

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇİFT KATMANLI DÜŞÜRÜCÜ TİP DC-DC ÇEVİRİCİ TABANLI
YENİ BİR ADAPTİF MPPT ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİYLE
ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ARTTIRILMASI**

DOKTORA TEZİ

Sinan SARIKAYA

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı

TEMMUZ 2023

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ÇİFT KATMANLI DÜŞÜRÜCÜ TİP DC-DC ÇEVİRİCİ TABANLI
YENİ BİR ADAPTİF MPPT ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİYLE
ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ARTTIRILMASI**

**DOKTORA TEZİ
Sinan SARIKAYA**

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Cenk YAVUZ

TEMMUZ 2023

Sinan SARIKAYA tarafından hazırlanan “Çift Katmanlı Düşürücü Tip DC-DC Çevirici Tabanlı Yeni Bir Adaptif MPPT Algoritması Geliştirilmesiyle Enerji Verimliliğinin Arttırılması” adlı tez çalışması 10.07.2023 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından oy birliği ile Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektronik Mühendisliği Bilim Dalı’nda Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Jürisi

Jüri Başkanı :	Prof. Dr. Engin ÖZDEMİR Kocaeli Üniversitesi	
Jüri Üyesi :	Prof. Dr. Cenk YAVUZ (Danışman) Sakarya Üniversitesi	
Jüri Üyesi :	Prof. Dr. Yılmaz UYAROĞLU Sakarya Üniversitesi	
Jüri Üyesi :	Prof. Dr. Hüseyin PEHLİVAN Sakarya Üniversitesi	
Jüri Üyesi :	Dr. Öğr. Üyesi Serkan SEZEN Kocaeli Üniversitesi	



ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Lisansüstü Eğitim-Öğretim Yönetmeliğine ve Yükseköğretim Kurumları Bilimsel Araştırma ve Yayın Etiği Yönergesine uygun olarak hazırlamış olduğum “ÇİFT KATMANLI DÜŞÜRÜCÜ TİP DC-DC ÇEVİRİCİ TABANLI YENİ BİR ADAPTİF MPPT ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİYLE ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ARTTIRILMASI” başlıklı tezin bana ait, özgün bir çalışma olduğunu; çalışmamın tüm aşamalarında yukarıda belirtilen yönetmelik ve yönergeye uygun davrandığımı, tezin içerdiği yenilik ve sonuçları başka bir yerden almadığımı, tezde kullandığım eserleri usulüne göre kaynak olarak gösterdiğimi, bu tezi başka bir bilim kuruluna akademik amaç ve unvan almak amacıyla vermediğimi ve 20.04.2016 tarihli Resmi Gazete’de yayımlanan Lisansüstü Eğitim ve Öğretim Yönetmeliğinin 9/2 ve 22/2 maddeleri gereğince Sakarya Üniversitesi’nin abonesi olduğu intihal yazılım programı kullanılarak Enstitü tarafından belirlenmiş ölçütlere uygun rapor alındığını, çalışmamla ilgili yaptığım bu beyana aykırı bir durumun ortaya çıkması halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi beyan ederim.

(...../...../20.....).

(imza)

Sinan SARIKAYA



TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın planlama ve hazırlık aşamasından gerçekleştirme aşamasına kadar, değerli bilgi ve deneyimlerini benimle paylaşan, beni yönlendiren ve teşvik eden, çekinmeden iletişim kurduğum, her konuda güler yüzü, samimiyeti ve pozitif yaklaşımı ile sorunları aşmama yardım eden ve sorunlara çözüm sağlayan değerli danışman hocam Prof. Dr. Cenk YAVUZ'a, Tez izleme komitesi üyeleri Prof. Dr. Yılmaz UYAROĞLU ve Prof. Dr. Hüseyin PEHLİVAN hocalarıma, makale hazırlık sürecinde büyük emek sarfeden Dr. Öğr. Üyesi Ceyda Aksoy TIRMIKÇI'ya, son olarak her zaman ve her şekilde yanımda olan aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım

Sinan SARIKAYA



İÇİNDEKİLER

Sayfa

ETİK İLKE VE KURALLARA UYGUNLUK BEYANNAMESİ	v
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
TABLO LİSTESİ	xiii
ŞEKİL LİSTESİ	xv
ÖZET	xix
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Konusu ve Amacı	4
1.2. Kaynak Araştırması	5
1.2.1. Modifiye ve adaptif geleneksel MPPT algoritmalarına ilişkin çalışmalar. 6	
1.2.2. Yapay zeka ve biyolojik yapıli metotlara sahip MPPT algoritmalarına ilişkin çalışmalar	8
1.3. Tez Çalışmasının Kısıtları ve Yöntemi	9
2. FOTOVOLTAİK PANELLER VE ÖZELLİKLERİ	11
2.1. FV Panel Çeşitleri ve Fiziksel Özellikleri	11
2.2. FV Panel Elektriksel Özellikleri	15
2.2.1. FV hücre elektrik eşdeğer devre modeli	15
2.3. FV Panel Elektriksel Özellikleri	16
2.3.1. FV hücre elektrik eşdeğer devre modeli	16
2.3.2. Silisyum tabanlı FV panellerin gerilim, akım ve güç eğrileri	17
3. BUCK ÇEVİRİCİ DEVRELERİ VE TASARIMI	19
3.1. Buck Çevirici Tasarımı ve Devre Elemanlarının Belirlenmesi	21
3.2. Interleaved Buck Çevirici Tasarımı ve Devre Elemanlarının Belirlenmesi	24
3.3. Interleaved Buck Çevirici ve Geleneksel Buck Çevirici Devrelerinin Kıyaslaması	34
3.4. Uygulamada Kullanılan Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici ve Çok Fazlı PWM Denetleyici Devresi	35
3.5. Veri Toplama Devreleri ve Araçları	40
3.5.1. Gerilim okuma devreleri	40
3.5.2. Akım okuma devreleri	42
3.5.3. Foto direnç (LDR-Light Dependent Resistor) sensör devresi	42
3.5.4. Fotodiyot ile lüksmetre tasarımı	44
3.5.5. Piranometre (W/m ² solar radyasyon sensörü)	46
3.5.6. Solar radyasyon değeri ile aydınlık düzeyi arasındaki bağıntı	47
4. ADAPTİF MPPT ALGORİTMASININ GELİŞTİRİLMESİ VE MPPT ŞARJ REGÜLATÖRÜ TASARIMI	51
4.1. Perturb&Observe (P&O, Saptır&Gözet) MPPT Algoritması	52
4.2. Incremental Conductive (Artan İletkenlik) MPPT Algoritması	53
4.3. P&O ve Artan İletkenlik Algoritmalarının Karşılaştırılması	55

4.4. P&O Algoritmasına Adaptif Özellik Kazandırılması.....	56
4.5. MPPT Şarj Regülatörü Donanım Tasarımı ve Donanım Verimliliğinin Hesaplanması.....	60
4.5.1. Devrenin toplam güç kaybının hesaplanması ve en yüksek donanım verimliliği için devre elemanlarının belirlenmesi	60
4.5.2. MOSFET iletim güç kaybının hesaplanması	64
4.5.3. Bobin iletim güç kaybının hesaplanması	65
4.5.4. Diyot iletim güç kayıplarının hesaplanması.....	66
4.5.5. Giriş ve çıkış katmanı kondansatör tipinin seçimi ve güç kaybının hesaplanması	69
4.5.6. ACS712-30A akım sensörünün güç tüketimi.....	72
4.5.7. Diğer devre elemanlarının iletim güç kaybının hesaplanması	73
4.5.8. Devrenin maksimum güçte toplam güç kaybı ve donanım verimliliği	73
4.5.9. Komponent soğutma hesabının yapılması.....	75
5. MATLAB SIMULINK İLE SİSTEM VERİMLİLİĞİNİN İNCELENMESİ	77
5.1. Simulink'te Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici PWM Sinyal Kaynakları Blok Diyagramı	78
5.2. Simulink PV Array Modülü İle Güneş Paneli Modellemesinin Simülasyona Eklenmesi	80
5.3. Simulink Signal Builder Modülü İle Farklı Solar Radyasyon Ortamı Oluşturulması	80
5.4. Simulink'te Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici Devresi Oluşturulması	83
5.5. Simulink'te Adaptif Hızlandırılmış MPPT P&O Algoritması'nın Uygulanması	85
5.6. Simulink'te Sistem Çıkış Sinyallerinin, Sistem Verimliliğinin İncelenmesi ve Elde Edilen Sonuçlar	87
5.6.1. Geleneksel P&O MPPT Algoritması ile sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin incelenmesi.....	89
5.6.2. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması ile sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin incelenmesi.....	93
6. GERÇEK ZAMANLI UYGULAMA İLE SİSTEM ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ANALİZ EDİLMESİ	97
6.1. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Geleneksel P&O MPPT Algoritması İle Sistem Enerji Verimliliğinin İncelenmesi	100
6.2. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması İle Sistem Enerji Verimliliğinin İncelenmesi	106
6.3. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Geleneksel P&O MPPT Algoritması İle Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın Enerji Verimliliğinin Kıyaslanması	111
7. SONUÇ VE ÖNERİ	115
KAYNAKLAR	119
ÖZGEÇMİŞ	125

KISALTMALAR

FV	: Fotovoltaik
MPPT	: Maksimum güç noktasını izleme (Maximum Power Point Tracking)
MPP	: Maksimum güç noktası (Maximum Power Point)
HES	: Hidroelektrik santrali
RES	: Rüzgar enerjisi santrali
GES	: Güneş enerjisi santrali
PWM	: Darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation)
Duty	: PWM sinyali doluluk oranı
MW	: Mega Watt
P&O	: Saptır ve Gözle (Perturb and Observe)
DC	: Doğru akım (Direct Current)
AC	: Alternatif akım (Alternating Current)
ON-GRID	: Şebeke bağlantılı
OFF-GRID	: Şebeke bağlantısız (şebekeden bağımsız)
PI	: Oransal integral denetleyici (Proportional Integral)
PID	: Oransal integral türev denetleyici (Proportional Integral Derivative)
FLC	: Bulanık mantık denetleyici (Fuzzy Logic Controller)
ACO	: Karınca kolonisi optimizasyonu (Ant Colony Optimization)
PSO	: Parçaçık sürü optimizasyonu (Particle Swarm Optimization)
ABCO	: Yapay arı kolonisi optimizasyonu (Artificial Bee Colony Optimization)
BIM	: Biyolojik yapıli metotlar (Biologic Inspired Methods)
AI	: Yapay zeka (Artificial Intelligence)
AIM	: Yapay zeka metotları (Artificial Intelligence Methods)
ANN	: Yapay sinir ağı (Artificial Neural Network)
PSC	: Kısmi gölgeli durum (Partial Shaded Condition)
HCC	: Histerezis bant akım denetleyici (Hysteresis Band Current Controller)
Eş.	: Eşitlik, denklem



TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 1.1. Türkiye Elektrik Kurulu Güç Raporu - Kasım 2022 [1].....	2
Tablo 2.1. 260-285Wp bir panelin STC elektriksel özellikleri, (Standart Test Condition-STC:1000W/m2 radyasyon değeri, 25 °C ortam sıcaklığı) [37]	17
Tablo 3.1. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için varsayımlar. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için varsayımlar	21
Tablo 3.2. Örnek bir çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller.....	33
Tablo 3.3. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için kabuller	34
Tablo 3.4. Geleneksel ve interleaved buck çevirici devrelerinin aynı örnek üzerinden sonuçlarının kıyaslanması	34
Tablo 3.5. Uygulamada kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller	35
Tablo 3.6. Uygulamada kullanılacak geleneksel ve çift katmanlı interleaved buck çevirici devrelerindeki devre elemanlarının belirlenmesi	36
Tablo 3.7. Geleneksel ve interleaved buck çevirici tasarım denklemleri.....	38
Tablo 3.8. Örnek bir LDR veri tablosu [49].....	43
Tablo 3.9. Aydınlatılma koşullarına bağlı aydınlık düzeyi seviyeleri [49]	43
Tablo 3.10. İç ve dış ortam testlerinde elde edilen W/m2 ve lx çevrim sonuçları [56]	48
Tablo 4.1. Matlab/Simulink'te kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller	60
Tablo 4.2. Matlab/Simulink'te kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresindeki devre elemanları değerleri ve hesaplamalar	61
Tablo 5.1. Simülasyonda uygulanan çift katmanlı interleaved buck çevirici ve algoritma tipine bağlı olarak MPP'nin yakalandığı ana kadar geçen toplam çevrim süresi ve sayısı (algoritma çevrim süresi: 4ms)	96
Tablo 5.2. Simülasyonda uygulanan geleneksel buck çevirici ve algoritma tipine bağlı olarak MPP'nin yakalandığı ana kadar geçen toplam çevrim süresi ve sayısı (algoritma çevrim süresi: 4ms).....	96
Tablo 6.1. 330Wp monokristal güneş paneli ürün etiketi bilgileri.....	99
Tablo 6.2. 330Wp monokristal güneş paneli ürün etiketi bilgileri.....	99



ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1. 485 MW Blythe Solar Complex, 387 MW batarya depolamalı on-grid GES uygulaması, 2022, A.B.D.[3]	3
Şekil 1.2. MPPT şarj regülatörü blok diyagramı ve off-grid GES bağlantı şeması...	10
Şekil 2.1. FV hücre verimliliğin yıllara göre hücre verimliliği gelişimi [4].....	11
Şekil 2.2. Silisyum hücre ve panel üretim aşamaları [32]	12
Şekil 2.3. Solar panel verimlilik formülü [4]	13
Şekil 2.4. PV hücre tiplerine göre panel verimlilikleri [4]	13
Şekil 2.5. Panel güçlerine göre panel ebatları [4]	14
Şekil 2.6. FV panel mekanik yapısı [33].....	14
Şekil 2.7. FV hücre iç yapısı [34]	15
Şekil 2.8. Tek diyotlu FV hücre modeli [34]	16
Şekil 2.9. 300-320Wp polikristal bir panelin sabit sıcaklıkta farklı ışıma ve sabit radyasyonda farklı sıcaklık değerlerinde I-V ve P _{mpp} eğrileri [36].....	17
Şekil 2.10. FV panel maksimum güç noktası [39].....	18
Şekil 3.1. Geleneksel buck çevirici devresi ve çalışma prensibi [40].....	19
Şekil 3.2. Geleneksel Buck Çevirici Devresi-2 [41].....	19
Şekil 3.3. Buck Çevirici CCM modunda çalışma [42]	20
Şekil 3.4. Buck Çevirici DCM modunda çalışma [42]	20
Şekil 3.5. DCM modunda bobin akımı grafiği	21
Şekil 3.6. Geleneksel buck çevirici devresindeki devre elemanlarının sinyal şekilleri [42]	22
Şekil 3.7. Geleneksel buck çevirici anahtarlama (PWM1), bobin akımı (IL1), Cout sonrası çıkış akımı (I _{out}) ve gerilimi (V _{out}) sinyalleri- MATLAB/Simulink simülasyonu (IL2=0).....	25
Şekil 3.8. N katmanlı/anahtarlama interleaved buck çevirici devresi	26
Şekil 3.9. Çift katmanlı interleaved buck çevirici anahtarlama sinyalleri (PWM1,PWM2), bobin akımı (I _{L1}), C _{out} öncesi toplam bobin akımı (I _{L1} +I _{L2}), Cout sonrası devre çıkış akımı (I _{out}) ve gerilimi (V _{out}) sinyalleri- MATLAB/Simulink simülasyonu	27
Şekil 3.10. Çift katmanlı/anahtarlama interleaved buck çevirici devresi	28
Şekil 3.11. Çift katmanlı interleaved buck çevirici Q1 ve Q2 anahtarlama sinyalleri ve bobin akımları [43].....	29
Şekil 3.12. Devrenin T1 süresindeki davranışı	29
Şekil 3.13. Devrenin T2 süresindeki davranışı	30
Şekil 3.14. Devrenin T3 süresindeki davranışı	31
Şekil 3.15. Uygulamada ve MATLAB/Simulinkte kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi (multiphase or two phase pwm mode).....	37
Şekil 3.16. Çift katmanlı interleaved buck çevirici sinyal grafiği	39
Şekil 3.17. Çok fazlı (multiphase) PWM denetleyicisi	40
Şekil 3.18. FV panel gerilimi izleme devresi.....	41
Şekil 3.19. Akü gerilimi izleme devresi.....	41

Şekil 3.20. FV panel ve akü şarj akımını izleme devresi	42
Şekil 3.21. Foto direncin direnç değerini okuma devresi	43
Şekil 3.22. Foto direnç değeri ve aydınlık düzeyi eşitlik grafiği [50]	44
Şekil 3.23. BPW 21 fotodiyotun spektral dalgaboyu grafiği ile sızıntı akımı-lx çevrim grafiği [52].....	45
Şekil 3.24. Fotodiyotun akım değerini okuma devresi	45
Şekil 3.25. Piranometre [53]	46
Şekil 3.26. Güneş ölçüm istasyonu şematik gösterimi [54]	47
Şekil 3.27. A sınıfı piranometre ve lüksmetre ile iç ortamda VIS lambalar ile yapılan testte elde edilen W/m2 ve lx sonuç grafiği [55]	48
Şekil 4.1. P&O algoritması akış diyagramı[5-10].....	52
Şekil 4.2. Artan İletkenlik (Incremental Conductance) Algoritması akış diyagramı [5-9].....	53
Şekil 4.3. Artan İletkenlik (Incremental Conductance) Algoritması temel prensibi [57]	54
Şekil 4.4. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması.....	57
Şekil 4.5. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda n katsayısını belirleme algoritması.....	59
Şekil 4.6. Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi (multiphase or two phase PWM mode)	63
Şekil 4.7. Buck çevirici devresinde low-side mosfet yerine diyot kullanılması.....	66
Şekil 4.8. Devrede ters bağlantı koruma diyotu kullanılması	67
Şekil 4.9. Devrede ters bağlantı koruması olarak diyot yerine p-kanal mosfet kullanılması	69
Şekil 4.10. ESR ve kapasite değerine göre kondansatör seçim haritası.....	71
Şekil 4.11. Alüminyum polimer kondansatör yapısı-ECAS series [65]	72
Şekil 5.1. Simulink'te 90 °C faz farkına sahip PWM1 ve PWM2 sinyal kaynağının oluşturulması	78
Şekil 5.2. PWM1 ve PWM2 anahtarlama sinyalleri	79
Şekil 5.3. Simulink PV Array Modülü ile 600 watt'lık FV panel güç kaynağının oluşturulması	80
Şekil 5.4. Simulink Signal Builder ile farklı güneş radyasyon ortamı oluşturulması	81
Şekil 5.5. Simulink Signal Builder ve FV Array modülleri ile simülasyon kaynağı oluşturulması	82
Şekil 5.6. Simulink'te çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinin oluşturulması-1	83
Şekil 5.7. Simulink'te çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinin oluşturulması-2	84
Şekil 5.8. Simulink'te Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması Fonksiyon Blok Diyagramı	85
Şekil 5.9. Simulink'te sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin invelenmesi için tasarlanan fonksiyon blok diyagramları	88
Şekil 5.10. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.5, C:0.005).....	89
Şekil 5.11. Geleneksel buck çevirici-Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.9, C:0.005)	91

