

**T.C.
NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GÜNEŞ PANELLERİ İÇİN MİKRO EVİRİCİ TASARIMI
VE ANALİZİ**

**Tezi Hazırlayan
Aydın BOYAR**

**Tez Danışmanı
Doç. Dr. Ersan KABALCI**

**Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

**Mart 2018
NEVŞEHİR**

**T.C.
NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**GÜNEŞ PANELLERİ İÇİN MİKRO EVİRİCİ TASARIMI
VE ANALİZİ**

**Tezi Hazırlayan
Aydın BOYAR**

**Tez Danışmanı
Doç. Dr. Ersan KABALCI**

**Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yüksek Lisans Tezi**

**Mart 2018
NEVŞEHİR**

Doç. Dr. Ersan KABALCI danışmanlığında **Aydın BOYAR** tarafından hazırlanan "**Güneş Panelleri için Mikro Evirici Tasarımı ve Analizi**" başlıklı bu çalışma, jürimiz tarafından Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Yüksek Lisans Tezi** olarak kabul edilmiştir.

23/03/2018

JÜRİ

Başkan

:

Prof. Dr. Saffet AYASUN



Üye

:

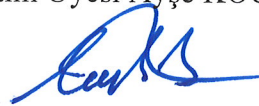
Doç. Dr. Ersan KABALCI



Üye

:

Dr. Öğretim Üyesi Ayşe KOCALMIŞ BİLHAN



ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun **28/03/2018** tarih ve **13-119**... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

28/3/2018
Prof. Dr. Sahlan ÖZTÜRK
Enstitü Müdürü



TEZ BİLDİRİM SAYFASI

Tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada yer alan bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu ve bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.



Aydın BOYAR

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim ve tez çalışmam süresince tüm bilgilerimi benimle paylaşmaktan kaçınmayan, her türlü konuda desteğini benden esirgemeyen ve tezimde büyük emeği olan Sayın Hocam Doç. Dr. Ersan KABALCI'ya, maddi ve manevi olarak her zaman desteklerini hissettiren değerli aileme ve eşim Şeyma BOYAR'a teşekkür ederim.



GÜNEŞ PANELLERİ İÇİN MİKRO EVİRİCİ TASARIMI VE ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Aydın BOYAR

NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Mart 2018

ÖZET

Dünyada elektrik üretiminin büyük bir oranı kömür, petrol, doğalgaz gibi fosil tabanlı kaynaklardan üretilmektedir. Günden güne elektrik tüketimi artarken doğal kaynakların rezervleri ise azalmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynakları ise çevre açısından temiz enerji kaynağıdır. Bu nedenle güneş, rüzgâr, hidroelektrik, jeotermal, biyokütle gibi yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımına yönelik araştırmalar artmaktadır. Güneş, bunların arasında en önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından birisidir. Bu çalışmada, güneş enerjisinden elektrik üretiminin önemli bir parçasını oluşturan mikro evirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mikro eviriciler, düşük güçlü güneş tesislerinde kullanımı yaygınlaşan ve verim yönünden çeşitli avantajlar sağlayan bir evirici türü olarak gelişmektedir. Mikro eviriciler DA-DA konvertör, DA-AA evirici ve kontrol birimlerinden oluşmaktadır. Bu çalışmada, tek bir modül için DA-AA enerji dönüşümü gerçekleştirecek olan bir mikro evirici için çeşitli DA-DA konvertör tasarımları ve kontrol yöntemleri araştırılmıştır. Ticari fotovoltaik (FV) panel güçlerinde meydana gelen artışlar da göz önünde bulundurularak 350W gücünde tasarlanan mikro evirici modelleri, üç farklı DA-DA konvertör topolojisine ve evirici kontrolcüsüne sahiptir. Gölgeleme ve değişken ışımada durumlarında yapılan analizlerde, FV panel girişine farklı değerlerde ışımalar uygulanarak MATLAB Simulink bilgisayar programı ile analizleri gerçekleştirilmiştir.

Anahtar kelimeler: *Yenilenebilir enerji, Güneş enerjisi, Konvertör, Evirici, Mikro evirici.*

Tez Danışman: Doç. Dr. Ersan KABALCI

Sayfa Adeti: 96

THE DESIGN AND ANALYSIS OF MICRO INVERTER FOR SOLAR PANELS

(M. Sc. Thesis)

Aydin BOYAR

**NEVSEHIR HACI BEKTAS VELI UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES**

March 2018

ABSTRACT

A big majority of electrical energy is generated from based fossil sources such as coal, petroleum, natural gas etc. Electricity demand is increasing day by day while the reserve of natural sources are decreasing. Renewable energy sources are clean energy sources in terms of environment. Therefore, there are increasing studies on using renewable energy sources such as solar, wind, hydroelectric, geothermal, biomass etc. The solar energy is one of the most important sources of renewable energy. A micro inverter which constitutes an important part of electricity generation from solar energy is designed in this study. The micro inverters are evolving as a type of inverter that is becoming widespread in low power solar facilities and providing various advantages in terms of efficiency. The micro inverter consists of DC-DC converter, DC-AC inverter and control units. In this study, various DC-DC converter designs and control methods have been investigated for a micro inverter which will perform DC-AC energy conversion for a single module. The micro inverter models which have three different converter topologies and inverter control have been designed with 350 W power by considering recent the increments in panel power. In performed analyzes of partial shading and variable radiation, analyzes were performed with MATLAB Simulink computer program by applying different values to the PV panel input.

Keywords: Renewable energy, Solar energy, Converter, Inverter, Micro inverter.

Thesis Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Ersan KABALCI

Page Number: 96

İÇİNDEKİLER

KABUL VE ONAY SAYFASI.....	i
TEZ BİLDİRİM SAYFASI	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
TABLOLAR LİSTESİ.....	xi
ŞEKİLLER LİSTESİ	xii
HARİTALAR LİSTESİ	xvi
SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	xvii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1. Türkiye’de Elektrik Üretimi.....	3
1.2. Fotovoltaik (FV) Sistemler	5
1.3. FV Sistemlerde Kullanılan Evirici Türleri	5
1.4. Tezin İçeriği ve Bölümler	10
BÖLÜM 2	
FV PANELLER ve MGNT ALGORİTMALARI	12
2.1. FV Paneller.....	12
2.2. Maksimum Güç Noktası Takipçisi (MGNT) Algoritmaları	13
2.2.1. Açık devre gerilim (Voc MGNT) algoritması.....	13

2.2.2.	Kısa devre akım (I_{sc} MGNT) algoritması.....	15
2.2.3.	Değiştir gözle (PO MGNT) algoritması.....	15
2.2.4.	Artan iletkenlik (IC MGNT) algoritması	17

BÖLÜM 3

MİKRO EVİRİCİ BİLEŞENLERİ	20
3.1. DA-DA Konvertörler	20
3.1.1. Azaltan (buck) konvertör	22
3.1.1.1. Mod I: S_{on} durumu.....	22
3.1.1.2. Mod II: S_{off} durumu	23
3.1.2. Arttıran (boost) konvertör	27
3.1.2.1. Mod I: S_{on} durumu.....	28
3.1.2.2. Mod II: S_{off} durumu	29
3.1.3. Azaltan-arttıran (buck-boost) konvertör.....	32
3.1.3.1. Mod I: S_{on} durumu.....	33
3.1.3.2. Mod II: S_{off} durumu	34
3.1.4. Çift fazlı interleaved konvertör	37
3.1.4.1. Mod I: S_{1on}, S_{2off} durumu	38
3.1.4.2. Mod II: S_{1off}, S_{2on} durumu.....	39
3.1.5. Flyback konvertör	42
3.1.5.1. Mod I: S_{on} durumu.....	43
3.1.5.2. Mod II: S_{off} durumu	44

3.2.	DA-AA Eviriciler	45	
3.2.1.	Tek fazlı eviriciler	46	
3.2.1.1.	Yarım köprü evirici	46	
3.2.1.2.	Tam köprü evirici	48	
3.3.	Evirici Modülasyon Yöntemleri ve Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM).....	49	
3.4.	Evirici Çıkış Filtreleri.....	51	
3.4.1.	L filtre.....	51	
3.4.2	LC filtre	51	
3.4.3.	LCL filtre.....	52	
BÖLÜM 4			
MİKRO EVİRİCİ TASARIM ÇALIŞMALARI			55
4.1.	DA-DA Konvertör Tasarımları	55	
4.1.1.	Arttıran konvertör tasarımı.....	55	
4.1.2.	Çift fazlı interleaved konvertör tasarımı	57	
4.1.3.	Flyback konvertör tasarımı	59	
4.2.	Maksimum Güç Noktası Takipçisi (MGNT) Tasarımı	62	
4.3.	DA-AA Tam Köprü Evirici Tasarımı	62	
BÖLÜM 5			
MİKRO EVİRİCİ BENZETİM ÇALIŞMALARI			69
5.1.	Arttıran Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması.....	69	

5.1.1.	FV panelinin ışımaya, çıkış gerilim ve akım analizi.....	70
5.1.2.	Arttıran konvertör ve HF transformatör çıkış gerilim analizi	71
5.1.3.	Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi	72
5.1.4.	Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi	74
5.1.5.	Arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi.....	75
5.2.	Çift Fazlı Interleaved Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması	75
5.2.1.	FV panelinin ışımaya, çıkış gerilim ve akım analizi.....	76
5.2.2.	Çift fazlı interleaved konvertör ve HF transformatör çıkış gerilim analizi..	77
5.2.3.	Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi	78
5.2.4.	Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi.....	80
5.2.5.	Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi .	81
5.3.	Flyback Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması	81
5.3.1.	FV panelinin ışımaya, çıkış gerilim ve akım analizi.....	82
5.3.2.	Flyback konvertör giriş ve çıkış gerilim analizi.....	83
5.3.3.	Flyback konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi.....	84
5.3.4.	Flyback konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi	86
5.3.5.	Flyback konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi.....	87
5.4.	Tasarlanan Mikro Eviricilerin Karşılaştırılması.....	87

BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER90

KAYNAKLAR92

ÖZGEÇMİŞ96



TABLULAR LİSTESİ

Tablo 1.1. Mevcut enerji kaynaklarının tahmini rezerv süresi	2
Tablo 3.1. Yarım köprü eviricinin anahtarlama durumları.....	47
Tablo 3.2. Tam köprü eviricinin anahtarlama durumları.....	49
Tablo 4.1. Tasarlanan arttıran konvertörün parametreleri	56
Tablo 4.2. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün parametreleri	58
Tablo 4.3. Tasarlanan flyback konvertörün parametreleri	61
Tablo 5.1. Arttıran ve çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici tasarımında kullanılan FV panelin parametreleri.....	69
Tablo 5.2. Flyback konvertörlü mikro evirici tasarımında kullanılan FV panelin parametreleri.....	69
Tablo 5.3. Mikro eviricilere ait benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar.....	88
Tablo 5.4. Tasarlanan mikro eviricilerin maliyetleri	89

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	1965-2035 yılları arasında küresel enerji tüketimi	1
Şekil 1.2.	Türkiye’de elektrik üretiminin kaynaklara göre dağılımı	3
Şekil 1.3.	Türkiye’nin aylara göre güneş enerjisi potansiyeli (a) ışıma değeri kWh/m ² -gün (b) saat olarak güneşlenme süresi.....	4
Şekil 1.4.	FV sistemler (a) şebeke bağlantılı (b) şebekeden ayrı	5
Şekil 1.5.	FV evirici türleri (a) merkezi evirici (b) dizi evirici (c) mikro evirici	6
Şekil 1.6.	Mikro evirici genel blok yapısı	8
Şekil 2.1.	FV hücrelerin verimleri	13
Şekil 2.2.	Açık devre gerilim algoritması akış diyagramı	14
Şekil 2.3.	Değiştir gözle algoritmasının temel prensibi	16
Şekil 2.4.	Değiştir gözle algoritması akış diyagramı.....	17
Şekil 2.5.	Artan iletkenlik algoritması akış diyagramı	19
Şekil 3.1.	Mikro evirici yapısı	20
Şekil 3.2.	Basit bir konvertörün (a) yapısı (b) çıkış eğrisi.....	21
Şekil 3.3.	Azaltan (buck) konvertörün devre yapısı	22
Şekil 3.4.	Azaltan konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı	23
Şekil 3.5.	Azaltan konvertörün kesim durumundaki devre yapısı.....	24
Şekil 3.6.	Azaltan konvertörün anahtarlama esnasındaki dalga şekilleri	27
Şekil 3.7.	Arttıran konvertörün devre yapısı	28
Şekil 3.8.	Arttıran konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı.....	28

Şekil 3.9. Arttıran konvertörün kesim durumundaki devre yapısı	29
Şekil 3.10. Arttıran konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri	32
Şekil 3.11. Azaltan-arttıran konvertörün devre yapısı.....	33
Şekil 3.12. Azaltan-arttıran konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı	33
Şekil 3.13. Azaltan-arttıran konvertörün anahtar kesim durumundaki devre yapısı	34
Şekil 3.14. Azaltan-arttıran konvertörün anahtarlama işaretleri	37
Şekil 3.15. Çift fazlı interleaved konvertörün devre yapısı.....	38
Şekil 3.16. S_1 iletimde, S_2 kesimde iken çift fazlı interleaved konvertör devre yapısı ..	38
Şekil 3.17. S_1 kesimde, S_2 iletimde iken çift fazlı interleaved konvertör devre yapısı ..	39
Şekil 3.18. Çift fazlı interleaved konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri	42
Şekil 3.19. Flyback konvertörün devre yapısı	43
Şekil 3.20. Flyback konvertör S anahtarı iletim durumu.....	43
Şekil 3.21. Flyback konvertör S anahtarının kesim durumu	44
Şekil 3.22. Flyback konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri	45
Şekil 3.23. Tek fazlı evirici (a) genel blok diyagram (b) çıkış eğrileri	46
Şekil 3.24. Bir fazlı yarım köprü eviricinin (a) devre yapısı (b) çıkış eğrisi.....	47
Şekil 3.25. Bir fazlı tam köprü eviricinin (a) devre yapısı (b) çıkış eğrisi	48
Şekil 3.26. SDGM'nin üretimi (a) taşıyıcı üçgen ve referans sinüs işaretinin karşılaştırılması (b) S_1 ve S_4 'ün anahtarlama işareti (c) S_2 ve S_3 'ün anahtarlama işareti.....	50
Şekil 3.27. Tam köprü eviricinin SDGM işaretinin PI kontrolcü ile üretilmesi.....	50

Şekil 3.28. L filtre devre yapısı	51
Şekil 3.29. LC filtre devre yapısı.....	51
Şekil 3.30. LCL filtre devre yapısı	52
Şekil 3.31. r parametresine bağlı salınım miktarı.....	54
Şekil 4.1. Mikro evirici tasarım aşamaları.....	55
Şekil 4.2. Tasarlanan arttıran konvertörün devre yapısı.....	57
Şekil 4.3. Tasarlanan arttıran konvertörün çıkış gerilimi	57
Şekil 4.4. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün devre yapısı	59
Şekil 4.5. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün çıkış gerilimi	59
Şekil 4.6. Tasarlanan flyback konvertörün devre yapısı	61
Şekil 4.7. Tasarlanan flyback konvertörün çıkış gerilimi.....	61
Şekil 4.9. Tasarlanan eviricinin devre yapısı.....	65
Şekil 4.10. Evirici anahtarlama ve kontrol birimi	66
Şekil 4.11. Evirici anahtarlama işaretleri	67
Şekil 4.12. Eviricinin filtreden önceki çıkış gerilimi	67
Şekil 4.13. Evirici çıkışı yük uçlarındaki V_{rms} ve I_{rms}	68
Şekil 4.14. Evirici çıkışı yük uçlarındaki V_{rms} ve I_{rms} detaylı dalga şekilleri	68
Şekil 5.1. Arttıran konvertörlü mikro eviricinin devre yapısı	70
Şekil 5.2. FV panelinin ışımaya, çıkış gerilim ve akım grafikleri	71
Şekil 5.3. Arttıran konvertör ve HF transformatör çıkış gerilimleri.....	72
Şekil 5.4. Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri	73

Şekil 5.5. Arttıran konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları (a) gerilim (b) akım.....	74
Şekil 5.6. Arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü.....	75
Şekil 5.7. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici devre yapısı.....	76
Şekil 5.8. FV panelinin ışımaya, fotovoltaik gerilim ve akım grafikleri	77
Şekil 5.9. Çift fazlı interleaved konvertör ve HF transformatör çıkış gerilimi	78
Şekil 5.10. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri.....	79
Şekil 5.11. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları (a) gerilim (b) akım.....	80
Şekil 5.12. Çift fazlı arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü.....	81
Şekil 5.13. Flyback konvertörlü mikro evirici devre yapısı.....	82
Şekil 5.14. FV panelin ışımaya, fotovoltaik gerilim ve akım grafikleri	83
Şekil 5.15. HF transformatörün giriş ve çıkış gerilimleri	84
Şekil 5.16. Flyback konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri.....	85
Şekil 5.17. Flyback konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları (a) gerilim (b) akım.....	86
Şekil 5.18. Flyback konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü.....	87
Şekil 5.19. Mikro eviricilerin referans ile çıkış gerilimi karşılaştırılması	89
Şekil 6.1. Mikro evirici çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri (a) arttıran konvertörlü (b) çift fazlı interleaved konvertörlü (c) flyback konvertörlü	90

HARİTALAR LİSTESİ

Harita 1.1. Türkiye güneş enerji potansiyeli GEPA	4
---	---



SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ

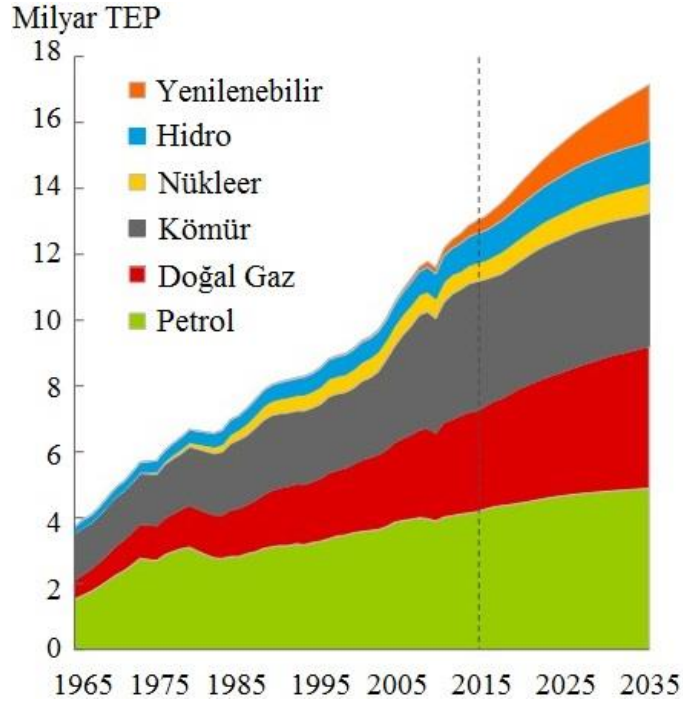
TWh	Terawatt hour
TEP	Milyar ton eşdeğer petrol
FV	Fotovoltaik
HES	Hidroelektrik santralleri
kWh	Kilowatt hour
m²	Metrekare
GEPA	Güneş enerjisi potansiyel atlası
kW	Kilowatt
W	Watt
DA	Doğru akım
AA	Alternatif akım
MGNT	Maksimum güç noktası takipçisi
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
SDGM	Sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu
PI	Proportional Integral
V_{ref}	Referans gerilim
NOCT	Nominal Operating Cell Temperature
T_c	Hücre sıcaklığı
T_a	Ortam sıcaklığı
G	Işıma değeri
μ_p	Panelin sıcaklığa bağımlılık katsayısı
P_{STC}	Standart test koşullarındaki panel gücü
NREL	National Renewable Energy Laboratory
GaAs	Galyum Arsenit
V_{oc}	Açık devre gerilimi
V_{fv}	Fotovoltaik panel gerilimi
V_{mp}	Maksimum güç noktası gerilimi
I_{mp}	Maksimum güç noktası akımı
I_{sc}	Fotovoltaik panel kısa devre akımı
D	Anahtar görev oranı
PO MGNT	Perturb and observe maksimum güç noktası takipçisi

dP	Güç değişimi
dV	Gerilim değişimi
dI	Akım değişimi
P	Güç
V	Gerilim
I	Akım
t_{on}	Anahtarın iletimde kalma süresi
t_{off}	Anahtarın kesimde kalma süresi
L	Bobin
C	Kondansatör
R	Direnç
D₁, D₂	Diyot
S	Anahtar
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilimi
T_s	Periyot
f_s	Frekans
V_r	Çıkış gerilimindeki salınım değeri
HF	Yüksek frekanslı transformatör
L_m	Magnetizasyon bobini
n	Transformatör dönüştürme oranı
m_a	Modülasyon oranı
ω_r	Sinüzoidal referans frekansı
V_e	Hata sinyali
f_{res}	Kesim frekansı
k_a	Zayıflatma faktörü
Z_b	Temel baz empedansı
V_{rms}	Gerilimin etkin değeri
I_{rms}	Akımın etkin değeri
FFT	Hızlı fourier dönüşümü
THD	Toplam harmonik distorsiyon

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Dünyada enerji tüketimi 2012’de yaklaşık 16 TWh iken önümüzdeki yıllarda bu değerin sürekli artış halinde olması beklenmektedir. Enerji krizi ya da petrol krizi, dünya genelinde gündemde olan bir konudur. 1970’lerde petrol fiyatının sürekli artması sonucu dünyada büyük bir petrol kriz yaşandı. Petrol o yıllarda ülke ekonomilerinin en önemli faktörüdür. 21. yüzyılda Dünya enerji tüketiminin çoğunluğunu oluşturduğu için petrol krizi daha da yaygınlaşmış ve bundan dolayı toplumun geleceği konusunda endişeler de artmıştır [1]. Son yıllarda dünyada enerji tüketiminde büyük bir artış yaşanmıştır. Enerji tüketiminin belirgin yükselişiyle ilgili ayrıntılar Şekil 1.1’de görülmektedir. 2035 yılında, kümülatif enerji tüketiminin 17 milyar ton eşdeğer petrol (TEP) oranına ulaşacağını gösteren bu şekilde, yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımındaki artışın hidroelektrik ve nükleer enerji kaynaklarından daha fazla olacağı görülmektedir. Gelişen teknoloji ve hızla artan nüfus, enerji tüketiminin de hızla artmasının sebepleri arasında yer almaktadır.



Şekil 1.1. 1965-2035 yılları arasında küresel enerji tüketimi [2]

Enerji kaynaklarının çoğunun sürdürülebilir olmadığı bilinmektedir. BP 2017 Dünya Enerji İstatistik İncelemesi başlıklı çalışmaya göre kalan enerji kaynaklarının tahmini ömürleri Tablo 1.1’de gösterilmektedir. Bu verilere göre, en önemli enerji kaynağı olan petrolün ancak 53 yıl kullanılabilceği ve mevcut sanayi sisteminin 2067 yılına doğru ciddi bir sorun ile karşı karşıya kalacağı öngörülmektedir. Bu nedenle, alternatif enerji kaynaklarına yönelmenin önemi ortaya çıkmıştır [1,3].

Tablo 1.1. Mevcut enerji kaynaklarının tahmini rezerv süresi

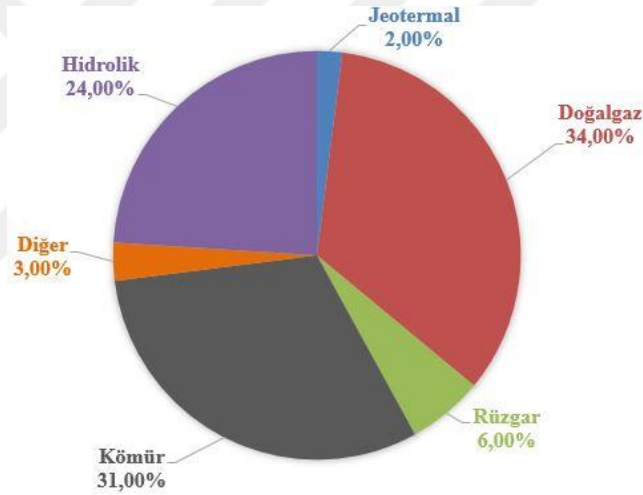
Kaynak Türü	Tahmini Rezerv Süresi
Petrol	53 Yıl
Kömür	113 Yıl
Doğal Gaz	55 Yıl
Güneş	Sınırsız

Küresel ekonomik büyüme hızının artması ve dünya endüstrisindeki olağanüstü gelişmelerle birlikte, sürdürülebilir enerji talebi de hızla artmaktadır. Fosil yakıt kaynakları hızla tükenmekte olup, fosil yakıtların sebep olduğu çevresel kirlilik de artış göstermektedir. Bu durumda, yenilenebilir enerji olarak da adlandırılan yeşil enerji, dünya endüstrisi için alternatif bir kaynak olarak en iyi seçimdir. Genellikle yenilenebilir enerji alanında uygulanan ana teknolojiler; rüzgâr enerjisi, hidroelektrik, güneş enerjisi, jeotermal enerji ve biyokütle enerjisi olarak sınıflandırılabilir. Fotovoltaik (FV) teknolojisinde gerçekleşen yeniliklerle birlikte güneş enerjisine olan ilgi de artmaktadır [1]. Güneş enerjisinden elektrik üretimi önemli avantajlara sahiptir [4]. Bunlar;

- temiz,
- güvenilir,
- sürdürülebilir,
- az bakım gerektiren,
- gürültü kirliliği olmayan,
- ve uygun güneş ışığı bulunan herhangi bir yere kurulmasının yapılabilir olması şeklinde özetlenebilir.

1.1. Türkiye’de Elektrik Üretimi

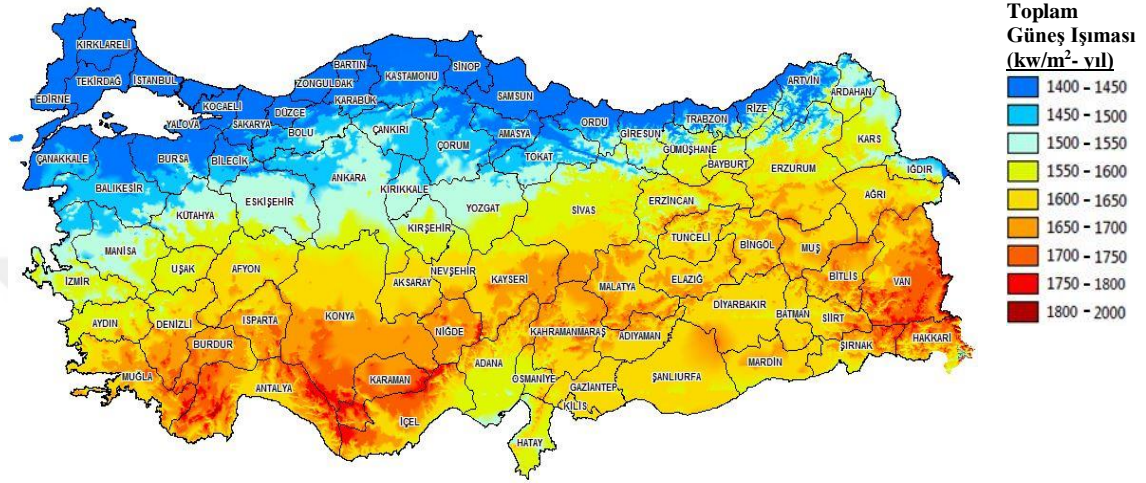
Türkiye’de elektrik üretiminde daha çok kömür ve doğalgaz kaynakları kullanılmaktadır. Bu kaynaklardan sonra 3. sırada ise hidroelektrik santralleri (HES) ile elektrik üretimi gelmektedir. Rüzgâr, güneş, jeotermal ve diğer kaynaklar kullanılarak gerçekleştirilen elektrik üretiminin oranı ise daha düşüktür. Türkiye’de elektrik üretiminin kaynaklara göre dağılımı Şekil 1.2’de verilmiştir [5]. 2017 yılı Temmuz ayı verilerine göre Türkiye’de elektrik üretiminin %34’ü doğalgazdan, %31’i kömürden, %24’ü hidrolik enerjiden, %6’sı rüzgâr enerjisinden, %2’si jeotermal enerjiden, %3’ü ise diğer kaynaklardan üretilmektedir. Güneş enerjisinden elektrik üretimi diğer kaynaklar içerisinde yer almaktadır [6].



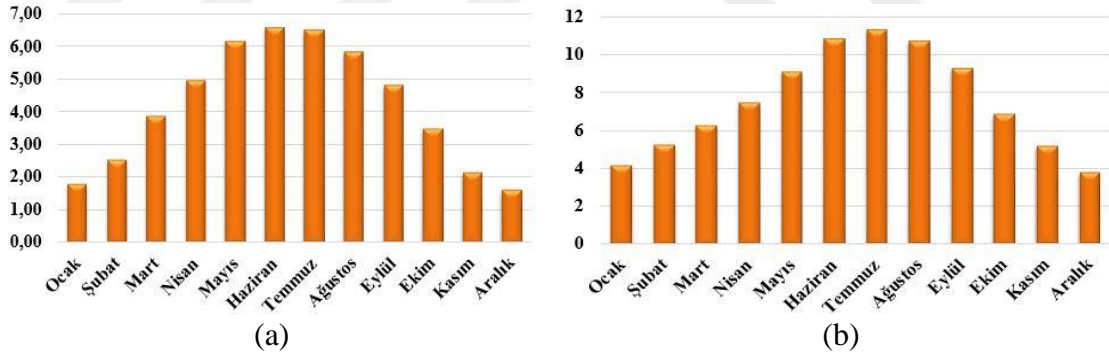
Şekil 1.2. Türkiye’de elektrik üretiminin kaynaklara göre dağılımı [6]

Türkiye’nin güneş enerji potansiyeli atlası Harita 1.1’de verilmiştir. Türkiye güneş enerjisi bakımından oldukça önemli bir konuma sahip olmasına rağmen elektrik üretiminde güneş enerjisinde yeterli oranda faydalanılmamaktadır. Arazi şartlarının uygun olmaması, yerli ürünlerin yeterli miktarda bulunmaması, ilk yatırım maliyetlerinin yüksek olması ve yeni bir teknoloji olarak görülmesi gibi faktörler güneş enerjisinden faydalanmayı engelleyen başlıca etmenlerdir. Şekil 1.3’te Türkiye’nin aylara göre günlük güneş enerjisi potansiyeli ve güneşlenme süresi gösterilmiştir. Şekil 1.3.a’da görüldüğü üzere ülkemizin günlük ışıma oranının ortalaması 4,2 kWh/m² iken yıllık ortalama ışıma potansiyeli 1527 kWh/m².yıl’dır. Şekil 1.3.b’deki verilere göre Türkiye’nin günlük ortalama güneşlenme süresi 7,5 saat iken yıllık ortalama

güneşlenme süresi 2737 saat olarak tespit edilmiştir. Ülkemizde elektrik üretiminde güneş enerjisinin kullanımı; yüksek güneş enerjisi potansiyeline sahip olunması, teknolojinin gelişmesi ve buna bağlı olarak kurulum maliyetlerinin düşmesiyle diğer yenilenebilir enerji kaynaklarına göre daha hızlı artış göstermektedir [7,8].



Harita 1.1. Türkiye güneş enerjisi potansiyeli GEPA [8]

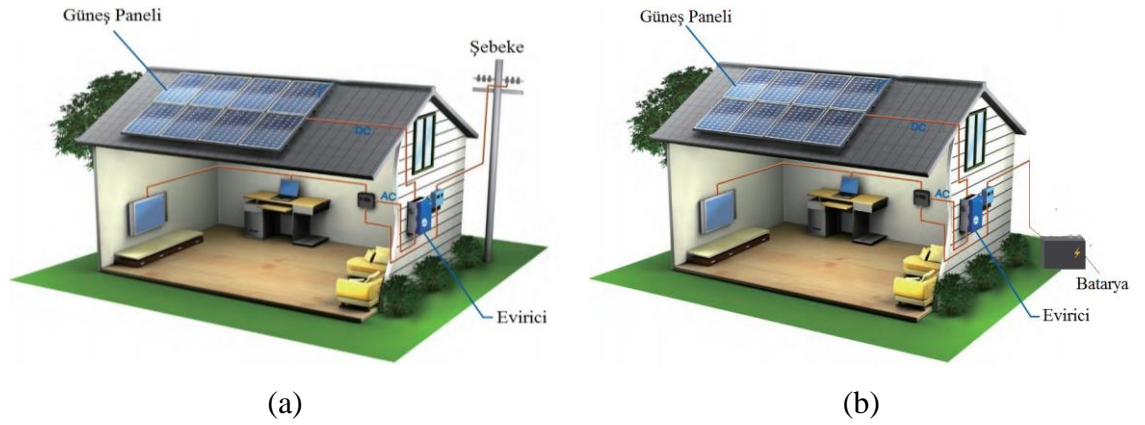


Şekil 1.3. Türkiye'nin aylara göre güneş enerjisi potansiyeli (a) ışıma değeri kWh/m²-gün (b) saat olarak güneşlenme süresi [8]

Yenilenebilir enerji kaynaklarından elektrik üretimi tüm dünyada olduğu gibi ülkemizde de hızla yaygınlaşmaktadır. Ülkemizde yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan güneş enerjisinden elektrik üretimi ile ilgili yasal düzenlemeler, teşvikler ve destekler artmakla birlikte doğal olarak uygulama projeleri de artış göstermektedir. Güneş enerjisinden elektrik üretiminin önemli bir bölümünü oluşturan eviricilerin tasarımı sistemin verimi açısından oldukça önemlidir.

1.2. Fotovoltaik (FV) Sistemler

FV sistemler, güneş ışığını elektriğe dönüştüren sistemlerdir. İlk kez 1839'da Fransız bilim adamı Becquerel, Güneş ışığının güneş hücresine yönlendirdiğinde elektrik akımının oluştuğunu tespit etmiştir. 1954'te FV paneller ilk kez ticari olarak üretilmiştir. Günümüzde ise FV sistemlerin uygulama alanı oldukça genişlemiştir. Aydınlatma, su pompalama sistemlerinde, telekomünikasyon sistemlerinde ve diğer pek çok sistemde elektrik enerjisi FV teknolojisiyle sağlanabilmektedir [9]. Şekil 1.4'te gösterildiği gibi FV sistemler şebeke bağlantılı ve şebekeden ayrı olmak üzere ikiye ayrılırlar. Şebeke bağlantılı FV sistemler şebeke ile etkileşimli olarak çalışır. Bu tür sistemde üretilen elektrik depo edilmeden doğrudan şebekeye aktarılmaktadır. Şebeke bağlantılı olmayan FV sistemlerde ise üretilen elektrik depo edilmek zorundadır. Bu sistemler, şebeke hattının bulunmadığı yerlerde daha çok kullanılmaktadır. Bu sistemin avantajları; kurulumun kolay, şebeke hattının olmadığı yerlerde sağlıklı bir çözüm yolu olması ve şebeke hattı bağlantısı maliyetine kıyasla daha uygun olması şeklinde sıralanabilir [10].

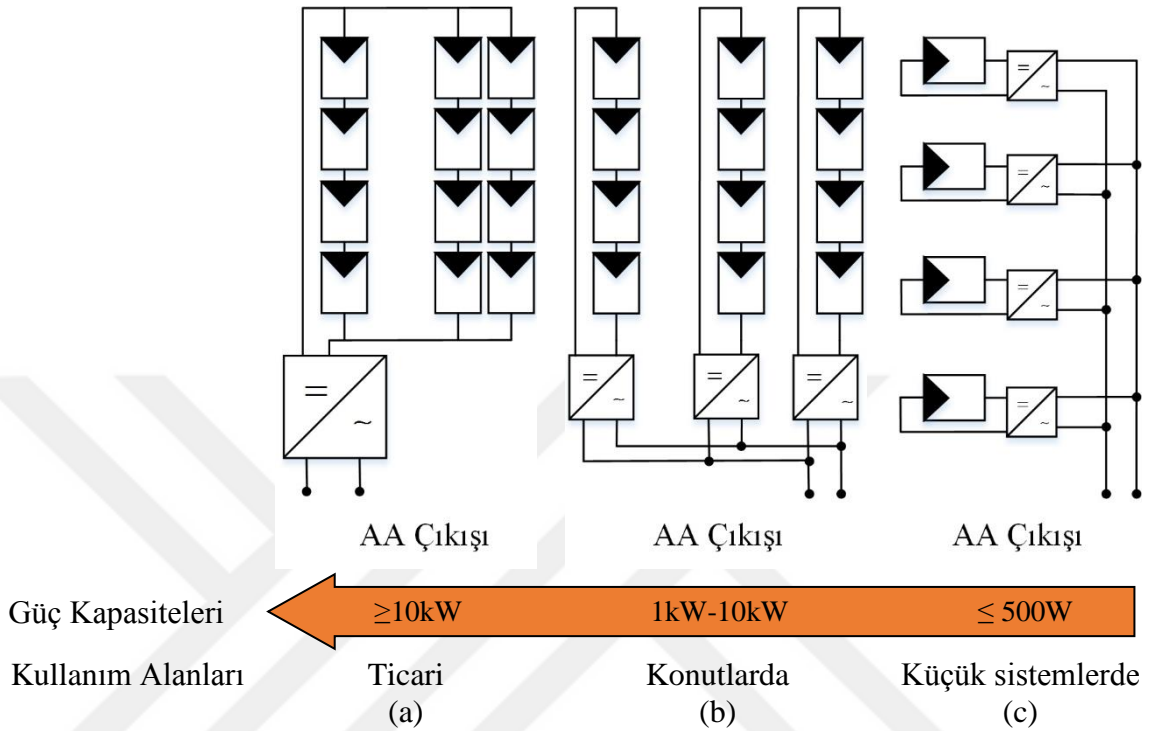


Şekil 1.4. FV sistemler (a) şebeke bağlantılı (b) şebekeden ayrı

1.3. FV Sistemlerde Kullanılan Evirici Türleri

Günümüzde kullanılan birçok FV evirici türleri bulunmaktadır. FV sistemlerde yaygın olarak kullanılan evirici türleri Şekil 1.5'te görülmektedir. Eviriciler çoğunlukla merkezi evirici, dizi evirici ve mikro evirici olarak sınıflandırılır. Merkezi evirici ile dizi evirici topolojileri yapı olarak birbirine benzerlik göstermekle birlikte dizi eviriciler 1kW ile 10kW güç aralığında kullanılırken merkezi eviriciler 10kW'dan daha yüksek

güçlerde ve MW seviyesinde kullanılmaktadır. Mikro eviriciler ise 500W güce kadar FV uygulamalarında kullanılmaktadır [1].



