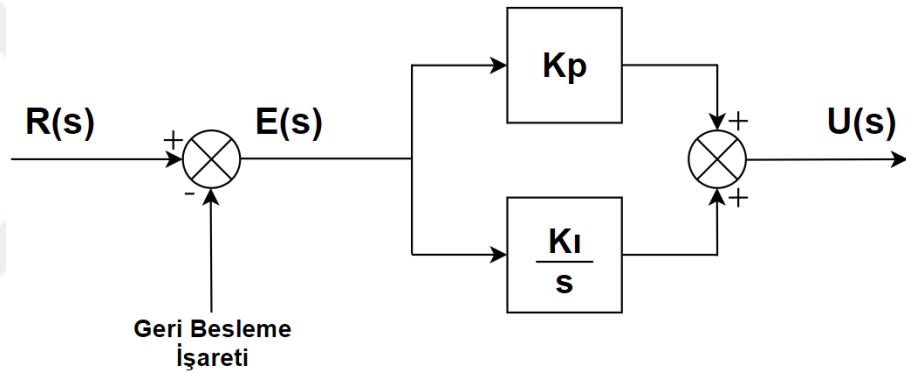
$$U(s) = K_p * E(s) \quad (3.94)$$

Oransal denetimde herhangi bir anda hatanın şiddeti ne kadar büyük olursa oransal etkinin hatayı düzeltme etkisi o kadar büyük olmaktadır (Yüksel 2011). Yani oransal denetleyici denklem (3.93) ve (3.94)'de de görüleceği üzere hata ile orantılı olarak çıktı vermektedir. Herhangi bir anda ki hata çok küçük ise oransal denetleyici etkili kontrol sinyali üretmez. Bu nedenle kalıcı durum hatası meydana gelmektedir (Efe 2012).

Orantı sabitinin( $K_p$ ) değeri artırılarak ortaya çıkan kalıcı durum hatası giderilebilmektedir.

### 3.5.2.b. Oransal integral (PI) denetleyici

Bu denetleyici çeşidi oransal ve integral denetim etkilerinin birleştirilmesi ile elde edilmektedir. PI denetleyicinin yapısı basit olup endüstriyel uygulamaların %90'ında kullanılmaktadır (Yüksel 2011). Şekil 3.27'de oransal integral denetleyicinin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.27. Oransal İntegral (PI) denetleyici blok şeması

PI denetleyicinin çıkışı  $u(t)$ , denklem (3.95)'deki gibi belirlenmektedir (Gökbulut 2014).

$$u(t) = K_p * e(t) + K_I * \int_0^t e(t)dt \quad (3.95)$$

PI denetleyicinin transfer fonksiyonu, denklem (3.96)'deki gibi belirlenmektedir (Gökbulut 2014).

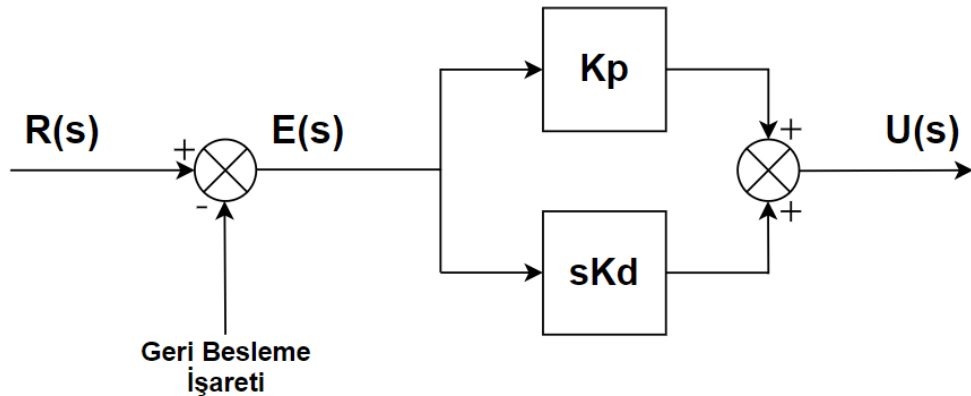
$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{sK_p + K_I}{s} = K_p \left( 1 + \left( \frac{K_I}{sK_p} \right) \right) \quad (3.96)$$

$$T_i = \frac{K_p}{K_I} \quad (3.97)$$

Denklem (3.97) de gösterilen eşitlik integral zamanıdır. PI denetleyici, oransal denetleyicinin tek başına kullanılması sonucu ortaya çıkan kalıcı durum hatası giderilmektedir. Diğer taraftan integral etki, hatayı biriktirerek düzelttiği için hatayı düzeltmesi zaman almaktadır ve bu durum PI denetleyiciyi yavaş tepkili denetim biçimi yapmaktadır (Yüksel 2011). İntegral kazancı ( $K_I$ ) artırılarak sistemin cevap hızı artırılabilir. PI denetleyiciye sahip sistem, ilk başladığında çıkış değeri referans değerini geçmekte ve meydana gelen ilk salınımdaki yükselme overshoot, referans değerinin altına düştüğü değer de undershoot olarak adlandırılmaktadır (Yılmaz ve Kaya 1992). PI denetleyici, sistemde meydana gelen ani darbelerde overshoot ve undershoot olarak adlandırılan salınımlara engel olamamaktadır (Yılmaz ve Kaya 1992).

### 3.5.2.c. Oransal türevsel (PD) denetleyici

PD denetleyici oransal etkiye türevsel etkinin ilave edilmesi ile elde edilmektedir. Şekil 3.28'de PD denetleyicinin blok şeması gösterilmiştir.



Şekil 3.28. Oransal Türevsel (PD) denetleyici blok şeması

PD denetleyicinin sistem için sağladığı kontrol sinyalinin matematiksel ifadesi denklem (3.98) de gösterilmektedir (Gökbulut 2014).

$$u(t) = K_p * e(t) + K_d * \frac{de(t)}{dt} \quad (3.98)$$

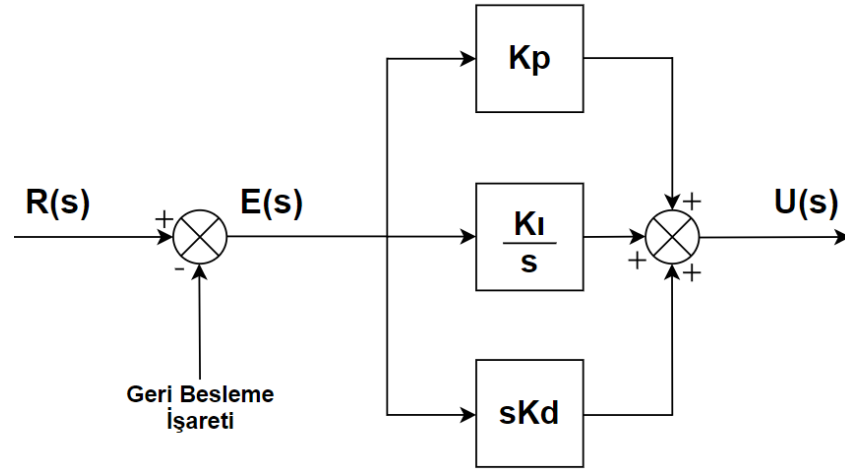
PD denetleyicinin transfer fonksiyonu denklem (3.99) de gösterilmektedir (Gökbulut 2014).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + sK_d = K_p \left( 1 + \left( \frac{sK_d}{K_p} \right) \right) = K_p (1 + T_d s) \quad (3.99)$$

Türevsel etki, hatada meydana gelen değişim üzerinde etkilidir. Yani türevsel etki hatanın değişimini önceden kestirerek çok hızlı bir şekilde hatayı düzeltmektedir. PD denetleyici ile oransal denetleyicinin kullanılması sonucu ortaya çıkan kalıcı durum hatası giderilebilmektedir fakat PD denetleyicinin sistem üzerindeki asıl etkisi overshoot ve undershoot salınımlarını azaltmaktır (Yılmaz ve Kaya 1992). Bir sabitin türevi sıfır olduğundan dolayı türevsel etkinin zamanla değişmeyen, sabit kalan hata üzerinde etkisi yoktur (Yüksel 2011). Denklem (3.99)'da görülmekte olan  $T_d$ , türev zaman sabitidir. PD denetleyici, hatayı oldukça hızlı bir şekilde düzeltmektedir. Bu sebeple hızlı değişimlerin düzeltilmesinde PD denetleyici tercih edilmektedir (Yılmaz ve Kaya 1992).

### 3.5.2.d. Oransal integral türevsel (PID) denetleyici

Oransal, integral ve türevsel denetim etkisinin üçünün de denetim sinyalini etkilediği durumda PID denetleyici elde edilmektedir. Şekil 3.29'da PID denetleyicinin blok şeması gösterilmektedir.



**Şekil 3.29.** Oransal integral türevsel (PID) denetleyici blok şeması

PID denetleyici, Şekil 3.29'dan da görüleceği üzere üç temel denetleyicinin birleşiminden oluşmakta ve bu denetleyicinin sisteme uygulayacağı  $u(t)$ 'nin matematiksel ifadesi denklem (3.100)'de görülmektedir (Gökbulut 2014).

$$u(t) = K_p * e(t) + K_I * \int_0^t e(t)dt + K_d * \frac{de(t)}{dt} \quad (3.100)$$

PID denetleyiciye ait transfer fonksiyonu denklem (3.101)'de görülmektedir (Gökbulut 2014).

