

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

**PSO KONTROLLÜ DÖRT FAZLI INTERLEAVED
ARTTIRAN DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE ANALİZİ**

**Tezi Hazırlayan
Furkan DURSUN**

**Tez Danışmanı
Doç. Dr. Altan GENCER**

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

**EYLÜL 2024
NEVŞEHİR**

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

**PSO KONTROLLÜ DÖRT FAZLI INTERLEAVED
ARTTIRAN DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE ANALİZİ**

**Tezi Hazırlayan
Furkan DURSUN**

**Tez Danışmanı
Doç. Dr. Altan GENCER**

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

EYLÜL 2024

Doç. Dr. Altan GENCER danışmanlığında Furkan DURSUN tarafından hazırlanan "**PSO Kontrollü Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü 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.

04/09/2024

JÜRİ

Başkan : Dr. Öğr. Üyesi Ali ÜNLÜTÜRK

Üye : Doç. Dr. Altan GENCER

Üye : Dr. Öğr. Üyesi Ayşe KOCALMIŞ BİLHAN

ONAY:

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun.....tarih ve..... sayılı kararı ile onaylanmıştır.

.../.../20..

Prof. Dr. Cemal ÇARBOĞA
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.

Furkan DURSUN



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 Prof. Dr. Ersan KABALCI'ya, ve Doç. Dr. Altan GENCER'e, yüksek lisans süreci boyunca her hususta yardımcı olan TEİAŞ 11. Bölge Müdürü Sayın İhsan KILIÇOĞLU'na, maddi ve manevi olarak her zaman desteklerini hissettiren aile üyelerim annem Arife DURSUN'a, babam Celal DURSUN'a, ablam Zeynep AY'a, ve yeğenlerime, her zaman beni motive ederek başarmamı sağlayan kıymetli eşim Hazel DURSUN'a teşekkür ederim.

PSO KONTROLLÜ DÖRT FAZLI INTERLEAVED ARTTIRAN DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE ANALİZİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Furkan DURSUN

NEVŞEHİR HACI BEKTAŞ VELİ ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Eylül 2024

ÖZET

Fotovoltaik (PV) sistemler, güneş enerjisini ışıma yoluyla elektriğe dönüştürerek yenilenebilir enerji üretiminde önemli bir rol oynar. Bu sistemlerin verimli çalışmasını ve maksimum güç çıkışı üretmesini temin etmek için Maksimum Güç Noktası Takibi (MGNT) algoritması kullanılması esastır. MGNT'yi optimize etmek için birçok algoritma geliştirilmiştir ve bunlardan biri, sürü zekâsından esinlenen Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritmasıdır. Arttıran dönüştürücüler, PV panellerinin gerilim ve akım çıkışını artırmak değişken ışıma şiddetlerine ve sıcaklık değerlerine uygun şekilde düzenleme yaparak PV panellerin maksimum güç noktasında çalışmasını sağlar. PSO algoritmasının yanı sıra, klasik çalışmalardan farklı olarak tez çalışmada dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü kullanılmıştır. Anahtarlama elemanlarının fazlar arasında farklı çalışması olanağını sunan bu teknoloji sıradan topolojilere göre çok daha yüksek güçleri anahtarlama olarak sağlamaktadır. Simülasyonlar ve deneysel doğrulamalar, önerilen entegrasyonun sahip olduğu tekrarlı görev periyodu kontrolü ve hassas güç ölçümü sayesinde geleneksel MGNT tekniklerinden daha iyi performans gösterdiğini göstermektedir. Bu özellikler vasıtasıyla, değişken ışıma şiddetlerinde ortalama %98 verimde kararlı bir algoritma ile dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü kontrolü sağlanmıştır.

Anahtar kelimeler: *Fotovoltaik Paneller, MGNT Algoritmaları, Interleaved Arttıran Dönüştürücüler, PSO Algoritması*

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Altan GENCER

Sayfa Adeti: 94

DESIGN AND ANALYSIS OF A PSO CONTROLLED FOUR-PHASE INTERLEAVED BOOST CONVERTER

(M. Sc. Thesis)

Furkan DURSUN

NEVSEHIR HACI BEKTAS VELI UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

September 2024

ABSTRACT

Photovoltaic (PV) systems, which convert solar energy into electricity through irradiation, play a crucial role in renewable energy generation. To ensure these systems operate efficiently and maximize power output, Maximum Power Point Tracking (MPPT) is essential. Numerous algorithms have been developed to optimize MPPT, one of which is the metaheuristic Particle Swarm Optimization (PSO) inspired by swarm intelligence. Boost converters are used to increase and regulate the voltage and current output of PV panels, ensuring they operate at the MPP under varying irradiation and temperature conditions. In addition to the PSO algorithm, a four-phase interleaved boost converter has been utilized in this thesis, distinguishing it from conventional studies. This technology, which enables switching elements to operate differently across phases, allows for switching much higher power levels compared to ordinary topologies. Simulations and experimental result verify (confirm validate) that the proposed integration exhibits superior performance over traditional MPPT techniques, thanks to its repetitive duty cycle control and precise power measurement capabilities. Through these features, a stable algorithm controlling the four-phase interleaved boost converter has been achieved with an average efficiency of 98% under varying irradiance conditions.

Keywords: *Photovoltaic Panels, Interleaved Boost Converter, MPPT Algorithms, PSO MPPT.*

Thesis Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Altan GENCER

Page Number: 94

İÇİNDEKİLER

KABUL VE ONAY SAYFASI	i
TEZ BİLDİRİM SAYFASI	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	v
İÇİNDEKİLER	vi
TABLolar LİSTESİ.....	x
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	xiv
1. BÖLÜM	
GİRİŞ	1
2. BÖLÜM	
LİTERATÜR TARAMASI VE TEZİN TANIMI	4
2.1 Literatür Özeti	4
2.2 Problem Tespiti	5
2.3 Tezin Problemlere Karşı Sunduğu Çözümler ve Amacı	5
2.4 Tezin Bölümleri.....	7
3. BÖLÜM	
PV PANELLER	8
3.1 PV Teknolojisinin Tarihçesi.....	8
3.2 Günümüz Teknolojisi	9
3.3 PV Hücrelerin Çalışma Prensipleri	10
3.4 PV Panellere Sıcaklık ve Işıma Seviyesi Etkileri.....	11
3.4.1 PV Panellere Sıcaklığın Etkisi	11

3.4.2	PV Panellere Işıma Etkisi	12
3.5	PV Hücre Teknolojileri	13
3.5.1	1. Nesil PV Hücreler	14
3.5.2	2. Nesil (Thin Film) PV Hücreler	15
3.5.3	3. Nesil PV Hücreler	16
3.5.4	4. Nesil PV Hücreler	17
3.5.5	Tez Çalışmasında Kullanılan PV Panelin Sahip Olduğu Teknoloji HIT (Heterojunction with Intrinsic Thin-layer).....	17
4.	BÖLÜM	
	GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROLÜNDE KULLANILAN MGNT ALGORİTMALARI	20
4.1	Değiştir ve Gözle (P&O) Algoritması.....	21
4.2	Artan İletkenlik (IC) Algoritması.....	23
4.3	Yapay Sinir Ağları Algoritması (ANN)	25
4.4	Bulanık Mantık (FL) Algoritması	26
4.5	Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması (PSO)	27
5.	BÖLÜM	
	DA-DA GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ	31
5.1	Temel Anahtarlama Dönüştürücü	31
5.2	Azaltan (Buck) Dönüştürücü.....	33
5.2.1	Azaltan Dönüştürücüde Gerilim ve Akım İlişkisi.....	33
5.2.2	Azaltan Dönüştürücü Çalışma Modları.....	33
5.3	Arttıran (Boost) Dönüştürücü.....	40
5.3.1	Arttıran Dönüştürücünün Çalışma Modları.....	40
5.4	İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücüler	46
5.4.1	İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çalışma Modları	47
5.5	Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü	49

6. BÖLÜM

PSO VE P&O MGNT ALGORİTMALARI İLE KONTROL EDİLEN

DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN BENZETİM ÇALIŞMAKLARI 53

6.1 Dönüştürücülerin Benzetimleri ve Analizleri..... 53

6.1.1 Tek Fazlı Klasik Arttıran Dönüştürücü Benzetilmesi ve Tasarımı 53

6.1.2 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Benzetilmesi ve Tasarımı 56

6.1.3 Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü 58

6.2 MGNT Algoritmaları ile Dönüştürücü Benzetimlerinin Birleştirilmesi 62

6.2.1 P&O MGNT Algoritması ile Dönüştürücülerin Birleştirilip Benzetilmesi 62

6.2.2 Önerilen PSO MGNT Algoritması ile Dönüştürücülerin Birleştirilip Benzetilmesi 64

7. BÖLÜM

PSO PARAMETRELERİNİN BENZETİME OLAN ETKİSİ..... 67

7.1 Parçacık Sayısı (n)..... 67

7.2 Eylemsizlik Ağırlığı (w)..... 69

7.3 Sosyal ve Bilişsel Katsayılar 71

8.BÖLÜM

PSO MGNT VE P&O MGNT KONTROLLÜ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN

ANALİZİ..... 74

8.1 Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü PSO Algoritması ile Karşılaştırılması 74

8.2 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Karşılaştırılması 76

8.3 PV Panel Güç Çıkışına Göre Algoritmaların ve Dönüştürücülerin Analizi 79

8.3.1 P&O Algoritması ile Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi 79

8.3.2 P&O Algoritması ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi 80

8.3.3	P&O Algoritması ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi	80
8.3.4	P&O Algoritması Verim Tablosu	81
8.3.5	PSO Algoritması ile Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi 82	
8.3.6	PSO Algoritması ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi	82
8.3.7	PSO Algoritması ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi	83
8.3.8	PSO Algoritması Verim Tablosu	84
9	. BÖLÜM SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	85
	KAYNAKLAR	87
	ÖZGEÇMİŞ	94

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 3.1. Tez çalışmasında kullanılan HIT panelin elektriksel özellikleri	18
Tablo 6.1. Arttıran dönüştürücü parametreleri.....	54
Tablo 6.2. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü parametreleri	56
Tablo 6.3. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü parametreleri.....	59
Tablo 7.1. PSO MGNT Algoritmasında kullanılan PSO değişkenlerinin değeri	73
Tablo 8.1. P&O Algoritması Dönüştürücü çıkış güçlerine göre verim hesabı	81
Tablo 8.2. PSO Algoritması Dönüştürücü çıkış güçlerine göre verim hesabı	84



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 3.1. PV Hücrenin fiziksel yapısı	8
Şekil 3.2. Amerika ulusal yenilenebilir enerji laboratuvarı en iyi verimli PV hücre araştırması grafiği.....	10
Şekil 3.3. PV Hücrenin Eşdeğer Devresi	10
Şekil 3.4. PV panelin sabit ışımaya şiddetinde ve değişken ışımaya şiddetindeki güç eğrisi	12
Şekil 3.5. Sabit sıcaklık değişken ışımaya şiddetine göre PV Panelin güç grafiği.....	13
Şekil 3.6. PV Hücre teknolojileri	13
Şekil 3.7. Monokristal ve polikristal hücre görünüşleri	14
Şekil 3.8. Amorf silisyum hücrenin yapısı.....	15
Şekil 3.9. CdTe Panellerden oluşan pv dizisi.....	16
Şekil 3.10. HIT Hücrenin temel yapısı.....	17
Şekil 3.11 (a) Zaman bağlı değişen ışımaya şiddeti grafiği (b)Işımaya şiddetlerine göre P-V eğrisi ve maksimum güç noktaları	19
Şekil 4.1. PV sistemlerde kullanılan MGNT algoritmaları.....	21
Şekil 4.2. P&O MGNT Algoritması akış diyagramı.....	22
Şekil 4.3. P&O Algoritması güç eğrisi	23
Şekil 4.4. IC Algoritması güç eğrisi.....	23
Şekil 4.5. Artan iletkenlik algoritması akış diyagramı.....	25
Şekil 4.6. YSA Algoritması temel yapısı	26
Şekil 4.7. Bulanık mantık algoritmasının blok diyagramı	27
Şekil 4.8. PSO algoritmasında bir parçacığın hareketi	28
Şekil 4.9. Temel PSO algoritması akış diyagramı	29
Şekil 4.10. Tez çalışmasında kullanılan önerilen PSO algoritması	30
Şekil 5.1. Temel anahtarlama dönüştürücü devresi	31
Şekil 5.2. Devrenin anahtar durumuna göre gerilim grafiği	32
Şekil 5.3. Azaltan dönüştürücü temel devresi	33
Şekil 5.4. Anahtarın iletimde olduğu durumda azaltan dönüştürücü devresi	34
Şekil 5.5. Anahtarın kesimde olduğu durumda azaltan dönüştürücü devresi	35
Şekil 5.6. Anahtarlama esnasında azaltan dönüştürücü dalga şekilleri.....	39
Şekil 5.7. Arttıran dönüştürücü temel devresi.....	40

Şekil 5.8. Anahtarın iletimde olduğu durumda klasik arttıran dönüştürücü devresi.....	41
Şekil 5.9. Anahtarın kesimde olduğu durumda klasik arttıran dönüştürücü devresi (Metinde atıf yapılmamış).....	42
Şekil 5.10. Anahtarlama anında klasik arttıran dönüştürücü dalga şekilleri.....	45
Şekil 5.11. İki fazlı arttıran dönüştürücü temel devresi	46
Şekil 5.12. S ₁ anahtarın iletimde olduğu S ₂ anahtarın kesimde olduğu durum.....	47
Şekil 5.13. S ₂ anahtarın iletimde olduğu S ₁ anahtarın kesimde olduğu durum.....	48
Şekil 5.14. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü temel devresi.....	49
Şekil 5.15. Görev periyodu 1/4 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları	50
Şekil 5.16. Görev periyodu 1/2 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları	51
Şekil 5.17. Görev periyodu 3/4 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları	52
Şekil 6.1. Tek fazlı klasik arttıran dönüştürücü benzetimi	53
Şekil 6.2. Tek fazlı klasik arttıran dönüştürücü analiz çıktısı.....	55
Şekil 6.3. PI kontrolcü ile kontrol edilen tek fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımı...	55
Şekil 6.4. İki fazlı arttıran dönüştürücü benzetimi	57
Şekil 6.5. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü analiz çıktısı.....	57
Şekil 6.6. PI kontrolcü ile kontrol edilen iki fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımları	58
Şekil 6.7. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetimi	60
Şekil 6.8. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü faz kaydırması	60
Şekil 6.9. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetim analizi sonucu	61
Şekil 6.10. PI kontrolcü ile kontrol edilen dört fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımları	62
Şekil 6.11. Tek fazlı arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi	63
Şekil 6.12. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi	64
Şekil 6.13. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi	64
Şekil 6.14. Tek fazlı arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi	65
Şekil 6.15. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi	66
Şekil 6.16. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi	66
Şekil 7.1. Parçacık 4 olarak seçildiğinde benzetim analiz sonucu.....	68
Şekil 7.2. Parçacık 7 olarak seçildiğinde benzetim analiz sonucu.....	68

Şekil 7.3. Eylemsizlik ağırlığı "0,1" olarak ayarlandığında.....	70
Şekil 7.4. Eylemsizlik ağırlığı "0,5" olarak ayarlandığında.....	70
Şekil 7.5. Sosyal ve bilişsel katsayılar "1" olarak seçildiğinde.....	71
Şekil 7.6. Sosyal ve bilişsel katsayılar "2" olarak seçildiğinde.....	72
Şekil 8.1. Tek fazlı arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması.....	74
Şekil 8.2. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması.....	75
Şekil 8.3. Tek fazlı arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği	76
Şekil 8.4. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği	76
Şekil 8.5. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması.....	77
Şekil 8.6. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması.....	77
Şekil 8.7. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği	78
Şekil 8.8. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği	78
Şekil 8.9. Tek fazlı arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği.....	79
Şekil 8.10. Tek fazlı arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği.....	80
Şekil 8.11. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği.....	81
Şekil 8.12. Tek fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği.....	82
Şekil 8.13. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği.....	83
Şekil 8.14. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği.....	83

SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ

D	Anahtar görev oranı
<i>f</i>	Frekans
I_{min}	Minimum akım
I_{max}	Maksimum akım
I_{oc}	Açık devre akımı
I_{sc}	Fotovoltaik panel kısa devre akımı
T	Periyot
V_{oc}	Açık devre gerilimi
V_{PV}	Fotovoltaik panel gerilimi
V_s	Kaynak – giriş gerilimi
V_i	Giriş gerilimi
V_o	Çıkış gerilim
W	Watt
m²	Metrekare
AA	Alternatif akım
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü
DA	Doğru akım
EMI	Elektro manyetik girişim
FL	Bulanık Mantık
IC MGNT	Artan İletkenlik Maksimum Güç Noktası Takibi
LDO	Düşük kayıplı regülatör
MGN	Maksimum güç noktası

MGNT	Maksimum güç noktası takibi
MOSFET	Alan Etkili Metal Oksit Yarıiletken Transistör
NREL	Ulusal Yenilebilir Enerji Laboratuvarı
PCB	Baskı devre kartı
PO MGNT	Değişir ve Gözle Maksimum Güç Noktası Takibi
PSO	Parçacık sürü optimizasyonu
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
PV	Fotovoltaik
YSA	Yapay sinir ağları

1 . BÖLÜM

GİRİŞ

Enerji talebi tüm dünyada hızla artmaktadır. Kömür, ham petrol ve doğal gaz gibi fosil tabanlı yakıtları kullanan geleneksel üretim yöntemleri, yanma sürecinde karbondioksit, metan gibi çeşitli emisyon gazları üretirler. Bu gazlar iklim değişikliği ve hava kirliliğine neden olmaktadır. Ayrıca, bu fosil yakıtlar doğada sürekli olarak bulunmadığından ithalat yoluyla elde edildiğinde enerji üretim maliyetlerini arttırmaktadır. Sonuç olarak, bu sorunlar insanları yenilenebilir enerji kaynaklarını araştırmaya yönlendirmiştir [1]. Sürdürülebilir ve yenilenebilir enerji kaynakları araştırmalarında, fotovoltaik (PV) sistemler, güneş enerjisini kullanmak için umut verici bir teknoloji olarak ortaya çıkmıştır. Yarı iletken malzemelerden yapılmış PV panelleri, güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştürerek, enerji taleplerini karşılamak için yenilenebilir ve çevre dostu bir çözüm sunar [2]. Ancak, yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımında bazı zorluklar mevcuttur. Örneğin, PV panellerin düşük çıkış geriliminin şebekeye entegrasyon için yükseltilmesi gerekmektedir. Yakıt hücrelerinin çıkış gerilimi ve güç düzenlemeleri de çözülmesi gereken diğer bir sorundur. Bu nedenle, bu zorlukların üstesinden gelmek için en uygun çözüm verimli şekilde çalışan güç elektroniği dönüştürücülerinden faydalanmaktır [3]. Dönüştürücülerin yanı sıra, PV sistemlerinin performansını artırmak için, PV sistemlerde maksimum güç noktasını (MGN) dinamik olarak izlemek amacıyla birçok ileri besleme kontrol algoritması geliştirilmiştir. Bu algoritmalara Maksimum Güç Noktası Takipçisi (MGNT) algoritmaları denir. Bunlardan biri de Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) algoritmasıdır. PSO algoritması, karmaşık ve dinamik çalışma koşullarında MGN'yi izleme performansı nedeniyle büyük ilgi görmüştür [4]. Dönüştürücülerin ve MGNT algoritmalarının sıklıkla birlikte kullanıldığı modern elektronik sistemler, yüksek kaliteli, az yer kaplayan, hafif, güvenilir ve verimli güç kaynaklarına ihtiyaç duyarlar. Çalışma prensipleri gerilim bölücü ya da akım bölücü sistemlerine dayanan lineer güç regülatörleri efektif değildirler. Bu lineer güç regülatörleri, çıkış gerilimini, giriş geriliminden daha düşük olacak şekilde sınırlamak için kullanılırlar. Ayrıca, bu tip regülatörler düşük frekansta (50 ya da 60 Hz) çalışan filtrele ve hat dönüştürücülerine ihtiyaç duydukları için güç yoğunlukları düşüktür. Bu tarz regülatörlerin ana kullanım alanları düşük kayıplı gerilim (LDO) regülatörleri gibi

düşük güç seviyeleridir. Yüksek güç seviyelerinde ise anahtarlama regülatörleri veya anahtarlama güç dönüştürücüleri kullanılmaktadır. Anahtarlama regülatörleri, açık ve kapalı durumlarında çalışan yarı iletken güç elektroniği anahtarlarını kullanırlar. Bu anahtarlama olayları esnasında düşük güç kayıpları meydana geldiği için (açık durumda düşük gerilim geçişi, kapalı durumda anahtar üzerinde sıfır akım), anahtarlama regülatörleri yüksek enerji dönüşüm verimliliği sağlamaktadırlar. Modern güç elektroniği anahtarları yüksek frekanslarda çalışabilmektedirler. Bu anahtarlarda, çalışma frekansı ne kadar yüksekse, transformatörler, filtre bobinleri ve kapasitörler o kadar ergonomik ve ekonomik hale gelirler. Bunlara ek olarak, bu dönüştürücülerin dinamik karakteristik özellikleri, yüksek çalışma frekanslarında daha iyi hale gelmektedir. Bir kontrol periyodunun bant genişliği, genel olarak çıkış filtresinin kesim frekansı ile belirlenmektedir. Bu nedenle, yüksek çalışma frekansları, yük tarafında akım ya da giriş gerilimlerinin güçlü değişimlerine karşı devrenin daha hızlı dinamik cevap vermesini sağlamaya olanak tanır.

Yüksek frekanslı elektronik güç işlemcileri Doğru Akım-Doğru Akım (DA-DA) dönüşümlerinde kullanılmaktadır. DA-DA dönüştürücülerin temel fonksiyonları:

- Bir DA giriş gerilimi olan kaynak gerilimini, istenilen değerde bir çıkış DA gerilimine dönüştürmek;
- Yük ve hat değişimleri karşısında DA çıkış gerilimini düzenlemek;
- DA çıkış gerilimindeki AA gerilim dalgalanmasını gerekli seviyenin altına düşürmek;
- Giriş kaynağı ve yük arasında izolasyon sağlamak (izolasyon her zaman gerekli değildir.)
- Beslenen sistemi ve giriş kaynağını elektro manyetik girişimden (EMI) korumak;
- Çeşitli ulusal ve uluslararası güvenlik standartlarını karşılamak [5].

Tez içerisinde Bölüm 3'te, klasik arttıran dönüştürücü, iki fazlı interleaved dönüştürücü ve en nihayetinde tezin asıl amacı olan dört fazlı interleaved dönüştürücüler detaylıca incelenmiştir.

Dönüştürücülerin kullanımı PV panellerin kullanımıyla ilişkilidir. Ülkemizdeki perspektife bakıldığında, TEİAŞ 2022 Aralık ayı kurulu güç raporları incelendiğinde, toplam 11.427 adet lisanslı ve lisansız üretim santrali bulunmaktadır. Bu santrallerin de 9.353 adeti güneş enerjisi santralleridir. Bu güneş enerji santrallerinin kurulu gücü 9.425 MW olup, toplam kurulu gücün (103.809 MW) %9'nun güneş enerji santrallerinden oluştuğu tespit edilmiştir[6]. Güneş enerji santrallerinin temel yapıtaşı olan PV paneller, bu tez çalışmasının ikinci bölümünde detaylıca incelenmiştir.



2 . BÖLÜM

LİTERATÜR TARAMASI VE TEZİN TANIMI

2.1 Literatür Özeti

2015 yılında S.Z. Mirbagheri ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmada, bağımsız bir PV sistemi için modifiye edilmiş bir MGNT önerilmiştir. Bu çalışmada, bir PSO tabanlı yöntem, değişken adım boyutlu (VSS) artan iletkenlik (IncCond) MGNT tarafından yeniden başlatılmaktadır. Bu çalışmadaki ana motivasyon, gerilim ve akım çıktı dalgalanmasını ortadan kaldırmak ve hızlı değişen ışınım koşullarında izleme süresini kısaltmaktır [7].

Haithem Chaieb ve Anis Sakly tarafından 2015 Tunus'ta gerçekleştirilen konferansta yayınlanan bildiri, değiştir ve gözle (Perturb & Observe) algoritmasını sıradan MGNT algoritması olarak kabul edip, PSO algoritması ile karşılaştırmayı içermektedir. Çalışmanın sonucunda PSO algoritmasının P&O algoritmasına göre maksimum güç noktasını takip etmede daha kabiliyetli olduğu sonucuna varılmıştır [8].

Parçacıkların arama sürecini iyileştirmek için doğrusal olmayan azalan ataletsel ağırlığı içeren geliştirilmiş bir PSO varyantı öneren M. Merchaoui ve diğer araştırmacılar tarafından yapılan çalışmada, farklı kısmi gölgeleme koşullarında MGNT için doğrusal ve doğrusal olmayan ağırlığa sahip PSO'nun karşılaştırmalı bir araştırması yapılmıştır. Bu araştırma neticesinde oluşan algoritmaya da geliştirilmiş PSO algoritması adını vermişlerdir [9].

2021 yılında Malezya'da düzenlenen bir konferansta yayınlanan, M. A. Khazain ve diğer araştırmacılar tarafından çalışması gerçekleştirilen makalede parçacık sürü optimizasyonuna (PSO) dayalı bir MGNT algoritması kullanılarak ve arttıran dönüştürücü teknolojisi ile birleştirilmiş PV enerji dönüşüm yönteminin simülasyonunu açıklamaktadır. Önerilen MGNT'nin, PV gücünün tam takibi için hızlı, ayarlanabilir, doğru ve verimli olduğu sonuç olarak belirtilmiştir [10].

Bu tez çalışması literatürde oldukça sınırlı yer bulan dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topoloji ile iyileştirilmiş PSO algoritmasının birlikte kullanımını gerçekleştirilmiştir.

2.2 Problem Tespiti

Literatür taraması neticesinde, MGNT algoritmalarının uygulanmasında ve klasik topolojiye sahip dönüştürücülerin MGNT projelerinde kullanılmasında birkaç tane problem mevcuttur. Bu problemlerin ilki hızla değişen çevre koşulları karşısında klasik MGNT algoritmalarının yavaş tepki vermesidir. Bunun yanında klasik MGNT algoritmalarının güç noktalarını takip ederken salınım yaptığı gözlenmiş olup bu durum kararlılık açısından sorunlar oluşturmaktadır. Klasik arttıran dönüştürücü topolojilerinin de yüksek anahtarlama frekanslı ve güçlü devrelerde zamanla bozulduğu, verimliliklerinin düştüğü ve gürültülere sebep olduğu gözlemlenmiştir.

2.3 Tezin Problemlere Karşı Sunduğu Çözümler ve Amacı

Bu tez çalışmasının amacı, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve PSO algoritması kullanarak MGNT yöntemlerinin iyileştirilmesi, yenilikçi yaklaşımlar ortaya koymak ve bu iki teknolojinin birlikte kullanıldığında sağladığı avantajların araştırılmasıdır. Bu amaçlar doğrultusunda bu tezde yapılan çalışmalar, güneş enerjisi sistemlerinin daha verimli, güvenilir ve ekonomik bir şekilde çalışmasına katkıda bulunmayı hedeflemektedir.

Tez çalışmasında kullanılan PSO algoritması, literatürdeki mevcut yöntemlerden farklı olarak, görev döngüsü (duty cycle) değerlerini rastgele aralıklarda başlatarak daha geniş bir arama alanını keşfetmeyi hedefler. Rastgele başlatma yaklaşımı, PSO'nun başlangıçta daha avantajlı bir pozisyon belirlemesine katkı sağlar. Görev döngüsü ve hız (velocity) güncellemeleri, PSO algoritmasının küreseldeki en iyi çözümüne (gbest) ve her bir parçacığın kendi en iyi çözümüne (pbest) göre yapılır, böylece algoritmanın küresel en iyi çözüme hızla yakınsamasını destekler.

PSO, güç kararlılığını sağlamak amacıyla bir sayaç kullanarak kararlı hale gelmeden önce güç değişimlerini izler. Sayaç kullanımı, ani güç değişimlerinin sistemin dengesini bozmasını engeller. Ayrıca, önerilen PSO algoritması, tüm parçacıkların görev döngüsü değerlerinin birbirine yakın olup olmadığını kontrol eder; parçacıklar yeterince yakınsa, iki veriyi değerlendirerek karar veren bir bool değişkeni kullanılarak yeniden başlatma ihtiyacı ortadan kalkar. Güç belirli bir eşik üzerinde değişiklik gösterdiğinde, PSO görev döngüsü ve diğer parametreleri yeniden başlatarak küresel maksimuma yakınsamayı sürdürür. Belirli bir iterasyon sayısından sonra PSO'nun yeniden başlatılması, algoritmanın yerel maksimumda takılı kalmasını veya duraklamasını önler.

Geçiş süreci ve yakınlık kontrolleri, PSO'nun kararlılığını artırarak büyük değişiklikler yapmadan önce stabil hale gelmesini sağlar. Yeniden başlatma mekanizması, çevresel koşullar ve hava durumu gibi değişken etkenlere hızlı yanıt vererek algoritmanın küresel maksimuma ulaşma kabiliyetini artırır. Rastgele aralıklarla başlatma ve iterasyon tabanlı yeniden başlatma, PSO'nun arama alanını daha etkin bir şekilde keşfetmesine ve yerel maksimumlara saplanmasını engeller. Tüm bu özellikler, PSO MGNT algoritmasının keşif yeteneğini ve genel performansını geleneksel yöntemlere kıyasla önemli ölçüde iyileştirir. Böylelikle, PSO algoritması ve interleaved arttıran dönüştürücü kombinasyonu, PV sisteminin güvenilirliğini artırır. Daha az dalgalanma, daha yüksek verimlilik ve adaptif kontrol, sistemin uzun ömürlü ve güvenilir olmasını sağlar. Bu kombinasyon, PV panelden elde edilen enerjiyi maksimize ederek enerji üretim maliyetlerini düşürür ve yenilenebilir enerji kaynaklarının verimli kullanımını artırır. Interleaved arttıran dönüştürücüler, sıradan dönüştürücülere göre, paralel çalışan birden fazla dönüştürücü devresinden oluşmaktadır. Örneğin iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücüde, birbirleriyle 180° faz farkıyla çalışan iki dönüştürücü vardır. Bu faz farkları sayesinde interleaved teknolojisi sıradan dönüştürücü topolojilerine göre giriş, çıkış akım ve gerilimlerinde daha az dalgalanma olmasını sağlayarak verimi artırmaktadır. Buna ek olarak yine paralel çalışma sayesinde, interleaved topolojisi, güçler fazlar arasında bölüneceği için sıradan dönüştürücülere göre daha yüksek güçlerde çalışma olanağı sağlamakla birlikte, ani yük değişikliklerine de hızlı ve dengeli tepki vermesini sağlamaktadır. Örneğin dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topolojisi, iki fazlı ve üç fazlı topolojilere kıyasla, akım ve gerilimleri dört faza böldüğü için anahtarlama elemanlarının üzerindeki yükü azaltır ve aynı anda dört fazda güç anahtarlama yaptığı için tek fazlı sisteme göre dört kat daha fazla güç çıkışı sağlamaktadır. Dört fazlı interleaved arttıran teknoloji sayesinde de hem giriş akım dalgalanmaları hem çıkış gerilim dalgalanmaları azaltılarak daha verimli bir sonuç sağlanmıştır. Yine yüksek hız ve akım gereken uygulamalarda, klasik topolojilere nazaran akımları fazlara böldüğü için güç kaybını azaltan dört fazlı interleaved teknolojisi çok daha uygundur. Bu yüksek anahtarlama frekansları elektromanyetik gürültü (EMI) oluşturabileceği için, dört fazlı interleaved dönüştürücülerde her fazın anahtarlama zamanları kaydırılarak EMI konusunda dayanıklılık sağlamaktadır. Yani sonuç olarak PSO MGNT algoritması, dinamik koşullarda daha hızlı bir optimizasyon sağlar. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücüler, faz kaydırma yöntemini kullanarak yük

değişimlerine hızlı ve verimli bir şekilde uyum sağlar. Bu topoloji, her fazda eşit akım anahtarlayarak, normal bir arttıran dönüştürücüye kıyasla 4 kat daha yüksek güç sağlamaktadır. Bu sayede daha yüksek verimlilik ve güç kapasitesi elde edilir.

2.4 Tezin Bölümleri

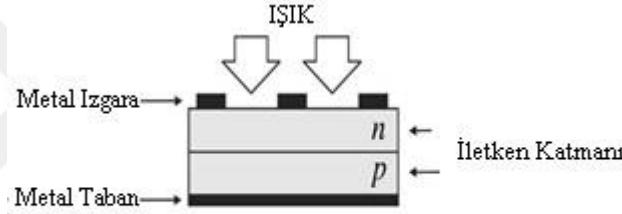
Bu tez çalışması toplam sekiz bölümden oluşmaktadır. Bu sekiz bölümün ana başlıkları aşağıda verilmiştir.

- **Bölüm 1:** Giriş.
- **Bölüm 2:** PV Panellerin tarihi, teknolojileri, çalışma prensibi ve eşdeğer modeli gibi temel bilgiler ve tezde kullanılan PV panel tanımı.
- **Bölüm 3:** PV Panellerde kullanılan MGNT Algoritmaları ve çalışmada kullanılan olan PSO algoritmasının tanımı.
- **Bölüm 4:** Güç dönüştürücüleri ve geleneksel arttıran dönüştürücülerin, iki fazlı dönüştürücülerin ve çalışmada kullanılan dört fazlı interleaved dönüştürücülerin incelenmesi.
- **Bölüm 5:** Dönüştürücülerin benzetiminin gerçekleştirilmesi ve önerilen MGNT algoritması ile dönüştürücülerin birleştirilmesi.
- **Bölüm 6:** PSO algoritmasının parametrelerinin sistemin üzerine etkilerinin incelenmesi.
- **Bölüm 7:** Geleneksel, iki fazlı interleaved ve dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerin benzetim sonuçlarına göre analizi ve MGNT Algoritmalarının karşılaştırılması.
- **Bölüm 8:** Sonuç.