Şekil 1.5. FV evirici türleri (a) merkezi evirici (b) dizi evirici (c) mikro evirici

Merkezi eviricili FV sistemler bir dizi FV panellerden oluşmaktadır. Bu FV panellerinin kontrolü tek bir merkezi evirici ile gerçekleştirilir. Dizi eviricili FV sistemlerde ise her FV paneli dizisi bir eviriciye sahiptir. Mikro eviricilerin diğer FV eviricilerden güç seviyesi olarak farklılık göstermesinin yanı sıra bir diğer özelliği de her bir FV paneline ait bir mikro eviricinin kullanılmasıdır. Mikro eviricili FV sistemlerin maliyeti yüksek olduğu için çok tercih edilmemektedir. Buna rağmen, günümüzde FV panellerin ve eviricilerde kullanılan yarı iletken maliyetlerinin günden güne düşmesiyle birlikte mikro eviricilerin FV sistemlerde kullanımı da artmaktadır. Mikro eviricilerin dezavantajlarının olmasının yanı sıra avantajları da bulunmaktadır. Mikro eviricinin diğer eviricilere göre avantajları şu şekilde sıralanabilir;

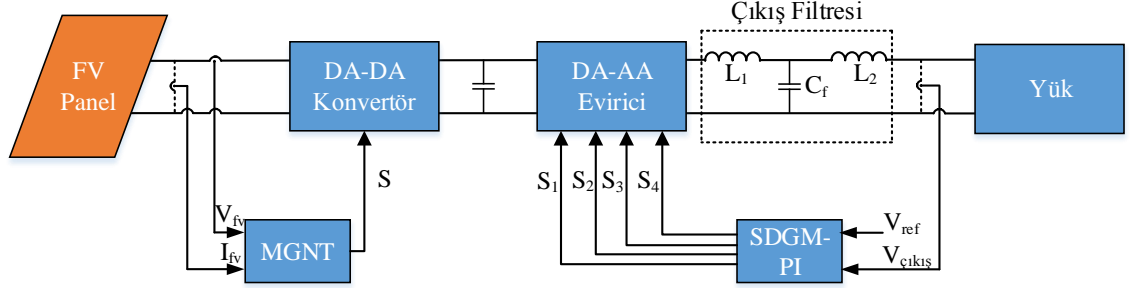
- **Yüksek verim:** FV sistemlerde tasarım kriterlerinin başında verimlilik gelmektedir. FV panellerin çıkışta ürettiği DA gerilimi sıcaklık ve güneş ışınlarına bağlı olarak değişmektedir. FV panelin o anki sıcaklık ve ışımaya değerlerine göre maksimum güç ürettiği bir noktası vardır. Maksimum Güç

Noktası Takipçisi (MGNT) algoritmaları FV panellerden maksimum güç elde etmek için özel olarak tasarlanmış kontrol yazılımlarıdır. FV panellerde en önemli sorunlardan bir tanesi olan gölgeleme sorunu FV panelin çıkış gücünü ve dolayısıyla tüm sistemin verimini etkileyen büyük bir problemdir. Merkezi evirici sistemlerde, FV paneller birbirine seri ve paralel bağlı olduğundan panellerde meydana gelecek herhangi bir gölgelenme durumunda sistemin maksimum güç noktasında önemli düşüşler olacaktır. Bu durumda, MGNT algoritması sistemin global maksimum güç noktasını takip edemez ve gerçek değerinden daha düşük bir güç seviyesinde çalışmaya zorlanır. Mikro evirici sistemlerinde ise her bir FV panel kendi eviricisi tarafından kontrol edilir ve bu FV paneller birbirinden bağımsız olduğu için bazı FV panellerin gölgelenmeden etkilenmesi durumunda sistem tamamen devre dışı kalmaz. Gölgelemeye uğramayan FV paneller maksimum güç noktasında çalışmaya devam eder. Bundan dolayı mikro eviricili sistemlerin verimi merkezi eviricili sistemlere göre daha yüksektir [1].

- **Sadelik:** Merkezi bir eviricinin tasarımı yapılırken ileride daha fazla panel kullanılması gerektiği durumda yeni güç talebi için merkezi eviricinin yeniden tasarlanması gerekebilir. Mikro eviricili sistemlerde bu durumla karşılaşıldığında çözümü daha kolaydır. Sistemdeki FV paneller birbirinden bağımsız olduğu için başka bir FV panelin sisteme eklenmesinin mevcut sistem üzerinde herhangi bir etkisi yoktur. Mikro eviricilerin sadeliği konut uygulamaları için de uygun hale getirir [1].

FV sistemin genel yapısı ve bileşenleri, tez çalışmasında tasarlanan ve analiz edilen devreler doğrultusunda Şekil 1.6'da gösterilmiştir. FV sistemde yer alan mikro evirici DA-DA konvertör, evirici, çıkış filtresi ve kontrolcü (MGNT, SDGM-PI) bileşenlerine sahiptir. FV panelinden elde edilen DA gerilim konvertörün girişine uygulanmaktadır. FV panelinden maksimum güçte faydalanmak için konvertör MGNT algoritması ile anahtar görev oranı belirlenerek anahtarlama işareti üretilir. Konvertör çıkışından elde edilen DA gerilim evirici girişine uygulanarak DA-AA gerilim dönüşümü gerçekleştirilir. Çıkış filtresiyle elektromanyetik girişim ve harmonik bileşenler elimine edilerek filtrelenmiş AA gerilim yüke uygulanır. Evirici anahtarlama işaretlerinin

üretiminde PI kontrolcü kullanılarak çıkış geriliminin istenilen (V_{ref}) değerde sabit olması sağlanabilir.



Şekil 1.6. Mikro evirici genel blok yapısı

FV sistemlerde çeşitli sebeplerden kaynaklanan verimi etkileyen kayıplar oluşmaktadır. Bu kayıplar çevresel ve üretimsel faktörlerden kaynaklanmaktadır. Sıcaklık, kirlilik, gölgelenme kayıpları gibi etmenler çevresel faktörlerden meydana gelen kayıplarken uyumsuzluk, anahtarlama, kablo kayıpları ise üretimsel faktörlerden meydana gelen kayıplardır [11].

- **Sıcaklık kayıpları:** FV panelin güç üretimi sıcaklıkla ters orantılıdır. Sıcaklık yükseldikçe elde edilen güç azalır. $800W/m^2$ ışımaya değerinde, $1m/s$ ortam rüzgar hızı ve $20^\circ C$ ortam sıcaklığındaki FV panelin çalışmasına nominal çalışma sıcaklığı (Nominal Operating Cell Temperature – NOCT) adı verilir. Hücre sıcaklığı T_c 'nin; ortam sıcaklığı T_a , ışımaya değeri G ve $NOCT$ 'ye bağlı olarak ifadesi Denklem 1.1'de verilmiştir [11,12].

$$T_c = T_a + \frac{NOCT - 20}{0,8} G(kW / m^2) \quad (1.1)$$

T_c değerine ve panel gücünün sıcaklığa bağımlılık katsayısı μ_p 'ye bağlı olarak panelin çıkış gücü Denklem 1.2 ile ifade edilir. P_{STC} standart test koşullarındaki panel gücünü ifade etmektedir [11,12].

$$P_{(T_c)} = P_{STC} [1 - \mu_p (T_c - 25)] \quad (1.2)$$

- **Kirlilik kayıpları:** Kar, kir, toz ve FV panellerin yüzeyini örten diğer parçacıklar ışınım miktarını azaltmasıyla kayıplara neden olmaktadır. Aşırı yağış alan bölgelerde ciddi kayıplar oluşmaktadır. Toz ise panellerin yüzeyini kaplayan ince bir katmandır. Rüzgâr, araç hareketleri gibi faktörler tozun oluşumunda etkilidir [13].
- **Gölgelenme kayıpları:** FV sistemlerde gölgelenme sistemin performansını etkileyen önemli bir faktördür. Yıl ve gün içerisinde güneşin pozisyonun değişmesinden dolayı FV paneller üzerinde oluşan gölgelenme faktörünün etkisini ortadan kaldırmak oldukça zordur. Örneğin; ağacın oluşturduğu gölge rüzgâr nedeniyle sürekli yer değişir, ağacın yapraklarının dökülmesi ya da yapraklanması FV panellerin üzerindeki gölge şiddetini değiştirir. FV sistemlerde gölgelenme analizine geniş yer verilir. Bunun sebebi herhangi bir panel üzerinde küçük alanda oluşan gölgelenme sistemin çalışmasını tamamen etkileyebilir. Paneller gölgelenmeye maruz kaldığında elektriksel özelliklerinin değişmesinden dolayı panellerden maksimum güç kapasitesi altında bir değerde güç elde edilir [11].
- **Uyumsuzluk kayıpları:** Farklı özelliklere sahip FV paneller bir araya getirildiğinde elde edilen güç panellerin toplam güç miktarından daha düşüktür. Aynı üretim özelliklerine sahip FV paneller birçok sebepten dolayı aynı akım ve gerilim üretme özelliklerine sahip değildir. Bir FV dizisindeki panellerin farklı sıcaklık ve farklı ışınımın yüzeylerine ulaşmasından dolayı uyumsuzluk sorunu oluşmaktadır. DA kablo arasındaki mesafe ve kesit farklılıkları da uyumsuzluk kayıplarını oluşturmaktadır [11,13].
- **Anahtarlama kayıpları:** Anahtarların iletim ve kesim durumlarında kayıplar meydana gelmektedir. Anahtarlama elemanlarının kataloglarında bir anahtarlama enerji kayıpları şeklinde verilir ve frekans ile çarpılmasıyla 1 s'deki güç kaybı bulunur. Denklem 1.3'te anahtarlama elemanın iletim (W_{on}) ve kesim (W_{off}) durumundaki toplam kayıp enerji (W_s) ifade edilmektedir. Denklem 1.4 ile toplam kayıp enerji ile anahtarlama frekansının (f_s) çarpılması sonucunda kayıp güç (P_s) elde edilir [14].

$$W_s = W_{on} + W_{off} \quad (1.3)$$

$$P_s = f_s \cdot W_s \quad (1.4)$$

- **Kablo kayıpları:** FV sistemlerde DA ve AA bölümlerde kullanılan kablolardan omik kayıplar meydana gelmektedir. Bir elektrik sisteminde kablo seçimi, gerilime, akım taşıma kapasitesine, gerilim düşümüne ve kısa devre hesaplarına göre seçilir. Kablo üzerindeki kayıplar genel olarak %1 ile sınırlandırılması tercih edilir [11,12].

1.4. Tezin İçeriği ve Bölümler

Giriş bölümünün yanı sıra bu tez çalışması altı bölümden oluşmaktadır. Tezin geri kalan ana başlıklarının içeriği aşağıdaki şekilde özetlenmiştir.

- **Bölüm 2:** Bu bölümde, FV sistemlerde kullanılan FV panellerin türleri ve bu türlerin verim karşılaştırılması yapılmıştır. FV panellerden maksimum güçte faydalanmak için önemli olan MGNT algoritma türleri açıklanarak akış diyagramları verilmiştir.
- **Bölüm 3:** Mikro evirici bileşenleri olan konvertör topolojileri, evirici topolojileri, evirici modülasyon yöntemleri ve filtre türleri hakkında detaylı bilgilere yer verilmiştir.
- **Bölüm 4:** Bu bölümde; arttıran, çift fazlı interleaved ve flyback olmak üzere üç farklı konvertör topolojisine sahip mikro evirici bileşenlerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu çalışmalarda, klasik ve yeni konvertör topolojileri, MGNT algoritmaları, evirici, evirici modülasyon yöntemi ve çıkış filtresi bileşenlerinin tasarımları gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan mikro evirici bileşenleri ayrı ayrı analiz edilmiş ve sonuçları değerlendirilmiştir.
- **Bölüm 5:** Bir önceki bölümde tasarlanan mikro evirici bileşenleri bir araya getirilerek üç farklı mikro evirici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan mikro

eviricilerin FV paneline uygulanan ışıma göre giriş parametreleri, çıkış gerilim ve akımları, harmonik bozulma oranları, giriş ve çıkış güçleri ile verim analizleri yapılmıştır.

- **Bölüm 6:** Tasarlanan mikro eviricilerden elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.



BÖLÜM 2

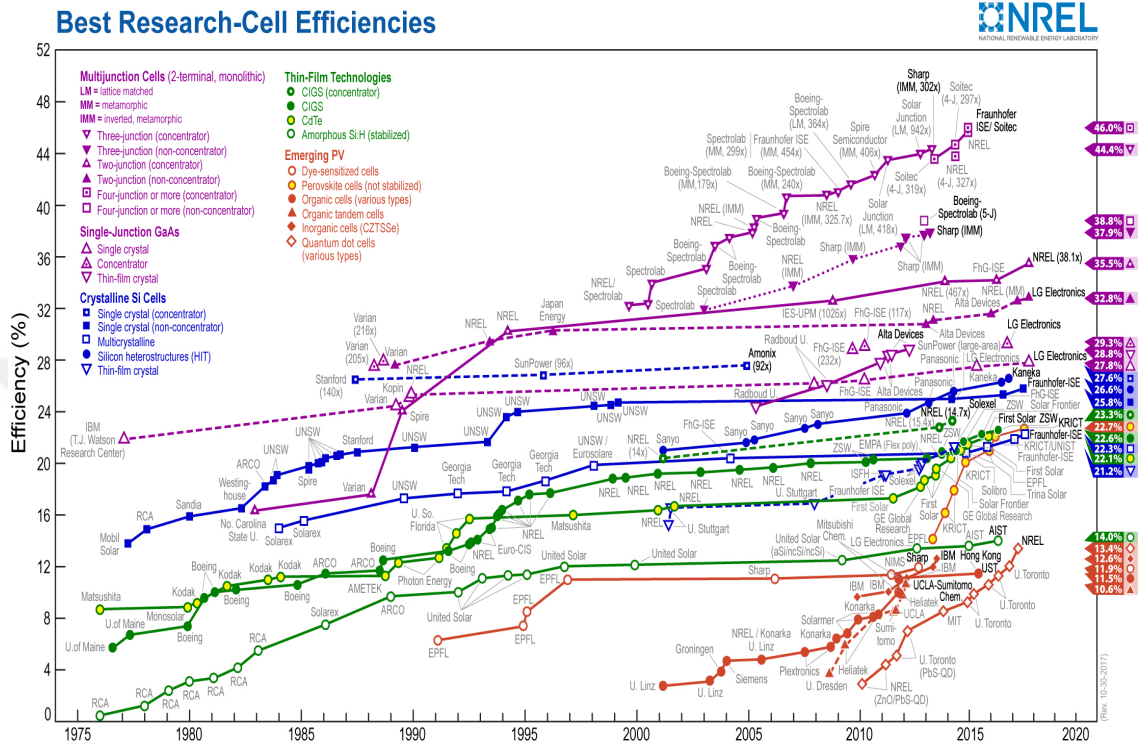
FV PANELLER ve MGNT ALGORİTMALARI

2.1. FV Paneller

Günümüzde FV panel kullanarak yapılan elektrik üretiminin verimi, kömür, doğalgaz ya da nükleer enerji gibi geleneksel kaynaklarla elde edilen elektrik üretimine göre daha düşüktür. Bir FV panel, çok sayıda FV hücrenin seri ve paralel bağlantısı sonucunda meydana getirilen bir modül olarak tanımlanmaktadır. Deneysel çalışmalarda bir FV hücreden elde edilen verimin %44'e kadar yükseldiği A.B.D. Ulusal Yenilenebilir Enerji Laboratuvarı (NREL) tarafından rapor edilmektedir. Buna rağmen, bu paneller maliyetleri yüksek olduğu için günümüzde ticari olarak kullanılamamaktadır. Günümüzde ticari olarak kullanılan FV panellerin verimi ise %20 ile %25 arasındadır. NREL araştırmalarına ait FV hücre türlerinin verim grafikleri Şekil 2.1'de verilmiştir [15]. Bu şekilde görülen hücre grupları ve genel özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir;

- **Çok Eklemlı Hücreler (Multijunction Cells):** %31-%44 verime sahip olan çok iletkenli hücreler çok pahalı olduğu için şu an sadece araştırma çalışmaları için kullanılmaktadır [16]. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi çok eklemlı hücreler; iki eklemlı, üç eklemlı ve dört eklemlı olarak geliştirilmektedir.
- **Tek Eklemlı GaAs (Single-Junction GaAs):** Yapısında Galyum Arsenit bulunmaktadır. Verimi ise %29 ile %34 arasında olup oldukça pahalı bir hücre türüdür. Uzay gemileri, uydular ve güneş enerjili yarış otomobilleri için kullanılmaktadır [16].
- **Kristal Silisyum Güneş Hücreleri (Crystalline Si Cells):** Mono veya polikristal FV panellerde kullanılır. Verimi %20 ile %27 arasında değişmekte ve maliyetleri uygun olduğu için ticari olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır [16].
- **İnce Film Teknolojileri (Thin-Film Technologies):** Yapısında silikon, kadmiyum, bakır veya organik bileşenler bulunmaktadır. Daha ince yapıda ve düşük maliyetlidir ancak verimi de düşük olup %13 ile %23 arasındadır [16].

- **Gelişen FV Hücreler:** Düşük ama hızlı bir şekilde artan verimliliğe ve ucuz üretim yöntemlerine sahiptir. Verimi ise %9 ile %14 arasındadır [16].



Şekil 2.1. FV hücrelerin verimleri [17]

2.2. Maksimum Güç Noktası Takipçisi (MGNT) Algoritmaları

MGNT algoritmaları FV panellerden maksimum güç elde etmek için önemlidir. FV panellerin ürettiği güç, ışımaya ve sıcaklık gibi çevresel faktörlerden etkilenmektedir. Panelden elde edilen gücün en yüksek olduğu noktanın tespit edilmesi ve konvertörün bu güç noktasında çalışmasını sağlamak için çeşitli MGNT algoritmaları geliştirilmiştir. Bunlardan bazıları açık devre gerilim, kısa devre akım, değiştirme gözle ve artan iletkenlik algoritmalarıdır [10].

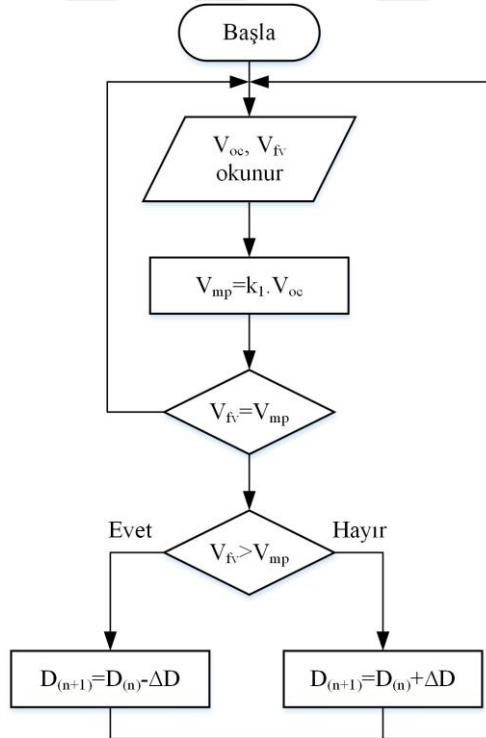
2.2.1. Açık devre gerilim (Voc MGNT) algoritması

Bu yöntemde, FV panelinin maksimum güç noktası panelin açık devre gerilimi ile doğru orantılı olarak kontrol edilir. Bu yöntemin temel kriteri Denklem 2.1 ile ifade edilir. Panelin açık devre gerilimi k_I parametresi ile çarpılarak panelin maksimum güç

noktasındaki gerilimi (V_{mp}) bulunur. Buradaki k_1 sabiti FV panelin üretimine ve çevresel faktörlerine bağlı olup genellikle 0,71 ile 0,78 arasında belirlenen bir parametredir [18].

$$V_{mp} = k_1 \cdot V_{oc} \quad (2.1)$$

Bu yöntem karmaşık olmayıp oldukça basittir ve kullanışlıdır. V_{oc} gerilim değerinin belirli aralıklarla tespit edilmesi gerekmektedir. Bu yöntemin dezavantajı, V_{oc} gerilim değeri FV panel yükten ayrılarak tespit edildiği için ölçüm esnasında güneş enerjisinin kullanılmasına engel olmasıdır [19,20]. Açık devre gerilim algoritmasına ait akış diyagramı Şekil 2.2’de verilmiştir. FV panelin açık devre gerilimi V_{oc} ve yük bağlıken ürettiği V_{fv} gerilim bilgisi elde edilir. V_{oc} gerilimi k_1 parametresi ile çarpılarak V_{mp} değeri hesaplanır. V_{fv} ve V_{mp} değerleri karşılaştırılır ve bu değerler birbirine eşitse algoritma başa döner. Eğer V_{fv} değeri V_{mp} ’den büyükse, D anahtar görev oranı ΔD kadar azaltılır, küçükse de ΔD kadar artırılır.



Şekil 2.2. Açık devre gerilim algoritması akış diyagramı

2.2.2. Kısa devre akım (I_{sc} MGNT) algoritması

Kısa devre akım algoritması açık devre gerilim yöntemi ile benzerlik göstermektedir. FV panelin maksimum güç noktası akımı (I_{mp}), kısa devre akım (I_{sc}) değeri ile doğru orantılı olarak değişim gösterir. Bu yöntemin genel ifadesi Denklem 2.2’de verilmiştir. Panelin kısa devre akımı k_2 parametresi ile çarpılarak maksimum güç noktası akım değeri elde edilir [18].

$$I_{mp} = k_2 \cdot I_{sc} \quad (2.2)$$

Denklem 2.2’deki k_2 sabiti 0,72 ile 0,98 arasında değişen FV panelin üretim aşamasında belirlenen sabit bir değerdir. Bu yöntemde FV panelinin kısa devre akım bilgisine ihtiyaç vardır. Bunun için FV paneline paralel bağlanan bir anahtar ile FV paneli kısa devre edilerek kısa devre akımı okunur. Akış diyagramı açık devre gerilim algoritmasına benzemektedir [18].

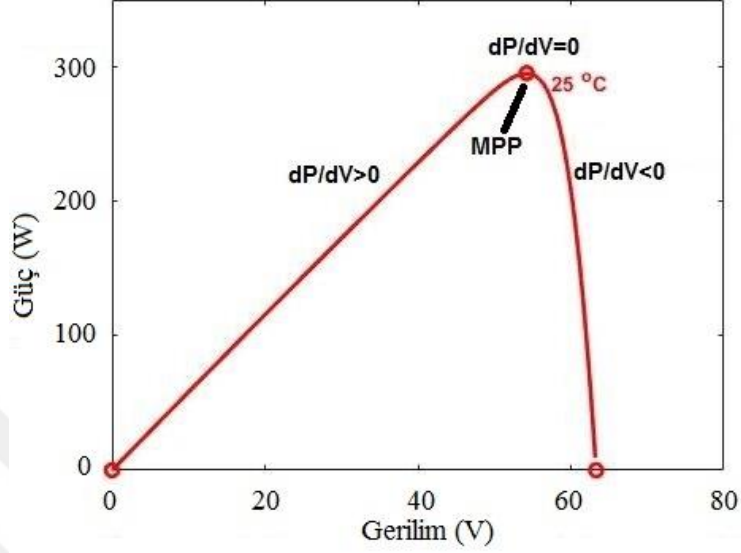
2.2.3. Değiştir gözle (PO MGNT) algoritması

Değiştir gözle yöntemi iterasyon ile FV panelin maksimum güç noktasına yaklaşım yöntemidir. Diğer bir adı tepeye tırmanma algoritmasıdır. Daha pratik ve daha kolay olduğu için çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu yöntemde FV panelin çıkış gücü o anki sıcaklık ve ışımaya değerine göre belirlenmektedir. FV panelin çıkış gücünü ölçmek için akım ve gerilim bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Akım ve gerilim bilgisi sensörler yardımı ile elde edilip sürekli olarak FV panelin bir önceki ve bir sonraki gücünün değişimi (dP) algoritma içerisinde hesaplanmaktadır. Algoritmada güce göre aynı zamanda gerilimin (dV) ya da akımın değişimi (dI) esas alınır. Kıyaslamalar yapılarak maksimum güç noktası elde edilecek anahtar görev oranı belirlenir. Şekil 2.3’te değiştir gözle yönteminin temel prensibi verilmiştir [21,22]. Sistemin o anki çalışma noktası;

$$\frac{dP}{dV} > 0 \text{ ise maksimum güç noktasının solunda,}$$

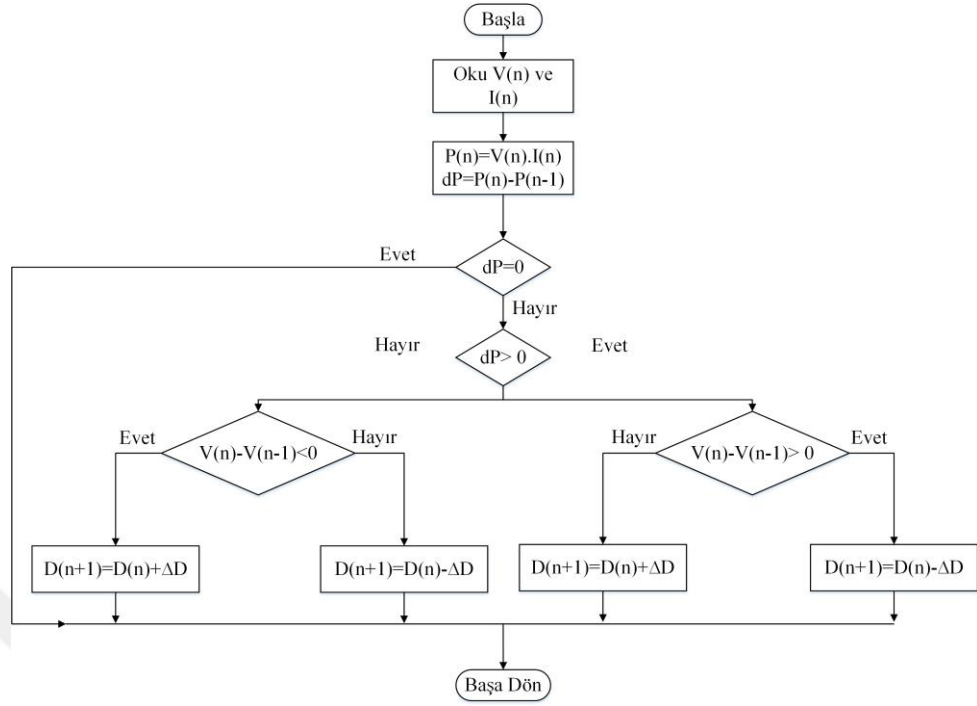
$$\frac{dP}{dV} = 0 \text{ ise maksimum güç noktasında,}$$

$\frac{dP}{dV} < 0$ ise maksimum güç noktasının sağındadır.



Şekil 2.3. Değiştir gözle algoritmasının temel prensibi

Değiştir gözle MGNT algoritmasının akış diyagramı Şekil 2.4'te verilmiştir. Akım ve gerilim bilgisi sensörler ile elde edildikten sonra güç hesaplanır ve hesaplanan bir önceki güç ile farkını ifade eden dP güç değişimi elde edilir. Güç değişimi yoksa algoritma başa döner. Güç değişimi pozitif ve o an elde edilen gerilim ile bir önceki gerilim arasındaki değişim de pozitif ise D anahtar görev oranı ΔD kadar azaltılır, gerilim değişimi negatif ise D anahtar görev oranı ΔD kadar artırılır ve algoritma başa döner. dP negatif ve dV de negatif ise D anahtar görev oranı ΔD kadar artırılır, dV pozitif ise D anahtar görev oranı ΔD kadar azaltılır ve algoritma başa döner.



Şekil 2.4. Değiştir gözle algoritması akış diyagramı

Değiştir gözle yönteminin dezavantajı sistem maksimum güç noktasına ulaştığında sabitlenmeyerek sürekli salınım yaptığı için güç kaybına neden olmasıdır [19].

2.2.4. Artan iletkenlik (IC MGNT) algoritması

Artan iletkenlik algoritmasının temeli çıkış gücünün gerilime göre türevinin hesaplanmasına yani gücün eğimine dayanmaktadır. Eğim pozitif ise sistemin o anki çalışma noktası maksimum güç noktasının solunda, sıfır ise maksimum güç noktasında, negatif ise maksimum güç noktasının sağında yer almaktadır. Artan iletkenlik yöntemine ait denklemler aşağıdaki gibidir. Bu algoritmanın temel prensibi Denklem 2.3'te verilen güç ifadesinin gerilime göre türevinin sıfıra eşit olduğu nokta maksimum güç noktasıdır. [10].

$$P = V \cdot I \quad (2.3)$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.4)$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} = 0 \quad (2.5)$$

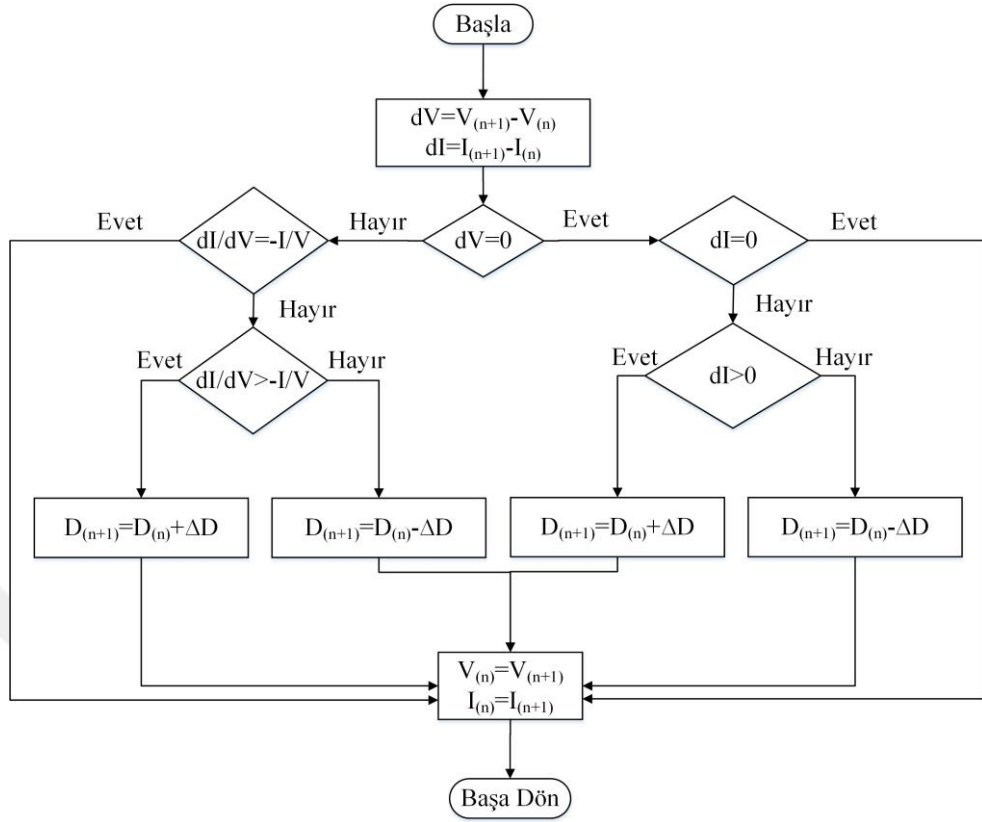
Sistemin o anki çalışma noktası;

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \left(\frac{dP}{dV} > 0 \right) \text{ ise maksimum güç noktasının solunda,}$$

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \left(\frac{dP}{dV} = 0 \right) \text{ ise maksimum güç noktasında,}$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \left(\frac{dP}{dV} < 0 \right) \text{ ise maksimum güç noktasının sağındadır.}$$

Artan iletkenlik MGNT algoritmasının akış diyagramı Şekil 2.5'te verilmiştir. Gerilim ve akım bilgileri sensörler yardımı ile elde edildikten sonra algoritma gerilim dV ve akım değişimi dI 'yi hesaplar. Gerilimde değişimin olup olmadığı kontrol edilir ve gerilimde değişiklik yoksa akımda değişiklik olup olmadığı kontrol edilir. Akımda da değişiklik yoksa algoritma başa döner. Akımdaki değişiklik pozitif ise D anahtar görev oranı ΔD kadar artırılır, negatif ise ΔD kadar azaltılır. Eğer gerilimde değişiklik yoksa akım değişiminin gerilim değişimine oranının $-I/V$ 'ye olan eşitliği kontrol edilir ve eşit ise algoritma başa döner. Eşit değilse de akım değişiminin gerilim değişime oranının $-I/V$ 'ye göre büyüklüğüne bakılır ve büyük ise anahtar görev oranı ΔD kadar artırılır, küçük ise de ΔD kadar azaltılır ve başa döner.



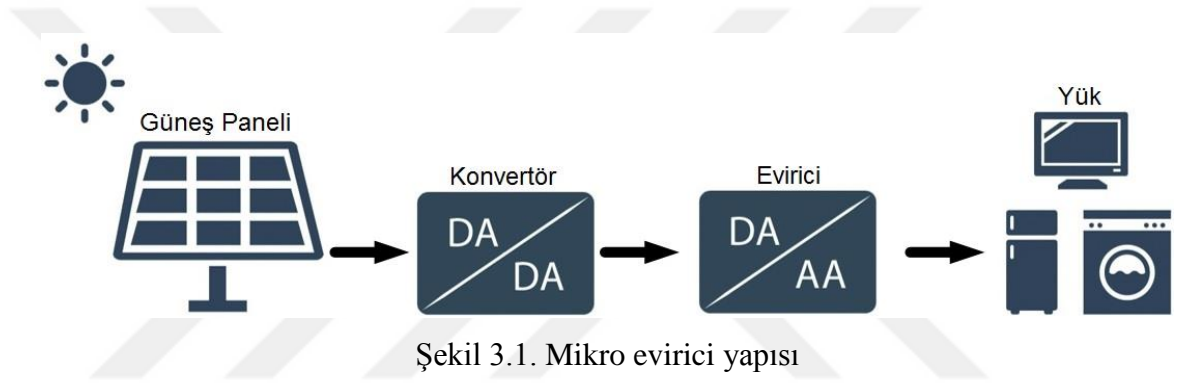
Şekil 2.5. Artan iletkenlik algoritması akış diyagramı

Artan iletkenlik yöntemi gözle ve değiştir yöntemine göre daha karmaşık olmasına karşın bazı üstünlükleri bulunmaktadır. Değişken atmosferik koşullarında daha az salınım ve maksimum güç noktasını yüksek doğruluk oranında takip etme özelliğine sahiptir [10].

BÖLÜM 3

MİKRO EVİRİCİ BİLEŞENLERİ

Mikro evirici, FV panelinden elde edilen DA gerilimin yük için uygun gerilim ve akım dalga şekliyle istenen verimde üretilmesini amaçlar. FV panelinden elde edilen gerilimin yük için uygun hale getirilmesinin aşamaları Şekil 3.1’de gösterilmiştir. Mikro evirici yapısında gerilimin artırılmasını veya azaltılmasını sağlayan konvertör, gerilim dönüşümünü gerçekleştiren evirici bileşenleri ve çeşitli kontrol birimleri bulunmaktadır. Bu bileşenlerin özellikleri aşağıdaki bölümlerde açıklanmaktadır.



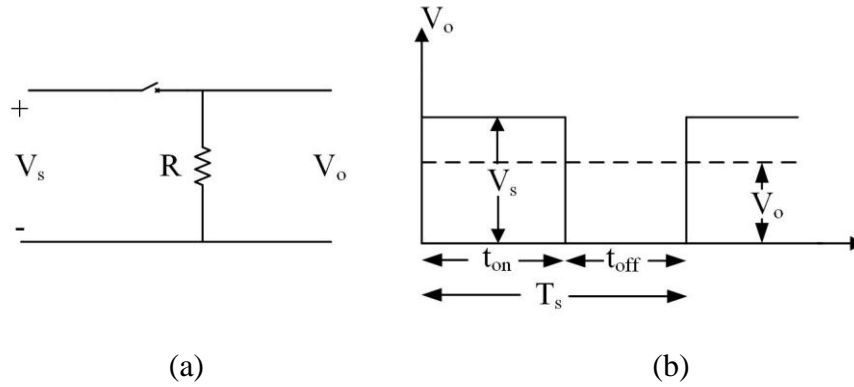
3.1. DA-DA Konvertörler

Yenilenebilir enerji sistemlerinde rüzgâr ve güneş gibi kaynakların hava şartlarına bağlı sürekli değişim göstermesi ve potansiyellerinin kesintili çalışmaya neden olmasından dolayı, bu kaynakların sağladığı çıkış gücü ve özellikle gerilim değerleri salınım göstermektedir. Güç kontrolünü gerçekleştirmek ve mümkün olan güçten en yüksek oranda faydalanabilmek için MGNT algoritmaları kullanılırken, gerilim salınımlarını önlemek için de bir ara birim çözümü geliştirilmesi gerekmektedir. FV enerji sistemlerinde, evirici ya da yüklere istenen genlikte ve sabit bir değerde gerilim sağlamak amacıyla çeşitli konvertör devreleri kullanılmaktadır. Bu konvertörlerden bazıları aşağıdaki şekilde listelenmektedir [23].