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_I}{s} + sK_d = K_p \left( 1 + \left( \frac{K_I}{sK_p} \right) + \left( \frac{sK_d}{K_p} \right) \right) \quad (3.101)$$

Yukarıda gösterilmekte olan denklemlerde kullanılan  $K_p$ ,  $K_I$ ,  $K_d$ ,  $T_d$ ,  $T_i$  ayarlanabilir sabitlerdir. PID denetleyici hatanın birikmiş değerini  $K_I$  kazancı, hatanın değişim hızını  $K_d$  kazancı ve hatanın şimdiki değerini  $K_p$  kazancı aracılığıyla kontrol sinyaline yansıtır (Efe 2012). PID denetleyicisi ile sistemde meydana gelen kalıcı durum hatası ile overshoot ve undershoot salınımları yok edilebilmektedir. PID denetleyicisinin üç parametresinden herhangi ikisi kullanılarak gerçekleştirilebilecek kontrol sistemleri de

mevcuttur. Yani PID denetleyicisi bazen PD(Oransal Türevsel), PI(Oransal İntegral) ve hatta P(Oransal) ve I(İntegral) denetleyicisi halinde kullanılabilir.

Buraya kadar anlatılan tüm denetleyici türlerinde ortak ve asıl amaç, sistemin çıkışında elde edilen değer ile referans değeri arasındaki hatayı sifira indirgemek ve bu sayede istenilen değere ulaşmaktır. Denetleyicilerde  $K_p$ ,  $K_I$ ,  $K_d$  parametreleri ayarlanarak kontrol edilen sistem çıkış değerinin referans değerine minimum sürede, minimum overshoot ve minimum undershoot değerlerinde ulaşması sağlanır.

Sadece P denetleyicinin kullanıldığı sistemlerde istenilen referans değerini elde ederek dengeye ulaşmak mümkündür. Ancak yalnızca P tipi denetleyicinin bulunduğu sistemlerde az da olsa sistemin çıkış değeri ile referans değeri arasında sifira indirgenemeyen bir sapma yani kalıcı durum hatası mevcuttur (Efe 2012). Böyle bir sisteme integral etkinin eklenmesi ile sapma giderilebilmektedir.

PI denetleyici ile kontrol edilen bir sistemde normal şartlar altında sistem referans değerine oturduktan sonra kalıcı durum hatasının meydana gelmesi söz konusu değildir. Sisteme eklenen integral etki sapmayı sifira indirgerken, integral etkiden dolayı paydaya eklenen bir s çarpanı sistemde faz gecikmesi oluşturur ve oluşan bu faz gecikmesi, geri beslemeli sistemin kararlılığını kötüleştirir (Yüksel 2011). Ayrıca integral zamanının çok kısa olması sistemin osilasyona girmesine neden olabilmektedir. PI (Oransal İntegral) denetleyici sistemine, D(Türevsel) etki eklenerek sistem çıkış değerinin referans değere ulaşması için geçen zaman kısaltılabilmektedir (Çorapsız 2009).

### 3.5.2.e. P, I ve D denetleyici karakteristikleri

Oransal denetleyicilerin ( $K_p$ ) yükselme zamanının azalmasında etkisi vardır fakat tamamen yok etmez yani kararlı hal hatası meydana gelir. İntegral denetleyicinin ( $K_I$ ) kararlı hal hatasının yok olmasında etkisi vardır. Fakat bu geçici tepkinin daha kötü olmasına neden olabilir. Türevsel denetleyici ( $K_d$ ), aşmayı azaltır ve geçici tepkiyi

düzeltilir. Kapalı döngü bir sistemde, her bir kontrolcünün kontrol yanıtı üzerindeki  $K_p$ ,  $K_I$  ve  $K_d$  etkisi Çizelge 3.1’de özet olarak gösterilmiştir.

**Çizelge 3.1.** Kapalı döngülü bir sistemde oransal integral ve türevsel denetleyicinin etkisi

<b>Kontrol Yanıtı</b>	<b>Yükselme Zamanı</b>	<b>Aşma</b>	<b>Yerleşme Zamanı</b>	<b>Kararlı Hal Hatası</b>
$K_p$	Azalır	Artar	Az Değişir	Azalır
$K_I$	Azalır	Artar	Artar	Yok Olur
$K_d$	Az Değişir	Azalır	Azalır	Az Değişir.

### 3.5.2.f. Kayan kipli kontrol (KKK)

Genel olarak DC–DC dönüştürücülerin çıkış gerilimlerinin düzenlenmesi gerekmektedir. DC-DC dönüştürücülerini kontrol etmek için kullanılan yöntemlerden biri de kayan kipli kontrol (KKK) yöntemidir. Ayrıca kayan kipli kontrol, kapalı çevrim kontrol sistemlerinde iyi bir performans gösteren kontrol yöntemidir. Kayan kipli kontrol yöntemi yüksek hızlı, doğrusal olmayan bir geri besleme ile önceden belirlenen bir kayma yüzeyi üzerinde zamanda süresiz bir şekilde anahtarlama yapılarak elde edilen, belirgin, doğrusal olmayan, dayanıklı bir denetim yöntemidir (Young *et al.* 1999). Kayan kipli kontrol kararlı ve sağlam (gürbüz) bir yapıya sahiptir (Utkin 1993). Bu kontrol yönteminin en önemli avantajı denetlenecek doğrusal olmayan sistemin matematiksel modelinin tam olarak bilinmesine gerek olmamasıdır. 1950’lerde ilk defa Emelyanov tarafından ortaya atılan teknik, gelişen hızlı anahtarlama teknolojisi ve 1977 yılında ilk kez Vadim Utkin’in makalesi ile ciddi anlamda gündeme gelmiştir (Utkin 1977). Kayan kipli kontrol yönteminde, geri besleme kontrolü kullanılarak kontrol edilecek olan sistem, durum uzayda tanımlanmış olan yüzey üzerinde tutulmak üzere bu yüzey üzerine çekilmektedir. İstenen sistem cevabına göre seçilen bu yüzey durum değişkenlerinden oluşmaktadır ve “kayma yüzeyi” olarak adlandırılmaktadır. Denetlenecek olan sistem kayma yüzeyine bir kere ulaştığı zaman bozucu etkilerden ve

parametre değişimlerinde bağımsız hale gelmektedir. Kayan kipli kontrol teorisinde, kontrol dinamiğinin iki ardışık kipi vardır; birincisi ulaşma kipi ve ikincisi kayma kipidir (Utkin 1977; Hung *et al.* 1993; Nguyen 1998). Kayan kipli kontrol tasarımı, kayma yüzeyi ve kontrolcünün tasarlanması olmak üzere iki aşamadan meydana gelmektedir.

Kayan kipli kontrol ifadesi

$$U = -k * \text{sign}(S) \quad (3.102)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada S, kayma yüzeyi fonksiyonudur. Kayma yüzeyi fonksiyonu denklem (3.103) ile ifade edilmektedir.

$$S = C * e + \dot{e} \quad (3.103)$$

Denklem (3.103) de ifade edilen denklemde C katsayısı, kayma yüzeyinin eğimini, e hata değerini,  $\dot{e}$  de hatanın türevini ifade etmektedir. Kayan kipli kontrolde denetleyicinin başarısı, belirtilen bu eğimin en uygun değerinin tespit edilmesi ile sağlanmaktadır. Kayan kipli kontrolde, sistemde oluşan hata kayma yüzeyinde kaydırılarak orijine getirilmeye çalışılmaktadır. Hata, orijine kaydırıldığında hatanın değeri sıfır olur. Dolayısıyla istenen referans değerine ulaşılmaktadır.

DC-DC dönüştürücülerde kullanılan kontrol sistemlerinden birisi olan kayan kipli kontrolde dönüştürücünün çıkış geriliminin hareketli ortalaması alınmaktadır. Bu yaklaşımın kullanılmasındaki amaç tasarımı kolaylaştırmaktır. SEPIC dönüştürücüde  $x_4$ , çıkış geriliminin hareketli ortalamasını ve K ise istenen çıkış gerilim değerini ifade etmektedir.  $x_4$  ve K'ya bağlı olarak kayan yüzey denklem (3.104) de ifade edilen eşitlik ile tanımlanmaktadır (Utkin 1974; Huang *et al.* 1989).

$$x_4 = K \quad (3.104)$$

Kayan kipli kontrole göre

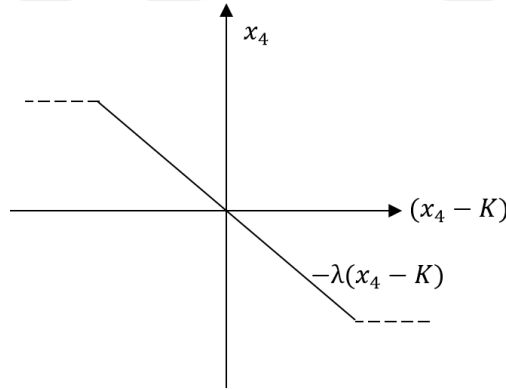
$$x_4 > K \text{ ise } x_4 < 0 \quad (3.105)$$

$$x_4 < K \text{ ise } x_4 > 0$$

olarak seçilir. Birinci mertebeden yol ifadesi denklem (3.106) temel alınarak seçilir. Ayrıca yakınsama hızı denklem (3.106)'e göre kontrol edilebilmektedir.

$$\dot{x}_4 = -\lambda(x_4 - K) \quad (3.106)$$

Denklem (3.106)'de yer alan  $\lambda$ (Lamba) yakınsama faktörü olarak adlandırılmaktadır ve pozitif sayıdır. Dönüştürücüler için yakınsama ilişkisi Şekil 3.30'da gösterilmektedir.



