

**T.C.
MANİSA CELAL BAYAR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI**

**TERMoeLEKTRİK JENERATÖRLER İÇİN BULANIK KONTROL
YÖNTEMİ TABANLI MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ
ALGORİTMASI**

**Yazar
Onur Emre GÖLEN**

**Danışman
Prof. Dr. Hayati MAMUR**



MANİSA-2025

Onur Emre
GÖLEN

TERMOELEKTRİK JENERATÖRLER İÇİN BULANIK KONTROL YÖNTEMİ TABANLI
MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ ALGORİTMASI

2025

TAAHHÜTNAME

Bu tezin Manisa Celal Bayar Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde, akademik ve etik kurallara uygun olarak yazıldığını ve kullanılan tüm literatür bilgilerinin referans gösterilerek tezde yer aldığını beyan ederim.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
İÇİNDEKİLER	I
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	III
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	VII
TABLO DİZİNİ	IX
TEŞEKKÜR.....	X
ÖZET	XI
ABSTRACT.....	XII
1 GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı.....	7
2 GENEL BİLGİLER	8
2.1 Termoelektrik Jeneratörler	8
2.1.1 Seebeck Etkisi	10
2.1.2 Peltier etkisi.....	12
2.1.3 Thomson etkisi	14
2.2 DC-DC Çeviriciler	15
2.2.1 Senkron izolesiz yükselten DC-DC çevirici	16
2.2.2 İzolesiz alçaltan DC-DC çevirici	19
2.3 STM32F407 Mikrodenetleyicisi	22
2.4 Bulanık Mantık Kontrol	24
2.4.1 Bulanıklaştırma	26
2.4.2 Üyelik Fonksiyonları.....	26
2.4.3 Bulanık Çıkarım	30
2.4.4 Durulaştırma.....	30
2.5 Gerilim Algılama Sensörleri	30
2.6 Akım Algılama Sensörleri	31
3 MATERYAL VE YÖNTEMLER	33
3.1 Materyal	33
3.1.1 LTspice Devre Analizi Programı	33
3.1.2 KiCad Elektronik Devre Tasarımı Programı	33
3.1.3 Termoelektrik jeneratör.....	33
3.1.4 P100FH4ENK MOSFET	34
3.1.5 MOSFET Sürücü.....	35
3.1.6 Batarya	36
3.2 Yöntemler.....	36
3.2.1 İzolesiz yükselten DC-DC çeviricin tasarım gereksinimleri.....	38
3.2.2 İzolesiz alçaltan DC-DC çeviricin tasarım gereksinimleri.....	39
3.2.3 Tasarım Eşitlikleri.....	40
3.2.4 P&O MPPT algoritması	42
3.2.5 Gerilim algılama.....	43
3.2.6 Akım algılama.....	44
3.2.7 FLC MPPT algoritması.....	44
4 ARAŞTIRMA BULGULARI VE TARTIŞMA.....	45
4.1 P&O Temelli Yükselten Çeviricinin Benzetim Sonuçları	45
4.2 FLC Temelli Yükselten Çeviricinin Benzetim Sonuçları	49
4.3 DC-DC Alçaltan Çeviricinin Benzetim Sonuçları	56

4.4	P&O ve FLC Yükselten Çevirici Benzetim Sonuçları Karşılaştırılması ...	59
4.5	P&O Temelli Yükselten Çeviricinin Uygulama Sonuçları.....	60
4.6	FLC Temelli Yükselten Çeviricinin Uygulama Sonuçları.....	62
4.7	P&O ve FLC Yükselten Çevirici Uygulama Sonuçları Karşılaştırılması..	64
5	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	66
	KAYNAKLAR	69
	EKLER.....	76
	EK A. MATLAB FLC Sistemi Dokümanı.....	76
	EK B. FLC Algoritmasının C Yazılım Dili Kodları	78
	ÖZGEÇMİŞ	79



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

$^{\circ}\text{C}$	Santigrat Derece
Ah	Amper-Saat
α_{np}	Seebeck Katsayısı
$C_{out(min)}$	Minimum Çıkış Kondansatörü Değeri
D_{max}	Maksimum Görev Çevrimi Değeri (Duty Cycle)
ΔT	Sıcaklık Farkı
ΔV_{out}	Maksimum Çıkış Gerilim Dalgalanması
$\Delta V_{out(TEG)}$	Termoelektrik Elemanın Açık Uçları Arasındaki Gerilimi
F_s	Anahtarlama Frekansı
I	Akım
IL_{peak}	Maksimum Bobin Akımı (Inductor Peak Current)
IL_{ripple}	Bobin Dalgalanma Akımı
$I_{out(max)}$	Maksimum Çıkış Akımı
$I_{out(min)}$	Minimum Çıkış Akımı
I_{SC}	Kısa Devre Akımı
I_{TEG}	Termoelektrik Jeneratör Akımı
L_c	Temas Uzunluğu
L_n	n Termoelemanının Isı Akışının Geçtiği Kol Uzunluğu
L_p	p Termoelemanının Isı Akışının Geçtiği Kol Uzunluğu
$L_{\mu H}$	Bobin İndüktans Değeri
$m\Omega$	Miliohm
N	Seri Bağlı Termoeleman sayısı
P	Güç
$P_{TEG(max)}$	Termoelektrik Jeneratör Maksimum Çıkış Gücü
ρ_c	Metalik Temasın Elektriksel Öz Direnci
ρ_n	n Elektriksel Öz Direnci
ρ_p	p Elektriksel Öz Direnci
r	Dalgalanma Akım Oranı
R_L	Yük Direnci
R_{TEG}	Termoelektrik Jeneratörün İç Direnci

S_c	Termoelemanların Birleşim Yerlerinin Kesit Alanı
S_n	n Termoelemanın Birleşim Yerlerinin Kesit Alanı
S_p	p Termoelemanın Birleşim Yerlerinin Kesit Alanı
τ	Thomson Katsayısı
T_C	Soğuk Yüzey Sıcaklığı
T_H	Sıcak Yüzey Sıcaklığı
$\mu\Omega$	Mikroohm
V	Gerilim
V_{bat}	Batarya Gerilimi
$V_{in(max)}$	Maksimum Giriş Gerilimi
$V_{in(min)}$	Minimum Giriş Gerilimi
$V_{in(nom)}$	Nominal Giriş Gerilimi
V_{OC}	Termoelektrik Jeneratör Açık Devre Gerilimi
V_{out}	Çıkış Gerilimi
$V_{out(TE)}$	Termoelektrik Eleman Çıkış Gerilimi
V_{ref}	Referans Gerilimi
V_{shunt}	Şönt Direnç Gerilimi
V_{TEG}	Termoelektrik Jeneratör Çıkış Gerilimi
$V_{TEG(max)}$	Termoelektrik Jeneratör Maksimum Çıkış Gerilimi

KISALTMALAR

2D	İki Boyutlu
ADC	Analog Dijital Dönüştürücü (Analog to Digital Converter)
AI	Yapay Zekâ
ANN	Yapay Sinir Ağları
AOA	Aritmetik Operasyon Algoritması
AOS	Atomik Yörünge Araştırması (Atomic Orbit Search)
ARM	Advanced RISC Machine
ATO	Aritmetik Trigonometrik Optimizasyon
BM	Birleşmiş Milletler
C	Kondansatör

CAN	Kontrol Alan Ağı Veriyolu (Control Area Network)
DA	Yusufçuk Algoritması (Dragonfly Algorithm)
DC	Doğru Akım (Direct Current)
DMA	Doğrudan Bellek Erişimi (Direct Memory Access)
E	Elektrik Alan
EMI	Elektromanyetik Girişim
FA	Ateşböceği Algoritması (Firefly Algorithm)
FLC	Bulanık Mantık Kontrolü (Fuzzy Logic Control)
FOFLC	Kesirli Dereceli Bulanık Mantık Denetleyicisi
GW	Gigawatt
GWO	Gri Kurt Optimizasyonu Algoritması (Gray Wolf Optimization)
I²C	Ara Entegre Devre
IGBT	İzole edilmiş kapılı, iki kutuplu transistör
INC	Artırımlı İletkenlik
IoT	Nesnelerin İnterneti
K	Kelvin
KHz	Kilohertz
L	Bobin
MCU	Mikrodenetleyici (Microcontroller Unit)
MFO	Güve Alevi Optimizasyonu Algoritması (Moth Fire Optimization)
MhAs	Meta Sezgisel
MHz	Megahertz
MOSFET	Metal Oksit Alan Etkili Transistör
MPP	Maksimum Güç Noktası
MPPT	Maksimum Güç Noktası Takibi (Maximum Power Point Tracking)
MRA	Çamur Halkası Algoritması (Mud Round Algorithm)
OC	Açık Devre (Open Circuit)
OECD	Ekonomik İşbirliği ve Kalkınma Örgütü
PCB	Baskı Devre Kartı (Printed Circuit Board)
PWM	Darbe Genişliği Modülasyonu (Pulse Width Modulation)
P&O	Karıştır ve Gözlemle (Perturb and Observe)
RAM	Rastgele Erişimli Bellek

RMS	Karekök Ortalama (Root Mean Square)
RSA	Sürünge Arama Algoritması
SC	Kısa Devre (Short Circuit)
SGSS	Sıralı Bölüm Arama Algoritması
SPI	Seri Çevresel Arayüz
SPICE	Entegre Devre Odaklı Simülasyon Programı
SSA	Salp Sürü Optimizasyonu
TE	Termoelektrik Eleman
TEC	Termoelektrik Soğutucu
TEG	Termoelektrik Jeneratör (Thermoelectric Generator)
TEM	Termoelektrik Modül (Thermoelectric Module)
USART	Evrensel Senkron/Asenkron Alıcı-Verici
USB	Evrensel Seri Veriyolu (Universal Serial Bus)
W	Watt
Wi-Fi	Kablosuz Bağlantı (Wireless-Fidelity)
WOA	Balina Optimizasyonu Algoritması (Whale Optimization Algorithm)
WSN	Kablosuz Sensör Ağları (Wireless Sensor Network)
YEK	Yenilenebilir Enerji Kaynakları

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1. TEG (a) fiziksel yapısı ve (b) eşdeğer elektriksel devresi [33]	8
Şekil 2.2. Yük ve sıcaklık farklarında TEG'in MPP değişimi [34]	9
Şekil 2.3. Peltier etkisi ile çalışan bir TE'nin eşdeğer devresi.....	13
Şekil 2.4. Thomson etkisi ısı ve elektrik akımı ilişkisi	14
Şekil 2.5. Thomson etkisi ile soğutma [44]	15
Şekil 2.6. Senkron izolesiz yükselten çeviricilerin prensip şeması	17
Şekil 2.7. Senkron yükselten çevirici eşdeğeri: (a) Q1 iletimde, (b) Q2 iletimde	18
Şekil 2.8. İzolesiz alçaltan çeviricilerin eşdeğer devresi	20
Şekil 2.9. Alçaltan çevirici eşdeğeri: (a) Q1 aktif, (b) Q1 kapalı	21
Şekil 2.10. STM32F407 mikrodenetleyici kartı	23
Şekil 2.11. FLC akış şeması.....	24
Şekil 2.12. Bulanık küme, (a) normal, (b) normal olmayan	25
Şekil 2.13. Üçgen üyelik fonksiyonu	27
Şekil 2.14. Yamuk üyelik fonksiyonu.....	28
Şekil 2.15. Üyelik fonksiyonları, (a) Gauss, (b) Weibull, (c) Gamma	29
Şekil 2.16. Gerilim bölücü eşdeğer devresi	31
Şekil 2.17. Şönt direnci ve akım aynası ile akım ölçümü.....	32
Şekil 3.1. Tasarlanan sistemin blok diyagramı	37
Şekil 3.2. P&O Algoritması akış şeması.....	43
Şekil 3.3. TEG için gerilim bölücü devresi.....	44
Şekil 4.1. TEG sistemi yükselten çevirici ve yük bağlantısı.....	45
Şekil 4.2. Sabit yükte P&O tabanlı yükselten çeviricinin giriş I, V değerleri	46
Şekil 4.3. Sabit yükte P&O tabanlı yükselten çeviricinin çıkış değerleri.....	47
Şekil 4.4. P&O tabanlı yükselten çeviricinin bobin dalgalanma akımı grafiği	48
Şekil 4.5. P&O yük değişimine göre yükselten çevirici I, V ve P değişimi	48
Şekil 4.6. P&O yük değişimine göre yükselten çevirici görev döngüsü	49
Şekil 4.7. Sabit yükte izolesiz senkron yükselten çeviricinin giriş I, V grafiği.....	50
Şekil 4.8. Sabit yükte izolesiz senkron yükselten çeviricinin çıkış I, V grafiği	51
Şekil 4.9. İzolesiz senkron Yükselten Çeviricinin bobin V, I Grafiği	51
Şekil 4.10. İzolesiz yükselten senkron çevirici bobin dalgalanma akımı grafiği.....	52
Şekil 4.11. FLC tabanlı TEG sistemi yükselten çevirici ile yük bağlantısı	53
Şekil 4.12. FLC Üyelik fonksiyonları (a) Vin, (b) Pin	54
Şekil 4.13. FLC bulanık çıkarım grafiği	55
Şekil 4.14. FLC tabanlı yükselten çevirici çıkışı I, V, P değişimi	55
Şekil 4.15. FLC zaman içerisinde görev döngüsü doluluk oranı	56
Şekil 4.16. Sabit yükte izolesiz alçaltan çeviricinin giriş grafiği (a) V, (b) I.....	57
Şekil 4.17. Sabit yükte izolesiz alçaltan çeviricinin çıkış I, V grafiği	58
Şekil 4.18. İzolesiz alçaltan çeviricinin indüktör dalgalanma akımı grafiği.....	58
Şekil 4.19. Yükselten çeviricilerin çıkış gerilimleri (a) P&O, (b) FLC.....	59

Şekil 4.20. Çeviricilerin çıkış akımlarının sabit yükte karşılaştırılması	60
Şekil 4.21. Yükselten çevirici PCB şeması.....	61
Şekil 4.22. P&O TEG sistemi deneysel kurulumu	61
Şekil 4.23. Senkron yükselten çevirici (a) Dizilmemiş (b) Dizilmiş	62
Şekil 4.24. FLC TEG sistemi deneysel kurulumu	63



TABLO DİZİNİ

	Sayfa
Tablo 2.1. Termokuplu oluşturan metallerin Seebeck katsayıları [38].....	10
Tablo 2.2. Yarı iletken malzemelerin Seebeck katsayıları [38]	11
Tablo 2.3. Temel ve senkron DC-DC çeviricilerin karşılaştırılması	19
Tablo 2.4. STM32F407 MCU’sunun teknik özellikleri.....	23
Tablo 3.1. TEG modülü teknik özellikleri [78]	34
Tablo 3.2. UCC27201A teknik özellikleri	35
Tablo 3.3. İzolesiz yükselten çeviricinin tasarım gereksinimleri	39
Tablo 3.4. Alçaltan çeviricinin tasarım gereksinimleri.....	40
Tablo 4.1. FLC kurallar tablosu	54
Tablo 4.2. P&O MPPT uygulama sonuçları	62
Tablo 4.3. FLC MPPT uygulama sonuçları	64
Tablo 4.4. P&O ve FLC MPPT sonuçlarının karşılaştırılması	64

TEŞEKKÜR

Çalışmamın her aşamasında bilgi ve tecrübesi ile akademik hayatımın tüm zorlu aşamalarında her yönden yardımcı olan, tecrübeleri ile beni aydınlatan, desteğini hiç eksik etmeyen, kendisini tanımaktan büyük onur duyduğum ve kendisi ile çalışmaktan her zaman gurur duyacağım danışman hocam Sayın Prof. Dr. Hayati MAMUR'a, yüksek lisans eğitimim sırasında her türlü imkân ve desteği veren Sayın Arş. Gör. Mehmet Ali ÜSTÜNER'e, hayatımda verdiğim tüm kararımda sürekli arkamda duran desteklerini esirgemeyen annem Leyla ve babam Abdolvahap GÖLEN'e yürekten teşekkür ederim.

Bu çalışma TÜBİTAK BİDEB 2211 Yurt İçi Lisansüstü Burs Programının 2210-D Yurt İçi Sanayiye Yönelik Yüksek Lisans Burs Programı kapsamında (Proje No: 1649B022400264) desteklenmiştir.

Onur Emre GÖLEN
Manisa, 2025

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

Termoelektrik Jeneratörler İçin Bulanık Kontrol Yöntemi Tabanlı Maksimum Güç Noktası İzleyici Algoritması

Onur Emre GÖLEN

Manisa Celal Bayar Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Hayati MAMUR

Günümüzde dünya nüfusunun artması sebebiyle doğan enerji ihtiyacını karşılamak ve enerjiyi verimli kullanmak için alternatif çözümler aranmaktadır. Termoelektrik jeneratörler (TEG) atık ısıyı elektrik enerjisine çevirerek sürdürülebilir enerji çözümünün parçasıdır. Ancak verimlilikleri düşük olduğundan hem en iyi verim ile çalıştırılabilmesi hem de güç regülasyonu için maksimum güç noktası takibi (MPPT) algoritmasının DC-DC konvertörler ile kullanılması gerekir. TEG'ler yapısı gereği ürettiği enerji sıcaklık farkına bağlı olduğundan sıcaklık değişimleri güç çıkışlarını etkilemektedir. Bu sebeple güç regülasyonu için DC-DC çeviricilere ihtiyaç duyarlar. Güç regülasyonu ve MPPT uygulamalarında akım, gerilim ve güç takibi yapılmaktadır. Bu çalışmada, TEG'in MPPT uygulaması için bulanık mantık kontrol (FLC) yöntemi kullanılmış ve temel MPPT algoritması olan karıştır ve gözlemle (P&O) algoritması ile performansı karşılaştırılmıştır. TEG'den çıkan değişken gerilim, tasarlanan senkron DC-DC yükselten çevirici ile artırılarak bataryaların şarj edebileceği 26,8 V değerine çıkartılmıştır. Bunun için DC-DC yükselten çeviricinin tasarımı LTspice programında tasarlanıp analiz edilmiş ve KiCAD programında baskı devre kartı (PCB) tasarımı yapılarak prototipi gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan sistemin simülasyonları Kyroterm TGM-199-1.4-0.8 TEG modülünün modeli kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında test edilmiştir. Simülasyonda kullanılan TEG modeline sistem için tasarlanan senkron DC-DC yükselten çevirici eklenerek bu çeviricinin çıkışına birim zaman içerisinde değişen yük direnci eklenmiştir. Tasarlanan simülasyon modeli ile FLC yöntemi ve P&O algoritması başarılı bir şekilde çalıştırılmıştır. Sistemin deneysel kurulumunda TEG ile batarya arasına senkron FLC MPPT algoritmali yükselten DC-DC çevirici eklenmiştir. Bataryaya üç adet yük tasarımları ve prototipleri gerçekleştirilen DC-DC alçaltan çevirici kullanılarak sistem çalıştırılmıştır. Kurulan senkron DC-DC yükselten çevirici hem P&O hem de FLC MPPT algoritmaları ile çalıştırılmıştır. FLC MPPT algoritmali senkron DC-DC yükselten çevirici %95'e varan verimlilik ile çalıştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Termoelektrik jeneratör, bulanık mantık, FLC, P&O, maksimum güç noktası takibi, senkron DC-DC çevirici

2025, 80 sayfa

ABSTRACT

M.Sc. Thesis

Fuzzy Control Method-Based Maximum Power Point Tracking Algorithm for Thermoelectric Generators

Onur Emre GÖLEN

**Manisa Celal Bayar University
Institute of Graduate Education
Department of Electrical and Electronics Engineering**

Supervisor: Prof. Dr. Hayati MAMUR

Nowadays, alternative solutions are being sought to meet the energy needs arising from the increase in the world population and to use energy efficiently. Thermoelectric generators (TEG) are part of the sustainable energy solution by converting waste heat into electrical energy. However, since their efficiency is low, both in order to operate with the best efficiency and for power regulation, the maximum power point tracking (MPPT) algorithm must be used with DC-DC converters. Since the energy produced by TEGs depends on the temperature difference due to their structure, temperature changes affect their power output. For this reason, they need DC-DC converters for power regulation. Current, voltage and power are monitored in power regulation and MPPT applications. In this study, the fuzzy logic control (FLC) method was used for the MPPT application of TEG and its performance was compared with the basic MPPT algorithm, the mix and observe (P&O) algorithm. The variable voltage output from TEG was increased by the designed synchronous DC-DC boost converter to 26.8 V, which can be used to charge the batteries. For this purpose, the design of the DC-DC boost converter was designed and analyzed in the LTspice program and the prototype was realized by making a printed circuit board (PCB) design in the KiCAD program. The simulations of the designed system were tested in the MATLAB/Simulink environment using the model of the Kyroterm TGM-199-1.4-0.8 TEG module. The synchronous DC-DC boost converter designed for the system was added to the TEG model used in the simulation and a load resistance that changes within a unit of time was added to the output of this converter. The FLC method and P&O algorithm were successfully run with the designed simulation model. In the experimental setup of the system, a synchronous FLC MPPT algorithm boost DC-DC converter was added between the TEG and the battery. The system was run using three load designs and prototypes of the DC-DC buck converters on the battery. The established synchronous DC-DC boost converter was run with both P&O and FLC MPPT algorithms. The synchronous DC-DC boost converter with FLC MPPT algorithm was operated with an efficiency of up to 95%.

Keywords: Thermoelectric generator, fuzzy logic, FLC, P&O, maximum power point tracking, synchronous DC-DC converter

2025, 80 pages

1 GİRİŞ

Günümüzde dünya nüfusunun artması ile enerjiye olan ihtiyaç yükselmiştir. Dünyanın 2040 yılına kadar elektrik enerjisine olan talebinin %30 artacağı öngörülmektedir [1]. Bu enerji ihtiyacı karşılanamadığında dünya çapında enerji krizinin oluşması öngörülmektedir. Enerji arzının yetersizliği hem konutlardaki hem de endüstriyel enerji kullanımını kısıtlayacaktır.

Gelişmiş ve gelişmekte olan ülkelerde elektrik enerjisi ihtiyacını karşılamak için kömür ve petrol gibi fosil enerji kaynaklarının tüketimi hızlanmıştır. Bu enerji kaynakları ile enerji ihtiyacının karşılanması sera gazı etkisine neden olmaktadır. Ayrıca fosil enerji kaynakları gelecekte tükenecektir [2]. Sera gazını azaltmak ve artan enerji ihtiyacını alternatif ve yenilenebilir enerji kaynaklarından (YEK) karşılamak için Birleşmiş Milletler’de (BM) çeşitli kararlar alınmaktadır. 2050 yılına kadar “sıfır karbon ayak izli” enerjinin elde edilmesi hedeflenmiştir. Küresel sürdürülebilir gelişme hedefleri doğrultusunda BM’de alınan kararlar arasında “Hedef – 11: sürdürülebilir şehirler ve topluluklar” ve “Hedef 7: karşılanabilir ve temiz enerji” hedefleri belirlenmiştir [3].

Elektrik enerjisinin diğer enerji kaynaklarına kolayca çevrilebilmesi ve iletiminin rahatlığı bu enerji kaynağının yaygın bir şekilde kullanılmasını netice vermektedir. Bu nedenle kimyasal, termal, potansiyel, kinetik, mekanik ve nükleer enerjilerinin elektrik enerjisine çevrilerek ihtiyaç duyulan yere kadar iletilmesi ve kullanılması tercih edilmektedir [4].

Elektrik enerjisi, ekonomik faaliyetlerden sosyal etkileşimlere kadar geniş bir alanda önemli rol oynar. Bu bağlamda, güvenilir ve ekonomik elektrik enerjisi kaynaklarına erişim, sürdürülebilir kalkınma açısından kritik bir unsurdur. Özellikle günümüzde yaşanan iklim değişimlerinden dolayı kömür, doğalgaz ve petrol gibi sera gazı etkisine neden olan fosil yakıtlı enerji kaynaklarının kullanımı bazı ülkelerde yasal düzenlemelere gidilerek ilk önce azaltılması ve sonrasında kullanılmaması hedeflenmiştir [5]. Dolayısıyla bu ülkelerde YEK’lerin kullanılmasına ve enerji verimliliğinin artırılmasına son 10 yılda yatırımlar yapılmıştır. Örneğin Ekonomik İşbirliği ve Kalkınma Örgütü (OECD) ülkeleri, son 10 yıl içinde fosil yakıt kullanım

oranlarını azaltmıştır. Rüzgâr, güneş, hidroelektrik, jeotermal, biyogaz ve biyokütle gibi YEK'lere yatırımlarını artırmışlardır. Böylece, dünyada 2012 yılında YEK elektrik enerjisi üretme kapasitesi 480 GW iken ülkelerin YEK kullanımını artırması 2021 yılında 1945 GW kapasitesine ulaşmasını sağlamıştır [6].

Enerjinin kullanımından sonra belirli bir ısı ortaya çıkmaktadır. Enerji verimliliği için bu ısı enerjisinin tamamının kullanılmasından sonra atmosfere bırakılması arzu edilmektedir. Böylece kullanılan enerjinin verimliliği artırılmaktadır. Bunun için çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bunlar arasında reküpatörler, atık ısı kazanları ve atık ısı pompaları vardır [7]. Bu sayede atmosfere bırakılan atık ısının en aza indirilmesi sağlanmaktadır.

Atık ısının elektrik enerjisine çevrilmesinde kullanılan cihazlardan biri termoelektrik jeneratörlerdir (TEG). TEG'ler seramik yüzeyleri arasında bulunan sıcaklık farkını elektrik enerjisine çeviren yarı iletken elemanlardır. Atık ısının sıcaklık değeri ve ortamın sıcaklık değeri arasındaki sıcaklık farkına bağlı olarak doğrusal bir çıkış verirler. Çevrim verimliliği %10'dan düşüktür. Bu çevrim verimliliğinin en yüksek olduğu an TEG'e bağlanan yük ve TEG iç direncinin eşit olduğu andır [8]. TEG'e bağlanan yük sürekli değişkenlik gösterdiği için TEG iç direnci ile TEG yük direncinin aynı olması her zaman için sağlanamaz. Bu nedenle TEG ve yük direnci arasına hem gerilim regülasyonu hem de iç direnç eşitlemesi yapan DC-DC çeviriciler kullanılır. DC-DC çevirici TEG uçlarına bağlandığında TEG'in yükü DC-DC çevirici olur. Bu nedenle DC-DC çeviricinin TEG'in maksimum güç noktasını (MPP) yakalaması için MPP izleyicili (MPPT) DC-DC çevirici algoritmaları yazılır [9].

TEG'lerin enerji verimliliğini artırmada kullanılan MPPT algoritmalarından en yaygını karıştır ve gözlemle (P&O) algoritmasıdır. P&O algoritmasında TEG çıkış gücü ve DC-DC çeviricinin çıkış gücü sürekli olarak akım ve gerilim algılayıcıları ile ölçülür ve bir önceki güç değeri ile anlık güç değeri sürekli olarak karşılaştırılır. Arasındaki farka göre anahtarlama elemanının görev çevrimi değiştirilerek en yüksek güç değerinde kalması sağlanır [10]. P&O algoritması diğer algoritmaların referansını oluşturur. Geliştirilen algoritmalar P&O algoritmasının MPPT değeri ile karşılaştırılır. Uygulamalarda artımsal iletkenlik (INC) [11], açık gerilim (OC) [12] ve kısa devre (SC) [13] algoritmalarına rastlanmaktadır.

Dalala ve ark. [14] yaptıkları bir çalışmada gerilim sensörü kullanmaksızın bir MPPT yöntemi geliştirmişlerdir. Onlar sundukları metotta dolaylı açık devre gerilimi tespiti yapmışlar ve devre akımını tahmin etmişlerdir. Sistemlerinin temelinde TEG'in akım-gerilim genel karakteristiğini kullanmışlardır. Böylece TEG'in güç değerini belirlemişlerdir. Buna bağlı olarak yükselten DC-DC çeviricinin anahtarlama elemanının görev çevrimini düzenlemişlerdir. Görev çevrimi düzenlenmesi ile elde edilen güç değerindeki değişim P&O algoritmasına göre daha az salınım yapmıştır.

Twaha ve ark. [15] INC tabanlı MPPT algoritması ile izolesiz yükselten DC-DC çeviricinin performansını incelemişlerdir. Sistemlerinde hem akım hem de gerilim sensörü kullanmışlardır. INC tabanlı MPPT algoritması ile P&O algoritması sonuçlarını karşılaştırdıklarında INC tabanlı MPPT algoritmalarının düşük verimliliğe sahip olduğunu görmüşlerdir. Yaptıkları deneysel çalışmada 200°C sıcaklık farkında P&O algoritması ile %99,92 MPPT değerini yakalamalarına rağmen uyguladıkları INC tabanlı MPPT algoritmasında bu değer %99,46 olmuştur. Uyguladıkları algoritmanın bir avantajı olarak yüksek gerilim kazancına ve dönüştürücü verimliliğine sahip olduğunu ileri sürmüşlerdir.

Chandrarathna ve Lee [16] geliştirdikleri MPPT sisteminde çift kademeli yükselten çevirici yapmışlardır. Onlar akım için akım aynası ve gerilim için gerilim bölücü dirençleri kullanarak ölçümlerini gerçekleştirmişlerdir. Çevirici, 38 mV gibi düşük voltajlarda transformatör tabanlı salınım modu ile kendi kendine başlatma özelliğine sahipken, aynı zamanda kaçak enerjiyi geri dönüştürerek verimliliği artırmışlardır. Çalışmanın en önemli katkılarında biri, iki boyutlu (2D) uyarlanabilir giriş örneklemeli MPPT tekniğidir. Bu teknik, TEG'in dönüştürücüden ayrılmasını önleyerek sürekli enerji akışını sağlamış ve hem MPPT hem de çıkış voltajı regülasyonunu aynı anda gerçekleştirmiştir. Giriş örnekleme, girişte büyük bir değişiklik algılandığında uyarlanabilir olarak yapılmışken, küçük değişikliklerde bir güç anahtarının açık kalma süresini kontrol eden 2D MPPT tarafından ince ayar yapılmıştır. Bu sayede hem yüksek çözünürlüklü izleme hem de çıkış regülasyonu sağlanmıştır. Ölçümlerde TEG sisteminin enerji verimliliği %81,5 elde etmiştir. Gerçekleştirilen çalışmanın çift kademeli yükselten çeviricinin düşük güç TEG enerji elde edinimi uygulamaları için umut verici olduğu ifade edilmiştir.

Guan ve ark. [17] kablosuz sensör ağı (WSN) için OC tabanlı MPPT çalışması yapmışlardır. Onlar yalnızca algoritmalarının gereği olan OC gerilimini gerilim bölücü ile algılamışlardır. Sistem ve kablosuz sensör ağı, minimum 62 mV TEG OC gerilimi ve 84 μ W giriş gücü ile kendi kendine çalıştırılabilmiştir. Önerilen sistem 20 mV'luk bir giriş gerilimi ile kendi kendine başlayabilmiştir. Sistemde, güç kaybını azaltmak için düşük güç tasarımları uygulanmıştır. Böylece termal enerji hasadı için kullanılan ticari güçlendirme sistemlerine kıyasla dönüşüm verimliliği ve kendi kendine başlatma yeteneği dikkate alındığında daha iyi performans sağlandığı öne sürülmüştür.

Elzalik ve ark. [18] TEG'in elektriksel performans ve karakterizasyon çalışmalarını deneysel olarak yapmışlardır. Onlar MPPT'nin takip edilmesi için LA-55P akım sensörü ve gerilim için gerilim bölücü kullanmışlardır. Bu yöntemde TEG sisteminin MPP değerini belirlemek ve dinamik parametrelerini tahmin etmek için basit bir kontrol yöntemine sahip yükselten DC-DC çevirici kullanmışlardır. Onlar MATLAB yazılım paketi kullanarak sistemlerini modellemişlerdir. Ardından, düşük maliyetli bir Arduino mikrodenetleyicisi (MCU) ve standart bir TEG kullanılarak, elektriksel performans incelemesi yapılmıştır. Önerilen sistemin doğruluğunu ispatlamak için benzetim ve deneysel veriler karşılaştırılmıştır. Önerilen sistem ile 377 K ile 457 K arasındaki beş farklı sıcaklık değeri için bir TEG test edilmiştir. 5-13,8 W aralığında üretilen MPP'yi analiz edilmişlerdir. Elde ettikleri sonuçların benzetim ve deneysel verilerinin uyumunu açıklamışlardır.