3 . BÖLÜM

PV PANELLER

PV hücreler, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştüren elektriksel aletlerdir. Bu hücreler, güneş ışığını soğuran ve elektrik akımı oluşturan yarı iletken materyallerden yapılıdır. Yarı iletken katmanların malzemesi üretim sürecinde değişebilir. Bir PV sistem, hücrelerin birleşmesiyle oluşan bir panelden oluşacağı gibi panellerin seri bağlanması ile bir diziden de oluşabilir. Çoğu güneş sistemi, polikristalin veya monokristalin silisyumdan yapılmış kristal silisyum (c-Si) güneş hücreleri kullanılarak üretilir [11]. Şekil 3.1’de bir PV hücrenin fiziksel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.1. PV Hücrenin fiziksel yapısı [11]

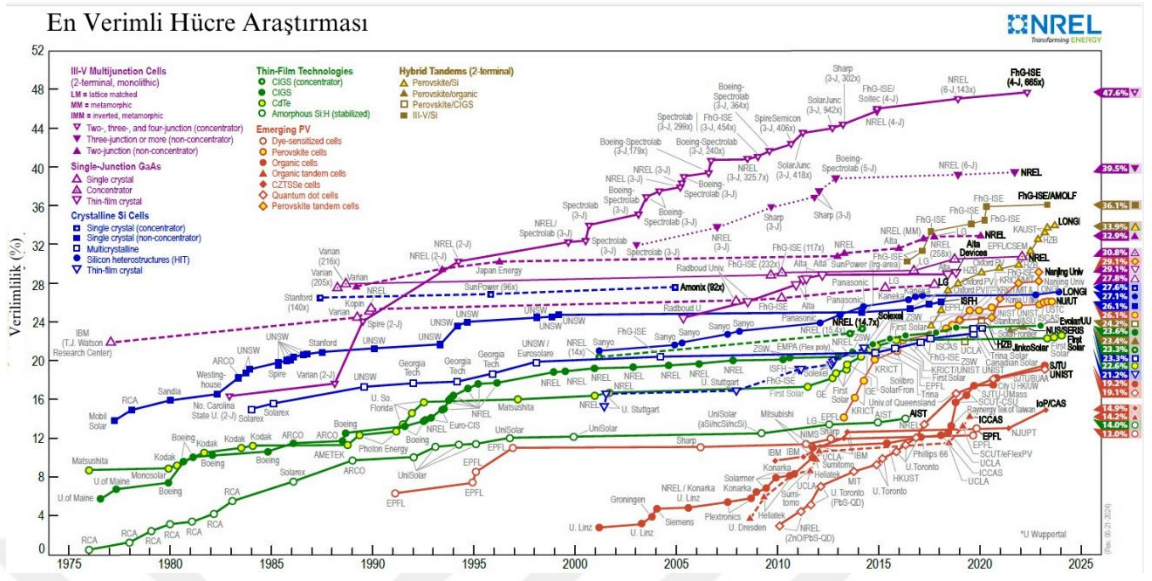
3.1 PV Teknolojisinin Tarihçesi

1839 yılında Fransız fizikçi Edmond Becquerel, belirli materyallerin ışık enerjisini elektrik enerjisine dönüştürebildiğini gösteren fotovoltaj etkisini keşfetti. Bu, güneş enerjisi ile ilgili ilk büyük keşif olarak kabul edilir. 1873 yılında ise Willoughby Smith, selenyumun fotoiletken özelliklerini keşfetti. Bu buluş, güneş enerjisi teknolojisinin gelişiminde önemli bir adım oldu. Ardından, 1876 yılında William Grylls Adams ve Richard Evans Day, selenyumun ışık altında elektrik üretebildiğini kanıtlayarak fotovoltaj etkisinin pratik uygulamalarına yönelik önemli bir adım daha attılar. 1900'lerin başlarında, fotovoltaj teknolojinin teorik temelleri atılmaya devam etti. 1905 yılında Albert Einstein, fotoelektrik etkiyi açıklayan makalesiyle Nobel Fizik Ödülü kazandı. Bu çalışma, fotovoltaj teknolojinin bilimsel temellerini güçlendirdi. 1954 yılında Bell Labs'da çalışan bilim insanları, modern silisyum PV hücreni geliştirdi. Yaklaşık %6 verimlilikle çalışan bu hücre, ilk pratik fotovoltaj cihaz olarak kabul edildi

ve günümüzdeki güneş panellerinin temelini oluşturdu.1958 yılına gelindiğinde, ABD, Vanguard I uydusunda fotovoltaik paneller kullanarak bu teknolojiyi uzayda uygulayan ilk ülke oldu. 1960'lar boyunca, fotovoltaik paneller uzay programlarında yaygın olarak kullanılmaya başlandı ve bu dönemde verimlilik artırma çalışmaları hız kazandı, %14'e kadar verimliliğe ulaşıldı. Bu gelişmeler, fotovoltaik teknolojinin yalnızca dünyada değil, aynı zamanda uzayda da önemli bir enerji kaynağı olabileceğini gösterdi.1973 yılındaki dünya petrol krizi, alternatif enerji kaynaklarına olan ilgiyi artırdı ve güneş enerjisi araştırmalarına büyük bir ivme kazandırdı. 1970'lerde ABD Enerji Bakanlığı, fotovoltaik teknolojisinin araştırma ve geliştirilmesi için büyük yatırımlar yaparak bu alandaki ilerlemeyi destekledi. Bu dönem, güneş enerjisi teknolojisinin ticari uygulamalarda kullanılmasına yönelik önemli bir dönemeç oldu. 1980'ler ve 1990'lar boyunca, PV teknolojisi ticari uygulamalarda kullanılmaya başlandı. Çatılara monte edilen güneş panelleri ve kırsal alanlarda elektrik sağlamak için küçük ölçekli PV sistemleri yaygınlaştı. Bu dönemde, üretim maliyetleri azaldı ve verimlilik arttı, bu da büyük ölçekli güneş enerjisi santrallerinin kurulmasına olanak tanıdı. 2000'lerde, PV panellerin maliyetleri hızla düşmeye devam etti ve verimlilikte önemli ilerlemeler kaydedildi. Fotovoltaik enerjinin yaygınlaşmasıyla dünya genelinde büyük güneş enerjisi projeleri hayata geçirildi. 2010'larda, PV panellerin maliyetleri rekor düzeyde düştü ve birçok ülkede güneş enerjisi, fosil yakıtlarla rekabet edebilir hale geldi. Bu dönemde, yenilikçi teknolojiler ve verimlilik artışlarıyla PV paneller daha da yaygınlaştı. 2020'lere gelindiğinde ise güneş enerjisi, dünya genelinde en hızlı büyüyen enerji kaynaklarından biri haline geldi. Daha yüksek verimlilik ve uzun ömür sağlayan yeni nesil PV teknolojileri geliştirildi ve güneş enerjisi kullanımının yaygınlığı daha da arttı.[12].

3.2 Günümüz Teknolojisi

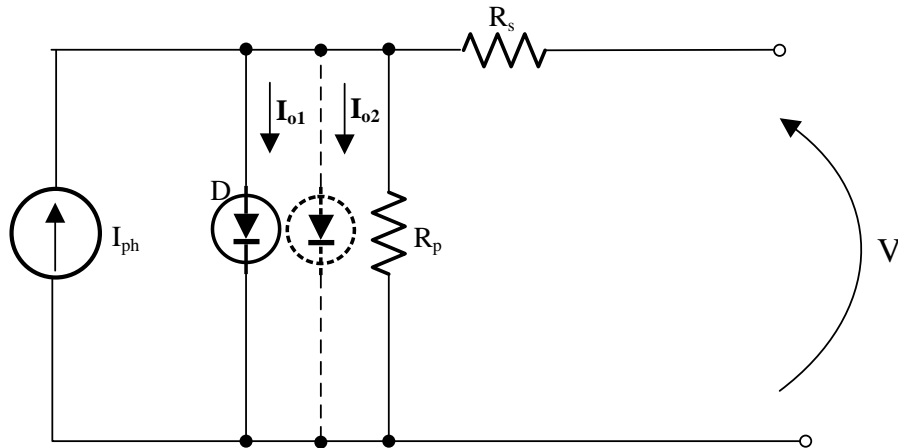
Amerika ulusal yenilenebilir enerji kaynakları laboratuvarının yaptığı araştırmaya göre 2022 yılında Almanya'da üretilen fhg-1se 4j hücresi %47,6 verimlilik ile en verimli hücre konumundadır. En son keşif ise First solar tarafından 2024'ün 2. Ayında üretilen, yüzde %22,6 verimli CdTe hücredir [13].



Şekil 3.2. Amerika ulusal yenilenebilir enerji laboratuvarı en iyi verimli PV hücre araştırması grafiği

3.3 PV Hücrelerin Çalışma Prensipleri

PV Paneller güneş ışınımından elektrik üretir. Bir PV sisteminin fiziksel yapısı şekil 3.1’de gösterildiği gibi üstte metal ızgara, altta metal taban ve bunların arasında yarı iletken katmandan oluşur. PV hücreler için kullanılan eş değer devresi şekil 3.3’te gösterilmiştir [14].



Şekil 3.3. PV Hücresinin Eşdeğer Devresi

Eşdeğer devresi Şekil 3.3.’de verilen PV hücresi için I_{ph} , ışık fotonlarıyla üretilen akım veya kısa devre akımını (A) ifade eder. R_s , hücredeki iç direnç ve bağlantı dirençlerini temsil eder, R_p ise paralel kaçak akım direncini ifade eder. Bu bilgiler ışığında devreye

Kirchoff kanunları uygulandığında aşağıdaki denklemdeki gibi, ideal bir PV hücrenin I-V karakteristiği elde edilebilir. Uygulamalarda I-V karakteristikleri farklılık gösterebilmektedir [15].

$$I = I_{ph} - I_{o1} \left\{ \exp\left(\frac{V + IR_s}{k_B T}\right) - 1 \right\} - I_{o2} \left\{ \exp\left(\frac{V + IR_s}{2k_B T}\right) - 1 \right\} - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (3.1)$$

- I: Güneş pilinden elde edilen çıkış akımı
- I_{ph} : Güneş ışığının şiddetiyle orantılı, foton akımı
- I_{o1} : Birinci diyot ters doyum akımı
- I_{o2} : İkinci diyot ters doyum akımı
- R_s : Seri direnç değeri
- R_p : Paralel direnç değeri
- V: Hücre gerilimi
- k: Boltzmann sabiti $1,38 \times 10^{-23} \text{J/K}$,
- T: Kelvin cinsinden hücre sıcaklığı
- q: $1,6 \cdot 10^{19}$ Kolomb
- n: Diyot faktörü

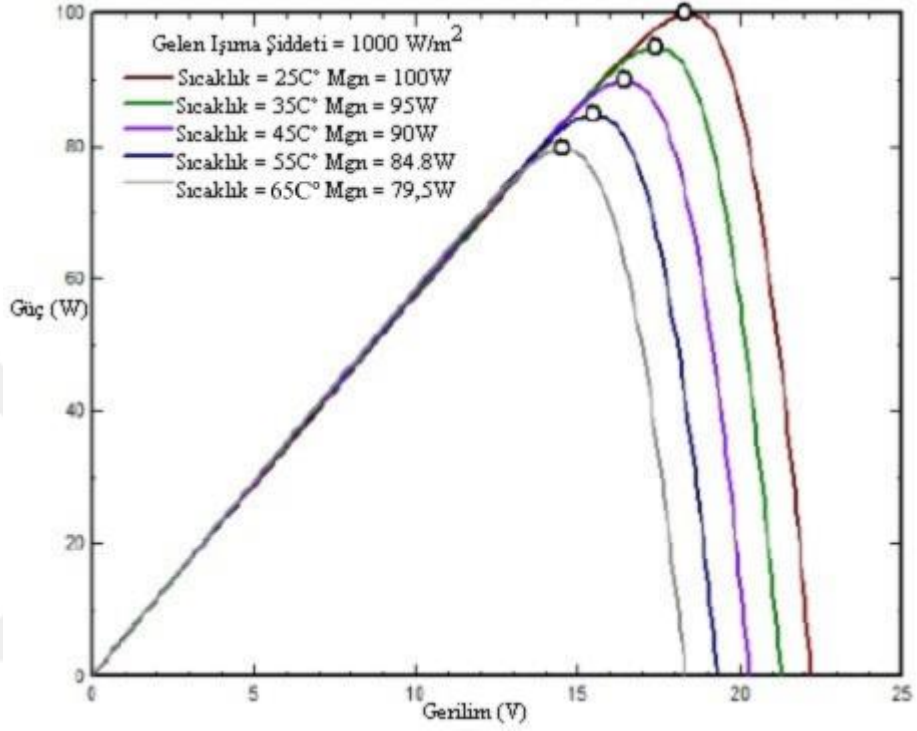
3.4 PV Panellere Sıcaklık ve Işıma Seviyesi Etkileri

PV paneller kullandıkları alan, bölge ve coğrafyaya göre değişiklik gösteren farklı ışıma şiddetlerine ve sıcaklıklara maruz kalırlar. PV panel seçiminde dikkat edilen en önemli husus panellerin değişken sıcaklık ve ışınlanma seviyesine göre gösterdiği güç eğrileridir. Bu eğriler PV panellerin verimliliği konusunda da kullanıcıya bilgi verir.

3.4.1 PV Panellere Sıcaklığın Etkisi

Bir panelin analiz yapılırken dikkat edilmesi gereken en önemli hususlardan birisi sıcaklık faktörüdür. Bir paneli uzun süreli yüksek sıcaklıkta çalıştırmak panel çıkışındaki güçte kayıplara sebep olacağı gibi panelin verimliliği konusunda da kalıcı hasar bırakabilir. PV paneller üzerine yansıyan güneş enerjisinin sadece bir kısmı elektrik enerjisine dönüştürülürken kalan kısmı PV panel üzerinden ısıya dönüştürülür. Bunun sonucu olarak ısı enerjisi yükselir ve PV panelin sıcaklığı da arttığı için verimi düşer. Standart test koşulları (STK) altında, PV panel üzerindeki artan her bir sıcaklık derecesi

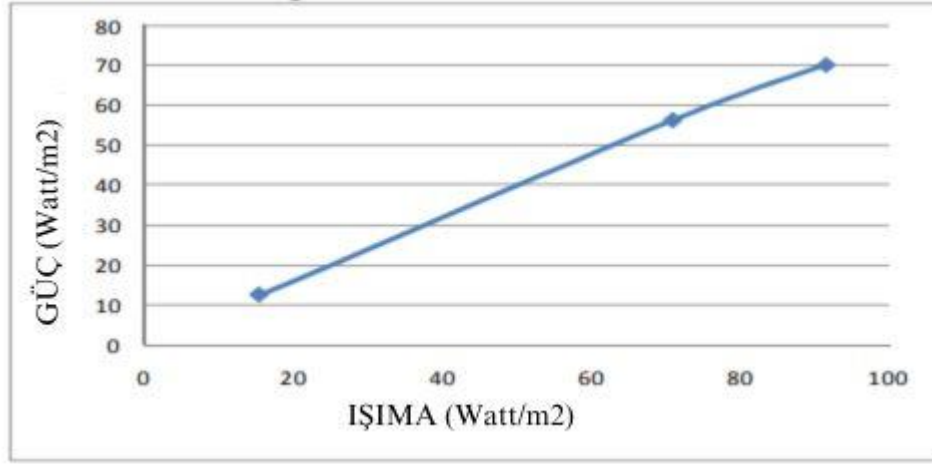
için, PV panelin verimliliğinin % 0,40- 0,50 düştüğü gözlemlenmiştir [16]. Standart test koşulu olarak, analizlerde 25°C sıcaklık kullanılır. Şekil 3.4’de bir PV panelin sabit ışınma şiddetinde farklı sıcaklık değerlerindeki güç eğrisi gösterilmiştir. Güç eğrisine göre sıcaklık arttıkça PV panelin çıkış gücü azalmaktadır.



Şekil 3.4. PV panelin sabit ışınma şiddetinde ve değişken ısı şiddetindeki güç eğrisi [16]

3.4.2 PV Panellere Işınma Etkisi

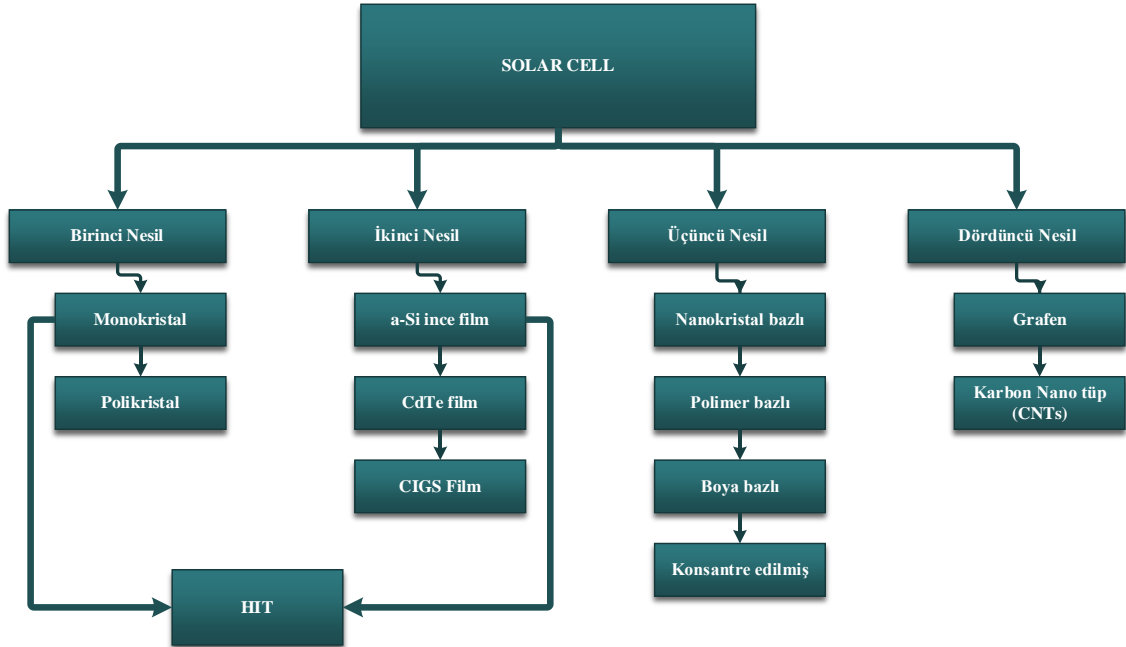
Güneş ışınımı, güneşten gelen enerjinin bir yüzeye ne kadar ulaştığını ifade eder ve birimi W/m^2 'dir. W/m^2 şeklinde ifade edilen ışınma şiddeti, bir yüzeye bir süre boyunca ulaşan güneş enerjisi ışınımının toplam miktarını ifade eder [17]. Işınma şiddeti miktarı ile PV panelin çıkış gücü doğru orantılıdır. Işınma şiddeti artınca PV panelin çıkış gücü artarken ışınma şiddeti azalırken PV panelin çıkış gücü de azalmaktadır [18]. Standart test koşulu olarak, analizlerde $1000 W/m^2$ ışınma şiddeti kullanılır. Şekil 3.5.'de sabit sıcaklıkta değişken ışınma şiddetlerinde bir PV panelin P-V eğrisi verilmiştir.



Şekil 3.5. Sabit sıcaklık değişken ışına şiddetine göre PV Panelin güç grafiği [18]

3.5 PV Hücre Teknolojileri

PV hücreler, güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştüren çeşitli teknolojileri içerir. Bu teknoloji türleri dört grup şeklinde incelenebilir. Şekil 3.6.' da bu dört teknoloji grupları verilmiştir.



Şekil 3.6. PV Hücre teknolojileri

3.5.1 1. Nesil PV Hücreler

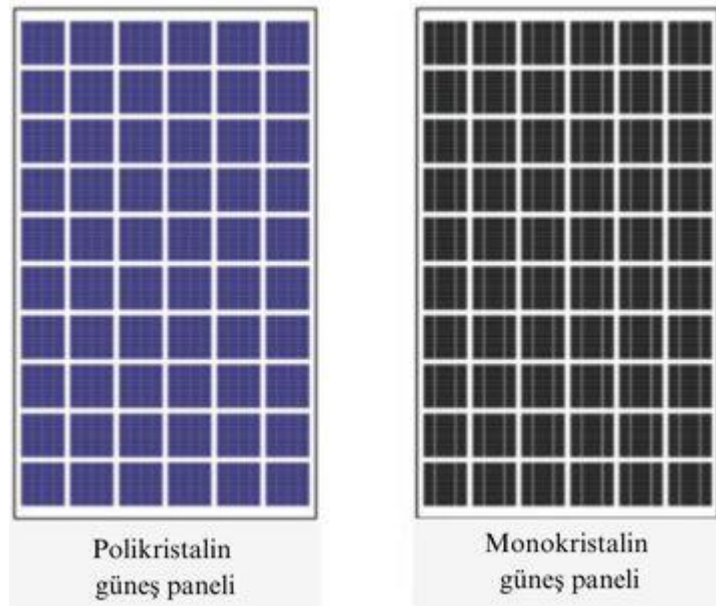
Birinci nesil teknoloji, silisyum levhalardan oluşan, en eski ve en popüler PV teknolojisidir. Silisyum levhalardan oluşması yüksek verimliliğe sebep olduğu gibi maliyetin de artmasına neden olacaktır. Silisyum levhalar ise iki alt grupta incelenir: Monokristal güneş hücresi ve polikristal güneş hücresi [19].

3.5.1.1 Monokristal Silisyum (mono-Si) Hücreler

Monokristalin silisyum hücreler adında da anlaşılacağı üzere hücrenin tamamı tek bir silisyum kristalinden oluşur. Monokristalin silisyum hücreler, Polikristal hücrelere kıyasla daha verimlidir, fakat Polikristal hücrelere göre maliyeti daha yüksektir.

3.5.1.2 Polikristal Silisyum (poly-Si) Hücreler

Polikristal silisyum hücreler aynı zamanda çoklu kristal hücreler olarak da adlandırılır. Polikristal silisyum hücreler hammadde olarak çok sayıda küçük kristal silisyumdan oluşur. Polikristal silisyum hücrelerin üretim maliyeti, monokristal hücrelere kıyasla daha düşüktür fakat verim konusunda monokristal hücrelere kıyasla daha düşüktür. Piyasada monokristal hücreler siyah renkte görülürken polikristal hücreler mavi renkte görünmektedir [20]. Şekil 3.7’de iki hücrenin görünümü yer almaktadır.



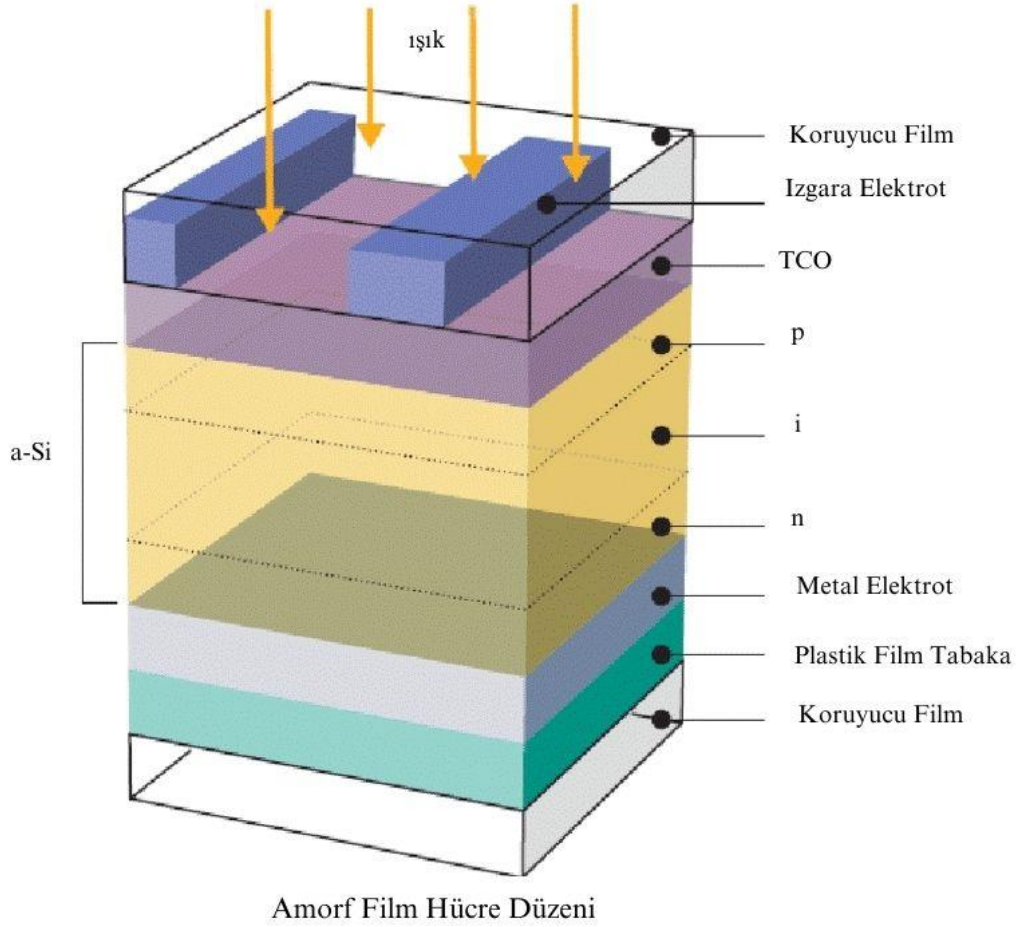
Şekil 3.7. Monokristal ve polikristal hücre görünümleri [21]

3.5.2 2. Nesil (Thin Film) PV Hücreler

İkinci nesil hücreler, amorf silisyum, kadmiyum tellür ve bakır indiyum galyum di-selenit gibi ince film tabakalı hücrelerdir. Bu hücreler bakır, indiyum, galyum ve selenit katmanlarının üst üste eklenmesiyle bir yarı iletken oluşturularak yapılır. Birinci nesil güneş hücrelerine göre üretimsel olarak daha düşük maliyete sahip olduğu için yaygın kullanımı vardır [22].

3.5.2.1 Amorf Silisyum (a-Si) Hücreler

Amorf Silisyum hücrelerin yapısı genellikle p – i – n şeklindedir. i katmanının amorf silisyumdan oluştuğu düzendedir. Üretim maliyetlerinin az olması sebebiyle, amorf silisyum malzeme üst üste biriktirilebilir. Amorf Silisyum hücreler, Monokristal Silisyum hücrelere kıyasla 40 kat daha fazla güneş emilim gücüne sahiptir ve üretimleri daha kolaydır [23]. Şekil 3.8.'de bir Amorf Silisyum hücrenin temel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.8. Amorf silisyum hücrenin yapısı [24]

3.5.2.2 Kadmiyum Tellür (CdTe) Hücreler

Kristal hücre tiplerinde sonra dünya üzerinde en çok kullanılan hücre türü kadmiyum tellür hücrelerdir. Kadmiyum ve tellür bileşiklerinin karışımıyla güneşin çok daha iyi soğrulmasını sağlayan bir yapıya sahiptir. Düşük maliyet ve yüksek verimiyle birlikte kullanılan bu hücreler aynı zamanda uzun süreli kararlı çalışmalarıyla da bilinmektedir. Fakat bunların yanında bu hücrelerin bazı dezavantajları da mevcuttur. Bunları açıklamak gerekirse; hücrenin ana bileşenlerinden tellür çok nadir bulunan bir elementtir ve diğer bileşen olan kadmiyum da dünya üzerindeki en zehirli maddelerden birisidir [25]. Şekil 3.9. 'da CdTe panellerden oluşan PV dizisi gösterilmiştir.



Şekil 3.9. CdTe Panellerden oluşan pv dizisi [26]

3.5.2.3 Bakır İndiyum Galyum Selenit (CIGS) Hücre

Bakır, indiyum, galyum ve selenit katmanlarının üst üste istiflenmesiyle CIGS hücreler yapılır. CIGS hücreler, yüksek verimlilik, kolay üretim, düşük üretim maliyeti, dayanıklılık ve stabilite, radyasyon seviyesi gibi özellikler açısından diğer hücrelerden daha iyi koşullar sunmaktadır. 240 Kelvin optimum sıcaklığında CIGS hücresi %32,45 verime ulaşır [27].

3.5.3 3. Nesil PV Hücreler

Üçüncü nesil hücreler yeni gelişen bir teknoloji alanıdır. Bu sebepten dolayı henüz ticari kullanımları yaygınlaşmamış olup genellikle araştırmalarda kullanılmaktadır. Üçüncü nesil PV hücreleri dört alt kategoride incelenebilir: nano kristal bazlı güneş hücreleri, polimer bazlı güneş hücreleri, boyaya duyarlı güneş hücreleri (DSSC) ve konsantre güneş

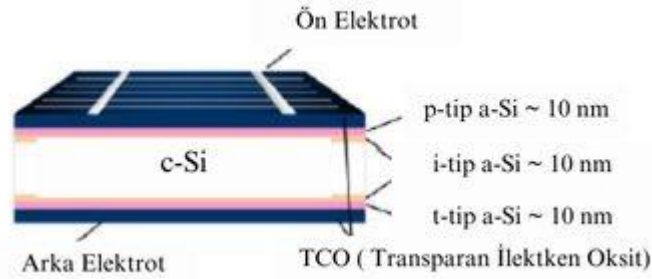
hücreleri (CSC). Üçüncü nesilde araştırmalar neticesinde en hızlı gelişenler boyaya duyarlı güneş pilleri (DSSC) ve konsantre güneş hücreleridir [28].

3.5.4 4. Nesil PV Hücreler

Dördüncü nesil güneş hücreleri, daha ucuz olmaları, esnek yapılara sahip olmaları ve aynı zamanda nano malzemelerin yüksek stabilitesini sunmaları nedeniyle önceki nesil güneş hücrelerinin sunduğu tüm faydaları bir araya getirir. Üretim maliyetlerini azaltmakla birlikte, yeni teknolojinin en önemli nano materyali olan grafenin kullanımıyla hücrelerin daha verimli olmasını sağlamaktadırlar. [29].

3.5.5 Tez Çalışmasında Kullanılan PV Panelin Sahip Olduğu Teknoloji HIT (Heterojunction with Intrinsic Thin-layer)

PV hücrelerinin yaygın kullanımı, hücrelerin verimliliğinin öneminin giderek artmasını sağlamaktadır. Verimliliğin artırılması için uygulanan ve üzerinde araştırmalar yapılan teknolojilerin yanı sıra hibrid bir model olan HIT (İnce Katmanlı Heteroeklem) günümüz teknolojisinde yerini iyice sağlamlaştırmış durumdadır. Bu teknoloji, amorf silisyum hücrelerin ve monokristal hücrelerin birleşimiyle oluşur. Monokristal hücrelerin her iki yüzeyine amorf silisyum hücreler eklenir [30]. Şekil 3.10'da bir HIT hücrenin temel yapısı gösterilmiştir.



Şekil 3.10. HIT Hücrenin temel yapısı [30]

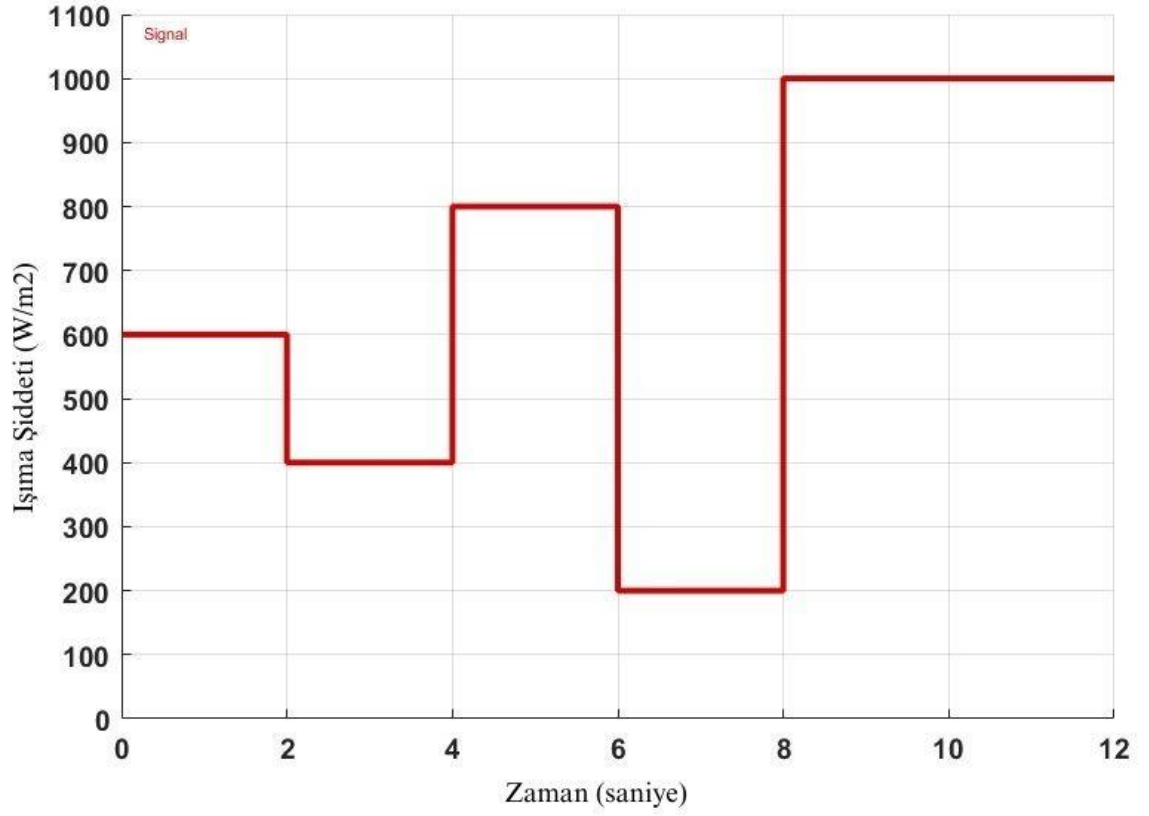
Bu teknoloji ile birlikte, daha yüksek verim avantajı, daha ince tabakalar ile kullanım alanlarının ergonomik hale gelmesi, verimlilik üzerinde etkisi olan sıcaklık katsayısının geliştirilmesi ve çift yüzeyli kullanıma olanak sağlaması ile verimliliğın daha artması gibi faydalar sağlanabilmektedir [31].

Bu tez çalışmasında, iki adet seri bağılı Panasonic N250 HIT PV panelleri kullanılmıştır. Panele ait etiket bilgileri tablo 3.1'de yer almaktadır [32].

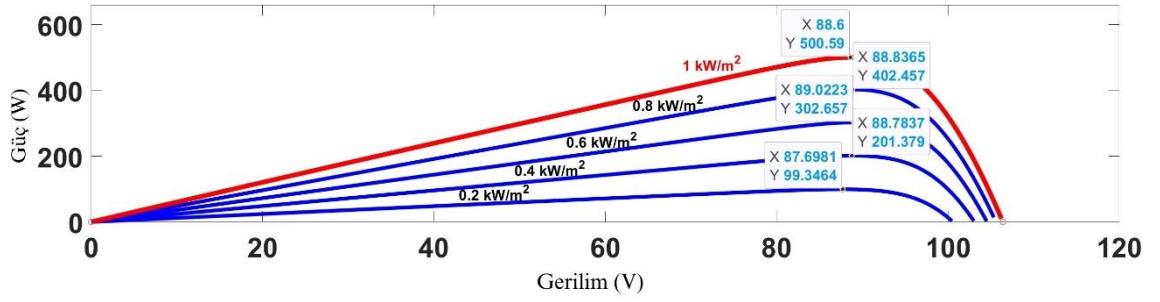
Tablo 3.1. Tez çalışmasında kullanılan HIT panelin elektriksel özellikleri

DEĞİŞKEN İSMİ	DEĞERİ
Maksimum Güç	$P_{MAX} = 250W$
MGN'daki Gerilim	$V_{MPP} = 44.3 V$
MGN'daki Akım	$I_{MPP} = 5.56 A$
Açık Devre Gerilimi	$V_{OC} = 53.2 V$
Kısa Devre Akımı	$I_{SC} = 6.03 A$
I_{sc} 'nin sıcaklık katsayısı	$\alpha = 0.102 A/ ^\circ C$

Bu tez kapsamındaki yapılan analiz çalışmaları PV panelin sıcaklığının standart test koşullarında sabit $25^\circ C$ tutularak, değişen ışımaya şiddetleri uygulanarak Matlab Simulink® programında gerçekleştirmiştir. Aşağıdaki Şekil 3.11.'in (a) kısmında Panasonic N250 model HIT PV panele uygulanan zamanla değişen ışımaya şiddetleri verilmiştir. Şekil 3.11'in (b) kısmında, bu ışımaya şiddetlerine göre PV Panel için oluşan P-V eğrisi gösterilmiştir. Grafiklere bakıldığında PV modülün $1000 W/m^2$ ışınımında maksimum $500 W$ güç ürettiği görülmektedir. Modül, $800 W/m^2$ ışınlamada maksimum $400 W$ güç üretir. Benzer şekilde, $600 W/m^2$ ve $400 W/m^2$ ışınlamada modül, sırasıyla $300W$ ve $200W$ maksimum güç üretir. Son olarak $200 W/m^2$ 'de modül $100 W$ çıkış gücü üretir. Bu tez çalışmasındaki sistemde, PV panelin maksimum gücünü üretebileceği belirli zaman aralıkları bulunmaktadır. İlk 0-2 saniye boyunca maksimum güç çıkışı $300W$ 'tır. İkinci 2-4 saniyede maksimum güç çıkışı $200W$ olur. 4-6 saniyeden itibaren maksimum güç çıkışı $400W$ 'a çıkar. $100W$ 'lık en yüksek güç çıkışı 6-8 saniyede elde edilir ve 8-12 saniye aralığında maksimum güç çıkışı en fazla $500W$ olur.