**Şekil 3.30.** DC-DC dönüştürücülerin kayan kipli kontrolü için yakınsama ilişkisi

Sistem, denklem (3.106)'de gösterilen ifadeye göre daha büyük yakınsama faktöründe daha hızlı bir şekilde sürekli duruma ulaşmaktadır. Buna karşı olarak sistem parametrelerinin(görev periyodu, D gibi) sınırlı olmalarından dolayı denklem (3.106)'de gösterilen ifade yer alan yakınsama faktörü( $\lambda$ ) belirli bir değerin üzerinde değer alması mümkün değildir (Çorapsız 2009).

Kontrolcü tasarıımı için durum uzay ortalama yöntemi(SSA) ile elde edilen sistemin durum denklemleri, denklem (3.106)'de görülmekte olan yakınsama hızı eşitliği ile birleştirilmektedir. Yapılan bu birleştirme işlemi sonunda görev periyodu (D) için bir ifade elde edilmektedir. Elde edilen bu ifade sistem parametrelerine ve durum değişkenlerine bağlıdır. Görev periyodu için elde edilen ifadenin önemli olmasının nedeni, bu ifade ile çıkış değişkeninin kontrol edilmesidir. Sistemin ıkı değişkenini, daha az durum değişkeni ve daha az geri besleme ile kontrol edebilmek için bu yaklaşım kullanılmaktadır (orapsız 2009).



## 4. ARAŞTIRMA BULGULARI

### 4.1. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde SEPIC dönüştürücünün simülasyonunun yapılabilmesi için devre topolojisinde yer alan eleman değerleri hesaplanmaktadır. SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre modellerine KKK ve PID denetleyici yapıları eklenerek referans gerilimini takip etmesi yönünde simüle edilmektedir. Hem KKK için hem de PID denetleyici için MATLAB/Simulink ortamında simülasyonları yapılarak sonuçlar elde edilmektedir. SEPIC dönüştürücü için bazı parametreler önceden belirlenmiş ve bu parametrelere göre eleman değerleri hesaplanmaktadır. Bu parametreler Çizelge 4.1’de gösterilmektedir.

**Çizelge 4.1.** SEPIC dönüştürücü için belirlenen parametreler.

$V_{in}$	20 V
$V_o$	12 V
$V_D$	0.7 V
$f_{sw}$	100 kHz
$R$	5 $\Omega$
$I_o$	2.4 A

#### 4.1.1. İdeal devre modeline sahip SEPIC dönüştürücü

İdeal SEPIC dönüştürücü için Çizelge 4.1’de verilen değerler kullanılarak hesaplamalar yapılmaktadır. Öncelikle maksimum görev periyodu hesaplanmış ve daha sonra bobin ve kondansatör değerleri elde edilmiştir.

Denklem(4.1)'de maksimum görev periyodu formülü verilmektedir (Zhang 2013). Çizelge 4.1'de verilen değerler denklem (4.1) de yerine yazılarak maksimum görev periyodu değeri denklem (4.2) de gösterildiği gibi elde edilmektedir.

$$D_{max} = \frac{V_o + V_D}{V_o + V_{in_{min}} + V_D} \quad (4.1)$$

$$D_{max} = \frac{12 + 0.7}{12 + 20 + 0.7} = 0.3883 \quad (4.2)$$

Bobin elemanlarının değerlerini hesaplayabilmek için öncelikle tepeden tepeye dalgalanma akımının elde edilmesi gerekir. Bu tepeden tepeye dalgalanma akımı hesaplanırken dikkat edilmesi gereken nokta bu dalgalanma akımının değeri maksimum giriş akımının %40'ı olmalıdır. Tepeden tepeye dalgalanma akım değerinin hesaplanması için gerekli olan formül denklem (4.3)'de gösterilmektedir (Zhang 2013). Bu formül kullanılarak elde edilen tepeden tepeye dalgalanma akım değeri denklem (4.4) de gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} \Delta I_L &= I_i * \%40 \\ &= I_o * \frac{V_o * \%40}{V_{in_{min}}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

$$\Delta I_L = 2.4 * \frac{12 * \%40}{20} = 0.576 A \quad (4.4)$$

Bobin değerlerinin hesabı için kullanılacak olan formül denklem (4.5)'de ifade edilmektedir (Zhang 2013). Denklem (4.4)'de elde edilen  $\Delta I_L$  değeri denklem (4.5)'de yerine yazılarak bobin değerleri denklem (4.6)'de hesaplanmaktadır.

$$L_1 = L_2 = L = \frac{V_{in_{min}}}{\Delta I_L * f_{sw}} * D_{max} \quad (4.5)$$

$$L_1 = L_2 = L = \frac{20}{0.576 * 100 * 10^3} * 0.3883 = 134 \mu H \quad (4.6)$$

Diğer taraftan kullanılan bobinlerin doyuma ulaşmadığını garanti altına almak için bobinlerin tepe akımlarının bilinmesi gerekmektedir. Tepe akımlarının hesaplanabilmesi için denklem (4.7) ve denklem (4.8)'de görülmekte olan formüller kullanılmaktadır (Zhang 2013). Bobinlerin tepe akımları, denklem (4.7) ve denklem (4.8)'de değerler yerine yazılarak denklem (4.9) ve denklem (4.10)'da hesaplanmaktadır.

$$I_{L1_{peak}} = I_o * \frac{V_o + V_D}{V_{in_{min}}} * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) \quad (4.7)$$

$$I_{L2_{peak}} = I_o * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) \quad (4.8)$$

$$I_{L1_{peak}} = 2.4 * \frac{12 + 0.5}{20} * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) = 1.6125 A \quad (4.9)$$

$$I_{L2_{peak}} = 2.4 * \left(1 + \frac{\%15}{2}\right) = 2.58 A \quad (4.10)$$

$C_1$  kondansatörün değerinin hesaplanabilmesi için üzerindeki tepeden tepeye dalgalanma geriliminin bilinmesi gerekir. Bu tez çalışmasında yapılacak olan SEPIC dönüştürücü simülasyonu için  $C_1$  kondansatörün tepeden tepeye dalgalanma gerilimi ( $\Delta C_1$ ) 3.55 V olarak seçilmiştir.  $C_1$  kondansatörün hesaplanabilmesi için Denklem (4.11)'de ki denklemden faydalanılmaktadır (Zhang 2013). Denklem (4.11)'de ki eşitlikte değerler yerine yazılıp  $C_1$  değeri çekilerek  $C_1$  kondansatörünün değeri denklem (4.12)'de ki gibi hesaplanmaktadır.

$$\Delta C_1 = \frac{I_o * D_{max}}{C_1 * f_{sw}} \quad (4.11)$$

$$C_1 = \frac{2.4 * 0.3883}{3.55 * 100 * 10^3} = 2.6 \mu F \quad (4.12)$$

ESR ve çıkış kondansatörünün değerleri denklem (4.13) ve denklem (4.14) kullanılarak hesaplanmaktadır (Zhang 2013). Bu formüller kullanılarak denklem (4.15) ve denklem (4.16)'da ki gibi ESR ve çıkış kondansatörünün değerleri hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalar yapılırken denklemler de yer alan  $V_{ripple}$  değerinin, çıkış geriliminin %0.1923'ü yani yaklaşık olarak %0.2'si olduğu kabul edilmektedir.

$$ESR \leq \frac{V_{ripple} * 0.5}{I_{L_1 peak} + I_{L_2 peak}} \quad (4.13)$$

$$C_2 = \frac{I_o * D}{V_{ripple} * 0.5 * f_{sw}} \quad (4.14)$$

$$ESR \leq \frac{0.001923 * 12 * 0.5}{1.6125 + 2.58} = 2.752 m\Omega \quad (4.15)$$

$$C_2 = \frac{2.4 * 0.3883}{0.001923 * 12 * 0.5 * 100 * 10^3} = 80 * 10^{-5} F \quad (4.16)$$

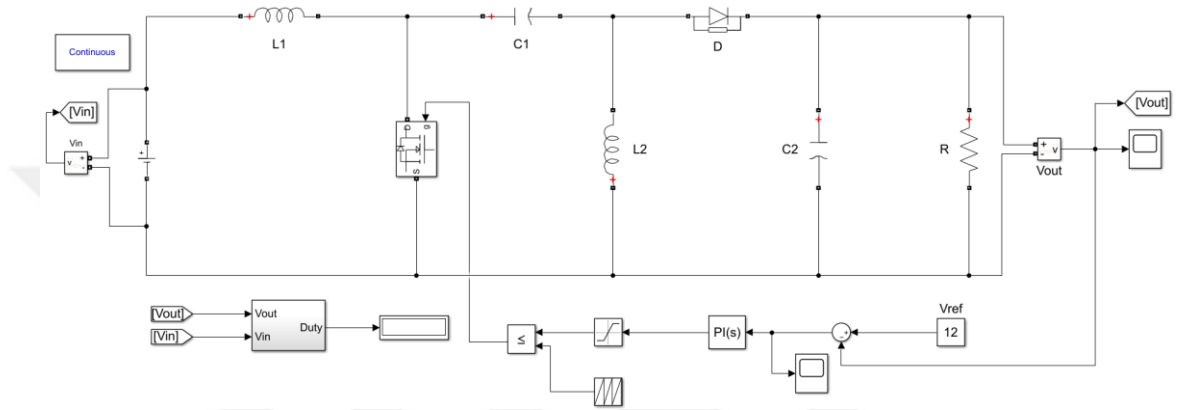
Sonuç olarak PI ve KKK kontrol yöntemleri ile ideal SEPIC dönüştürücünün gerilim denetimi için gereken devre parametreleri Çizelge 4.2'de gösterilmektedir.