Álvarez-Carulla ve ark. [19] kendi kendine çalışan termal izleme WSN için yüksek verimli enerji toplama mimarisine sahip bir TEG sistemi geliştirmişlerdir. Sistemde P&O algoritması kullanılarak MPPT yapılmıştır. Onlar enerji elde edimini en üst düzeye çıkarırken aynı zamanda TEG'in güç-sıcaklık transfer fonksiyonunu kullanarak sıcaklık gradyanını daha doğru bir şekilde ölçmeyi başarmışlardır. 13°C'nin üzerindeki değerler için %92'nin üzerinde bir MPPT verimi elde etmişlerdir. Sistemlerinde sıcaklık farkını 0,14°C hata ile ölçebilmişlerdir.

Hidayanti ve ark. [20] TEG'lerin içten yanmalı motorlarda oluşan atık ısıların değerlendirilmesinde bir motosikletin egzozunda oluşan ısı ile hava sıcaklığı arasındaki farkı kullanarak kaybedilecek enerjinin bir kısmını elektrik enerjisine

dönüştürebilmişlerdir. Çalışmalarında iki termoelektrik modülünün (TEM) seri bağlanmasıyla bir TEG sistemi oluşturmuşlardır. Her iki tarafı arasında sıcaklık farkı oluşturabilmek için bir alüminyum plaka tercih etmişlerdir. Fakat düşük sıcaklık farkı elde edebilmişlerdir. En yüksek 57°C sıcaklık farkında TEG’lerden elektrik enerjisi üretmeyi başarmışlardır. Bu çalışmada, maksimum sıcaklık farkına motorlar çalıştırıldıktan 160 sn. sonra ulaşabilmişler ve 4,2 V gerilim elde etmişlerdir. Ancak bu gerilim, Evrensel Seri Veriyolu (USB) çalışma voltajının altında olduğundan 5,2 V gerilime yükseltebilmek için yükselten DC-DC çevirici kullanmışlardır. Elde edilen bu gerilimi şarj cihazına bağlayarak akıllı hoparlör, akıllı telefon ve tablet şarj edilmesinde kullanmışlardır.

Kanagaraj [21] yaptığı bir sistemde fotovoltaik (PV) ve TEG sistemi birleştirmiş ve yüksek verimlilik elde edebilen bir MPPT tekniği uygulamıştır. MPPT algoritmasını geliştirilmiş kesirli dereceli bulanık mantık denetleyicisi (FOFLC) tabanlı kontrol ile yapmıştır. PV’den MPP elde edebilmek için değişken INC stratejisini kullanmıştır. Geliştirdiği algoritmayı P&O algoritması ile kıyaslamıştır. PV panelin ısına yüzeyinin enerjisini elektrik enerjisine çevirmek için TEG sistemini PV panellere montajlamıştır. Böylece hibrit PV–TEG sistemi oluşturmuştur. PV sistemine göre PV–TEG sistemi ile %4,5 sistem verimliliğini artırmıştır.

Yang ve ark. [22] PV–TEG sistemini bir konutun çatısı üzerine kurarak kısmi gölgelenme ve kararlı olmayan sıcaklık koşullarında sistemlerini test etmişlerdir. Sistemlerinde en yüksek gücü elde edebilmek için Salp sürü optimizasyon (SSA) tabanlı MPPT algoritması kullanmışlardır. 12 tane MPPT algoritmasını sistemleri üzerinde test etmişlerdir. Dört tane durum belirleyerek SSA tabanlı MPPT algoritmalarının verimliliğini belirlemişlerdir. SSA tabanlı MPPT algoritmalarının geleneksel algoritmalar olan INC, ve P&O tabanlı MPPT algoritmalarından daha hızlı sistem cevabı verdiğini ifade etmişlerdir. Ayrıca meta sezgisel (MhAs) algoritmalar arasında olan aritmetik optimizasyon algoritması (AOA), atomik yörünge araştırması (AOS), yusufçuk algoritması (DA), aritmetik trigonometrik optimizasyon algoritması (ATO), sürüngen arama algoritması (RSA), çamur halkası algoritması (MRA), ateşböceği algoritması (FA), balina optimizasyon algoritması (WOA), gri kurt

optimizasyon algoritması (GWO) ve güve alevi optimizasyon algoritması (MFO) tabanlı MPPT algoritmalarına göre daha üstün olduğunu ifade etmişlerdir.

Paquianadin ve ark. [23] izole edilmiş 48 V DC şebekede kullanmak üzere akım sensörü ile algılama yaparak sıralı altın bölüm arama algoritması (SGSS) tabanlı MPPT kullanan PV-TEG hibrit sistemi geliştirmişlerdir. Geliştirdikleri SGSS algoritmasının MPP değerini daha iyi yakaladığını iddia etmişlerdir. Ayrıca algoritmalarının tek bir algılama ve sinyal durum devresine ihtiyaç duyduğunu açıklamışlardır. Böylece daha az bir maliyet ile ve daha basit bir yapı ile daha az güç harcayarak sistemin geliştirildiğini vurgulamışlardır.

Pandit ve ark. [24] sobaların atık ısılarının geri kazanımının yapılması için bir TEG sistemini bir soba üzerine uygulamışlardır. Bu TEG sisteminden maksimum gücün çekilebilmesi için yükselten DC-DC çeviricide bulanık mantık kontrol (FLC) tabanlı bir MPPT kullanmışlardır. İlk olarak sistemlerinin benzetimini MATLAB/Simulink ortamında yapmışlar sonrasında elde ettikleri verileri geliştirdikleri deney düzeneği ile doğrulamışlardır. 12 V 1,4 W'lık bir DC fanı 6,25 W verebilen bir TEG ile sobanın ve çevrenin sıcaklığını kullanarak çalıştırmışlardır.

Shwetha ve Lakshmi [25] sabit bir kalp ritmi sağlayan ve cerrahi sorunları en aza indiren pilsiz bir kalp pili uygulamasını TEG ile gerçekleştirmiştir. TEG'in enerjisi için insan vücut sıcaklığını uygulamalarında kullanmışlardır. TEG'in gerilim değeri bazı tıbbi uygulamalar için yeterli olmaması nedeniyle sistemlerinde yükselten, alçaltan ve yükselten–alçaltan çeviricileri kullanmışlardır. Geliştirdikleri sistem ile 2 W enerji üretmişler ve gerilim regülasyonu ile 1,7 V gerilim değerinin sabit bir şekilde elde edilmesini sağlamışlardır.

Zafar ve ark. [26] dinamik sıcaklık farklarında kullanılabilecek TEG'lerin MPPT'si için MRA temelinde bir çalışma yapmışlardır. Geliştirdikleri MRA tabanlı MPPT algoritması başarılı bir şekilde MPP değerini izlemiştir. Dinamik termal koşullar altında %38–70 daha hızlı MPP değerinin izlenmesini sağlamışlar ve %99,95 oranında MPP değerine 220 ms cevap sürecinde ulaşabilmişlerdir.

TEG sistemlerinde MPPT algoritmalarının kullanılması için TEG çıkışındaki akım ve gerilimin bilinmesi gerekir. Bunun için akım ve gerilim sensörleri kullanılır.

Bazı uygulamalarda bu sensörler yerine TEG sisteminin karakteristik eğrilerinin kullanıldığı görülmektedir [27]. Kullanılan sensörler ile akım-gerilim bilgileri elde edilerek güç değeri hesaplanır. Bunun sonucunda DC-DC çeviricide bulunan metal oksit alan etkili transistör (MOSFET) görev çevrimi değiştirilerek çeviricideki bobinin endüktansının değişmesi sağlanır ve böylece MPPT gerçekleştirilmiş olur [28].

1.1 Tezin Amacı

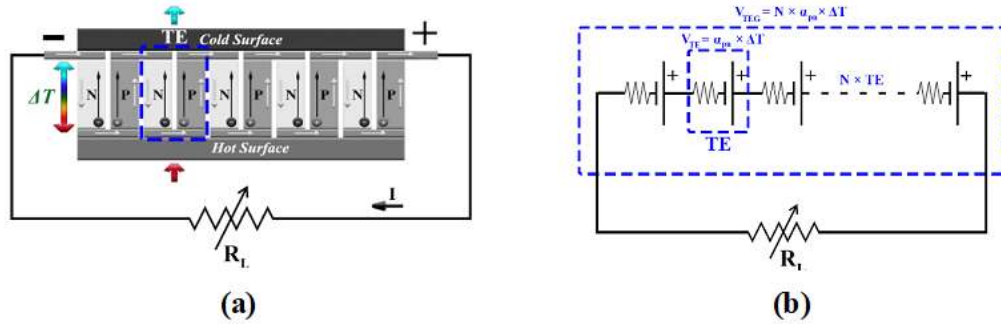
Gerçekleştirilen bu çalışmada, TEG sisteminden en yüksek elektrik enerjisi elde etmek için izolesiz yükselten DC-DC çevirici kullanarak FLC tabanlı MPPT algoritmasının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Bu amaç doğrultusunda ilk olarak izolesiz DC-DC çeviricilerde kullanılan P&O tabanlı MPPT algoritması geliştirilmiş ve TEG sisteminde kullanılmıştır. Daha sonra FLC tabanlı MPPT algoritması geliştirilerek yine bu algoritma TEG sistemi üzerinde denenmiştir. En sonunda bu P&O ve FLC tabanlı MPPT algoritmalarının TEG sistemindeki elde edilen verileri karşılaştırılmıştır. Üretilen elektrik enerjisi bir batarya grubunu şarj etmiştir.

2 GENEL BİLGİLER

2.1 Termoelektrik Jeneratörler

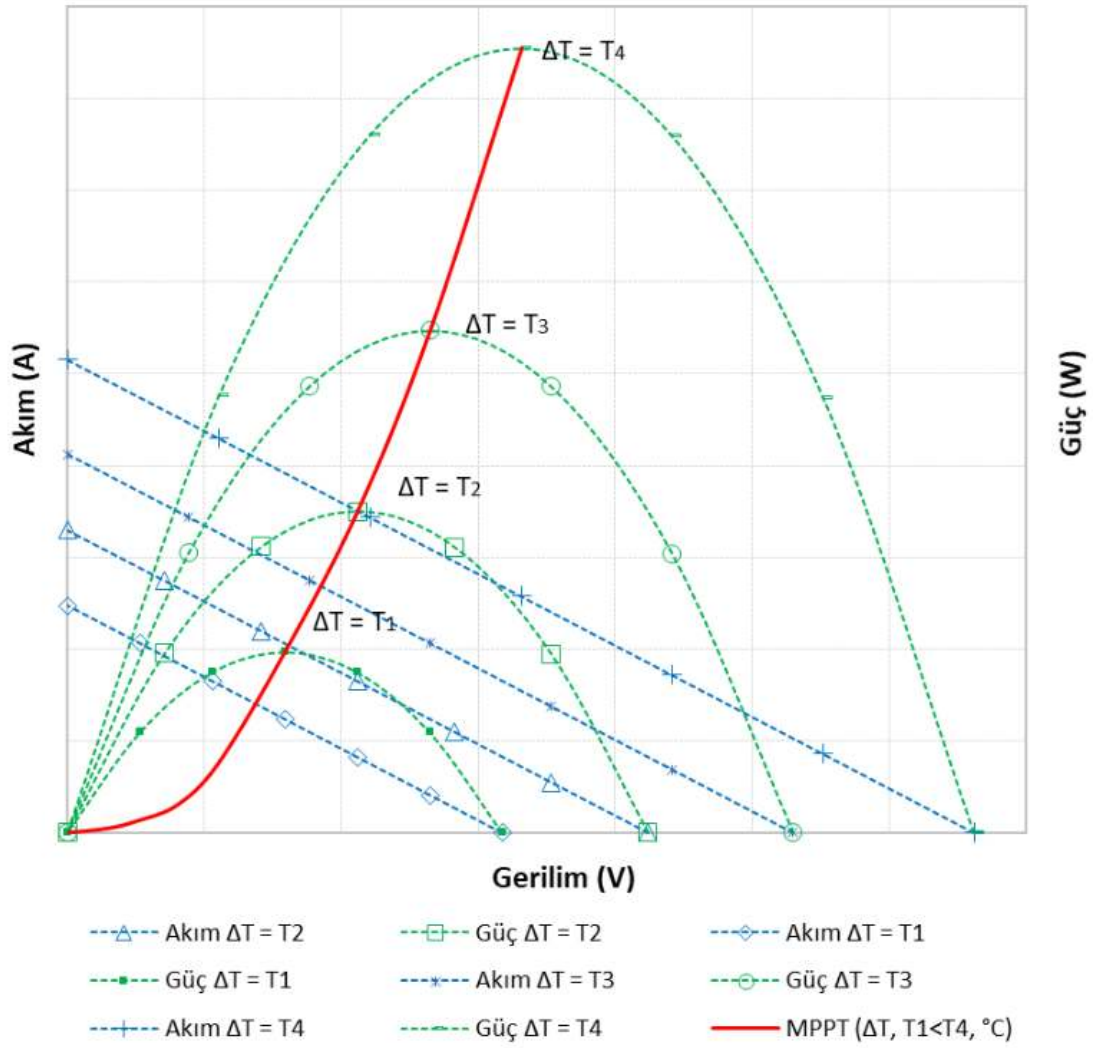
TEG'ler, her iki yüzeyi arasındaki sıcaklık farkını kullanarak Seebeck etkisi ile DC elektrik üretebilen yarı iletken cihazlardır. Ayrıca iki ucu arasına gerilim uygulandığında Peltier etkisine dayanarak seramik yüzeyleri arasında sıcaklık farkı oluştururlar [8]. TEG'ler, p- ve n-tipi yarı iletken malzemeden üretilmektedir. Bu yarı iletkenler elektriksel olarak birbirine seri ve ısı olarak birbirine paralel bağlantılıdır [29] TEG'lerde atık ısı enerjisi kullanılarak elektrik enerjisinin üretiminde dönüşüm verimi $<10\%$ dur [30].

TEG'ler sıcaklık farkının olduğu her alanda kullanılarak bu sıcaklık farkını elektrik enerjisine çevirirler [31]. Bir TEG'in sıcaklık farkını elektrik enerjisine çevirme prensibi Şekil 2.1a'da verilmiştir. Şekil 2.1b'de TEG'in elektriksel devresi gösterilmiştir [32].



Şekil 2.1. TEG (a) fiziksel yapısı ve (b) eşdeğer elektriksel devresi [33]

TEG'lerin yük ve sıcaklık farklarında oluşan akım-gerilim ve MPP değişimi Şekil 2.2'de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Yük ve sıcaklık farklarında TEG'in MPP değişimi [34]

TEG'lerde yük direnci yokken ve sıcaklık farkı belirli bir değerde iken uçlarından açık devre gerilimi okunur. Yük direnci sonsuz değere yakın olduğunda yine açık devre gerilimine yakın bir değer alınır. Bu durumda TEG içinden geçen akım değeri sıfıra yakın bir değerdir. Yük direnci azaltıldığında uçlarından alınan gerilim değeri azalırken akım değeri artmaya başlar. Yük direnci ile TEG iç direnci eşit olduğunda TEG'in gerilimi açık devre geriliminin yarısıdır. Benzer bir şekilde TEG'in akım değeri, kısa devre akım değerinin yarısıdır. Yine yük direnci düşürülmeye devam ettikçe TEG uçlarından ölçülen gerilim değeri düşmeye ve akım değeri artmaya devam eder. Yük direnci sıfır olduğunda ya da diğer bir ifade ile TEG uçları kısa devre edildiğinde gerilim değeri sıfır olarak alınırken akım değeri kısa devre

akımı olur ve en yüksek akım geçişi olur. TEG yüzeyleri arasındaki sıcaklık farkı artırıldığında daha yüksek kısa devre ve açık devre gerilimleri alınır. Bu durum sıcaklık farkı ile doğru orantılı olarak devam eder. Sıcaklık farkının değişmesi ile MPP noktası da değişim gösterir.

2.1.1 Seebeck Etkisi

TEG'lerin çalışmasının genel prensibi olan Seebeck etkisi, 1821 yılında Thomas Johann Seebeck tarafından keşfedilmiştir [35]. İki farklı metallerin uçları birleştirilerek oluşturulan kapalı bir devrenin bu uçları ısıtıldığında oluşan sıcaklık farkı bir potansiyel fark oluşturmasıyla elektrik enerjisi meydana getirir [36]. Bu olaya Seebeck etkisi denir. Metaller arasında oluşan elektriksel gerilim, sıcaklık farkının büyüklüğüne bağlıdır [37]. Elde edilen gerilim değeri sıcaklık farkı (ΔT) ile doğru orantılı olarak değişir.

Metallerin Seebeck katsayıları birbirinden farklı olduğu için metaller değişik ΔT değerlerinde farklı gerilim değerleri üretirler. Metallerden yapılan termoelemanlar (TE) genellikle termokupl olarak isimlendirilirler. Değişik metaller için Seebeck katsayıları Tablo 2.1'de gösterilmiştir.

Tablo 2.1. Termokuplu oluşturan metallerin Seebeck katsayıları [38]

Metal	Seebeck katsayısı α_{np} ($\mu\text{V/K}$)	Metal	Seebeck katsayısı α_{np} ($\mu\text{V/K}$)
Altın	+6,5	Karbon	+3,0
Alüminyum	+3,5	Nikel	-15,0
Bakır	+6,5	Platin	0
Demir	+19,0	Sodyum	-2,0
Gümüş	+6,5	Tungsten	+7,5

Yarı iletkenlerden yapılan n ve p-tipi birleşiminden oluşan TE'lerin Seebeck katsayıları metallerden oluşturulan termokupllara göre farklıdır. Termokupldan yapılmış TE'lerin Seebeck katsayılarına bağlı olarak yaklaşık 40 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ değişimi vardır. Yarı iletkenlerden yapılan TE'ler 560–640 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ değişim gösterirler. Dolayısı ile metallerden ve yarı iletkenlerden yapılmış TE'ler birbirinden farklıdır [39]. Tablo 2.2'de yarı iletken olan bazı malzemelerin Seebeck katsayıları verilmiştir.

Tablo 2.2. Yarı iletken malzemelerin Seebeck katsayıları [38]

Yarı iletken	Seebeck katsayısı α_{np} ($\mu\text{V/K}$)
Antimon	+47,0
Germanyum	+300,0
Kadmiyum	+7,5
Selenyum	+900,0
Silisyum	+400,0
Tellür	+500,0

TEG yapımında TE çiftler kullanılır. Bunlar gerilimin artırılması için seri ve sıcaklık farkının oluşturulması için seramik plakalar arasına termal olarak paralel bağlanırlar. Bir TEG'in açık uçları arasındaki gerilim (V_{TEG}) N sayıda bağlanan TE gerilimi ve ΔT 'ye bağlı olarak (2.1)'de gösterilmiştir.

$$V_{TEG} = N \times \alpha_{np} \times \Delta T \quad (2.1)$$

Burada N değeri seri bağlı TE sayısını, α_{np} değeri ise TE'yi oluşturan n ve p-tipi yarı iletkenlerin Seebeck katsayısını ($\mu\text{V/K}$) ve ΔT sıcaklık farkını (K) ifade etmektedir. ΔT sıcaklık farkı sıcak yüzey sıcaklığı (T_H) ve soğuk yüzey sıcaklığı (T_C) arasındaki farktır.

TE'ler elektriksel olarak seri bağlandıklarında çıkış gerilimleri artarken iç dirençleri Şekil 2.1b'de gösterildiği gibi artmaktadır. TEG'lerin iç direnci (2.2)'deki gibi açıklanır.

$$R_{TEG} = \frac{\rho_n L_n}{S_n} + \frac{\rho_p L_p}{S_p} + 2 \frac{\rho_c L_c}{S_c} \quad (2.2)$$

Burada; R_{TEG} TEG iç direnci (Ω), ρ_n , ρ_p ve ρ_c sırasıyla n, p-tipi ve metalik temasın elektriksel öz dirençleridir. L_n ve L_p TE'lerin ısı akışının geçtikleri kol uzunluğu ve L_c temas uzunluğudur. S_n , S_p ve S_c sırasıyla n, p-tipi ve TE'lerin birleşim yerinin kesit alanlarıdır. TEG'den elde edilen çıkış gücü (2.3)'te verilmiştir [40].

$$P = V_{TEG}^2 \frac{R_L}{(R_{TEG} + R_L)^2} \quad (2.3)$$

Burada; P TEG'den elde edilen güç (W), V_{TEG} TEG çıkış gerilimi (V), R_L TEG yük direncidir (Ω).

TEG'in MPP anındaki gücünün eğimi sıfırdır. Bu durum (2.4)'teki gibi ifade edilir.

$$\frac{dP_{TEG}}{dV_{TEG}} \Big|_{max} = \frac{V_{OC} - 2V_{TEG}}{R_{TEG}} \quad (2.4)$$

Burada V_{OC} TEG'in açık devre gerilimi (V) olup V_{TEG} TEG'in çıkış gerilimidir. Dolayısıyla MPP'deki TEG'in çıkış gerilimi $V_{TEG/MAX}$ TEG V_{OC} geriliminin (2.5)'teki gibi TEG açık devre geriliminin yarısı olmaktadır. Bu (2.6)'daki gibi kısa devre akımı (I_{SC}) ile de aynıdır. TEG'den alınan güç değeri maksimum olduğunda elde edilen akım değeri $I_{TEG/MAX}$ kısa devre akım değerinin yarısıdır.

$$V_{TEG/MAX} = \frac{V_{OC}}{2} \quad (2.5)$$

$$I_{TEG/MAX} = \frac{I_{SC}}{2} \quad (2.6)$$

TEG'in maksimum çıkış gücü, $P_{TEG/MAX}$, TEG açık devre gerilimi ve TEG iç direnci ile (2.6)'daki gibi hesaplanır.

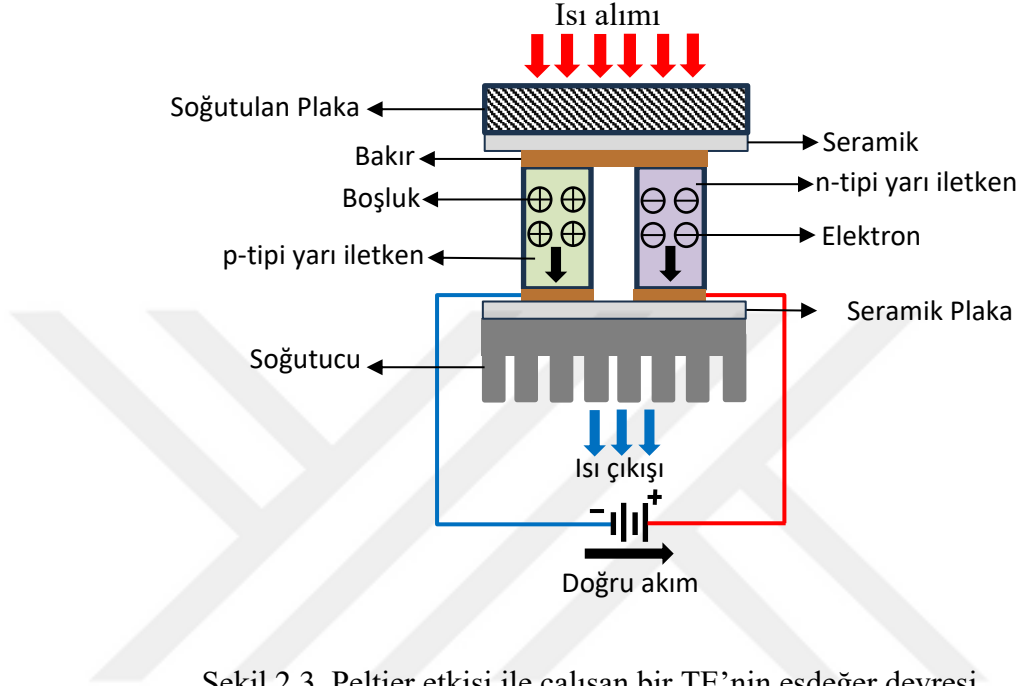
$$P_{TEG/MAX} = \frac{V_{OC}^2}{4R_{TEG}} \quad (2.7)$$

Sonuçta, TEG'den elde edilen güç ΔT sıcaklık farkına yarı iletken malzemenin özelliklerine ve TEG'in çıkış uçlarına bağlanan R_L direncinin değerine bağlıdır.

2.1.2 Peltier etkisi

Charles Athanasa Peltier tarafından 1834 yılında iki farklı metalin birleştirilip elektrik akımı uygulandığında birleşme noktasında metallerden birinin ısınırken diğer tarafının soğumasının gözlemlenmesi ile keşfedilmiştir. Isının akış yönü elektrik akımının yönüne bağlıdır ve gerilimin yönü değiştirildiğinde ısınan metal soğurken diğer tarafı ısınmaktadır. Termoelektrik etkinin çift yönlü olduğunu gösteren Peltier deneyi termoelektrik soğutucuların (TEC) öncüsü olmuştur [41]. TE metallerindeki ısı akışının akıma oranı Peltier Etkisi olarak bilinmektedir. Yarı iletkenin içinde ısıyı

taşıyan parçacıkların dışarıdan uygulanan sıcaklıktan etkilenmesi ile yer değiştirmeleri yerine uçlarına DC gerilim uygulandığında oluşan potansiyel fark ile ısı taşıyıcı parçacıkları yer değiştirmeye başlar. Ayrıca malzemenin özellikleri ısı aktarım hızında etkili olmaktadır. Peltier etkisinin görsel biçimi Şekil 2.3'te ifade edilmektedir.



Şekil 2.3. Peltier etkisi ile çalışan bir TE'nin eşdeğer devresi

TEM'in Peltier etkisinde p ve n-tipi yarı iletkenleri elektriksel olarak seri bağlanmasıyla iki metal arasında birleştirilir. TE'nin her iki uçları arasında akan I akımı, Q_c miktarındaki ısıнын bir ucundan diğer ucuna verilmesi ile olur. Aktarılan ısı (2.7)'deki gibi hesaplanmaktadır [42].

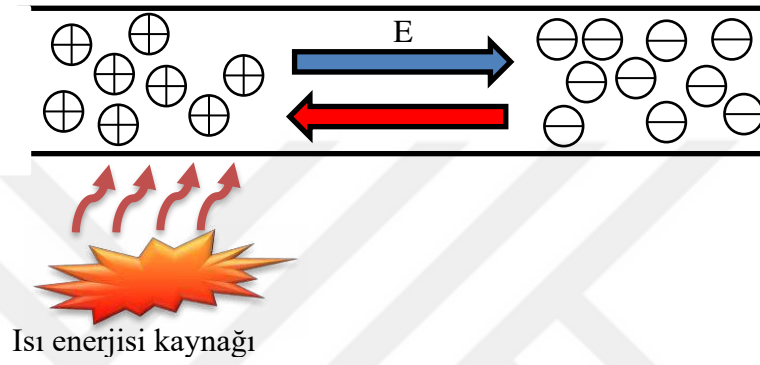
$$Q_c = I \times b_{xy} \quad (2.7)$$

Burada b_{xy} , malzemenin cinsi, geometrisi ve sıcaklığa bağlı bir çarpan olmaktadır.

TE'ler, geleneksel soğutma yöntemleri gibi kloroflorokarbon veya herhangi bir kimyasal kullanılmasına gerek duymadan çalışabildiklerinden alternatif bir soğutma biçimi olabilmektedir. Ancak yapıları gereği düşük verimli ve güçte olduğundan her türlü kullanıma uygun olmayabilirler. Yine de küçük alanların soğutulmasında araçlarda bulunan elektrik girişleri kullanılarak soğutma yapabilmektedir.

2.1.3 Thomson etkisi

Thomson etkisi, 1851 yılında William Thomson (Lord Kelvin) tarafından keşfedilen ve bir iletken boyunca sıcaklık gradyanı mevcut olduğunda, iletken içinden geçen akımın yönüne bağlı olarak iletkenin ısı emmesi ya da ısı vermesi olayıdır. Bu etki, Peltier ve Seebeck etkileri ile termoelektrik olaylar arasında yer alır. Özellikle termoelektrik malzemelerin karakterizasyonu ve TE'lerin tasarımı için büyük önem taşımaktadır. Thomson etkisi ısı ve elektrik akımı ilişkisi Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4. Thomson etkisi ısı ve elektrik akımı ilişkisi

Şekil 2.4'te, bir iletkenin sıcak bölgesi olan sol tarafı ve soğuk bölgesi olan sağ tarafı arasındaki yük taşıyıcılarının (+) hareketi ve oluşan elektrik alanı (E) gösterilmektedir. Isı kaynağı, sıcak bölgedeki yük taşıyıcılarının daha yüksek enerjiye sahip olmasına neden olarak onları soğuk bölgeye doğru hareket ettirir. Bu hareket, mavi ok ile gösterilen elektrik akımını ve Thomson etkisine bağlı olarak kırmızı okla gösterilen ısı akışını oluşturur.

İletken içerisindeki yük taşıyıcıları, enerji dağılımının sıcaklığına bağlı olarak değişmesiyle açıklanır. Sıcaklık farkı olan bir iletkende yük taşıyıcıları sıcak bölgeden soğuk bölgeye doğru hareket ederken enerji değişimi oluşmaktadır. Bu değişim, iletkenin ısı emmesi veya ısı vermesine neden olur. Oluşan sıcaklık farkı ne kadar fazla ise aralarındaki potansiyel farkın artmasından dolayı daha yüksek gerilim çıkışı verir.

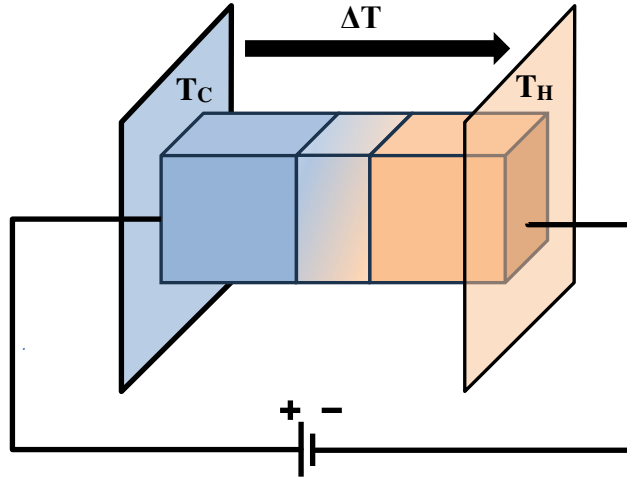
Thomson etkisi, iletkenin birim uzunluğu başına ve birim sıcaklık farkı başına düşen ısı değişimini temsil eden Thomson katsayısı (τ) ile karakterize edilir. Thomson katsayısı, malzemenin cinsine, sıcaklığına ve yük taşıyıcılarının türüne bağlıdır ve pozitif veya negatif değerler alabilir. Pozitif Thomson katsayısı, akımın sıcak bölgeden

soğuk bölgeye doğru aktığı durumda iletkenin ısı emdiğini, negatif Thomson katsayısı ise iletkenin ısı verdiğini göstermektedir. Thomson etkisi (2.8)'de verilmiştir [43].

$$\frac{dQ}{dt} = \tau * I * \frac{dT}{dx} \quad (2.8)$$

Burada, dQ/dt birim zamanda açığa çıkan veya soğurulan ısı miktarı, I iletken üzerinden geçen akım şiddeti, dT/dx sıcaklık gradyanı ve τ Thomson katsayısıdır. Thomson etkisinin akım şiddeti, sıcaklık gradyanı ve Thomson katsayısı ile doğru orantılıdır.

Thomson etkisi, TEC ve güç üretimi gibi uygulamalarda önemli bir rol oynar. TEC'lerde hem Peltier etkisi hem de Thomson etkisi soğutma performansını etkiler. TEG'lerde ise, bu iki etki ile üretilen elektrik gücünü etkiler. Bu nedenle, termoelektrik malzemelerin Thomson katsayısının doğru bir şekilde ölçülmesi ve anlaşılması, termoelektrik cihazların verimliliğini artırmak için kritik öneme sahiptir. Thomson etkisi ile çalışan bir soğutucunun ısı akış şeması görsel olarak Şekil 2.5'te gösterilmiştir.



Şekil 2.5. Thomson etkisi ile soğutma [44]

2.2 DC-DC Çeviriciler

Günümüzde kullanılan elektronik cihazların her biri farklı gerilimde veya akım değerlerinde çalışmaktadır. Ancak üretilen elektrik enerjisi kaynakları bu elektronik cihazları çalıştırmak için elverişli olmadıklarından bu kaynakların çıkışı güç

elektronisinde kullanılan yükselten DC-DC çevirici, alçaltan DC-DC çevirici veya alçaltan-yükselten DC-DC çevirici devreleri kullanılmaktadır. Bu devreler genel olarak elektronik cihazların içerisinde hali hazırda bulunduğundan harici olarak başka bir cihaz kullanılmasına gerek olmamaktadır.