(a)



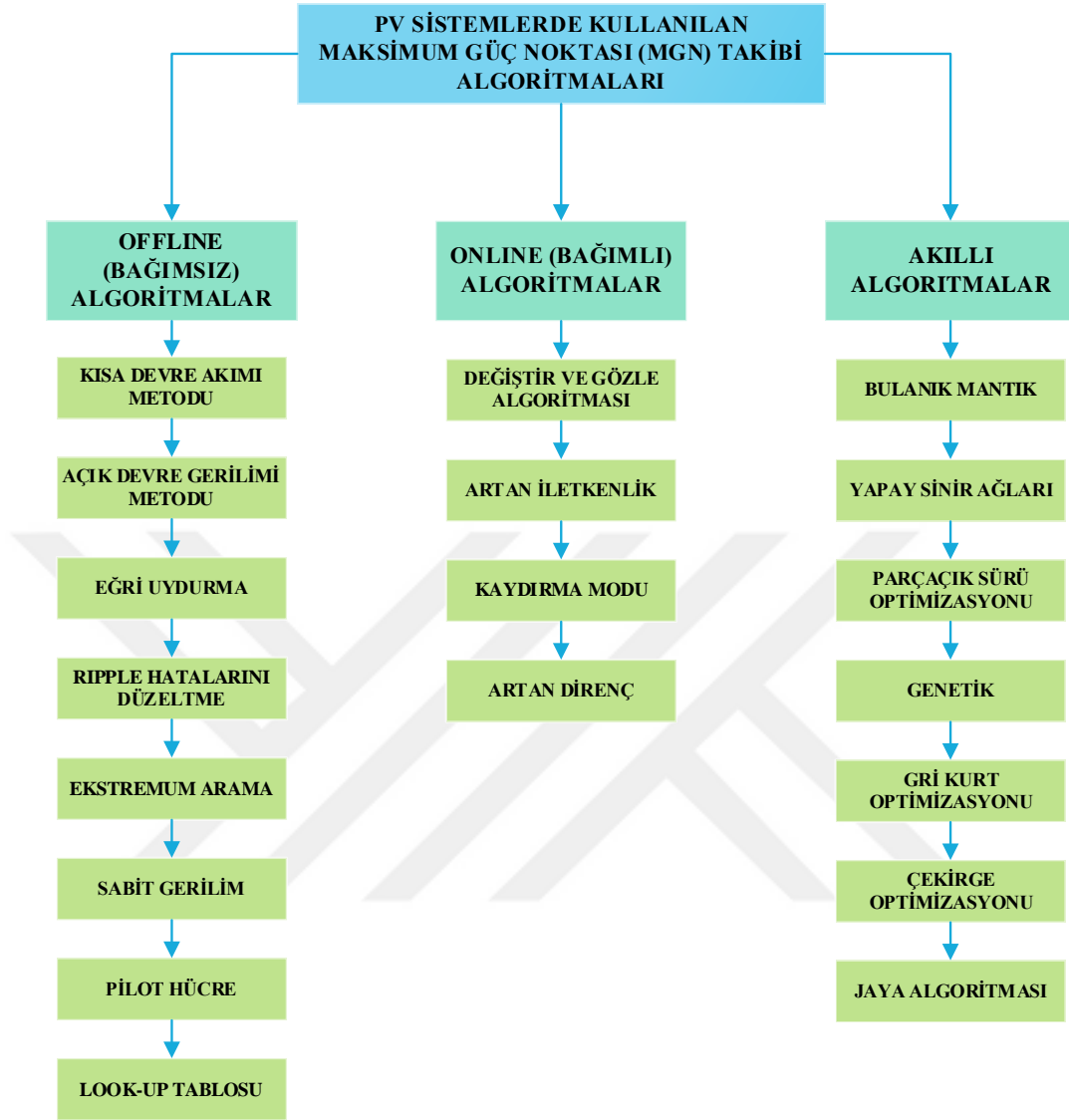
(b)

Şekil 3.11 (a) Zaman bağlı değişen ışırma şiddeti grafiği (b) Işıma şiddetlerine göre P-V eğrisi ve maksimum güç noktaları

4 . BÖLÜM

GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROLÜNDE KULLANILAN MGNT ALGORİTMALARI

PV panellerin yaygın kullanımlarından bu yana, araştırmaların ana odağı PV panellerin verimlerinin optimum hale getirilmesi olmuştur. Bunun yanı sıra panellerin maksimum güç üretebilmesi için de yeni arayışlar içerisine girilmiştir. Bu uygulamaların en önemlilerinden birisi de maksimum güç noktası takibinin yapılmasını ve panelleri sürekli olarak maksimum güç noktasında çalıştırmayı hedefleyerek kullanılan MGNT algoritmalarıdır [33]. Bir MGNT normalde geniş PV modülü dizilerinin kullanımını optimize etmek için güç dönüştürücülerle birlikte kullanılır. PV dizilerde MGNT kullanılmasının temel nedeni maksimum güç tepe noktasını yakalamak ve kararlılık sağlamaktır. Çünkü ışınım, sıcaklık vb. değişen çevre koşulları nedeniyle gücün tepe noktası doğrusal olmayan bir şekilde dalgalanır [34]. MGNT algoritmaları üç ana başlık altında incelenebilir, bunlar offline algoritmalar yani parametreleri anlık olarak takip etmeyen algoritmalar, online yani şebekeye bağımlı algoritmalar ve akıllı, esnek hesaplamalı algoritmalarıdır. Offline algoritmalara kısa devre akımı metodu, açık devre gerilimi metodu, eğri uydurma ripple hatalarının düzeltimi, ekstremum arama, sabit gerilim, pilot hücre ve look-up tablosu örnekleri verilebilir. Online algoritmalara, yaygın olarak kullanılan, değiştir ve gözle (P&O), Artan iletkenlik (IC), Artan direnç ve Kaydırma Modu (SM) algoritmaları verilebilir. Akıllı algoritmalara da bulanık mantık (FZ), yapay sinir ağları (YSA), Parçacık sürü optimizasyonu (PSO), gri kurt optimizasyonu, genetik, grasshopper (çekirge) optimizasyonu ve jaya algoritması örnek olarak verilebilir. Aşağıdaki yer alan başlıklarda çok yaygın kullanılan bazı geleneksel MGNT algoritmalarıyla birlikte esnek hesaplama yöntemli MGNT algoritmaları ve bu tez çalışması kapsamında kullanılan geliştirilmiş MGNT algoritması incelenecektir. Şekil 4.1’de PV panellerde kullanılan MGNT algoritmalarının sınıflandırılmasına dair ağaçlandırma gösterilmiştir.

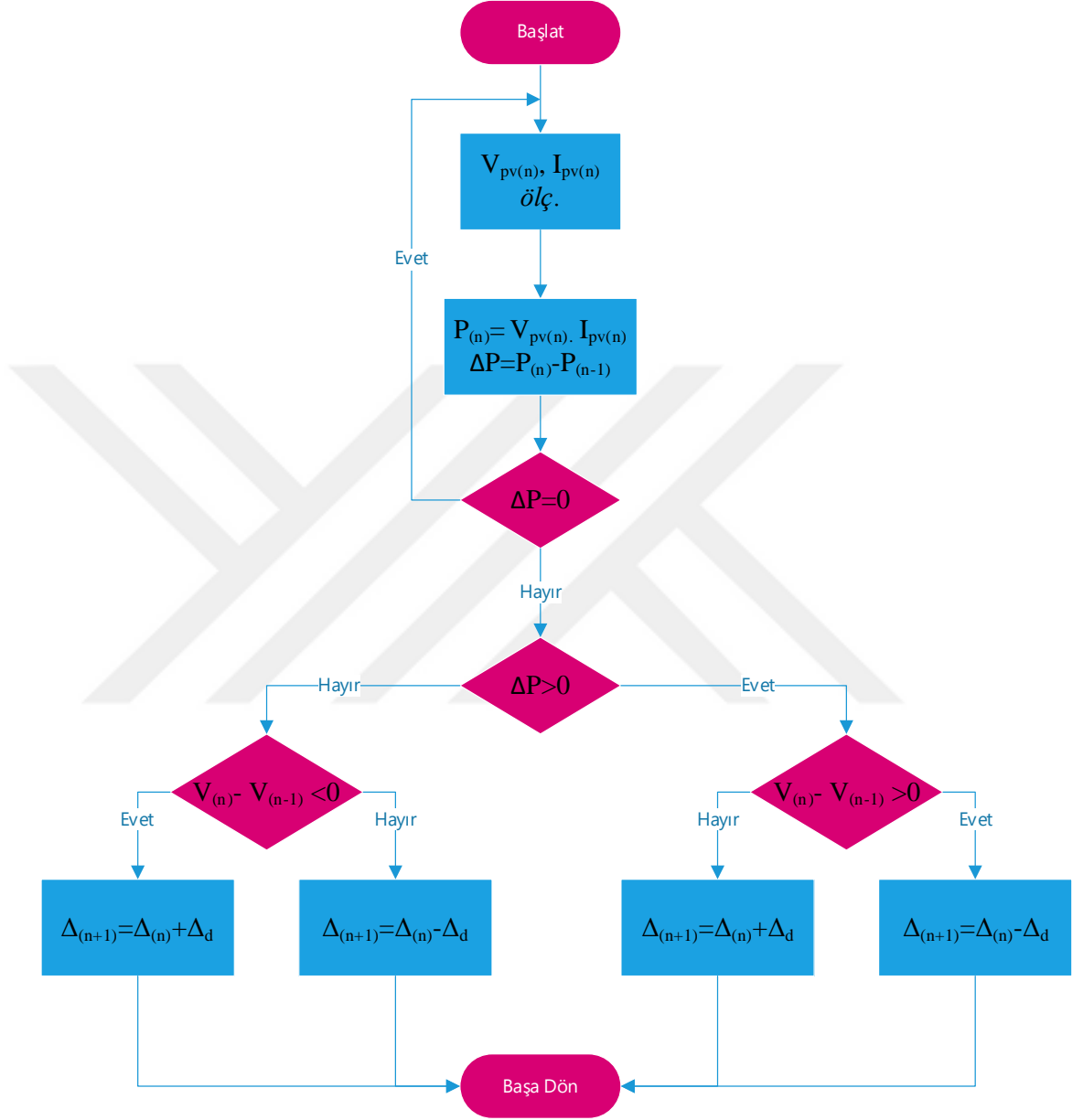


Şekil 4.1. PV sistemlerde kullanılan MGNT algoritmaları

4.1 Değiştir ve Gözle (P&O) Algoritması

Değiştir ve gözle (P&O) yöntemi MGNT kolay olduğu için yaygın olarak kullanılmaktadır. Güneş panelinin çalışma gerilimini belirli bir yönde değiştirerek, bu işlemten sonra, gözlemleyerek çalışır. Güç çıkışı artarsa, panelin MGN'ye yaklaştığı anlamına gelir, dolayısıyla algoritma gerilimi aynı yönde değiştirmeye devam eder. Güç çıkışı azalır ise panelin MGN'den uzaklaştığı anlamına gelir, dolayısıyla algoritma pertürbasyonun yönünü tersine çevirir. MGN'ye ulaşmak için yeterli ve iyi olan bu yöntem, çevre koşullarındaki hızlı değişikliklerden etkilenebilir [35]. Aynı şekilde sürekli MGN etrafında optimize çalışması yaptığı için salınımlardan kaynaklı güç kayıpları

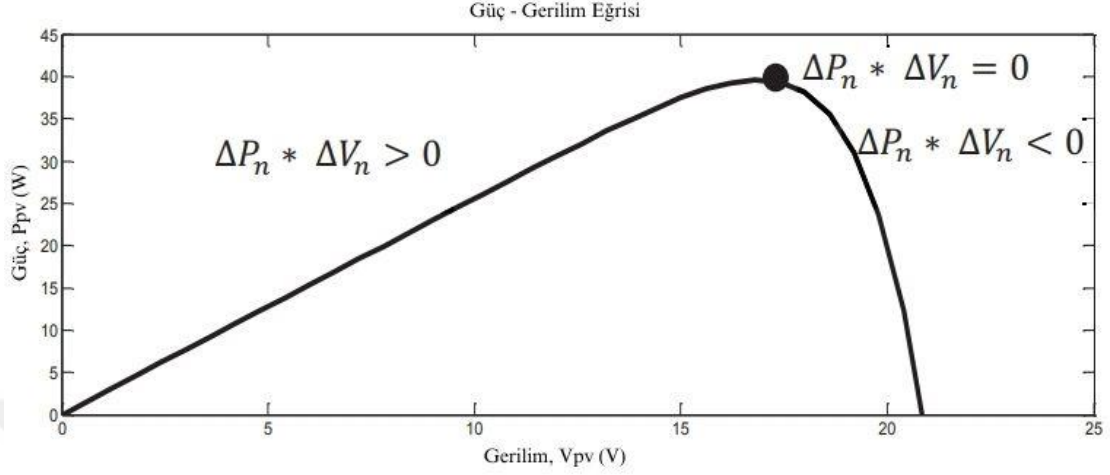
yaşanmaktadır. Şekil 4.2’de P&O algoritmasının akış diyagramı ve P&O güç eğrisi verilmiştir.



Şekil 4.2. P&O MGNT Algoritması akış diyagramı

PV panelinin gerilim ve akım değerleri sensörler aracılığıyla ölçülerek güç hesaplanır ve önceki hesaplanan güç ile farkından ΔP değeri elde edilir. Eğer güç farkı yoksa algoritma başlangıç noktasına döner. Ancak güç farkı varsa, bu durumda güç farkı pozitif ve gerilim farkı da pozitif ise, anahtar görev periyodu Δd kadar azaltılır; gerilim farkı negatifse, anahtar görev periyodu Δd kadar artırılır ve algoritma tekrar başa döner. Güç farkı negatif

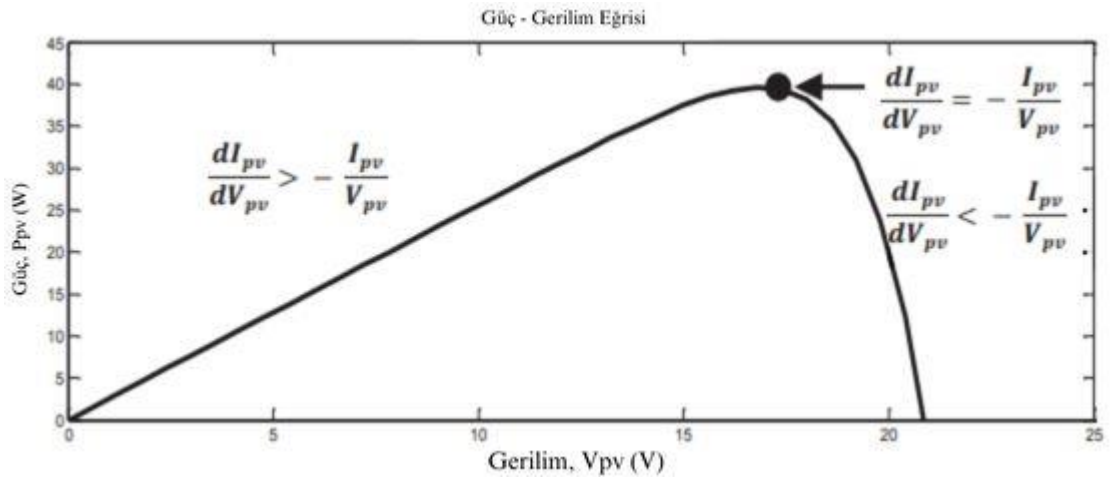
ve gerilim farkı da negatifse, anahtar görev periyodu Δd kadar artırılır; gerilim farkı pozitifse, anahtar görev periyodu Δd kadar azaltılır ve algoritma yeniden başa döner.



Şekil 4.3. P&O Algoritması güç eğrisi [36]

4.2 Artan İletkenlik (IC) Algoritması

PV sistem iletkenliğinin türevi olan Artan İletkenlik algoritması, güç çıkışının (MGN) maksimum çalışma noktasını belirlemek için kullanılır. PV çıkış gücünün, PV gerilimine göre türevinin sıfıra eşit olmasına dayanan bir algoritmadır [36]. Şekil 4.4’de IC algoritmasının akış diyagramı ve güç eğrisi verilmiştir.



Şekil 4.4. IC Algoritması güç eğrisi [36]

Şekil 4.4’den aşağıdaki denklemler elde edilebilir [36].

$$\frac{dP}{dV} = 0 \text{ Maksimum güç noktası,} \quad (4.1)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \text{ Maksimum güç noktasının solu,} \quad (4.2)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \text{ Maksimum güç noktasının sağındadır.} \quad (4.3)$$

$$P = V.I \quad (4.4)$$

$$\frac{dP}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (4.5)$$

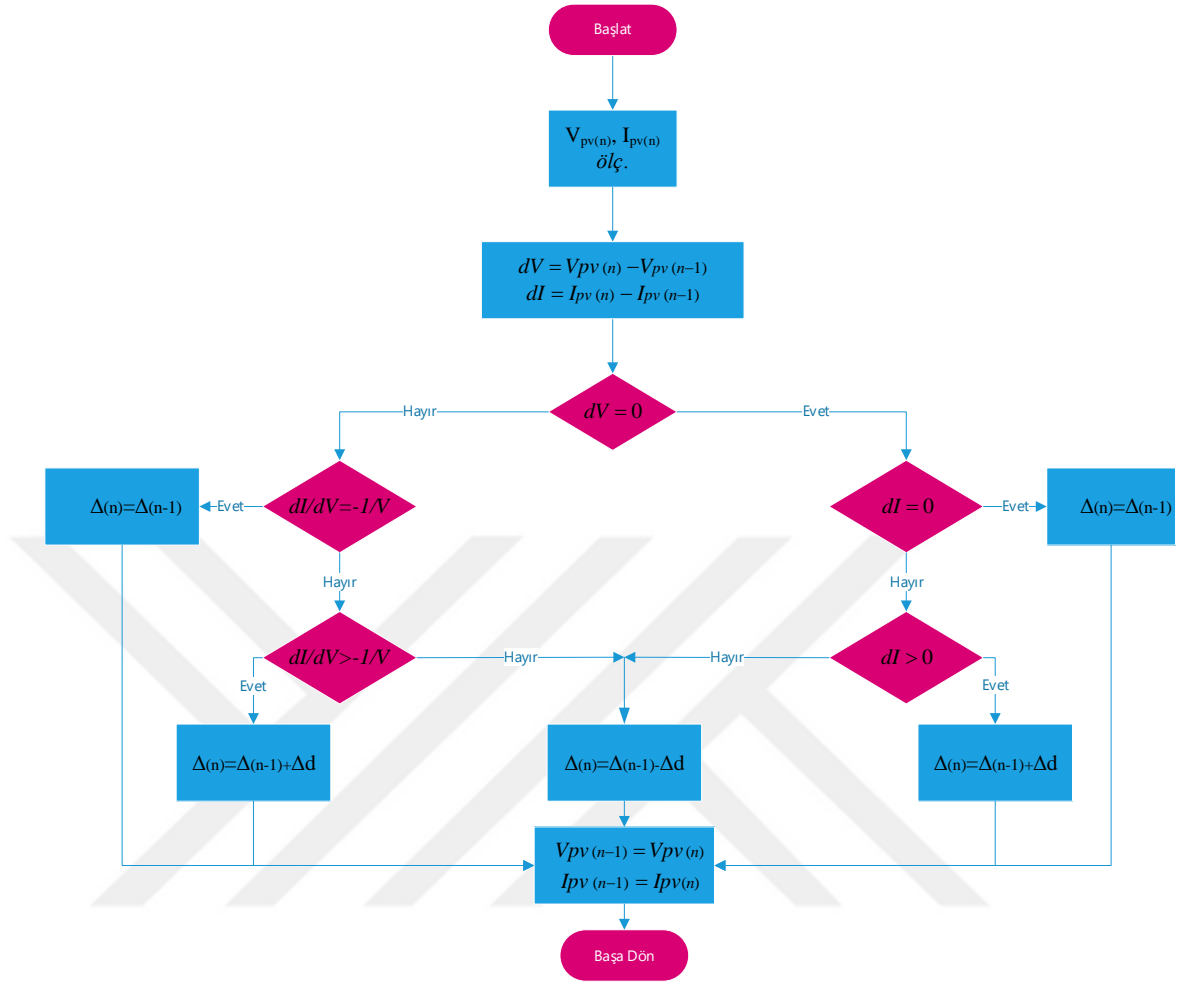
Denklem 4.2, Denklem 4.3 ve Denklem 4.4'teki ifadeler Denklem 4.5 yerine koyulduğunda:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \text{ Maksimum güç noktası,} \quad (4.6)$$

$$\frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \text{ Maksimum güç noktasının solu,} \quad (4.7)$$

$$\frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \text{ Maksimum güç noktasının sağındadır.} \quad (4.8)$$

Denklemleri elde edilir. Şekil 4.5'de algoritmanın akış diyagramı gösterilmiştir. PV panelin gerilim ve akım değerleri elde edildikten sonra bir önceki ölçümlerle kıyaslanır. Bu kıyaslamalar neticesinde dI ve dV farkları hesaplanır. Daha sonra ilk olarak gerilimde değişim olup olmadığı kontrol edilir. Gerilimde değişiklik görülmezse daha sonra akım kontrol edilir. Akımda da bir değişiklik yoksa algoritma başa döner. Akımdaki değişiklik pozitifse, anahtarın görev oranı D , ΔD kadar artırılır. Değişiklik negatifse, görev oranı ΔD kadar azaltılır. Gerilimde bir değişiklik yoksa akım değişiminin gerilim değişimine oranının $-I/V$ 'ye eşit olup olmadığı kontrol edilir. Eşitse, algoritma başa döner, eşit değilse, akım değişiminin gerilim değişimine oranının $-I/V$ 'den büyük olup olmadığına bakılır, eğer oran büyükse, görev oranı ΔD kadar artırılır; küçükse, görev oranı ΔD kadar azaltılır ve algoritma başa döner.



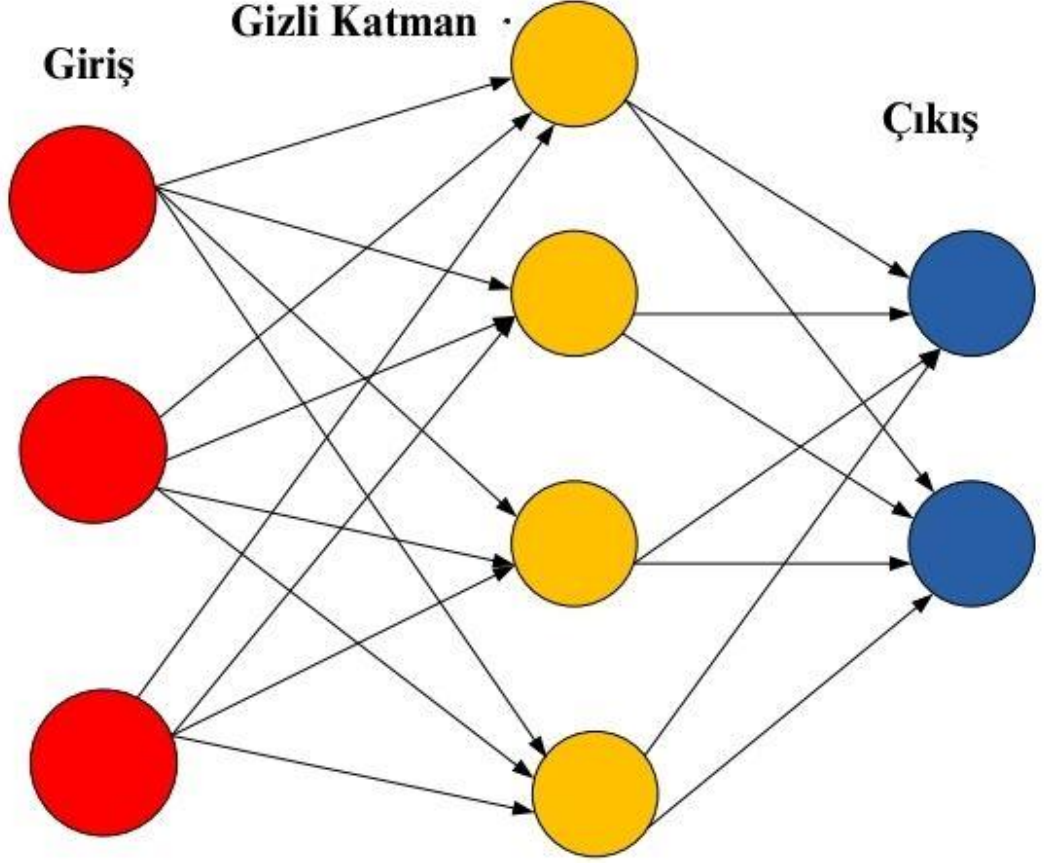
Şekil 4.5. Artan iletkenlik algoritması akış diyagramı

Artan iletkenlik algoritması P&O algoritmasıyla kıyaslandığında, değişen koşullar altında daha az salınıma sahip dolayısıyla kayıpları daha azdır ve MGN takibi konusunda daha verimlidir [37].

4.3 Yapay Sinir Ağları Algoritması (ANN)

Yapay sinir ağları, yapay zekâ tabanlı bir algoritmadır. Yapay Sinir Ağları (YSA), tanımlama, tahmin, kontrol, sınıflandırma ve dijital görüntü işleme gibi birçok uygulama alanlarında kullanılmaktadır. YSA'nın yapısı, boyut eğitimine bağlı olarak kapsamlı bir giriş bölümünden, konfigürasyonun ele alınan problemin karmaşıklığına bağlı gizli olan bir katmandan, sunulan girdilerin YSA değerlendirmenin değerinin veren bir çıkış katmanından oluşur [38]. Üç katmanın da bilgiyi girişten çıkışa, gizli katman aracılığıyla aktarma işlevi vardır. Bu şemadaki hesaplama ve düzeltmeler gizli katmanın tarafından

yapılır. YSA ağırlıklar (w) aracılığıyla bilgi elde eder [39]. Şekil 4.6'da tipik bir YSA yapısını gösterilmektedir.

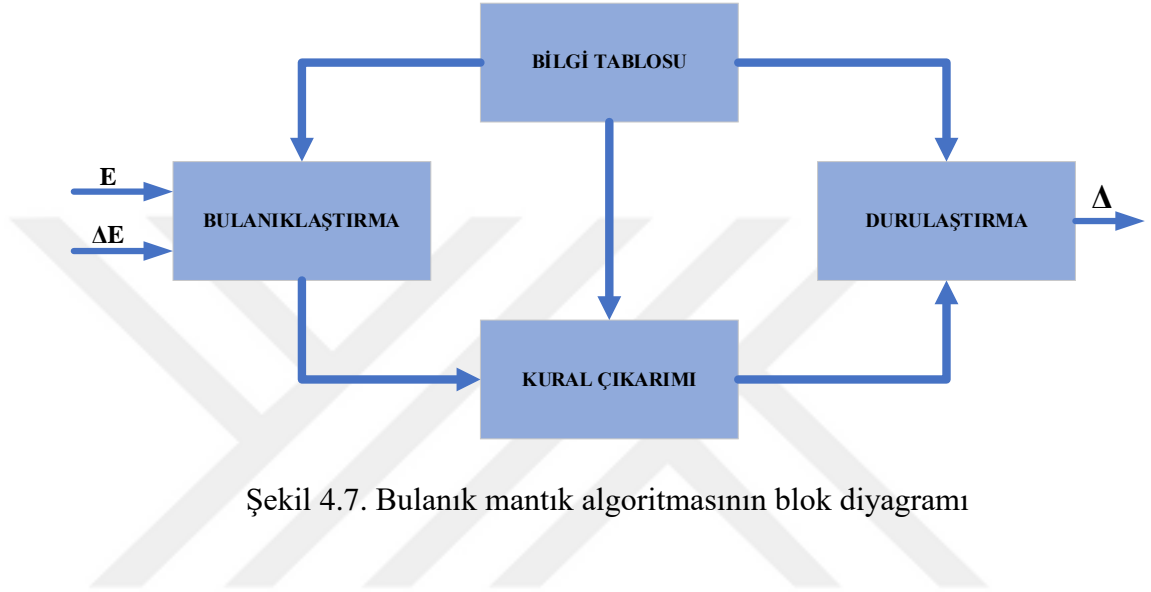


Şekil 4.6. YSA Algoritması temel yapısı [39]

4.4 Bulanık Mantık (FL) Algoritması

Bulanık mantık algoritması, gürültülü ölçümlerin ve sistem belirsizliklerin üstesinden gelmek için kullanılan bir algoritmadır. Bu algortmada doğrudan kesin giriş net değeri kullanmak yerine, önce 0 ile 1 aralığında birkaç üyelik fonksiyonundan oluşan bulanık kümelerle bulanıklaştırma yapılır. Bulanık giriş sinyalleri daha sonra çıkarım adımında bulanık kurallarla birleştirilir. Sonrasında, çıkarım sonucuna uygulanarak gerçekleştirilir ve bir kesin değer üretilir. Sonuç olarak, kesin değer, giriş ve çıkış arasındaki doğrusal olmayan eşleştirmeyi detaylı bir şekilde tasarlanmış ilkelerle tamamlayan bir bulanık alanda işlenir. Çoğu uygulamada, bir bulanık mantık yöntemi genellikle dört bölümden oluşur, bunlar; bulanıklaştırma, kural çıkarımı, bilgi tabanı ve durulaştırma. İlk olarak, dilsel değişkenlerin girişi üzerinde üçgen, yamuk, gauss, çan şeklinde, tekil ve diğer özelleştirilmiş şekiller dahil olmak üzere üyelik fonksiyonları ile bulanıklaştırma yapılır.

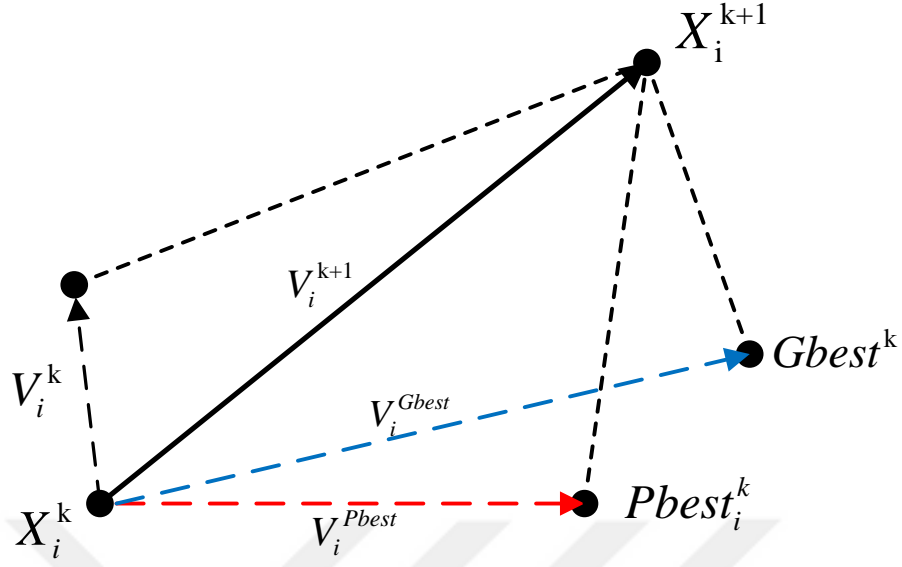
İkinci olarak, çıkarım modülü, bilgi tabanındaki IF–THEN bulanık kurallarına göre sinyalleri birleştirir; bu bilgi tabanı uzman deneyiminden elde edilir. Üçüncü olarak, çıkış için sinyal üzerinde bulanıklaştırma gerçekleştirilir [40]. Şekil 4.7’de bulanık mantık algoritmasının blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 4.7. Bulanık mantık algoritmasının blok diyagramı

4.5 Parçacık Sürü Optimizasyonu Algoritması (PSO)

P&O ve Artan iletkenlik algoritmalarında salınım gibi durumlardan bahsedilmiştir. Bu durumların yanında hızla değişen hava koşulları gibi durumlar da PV panellerin verimliliklerini ciddi oranda etkilemektedir. Bu gibi durumlarla başa çıkabilmek için, literatürde parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritmasının maksimum güç noktası takibi algoritması önerilmiştir. PSO meta-sezgisel bir algoritmadır, 1995 yılında Eberhart ve Kennedy bu tekniği kuş sürülerinin ve balık sürülerinin sosyal davranışlarına dayanarak geliştirmişlerdir. PSO, sürü tabanlı bir algoritmadır ve sürü zekasına bağlıdır. PSO'nun her üyesine parçacık adı verilir ve bu parçacıklar adı verilen üyeler tarafından oluşturulan popülasyona sürü denir. Her parçacık, algortmada en uygun sonucu elde etmek için kendi hızına ve konumuna sahiptir [41]. Bir parçacığın, algoritma içerisindeki hareketi Şekil 4.8’de gösterilmiştir.