Şekil 5.12. Çift katmanlı interleaved buck Çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.5, C:0.005)	93
Şekil 5.13. Geleneksel buck çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.9, C:0.005)	95
Şekil 6.1. Gerçek zamanlı uygulama testi için kurulan off-grid GES düzeneği-1.....	97
Şekil 6.2. Gerçek zamanlı uygulama testi için kurulan off-grid GES düzeneği-2.....	98
Şekil 6.3. Geliştirilen 30 amper 12/24 volt çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı solar MPPT şarj düzenleyici (regülatör)	100
Şekil 6.4. USB iletişime sahip PC uygulama yazılımı.....	100
Şekil 6.5. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty_min:8, duty_init:20, duty max:100, C:1, n:1)	102
Şekil 6.6. FV panel akım, gerilim ve güç grafiği.....	103
Şekil 6.7. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-geleneksel P&O Algoritması PWM doluluk değeri-Duty grafiği	104
Şekil 6.8. Akü şarjına ilişkin akım, gerilim ve güç grafiği.....	105
Şekil 6.9. Sistem donanım verimliliği grafiği.....	105
Şekil 6.10. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty_min:8, duty_init:20, duty max:100, C:1, n:1-5)	107
Şekil 6.11. FV panel akım, gerilim ve güç grafiği- Hızlandırılmış P&O Algoritması	108
Şekil 6.12. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Hızlandırılmış P&O Algoritması PWM doluluk değeri-Duty grafiği.....	109
Şekil 6.13. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda aydınlık düzeyine bağlı n katsayısı değişim grafiği	110
Şekil 6.14. Akü şarjına ilişkin akım, gerilim ve güç grafiği- Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması.....	110
Şekil 6.15. Sistem donanım verimliliği grafiği- Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması.....	111
Şekil 6.16. Geleneksel P&O MPPT Algoritması testinde aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği.....	112
Şekil 6.17. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması testinde aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği.....	113



ÇİFT KATMANLI DÜŞÜRÜCÜ TİP DC-DC ÇEVİRİCİ TABANLI YENİ BİR ADAPTİF MPPT ALGORİTMASI GELİŞTİRİLMESİYLE ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ARTTIRILMASI

ÖZET

Günümüzde fosil yakıtların yakın gelecekte tükenme beklentisi, insan sağlığına ve çevreye olan olumsuz etkisi, fosil yakıtlara olan bağımlılığın ülkelere siyasi ve ekonomik yönden risk oluşturmaları vb. sebeplerle yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi her geçen gün artmaktadır. Gelecek on yılda otomobil teknolojisinde enerji kaynağı olarak fosil yakıtların yerini elektrik enerjisinin alacak olması bu önemi daha da arttırması beklenmektedir. Rüzgar, hidrolik, biyogaz, biyokütle, dalga enerjisi vb. yenilenebilir enerji türleri içerisinde; enerji sürekliliği, yüksek ve düşük güçlerde kurulabilirliği, montaj, işletme ve bakım kolaylığı, düşük maliyeti, çevresel etki vb. etkenler göz önüne alındığında güneş enerjisi öne çıkmaktadır.

Güneş enerjisinde fotovoltaik (FV) sistemler, şebeke bağlantılı (on-grid) ve şebekeden bağımsız (off-grid) güneş enerjisi santrali (GES) uygulamaları olarak karşımıza çıkmaktadır. GES'lerde sistem bileşenlerini oluşturan güneş panelleri dışında invertörler, şarj regülatörleri gibi güç elektroniği ürünlerinde de kayıpları azaltan ve verimliliği artıran yöntemlere olan ihtiyaç devam etmektedir. Günümüzde ticari ve öz tüketime dayalı FV sistemlerinin yaygınlaşması ile birlikte enerji verimliliği konusu önem kazanmış ve Ar-Ge çalışmaları yoğunlaşmıştır. %0,1'lik bir verim artışı bile yatırımların yapılabilirliği açısından önemli görülmekte ve yüksek verimlilik ticari ürün seçiminde önemli bir tercih kriteri olmaktadır.

GES yatırımlarının en önemli parçası güneş panelleridir. Hali hazırda uygulamada en çok kullanılan FV paneller silisyum tabanlı olup verimlilikleri ortalama %20'dir. Bu değer, güneş enerjisinde kat edilecek daha çok mesafenin bulunduğunu göstermektedir. Yüksek verimli FV panellerin geliştirilmesi için yeni teknolojilere ve araştırmalara ihtiyaç duyulmaktadır. FV panellerde verimliliğinin arttırılması, daha az alan, daha az taşıyıcı mekanik aksam, daha az kablo kullanımı ve daha yüksek enerji verimliliği demektir.

Günümüzde çoğunlukla silisyum tabanlı (monokristal, polikristal) ve kimyasal alaşımlı ince film FV paneller üretilmektedir. Yaygın olarak kullanılan ince film paneller, amorf-silisyum (a-Si), kadmiyum-tellur (CdTe) ve bakır indiyum galyum selenid (CIS/CIGS)'dir. Silisyum tabanlı panel çeşitleri ise monokristal ve polikristaldır. İnce film FV panellerin modül verimliliği %7-11 iken, silisyum panellerin modül verimliliği %15-23'tür. Silisyum panellerin verimliliğinin ince film panellere göre daha iyi olması ve yatırım maliyetinin daha ekonomik olması sebebiyle, piyasada ağırlıklı olarak silisyum paneller kullanılmaktadır.

Güneş panelleri, üzerine düşen ışımaya ve sıcaklığa bağlı olarak değişken güç üretmektedir. Solar ışımaya (radyasyon) bağlı panel akım ve gerilim değerleri, doğru orantılı olarak artış ya da azalış gösterir. Sabit solar ışıma ortamında, sıcaklıkla ters orantılı olarak panel gerilimi keskin olarak ve panel akımı ise çok az azalarak panelden

elde edilen güç değeri azalmaktadır. Işıma ve sıcaklık etkisiyle değişebilen anlık güçten maksimum düzeyde yararlanmak için, maksimum güç noktasını izlemek ve bu noktada maksimum gücü yüke aktarmak gerekmektedir. Maksimum güç noktasını izleme tekniğine Maximum Power Point Tracking-MPPT (maksimum güç noktasını izleme) denir.

Güneş enerjisi uygulamalarında FV panellerden elde edilen enerjinin en az kayıpla yüke aktarılması ve yüksek enerji verimliliğinin sağlanması en önemli kriterlerdir. MPPT denetimi için donanım olarak genellikle geleneksel buck, boost veya buck-boost kombinasyonlarından oluşan DC-DC çevirici devreleri kullanılmaktadır. Ancak geleneksel devrelerde; yüksek kapasiteli kondansatör kullanımı, yüksek akımlı anahtarlama elemanlarının kullanımı gerekmekte olup devre çıkış gerilimi ve akımının dalgalılık oranının yüksekliği, bunların çıkış kondansatörleri üzerindeki komponent ömrünü etkileyen fiziksel baskı, yük tarafında parazit oluşumu, bunun akülerin yaşam süresine kısaltıcı etkisi ve enerji kayıpları gibi çeşitli dezavantajlar söz konusudur. Bu olumsuz etkileri büyük ölçüde ortadan kaldırmak için çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi kullanılmasına karar verilmiş ve donanım açısından en az enerji kaybıyla en yüksek enerji verimliliğinin sağlanması esas alınmıştır.

Yüksek sistem verimliliğinin sağlanması için çevirici sürme tekniği olarak geleneksel, modifiye ve/veya adaptif geleneksel, yapay zeka ve biyolojik yapıli metotlara sahip MPPT algoritmaları kullanılmaktadır. MPPT denetimi için geleneksel metotlar haricinde yapay zeka uygulamalarından bulanık mantık ve yapay sinir ağı, biyolojik yapıli metotlarından parçacık sürü optimizasyonu, karınca kolonisi, guguk kuşu vb. algoritmalar geliştirilmiştir. Kullanılan bu MPPT algoritmalarında, temelde FV panelin akım ve gerilim verilerinden oluşan giriş parametrelerinden birisi veya ikisi kullanılmakla birlikte başka veri giriş parametreleri de kullanılmakta olup maksimum güç hesabı ve takibi yapılmaktadır. Ancak bu MPPT algoritmalarının dezavantajı; geleneksel MPPT metotlarına göre orta ve yüksek seviye donanımlara gereksinim duyulmakta olup donanım maliyetleri yüksektir, sistem bağımlı olup FV panel gücü, sayısı, dizi sayısı, dizi açık devre gerilimi gibi çeşitli giriş parametrelerine ihtiyaç bulunmakta ve dolayısıyla teknik yönden düşük seviyeye sahip kullanıcılar için kullanım zorluğu bulunmaktadır.

Adaptif olmayan geleneksel MPPT algoritmalarının en önemli dezavantajı, ani hava değişimi anından maksimum güç noktasının (MPP'nin) yakalandığı ana kadar yüksek enerji kayıpları oluşturmalarıdır. Bu çalışma kapsamında, söz konusu enerji kaybını en az düzeye indirmek için adaptif özellikte olmayan geleneksel Saptır&Gözle (Perturb&Observe-P&O) MPPT Algoritması'na ortamın aydınlık düzeyi verisi (lx, lux) üçüncü bir giriş parametresi olarak eklenerek, hızlı solar radyasyonu değişiminde MPP'yi hızlı yakalayan yeni bir adaptif MPPT algoritması geliştirilmiş ve geliştirilen yeni algoritmaya "Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması" adı verilmiştir. Yeni algoritmanın bir başka en önemli özelliği, FV panel gücü, sayısı, gerilimi, FV dizi sayısı gibi harici veri girişlerine ihtiyaç duymayan, sistemden tamamen bağımsız bir algoritmadır. Ayrıca yeni algoritma için bilgisayarlar gibi yüksek hıza ve hafızaya sahip pahalı devre bileşenlerine de ihtiyaç duyulmamaktadır.

Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda MPP yakalama hızı, yüksek radyasyon değişiminde yüksek ve düşük radyasyon değişiminde düşüktür. Bu nedenle, yüksek radyasyon değişiminde, yeni algoritma daha az döngü sayısı ile MPP'ye ulaşarak daha yüksek enerji verimliliği sağlar. Ani hava değişimi anındaki PWM sinyalinin doluluk

değeri ile MPP'ye ulaşacağı hedef PWM sinyalinin doluluk değeri arasındaki fark ne kadar büyükse, enerji kazanç değeri de o kadar yüksektir.

Matlab/Simulink'te ve deneysel düzende uygulamalı olarak, farklı solar radyasyon simülasyonlarında, geleneksel ve çift katmanlı düşürücü tip DC-DC çevirici devre tabanlarında adaptif ve geleneksel P&O MPPT algoritmaları ile sağlanan sistem enerji verimlilikleri ayrıntılı olarak analiz edilmiştir. Çalışma sonucunda; “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” ile ani hava değişimlerinde maksimum güç noktasına daha hızlı ulaşıldığı ve güç kaybı en aza indirilerek yüksek enerji verimliliğinin sağlandığı tespit edilmiştir.





INCREASING ENERGY EFFICIENCY BY DEVELOPING A NEW ADAPTIVE MPPT ALGORITHM BASED ON A TWO-LEGGED INTERLEAVED DC-DC BUCK CONVERTER

SUMMARY

Today, the importance of renewable energy sources is increasing day by day because of the expectation of depletion of fossil fuels in the near future, its negative impact on human health and the environment, the dependence on fossil fuels pose a political and economic risk to countries, etc.. It is expected that in the next decade, electrical energy will replace fossil fuels as an energy source in automobile technology, increasing this importance even more. Solar energy comes to the fore in renewable energy types in considering the factors as energy continuity, high and low power availability, ease of installation, operation and maintenance, low cost, environmental impact, etc.

Photovoltaic (PV) systems in solar energy appear as grid-connected (on-grid) and off-grid solar power plant (SPP) applications. The need for methods that reduce losses and increase efficiency in power electronics products as inverters, charge regulators continues apart from the panels that make up the system components in SPPs. Today, with the widespread use of commercial and self-consumption-based PV systems, the issue of energy efficiency has gained importance and R&D studies have intensified. Even an efficiency increase of 0,1% is considered important in terms of the feasibility of investments and high efficiency is an important preference criterion in the selection of commercial products.

Solar panels are the most important part of SPP investments. Currently, the most widely used PV panels in practice are silicon-based and their efficiency is 20% on average. This value shows that there is more distance to be covered in solar energy. New technologies and researches are needed for the development of high efficiency PV panels. Increasing the efficiency of PV panels means less space, less mechanical parts, less cable usage and higher energy efficiency.

Today, mostly silicon-based (monocrystalline, polycrystalline) and chemically alloyed thin-film PV panels are produced. Commonly used thin film panels are amorphous-silicon (a-Si), cadmium-telluride (Cd-Te) and copper indium gallium selenide (CIS/CIGS). Silicon-based panel types are monocrystalline and polycrystalline. While the module efficiency of thin film PV panels is 7-11%, the module efficiency of silicon panels is 15-23%. Since the efficiency of silicon panels is better than thin film panels and the investment cost is more economical, silicon panels are mainly used in the market.

Solar panels produce variable power depending on the radiation falling on them and temperature. Panel current and voltage values increase or decrease depending on the solar radiation in direct proportion. In a constant radiation environment, the panel voltage changes sharply and the panel current changes very little inversely proportional to the temperature, so the power value obtained from the panel decreases. In order to make maximum use of the instantaneous power, which can change with the

effect of radiation and temperature, it is necessary to monitor the maximum power point and transfer the maximum power to the load at this point. The maximum power point tracking technique is called Maximum Power Point Tracking-MPPT.

In solar energy applications, the most important criteria are to transfer the energy obtained from photovoltaic (PV) panels to the load with the least loss and to ensure high energy efficiency. DC-DC converter circuits consisting of traditional buck, boost or buck-boost combinations are used as hardware for MPPT control. However, in traditional circuits; the use of high-capacity capacitors, the use of high-current switching elements are required, and there are various disadvantages such as the high ripple rate of the circuit output voltage and current, the physical pressure on the output capacitors that affect the component life, the noise formation on the load side, the shortening effect of this on the life of the batteries, and the energy losses. In order to eliminate these negative effects to a large extent, it was decided to use a two-legged interleaved buck converter circuit and it was based on providing the highest energy efficiency with the least energy loss in terms of hardware.

In order to ensure high system efficiency, MPPT (Maximum Power Point Tracking) algorithms with traditional, modified and/or adaptive traditional, artificial intelligence and biological structured methods are used as the inverter driving technique. In addition to traditional methods for MPPT control, fuzzy logic and artificial neural network from artificial intelligence applications, particle swarm optimization from biological structure methods, ant colony and particle swarm optimization etc. algorithms have been developed. In these MPPT algorithms used, one or both of the input parameters, which basically consist of the current and voltage data of the PV panel, are used, but other data input parameters are also used, and the maximum power calculation and monitoring are performed. However, the disadvantage of these MPPT algorithms; compared to traditional MPPT methods, medium and high level hardware is needed and hardware costs are high, system dependent and various input parameters such as PV panel power, number, string number, string open circuit voltage are needed, and therefore it is difficult to use for users with low technical level.

The most important disadvantage of non-adaptive conventional MPPT algorithms is that they create high energy losses from the moment of sudden air change to the moment when the maximum power point (MPP) is reached. A new adaptive MPPT algorithm that captures maximum power point (MPP) fast in the rapid solar radiation change has been developed by adding the ambient illuminance data (lx, lux) as a third input parameter to the non-adaptive traditional Perturb&Observe-P&O MPPT Algorithm in order to minimize that energy loss and the new algorithm is named “Accelerated P&O MPPT Algorithm”. Another most important feature of the new algorithm is that it is a completely system-independent algorithm that does not need external data inputs such as PV panel power, number, voltage, PV array number. In addition, expensive circuit components with high speed and memory, such as computers, are not needed for the new algorithm.

In the Accelerated P&O MPPT Algorithm, the MPP capture speed is high at high radiation variation and low at low radiation variation. Therefore, in high radiation variation, the new algorithm achieves MPP with less number of cycles, thus providing higher energy efficiency. The higher the difference between the duty value of the PWM signal at the moment of sudden air change and the duty value of the target PWM signal that it will reach the MPP is, the higher the energy gain value is.

The system energy efficiencies provided by adaptive and traditional P&O MPPT algorithms in different solar radiation simulations, conventional and two-legged interleaved buck converter circuit bases have been analyzed in detail in Matlab/Simulink and experimental setup. In the results of working; with the "Accelerated P&O MPPT Algorithm", it has been determined that the maximum power point is reached faster in sudden air changes and high energy efficiency is achieved by minimizing power loss.





1. GİRİŞ

Günümüzde fosil yakıtların yakın gelecekte tükenme beklentisi, insan sağlığına ve çevreye olan olumsuz etkisi, fosil yakıtlara olan bağımlılığın ülkelere siyasi ve ekonomik yönden risk oluşturmaları vb. sebeplerle yenilenebilir enerji kaynaklarının önemi her geçen gün artmaktadır. Gelecek on yılda otomobil teknolojisinde enerji kaynağı olarak fosil yakıtların yerini elektrik enerjisinin alacak olması bu önemi daha da arttırması beklenmektedir. Rüzgar, hidrolik, biyogaz, biyokütle, dalga enerjisi vb. yenilenebilir enerji türleri içerisinde; enerji sürekliliği, yüksek ve düşük güçlerde kurulabilirliği, montaj, işletme ve bakım kolaylığı, düşük maliyeti, çevresel etki vb. etkenler göz önüne alındığında güneş enerjisi öne çıkmaktadır.