Yükselten DC-DC çeviriciler elektrik kaynağındaki gerilimi daha yüksek gerilim seviyesine yükseltmek için kullanılan devrelerdir. Yani çıkış gerilimleri giriş gerilimlerinden daha yüksek olmaktadır. Dolayısıyla enerji kaynağının gerilim değeri elektronik devrenin en düşük çalışma geriliminden daha düşük olması durumunda kullanılabilir. Bu devreler temel itibarıyla anahtarlama elemanı transistör, MOSFET, tristör, izole edilmiş kapılı iki kutuplu transistör (IGBT), kondansatör, bobin ve diyottan oluşmaktadır. Bu çeviriciler anahtarlama yöntemlerine göre senkron, senkron olmayan, çok fazlı ve izoleli yükselten DC-DC çevirici olarak ayırt edilmektedir. Senkron olmayan yükselten DC-DC çeviriciler; bobin, kondansatör ve tek bir anahtarlama elemanından oluşmaktadır [45].

Senkron çeviriciler; standart çeviriciden farklı olarak diyot yerine anahtarlama elemanı kullanarak toplam iki tane anahtarlama elemanından oluşmaktadır. Bu anahtarlama elemanları aynı frekansta ve görev döngüsünde çalıştırılır ve biri açık iken diğeri kapalı konumda olmaktadır. Çok fazlı DC-DC yükselten çeviriciler, yükselten DC-DC çeviricilerin birden fazla paralel kola sahip olacak şekilde genişletilmiş halidir. Her bir faz, kendi bobini, anahtarlama elemanı ve diyotu ile çalışır. Bu fazlar, giriş ve çıkış arasında ortak bir kondansatör ile birleştirilir [46].

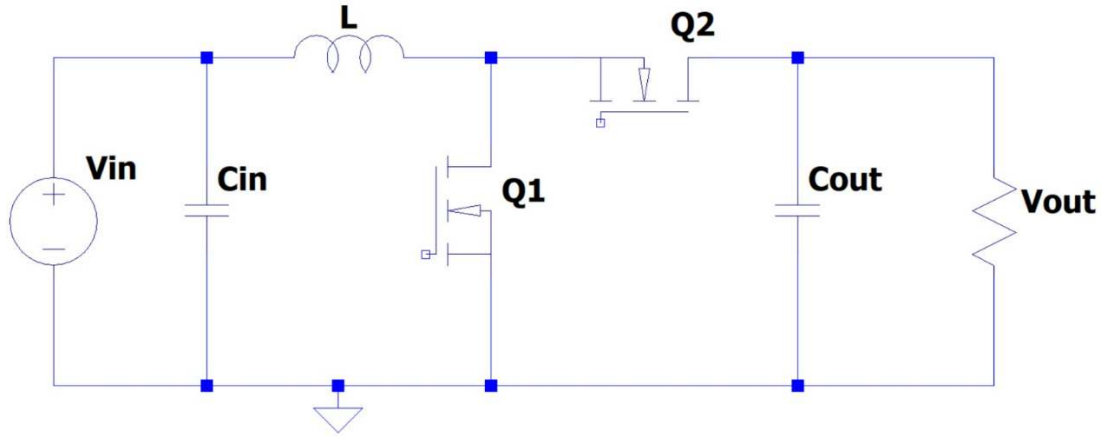
İzoleli yükselten DC-DC çeviriciler, giriş ve çıkış arasında elektriksel izolasyon sağlayan özel bir tür yükselten DC-DC çeviricidir. Bu izolasyon, genellikle bir transformatör kullanılarak elde edilir [47]. Bu çeviriciler, elektriksel güvenlik, gürültü azaltma ve farklı topraklama gereksinimleri gibi nedenlerle tercih edilir.

2.2.1 Senkron izolesiz yükselten DC-DC çevirici

Bu çalışmada yüksek verimliliklerinden ve daha yüksek güçlerde çalışmaya elverişli olduklarından senkron izolesiz yükselten DC-DC çevirici kullanılmıştır. Ancak anahtarlama elemanlarının senkron bir şekilde çalıştırılabilmeleri için yüksek taraf ve alçak taraf anahtarlama yapabilen MOSFET sürücüsü kullanılması gerekir.

Bunun sebebi senkron çeviricilerde bulunan MOSFET'lerin yüksek taraf ile alçak tarafın aynı anda açık veya kapalı olmaması durumudur [48]. Ayrıca tüm anahtarlama elemanlarının aynı görev döngüsünde, frekansta çalıştırılması gerekirken açılma kapanma zamanlarının iyi ayarlanması lazımdır.

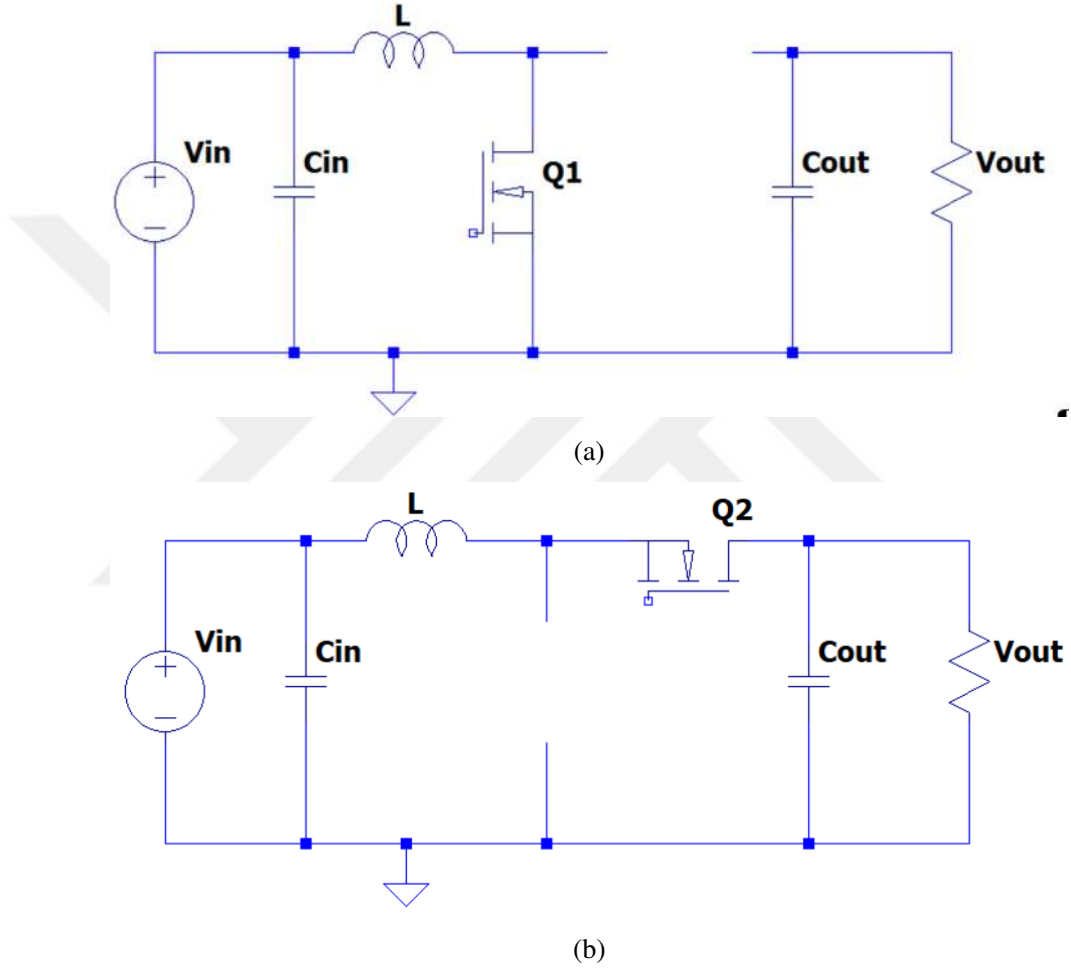
Senkron izolesiz yükselten DC-DC çeviricilerin temel çalışma prensibi, Q1 ve Q2 iki anahtarlama elemanının kontrollü bir şekilde açılıp kapanması üzerine kuruludur. Bu anahtarlama elemanları, genellikle MOSFET veya IGBT gibi yüksek hızlı anahtarlama elemanlarından seçilir. Bobin (L) ve kondansatör (C) ise enerji depolama ve filtreleme görevlerini üstlenir [49]. Şekil 2.6'da senkron izolesiz yükselten DC-DC çeviricilerin prensip şeması verilmiştir.



Şekil 2.6. Senkron izolesiz yükselten çeviricilerin prensip şeması

Senkron izolesiz yükselten DC-DC çeviricilerin çalışmasının Şekil 2.7a'da gösterilen ilk aşamasında, kontrol devresi tarafından üretilen bir sinyal ile anahtarlama elemanı Q1 tetiklenir ve iletme geçer. Bu durumda, giriş gerilimi (V_{in}) doğrudan bobine uygulanır. Bobin akımı, doğrusal olarak artmaya başlar ve bobinde manyetik alan şeklinde enerji depolanır. Bu esnada, Q2 MOSFET'i ters polarizasyonda olduğu için yalıtım durumundadır ve akımın yüke akmasına izin vermez. Senkron izolesiz yükselten DC-DC çeviricilerin çalışmasının Şekil 2.7b'de gösterilen ikinci aşamasında, kontrol devresi Q1'i yalıtıma geçirir. Bobindeki akım aniden kesilemez, bu nedenle bobinde depolanan enerji, akımın yönünü değiştirerek Q2 MOSFET'ini iletme geçirir. Bu sayede, bobinde depolanan enerji, MOSFET üzerinden

kondansatöre ve ardından yüke aktarılır. Kondansatör, çıkış gerilimini (V_{out}) filtreleyerek dalgalanmaları azaltır ve yükün enerji ihtiyacını karşılar. Bu iki aşama, kontrol devresi tarafından belirlenen bir frekansta sürekli olarak tekrarlanır. Anahtarlama frekansı, çıkış geriliminin istenen seviyede tutulması için ayarlanır. Yüksek anahtarlama frekansları, daha küçük bobin ve kondansatör değerlerinin kullanılmasına olanak tanır, ancak anahtarlama kayıplarını artırır [50].



Şekil 2.7. Senkron yükselten çevirici eşdeğeri: (a) $Q1$ iletimde, (b) $Q2$ iletimde

Senkron DC-DC çevirici devrelerinin önemli avantajı, geleneksel izolesiz yükselten çeviriciye göre daha yüksek verimlilik sunmasıdır. Bu, senkron MOSFET ($Q2$) kullanımı sayesinde mümkün olur. Geleneksel diyotlar, iletim sırasında önemli miktarda güç kaybına neden olurken, MOSFET'ler çok daha düşük iletim kaybına sahiptir. Ayrıca, MOSFET'in yumuşak anahtarlama özelliği, elektromanyetik girişimi

(EMI) azaltarak sistemin daha güvenilir ve verimli çalışmasını sağlar. Her ne kadar daha verimli ve yüksek güçlerde çalışabilen devreler olsa da üretimi daha maliyetli ve zor olmaktadır [51]. Senkron ve temel DC çeviricilerin kıyaslaması Tablo 2.3'te yapılmaktadır.

Tablo 2.3. Temel ve senkron DC-DC çeviricilerin karşılaştırılması

Özellik	Temel DC-DC Çevirici	Senkron DC-DC Çevirici
Diyot	Standart diyot kullanılır.	İkinci bir anahtarlama elemanı (MOSFET veya IGBT) kullanılır.
Verimlilik	Diyot üzerindeki iletim kayıpları nedeniyle daha düşüktür.	Senkron anahtarlama sayesinde daha yüksek verimlilik elde edilir.
Güç Kaybı	Diyot üzerindeki iletim kayıpları daha fazladır.	Daha düşük iletim kayıpları sayesinde güç kaybı azalır.
Maliyet	Daha düşük maliyetlidir.	İki anahtarlama elemanı kullanılması nedeniyle maliyeti biraz daha yüksek olabilir.
Karmaşıklık	Daha basit bir yapıya sahiptir.	Kontrol devresi daha karmaşık olabilir.
EMI	Diyotun ani anahtarlanması nedeniyle daha yüksek EMI oluşabilir.	Yumuşak anahtarlama sayesinde daha düşük EMI oluşur.
Uygulama Alanları	Düşük güç uygulamaları için daha uygundur.	Yüksek güç ve yüksek verimlilik gerektiren uygulamalar için daha uygundur.

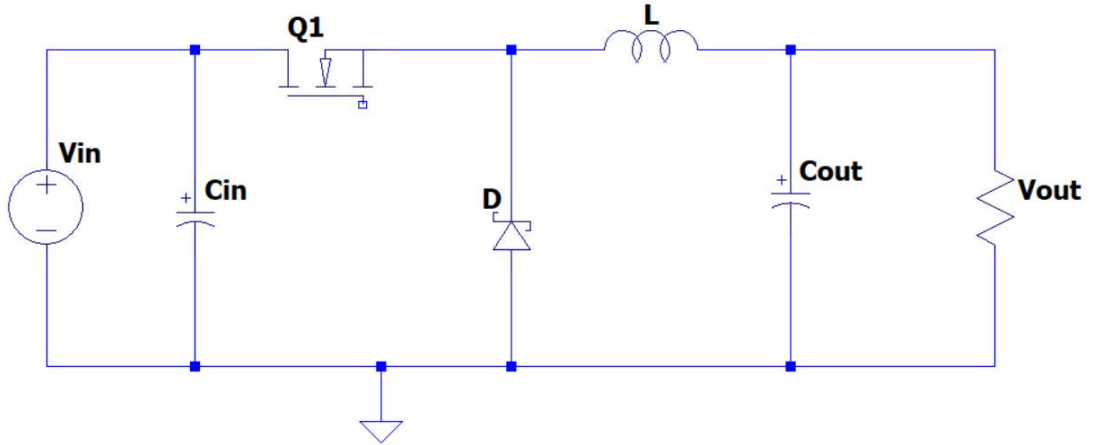
2.2.2 İzolesiz alçaltan DC-DC çevirici

İzolesiz alçaltan DC-DC çeviriciler, elektrik kaynağındaki gerilimi daha düşük gerilim seviyesine indirmek için kullanılan güç elektroniği devreleridir. Bu devrelerin çıkış gerilimleri giriş gerilimlerinden daha düşük olmaktadır. Ancak giriş gücü ile çıkış gücü elektriksel kayıplar haricinde aynı olduğundan daha yüksek çıkış akımı elde etmektedir. Bu devrelerin kullanım alanları genellikle bilgisayar donanımlarının çalıştırılması, DC motor sürücüleri ve LED sürücüleri gibi daha düşük düzeyde gerilim ile çalışan elektronik cihazların çalıştırılmasında kullanılır [52].

Bu çeviriciler temel olarak anahtarlama elemanının sürekli olarak açılıp kapanmasıyla çalışır. Anahtarlama elemanı açıkken, giriş gerilimi bobin ve yük

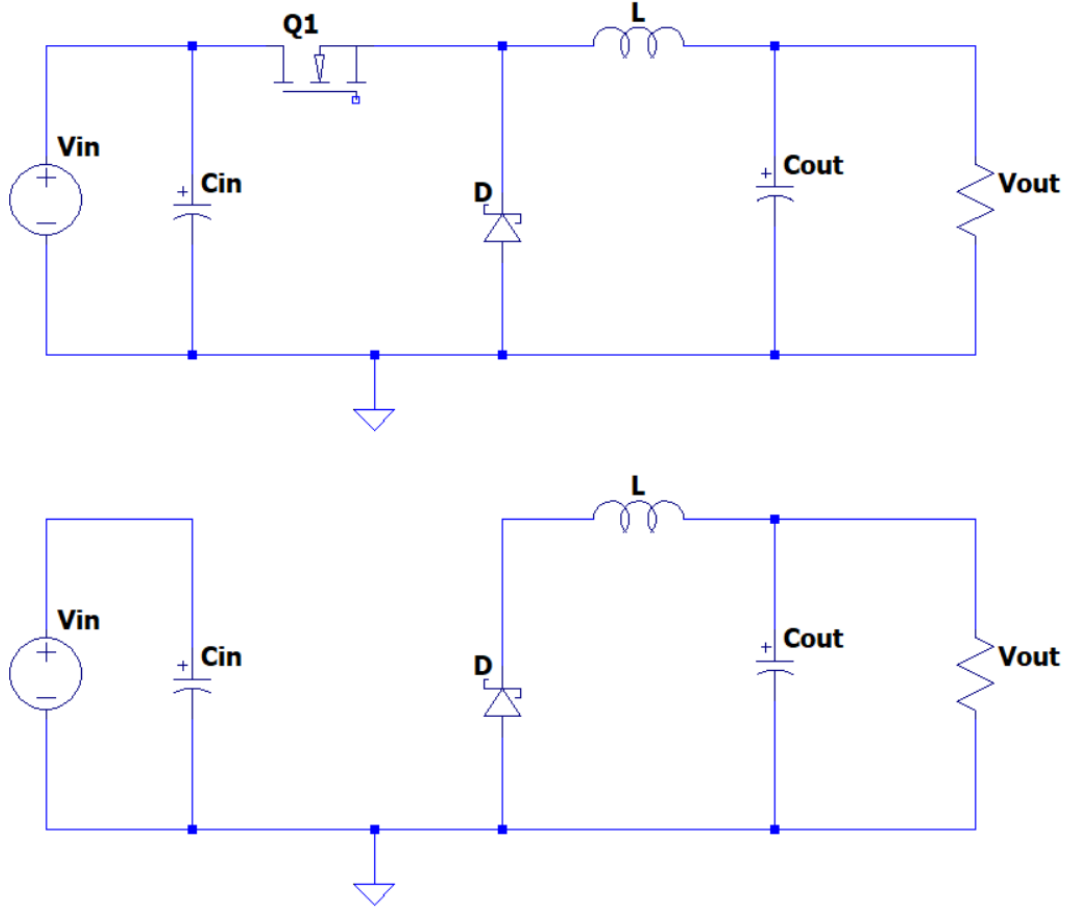
üzerinden akım akmasına neden olur. Bobinde enerji depolanırken, kondansatör yükü besler. Anahtarlama elemanı kapandığında, bobindeki depolanmış enerji diyot üzerinden kondansatörlere aktarılır ve çıkış gerilimi düşer [53]. Bu döngü sürekli tekrarlanır ve anahtarlama frekansı, çıkış gerilimini istenen seviyede tutulması için kontrol edilir.

Alçaltan DC-DC çeviriciler topolojilerine göre temel, senkron, çok fazlı ve izoleli alçaltan çeviriciler olmak üzere dörde ayrılmaktadır. Temel alçaltan çeviriciler bu metinde anlatılan biçimde çalışırken senkron izolesiz alçaltan DC-DC çeviriciler temel olandan farklı olarak diyot yerine bir anahtarlama elemanı kullanılır. Bu tür devrelerde alçak taraf kapalı iken yüksek taraf açık modda veya tam tersi olmalıdır [54]. İzolesiz alçaltan DC-DC çevirici prensip şeması Şekil 2.8’de verilmiştir.



Şekil 2.8. İzolesiz alçaltan çeviricilerin eşdeğer devresi

İzolesiz alçaltan DC-DC çeviricilerin çalışmasının Şekil 2.9a’da gösterilen ilk aşamasında, Q1 iletimdeyken, giriş gerilimi (V_{in}) bobin (L) üzerinden akım akmasına neden olur. Bobin akımı doğrusal olarak artar. Q1 yalıtıma geçtiğinde, bobindeki akım aniden kesilemez ve akım yönünü değiştirerek diyot üzerinden akmaya devam eder. Bobinde depolanan enerji, diyottan geçerek kondansatöre ve yüke aktarılır. Devredeki çıkış kondansatörü elde edilen gerilimini (V_{out}) filtreleyerek bobin tarafından oluşan dalgalanmaları azaltır ve yüke sabit bir gerilim sağlayarak çıkışa bağlanan yükün sağlıklı bir şekilde beslenmesini sağlar.



Şekil 2.9. Alçaltan çevirici eşdeğeri: (a) Q1 aktif, (b) Q1 kapalı

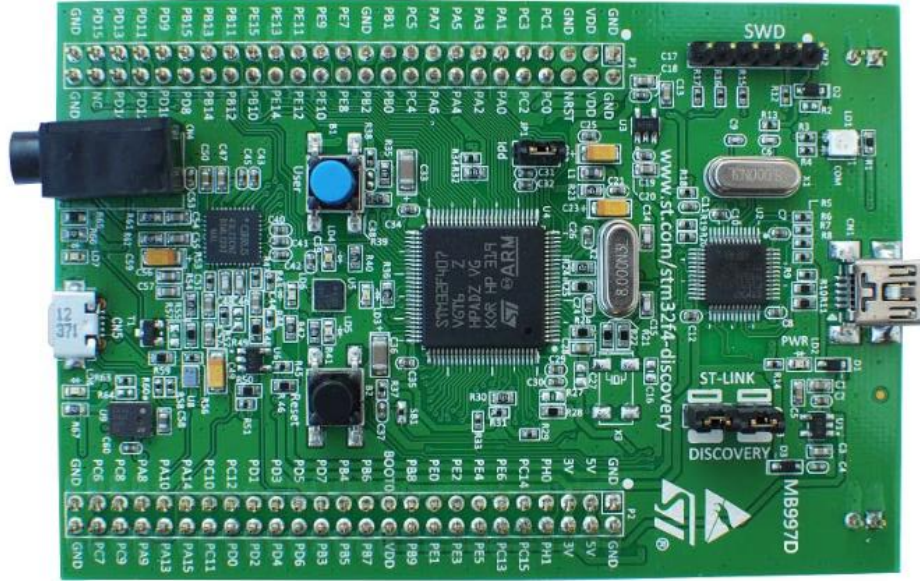
Bu çalışmada yüksek frekanslarda anahtarlama yapılacağından anahtarlama elemanı olarak MOSFET tercih edilmiştir. Böylece diyot üzerindeki iletim kayıpları azalacağından daha yüksek verimli devreler olmaktadır. Ancak MOSFET'in verimli bir şekilde anahtarlabilmesi için MOSFET sürücüsü kullanılmalıdır [55].

2.3 STM32F407 Mikrodenetleyicisi

Kontrol sistemlerinin yönetimi için gerekli olan gömülü sistemlerde MCU'lar önemli bileşenlerdir. Bu çalışmada sistemin yönetilebilmesi için STMicroelectronics firmasına ait STM32F407 MCU'su kullanılmıştır. Bu MCU, ARM 32 Bit Cortex mimarisine sahip 4 Kbit hafıza kapasitesinde rastgele erişimli belleğe (RAM) sahip düşük güç tüketimine sahip bir denetleyicidir. Saat hızı 168 MHz'e kadar çıkabildiğinden yüksek hız gerektiren uygulamalara uygun bir MCU'dur. Ayrıca STM32F407 MCU'sunda üç kanallı analog dijital çevirici (ADC) ile 13 cihazdan 16 bit çözünürlüğünde analog sinyal girişi alınabilirken aynı zamanda referans gerilimi kanalıyla ölçümlerde kalibrasyon yapma imkânı sağlar veya içerisinde bulundurduğu sıcaklık sensörü ile MCU'nun sıcaklığı ölçülebilir.

Alçaltan DC-DC çevirici ve senkron izolesiz yükselten DC-DC çeviricilerin anahtarlarının tetiklenmesinde kullanılan darbe genişlik modülasyonu (PWM) sinyali MCU'nun 12 adet 16 bit çözünürlüğünde veya iki adet 32 bit çözünürlüğü timer kanalları üzerinden üretilebilmektedir. Bu MCU 168 MHz frekansına kadar çalıştırılabileceğinden kullanılan çeviricilerin yüksek frekans tetiklemesinde kullanılabilir. Ayrıca daha düşük güç tüketimi gereken uygulamalarda MCU'nun 16 Mhz frekansında dahili osilatörü ile daha düşük güçte ve saat hızlarında çalıştırılabilmektedir. Dahili osilatör düşük doğrulukta çalışmaktadır ve bu yüzden harici osilatör kullanılması önerilmektedir. Ayrıca düşük güç tüketimi içerisinde uyku modu ile mikroişlemci işlem sırasında kesme olmadığı sürece kapalı durumda olur. Durma modunda ise orta ve yüksek hızda çalışan osilatörü kapatır. Bekleme modunda harici tüm osilatörler statik RAM ile devre dışı bırakılır [56].

Diğer cihazlar ile iletişime geçebilmek için iki kanallı denetleyici alan ağı (CAN), üç kanallı ara entegre devre (I²C), üç kanallı seri çevresel arayüz (SPI) ve altı kanallı evrensel senkron/asenkron alıcı-verici (USART) 10,5 Mbit/s'lik iletişim protokollerini tek yönlü veya çift yönlü olarak desteklemektedir [57]. Ayrıca yüksek hızlarda kablolu iletişim gerektiği durumlarda USB 2.0 ve IEEE 1588v2 standartlarına uygun doğrudan bellek erişimli (DMA) ethernet desteği bulunmaktadır. Şekil 2.10'da STM32F407 mikrodenetleyici kartı ve Tablo 2.4'te STM32F407 MCU'sunun teknik özellikleri verilmiştir.



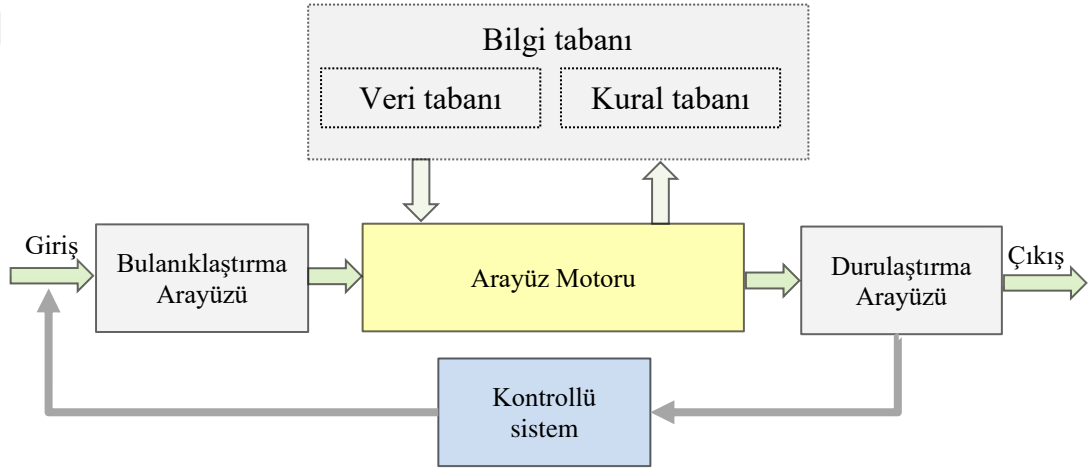
Şekil 2.10. STM32F407 mikrodenetleyici kartı

Tablo 2.4. STM32F407 MCU'sunun teknik özellikleri

Özellik	Değer
Çalışma gerilimi	1,8 V – 3,6 V
Program belleği	1 Mbyte
Analog karşılaştırıcı	Var
Pin sayısı	64
Statik RAM	4 Kbyte
ADC	3 kanal 12 bit
DAC	2 kanal 12 bit
PWM	4x12 bit, 4x32 bit
Giriş / Çıkış pin çalışma gerilimi	1,8 V – 3,6 V
Gerçek zaman sayacı	Var
Düşük güç modu	Var
Dahili osilatör	Var
Çalışma sıcaklığı	-40°C, +150°C
USART veri aktarım hızı	10,5 Mbit/s
Doğrudan bellek erişimi	Var
Giriş / Çıkış pin çıkış akımı	25 mA
Kesme frekansı	84 Hz

2.4 Bulanık Mantık Kontrol

FLC, kesin sınırlarla tanımlanamayan kavramlar ve durumlar için insan benzeri bir akıl yürütme ve karar verme mekanizması sunan matematiksel bir yaklaşımdır [58]. Bu yaklaşım, dilsel ifadelerle tanımlanan bulanık kümeler ve kurallar kullanarak sistem davranışlarını modellemeye ve kontrol etmeye olanak tanır. Özellikle karmaşık sistemlerin kontrolünde, uzman bilgisi ve deneyimlerin sisteme entegre edilmesine imkân vererek daha esnek ve adaptif kontrol yöntemlerinin geliştirilmesini sağlar [59]. FLC yöntemi Şekil 2.11’de gösterilmektedir.

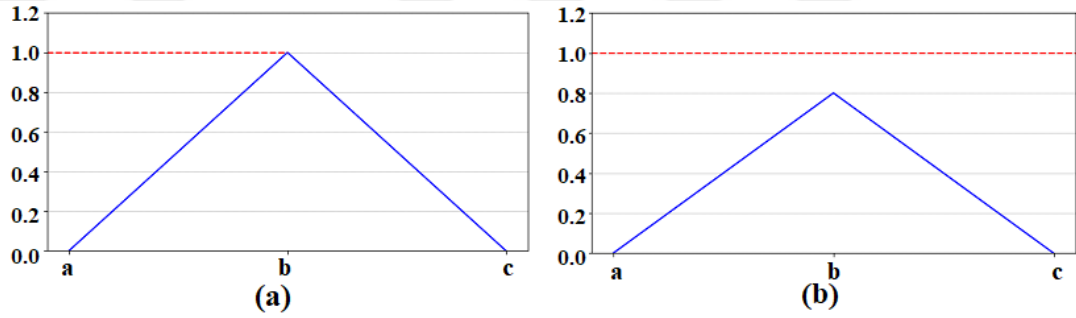


Şekil 2.11. FLC akış şeması

Burada FLC'nin çalışması için ilk olarak uygulama alanına göre ihtiyaç duyulan veri girişi yapılır. Girilen tüm verilere göre en uygun üyelik fonksiyonları tanımlanır ve matematiksel denklem oluşturularak uygun parametreler test edilir [60]. Bu uygulamalar insan duyularına benzer bir şekilde deneme yanılma yöntemi ile en doğru çıkarımı yapabilen fonksiyonları çalıştırılır. Tüm veriler girildikten sonra uygulamanın kapsamına göre kurallar belirlenir ve bu kurallara göre FLC çalıştırılır. Kurallar tanımlandıktan sonra girilen veriler bu kurala göre çıkarımda bulunması için çalıştırılmaktadır ve buna bulanık çıkarım denir [61]. Bu çıkarımlar tamamlandıktan sonra durulaştırma işlemi yapılarak anlamlı değerlere çevrilir ve veri çıkışı elde edilir [62].

FLC, bir elemanın bir kümeye kısmi üyelik derecesine sahip olabileceği fikrine dayanır [63]. Buna FLC üyelik fonksiyonu denir. Klasik fonksiyon mantığının aksine içerisindeki elemanlar her zaman tam olarak o kümeye ait veya dışarısında olması gibi bir durum olmayabilir. FLC’de her fonksiyonun elemanlarında 0 ile 1 arasında üyelik derecesi bulunur. Bu iki değer arasında bulunan öğelere üyelik fonksiyonunun dayanağı adı verilirken üyelik derecesi 1 olan öğelere ise o altkümenin özü denir.

FLC’de bulunması gereken en önemli özellik öğelerinden en az bir tanesinin üyelik derecesi bir olması gerekmektedir. Bu şekilde normal bir üyelik fonksiyonu elde edilmiş olur. Normal ve normal olmayan bulanık kümeler Şekil 2.12’de gösterilmektedir.



Şekil 2.12. Bulanık küme, (a) normal, (b) normal olmayan

FLC’de küme içerisindeki herhangi bir elemanın üyelik derecesi 0 ise tamamen kümenin dışında, 1 ise tamamen o kümeye ait olduğunu göstermektedir. Bu durum gündelik hayatta duyu organlarımız ile sıkça rastlanılmaktadır. Örneğin siyah beyaz bir fotoğraf karesine bakıldığında bakılan herhangi bir taraf kesin beyaz ya da siyah olmayabilir. Çoğunlukla bu iki rengin arasındaki koyuluk cismin renkli halindeki renginin tonuna göre bulunmaktadır. Bazı zamanlarda o karenin her cisminin renkli halini de iki rengin arasındaki koyuluğa göre karar verilebilmektedir. Bu mantık yapay sinir ağları (ANN) uygulamasında sıklıkla kullanılırken günümüzde gelişen yapay zekâ (AI) teknolojisi ile fotoğrafların renklendirme teknolojisinde kullanılmaktadır [64].