Şekil 4.8. PSO algoritmasında bir parçacığın hareketi

- i : Parçacık (birey)
- k : İterasyon (tekrarlama)
- X_i^k : k iterasyonundaki i parçacığının pozisyonu
- V_i^k k iterasyonundaki i parçacığının hızı
- $Gbest_k$ Sürü içerisindeki en iyi pozisyona sahip parçacık
- $Pbest_i^k$ i parçacığının bireysel en iyi pozisyonu
- V_i^{Pbest} $Pbest$ parçacığının hızı
- V_i^{Gbest} $Gbest$ parçacığının hızı
- X_i^{k+1} $k+1$ iterasyonundaki i parçacığının pozisyonu

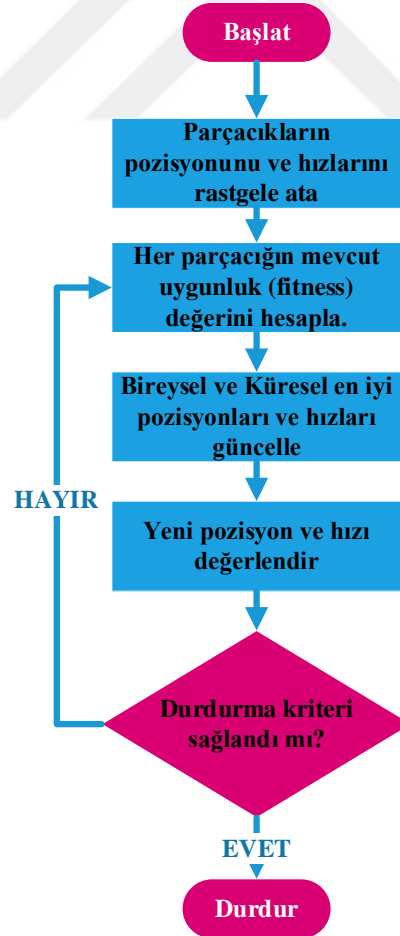
PSO algoritmasında, parçacıklar başlangıçta rastgele hız ve konum değerleriyle aranır. Başlangıçta tanımlanmış bir miktar parçacık, en iyi çözümü elde etmek için arama alanında hareket eder. Parçacığın hareketi, en iyi konumu takip ederken aynı zamanda yeni çözümler keşfederek değiştirilir. Optimum çözümü bulmak için parçacık ya kendi en iyi konumunu ya da komşusunun konumunu takip etmelidir. PSO algoritmasının her yinelemesinde, parçacıkların hızı ve konumu güncellenir. Parçacığın hız ve pozisyon denklemleri, denklem (4.9) ve denklem (4.10)deki gibi hesaplanabilir [42].

$$V_i^{k+1} = w.V_i^k + c_1.r_1.(Pbest_i^k - x_i^k) + c_2.r_2.(Gbest^k - x_i^k) \quad (4.9)$$

$$x_i^{k+1} = x_i^k + V_i^{k+1} \quad (4.10)$$

- w Eylemsizlik ağırlığı
- $w.V_i^k$ Mevcut hareket
- c_1 Bilişsel katsayısı
- c_2 Sosyal katsayısı
- r_1, r_2 [0,1] aralığında rastgele değişkenler
- $Pbest_i^k$ k iterasyonundaki i parçacığının yerel çözümü
- $Gbest_i^k$ k iterasyonundaki i parçacığının küresel çözümü
- $c_1.r_1(Pbest_i^k - x_i^k)$ Parçacığın tecrübesinin hareketine etkisi
- $c_2.r_2(Gbest_i^k - x_i^k)$ Sürü tecrübesinin parçacığın hareketine etkisi
- x_i^{k+1} k+1 iterasyonundaki i parçacığının konumu

PSO yönteminin iki temel mantığı vardır; birincisi parçacık başlatma, ikincisi ise fonksiyon değerlendirmesidir. Standart PSO algoritmasının akış diyagramı Şekil 4.9'da verilmiştir.

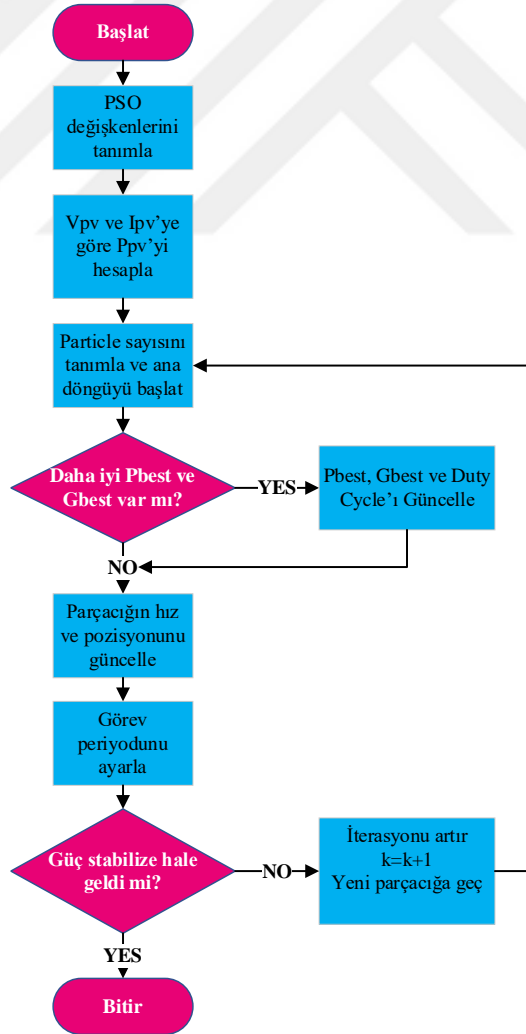


Şekil 4.9. Temel PSO algoritması akış diyagramı

Temel PSO algoritmasında beş temel adım vardır;

- Adım1.* PSO algoritmasının tüm parametrelerini tanımla
- Adım2.* Parçacığın değerlerini hesapla
- Adım3.* Pbest ve Gbest değerlerini kontrol et
- Adım4.* Pozisyon ve hız değerlerini güncelle
- Adım5.* Eğer durdurma kriteri sağlanmışsa algoritmayı durdur, eğer sağlanmamışsa yeni iterasyona geç.

Bu tez çalışması kapsamın parçacık sürü algoritması PV panelin çıkışına bağlı bir arttıran dönüştürücünün görev periyodunu ayarlamak ve PV panelin gücünün stabil olması için revize edilmiştir ve MGNT algoritması olarak kullanılmıştır. Revize edilen PSO algoritmasının akış diyagramı şekil 4.10'da verilmiştir.



Şekil 4.10. Tez çalışmasında kullanılan önerilen PSO algoritması

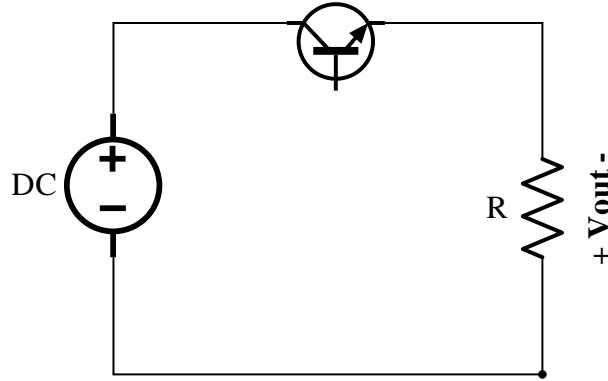
5 . BÖLÜM

DA-DA GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİ

DA-DA dönüştürücüler, bir doğru akım (DA) gerilimini farklı bir DA gerilim seviyesine dönüştüren ve genellikle düzenlenmiş bir çıkış sağlayan güç elektronik devreleridir. Bu bölümde tanımlanan devreler, anahtarlama mod DA-DA dönüştürücüler olarak sınıflandırılır ve anahtarlama güç kaynakları veya anahtarlama devreleri olarak da adlandırılır. Bu bölümde bazı temel DA-DA dönüştürücü devreleri anlatılmaktadır.

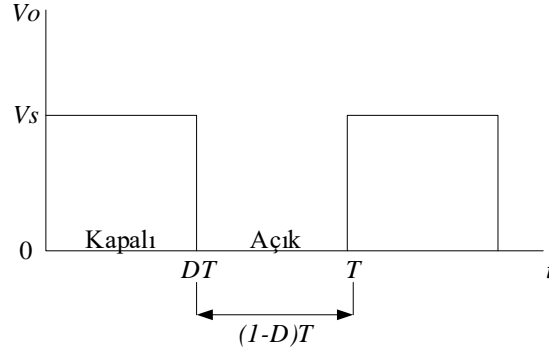
5.1 Temel Anahtarlama Dönüştürücü

Doğrusal regülatörlere verimli bir alternatif, anahtarlama dönüştürücülerdir. Bir anahtarlama dönüştürücü devresinde, transistör tamamen açık veya tamamen kapalı (BJT için doygunluk veya kesim durumu, MOSFET için kesim bölgeleri) bir elektronik anahtar olarak çalışır. Bunlar aynı zamanda DA kıyıcılar (chopper) olarak da adlandırılır. Şekil 5.1’de temel anahtarlama dönüştürücünün modeli gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Temel anahtarlama dönüştürücü devresi

Şekil 5.1.’deki devredeki anahtar ideal kabul edildiğinde, anahtarın kapalı olduğu durumda çıkış gerilimi kaynak gerilimine eşittir. Anahtar açıldığında, çıkış gerilimi sıfırdır. Anahtarlama elemanına uygulanan açma kapama tetikleme sinyalinin periyodik hali Şekil 5.2’deki grafikte gösterilmiştir.



Şekil 5.2. Devrenin anahtar durumuna göre gerilim grafiği

Ortalama çıkış gerilimi:

$$V_o = \frac{1}{T} \int_0^T v_o(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} v_s(t) dt = V_s D \quad (5.1)$$

Bu DA devrenin çıkış gerilimi görev periyodu (D) ayarlanarak kontrol edilir. Görev periyodu anahtarın açık ve kapalı kalma oranı olarak adlandırılabilir. Denklemi:

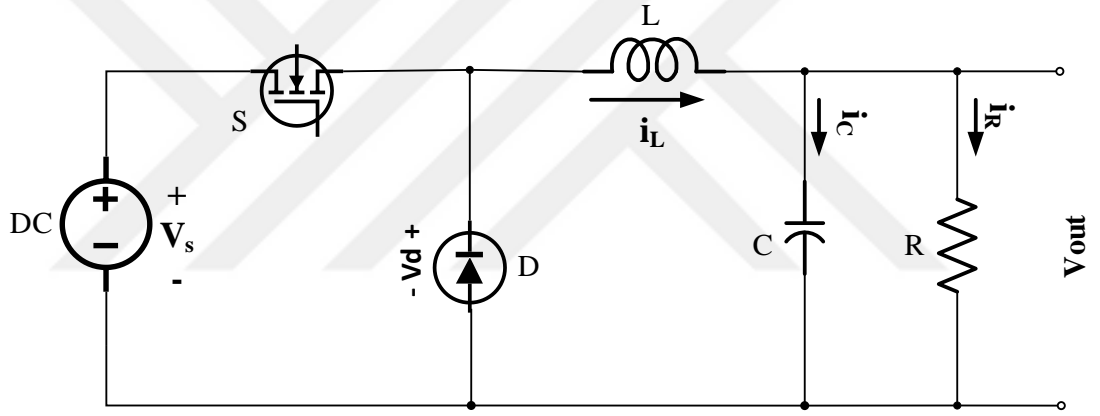
$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = t_{on} f \quad (5.2)$$

şekildedir, burada f anahtarlama frekansını ifade eder. Çıkış geriliminin DA değeri, bu devre için giriş geriliminden küçük veya ona eşit olacaktır.

Devredeki anahtar ideal olarak kabul edildiği için anahtar elemanı üzerinden gerilim kaybı yaşanmayacaktır ve değeri sıfırdır. Anahtar açıldığında akım sıfır olacaktır, anahtar kapandığında ise anahtarlama elemanı üzerinden ideal kabul edildiği için gerilim geçemeyecek ve tüm güç yük tarafından çekilecektir. Bu durumda enerji verimliliği %100 olmaktadır. İdeal olmayan anahtarlama devrelerinde yani pratikteki uygulamalarda kayıplar yaşanacaktır. Çünkü ideal olmayan anahtarlama elemanları çalışır durumdayken üzerlerinden gerilim geçecek ve bir miktarını kendileri kullanacaktır. Aşağıdaki takip eden başlıklarda sektördeki pratik uygulamalarda sıklıkla kullanılan dönüştürücüler incelenecektir [43].

5.2 Azaltan (Buck) Dönüştürücü

Şekil 5.2.'deki tipte bir darbeli çıkış geriliminin DA bileşeninin kontrol edilmesi, bir DA motorun hızının kontrol edilmesi gibi bazı uygulamalar için yeterli olabilir, ancak çoğu zaman amaç, tamamen DA olan bir çıkış üretmektir. Şekil 5.1.'deki devreden bir DA çıkışı elde etmenin bir yolu, anahtardan sonra bir alçak geçiren filtre yerleştirmektir. Şekil 5.3.'de, bir LC alçak geçiren filtre temel dönüştürücü devresine eklenmiştir. Diyot, anahtar açıldığında bobin akımı için bir yol sağlar ve anahtar kapatıldığında ters yönde polarlanır. Bu devreye, çıkış geriliminin giriş geriliminden daha düşük olduğu için düşürücü dönüştürücü veya buck dönüştürücü denir. Azaltan dönüştürücü DA gerilim kaynağı (V_s), anahtarlama elemanı (S), diyot (D), filtreleme ve enerji depolama elemanları olan bobin (L) ve kondansatörden (C) oluşmaktadır [43].



Şekil 5.3. Azaltan dönüştürücü temel devresi

5.2.1 Azaltan Dönüştürücüde Gerilim ve Akım İlişkisi

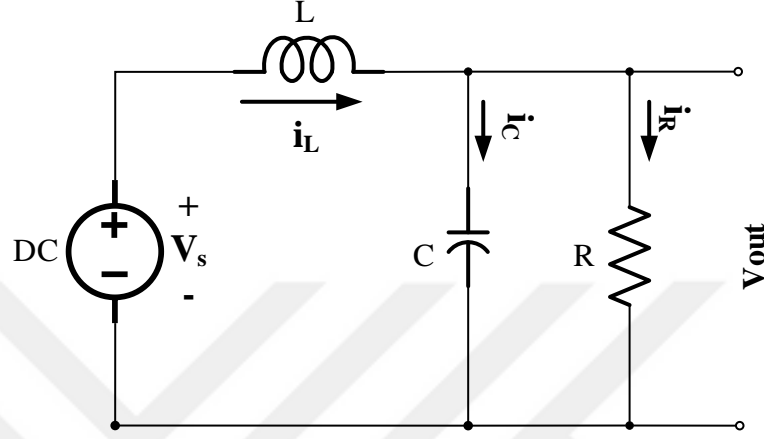
Eğer alçak geçiren filtre ideal ise, çıkış gerilimi filtrenin giriş geriliminin ortalamasıdır. Şekil 5.3'teki filtrenin girişi olan gerilimi V_d , anahtar kapalı olduğunda V_s 'ye eşittir ve anahtar açık olduğunda da bobin akımı pozitif kalıp diyotu açık tuttuğu sürece sıfırdır. Eğer anahtar periyodik olarak D görev oranında kapatılırsa, filtre girişindeki ortalama gerilim Denklem (5.1)'de olduğu gibi $V_s D$ 'dir [43]. Aşağıda devre analizi incelenecek olan azaltan dönüştürücü için DT anahtar elemanının devrede olduğu $(1-D)T$ ise anahtarın kesimde olduğu zamanları temsil etmektedir.

5.2.2 Azaltan Dönüştürücü Çalışma Modları

Şekilde 5.3'te yer alan devredeki anahtarın konumuna göre azaltan dönüştürücüleri iki durumda incelenir.

5.2.2.1 Mod 1 – Anahtarın iletimde olduğu S_{on} durumu

Anahtar elemanının iletim durumundaki azaltan dönüştürücünün devre yapısı Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Anahtarlama elemanı iletime geçtiğinde diyot ters polarma durumunda olup bobin üzerinden akım akar ve bobin enerji depolar [43].



Şekil 5.4. Anahtarın iletimde olduğu durumda azaltan dönüştürücü devresi

Bu devredeki bobin üzerinden geçen ani gerilim değeri aşağıdaki denklem ile hesaplanır [43]:

$$v_L = V_s - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.3)$$

denklem tekrar düzenlenirse;

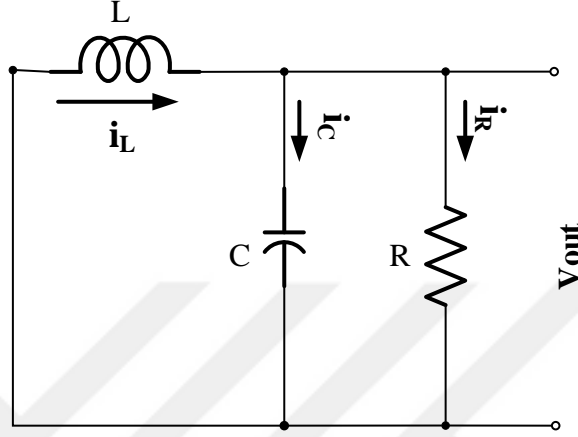
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (5.4)$$

Akımın türevi pozitif bir sabit olduğundan, akım doğrusal olarak artar. Anahtar kapalıyken akımdaki değişim ve gerilim değerleri, önceki denklem değiştirilerek denklem 5.5'deki gibi hesaplanır [43].

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s - V_o}{L} \\ (\Delta i_L)_{kapalı} &= \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT \end{aligned} \quad (5.5)$$

5.2.2.2 Mod 2 – Anahtarın kesimde olduğu S_{off} durumu

Anahtar elemanın kesim durumundaki azaltan dönüştürücünün devre yapısı şekil 5.5’de gösterilmiştir. Anahtarlama elemanı kesimdeyken diyot doğru polarlama durumunda olup bobin üzerinde anahtar iletimdeyken biriktirilen enerji kondansatöre ve yüke akar [43].



Şekil 5.5. Anahtarın kesimde olduğu durumda azaltan dönüştürücü devresi

Bu devredeki bobin üzerinden geçen ani gerilim aşağıdaki denklem ile hesaplanır [43]:

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.6)$$

denklem tekrar düzenlenirse;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (5.7)$$

Bu durumda akımın türevi negatif bir sabit olduğundan, akım doğrusal olarak azalır.

Anahtar kapalıyken akımdaki değişim ve gerilim değerleri;

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \\ (\Delta i_L)_{açık} &= -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \end{aligned} \quad (5.8)$$

hesaplanır [43].

Bu hesaplamaların hepsi kararlı durum göz önüne alınarak yapılmıştır. Kararlı durum çalışması, anahtarlama döngüsünün sonundaki bobin akımının başlangıçtakiyle aynı olmasını gerektirir; bu, bir periyot boyunca bobin akımındaki net değişimin sıfır olduğu anlamına gelir. Bu durum aşağıdaki denklem ile gösterilmiştir [43].

$$(\Delta i_L)_{kapalı} + (\Delta i_L)_{açık} = 0 \quad (5.9)$$

Bu bilgi eşliğinde, yukarıdaki (5.5) ve (5.7) denklemleri kullanılarak, görev periyodu ve giriş çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiler hesaplanabilir [43].

$$\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right)DT - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T = 0 \quad (5.10)$$

V_o için sadeleştirme yapıldığında;

$$V_o = V_s D \quad (5.11)$$

Bu denklemden, görev periyodu;

$$D = \frac{V_o}{V_s} \quad (5.12)$$

Şeklinde hesaplanır [43].

Çıkış geriliminin değerinin yalnızca giriş gerilimi ve görev periyoduna oranına bağlı olduğu gözlemlenmiştir. Giriş gerilimindeki dalgalanmalar mevcutsa, görev periyodu uygun şekilde ayarlanarak çıkış gerilimi düzenlenebilir.

Ortalama kapasitör akımının kararlı durum çalışması için sıfır olması gerektiğinden, ortalama indüktör akımı, yük direncindeki ortalama akımla aynı olmalıdır [43]:

$$I_L = I_R = \frac{V_o}{R} \quad (5.13)$$

Denklem (5.5) ve denklem (5.7)'den bobin akımındaki değişimler bilindiğine göre, bobin akımının maksimum ve minimum değerleri $f=1/T$ olarak kabul edilerek denklem 5.14 ve 5.15'deki gibi hesaplanabilir [43]:

$$\begin{aligned}
I_{\max} &= I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \\
&= \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} + \frac{1-D}{2Lf} \right)
\end{aligned} \tag{5.14}$$

$$\begin{aligned}
I_{\min} &= I_L - \frac{\Delta i_L}{2} \\
&= \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D) T \right] = V_o \left(\frac{1}{R} - \frac{1-D}{2Lf} \right)
\end{aligned} \tag{5.15}$$

Dönüştürücüler üç tip çalışma moduna sahiptir. Bunlar:

- Sınırdaki İletim Modu (Boundry Conduction Mode, BCM)
- Süreksiz İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode, DCM)
- Sürekli İletim Modu (Continuous Conduction Mode, CCM)

Dönüştürücülerde, verimli güç dönüşümü için genellikle sürekli iletim modu kullanılırken, sınır iletim modu ve süreksiz iletim modu, farklı kontrol uygulamalarında, daha düşük güç ve Stand-by uygulamaları için kullanılmaktadır [44]. Yukarıdaki devre analizlerinin hepsi de sürekli iletim modu dikkate alınarak yapılmıştır. Akımın negatif olmasına devredeki diyot izin vermemektedir [43]. Sürekli iletim modu için gerekli olan sınır değeri bulmak için I_{\min} değeri sıfıra eşitlenmelidir. Denklem 5.16 ve 5.17'deki gibi hesaplanır:

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2} \tag{5.16}$$

Eğer anahtarlama frekansı belirlendiyse;

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \tag{5.17}$$

şeklinde hesaplanır. Günümüzdeki uygulamalarında, sürekli iletim modunun sağlanması için L_{\min} değerinin daha üstünde bir değer kullanıldığı gözlemlenir ve önerilir [43].

Bobin akımlarındaki tepeden tepeye değişim, azaltan dönüştürücü tasarımlarında, tasarım kriteri olarak kullanılmaktadır. Denklem (5.5) ile denklem (5.9) birlikte çözümlerse:

$$(\Delta i_L) = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) DT = \left(\frac{V_s - V_o}{Lf} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{Lf} \tag{5.18}$$

$$L = \left(\frac{V_s - V_o}{\Delta i_L f} \right) D = \frac{V_o(1-D)}{\Delta i_L f} \quad (5.19)$$

Güç dönüştürücünün tüm bileşenlerinin ideal olduğu varsayıldığı için, kaynak kısmında uygulanan güç ile yük tarafından tüketilen gücün de eşit olması gerekmektedir [43]. Bu bilgiye göre aşağıdaki denklemler elde edilebilir.

$$P_s = P_o \quad (5.20)$$

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (5.21)$$

ya da

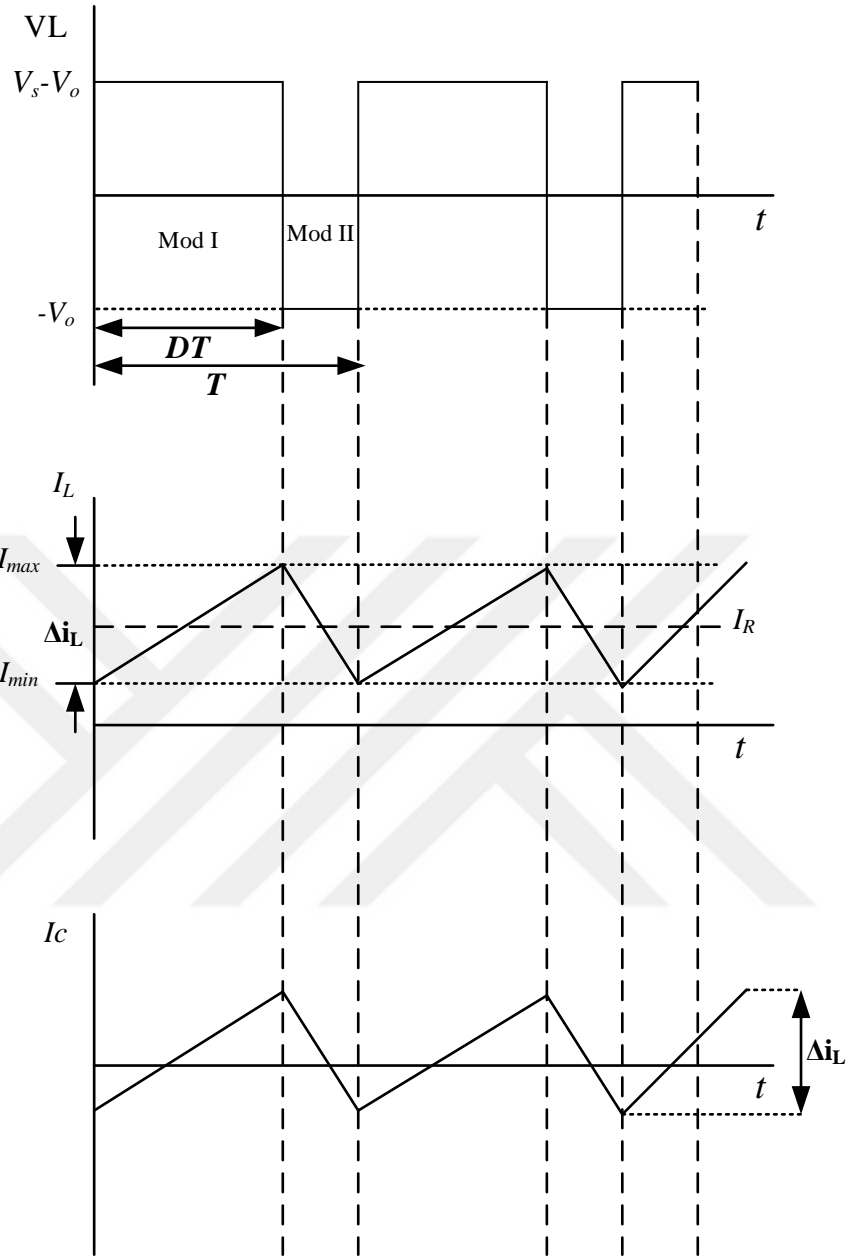
$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{I_s}{I_o} \quad (5.22)$$

Bu gibi dönüştürücü tasarımlarında önemli olan bir diğer husus da kapasitör değeridir. Çünkü çıkış gerilimleri çok değişken olup, bozulma denilen ripplelar oluşturulmaktadır. Bu ripplelardan temizlenebilmesi için de çıkış kapasitör değerinin iyi hesaplanması gerekmektedir. Aşağıdaki denklemlerde ilk olarak çıkış geriliminin ripple değeri gösterilmiştir ve bu değere bağlı kapasitör değerinin hesabı gösterilmiştir [43].

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (5.23)$$

$$C = \frac{1-D}{8L(\Delta V_o/V_o)f^2} \quad (5.24)$$

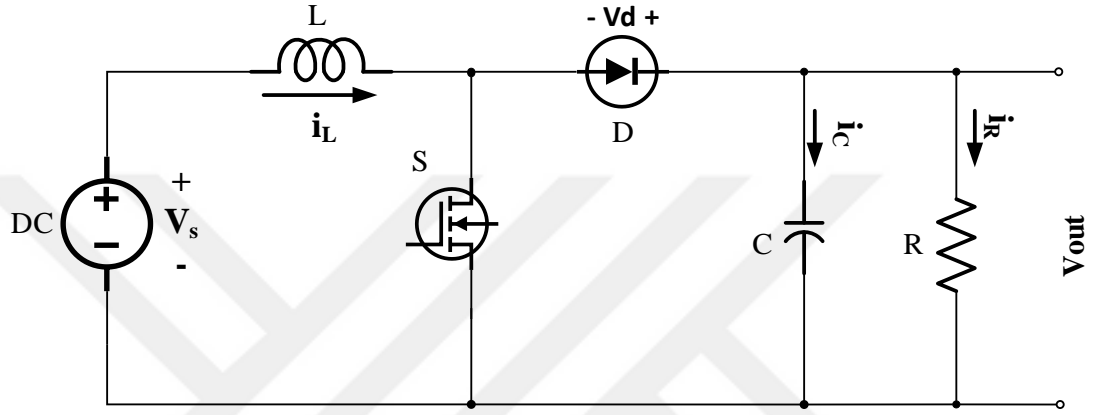
Şekil 5.6'daki grafikte de azaltan dönüştürücünün anahtarlama esnasındaki dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 5.6. Anahtarlama esnasında azaltan dönüştürücü dalga şekilleri

5.3 Arttıran (Boost) Dönüştürücü

Arttıran dönüştürücüler de buck dönüştürücüler gibi, anahtarlama elemanının periyodik olarak açılıp kapanmasını bağlı olarak çalışan, anahtarlama güç dönüştürücüleridir. Arttıran olarak adlandırılmalarının sebebi, çıkış gerilimlerinin giriş gerilimlerinden yüksek olmasıdır. Şekil 5.7.' de bir arttıran dönüştürücünün temel devresi gösterilmiştir [43].



Şekil 5.7. Arttıran dönüştürücü temel devresi

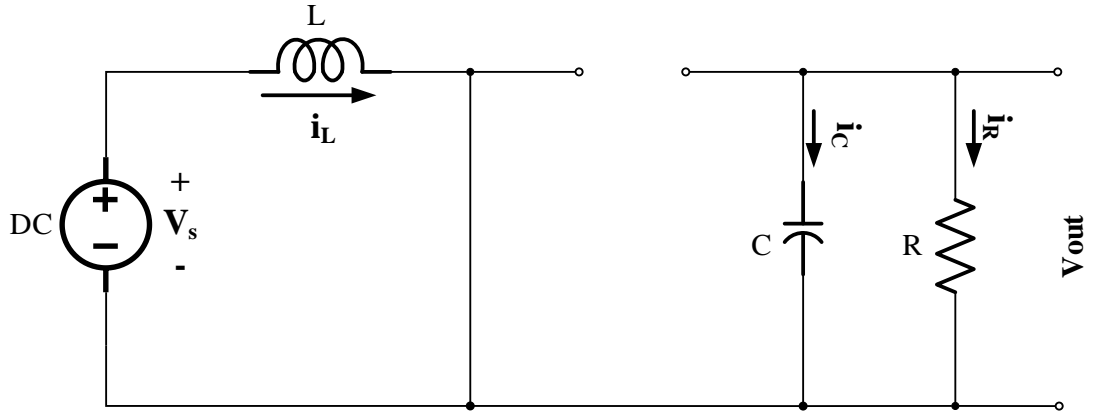
Bu dönüştürücünün analizinde de aynı azaltan dönüştürücü analizinde olduğu gibi DT anahtar elemanının devrede olduğu $(1-D)T$ ise anahtarın kesimde olduğu zamanları temsil etmektedir [43].

5.3.1 Arttıran Dönüştürücünün Çalışma Modları

Analizler yine iki durum olarak yapılmış olup bunlar anahtarın devrede ve anahtarın kesimde olduğu durumlardır.

5.3.1.1 Mod 1 – Anahtarın iletimde olduğu S_{on} durumu

Anahtar elemanının iletim durumundaki arttıran dönüştürücünün devre yapısı Şekil 5.8'te gösterilmiştir.



Şekil 5.8. Anahtarın iletimde olduğu durumda klasik arttıran dönüştürücü devresi

Anahtarlama elemanı iletime geçtiğinde diyot ters polarıma durumunda olup bobin üzerinden akım akar ve bobin enerji depolar. Devredeki kalan komponentlere Kirchoff'un gerilimler kanunu uygulandığında [43]:

$$v_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (5.25)$$

ya da

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s}{L} \quad (5.26)$$

Bu denklemlerden anlaşılacağı üzere, akımın değişimi sabit şekildedir ve lineer olarak artmaktadır. Anahtar iletimdeyken, bobin akımı minimum (I_{min}) değerden maksimum (I_{max}) değere ulaşır. Bobin akımındaki değişiklikler de şu şekilde hesaplanabilir [43]:

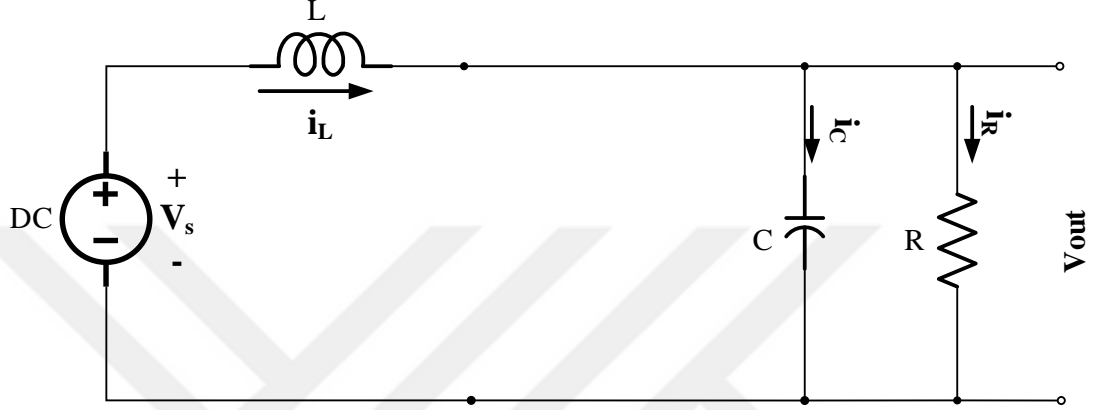
$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (5.27)$$

bu denklemde Δi_L için çözüm yapılırsa

$$(\Delta i_L)_{kapalı} = \frac{V_s DT}{L} \quad (5.28)$$

5.3.1.2 Mod 2 – Anahtarın kesimde olduğu S_{off} durumu

Şekil 5.9’da sistemdeki anahtarın kesimde olduğu durum gösterilmiştir. Anahtar kesime gittiğinde, bobin üzerinden geçen akım aniden değişmez. Bu nedenle diyot, bobin akımı için bir yol sağlamak amacıyla ileri yönde anahtarlanır. Çıkış gerilimi V_o sabit varsayılırsa, bobin üzerinden geçen akım denklem 5.29 ve 5.30’daki gibi hesaplanır [43].



Şekil 5.9. Anahtarın kesimde olduğu durumda klasik arttırıcı dönüştürücü devresi

$$V_L = (V_s - V_o) = (L) \left(\frac{di_L}{dt} \right) = (L) \left(\frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \right) \quad (5.29)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{(V_s - V_o)}{L} \quad (5.30)$$

Bu denklemde Δi_L için çözüm yapılırsa

$$(\Delta i_L)_{açık} = \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} \quad (5.31)$$

Kararlı durum (steady-state) çalışmalarında, bobin üzerindeki akım değişiminin toplamı sıfır olmalıdır.

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

bu denkleme göre denklem (5.28) ve denklem (5.31) birlikte çözülürse:

$$\frac{V_s D T}{L} + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \quad (5.32)$$

bu denklem V_o için çözülürse:

$$V_s(D+1-D) - V_o(1-D) = 0 \quad (5.33)$$

$$V_o = \frac{V_s}{(1-D)} \quad (5.34)$$

Görev periyodu için çözüldüğünde de

$$D = 1 - \frac{V_s}{V_o} \quad (5.35)$$

şeklinde bulunur [43].

Denklem (5.34)'ten çıkarılacağı üzere çıkış gerilimi görev periyodu oranı D ile doğru orantılıdır. Yine giriş ve çıkış güçlerinin bir birine eşit olacağı bilinerek aşağıdaki denklemler elde edilir [43] :

$$P_s = P_o \quad (5.36)$$

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (5.37)$$

$$\frac{V_s}{V_o} = \frac{I_o}{I_s} = 1 - D \quad (5.38)$$

$$P_s = \frac{I_{Lmax} + I_{Lmin}}{2} V_s \quad (5.39)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (5.40)$$

Giriş gücünü ifade eden Denklem 5.39 ve çıkış gücünü ifade eden Denklem 5.40 birbirine eşitlenirse denklem 5.41 elde edilir [43].

$$I_{Lmax} + I_{Lmin} = \frac{2V_s}{R(1-D)^2} \quad (5.41)$$

Bu denklemden faydalanarak ve denklem 5.32 kullanılarak I_{Lmax} ve I_{Lmin} değerleri denklem 5.42 ve 5.43'teki gibi hesaplanabilir [43].

$$I_{Lmax} = \frac{V_s}{R(1-D)^2} + \frac{V_s}{2L}(DT) \quad (5.42)$$

$$I_{L\min} = \frac{V_s}{R(1-D)^2} - \frac{V_s}{2L}(DT) \quad (5.43)$$

yine $I_{L\min}$ değerinin sıfıra eşitlenmesi bize arttıran dđnüşürücünün sürekli iletim modunda çalışması için gerekli olan minimum bobin değerini verecektir [43].