**Çizelge 4.2.** SEPIC dönüştürücünün ideal devre parametreleri

Giriş Gerilimi ( $V_{in}$ )	20 V
Çıkış gerilimi ( $V_o$ )	12 V
Bobin Değerleri $L_1$ & $L_2$	134 $\mu H$ & 134 $\mu H$
Kondansatör Değerleri $C_1$ & $C_2$	2.6 $\mu F$ & $80 * 10^{-5} F$
Anahtarlama Frekansı	100 kHz

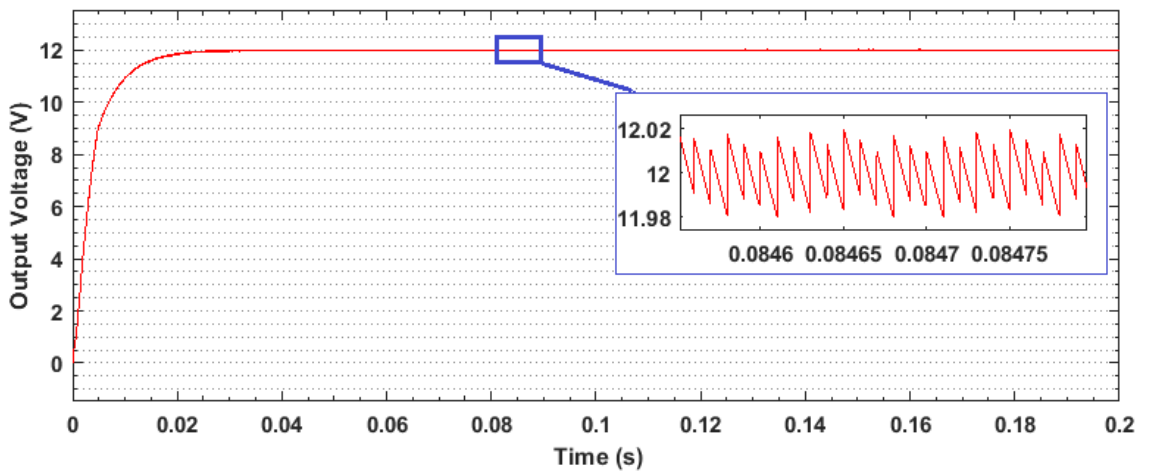
Yük	5 $\Omega$
-----	------------

Şekil 4.1'de PI denetleyici ile denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli görülmektedir.



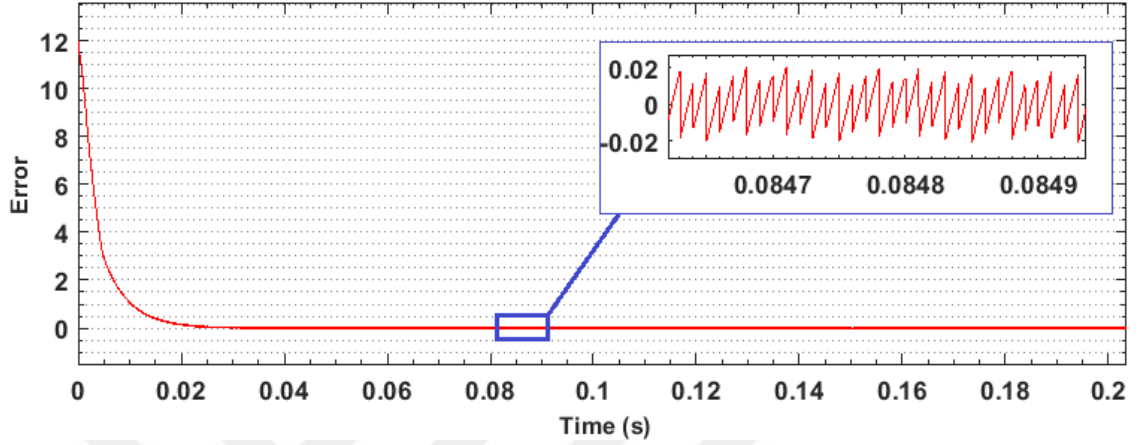
Şekil 4.1. PI yöntemiyle denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli.

Şekil 4.2'de PI denetleyici ile denetlenen sistemin çıkış geriliminin değişim eğrisi gösterilmektedir.

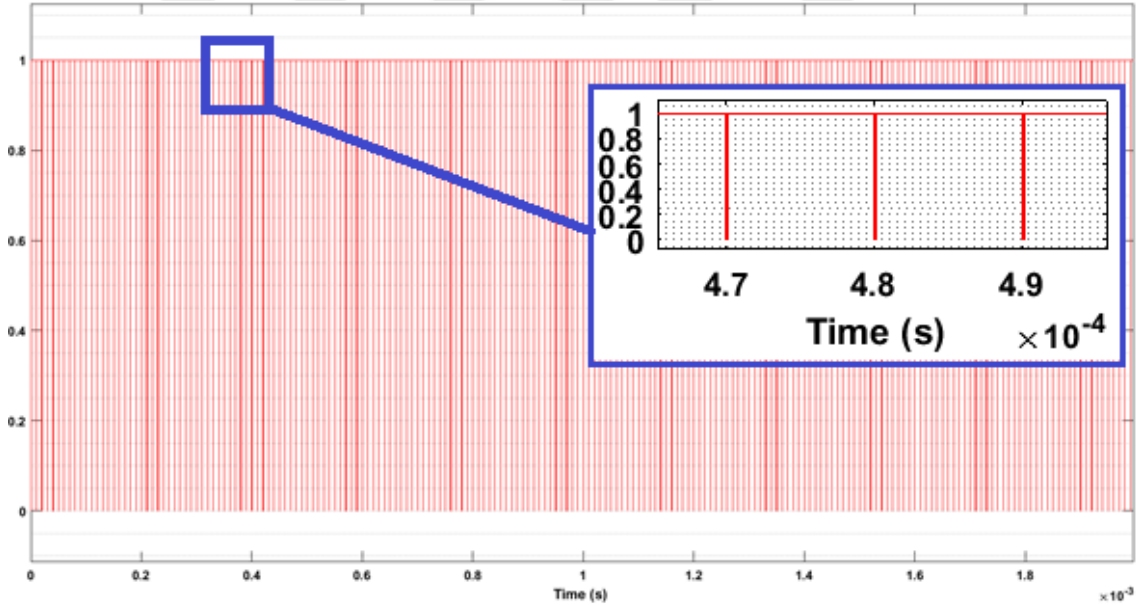


Şekil 4.2. PI denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi

Şekil 4.3’de PI kontrol yöntemi denetlenen sistemin çıkış gerilimindeki hatanın değişim eğrisi gösterilmektedir.



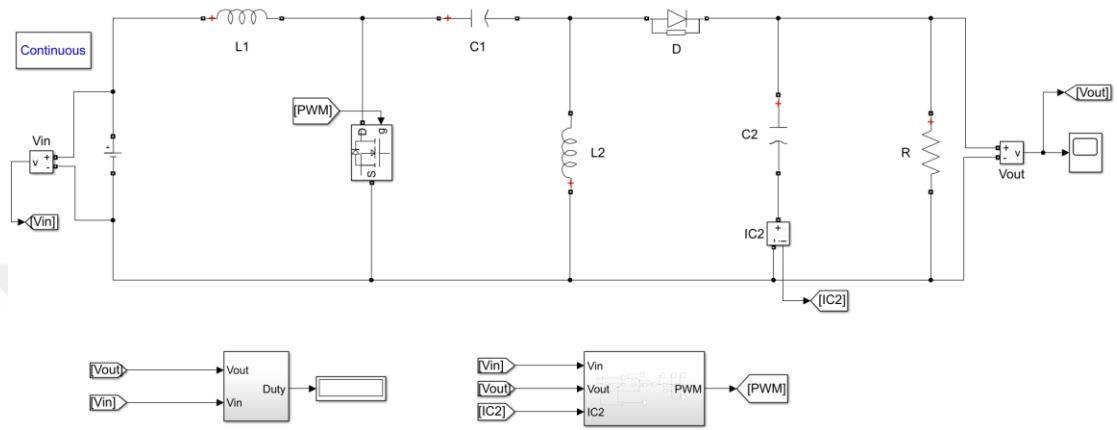
Şekil 4.3. PI denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki hata



Şekil 4.4. İdeal SEPIC dönüştürücünün PI denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

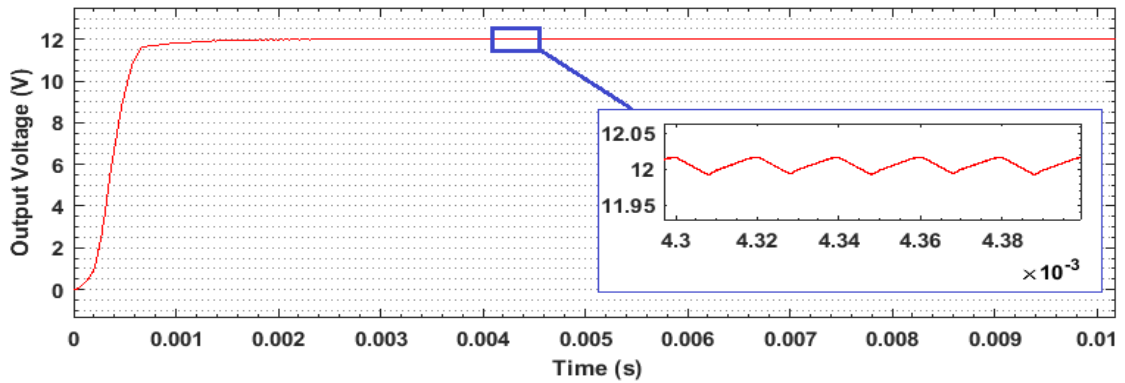
İdeal SEPIC dönüştürücüye bir diğer kontrol yöntemi olarak kayan kipli denetleyici uygulanmaktadır. Kayan kipli denetleyicinin uygulandığı ideal SEPIC dönüştürücü devresi MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmaktadır. Şekil 4.4’de KKK denetleyici

ile denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli görülmektedir. Elde edilen devre modelinin simülasyonu yapılarak çıkış gerilimi ve çıkış geriliminde meydana gelen hatanın grafikleri elde edilmektedir.