2.4.1 Bulanıklaştırma

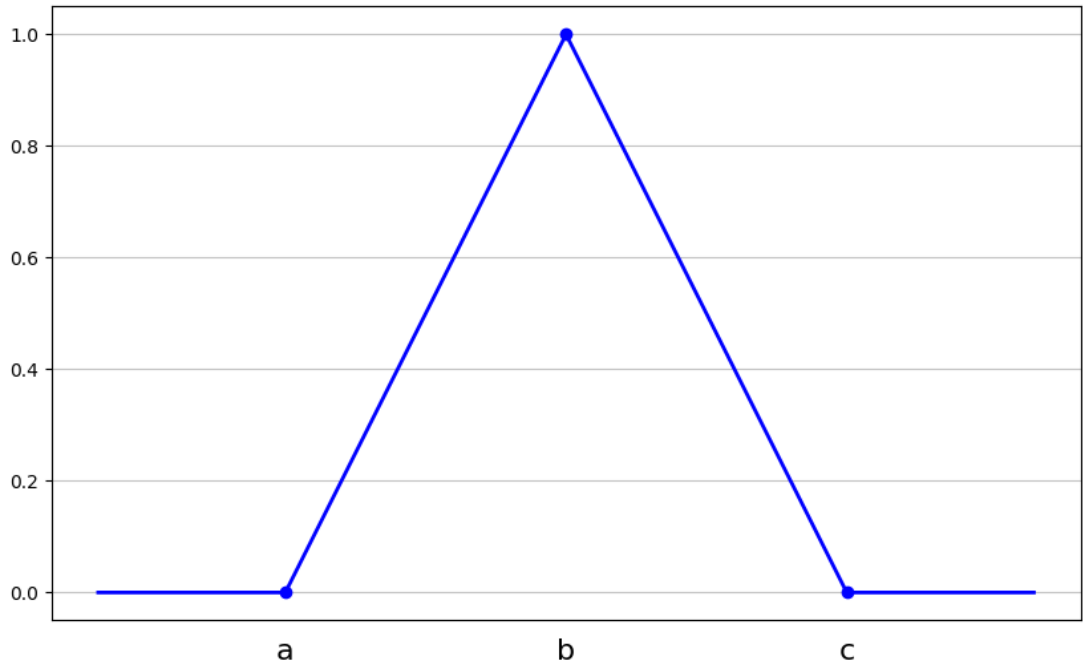
Bulanık kontrol yönteminde bulanık kümeler kullanılmaktadır. Bulanık kümeler uygulamalarına göre ihtiyaç duydukları girdileri sistemlerine alırlar ve bunları bulanık kümeler haline dönüştürmektedir. Bu durumda bulanıklaştırma işlemi gerçekleştirilmiş olur. Girilen bu veriler hiçbir zaman kesin olarak hüküm verilemediğinden üyelik dereceleri bulunmakta olup bu dereceler 0 ile 1 arasında işlenmektedir [65]. Böylece bu teknik ile insan duyularına en yakın çıkarımlar elde edilir. Ayrıca bu yöntem sayesinde daha esnek daha tutarlı ve insana en çok benzeyen kararların verilebilmesi sağlanır.

Girdilerin sınıflandırılabilmesi için ayrı üyelik fonksiyonları tanımlanır. Bu üyelik fonksiyonları ihtiyaçlara göre farklı aralıklarda veya farklı üyelik fonksiyonu türü seçilebilmektedir. Üyelik fonksiyonlarının aralıkları belirlendikten sonra girdiler her fonksiyonda kontrol edilir ve kendilerine tanımlanan matematiksel formüllere göre üyelik dereceleri belirlenir. Belirlenen bu üyelik dereceleri birden fazla üyelik fonksiyonuna ait olabilir ancak bu durumda dereceleri farklı olacaktır. Bir üye bir kümeye 0,7 değerinde üye iken bir diğer kümeye 0,3 değerinde üyedir. Böylece her girdi kesin olarak bir gruba sınıflandırılmaktan çok hangi gruba ne kadar yakın olduğu belirlenmektedir.

FLC üyelik fonksiyonları bulanık kümelere dahil olmaktadır. Bu fonksiyonlar iç bükeyliği ve dış bükeyliği göz önüne alındığında genel olarak; üçgen, yamuk ve Gauss eğrisi şeklinde sıklıkla kullanılırken sigmoid, ihtimal yoğunluk fonksiyonları, S şekli ve Z şekli biçiminde olmak üzere üyelik fonksiyonları bulunmaktadır [66].

2.4.2 Üyelik Fonksiyonları

FLC’de sıklıkla kullanılan üçgen üyelik fonksiyonu en basit fonksiyonlardan olup kendisi a, b ve c gibi üç değerle tanımlanabilir. Üçgen üyelik fonksiyonu temel itibarıyla Şekil 2.13’te gösterilmektedir.



Şekil 2.13. Üçgen üyelik fonksiyonu

Üçgen üyelik fonksiyonları matematiksel eşitliği (2.9)'da ifade edilmektedir.

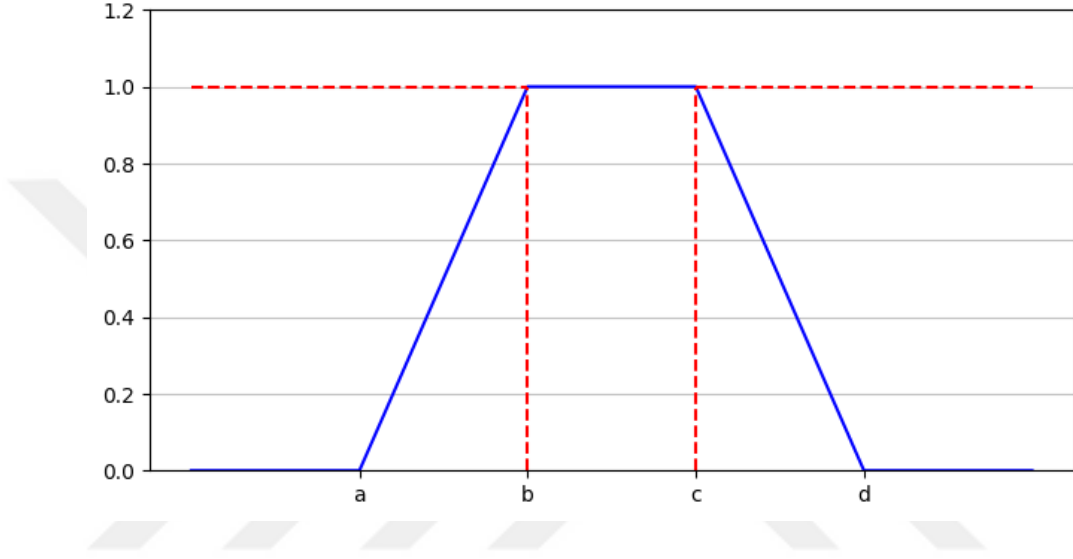
$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b}, & b \leq x \leq c \\ 0, & c \leq x \end{cases} \quad (2.9)$$

Burada üçgen x değeri a değerinden daha küçük olduğu sırada y ekseninde sıfır değerinde olmaktadır. Ancak a ve b değerinde olan x değeri lineer olarak bir olana kadar yükselir ve b değerine ulaşır. Tam aitlik durumuna erişen x değeri b ve c arasında lineer olarak üyelik değeri sıfır olana kadar c noktasına ulaşır ve içerisinde bulunduğu üyelik fonksiyonundan çıkarak sıfır değerinde devam eder [67].

Üçgen üyelik fonksiyonları, birçok çalışmada $\pm\%5$ oranında hata payı olması kabul edilebilir düzeydedir. FLC'de en fazla kullanılan bu fonksiyonun diğerlerine göre matematiksel olarak anlaşılır ve üç parametrelili basit bir yapıya sahiptir. Parametrelerinin değiştirilebilir olup farklı şekillerde oluşturulabilmesi bulanık

kümelerin modellenmesinde esneklik sağlar. Örneğin geniş aralıklı bulanık kümeler için geniş tabanlı üçgen kullanılırken dar aralıkları kapsayan bulanık kümelerinde dar tabanlı bir üçgen kullanılabilir. Ayrıca bu üyelik fonksiyonlarının aitlik dereceleri doğrusal olarak değiştirilebilir.

Yamuk üyelik fonksiyonu sırasıyla a, b, c ve d gibi dört değerden oluşan bir üyelik fonksiyonudur. Yamuk üyelik fonksiyonu Şekil 2.14'te gösterilmektedir.



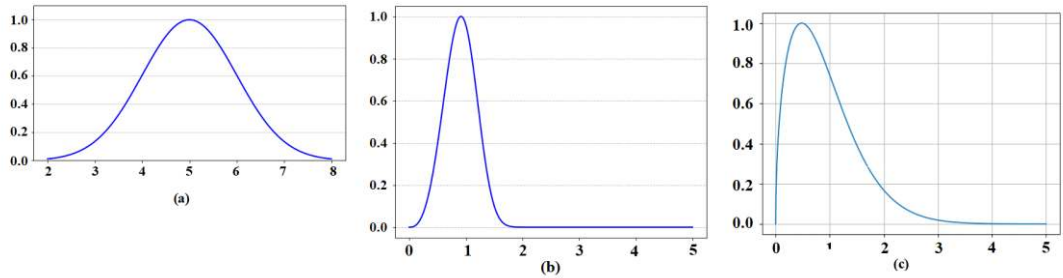
Şekil 2.14. Yamuk üyelik fonksiyonu

Dört parametreye sahip yamuk üyelik fonksiyonu için a ve b arasında kümenin üyelik derecesi sol sınırında lineer olarak sıfırdan bire doğru artar. Bu fonksiyonun üyelik derecesi b ve c arasında bire eşit olduğundan bu bölge üyelik fonksiyonunun özü olarak nitelendirilmektedir. Sağ sınırında ise üyelik değeri birden sıfıra doğru lineer olarak düşmektedir. Bunun sonucunda oluşan grafik incelendiğinde yamuk şekli gözlemlendiğinden buna yamuk üyelik fonksiyonu denmektedir [68]. Bu üyelik fonksiyonun matematiksel eşitliği (2.10)'da verilmiştir.

$$\mu(x) = \begin{cases} 0, & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a}, & a \leq x \leq b \\ 1, & b \leq x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c}, & c \leq x \leq d \\ 0, & d \leq x \end{cases} \quad (2.10)$$

Burada sırası ile a, b, c ve d dayanağın alt, sol geçiş bölgesi üst, sağ geçiş bölgesi alt ve dayanağın üst sınırlarını temsil eder.

Genellikle istatistik alanında kullanılan bu fonksiyonlar çan eğrisi şeklinde bir grafikte temsil edilen sürekli bir fonksiyondur. Bu üyelik fonksiyonunda bir elemanında bulanık kümeye ait olma derecesi, elemanın bulanık kümenin merkezine olan uzaklığına ve fonksiyonun standart sapmasına göre belirlenir. Tepe noktası değeri bire eşit olmakta ve bu değerlerin tüm ordinatlarının tepe noktası değerine bölünmesi ile elde edilmektedir [69]. Bunula ilgili en çok görülen Gauss, Weibull ve Gamma üyelik fonksiyonları sırası ile Şekil 2.15a–c’de gösterilmektedir.



Şekil 2.15. Üyelik fonksiyonları, (a) Gauss, (b) Weibull, (c) Gamma

Burada oluşturulan eğrilerin matematiksel ifadeleri (2.11)’de gösterilmektedir.

$$\mu(x) = e^{-\frac{(x-m)^2}{2s^2}} \quad (2.11)$$

Burada s parametresi m değeri etrafındaki ortalama sapmaların bir ölçütüdür. Ayrıca s parametresi istatistikteki standart sapmaya karşılık gelmektedir. Diğer yandan m üyelik derecesinin bire eşit olduğu öz noktasını gösterir [70].

2.4.3 Bulanık Çıkarım

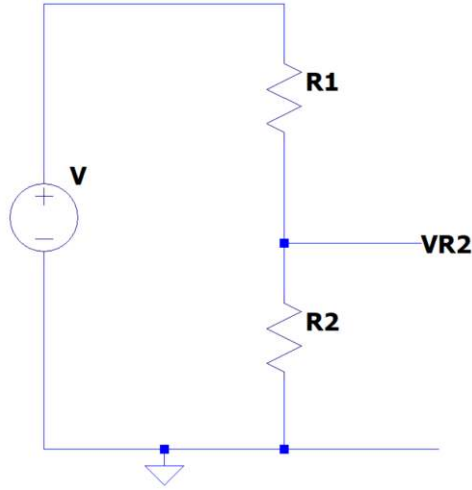
Bulanıklaştırma sırasında elde edilen kümelenendirme işlemi sonrası tüm girdiler önceden belirlenen üyelik fonksiyonlarına üyelik derecelerine göre sınıflandırılır. Her üyelik fonksiyonunun belirli bir aralığı bulunmaktadır. Bir üyenin üyelik derecesi belirlenir. Bu üye bir kümeye 0,7 derecesine üye iken diğer bir kümeye 0,3 derecesinde üye olabilir. Buna göre o üye tam olarak ne bir kümede ne de diğer kümede olarak sınıflandırılmaz. Ancak genel olarak hangi fonksiyonun üyelik derecesi yüksek ise kümeye ait olduğu çıkarımı yapılabilir. Bu yöntem çoğunlukla belirsizliği modellemede kullanılmakta iken daha esnek ve toleranslı bir sınıflandırma yapılabilmesine olanak sağlar. Bulanık çıkarım; finans, eğitim, robotik ve yapay zekâ gibi alanlarda sıklıkla kullanılabilir [71]. Böylece her duruma kesin karar vermek yerine daha insansı biçimde esnek çıkarımlar yapılabilir.

2.4.4 Durulaştırma

Bulanık çıkarım sonrasında elde edilen bulguların kesin karar verilmesi işlemi için durulaştırma yapılmaktadır. Sisteme eklenen tüm girdiler sınıflandırılıp bulanık kurallara göre çıkarım yapılır ve bu çıkarımın üyelik fonksiyonu derecesine göre konumlandırma yapılarak referans değer elde edilir [72]. Bu tip uygulamaların dışında DC motor hız kontrolü, klima sıcaklık kontrolü veya ağırlık merkezi yönetimi gibi sürekli veri girişi olan uygulamalarda sıklıkla kullanılabilir.

2.5 Gerilim Algılama Sensörleri

MPPT'nin uygulanabilmesinde sistemin geriliminin ölçümü önemlidir. TEG'in çıkış gücünün hesaplanabilmesi ve DC-DC çeviricileri istenilen bir şekilde çalıştırabilmek için TEG ve DC-DC çeviricinin çıkış gerilimlerinin ölçümü yapılmaktadır. Bunun için sistem kontrolünde gerilim değerlerinin sayısal değerlere veya elektrik sinyallerine çevrilmesi gerekir. Bu nedenle elektronik ölçüm gerekir. Elektronik ölçüm tekniklerinde gerilim bölücü, gerilim bölücü transformatörü veya Hall etkisi sensörü kullanılmaktadır [73]. Gerilim bölücünün devre şeması Şekil 2.16'da verilmiştir.

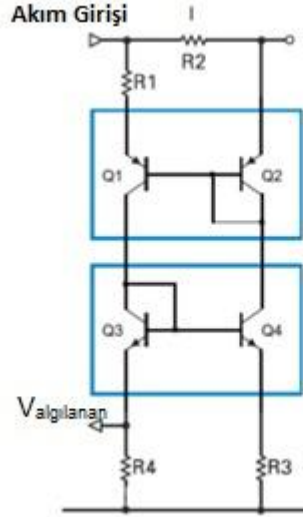


Şekil 2.16. Gerilim bölücü eşdeğer devresi

Bu gerilim ölçme yöntemi Ohm Kanunu ve Kirchhoff gerilim kanunu prensiplerine dayanarak çalışır. Bu devrede genel olarak direncin gerilim dönüşümü üzerinden geçen akımın direnç değeri ile çarpılmasıyla elde edilmektedir ($V = I \times R$). Ayrıca kapalı bir devredeki gerilim düşümlerinin toplamı, gerilim kaynaklarının toplamına eşit olan Kirchhoff gerilim kanunu da geçerli olmaktadır. Bu gerilim bölücü devresinde, $R1$ ve $R2$ dirençleri seri bağlı olduğu için üzerinden aynı akım geçer. Bu akım, Ohm Kanunu'na göre her bir direnç üzerinde bir gerilim düşümüne neden olur.

2.6 Akım Algılama Sensörleri

TEG'in ve DC-DC çeviricinin çıkış gücünü hesaplamak ve FLC'de ihtiyaç duyulan veri girişini sağlayabilmek için sistemin akım ölçümü önem kazanmaktadır. Sistem kontrolü yapılmasından dolayı akım değerlerinin elektrik sinyallerine çevrilmesi gerekir. Akım ölçümü şönt direnç, akım trafosu veya Hall etkisi sensörü gibi yöntemler kullanılarak yapılmaktadır [74]. Hall etkisi karmaşık bir yapıdadır ve yüksek manyetik alanlardan kolayca etkilenir. Şönt direnç tekniği gerilim bölücü devresi gibi Ohm Kanunu'na dayanarak çalışmaktadır [75]. Şönt direnci ve akım aynası ile gerilim ölçümü Şekil 2.17'de verilmiştir.



Şekil 2.17. Şönt direnci ve akım aynası ile akım ölçümü

Şönt direnci ve akım aynası ile gerilim ölçümünde devreye çok düşük miktarda bir yük direnci eklenir ve bu değerler genelde miliohm ($m\Omega$) veya mikroohm ($\mu\Omega$) seviyelerindedir. Akım, şönt direnç üzerinden geçerken direnç üzerinde küçük bir gerilim düşümü (V_{shunt}) oluşturur. Bu gerilim düşümü, akımın büyüklüğü ile doğru orantılıdır. Bu direnç arasındaki gerilim düşümünü bulabilmek için transistörlerden oluşan akım aynaları kullanılmaktadır.

3 MATERYAL VE YÖNTEMLER

3.1 Materyal

3.1.1 LTspice Devre Analizi Programı

Elektronik devrelerin tasarımları analiz ile başlamaktadır. Tasarlanan her devre için Entegre Devre Odaklı Simülasyon Programı (SPICE) kullanılmaktadır. Bu tür programlar tasarlanan elektronik devrelerin amacına göre çalışıp çalışmadığını, olası senaryolarda performanslarının takip edilmesinde kullanılmaktadır [76]. Sistemde kullanılan tüm DC-DC çeviricilerin devre analizleri için “LTspice” programı kullanılmıştır.

LTspice programı elektronik sektöründe yaygın olarak kullanılan bir SPICE yazılımıdır. Ayrıca diğer SPICE programlarının aksine ücretsiz bir kullanıma sahip olmakta ve tüm özellikleri kısıtlanmadan kullanılabilir.

3.1.2 KiCad Elektronik Devre Tasarımı Programı

Tasarlanan elektronik devreler SPICE programlarında analiz edildikten sonra önce prototip oluşturulur sonrasında ise üretime hazır hale getirilmeye çalışılmaktadır. Tasarlanan elektronik cihazların prototipleri baskı devre kartı (PCB) üzerinden test edilir ve eksikliklerin giderilmesi üzerinde çalışılmaktadır. Bu kartların üretiminde kullanılan birçok yazılım ücretli olarak sunulmaktadır. Ancak bazı geliştiriciler tarafından açık kaynaklı yazılımlar da ortaya çıkmaktadır [77]. Analizleri tamamlanan elektronik devrelerin PCB tasarımları açık kaynaklı yazılım olan “KiCad” programı tarafından oluşturulmaktadır. KiCad programının açık kaynaklı bir yazılım olması elektronik devre geliştiricileri tarafından bir topluluğa sahip olmasını sağlamaktadır. Bu topluluk yazılımın eksik veya hatalı bulunduğu kısımları sürekli güncelleme yetkisi bulunabildiği gibi yeni eklentiler ile programın kapsamı daha da genişleme imkânı bulmaktadır. Bu yüzden tasarlanan sistemin PCB tasarımı bu yazılım üzerinden geliştirilmiştir.

3.1.3 Termoelektrik jeneratör

Bu çalışmada oluşturulan sistemin enerji kaynağı Kyroterm marka TGM-199-1.4-0.8 TEG modülleri kullanılmıştır. Bu TEG’ler piyasada sıcaklık güç üretim

modülleri olarak adlandırılmaktadır. Önerilen yüzey sıcaklığı üretici firma tarafından 200°C olarak belirlenmiş olsa da pratikte 220°C sıcaklık değerine kadar çıkabilmektedir. TEG'in verimli çalışabilmesi için yüzeyinin pürüzsüz olmasına ve 12–15 kg/cm² basınç değerine kadar yüzeylerinin sıkıştırılması üretici tarafından önerilmiştir. Ayrıca soğuk yüzeylerinin 30°C, 50°C ve 80°C sıcaklıklarda olurken sıcak tarafının 200°C değerinde olması üretici tarafından önerilmiştir. Sıcaklıkların %5 hata payında oldukları göz önünde alınmasının gerekliliği kullanım kitapçığında belirtilmiştir. Sistemde kullanılan TEG modülünün teknik özellikleri Tablo 3.1'de belirtilmiştir.

Tablo 3.1. TEG modülü teknik özellikleri [78]

Özellikler	Değer
TE çifti	199
Termoelektrik modül	1
MPP'deki çıkış gücü (P_{MPP})	11,4 W
MPP'deki çıkış gerilimi (V_{MPP})	4,1 V
MPP'deki çıkış akımı (I_{MPP})	2,8 A
Açık devre gerilimi (V_{oc})	8,19 V
Kısa devre akımı (I_{sc})	5,61 A
İç direnç (R_{TEG})	1,46 Ω
Sıcak taraf sıcaklığı (T_{hot})	200°C
Soğuk taraf sıcaklığı (T_{cold})	30°C

3.1.4 P100FH4ENK MOSFET

Otomotiv sektöründe yüksek güç gerektiren uygulamalarda kullanılan P100FH4ENK MOSFET'ler aynı zamanda yüksek frekansta ve çıkış akımında çalışabilmektedirler.

Tasarlanan sistemdeki DC-DC çeviricilerde 250 KHz frekansında anahtarlama yapıldığı için ve istenilen akımın değerini P100FH4ENK MOSFET'i karşılayabildiği için tercih edilmiştir. Bu MOSFET iletim esnasında 40 V gerilimde ve 100 A akım değerine kadar sürekli olarak çalışabilmektedir. Çok sıcak ortamlarda en yüksek 150°C sıcaklığa kadar dayanabilirken 1,6 m Ω iç direnç değerine sahiptir. Bir

MOSFET'in iç direncinin düşük olması güç elektroniği devrelerin iletim ve anahtarlama kayıplarının daha düşük olmasını sağlar. Ayrıca 1 MHz frekansına kadar anahtarlama kapasitesine sahip olması sistemde bulunan DC-DC çeviricilerin anahtarlamasını sorunsuz bir şekilde yürütebilmektedir.

3.1.5 MOSFET Sürücü

MOSFET'ler kare dalga şeklinde PWM sinyalleri ile belirli zaman aralıklarında anahtarlama yapmaktadır. Bu MOSFET'ler genel olarak PWM üreteçleri veya MCU'lar aracılığıyla doğrudan sürülebilmektedir [79]. Ancak yüksek frekansta ve senkron anahtarlama uygulamalarında bu yöntem verimli bir şekilde çalışmamaktadır. Bu yüzden çeşitli MOSFET sürücüleri kullanılmaktadır [80].

Tasarlanan sistemde senkron izolesiz yükselten DC-DC çevirici kullanıldığından UCC27201A entegresi MOSFET sürücü olarak kullanılmıştır. Bu UCC27201A-entegre iki MOSFET'in 1 MHz frekansından yüksek senkron bir şekilde anahtarlamasını gerçekleştirebilmektedir. DC-DC çeviriciler MCU üzerinden anahtarlama için önce MOSFET sürücüsünde her MOSFET için yüksek taraf ve alçak taraf olacak şekilde iki adet PWM sinyali verilir. Entegreye giren sinyaller başka bir gerilim kaynağından verilen -0,3 – 20 V aralığında PWM sinyallerine yükseltirken her bir sinyali kapalı diğer sinyalin ise açık tutarak senkron bir tetikleme sinyali çıkışını MOSFET'lere yükseltilmiş senkron PWM sinyallerine dönüştürür. Böylece devrelerin anahtarlama kayıplarını düşürerek verimde ciddi artış sağlamaktadır [81]. Kullanılan UCC27201A'ya ait teknik özellikler Tablo 3.2.'de gösterilmiştir.

Tablo 3.2. UCC27201A teknik özellikleri

Özellikler	Değer	Özellikler	Değer
Besleme gerilimi (V)	-0,3–20	Çıkış gecikmesi (ns)	7
Çıkış akımı (A)	3	Dahili güvenlik	Var
Uygulama alanları	High-side, Low-side	Yüksek akım sürücü	Var
Giriş gecikmesi (ns)	8	Hızlı anahtarlama	Var

3.1.6 Batarya

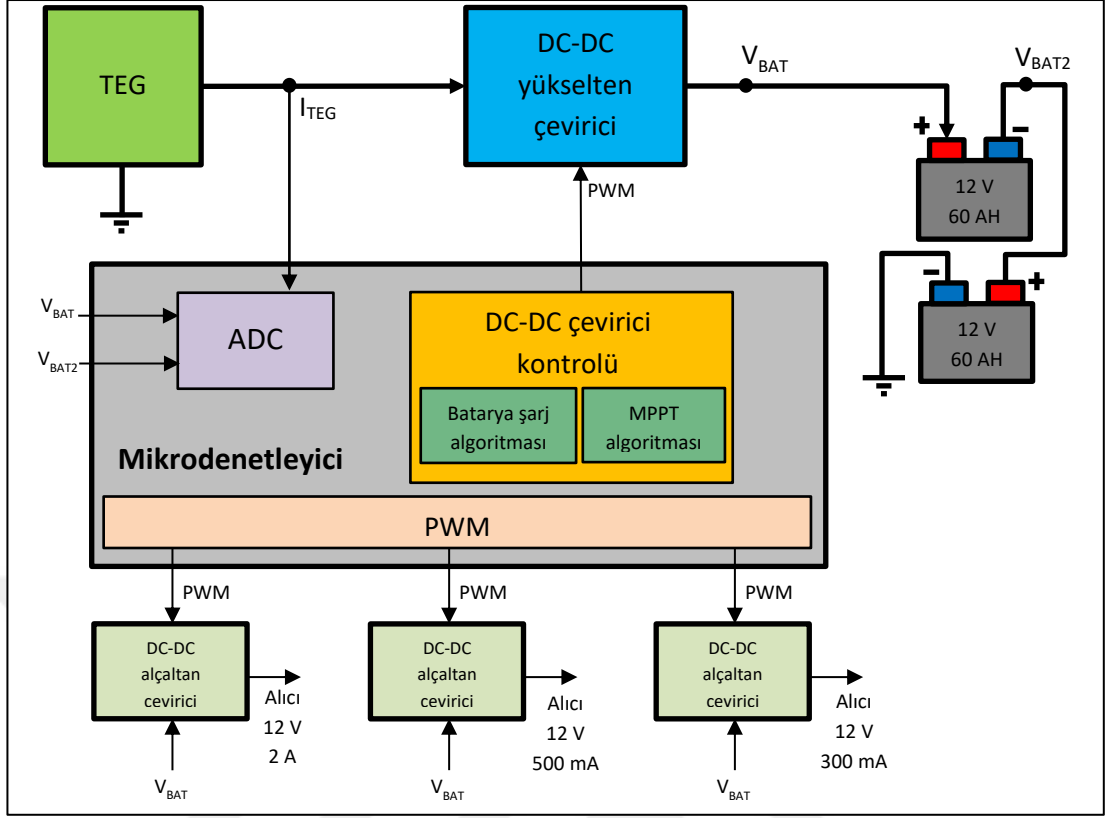
TEG'den gelen elektriksel enerjinin kullanılabilmesi için depolanması gerekmektedir. Bunun için batarya sistemleri kullanılır.

Tasarlanan sistemde 2 adet 12 V gerilim, 60 Ah akım kapasitesine sahip kurşun asit türü akülerin seri bağlanmasıyla oluşturulan bir 24 V gerilim değerine sahip akü kullanılmıştır. Bu tür aküler ilk çalıştırılma aşamalarında yüksek akım ihtiyacı gören denizcilikte ve otomotivde sıklıkla kullanılmaktadır. Tam şarj gerilimleri 13,3 V iken en düşük şarj gerilimleri 11,4 V ve aşağısında olmaktadır. Ancak bu akülerin gerilimleri 11,4 V değerinin altında olması şarj-deşarj döngüsüne zarar verebileceğinden bunun altında tutulması tavsiye edilmez [82]. Ayrıca bu tür aküler kapalı olduklarından herhangi bir sızıntı tehlikesine sahip değildir. En büyük avantajları da sabit gerilim kaynaklarında sürekli şarj edilebilmeleridir ve MPPT uygulamaları için ayrı bir anahtarlama devresine de ihtiyaç duymamaktadırlar. Ancak birden fazla akünün bağlanması durumunda şarj dengelemesine ihtiyaç duymaktadır [83]. Bu batarya TEG'den gelen elektrik enerjisini izolesiz DC-DC yükselten çeviriciler aracılığıyla dönüştürülerek şarj edilmiş ve elektronik cihazların çalıştırılmasında kullanılmıştır.

3.2 Yöntemler

Bu çalışmada TEG'den elde edilen elektrik enerjisinin en verimli biçimde kullanılması amaçlanmıştır. Bu sistemde elde edilen elektrik enerjisi bataryaların şarjında ve diğer elektronik cihazların çalıştırılmasında kullanılmıştır.

TEG'lerin çıkış gerilimleri genel olarak çok düşük olduğundan bir izolesiz yükselten DC-DC çeviriciye ihtiyaç duymaktadırlar. Yükselten DC-DC çevirici, sistemde kullanılan bataryanın tam şarj değerinde çıkış gerilimi vererek bataryanın dolmasını sağlamaktadır. Eğer TEG'in çıkış gücü elektronik cihazların çalıştırılması için yeterli ise doğrudan besleme yaparken elektrik ihtiyacının yükselmesi durumunda bataryalardan besleme yapılmaktadır. Tasarlanan çalışmanın blok diyagramı Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1.Tasarlanan sistemin blok diyagramı

Sistemde kullanılan 20 tane TEG'in boyutları $5 \times 5 \times 0,5$ cm ölçülerindedir. Bunların her birinin gücü yaklaşık 200°C sıcaklık farkında 5 W güç verecek şekilde seçilmiştir. Yüzeyleri arasında sıcaklık farkının oluşturulması için bu TEG'lere özel termal bir düzenek tasarlanmıştır. Sistemin elektronik devre simülasyonları LTspice benzetim programları üzerinden gerçekleştirilmiştir. Yazılan algoritmaların yüklenmesi ve çalıştırılması için STM32F407 MCU tercih edilmiştir. TEG'den çıkan güç iki adet 12 V 60 Ah akünün seri bağlantısından oluşan batarya sisteminin şarj edilmesinde kullanılmıştır. Ancak çıkış gerilimleri bunun için yeterli olmadığından TEG ile batarya arasına izolesiz DC-DC yükselten çevirici eklenmiştir. Bahsedilen çeviricinin yapısında hızlı anahtarlama işlemi gerçekleştirildiğinden MOSFET'lere yer verilmiştir. Anahtarlama işleminin verimli biçimde yapılabilmesi için UCC27201A MOSFET sürücüsü kullanılmıştır. Üretilen elektrik enerjisi bir aküde depolanmıştır.

TEG'e bağlanan yüke (R_L) TEG'in sabit gerilim ve maksimum güç uygulaması istenir. Fakat bu durum; yükün (R_L) sürekli değişmesi ve TEG çıkış

geriliminin (V_o) yüzeyleri arasındaki sıcaklık farkına (ΔT) bağlı olarak sürekli değişmesi nedenlerinden dolayı gerçekleşemez. Bu problemi çözmek için maksimum güç noktası izleyicili DC-DC çeviriciler kullanılır [84]. TEG maksimum güç noktasında çalıştırmak için, birkaç önemli özelliğe dikkat edilmelidir. TEG'in çıkış gücünü bilmek için hem çıkış akımı hem de çıkış gerilimi izlenmelidir. Çıkış gücünü kontrol etmek için TEG'in çıkış akımı değiştirilmelidir. Akımının artırılıp-azaltılacağına bilinmesi için bir yazılım algoritması kullanılmalıdır. Bunun için projede FLC kullanılmıştır [85]. TEG'ler yapısı itibarıyla hem düşük çıkışlı hem de düşük verimli olmasından ötürü MPPT'li bir yükselten çevirici tasarlanması gerekmektedir [86].