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (5.44)$$

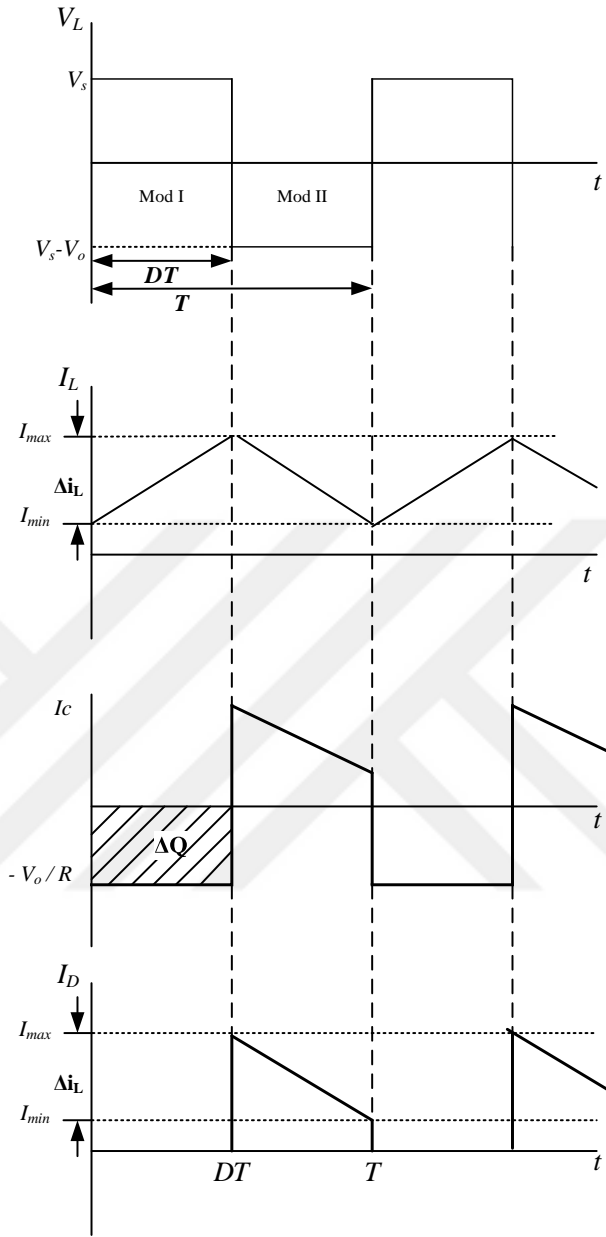
Çıkış gerilimindeki dalgalanmaları tolere edecek bir kapasitör kullanmak için kapasitör değerine ihtiyaç vardır. Kapasitör değeri:

$$C = \frac{D}{R(\Delta V_o / V_o)f} \quad (5.45)$$

şeklinde hesaplanırken, ripple hesabı da:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \quad (5.46)$$

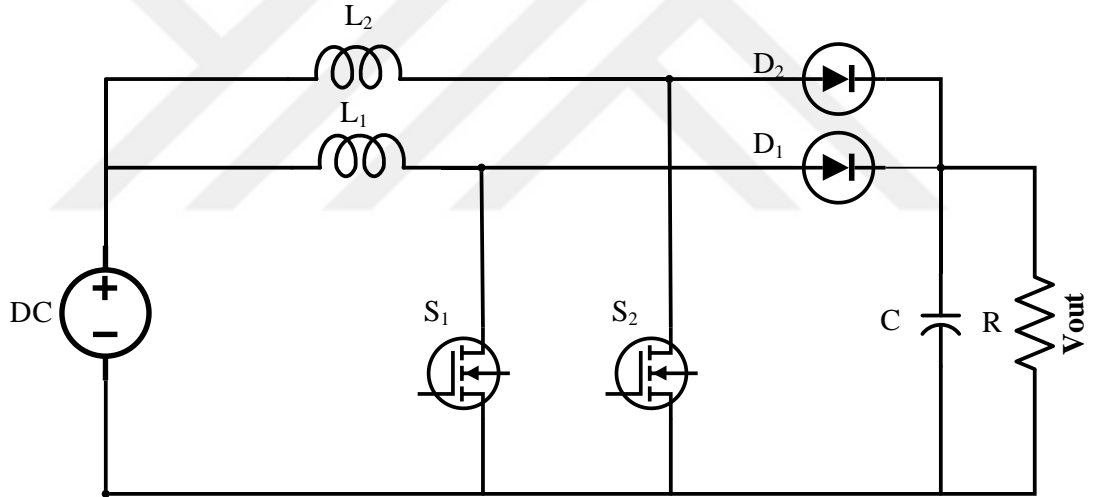
şeklinde hesaplanır [43]. şekil 5.10'daki grafikte arttıran dđnüşürücünün anahtarlamalar esnasındaki grafiği verilmiştir.



Şekil 5.10. Anahtarlama anında klasik arttıran dönüştürücü dalga şekilleri

5.4 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücüler

Geleneksel arttıran dönüştürücüler çeşitli uygulamalarda uzun yıllar boyunca başarılı bir şekilde kullanılmıştır. Ancak, güneş enerjisi alanında, bu dönüştürücüler PV sistemlere uygulandığında yetersiz kalmaktadır. Bu dönüştürücüler, bir DA kaynağından gelen gerilimi artırmak için tasarlanmış olsa da güneş panellerinin değişken çıkışına uyum sağlamakta zorlanmaktadır. İki fazlı interleaved dönüştürücüler, PV panel alanında geleneksel yükseltici dönüştürücülerden daha fazla avantaj sunar. Interleaved arttıran dönüştürücüler, giriş ve çıkış gerilim dalgalanmaları azaltmak için kullanılır. Bu da filtre devrelerinin boyutunu küçültür. Çıkış akımını N parçaya bölerek, I^2R (ısı) ve bobin kayıplarını azaltır ve dolayısıyla verimliliği artırır. Sonuç olarak, interleaved dönüştürücüler, geleneksel yükseltici topolojilere kıyasla daha yüksek verimlilik gösterir [45]. Şekil 5.11’de temel bir iki fazlı dönüştürücü devresi gösterilmiştir.



Şekil 5.11. İki fazlı arttıran dönüştürücü temel devresi

Çok fazlı sistemlerde, gate ucuna ulaşan tetikleme sinyalleri arasında ve anahtarların çalışmaları arasında faz farkları oluşmaktadır. Bu faz farkının matematiksel denklemi:

$$\frac{360}{n} \quad (5.47)$$

şeklinde ifade edilir. Denklemde n faz adetini belirtmektedir. Örneğin Şekil 5.11’de incelenen iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için, gate ucuna ulaşacak sinyaller arasındaki faz farkı:

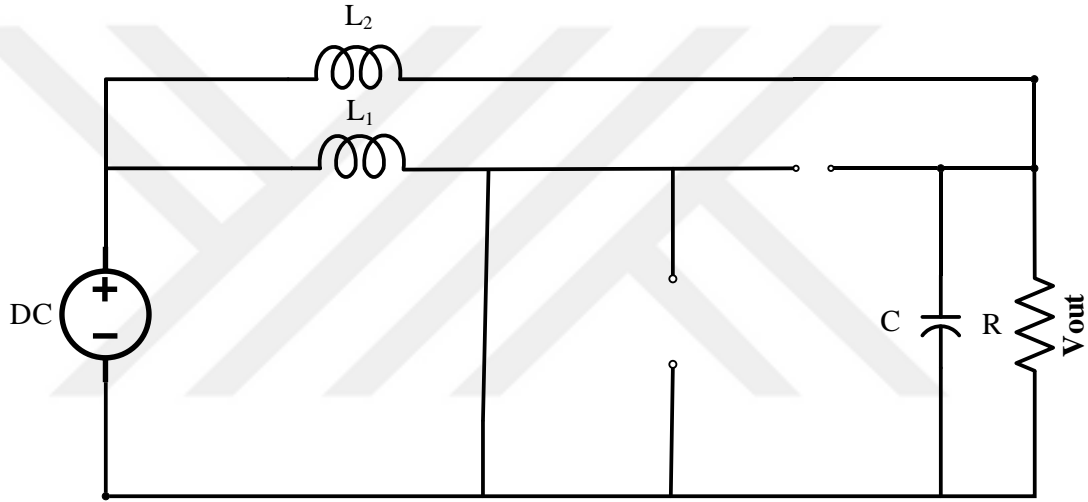
$$\frac{360}{2} = 180^\circ \quad (5.48)$$

olarak ifade edilir, n değeri ikidir, çünkü devre iki fazlı bir devredir [46].

5.4.1 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çalışma Modları

Bu dönüştürücü de iki modda incelenecektir. Birincisi S_1 anahtarın iletimde olduğu S_2 anahtarın kesimde olduğu moddur. İkincisi S_2 anahtarın iletimde olduğu S_1 anahtarın kesimde olduğu moddur.

5.4.1.1 Mod-1 S_1 anahtarın iletimde olduğu S_2 anahtarın kesimde olduğu durum



Şekil 5.12. S_1 anahtarın iletimde olduğu S_2 anahtarın kesimde olduğu durum

Bu devreye göre L_1 bobini üzerinden geçen gerilim 5.49 ve 5.50'daki denklemlerle hesaplanabilir:

$$V_{L1} = V_s = L_1 \left(\frac{di_{L1}}{dt} \right) = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{DT} \right) \quad (5.49)$$

$$(\Delta i_{L1})_{S1 - \text{kapalı}} = \left(\frac{V_s}{L_1} \right) DT \quad (5.50)$$

Yukarıdaki denklemlere göre, L_1 bobininin geriliminin lineer olarak arttığı görülmektedir. Yine benzer şekilde L_2 bobini üzerinden geçen gerilim için de 5.51 ve 5.52 denklemleri kullanılır.

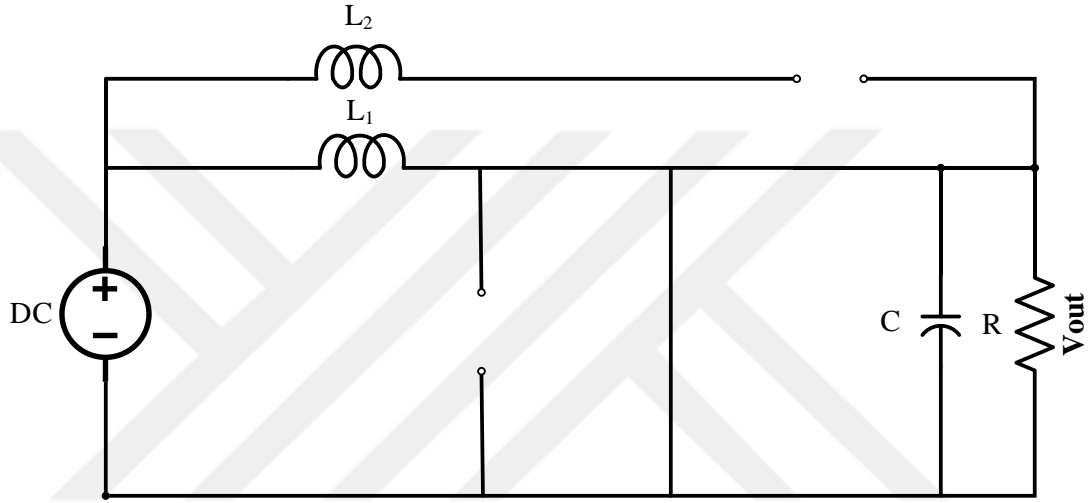
$$V_{L2} = V_s - V_0 = L_2 \left(\frac{di_{L2}}{dt} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{DT_s} \right) \quad (5.51)$$

$$(\Delta i_{L2})_{S1 - kapalı} = \left(\frac{V_s - V_o}{L_2} \right) DT \quad (5.52)$$

Yukarıdaki denklemlere göre, çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olacağı için, L_2 üzerinden geçen akım miktarı lineer olarak azalacaktır.

5.4.1.2 Mod-2 S_2 anahtarın iletimde olduğu S_1 anahtarın kesimde olduğu durum

Şekil 5.13 'te S_1 anahtarı kesimdeyken S_2 anahtarı iletimdedir.



Şekil 5.13. S_2 anahtarın iletimde olduğu S_1 anahtarın kesimde olduğu durum

Bu çalışma modu bir önceki modun tersidir. Bu durumda L_1 enerji depolar ve L_2 enerjisi D_2 vasıtasıyla yüke aktarır. L_1 bobini üzerindeki gerilim hesabı:

$$V_{L1} = (V_s - V_o) = L_1 \left(\frac{di_{L1}}{dt} \right) = L_1 \left(\frac{\Delta i_{L1}}{(1-D)T} \right) \quad (5.53)$$

$$(\Delta i_{L1})_{S2 - kapalı} = \left(\frac{V_s - V_o}{L_1} \right) (1-D)T \quad (5.54)$$

şeklinde hesaplanırken, çıkış gerilimi giriş geriliminden büyük olduğu için L_1 bobinin akımının lineer olarak azaldığı görülür. L_2 bobinin gerilimi ise:

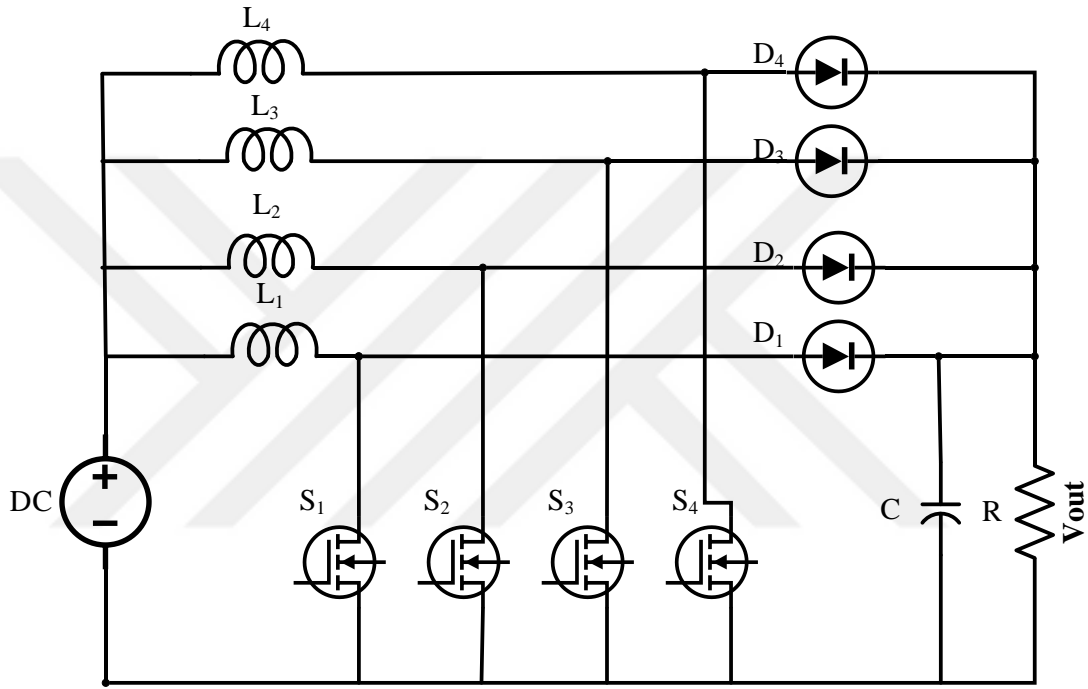
$$V_{L2} = V_s = L_2 \left(\frac{di_{L2}}{dt} \right) = L_2 \left(\frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T} \right) \quad (5.55)$$

$$(\Delta i_{L2})_{S2 - kapalı} = \left(\frac{V_s}{L_2} \right) (1-D)T \quad (5.56)$$

şeklinde hesaplanır.

5.5 Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü

Bu dönüştürücüler dört anahtarlama elemanından oluşur. Yine iki fazlıya benzer şekilde devrenin giriş ve çıkışları dört kola bölündüğü için gerilim ve akım ripple oldukça düşüktür. Şekil 5.14’de dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün temel devresi verilmiştir.

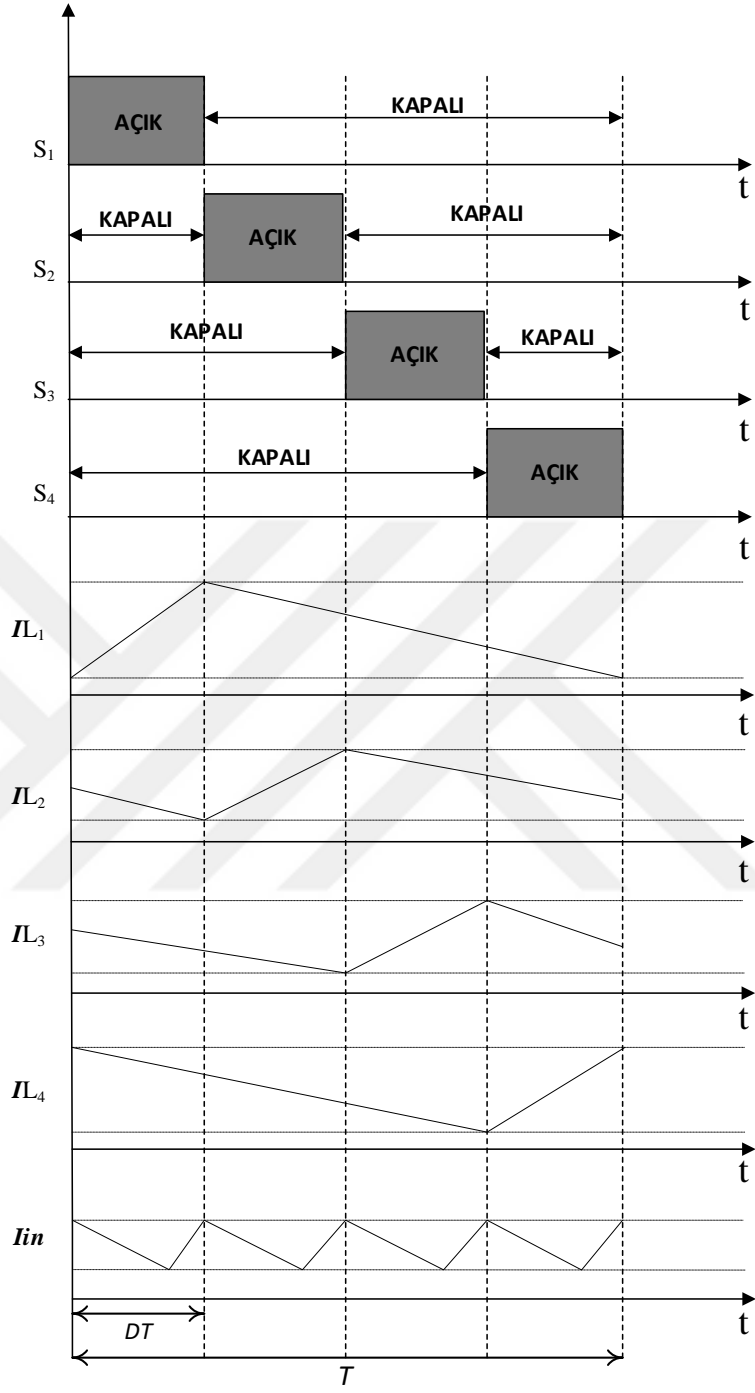


Şekil 5.14. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü temel devresi

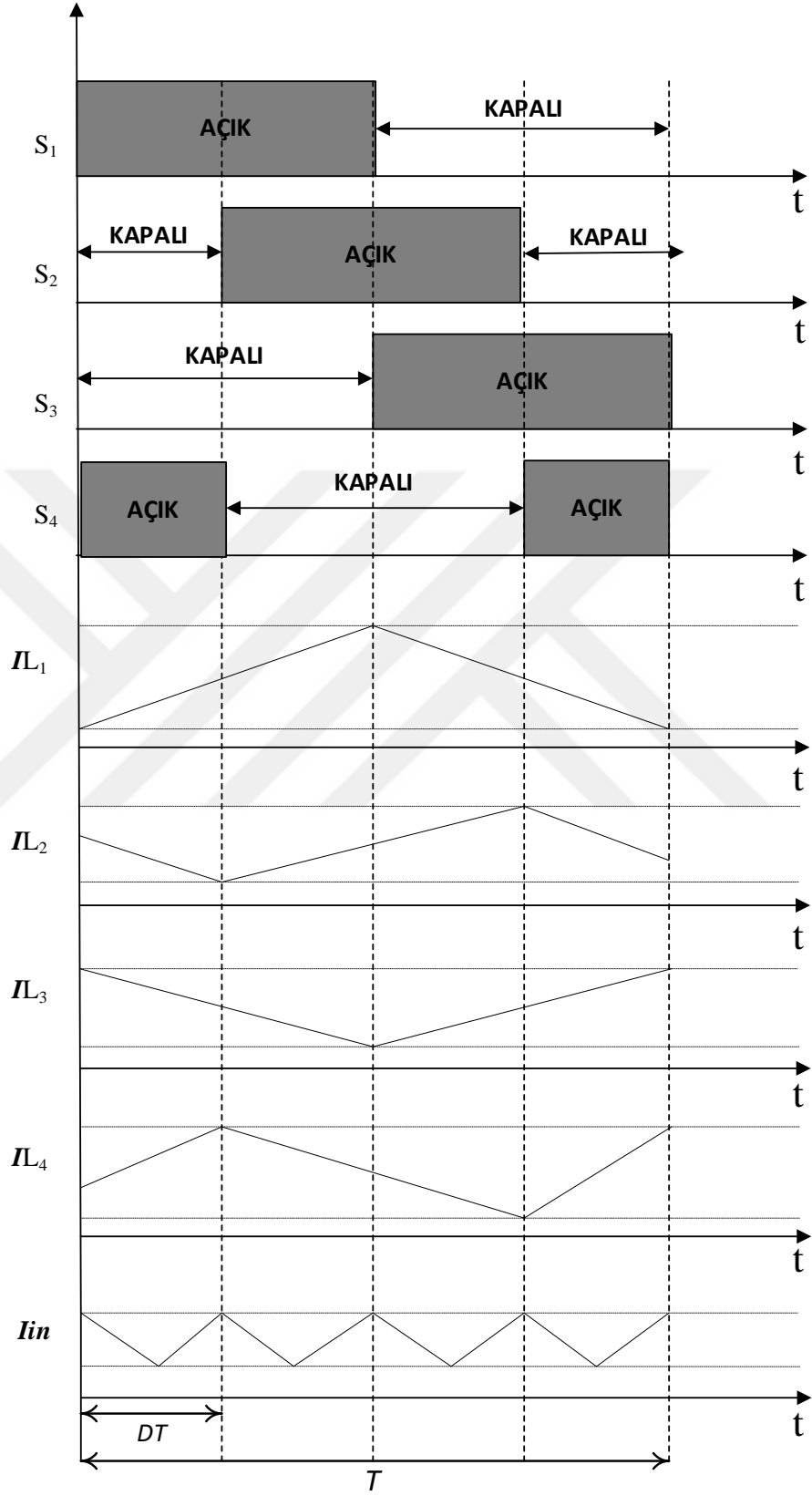
Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün, anahtarlama elemanları arasında oluşacak faz farkını denklem 4.65’e göre hesapladığımızda:

$$\frac{360}{4} = 90^\circ \quad (5.57)$$

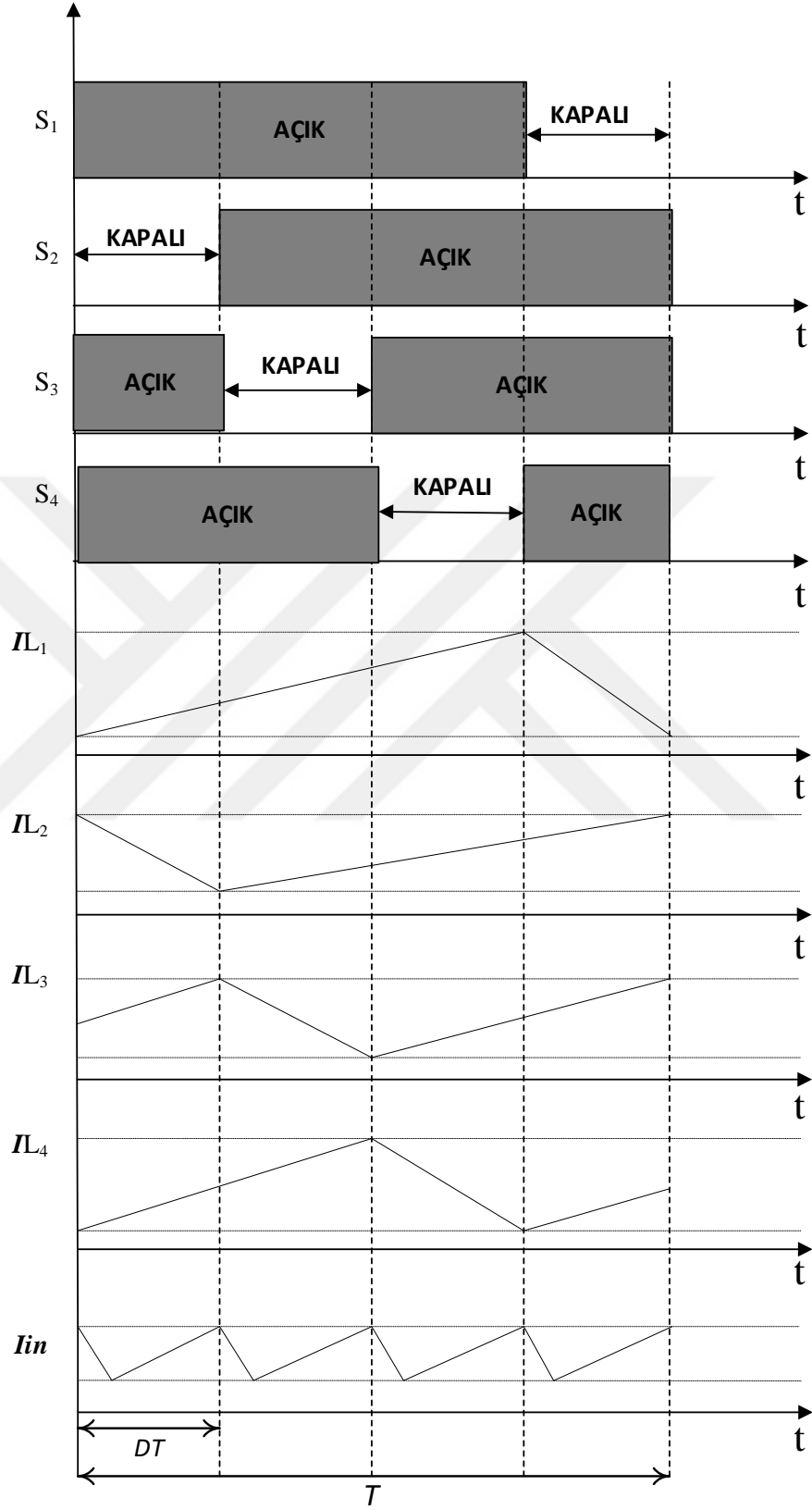
Şeklinde buluruz. Anahtarlama elemanları arasında oluşacak bu derece farkından dolayı, anahtarlar için Şekil 5.15, Şekil 5.16 ve Şekil 5.17’deki grafikler oluşmaktadır:



Şekil 5.15. Görev periyodu 1/4 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları



Şekil 5.16. Görev periyodu 1/2 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları



Şekil 5.17. Görev periyodu 3/4 anında anahtarlama elamanlarının düzeni ve bobin akımları

6 . BÖLÜM

PSO VE P&O MGNT ALGORİTMALARI İLE KONTROL EDİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN BENZETİM ÇALIŞMAKLARI

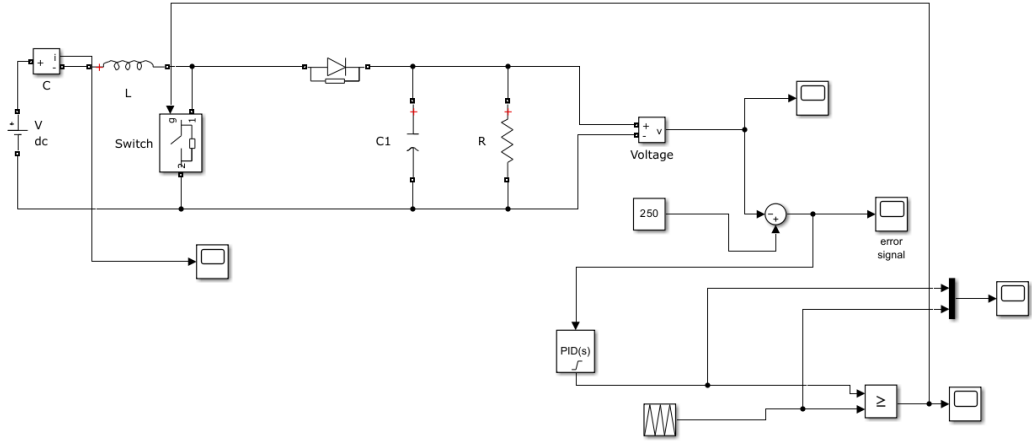
Bu bölümde 3. ve 4. bölümde anlatılan bilgiler vasıtasıyla tez çalışmasında kullanılan sistemlerin benzetim çalışmaları Matlab SIMULINK® programı ile yapılmıştır.

6.1 Dönüştürücülerin Benzetimleri ve Analizleri

Tez çalışmasında kullanılan dönüştürücülerin benzetimleri ve bu benzetimlere göre analiz sonuçları aşağıdaki başlıklarda incelenecektir. Dönüştürücülerin temel mantığını anlatan ve MGNT algoritması kullanılmayan benzetimlerin hepsinde değişen giriş gerilimlerine karşın PI kontrolcü kullanılmıştır.

6.1.1 Tek Fazlı Klasik Arttıran Dönüştürücü Benzetilmesi ve Tasarımı

Şekil 6.1’de Matlab SIMULINK® ortamında benzetimi gerçekleştirilmiş tek fazlı klasik arttıran dönüştürücü gösterilmiştir.



Şekil 6.1. Tek fazlı klasik arttıran dönüştürücü benzetimi

Bu klasik arttıran dönüştürücü benzetimi gerçekleştirilmesi için arttıran dönüştürücü parametreleri hesaplanması gerekir. Giriş geriliminin değişken değerlerine göre, çıkış gerilim kontrolü için PI kontrolcü kullanılmıştır. Giriş gerilimi, PV panelden alınan maksimum değer olan 88,4V seçilmiş olup çıkış gerilimi de 250V olarak belirlenmiştir. Giriş ve çıkış gerilimleri belirlendikten sonra devrenin diğer parametreleri hesaplanır. İlk hesap denklem 5.34 kullanılarak görev periyodu için yapılır ve görev periyodu için iki değer hesaplanmıştır. Bunun sebebi güç veriminin sektördeki uygulamalarda %85-95

arasında kabul edilmesinden dolayıdır [47]. Aşağıdaki hesaplarda %90 verim D_{max} değeri olarak hesaplanmıştır.

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D_{min}} = 250 = \frac{88,4}{1 - D_{min}} \Rightarrow D_{min} = 0,65 \quad (6.1)$$

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D_{max}} = 250 = \frac{79,1}{1 - D_{max}} \Rightarrow D_{max} = 0,68 \quad (6.2)$$

Arttıran dönüştürücülerde yük değerini seçerken, dönüştürücünün güç bilgisi ve çıkış gerilimi kullanarak yapılır:

$$P = \frac{V_o^2}{R_{min}} = R_{min} = \frac{V_o^2}{P} = R_{min} = \frac{250^2}{500} = R_{min} = 125\Omega \quad (6.3)$$

Arttıran dönüştürücü için yük değeri 200Ω seçilmiştir. L_{min} ve C_{min} değerleri 30kHz anahtarlama frekansı için aşağıdaki gibi denklem 5.44 ve 5.45'den faydalanarak hesaplanır.

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = \frac{0,65 \cdot (0,36)^2 \cdot 200}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 280,08\mu H \quad (6.4)$$

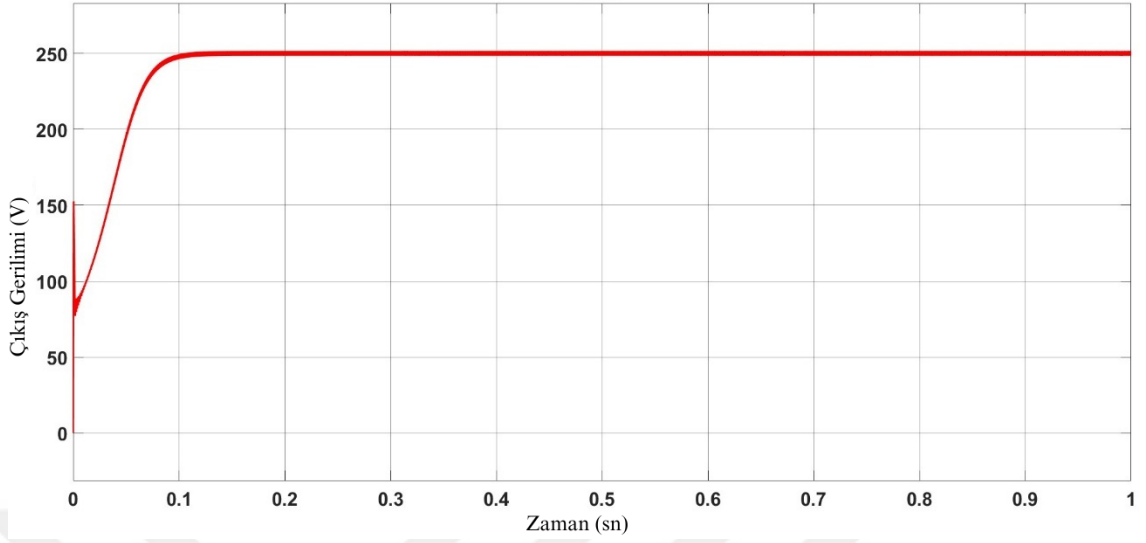
$$C_{min} = \frac{D}{R(\Delta V_o / V_o)f} = \frac{(0,65) \cdot 200}{200 \cdot 5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 4,33\mu F \quad (6.5)$$

Tablo 6.1'de bu benzetim çalışması için seçilen devre parametreleri verilmiştir.

Tablo 6.1. Arttıran dönüştürücü parametreleri

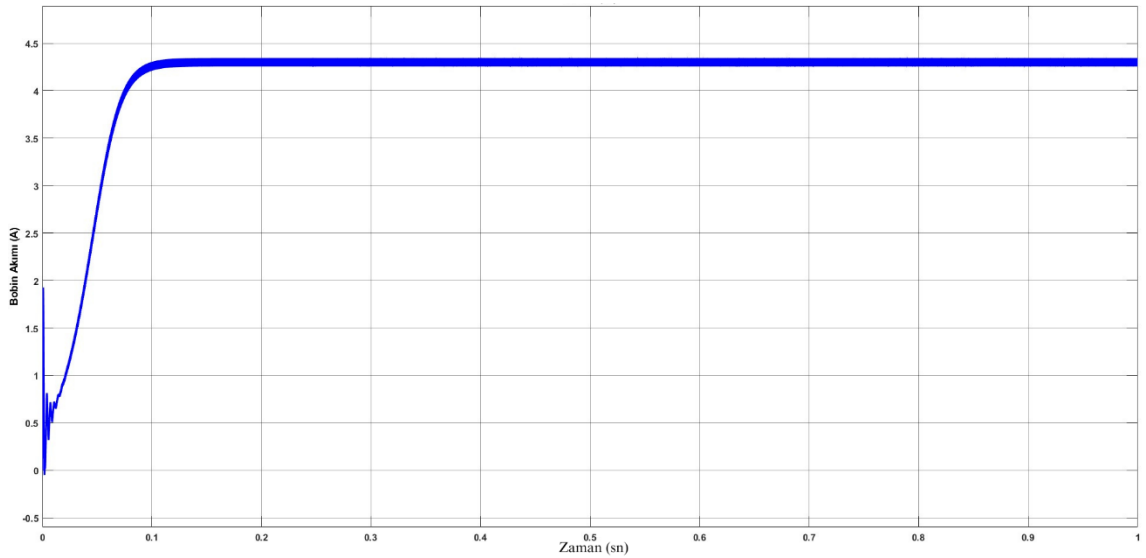
Parametre	Değer
V_i	79V
L	20 mH
C	100 μ F
f_s	30kHz
D (görev periyodu)	0,65

Şekil 6.1'deki gibi benzetim çalışması Matlab SIMULINK® ortamında analiz edildiğinde analiz çıktısı Şekil 6.2'deki gibidir.