- Azaltan (Buck) Konvertör
- Arttıran (Boost) Konvertör
- Azaltan–Arttıran (Buck–Boost) Konvertör

- Çift Fazlı Interleaved Konvertör
- Flyback Konvertör

Konvertörler genel olarak; anahtarlama elemanı ile bobin (L) ve kondansatör (C) gibi reaktif devre elemanlarından oluşur. Bu devre topolojilerinde genel prensip, bobinde depo edilecek ve çıkışa aktarılacak olan enerjinin kontrolünü bir anahtarlama elemanı vasıtasıyla sağlamaktır. Kondansatör ise konvertörün çıkış gerilimindeki salınımı azaltmak için kullanılır. Devredeki anahtarlama elemanının iletimde ve kesimde olduğu süreler göre çıkış gerilimi değişim gösterir. Şekil 3.2’de basit bir konvertörün yapısı verilmiştir. V_o çıkış geriliminin değeri, anahtarlama elemanı olarak kullanılan MOSFET veya IGBT’nin iletimde kalma süresi t_{on} ile kesimde kalma süresine t_{off} bağlıdır [23].



Şekil 3.2. Basit bir konvertörün (a) yapısı (b) çıkış eğrisi

Anahtarlama elemanlarının kontrol işlemi darbe genişlik modülasyonu (DGM) yöntemi ile yapılır. Bu yöntemde anahtarın çalışma süresini belirleyen anahtar görev oranı (D), çıkış gerilimini kontrol etmek için kullanılır. Bir konvertörde anahtar görev oranı Denklem 3.1’de gösterildiği gibi hesaplanır. Anahtarın iletimde ve kesimde kalma süreleri ise Denklem 3.2 ve Denklem 3.3 ile elde edilir [23].

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.1)$$

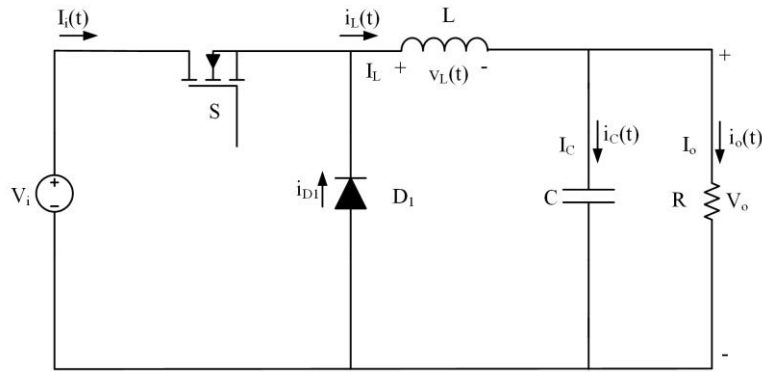
$$t_{on} = D \cdot T_s \quad (3.2)$$

$$t_{off} = (1 - D) \cdot T_s \quad (3.3)$$

Burada; T_s , anahtarlama periyodu, t_{on} ve t_{off} anahtarın iletimde ve kesimde kalma süresidir.

3.1.1. Azaltan (buck) konvertör

Azaltan (buck) konvertörün devre yapısı Şekil 3.3'te verilmiştir. Azaltan konvertör giriş DA kaynağı (V_i), anahtarlama elemanı (S), diyot (D_1), filtreleme ve enerji depolama elemanları olan bobin (L) ve kondansatörden (C) oluşmaktadır. Bu konvertör ile çıkış gerilimi giriş geriliminden daha düşük seviyede elde edilir. Bu devre topolojisi; DA motorların hız denetiminde, batarya şarj uygulamalarında, bilgisayar güç kaynaklarında yaygın olarak kullanılır [24].

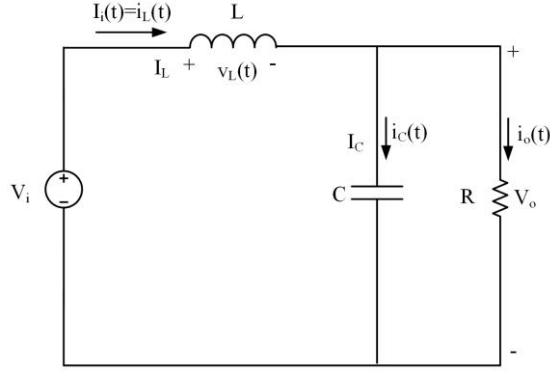


Şekil 3.3. Azaltan (buck) konvertörün devre yapısı

Devredeki anahtarın konumuna göre azaltan konvertör iki durumda incelenir.

3.1.1.1. Mod I: S_{on} durumu

Azaltan konvertörün iletim durumundaki devre yapısı Şekil 3.4'te gösterilmiştir. Anahtarlama elemanı iletime geçtiğinde diyot ters polarıma durumunda olup bobin üzerinden akım akar ve bobin enerji depolar.



Şekil 3.4. Azaltan konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı

Bobin üzerindeki gerilimin ani değeri, bobin değeri ve akım türevinin bir fonksiyonu olarak Denklem 3.4'te görüldüğü gibi hesaplanır [23].

$$V_L(t) = L \frac{di}{dt} \quad (3.4)$$

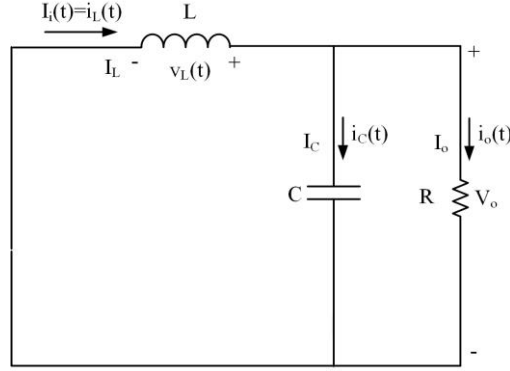
İletim süresi t_{on} boyunca bobin (L) üzerindeki akım I_{Lmin} 'den I_{Lmax} 'a yükselir. Bu durumda bobin geriliminin ani değeri $V_L(t)$ Denklem 3.5 ile elde edilir. Giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki fark, bobin değerine ve akım farkının ortalamasına bağlı olarak Denklem 3.5'te görüldüğü gibi hesaplanırken, bobin akımı değişimi ise bu fonksiyon kullanılarak Denklem 3.6'daki şekilde hesaplanabilir [23].

$$V_L(t) = V_i - V_o = L \frac{I_{max} - I_{min}}{t_{on}} = L \frac{\Delta I_{Lon}}{t_{on}} \quad (3.5)$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{(V_i - V_o)t_{on}}{L} \quad (3.6)$$

3.1.1.2. Mod II: S_{off} durumu

Azaltan konvertördeki anahtarlama elemanının kesim durumunda olduğu devre yapısı Şekil 3.5'te verilmiştir. Bu çalışma aralığında, diyot doğru polarma durumuna geçer ve daha önceden bobin üzerinde depolanan enerji kondansatöre ve yüke aktarılır.



Şekil 3.5. Azaltan konvertörün kesim durumundaki devre yapısı

Bu durumda kesim süresi t_{off} boyunca bobin üzerindeki gerilim değeri $-V_o$ 'dır. Bobin enerjisini yüke aktarırken, akım değeri de maksimumdan minimum değere düşer. Bu durumda çıkış gerilimi Denklem 3.7 ile ifade edilir. Bu ifadede akım değişimi kesim süresi boyunca $I_{Lmin}-I_{Lmax}$ oranında bir fark meydana getirir ve elde edilen çıkış gerilimi akım farkının ortalama değeri ile bobin değerine bağlı olarak hesaplanır. Akım değişimi ise Denklem 3.8'de görüldüğü şekilde hesaplanabilir [23].

$$V_L(t) = V_o = L \frac{I_{Lmin} - I_{Lmax}}{t_{off}} = L \frac{\Delta I_{Loff}}{t_{off}} \quad (3.7)$$

$$\Delta I_{Loff} = \frac{V_o t_{off}}{L} \quad (3.8)$$

Anahtarın iletim ve kesim durumunda bobin üzerindeki akım değişiminin eşitliği kabul edildiği durum Denklem 3.9 ve Denklem 3.10, anahtarın iletim t_{on} ve kesim t_{off} süreleri ise Denklem 3.11 ile elde edilir [23].

$$\Delta I_L = \Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff} \quad (3.9)$$

$$\Delta I_L = \frac{(V_i - V_o)t_{on}}{L} = \frac{V_o t_{off}}{L} \quad (3.10)$$

$$t_{on} = D \cdot T_s, \quad t_{off} = (1 - D) \cdot T_s \quad (3.11)$$

İletim süresi t_{on} ve kesim süresi t_{off} ifadesi Denklem 3.10'da yerine yazılırsa, Denklem 3.13'te görülen çıkış gerilimi Denklem 3.12'den faydalanılarak elde edilir [23].

$$(V_i - V_o) \cdot D \cdot T_s = V_o \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (3.12)$$

$$V_o = \frac{V_i \cdot D \cdot T_s}{T_s} = V_i \cdot D \quad (3.13)$$

Denklem 3.13'te görüldüğü gibi azaltan konvertörün giriş gerilimi (V_i) anahtar görev oranı (D) ile ters orantılıdır. Enerjinin korunumundan kayıpsız bir devrede giriş gücünün (P_i) çıkış gücüne (P_o) eşit olduğu kabulünü ifade eden Denklem 3.14 ve Denklem 3.15 kullanılarak giriş, çıkış gerilim ve akımının anahtar görev oranı ile bağıntısı Denklem 3.16 ile ifade edilir [23].

$$P_i = P_o \quad (3.14)$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (3.15)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{I_o}{I_i} = \frac{1}{D} \quad (3.16)$$

Bobin akımının ortalama değeri ise Denklem 3.17 ile hesaplanır [23].

$$I_L = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (3.17)$$

Bobin akım değeri Kirchoff akımlar kanunundan Denklem 3.18 ile ifade edilir [23].

$$I_L = I_c + I_o \quad (3.18)$$

Bir anahtarlama periyodu boyunca $I_c = 0$ olduğu için Denklem 3.19'da görüldüğü gibi bu durumda bobin akımı çıkış akımında eşit olur [23].

$$I_L = I_o \quad (3.19)$$

Bobin akımının maksimum ve minimum değerlerinin konvertör çıkış akımı ve bobin akım değişimine bağlı olarak Denklem 3.20 ve Denklem 3.21 ile ifade edilir. Denklem

3.22’de ise bobin akımının maksimum ve minimum değerleri toplamının çıkış gerilimi ve yüke göre ifade edilmesidir.

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.20)$$

$$I_{Lmin} = I_o - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.21)$$

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = 2I_o = 2 \frac{V_o}{R} \quad (3.22)$$

Azaltan konvertör anahtar kesim durumunda daha önce ifade edilen I_o ve ΔI_L Denklem 3.20 ve Denklem 3.21’de yerine yazılarak elde edilen I_{Lmax} ve I_{Lmin} değerleri Denklem 3.23 ve Denklem 3.24 ile hesaplanır [23].

$$I_{Lmax} = (DV_i) \left[\frac{1}{R} + \frac{T_s(1-D)}{2L} \right] \quad (3.23)$$

$$I_{Lmin} = (DV_i) \left[\frac{1}{R} - \frac{T_s(1-D)}{2L} \right] \quad (3.24)$$

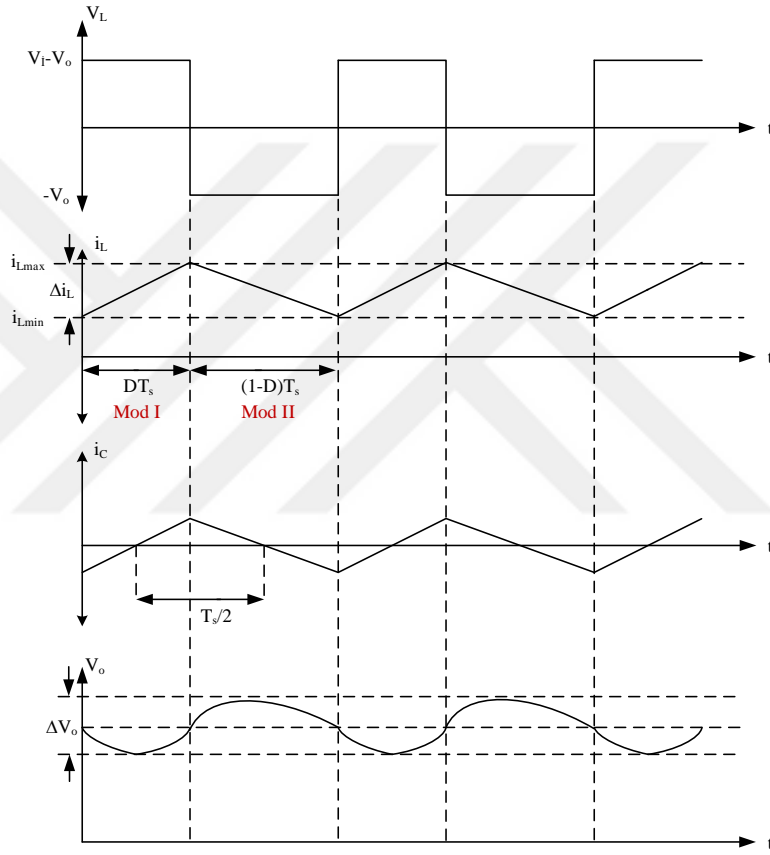
Azaltan konvertörün sürekli durumda çalışması için gerekli olan L_{min} değerini bulmak için I_{Lmin} ifadesi sıfıra eşitlenir ve Denklem 3.25 elde edilir [23].

$$L_{min} = \left(\frac{T_s R}{2} \right) (1-D) \quad (3.25)$$

Çıkış gerilimindeki salınımları (*ripple*) azaltmak için gerekli kondansatör değerinin anahtar görev oranı (D), çıkış gerilimi (V_o), çıkış gerilimindeki salınım değeri (V_r), yüke (R) ve anahtarlama frekansı (f_s)’ye bağlı olarak Denklem 3.26 ile hesaplanır [24].

$$C_{min} = \frac{D \cdot V_o}{V_r \cdot R \cdot f_s} \quad (3.26)$$

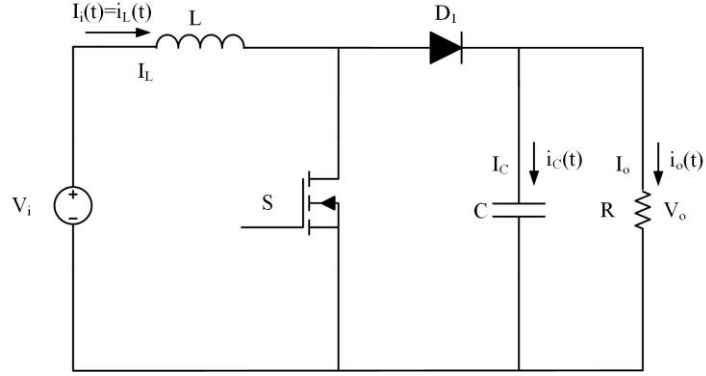
Şekil 3.6'da azaltan bir konvertöre ait anahtarlama esnasındaki dalga şekilleri gösterilmiştir. Bobin gerilimi anahtar iletim durumunda iken ($V_i - V_o$) olurken anahtar kesim durumunda $-V_o$ olmaktadır. Bobin akımı ise anahtar iletim süresinde maksimum değerine ulaşır, kesim süresi sonunda minimum değere ulaşmaktadır. Kondansatör ise anahtar iletim durumunda şarj olurken, kesim durumunda yük üzerinden deşarj olmaktadır.



Şekil 3.6. Azaltan konvertörün anahtarlama esnasındaki dalga şekilleri

3.1.2. Arttıran (boost) konvertör

Şekil 3.7'de basit bir arttıran (boost) konvertörün devre yapısı verilmiştir. Arttıran konvertör; bobin (L), anahtarlama elemanı (S), diyot (D), kondansatör (C) ve yükten (R) oluşmaktadır. Bu konvertörde çıkış gerilimi giriş geriliminden daha yüksektir. Arttıran konvertörde giriş gücü, bobin ve kondansatörde depolanarak yüke aktarılır. Ayrıca çıkış gerilimindeki salınım kondansatör ile azaltılır. Çıkış geriliminin değeri S anahtarının iletim (t_{on}) ve kesim (t_{off}) durumunda kalma süresine bağlıdır [10].

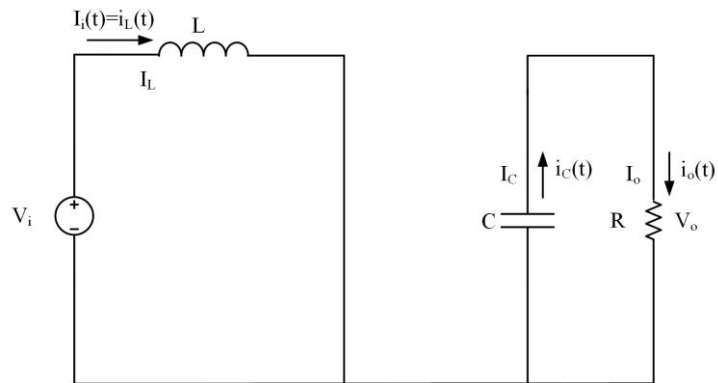


Şekil 3.7. Arttıran konvertörün devre yapısı

Arttıran konvertörün çalışması anahtarlama elemanın konumuna göre iki durumda incelenir.

3.1.2.1. Mod I: *S_{on} durumu*

Arttıran konvertörün anahtarın iletim durumundaki devre yapısı Şekil 3.8’de gösterilmektedir. Anahtar iletime geçtiğinde diyot ters polarıma durumunda olup, arttıran konvertör devre yapısı iki kısma ayrılmaktadır. Birinci kısımda bobin giriş gerilimi tarafından şarj edilir. İkinci kısımda ise daha önceden kondansatörde depolanan enerji yüke aktarılır [25].



Şekil 3.8. Arttıran konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı

Bobin akımı anahtar iletim durumundayken minimum değerden (I_{Lmin}) maksimum değere (I_{Lmax}) ulaşır. Giriş geriliminin bobin gerilimine eşit olduğu iletim durumunda, bobin üzerinde indüklenen gerilimin değeri Denklem 3.27 ile ifade edilir. Bu değer,

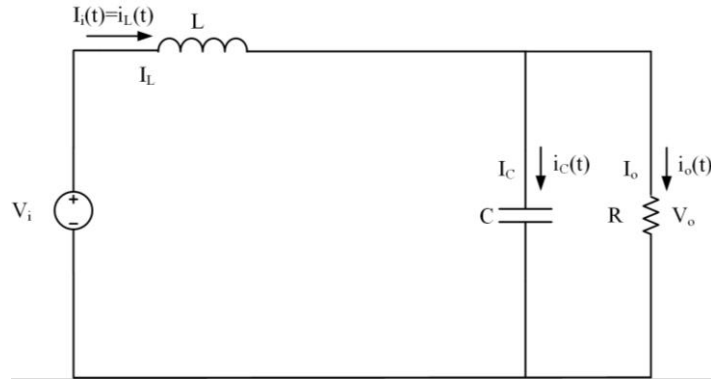
endüktansa, akımın değişim oranına ve t_{on} süresine bağlıdır. Anahtar iletim durumunda iken bobin akım değişimi ise Denklem 3.28 ile elde edilir [23].

$$V_L(t)_{on} = V_i = L \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{on}} = L \frac{\Delta I_{Lon}}{t_{on}} \quad (3.27)$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_i t_{on}}{L} \quad (3.28)$$

3.1.2.2. Mod II: S_{off} durumu

Arttıran konvertörün kesim durumundaki devre yapısı Şekil 3.9’da gösterilmektedir. Anahtar kesime geçtiğinde akım; bobin, diyot, kondansatör ve yükten geçmeye başlar. Bobinde depolanan enerji bir sonraki anahtarlama giriş gerilimiyle toplanarak yüke aktarılır. Yüke hem devrenin girişinden hem de bobin tarafından gerilim uygulanmış olur. Bu durumda devrenin çıkış gerilimi, giriş gerilim değerinden daha yüksek bir değerde elde edilecektir [23,25].



Şekil 3.9. Arttıran konvertörün kesim durumundaki devre yapısı

Bobin üzerindeki akım maksimum değerden minimum değere ulaşır. Anahtarın kesimde kaldığı süre olan t_{off} boyunca bobin gerilimi Denklem 3.29 ve Denklem 3.30 ile ifade edilir. Denklem 3.30’dan faydalanarak anahtar kesim durumundaki bobin akımı değişimi ise Denklem 3.31 ile hesaplanır [23].

$$V_L(t)_{off} = V_i - V_o = L \frac{I_{Lmin} - I_{Lmax}}{t_{off}} \quad (3.29)$$

$$V_L(t)_{off} = V_o - V_i = L \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{t_{off}} = L \frac{\Delta I_{Loff}}{t_{off}} \quad (3.30)$$

$$\Delta I_{Loff} = \frac{(V_o - V_i)t_{off}}{L} \quad (3.31)$$

Anahtarın iletim ve kesimde olduğu süreler boyunca bobin akımındaki değişimler eşit olduğu kabulü Denklem 3.32 ve Denklem 3.33 ile ifade edilir [23].

$$\Delta I_L = \Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff} \quad (3.32)$$

$$\frac{V_i t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_i)t_{off}}{L} \quad (3.33)$$

Anahtarın iletimde kalma süresi $t_{on} = D \cdot T_s$ ve kesimde kalma süresi $t_{off} = (1 - D) \cdot T_s$ denklemleri Denklem 3.33'te yerine yazılırsa Denklem 3.34 elde edilir ve bu denklemden faydalanarak çıkış gerilim ifadesi Denklem 3.35 veya Denklem 3.36 ile hesaplanır [23].

$$V_i \cdot D \cdot T_s = (V_o - V_i) \cdot (1 - D) \cdot T_s \quad (3.34)$$

$$V_i = V_o \cdot (1 - D) \quad (3.35)$$

$$V_o = \frac{V_i}{(1 - D)} \quad (3.36)$$

Denklem 3.36'da görüldüğü gibi çıkış gerilimi D ile doğru orantılıdır. Enerjinin korunumu yasasından kayıpsız bir devrede giriş ve çıkış güçleri birbirine eşit olduğundan faydalanarak Denklem 3.37 ve Denklem 3.38 elde edilir. Giriş, çıkış gerilim ve akımın birbirlerine ve D 'ye olan bağlantısı Denklem 3.39 ile ifade edilir. Giriş ve çıkış güçleri ise Denklem 3.40 ve 3.41 ile hesaplanır [23].

$$P_i = P_o \quad (3.37)$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (3.38)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{I_o}{I_i} = 1 - D \quad (3.39)$$

$$P_i = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} V_i \quad (3.40)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.41)$$

Giriş gücünü ifade eden Denklem 3.40 ve çıkış gücünü ifade eden Denklem 3.41 birbirine eşitlenirse Denklem 3.42 elde edilir [23].

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = \frac{2V_i}{R(1-D)^2} \quad (3.42)$$

Denklem 3.33 ve Denklem 3.42'den faydalanarak I_{Lmax} ve I_{Lmin} değerleri Denklem 3.43 ve Denklem 3.44'teki gibi elde edilir [23].

$$I_{Lmax} = \frac{V_i}{R(1-D)^2} + \frac{V_i}{2L} (DT_s) \quad (3.43)$$

$$I_{Lmin} = \frac{V_i}{R(1-D)^2} - \frac{V_i}{2L} (DT_s) \quad (3.44)$$

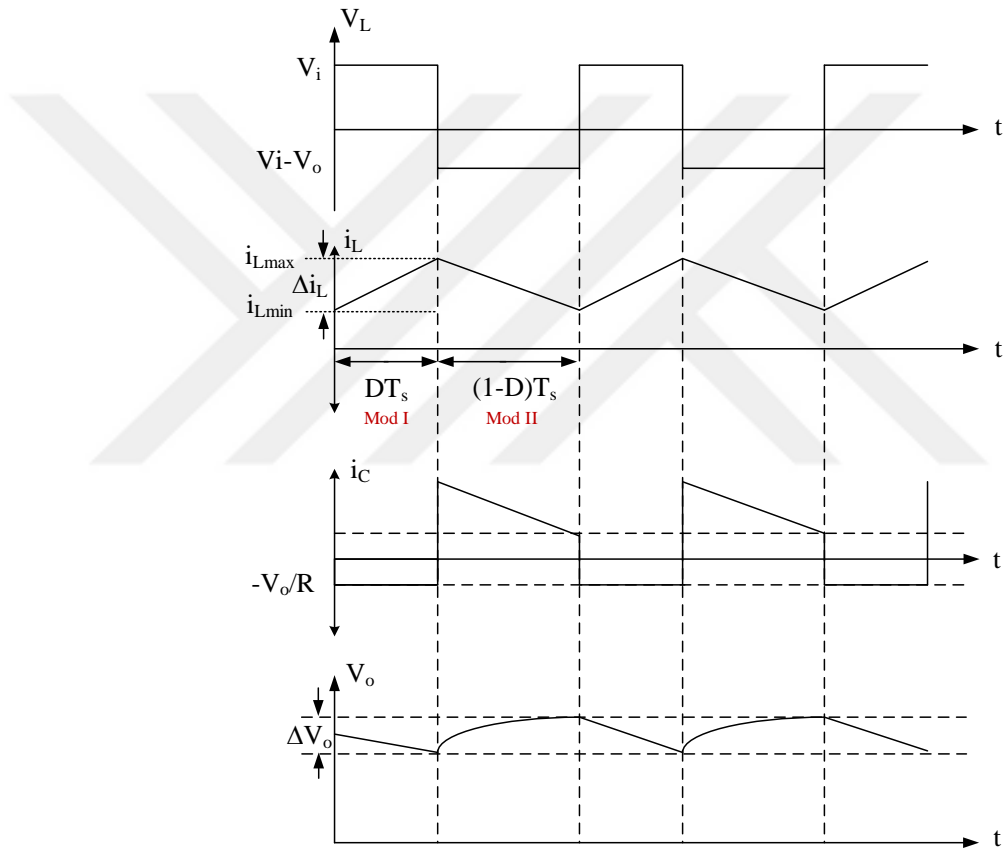
I_{Lmin} 'in sıfıra eşitlenmesi ile arttıran konvertörün sürekli durumda çalışması için L_{min} değeri Denklem 3.45 ile hesaplanır [23].

$$L_{min} = \frac{(T_s R)}{2} (1-D)^2 D \quad (3.45)$$

Çıkış gerilimindeki salınımları azaltmak için kullanılan kondansatör değeri ise Denklem 3.46 ile hesaplanır [24].

$$C_{min} = \frac{D \cdot V_o}{V_r \cdot R \cdot f_s} \quad (3.46)$$

Burada; V_r , çıkış gerilimindeki salınım değeri, R yük direnci ve f_s ise anahtarlama frekansdır. Arttıran konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Anahtar iletimde iken bobin gerilimi V_i giriş gerilimine eşit olup anahtar kesim durumuna geçtiğinde ise bobin gerilimi giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farkı ifade eden $V_i - V_o$ 'a eşit olmaktadır. Bobin ve kondansatör akımları ise anahtar iletim durumunda maksimum değerine ulaşır kesim durumunda minimum değerine ulaşmaktadır.

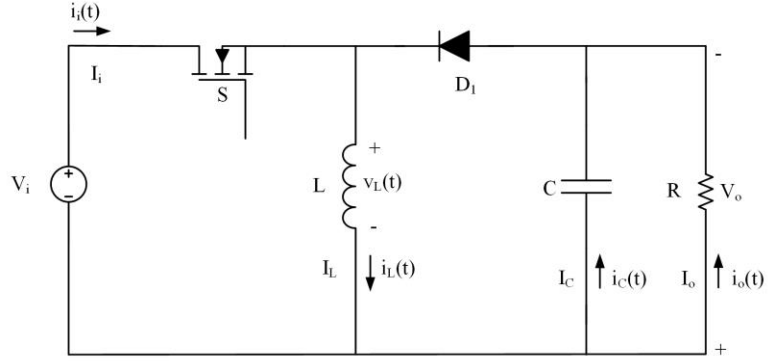


Şekil 3.10. Arttıran konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri

3.1.3. Azaltan-arttıran (buck-boost) konvertör

Şekil 3.11'de basit bir azaltan-arttıran (buck-boost) konvertörün devre yapısı verilmiştir. Bu konvertör topolojisi azaltan konvertör ile arttıran konvertör topolojilerinin birleşimidir. Azaltan-arttıran konvertörün devre yapısı anahtarlama elemanı (S), bobin (L), diyot (D_I), kondansatör (C) ve yükten (R) oluşmaktadır. Bu konvertör yapısında giriş gerilimi ile çıkış gerilimi polariteleri birbirinin tersidir. Çıkış gerilimi giriş

gerilimine göre anahtarlama elemanın iletim ve kesim sürelerine bağlı olarak daha düşük ya da daha yüksek olabilir [26].

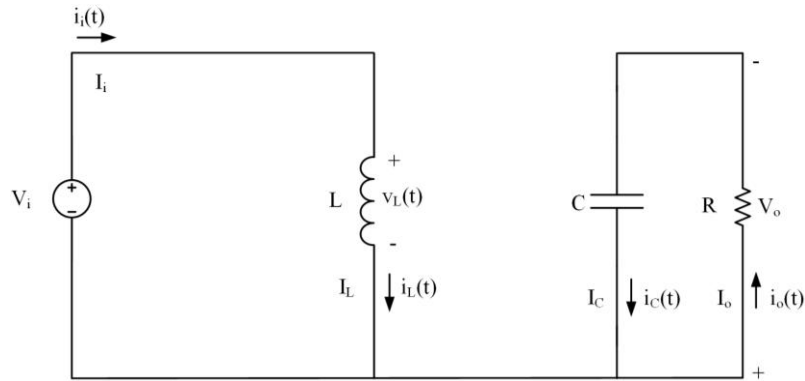


Şekil 3.11. Azaltan-arttıran konvertörün devre yapısı

Azaltan-arttıran konvertörün çalışması anahtarlama elemanının konumuna göre iki durumda incelenir.

3.1.3.1. Mod I: S_{on} durumu

Azaltan-arttıran konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı Şekil 3.12’de gösterilmiştir. Diyot bu durumda ters kutuplanmıştır ve bobin akımı minimum değerden maksimum değere ulaşır.



Şekil 3.12. Azaltan-arttıran konvertörün anahtar iletim durumundaki devre yapısı

Bu durumda V_i giriş gerilimi $V_L(t)$ bobin gerilimine eşit olup, bobin akım değişimi ve anahtarın iletim süresine bağlı olarak Denklem 3.47 ile ifade edilir. Anahtar iletim

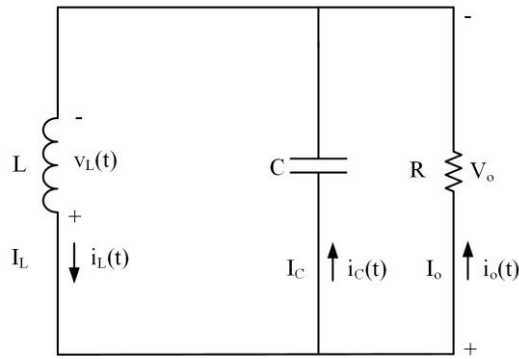
durumdaki bobin akım değişimi ise Denklem 3.47'den faydalanarak Denklem 3.48 ile ifade edilir [23].

$$V_L(t) = V_i = L \frac{I_{\max} - I_{\min}}{t_{on}} = L \frac{\Delta I_{Lon}}{t_{on}} \quad (3.47)$$

$$\Delta I_{Lon} = \frac{V_i t_{on}}{L} \quad (3.48)$$

3.1.3.2. Mod II: S_{off} durumu

Azaltan-arttıran konvertörün anahtar kesim durumundaki devre yapısı Şekil 3.13'te verilmiştir. Anahtar kesim durumunda diyot doğru polarmadadır. Bobinde depolanan enerji kondansatör ve yüke aktarılır. Bobin üzerindeki akım anahtar kesimde iken maksimumdan minimum değerine ulaşır.



Şekil 3.13. Azaltan-arttıran konvertörün anahtar kesim durumundaki devre yapısı

Azaltan-arttıran konvertörün kesim süresi t_{off} boyunca çıkış gerilimi $-V_o$ değeri bobin gerilimine eşit olup Denklem 3.49 ile ifade edilir. Bobin akımı değişimi ise Denklem 3.50 ile ifade edilir [23].

$$V_L(t) = -V_o = L \frac{\Delta I_{Loff}}{t_{off}} \quad (3.49)$$

$$\Delta I_{Loff} = -\frac{V_o t_{off}}{L} \quad (3.50)$$

Anahtar iletim ve kesim süreleri boyunca bobin akımındaki değişimin eşit olduğu kabul edilir ve bu durum Denklem 3.51 ile ifade edilir. Anahtarın iletim ve kesim durumundaki akım değişim ifadeleri Denklem 3.51’de yerine yazılırsa Denklem 3.52 ve Denklem 3.53 elde edilir [23].

$$\Delta I_L = \Delta I_{Lon} = \Delta I_{Loff} \quad (3.51)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_i \cdot t_{on}}{L} = -\frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (3.52)$$

$$V_i \cdot t_{on} = -V_o \cdot t_{off} \quad (3.53)$$

Anahtarın iletimde kalma süresi $t_{on} = D \cdot T_s$ ve kesimde kalma süresi $t_{off} = (1-D) \cdot T_s$ denklemleri Denklem 3.53’te yerine yazılırsa çıkış gerilim ifadesi Denklem 3.54’teki gibi elde edilir [23].

$$V_i \cdot D \cdot T_s = -V_o \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (3.54)$$

Azaltan-arttıran konvertörün çıkış gerilimi Denklem 3.54’ten faydalanarak Denklem 3.55 ile elde edilir [23].

$$V_o = -\frac{V_i \cdot D}{1-D} \quad (3.55)$$

Denklem 3.55’te görüldüğü gibi konvertörün çıkış gerilimi (V_o), giriş gerilimine (V_i) ve anahtar görev oranına (D) bağlıdır. D oranı 0,5’ten küçük olursa çıkış gerilimi giriş geriliminden daha düşük, D oranı 0,5’ten büyük olursa çıkış gerilimi giriş geriliminden daha yüksek olur [26].

Enerjinin korunumu yasasından kayıpsız bir devrede giriş ve çıkış güçleri birbirine eşitliğinden faydalanarak Denklem 3.56 ve Denklem 3.57 elde edilir. Azaltan-arttıran konvertörün giriş, çıkış gerilim ve akımının birbirlerine ve D ’ye olan bağlantısı Denklem 3.58’de verilmiştir. [23].

$$P_i = P_o \quad (3.56)$$

$$V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (3.57)$$

$$\frac{V_i}{V_o} = \frac{I_o}{I_i} = -\frac{1-D}{D} \quad (3.58)$$

Azaltan-arttıran konvertörün giriş gücü ve çıkış gücü Denklem 3.59 ve Denklem 3.60 ile hesaplanır [23].

$$P_i = \left(\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \right) D V_i \quad (3.59)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.60)$$

Giriş gücü çıkış gücüne eşitlenirse Denklem 3.61 elde edilir [23].

$$I_{\min} + I_{\max} = \frac{2 \cdot D \cdot V_i}{R \cdot (1-D)^2} \quad (3.61)$$

Denklem 3.52 ve 3.61'den yararlanılarak I_{\max} ve I_{\min} değerleri Denklem 3.62 ve Denklem 3.63 ile elde edilir [23].