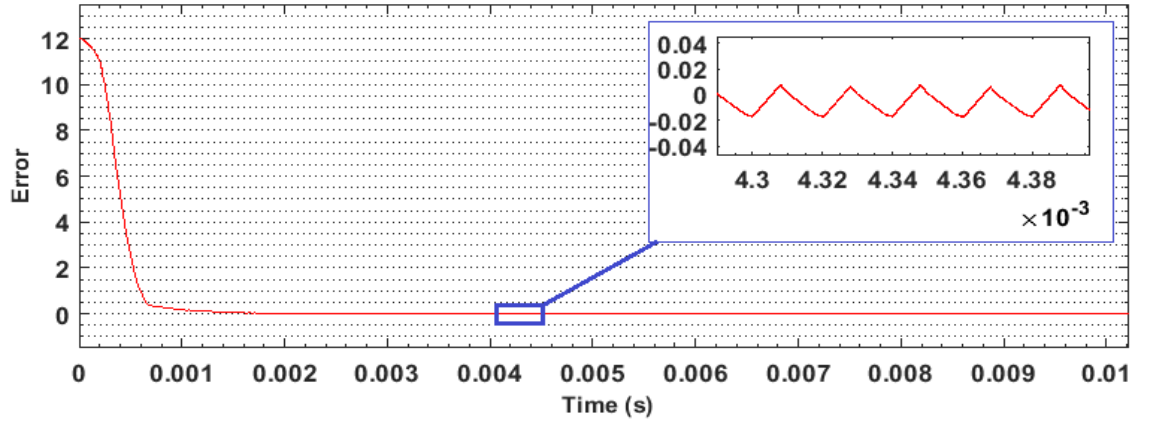
**Şekil 4.5.** Kayan kipli kontrol yöntemiyle denetlenen ideal SEPIC dönüştürücünün simülasyon modeli

Şekil 4.6’da da KKK kontrol yöntemi ile denetlenen sistemin çıkış geriliminin değişim eğrisi gösterilmektedir.

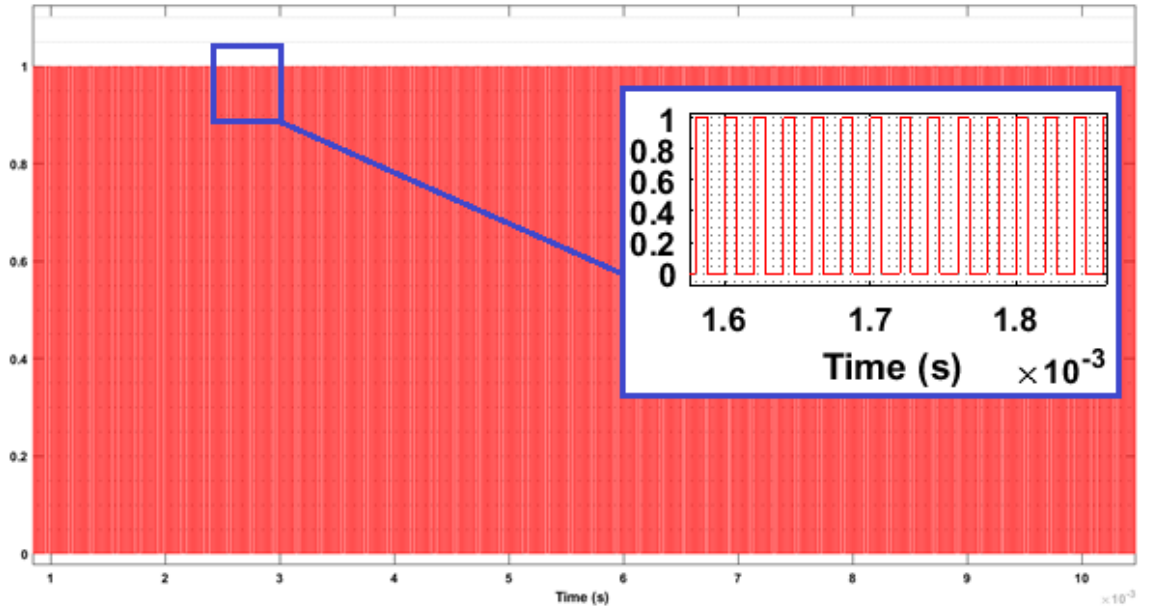


**Şekil 4.6.** KKK denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi

Şekil 4.7’de de KKK kontrol yöntemi ile denetlenen sistemin çıkış gerilimindeki hatanın değişim eğrisi gösterilmektedir.

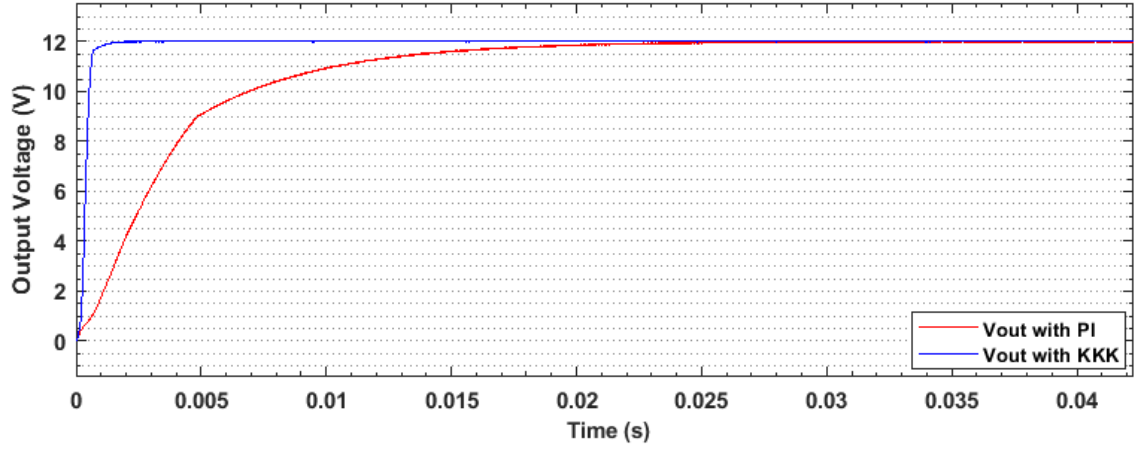


Şekil 4.7. KKK denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki hata



Şekil 4.8. İdeal SEPIC dönüştürücünün KKK denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

Şekil 4.9'da ise ideal SEPIC dönüştürücüye uygulanan PI ve KKK olmak üzere iki farklı denetleyiciye ait çıkış gerilimleri karşılaştırılmıştır.



Şekil 4.9. İdeal SEPIC dönüştürücünün PI ve KKK denetleyicilerine ait çıkış gerilimleri

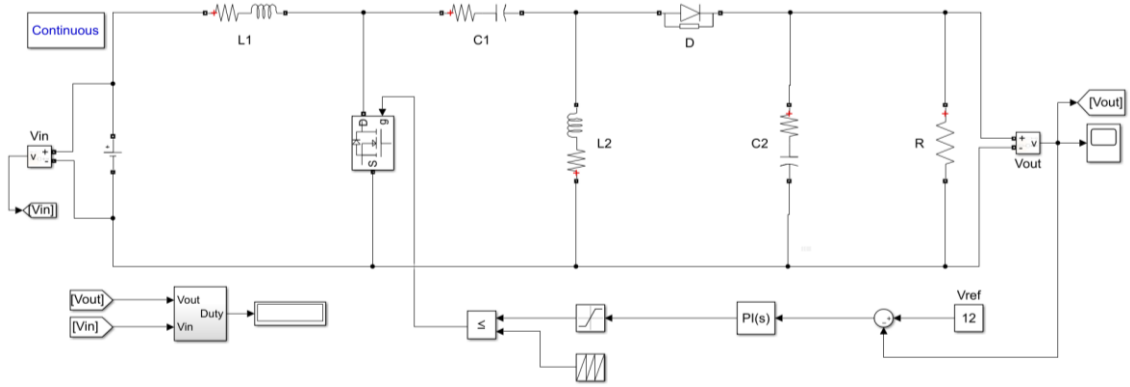
#### 4.1.2. Gerçek zamanlı eşdeğer devre modeline sahip SEPIC dönüştürücü

İdeal SEPIC dönüştürücüde devre parametleri için kullanılan hesaplamalar, SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli içinde geçerlidir. PI ve KKK kontrol yöntemleri ile ideal SEPIC dönüştürücünün gerilim kontrolü için gereken devre parametreleri Çizelge 4.3'de gösterilmektedir.