Güneş enerjisinde fotovoltaik (FV) sistemler, şebeke bağlantılı (on-grid) ve şebeke bağlantısız (off-grid) GES uygulamaları olarak karşımıza çıkmaktadır. Ülkemizde 2008 yılında off-grid GES uygulamaları başlamış ve mevzuat altyapısının 2015 yılında göreceli olarak tamamlanması ile on-grid GES projeleri de uygulamada yerini almaya başlamıştır. 2022 yılı Kasım ayı sonu itibari ile Türkiye'nin on-grid GES kurulu gücü 9319 MW'a, toplam kurulu güç içindeki payı %9,0'a ulaşmış ve yatırımlarda yenilenebilir kaynakları içerisinde HES ve RES'lerin ardından 3.sıraya yükselmiştir [1].

Tablo 1.1. Türkiye Elektrik Kurulu Güç Raporu - Kasım 2022 [1]

BİRİNCİL KAYNAKLARA GÖRE SANTRAL ADETLERİ VE KURULU GÜÇ		
BİRİNCİL KAYNAK	SANTRAL ADEDİ	KURULU GÜÇ (MW)
Akarsu	609	8.288,2
Asfaltit Kömür	1	405,0
ATIK ISI	94	387,5
BARAJLI	141	23.275,2
Biyokütle	384	1.838,4
DOĞALGAZ	345	25.310,1
Fuel Oil	9	251,9
GÜNEŞ	9.308	9.319,0
İTHAL KÖMÜR	16	10.373,8
JEOTERMAL	63	1.686,3
Linyit	47	10.191,5
LNG	1	2,0
Motorin	1	1,0
NAFTA	1	4,7
RÜZGAR	358	11.365,6
TAŞKÖMÜR	4	840,8
TOPLAM	11.382	103.541,2

GES yatırımlarında on-grid GES projeleri yoğunlukta olup, off-grid GES projeleri ise güncel akü teknolojisinin ekonomik ve uzun ömürlü olmaması sebebiyle genellikle düşük güçlerde, şebekeden bağımsız ihtiyaçlar için uygulanmaktadır. Akü teknolojisinin son beş yılda gelişme göstermesi ile 2017 yılında Avustralya’da, uygulama ve yöntem bakımından dünyada ilk olan 100 MW gücünde lityum-iyon depolamalı RES yatırımı yapılmış ardından bu yöntem ile büyük GES projeleri inşa edilmeye başlanmıştır [2]. Şekil 1.1’de 387MW batarya kapasiteli dünyanın en büyük enerji depolamalı GES projesi görülmektedir. Ancak bu sistemin yatırım maliyeti yüksek olup daha ekonomik, daha verimli ve uzun ömürlü enerji depolama ürünlerine olan gereksinim devam etmektedir.



Şekil 1.1. 485 MW Blythe Solar Complex, 387 MW batarya depolamalı on-grid GES uygulaması, 2022, A.B.D.[3]

GES’lerde sistem bileşenlerini oluşturan invertör, şarj regülatörleri vb. güç elektroniği ürünlerinde kayıpları azaltan ve verimlilik artışı sağlayacak yöntemlere olan ihtiyaç devam etmektedir. Günümüzde FV sistemlerin ticari ve öz tüketim bazlı kullanımının yaygınlaşması ile enerji verimliliği konusu önem kazanmış ve buna ilişkin AR-GE çalışmaları yoğunlaşmıştır. %0,1’lik verimlilik artışı bile yatırımların fizibilitesi açısından önemli sayılmakta ve yüksek verimlilik ticari ürün seçiminde önemli bir tercih kriteridir. Güneş enerjisinde, 2000 yılından itibaren artan güç elektroniği araştırmaları ile özellikle MPPT (Maximum Power Point Tracking) denetim yöntemleri yoğun araştırma konularından biri olmuştur. Ülkemizde bu konuda AR-GE araştırmaları yetersiz olup, GES uygulamalarında kullanılan invertör ve şarj regülatörleri gibi güç elektroniği ürünleri büyük oranda ithal edilmektedir.

GES yatırımlarının en önemli parçası güneş panelleridir. Hali hazırda uygulamada en çok kullanılan FV paneller silisyum tabanlı olup verimlilikleri ortalama %20’dir [4]. Bu değer, güneş enerjisinde kat edilecek daha çok mesafenin bulunduğunu göstermektedir. Yüksek verimli FV panellerin geliştirilmesi için yeni teknolojilere ve araştırmalara ihtiyaç duyulmaktadır. FV panellerde verimliliğinin artırılması, daha az alan, daha az taşıyıcı mekanik aksam, daha az kablo kullanımı ve daha yüksek enerji verimliliği demektir.

1.1. Tezin Konusu ve Amacı

Bu çalışmada, “Çift Katmanlı Düşürücü Tip DC-DC Çevirici Tabanlı Yeni Bir Adaptif MPPT Algoritması Geliştirilmesiyle Enerji Verimliliğinin Arttırılması” konusu ele alınmıştır. Çalışma kapsamında en iyi düzeyde enerji verimliliği sağlayan donanım devresi üzerinde, ani (hızlı) hava değişimlerine hızlı bir şekilde uyum sağlayan ve FV panellerden elde edilen enerjinin minimum kayıpla çıkışa aktarılmasını sağlayan yeni bir adaptif MPPT algoritmasının geliştirilmiş ve elde edilen enerji verimliliğinin teorik ve uygulamalı olarak detaylı analizi yapılmıştır. Çalışmada teorik analiz, ağırlıklı olarak MATLAB-Simulink ortamında yapılmıştır. Uygulamalı analizde ise; öncelikle OFF-GRID GES projelerinin en önemli ekipmanı olan MPPT denetimli solar şarj regülatörünün tasarımı gerçekleştirilmiş, ardından kurulan deneysel düzenek ile enerji verimliliği kıyaslamalı olarak analiz edilmiştir. Uygulamalı analizde; çift katmanlı interleaved buck çevirici devre tabanında P&O MPPT Algoritması ile yeni geliştirilen adaptif P&O MPPT Algoritması çalıştırılarak sonuçlar enerji verimlilikleri açısından karşılaştırılıp, üstünlükler gösterilmiştir.

MPPT denetimi için donanım olarak genellikle geleneksel buck, boost veya buck-boost kombinasyonlarından oluşan DC-DC çevirici devreleri kullanılmaktadır. Ancak geleneksel devrelerde; yüksek kapasiteli kondansatör kullanımı, yüksek akımlı anahtarlama elemanlarının kullanımı gerekmekte olup devre çıkış gerilimi ve akımının dalgalılık oranının yüksekliği, bunların çıkış kondansatörleri üzerindeki komponent ömrünü etkileyen fiziksel baskı, yük tarafında parazit oluşumu, bunun akülerin yaşam süresine kısaltıcı etkisi ve enerji kayıpları gibi çeşitli dezavantajlar söz konusudur. Bu olumsuz etkileri büyük ölçüde ortadan kaldırmak için çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi kullanılmasına karar verilmiş ve donanım açısından en az enerji kaybıyla en yüksek enerji verimliliğinin sağlanması esas alınmıştır.

Bu çalışma kapsamında; yüksek enerji verimliliği sağlayan çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı devrede, MPPT algoritmasına üçüncü parametre olarak ortamın aydınlık düzeyi verisinin (l_{ux}, l_x) eklenmesiyle yeni bir adaptif MPPT algoritması geliştirilmiş ve üç giriş değişkeniyle ani hava değişimlerine hızlı bir şekilde uyum sağlayan, FV panellerden üretilen enerjiyi hızlı ve minimum kayıpla çıkışa aktaran en uygun bir sistem tasarlanmıştır. Elde edilen enerji verimliliği analizi MATLAB-Simulink ortamında yapılmıştır.

Analizde, enerji verimlilikleri açısından, devre ve algoritma temelli karşılaştırmalı üstünlükler ve sonuçlar gösterilmiştir. Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nda kullanılan güneş panelinin V_p ve I_p elektriksel değerlerine ek parametre olarak ortamın E aydınlık düzeyi okunmakta (lüksmetre işlevi) ve üç giriş parametresi yeni algoritmada işlenmektedir. Geliştirilen bu yeni algoritmaya “Hızlandırılmış P&O Algoritması” adı verilmiştir. Üçüncü parametre yardımı ile ani hava (hızlı güneş radyasyonu) değişimlerinde PWM sinyalinin hedef doluluk oranı (duty cycle) değeri adaptif olarak belirlenerek, daha az algoritma çevrim sayısı ile daha kısa sürede maksimum güç noktasına (MPP) ulaşılması sağlanmaktadır.

1.2. Kaynak Araştırması

Sistem verimliliği açısından belirleyici iki temel unsurdan biri donanım ve diğeri ise kullanılan MPPT algoritmasıdır. Optimum donanım ve MPPT algoritması ile FV panellerden elde edilen enerjinin maksimum düzeyde çıkışa aktarılması amaçlanmaktadır. Güneş radyasyonuna ve sıcaklığa bağlı değişken hava koşullarında, FV panelin maksimum güç noktasını izlemek için birçok algoritma geliştirilmesine rağmen, uygulamalarda yaygın olarak FV panelin gerilim ve akım verilerinin giriş parametresi olarak kullanıldığı, adaptif olmayan, geleneksel P&O ve Artan İletkenlik (incremental conductance-IC) [5-10] MPPT algoritmaları kullanılmaktadır. Ancak bu algoritmaların dezavantajı, ani hava değişimlerinde MPPT noktasının da ani olarak değişmesi sebebiyle, hava değişimi anından maksimum güç noktasının yakalandığı ana kadar döngü sayısı ve periyoduna bağlı olarak yüksek güç kayıpları oluşmaktadır [11-30]. Geleneksel metotlu MPPT algoritmaları için düşük seviye ve maliyetli donanımlar yeterli olup, sistemden bağımsız olarak harici veri giriş parametrelerine ihtiyaç duyulmamakta ve dolayısıyla algoritmanın gömülü olduğu donanımın kullanımı teknik yönden her seviye kullanıcı grubu için basittir.

Literatürde bu kayıpları önlemek için birçok modifiye, adaptif geleneksel P&O ve IC MPPT algoritmaları [11-21] ile yapay zeka ve biyolojik yapıli metotlara sahip [22-30] MPPT algoritmaları geliştirilmiştir. MPPT denetimi için geleneksel metotlar haricinde yapay zeka uygulamalarından bulanık mantık[22] ve yapay sinir ağı[23], biyolojik yapıli metotlarından parçacık sürü optimizasyonu[24], karınca kolonisi[25] vb. algoritmalar geliştirilmiştir. Kullanılan bu MPPT algoritmalarında, temelde FV panelin akım ve gerilim verilerinden oluşan giriş parametrelerinden birisi veya ikisi

kullanılmakla birlikte başka veri giriş parametreleri de kullanılmakta olup maksimum güç hesabı ve takibi yapılmaktadır. Ancak bu MPPT algoritmalarının dezavantajı; geleneksel MPPT metotlarına göre orta ve yüksek seviye donanımlara gereksinim duyulmakta ve donanım maliyetleri yüksektir, sistem bağımlı olup FV panel gücü, sayısı, dizi sayısı, dizi açık devre gerilimi gibi çeşitli giriş parametrelerine ihtiyaç bulunmakta ve dolayısıyla teknik yönden düşük seviyeye sahip kullanıcılar için kullanım zorluğu bulunmaktadır.

1.2.1. Modifiye ve adaptif geleneksel MPPT algoritmalarına ilişkin çalışmalar

Ahmed ve Salam (2018) geleneksel P&O Algoritması'nda MPP etrafında oluşan kararlı durum osilasyonu ile ani hava değişiminde ve kısmi gölgeli durumda izleme yönünde oluşan sapma sorununu çözmek ve MPP'ye hızlı ulaşmak için yeni bir algoritma geliştirmişler ve bu algoritmaya Gelişmiş Adaptif-P&O MPPT Algoritması (An Enhanced Adaptive P&O MPPT), kısa adı EA_P&O MPPT adını vermişlerdir [11]. Yeni algoritmada FV panelin akım ve gerilim değerlerinden oluşan giriş parametreleri haricinde FV panel açık devre gerilimi (V_{oc}), seri bağlı FV panel sayısı, alt ve üst gerilim sınırları gibi sistem bağımlı giriş parametreleri kullanılmaktadır. Buck-Boost devre tabanında geliştirdikleri algoritmayı, yapay arı kolonisi, modifiye artan iletkenlik, guguk kuşu (cuckoo search-CS) arama, ACO-P&O MPPT sonuçları ile kıyaslamışlardır. MATLAB/Simulink'te yapılan deneyler sonucunda, MPP etrafında kararlı durum osilasyonunun azaltıldığı, MPP noktasına her koşulda garanti ulaşıldığı, MPP noktasına ulaşmada MPPT algoritma çevrim (döngü) sayısının EA_P&O'da 10, modifiye artan iletkenlikte 10, yapay arı kolonisinde 30-35, ACO-P&O'da 22-26, CS'de 15-20 olarak elde etmişlerdir.

Bhattacharyya ve ark. (2021) P&O ve artan iletkenlik MPPT algoritmalarında, MPP etrafındaki kararlı durum osilasyonunu azaltmak ve ani solar radyasyon değişimlerinde MPP'ye hızlı ulaşmak için SOFT-MPPT adını verdikleri yeni bir algoritma geliştirmişlerdir [12]. Algoritmada FV panelin akım ve gerilim değerleriyle birlikte kullanılan panelin V_{oc} ve I_{sc} değerleri giriş parametresi olarak kullanılmakta ve dolayısıyla geliştirilen algoritma sistem bağımlıdır. Yeni algoritma, boost çevirici tabanında, Simulink'te EN50535 Dinamik Test Standartı'na göre $300-1000\text{w/m}^2$ solar radyasyonda, $\text{w/m}^2/\text{s}$ eğiminin 50 ve 100 olduğu bir başka deyişle yavaş ve hızlı radyasyon değişiminde sistem simülasyonu yapılmış, hem de deneysel olarak kurulan

halojen lamba kaynaklı düzenkte 550-250 ve 250-550 w/m² radyasyon geçişlerine göre testler yapılmıştır. SOFT-MPPT Algoritması, modifiye DDR-P&O (Direct Duty Ratio based P&O) ve ZA-P&O (Zero Oscilation P&O) MPPT algoritmalarına göre kıyaslanmıştır. Test sonuçlarında; SOFT-MPPT'nin diğer iki algoritmaya göre MPP etrafındaki kararlı durum osilasyonunun FV panelin V(k), V(k-1) ve V(k-2) gerilimlerdeki değişimleri izleme metoduyla büyük oranda azaltıldığı, solar radyasyon geçişlerinde MPP'ye ulaşma süresinin yaklaşık %50 daha az olduğunu göstermişlerdir.

Ahmad ve Salam (2015) geleneksel P&O MPPT Algoritması'nda, MPP etrafındaki kararlı durum osilasyonunu azaltmak, düşük ve yüksek eğimli (yavaş ve hızlı hava değişimi, watt/m²/s) rampalı radyasyon değişimlerinde MPP'yi izleme yönündeki yanlış salınımları önlemek ve bu sebeple oluşan enerji kayıplarını önlemek için yeni bir modifiye P&O MPPT Algoritması geliştirmişlerdir [13]. Algoritmada, oransal-integral-türev PID denetleyici [31] kullanılmakta, FV panelin akım ve gerilim değerleriyle birlikte V_{OC} açık devre verisine ihtiyaç duyulmakta olup geliştirilen bu algoritma sistem bağımlı bir algoritmadır. Yeni algoritma Simulink'te buck-boost çevirici devre tabanında test edilmiş, adaptif P&O ve geleneksel P&O MPPT algoritmalarına göre kıyaslanarak 1 günlük (10 saat) ölçümde yapılan testte, önerilen algoritmanın düşük ve yüksek eğime sahip rampalı radyasyon değişiminde MPP'yi izlemede daha düşük salınım gerçekleştirdiği görülmüş, MPPT verimlilikleri geleneksel P&O'da % 97,51, adaptif P&O'da %98,76 ve önerilen P&O'da %99,2 elde edilmiştir. Dolayısıyla modifiye MPPT algoritması ile geleneksel P&O'ya göre %2 daha fazla enerji verimliliği sağlanmıştır. Düşük ve yüksek eğime sahip rampalı radyasyon değişimindeki başarının, dik rampalı hızlı radyasyon değişimlerinde yakalanamadığı belirtilmiştir. Kollimalla ve ark. (2014), Abdelsalam ve ark. (2011), Yang ve Wen (2019), Kharb ve ark. (2014) benzer şekilde PI temelli adaptif P&O Algoritması geliştirmişlerdir [17-20].

Atia ve Ulusoy (2021) ani hava değişimlerinde MPP'ye hızlı ulaşmak için iki değişken tanımlı yeni bir P&O MPPT algoritması geliştirmişlerdir [14]. Solar radyasyon değişiminde, iki algoritma çevrimi arasında düşük ve yüksek güç sınır farkına göre PWM sinyalin doluluk değerini, biri düşük değerli ve diğeri yüksek değerli iki sabit değişkenle değiştirerek yüksek güç farkında yüksek adım, düşük güç değişiminde düşük adımla MPP'ye ulaşmaktadır. Simulink'te yapılan solar radyasyon testinde;

yeni algoritma geleneksel P&O MPPT Algoritması'na göre daha hızlı MPP'ye ulaşmıştır. Ancak algoritmada düşük ve yüksek güç sınır farkı değeri sistemde kullanılan toplam PV gücüne göre belirlenmesi gerektiğinden, geliştirilen yeni algoritma sistem bağımlı bir algoritmadır.

1.2.2. Yapay zeka ve biyolojik yapıli metotlara sahip MPPT algoritmalarına ilişkin çalışmalar

Nabulsi ve Dhaouadi (2012) bulanık mantık denetleyici (FLC) algoritması ve geleneksel P&O algoritması birleşiminden oluşan yeni bir MPPT algoritması geliştirmiş ve bu algoritmaya “FLC Temelli P&O MPPT Algoritması” adını vermişlerdir. FV panel akım ve gerilim değeriinin veri giriş parametresi olarak kullanıldığı FLC-P&O MPPT Algoritması ile elde edilen PWM sinyalin doluluk oranını PI denetleyiciden geçirerek dc-dc çevirici sürülmektedir. Solar radyasyon değışimi testinde yeni algoritmanın geleneksel P&O algoritmasına göre %2,5 oranında güç artışı ve MPP etrafında daha az salınım elde etmişlerdir [22].