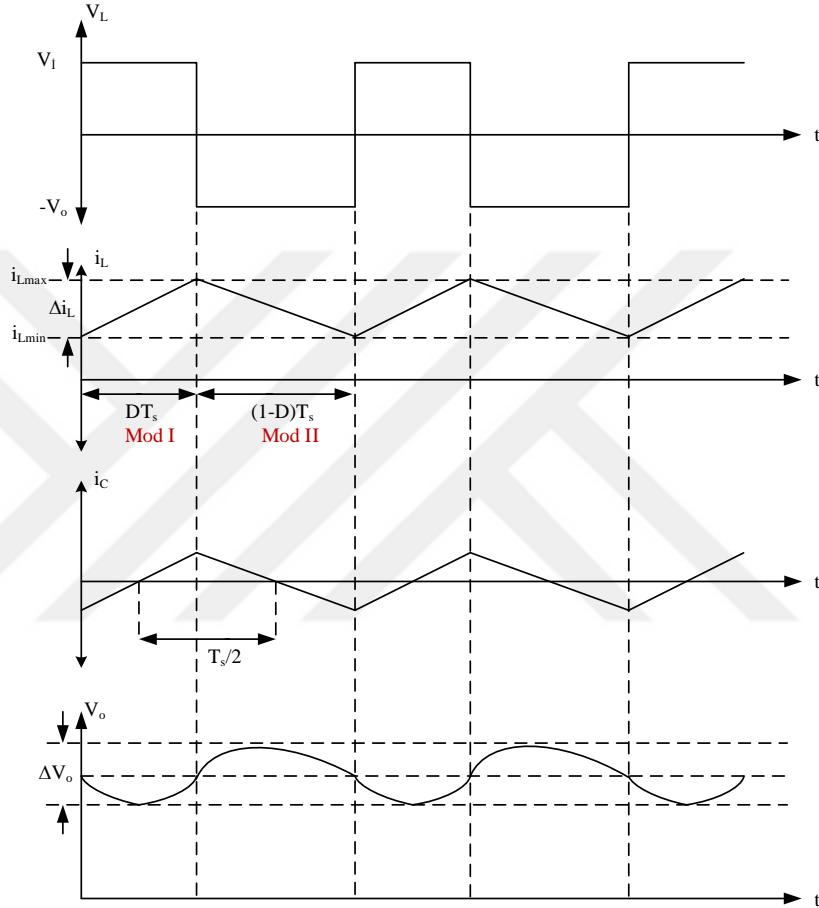
$$I_{\max} = \frac{D V_i}{R(1-D)^2} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.62)$$

$$I_{\min} = \frac{D V_i}{R(1-D)^2} - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.63)$$

$I_{L\min}$ 'in sıfıra eşitlenmesi ile azaltan-arttıran konvertörün sürekli durumda çalışması için gerekli olan L_{\min} değeri Denklem 3.64'teki gibi elde edilir [23].

$$L_{\min} = \left(\frac{T_s R}{2} \right) (1-D)^2 \quad (3.64)$$

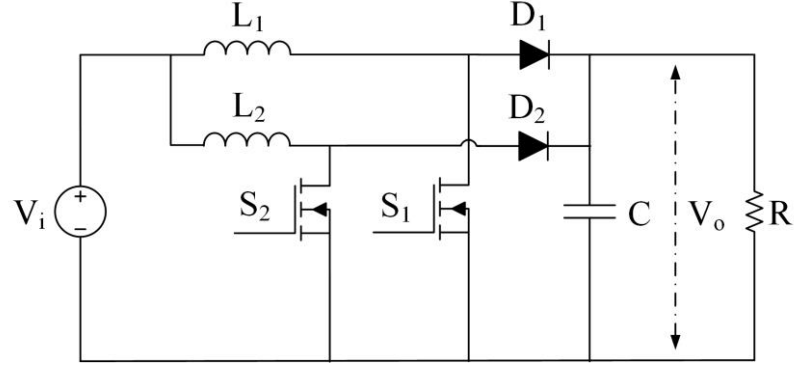
Azaltan-arttıran konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri Şekil 3.14'te gösterilmiştir. Anahtar iletim durumunda bobin gerilimi giriş gerilimi V_i , kesim durumunda iken $-V_o$ olmaktadır. Bobin ve kondansatör akımı ise iletim durumunda maksimum değerine ulaşırken kesim durumunda minimum değerine ulaşmaktadır.



Şekil 3.14. Azaltan-arttıran konvertörün anahtarlama işaretleri

3.1.4. Çift fazlı interleaved konvertör

Geleneksel konvertörler arasında nadir kullanılan bir topoloji türü de interleaved konvertördür. Bu topoloji, gerilimi yükseltmek amacı ile kullanılır. Geleneksel arttıran (boost) konvertör gibi yüksek verime sahip olması önemli bir özelliğidir. Şekil 3.15'te çift fazlı interleaved konvertörün devre yapısı verilmiştir. Devre yapısı bobin (L_1 ve L_2), diyot (D_1 ve D_2) ve anahtarlama elemanlarından (S_1 ve S_2) oluşmaktadır. Anahtarlama elemanları birbirinden 180° faz farkına sahip anahtarlama işaretleri ile anahtarlanır. Bu faz açısı $360/n$ formülü ile hesaplanır. Buradaki n sayısı faz sayısıdır [27].

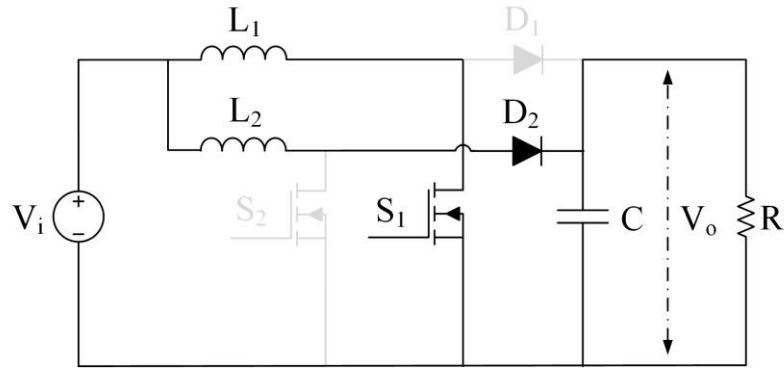


Şekil 3.15. Çift fazlı interleaved konvertörün devre yapısı

Anahtarların iletim ve kesim durumuna göre çift fazlı interleaved konvertör iki durumda incelenir.

3.1.4.1. Mod I: S_{1on}, S_{2off} durumu

Şekil 3.16'da S_1 anahtarının iletimde, S_2 anahtarının ise kesimde olduğu durum gösterilmiştir. Bu durumda ise L_1 bobininde enerji depolanırken, L_2 bobininde depolanan enerji D_2 diyotu ile yüke aktarılmaktadır [28,29].



Şekil 3.16. S_1 iletimde, S_2 kesimde iken çift fazlı interleaved konvertör devre yapısı

Sadece S_1 anahtarı iletimde iken L_1 bobin gerilimi giriş gerilimine eşit olup Denklem 3.65 ile ifade edilir [28,29].

$$V_{L_1}(t) = V_i = L_1 \frac{(\Delta I_{L_1})_{S_{1on}}}{(t_{on})_{S_{1on}}} \quad (3.65)$$

S_1 anahtarının iletimde kalma süresi $(t_{on})_{S_{1on}} = D \cdot T_s$ ifadesi Denklem 3.65'te yerine yazılırsa L_1 bobinin akım değişimi Denklem 3.66 ile ifade edilir.

$$(\Delta I_{L_1})_{S_{1on}} = \frac{V_i}{L_1} \cdot D \cdot T_s \quad (3.66)$$

L_2 bobinin gerilimi ise giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki farka eşit olup Denklem 3.67 ile ifade edilir.

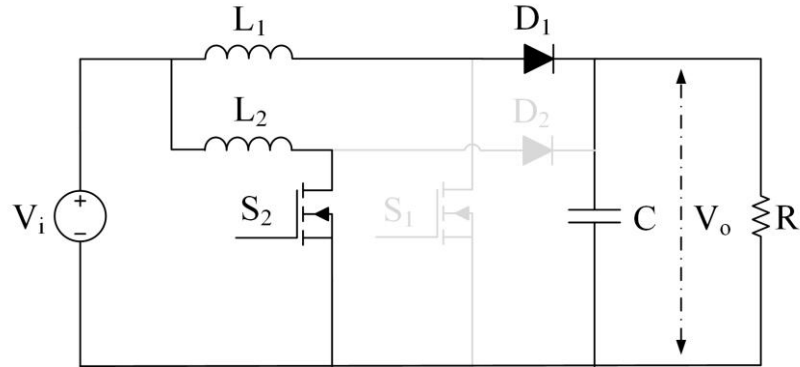
$$V_{L_2}(t) = V_i - V_o = L_2 \frac{(\Delta I_{L_2})_{S_{1on}}}{(t_{on})_{S_{1on}}} \quad (3.67)$$

Denklem 3.67'de $(t_{on})_{S_{1on}} = D \cdot T_s$ ifadesi yerine yazılırsa Denklem 3.68 ile L_2 bobinindeki akım değişimi hesaplanır.

$$(\Delta I_{L_2})_{S_{1on}} = \left(\frac{V_i - V_o}{L_2} \right) \cdot D \cdot T_s \quad (3.68)$$

3.1.4.2. Mod II: S_{1off}, S_{2on} durumu

S_1 anahtarı kesimde, S_2 anahtarı iletimde olduğu durum Şekil 3.17'de gösterilmiştir. Bu durumda L_2 bobininde enerji depolanmakta, L_1 ise daha önce depolanan enerji D_1 diyotu üzerinden yüke aktarmaktadır [28,29].



Şekil 3.17. S_1 kesimde, S_2 iletimde iken çift fazlı interleaved konvertör devre yapısı

Sadece S_2 anahtarı iletimde iken L_1 bobin gerilimi Denklem 3.69 ile ifade edilir [28,29].

$$V_{L_1}(t) = V_i - V_o = L_1 \frac{(\Delta I_{L_1})_{S_{2on}}}{(t_{on})_{S_{2on}}} \quad (3.69)$$

S_2 anahtarının iletimde olduğunu süreyi ifade eden $(t_{on})_{S_{2on}} = (1-D) \cdot T_s$ Denklem 3.69'da yerine yazılırsa L_1 bobinindeki akım değişimi Denklem 3.70 ile hesaplanır.

$$(\Delta I_{L_1})_{S_{2on}} = \frac{V_i - V_o}{L_1} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (3.70)$$

L_2 bobinindeki gerilim ise Denklem 3.71 ile ifade edilir.

$$V_{L_2}(t) = V_i = L_2 \frac{(\Delta I_{L_2})_{S_{2on}}}{(t_{on})_{S_{2on}}} \quad (3.71)$$

$(t_{on})_{S_{2on}} = (1-D) \cdot T_s$ ifadesi Denklem 3.71'de yerine yazılırsa Denklem 3.72 ile L_2 bobinindeki akım değişimi ifade edilir.

$$(\Delta I_{L_2})_{S_{2on}} = \left(\frac{V_i}{L_2} \right) \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (3.72)$$

Bu iki durumda L_1 bobinindeki akım değişimi toplamının sıfır olduğu Denklem 3.73 ve 3.74 ile ifade edilir [28,29].

$$(\Delta I_{L_1})_{S_{1on}} + (\Delta I_{L_1})_{S_{2on}} = 0 \quad (3.73)$$

$$\left(\frac{V_i}{L_1} \right) \cdot D \cdot T_s + \left(\frac{V_i - V_o}{L_1} \right) \cdot (1-D) \cdot T_s = 0 \quad (3.74)$$

Denklem 3.74'ten faydalanarak anahtar görev oranı D Denklem 3.75 ile hesaplanır [28,29].

$$D = 1 - \frac{V_i}{V_o} \quad (3.75)$$

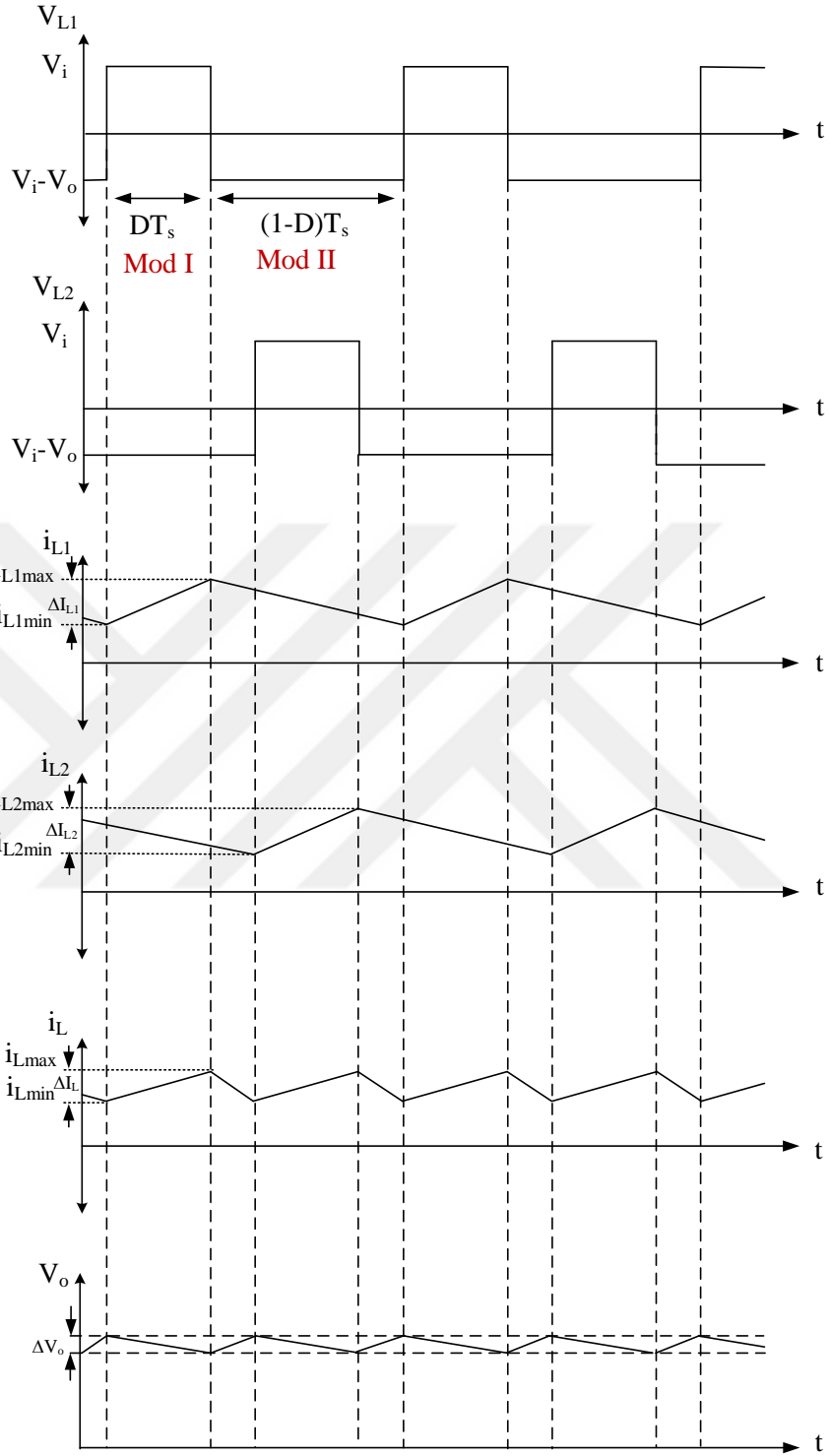
Çift fazlı interleaved konvertörün sürekli durumda çalışması için gerekli olan L_{1min} , L_{2min} değeri ve çıkış gerilimindeki salınımları azaltmak için C_{min} değeri Denklem 3.76 ve Denklem 3.77 ile hesaplanır [28,29].

$$L_{1min}, L_{2min} = \frac{(1-D)^2 \cdot D \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (3.76)$$

$$C_{min} = \frac{D_{min} \cdot V_o}{V_r \cdot R \cdot f_s} \quad (3.77)$$

Burada V_r gerilimdeki salınım miktarıdır.

Çift fazlı interleaved konvertörün anahtarlama durumlarındaki dalga şekilleri Şekil 3.18'de gösterilmiştir. *Mod I* durumunda L_1 bobini üzerindeki gerilim V_i olurken L_2 bobini gerilimi $V_i - V_o$ olmaktadır. *Mod II* durumunda ise L_2 bobini üzerindeki gerilim V_i , L_1 bobini gerilimi ise $V_i - V_o$ olmaktadır. Bobin akımları ise enerji depolarken minimum değerden maksimum değere ulaşırken, bobindeki enerji yüke aktarırken maksimum değerden minimum değere ulaşmaktadır.

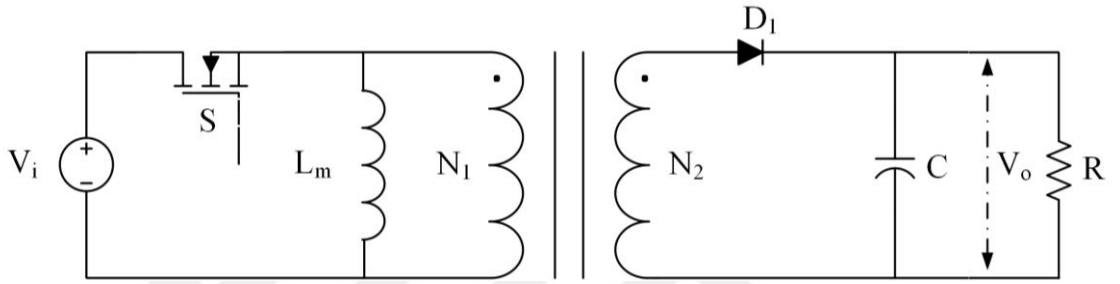


Şekil 3.18. Çift fazlı interleaved konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri

3.1.5. Flyback konvertör

Flyback konvertör, yüksek frekanslı (*HF*) transformatöre sahip olduğu için izolasyonlu konvertör topolojisiinde yer almaktadır. Çalışma yapısı azaltan-arttıran (buck-boost)

konvertör temeline dayanmaktadır. Giriş gerilimini azaltan ya da arttıran olması anahtarlama işaretinin görev oranına ve transformatörün dönüştürme oranına bağlıdır. Flyback konvertör basit yapıya, yüksek verime sahiptir. Çoklu veya tekli çıkış olarak tasarlanabilir. Flyback konvertörler anahtarlmalı güç kaynaklarında, telekomünikasyon sistemlerinde yaygın olarak kullanılır. Flyback konvertörün devre yapısı Şekil 3.19’da verilmiştir. Bu konvertör anahtarlama elemanı (S), yüksek frekanslı transformatör (HF), diyot (D_1) ve kondansatörden (C) oluşmaktadır [24].

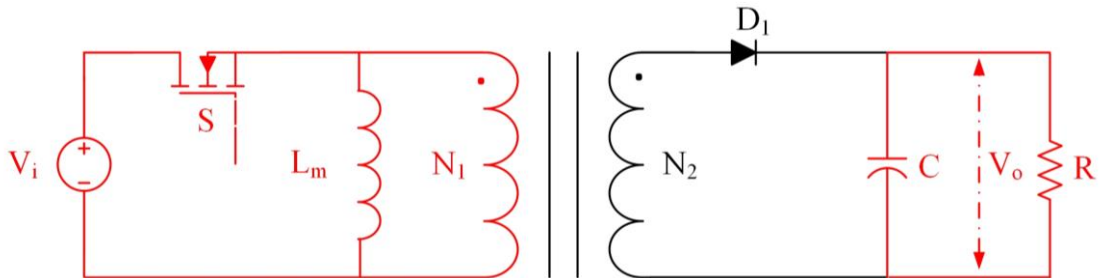


Şekil 3.19. Flyback konvertörün devre yapısı

Flyback konvertör anahtarlama elemanının konumuna göre iki durumda incelenir.

3.1.5.1. Mod I: S_{on} durumu

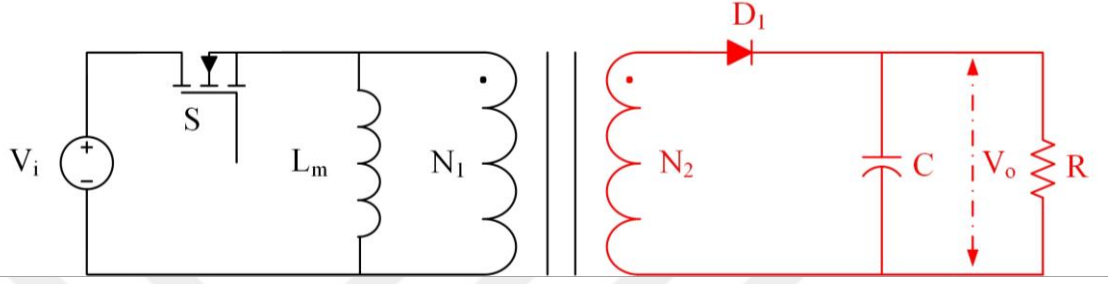
S anahtarı iletim durumunda iken transformatörün magnetizasyon bobini (L_m) üzerinde enerji depolanır. D_1 diyotu ise ters polarmada olduğu için transformatörün sekonderinden bir akım geçişi olmayıp, kondansatör üzerinde daha önceden depolanan enerji yüke aktarılır. Bu duruma ait devrenin yapısı Şekil 3.20’de verilmiştir.



Şekil 3.20. Flyback konvertör S anahtarı iletim durumu

3.1.5.2. Mod II: S_{off} durumu

S anahtarı kesim durumuna geçtiğinde D_1 diyotu doğru polarma durumuna geçer. Böylece L_m üzerinde depolanan enerji yüke aktarılır. Bu duruma ait devrenin yapısı Şekil 3.21’de verilmiştir [24].



Şekil 3.21. Flyback konvertör S anahtarının kesim durumu

Flyback konvertörün çıkış gerilimi Denklem 3.78 ile hesaplanır [24].

$$V_o = V_i \frac{D}{n \cdot (1-D)} \quad (3.78)$$

$$n = N_1/N_2 \text{ (HF transformatör dönüştürme oranı)} \quad (3.79)$$

Flyback konvertörün sürekli durumda çalışması için magnetizasyon bobinin (L_m) minimum değeri ise Denklem 3.80 ile hesaplanır [24].

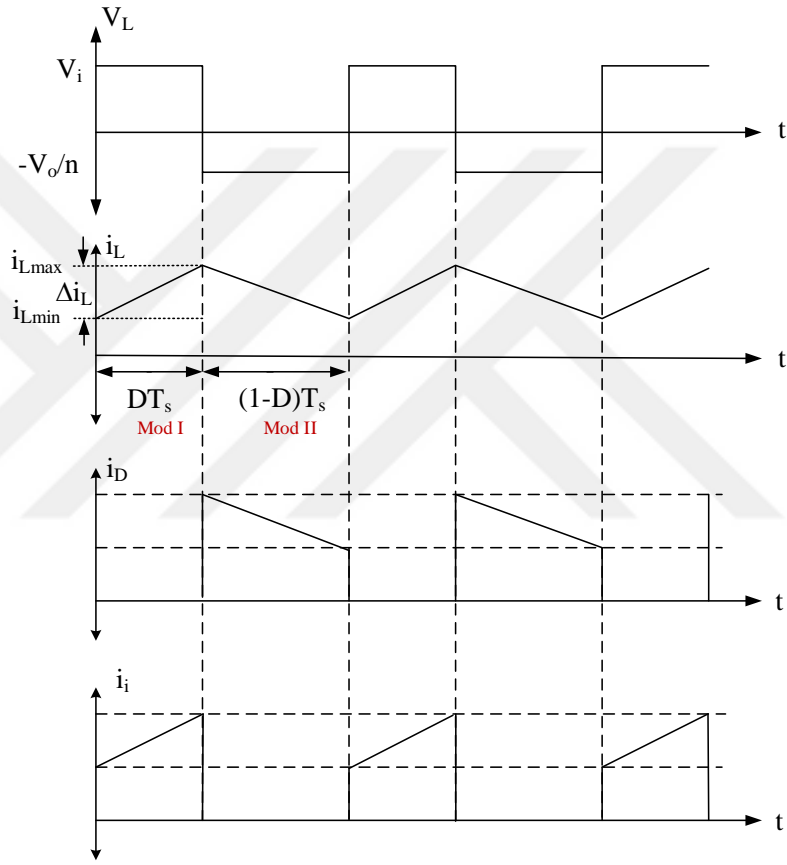
$$L_m = \frac{n^2 \cdot (1-D)^2 \cdot R}{2 \cdot f_s} \quad (3.80)$$

Çıkış gerilimindeki salınımları azaltmak için kullanılan kondansatörün değeri ise Denklem 3.81 ile hesaplanır [24].

$$C_{\min} \geq \frac{V_o \cdot D_{\min}}{\Delta V_{\max} \cdot f_s \cdot R} \quad (3.81)$$

Buradaki ΔV_{\max} gerilimdeki maksimum salınım miktarıdır.

Flyback konvertörün anahtarlama durumlarındaki dalga şekilleri Şekil 3.22’de gösterilmiştir. Anahtar iletim durumunda bobin üzerindeki gerilim giriş gerilimine eşit olmaktadır. Anahtar kesim durumuna geçtiğinde ise bobin gerilimi çıkış geriliminin HF transformatörün dönüştürme oranına bölümü olan $-V_o/n$ ’dir. Anahtar iletim durumunda bobin akımı maksimum değere ulaşır, kesim durumunda ise bobin akımı minimum değerine ulaşmaktadır.



Şekil 3.22. Flyback konvertörün anahtarlama durumundaki dalga şekilleri

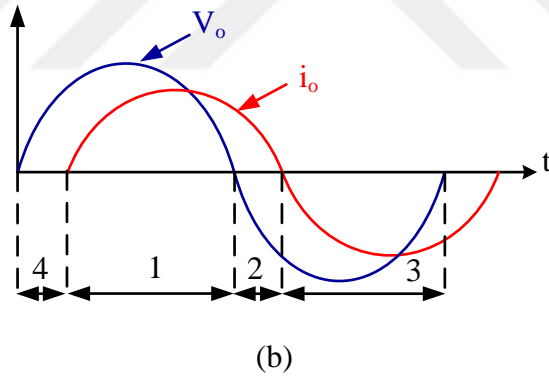
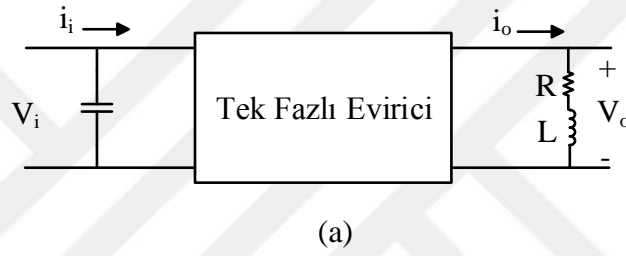
3.2. DA-AA Eviriciler

Eviriciler girişinde bulunan DA kaynağını kullanarak çıkışında genlik ve frekansı kontrol edilebilen AA çıkış gerilimi üretirler. Eviriciler günümüzde motor sürücülerinde, güç kaynaklarında, ayarlanabilir hız sürücülerinde, aktif şebeke filtrelerinde ve yenilenebilir enerji sistemlerinde çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Yapısında BJT, GTO, IGBT, MOSFET gibi anahtarlama elemanları bulunur. Evirici devreler kullanım amaçlarına göre tek fazlı ya da üç fazlı olarak tasarlanabilir. Tek fazlı

eviriciler düşük güç ve gerilime sahip kesintisiz güç kaynakları uygulamalarında daha çok tercih edilir. Üç fazlı eviriciler ise tek fazlı eviricilerin aksine orta ve yüksek güç, gerilim uygulamalarında yaygın olarak kullanılır [30].

3.2.1. Tek fazlı eviriciler

Yarım köprü ve tam köprü topoloji olmak üzere iki türde tek fazlı evirici topolojileri bulunmaktadır. Tek fazlı eviricinin genel yapısının blok diyagramı ve çıkış işaretleri Şekil 3.23'te gösterilmiştir.



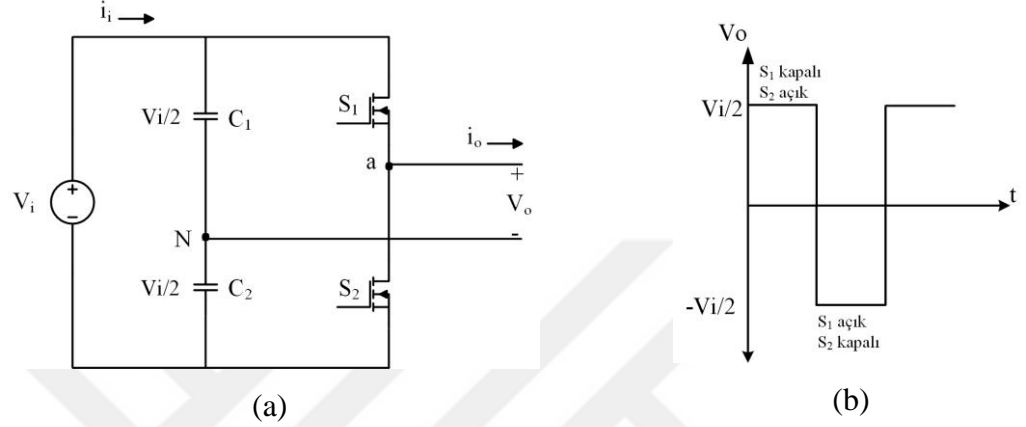
Şekil 3.23. Tek fazlı evirici (a) genel blok diyagram (b) çıkış eğrileri

Eviricinin çıkış akımının şekilde görüldüğü gibi gerilimden geride kalmasının sebebi eviricinin rezistif ve endüktif bir AA yükü beslemesidir. Şekil 3.23.b'de güç akışı DA taraftan AA tarafa 1 ve 3 aralıklarında, AA taraftan DA tarafa ise 2 ve 4 aralıklarında doğrultucu modunda gerçekleşmektedir [30].

3.2.1.1. Yarım köprü evirici

Tek fazlı en basit evirici çeşidi olan yarım köprü eviricinin devre yapısı ve çıkış eğrisi Şekil 3.24'te gösterilmiştir. Devre yapısında iki adet (S_1 ve S_2) anahtarlama elemanı

bulunmaktadır. Buradaki kondansatörlerin her birinin gerilim değeri sabit $V_i/2$ olup, eviricinin nötr noktasını oluşturmaktadır. Eviricinin giriş gerilimindeki salınımları azaltmak ve daha verimli çıkış gücü elde edebilmek için C_1 ve C_2 kondansatörlerinin değerleri yeterince yüksek olmalıdır [24,31].



Şekil 3.24. Bir fazlı yarım köprü eviricinin (a) devre yapısı (b) çıkış eğrisi

Yarım köprü eviricinin yapısındaki S_1 ve S_2 anahtarlarının aynı anda iletimde olması durumunda V_i kısa devre olacağı için anahtarlardan sadece bir tanesi iletimde olmalıdır. Tablo 3.1’de anahtarlama durumları verilmiştir. Her bir anahtarın iletim durumunda olmasını sağlayan iki ayrı anahtarlama durumu ve her iki anahtarında kesimde kalmasını sağlayan bir diğer anahtarlama kontrolü olmak üzere toplamda 3 anahtarlama durumu bulunmaktadır. Her iki anahtarın kesimde kaldığı belirsizliği engellemek amacıyla anahtarlama elemanın seçimi DGM tekniği ile yapılmalıdır [24,31].

Tablo 3.1. Yarım köprü eviricinin anahtarlama durumları

Durum	Anahtarların Durumu	V_o
1	S_1 iletimde, S_2 kesimde	$V_i/2$
2	S_1 kesimde, S_2 iletimde	$-V_i/2$
3	S_1 ve S_2 kesimde	$V_i/2$ $-V_i/2$

DGM yönteminde modüle edici bir sinüs işareti (V_s) ve taşıyıcı üçgen işaret (V_t) karşılaştırılarak anahtarlama işaretleri elde edilir. Sinüs ve üçgen işaretlerin genlik oranı

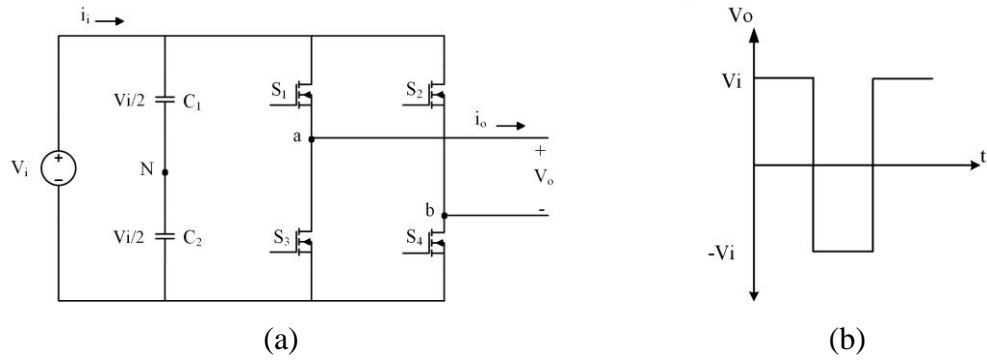
ile modülasyon indeksi (m_a) belirlenir. Bu oran, çıkış geriliminin genliğini kontrol etmek için kullanılan bir parametredir [31].

$$m_a = \frac{V_s}{V_t} \quad (3.82)$$

$$V_o = \frac{V_i}{2} m_a \quad (3.83)$$

3.2.1.2. Tam köprü evirici

Orta ve yüksek güçlerde kullanılan tek fazlı tam köprü eviricinin yapısı Şekil 3.25'te görülmektedir. Tam köprü evirici DA gerilim kaynağı, nötr noktası ve DA hattını oluşturan iki adet kondansatör ile H-köprüyü oluşturan dört adet anahtarlama elemanından oluşur. H-köprü, iki ayrı anahtar kolundan oluşur ve her bir kolda da iki adet anahtar seri bağlıdır. Tam köprü eviricinin çıkışında elde edilecek gerilim dalga şeklinin frekansı ile genlik değeri DGM modülatörle kontrol edilir [32].



Şekil 3.25. Bir fazlı tam köprü eviricinin (a) devre yapısı (b) çıkış eğrisi

Giriş gerilimi kısa devre olacağı için S_1 ve S_3 veya S_2 ve S_4 aynı anda iletim durumunda olamaz. Bu devre topolojisi ile Tablo 3.2'de görüldüğü gibi çıkışta üç farklı gerilim seviyesi elde edilmektedir. S_1 ve S_4 anahtarları iletimde, S_2 ve S_3 anahtarları kesimde olduğunda çıkışta V_i genliğinde gerilim elde edilir. Bu durumda kesimde olan S_2 ve S_3 anahtarları giriş gerilimine maruz kalacağı için anahtarlama elemanlarının dayanma gerilimleri giriş geriliminden daha yüksek değerde seçilmelidir. S_1 ve S_4 anahtarları kesimde, S_2 ve S_3 anahtarları iletimde olduğunda ise çıkışta $-V_i$ gerilimi elde edilir. Bir

önceki durumun tersine S_1 ve S_4 anahtarları giriş gerilimine dayanacak şekilde seçilmelidir. S_1 ve S_2 iletimde ya da S_3 ve S_4 anahtarlarının aynı anda iletimde olması durumunda çıkışta elde edilen gerilim değeri sıfır olur [33].

Tablo 3.2. Tam köprü eviricinin anahtarlama durumları

Durum	Anahtarlama Durumu	V_a	V_b	V_{out}
1	S_1 ve S_4 iletimde, S_2 ve S_3 kesimde	$V_i/2$	$-V_i/2$	V_i
2	S_2 ve S_3 iletimde, S_1 ve S_4 kesimde	$-V_i/2$	$V_i/2$	$-V_i$
3	S_1 ve S_3 iletimde, S_2 ve S_4 kesimde	$V_i/2$	$V_i/2$	0
4	S_2 ve S_4 iletimde, S_1 ve S_3 kesimde	$-V_i/2$	$-V_i/2$	0

3.3. Evirici Modülasyon Yöntemleri ve Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM)

Eviriciler girişinde bulunan DA kaynağını istenilen gerilim ve frekansta AA'ya dönüştürmektedir. Evirici yapısında anahtarlama elemanlarını kontrol etmek için kullanılan çeşitli DGM yöntemleri bulunmaktadır. Eviricinin verimi, anahtarlama kayıpları ve harmonikleri azaltmak kullanılan modülasyon yöntemine bağlıdır. En yaygın kullanılan DGM yöntemlerinin başında ise sinüzoidal DGM (SDGM) yöntemi gelir. Bu yöntemde yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen ile sinüs işareti karşılaştırılmaktadır. Burada üçgen işaretin frekansı anahtarlama frekansını, sinüs işaretinin frekansı ise çıkış geriliminin frekansını belirlemektedir. Evirici çıkışından elde edilen gerilim Denklem 3.84 ile ifade edilir. $V_o(t)$ işareti DA besleme gerilimi V_i ve modülasyon oranı m_a ile doğru orantılıdır [10,34,35].

$$V_o(t) = \frac{(m_a V_i)}{2} \cos(\omega_r t) \quad (3.84)$$

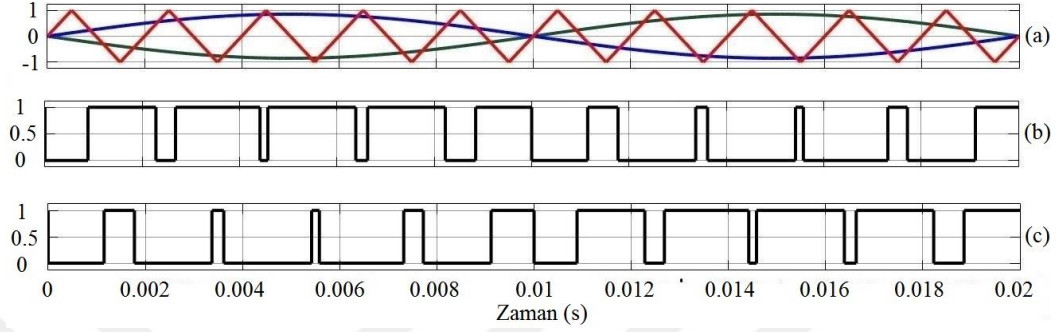
Parametreler;

m_a =genlik modülasyon oranı,

V_i =DA besleme gerilimi,

ω_r =sinüzoidal referans frekansıdır.