Şekil 6.2. Tek fazlı klasik arttıran dönüştürücü analiz çıktısı

Tasarımdaki bobin değeri 20 mH seçilmiştir. Seçilen bu değer denklem 6.4’de hesaplanan sınır bobin değerinden büyüktür ve devrenin sürekli iletim modunda çalışmasını sağlamıştır. Bu bilgiler ışığında aşağıda tek fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akım grafiği verilmiştir ve grafikten de anlaşılacağı üzere devre sürekli iletim modunda çalıştığı gözlemlenmiştir. PI değerleri sistemin yanıtına göre deneme yanılma yöntemi kullanarak en iyi değerler gözlemlendiğinde; K_p değeri 0,0001 ve K_i değeri 0,1 seçilmiştir. Analiz PI kontrolcü tarafından optimize edilip kararlı duruma geldiğinde, bobin akımının 4,35-4,25A aralığında olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 6.3. PI kontrolcü ile kontrol edilen tek fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımı

6.1.2 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Benzetilmesi ve Tasarımı

İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için de hesaplamalar benzer şekilde yapılır.

$$V_o = \frac{V_s}{1-D_{\min}} = 250 = \frac{88,4}{1-D_{\min}} \Rightarrow D_{\min} = 0,65 \quad (6.6)$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D_{\max}} = 250 = \frac{79,1}{1-D_{\max}} \Rightarrow D_{\max} = 0,68 \quad (6.7)$$

İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerde yük değerini seçerken, dönüştürücünün güç bilgisi ve çıkış gerilimi kullanarak yapılır:

$$P = \frac{V_o^2}{R_{\min}} = R_{\min} = \frac{V_o^2}{P} = R_{\min} = \frac{250^2}{500} = R_{\min} = 125\Omega \quad (6.8)$$

İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için yük değeri 200Ω seçilmiştir. L_{\min} ve C_{\min} değerleri 30kHz anahtarlama frekansı için aşağıdaki gibi denklem 4.44 ve 4.45'den faydalanarak hesaplanır.

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = \frac{0,65 \cdot (0,36)^2 \cdot 200}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 280,08\mu H \quad (6.9)$$

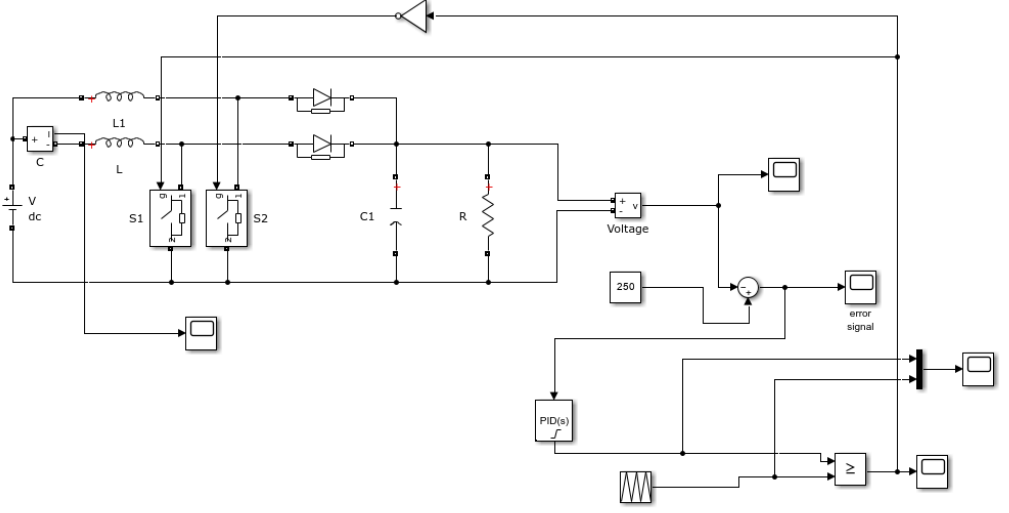
$$C_{\min} = \frac{D}{R(\Delta V_o / V_o)f} = \frac{(0,65) \cdot 200}{200 \cdot 5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 4,33\mu F \quad (6.10)$$

Tablo 6.2'de İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için seçilen devre parametreleri verilmiştir.

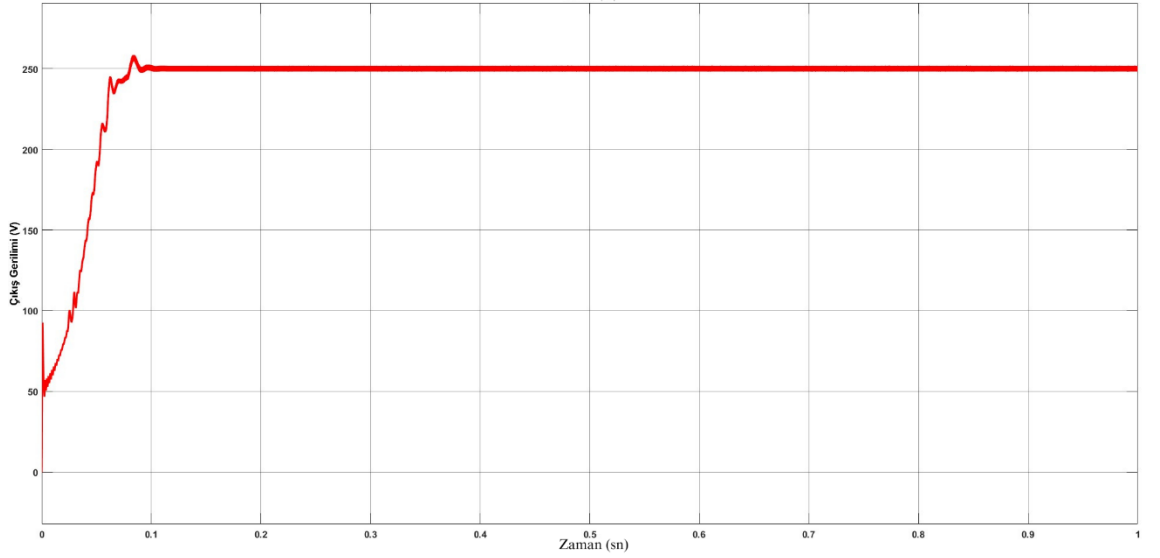
Tablo 6.2. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü parametreleri

Parametre	Değer
V_i	79V
L	10 mH
C	100 μ F
f_s	30kHz
D (görev periyodu)	0,65

Bu bilgilere göre iki fazlı interleaved dönüştürücü benzetimi ve benzetim analizi sonucu Şekil 6.4 ve Şekil 6.5’de verilmiştir.



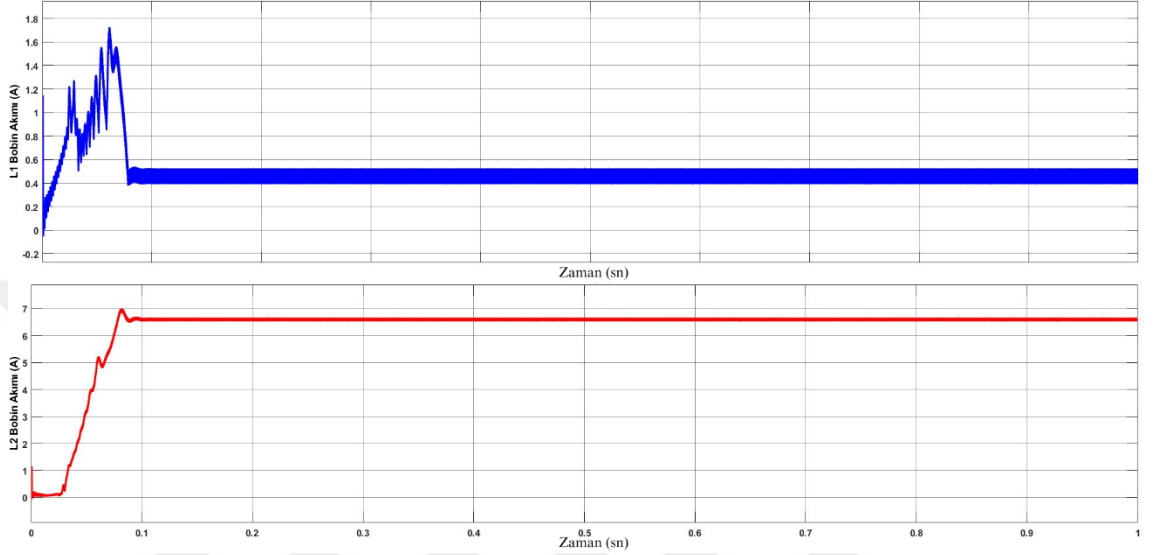
Şekil 6.4. İki fazlı arttıran dönüştürücü benzetimi



Şekil 6.5. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü analiz çıktısı

Tasarımdaki bobin değeri 10 mH seçilmiştir. Seçilen bu değer denklem 6.9’da hesaplanan sınır bobin değerinden büyüktür ve devrenin sürekli iletim modunda çalışmasını sağlamıştır. Bu bilgiler ışığında aşağıda tek fazlı arttıran dönüştürücünün L_1 ve L_2 bobinlerinin akım grafiği verilmiştir ve grafikten de anlaşılacağı üzere devre sürekli iletim modunda çalıştığı gözlemlenmiştir. PI değerleri sistemin yanıtına göre deneme

yanılma yöntemi kullanarak en iyi değerler gözlenerek ayarlanmıştır. Analiz, K_p değeri 0,00001 ve K_i değeri 0,1 olan PI kontrolcü tarafından optimize edilip kararlı duruma geldiğinde, L_1 bobin akımının 0,5-0,4A aralığında olduğu gözlemlenmiştir. L_2 bobin akımının da 6,7-6,6A aralığında olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 6.6. PI kontrolcü ile kontrol edilen iki fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımları

6.1.3 Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü

Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için de aynı hesaplamalar yapılır.

$$V_o = \frac{V_s}{1-D_{\min}} = 250 = \frac{88,4}{1-D_{\min}} \Rightarrow D_{\min} = 0,65 \quad (6.11)$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D_{\max}} = 250 = \frac{79,1}{1-D_{\max}} \Rightarrow D_{\max} = 0,68 \quad (6.12)$$

dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerde yük değerini seçerken, dönüştürücünün güç bilgisi ve çıkış gerilimi kullanarak yapılır:

$$P = \frac{V_o^2}{R_{\min}} = R_{\min} = \frac{V_o^2}{P} = R_{\min} = \frac{250^2}{500} = R_{\min} = 125\Omega \quad (6.13)$$

dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için yük değeri 200Ω seçilmiştir. L_{\min} ve C_{\min} değerleri 30kHz anahtarlama frekansı için aşağıdaki gibi denklem 5.44 ve 5.45'den faydalanarak hesaplanır.

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} = \frac{0.65 \cdot (0.36)^2 \cdot 200}{2 \cdot 30 \cdot 10^3} = 280,08 \mu H \quad (6.14)$$

$$C_{\min} = \frac{D}{R(\Delta V_o / V_o) f} = \frac{(0.65) \cdot 200}{200 \cdot 5 \cdot 30 \cdot 10^3} = 4,33 \mu F \quad (6.15)$$

Tablo 6.3’de iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için seçilen devre parametreleri verilmiştir.

Tablo 6.3. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü parametreleri

Parametre	Değer
V_i	79V
L	2.2 mH
C	750 μF
f_s	30kHz
D (görev periyodu)	0,65

Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetimi yapılırken dikkat edilmesi gereken hususlardan birisi fazlar arası açı farkı ve benzetimde bu farka göre PWM sinyallerinin gönderilmesidir. Denklem 5.47 kullanılarak dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü faz farkı:

$$\frac{360}{4} = 90^\circ \quad (6.16)$$

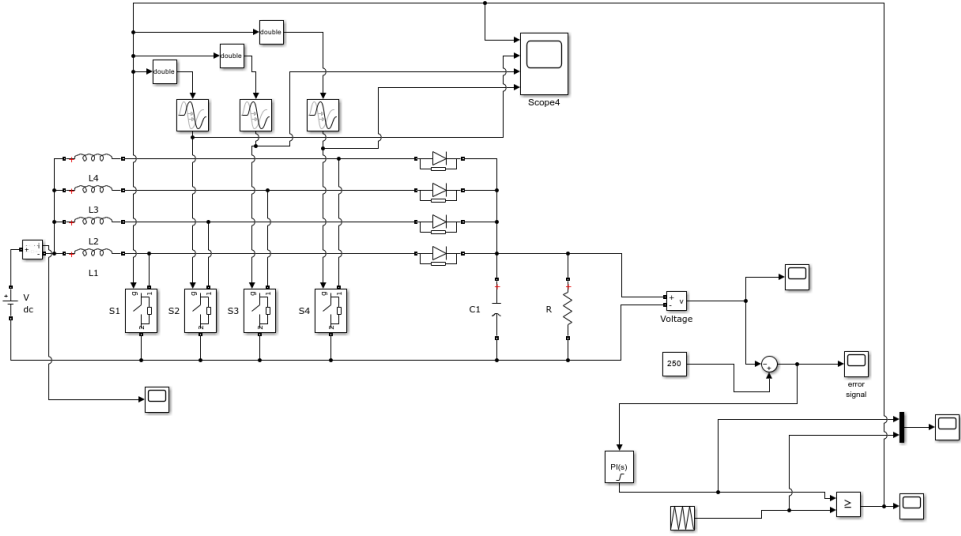
olarak hesaplanır. Bu 90° faz farkının verilebilmesi için PWM sinyallerinin tetikleme sürelerinin farklı olması gerekmektedir. Bu süreyi

$$\Delta t = \frac{T}{n} \quad (6.17)$$

hesaplanırken buradaki T periyodu temsil eder ve n de faz sayısını temsil etmektedir. Bu denkleme göre dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için gerekli olan faz geciktirmesi miktarı:

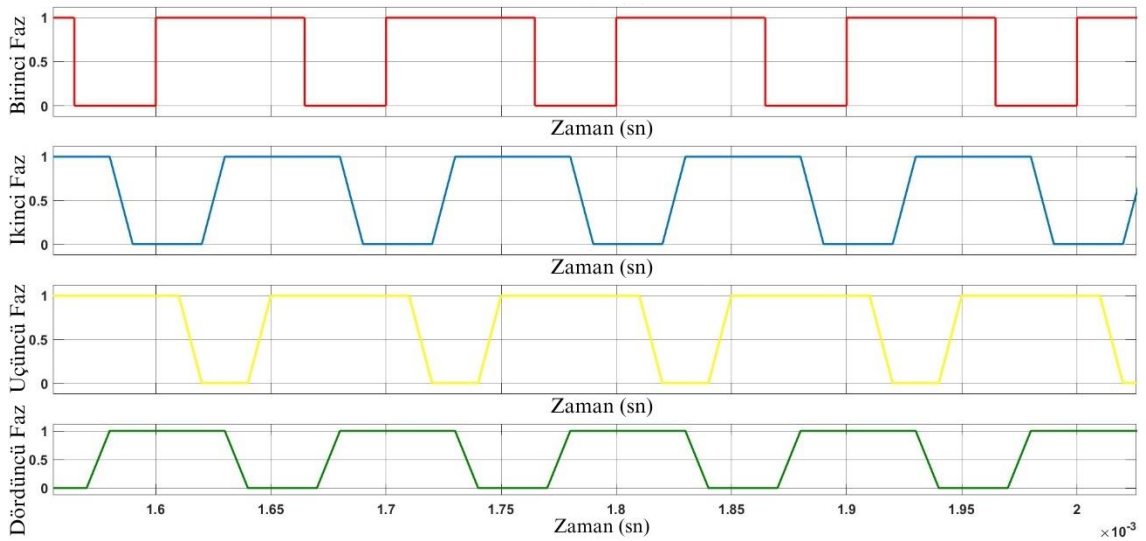
$$\Delta t = \frac{1/30000}{4} = 8.33 \mu s \quad (6.18)$$

olarak hesaplanır. İkinci fazla birinci faz PWM sinyalleri arasında $8,33\mu\text{s}$ gecikme olması gerekirken birinci fazla ile üçüncü faz arasında $16,33\mu\text{s}$, birinci fazla ile dördüncü faz arasında da PWM sinyallerinde $25\mu\text{s}$ gecikme olması gerekir. Böylelikle PWM fazı doğru bir şekilde kaydırılmış olur. Şekil 6.7’de, ilk olarak dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetimi gösterilmiştir.

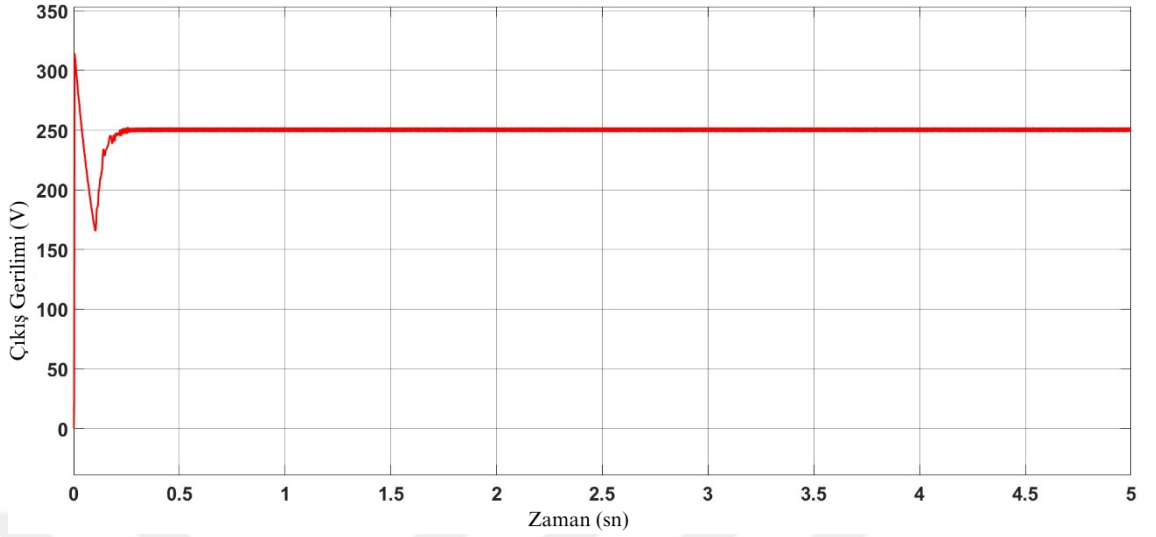


Şekil 6.7. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetimi

Şekil 6.8’de dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü için sağlanması gereken faz kaydırmasının, analizdeki çıktısı gösterilmiştir.

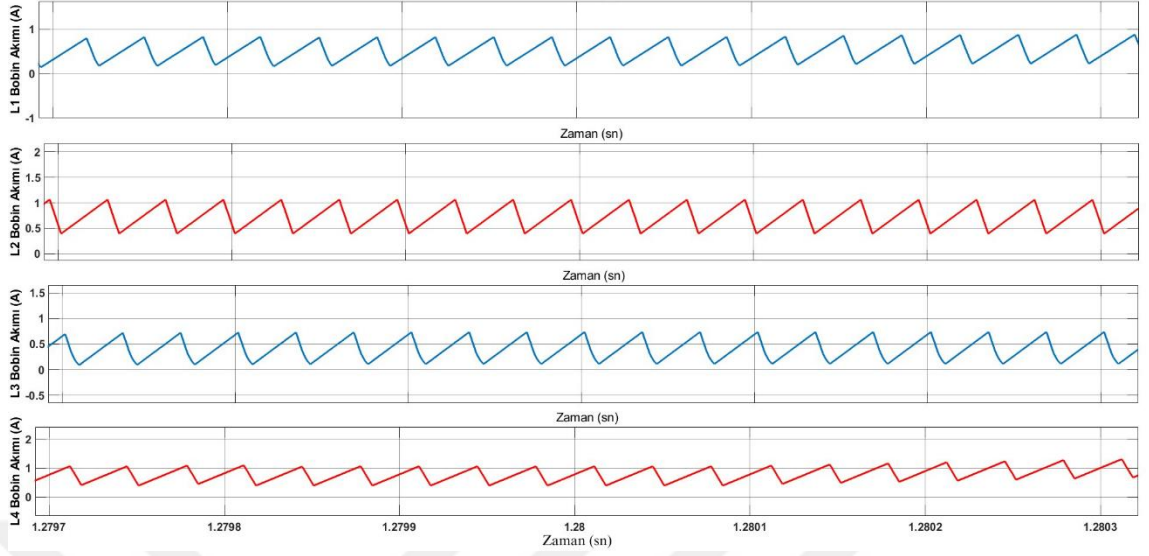


Şekil 6.8. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü faz kaydırması



Şekil 6.9. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü benzetim analizi sonucu

Şekilde 6.9'da dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün çıkış gerilimi grafiği verilmiştir. Tasarımdaki bobin değeri 2 mH seçilmiştir. Seçilen bu değer denklem 6.14'de hesaplanan sınır bobin değerinden büyüktür ve devrenin sürekli iletim modunda çalışmasını sağlamıştır. Bu bilgiler ışığında aşağıda tek fazlı arttıran dönüştürücünün L_1 , L_2 , L_3 ve L_4 bobinlerinin akım grafiği verilmiştir ve grafikten de anlaşılacağı üzere devre sürekli iletim modunda çalıştığı gözlemlenmiştir. Şekil 6.10'da bobin akımları verilmiştir. PI değerleri sistemin yanıtına göre deneme yanılma yöntemi kullanarak en iyi değerler gözlenerek belirlenmiştir. Analiz, K_p değeri 0,0036 ve K_i değeri 0,15 olan PI kontrolcü tarafından optimize edilip kararlı duruma geldiğinde bobin akımları sıfıra düşmeyip devre sürekli iletim modunda çalışmaktadır.



Şekil 6.10. PI kontrolcü ile kontrol edilen dört fazlı arttıran dönüştürücünün bobin akımları

6.2 MGNT Algoritmaları ile Dönüştürücü Benzetimlerinin Birleştirilmesi

Bu bölümde dönüştürücüler ve kullanılan MGNT algoritmalarının benzetim birleştirilmeleri gösterilecektir. Bu benzetimlerin sonuçları, 6. bölümde önerilen PSO algoritmasının parametrelerinin analize olan etkileri incelenmiştir.

6.2.1 P&O MGNT Algoritması ile Dönüştürücülerin Birleştirilip Benzetilmesi

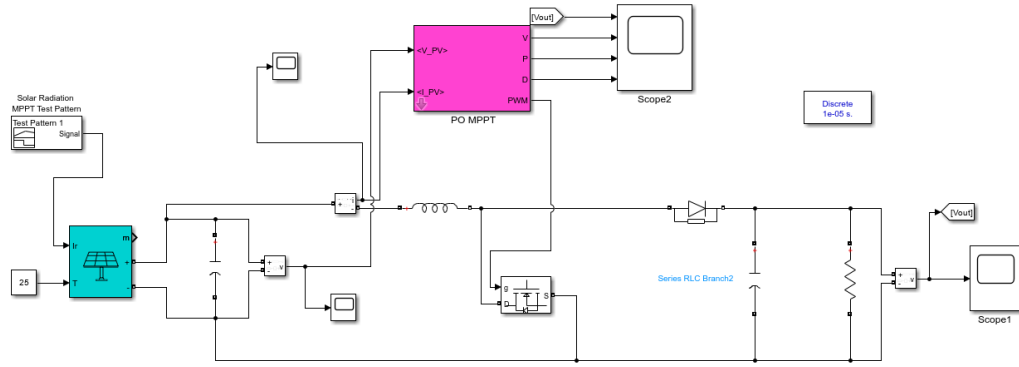
İlk aşamada, tez çalışmasında karşılaştırma algoritması olarak kullanılan P&O MGNT algoritması ile analiz yapılacak olan tek fazlı klasik arttıran, iki fazlı interleaved arttıran ve dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerin birleştirilmesi bu bölümde yapılmıştır. Benzetimde giriş gerilimi olarak iki adet seri bağlı Panasonic serisinin N250 PV modülleri kullanılmıştır. Bu sistemde, zamanla değişen ışınım değerleri PV modülüne uygulanır. P&O algoritması değişiklikleri algılar ve dönüştürücülerin maksimum güç noktasını her zaman sağlayacak şekilde görev döngüsü değerini günceller. Dönüştürücüler, PV modülü ile yük arasındaki bağlantıyı sağlayarak verimli güç dönüşümü ve yönetimi sağlar, bu da sistem kararlılığını artırır ve genel verimliliği yükseltir. PV modülü, sistemdeki ana yenilenebilir enerji kaynağı olarak görev yapar ve güneş ışığını elektrik enerjisine dönüştürerek ek işlem için dönüştürücüye yönlendirir. Sistemin verimliliği büyük ölçüde PV modülünün ışınım seviyesi ve sıcaklık gibi performans özelliklerine bağlıdır, bu özellikler kritik rol oynar. Arttıran dönüştürücü, PV modül ve P&O algoritması bir arada kullanıldığında hem güç transfer verimliliğini hem

de performansı dinamik olarak artıran kapalı döngü kontrol sistemi oluşturur. PV modülü güneş enerjisini toplar ve bu enerji daha sonra yük taleplerini karşılamak için dönüştürücü tarafından işlenir.

Aşağıdaki başlıklarda P&O MGNT algoritması ile dönüştürücülerin birleşimiyle oluşan benzetimler gösterilmiştir.

6.2.1.1 Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü ve P&O Benzetimi

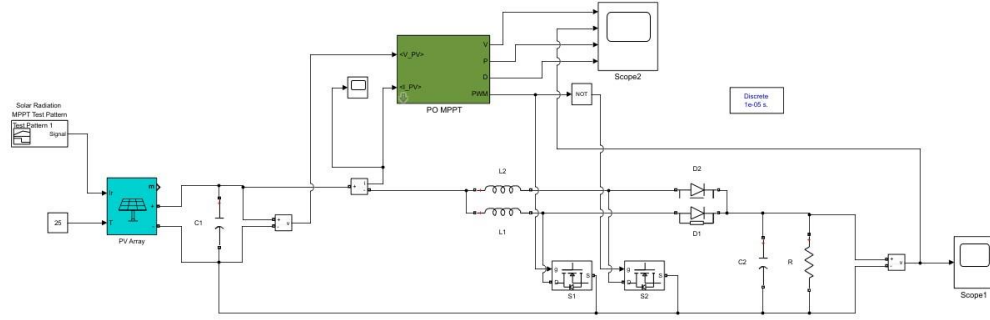
Şekil 6.11’de P&O algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topolojisi tek fazlı arttıran dönüştürücü topolojisidir.



Şekil 6.11. Tek fazlı arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi

6.2.1.2 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ve P&O Benzetimi

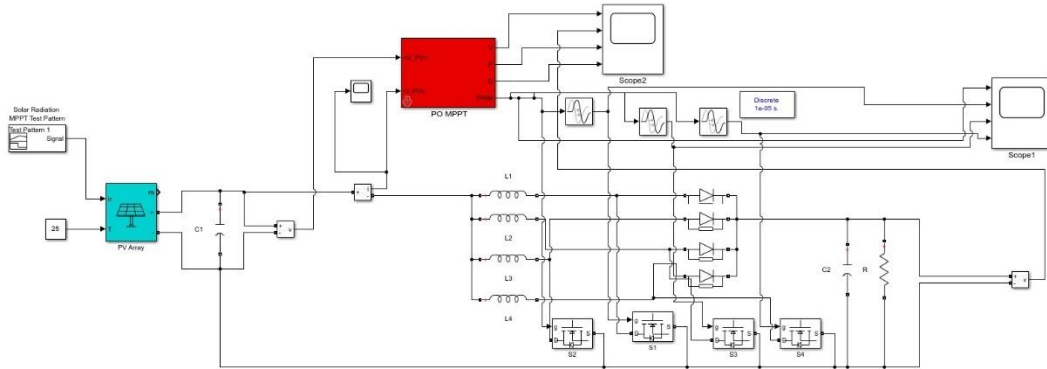
Şekil 6.12’de P&O algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topolojisi iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topolojisidir.



Şekil 6.12. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi

6.2.1.3 Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ve P&O Benzetimi

Şekil 6.13’de P&O algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topolojisi dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topolojisidir.



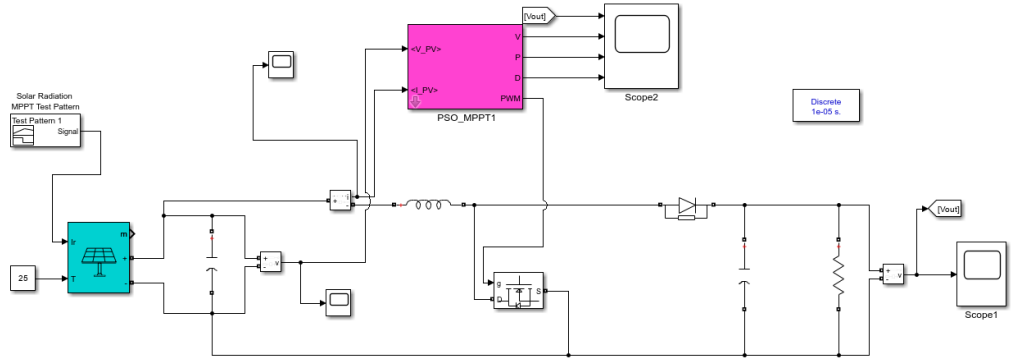
Şekil 6.13. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve P&O benzetimi

6.2.2 Önerilen PSO MGNT Algoritması ile Dönüştürücülerin Birleştirilip Benzetilmesi

PSO, tüm çözüm uzayını daha geniş bir şekilde tarayarak küresel optimum çözümü bulma eğilimindedir. Bu eğilim, PSO'nun, P&O'nun sıkışabileceği yerel maksimumların ötesinde daha iyi sonuçlar elde etmesine yardımcı olur. P&O algoritması, yerel

maksimumlarda sıkışma riski taşır, çünkü sadece küçük perturbasyonlar ve gözlemler kullanarak maksimum güç noktasını bulmaya çalışır. PSO, parçacıkların kolektif hareketi ve bilgi paylaşımı sayesinde bu riski daha düşük seviyelerde tutar ve küresel optimuma daha yakın sonuçlar elde eder. PSO, özellikle değişken ışınım ve yük koşullarına sahip sistemlerde daha iyi performans gösterir. P&O algoritması, çevresel değişikliklere yanıt verirken bazen daha yavaş veya düzensiz bir performans sergiler. PSO, parametre ayarları açısından daha esneklik sunar. Parçacık sayısı, hız ve konum güncellemeleri gibi parametrelerle performansı optimize edilir.

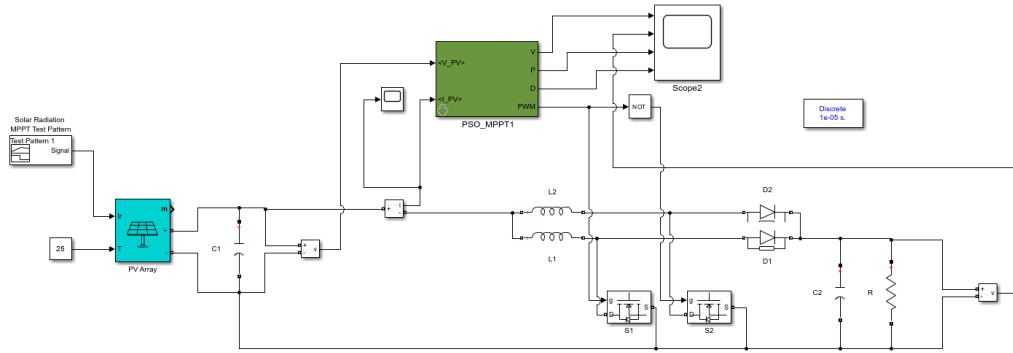
Şekil 6.14’de PSO algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topoloji tek fazlı arttıran dönüştürücü topolojisidir.



Şekil 6.14. Tek fazlı arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi

6.2.2.1 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ve PSO Benzetimi

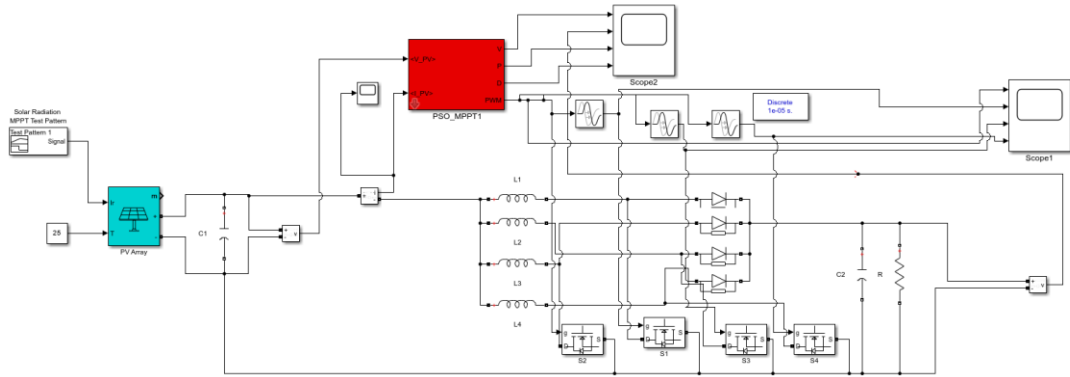
Şekil 6.15’de PSO algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topoloji dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topolojisidir.



Şekil 6.15. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi

6.2.2.2 Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ve PSO Benzetimi

Şekil 6.16’da PSO algoritması matlab fonksiyon bloğu içerisinde oluşturulmuştur. Devre topoloji iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü topolojisidir.