İslam ve Kabir (2011) yapay sinir ağı temelli yeni bir MPPT algoritması oluşturmuşlardır. Bu algoritmada, denetimli öğrenme metodu ile ortamın solar radyasyon (watt/cm^2) ve sıcaklık ($^{\circ}\text{C}$) verilerinden oluşan giriş parametreleri işlenmiş, algoritma sonucunda maksimum akım ve maksimum gerilim çıkış parametreleri (MPP) elde edilmiş ve FV panelin akım ve gerilim değeriileri ile birlikte toplam 4 değışken PWM sürücüsü algoritmasında tekrar işlenerek PWM sinyalin doluluk oranı üretilerek DC-DC çevirici sürülmektedir. MATLAB ortamında yapılan simülasyonda yeni algoritmanın bulanık mantık temelli MPPT algoritmasına göre, değışken sıcaklık ve solar radyasyon ortamında, daha az hatayla MPP'yi izlediğini göstermiştir[23].

Liu ve ark. (2012) parçacık sürü optimizasyonu temelli geliştirdikleri MPPT algoritması ile, boost çevirici devre tabanında, FV panel davranışı gösteren programlanabilir DC güç kaynağı ile dinamik MPP verileri üreterek gerçek zamanlı deneysel uygulama yapmışlardır. FV panelin akım ve gerilim değeriilerinden oluşan veri giriş parametreleri yeni algoritmada işlenmiş ve algoritma sonucunda PWM sinyalin doluluk oranı belirlenerek dc-dc çevirici devre sürülmüştür. Farklı solar radyasyon ortamlarının test edildiğı deney sonuçlarında; geliştirdikleri sistemin MPP'yi %99,5'dan daha yüksek doğrulukta takip ettiğini, ancak önerilen sistemin seri

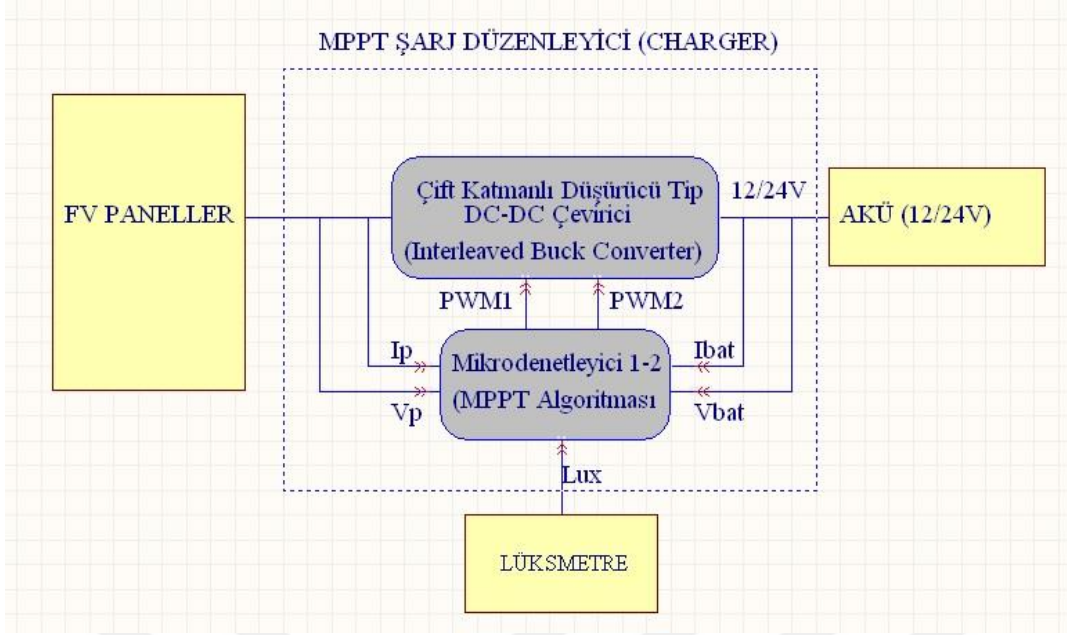
FV hücre sayısı bilgisini gerektirdiği ve PSO parametre seçiminin optimizasyon performansına önemli etkide bulunduğunu belirtmişlerdir [24].

Titri ve ark. (2017) karınca kolonisi optimizasyonu temelli yeni bir MPPT algoritması geliştirmiş ve bu algoritmaya “Yeni Feromon Güncellemeli Karınca Kolonisi Optimizasyonu (Ant Colony Optimization based on a new pheromone update -ACO NPU) MPPT Algoritması”, kısa adı ACO_NPU MPPT adını vermişlerdir. FV panelin akım ve gerilim verilerinin giriş parametreleri olarak kullanıldığı ACO_NPU MPPT Algoritması’nı, boost çevirici devre tabanında ve farklı solar radyasyon ortamlarında, MATLAB Simulink’te test etmişlerdir. Test sonucunda yeni algoritmanın bilinen tüm metotlardaki (yapay zeka, biyolojik yapılı ve geleneksel metotlar) MPPT algoritmalarına kıyasla; sabit, yavaş ve hızlı solar radyasyon değişimlerinde güç verimliliğinin, MPP’yi yakalama hızının daha yüksek olduğunu göstermiş ve uygulama kolaylığının orta seviyede olduğunu belirtmişlerdir [25].

1.3. Tez Çalışmasının Kısıtları ve Yöntemi

Yapılan literatür araştırmalarında; donanım tasarımında mevcut elektronik komponentlerle anahtarlama kayıplarını minimize etmede ve donanımsal verimliliği arttırmaya yönelik yenilik katmada önemli kısıtların mevcut olduğu görülmüştür. Bu kısıtların başında komponent (mosfet R_{ds} , bobin, kondansatör ESR) ve akım sensörlerindeki dc seri direnç değeri sebebiyle oluşan güç kayıpları gelmektedir.

Adaptif MPPT algoritmasının geliştirilmesinde piranometre kullanımı yardımıyla watt/m^2 parametresi elde edilmesi düşünülmüş ancak bu ekipmanın fiyatının yüksekliği önemli bir dezavantaj olmuştur. Bu sebeple ortamın aydınlık düzeyi verisinin E ($1 \text{ lux} = 1 \text{ lumen/m}^2$) elde edilmesi için düşük maliyete sahip fotodiyot kullanımı çalışmaya dahil edilmiştir. Aydınlık düzeyi lx değeri ile piranometreden elde edilen watt/m^2 verisi arasında doğru bağıntı olduğu Bölüm 3’te gösterilmiş, basit bir lüksmetre donanım tasarımı ile sistemin ekonomik olması sağlanmış ve MPPT algoritmasına üçüncü bir parametre eklenerek adaptif MPPT algoritması geliştirilmiştir.



Şekil 1.2. MPPT şarj regülatörü blok diyagramı ve off-grid GES bağlantı şeması

Şekil 1.2’de gösterilen biçimde MPPT devresi tasarlanmış, FV panelden elde edilen V_p gerilimi, I_p akım verileri ile fotodiyottan elde edilen aydınlık düzeyi E (lx) verileri geliştirilen adaptif MPPT algoritmasında işlenmektedir. Algoritma sonucunda aydınlık düzeyindeki değişim oranına bağlı olarak n katsayısı adaptif olarak belirlenmekte, n katsayısına bağlı olarak PWM sinyali doluluk oranı değiştirilmekte ve çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi sürülmektedir. Yüke (aküye) aktarılan I_{bat} akım değeri ve V_{bat} yük gerilimi gözetlenerek sistemin ($P_{output}/P_{input} \times 100$) enerji verimliliği hesaplanmaktadır.

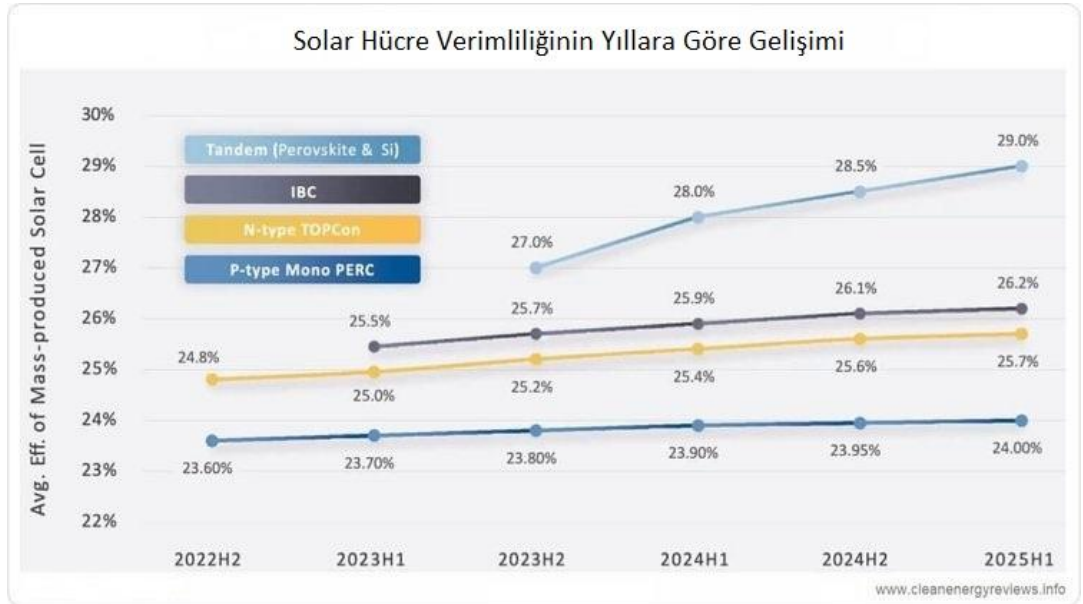
Çalışmada MATLAB/Simulink programı ile teorik analiz, deneysel düzenek ile uygulamalı analiz yapılmıştır. Adaptif özellikte geliştirilen yeni algoritma ile geleneksel P&O algoritmasının enerji verimliliği çıktısı, geleneksel buck çevirici ve çift katmanlı interleaved buck çevirici devreleri ile sürekli ve ani hava değişimlerine göre karşılaştırmalı olarak analiz sonuçları gösterilmiştir.

2. FOTOVOLTAİK PANELLER VE ÖZELLİKLERİ

2.1. FV Panel Çeşitleri ve Fiziksel Özellikleri

Günümüzde çoğunlukla silisyum tabanlı (monokristal, polikristal) ve kimyasal alaşımlı ince film FV paneller üretilmektedir. Yaygın olarak kullanılan ince film paneller, amorf-silisyum (a-Si), kadmiyum-tellur (CdTe) ve bakır indiyum galyum selenid (CIS/CIGS)'dir. Silisyum tabanlı panel çeşitleri ise monokristal ve polikristaldır. İnce film FV panellerin modül verimliliği %7-11 iken, silisyum panellerin modül verimliliği %15-23'tür. Silisyum panellerin verimliliğinin ince film panellere göre daha iyi olması ve yatırım maliyetinin daha ekonomik olması sebebiyle, piyasada ağırlıklı olarak silisyum paneller kullanılmaktadır.

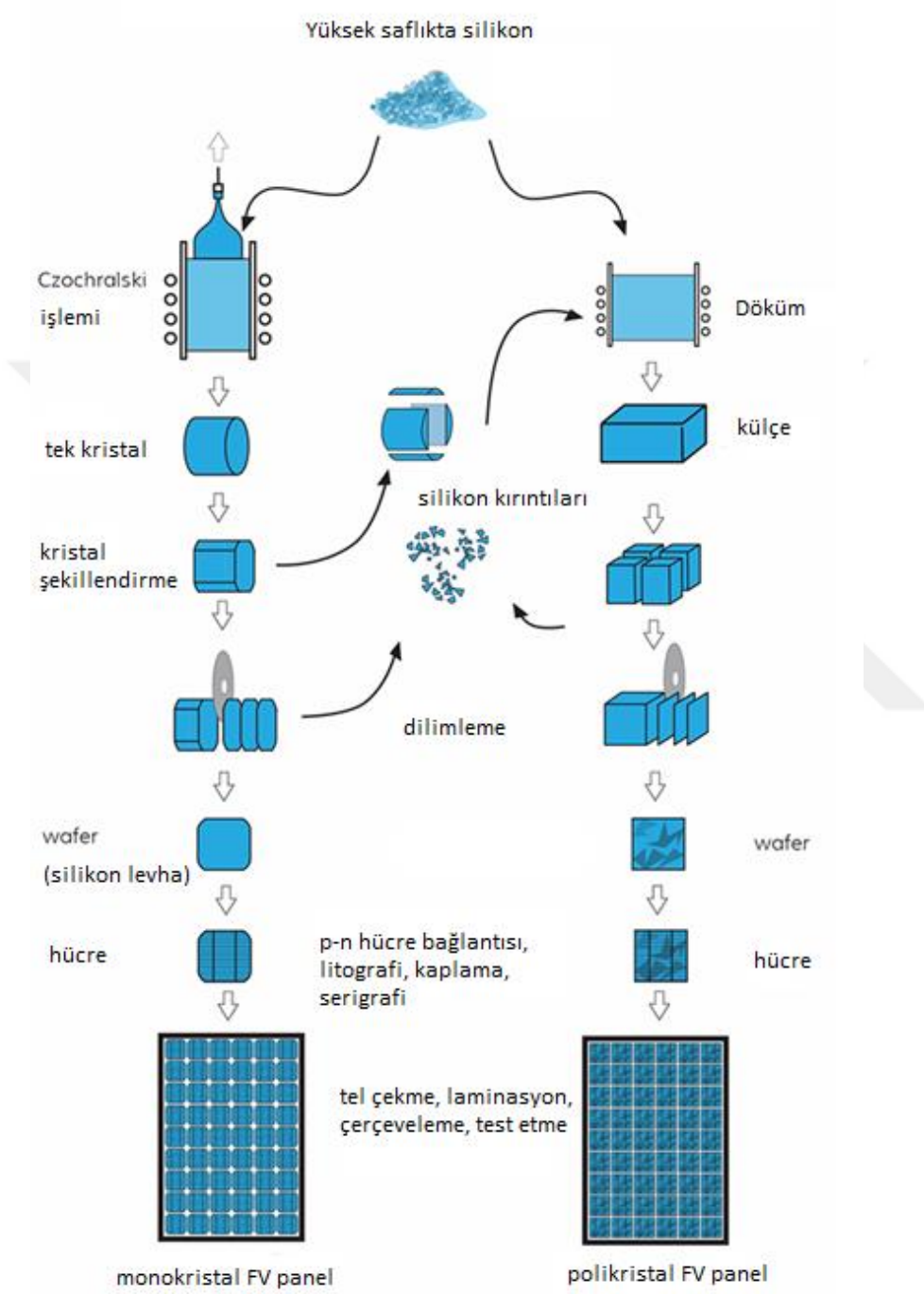
Silisyum tabanlı FV panellerde son yıllardaki verimlilik artışı iki şekilde gerçekleştirilmiştir; birincisi hücre tasarımı ve yapısındaki, ikincisi ise hücre şekli, konfigürasyonu ve FV panel hacmindeki geliştirmelerdir. Son 10 yılda panel güçleri 200Wp'ten 700Wp seviyesine kadar yükselmiştir [4].



Şekil 2.1. FV hücre verimliliğinin yıllara göre hücre verimliliği gelişimi [4]

Şekil 2.1'te görüldüğü üzere 2023 yılının ilk yarısında monokristal panel hücre tiplerinden IBC (Interdigitated Back Contact cells) hücrenin verimliliği %25,5, n-tip

TOPCon (Tunnel Oxide Passivated Contact) hücrenin %25, p-tip mono PERC (Passivated Emitter Rear Cells) hücrenin verimliliği %23,7'dir. 2023'ün ikinci yarısında piyasaya çıkması beklenen tandem hücrenin verimliliği ise %27'dir.



Şekil 2.2. Silisyum hücre ve panel üretim aşamaları [32]

Şekil 2.2’de silisyum tabanlı FV hücre ve panel üretim aşamaları gösterilmiştir.

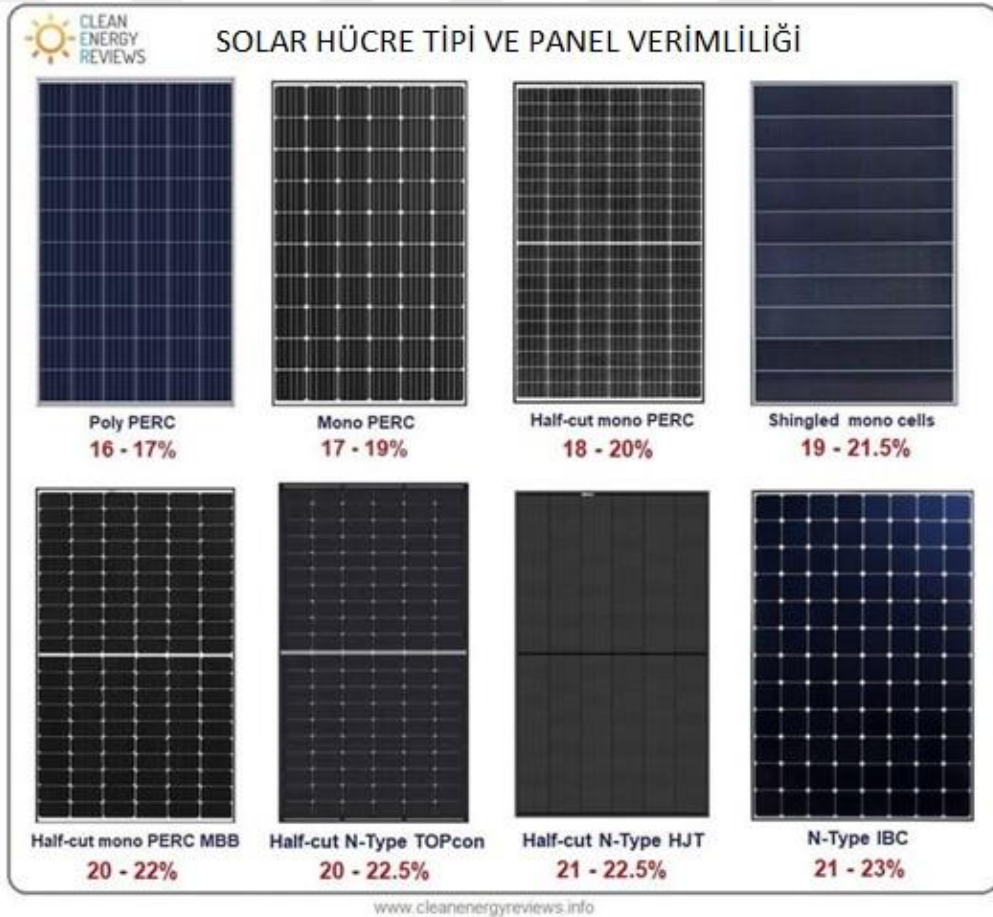
 **SOLAR PANEL % VERİMLİLİK FORMÜLÜ**

$$\text{Verimlilik (\%)} = \frac{P_{\text{max}}}{(\text{Alan} \times 1000\text{W/m}^2)} \times 100$$