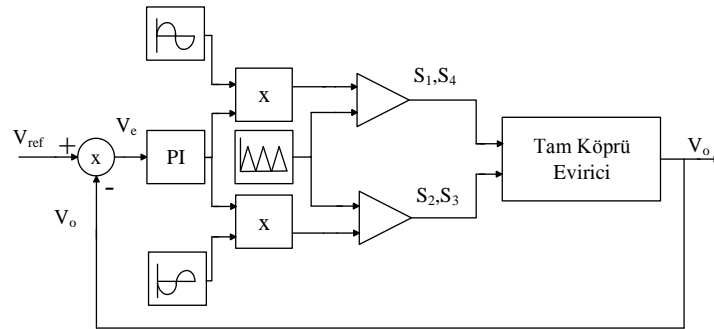
Şekil 3.26'da tam köprü evirici için SDGM işaretinin üretimi gösterilmiştir. Taşıyıcı üçgen ve referans sinüs işaretleri karşılaştırılması sonucu evirici anahtarlama işaretleri elde edilir.



Şekil 3.26. SDGM'nin üretimi (a) taşıyıcı üçgen ve referans sinüs işaretinin karşılaştırılması (b) S_1 ve S_4 'ün anahtarlama işareti (c) S_2 ve S_3 'ün anahtarlama işareti

- **SDGM işaretinin PI kontrolcü ile üretimi**

Eviricinin çıkış gerilimindeki salınımı minimuma indirmek ve istenilen seviyede gerilim elde etmek için SDGM anahtarlama işareti üretilirken oransal-integral (PI) kontrolcü kullanılabilir. Şekil 3.27'de SDGM anahtarlama işaretlerinin PI kontrolcü ile üretiminin blok diyagramı gösterilmiştir. Çıkış gerilimi (V_o) ile referans gerilim (V_{ref}) değeri karşılaştırılarak hata işareti (V_e) elde edilir. Elde edilen V_e işareti PI kontrolcü girişine uygulanır. PI kontrolcü hata işaretini en aza indirmek amacıyla modülasyon oranı üretir. Referans sinüs işaretleri modülasyon oranı ile çarpılarak taşıyıcı üçgen işaretle de karşılaştırılarak evirici için gerekli anahtarlama işaretleri üretilir [10,36].

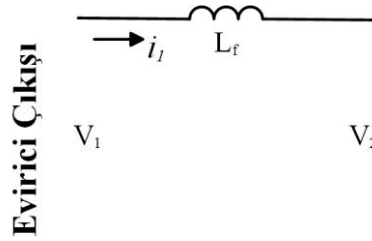


Şekil 3.27. Tam köprü eviricinin SDGM işaretinin PI kontrolcü ile üretilmesi

3.4. Evirici Çıkış Filtreleri

3.4.1. L filtre

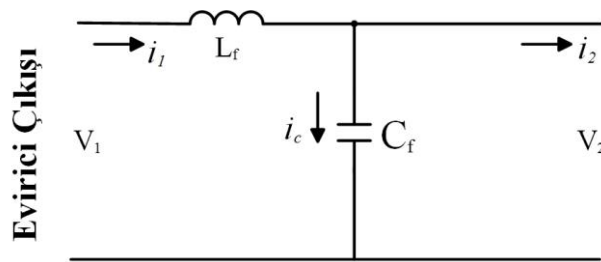
L filtre tüm frekans aralığında -20 dB zayıflatmaya sahip birinci dereceden filtredir. Bu filtre türü yüksek anahtarlama frekansına sahip eviricilerde kullanılmaktadır [37]. L filtrenin devre yapısı 3.28’de gösterilmiştir.



Şekil 3.28. L filtre devre yapısı

3.4.2 LC filtre

LC filtre -40 dB zayıflatmaya sahip ikinci dereceden filtredir. Tasarımı kolay ve L filtreye göre daha iyi filtreleme özelliğine sahiptir. LC filtre devre yapısı Şekil 3.29’da gösterilmiştir.



Şekil 3.29. LC filtre devre yapısı

LC filtre tasarımında önemli bir rol oynayan kesim frekansı Denklem 3.85 ile hesaplanır [37,38,39].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}} \quad (3.85)$$

LC filtre tasarımında bobin ve kondansatör değerleri Denklem 3.86 ve Denklem 3.87 ile hesaplanmaktadır. Δ_i akımdaki salınımı, ΔV_2 çıkış gerilimdeki salınım oranını ifade etmektedir [39].

$$L_f = \frac{V_1}{4 \cdot f_s \cdot \Delta_i} \quad (3.86)$$

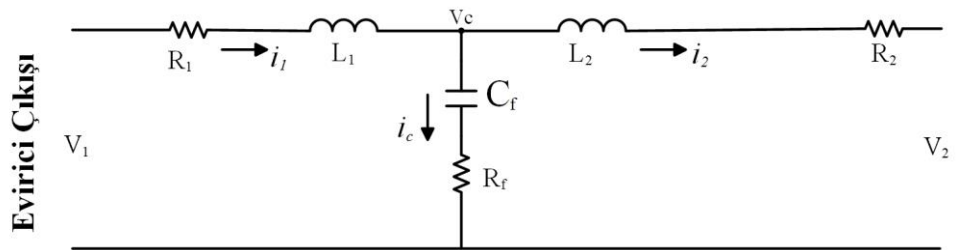
$$C_f = \frac{\Delta_i}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_2} \quad (3.87)$$

LC filtrenin transfer fonksiyonu ise Denklem 3.88 ile ifade edilir [38].

$$F_{(s)} = \frac{1}{1 + sL_f + s^2L_fC_f} \quad (3.88)$$

3.4.3. LCL filtre

Evirici çıkışında elde edilen işaret, yüksek genlikli DGM şeklinde olup harmonikler barındırdığı için evirici çıkışında filtre kullanılması gerekmektedir. Bu filtre 3. dereceden olup boyut olarak küçük ve harmonikleri daha iyi sönümlemesi gibi avantajlara sahiptir. LCL filtrenin devre yapısı Şekil 3.30'da verilmiştir [40].



Şekil 3.30. LCL filtre devre yapısı

LCL filtrenin transfer fonksiyonu Denklem 3.89'da verilmiştir. Geri besleme sinyali şebekeye giden akım olduğu için transfer fonksiyonu çıkış akımının giriş gerilimine oranı olarak ifade edilir [40].

$$H(s)_{LCL} = \frac{i_2}{V_1} = \frac{C_f R_f s + 1}{L_1 C_f L_2 s^3 + C_f (L_1 + L_2) R_f s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (3.89)$$

Sistemin güç faktörünün azalmasını önlemek için C_f kondansatörünün değeri C_b baz kondansatörü değerinin %5'inden daha az olmalıdır. Sistemin baz empedansının eviricinin çıkış gerilimi ve gücüne bağlı değeri Denklem 3.90 ile ifade edilirken, baz kondansatörünün değeri ise Denklem 3.91 ile ifade edilir. C_f kondansatörün değeri ise Denklem 3.92 ile hesaplanır [38].

$$Z_b = \frac{V_{2rms}^2}{P} \quad (3.90)$$

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot Z_b} \quad (3.91)$$

$$C_f < 0,05 \cdot C_b \quad (3.92)$$

L_1 bobinin değeri ise evirici giriş gerilimi (V_{da}), anahtarlama frekansı (f_s) ve evirici akımındaki değişim miktarına (ΔI_{max}) bağlı olarak Denklem 3.93 ile hesaplanır [38].

$$L_1 = \frac{V_{da}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{max}} \quad (3.93)$$

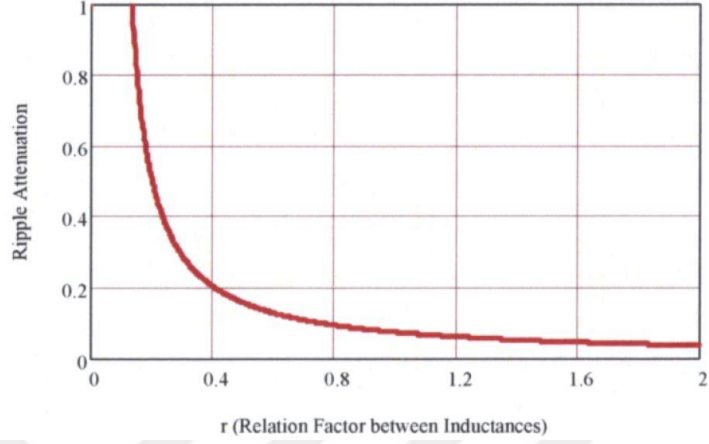
ΔI_{max} değeri ise evirici gücü (P) ve çıkış gerilimi (V_{2rms}) değerlerine göre Denklem 3.94 ile hesaplanır.

$$\Delta I_{max} = 0,1 \cdot \frac{P \cdot \sqrt{2}}{V_{2rms}} \quad (3.94)$$

L_2 bobinin değeri ise Denklem 3.95 ile ifade edilir [38].

$$L_2 = r \cdot L_1 \quad (3.95)$$

Buradaki L_1 ve L_2 bobini arasındaki r parametresinin değerine göre salınım zayıflatma eğrisi Şekil 3.31’de verilmiştir.



Şekil 3.31. r parametresine bağlı salınım miktarı [41]

Filtre tasarımı yapılırken kesim frekansı çok önemli bir parametredir. Filtrenin kesim frekansı minimum eviricinin anahtarlama frekansının yarısı kadar olmalıdır. Kesim frekansı Denklem 3.96, açılma hızı ise Denklem 3.97 ile hesaplanmaktadır [38].

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (3.96)$$

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} \quad (3.97)$$

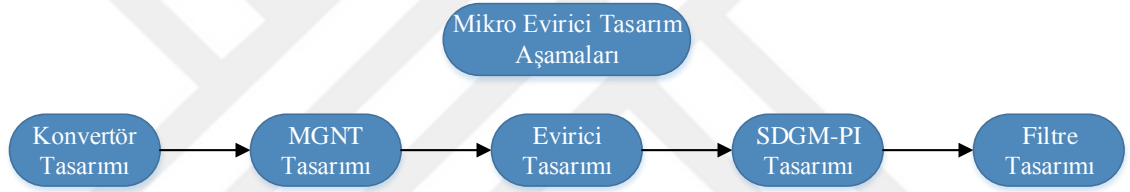
LCL filtre salınımlara karşı hassas olduğu için salınımları azaltmak amacı ile sönümlenme direncine ihtiyaç duyar. Genel olarak sönümlenme direnci bobine seri veya paralel ya da kondansatöre seri veya paralel bağlanabilir. Sönümlenme direncinin değeri Denklem 3.98 ile ifade edilmiştir [40].

$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (3.98)$$

BÖLÜM 4

MİKRO EVİRİCİ TASARIM ÇALIŞMALARI

Mikro eviricinin bileşenlerinin tasarım aşamaları Şekil 4.1’de gösterilmiştir. Tasarlanan mikro evirici iki katmanlı yapıya sahiptir. İlk katman, FV panelden elde edilen DA gerilimin istenilen seviyeye artırılması veya azaltılmasını sağlayan konvertör tasarımının gerçekleştirildiği bölümden oluşmaktadır. FV panelden maksimum güçte yararlanmak için MGNT algoritması tasarlanmıştır. Konvertörden elde edilen DA gerilimi AA gerilime dönüştürmek için de evirici ve kontrolcüsünün tasarımı gerçekleştirilerek tasarlanan bileşenlerin bir araya getirilmesi ile mikro evirici tasarımı gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 4.1. Mikro evirici tasarım aşamaları

4.1. DA-DA Konvertör Tasarımları

Bu çalışmada arttıran, çift fazlı interleaved ve flyback konvertör yapısına sahip üç ayrı 350 W güç kapasiteli mikro evirici tasarımı gerçekleştirilmiştir.

4.1.1. Arttıran konvertör tasarımı

Arttıran konvertörün yapısı bobin, anahtarlama elemanı, diyot, kondansatör ve yükten oluşmaktadır. Tasarlanan arttıran konvertörün yapısı Şekil 4.2’de gösterilmiştir. Giriş gerilimi (V_i) 43 V, çıkış gerilimi (V_o) 152 V olan arttıran konvertör için gerekli anahtar görev oranının minimum ve maksimum değerleri Denklem 3.36’dan faydalanarak Denklem 4.1 ve Denklem 4.2 ile hesaplanmıştır.

$$V_o = \frac{V_i}{(1-D_{\min})} \Rightarrow 152 = \frac{43}{(1-D_{\min})} \Rightarrow D_{\min} = 0,72 \quad (4.1)$$

$$V_o = \frac{V_i}{(1-D_{\max})} \Rightarrow 152 = \frac{38}{(1-D_{\max})} \Rightarrow D_{\max} = 0,75 \quad (4.2)$$

Arttıran konvertör için minimum yük seçimi konvertör çıkış gerilimi ve güç parametrelerini kullanarak Denklem 4.3 ile hesaplanmıştır.

$$P = \frac{V_o^2}{R_{\min}} \Rightarrow R_{\min} = \frac{V_o^2}{P} \Rightarrow R_{\min} = \frac{152^2}{350} \Rightarrow R_{\min} = 66,01\Omega \quad (4.3)$$

Arttıran konvertör için piyasada bulunabilecek olan yük değeri 75Ω seçilirse L_{\min} ve C_{\min} değeri 100 kHz anahtarlama frekansında Denklem 3.45 ve Denklem 3.46'dan faydalanılarak Denklem 4.4 ve Denklem 4.5 ile hesaplanmıştır.

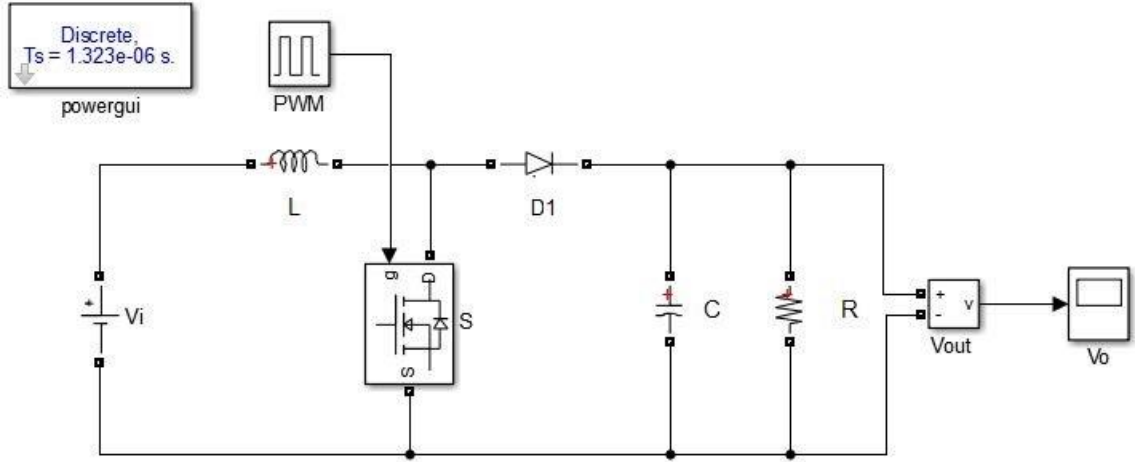
$$L_{\min} = \frac{(T_s R_{\min})}{2} (1-D_{\min})^2 D_{\min} = \frac{75}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} (0,28)^2 \cdot 0,72 \Rightarrow L_{\min} = 21,17 \mu H \quad (4.4)$$

$$C_{\min} = \frac{D_{\min} \cdot V_o}{V_r \cdot R_{\min} \cdot f_s} = \frac{0,72 \cdot 152}{2 \cdot 75 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow C_{\min} = 7,3 \mu F \quad (4.5)$$

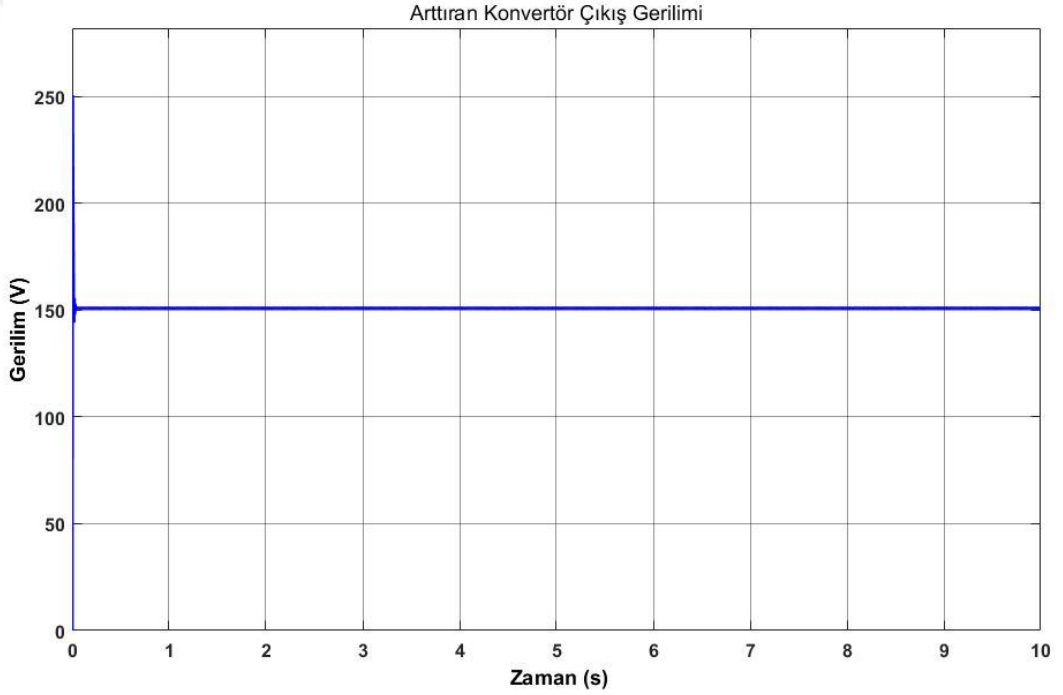
Tasarlanan arttıran konvertörün devre parametreleri Tablo 4.1'de verilmiştir. Benzetim çalışması sonucu arttıran konvertörün çıkış gerilimi 151 V elde edilmiştir ve Şekil 4.3'te gösterilmiştir.

Tablo 4.1. Tasarlanan arttıran konvertörün parametreleri

Parametre	Değer
V_i	38 V
L	500 μ H
C	220 μ F
f_s	100 kHz
Anahtar görev oranı	0,75



Şekil 4.2. Tasarlanan arttıran konvertörün devre yapısı



Şekil 4.3. Tasarlanan arttıran konvertörün çıkış gerilimi

4.1.2. Çift fazlı interleaved konvertör tasarımı

Çift fazlı interleaved konvertör devresi; L_1 ve L_2 bobinleri, anahtarlama elemanı, D_1 ve D_2 diyotları, C kondansatör ve R yükten oluşmaktadır. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertör, Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Giriş gerilimi (V_i) 43 V, çıkış gerilimi (V_o) 152 V olan çift fazlı interleaved konvertör için gerekli anahtar görev oranı Denklem 3.75'ten faydalanarak Denklem 4.6 ve Denklem 4.7 ile hesaplanmıştır.

$$D_{\min} = 1 - \frac{V_{i\max}}{V_o} = 1 - \frac{43}{152} \Rightarrow D_{\min} = 0,72 \quad (4.6)$$

$$D_{\max} = 1 - \frac{V_{i\min}}{V_o} = 1 - \frac{38}{152} \Rightarrow D_{\max} = 0,75 \quad (4.7)$$

Çift fazlı interleaved konvertör için minimum yük seçimi konvertör çıkış gerilimi ve güç parametrelerini kullanarak Denklem 4.8 ile hesaplanmıştır.

$$P = \frac{V_o^2}{R_{\min}} \rightarrow R_{\min} = \frac{V_o^2}{P} = \frac{152^2}{350} \Rightarrow R_{\min} = 66,01\Omega \quad (4.8)$$

Çift fazlı interleaved konvertör için minimum yük değeri 66,01 Ω olarak hesaplanmıştır fakat piyasada bulunabilecek olan yük değeri 75 Ω olarak, gerilimdeki salınım miktarı 2 V seçilirse $L_{1\min}$, $L_{2\min}$ ve C_{\min} değeri 100 kHz anahtarlama frekansında Denklem 3.76 ve Denklem 3.77'den faydalanılarak Denklem 4.9 ve Denklem 4.10 ile hesaplanmıştır.

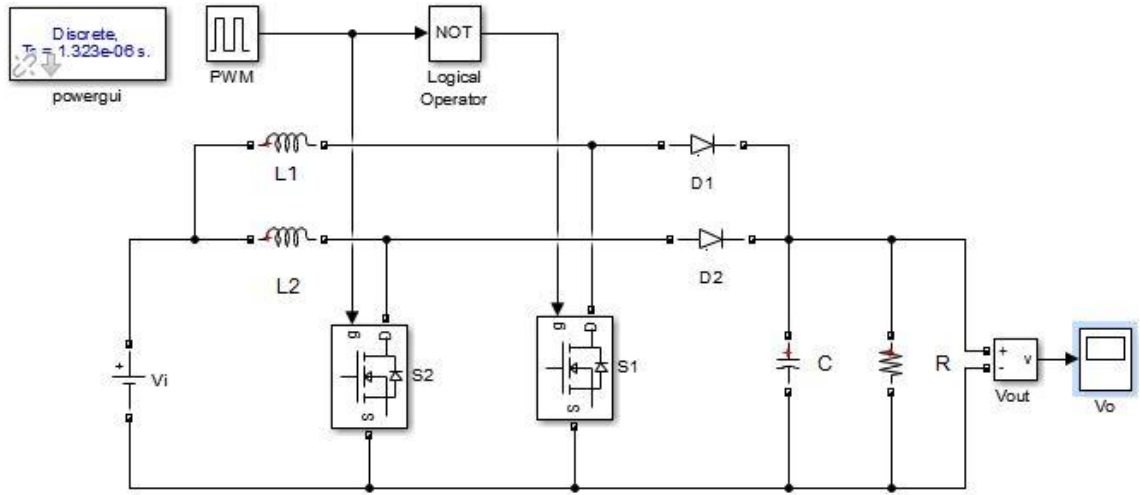
$$L_{1\min}, L_{2\min} = \frac{(1 - D_{\min})^2 D_{\min} R_{\min}}{2f_s} = \frac{(0,28)^2 \cdot 0,72 \cdot 75}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow L_{1\min}, L_{2\min} = 21,17\mu H \quad (4.9)$$

$$C_{\min} = \frac{D_{\min} \cdot V_o}{V_r \cdot R_{\min} \cdot f_s} = \frac{0,72 \cdot 152}{2 \cdot 75 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow C_{\min} = 7,3\mu F \quad (4.10)$$

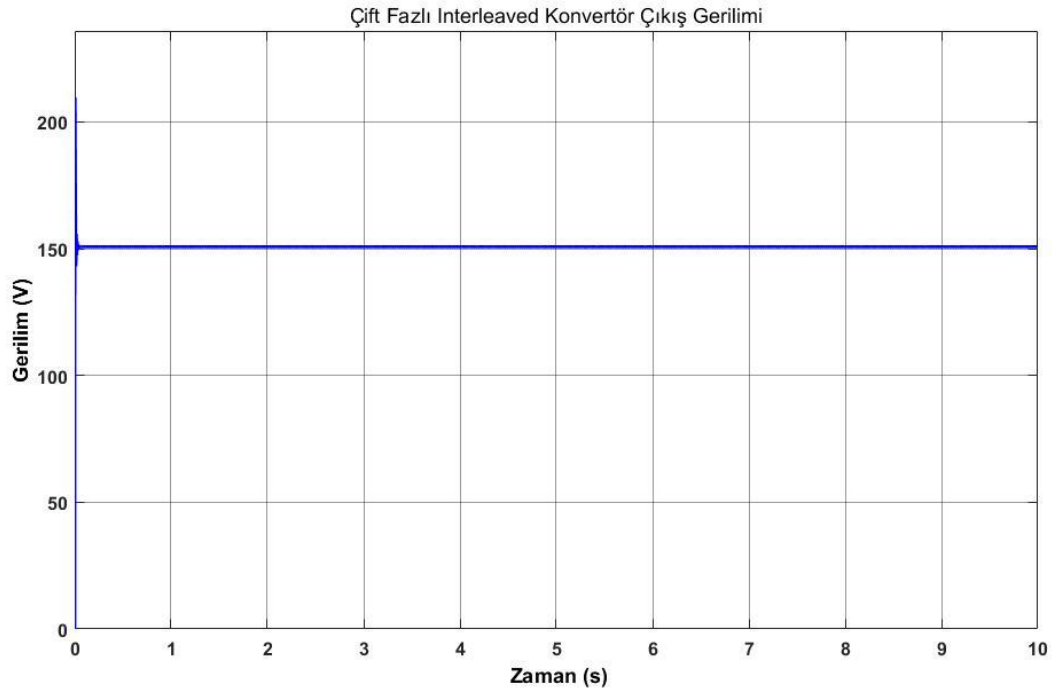
Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün devre parametreleri Tablo 4.2'de verilmiştir. Benzetim çalışması sonucu çift fazlı interleaved konvertörün çıkış gerilimi 151 V elde edilmiştir ve Şekil 4.5'te gösterilmiştir.

Tablo 4.2. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün parametreleri

Parametre	Değer
V_i	38 V
L_1, L_2	500 μH
C	220 μF
f_s	100 kHz
Anahtar görev oranı	0,75



Şekil 4.4. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün devre yapısı



Şekil 4.5. Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörün çıkış gerilimi

4.1.3. Flyback konvertör tasarımı

Flyback konvertör devre yapısı S anahtarlama elemanı, HF transformör, D_1 diyot ve C kondansatörden oluşmaktadır. Tasarlanan flyback konvertörün devre yapısı Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Giriş gerilimi (V_i) 57,3 V, çıkış gerilimi (V_o) 470 V, HF transformör dönüştürme oranı (N_1/N_2) 1/3 olan flyback konvertör için gerekli anahtar görev oranının

maksimum ve minimum değerleri Denklem 3.78'den faydalanarak Denklem 4.11 ve 4.12 ile elde edilmiştir.

$$V_o = V_i \frac{D_{\min}}{n(1-D_{\min})} \Rightarrow 470 = 57,3 \frac{D_{\min}}{(1/3) \cdot (1-D_{\min})} \Rightarrow D_{\min} = 0,732 \quad (4.11)$$

$$V_o = V_i \frac{D_{\max}}{n(1-D_{\max})} \Rightarrow 470 = 52,3 \frac{D_{\max}}{(1/3) \cdot (1-D_{\max})} \Rightarrow D_{\max} = 0,75 \quad (4.12)$$

Flyback konvertör için minimum yük seçimi konvertör çıkış gerilimi ve güç parametrelerini kullanarak Denklem 4.13 ile hesaplanmıştır.

$$P = \frac{V_o^2}{R_{\min}} \rightarrow R_{\min} = \frac{V_o^2}{P} = \frac{470^2}{350} \Rightarrow R_{\min} = 631,14\Omega \quad (4.13)$$

Yük olarak piyasada Denklem 4.13'te hesaplanan minimum değere en yakın olan 640 Ω seçilmiştir. HF transformatörün magnetizasyon bobini (L_m)'nin minimum değeri ise Denklem 3.80' den faydalanarak Denklem 4.14 ile hesaplanmıştır.

$$L_{m_{\min}} = \frac{n^2(1-D_{\min})^2 R}{2f_s} = \frac{(1/3)^2 \cdot (1-0,732)^2 \cdot 640}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} \Rightarrow L_{m_{\min}} = 25,54\mu H \quad (4.14)$$

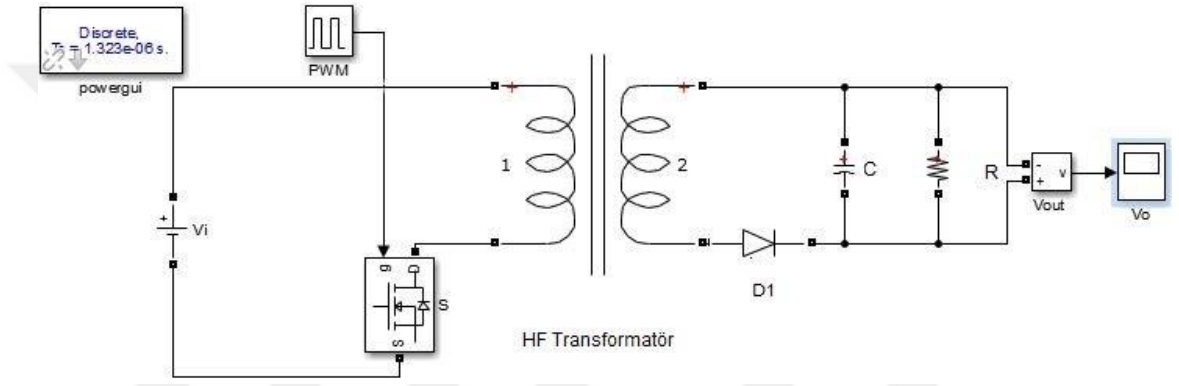
Çıkış gerilim filtre kondansatörü ΔV_{\max} değeri %5 olarak seçilirse Denklem 3.81'den faydalanarak Denklem 4.15'te elde edilmiştir.

$$C_{\min} \geq \frac{V_o \cdot D_{\min}}{\Delta V_{\max} \cdot f_s \cdot R} \Rightarrow C_{\min} \geq \frac{470 \cdot 0,732}{0,05 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 640} \Rightarrow C_{\min} \geq 107,5\mu F \quad (4.15)$$

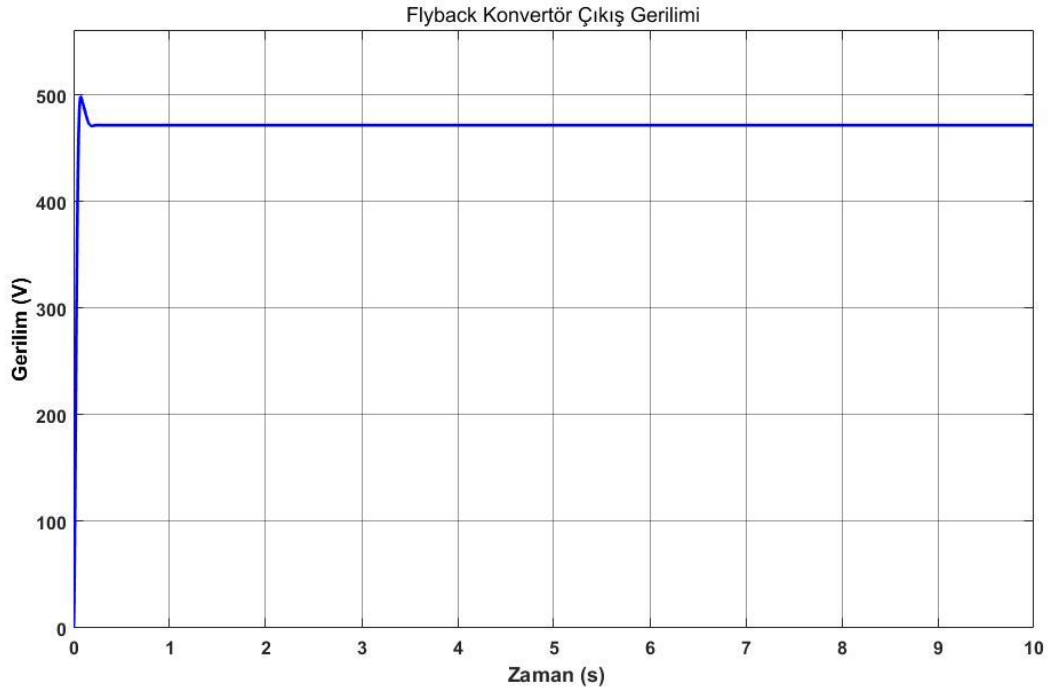
Tasarlanan flyback konvertörün devre parametreleri Tablo 4.3'te verilmiştir. Flyback konvertörün benzetim çalışması sonucu elde edilen çıkış gerilim grafiği Şekil 4.7'de gösterilmiş ve çıkış gerilimi 470 V olduğu görölmektedir.

Tablo 4.3. Tasarlanan flyback konvertörün parametreleri

Parametre	Değer
V_i	52,3 V
L_m	1 mH
n	1/3
C	220 μ F
f_s	100 kHz
Anahtar görev oranı	0,75



Şekil 4.6. Tasarlanan flyback konvertörün devre yapısı



Şekil 4.7. Tasarlanan flyback konvertörün çıkış gerilimi

4.2. Maksimum Güç Noktası Takipçisi (MGNT) Tasarımı

FV panelinden maksimum güç elde etmek için maksimum güç noktası takipçisi olarak değiştir ve gözle yöntemi kullanılmıştır. Değiştir ve gözle yöntemine ait akış diyagramı Şekil 2.4'te verilmiştir. Konvertör tasarımlarında ise bu akış diyagramına uygun olarak çalışan bir algoritma tasarlanmış ve kontrol işlemleri bu algoritma tarafından gerçekleştirilmiştir.

4.3. DA-AA Tam Köprü Evirici Tasarımı

Konvertörden elde edilen DA gerilimi AA'ya dönüştürmek için evirici kullanılması gerekmektedir. Tasarlanan arttıran, çift fazlı interleaved ve flyback konvertör topolojilerinin çıkışında kullanılacak evirici devre yapısı Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Evirici çıkışında sinüzoidal AA elde etmek için ise LCL filtre kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarında kullanılan LCL filtrenin parametreleri daha önceki bölümde belirtilen denklemlerden faydalanarak aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Eviricinin gücü (P) 242 W, çıkış gerilimi (V_{2rms}) 220 V olup baz empedans değeri (Z_b) Denklem 3.90'dan faydalanarak Denklem 4.16 ile hesaplanmıştır.

$$Z_b = \frac{V_{2rms}^2}{P} = \frac{220^2}{242} \Rightarrow Z_b = 200\Omega \quad (4.16)$$

Baz kondansatör değeri ise baz empedans değerine ve 50 Hz çıkış gerilimi frekansına (f_n) göre Denklem 3.91'den yararlanarak Denklem 4.17 ile elde edilir.

$$C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot Z_b} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 200} \Rightarrow C_b = 1,59 \cdot 10^{-5} F \quad (4.17)$$

C_f değeri baz kondansatör değerinin %5'inden daha küçük olmalıdır. Bu durum Denklem 4.18 ile ifade edilir.

$$C_f < 0,05 \cdot 1,59 \cdot 10^{-5} \Rightarrow C_f < 7,95 \cdot 10^{-7} F \quad (4.18)$$

Tasarlanan çıkış filtresi için C_f değeri $7,9 \cdot 10^{-7}$ F olarak belirlenmiştir.

Evirici çıkışındaki maksimum akım değişim miktarı ise Denklem 3.94'ten faydalanarak Denklem 4.19 ile hesaplanmıştır.

$$\Delta I_{\max} = 0,1 \cdot \frac{P \cdot \sqrt{2}}{V_{2rms}} = 0,1 \cdot \frac{242 \cdot \sqrt{2}}{220} \Rightarrow \Delta I_{\max} = 0,1556 \text{ A} \quad (4.19)$$

Çıkış filtresinin L_1 bobin değeri DA gerilim giriş kaynağı (V_{da}) 550 V, tam köprü evirici anahtarlama frekansı 10 kHz olarak seçilirse Denklem 3.93'ten yararlanarak Denklem 4.20 ile elde edilmiştir.

$$L_1 = \frac{V_{da}}{16 \cdot f_s \cdot \Delta I_{\max}} = \frac{550}{16 \cdot 10^4 \cdot 0,1556} \Rightarrow L_1 = 22,1mH \quad (4.20)$$

L_2 bobin değeri ise Denklem 3.95'ten faydalanarak Denklem 4.21'de hesaplanmıştır. Buradaki r parametresi Şekil 3.31'den 0,87 olarak seçilmiştir.

$$L_2 = r \cdot L_1 = 0,87 \cdot 22,1 \cdot 10^{-3} \Rightarrow L_2 = 19,2mH \quad (4.21)$$

Tasarlanan filtrenin kesim frekansı ve açısal hızı Denklem 3.96 ve Denklem 3.97'den faydalanarak Denklem 4.22 ve Denklem 4.23'te hesaplanmıştır.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_f}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{22,1 \cdot 10^{-3} + 19,2 \cdot 10^{-3}}{22,1 \cdot 10^{-3} \cdot 19,2 \cdot 10^{-3} \cdot 7,9 \cdot 10^{-7}}} \Rightarrow f_{res} = 1,76kHz \quad (4.22)$$

$$\omega_{res} = 2\pi f_{res} = 2 \cdot \pi \cdot 1760 = 11052,8rad / sn \quad (4.23)$$

Sönümlenme direncinin değeri Denklem 3.98'den faydalanarak Denklem 4.24 ile elde edilmiştir.