Çizelge 4.3. SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre parametreleri

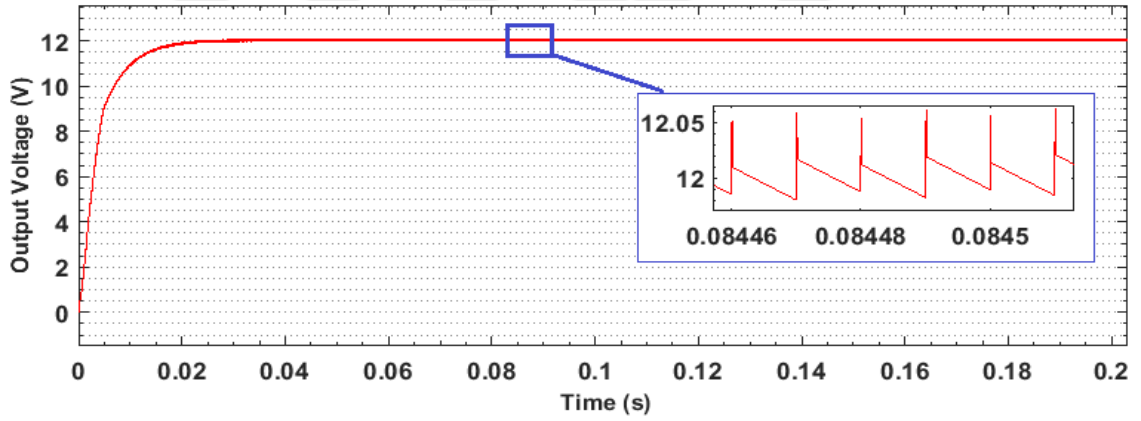
Giriş Gerilimi ( $V_{in}$ )	20 V
Çıkış gerilimi ( $V_o$ )	12 V
Bobin Değerleri $L_1$ & $L_2$	134 $\mu H$ & 134 $\mu H$
Kondansatör Değerleri $C_1$ & $C_2$	2.6 $\mu F$ & $80 \cdot 10^{-5}$ F
Anahtarlama Frekansı	100 kHz
Yük	5 $\Omega$

Şekil 4.10'da PI denetleyici ile denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli görülmektedir.



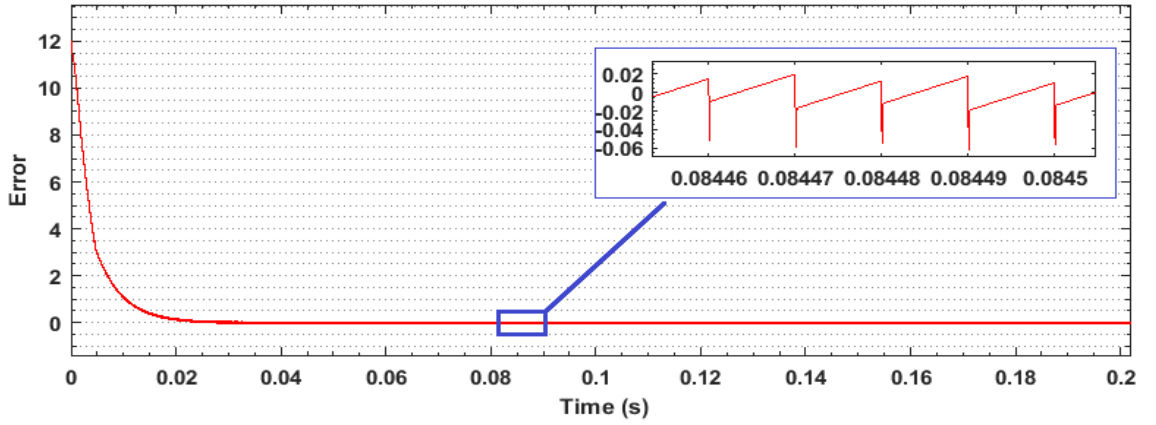
**Şekil 4.10.** PI yöntemiyle denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli.

Şekil 4.11’de PI kontrol yöntemi ile denetlenen sistemin çıkış geriliminin değişim eğrisi gösterilmektedir.

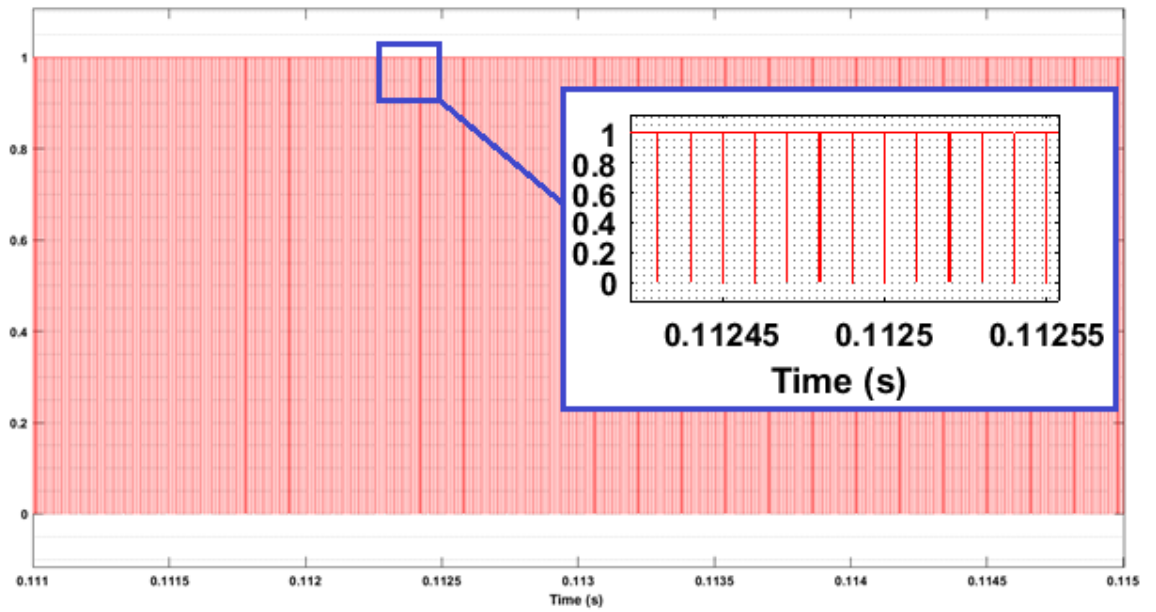


**Şekil 4.11.** PI denetleyiciye sahip gerçek zamanlı eşdeğer SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimi

Şekil 4.12’de PI kontrol yöntemi denetlenen sistemin çıkış gerilimindeki hatanın değişim eğrisi gösterilmektedir.

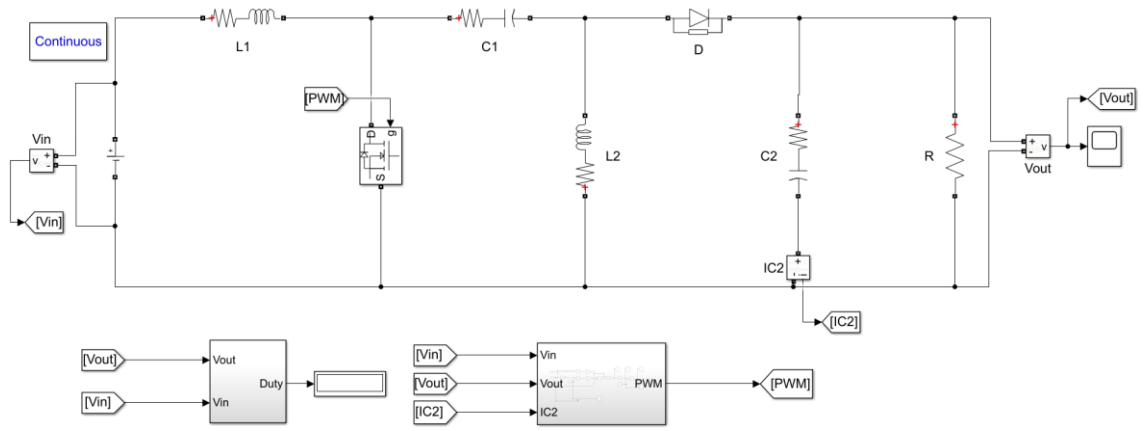


**Şekil 4.12.** PI denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin çıkış gerilimindeki hata



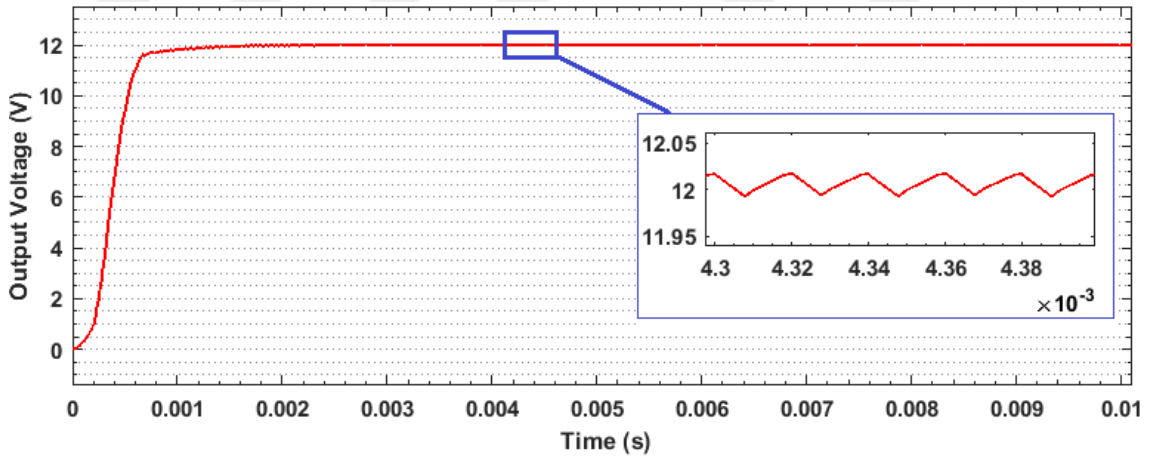
**Şekil 4.13.** SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin PI denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

Şekil 4.14'de KKK denetleyici ile denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli görülmektedir.