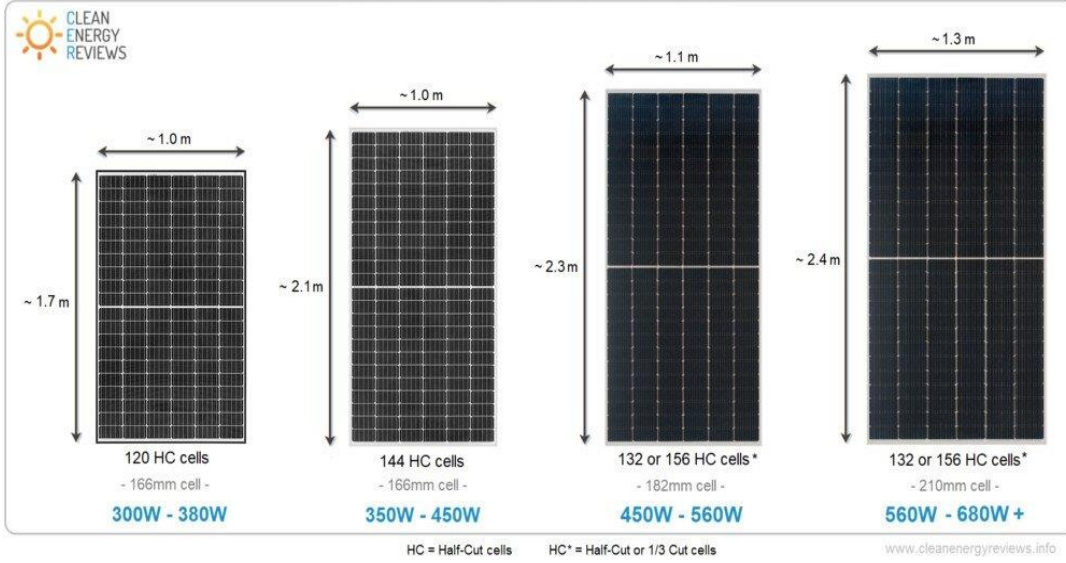
* STC: 1000W/m²
P_{max}:Max. panel gücü (W)
Alan:FV panel alanı (m²)

Şekil 2.3. Solar panel verimlilik formülü [4]

Şekil 2.3'te FV panellerin verimlilik formülü gösterilmiştir. Panel yüzde verimliliği; 1m² panel alanında, 25°C, 1000W/m² solar radyasyon ortamında üretilen güç değerini göstermektedir. Günümüzde üretilen en yüksek panel verimliliğinin %23 olduğunu baz aldığımızda, teknolojik olarak kat edilmesi gereken yolun çok uzun olduğu anlaşılmaktadır. Şekil 2.4'te hücre tiplerine göre FV panel verimlilikleri gösterilmiştir [4].



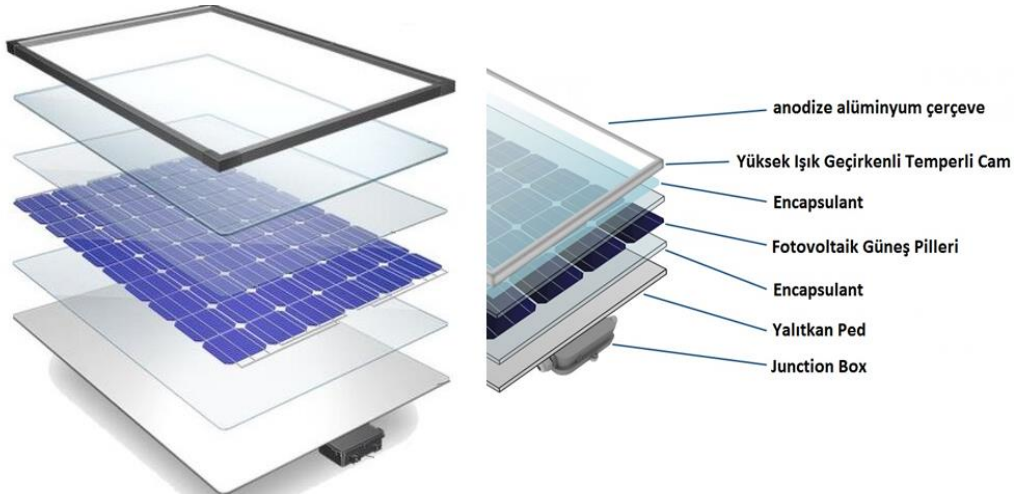
Şekil 2.4. PV hücre tiplerine göre panel verimlilikleri [4]



Şekil 2.5. Panel güçlerine göre panel ebatları [4]

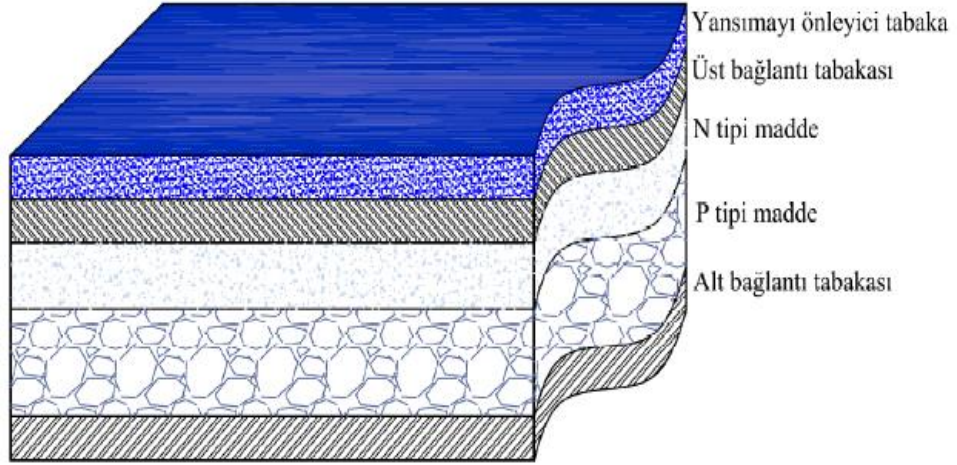
Şekil 2.5'te gösterilen 680Wp panelin ebatının $3,12\text{m}^2$ olduğu, 1kWp panel için ortalama $4,6\text{m}^2$ alana ihtiyaç olduğu görülmektedir.

Panellerdeki verimlilik oranının artması, panel ebatlarını azalttığından; daha az alan, kablo ve mekanik aksam kullanılması, daha yüksek enerji verimliliği ve yatırım maliyetlerinin düşmesi demektir.



Şekil 2.6. FV panel mekanik yapısı [33]

Şekil 2.6'da monokristal ve polikristal panellerin mekanik yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.7. FV hücre iç yapısı [34]

FV hücreler yarıiletken malzemeden yapılırlar. Şekil 2.7’de FV hücre iç yapısı gösterilmiştir. Alt ve üst bağlantı tabakası terminal noktalarını ifade ederken, P ve N tipi madde yarı iletken tabakayı ifade etmektedir. Yansımayı önleyici tabaka ise yansıyan ışınların hapsedilerek tekrar yarıiletken madde ile etkileşime geçmesini sağlayan tabakadır [34].

2.2. FV Panel Elektriksel Özellikleri

2.2.1. FV hücre elektrik eşdeğer devre modeli

FV hücreler yarıiletken malzemeden yapılırlar. Bu nedenle, karakteristiği doğrusal değildir. Sistem tasarımında ve analizinde, karakteristiğin iyi bilinmesi gerekir. Bu açıdan FV hücrenin modellenmesi üzerinde, literatürde birçok yaklaşım yapılmıştır. Tek diyot modeli, çift diyot modeli, akbaba modeli, ampirik model vb. birçok eşdeğer devreler geliştirilmiştir. Bu çalışmalarda, ağırlıklı olarak Matlab/Simulink tabanlı modeller oluşturulmuştur. Bu modeller arasında tek diyotlu model, çift diyotlu modele göre hesap kolaylığına sahip olduğundan ve diğer modellere göre daha gerçekçi sonuçlar verdiğinden en yaygın kullanılan modeldir. Tek diyotlu ve çift diyotlu modeller haricinde gösterilen PV hücre geniş-sinyal modeli de vardır [35].

Bir FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi Şekil 2.8’de görülmektedir. Bu model, 5 parametrelili model olarak da bilinmektedir. Bu parametreler; I_G , I_D , R_p , R_s ve n ’dir. Burada; I_G , FV hücre tarafından üretilen akımı, R_s , hücredeki iç direnci ve bağlantı dirençlerini, R_p direnci de paralel kaçak akım direncini temsil etmektedir. I_s (diyot

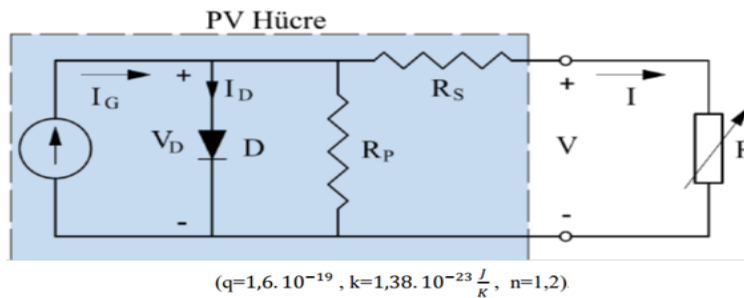
karanlık akımı) ve n , diyota ilişkin büyüklüklerdir. Diyota ilişkin uç denklem, Eş. 2.1-3'te verilmiştir. Bu denklemlerde; I_D , diyot ters satürasyon akımını, q , bir elektron yükünü, n , diyot ideallik faktörünü, k , boltzman sabitini, T ise Kelvin cinsinden çalışma sıcaklığını, V , yük gerilimin ifade etmektedir [34].

2.3. FV Panel Elektriksel Özellikleri

2.3.1. FV hücre elektrik eşdeğer devre modeli

FV hücreler yarıiletken malzemeden yapılırlar. Bu nedenle, karakteristiği doğrusal değildir. Sistem tasarımında ve analizinde, karakteristiğin iyi bilinmesi gerekir. Bu açıdan FV hücrenin modellenmesi üzerinde, literatürde birçok yaklaşım yapılmıştır. Tek diyot modeli, çift diyot modeli, akbaba modeli, ampirik model vb. birçok eşdeğer devreler geliştirilmiştir. Bu çalışmalarda, ağırlıklı olarak Matlab/Simulink tabanlı modeller oluşturulmuştur. Bu modeller arasında tek diyotlu model, çift diyotlu modele göre hesap kolaylığına sahip olduğundan ve diğer modellere göre daha gerçekçi sonuçlar verdiğinden en yaygın kullanılan modeldir. Tek diyotlu ve çift diyotlu modeller haricinde gösterilen PV hücre geniş-sinyal modeli de vardır [35].

Bir FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi Şekil 2.8'de görülmektedir. Bu model, 5 parametrelili model olarak da bilinmektedir. Bu parametreler; I_G , I_D , R_p , R_s ve n 'dir. Burada; I_G , FV hücre tarafından üretilen akımı, R_s , hücredeki iç direnci ve bağlantı dirençlerini, R_p direnci de paralel kaçak akım direncini temsil etmektedir. I_s (diyot karanlık akımı) ve n , diyota ilişkin büyüklüklerdir. Diyota ilişkin uç denklem, Eş. 2.1-3'te verilmiştir. Bu denklemlerde; I_D , diyot ters satürasyon akımını, q , bir elektron yükünü, n , diyot ideallik faktörünü, k , boltzman sabitini, T ise Kelvin cinsinden çalışma sıcaklığını, V , yük gerilimin ifade etmektedir [34].



Şekil 2.8. Tek diyotlu FV hücre modeli [34]

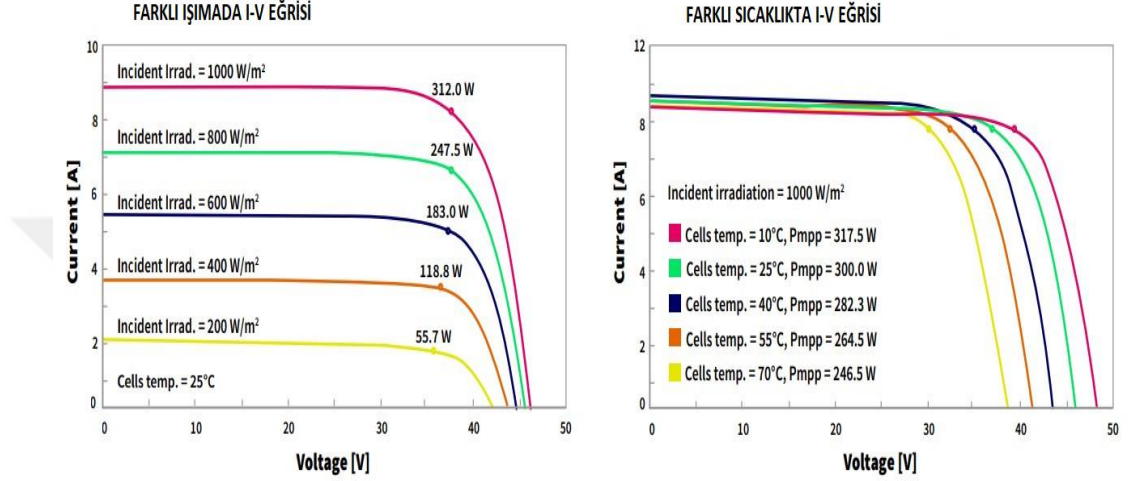
Tek diyotlu hücre modelinin matematiksel modeli aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$I = I_G - I_D - \frac{V + I.R_S}{R_P} \quad (2.1)$$

$$V_D = V + I.R_S \quad (2.2)$$

$$I = I_G - I_S \left(e^{\frac{q}{n.K.T} (V + I.R_S)} - 1 \right) - \frac{V + I.R_S}{R_P} \quad (2.3)$$

2.3.2. Silisyum tabanlı FV panellerin gerilim, akım ve güç eğrileri

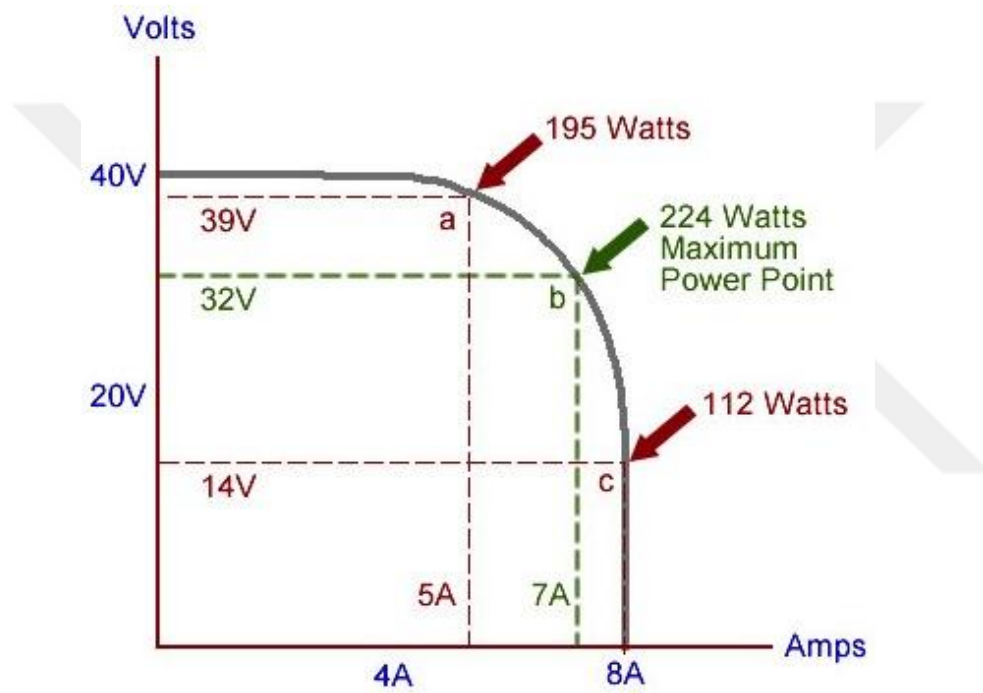


Şekil 2.9. 300-320Wp polikristal bir panelin sabit sıcaklıkta farklı ışıma ve sabit radyasyonda farklı sıcaklık değerlerinde I-V ve Pmp eğrileri [36]

Tablo 2.1. 260-285Wp bir panelin STC elektriksel özellikleri, (Standart Test Condition-STC:1000W/m2 radyasyon değeri, 25 °C ortam sıcaklığı) [37]

Model Tipi	CWT265 60P	CWT270 60P	CWT275 60P	CWT280 60P	CWT285 60P
Maksimum Güç (P _{max})	265Wp	270 Wp	275 Wp	280Wp	285Wp
Modül Verimliliği	16,18	16,49	16,78	17,09	17,38
Maksimum Güç Gerilimi (V _{mp})	31,44	31,81	32,11	32,44	32,69
Maksimum Güç Akımı (I _{mp})	8,44	8,50	8,57	8,64	8,72
Açık Devre Gerilimi (V _{OC})	38,64	38,84	39,20	39,50	39,74
Kısa Devre Akımı (I _{sc})	9,04	9,10	9,17	9,22	9,30
Güç Toleransı	0~+5W				
Maks. Sistem Anma Gerilimi	1000 V DC				
Çalışma Sıcaklık Aralığı	-40 ~ +85°C				
Güvenlik	C Sınıfı				
Maks. Seri Sigorta Akımı	15A				

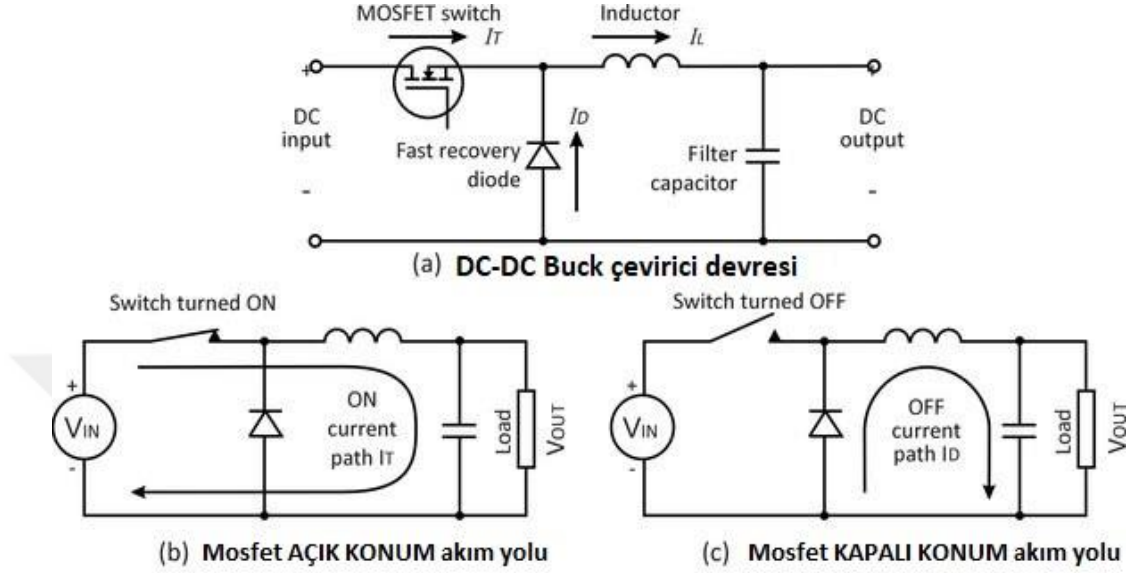
Tablo 2.1’de PV panel elektriksel parametreleri gösterilmiştir. Güneş panellerinin etiket güç değeri, standart test koşulu (STC, Standart Test Condition) denilen 25 °C hücre sıcaklığı ve 1000Watt/m² radyasyon ortamı için verilmektedir. Şekil 2.9’da farklı güneş ışıma değerlerinde güneş paneli I-V ve P-V eğrileri gösterilmiştir. Güneş panelleri, üzerine düşen ışımaya bağlı ve doğru orantılı olarak, akım ve gerilim değerleri artış ya da azalış gösterir. Şekil 2.9’da sabit radyasyon ortamında, sıcaklıkla ters orantılı olarak panel geriliminin keskin olarak değiştiği ve akımın çok az değiştiği görülmektedir. Sonuç olarak sıcaklık arttıkça, panel gerilimi azalmakta ve doğru orantılı olarak panelden elde edilen güç değeri de azalmaktadır[38].