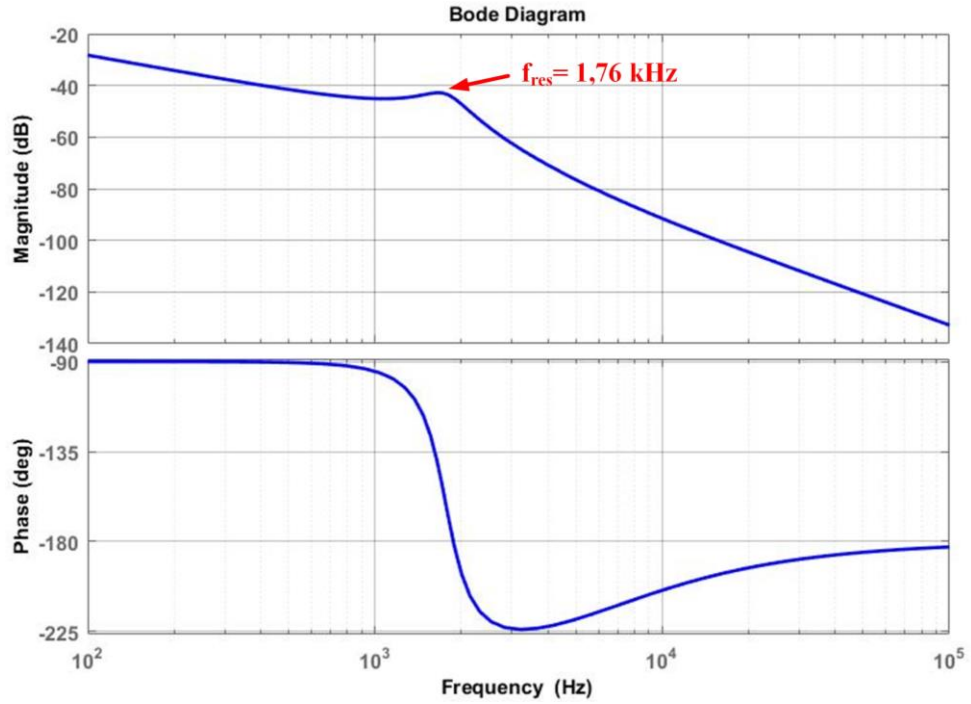
$$R_f = \frac{1}{3\omega_{res}C_f} = \frac{1}{3 \cdot 11052,8 \cdot 7,9 \cdot 10^{-7}} \Rightarrow R_f = 38,175\Omega \quad (4.24)$$

Tasarımı gerçekleştirilen LCL filtrenin devre elemanı parametreleri Tablo 4.4'te verilmiştir.

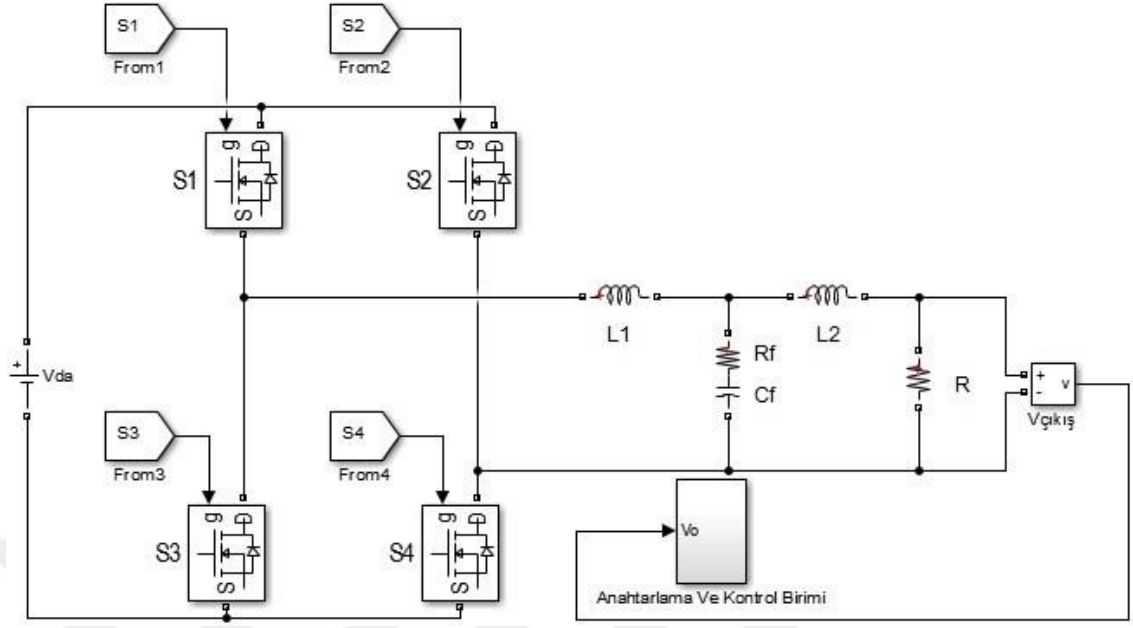
Tablo 4.4 Tasarlanan LCL filtre devre elemanlarının parametreleri

Parametre	Değer
L ₁	22,1 mH
L ₂	19,2 mH
C _f	7,9 · 10 ⁻⁷
R _f	38,175Ω

Denklem 3.89'daki LCL filtrenin transfer fonksiyonuna ve tasarım aşamasındaki belirlenen Tablo 4.4'teki parametrelere göre tasarlanan LCL filtrenin Bode diyagramı Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Bode diyagramından da görüldüğü gibi tasarlanan filtrenin kesim frekansı 1,76 kHz'dir.

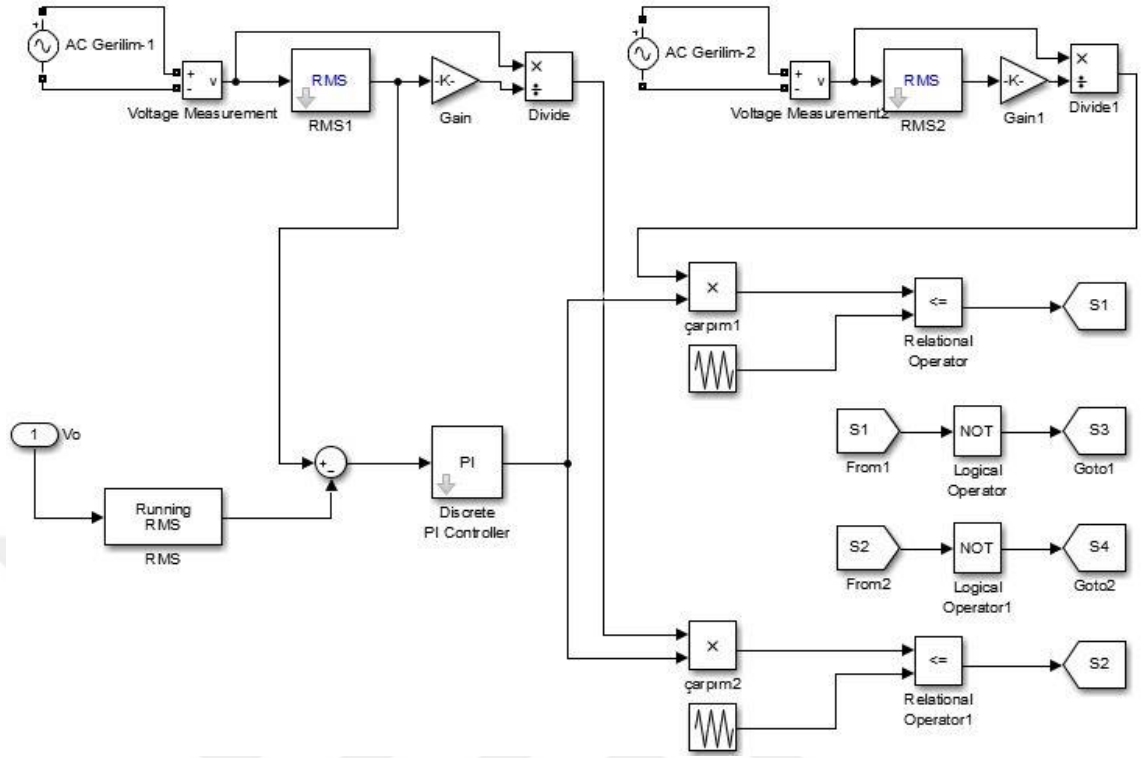


Şekil 4.8. Tasarlanan LCL filtresine ait Bode diyagramı



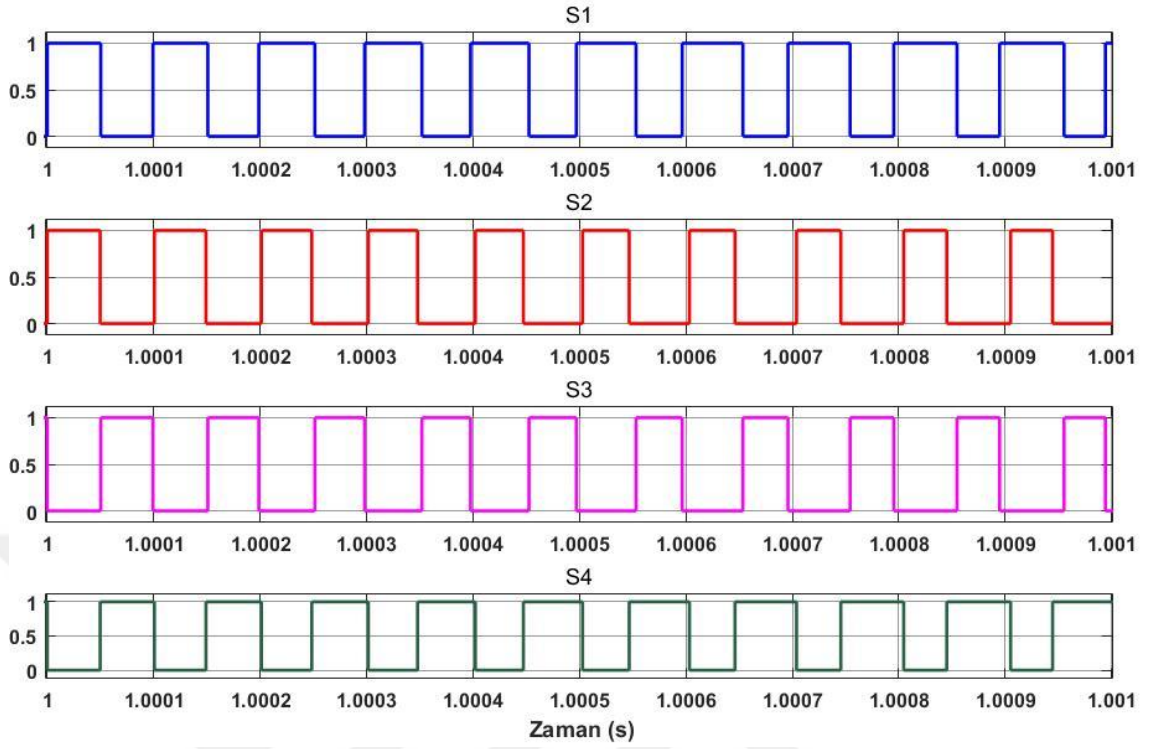
Şekil 4.9. Tasarlanan eviricinin devre yapısı

Tasarlanan eviricide PI kontrolcü ile çıkıştan istenilen değerde gerilim elde edilmesi için gerekli olan anahtarlama işaretlerinin üretildiği anahtarlama ve kontrol birimi yapısı Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Evirici çıkışından alınan geri besleme gerilimiyle referans gerilim değeri $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ karşılaştırılarak elde edilen hata işareti PI kontrolcünün girişine uygulanır. PI kontrolcü hatayı en aza indirmek için gerekli olan modülasyon oranını üretir. Bu modülasyon oranı birbirinden 180° faz farkına sahip ve frekans değeri 50 Hz, genlik değeri ise 1 olan sinüzoidal işaretler ile çarpılarak anahtarlama işareti SDGM'nin üretilmesi için gerekli olan referans işaretler oluşturulur. Daha sonra elde edilen referans işaretler ile 10 kHz anahtarlama frekansına sahip taşıyıcı üçgen ile karşılaştırılarak eviricinin her bir kolundaki S_1 ve S_2 anahtarları için anahtarlama işareti elde edilmiş olur. Bu elde edilen S_1 ve S_2 anahtarlama işaretlerine *NOT* fonksiyonu uygulanarak S_3 ve S_4 anahtarları için anahtarlama işaretleri elde edilir.

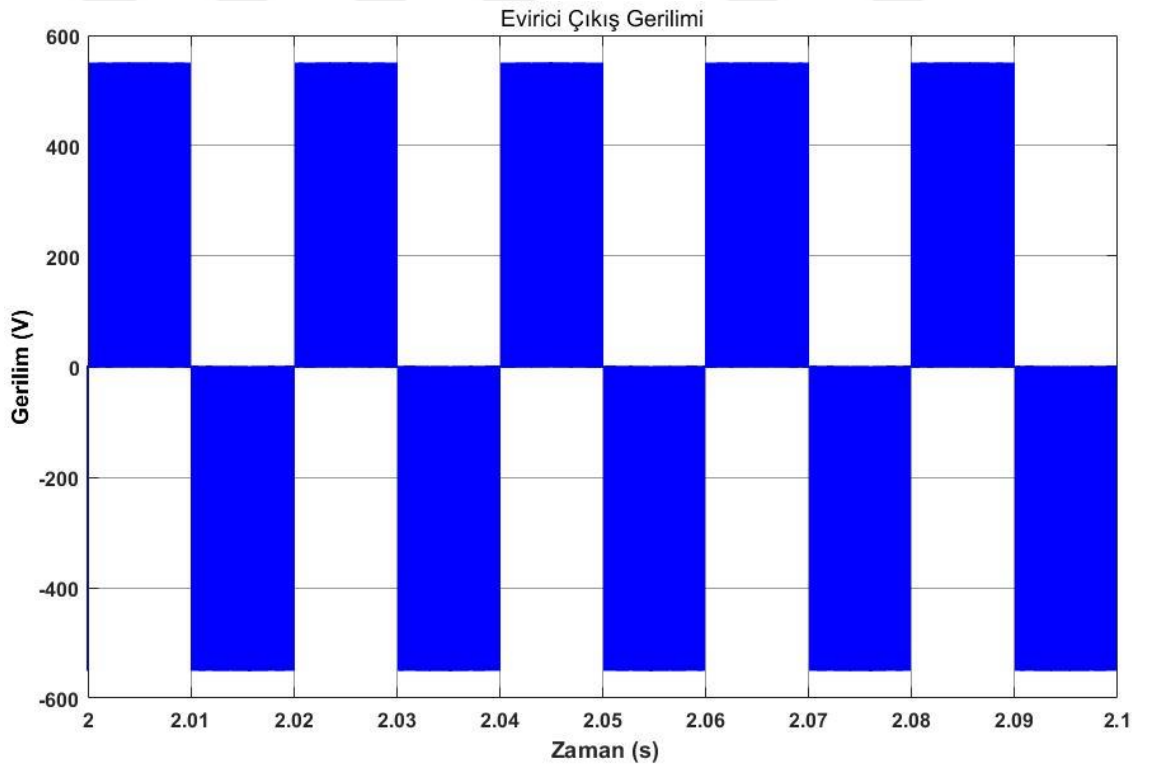


Şekil 4.10. Evirici anahtarlama ve kontrol birimi

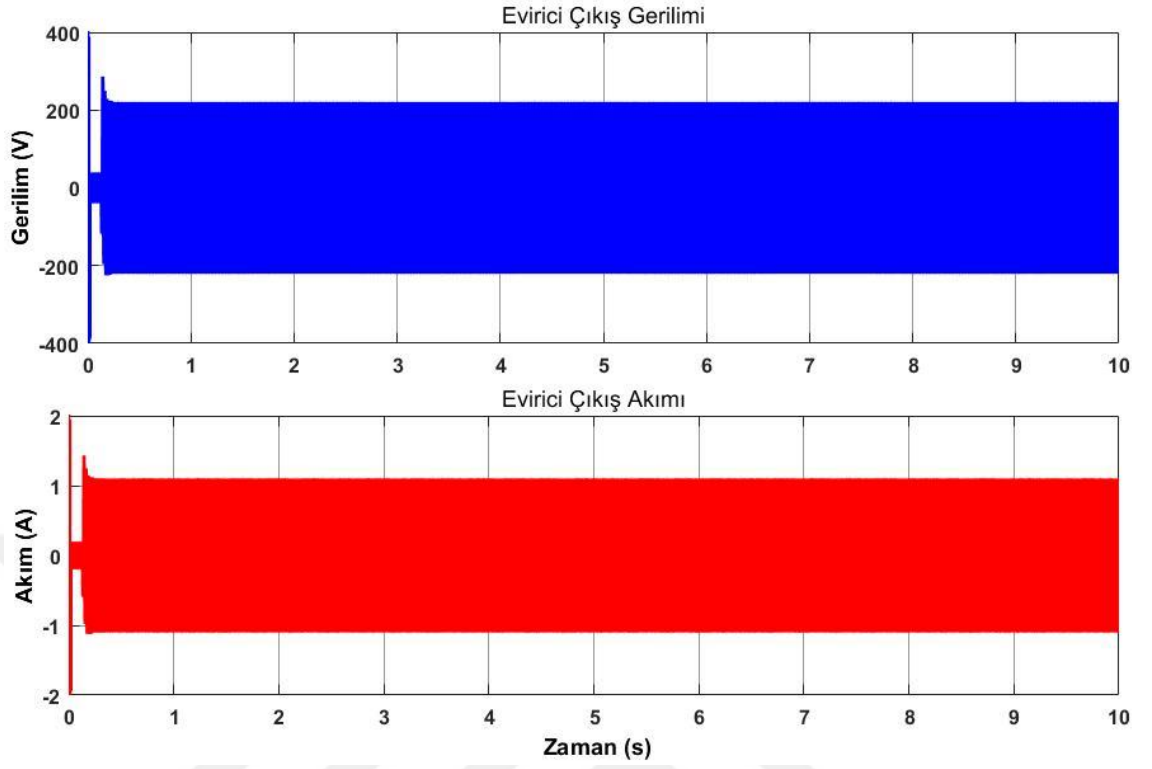
DA giriş gerilimi (V_{da}) 550 V olan PI kontrolcüye sahip evirici benzetimi gerçekleştirilmiştir. PI kontrolcü ile çıkış geriliminin sabit 220 V_{rms} AA olması amaçlanmıştır. Şekil 4.11’de evirici anahtarlarının kontrol işaretleri gösterilmiştir. Şekil 4.12’de eviricinin filtrelenmeden önceki çıkış gerilimi verilmiştir. DA gerilimin kare dalga olarak AA’ya dönüştüğü görülmektedir. Elde edilen gerilime LCL filtre uygulanıp yük uçlarında sinüzoidal dalga şeklinde 220 V_{rms} AA gerilim olduğu Şekil 4.13 ve Şekil 4.14’te görülmektedir.



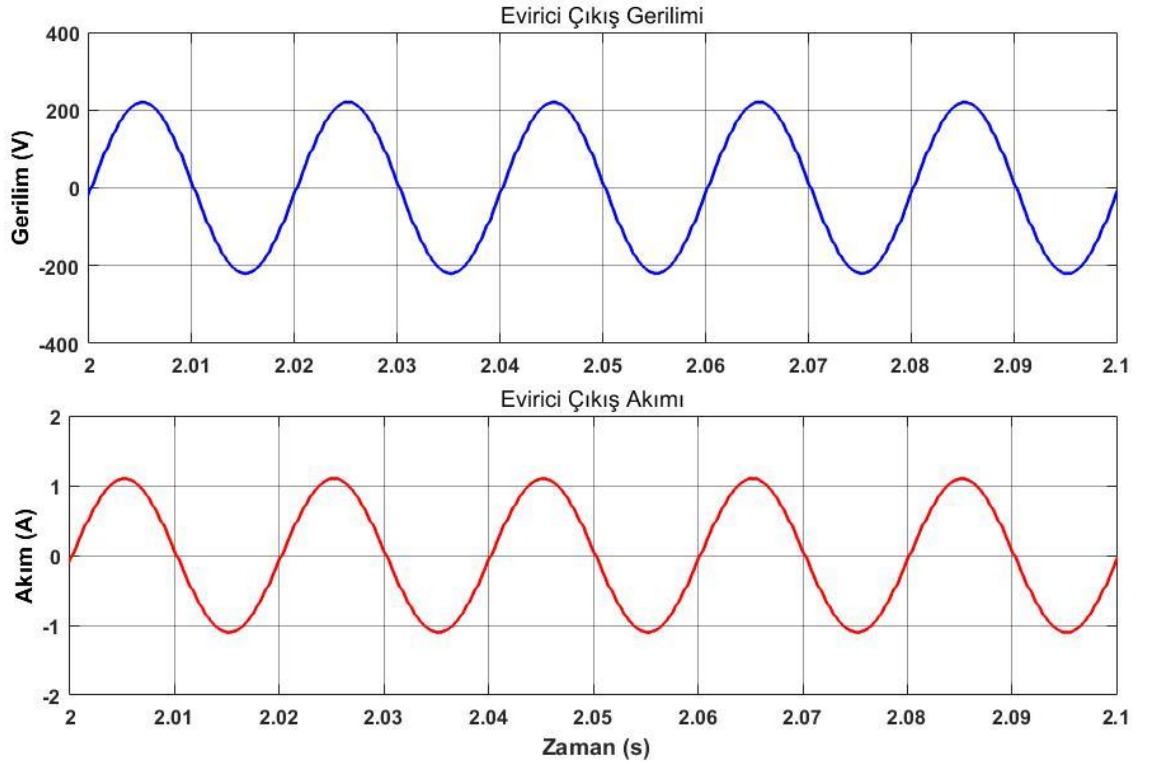
Şekil 4.11. Evirici anahtarlama işaretleri



Şekil 4.12. Eviricinin filtreden önceki çıkış gerilimi



Şekil 4.13. Evirici çıkışı yük uçlarındaki V_{rms} ve I_{rms}



Şekil 4.14. Evirici çıkışı yük uçlarındaki V_{rms} ve I_{rms} detaylı dalga şekilleri

BÖLÜM 5

MİKRO EVİRİCİ BENZETİM ÇALIŞMALARI

Önceki bölümde tasarımı ve benzetim çalışmaları gerçekleştirilerek elde edilen DA konvertör ve evirici katmanları birleştirilerek, bu bölümde mikro evirici analizleri yapılmıştır. Mikro evirici benzetim çalışmalarında kullanılan FV panellerine ait parametreler Tablo 5.1 ve Tablo 5.2’de verilmiştir [42,43]. Modellenen FV panellerine değişken ışımaya değerleri uygulanarak ve gölgelenme durumları göz önünde bulundurularak mikro eviricinin verimi, çıkış akım ve gerilim dalga şekilleri, akım ve gerilim toplam harmonik distorsiyon oranları (THD) ile güç ölçümleri gerçekleştirilmiştir.

Tablo 5.1. Arttıran ve çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici tasarımında kullanılan FV panelin parametreleri

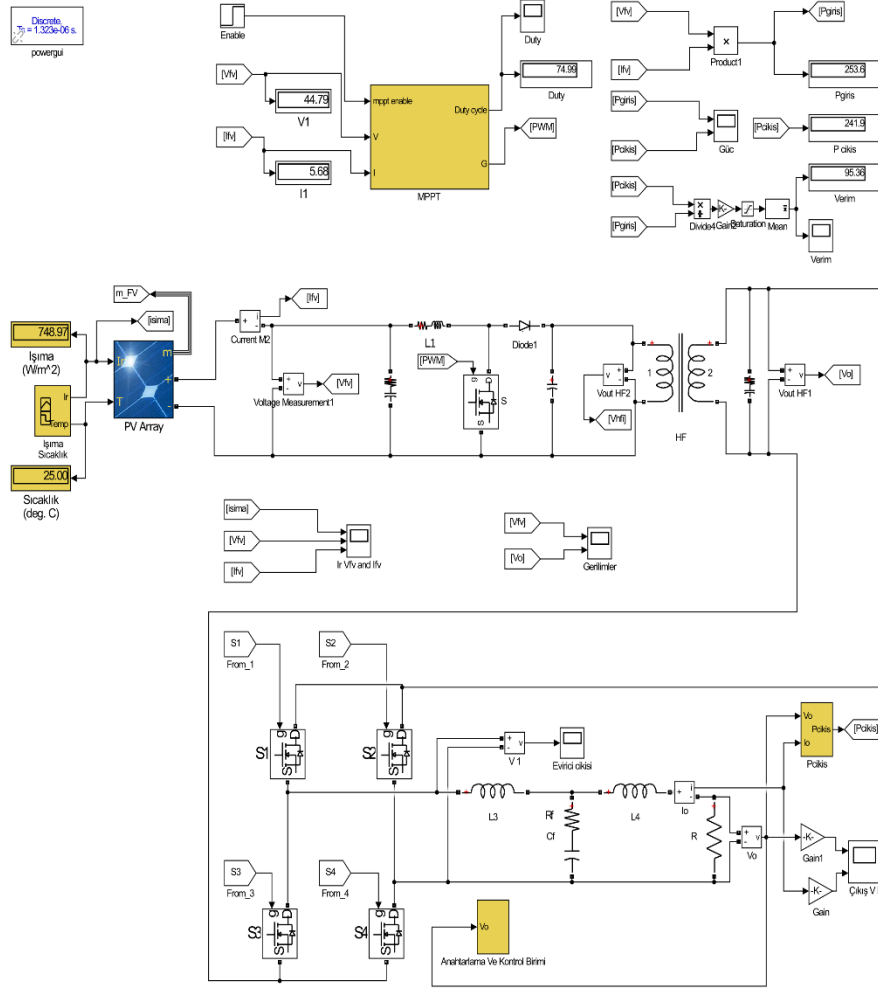
Parametre	Değer
Güç	350 W
V_{oc} , açık devre gerilimi	51,5 V
V_{mp} , maksimum güç noktası gerilimi	43 V
I_{sc} , kısa devre akımı	9,4 A
I_{mp} , maksimum güç noktası akımı	8,13 A

Tablo 5.2. Flyback konvertörlü mikro evirici tasarımında kullanılan FV panelin parametreleri

Parametre	Değer
Güç	350 W
V_{oc} , açık devre gerilimi	68,2 V
V_{mp} , maksimum güç noktası gerilimi	57,3 V
I_{sc} , kısa devre akımı	6,39 A
I_{mp} , maksimum güç noktası akımı	6,02 A

5.1. Arttıran Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması

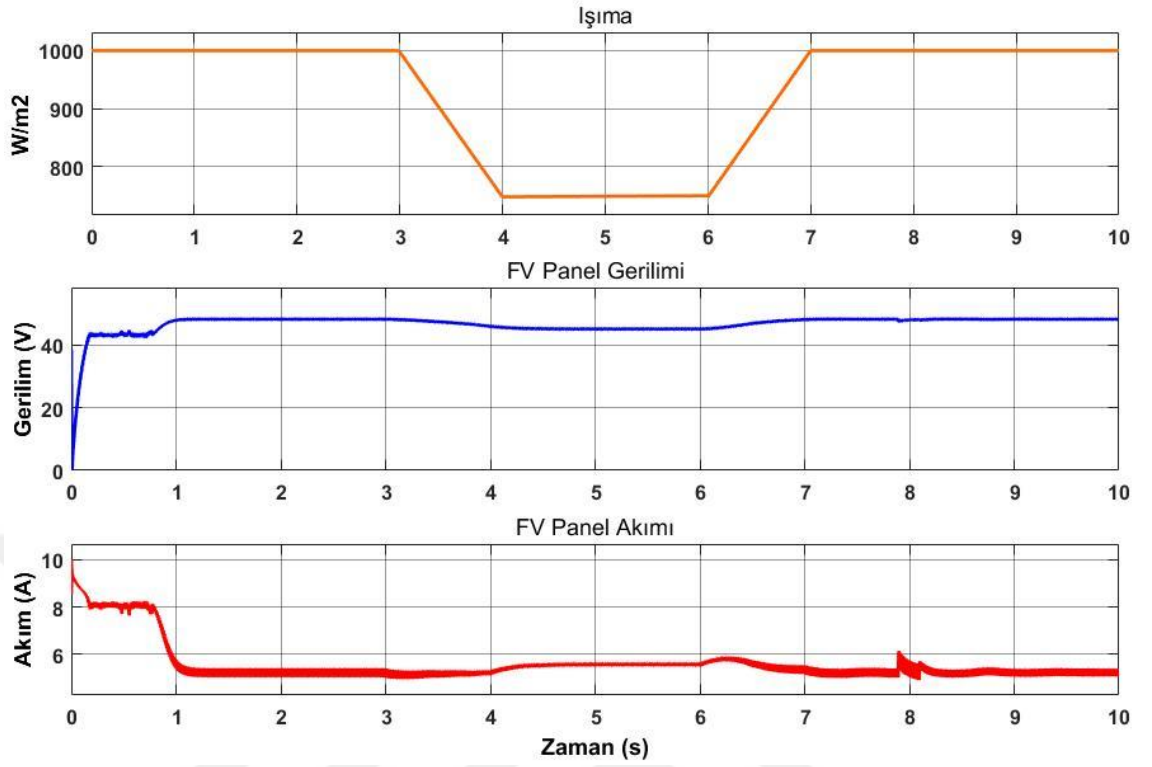
Gerçekleştirilen arttıran konvertörlü mikro evirici benzetim çalışmasının devre yapısı Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Tasarlanan mikro evirici yapısında DA-DA konvertör olarak arttıran konvertör topolojisi kullanılmıştır. Arttıran konvertör ile FV panelinin gerilimi arttırılarak HF transformatöre uygulanmıştır. HF transformatör ile konvertör çıkışından elde edilen gerilim mikro evirici çıkışındaki yük için yeterli olacak seviyeye yükseltilmiştir. Elde edilen gerilim evirici girişine uygulanarak DA-AA dönüştürmesi gerçekleştirilerek LCL filtre uygulanmasıyla yük uçlarında sinüzoidal AA dalga şekli elde edilmiştir.



Şekil 5.1. Arttıran konvertörlü mikro eviricinin devre yapısı

5.1.1. FV panelinin ışımaya, çıkış gerilim ve akım analizi

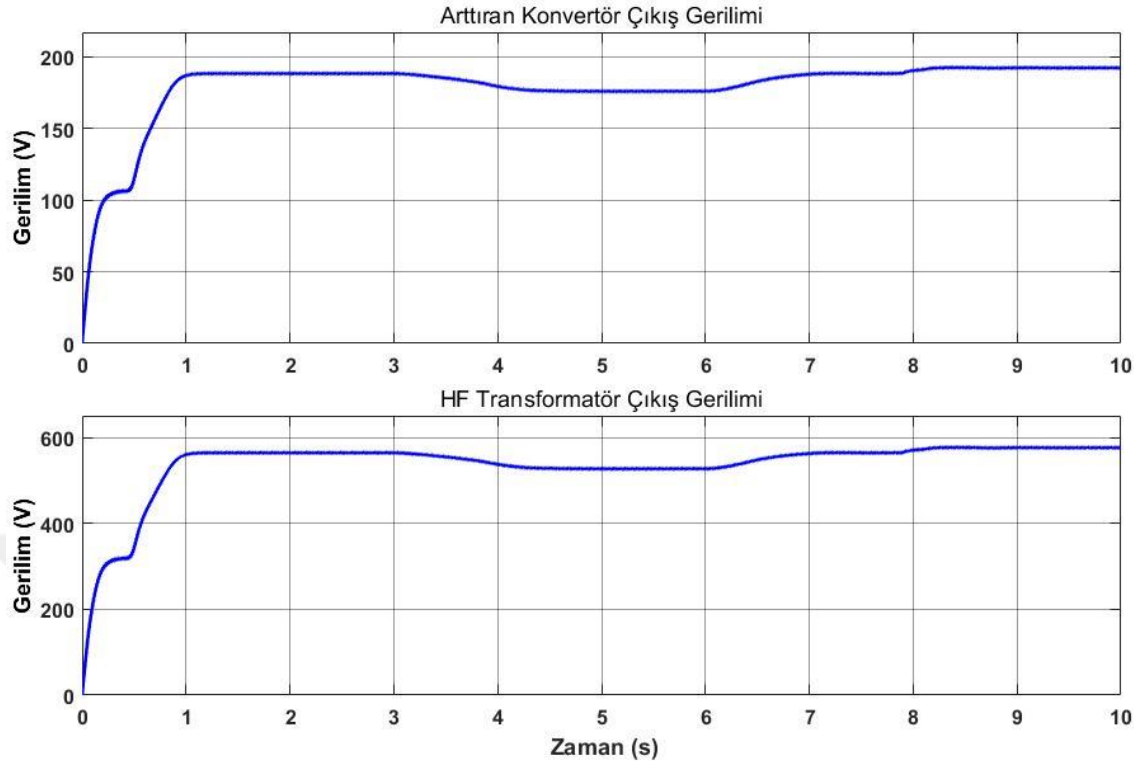
Benzetim çalışmaları sonucunda elde edilen FV paneline ait ışımaya, çıkış gerilim ve akım grafikleri Şekil 5.2’de verilmiştir. Işıma değeri başlangıçta 1000 W/m^2 uygulanırken dördüncü saniyede 750 W/m^2 ve yedinci saniyede tekrar 1000 W/m^2 ulaşmıştır. Bu ışımaya değerlerinde FV panelinden elde edilen çıkış gerilimi 1000 W/m^2 ’de 48 V iken 750 W/m^2 ’de 45 V olarak gözlemlenmiştir. Bu esnada FV panelinin sağlayabildiği maksimum akım ise 5,25 A ile 5,6 A arasında değişmektedir.



Şekil 5.2. FV panelinin ışırma, çıkış gerilim ve akım grafikleri

5.1.2. Arttırıcı konvertör ve HF transformatör çıkış gerilim analizi

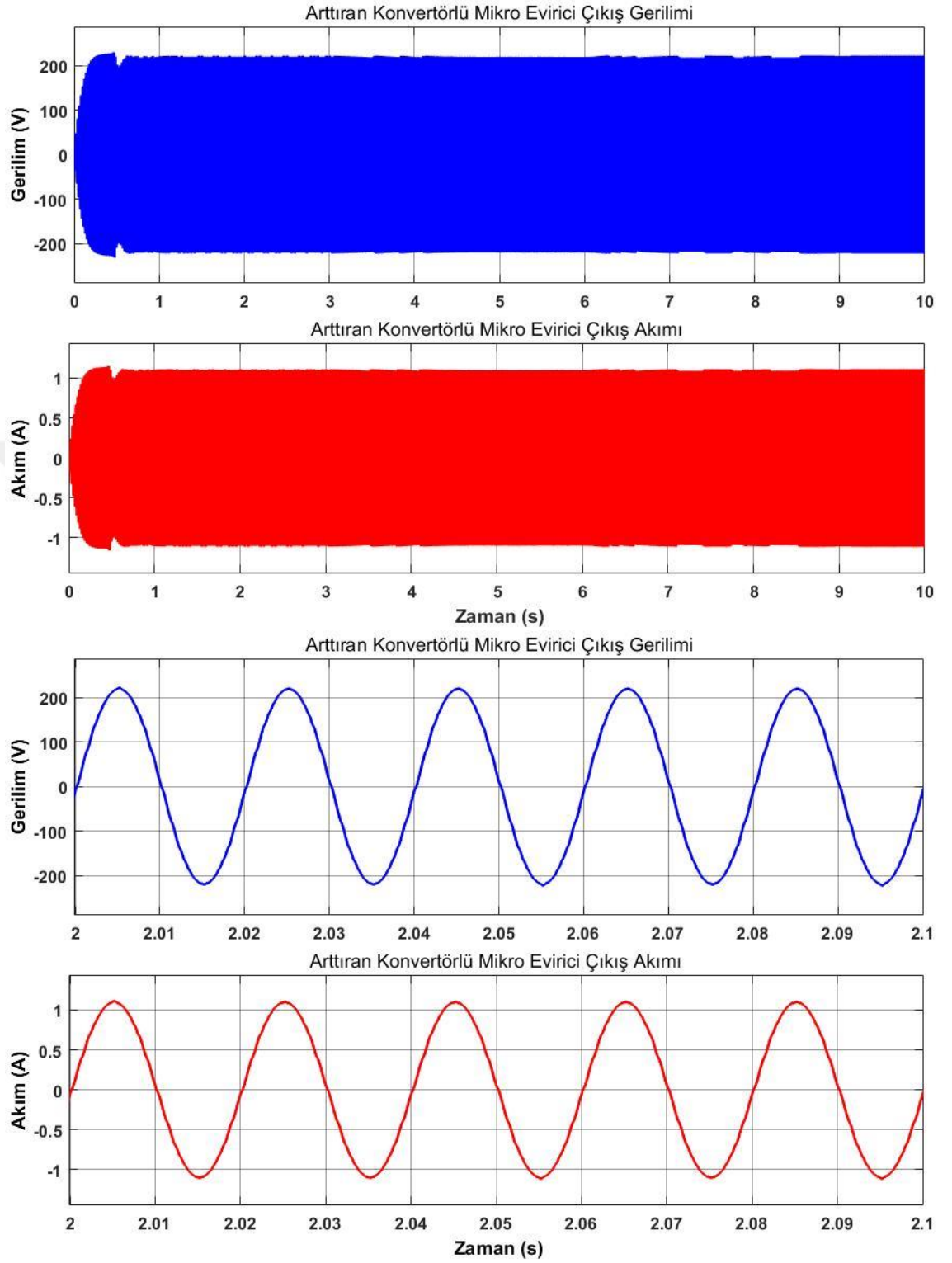
Farklı ışırma değerlerinde FV panelden elde edilen gerilim arttırıcı konvertör ile yükseltılarak HF transformatörün girişine uygulanmıştır. Arttırıcı konvertörün çıkışından ve HF transformatörün çıkışından elde edilen gerilim Şekil 5.3'te verilmiştir. Işırma değerinin artıp azalmasına bağılı olarak elde edilen gerilimler değışmektedir. Arttırıcı konvertör çıkış gerilimi 176 V ile 188 V aralığında olup 1/3 dönüştürme oranına sahip HF transformatörün çıkış gerilimi ise 528 V–564 V aralığında değışmektedir.