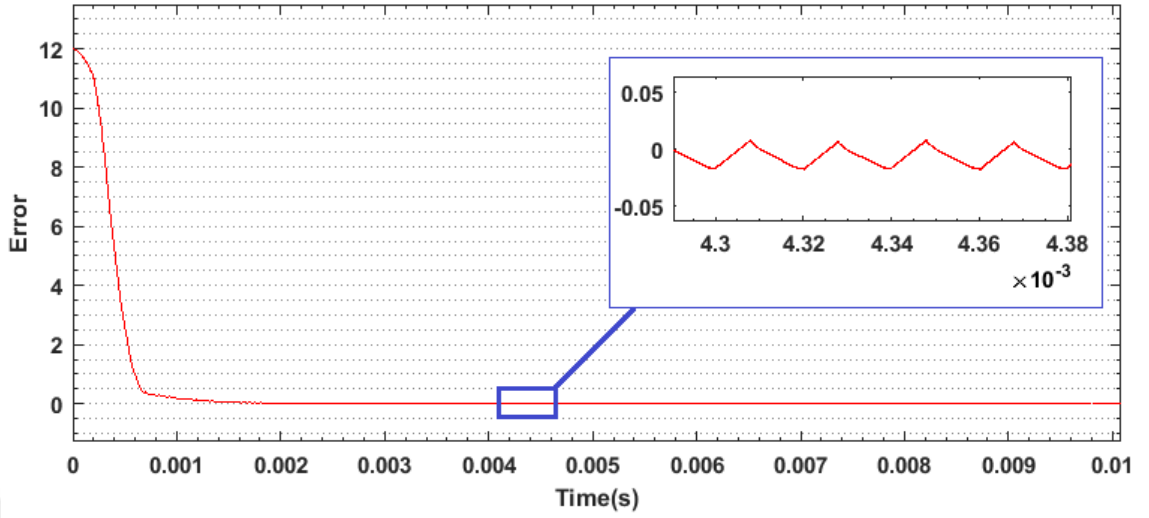
**Şekil 4.14.** Kayan kipli kontrol yöntemiyle denetlenen SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devresinin simülasyon modeli.

Şekil 4.15’de de KKK kontrol yöntemi ile denetlenen sistemin çıkış geriliminin değişim eğrisi gösterilmektedir.

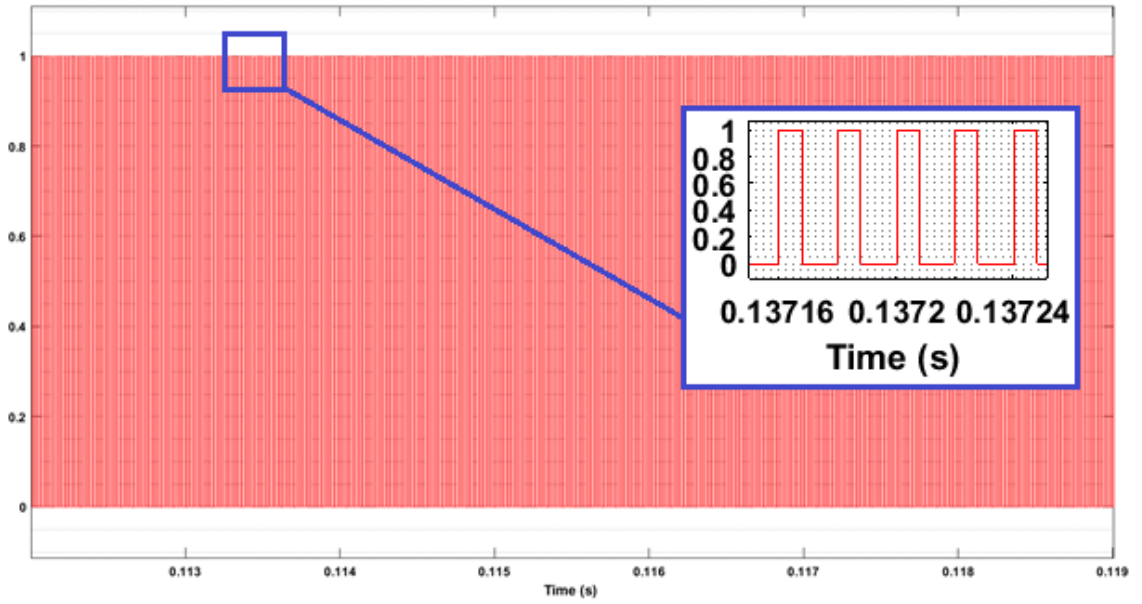


**Şekil 4.15.** KKK denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer modelinin çıkış gerilimi

Şekil 4.16’da KKK kontrol yöntemi ile denetlenen sistemin çıkış gerilimindeki hatanın değişim eğrisi gösterilmektedir.

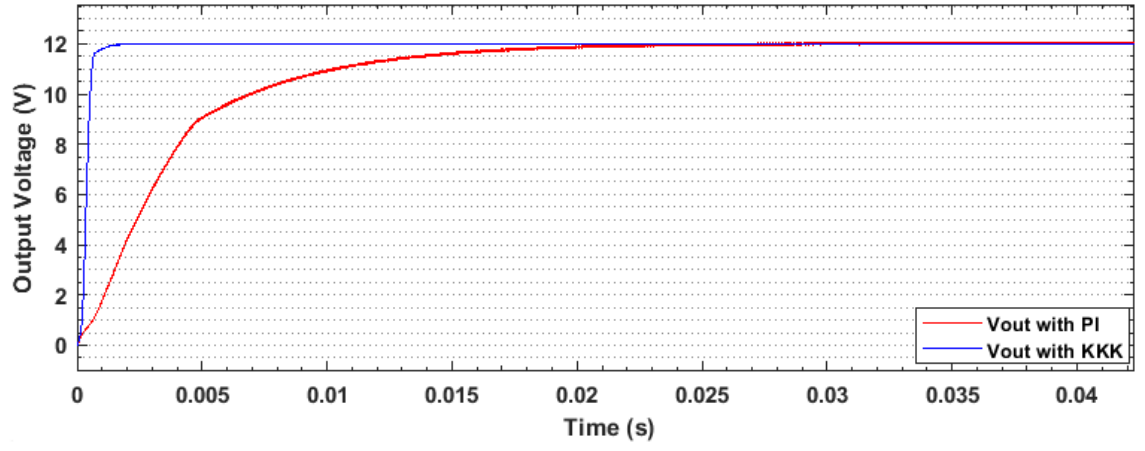


**Şekil 4.16.** KKK denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer modelinin çıkış gerilimindeki hata



**Şekil 4.17.** SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin KKK denetleyici kullanılarak elde edilen denetleyici sinyali değişimi

Şekil 4.18'de ise ideal SEPIC dönüştürücüye uygulanan PI ve KKK olmak üzere iki farklı denetleyiciye ait çıkış gerilimleri karşılaştırılmaktadır.



**Şekil 4.18.** SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin PI ve KKK denetleyicilerine ait çıkış gerilimleri

## 5. TARTIŞMA ve SONUÇ

Bu çalışmada SEPIC dönüştürücünün ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin matematik analizi durum uzay ortalama yöntemi ile elde edilmiş ve modellenmesi Matlab/Simulink programı kullanılarak yapılmıştır. Elde edilen modelden faydalanılarak SEPIC dönüştürücü devresinin PI ve kayan kipli kontrol yöntemleri ile çıkış gerilimi kontrol edilmiştir. Yapılan çalışmanın ilk aşamasında ideal SEPIC dönüştürücünün istenilen referans değerini takip etmesi için PI ve kayan kipli kontrol yaklaşımlarından yararlanılmıştır.

Tasarlanan SEPIC dönüştürücü yapısında 20 Voltluk giriş gerilimine karşılık çıkış geriliminin 12 V olması için PI ve kayan kipli kontrol yöntemi ile denetlenmeye çalışılmıştır. Çalışmanın ilk kısmında ideal SEPIC dönüştürücünün istenilen referansı takip etmesi için PI ve kayan kipli denetleyici kullanılmıştır. PI kontrolcü parametreleri Ziegler-Nichols yöntemi yardımıyla  $K_p = 0.001$  ve  $K_i = 0.2$  olarak hesaplanmıştır. PI kontrol yöntemi uygulandığında çıkış gerilimi yaklaşık 0.031s sonra referansı takip ederken kayan kipli kontrolcü yöntemi kullanıldığında ise çıkış gerilimi 0.0022 s sonra referansı takip etmektedir. Çıkış geriliminde ki hatanın PI kontrol yöntemi için 0.031s, KKK için ise 0.0022s sonra çıkış geriliminin referans gerilimi en az hata ile takip ettiği gözlemlenmektedir. İdeal SEPIC dönüştürücünün PI ve KKK kullanıldığında çıkış geriliminin referans değerine oturma süreleri karşılaştırılmış ve sonuç olarak KKK'nın daha iyi ve avantajlı olduğu görülmüştür.

Çalışmanın ikinci kısmında SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinde çıkış geriliminin en az hata ile istenilen referansı takip etmesi için PI ve kayan kipli denetleyici kullanılmıştır. PI kontrolcü parametreleri ideal SEPIC dönüştürücüdeki  $K_p$  ve  $K_i$  değerleriyle aynı alınmıştır. PI kontrol yöntemi uygulandığında çıkış gerilimi yaklaşık 0.034 s sonra referansı takip etmektedir. Kayan kipli denetleyici kullanıldığı durumda ise çıkış gerilimi 0.0024 s sonra referansı takip etmektedir. PI denetleyicisi kullanıldığında çıkış gerilimindeki hatanın 0.034 s sonra,

kayan kipli denetleyici kullanıldığında ise 0.0024 s sonra en aza indirgenerek çıkış geriliminin referans gerilimini takip ettiği gözlemlenmektedir.

Bu bilgiler ışığında PI denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli ile kayan kipli denetleyiciye sahip SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modeli, çıkış geriliminin referans değerine oturma süreleri yönünden karşılaştırılmaktadır. Bu karşılaştırma sonucunda kayan kipli denetleyicinin daha iyi ve avantajlı olduğu görülmektedir. Ayrıca ideal ve gerçek zamanlı eşdeğer model ile yapılan simülasyon durumları karşılaştırıldığında SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı eşdeğer devre modelinin çıkış geriliminde dalgalanma meydana geldiği görülmektedir.