Şekil 2.10. FV panel maksimum güç noktası [39]

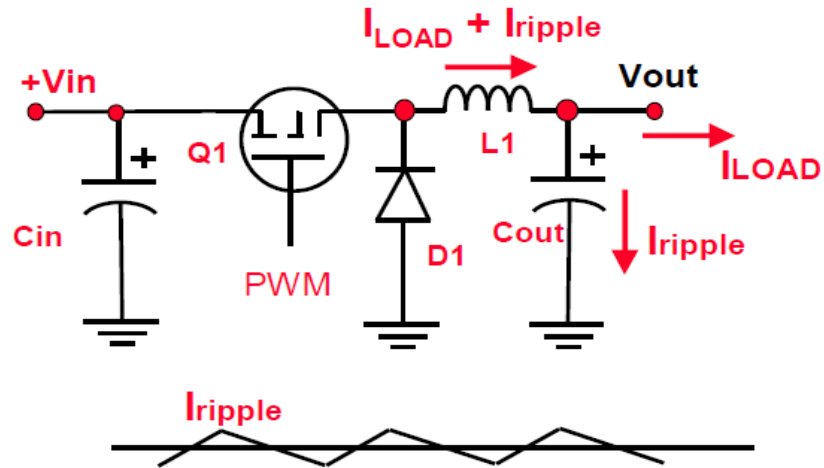
Şekil 2.10’da sabit sıcaklık ortamında, ışıma azaldıkça güneş panelinin gerilim ve akımında azalma, ışıma yükseldikçe güneş paneli gerilim ve akımında artış görülmektedir. Ayrıca sıcaklık arttıkça güç azalmakta, sıcaklık azaldıkça güç artmaktadır. Işıma ve sıcaklık etkisiyle değişebilen anlık güçten maksimum düzeyde yararlanmak için, maksimum güç noktasını izlemek ve bu noktada maksimum gücü yüke aktarmak gerekmektedir. Maksimum güç noktasını izleme tekniğine Maximum Power Point Tracking-MPPT (maksimum güç noktasını izleme) [5-30] denir.

3. BUCK ÇEVİRİCİ DEVRELERİ VE TASARIMI



Şekil 3.1. Geleneksel buck çevirici devresi ve çalışma prensibi [40]

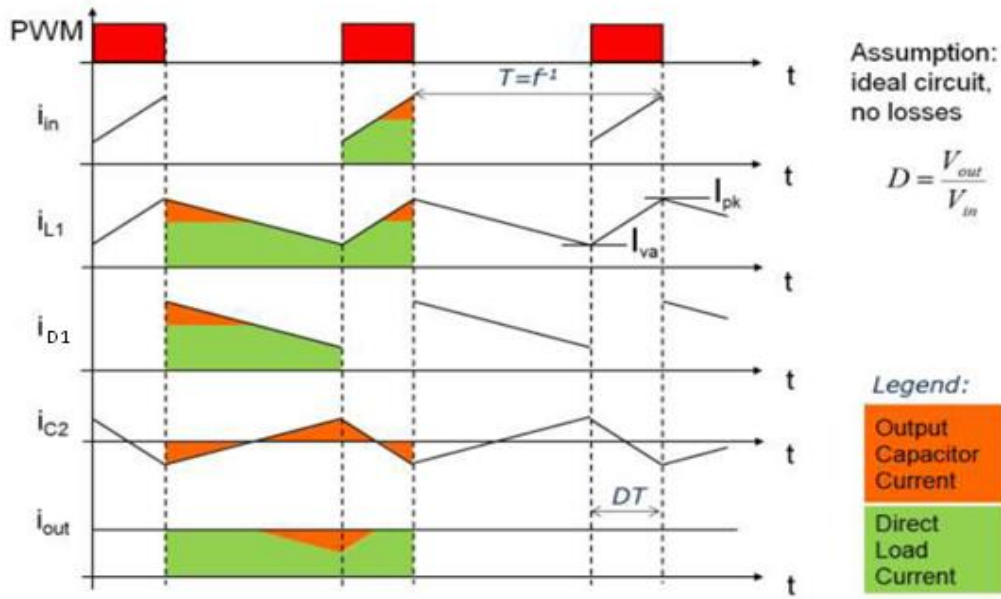
Buck çevirici, çıkış gerilimi giriş gerilimden küçük olan DC-DC çevirici devresidir. DC kaynaktan çekilen gücü, minimum kayıpla çıkışa aktarmaktadır. Dolayısıyla güç elektroniğinde birçok farklı amaçla kullanılan temel yöntemlerden biridir. Şekil 3.1 ve Şekil 3.2’de mosfetin on/off durumuna göre akım yönleri gösterilmiştir.



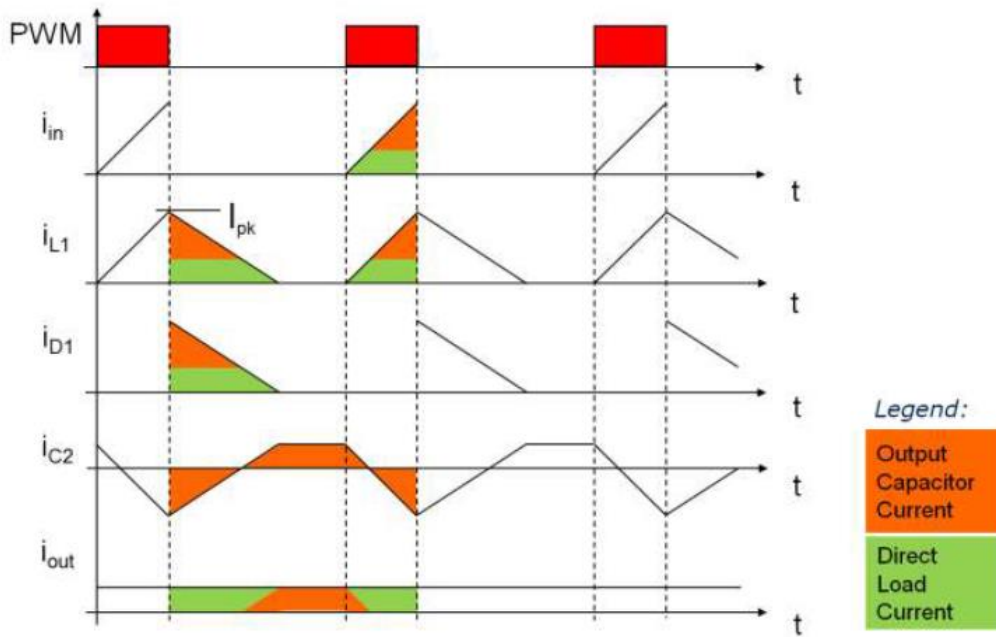
Şekil 3.2. Geleneksel Buck Çevirici Devresi-2 [41]

MOSFET'in gate tetikleme devresinin karmaşıklığına göre uygun p-kanal veya n-kanal MOSFET seçilebilir.

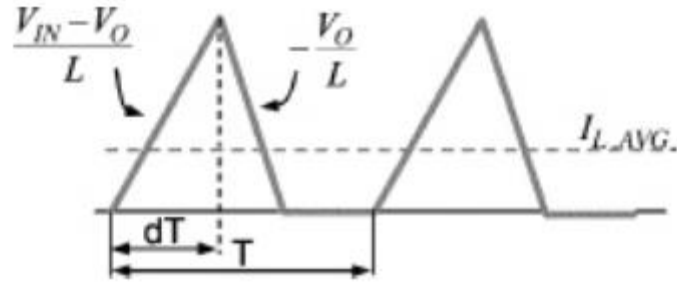
Buck çeviriciler Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te görüldüğü üzere ya Sürekli İletim Modu (Continuous Conduction Mode, CCM) ya da Kesintili İletim Modu (Discontinuous Conduction Mode, DCM)'nda çalıştırılır. Yüksek akım ihtiyacında CCM modu, düşük akım ihtiyacında ise DCM modu kullanılır [42].



Şekil 3.3. Buck Çevirici CCM modunda çalışma [42]



Şekil 3.4. Buck Çevirici DCM modunda çalışma [42]



Şekil 3.5. DCM modunda bobin akımı grafiği

Şekil 3.5’te görüldüğü üzere DCM modunda bobin akımı sıfıra düşmektedir. Aynı zamanda T_{off} süresinde ortalama çıkış akımını sağlamak için çıkış kondansatörü üzerindeki fiziksel baskı daha yüksektir.

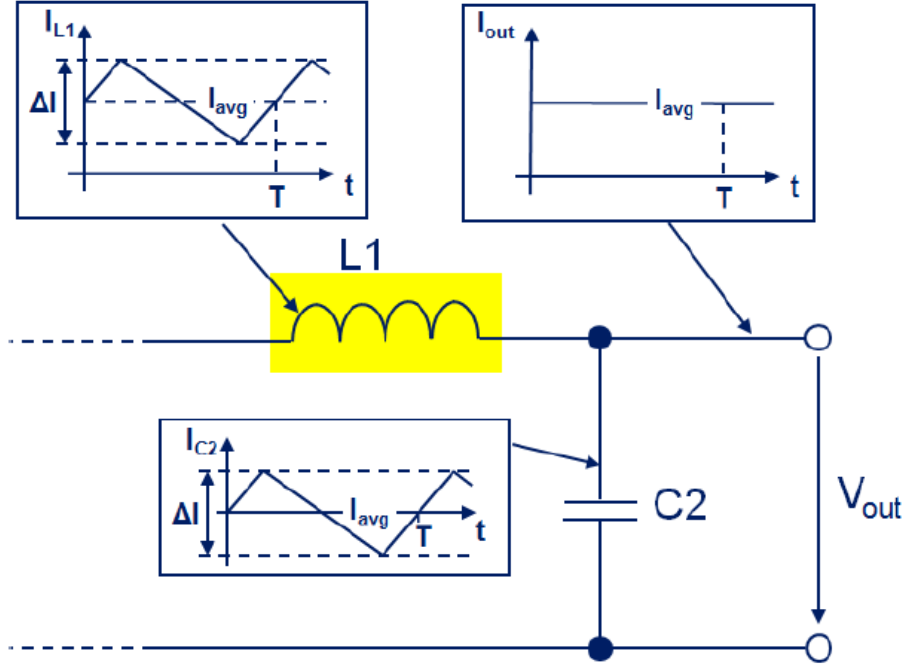
3.1. Buck Çevirici Tasarımı ve Devre Elemanlarının Belirlenmesi

Buck çevirici tasarım denklemleri;

CCM modda aşağıdaki varsayımlara göre bir buck çevirici tasarlayalım;

Tablo 3.1. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için varsayımlar. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için varsayımlar

Giriş Gerilimi, V_S	12V
Çıkış Gerilimi, V_{OUT}	1.8V
Maksimum güç, P_{max}	120W
PWM Anahtarlama Frekansı, f_{sw}	500kHz
Bobin akımı dalgalılık oranı/Çıkış akımı, Δi_{L1}	%30
Çıkış dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{out}}$	10mV
Giriş dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{in}}$	200mV
Giriş akımı dalgalılık oranı/Çıkış akımı	%50
Donanım verimliliği, η	1
Anahtarlama sayısı, n	1



Şekil 3.6. Geleneksel buck çevirici devresindeki devre elemanlarının sinyal şekilleri [42]

PWM sinyalinin OFF olduğu sürede eşitlikler aşağıdaki gibi olup L1 endüktansı;

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{di_{L1}}{dt} \quad (3.1)$$

$$V_{L1} = L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D) \cdot T} \quad (3.2)$$

$$L_1 \cdot \frac{\Delta i_{L1}}{(1-D) \cdot T} = -V_{OUT} - V_D \quad (3.3)$$

$$L_1 = -(V_{OUT} + V_D) \cdot \frac{(1-D)}{\Delta i_{L1} \cdot f_{sw}} \quad (3.4)$$

$$D = \frac{V_{OUT}}{V_S} \quad (3.5)$$

$$I_{OUT} = \frac{P_{max}}{V_{OUT}} \quad (3.6)$$

$$\Delta i_{L1} = \%30 \cdot I_{OUT} \quad (3.7)$$

Eş. 3.4’de; V_{OUT} çıkış (yük) gerilimini, V_S giriş gerilimini, V_D diyot ileri yön gerilimini, f_{sw} anahtarlama frekansını, D PWM sinyalinin doluluk oranını ve Δi_L bobinin toplam dalgalılık akımını ifade etmektedir [42].

Tablo 3.1'deki değerler Eş. 3.4, Eş. 3.5, Eş. 3.6 ve Eş. 3.7'de yerine konduğunda;

$L_1 = 213nH$ bulunur.

I_{pk} bobin peak akımı;

$$I_{pk} = I_{OUT} + \frac{\Delta i_{L1}}{2} \quad (3.8)$$

Tablo 3.1'deki değerler Eş. 3.8'de yerine konduğunda;

$I_{pk} = 76,67A$ bulunur.

PWM sinyalinin OFF olduğu sürede eşitlikler aşağıdaki gibi olup C2 filtre kapasitansı;

C2 kondansatörü, bobin akımının dalgallılık oranını filtrelemek ve kararlı bir çıkış gerilimi ve akımı sağlamak için kullanılmaktadır.

n fazlı bobin akımının dalgallılık oranını filtrelemek için kondansatör akımı bobin akımı değişimine eşit olup;

$$\Delta I_{C_{out}} = \Delta i_{L1} \quad (3.9)$$

$$\Delta I_{C_{out}} = \frac{V_{OUT} \cdot (1-D)}{n \cdot f_{sw} \cdot L} \quad (3.10)$$

$\Delta I_{C_{out}}$ tüm fazlardaki dalgallılık akımının vektörel toplamından oluşur. Dalgallılık gerilime sebep olan kondansatördeki yük değişimi;

$$\Delta Q_{C_{out}} = \frac{T_{sw}}{n \cdot 2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_{C_{out}}}{2} = \frac{\Delta I_{C_{out}}}{8 \cdot n \cdot f_{sw}} \quad (3.11)$$

Kondansatör dalgallılık gerilimi ve kapasite değeri;

$$\Delta V_{C_{out}} = \frac{\Delta Q_{C_{out}}}{C_{out}} = \frac{1}{C_{out}} \cdot \frac{\Delta I_{C_{out}}}{8 \cdot n \cdot f_{sw}} = \frac{V_{OUT} \cdot (1-D)}{8 \cdot C_{out} \cdot (n \cdot f_{sw})^2 \cdot L} \quad (3.12)$$

$$C_{out} = \frac{(1-D)}{8 \cdot (\Delta V_{C_{out}} / V_{OUT}) \cdot (n \cdot f_{sw})^2 \cdot L} \quad (3.13)$$

Tablo 3.1'deki değerler Eş. 3.13'te yerine konduğunda;

$C_{out} = 359\mu F$ bulunur.

Giriş kondansatörü değerini belirleyelim;

PWM sinyalinin sadece ON süresinde kondansatör devrede olacaktır.

$$I_{in} = \frac{I_{out} \cdot D}{\eta} \quad (3.14)$$

Dalgallık etkisini ihmal edersek, ON süresindeki anahtarlama akımı;

$$I_{sw} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot n} \quad (3.15)$$

Giriş kondansatöründe depolanan yük, dc giriş akımı ile anahtarlama akımı arasındaki farkı karşılaması gerekmektedir.

$$dQ_{capin} = (I_{sw} - I_{in}) \cdot D \cdot T = \frac{(I_{sw} - I_{in}) \cdot D}{f_{sw}} \quad (3.16)$$

$$dQ_{capin} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot f_{sw}} \cdot \left(\frac{D}{n} - D^2\right) \quad (3.17)$$

Denklemlerde I_{in} giriş akımını, I_{in} çıkış akımını ve I_{sw} anahtarlama akımını, η sistem donanım verimliliğini gösterir.