Şekil 5.3. Arttıran konvertör ve HF transformator çıkış gerilimleri

5.1.3. Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi

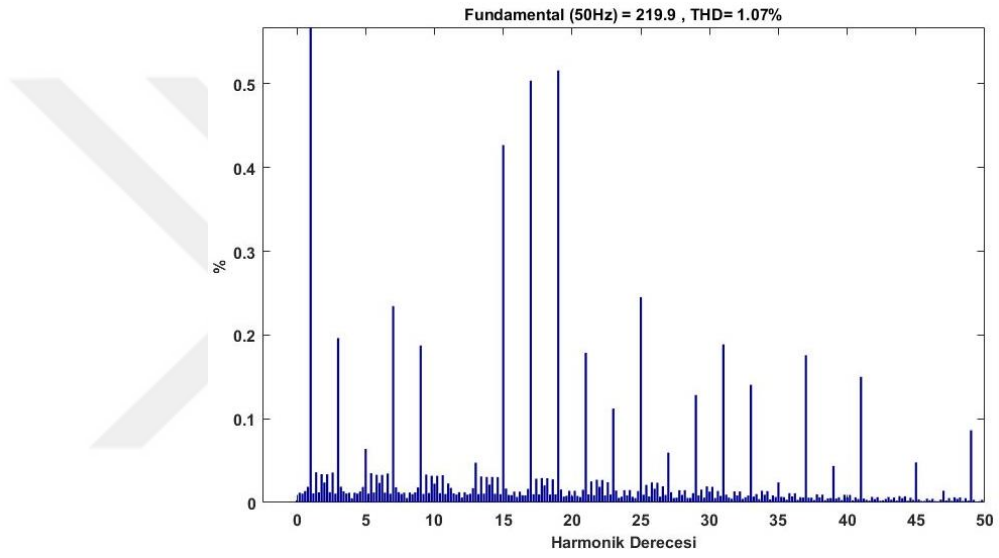
HF transformatorün çıkışından elde edilen gerilim DA-AA dönüşümü için eviriciye uygulanmıştır. Evirici ile DA-AA dönüşümü gerçekleştirilmiş ve LCL filtre uygulanarak elde edilen sinüzoidal gerilim ve akım dalga şekilleri Şekil 5.4'te genel ve detaylı olarak gösterilmiştir. Sistemin çıkış gerilimi FV panelinin ışımaya değişimlerinden etkilenmeyerek PI kontrolcü ile sabit $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ olarak elde edilmiştir. Yük olarak sisteme 200Ω değerinde bir yük bağlanmıştır. Bu durumda yükün akımı ise $1,1 \text{ A}$ olduğu gözlemlenmiştir. PI kontrolcünün K_p ve K_i değerleri sistemin çıkış tepkisi gözlemlenerek deneme yöntemi ile sırasıyla $0,07$ ve 2 olarak belirlenmiştir.



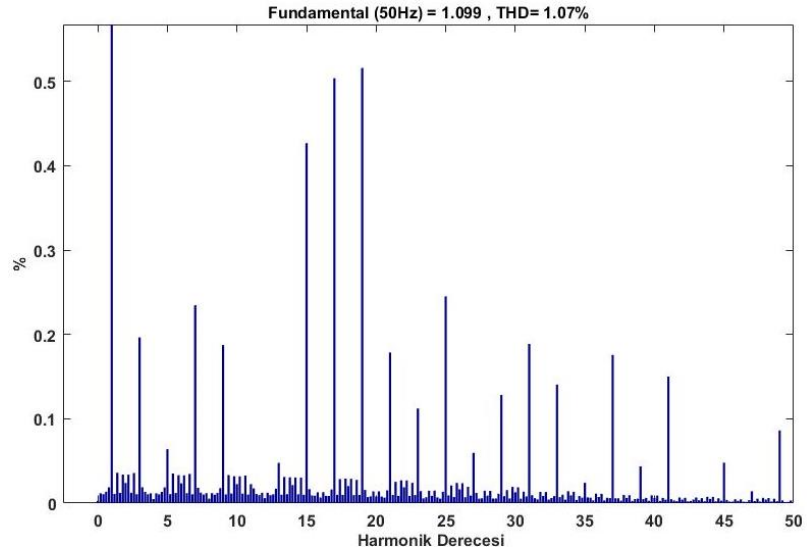
Şekil 5.4. Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri

5.1.4. Arttıran konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi

Arttıran konvertörlü mikro eviricinin çıkış geriliminin ve akımının harmonik bozulma analiz değerleri Şekil 5.5'te verilmiştir. Çıkış gerilim ve akım harmonik bozulmaları %1,07 olarak belirlenmiştir. Bu oran, IEEE-519-2014 ve IEC 61000-3-2 gibi uluslararası standartlar tarafından tanımlanan %5 sınırıyla uyumlu olması açısından önemli bir değerdir [44,45].



(a)

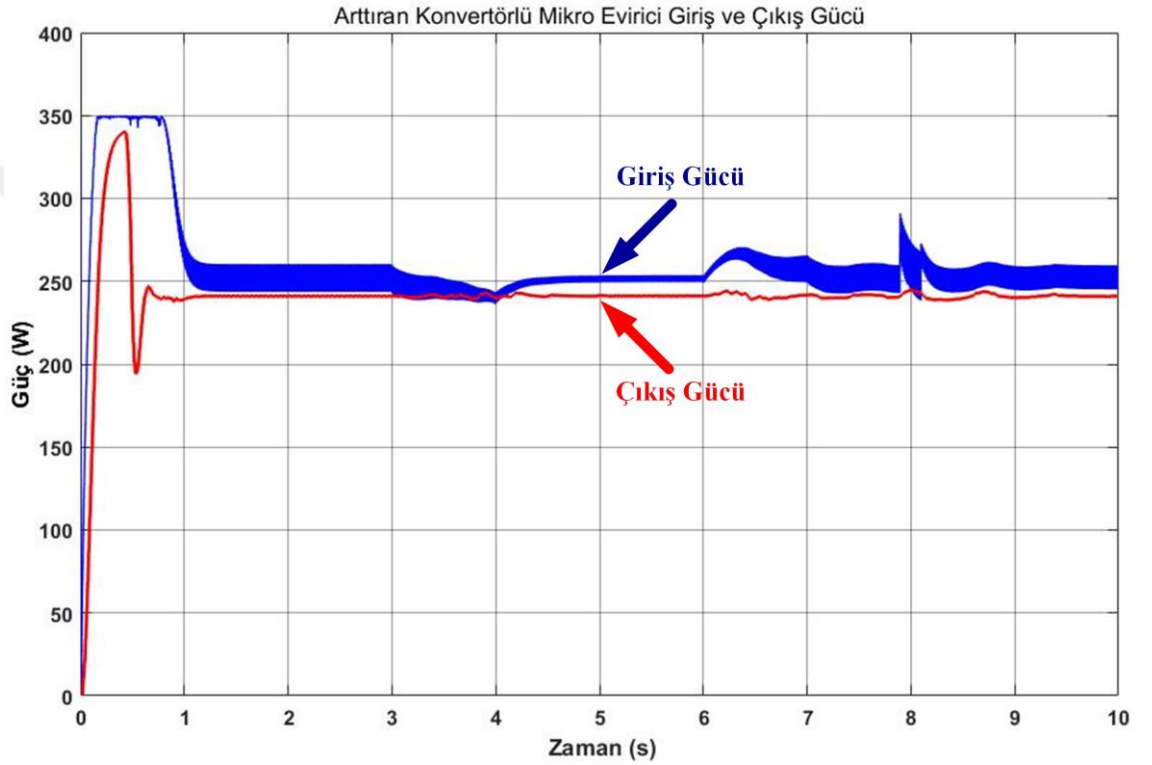


(b)

Şekil 5.5. Arttıran konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları
(a) gerilim (b) akım

5.1.5. Arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi

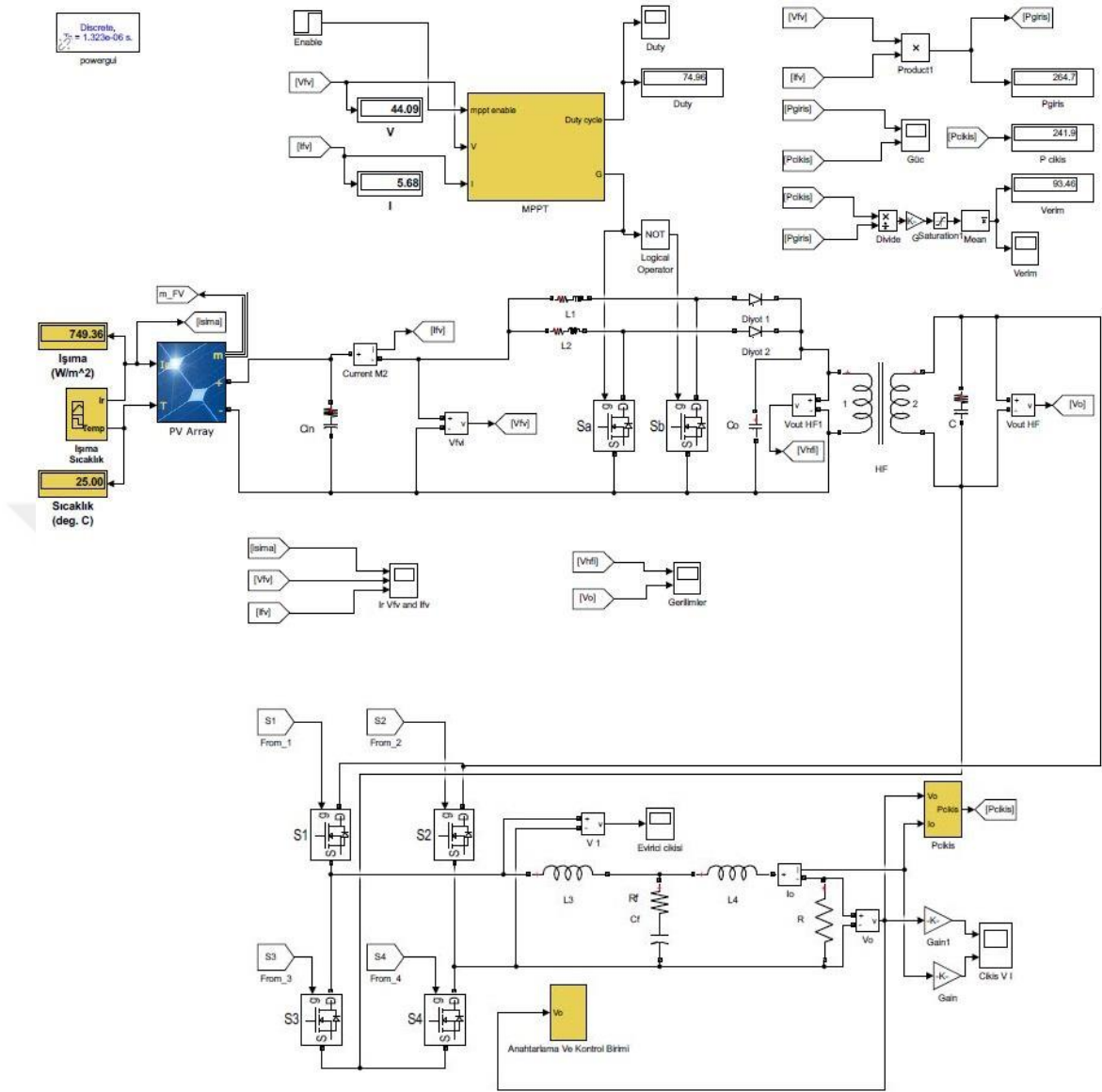
Benzetimi gerçekleştirilen arttıran konvertörlü mikro eviricinin giriş ve çıkış gücü verilen Şekil 5.6'daki dalga şekillerinden de görüldüğü gibi arttıran konvertörlü mikro eviricinin giriş gücü yaklaşık olarak 252 W olup çıkış gücü ise 242 W'dır. Tasarlanan mikro eviricide güç kaybı 10 W olup verimi %96'dır.



Şekil 5.6. Arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü

5.2. Çift Fazlı Interleaved Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması

Benzetimi gerçekleştirilen Şekil 5.7'deki mikro evirici yapısında DA-DA konvertör topolojisi olarak çift fazlı interleaved kullanılmıştır. FV paneline gölgeleme analizi için farklı ışımaya değerleri uygulanmıştır. Çift fazlı interleaved konvertör ile FV panelinin gerilimi artırılmıştır. Gerilim seviyesi HF transformatör ile yük için yeterli seviyeye yükseltilmiştir. Yükseltelen gerilim evirici girişine uygulanarak DA-AA dönüştürmesi gerçekleştirilerek LCL filtre uygulanarak yük uçlarında sinüzoidal AA elde edilmiştir.

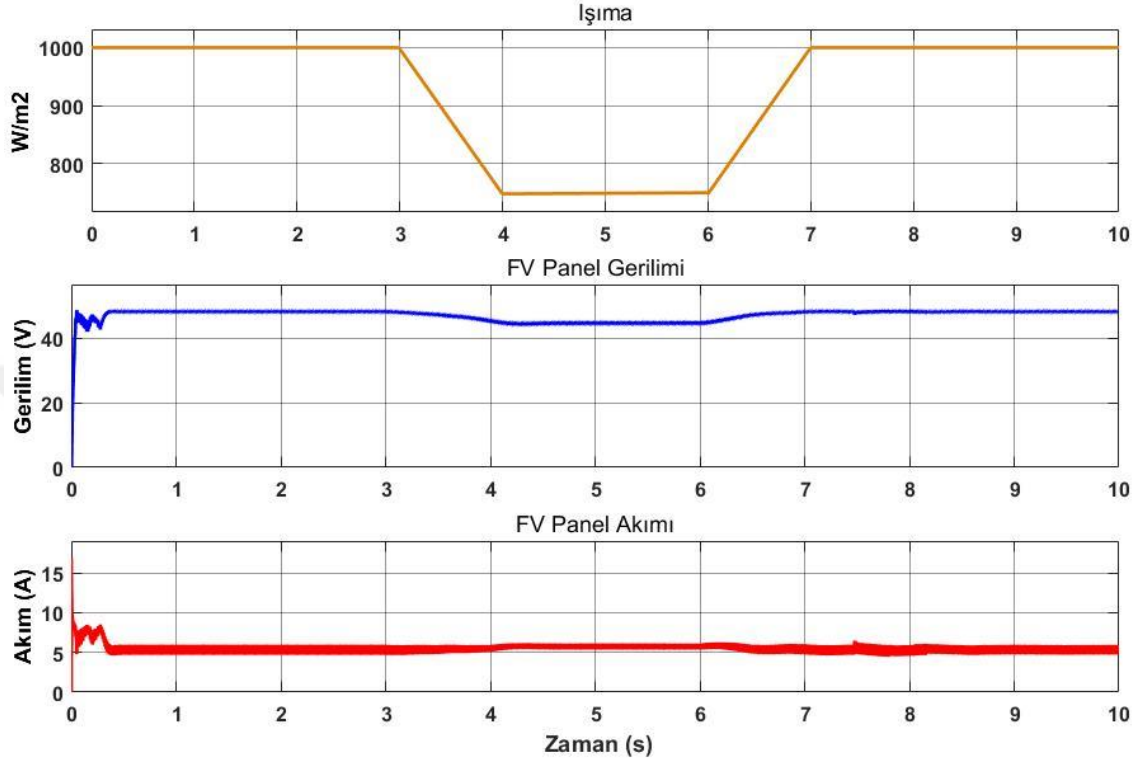


Şekil 5.7. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici devre yapısı

5.2.1. FV panelinin ışıma, çıkış gerilim ve akım analizi

Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici benzetim çalışmalarında kullanılan FV paneline ait ışıma, gerilim ve akım değerleri Şekil 5.8’de gösterilmiştir. FV paneline bazı zamanlarda ışıma değerleri azaltılıp artırılarak çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici analizi gerçekleştirilmiştir. Başlangıçta 1000W/m^2 olan ışıma değeri üçüncü saniyeye kadar uygulanmıştır. Üçüncü saniyeden itibaren ışıma azalmaya başlamış ve dördüncü saniyede ışıma değeri 750W/m^2 ’ye ulaşmıştır. Altıncı saniyede ışıma artmaya başlayıp yedinci saniyede 1000W/m^2 olan ışıma değeri onuncu saniyeye

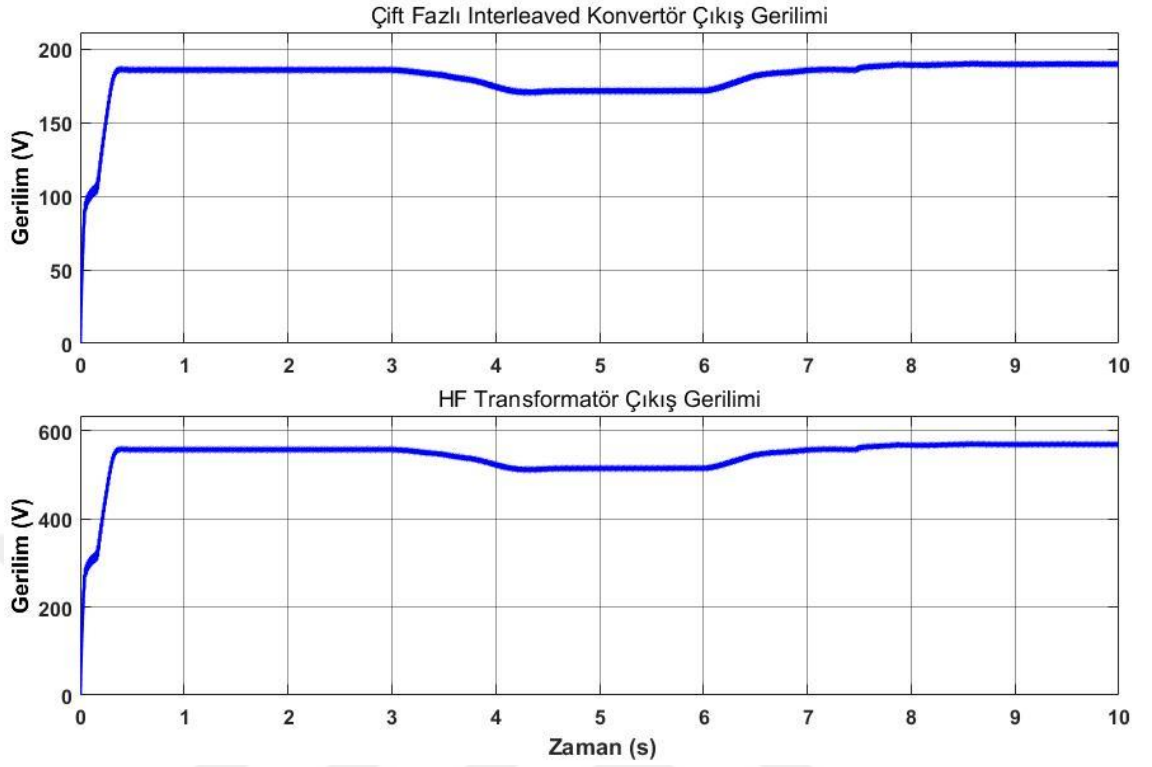
kadar uygulanmıştır. Zaman zaman değişen ışığa değerlerine göre FV panelinden 45 V-48 V arasında gerilim, 5,5 A-5,8 A arasında akım elde edilmiştir.



Şekil 5.8. FV panelinin ışığa, fotovoltajik gerilim ve akım grafikleri

5.2.2. Çift fazlı interleaved konvertör ve HF transformatör çıkış gerilim analizi

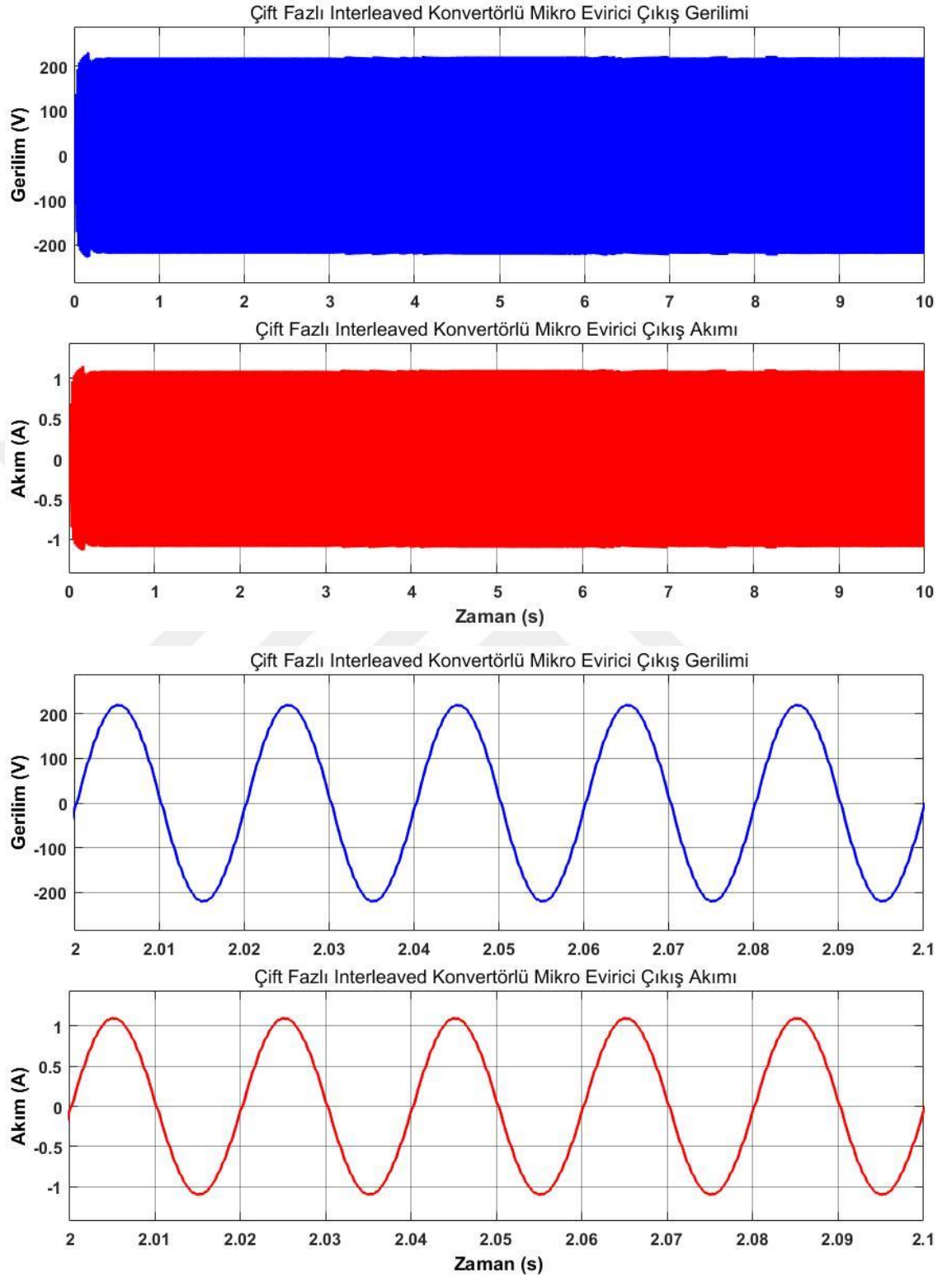
FV panelden elde edilen gerilim yeterli olmadığı için çift fazlı arttıran konvertör ile gerilim değeri yükseltilmiştir. Yükseltilecek gerilim 1/3 dönüştürme oranına sahip HF transformatörün girişine uygulanarak çıkıştaki yüke uygun gerilimi sağlamak için tekrar gerilim yükseltme işlemi gerçekleştirilmiştir. Çift fazlı interleaved konvertör ve HF transformatörün çıkışlarından elde edilen gerilim grafikleri Şekil 5.9'da verilmiştir. Çift fazlı arttıran konvertör çıkışından 172 V ile 186 V arasında gerilim elde edilirken, HF transformatör çıkışından ise 516 V ile 558 V elde edilmiştir. HF transformatörün çıkışından elde edilen gerilim tam köprü evirici girişine uygulanmıştır.



Şekil 5.9. Çift fazlı interleaved konvertör ve HF transformator çıkış gerilimi

5.2.3. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi

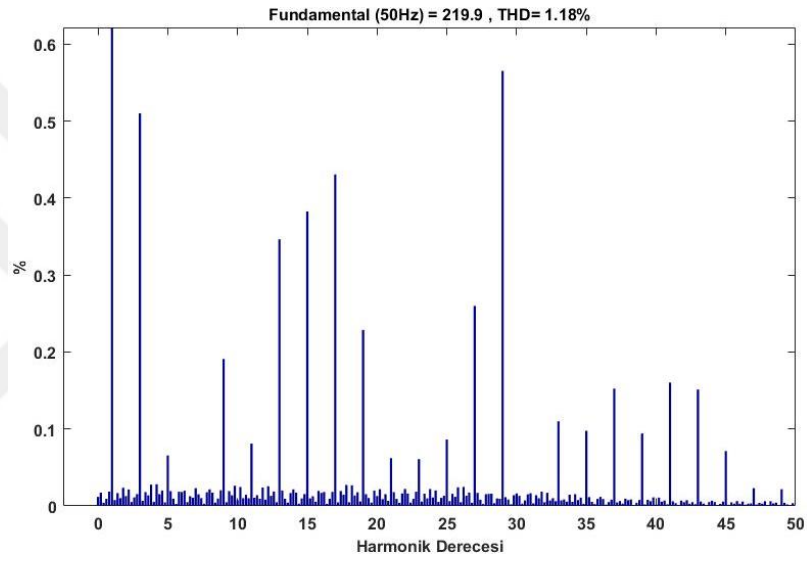
HF transformatorün çıkışından tam köprü eviriciye uygulanan gerilim evirici çıkışından sabit $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ AA elde edilmiştir. PI kontrolcü sayesinde referans gerilim $220 \text{ V}_{\text{rms}}$ olarak belirlendiği için ışıma değişmelerinden evirici çıkış gerilimi etkilenmemiştir. Sistemin çalışma süresi boyunca çıkışından elde edilen gerilim ve akımın detaylı görünümü Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Çıkışta 200Ω değerinde yük kullanılmıştır. Yük akımı ise yaklaşık olarak $1,1 \text{ A}$ 'dir. Evirici yapısında bulunan PI kontrolcünün K_p ve K_i değerleri ise çıkış geriliminin tepkisine göre deneme yöntemi ile $0,07$ ve 2 olarak belirlenmiştir.



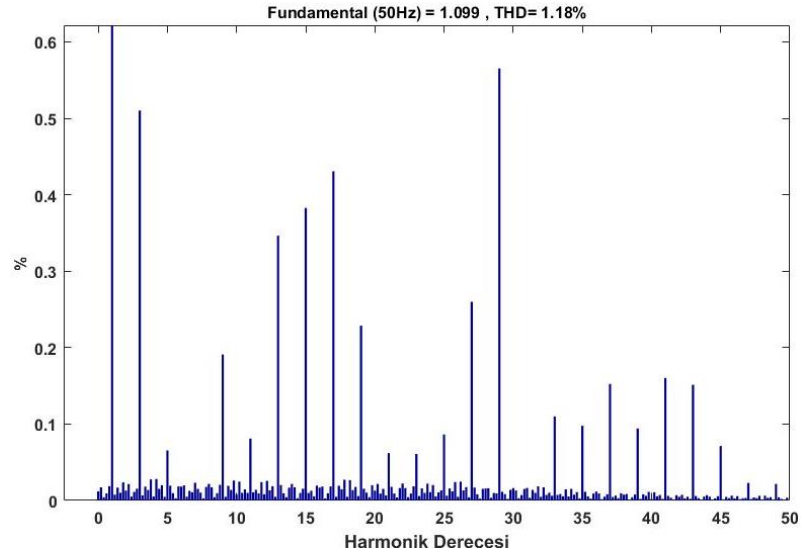
Şekil 5.10. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri

5.2.4. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi

Tasarlanan çift fazlı interleaved konvertörlü mikro eviricinin çıkış gerilim ve akımının harmonik bozulma değerleri Şekil 5.11’de verilmiştir. Gerçekleştirilen analizde çıkış gerilim ve akım harmonik bozulmaları %1,18 olarak belirlenmiştir. Bu oran IEEE-519-2014 ve IEC 61000-3-2 gibi uluslararası standartlarda belirtilen toplam harmonik bozulma oranlarından oldukça düşük bir orandır [44,45].



(a)

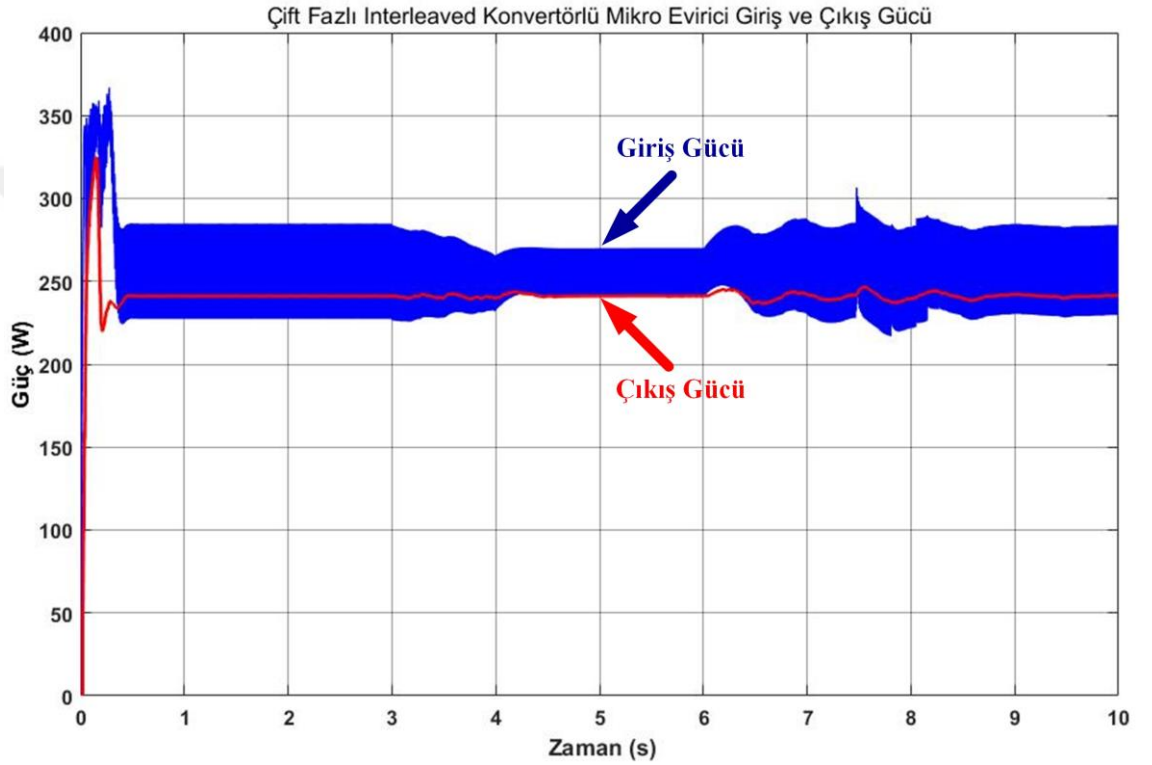


(b)

Şekil 5.11. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları (a) gerilim (b) akım

5.2.5. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi

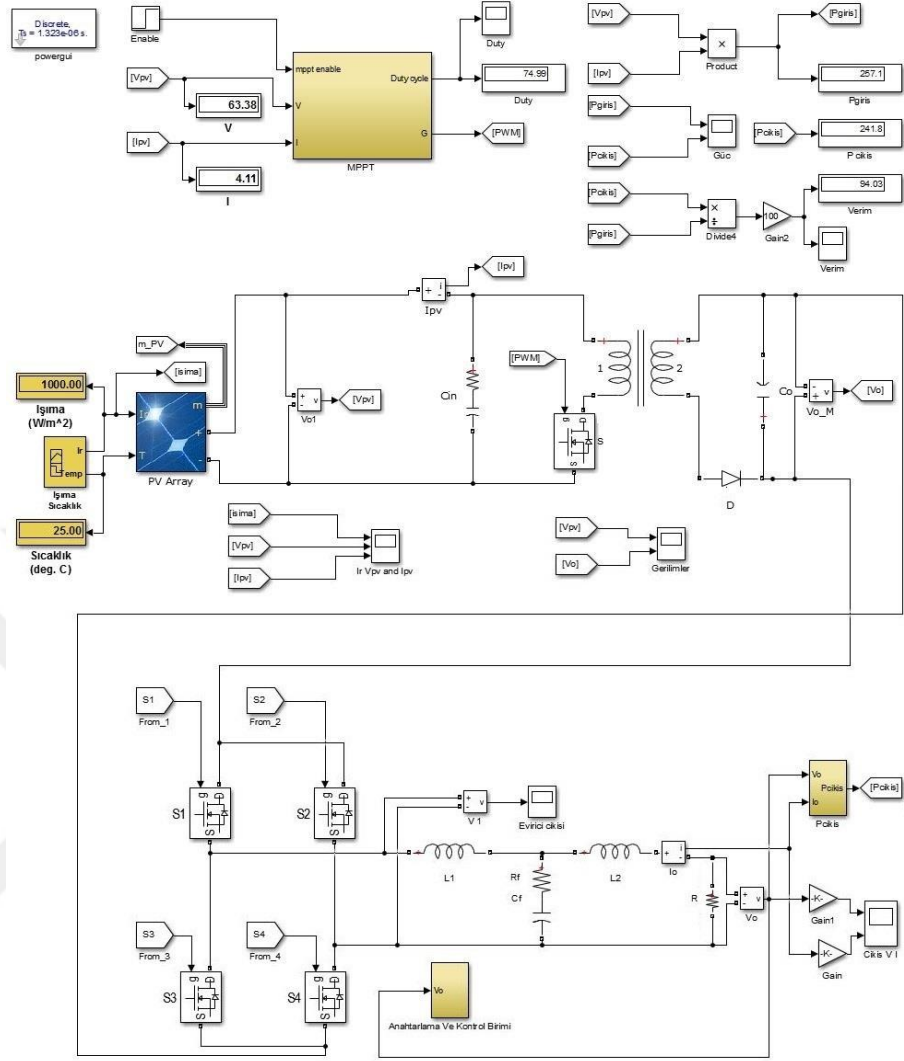
Çift fazlı arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış güç grafikleri Şekil 5.12’de verilmiştir. Tasarlanan mikro eviricinin giriş gücü yaklaşık olarak 256 W iken, çıkış gücü ise 242 W’dır. Sistemde yaklaşık 14 W güç kaybı bulunurken %94,5 verim elde edilmiştir.



Şekil 5.12. Çift fazlı arttıran konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü

5.3. Flyback Konvertörlü Mikro Evirici Benzetim Çalışması

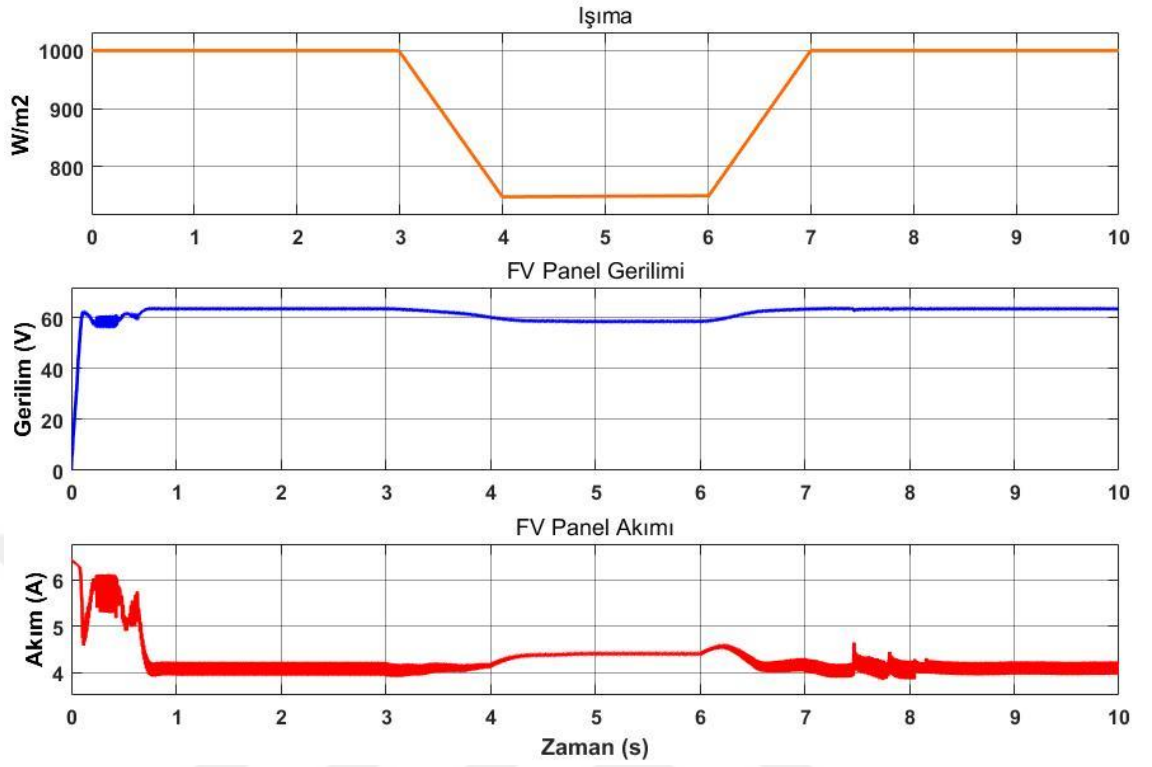
DA-DA konvertör kısmında flyback topolojisi kullanarak tasarlanan mikro evirici girişinde bulunan FV paneline çeşitli ışımaya değerleri uygulanarak sistemin analizi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan mikro eviricinin yapısı Şekil 5.13’te gösterilmiştir. FV panelin ürettiği gerilim flyback konvertör topolojisi ile yükseltilerek evirici kısmına uygulanmıştır. Evirici çıkışında elde edilen AA gerilime LCL filtre uygulanarak mikro evirici çıkışından sinüzoidal dalga şeklinde gerilim elde edilmiştir.