Kırcioğlu *et al.* (2016) tarafından yapılan çalışmada ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanmanın ( $\Delta V$ ) yaklaşık olarak 0.05 V olduğu görülmektedir. Sharp (2014)'ın yaptığı çalışmada ise ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanmanın ( $\Delta V$ ) yaklaşık olarak 0.05 V olduğu görülmektedir. Bu tezde yapılan çalışmada ise PI denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanma değeri yaklaşık olarak 0.03 V ve KKK denetleyiciye sahip ideal SEPIC dönüştürücünün çıkış gerilimindeki dalgalanma değeri yaklaşık olarak 0.03 V olduğu görülmektedir. Çalışma sonunda elde edilen çıkış gerilimindeki dalgalanma değeri, önceki çalışmalarla karşılaştırıldığında daha iyi bir sonuç elde edilmiştir.

İncelenen dönüştürücünün denetiminde kullanılan PI ve KKK olmak üzere iki farklı denetleyicin hangisinin seçilmesi gerektiğine karar verirken dikkat edilmesi gereken hususlardan biriside dönüştürücü çıkışına bağlanacak olan yükün özellikleridir. Bu durum göz önünde bulundurularak ayrıca incelenmeli ve kullanılacak olan denetleyici türü bu incelemeye göre belirlenmelidir. Daha kesin ve net bir denetleyici analizi KKK'nın derece artırımı ve kayan kipin etkilerinin incelenmesi, PI için ise kontrolcü parametrelerinin literatürde var olan optimizasyon teknikleri ile iyileştirilmesi gerekmektedir. Ayrıca ilerleyen aşamalarda SEPIC dönüştürücünün gerçek zamanlı olarak PI, bulanık mantık denetleyici ve kayan kipli kontrol ile denetimi planlanmaktadır.

**KAYNAKLAR**

- Al-Saffar, M.A., Ismail, E.H., Sabzali, A.J. and Fardoun, A.A., 2008. An improved topology of sepic converter with reduced output voltage ripple. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 23(5), 2377-2386.
- Asadi, F., 2018. Güç Elektroniği. Umutepe Yayınları, İzmit-Kocaeli, 531, Türkiye.
- Babaei, E. and Mahmoodieh, M.E.S., 2014. Calculation of output voltage ripple and design considerations of sepic converter. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 61(3), 1213-1222.
- Bodur, H., 2012. Güç Elektroniği. Birsen Yayınevi, İstanbul, 410, Türkiye.
- Chiang, S.J., Shieh, H.J. and Chen, M.C., 2009. Modeling and control of pv charger system with sepic converter. *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, 56(11), 4344-4353.
- Çorapsız, M.F., 2009. Dc-Dc Dönüştürücülerin gerçek zamanlı denetiminde akıllı sistem uygulamaları. Y.Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Atatürk Üniversitesi.
- Efe, M.Ö., 2012. Otomatik Kontrol Sistemleri. Seçkin Yayıncılık, Ankara, 420, Türkiye.
- El Khateb, A., Abd Rahim, N., Selvaraj, J. and Uddin, M.N., 2014. Fuzzy-logic-controller-based sepic converter for maximum power point tracking. *Ieee Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2349-2358.
- Eng, V., Pinsopon, U. and Bunlaksananusorn, C., 2009. Modeling of a sepic converter operating in continuous conduction mode. *Ecti-Con: 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, Vols 1 and 2, 131-134.
- Falin, J., 2008. Designing Dc/Dc Converters Based On Sepic Topology. *Analog Applications Journal*, 18-23.
- Gireesh, G. and Seema, P.N., 2015. High frequency sepic converter with pwm integral sliding mode control. *Proceedings of Ieee International Conference on Technological Advancements in Power and Energy*, 393-397.
- Gökbulut, M., 2014. Kontrol Sistemlerinin Analizi ve Tasarımı. Seçkin Yayıncılık, Ankara, 544, Türkiye.
- Gules, R., dos Santos, W.M., dos Reis, F.A., Romaneli, E.F.R. and Badin, A.A., 2014. A modified sepic converter with high static gain for renewable applications. *Ieee Transactions on Power Electronics*, 29(11), 5860-5871.
- Hammerbauer, J. and Stork, M., 2013. State space study of the sepic converter. *2013 International Conference on Applied Electronics (Ae)*, 89-92.
- Huang, S., Xu, H., and Liu, Y., 1989. Sliding Mode Controlled Cuk Switching Regulator With Fast Response And First Order Dynamic Characteristic. *IEEE-PESC Conf. Rec.*, 124-129.
- Hung J.Y., Gao, W., and Hung J.C., 1993. Variable Structure Control: A Survey. *IEEE Transactions on Industrial Elect.*, 40(1), 2-22.
- Jaafar, A., Lefranc, P., Godoy, E., Shi, X.F.L., Fayaz, A. and Li, N., 2009. Experimental validation with a control point of view analysis of the sepic converter. *Iecon: 2009 35th Annual Conference of Ieee Industrial Electronics*, Vols 1-6, 428.

- Kavitha, A., Indira, G. and Uma, G., 2008. Analysis and control of chaos in sepic dc - dc converter using sliding mode control. 2008 Ieee Industry Applications Society Annual Meeting, Vols 1-5, 2425-+.
- Kesik, E.P., 2018. Design And Implementation Of A Sepic Battery Charger For Automative Pv Applications. MS Thesis, The Graduate School Of Natural Applied Sciences, Istanbul Technical University.
- Kırcioğlu, O., 2017. Fotovoltaik Sistemlerde Maksimum Güç Noktası İzleyebilen İki Fazlı Sepic Dönüştürücü Tasarımı Ve Uygulaması. Y.Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Kocaeli Üniversitesi.
- Kircioglu, O., Unlu, M. and Camur, S., 2016. Modeling and analysis of dc-dc sepic converter with coupled inductors. 2016 International Symposium on Industrial Electronics (Indel).
- Mattavelli, P., Rossetto, L. and Spiazzi, G., 1997. Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control. Ieee Transactions on Power Electronics, 12(1), 96-102.
- Nguyen, D., 1998. Sliding-Mode Control: Advanced Design Techniques. Doktora Tezi, University of Techology, Sydney
- Rashid, M.H., 2015. Da-Da Dönüştürücüler. Güç Elektroniği, Dördüncü Basımdan Çeviri, Ed: Prof. Dr. Sedat Sünter, Doc. Dr. Timur Aydemir. Ankara, Türkiye, 210-279.
- Ridley, R., 2006. Analyzing The Sepic Converter. Ridley Engineering.
- Salazar-Duque, J.E., Ortiz-Rivera, E.I. and Gonzalez-Llorente, J., 2015. Analysis and non-linear control of sepic dc-dc converter in photovoltaic systems. 2015 Ieee Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (Pepqa).
- Sehirli, E. and Ustun, O., 2016. Design and application of high power factor sepic led driver. 2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering (Eleco), 115-119.
- Sel, A., 2019. Sepic Dönüştürücünün Ayrık Zamanlı Çıkış Geri Beslemeli Dinamik Kayan Kipli Kontrolcü İle Kontrolü. Y.Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Tobb Ekonomi ve Teknoloji Üniversitesi.
- Shahdadi, A., Khajeh, A. and Barakati, S.M., 2018. A new slip surface sliding mode controller to implement mppt method in photovoltaic system. 9th Annual Power Electronics, Drives Systems, and Technologies Conference (Pedstc2018), 212-217.
- Sharp, G., 2014 Sepic Converter Design And Operation [https://web.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-050114-131841/unrestricted/SEPIC\\_MQP\\_Final\\_Report.pdf](https://web.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project-050114-131841/unrestricted/SEPIC_MQP_Final_Report.pdf)
- Spiazzi, G., Mattavelli, P. and Rossetto, L., 1997. Sliding mode control of dc-dc converters. system, 2(1).
- Utkin, V.I., 1974. Sliding Modes and their Application in Variable Structure Systems MIR, Moscow, Russia
- Utkin, V.I., 1977. Variable Structure Systems with Sliding Modes. IEEE Transactions on Automatic Control, 22(2), 212-222.
- Utkin, V.I., 1993. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 40(1), 23-36.

- Yilmaz, H., 2012. Design, Application And Comparison Of Single Stage Flyback And Sepic Pfc Ac/Dc Converters For Power Led Lighting Application. MS Thesis, The Graduate School Of Natural Applied Sciences, Middle East Technical University.
- Yılmaz, M. ve Kaya, İ., 1992. Servo-Senkro Mekanizmalar Ders Notu. Mersin Üniversitesi, Mersin.
- Young, K.D., Utkin, V.I. and Ozguner, U., 1999. A control engineer's guide to sliding mode control. Ieee Transactions on Control Systems Technology, 7(3), 328-342.
- Yüksel, İ., 2011. Otomatik Kontrol. Ankara, 401, Türkiye.
- Zhang, D., 2013. AN-1484 Designing A SEPIC Converter. Texas Instruments.
- Zhao, R.C. and Kwasinski, A., 2009. Multiple-input single ended primary inductor converter (sepic) converter for distributed generation applications. 2009 Ieee Energy Conversion Congress and Exposition, Vols 1-6, 1774-1781.



## ÖZGEÇMİŞ

1995 yılında Erzurum’da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini Erzurum’da tamamladıktan sonra 2013 yılında Gazi Üniversitesi Teknoloji Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü’nü kazandı ve 2017 yılında mezun oldu. 2018 yılında Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makineleri Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans eğitimine başladı.