Giriş kapasitesinin değeri minimum aşağıdaki değerde olmalıdır;

$$C_{in} \geq \frac{dQ_{capin}}{dV_{in}} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot f_{sw} \cdot dV_{in}} \cdot \left(\frac{D}{n} - D^2\right) \quad (3.18)$$

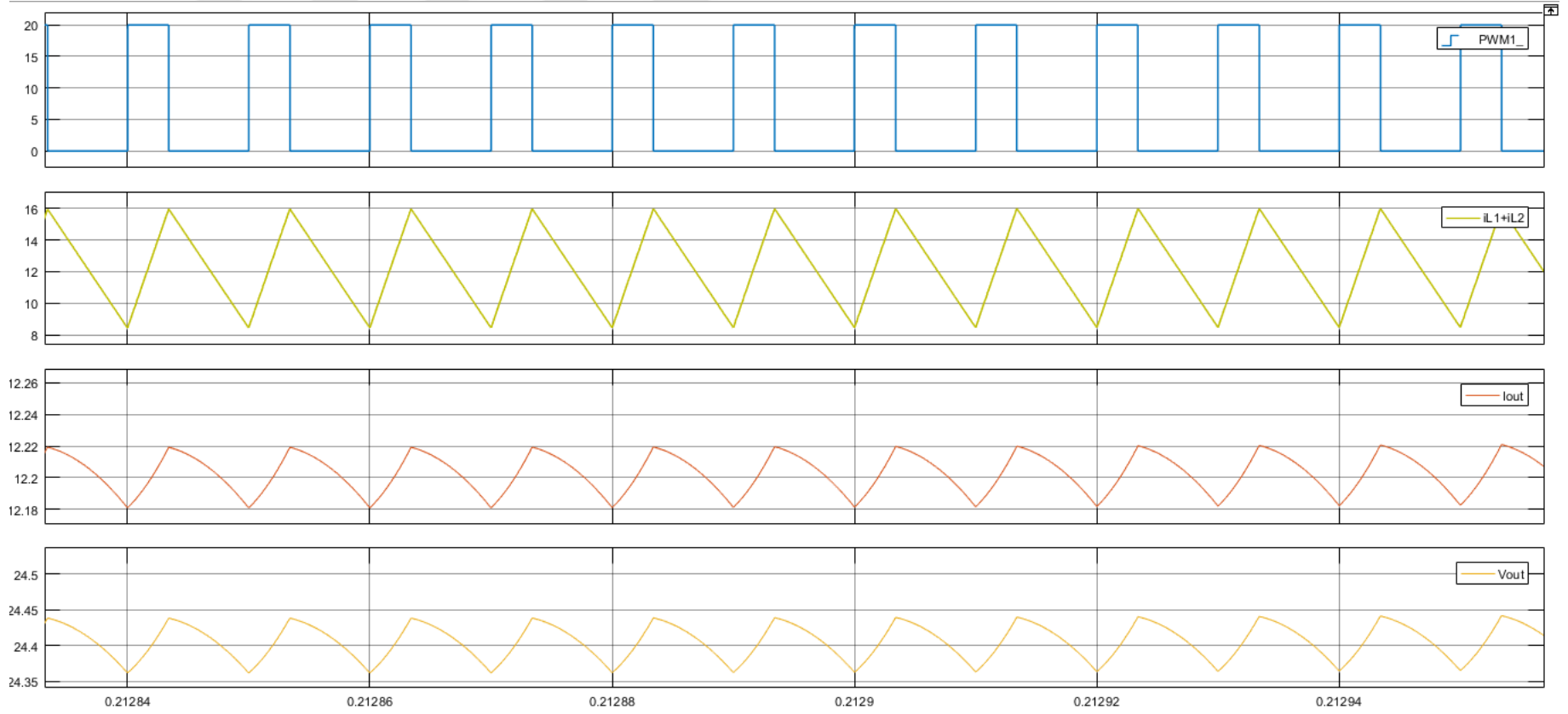
Eş. 3.18’de dV_{in} dc giriş dalgallık gerilimini ifade etmektedir [42].

Tablo 3.1’deki değerler Eş. 3.18’de yerine konduğunda;

$C_{in} \geq 85\mu F$ bulunur.

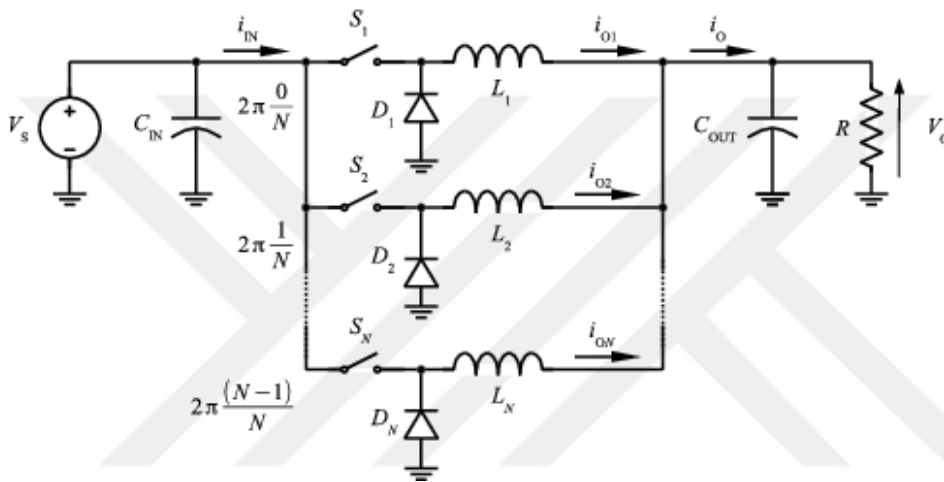
3.2. Interleaved Buck Çevirici Tasarımı ve Devre Elemanlarının Belirlenmesi

MPPT denetimi için donanım olarak genellikle geleneksel buck, boost veya buck-boost çevirici devreleri kullanılmaktadır. Ancak bu devrelerin giriş ve çıkış tarafında yoğun kondansatör kullanımı gerekmekte olup çıkış gerilimi ve akımının dalgallık oranının yüksek olmasından ötürü yük tarafında parazit oluşumu, akülerin yaşam süresine kısaltıcı etkisi ve enerji kayıpları gibi birçok dezavantaja sahiptir. Interleaved buck çevirici devresi bu olumsuz etkileri büyük ölçüde ortadan kaldırmaktadır [43-47].



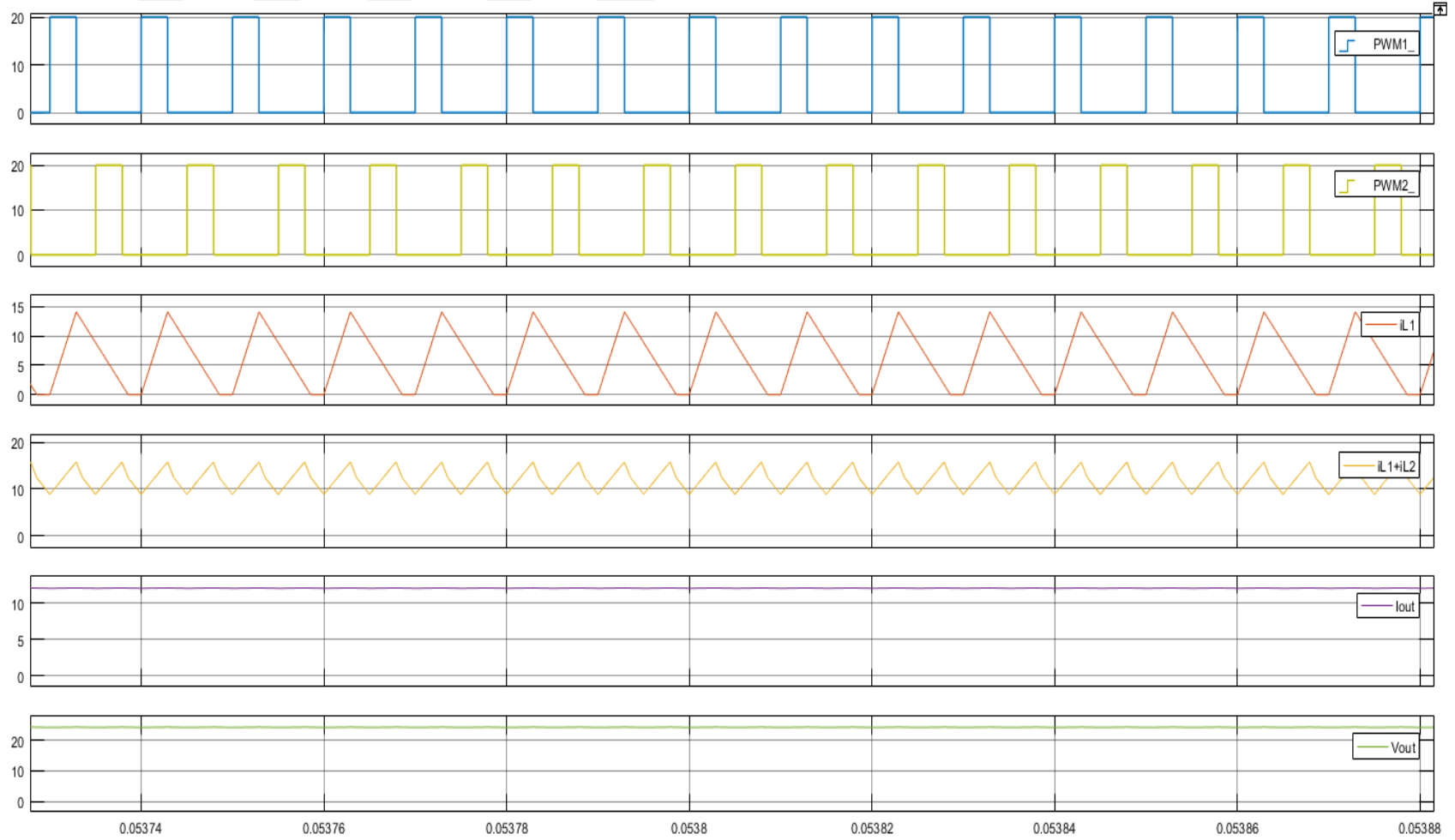
Şekil 3.7. Geleneksel buck çevirici anahtarlama (PWM1), bobin akımı (IL1), Cout sonrası çıkış akımı (Iout) ve gerilimi (Vout) sinyalleri-
MATLAB/Simulink simülasyonu (IL2=0)

Geleneksel buck çevirici devresinde anahtarlama sinyalinin t_{off} süresinde güneş panelinden akan akım giriş devresindeki kondansatöre depolanmaktadır. Dolayısı ile FV panel gücüyle doğru orantılı kondansatör kapasitesi kullanılmak zorundadır. Yoğun kondansatör kullanımı; maliyet, enerji kayıpları ve devre ebatını, ağırlığını arttırması sebebiyle bir dezavantajdır. Şekil 3.7’de görüldüğü üzere geleneksel buck çevirici devresinin çıkış gerilimi ve akımının dalgalılık oranları yüksektir. Yüksek dalgalılık oranı depolamalı off-grid GES uygulamalarında özellikle akünün kullanım ömrüne azaltıcı etkide bulunur ve aynı zamanda parazit oluşumuna da yol açabilmektedir.



Şekil 3.8. N katmanlı/anahtarlama interleaved buck çevirici devresi

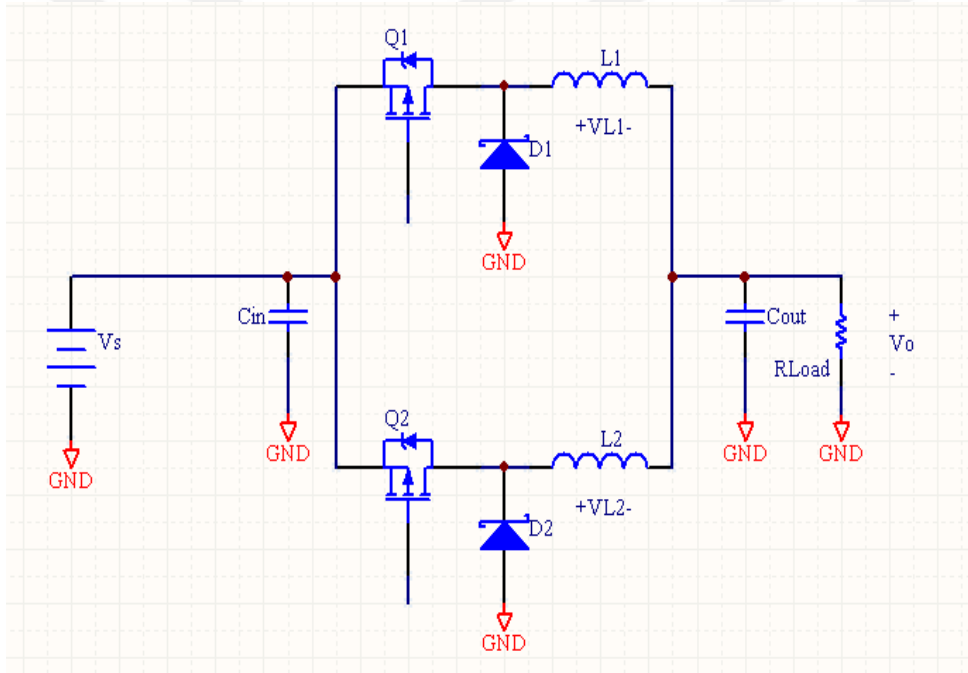
Şekil 3.8’de N katmanlı interleaved buck çevirici devresi gösterilmiştir. Ancak bu çalışmada iki anahtarlama devre kullanılacaktır.



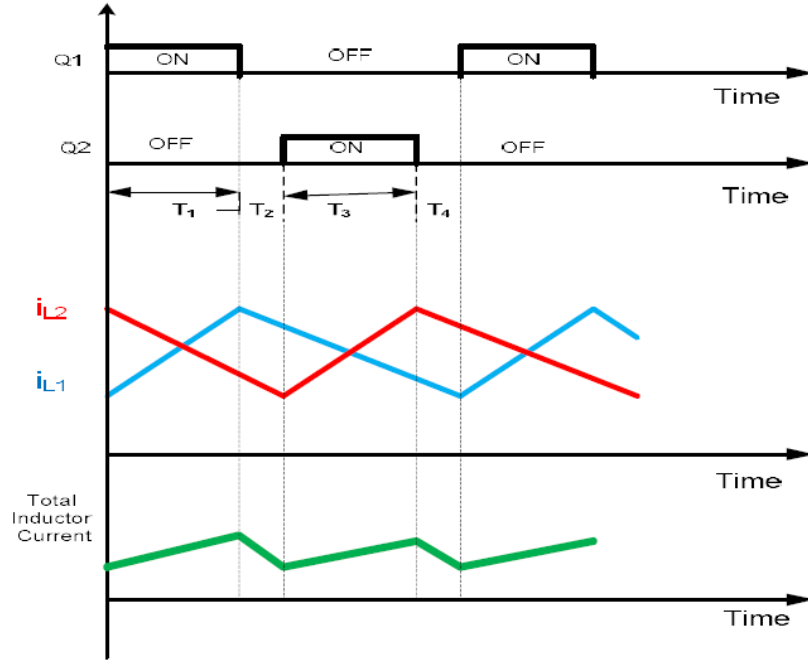
Şekil 3.9. Çift katmanlı interleaved buck çevirici anahtarlama sinyalleri (PWM1,PWM2), bobin akımı (I_{L1}), C_{out} öncesi toplam bobin akımı ($I_{L1} + I_{L2}$), C_{out} sonrası devre çıkış akımı (I_{out}) ve gerilimi (V_{out}) sinyalleri- MATLAB/Simulink simülasyonu

Şekil 3.9’da görüldüğü üzere çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi ile çevirici çıkışında düşük dalgalılık akımından ötürü düşük değerli kondansatör kullanılarak devrenin çıkış gerilimi ve akımı çok daha düzgün hale getirilmekte ve bu kondansatör üzerindeki fiziksel baskı daha düşük olmaktadır. Aynı zamanda devrenin enerji kayıpları daha azdır, bir başka deyişle enerji verimliliği de daha yüksektir.

Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi, geleneksel buck çeviricilere göre giriş ve çıkış akımlarının dalgalılık oranlarını azalttığı gibi yüke aktarılan akımı iki katına çıkarır. Bir başka deyişle çıkış akımı, anahtarlama sayısına bölünerek her bir koldaki akım daha düşük değer almaktadır. PWM sinyalinin doluluk oranı %50’nin altındadır. MPPT uygulamaları dışında interleaved buck çevirici devresi genellikle düşük gerilim ve yüksek akım ihtiyacı olan yerlerde kullanılmak için uygundur [43].