Şekil 6.16. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve PSO benzetimi

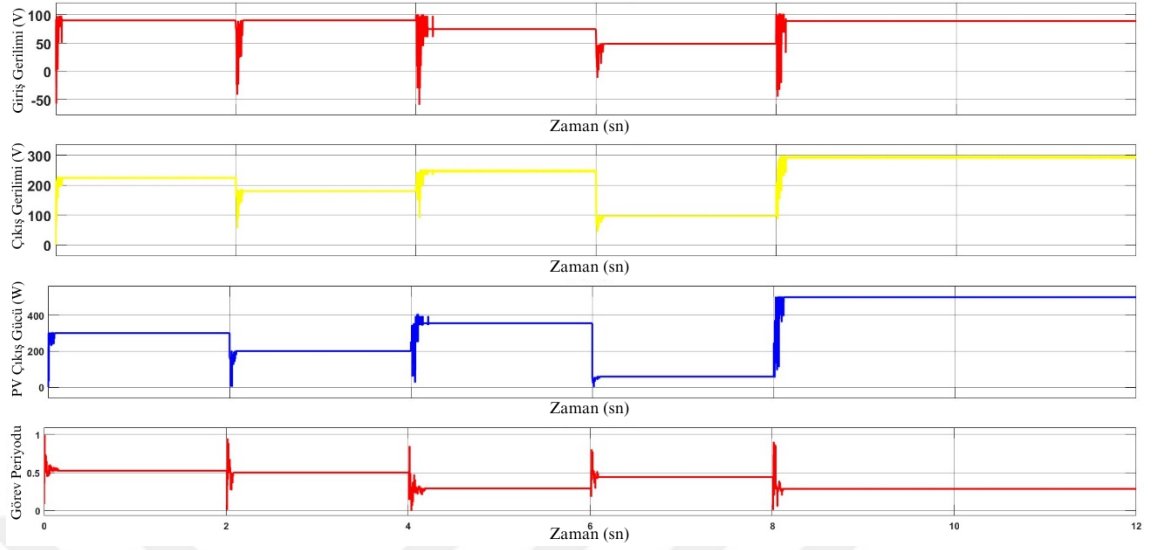
7 . BÖLÜM

PSO PARAMETRELERİNİN BENZETİME OLAN ETKİSİ

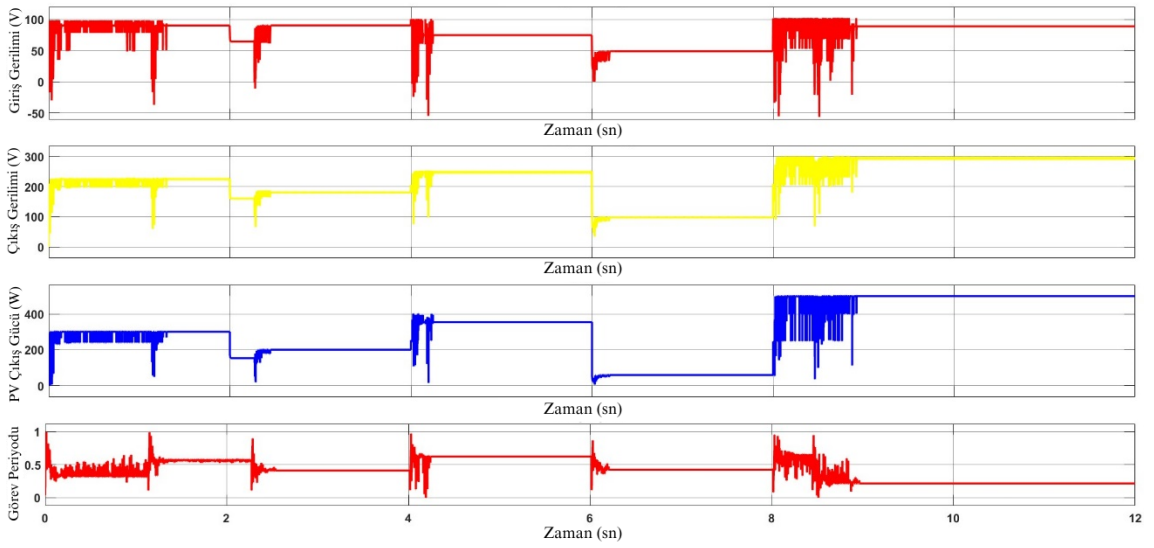
Bölüm 4’de denklem 4.9 ve 4.10’da gösterildiği gibi, PSO algoritmasının sonuçlarını doğrudan çok net şekilde etkileyen değişkenler mevcuttur. Bu bölümdeki analizlerde parçacık sayısı (n), eylemsizlik ağırlığı (w) ve sosyal & bilişsel katsayıların (c_1, c_2) analize olan etkileri incelenmiştir. Bu incelemeler esnasında başlık 5.1.2’de yer alan, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü kullanılmıştır. Benzetim çıktılarında yer alan grafikteki ilk sıra giriş gerilimini, ikinci sıra çıkış gerilimini, üçüncü sıra çıkış gücünü ve dördüncü sıra da görev periyodunu temsil etmektedir. Bu bölümde kullanılan tüm grafikler için bu düzen aynıdır.

7.1 Parçacık Sayısı (n)

PSO algoritması, her bir parçacığın potansiyel bir çözümü temsil ettiği bir parçacık grubunu yönetir. Parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) bağlamında, bir "parçacık" optimizasyon probleminin arama alanında potansiyel bir çözümü simgeler. Her parçacık, bu alanda hem bir konuma hem de bir hıza sahiptir ve en iyi çözümü aramak amacıyla iteratif olarak ayarlanır [48]. Parçacık sayısının çok olması algoritmayı yavaşlatmaktadır. MPPT algoritmalarında düşük miktarda parçacık seçildiği gözlemlenmiştir. Örneğin, atıf [49]’ da PSO algoritması MGNT olarak kullanıldığı bir çalışmada parçacık sayısı 3 olarak seçilmiştir. Bu bilgiler eşliğinde analizler parçacık sayılarının 3-8 aralığında seçildiği durumlarda gerçekleştirilmiş olup, Şekil 7.1 ve 7.2’deki benzetimlerde parçacık sayıları sırasıyla “4” ve “7” olarak ayarlanmıştır.



Şekil 7.1. Parçacık 4 olarak seçildiğinde benzetim analiz sonucu



Şekil 7.2. Parçacık 7 olarak seçildiğinde benzetim analiz sonucu

Benzetim çıktılarına göre, PV modülün çıkış gücü ve görev periyodu gibi hayati önem taşıyan değişkenlere bakıldığında en iyi sonucun parçacık sayısının “4” olarak seçildiği durumda elde edildiği gözlemlenmiştir. Bunun sonucu olarak tez çalışmasında yer alan tüm analizlerde parçacık sayısı “4” olarak ayarlanmıştır.

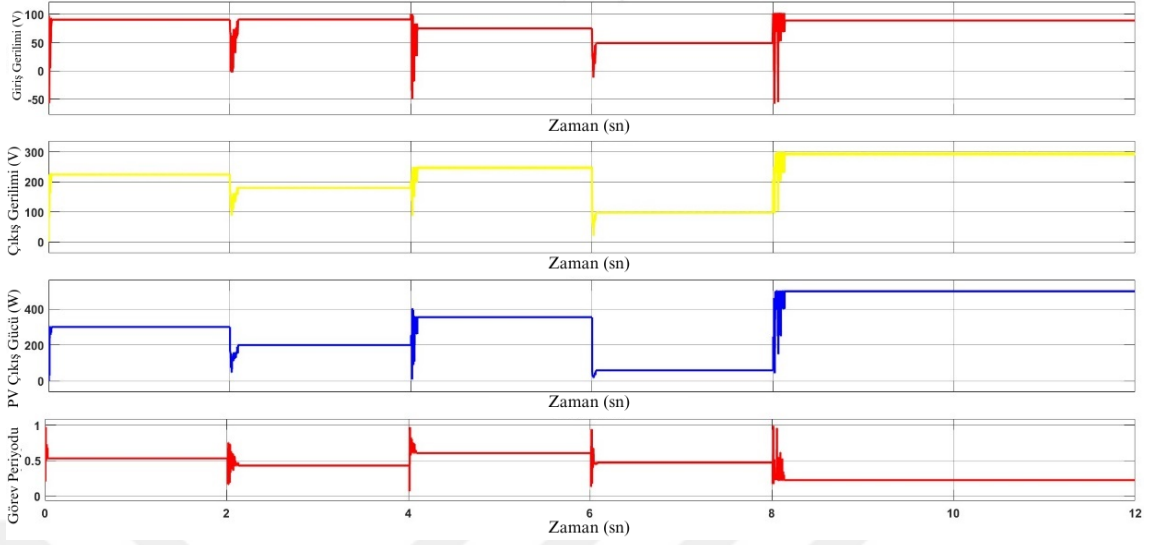
7.2 Eylemsizlik Ağırlığı (w)

PSO algoritmasında eylemsizlik ağırlığı, yerel ve küresel arama süreçleri arasında denge kurmada kritik bir rol oynar. Yüksek eylemsizlik ağırlığı, algoritmanın küresel arama kapasitesini artırırken, düşük eylemsizlik ağırlığı yerel arama kapasitesini güçlendirir. Bu parametrenin doğru bir şekilde ayarlanması, daha az sayıda iterasyonla optimal sonuçlara ulaşmayı sağlar. Bir önceki iterasyondaki hız bilgisinin, yeni hız bilgisine etkisini eylemsizlik ağırlığı ayarlar. Bu, optimizasyon sürecinin keşif ve faydalanma aşamaları arasında bir denge sağlar. Parçacık sürü optimizasyonunda (PSO) en iyi performansa ulaşmak için eylemsizlik ağırlığının doğru bir şekilde ayarlanması çok önemlidir. Denklem 7.1’de eylemsizlik ağırlığının hesaplanması gösterilmiştir [49].

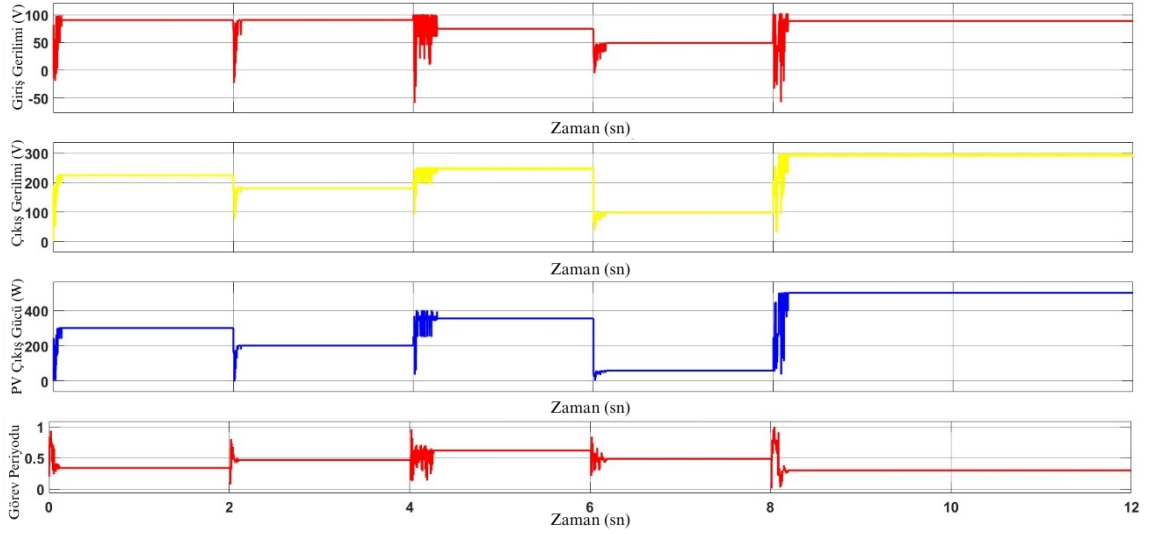
$$w = w_{\max} - \frac{w_{\max} - w_{\min}}{iter_{\max}} \cdot iter \quad (7.1)$$

- $iter$ İterasyon (tekrarlama) sayısı
- $iter_{\max}$ Maksimum iterasyon sayısı
- w_{\max} Eylemsizlik ağırlığının maksimum değeri
- w_{\min} Eylemsizlik ağırlığının minimum değeri

Eylemsizlik ağırlığının maksimum ve minimum değerleri, 0 ile 1 arasında değerler alır [50]. Şekil 7.3 ve 7.4’deki benzetimlerde “ w ” sırasıyla “0,1” ve “0,5” olarak seçilmiştir.



Şekil 7.3. Eylemsizlik ağırlığı "0,1" olarak ayarlandığında

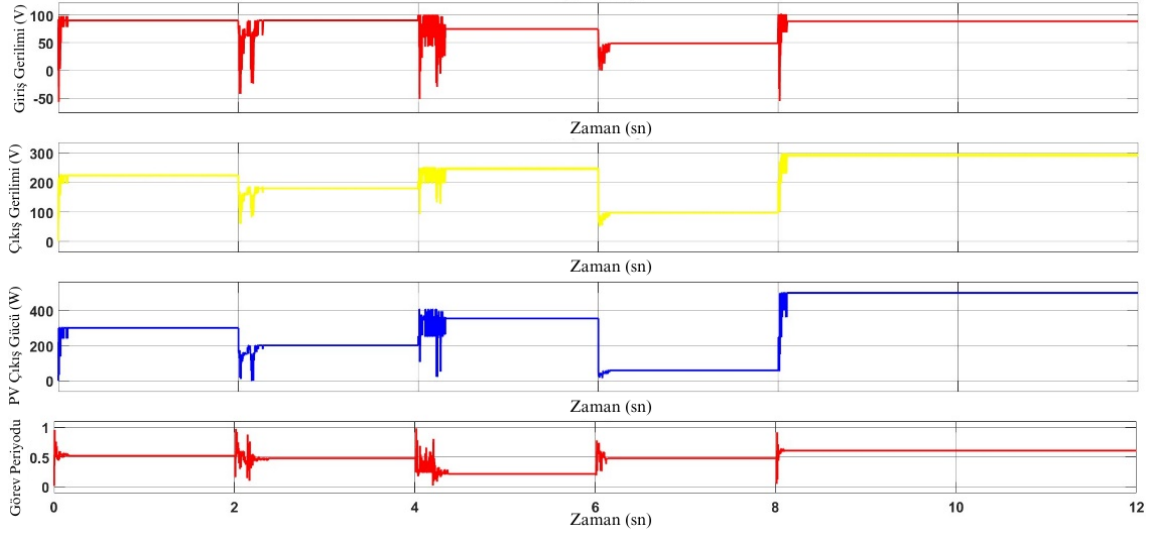


Şekil 7.4. Eylemsizlik ağırlığı "0,5" olarak ayarlandığında

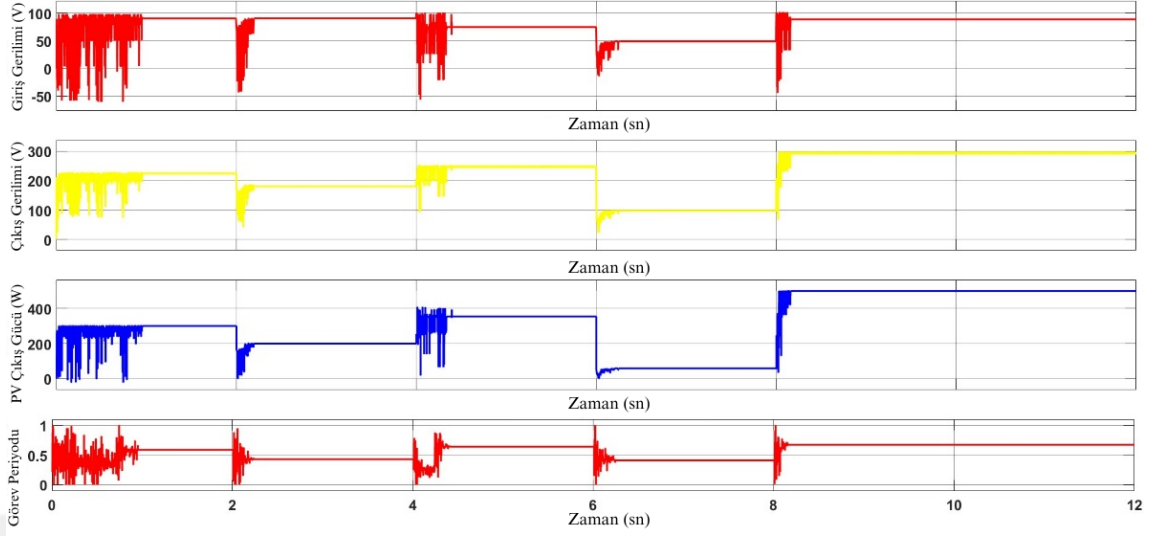
Benzetim çıktılarına göre, PV modülün çıkış gücü ve görev periyodu gibi hayati önem taşıyan değişkenlere bakıldığında en iyi sonucun eylemsizlik ağırlığının "0,1" olarak seçildiği durumda elde edildiği gözlemlenmiştir. Bunun sonucu olarak tez çalışmasında yer alan tüm analizlerde eylemsizlik ağırlığı "0,1" olarak ayarlanmıştır.

7.3 Sosyal ve Bilişsel Katsayılar

Sosyal ve bilişsel katsayılar, parçacığın eğilimini kontrol eder. c_1 , parçacığın kendi en iyi konumuna ($pbest$) olan eğilimini etkilerken, c_2 , küresel en iyi konumuna ($gbest$) olan eğilimini etkiler. Parçacık sürü optimizasyonu (PSO) algoritmasında bilişsel katsayı (c_1) ve sosyal katsayı (c_2) aynı değere sahipse, kişisel deneyim (bilişsel) ve kolektif deneyimin (sosyal) parçacıkların hareketini eşit ağırlıkla etkilediğini gösterir. Bu durum, dengeli bir keşif ve faydalanma stratejisine yol açabilir. c_1 ve c_2 parametrelerinin 1 ile 2,2 aralığında olması, algoritmanın küresel çözümü bulmak olasılığını artırmaktadır [51]. Çalışmalarda, c_1 ve c_2 değerleri her zaman eşit olarak ayarlanmıştır. Şekil 7.5 ve 7.6'daki benzetim çalışmalarında da c_1 ve c_2 değerleri aynı ayarlanmış olup sırasıyla "1" ve "2" değerleri seçilmiştir.



Şekil 7.5. Sosyal ve bilişsel katsayılar "1" olarak seçildiğinde



Şekil 7.6. Sosyal ve bilişsel katsayılar "2" olarak seçildiğinde

Benzetim çıktılarına göre, PV modülün çıkış gücü ve görev periyodu gibi hayati önem taşıyan değişkenlere bakıldığında en iyi sonucun sosyal ve bilişsel katsayılar "1" olarak seçildiği durumda elde edildiği gözlemlenmiştir. Bunun sonucu olarak tez çalışmasında yer alan tüm analizlerde sosyal ve bilişsel katsayılar "1" olarak ayarlanmıştır.

Bu benzetim sonuçlarına göre PSO MGNT algoritmasında kullanılacak PSO değişkenleri ve değerleri tablo 7.1'de verilmiştir. Algoritmanın durdurma durumu da; iterasyon sayısının aşımı durumunda, güç değişiminin %10'nun üstünde olması durumunda ve yakınsama yani parçacık konumlarının arasındaki fark eşit olması durumunda olacak şekilde üç ölçüt ile sağlanmıştır. İterasyon sayısı, arama uzayının optimal seviyede sağlanması ve algoritmanın hızının istenilen düzeyde çalışması için 70 olarak ayarlanmıştır.

Tablo 7.1. PSO MGNT Algoritmasında kullanılan PSO değişkenlerinin değeri

<i>Parametre</i>	<i>Değer</i>
Parçacık Sayısı (n)	4
Eylemsizlik Ağırlığı (w)	0,1
Bilişsel Katsayı (c_1)	1
Sosyal Katsayı (c_2)	1
İterasyon Sayısı (i)	70

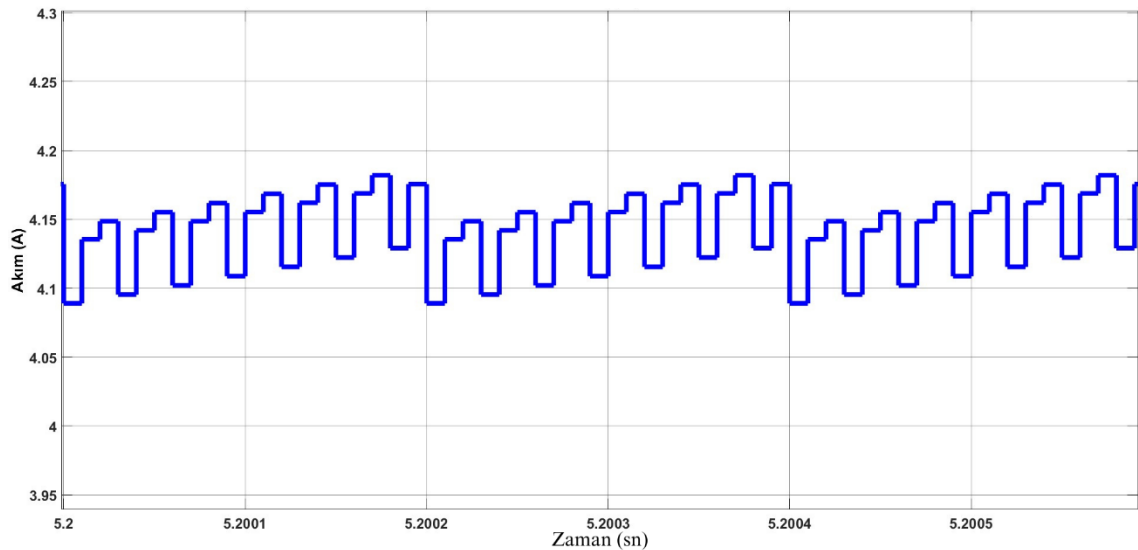
8 .BÖLÜM

PSO MGNT VE P&O MGNT KONTROLLÜ GÜÇ DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİNİN ANALİZİ

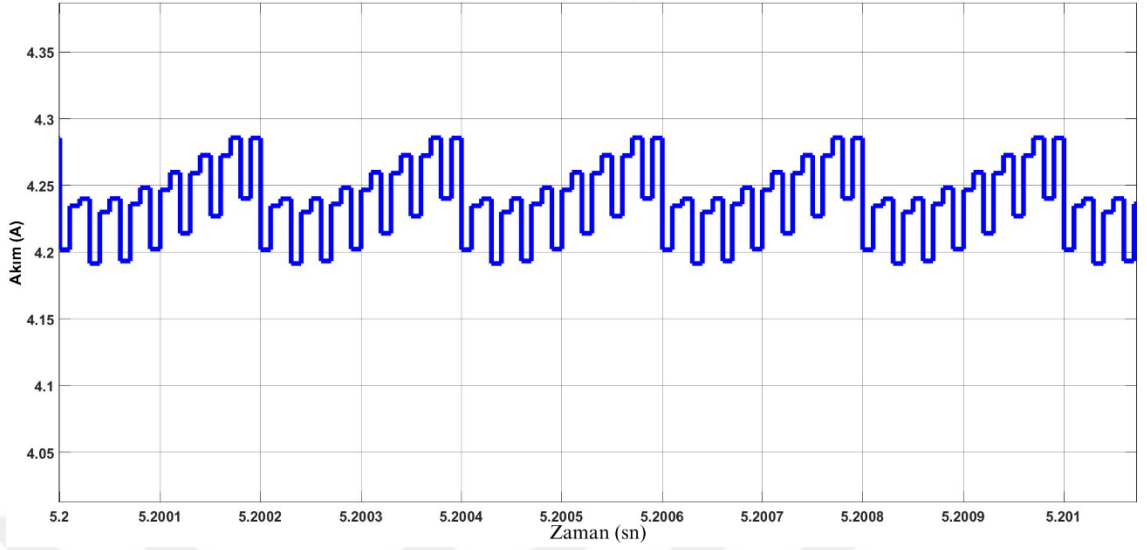
Bu bölümde bir önceki bölümlerde benzetimleri gerçekleştirilen dönüştürücülerin PSO algoritması ve P&O algoritması ile birlikte verdikleri sonuçlar analiz edilmiştir. Dönüştürücü analizleri PSO algoritması baz alınarak yapılmıştır. Çıkış gücü analizleri ise hem PSO hem de P&O algoritması ile yapılmış olup ikisinin kıyaslaması gerçekleştirilmiştir.

8.1 Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü PSO Algoritması ile Karşılaştırılması

5. bölümde verilen bilgilere göre, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün giriş akımı dalgalanması ve çıkış gerilim dalgalanması, geleneksel arttıran konvertör topolojisinden daha az olmalıdır. Şekil 8.1 ve Şekil 8.2 her iki dönüştürücünün de kararlı yanıt verdiği 5,2 saniye ile 5,2005 saniye arasında tek fazlı arttıran dönüştürücü ve iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerin giriş akım dalgalanmaları ve çıkış gerilim dalgalanmaları verilmiştir. Bu analiz sonuçları, geleneksel tek fazlı arttıran dönüştürücünün giriş akımı dalgalanmasının 4,2-4,05 amper arasında başladığını göstermektedir. Diğer taraftan, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akımı dalgalanması, analiz sonucunda maksimum 4,27-4,2 amper aralığındadır.

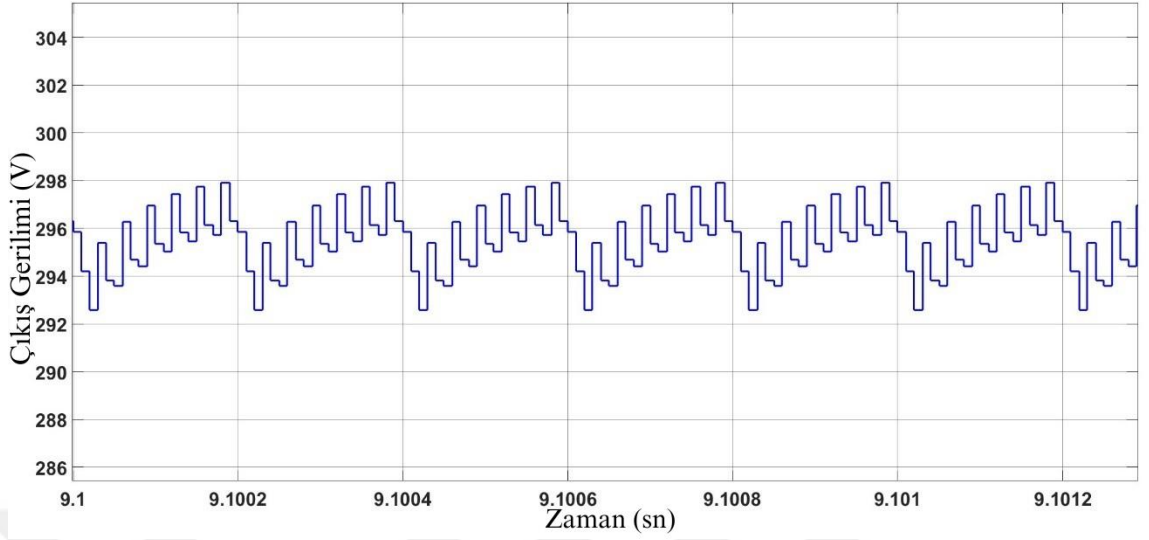


Şekil 8.1. Tek fazlı arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması

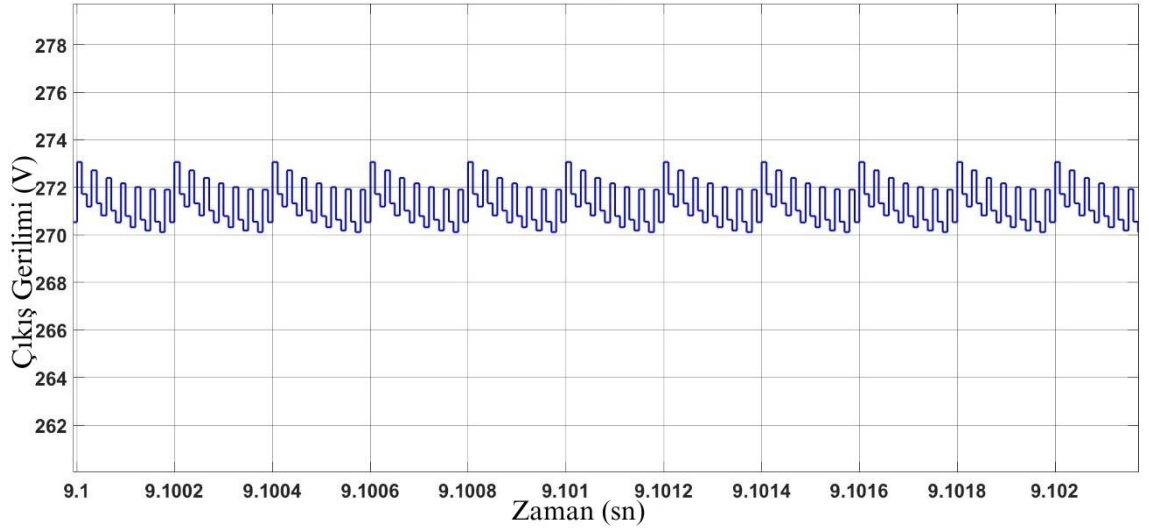


Şekil 8.2. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması

Giriş akım dalgalanmalarının yanı sıra, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün çıkış gerilim dalgalanmalarının da, tek fazlı arttıran dönüştürücülere göre az olması gerekmektedir [52]. Şekil 8.3 ve Şekil 8.4’de her iki dönüştürücünün de kararlı bir çıkış aldığı 9,1 ve 9,1012 saniyeleri arasındaki aynı zamandaki tek fazlı arttıran dönüştürücünün ve iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün çıkış gerilim grafikleri verilmiştir. Bu iki şekilden, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilimi dalgalanmasının tek fazlı arttıran dönüştürücüden çok daha az olduğu açıkça görülmektedir. Geleneksel sistemin gerilimi 298-292V arasında dalgalanırken, iki fazlı sistemde bu değer 273-270V arasındadır. Dolayısıyla, bu iki sistem arasındaki dalgalanma farkları iki katı kadardır.



Şekil 8.3. Tek fazlı arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği

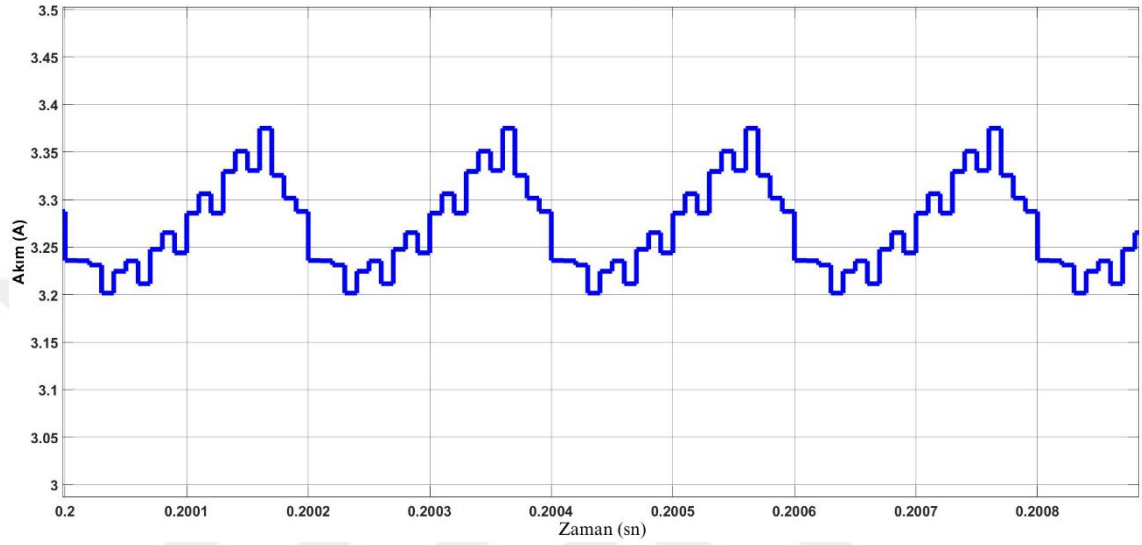


Şekil 8.4. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği

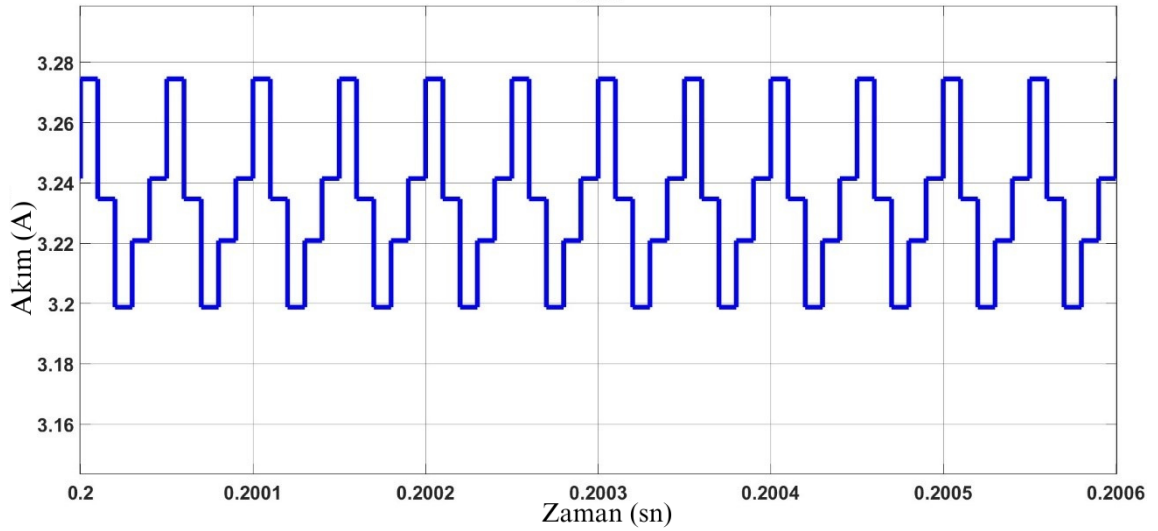
8.2 İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Karşılaştırılması

Yine 5. Bölümde bahsedildiği üzere, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün giriş akım dalgalanmaları ve çıkış gerilim dalgalanmalarının, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü göre daha az olması beklenmektedir. Şekil 8.5 ve Şekil 8.6'da her iki dönüştürücünün de kararlı yanıt verdiği 0,2 saniye ile 0,2008 saniye arasında, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım grafikleri ve çıkış gerilim grafikleri verilmiştir. Bu şekillerden anlaşılacağı gibi, iki fazlı

interleaved arttıran dönüştürücü giriş akımı, 3,4-3,2 A arasında dalganırken, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akımı ise 3,27-3,2 A arasında salınım göstermektedir. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücüde giriş akım dalgalanma miktarının çok daha az olduğu gözlemlenmiştir.