3.2.1 İzolesiz yükselten DC-DC çeviricin tasarım gereksinimleri

Sistemde kullanılan yükselten DC-DC çeviricinin TEG'den gelen elektriksel enerjiyi kararlı ve sürekli olarak bataryaları yeterli bir biçimde şarj etmesi gerekmektedir. Kullanılan bataryalar yüksek kapasitede olduklarından çeviricilerin de yüksek akımlı çıkış verebilmeleri beklenmektedir. Ayrıca, TEG'lerin verimleri oldukça düşük olduğundan anahtar ve iletim kayıpları gibi verimliliği ciddi oranda etkileyen unsurların dikkate alınması önemlidir. Dolayısıyla bu sistem için izolesiz senkron yükselten FLC tabanlı MPPT'li DC-DC çevirici devresi tasarlanmıştır. Sistem için gerekli çevirici devresinin tasarım gereksinimleri Tablo 3.3'te gösterilmiştir.

Tablo 3.3. İzolesiz yükselten çeviricinin tasarım gereksinimleri

Parametre	Miktar	Birim
Güç P	100	W
Nominal giriş gerilimi, $V_{in(nom)}$	12	V
Maksimum giriş gerilimi, $V_{in(max)}$	16	V
Minimum giriş gerilimi, $V_{in(min)}$	10	V
Çıkış gerilimi, V_{out}	26,8	V
Maksimum çıkış akımı, $I_{out(max)}$	4.5	A
Minimum çıkış akımı, $I_{out(min)}$	200	mA
Bobin dalgalanma akım oranı, (Ripple) r	30	%
Maksimum çıkış gerilim dalgalanması, ΔV_{out}	200	mVp-p
Anahtarlama frekansı, F_s	250	KHz
Beklenen verim değeri	> 90	%

3.2.2 İzolesiz alçaltan DC-DC çeviricinin tasarım gereksinimleri

TEG'den gelen elektriksel enerji ile şarj edilen bataryalar sisteme ait olan elektronik devrelerin çalıştırılmasında kullanılmaktadır. Bu elektronik cihazların kararlı biçimde çalıştırılabilmesi için bir alçaltan DC-DC çeviriciye ihtiyaç olmaktadır.

Geliştirilen sistemde bataryanın pil ömrünü korumak ve daha verimli bir sistem oluşturabilmek için izolesiz DC-DC alçaltan çevirici tasarlanmıştır. Sistem için gerekli olan bu çeviricinin tasarım gereksinimleri Tablo 3.4'te gösterilmiştir.

Tablo 3.4. Alçaltan çeviricinin tasarım gereksinimleri

Parametre	Miktar	Birim
Güç, P	24	W
Nominal giriş gerilimi, $V_{in(nom)}$	24	V
Maksimum giriş gerilimi, $V_{in(max)}$	29	V
Minimum giriş gerilimi, $V_{in(min)}$	20	V
Çıkış gerilimi, V_{out}	12	V
Maksimum çıkış akımı, $I_{in(max)}$	2	A
Minimum çıkış akımı, $I_{in(min)}$	200	mA
Bobin dalgalanma akım oranı, (Ripple) r	40	%
Maksimum çıkış gerilim dalgalanması, ΔV_{out}	200	mVp-p
Anahtarlama frekansı, F_s	50	KHz
Beklenen verim değeri	> 90	%

3.2.3 Tasarım Eşitlikleri

Proje için tasarlanan izolesiz senkron yükselten FLC tabanlı MPPT'li DC-DC çeviricinin TEG'in çıkış gerilimini batarya şarjına uygun seviyede yükseltebilmesi gerekmektedir. Bunu yapabilmek için yükselten bobinin indüktans değeri doğru biçimde seçilmelidir. Bu değerin belirlenebilmesi için kullanılacak en yüksek görev döngüsünün hesaplanması gerekmektedir [87]. Maksimum görev döngüsü değeri (3.1)'de verilmiştir.

$$D_{max} = \frac{V_{out} - V_{in(min)}}{V_{out}} \quad (3.1)$$

Burada, V_{out} çeviricinin çıkış gerilimi, $V_{in(min)}$ yükselten çeviricinin giriş gerilimidir. $V_{out} = 26,8$ V ve $V_{in(min)} = 12$ V alındığında D_{max} değeri 0,5522 hesaplanır.

İndüktansın düşük olması durumunda anahtarlama süresi içerisinde yeterli akımı depolayamaz ve yüksek dalgalanma akımı (ripple) oluşturacağından elektronik cihazlara ve bataryaya zarar verecektir [88]. Yükselten bobinin indüktans değeri ($L_{\mu H}$) (3.2)'ye göre hesaplanmaktadır.

$$L_{\mu H} = \frac{V_{out} \times D \times (1 - D)^2 \times 10^6}{I_{out} \times r \times F_s} \quad (3.2)$$

Burada, D yükselten çeviricinin görev döngüsü, I_{out} çıkış akımı, r dalgalanma akım oranı, F_s yükselten çeviricinin tetikleme frekansdır. $V_{out} = 26,8$ V, $D = 0,55$, $I_{out} = 4,5$ A, $r = 0,3$ ve $f = 250$ KHz alındığında $L_{\mu H}$ değeri 8,844 μ H olarak hesaplanır.

Yukarıdaki denklemde görüldüğü gibi yükselten çeviriciye yüksek frekansta anahtarlama yapıldığında daha düşük indüktans değerine sahip bobin kullanılabilmesini olanak sağlar. Ancak kullanılan MOSFET yüksek frekansta çalıştırılacağı için anahtarlama kayıpları oluşturabilmektedir [89]. Dolayısıyla çeviricinin veriminin de düşmesine neden olmaktadır [90]. Bunu telafi edebilmek için düşük iç dirence sahip ($R_{DS(ON)}$) MOSFET seçimi yapılmıştır.

Bobin seçimi yaparken indüktans değeri kadar üzerinden geçecek maksimum akım değeri de hesaplanmalıdır [91]. Bahsedilen değerin bulunabilmesi için ise RMS akımı ve dalgalanma akımının bilinmesi gerekmektedir. Bobine ait RMS akım değeri ($I_{L_{RMS}}$) (3.3) ile açıklanır.

$$I_{L_{RMS}} = \frac{(V_{out} + V_{synch}) \times I_{out(max)}}{V_{in(min)}} \quad (3.3)$$

Burada, V_{synch} , senkronizasyon gerilimi, $I_{out(max)}$ yükselten çeviricinin maksimum çıkış akımıdır, $V_{out} = 26,8$ V, $V_{synch} = 0,8$ V, $I_{out(max)} = 4,5$ A ve $V_{in(min)} = 12$ V alındığında $I_{L_{RMS}}$ değeri 10,35 A olarak hesaplanır.

Yükselten çeviriciler çalışırken sürekli PWM sinyali uygulandığı için çıkışları her zaman üçgen dalga biçiminde olmaktadır. Bu dalgalanmanın olabildiğince en düşük aralıkta olması çeviriciyi oluşturan bileşenlerin sağlığı için çok önemlidir [92]. Bobinin dalgalanma akımı, (3.4) üzerinden hesaplanmaktadır.

$$I_{L_{ripple}} = \frac{I_{L_{RMS}} \times I_{ripple(oran)}}{100} \quad (3.4)$$

Burada, $I_{ripple(oran)}$ dalgalanma akım oranıdır. $I_{L_{RMS}}$ bir önceki formüldeki hesaplamada bulunduğu gibi 10,35 A ve $I_{ripple(oran)} = 3$ alındığında $I_{L_{ripple}}$ değeri 310,5 mA

hesaplanmaktadır.

Yukarıdaki eşitliklerden elde edilen değerler kullanılarak bobinin üzerinden geçecek olan en yüksek akım (IL_{peak}) (3.5) ile bulunur.

$$IL_{peak} = IL_{RMS} + \frac{IL_{ripple}}{2} \quad (3.5)$$

Burada, denklemde geçen tüm değerler önceki denklemde bulunan değerler kullanılarak hesaplanmaktadır. $IL_{RMS} = 10,35$ A ve $I_{ripple} = 0,310$ mA alındığında IL_{peak} değeri 10,50 A olarak hesaplanır.

Yükselten çeviricide kullanılan bobin yapısı itibariyle çıkış akımları dalgali biçimde olmaktadır. Bu dalgali akımı filtrelemek için yükselten çeviricilerde çıkış kondansatörü kullanılır. Bu kondansatörün en düşük kapasitif değeri ($C_{out(min)}$) (3.6)'ya göre hesaplanır.

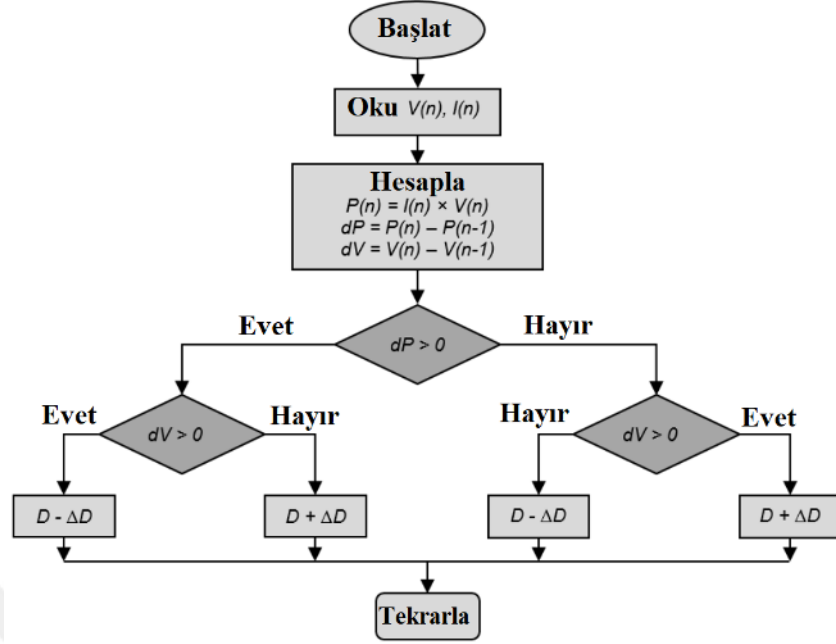
$$C_{out(min)} = \frac{I_{out} \times D}{F_s \times \Delta V_{out}} \quad (3.6)$$

Burada, ΔV_{out} maksimum çıkış gerilimi dalgalanmasıdır. Önceki denklemde hesaplanan değerler (3.6)'daki denkleme konulduğunda $C_{out(min)}$ en düşük çıkış kondansatörü kapasitif değeri hesaplanır. $I_{out} = 4,5$ A, $D = 0,55$, $F_s = 250$ KHz, $\Delta V_{out} = 300 \times 10^{-3}$ alındığında $C_{out(min)}$ 33 μ F hesaplanır.

Yukarıdaki eşitliklerde bulunan kapasitif ve endüktif değerler yapılacak devre için tavsiye edilen en düşük değerdedir. Dolayısıyla gerekli durumlarda daha yüksek değere sahip bileşenler bahsi geçen çevirici için kullanılabilir.

3.2.4 P&O MPPT algoritması

MPPT uygulamalarında sıklıkla kullanılan bu algoritma gerilim değişisi esaslı çalışan bir MPPT algoritmasıdır. Diğer uygulamalara göre daha az girdiye ihtiyaç duymasından MCU'larda daha az bellek alanı kaplaması bu MPPT algoritmasının sıklıkla tercih edilme sebebini oluşturmaktadır. P&O algoritmasının akış şeması Şekil 3.3'te gösterilmiştir [93].

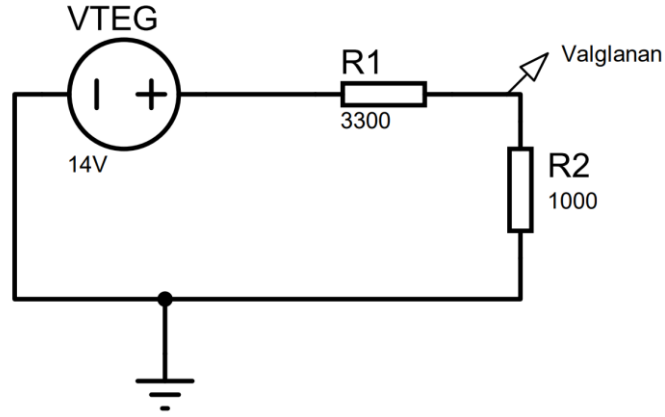


Şekil 3.2. P&O Algoritması akış şeması

Burada algoritma başlatıldığında sistemdeki akım ve gerilim değerleri takip edilir. Elde edilen bu veriler kullanılarak güç hesaplaması yapılır ve anlık güç değişimi takip edilir. Güç değişiminin durumuna göre sistemde oluşan gerilim değişimini kontrol edilir ve referans geriliminde artış veya azalış işlemi yapılmaktadır [94]. Referans gerilimi değişimi yapıldıktan sonra akım ve gerilim okuması tekrar başlatılır.

3.2.5 Gerilim algılama

TEG'den elde edilen elektriksel gücün izlenebilmesi ve MPPT uygulamasının yapılabilmesi için çıkış geriliminin bilinmesi gerekmektedir [95]. Bu çalışmada hem kolay olması hem de düşük maliyetli olmasından ötürü gerilim ölçümü için gerilim bölücü devresi tasarlanmıştır. TEG'den elde edilecek gerilim 10–14 V gerilim değerlerinde olduğundan bu aralıklarda ölçüm yapabilecek bir gerilim bölücü devresi tasarlanmıştır. Gerilim bölücü devresini Şekil 3.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3.3. TEG için gerilim bölücü devresi

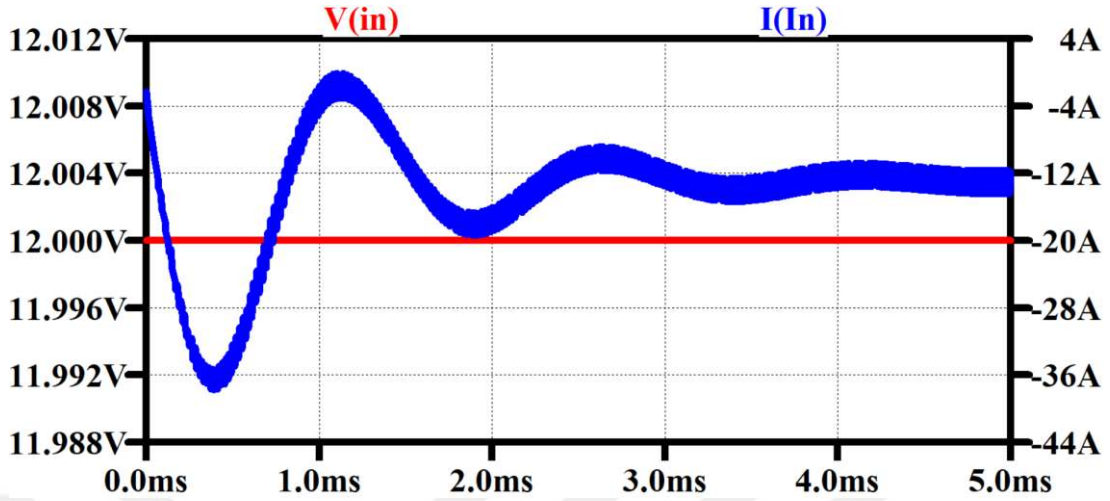
Burada 10–14 V aralığındaki gerilimleri STM32 MCU’sunun ADC girişine uygun 2,3–3,3 V aralıklarında çıkış gerilimine çevirerek uygun analog sinyali MCU’ya iletilir. Bu analog sinyaller MCU’ya ait olan yazılımlardan matematiksel işlemler kullanılarak belirlenen gerilim aralığında ölçüm yapabilmektedir.

3.2.6 Akım algılama

MPPT uygulamasının yapılabilmesi ve sistemdeki bataryanın şarj edilebilmesi için izolesiz yükselten DC-DC çeviricinin anlık akım bilgisi önemlidir. Bunun için akım ölçümünde yaygın olarak kullanılan şönt direnç tekniği ile ölçüm yapılmıştır. Bu yöntemde çok düşük direnç değerine sahip bir şönt kullanılmaktadır [96]. Bu değerler genel olarak 0,1 Ω ve aşağısında değer olmaktadır. Bunun nedeni devrelerin iletim esnasındaki kaybını çok düşük tutmaktır. Akımın ölçülecek tarafına eklenen şönt direnç, iki tarafındaki gerilim farkı kullanılarak akım tahmini yapmaktadır [97]. Gerilim farkları çok düşük olduğu için genellikle akım aynası devreleri kullanılır ve elde edilen analog sinyaller MCU’ya iletilerek akım tahmininin yapılması sağlanır.

3.2.7 FLC MPPT algoritması

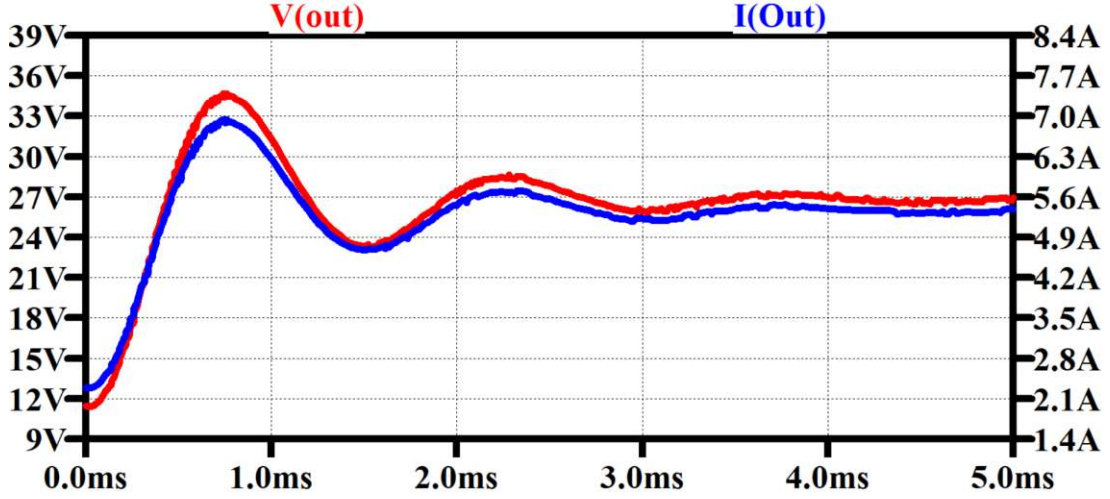
MPPT algoritmaları arasında insan duyusuna en yakın kontrol yöntemine sahip olan FLC, doğrudan V_{in} ile P_{in} değerleri belirli değer aralığındaki uzaklığına göre bulanık çıkarım yapmaktadır. Bu değer aralığındaki uzaklığın derecesine göre olması gereken değerden ne kadar uzak olduğu tespit edilir [98]. Önceden belirlenen bulanık kurallara göre durulaştırma işlemi ile yükselten DC-DC çeviricinin Duty değeri ayarlanır [99]. Bu çalışmada kullanılan FLC kodları EK C’de gösterilmektedir.



Şekil 4.2. Sabit yükte P&O tabanlı yükselten çeviricinin giriş I, V değerleri

Burada çeviricinin giriş gerilimi DC kaynaktan çıktığı için düz bir çizgi gözlemlenmektedir. Ancak tasarlanan çeviricinin ilk çalıştırılması sırasında bobin sıfırdan şarj olmaya başlar ve doyum noktasına varana kadar sıfırdan tepe noktasına çıkar. Çeviricide bulunan MOSFET'in sürekli anahtarlama başlama durumunda bobine kısıtlı bir deşarj süresi tanır ve akımın stabil durumdaki seviyesinde kalmasını sağlar.

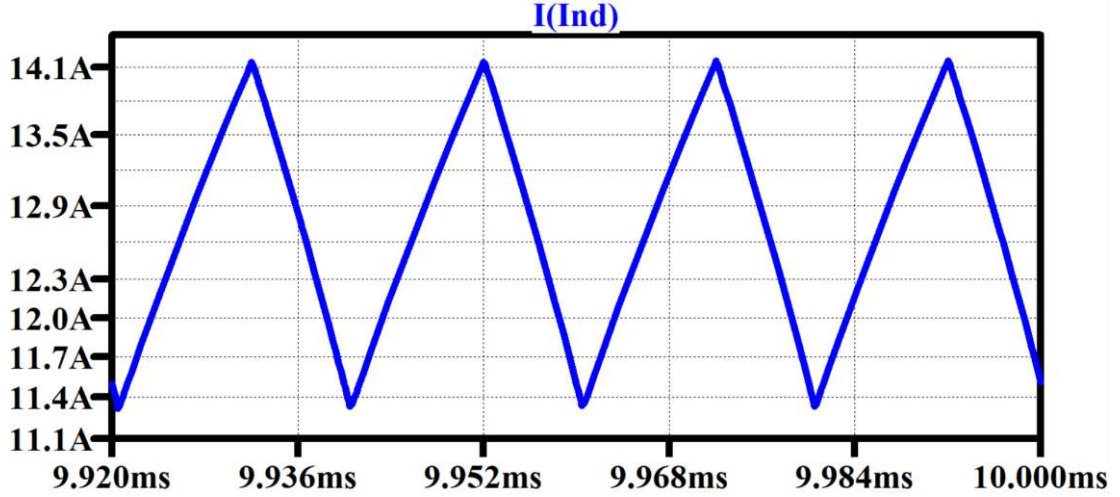
DC-DC çeviricilerin istenilen biçimde çıkış verebilmesi için bobin ve çıkış kondansatörünün doğru ayarlanması gerekmektedir. Bu devrede 470 μ H bobin ve 100 μ F değerinde çıkış kondansatörü eklenmiştir. Kullanılan bobin değerinin çok düşük olması daha yüksek akım çıkışı vermesini sağlarken daha fazla akım dalgalanmalarına sebep olmakta ve ayrıca çok yüksek olması da çeviricinin stabil çalışmaya başlama sürecini uzatmaktadır. Tasarlanan çevirici 150 W güçte 26,8 V çıkış gerilimi verebilmektedir ve PWM sinyali ile MOSFET tetiklemesi yapılmıştır. Çıkış akım ve gerilim grafiği Şekil 4.3'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3. Sabit yükte P&O tabanlı yükselten çeviricinin çıkış değerleri

Burada DC-DC çeviricideki MOSFET'in devreye girmesi durumunda bobini şarj eder ve akımı depolar. Depolanan akım MOSFET devreden çıkana kadar saklanır. Devreden çıkan MOSFET, bobini deşarj etmeye zorlar ve güç kaynağından çıkan enerji ile yük direncine akım sağlar. Böylece hem güç kaynağındaki enerji hem de bobinde depolanan enerji topluca yük direncini besleyerek daha yüksek gerilim vermektedir.

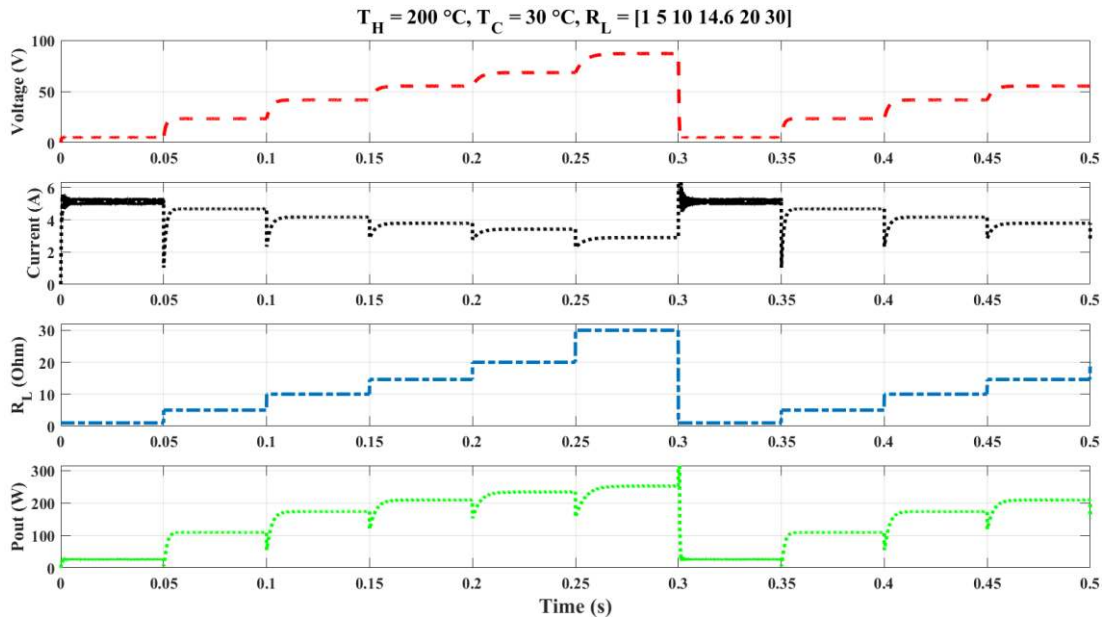
Daha yüksek çıkış gerilimi veren DC-DC yükselten çeviriciler, sürekli anahtarlandıklarından üçgen formunda akım dalgalanmalarına rastlanılmaktadır. Bu durum çeviricinin sağlıklı çalıştığını göstermektedir ancak en aza indirilmesi çeviricinin ömrünü korumasında önem arz etmektedir. Bunun için çıkış tarafına 100 μ F değerinde bir kondansatör eklenmiştir. P&O tabanlı yükselten çeviricinin bobin dalgalanma akımı grafiği Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



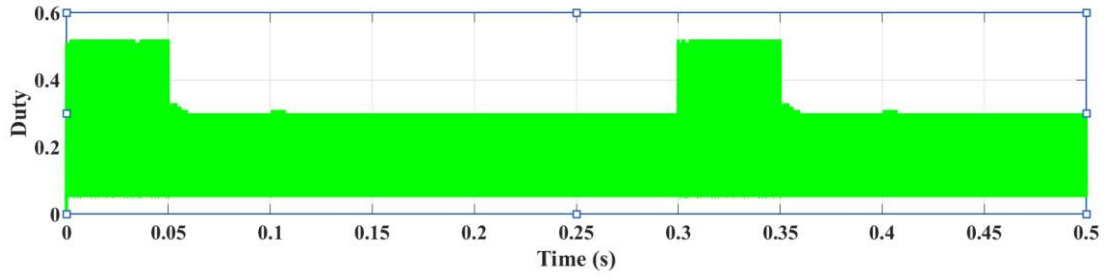
Şekil 4.4. P&O tabanlı yükselten çeviricinin bobin dalgalanma akımı grafiği

Burada çeviricinin çıkışında gözlemlenen bobinin akım dalgalanması 14,16 ila 11,32 A arasında olmaktadır. Buna göre dip ile tepe noktası arasındaki akım farkı 2,84 A yapmakta ve çıkış akımına oranı hesaplandığında %22,29 bulunmaktadır.

Tasarlanan P&O tabanlı yükselten çevirici TEG sisteminde Simulink ortamında test edilmiştir. Sistemin Simulink benzetim sonuçları Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da gösterilmiştir.



Şekil 4.5. P&O yük değişimine göre yükselten çevirici I, V ve P değişimi

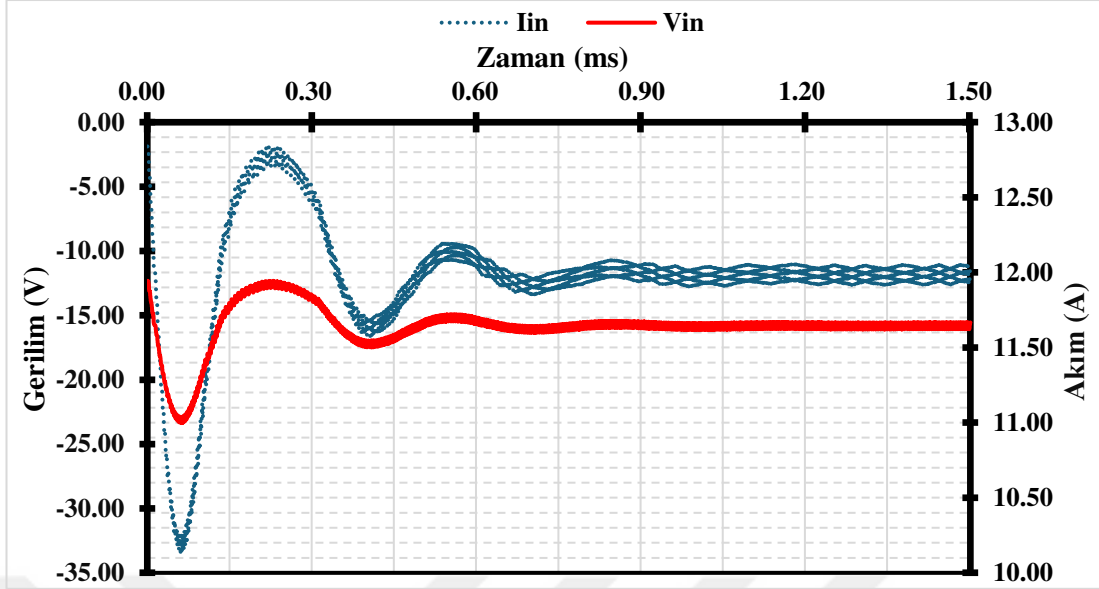


Şekil 4.6. P&O yük değişimine göre yükselten çevirici görev döngüsü

P&O ile çalışan bu sistemde TEG'in çıkış gerilimi değişimi ile çıkış gücü değişimi takip edilmiştir. Bu değerlere göre çalışan P&O algoritması, istenilen güç değerini korumaktadır. Ancak batarya şarjı için gereken gerilim değerini koruyamamaktadır. Ayrıca belirli aralıkta güçte ani sıçramalar gözlemlenmiştir.

4.2 FLC Temelli Yükselten Çeviricinin Benzetim Sonuçları

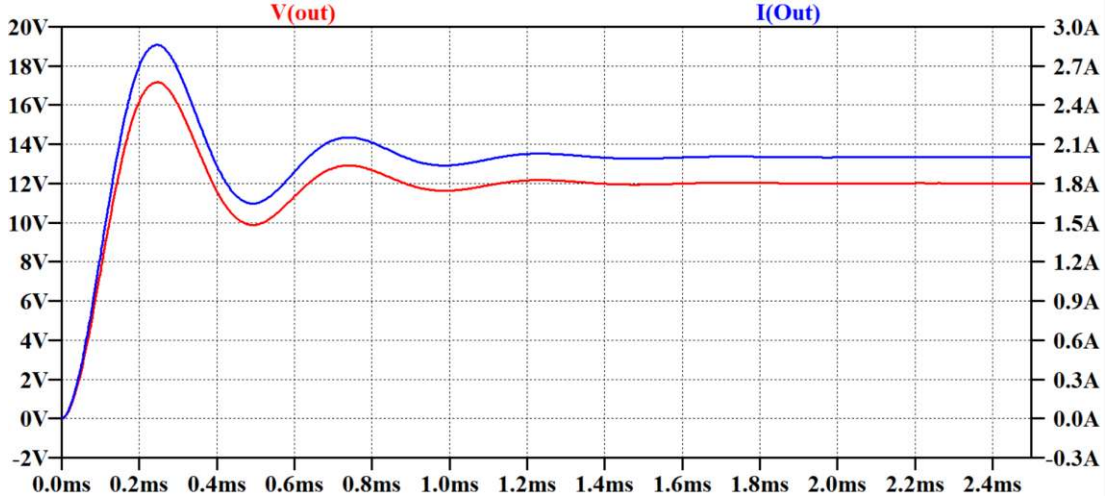
FLC yöntemi ile gerçekleştirilen MPPT uygulamasında kullanılan izolesiz senkron DC-DC yükselten çevirici Tablo 3.1'deki değerlere uygun biçimde çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. Tasarım gereksinimlerine uygun izolesiz bir yükselten çevirici için gerekli olan bobin ve kondansatör değerlerinin ideal bir şekilde seçilebilmesi için (3.2) ve (3.6) denklemleri kullanılmıştır. İzolesiz yükselten DC-DC dönüştürücünün istenilen gerilim değerinde sürekli olarak gerilim yükseltme yapabilmesi için D değeri 0,55 olarak ayarlanmıştır. Bu devrenin en verimli halde benzetimin yapılabilmesi için 6Ω değerinde bir yük direnci üzerinden test edilmiştir. TEG'in çıkış gerilimini simüle edebilmek için 12 V değerinde giriş gerilimi uygulanmış ve LTspice simülasyon ortamında akım ve gerilim değerleri izlenmiştir. Sabit yükte çalışan izolesiz yükselten çeviricinin giriş akım ve gerilim değerleri Şekil 4.7'de gösterilmiştir.