Şekil 5.13. Flyback konvertörlü mikro evirici devre yapısı

5.3.1. FV panelinin ışıma, çıkış gerilim ve akım analizi

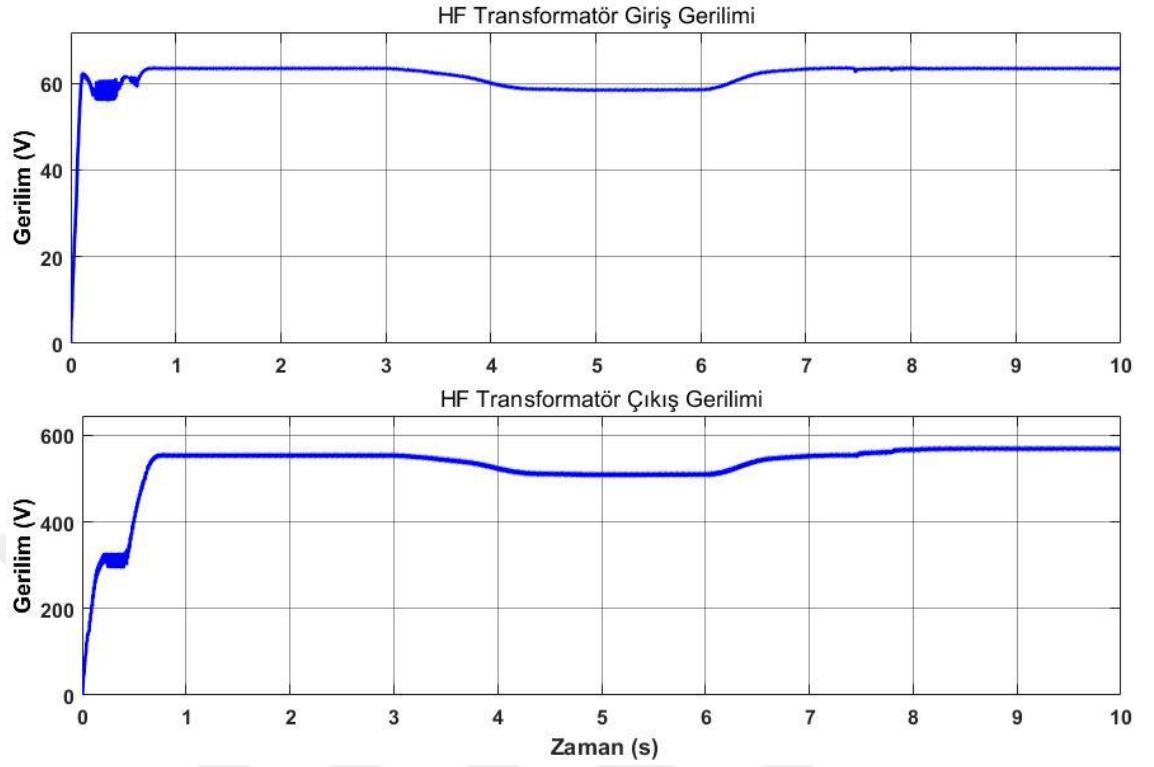
FV paneline ait ışıma, gerilim ve akım grafikleri Şekil 5.14'te gösterilmiştir. FV panelinin sıcaklığı sabitken farklı değerde ışımalar uygulanmıştır. Sistemin başlangıç ışıma değeri 1000 W/m^2 'dir. Üçüncü saniyeden itibaren ışıma azalmaya başlayıp dördüncü saniyede ışıma değeri 750 W/m^2 'ye düşmüştür. Altıncı saniyeden itibaren ise ışıma 750 W/m^2 'den artmaya başlayıp yedinci saniyede 1000 W/m^2 ulaşmış olup onuncu saniyeye kadar uygulanmıştır. Uygulanan değişken ışımalara göre FV panelinin çıkış gerilimi 58,5 V ile 63,5V arasında değişmektedir. FV panelinin çıkış akımı ise değişen ışımalara göre 4,1 A ile 4,4 A arasında olmuştur.



Şekil 5.14. FV panelin ışırma, fotovoltaiik gerilim ve akım grafikleri

5.3.2. Flyback konvertör giriş ve çıkış gerilim analizi

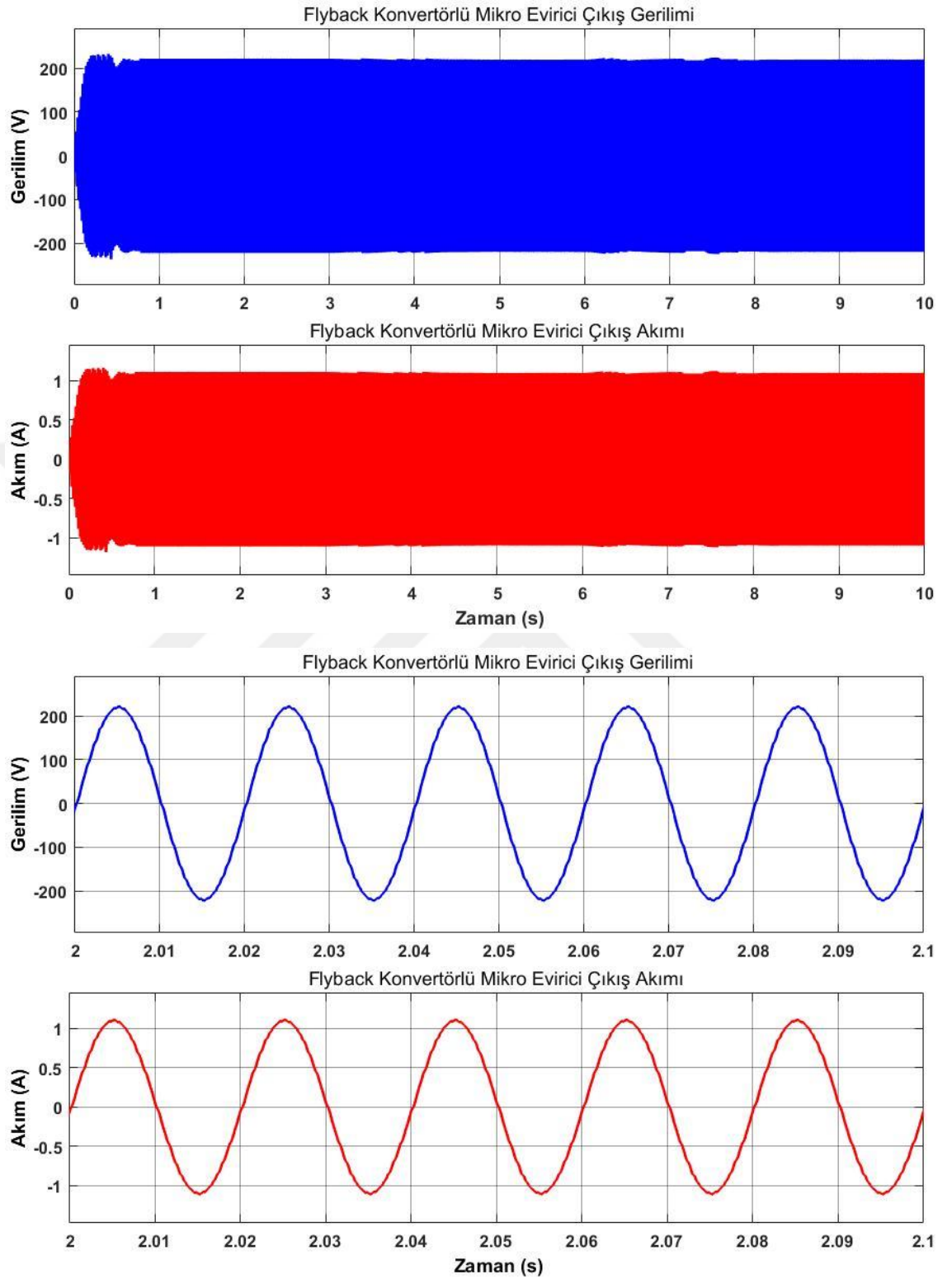
HF transformatörün farklı ışımalarındaki giriş ve çıkış gerilim grafiği Şekil 5.15'te verilmiştir. HF transformatörün giriş gerilimi üçüncü saniyeye kadar 63,5 V olup, ışımının azalması ile birlikte dördüncü saniyede 58,5 V'a düşmüştür. Işıma tekrar dördüncü saniyede artmaya başladığında gerilim yedinci saniyede 63,5 V'a ulaşmıştır. Dönüştürme oranı 1/3 olup HF transformatörün çıkışından elde edilen gerilim 510 V ile 550 V arasında değişmektedir.



Şekil 5.15. HF transformatörün giriş ve çıkış gerilimleri

5.3.3. Flyback konvertörlü mikro evirici çıkış gerilim ve akım analizi

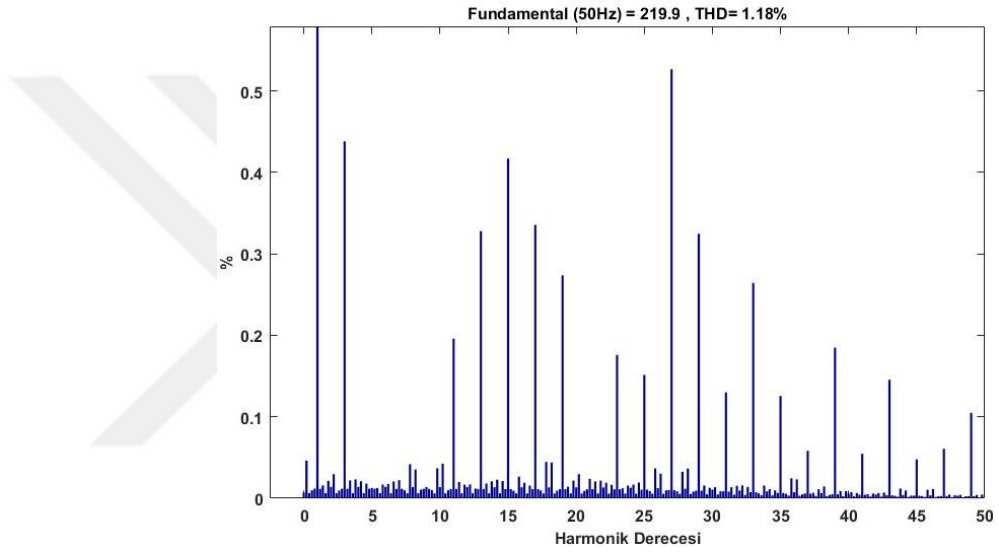
Flyback konvertörün çıkışından elde edilen DA gerilim eviricinin girişine uygulanmıştır. Mikro eviricinin çıkışından elde edilen gerilim ve akım grafikleri Şekil 5.16'da verilmiştir. Mikro evirici girişine uygulanan gerilim ışımaya göre değişmesine rağmen PI kontrolcüye sahip mikro eviricinin çıkışından $220 V_{rms}$ AA elde edilmiştir. Çıkışına bağlanan 200Ω yükün akımı ise yaklaşık olarak $1,1 A$ 'dir. PI kontrolcüye ait K_p ve K_i değerleri ışıma değişimlerinden etkilenmeyerek çıkışta sabit $220 V_{rms}$ elde edilecek şekilde deneme yöntemi ile sırasıyla $0,07$ ve 2 olarak belirlenmiştir.



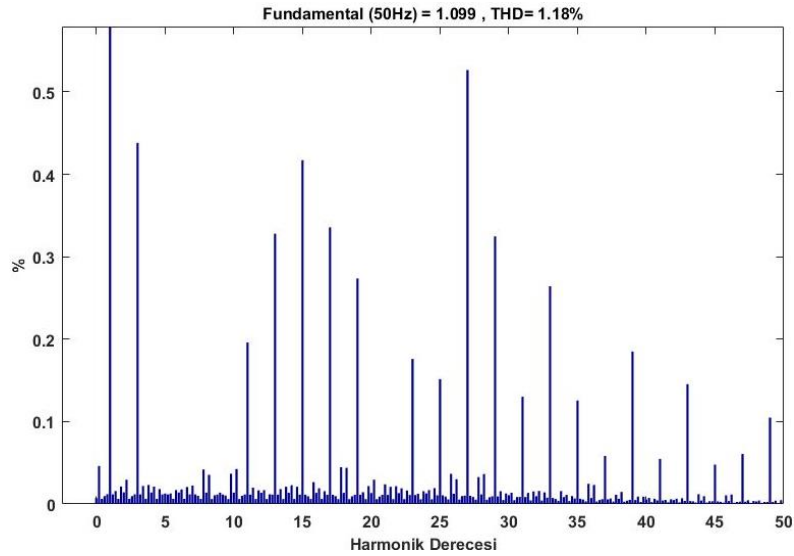
Şekil 5.16. Flyback konvertörlü mikro evirici çıkışı gerilim ve akım dalga şekilleri

5.3.4. Flyback konvertörlü mikro evirici çıkış geriliminin ve akımının harmonik analizi

Flyback konvertörlü mikro eviricinin çıkış gerilim ve akımına ait toplam harmonik bozulmaları Şekil 5.17’de gösterilmiştir. Çıkış gerilimine ve akımına ait toplam harmonik bozulmaları %1,18’dir. IEEE-519-2014 ve IEC 61000-3-2 gibi uluslararası standartlarda THD değeri maksimum %5 olarak belirlenmiştir. Bu oran %5 değerinin altında olduğu için uluslararası standartlara uygundur [44,45].



(a)

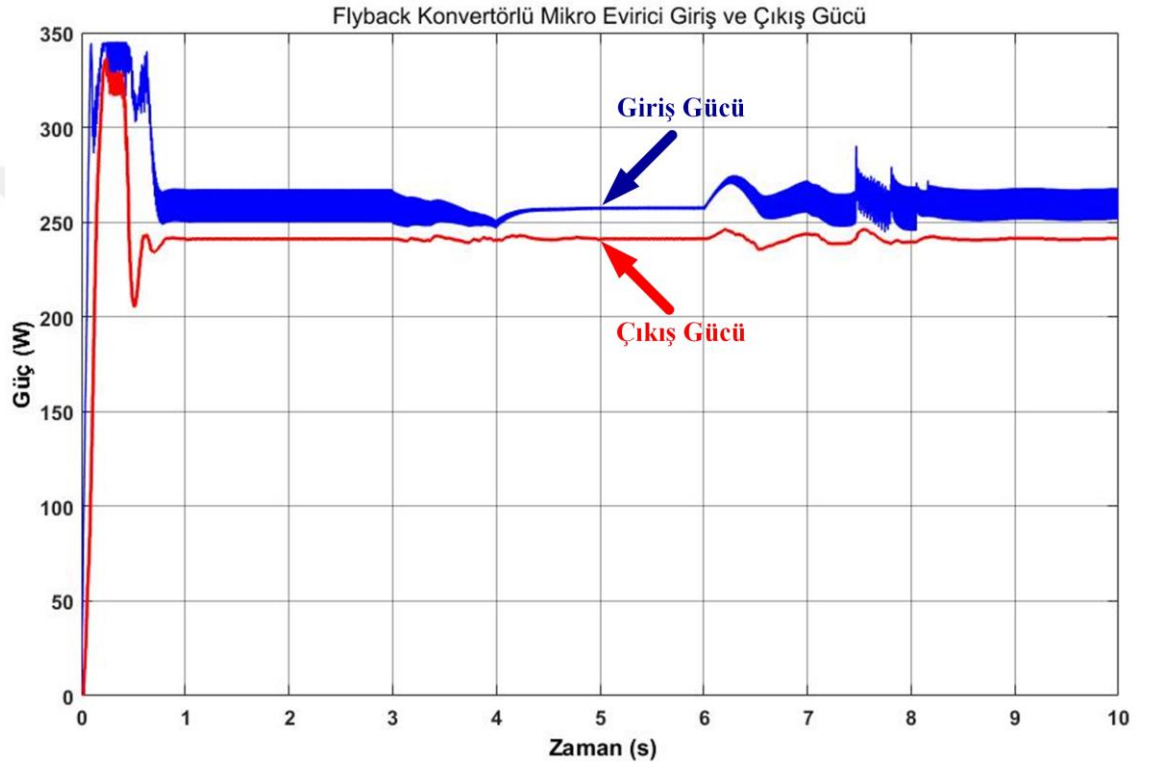


(b)

Şekil 5.17. Flyback konvertörlü mikro evirici toplam harmonik bozulma oranları (a) gerilim (b) akım

5.3.5. Flyback konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü analizi

Flyback konvertörlü mikro eviricinin giriş ve çıkış gücü Şekil 5.18’de verilmiştir. Flyback konvertörlü mikro eviricinin giriş gücü yaklaşık olarak 263 W, çıkış gücü ise 242 W olarak elde edilmiştir. Sistemde toplam güç kaybı 21 W olarak tespit edilmiştir. Tasarlanan flyback konvertörlü mikro eviricinin verimi ise yaklaşık olarak %92’dir.



Şekil 5.18. Flyback konvertörlü mikro evirici giriş ve çıkış gücü

5.4. Tasarlanan Mikro Eviricilerin Karşılaştırılması

Mikro evirici benzetim çalışmalarından elde edilen veriler Tablo 5.3’te verilmiştir. Mikro eviricilerin çıkışında yük olarak 200 Ω bulunmaktadır. Her bir mikro eviricinin çıkış gücü 242 W’tır. Tasarlanan mikro eviriciler arasından en fazla güç kaybı flyback konvertörlü mikro eviricide olurken, en az güç kaybı arttıran konvertörlü mikro eviricide gerçekleşmiştir. Güneş enerjisinden elektrik üretiminde en önemli parametrelerden birisi de tasarlanan sistemin verimidir. Verim açısından çıkış gücünün giriş gücüne oranı analiz edildiğinde ise arttıran konvertörlü mikro eviricinin verimi %96, çift fazlı arttıran konvertörlü mikro eviricinin verimi %94,5 ve flyback

konvertörlü mikro eviricinin verimi %92 olduğu hesaplanmıştır. Mikro eviricilerin gerilim ve akım harmonik bozulma oranları MATLAB hızlı fourier dönüşümü (FFT) analizi aracı ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan harmonik bozulma (THD) analizlerinde arttıran konvertörlü mikro evirici için THD oranı %1,07, çift fazlı interleaved ve flyback konvertörlü mikro evirici için ise THD oranı %1,18 olduğu tespit edilmiştir.

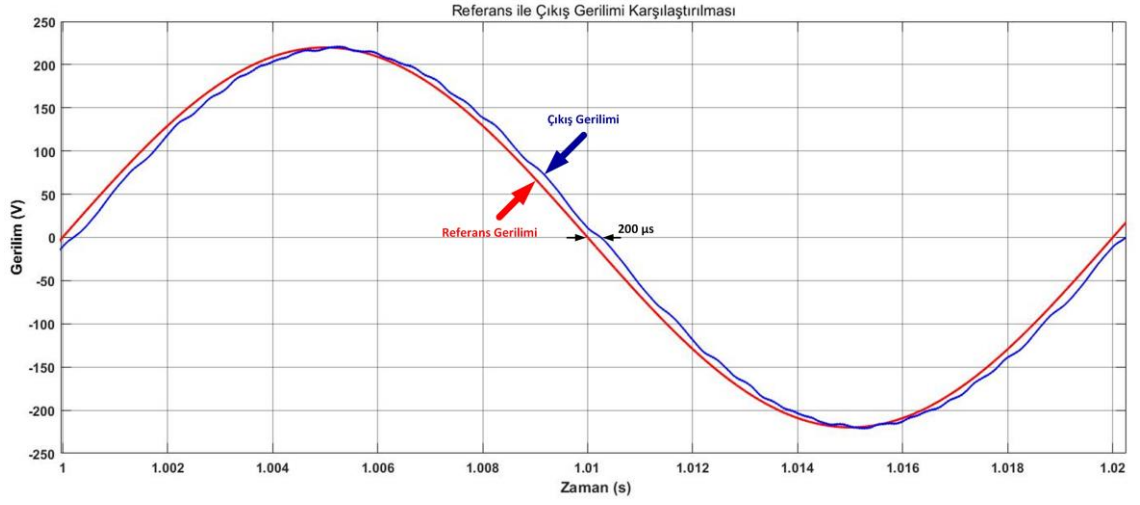
Tablo 5.3. Mikro eviricilere ait benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar

	Arttıran konvertörlü mikro evirici	Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici	Flyback konvertörlü mikro evirici
Çıkış gerilimi	220 V _{rms}	220 V _{rms}	220 V _{rms}
Çıkış akımı	1,1 A	1,1 A	1,1 A
Giriş gücü	252 W	256 W	263 W
Çıkış gücü	242 W	242 W	242 W
Güç kaybı	11 W	14 W	21 W
Verim	%96	%94,5	%92
Harmonik bozulma oranı (THD)	%1,07	%1,18	%1,18

Tasarlanan mikro eviricilerde çıkış geriliminin sabit 220 V_{rms} AA olması amaçlanmıştır. Bunun için referans gerilim olarak 50 Hz, 220 V_{rms} AA kullanılmıştır. Referans gerilimi ile çıkıştan elde edilen gerilimin karşılaştırılması Şekil 5.19'da gösterilmiştir. Referans gerilim ile çıkış gerilimi arasındaki faz farkı (Δt) 200µs olmaktadır. Referans ve çıkış geriliminin periyodu (T) 20 ms olup Denklem 5.1 ile faz farkı açısı (φ) 3,6° olarak elde edilmiştir. Güç faktörü ($\cos \varphi$) ise Denklem 5.2 ile 0,998 olarak hesaplanmıştır.

$$\varphi = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360 = \frac{200 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^{-3}} \cdot 360 = 3,6 \quad (5.1)$$

$$\cos \varphi = \cos(3,6) = 0,998 \quad (5.2)$$



Şekil 5.19. Mikro eviricilerin referans ile çıkış gerilimi karşılaştırılması

Tasarlanan mikro eviricilerin maliyetleri ise Tablo 5.4’te analiz edilmiştir. Devre elemanlarının birim fiyatları yaklaşık olarak alınmıştır. Flyback konvertörlü mikro eviricinin devre eleman sayısı ve maliyet açısından diğer mikro eviricilere daha düşüktür. Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro eviricinin ise devre eleman ve maliyet açısından diğerlerine göre daha yüksektir.

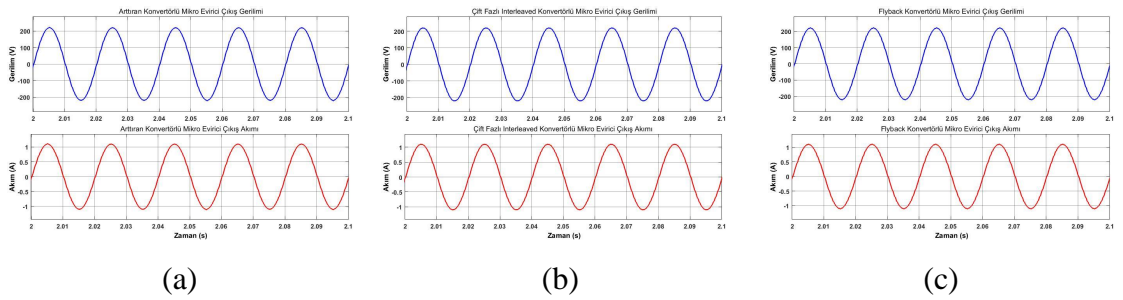
Tablo 5.4. Tasarlanan mikro eviricilerin maliyetleri

Komponent	Birim Fiyatı (TL)	Arttıran konvertörlü mikro evirici		Çift fazlı interleaved konvertörlü mikro evirici		Flyback konvertörlü mikro evirici	
		Miktar	Toplam (TL)	Miktar	Toplam (TL)	Miktar	Toplam (TL)
Kondansatör	15	4	60	4	60	3	45
Bobin	8	3	24	4	32	2	16
Diyot	3	1	3	2	6	1	3
Anahtarlama elemanı ve sürücü devresi	10	5	50	6	60	5	50
Sensör (Akım, gerilim)	150	3	450	3	450	3	450
HF transformatör	250	1	250	1	250	1	250
Toplam Maliyet (TL)			837		858		814

BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER

Dünyada sürekli artan elektrik enerjisi ihtiyacı sonucunda elektrik üretiminde kullanılan geleneksel fosil yakıtlardan güneş, rüzgâr gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelim artmaktadır. Bunun sebepleri arasında fosil yakıt rezervlerinin azalması, küresel ısınma sorunu gibi sebepler yer almaktadır. Güneş enerjisinden elektrik üretiminde evirici tasarımı oldukça önemlidir. Bu çalışmada, üç farklı topolojiye sahip bir fazlı mikro eviricinin devre elemanları hesaplanarak tasarım çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan her bir mikro evirici arttıran, çift fazlı interleaved ve flyback konvertör topolojilerine sahiptir. Tasarlanan bir fazlı mikro eviricilerin analizleri MATLAB Simulink bilgisayar programı ile gerçekleştirilmiştir. Mikro evirici analiz çalışmalarında her bir FV paneline belirli zaman aralıklarında değişen aynı ışımaya değerleri uygulanmıştır. FV panelinden maksimum güç elde etmek için değiştir gözle (Perturb - Observe) MGNT algoritması kullanılmıştır. FV panelinden alınan DA gerilim AA gerilime dönüştürülerek mikro evirici çıkışlarında sabit şebeke gerilimi $220 V_{rms}$ elde edilmiştir. Işıma değerlerinin değişmesinden dolayı FV panelinin ürettiği gerilim değişmesine rağmen mikro evirici çıkışlarında ışımaya değişimlerinden etkilenmeyerek sabit $220 V_{rms}$ AA elde edilmiştir. Üç farklı konvertör topolojisine sahip tasarlanan mikro eviricilerin çıkışından elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri detaylı olarak Şekil 6.1'de görülmektedir. Her bir mikro evirici çıkışında bulunan 200Ω yük ile yapılan analize göre FV panele belirli zamanlarda değişen ışımaya uygulanmasına rağmen mikro evirici çıkışlarından sabit $220 V_{rms}$ gerilim ve 1,1 A akım elde edilmiştir.



Şekil 6.1. Mikro evirici çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri (a) arttıran konvertörlü (b) çift fazlı interleaved konvertörlü (c) flyback konvertörlü

Güneş enerjisinden elektrik üretiminde sistemin önemli bir kısmını oluşturan mikro evirici tasarımında verim ve maliyet önemli parametreler arasında yer almaktadır. Bu çalışmada üç farklı konvertör topolojisine sahip mikro evirici tasarlanmış olup verim ve maliyet analizleri de yapılmıştır. Yapılan analizlere göre elde edilen her bir mikro eviriciye ait verim ve maliyetleri bir önceki bölümde Tablo 5.3 ve Tablo 5.4'te detaylı olarak verilmişti. Bu çalışmada kullanılan arttıran, çift fazlı interleaved ve flyback konvertör topolojilerinden güneş enerjisinden elektrik üretimi için tasarlayacağımız mikro eviricide verim ön planda olması durumunda güç kaybı düşük verimi yüksek olan arttıran konvertör topolojisi, maliyet ön planda olması durumunda ise düşük maliyete sahip flyback konvertör topolojisi tercih edilmelidir.

Bu çalışmadan sonra tasarlanan mikro eviricilerin güç kayıpları minimuma indirgenerek verimin artırılması, MGNT algoritmasının geliştirilmesi, çıkış gerilim faz kontrolünün yapılması ve üç farklı topolojiye sahip mikro eviricilerin uygulamalarının gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

1. Yuheng L., “Advanced Grid-Tied Photovoltaic Micro-Inverter”, *Master of Engineering in Electrical and Computer Engineering*, s. 1-7, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, 2015.
2. İnternet: BP “BP Statistical Review of World Energy 2017”
<https://www.bp.com/content/dam/bp/en/corporate/pdf/energy-economics/statistical-review-2017/bp-statistical-review-of-world-energy-2017-full-report.pdf>.
3. Zengin S., “İki Aşamalı ve Yumuşak Anahtarlama Tipi Flyback Tipi Fotovoltaik Mikro-Evirici Tasarımı”, *Ege Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi*, s.1-6, Bornova-İzmir, 2013.
4. Qian Z., “Optimization and Design of Photovoltaic Micro-Inverter”, *University of Central Florida, PhD*, s.1-2, Orlando, Florida, 2013.
5. İnternet: SETA “Dünya’da ve Türkiye’de Yenilenebilir Enerji, Nisan 2017”
<https://setav.org/assets/uploads/2017/04/YenilenebilirEnerji.pdf>.
6. İnternet: T.C. Enerji ve Tabii Kaynaklar Bakanlığı “2017 yılı Temmuz ayı Türkiye’de elektrik üretimi”
<http://www.enerji.gov.tr/tr-TR/Sayfalar/Elektrik>.
7. Kılıç, F. Ç. “Güneş Enerjisi, Türkiye’deki Son Durumu ve Üretim Teknolojileri”, *Mühendis ve Makina*, 56 (671), s. 28-40, 2015.
8. İnternet: Yenilenebilir Enerji Genel Müdürlüğü “Güneş Enerji Potansiyeli Atlası”
<http://www.eie.gov.tr/mycalculator/default.aspx>.
9. Smil V., “March 1958: The first PVS in orbit”, *IEEE Spectrum*, 55 (3), p. 26-26, 2018.
10. Kabalci E., Boyar A., Kabalci Y. “Design and Analysis of a Micro Inverter for PV Plants”, *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, s.1-6, Targoviste-ROMÂNIA,2017.
11. Deniz E., “Güneş Enerjisi Santrallerinde Kayıplar” *III. Elektrik Tesisat Ulusal Kongre ve Sergisi Bildirileri*, İzmir, 21-24 Kasım 2013.
12. Boztepe M., “Fotovoltaik Güç Sistemlerinde Verimliliği Etkileyen Parametreler”, *IV. İzmir Enerji Verimliliği Günleri*, İzmir, 19-20 Ocak 2017.

13. Maghami, M.R., Hizam, H., Gomes, C., Radzi, M.A., Rezadad, M.I., Hajjighorbani, S., “Power loss due to soiling on solar panel: a review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 59, s. 1307–1316, 2016.
14. Bodur H., “Güç Elektroniği”, *Birsen Yayınevi*, Türkiye, 2010.
15. Sastry A., Ranganatha M., “Solar Micro Inverter Modeling and Reliability”, *Arizona State University, Degree Master of Science*, s. 12-13, Arizona, 2015.
16. İnternet: CompareMySolar “Comparison of solar efficiency”
<http://blog.comparemysolar.co.uk/comparison-of-solar-efficiency-what-is-the-best-solar-panel/>.
17. İnternet: National Renewable Energy Laboratory (NREL) “Photovoltaic Research”
<https://www.nrel.gov/pv/>.
18. Das P., “Maximum Power Tracking Based Open Circuit Voltage Method for PV System”, *5th International Conference on Advances in Energy Research (ICAER)*, s. 2-13, Mumbai, India, 15-17 December 2015.
19. Özdemir Ş., “Fotovoltaik Sistemler için Mikrodenetleyicili En Yüksek Güç Noktasını İzleyen Bir Konvertörün Gerçekleştirilmesi”, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi*, s. 19-22, Ankara, 2007.
20. Raveendhra D., Kumar B., Mishra D., Mankotia M., “Design of FPGA based open circuit voltage MPPT charge controller for solar PV system”, *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, s.523-527, 2013.
21. Verma D., Nema S., Shandilya A. M., Dash S. K., “Comprehensive analysis of maximum power point tracking techniques in solar photovoltaic systems under uniform insolation and partial shaded condition”, *Journal of Renewable and Sustainable Energy*, 7, s.1-27, 2015.
22. Morales D. S., “Maximum Power Point Tracking Algorithms for Photovoltaic Applications”, *Aalto University, Degree Master of Science*, s. 21-27, Espoo, 2010.
23. Mohan N., Undeland T. M., Robbins W. P., “Power Electronics: Converters, Applications and Design”, *Wiley*, 2002.
24. Rashid, M.H., “Power Electronics Handbook”, *Elsevier Inc*, USA, 2011.
25. Ahmad Firdaus A. Z., Normahira M. ,Syahirah K. N., Sakinah J., “Design and simulation of Fuzzy Logic Controller for boost converter in renewable energy

- application”, *IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering*, s. 520-524, 2013.
26. Kabalci E., Gorgun A. , Gokkus G., “Design and implementation of a PI-MPPT based buck-boost converter”, *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, Bucharest, ROMÂNIA, s. 23-28, 2015.
 27. Ritu, Verma N., Mishra S., Shukla S., “Implementation of solar based PWM fed two phase interleaved boost converter”, *Communication, Control and Intelligent Systems (CCIS)*, s. 470-476, 2015.
 28. Parveen N., Rupesh K. C., “Design and Simulation of Interleaved DC-DC Boost Converter for Three-phase Loads Using Solar Panel”, *ICCPEIC*, s. 514-519, 2016.
 29. Bindu S. J., Rodrigues E. G., Kannan S. A., Renjith G, Ajmal K. N., Abhijith A., Vishnu G., Chaithra G. S., Krishna P. D., “High Efficiency Interleaved DC-DC Converter for PV Applications”, *IJEREEE*, s. 123-127, 2016.
 30. Çolak I., Kabalci E., “Evirici Topolojileri ve Gelişimleri Üzerine Bir İnceleme”, *EMO Elektrik- Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO)*, s. 291-295, 26-30 Kasım 2008.
 31. Bose, B.K., “Modern Power Electronics and AC Drives”, *Prentice Hall Inc.*, USA, 2002.
 32. Xia Y., Ayyanar R., “Comprehensive Comparison of THD and Common Mode Leakage Current of Bipolar, Unipolar and Hybrid Modulation Schemes for Single Phase Grid Connected Full Bridge Inverters”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, s. 743-750, 2017.
 33. Abatan O.A., Egunjobi A.I., Musari A.A., Oseni, K.J., Edun, A.T., Sodunke M.A., “Design of 50KVA Single Phase Static Inverter”, *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 4 (8), 2014.
 34. Raju N. I., Islam Md. S., Uddin A. A., “Sinusoidal PWM Signal Generation Technique for Three Phase Voltage Source Inverter with Analog Circuit & Simulation of PWM Inverter for Standalone Load & Micro-grid System”, *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 3 (3), s. 647-658, 2013.
 35. Çolak I., Kabalci E., “Çok Seviyeli Eviricilerin Kontrol Yöntemleri”, *TÜBAV Bilim Dergisi*, 1 (2), s.45-54, 2008.

36. Bektaş E., Karaarslan A., “The Comparison of PI Control Method and One Cycle Control Method for SEPIC Converter”, *ELECO*, s.345-349, Bursa, 2017.
37. Beres R. N., Wang X., Liserre M., Blaabjerg F., Bak C. L., “A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters”, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 4 (1), s.54-69, 2016.
38. Kahlane A. E. W. H. , Hassaine L., Kherchi M., “LCL filter design for photovoltaic grid connected systems”, *Revue des Energies Renouvelables SIENR*, s. 227-232, 2014.
39. Mansoor A. K. Z., Ahmed G. A., “Analysis and Simulation of Single Phase Inverter Controlled By Neural Network”, *Al-Rafidain Engineering*, 20 (6), s.1-14, 2012.
40. Çelik E., “Şebeke Bağlantılı Tek Fazlı Mikro Eviricinin Tasarlanması ve Gerçekleştirilmesi”, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi*, s. 47-51, İstanbul, 2015.
41. S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan, and F. Antunes, “LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines,” *7th International Conference on Power Electronics*, s. 1133–1138, Oct. 22–26 2007.
42. İnternet: Solar Design Tool “1SolTech 1STH-350-WH (350W) Solar Panel”
<http://www.solardesigntool.com/components/module-panel-olar/1SolTech/2493/1STH-350-WH/specification-data-sheet.html>
43. İnternet: SunPower “SunPower® X21-345-C-AC”
<https://us.sunpower.com/sites/sunpower/files/media-library/data-sheets/ds-x21-series-345-335-residential-ac-modules.pdf>.
44. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, *IEEE Standard 519-2014 (Revision of IEEE Standard 519-1992)*, s. 1–29, Jun. 2014.
45. İnternet: EPSMA “IEC 61000-3-2”
http://www.epsma.org/PFCver100406_b.pdf.

ÖZGEÇMİŞ

Aydın BOYAR 1991 yılında Nevşehir’de doğdu. İlk ve orta öğrenimini Nevşehir’de tamamladı. 2010’da kazandığı Konya Selçuk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünden 2015 yılında mezun oldu. Aynı yıl Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında Yüksek Lisansa başladı. 2017 yılında Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Evli olup halen Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümünde görevine devam etmektedir.

Adres: Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi
Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
50300 - Nevşehir
Telefon: 0 384 228 10 00 - 15054
e-posta : aydinboyar@nevsehir.edu.tr

Yayımlar:

1. Kabalci E., Boyar A., Kabalci Y. “Design and Analysis of a Micro Inverter for PV Plants”, *Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, s.1-6, Targoviste- ROMÂNIA,2017.