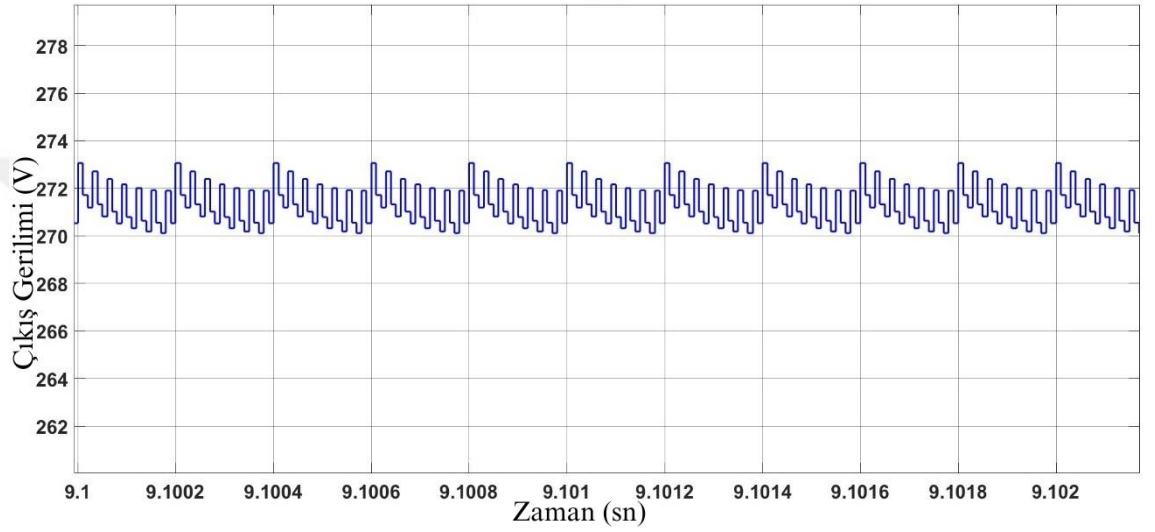
Şekil 8.5. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması



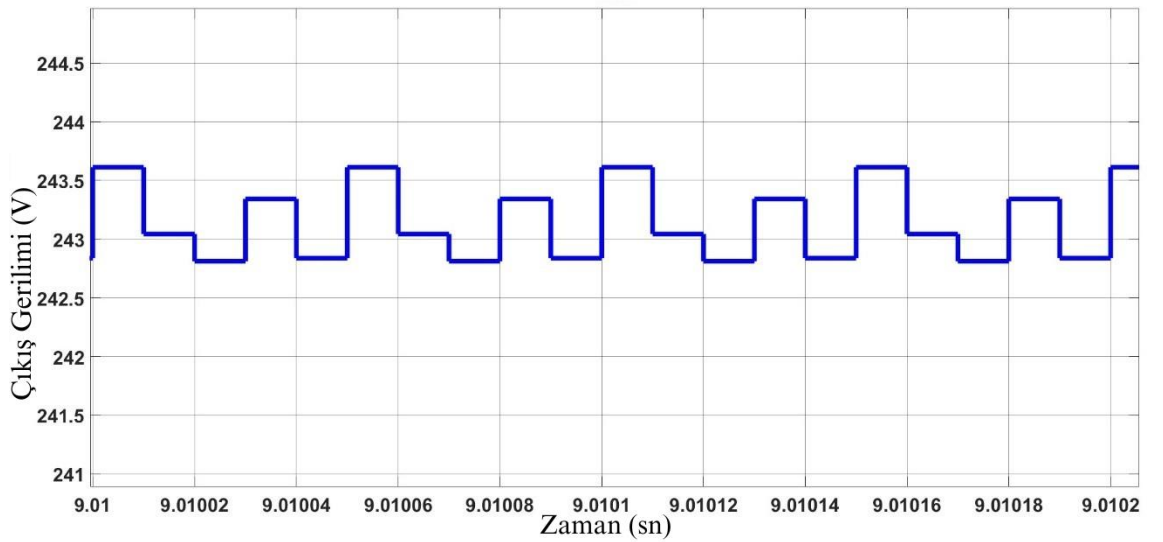
Şekil 8.6. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü giriş akım dalgalanması

Yine giriş akım dalgalanmalarında olduğu gibi, çıkış gerilim dalgalanmalarında da dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücüdeki dalgalanmaların, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücüye göre daha az olması gerekmektedir [53]. Şekil 8.7 ve 8.8'de her iki dönüştürücünün de kararlı bir çıkış aldığı 9,1 ve 9,102 saniyeleri arasındaki grafiklere

bakıldığında, aynı zamandaki dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkışındaki gerilim dalgalanması 243,6V-242,9V arasındadır, diğer yandan iki fazlı sistemde bu değer 273-271V arasındadır. Çok net şekilde gözlemlendiği üzere dört fazlı sistemde gerilim sadece 0,7V'luk bir dalgalanma gösterirken, aynı saniyelerde iki fazlı sistemde 2V'luk dalgalanmalar olmuştur. Belirtildiği gibi dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim dalgalanması iki fazlı sisteme göre çok daha az miktardadır.



Şekil 8.7. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği



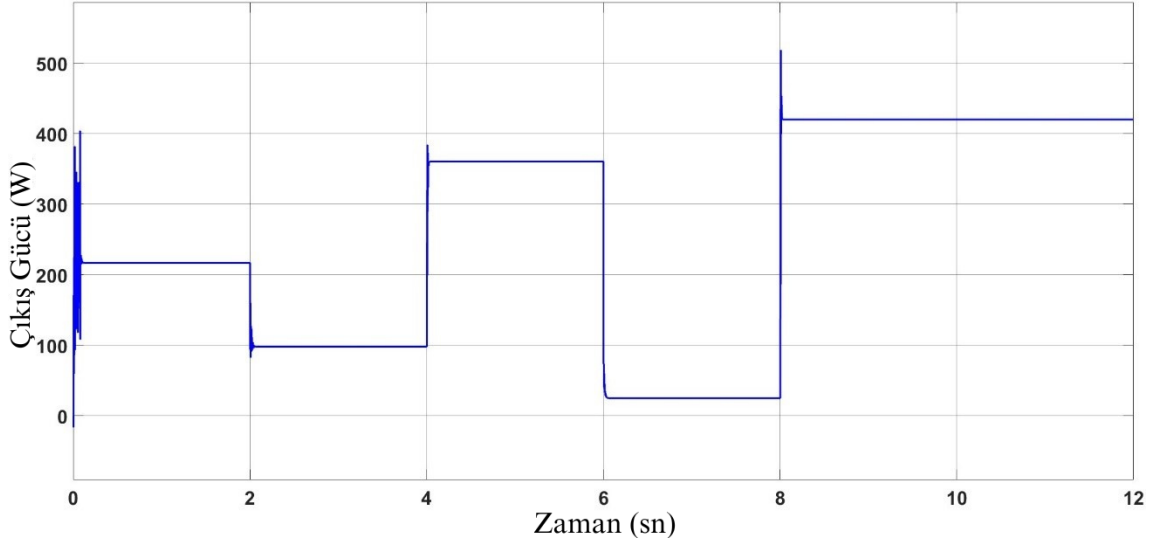
Şekil 8.8. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gerilim grafiği

8.3 PV Panel Güç Çıkışına Göre Algoritmaların ve Dönüştürücülerin Analizi

Şekil 3.10 (b)'ye göre, analizler boyunca, PV modülünün 1000 W/m^2 ışınımında maksimum 500W güç ürettiği gözlemlenmiştir. 800 W/m^2 ışınımında modül maksimum 400W güç üretir. Benzer şekilde, 600 W/m^2 ve 400 W/m^2 ışınımında, modül sırasıyla maksimum 300W ve 200W güç üretir. Son olarak, 200 W/m^2 ışınımında modül 100W çıkış gücü üretir. Bu önerilen sistemde, PV paneli belirli zaman aralıklarında çıkış gücü değişiklikleri mevcuttur. İlk 0-2 saniye içinde maksimum güç çıkışı 300W 'tır. 2-4 saniye arasında maksimum güç çıkışı 200W 'tır. 4-6 saniye arasında maksimum güç çıkışı 400W 'a yükselir. 6-8 saniye arasında en yüksek güç çıkışı 100W 'a ulaşır ve 8-12 saniye aralığında maksimum güç çıkışı en fazla 500W 'tır. Bu tez çalışmasındaki analizler verilen bu bilgiler ışığında gerçekleştirilmiştir.

8.3.1 P&O Algoritması ile Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

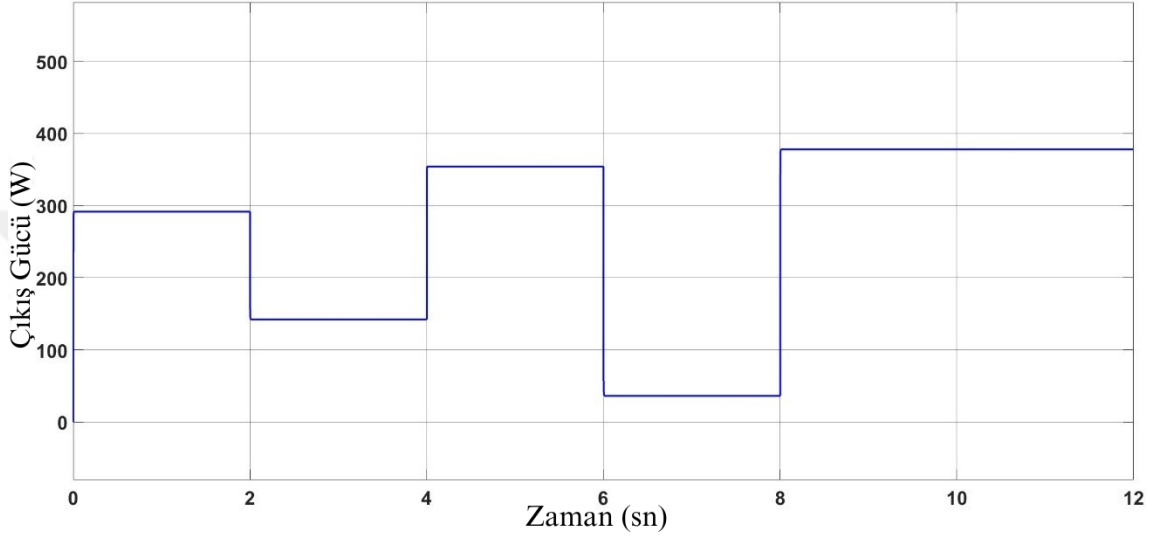
Tek fazlı arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 217W , 2-4 saniye arası 98W , 4-6 saniye arası 360W , 6-8 saniye arası 25W , 8-12 saniye arası da 420W çıkış gücü alındığı gözlemlenmiştir.



Şekil 8.9. Tek fazlı arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği

8.3.2 P&O Algoritması ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

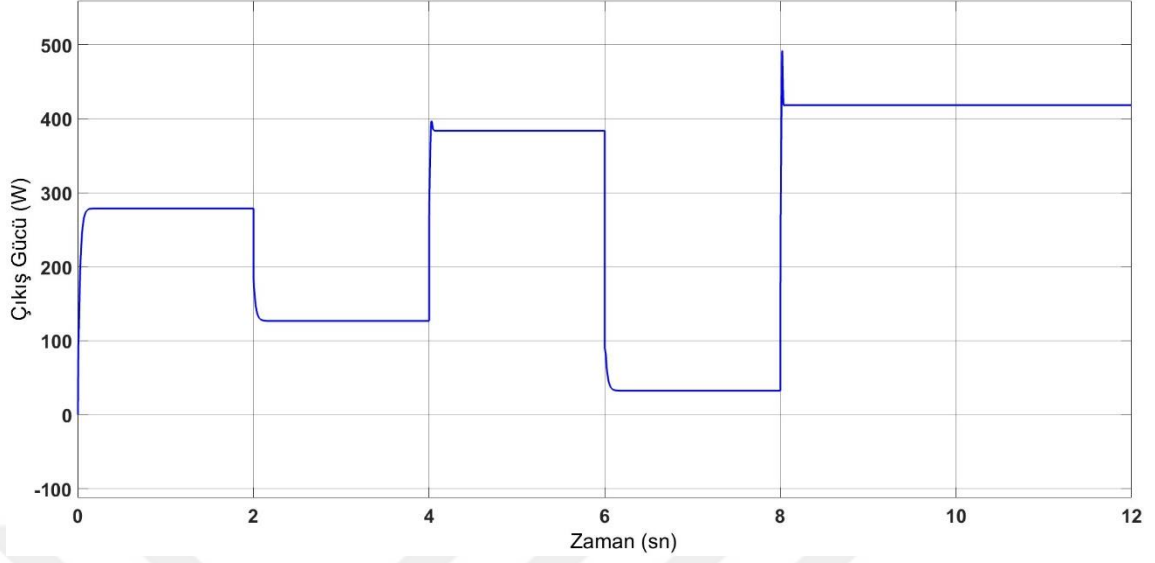
İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 292W, 2-4 saniye arası 140W, 4-6 saniye arası 354W, 6-8 saniye arası 36W, 8-12 saniye arası da 378W çıkış gücü alındığı gözlemlenmiştir..



Şekil 8.10. Tek fazlı arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği

8.3.3 P&O Algoritması ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 285W, 2-4 saniye arası 130W, 4-6 saniye arası 410-400W, 6-8 saniye arası 40W, 8-12 saniye arası da 470-455W arası dalgalı çıkış gücü alındığı gözlemlenmiştir. P&O algoritması dört fazlı durumda kararlılığını diğer topolojilere göre azaltmıştır.



Şekil 8.11. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü P&O çıkış gücü grafiği

8.3.4 P&O Algoritması Verim Tablosu

Yukarıdaki analizlere göre dönüştürücüler için verim tablosu oluşturulmuştur. Verim hesabı:

$$\frac{P_o}{P_{pv}} \times 100 \quad (7.1)$$

Yapılmıştır.

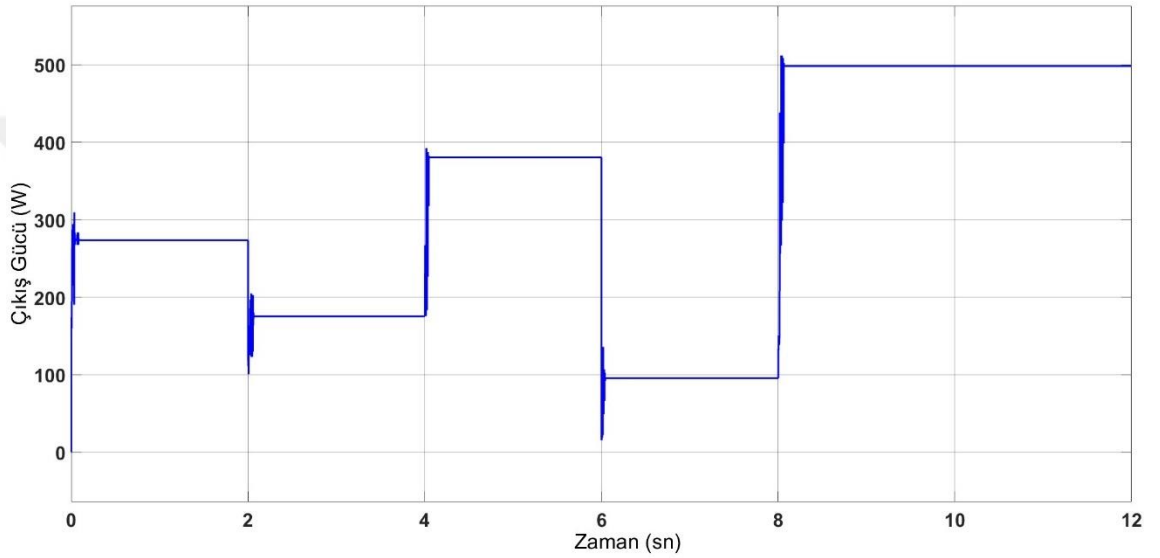
Tablo 8.1. P&O Algoritması Dönüştürücü çıkış güçlerine göre verim hesabı

İşıma Durumu	PV Panel Katalog Çıkış Gücü	Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi	İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi	Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi
200 W/m ²	100 W	25 W	%25	36 W	%36	32 W	%32
400 W/m ²	200 W	98 W	%49	140 W	%70	126 W	%63
600 W/m ²	300 W	217 W	%72	292 W	%97	279 W	%93
800 W/m ²	400 W	360 W	%90	357 W	%89	384 W	%96

1000 W/m ²	500 W	420 W	%84	378 W	%75	419 W	%84
--------------------------	-------	-------	-----	-------	-----	-------	-----

8.3.5 PSO Algoritması ile Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

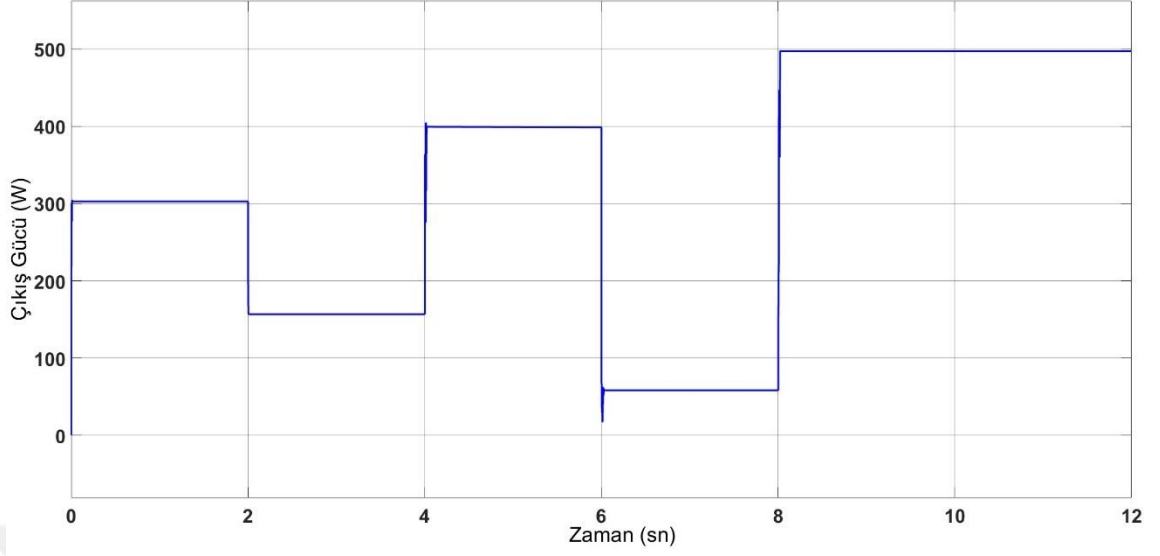
Tek fazlı arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 273,5W, 2-4 saniye arası 175W, 4-6 saniye arası 381W, 6-8 saniye arası 96W, 8-12 saniye arası da 498W çıkış gücü ürettiği gözlemlenmiştir.



Şekil 8.12. Tek fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği

8.3.6 PSO Algoritması ile İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

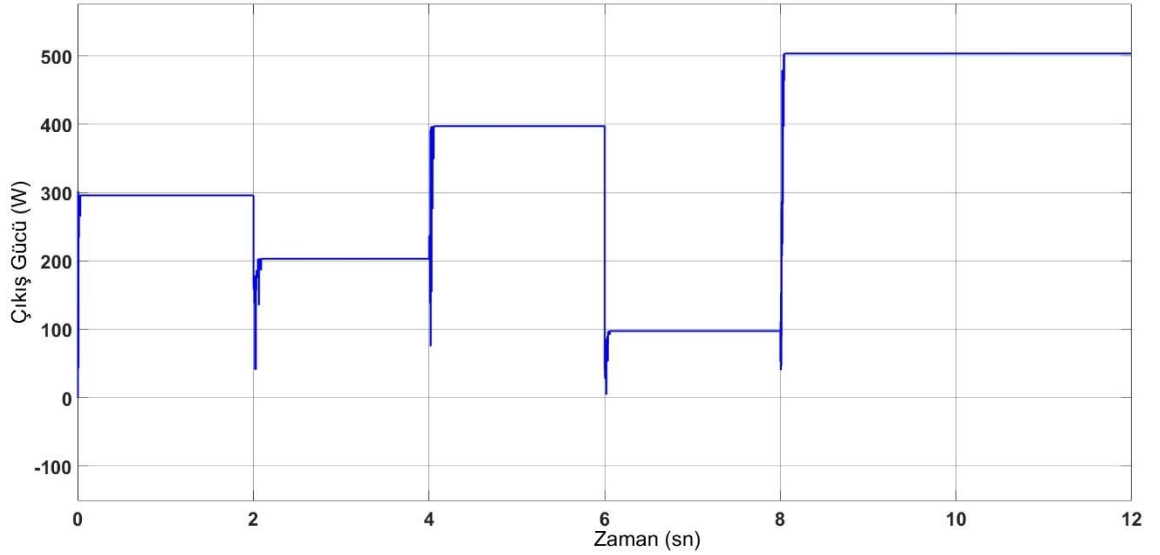
İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 300W, 2-4 saniye arası 160W, 4-6 saniye arası 400W, 6-8 saniye arası 60W, 8-12 saniye arası da 500W çıkış gücü ürettiği gözlemlenmiştir.



Şekil 8.13. İki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği

8.3.7 PSO Algoritması ile Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü Analizi

Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü çıkış gücü grafiği incelendiğinde, 0-2 saniye arası 296W, 2-4 saniye arası 200W, 4-6 saniye arası 397W, 6-8 saniye arası 98W, 8-12 saniye arası da 500W çıkış gücü ürettiği gözlemlenmiştir.



Şekil 8.14. Dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü PSO çıkış gücü grafiği

8.3.8 PSO Algoritması Verim Tablosu

Tablo 8.2. PSO Algoritması Dönüştürücü çıkış güçlerine göre verim hesabı

Işıma Durumu	PV Panel Katalog Çıkış Gücü	Tek Fazlı Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi	İki Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi	Dört Fazlı Interleaved Arttıran Dönüştürücü Çıkış Gücü	Verimi
200 W/m ²	100 W	96W	%96	60 W	%60	98	%98
400 W/m ²	200 W	175 W	%87	160 W	%80	200	%100
600 W/m ²	300 W	273,5 W	%91	300 W	%100	296	%96
800 W/m ²	400 W	381 W	%95	400 W	%100	397	%99
1000 W/m ²	500 W	498 W	%99	500 W	%100	500	%100

Bu tablodan da net bir şekilde anlaşıldığı üzere, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücü, değişken ışırma şiddetleri altında, diğer dönüştürücülere göre çok daha verimli çalışmaktadır. Aynı zamanda PSO algoritmasının da P&O algoritmasına göre çok daha verimli olduğunu ve değişen çevre koşullarına daha doğru yanıtlar verdiği açıkça gözlemlenmiştir.

9 . BÖLÜM

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, PV panellerin verimliliğini artırmak amacıyla PSO tabanlı MGNT algoritması kullanılmış ve P&O MGNT algoritmasına göre performansı detaylı olarak karşılaştırılmıştır. PSO MGNT algoritmasının, fotovoltaik sistemlerin enerji üretiminde daha yüksek verim sağladığı ve dinamik değişimlere daha hızlı ve etkili tepki verdiği gözlemlenmiştir. Bu tez çalışmasında ayrıca, tek fazlı arttıran dönüştürücü, iki fazlı interleaved arttıran dönüştürücü ve dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücülerin performansları karşılaştırılmış ve bu dönüştürücüler PSO algoritması ile birleştirilerek değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün diğer iki dönüştürücüye kıyasla belirgin şekilde daha üstün performans sergilediği gözlemlenmiştir.

Öncelikle, PSO MGNT algoritmasının üstünlüğü, hızlı ve doğru bir şekilde maksimum güç noktasını bulabilme yeteneğinden kaynaklanmaktadır. P&O gibi geleneksel MGNT algoritmalarına kıyasla PSO, karmaşık ve değişken çevresel koşullarda bile stabilize ve hız açısından avantaj sağlamaktadır. PSO algoritması, fotovoltaik sistemlerin anlık değişimlerine uyum sağlayarak maksimum güç çıkışını optimize eder ve enerji üretim verimliliğini artırır. Dönüştürücülerin karşılaştırılmasına gelince, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün diğerlerine göre üstün performans göstermesinin birkaç temel nedeni bulunmaktadır. İlk olarak, interleaved yapının kullanımı, her fazın çıkış akımının toplam akıma katkıda bulunmasını sağlayarak daha düşük dalgalanma ve daha yüksek verimlilik sağlar. Dört fazlı yapı, akım dalgalanmalarını daha da azaltarak sistemin genel verimliliğini artırır. Ayrıca, bu yapı, daha yüksek güç yoğunluğu ve termal yönetim avantajları sunar, bu da dönüştürücünün uzun ömürlü ve güvenilir olmasını sağlar.

Bu tez çalışmasında yapılan benzetim çalışmalarının analiz sonuçları, dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün PSO MGNT algoritması ile birleştirildiğinde, PV sistemlerinin enerji üretim performansında belirgin bir iyileşme sağladığını ortaya koymuştur. Bu verim sonucu Tablo 8.2’de gösterilmiştir. Bu tez çalışmasında elde edilen veriler, bu kombinasyonun özellikle büyük ölçekli PV sistemlerde tercih edilmesi gereken bir çözüm olduğunu göstermektedir.

Sonuç olarak, bu tez çalışması, PV sistemlerinin verimliliğini artırmak için PSO tabanlı MGNT algoritmasının ve dört fazlı interleaved arttıran dönüştürücünün birlikte

kullanılmasının önemli faydalar sağladığını kanıtlamaktadır. Bu yaklaşım, yenilenebilir enerji sistemlerinin daha sürdürülebilir ve ekonomik bir şekilde işletilmesine katkıda bulunarak, enerji dönüşüm teknolojilerinde önemli bir adım olarak değerlendirilebilir. Gelecekte, bu tür entegre sistemlerin daha da optimize edilmesi ve geniş ölçekli uygulamalara uyarlanması üzerine çalışmaların devam etmesi gerekmektedir.



KAYNAKLAR

1. E. Kabalci ve A. Boyar, "Comparison of a Two-Phase Interleaved Boost Converter and Flyback Converter," in *18th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Budapeşte, Macaristan, 26 - 30 Ağustos, 2018, pp. 352-356.
2. Alrubaie, A. J., Al-Khaykan, A., Malik, R. Q., Talib, S. H., Mousa, M. I. ve Kadhim, A. M. "Review on MPPT Techniques in Solar System," *2022 8th International Engineering Conference on Sustainable Technology and Development (IEC)*, Erbil, Irak, 23-24 Şubat 2022.
3. Moradpour, R., Ardi, H., ve Tavakoli, A. "Design and Implementation of a New SEPIC-Based High Step-Up DC/DC Converter for Renewable Energy Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 2, pp. 1290-1297, 2018.
4. Koad, R. B. A., Zobaa, A. F., ve El-Shahat, A. "A Novel MPPT Algorithm Based on Particle Swarm Optimization for Photovoltaic Systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 2, pp. 468 - 476, 2017.
5. Rashid, M. H. *Power Electronics Handbook*, 3rd ed. 2011.
6. İnternet: TEİAŞ. "Kurulu Güç Raporları." <https://www.teias.gov.tr/kurulu-guc-raporlari>
7. Mirbagheri, S. Z., Aldeen, M. ve Saha, S. "A PSO-based MPPT re-initialised by incremental conductance method for a standalone PV system," *2015 23rd Mediterranean Conference on Control and Automation (MED)*, Torremolinos, İspanya, 2015.

8. Chaieb, H. and Sakly, A. "Comparison between P&O and P.S.O methods based MPPT algorithm for photovoltaic systems," *2015 16th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Monastir, Tunus, 2015.
9. Merchaoui, M., Sakly, A. ve Mimouni, M. F. "Improved fast particle swarm optimization based PV MPPT," *2018 9th International Renewable Energy Congress (IREC)*, Hammamet, Tunus, 2018.
10. Khazain, M. A., Hidayat, N. M., Burhanudin, K. ve Abdullah, E. "Boost Converter of Maximum Power Point Tracking (MPPT) Using Particle Swarm Optimization (PSO) Method," *2021 IEEE 12th Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC)*, Shah Alam, Malezya, 2021.
11. Villalva, M. G., Gazoli, J. R. ve Filho, E. R. "Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198 - 1208, 2009.
12. İnternet: U. S. D. o. Energy. "The History of Solar." https://www1.eere.energy.gov/solar/pdfs/solar_timeline.pdf
13. U. S. N. R. E. Laboratory, "Best Research-Cell Efficiency Chart," ed, 2024.
14. Khan, M. N. H., Forouzesh, M., Siwakoti, Y. P., Li, L., Kerekes, T. ve Blaabjerg, F. "Transformerless Inverter Topologies for Single-Phase Photovoltaic Systems: A Comparative Review," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 1, 2020.
15. Mcevoy, A., Markvart, T. ve Castañer, L. *Practical Handbook of Photovoltaics Fundamentals and Applications*, 2nd ed. 2011.
16. Amelia, A. R., Irwan, Y. M., Leow, W. Z., Irwanto, M., Safwati, I. ve Zhafarina, M. "Investigation of the Effect Temperature on Photovoltaic (PV) Panel Output

Performance," *International Journal on Advanced Science Engineering and Information Technology*, vol. 6, no. 5, 2016.

17. Principe, J. A., Bauzon, M. D. A. I., Sotto, M. E. ve Cañete, J. M. "Remote Sensing-based Estimation of Potential Solar PV Power Output Considering the Effects of High Temperature, Dust and Precipitation: Case of the Philippines," *2023 IEEE/IAS Industrial and Commercial Power System Asia (I&CPS Asia)*, Chongqing, Çin, 2023.
18. Touati, F., Al-Hitmi, M. ve Bouchech, H. "Towards understanding the effects of climatic and environmental factors on solar PV performance in arid desert regions (Qatar) for various PV technologies," *2012 First International Conference on Renewable Energies and Vehicular Technology*, Nabeul, Tunus, 2012.
19. Dambhare, M. V., Butey, B. ve Moharil, S. V. "Solar photovoltaic technology: A review of different types of solar cells and its future trends," *International Conference on Research Frontiers in Sciences (ICRFS 2021)*, 2021.
20. Belkaid, A., Colak, I., Kayisli, K., Sara, M. ve Bayindir, R. "Modeling and Simulation of Polycrystalline Silicon Photovoltaic Cells," *7th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, 2019.
21. İnternet: A. S. Solar. "Monocrystalline vs. Polycrystalline Solar Panels." <https://americansentrysolar.com/monocrystalline-vs-polycrystalline-solar-panels/>
22. Feng, Z. and Zhou, Y. "Research on thin film solar cell: Principal and parameters," *2022 IEEE 2nd International Conference on Data Science and Computer Application (ICDSCA)*, 2022.
23. Shukla, A. K., Sudhakar, K. ve Baredar, P. "A comprehensive review on design of building integrated photovoltaic system," *Energy and Buildings*, 2016.

24. Fraas, L. "The Dream of Thin film PV," in *Low-Cost Solar Electric Power*: Springer, 2014, ch. 6.
25. İnternet: A. S. E. Society. "Thin-Film Solar Panels." <https://ases.org/thin-film-solar-panels/>
26. İnternet: Wikipedia. "Cadmium telluride photovoltaics." https://en.wikipedia.org/wiki/Cadmium_telluride_photovoltaics
27. Bouabdelli, M. W., Rogti, F., Maache, M. ve Rabehi, A. "Performance enhancement of CIGS thin-film solar cell," *Optik*, 2020.
28. Parisi, M. L., Maranghi, S., Vesce, L., Sinicropi, A., Carlo, A. D. ve Basosi, R. "Prospective life cycle assessment of third-generation photovoltaics at the pre-industrial scale: A long-term scenario approach," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2020.
29. Rehman, F., Syed, I. H., Khanam, S., Ijaz, S., Mehmood, H., Zubair, M., Massoud Y. ve Mehmood, M. Q. "Fourth-generation solar cells: a review," *Energy Advances*, 2023.
30. Taguchi, M., Yano, A., Tohoda, S., Matsuyama, K., Nakamura, Y. ve Nishiwaki, T. "24.7% Record Efficiency HIT Solar Cell on Thin Silicon Wafer," *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 4, no. 1, 2014.
31. Mishima, T., Taguchi, M., Sakata, H. ve Maruyama, E. "Development status of high-efficiency HIT solar cells," *ELSEVIER Solar Energy Materials and Solar Cells*, vol. 95, no. 1, 2011.
32. İnternet: Panasonic. "Photovoltaic module HIT N250 / N245." Plug In Solar. <https://www.pluginsolar.co.uk/wp-content/uploads/2018/03/panasonic-250w-datasheet-2.pdf>

33. Omine, L. T., Brito, M. A. G. d., Pinto, J. O. P. ve García, R. C. "Hybrid MPPT Algorithms for Photovoltaic Systems," *IEEE 4th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Singapur, 2018.
34. Taylor, A. ve Musa, S. M. "Evaluation of Hybrid AI-based Techniques for MPPT Optimization," *2022 International Conference on Green Energy, Computing and Sustainable Technology (GECOST), Virtual Conference*, 26-28 Ekim 2022.
35. Ali, A. vd., "Investigation of MPPT Techniques Under Uniform and Non-Uniform Solar Irradiation Condition - A Retrospection," *IEEE Access*, 2020.
36. Rahman, M. W., Bathina, C., Karthikeyan, V. ve Prasanth, R. "Comparative analysis of developed incremental conductance (IC) and perturb & observe (P&O) MPPT algorithm for photovoltaic applications," *2016 10th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO)*, Coimbatore, Hindistan, 2016.
37. Kabalci, E., Boyar, A. ve Kabalci, Y. "Design and analysis of a micro inverter for PV plants," *9th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI)*, Targoviste, Romanya, 2017.
38. Bouakkaz, M. S., Boukadoum, A., Boudebbouz, O., Bouraiou, A., Boutassetta, N. ve Attoui, I. "ANN based MPPT Algorithm Design using Real Operating Climatic Condition," *2nd International Conference on Mathematics and Information Technology (ICMIT)*, Adrar, Cezayir, 2020.
39. Chahar, S. ve Yadav, D. K. "Performance Analysis of Soft Computing ANN Based MPPT Technique for Solar PV Generator," *IEEE World Conference on Applied Intelligence and Computing (AIC)*, Sonbhadra, Hindistan, 2022.
40. Zhao, S., Blaabjerg, F. ve Wang, H. "An Overview of Artificial Intelligence Applications for Power Electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 4, pp. 4633 - 4658, 2021.

41. Chassé F. ve Woodward, L. "A new approach to Particle Swarm Optimization for dynamic systems with multiple units," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Floransa, İtalya, 2016.
42. Kabalci, E. ve Boyar, A. "Design and Comparison of MPPT Controllers with Fuzzy Logic and Particle Swarm Optimization for PV Power Conversion," *2020 2nd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA)*, Lipetsk, Rusya, 11-13 Nov. 2020.
43. Hart, D. W., *Power Electronics*. McGraw-Hill, 2011.
44. Masri, S., Mohamad, N. ve Hariri, M. H. M. "Design and development of DC-DC buck converter for photovoltaic application," *International Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE)*, Bali, Endonezya, 2012.
45. Kabalci E. ve Boyar, A. "Design and Analysis of Two-phase Interleaved Boost Converter and H5 Inverter Based Microinverter," in *Global Power, Energy and Communication Conference*, 2019.
46. Parveen, N. and C, R. K. "Design and simulation of interleaved DC-DC boost converter for three-phase loads using solar panel," *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, Melmaruvathur, Hindistan, 2016.
47. Boyar, A. and Kabalçı, E. "Güneş Panelleri İçin Mikroevirici Tasarımı ve Analizi," *Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi*, s. 55-56, Nevşehir Üniversitesi, 2018.
48. Khairi, M. N. S., Bakhari, N. A. B., Samat, A. A. A., Kamarudin, N., Hussin, M. H. M. ve Tajudin, A. I. "MPPT Design Using PSO Technique for Photovoltaic System," *2023 IEEE 3rd International Conference in Power Engineering Applications (ICPEA)*, Putrajaya, Malezya, 6-7 March 2023.

49. Aydoğan, D. "Pso Tabanlı Maksimum Güç Noktası Takip Algoritmasının Geliştirilmesi ve Uygulanması," *Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimler Enstitüsü*, s. 28-29, Nevşehir Hacı Bektaş Veli Üniversitesi, 2019.
50. Kessentini, S. ve Barchiesi, D. "Particle Swarm Optimization with Adaptive Inertia Weight," *International Journal of Machine Learning and Computing*, vol. 5, no. 5, 2015.
51. Okkan, U. ve Kırdemir, U. "Sensitivity Analysis For Control Parameters Of Hybrid And Standard PSO Algorithms: Application Via A Rainfall-runoff Model Calibration," in *SETSCI*, Türkiye, 2019.
52. Nahar, S. ve Uddin, M. B. "Analysis the performance of interleaved boost converter," *2018 4th International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology (iCEEICT)*, Dhaka, Bangladeş, 13-15 Sept. 2018.
53. Garg, P., Kumar, V. V. ve Kumar, S. "Performance Analysis of Multiphase şInterleaved boost converter topologies for FCEV applications," *2023 International Conference on Power Electronics and Energy (ICPEE)*, Bhubaneswar, Hindistan, 2023.