Şekil 4.7. Sabit yükte izolesiz senkron yükselten çeviricinin giriş I, V grafiği

Burada tasarlanan 150 W izolesiz DC-DC yükselten çeviricinin giriş akım ve gerilimi bulundurduğu bobinin ilk defa şarj edilmesinden dolayı sıfırdan tepe noktasına doğru yükselmiştir. Sonrasında MOSFET’lerin anahtarlama ile bobinde dalgalanmalar devrenin doğası gereği devam etmektedir ancak bu dalgalanma giriş kondansatörü tarafından filtrelendiği için sonraki zamanlarda stabil bir grafik elde edilmektedir.

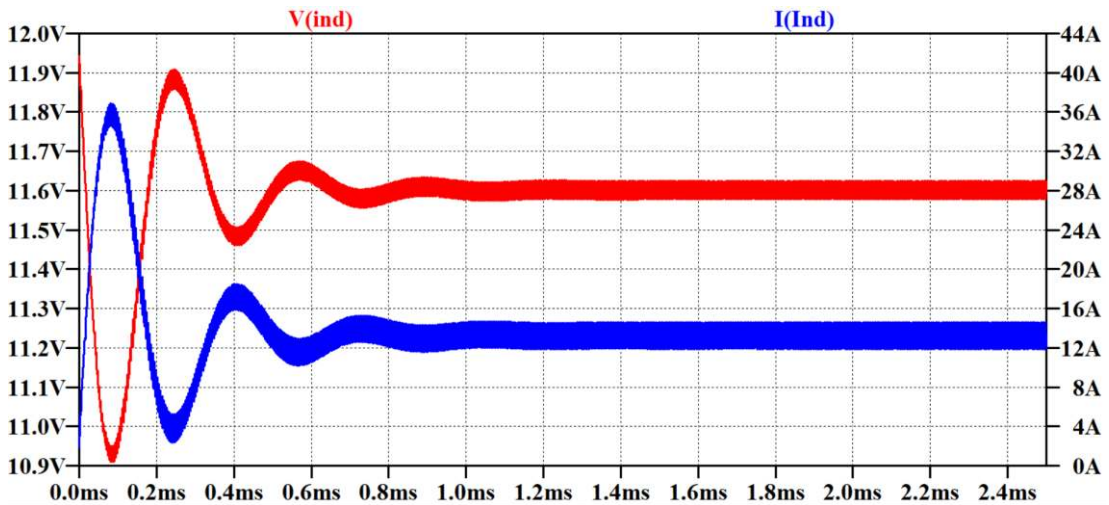
İzolesiz yükselten DC-DC çeviricinin MOSFET’ler ile anahtarlama sırasında giriş geriliminde dalgalanmaları önlemek için 47 μ F değerinde bir kondansatör eklenmiştir. Tasarlanan çevirici 250 KHz gibi yüksek anahtarlama hızı ile çalıştığından ve az alan kaplaması gerektiğinden 10 μ H indüktans değerine sahip hacmi küçük bobin kullanılmıştır. Anahtarlamanın senkron şekilde gerçekleştirilebilmesi için alçak taraf ve yüksek taraf anahtarlama gerçekleştirecek toplam iki adet N kanallı MOSFET kullanılmıştır. Ayrıca kullanılan MOSFET’lerin anahtarlama direncinin 1,1 m Ω olması devrenin verimliliğini en az düzeyde etkilemiştir. Tüm DC-DC çeviricilerin çıkış gerilimleri her zaman dalgalı olmuştur. Sabit yükte izolesiz yükselten çeviricinin çıkış akım ve gerilim grafiği Şekil 4.8’de gösterilmiştir.



Şekil 4.8. Sabit yükte izolesiz senkron yükselten çeviricinin çıkış I, V grafiği

Burada tasarlanan izolesiz yükselten çevirici ilk çalıştırıldığında bobin ilk şarjından dolayı giriş gerilimi ile aynı çıkış verebilmektedir. Ancak bobin şarj edildiğinde ve MOSFET sürekli anahtarlama durumunda olduğunda 1ms zamanında stabil çıkış verebilecek duruma gelebilmektedir.

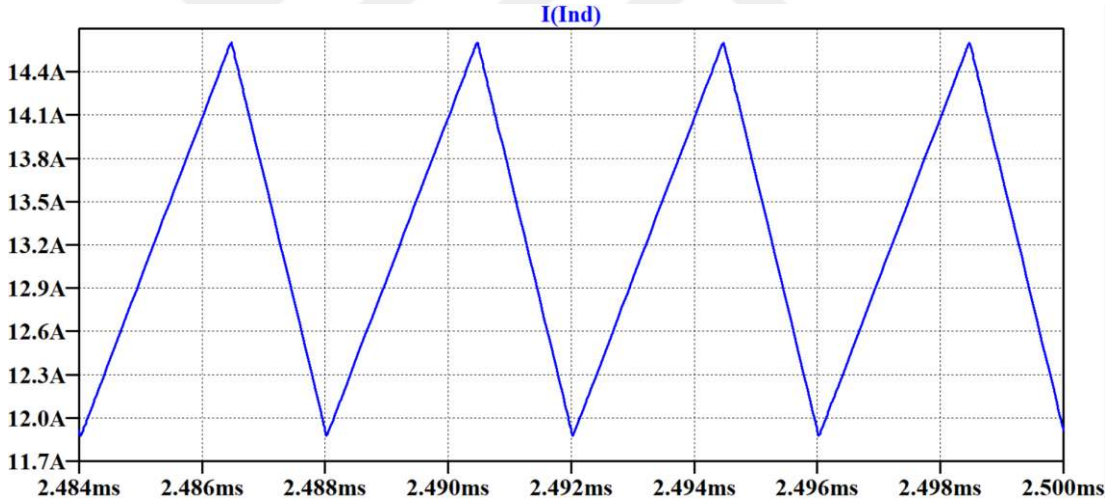
Tüm DC-DC çeviricilerde bobinin çalışma durumu önemli bir konumda yer almaktadır. Bu bileşenler ilk çalıştırılmalarında dengesiz bir davranış gösterebilirken kısa süre sonunda şarj edildiklerinde dengede çalışmaya devam etmektedirler. Tasarlanan izolesiz yükselten DC-DC çeviricinin bobin akım ve gerilim grafiği Şekil 4.9'da gösterilmiştir.



Şekil 4.9. İzolesiz senkron Yükselten Çeviricinin bobin V, I Grafiği

Burada bobinin akım ve gerilim eğrileri 0,8 ms süresine kadar dalgalanma eğilimi göstermektedir. Bu durum devrenin ilk çalıştırılması anında bobinin şarjından kaynaklanmaktadır ve sonrasında düz bir çizgi şeklinde hareket etmektedir.

Güç elektroniği uygulamalarında bu tür devreler birim zaman içerisinde binlerce defa açılıp kapatıldıklarından çıkış akımları dalgalı biçimde olmaktadır. Bu durum bobinin sürekli şarj-deşarj döngüsünden çıkan dalgalanmasından meydana gelmektedir. Çok yüksek akım dalgalanması olması durumunda bağlı olduğu elektronik cihazların bozulmasına ya da batarya şarjında kullanıldığında pil ömürlerine zarar verebilmektedir. Bunun önüne geçilmesi için DC-DC çeviricilerin çıkışına kondansatör kullanılır ve filtrelenmesi sağlanır. Devrenin çıkışına (3.6)'daki hesaplama göre en yakın değere sahip 47 μ F kondansatör eklenmiştir. Böylece bobinde oluşan akım dalgalanmaları en aza indirilmiştir. Tasarlanan devrenin bobinin dalgalanma grafiği Şekil 4.10'da gösterilmiştir.

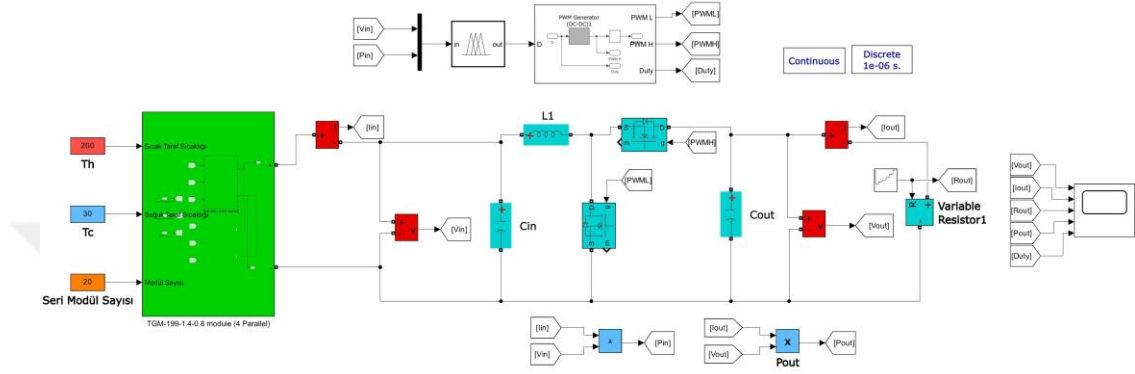


Şekil 4.10. İzolesiz yükselten senkron çevirici bobin dalgalanma akımı grafiği

Burada DC-DC çeviricilerin anahtarlama sırasında alçalma ve yükselme süreleri çok kısa olduğundan üçgen formunda dalgalanma görülmektedir. Bu durum birçok güç elektroniği devrelerinde görülen bir durumdur ancak bunun en az aralıkta olması gereklidir. Bu çalışmada tasarlanan DC-DC dönüştürücü 11,8 ila 14,4 A aralığında olmaktadır. Bu aralık DC-DC çeviricinin sağladığı 13 A çıkış akımının 2,6 A dalgalanma akımına oranı göz önüne alındığında yaklaşık olarak %20 dalgalanma

gözlemlenmektedir ve bu durum Tablo 3.2'deki tasarım gereksinimlerini karşılamaktadır.

Yükselten çeviricinin sistemdeki performansı Simulink ortamında oluşturulan TEG sistemine entegre edilerek test edilmiştir. Test edilen sistemin Simulink şeması Şekil 4.11'de gösterilmiştir.



Şekil 4.11. FLC tabanlı TEG sistemi yükselten çevirici ile yük bağlantısı

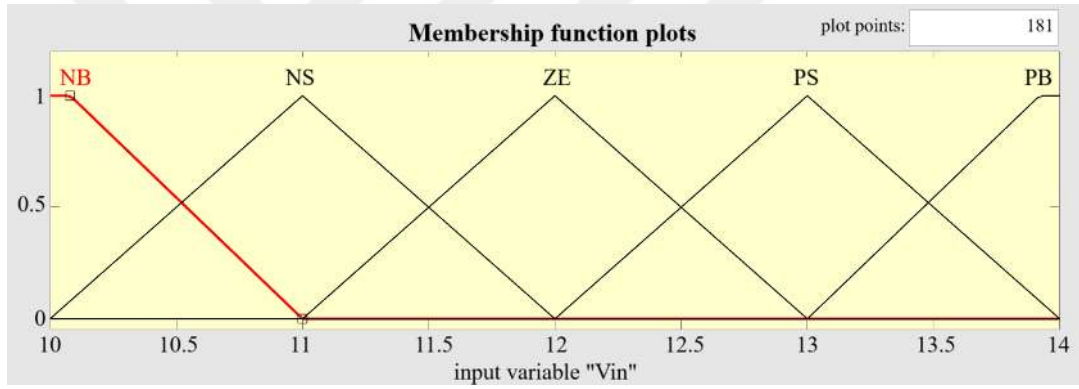
Burada KRYOTHERM TGM-199 TEM modeli 10 adet seri 10 adet paralel olmak üzere toplam 20 adet TEM bağlantısı olan bir TEG modeli kullanılmıştır. Her bir TEM 5 W olarak 100 W gücünde bir TEG elde edilmiştir. Sıcak tarafı 200°C soğuk tarafı 30°C olarak 170°C sıcaklık farkında çalıştırılmıştır. Bu model tasarlanan yükselten çeviricide güç kaynağı olarak kullanılmıştır.

Sistemde kullanılan FLC'nin üyelik fonksiyonları ve kuralları MATLAB'ın "fuzzyLogicDesigner" uygulaması üzerinden belirlenip TEG sistemindeki yükselten çeviricinin MPPT uygulaması test edilmiştir. FLC kuralları Tablo 4.1'de ifade edilmiştir.

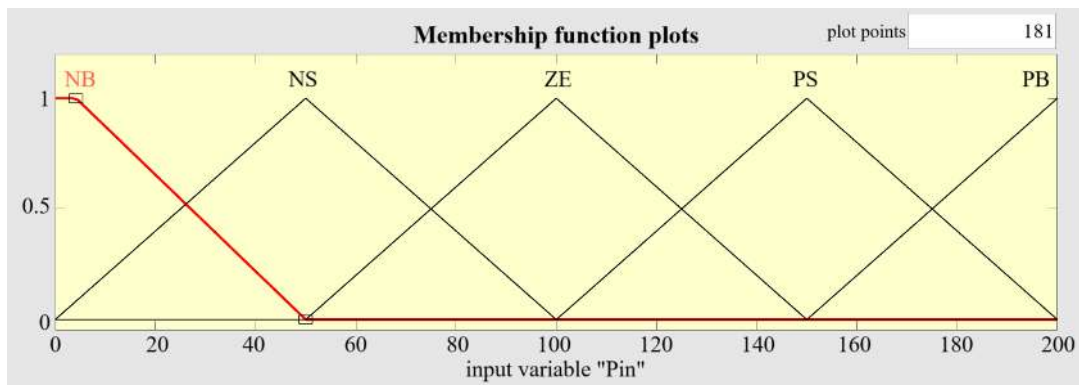
Tablo 4.1. FLC kurallar tablosu

P_{in}	V_{in}				
	NB	NS	ZE	PS	PB
NB	NS	NB	PB	PB	PB
NS	NS	NS	PS	PS	PS
ZE	PS	PS	ZE	NS	NB
PS	PB	PS	NS	NS	NS
PB	PS	PB	PB	NB	NS

Burada FLC MPPT uygulamasında V_{in} ve P_{in} değerleri takip edilerek çıkarım yapılmaktadır. Dolayısıyla bu uygulamada V_{in} ile P_{in} değerlerinin istenilen değerde tutulması hedeflenmektedir. Belirlenen kurallara göre çalıştırılan FLC uygulamasının üyelik fonksiyonları Şekil 4.12’de, bulanık çıkarım grafiği 4.13’te gösterilmiştir.

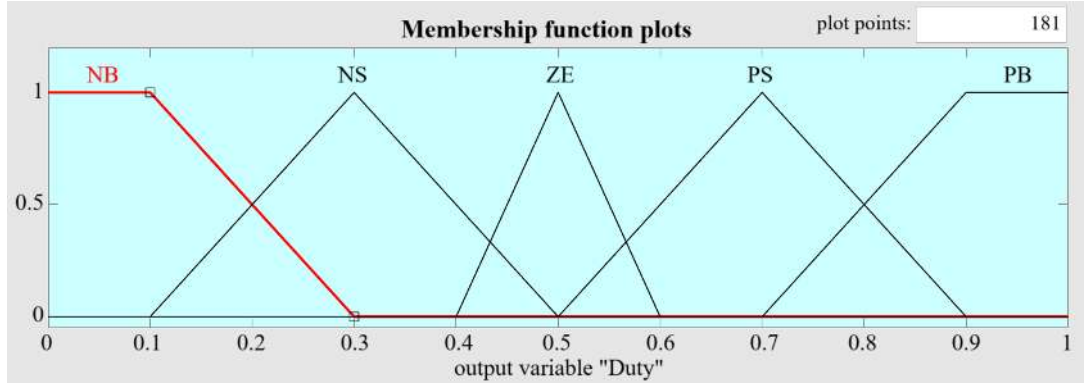


(a)



(b)

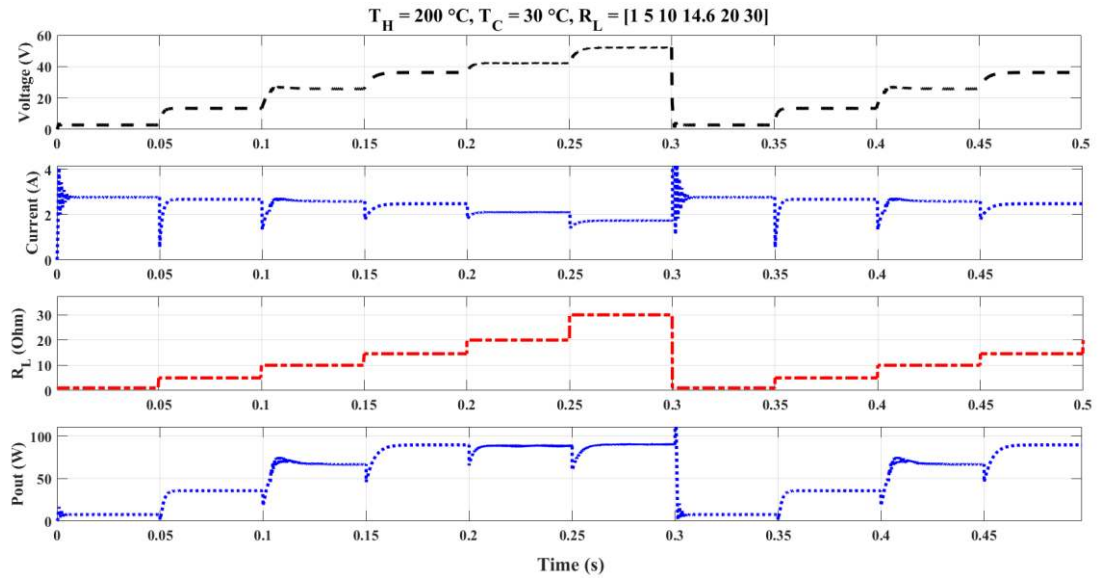
Şekil 4.12. FLC Üyelik fonksiyonları (a) V_{in} , (b) P_{in}



Şekil 4.13. FLC bulanık çıkarım grafiği

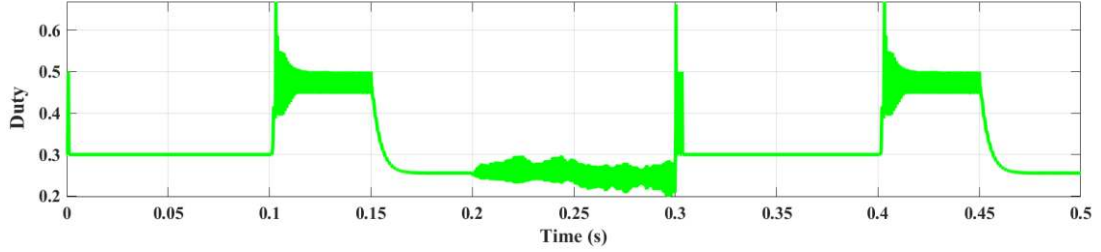
Burada V_{in} , P_{in} ve görev çevirimi değerleri beş farklı üyelik fonksiyonlarına ayrılmıştır. Bu üyelik fonksiyonları büyük negatif (NB), küçük negatif (NS), sıfır (ZE), küçük pozitif (PS) ve büyük pozitif (PB) olarak ayırt edilir ve giriş verileri her üyelik fonksiyonunun derecesine göre bulanıklaştırma işlemi yapılmıştır. Bulanıklaştırılan bu veriler belirlenen kurallar doğrultusunda bulanık çıkarımları yapılmış ve durulaştırma işlemi ile görev çevrimi değeri çıkışı yapılmıştır. Bu görev çevirimi değeri yükselten çeviricinin PWM değerini ayarlanmıştır.

FLC ile çalıştırılan TEG sistemi birim zamanda test edilmiştir. Sistemin zaman içerisindeki I , V ve P değişimleri Şekil 4.14'te gösterilmiştir.



Şekil 4.14. FLC tabanlı yükselten çevirici çıkışı I , V , P değişimi

Burada sistemin çalıştırılmasından 5 ms içerisinde istenilen güç değerine ulaşıldığı gözlemlenmektedir. Bu süredeki sistemin görev döngüsü oranı Şekil 4.15'te gösterilmiştir.

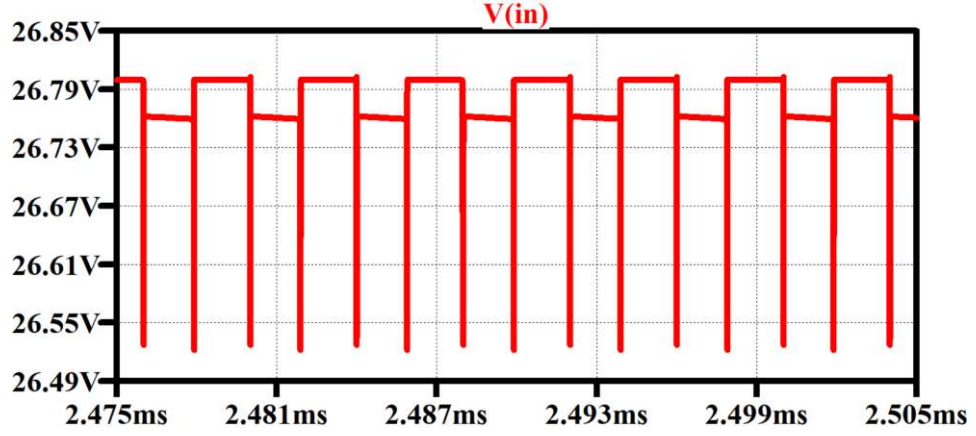


Şekil 4.15. FLC zaman içerisinde görev döngüsü doluluk oranı

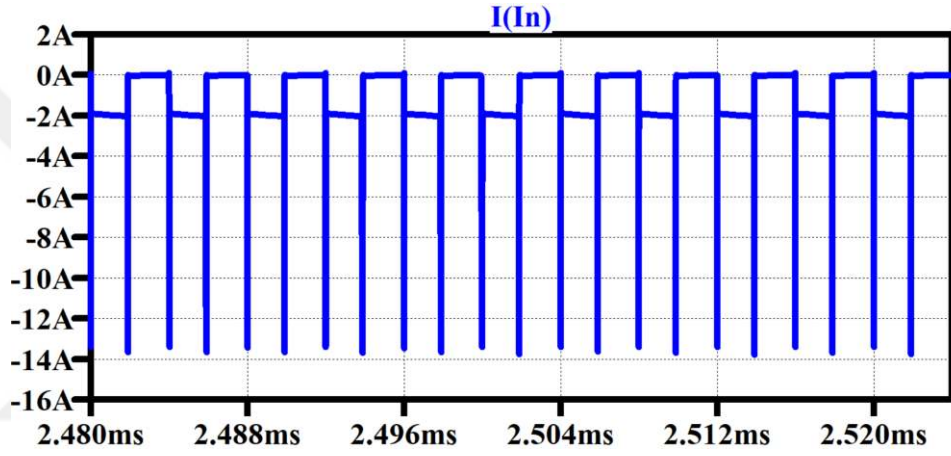
Burada görev döngüsü değerleri FLC kurallarına uygun olarak değiştiği gözlemlenmiştir. Maksimum güç değeri elde edilene kadar görev döngüsü değeri yüksek iken azalarak sabit bir değere ulaşmaktadır. Böylece MPPT sürekli olarak yapılabilir.

4.3 DC-DC Alçaltan Çeviricinin Benzetim Sonuçları

İzolesiz DC-DC alçaltan çevirici Tablo 3.4'teki tasarım gereksinimlerine uygun olacak biçimde tasarlanmıştır. Tasarıma uygun bobin ve kondansatör değerleri önceki bölümde yer alan tasarım eşitlikleri bölümündeki denklemlerden hesaplanarak bulunmuştur. Tasarlanan devrenin en verimli biçimde test edilebilmesi için çıkışına 6 Ω değerinde bir yük direnci eklenmiştir. Bu DC-DC çevirici, sistemdeki batarya üzerinden diğer elektronik cihazları çalıştırabilmesi için D değeri 0,55 olarak belirlenmiştir. Bataryanın sağladığı gerilimi simüle edebilmek için 26,8 V olan dolu batarya gerilimi devrenin girişine verilmiştir. Sabit yükte test edilen izolesiz alçaltan çeviricinin giriş I , V grafiği Şekil 4.16'da gösterilmiştir. Burada gözlemlenen akım ve gerilimlerin kare formunda dalgalanmasının nedeni MOSFET'in hızlı anahtarlamasından kaynaklanmaktadır.



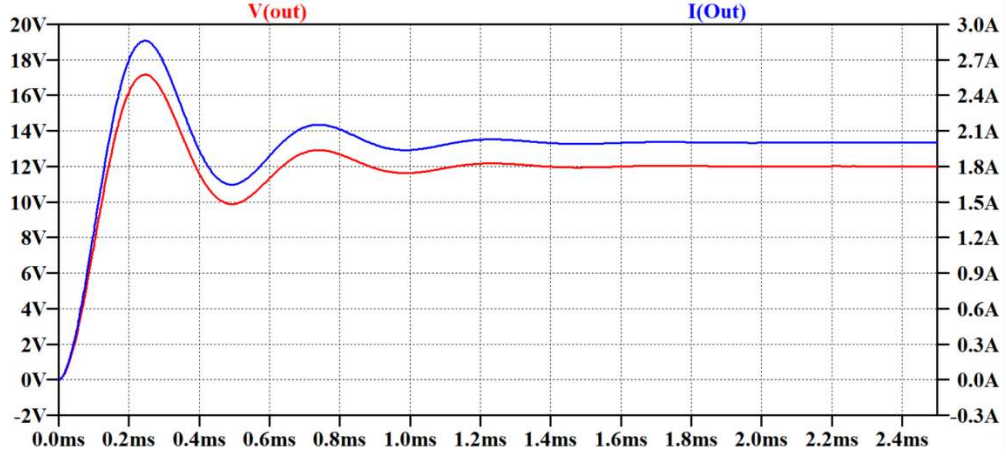
(a)



(b)

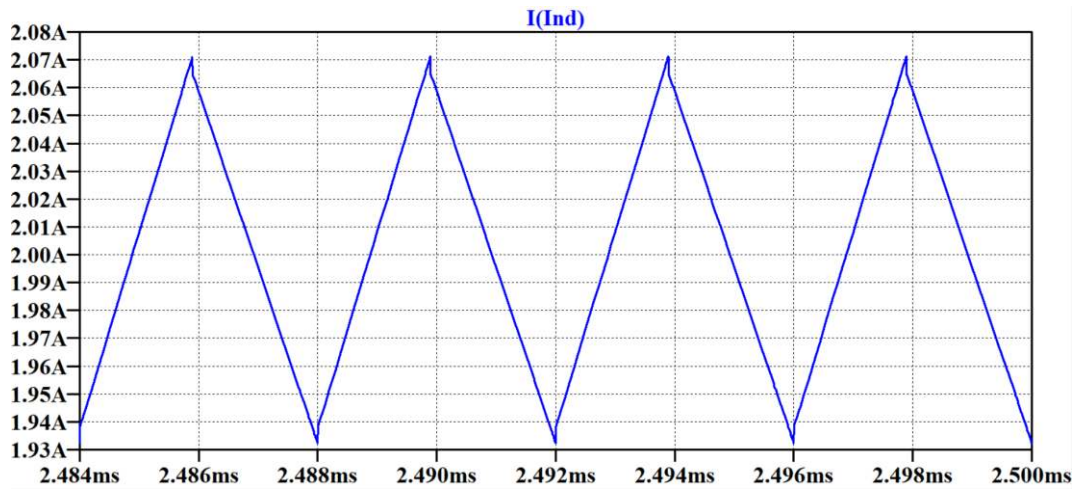
Şekil 4.16. Sabit yükte izolesiz alçaltan çevircinin giriş grafiği (a) V , (b) I

Diğer güç elektroniği devrelerinde gözlemlenen dalgalanmalar bu çeviricilerde de oluşmaktadır. Bunun sebebi DC-DC çeviricilerin bobinleri ilk defa çalıştırıldıklarında şarj olup deşarj aşamasına kadar akımı depolamasıdır. Bobinler çok kısa sürede deşarj olduklarından dolayı tepe akımlarından çok uzaklaşamazlar ve belirli bir değerde kalırlar. Böylece istenilen çıkış akım değeri elde edilir. Bu sırada çevircinin gücü sabit kalırken akım artar ancak gerilim de düşer. Dolayısıyla giriş geriliminden daha düşük bir çıkış gerilimi elde edilir. Sabit yükte izolesiz alçaltan çevircinin çıkış I , V grafiği Şekil 4.17’de gösterilmiştir. Bu simülasyonda çevircinin sıfırdan çalıştığı durumlarda test edilmiştir. Dolayısıyla 1,6 ms süresine kadar dalgalanmalar gözlemlenmiştir. Bu süre tasarlanan devrenin yapısına göre değişmektedir.



Şekil 4.17. Sabit yükte izolesiz alçaltan çeviricinin çıkış I, V grafiği

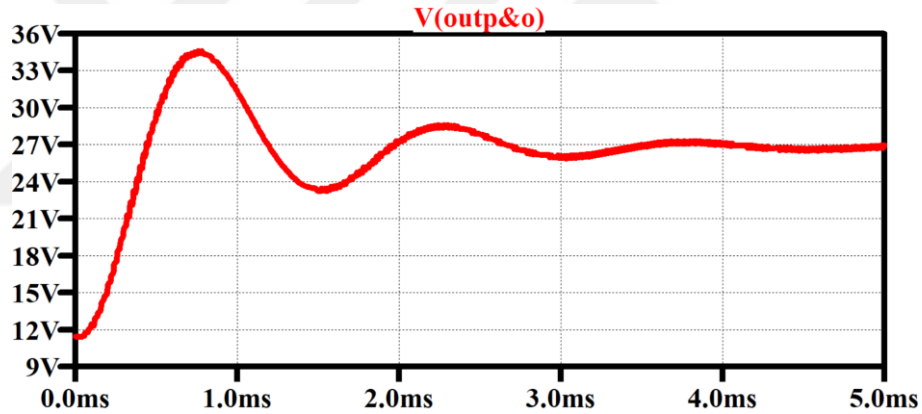
DC-DC çeviricilerde bobinin şarj ve deşarj süreleri MOSFET anahtarlama frekansının yüksek olmasından dolayı tepe akımlarından çok uzaklaşamazlar ancak bir sonraki şarj durumuna kadar belirli enerjisini deşarj ettiğinden akımda düşüş gerçekleştiğinde tepe noktası ile arasında fark oluşur. Bu duruma dalgalanma akımı denir. Dalgalanma akımının düşük olması elektronik devrelerin sağlığı için önemlidir. İzolesiz alçaltan çeviricinin indüktör dalgalanma akımı grafiği Şekil 4.18’de gösterilmiştir. Bu grafikte görüldüğü gibi düşük aralıklarda kısa dalga boyuna sahip değişimler gözlemlenmektedir. Bu dalgalanma 1,94 ila 2,07 A aralığındadır. Bu da 0,13 A fark olarak görünmektedir ve istenilen akımın dalgalanma akımına oranı ancak %0,065 olmaktadır.



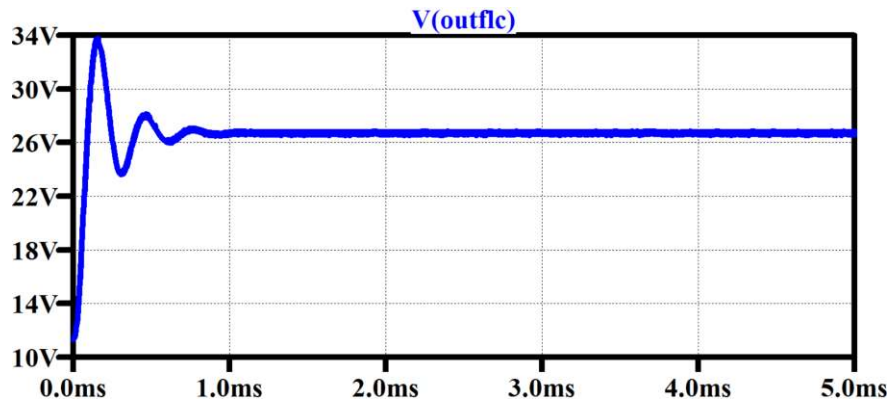
Şekil 4.18. İzolesiz alçaltan çeviricinin indüktör dalgalanma akımı grafiği

4.4 P&O ve FLC Yükselten Çevirici Benzetim Sonuçları Karşılaştırılması

P&O ve FLC MPPT temelli olarak çalışan yükselten DC-DC çeviricilerin tasarımı ve benzetimleri yapılmıştır. Her iki MPPT yöntemi ile çalışan yükselten çeviricilerin simülasyonları eşzamanlı olarak gerçekleştirip karşılaştırmaları gerçekleştirilmiştir. Yükselten çeviricilerin çıkış gerilimleri grafiği Şekil 4.19'da gösterilmiştir. Burada eşzamanlı olarak gerçekleştirilen simülasyonda çeviricilerin ilk zamandaki çalışma davranışları farklılık gösterilmektedir. P&O yöntemi ile gerçekleştirilen çevirici senkron olmayan iken FLC yöntemi ile çalıştırılan çevirici senkron bir çeviricidir. Her iki çeviricinin çalışma karakteristiği arasında büyük farklılıklar gözlemlenmiştir. Örneğin FLC yöntemi ile çalışan devre 1ms süresinden önce stabil çalışmaya başlarken diğer çeviricide yaklaşık 4 ms zaman almaktadır. Çeviricilerin çıkış akımları davranışının grafiği Şekil 4.20'de gösterilmiştir.

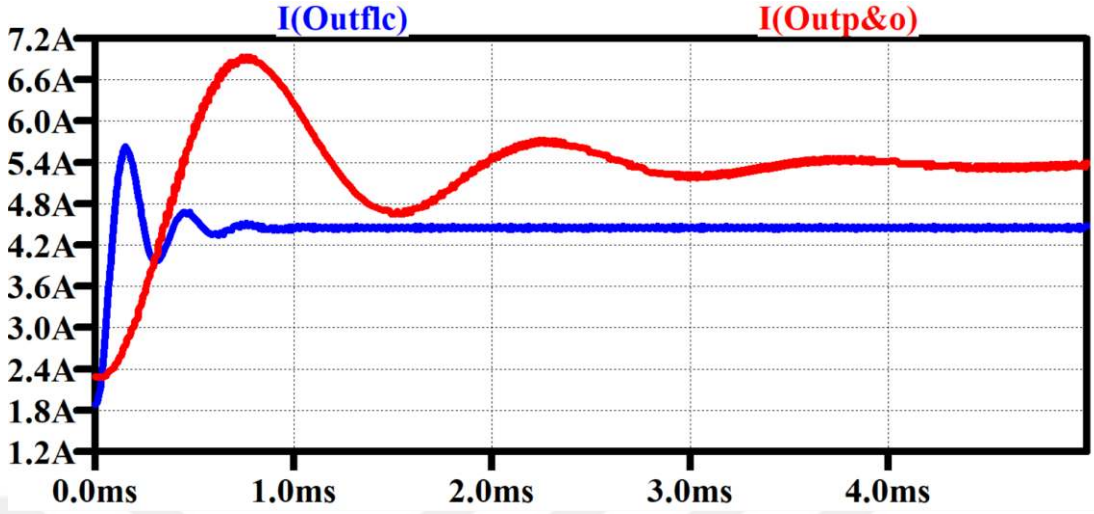


(a)



(b)

Şekil 4.19. Yükselten çeviricilerin çıkış gerilimleri (a) P&O, (b) FLC

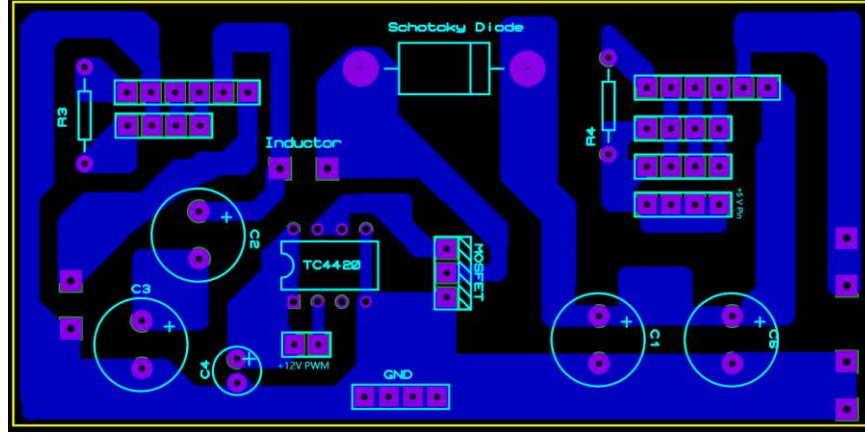


Şekil 4.20. Çeviricilerin çıkış akımlarının sabit yükte karşılaştırılması

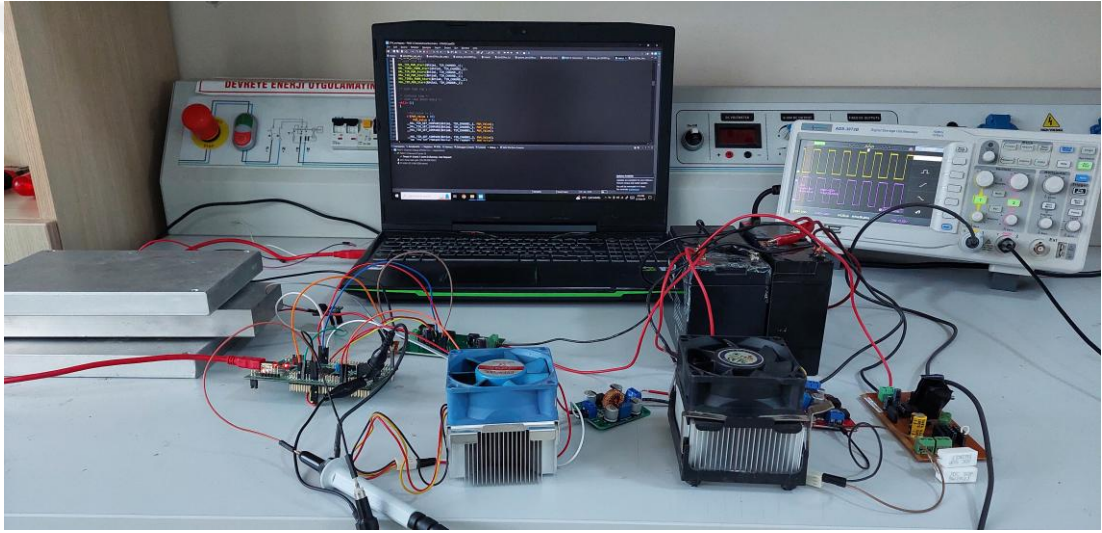
Burada önceki şekilde gözlemlendiği gibi FLC ile çalışan senkron çevirici P&O ile çalışan çeviriciye göre daha stabil çalıştığı görünmektedir. Burada FLC ile çalışan yükselten çevirici senkron bir yükselten çevirici olduğu için asenkron çeviricilere göre daha karmaşık yapıda olmaktadır. Dolayısıyla bileşen kaynaklı iletim kayıplarının daha fazla olması öngörülmüştür. Ancak P&O ile çalışan çeviriciye kıyasla daha hızlı şarj olabilen ve daha stabil bir yapı elde edilmiştir. Ayrıca senkron çeviriler daha yüksek güçlerde çalıştırılabileceklerinden diğer çeviriciye göre daha yüksek güçlerde de kullanılabilecektir.

4.5 P&O Temelli Yükselten Çeviricinin Uygulama Sonuçları

LTspice ortamında tasarlanan ve benzetim çalışmaları yapılan P&O temelli MPPT algoritmalı yükselten DC-DC çevirici değişken yük direnç değerlerinde uygulaması yapılmıştır. TEG'in çıkış gerilimini taklit edebilmek için 12 V gerilim veren bir güç kaynağı kullanılmıştır. Çeviriciye uygulanan PWM sinyalinin uygulanması ve P&O MPPT algoritmasının çalıştırılması STM32F407 MCU'su üzerinden gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan yükselten çevirici PCB şeması Şekil 4.21'de gösterilmiştir. Burada, tasarlanan yükselten çevirici P&O TEG sisteminin uygulamasında kullanılmıştır. Çeviricinin sisteme deneysel kurulumu Şekil 4.22'de gösterilmiştir.



Şekil 4.21. Yükselten çevirici PCB şeması



Şekil 4.22. P&O TEG sistemi deneysel kurulumu

Sistemin uygulamasında P&O algoritması STM32F4 kartı üzerinden çalıştırılmış ve MPPT uygulaması deneyde kullanılan yük direnci üzerinde gerçekleştirilmiştir. Bu sistemde test ortamının koşullarının kısıtlı olmasından dolayı TEG 12 W gücünde çalıştırılmıştır. TEG'den elde edilen gerilim, tasarlanan senkron yükselten DC-DC çevirici bataryaların şarjı için gerekli olan 26,8 V gerilime yükseltilmiştir. Sistemdeki bataryalar diğer elektronik cihazları çalıştırabilmesi için üç adet alçaltan çevirici eklenmiştir. Bu çeviricilerin çalışmasını test etmek için iki adet işlemci soğutucu fanı ile bir yük direnci kullanılmıştır. TEG'e ait MPPT sonuçları Tablo 4.2'de gösterilmektedir.

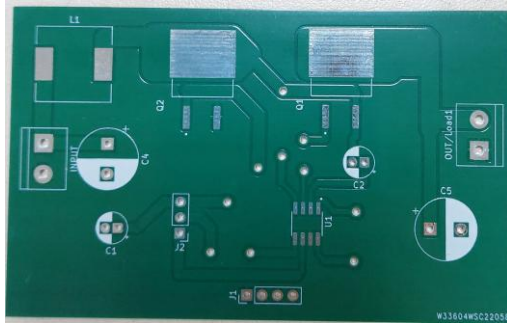
Tablo 4.2. P&O MPPT uygulama sonuçları

	$R_o (\Omega)$					
	1	5	10	14,6	20	30
V_{in} (V)	5,52	8,92	10,75	12,85	13,62	15,52
I_{in} (A)	1,25	1,03	0,94	0,90	0,83	0,64
P_{in} (W)	6,9	9,18	10,10	11,56	11,30	10,04
$Duty$	0.75	0,65	0,60	0,55	0,45	0,40

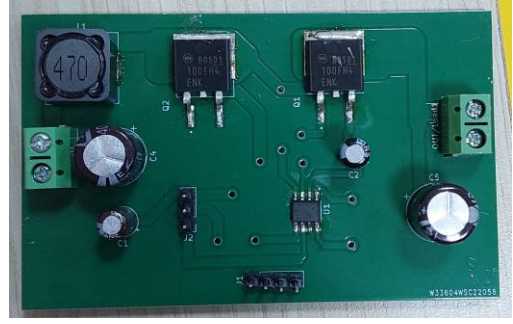
Burada uygulanan P&O algoritması, Simulink simülasyonundaki testlere yakın sonuçlar vermekte ve TEG'in iç direncine yakın olan 14,6 Ω değerinde en yüksek güç transferinin uygulandığı görülmektedir.

4.6 FLC Temelli Yükselten Çeviricinin Uygulama Sonuçları

FLC yöntemi ile MPPT uygulamasında senkron yükselten çevirici kullanılmıştır. Tasarlanan yükselten çevirici daha kompakt olması arzu edildiğinden iki katmanlı bir PCB tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan senkron yükselten çevirici PCB üretimi yapılmıştır. Senkron yükselten çevirici Şekil 4.23'te gösterilmiştir.



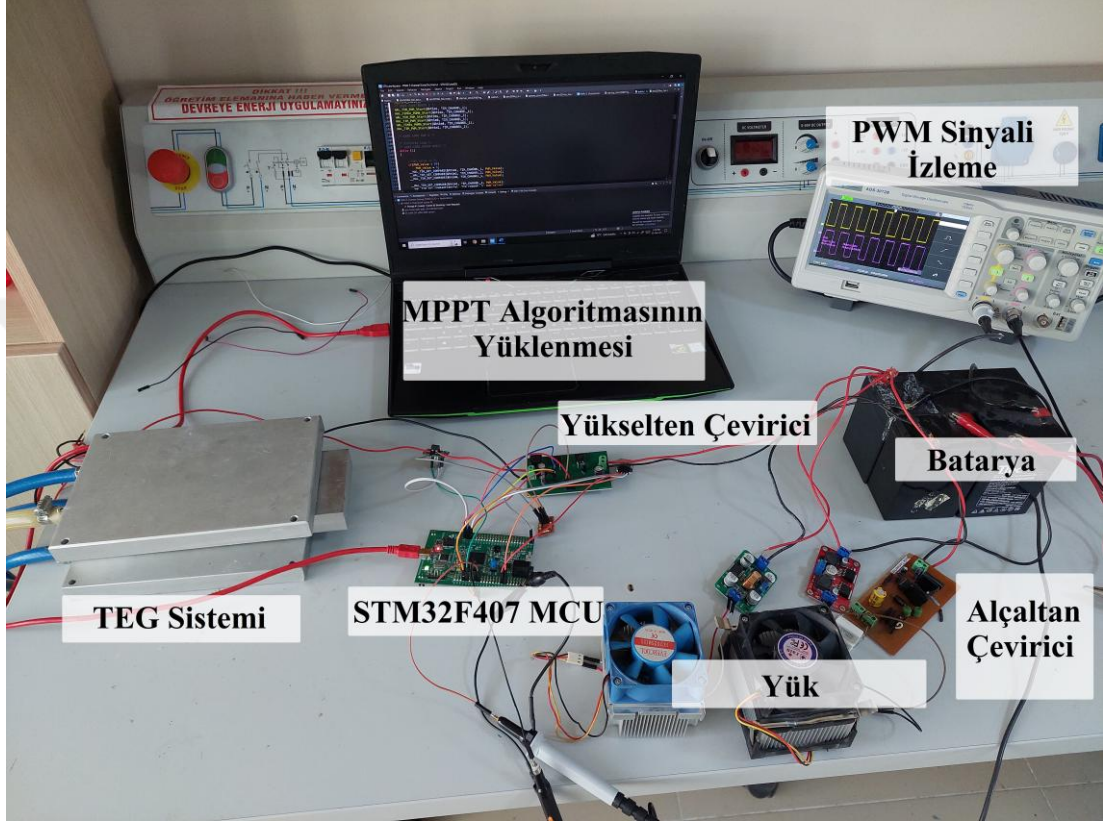
(a)



(b)

Şekil 4.23. Senkron yükselten çevirici (a) Dizilmemiş (b) Dizilmiş

Simulink ortamında benzetimi yapılan uygulama, STM32F4 MCU'suna C programlama dilindeki kodlar eklenerek gerçekleştirilmiştir. Deney ortamı TEG'e yük direncine bağlı senkron yükselten çevirici eklenmesiyle oluşturulmuş ve test sonuçları izlenmiştir. Kurulan deney ortamı Şekil 4.24'te gösterilmiştir.



Şekil 4.24. FLC TEG sistemi deneysel kurulumu

Burada test koşullarında bulunan kısıtlardan dolayı TEG'in gücü 12 W olarak çalıştırılmıştır. Kurulan bu sistemde TEG'in çıkış gerilimi senkron yükselten DC-DC çevirici ile batarya şarjı için gerekli olan 26,8 V gerilime yükseltilmiştir. Bataryadan çıkan gücün test edilmesi için iki adet DC fan ile bir adet yük direnci kullanılmıştır. Yük direncinin zamanla değişimine göre elde edilen test sonuçları Tablo 4.3'te gösterilmiştir.

Tablo 4.3. FLC MPPT uygulama sonuçları

	R_o (Ω)					
	1	5	10	14,6	20	30
V_{in} (V)	6,01	9,58	10,55	11,99	12,58	13,19
I_{in} (A)	1,29	1,03	0,98	0,93	0,86	0,73
P_{in} (W)	7,75	9,86	10,34	11,15	10,81	9,62
Duty	0.7	0,65	0,6	0,55	0,50	0,40

Burada, FLC MPPT yöntemi ile P_{in} ve V_{in} değerleri belirlenen değerde tutulabilmesi için Duty değerinde değişiklik yapmaktadır. Örneğin yük direncinin en düşük olduğu durumda V_{in} istenilen 12 V değerinden aşağıda olduğu için Duty değeri 0,5'ten yüksek olmaktadır. Yük direncinin en yüksek olduğu durumda ise giriş gerilimi istenilen gerilimin üzerinde olduğundan Duty değeri daha düşük olmaktadır.

4.7 P&O ve FLC Yükselten Çevirici Uygulama Sonuçları Karşılaştırılması

Bu çalışmada, MPPT uygulamalarında en sık kullanılan P&O algoritması ile FLC yöntemi test edilip uygulamadaki sonuçları incelenmiştir. Her iki MPPT yönteminde aynı TEG, test ortamında mevcut kısıtlı koşullardan dolayı 12 W gücünde çalıştırılmıştır ve yük direnç değerleri sırasıyla 1 Ω , 5 Ω , 10 Ω , 14,6 Ω , 20 Ω ve 30 Ω olacak şekilde çalıştırılmıştır. P&O ve FLC MPPT uygulamalarının karşılaştırılması Tablo 4.4'te gösterilmiştir.

Tablo 4.4. P&O ve FLC MPPT sonuçlarının karşılaştırılması

R	P&O				FLC			
	V_{in}	I_{in}	P_{in}	Duty	V_{in}	I_{in}	P_{in}	Duty
1	5,52	1,25	6,90	0.75	6,01	1,29	7,75	0,70
5	8,92	1,03	9,18	0,65	9,58	1,03	9,86	0,65
10	10,75	0,94	10,10	0,60	10,55	0,98	10,34	0,60
14,6	12,85	0,90	11,56	0,55	11,99	0,93	11,15	0,55
20	13,62	0,83	11,30	0,45	12,58	0,86	10,81	0,50
30	15,52	0,64	10,04	0,40	13,19	0,73	9,62	0,40

Burada zaman içerisinde farklı iki yöntem ile farklı yük dirençleri kullanılarak TEG'in çıkışının akım ve gerilim değerlerinin değişimleri gözlemlenmiştir. Bu değişimlerde karşılaştırılan iki MPPT uygulaması gözle görülebilecek farklar ortaya çıkarmaktadır. Örneğin P&O algoritmasında TEG'in çıkış akım ve gerilim değişimleri baz alınarak Duty değişimleri yapılmaktadır. Bu MPPT uygulamasında en düşük güç değeri 1Ω direncinde 0,75 görev döngüsünde 6,9 W iken en yüksek güç transferi $14,6 \Omega$ direncinde 0,55 görev döngüsünde 11,56 W güç değerinde yapılmaktadır. FLC uygulamasında en düşük güç 1Ω direncinde 7,75 W güç değerinde iken en yüksek değer $14,6 \Omega$ direncinde 11,15 W değerinde gözlemlenmektedir. Bunların yanı sıra 30Ω direnç değerinde FLC için 9,62 W güçte 0,40 görev çevrimi değerinde iken P&O için 10,04 W güçte ve 0,4 görev çevriminde çalıştığı gözlemlenmiştir.

P&O yönteminde TEG'in en düşük güç ile en yüksek güç değeri arasında 4,66 W değerinde bir güç farkı bulunurken FLC yönteminde 3,4 W güç değerinde gözlemlenmektedir. Sırasıyla her iki yöntemin V_{in} değerleri ise 15,52 V ve 13,19 V değerinde iken $14,6 \Omega$ ile 30Ω yük direnci arasındaki güç kaybı sırasıyla 1,52 W ve 1,53 W değerleri gözlemlenmiştir. Bu bilgilere göre FLC MPPT yöntemi P&O algoritmasına göre daha stabil çalışırken yük direncinin devamlı değişmesi durumunda olası güç kayıpları bu yöntemde daha az olmaktadır.

5 SONUÇ VE ÖNERİLER

Gerçekleştirilen bu çalışmada, senkron DC-DC yükselten çeviricilerin FLC yöntemi ile MPPT uygulamasındaki yüke bağlı davranışları hem MATLAB/Simulink simülasyonunda hem de pratik uygulamasında P&O MPPT algoritması ile karşılaştırılmıştır. Tamamlanan bu uygulamada bir adet 100 W gücünde TEG, senkron DC-DC yükselten çevirici ve 26,8 V bataryadan oluşan bir sistem tasarlanmıştır. Bu sistemde TEG'den çıkan gerilimin bataryaları şarj edecek seviyeye yükseltebilmek için senkron DC-DC yükselten çeviricinin tasarımı yapılmıştır. Dönüştürücünün tetiklenmesi MCU tarafından gerçekleştirilmekte ve TEG'in çalışması esnasında çevresel koşullardan dolayı giriş akım ve gerilimleri değişimleri sürekli takip edilmektedir. Takip edilen bu değerlerin değişmesi durumunda sistemde kullanılan MPPT yöntemi aracılığıyla senkron DC-DC yükselten çeviricinin Duty değeri sürekli değişmektedir. Değişen bu değer çoğunlukla giriş geriliminin düştüğü durumlarda artarken daha yüksek giriş geriliminde daha az gerilim yükseltilmesi gerektiğinden azalmaktadır. Bu yöntemle bataryalar şarj edilir ve eklenen üç adet alçaltan çevirici ile diğer elektronik cihazların çalışabileceği gerilim düzeyine düşürerek güç vermektedir. İki adet DC fan ile bir adet yük direnci eklenerek sistemin son hali ile çalıştığı gözlemlenmiştir.

Bu çalışmada kullanılan senkron DC-DC yükselten çevirici LTspice programı üzerinden tasarlanmıştır. Bu çevirici, tasarım gereksinimleri ele alınarak tasarım eşitlikleri ile bileşenlerin alması gereken değerleri belirlenmiştir. MPPT uygulamasının en iyi biçimde yapılabilmesi için kayıpların da düşük olması gerektiği kaçınılmazdır. Bunun için iç direnci düşük olan MOSFET'leri senkron bir şekilde sürebilecek sürücü kullanılması gerekmektedir. Dolayısıyla P100FH4ENK-7071 MOSFET ile UCC27201 senkron sürücüsü kullanılmıştır. Yükselten çeviricinin anahtarlama STM32F407 MCU'su tarafından senkron bir şekilde PWM sinyali ile gerçekleştirilmiştir. Bu sinyal yükselten çeviricinin high-side ve low-side MOSFET'lerini 250 kHz frekansında birisi açık iken diğerinin kapalı modda olmak üzere tutulmasını sağlamaktadır. PWM sinyallerinin düşmesi ve yükselmesi sırasında çakışmanın önlenmesi için 10 ns uzunluğunda bir ölü zaman eklenmiştir. Tasarlanan senkron yükselten DC-DC çevirici için yapılan hesaplara göre 47 μ H bobin ile giriş ve çıkışına 47 μ F değerinde kondansatör eklenmiştir. Burada çevirici low-side modunda

iken high-side MOSFET tamamen kesimde olduğundan bobini şarj etmektedir. Bu durum senkron olmayan yükselten çeviricilerde diyot ile yapıldığından gerilim düşümü gerçekleşirken senkron çeviricilerde bu söz konusu olmadığından kayıplar önemli ölçüde azalmaktadır. Belli zamandan sonra high-side moduna geçtiği durumda low-side MOSFET tamamen kesimde olduğundan güç kaynağı ile bağlantısını keser ve bobinde depolanan enerji deşarj olur. Bobinin şarj sırasında gerilim dalgalanmalarını önlemek için girişe, deşarj sırasında gerilim dalgalanmalarını azaltmak için çıkışa kondansatör eklenir. Tasarlanan bu devre 12 V bir güç kaynağında test edildiğinde giriş akımı 8,3 A, çıkış gerilimi 26,8 V ile çıkış akımı 3,54 A olarak sonuç vermektedir. Bu durumda tasarlanan çeviricinin verimi %94,87 olarak görülmektedir.

Tasarlanan sistem, MATLAB/Simulink ortamında ilk olarak P&O algoritması, sonrasında FLC yöntemi kullanılarak birim zaman içerisinde farklı yük direnci değerlerinde test edilmiştir. Sistemde her biri 5 W gücünde olacak şekilde 20 adet TEM seri bağlanarak elde edilen 100 W TEG eklenirken sıcak yüzeyi 200°C, soğuk tarafı 30°C olarak 170°C sıcaklık farkında, iç direnci 14,6 Ω değerindedir. TEG'in çıkışına bu çalışmada tasarlanan senkron DC-DC yükselten çeviricinin modeli eklenmiştir. Bu çeviricinin çıkışına her 5 ms zaman aralıklarında değişen sırasıyla 1 Ω , 5 Ω , 10 Ω , 14 Ω , 6 Ω , 20 Ω ve 30 Ω değerinde yük dirençleri sırasıyla bağlanmıştır. Her iki MPPT yöntemi ile çalıştırılan bu simülasyonda en başarılı sonuçlar 14,6 Ω ile 20 Ω yük direncinde gözlemlenmiştir. Bunun sebebi yük direncinin TEG'in empedansına yakın olmasıdır. Ayrıca daha düşük yük direnci değerinde yükselten çeviricilerin doğasına göre yeterli görev çevrimi oranını sağlayamadığından daha yüksek yük dirençlerine göre daha fazla güç kaybı bulunmaktadır.

Deneysel çalışmalarda test edilen MPPT uygulamaları için söz konusu sistem kurularak eşit koşullarda gerçekleştirilmiştir. Sistemde senkron DC-DC çeviricinin girişine TEG, çıkışına 26,8 V batarya eklenerek testleri tamamlanmıştır. Bunlara ek olarak bataryaya üç adet alçaltan çevirici ve çıkışlarına elektronik cihazların eklenmesi ile son hâli kurulmuştur. Kurulan bu sistem bir bütün olarak çalıştırılıp sonuçları gözlemlenmiştir. Bu çalışmada MATLAB/Simulink simülasyonlarına yakın sonuçlar alındığı gibi FLC yöntemi daha hızlı ve verimli sonuçlar vermiştir.

MPPT uygulama alanında FLC yönteminin diğerlerine göre kolay ve anlaşılırdır. Giriş verileri bozuk veya gürültülü olsa bile çalışabilmesi, insan duyusuna yakın mantıkla çalıştığından daha karmaşık sorunlara daha verimli sunar, daha az veri tanımlanması gerektiğinden bellek gereksinimi azdır ve matematiksel terimler ile kullanıldıklarından çalışma mantıkları basittir. Ancak üyelik fonksiyonlarının oluşturulması için uzman kişiler tarafından yapılması gerekmektedir, sistematik bir yaklaşıma sahip değildir ve insan yöntemine benzer teknik kullanıldığından genellikle deneme yanılma yöntemiyle üyelik fonksiyonu bulunur.

Bu çalışmanın ilerleyen süreçlerinde, diğer enerji kaynaklarının ısı kayıplarını değerlendirerek veya ayrı bir güç kaynağı olarak kullanılarak oluşturulan bir hibrit TEG sistemi elde edilebilir. Üretilen gücün MPPT uygulamasının daha verimli yapılabilmesi için daha kompakt ve verimli DC-DC çeviricilerin tasarımı yapılabilir. FLC yöntemi doğası gereği deneme yanılma yöntemi ile kullanılan bir yöntem olduğundan uzman görüşü ile daha verimli hale getirilebilir. MCU yükselten çevirici, MPPT ve batarya yönetim sistemi gibi elementlerin tek bir devre kartı üzerinden tasarlanabilir. Böylece tüm elementler aynı devre içerisinde olacağından daha toplu ve az yer kaplayan bir sistem elde edilebilir. Dolayısıyla bu sistem öncekinde de olduğu gibi yeniden programlanabilir olması durumunda FLC dışında bir MPPT uygulaması gerektiğinde yazılımsal güncelleme de alabilecektir. Bu çalışma, kırsal alanlar, kamp alanları ve felaket bölgeleri gibi elektrik şebekesine erişimi olmayan bölgelerde veya ev ile sanayide oluşan ısı atıklarının geri kazanımında kullanılabilecektir.

KAYNAKLAR

- [1] Kayabaşı, R., & Kaya, M. (2019). Fotovoltaik modüllerin atık ısılarından termoelektrik jeneratör ile elektrik üretimi. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (16), 310-324.
- [2] He, W., Zhang, G., Zhang, X., Ji, J., Li, G., & Zhao, X. (2015). Recent development and application of thermoelectric generator and cooler. *Applied Energy*, 143, 1-25.
- [3] Al Kez, D, Foley, A, Lowans, C, Del Rio, D F. Energy poverty assessment: Indicators and implications for developing and developed countries. *Energy Conversion and Management*, 2024, 307: 118324.
- [4] Kok, B., & Benli, H. (2017). Energy diversity and nuclear energy for sustainable development in Turkey. *Renewable energy*, 111, 870-877.
- [5] Zastempowski, M. (2023). Analysis and modeling of innovation factors to replace fossil fuels with renewable energy sources-Evidence from European Union enterprises. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 178, 113262.
- [6] Yolcan, O. O. (2023). World energy outlook and state of renewable energy: 10-Year evaluation. *Innovation and Green Development*, 2(4), 100070.
- [7] Ononogbo, C., Nwosu, E. C., Nwakuba, N. R., Nwaji, G. N., Nwufo, O. C., Chukwuezie, O. C., Chukwu, M. M. & Anyanwu, E. E. (2023). Opportunities of waste heat recovery from various sources: review of technologies and implementation. *Heliyon*, 9(2).
- [8] Burnete, N. V., Mariasiu, F., Depcik, C., Barabas, I., & Moldovanu, D. (2022). Review of thermoelectric generation for internal combustion engine waste heat recovery. *Progress in Energy and Combustion Science*, 91, 101009
- [9] Sanin-Villa, D., Henao-Bravo, E., Ramos-Paja, C., & Chejne, F. (2023). Evaluation of power harvesting on dc-dc converters to extract the maximum power output from TEGs arrays under mismatching conditions. *J. Oper. Autom. Power Eng.*
- [10] Badak, U., & Yıldız, A. B. (2021). Maksimum güç noktası İzleyici algoritmalarının verim, salınım miktarı ve yakınsama süresi açısından karşılaştırılması. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (21), 463-472.
- [11] Çakmak, F., Aydoğmuş, Z., & Tür, M. R. (2024). Analysis of open circuit voltage MPPT method with analytical analysis with perturb and observe (P&O) MPPT method in PV systems. *Electric Power Components and Systems*, 52(9), 1528-1542.
- [12] Katche, M. L., Makokha, A. B., Zachary, S. O., & Adaramola, M. S. (2023). A comprehensive review of maximum power point tracking (mppt) techniques used in solar pv systems. *Energies*, 16(5), 2206.
- [13] Dalala, Z. M., Saadeh, O., Bdour, M., and Zahid, Z. U. A new maximum power point tracking (MPPT) algorithm for thermoelectric generators with reduced voltage sensors count control. *Energies*, 11(7), 1826, 2018.
- [14] Twaha, S., Zhu, J., Yan, Y., Li, B., & Huang, K. (2017). Performance analysis of thermoelectric generator using dc-dc converter with incremental conductance based maximum power point tracking. *Energy for Sustainable Development*, 37, 86-98.
- [15] Chandrarathna, S. C., & Lee, J. W. (2019). A dual-stage boost converter using two-dimensional adaptive input-sampling MPPT for thermoelectric energy

- harvesting. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 66(12), 4888-4900.
- [16] Guan, M., Wang, K., Xu, D., and Liao, & W. H. Design and experimental investigation of a low-voltage thermoelectric energy harvesting system for wireless sensor nodes. *Energy Conversion and Management*, 138, 30-37, 2017.
 - [17] Elzalik, M., Rezk, H., Mostafa, R., Thomas, J., & Shehata, E. G. An experimental investigation on electrical performance and characterization of thermoelectric generator. *International Journal of Energy Research*, 44(1), 128-143, 2020.
 - [18] Álvarez-Carulla, A., Saiz-Vela, A., Puig-Vidal, M., López-Sánchez, J., ColomerFarrarons, J., & Miribel-Català, P. L. High-efficient energy harvesting architecture for self-powered thermal-monitoring wireless sensor node based on a single thermoelectric generator. *Scientific Reports*, 13(1), 1637, 2023.
 - [19] Hidayanti, F., Wati, E. K., & Miftahudin, M. F. (2020). Design of energy harvesters on motorcycle exhaust using thermoelectric generator for power supply electronic device. *International Journal of Renewable Energy Research*, 10(1), 251-259.
 - [20] Kanagaraj, N. (2021). Photovoltaic and thermoelectric generator combined hybrid energy system with an enhanced maximum power point tracking technique for higher energy conversion efficiency. *Sustainability*, 13(6), 3144.
 - [21] Yang, B., Wu, S., Huang, J., Guo, Z., Wang, J., Zhang, Z., Xie, R., Chu, H., & Jiang, L. (2023). Salp swarm optimization algorithm based MPPT design for PV-TEG hybrid system under partial shading conditions. *Energy Conversion and Management*, 292, 117410
 - [22] Paquianadin, V., Sam, K. N., Koperundevi, G., & Singaravel, M. R. (2023). Current sensor-based single MPPT controller using sequential golden section search algorithm for hybrid solar PV generator-TEG in isolated DC microgrid. *Solar Energy*, 266, 112147.
 - [23] Pandit, S., Mal, R., Purwar, A., & Kumari, K. (2024). Waste heat regeneration from thermoelectric generator based improved biomass cookstove (TIBC): Modelling of TEG system utilizing DC-DC converter with fuzzy logic MPPT. *Energy Conversion and Management*, 300, 117977.
 - [24] Shwetha, M., & Lakshmi, S. (2024). Harmless sustainable energy resource using TEG with MPPT Based DC-DC converter for power gain in implantable medical devices. *Transactions on Electrical and Electronic Materials*, 1-28.
 - [25] Zafar, M. H., Abou Houran, M., Mansoor, M., Khan, N. M., Moosavi, S. K. R., Khan, M. K., & Akhtar, N. (2023). A Novel MPPT controller based on mud ring optimization algorithm for centralized thermoelectric generator under dynamic thermal gradients. *Applied Sciences*, 13(7), 4213.
 - [26] Ding, N., Cai, Y., & Deng, F. (2023). Temperature-based thermo-electric coupling maximum power point tracking algorithm for thermoelectric generation systems under transient conditions. *Applied Thermal Engineering*, 230, 120684.
 - [27] Mamur, H., & Çoban, Y. (2020). Termoelektrik jeneratörler için alçaltan-yükselten çeviricili maksimum güç noktası takibi benzetimi. *Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 26(5), 916-926.

- [28] Mamur, H., Dilmaç, Ö. F., Begum, J., & Bhuiyan, M. R. A. (2021). Thermoelectric generators act as renewable energy sources. *Cleaner Materials*, 2, 100030.
- [29] Kunt, M. A., & Gunes, H. (2017). Experimental investigation of the performance of different heat exchanger profiles in the waste heat recovery system with thermoelectric generator for automobile exhaust systems. *SSRG journal*, 4(8), 1-5.
- [30] Ahiska, R., Mamur, H., & Ulis, M. (2011). Modelling and experimental study of thermoelectric module as generator. *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 26(4), 889-896.
- [31] Gürbüz, H., Akçay, H., & Topalcı, Ü. (2022). Experimental investigation of a novel thermoelectric generator design for exhaust waste heat recovery in a gas-fueled SI engine. *Applied Thermal Engineering*, 216, 119122.
- [32] Troup, L., Eckelman, M. J., & Fannon, D. (2019). Simulating future energy consumption in office buildings using an ensemble of morphed climate data. *Applied energy*, 255, 113821.
- [33] Çiğdem, A. (2023). Termoelektrik jeneratörler için izolesiz dc-dc çeviricilerin yüke bağlı davranışlarının incelenmesi. Manisa Celal Bayar Üniversitesi. Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, 80s, Manisa.
- [34] d'Angelo, M., Galassi, C., & Lecis, N. (2023). Thermoelectric Materials and Applications: A Review. *Energies*, 16(17), 6409.
- [35] Üstüner, M. A., Mamur, H., & TAŞKIN, S. (2022). Modeling and validation of the thermoelectric generator with considering the change of the Seebeck effect and internal resistance. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, 30(7), 2688-2706.
- [36] Li, M., Xu, S., Chen, Q., & Zheng, L. R. (2011). Thermoelectric-generator-based DC–DC conversion networks for automotive applications. *Journal of electronic materials*, 40, 1136-1143.
- [37] Maduabuchi, C., Lamba, R., Ozoegwu, C., Njoku, H. O., Eke, M., Gurevich, Y. G., & Ejiohu, E. C. (2022). Thomson effect and nonlinear performance of thermoelectric generator. *Heat and Mass Transfer*, 1-14.
- [38] Mamur, H., & Ahiska, R. (2014). A review: Thermoelectric generators in renewable energy. *International journal of renewable energy research*, 4(1), 128-136.
- [39] Üstüner, M. A., Mamur, H., Taşkın, S., Nil, M., Bhuiyan, M. R. A., Kherkhar, A., & Chiba, Y. (2024). Selection of load resistance for boost converters with maximum power point tracking algorithm in thermoelectric generators. *Electric Power Components and Systems*, 1-22.
- [40] Chen, Y., Xie, C., Li, Y., Zhu, W., Xu, L., & Gooi, H. B. (2023). An improved metaheuristic-based MPPT for centralized thermoelectric generation systems under dynamic temperature conditions. *Energy*, 277, 127485.
- [41] Negi, A., Mal, R., Singh, S., Aurifullah, M., Kianmehr, P., & Dragomirescu, M. (2022). Electric vehicle battery heat management using a thermoelectric cooler powered by solar PV with MPPT. In *Smart Environmental Science Technology and Management. Lecture Notes on Environment Conservation and Enrichment* (Vol. 1, pp. 5-15). Technoarete Publishers.
- [42] Samanta, M., Kundu, S., & Mitra, D. (2024). Thermoelectric effects. *thermoelectric polymers: Properties and Applications*, 162, 1-23.

- [43] Zebarjadi, M., & Akbari, O. (2023). A model for material metrics in thermoelectric thomson coolers. *Entropy*, 25(11), 1540.
- [44] Bakar S., M. A., Asad, A., Asif, R. M., Rehman, A. U., Sadiq, M. T., & Ullah, I. (2023). Implementation of incremental conductance MPPT algorithm with integral regulator by using boost converter in grid-connected PV array. *IETE Journal of Research*, 69(6), 3822-3835.
- [45] Pirashanthiyah, L., Edirisinghe, H. N., De Silva, W. M. P., Bolonne, S. R. A., Logeeshan, V., & Wanigasekara, C. (2024). Design and analysis of a three-phase interleaved DC-DC boost converter with an energy storage system for a PV system. *Energies*, 17(1), 250.
- [46] Daryaei, M., Esteki, M., & Khajehoddin, S. A. (2023). High efficiency and full MPPT range partial power processing PV module-integrated converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(5), 6627-6641
- [47] Meshael, H., Elkhateb, A., & Best, R. (2023). Topologies and design characteristics of isolated high step-up DC–DC converters for photovoltaic systems. *Electronics*, 12(18), 3913.
- [48] Hayat, A., Sibtain, D., Murtaza, A. F., Shahzad, S., Jajja, M. S., & Kilic, H. (2023). Design and analysis of input capacitor in DC–DC boost converter for photovoltaic-based systems. *Sustainability*, 15(7), 6321.
- [49] Rashwan, A., Mikhaylov, A., Hemeida, M., Pinter, G., & Osheba, D. S. (2023). Two-stage grid-connected inverter topology with high frequency link transformer for solar PV systems. *Energy Reports*, 10, 1864-1874.
- [50] Luo, P., Hong, J., Xu, J., Jiang, H., Liu, M., & Chen, X. (2023). Design and Implementation of a Soft-Switching Quadratic High-Gain Converter for Sustainable Energy Applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*.
- [51] Huq, M., Jasi, A. M., Poure, P., Jovanovic, S., Revol, I., & Lenoir, B. (2024). Critical analysis of optimized energy harvesting at small-scale by thermally coupled photovoltaic-thermoelectric systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 195, 114331.
- [52] Zakzouk, N. E. (2024). Continuous input current buck DC/DC converter for small-size wind energy systems featuring current sensorless MPPT control. *Scientific Reports*, 14(1), 380.
- [53] Ma, C. T., Tsai, Z. Y., Ku, H. H., & Hsieh, C. L. (2021). Design and Implementation of a flexible photovoltaic emulator using a GaN-based synchronous buck converter. *Micromachines*, 12(12), 1587.
- [54] Kumar, S. S., & Balakrishna, K. (2024). A new wide input voltage DC-DC converter for solar PV systems with hybrid MPPT controller. *Scientific Reports*, 14(1), 10639.
- [55] Zekorn, T., Schimkat, F., Vohl, K., Wehr, E., Wunderlich, R., & Heinen, S. (2024, May). A High-Voltage Single-Inductor Multiple-Output DC-DC Buck Converter for the Power Management Unit of a Gate-Shaping Digital Gate Driver. In *2024 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)* (pp. 1-5). IEEE.
- [56] Grosso, M., Rinaudo, S., Patti, E., & Acquaviva, A. (2018, April). An energy-autonomous wireless sensor network development platform. In *2018 13th International Conference on Design & Technology of Integrated Systems In Nanoscale Era (DTIS)* (pp. 1-6). IEEE.

- [57] Zohuri, B., Balgehshiri, S. K. M., & Imani, M. A. (2024). Harmony in complexity exploring the synergy of fuzzy logic, group theory, and artificial intelligence. *Nov Joun of Appl Sci Res*, 1 (2), 01, 7.
- [58] Karagözoğlu, L., & Duranay, Z. B. (2023). Investigation of maximum power point tracking methods in photovoltaic sytems. *International Journal of Innovative Engineering Applications*, 7(1), 86-95.
- [59] Düzdağ, M. S., Kılıç, H., & Haydaroglu, C. (2024). Tip-3 bulanık mantık ile düşüş kontrollü inverter tabanlı mikro şebekelerin ikincil gerilim ve frekans restorasyon kontrolü. *Fırat Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 36(1), 419-435.
- [60] Haçat, G., & Çetinceviz, Y. (2023). Neutrosophic valued PID controller for closed loop V/f speed control of permanent magnet synchronous motor. *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, 12(3), 716-725.
- [61] Hassani, D., & Bouzouaid, S. (2023). Application of artificial intelligence on photovoltaic solar array system with fuzzy logic controller for MPPT in MATLAB Simulink. *NeuroQuantology*, 21(7), 406.
- [62] Xia, K., Li, Y., & Zhu, B. (2024). Improved photovoltaic MPPT algorithm based on ant colony optimization and fuzzy logic under conditions of partial shading. *IEEE Access*.
- [63] Yılmaz, H., & Şahin, M. E. (2023). Bulanık mantık kavramına genel bir bakış. *Takvim-i Vekayi*, 11(1), 94-129.
- [64] Yahiaoui, F., Chabour, F., Guenounou, O., Bajaj, M., Hussain Bukhari, S. S., Shahzad Nazir, M., ... & Mbadjoun Wapet, D. E. (2023). An experimental testing of optimized fuzzy logic-based MPPT for a standalone PV system using genetic algorithms. *Mathematical Problems in Engineering*, 2023(1), 4176997.
- [65] Jayetileke, H. R., De Mel, W. R., & Mukhopadhyay, S. C. (2022). Real-time metaheuristic algorithm for dynamic fuzzification, de-fuzzification and fuzzy reasoning processes. *Applied Sciences*, 12(16), 8242.
- [66] Maraslidis, G. S., Kottas, T. L., Tsipouras, M. G., & Fragulis, G. F. (2022). Design of a fuzzy logic controller for the double pendulum inverted on a cart. *Information*, 13(8), 379.
- [67] Priyadarshi, N., Maroti, P. K., & Khan, B. (2023). An adaptive grid integrated photovoltaic system with perturb T–S fuzzy based sliding mode controller MPPT tracker: An experimental realization. *IET Renewable Power Generation*.
- [68] Hai, T., Aksoy, M., and Nishihara, K. (2024). Optimized MPPT model for different environmental conditions to improve efficacy of a photovoltaic system. *Soft Computing*, 28(3), 2161-2179.
- [69] Khademi, R., & Mohammadi, M. A. (2023). Maximum power point tracking of the photovoltaic system based on adaptive fuzzy-neural method. *Energy Engineering and Management*, 6(4), 26-31.
- [70] Wirateruna, E. S., Afroni, M. J., & Ayu, A. F. (2023). Implementation of PSO algorithm on MPPT PV system using Arduino Uno under PSC. *International Journal of Artificial Intelligence & Robotics (IJAIR)*, 5(1), 13-20.
- [71] Belman-Flores, J. M., Rodríguez-Valderrama, D. A., Ledesma, S., García-Pabón, J. J., Hernández, D., & Pardo-Cely, D. M. (2022). A review on applications of fuzzy logic control for refrigeration systems. *Applied Sciences*, 12(3), 1302.

- [72] Giurgi, G. I., Szolga, L. A., & Giurgi, D. V. (2022). Benefits of fuzzy logic on MPPT and PI controllers in the chain of photovoltaic control systems. *Applied Sciences*, 12(5), 2318.
- [73] Kumar Nayak, J., Thalla, H., & Ghosh, A. (2023). Efficient maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems with reduced number of sensors. *Process Integration and Optimization for Sustainability*, 7(1), 191-213..
- [74] Park, J., & Lee, D. H. (2023). A Simple Current Sensing and Reconstruction Scheme of VSI with Three Shunt Resistors. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 18(1), 291-298.
- [75] Muslan, M. I. A., Abdullah, W. F. H., Zulkifli, Z., & Rosli, A. B. B. (2022, May). Electrical Conductivity Sensing Circuit Design Using Voltage Divider. In 2022 IEEE 12th Symposium on Computer Applications & Industrial Electronics (ISCAIE) (pp. 186-190). IEEE.
- [76] Bouřa, A. (2023). Characterization of a small amorphous photovoltaic panel and derivation of its SPICE model. *Solar Energy*, 262, 111854.
- [77] Cordeiro A, Chaves M, Gâmbôa P, Barata F, Fonte P, Lopes H, Pires VF, Foito D, Amaral TG & Martins JF. (2023). Automated Solar PV Simulation System Supported by DC–DC Power Converters. *Designs*, 7(2), 36.
- [78] Üstüner, M. A. (2023). Termoelektrik jeneratörlerde maksimum güç noktası izleme yöntemlerine metasezgisel algoritmaların uyarlanması ve performans değerlendirmesi (Doctoral dissertation, Doctorate Thesis, Celal Bayar University).
- [79] Akaaboune, J., El Mourabit, B., Oulaaross, M., & Benchagra, M. (2023). A New SPWM Approach for High-Performance Single-Phase Half-Bridge Inverters with Pure Sine Wave. In *International Conference on Electrical Systems & Automation* (pp. 49-57). Cham: Springer Nature Switzerland.
- [80] Osmani, K., Haddad, A., Alkhedher, M., Lemenand, T., Castanier, B., & Ramadan, M. (2023). A novel MPPT-based lithium-ion battery solar charger for operation under fluctuating irradiance conditions. *Sustainability*, 15(12), 9839.
- [81] Rao, A. A., Kumar, C. P., Deeksha, A. D., Vishal, M., & Joseph, R. (2024). Drive For Switched Reluctance Motor Using An Asymmetric Bridge Converter: A TopDown Approach. In 2024 IEEE International Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS) (pp. 1-6). IEEE.
- [82] Krishna, T. N. V., Kumar, S. V. P. D., Srinivasa Rao, S., & Chang, L. (2024). Powering the Future: Advanced Battery Management Systems (BMS) for Electric Vehicles. *Energies*, 17(14), 3360.
- [83] Sun, J., Jiang, T., Yang, G., Tang, Y., Chen, S., Qiu, S., & Song, K. (2022). A novel charging and active balancing system based on wireless power transfer for Lithium-ion battery pack. *Journal of Energy Storage*, 55, 105741.
- [84] Kurniawan, R., Hamzah, S., Hiasa, F., & Yulistio, D. (2024). Developing android-based literature theory learning media using the MIT App inventor application. *JOALL (Journal of Applied Linguistics and Literature)*, 9(1), 72-83.
- [85] Ali, M. N., Mahmoud, K., Lehtonen, M., & Darwish, M. M. (2021). An efficient fuzzy-logic based variable-step incremental conductance MPPT method for grid-connected PV systems. *Ieee Access*, 9, 26420-26430.
- [86] Prabhu, H. U., & Babu, M. R. (2021, February). Performance study of mppt algorithms of dc-dc boost converters for pv cell applications. In 2021 7th

- International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES) (pp. 201-205). IEEE.
- [87] Akter, K., Motakabber, S. M. A., Alam, A. Z., & Yusoff, S. H. B. (2024). Design and Investigation of High Power Quality PV Fed DC-DC Boost Converter. *e-Prime-Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*, 100649.
 - [88] Zhao, L. (2024). Current ripple optimization design of DC/DC converter. In *Journal of Physics: Conference Series* (Vol. 2787, No. 1, p. 012002). IOP Publishing.
 - [89] Abdelsalam, A. K., Massoud, A. M., Ahmed, S., & Enjeti, P. N. (2011). High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(4), 1010-1021.
 - [90] Navamani, J. D., Vijayakumar, K., & Jegatheesan, R. (2016). Non-isolated high gain DC-DC converter by quadratic boost converter and voltage multiplier cell. *Ain Shams Engineering Journal*.
 - [91] Faraji, R., Rouholamini, A., Naji, H. R., Fadaeinedjad, R., & Chavoshian, M. R. (2014). FPGA-based real time incremental conductance maximum power point tracking controller for photovoltaic systems. *IET Power Electronics*, 7(5), 1294-1304.
 - [92] Xiao, Y., Li, Q., Zheng, J., Liu, X., Huangfu, Y., & Li, Z. P. (2024). Design and control studies of six-phase interleaved boost converter for integrated energy efficiency improvement of green ship. *Journal of Energy Storage*, 96, 112549.
 - [93] Chepuru, A., Rajendran, S., & Kesavan, P. K. (2024). Modified parabolic extrapolation based maximum power point tracking of thermoelectric generator for dynamic conditions. *Chinese Journal of Electrical Engineering*.
 - [94] Ali, Z., Abbas, S. Z., Mahmood, A., Ali, S. W., Javed, S. B., & Su, C. L. (2023). A study of a generalized photovoltaic system with MPPT using perturb and observer algorithms under varying conditions. *Energies*, 16(9), 3638.
 - [95] Alhusseini, H., Niroomand, M., & Dehkordi, B. M. (2024). A Fuzzy-Based Adaptive P&O MPPT algorithm for PV systems with Fast Tracking and Low Oscillations Under Rapidly Irradiance Change Conditions. *IEEE Access*.
 - [96] Senthilkumar, S., Mohan, V., Deepa, R., Nuthal Srinivasan, M., Senthil Kumar, T., Thanikanti, S. B., & Prathap, N. (2023). a review on MPPT algorithms for solar PV systems. *International Journal of Research-GRANTHAALAYAH*, 11(3), 25-64.
 - [97] Kawahara, S., Furuta, Y., Wada, S., Taniguchi, S., & Nezuka, T. (2024). A 30-nΩ Accuracy Low Power Two-step Ratiometric Shunt Resistance Measurement System Using a Switching Regulator-based Current Generator for Shunt-based Current Sensors. *IEEE Sensors Journal*.
 - [98] Noh, Y. H., & Lee, W. J. (2024). Analysis and compensation of current measurement errors using one shunt current sensing in high-speed region. *Journal of Power Electronics*, 24(5), 778-788.
 - [99] Khan, M. K., Zafar, M. H., Mansoor, M., Mirza, A. F., Khan, U. A., & Khan, N. M. (2022). Green energy extraction for sustainable development: A novel MPPT technique for hybrid PV-TEG system. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*, 53, 102388.

EKLER

EK A. MATLAB FLC Sistemi Dokümanı

System - Boost_Converter_FLC

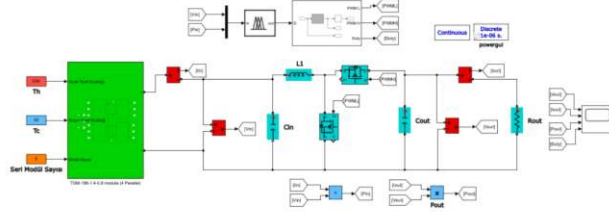


Table 1. Constant Block Properties

Name	Value	Out Data Type Str	Lock Scale	Sample Time	Frame Period
Seri Modül Sayısı	5	Inherit: Inherit from 'Constant value'	off	inf	inf
Tc	30	Inherit: Inherit from 'Constant value'	off	inf	inf
Th	200	Inherit: Inherit from 'Constant value'	off	inf	inf

Table 2. Current Measurement Block Properties

Name
Iin
Iout

Table 3. From Block Properties

Name	Goto Tag	Icon Display	Goto Blk Name	Goto Blk Location	Defined In Blk
From	Iout	Tag	Goto	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From1	Vout	Tag	Goto1	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From17	Vout	Tag	Goto1	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From18	Pout	Tag	Goto4	Boost_Converter_FLC	Pout
From2	Iin	Tag	Goto2	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From20	Duty	Tag	Goto8	Boost_Converter_FLC	SFunction
From3	Vin	Tag	Goto3	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From4	Pin	Tag	Goto5	Boost_Converter_FLC	Product2
From5	Vin	Tag	Goto3	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain
From6	PWMH	Tag	Goto7	Boost_Converter_FLC	Data Type Conversion
From7	PWML	Tag	Goto6	Boost_Converter_FLC	Logical Operator1
From8	Iout	Tag	Goto	Boost_Converter_FLC	do not delete this gain

Table 4. Fuzzy Inference System Block Properties

Name	FIS	Output Sample Number	Data Type	Fuzzified Inputs	Rule Firing Strengths	Rule Outputs	Aggregated Outputs	Simulate Using	Out Of Range Input Value Message	No Rule Fired Message	Empty Output Fuzzy Set Message
Fuzzy Logic Controller1	'FleTEG.fis'	101	double	off	off	off	off	Code generation	warning	warning	warning

Table 5. Goto Block Properties

Name	Goto Tag	Icon Display	Tag Visibility	From Blk	From Blk Location	Used By Blk
Goto	Iout	Tag	local	From8 , From	Boost_Converter_FLC , Boost_Converter_FLC	Scope, Pout
Goto1	Vout	Tag	local	From17 , From1	Boost_Converter_FLC , Boost_Converter_FLC	Scope, Pout
Goto2	Iin	Tag	local	From2	Boost_Converter_FLC	Product2
Goto3	Vin	Tag	local	From5 , From3	Boost_Converter_FLC , Boost_Converter_FLC	InputConversion, Product2
Goto4	Pout	Tag	local	From18	Boost_Converter_FLC	Scope
Goto5	Pin	Tag	local	From4	Boost_Converter_FLC	InputConversion
Goto6	PWML	Tag	local	From7	Boost_Converter_FLC	Data Type Conversion
Goto7	PWMH	Tag	local	From6	Boost_Converter_FLC	Data Type Conversion
Goto8	Duty	Tag	local	From20	Boost_Converter_FLC	Scope

Table 6. Mosfet Block Properties

Name	Ron	Lon	Rd	Vid	IC	Rs	Cs	Measurements
Mosfet	0.1	0	0.16	0	0	1e5	inf	on
Mosfet1	0.1	0	0.16	0	0	1e5	inf	on

Table 7. Mux Block Properties

Name	Inputs	Display Option
Mux1	2	bar

Table 8. PSB option menu block Block Properties

Name	Simulation Mode	Sample Time	Iterations	Frequency indice	Pbase	Err Max	Units V	Units W	Function Messages	Echomessages	Enable Use Of TLC	Automatic Discrete Solvers	Solver Type	Interpol	Method	X0status	Nonlinear Tolerance	NMax Iteration	Continue On Max Iteration
powergui	Discrete	1e-6	50	0	100e6	1e-4	kV	MW	off	off	off	off	Tustin	off	off	blocks	1e-4	100	off
powergui1	Continuous	50e-6	50	0	100e6	1e-4	kV	MW	off	off	off	off	Tustin/Backward Euler (TBE)	off	off	blocks	1e-4	100	off

Table 9. Product Block Properties

Name	Inputs	Multiplication	Collapse Mode	Collapse Dim	Input Same DT	Out Data Type Str	Lock Scale	Rnd Meth	Saturate On Integer Overflow
Pout	2	Element-wise(,*)	All dimensions	1	off	Inherit: Inherit via internal rule	off	Floor	off
Product2	2	Element-wise(,*)	All dimensions	1	off	Inherit: Inherit via internal rule	off	Floor	off

Table 10. Series RLC Branch Block Properties

Name	Branch Type	Capacitance	Setx 0	Measurements
Cin	C	220e-06	off	Branch voltage
Cout	C	47e-06	off	Branch voltage
L1	L	1.0	off	Branch current
Rout	R	1.0	off	Branch voltage and current

Table 11. Voltage Measurement Block Properties

Name
Vin
Vout

EK B. FLC Algoritmasının C Yazılım Dili Kodları

```
1. double membership_trapezoidal(double x, double a, double b, double c, double d) {
2.     if (x < a) return 0.0;
3.     else if (x >= a && x <= b) return (x - a) / (b - a);
4.     else if (x > b && x < c) return 1.0;
5.     else if (x >= c && x <= d) return (d - x) / (d - c);
6.     else return 0;
7. }
8.
9. double membership(double x, double a, double b, double c) {
10.    if (x <= a) return 0.0;
11.    else if (x >= c) return 0.0;
12.    else if (a < x && x <= b) return (x - a) / (b - a);
13.    else if (b < x && x < c) return (c - x) / (c - b);
14.    else return 0;
15. }
16.
17. void FLC_MPPT{
18.    // Bulanık kümelerin üyelik değerleri
19.    double NB_V = membership(Vin, 0, 10, 11);
20.    double NS_V = membership(Vin, 10, 11, 12);
21.    double ZE_V = membership(Vin, 11, 12, 13);
22.    double PS_V = membership(Vin, 12, 13, 14);
23.    double PB_V = membership(Vin, 13, 14, 45);
24.
25.    double NB_P = membership_trapezoidal(Pin, 0, 1, 4, 50);
26.    double NS_P = membership(Pin, 0, 50, 100);
27.    double ZE_P = membership(Pin, 50, 100, 150);
28.    double PS_P = membership(Pin, 100, 150, 200);
29.    double PB_P = membership_trapezoidal(Pin, 150, 200, 250, 300);
30.
31.    // Bulanık kurallar
32.    if (NB_V < NS_V && NB_P < NS_P) {duty -= 0.05;}
33.    else if (NB_V < NS_V && (NS_P > NB_P && NS_P < ZE_P)) {duty -= 0.05;}
34.    else if (NB_V < NS_V && (ZE_P > NS_P && ZE_P < PS_P)) {duty += 0.1;}
35.    else if (NB_V < NS_V && (PS_P > ZE_P && PS_P < PB_P)) {duty += 0.05;}
36.    else if (NB_V < NS_V && PB_P > PS_P) {duty += 0.1;}
37.
38.    else if ((NS_V < ZE_V && NS_V > NB_V) && NB_P > NS_P) {duty -= 0.1;}
39.    else if ((NS_V < ZE_V && NS_V > NB_V) && (NS_P > NB_P && NS_P < ZE_P)) {duty -= 0.05;}
40.    else if ((NS_V < ZE_V && NS_V > NB_V) && (ZE_P > NS_P && ZE_P < PS_P)) {duty += 0.05;}
41.    else if ((NS_V < ZE_V && NS_V > NB_V) && (PS_P > ZE_P && PS_P < PB_P)) {duty += 0.05;}
42.    else if ((NS_V < ZE_V && NS_V > NB_V) && PB_P > PS_P) {duty += 0.1;}
43.
44.    else if ((ZE_V < PS_V && ZE_V > NS_V) && NB_P > NS_P) {duty += 0.1;}
45.    else if ((ZE_V < PS_V && ZE_V > NS_V) && (NS_P > NB_P && NS_P < ZE_P)) {duty += 0.05;}
46.    else if ((ZE_V < PS_V && ZE_V > NS_V) && (ZE_P > NS_P && ZE_P < PS_P)) {duty = duty;}
47.    else if ((ZE_V < PS_V && ZE_V > NS_V) && (PS_P > ZE_P && PS_P < PB_P)) {duty -= 0.05;}
48.    else if ((ZE_V < PS_V && ZE_V > NS_V) && PB_P > PS_P) {duty -= 0.1;}
49.
50.    else if ((PS_V < PB_V && PS_V > ZE_V) && NB_P > NS_P) {duty += 0.1;}
51.    else if ((PS_V < PB_V && PS_V > ZE_V) && (NS_P > NB_P && NS_P < ZE_P)) {duty += 0.05;}
52.    else if ((PS_V < PB_V && PS_V > ZE_V) && (ZE_P > NS_P && ZE_P < PS_P)) {duty -= 0.05;}
53.    else if ((PS_V < PB_V && PS_V > ZE_V) && (PS_P > ZE_P && PS_P < PB_P)) {duty -= 0.05;}
54.    else if ((PS_V < PB_V && PS_V > ZE_V) && PB_P > PS_P) {duty -= 0.1;}
55.
56.    else if (PB_V > PS_V && NB_P > NS_P) {duty += 0.1;}
57.    else if (PB_V > PS_V && (NS_P > NB_P && NS_P < ZE_P)) {duty += 0.05;}
58.    else if (PB_V > PS_V && (ZE_P > NS_P && ZE_P < PS_P)) {duty -= 0.1;}
59.    else if (PB_V > PS_V && (PS_P > ZE_P && PS_P < PB_P)) {duty -= 0.05;}
60.    else if (PB_V > PS_V && PB_P > PS_P) {duty -= 0.05;}}
```

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı: Onur Emre GÖLEN
Doğum Yeri ve Yılı:
Medeni Hali:
Yabancı Dil: İngilizce (YÖKDİL - 80)
E-posta:

Eğitim Durumu

Lise: Çiğli Teğmen Ali Rıza Akıncı Anadolu Lisesi - 2017

Lisans: Manisa Celal Bayar Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 2023.

Yüksek Lisans: Manisa Celal Bayar Üniversitesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Devam ediyor.

Mesleki Deneyim:

Sene	Çalıştığı yer	Görev Tanımı
2020	Enko Kontrol Sistemleri A.Ş:	Stajyer: Gömülü sistemler tasarımı, Güç elektroniği devrelerinin test ve analizlerinin gerçekleştirilmesi, PCB tasarımı uygulamalarının gerçekleştirilmesi.
2022	Manisa Celal Bayar Üniversitesi: Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü	Stajyer: Güç elektroniği devreleri tasarımları ve üretimi, MPPT sistemleri için akım ve gerilim ölçüm için gömülü sistem tasarımı.
2023-2025	Manisa Celal Bayar Üniversitesi Genel Araştırma Projesi (Proje no: 2023-048)	Araştırmacı: Elektrik Şebekesinden Uzak Kırsal Alanlar İçin Maksimum Güç Noktası İzleyicili Hibrit Termoelektrik ve Solar Enerjili Batarya Şarj Sistemi.

2024 – 2025	TÜBİTAK 2210-D Yurt İçi Sanayiye Yönelik Yüksek Lisans Burs Programı: (Başvuru Numarası: 1649B022400264)	Araştırma yürütücüsü: Termoelektrik Jeneratörler İçin Bulanık Kontrol Yöntemi Tabanlı Maksimum Güç Noktası İzleyici Algoritması.
-------------	--	--

Yayınlar

- [1] Golen, O. E., Ustuner, M. A., Bhuiyan, M. R. A., & Mamur, H. Maximum power point transfer of off-grid stored energy and battery management system design and implementation. 6th International Conferences on Science and Technology, August 30- September 01, 2023, 258-262.
- [2] Golen, O. E., Ustuner, M. A., & Mamur, H. Termoelektrik jeneratörlerde maksimum güç noktası izlemek için güç ölçüm izleme sistemi tasarımı ve uygulaması. *7th International Conference on Applied Sciences*, March 10-12, 2023, 165-171.
- [3] Golen, O. E., & Mamur, H. Gözlemleme Amaçlı Tasarlanan Sabit Kanatlı İnsansız Hava Aracı Uygulaması. *12th International Conference on Applied Sciences*, March 3-5, 2022, 274-279.
- [4] Golen, O. E., Ustuner, M. A., & Mamur, H. Termoelektrik jeneratörlerde maksimum güç noktasının takibi için bluetooth haberleşmesi ile android uygulaması üzerinden izlenilmesi. *14th International Conference on Applied Sciences*, February 16 - 18, 2024 - Gaziantep, 312-317.