Şekil 3.10. Çift katmanlı/anahtarlama interleaved buck çevirici devresi



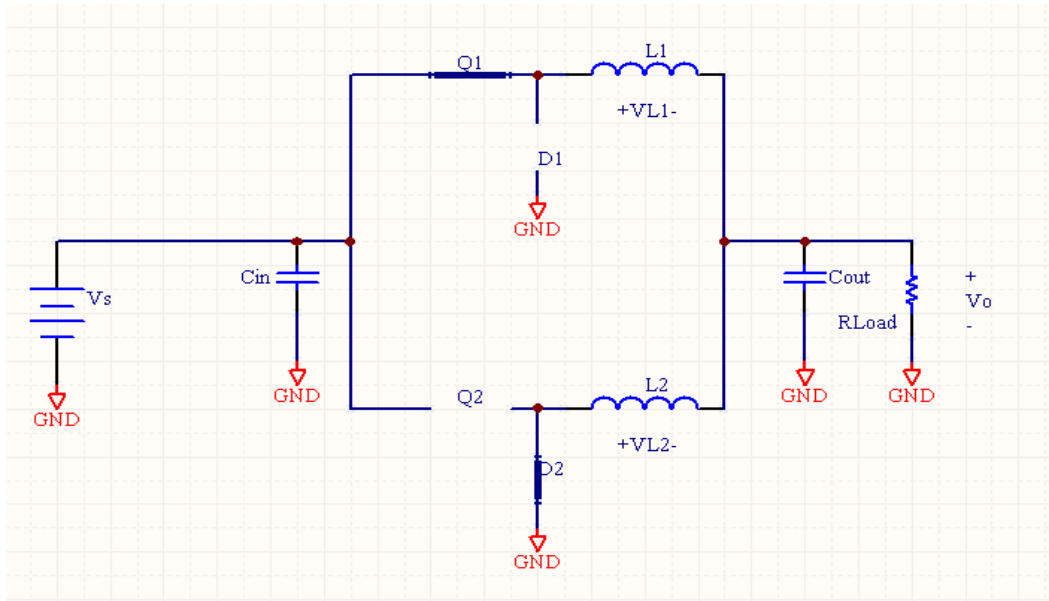
Şekil 3.11. Çift katmanlı interleaved buck çevirici Q1 ve Q2 anahtarlama sinyalleri ve bobin akımları [43]

Şekil 3.11’da görüldüğü üzere Q1ve Q2 anahtarlama periyotları birbirine eşit olduğundan;

$$T=T_1+T_2+T_3+T_4 \quad (3.19)$$

$$T_1+T_2=T_3+T_4=T/2 \quad (3.20)$$

a- T1 süresinde devre davranışı;



Şekil 3.12. Devrenin T1 süresindeki davranışı

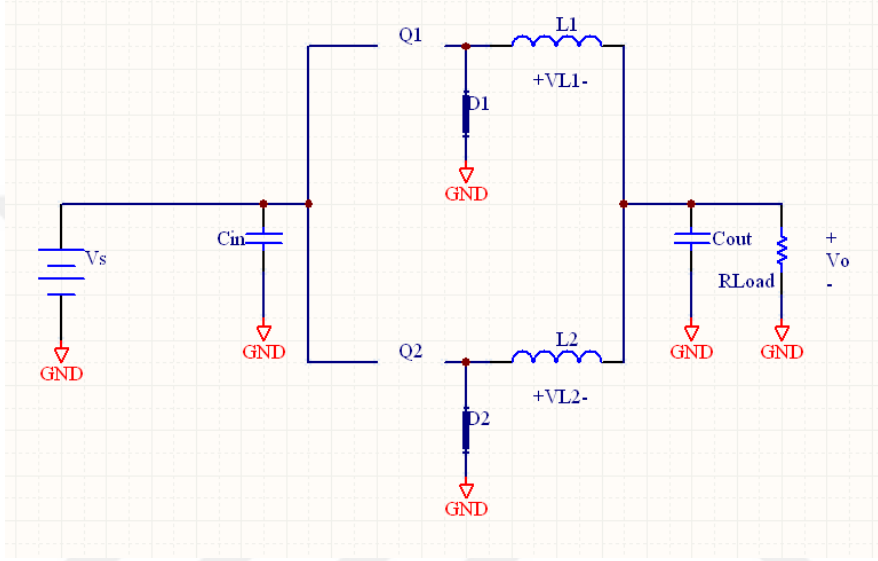
$$\Delta I_{L1} = \frac{V_s - V_o}{L1} \cdot T1 \quad (3.21)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{-V_o}{L2} \cdot T1 \quad (3.22)$$

$$\Delta I_{LT} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = \frac{V_s - V_o}{L1} \cdot T1 + \frac{-V_o}{L2} \cdot T1 \quad (3.23)$$

$$\Delta I_{LT} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = T1 \cdot \left(\frac{V_s}{L1} - V_o \cdot \left(\frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} \right) \right) \quad (3.24)$$

b- T2 süresinde devre davranışı;



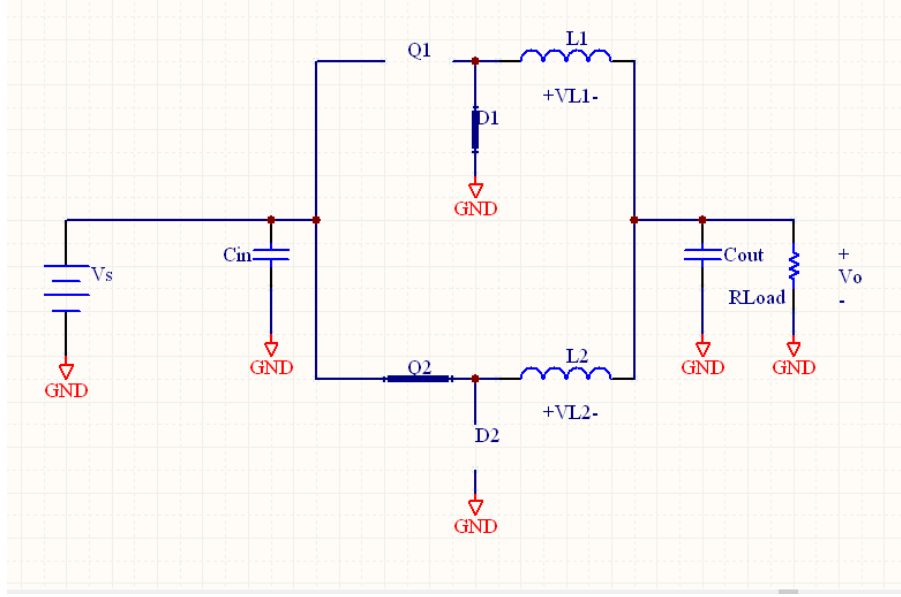
Şekil 3.13. Devrenin T2 süresindeki davranışı

$$\Delta I_{L1} = \frac{-V_o}{L1} \cdot T2 \quad (3.25)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{-V_o}{L2} \cdot T2 \quad (3.26)$$

$$\Delta I_{LT} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = \frac{-V_o}{L1} \cdot T2 + \frac{-V_o}{L2} \cdot T2 = -V_o \cdot T2 \cdot \left(\frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} \right) \quad (3.27)$$

c- T3 süresinde devre davranışı;



Şekil 3.14. Devrenin T3 süresindeki davranışı

$$\Delta I_{L1} = \frac{-V_o}{L1} \cdot T3 \quad (3.28)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_s - V_o}{L2} \cdot T3 \quad (3.29)$$

$$\Delta I_{LT} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = \frac{-V_o}{L1} \cdot T3 + \frac{V_s - V_o}{L2} \cdot T3 \quad (3.30)$$

$$\Delta I_{LT} = \Delta I_{L1} + \Delta I_{L2} = T3 \cdot \left(\frac{V_s}{L2} - V_o \cdot \left(\frac{1}{L1} + \frac{1}{L2} \right) \right) \quad (3.31)$$

d- T4 süresinde devre davranışı;

T4 süresinde devre davranışı T2 süresiyle aynıdır.

Toplam yük akımı, iki bobinden geçen akımın toplamından oluşur [43]. Her bir anahtardan (MOSFET) geçen etkin yük akımı;

$$I_{Q1} = I_{Q2} = \frac{I_{out}}{2} \quad (3.32)$$

r adet bobin varsa toplam bobin dalgalılık akımı;

$$\Delta I_{L1} = r \cdot I_Q \quad (3.33)$$

Bobin dalgalılık akımının ve endüktans değerinin hesaplanması;

f_{sw} anahtarlama frekansında, iki bobinden oluşan toplam bobin akımı $2f_{sw}$ değere sahiptir. Dolayısıyla PWM sinyalinin doluluk oranı D değil, 2D değere sahiptir. Çünkü T_{on} süresinde her bir çevirici aynı değere sahiptir fakat etkin zaman periyodu yarı değere düşer [43]. Bu sebeple toplam bobin akımı için etkin doluluk oranı değeri;

$$\frac{T_{on}}{0,5.T} = \frac{2.T_{on}}{T} = 2D \quad (3.34)$$

Her fazdaki peak-peak dalgalılık oranı 1-D ile orantılı olduğundan toplam bobin akımı dalgalılık oranı;

$$\Delta I_L = \frac{1-2D}{1-D} \times \text{her bir fazdaki bobin akımı dalgalılık değeri} \quad (3.35)$$

$$\Delta I_L = \frac{1-2D}{1-D} \cdot \Delta I \quad (3.36)$$

L endüktans değeri geleneksel buck çevirici değerine benzer olup sadece frekansa bağlı bir değişiklik söz konusu olduğundan T_{on} süresinde;

$$L = \frac{(V_S - V_{OUT}) \cdot D}{\Delta i_L \cdot 2 \cdot f_{sw}} \quad (3.37)$$

$$L1=L2=\frac{L}{2} \quad (3.38)$$

Eş. 3.37’de; V_{OUT} çıkış (yük) gerilimini, V_S giriş gerilimini, f_{sw} anahtarlama frekansını, D PWM sinyalinin doluluk oranını ve Δi_L bobinlerin toplam dalgalılık akımını ifade etmektedir [43].

Bobin peak akımı;

$$I_{pk} = I_{OUT} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (3.39)$$

Bobin peak akımı değeri I_{pk} , çıkış (yük) akımı ile bobin dalgalılık akımının yarı değerinin toplamına eşittir.

Çıkış kondansatörünün kapasite değerinin belirlenmesi;

C kapasitans değerinin hesaplanması geleneksel buck çevirici devresiyle benzer olup sadece frekansa bağlı bir değişiklik söz konusu olduğundan T_{off} süresinde;

$$C_{out} = \frac{(1-2D)}{8 \cdot (\Delta V_{C_{out}} / V_{OUT}) \cdot (2 \cdot f_{sw})^2 \cdot L} \quad (3.40)$$

Eş. 3.40’da $\Delta V_{C_{out}}$ çıkış kondansatörü dalgalılık gerilimini ifade etmektedir [42-43].

Örnek olarak çift katmanlı interleaved buck çevirici tasarımı yapalım;

Tablo 3.2. Örnek bir çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller

Anahtar sayısı, n	2
Giriş Gerilimi, V_S	30V
Çıkış Gerilimi, V_{OUT}	12V
Maksimum güç, P_{max}	250W
I_{OUT} yük akımı, (250W/12V)	20,84A
PWM Anahtarlama Frekansı, f_{sw}	100 kHz
Her bir bobin dalgalılık akımı/yük akımına oranı, ΔI	%30
Çıkış dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{out}}$	20mV
Giriş dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{in}}$	200mV
Donanım verimliliği, η	1

Tablo 3.2'deki verilerden yararlanıldığında;

a) Duty cycle oranı;

$$D = V_{out}/V_S \quad (3.40)$$

$D=0,4$ hesaplanır.

b) Toplam bobin akımı dalgalılık değeri;

$$\Delta I_L = \frac{1-2D}{1-D} \cdot \Delta I \quad (3.41)$$

$$\Delta I = \%30 \cdot I_{OUT} \quad (3.42)$$

$\Delta I_L = 2,08A$ hesaplanır.

c) Bobinlerin endüktans değerleri;

$$L = \frac{(V_S - V_{out}) \cdot D}{\Delta i_L \cdot 2 \cdot f_{sw}} \quad (3.43)$$

$$L1=L2=\frac{L}{2} \quad (3.44)$$

$L = 17,3\mu H, L1 = 8,65\mu H, L2 = 8,65\mu H$ hesaplanır.

d) Çıkış kondansatörünün kapasite değeri;

$$C_{out} = \frac{(1-2D)}{8 \cdot (\Delta V_{C_{out}}/V_{OUT}) \cdot (2 \cdot f_{sw})^2 \cdot L} \quad (3.45)$$

$C_{out} = 22\mu F$ hesaplanır.

e) Giriş kondansatörünün kapasite değeri;

$$C_{in} \geq \frac{dQ_{capin}}{dV_{in}} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot f_{sw} \cdot dV_{in}} \cdot \left(\frac{D}{n} - D^2 \right) \quad (3.46)$$

$C_{in} \geq 41,68\mu F$ bulunur.

3.3. Interleaved Buck Çevirici ve Geleneksel Buck Çevirici Devrelerinin Kıyaslaması

Geleneksel ve çift katmanlı buck çevirici devrelerini aynı örnek ve kabuller üzerinden sonuçlarını kıyaslamalı olarak yaparsak;

Tablo 3.3. Örnek bir buck çevirici devresi tasarımı için kabuller

Giriş Gerilimi, V_S	30V
Çıkış Gerilimi, V_{OUT}	12V
Maksimum güç, P_{max}	250W
I_{OUT} yük akımı, (250W/12V)	20,84A
PWM Anahtarlama Frekansı, f_{sw}	100 kHz
Her bir bobin dalgalılık akımı/yük akımına oranı, ΔI	%30
Çıkış dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{out}}$	20mV
Giriş dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{in}}$	200mV

Tablo 3.4. Geleneksel ve interleaved buck çevirici devrelerinin aynı örnek üzerinden sonuçlarının kıyaslanması

	Anahtar Sayısı	Duty Cycle Değeri	C_{in}	L_1	L_2	C_{out}	Bobin Akımı Dalgalılık Değeri, ΔI_L	Her Bir Bobin Akımı
Geleneksel Buck Çevirici	1	0,4	250uF	12,2uH		375uF	6,25A	20,84A
Interleaved Buck Çevirici	2	0,4	41,68uF	8,65uH	8,65uH	22uF	2,08A	10,42A

Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinin geleneksel buck çevirici devresine kıyasla avantajları özetle aşağıdaki gibidir [42-47];

- Bobin dalgalılık akımı değeri daha düşük olup, çıkış kondansatörü üzerindeki fiziksel baskı ve dalgalılık gerilimi daha düşüktür.
- Aynı güç değeri baz alındığında, her bir bobin akımı geleneksel buck çevirici devresine göre yarı değerdedir.
- Dalgalılık akımından kaynaklı güç kayıpları daha düşüktür. Bir başka deyişle devrenin enerji verimi daha yüksektir ve daha düşük hacimli soğutucu ekipmana ihtiyaç duyulmaktadır.
- Giriş ve çıkış katında kullanılan kondansatörlerin kapasite değeri çok daha düşüktür.
- Her bir mosfet akımı, yük akımının yarı değerindedir.
- Frekans ile bobin endüktans değeri ters orantılı olup, frekans 2 katına çıktığında bobin endüktans değeri yarı değere düşmektedir.

3.4. Uygulamada Kullanılan Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici ve Çok Fazlı PWM Denetleyici Devresi

Uygulamada Tablo 3.5’de gösterilen teknik özelliklere ve kabullere sahip çift katmanlı interleaved buck çevirici tasarımı yapılarak, optimum donanım devresi üzerinde adaptif MPPT algoritması kullanılarak enerji verimliliği analizleri teorik ve uygulamalı olarak yapılmıştır.

Tablo 3.5. Uygulamada kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller

Anahtar sayısı, n	2
Giriş gerilimi, V_S	75V
Çıkış gerilimi, V_{OUT}	24V
Maksimum güç, P_{max}	600W
Yük akımı, I_{OUT} (600W/24V)	25A
PWM anahtarlama frekansı, f_{sw}	50 kHz
Her bir bobin akımı dalgalılık oranı/Çıkış akımı, ΔI	%30
Çıkış dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{out}}$	20mV
Giriş dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{in}}$	200mV

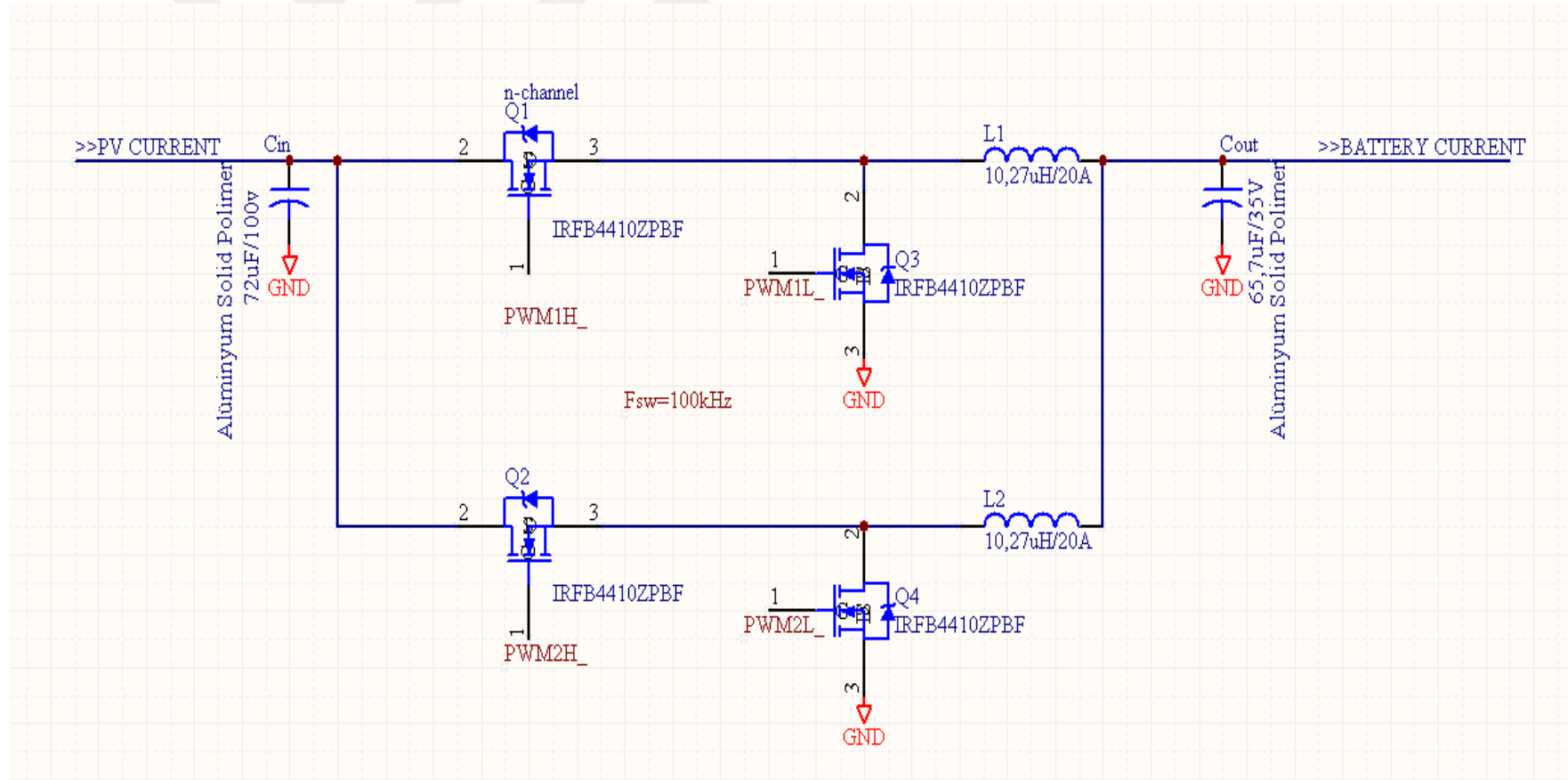
Tablo 3.6. Uygulamada kullanılacak geleneksel ve çift katmanlı interleaved buck çevirici devrelerindeki devre elemanlarının belirlenmesi

	Anahlar Sayısı	Duty Cycle Değeri	Cin	L1	L2	Cout	Bobin Akımı Dalgallık Değeri,	Her Bir Bobin Akımı	Bobin Peak Akımı	f (kHz)
Geleneksel Buck Çevirici	1	0,32	272uF	22,32uH		457uF	7,5A	25A	28,75A	100
Interleaved Buck Çevirici	2	0,32	72uF	10,27uH	10,27uH	65,7uF	3,97A	12,5A	14,48A	100
Geleneksel Buck Çevirici	1	0,32	544uF	44,8uH		911uF	7,5A	25A	28,75A	50
Interleaved Buck Çevirici	2	0,32	144uF	20,55uH	20,55uH	262,8uF	3,97A	12,5A	14,48A	50

Tablo 3.6'daki verilerden aşağıdaki önemli sonuçlar elde edilmektedir;

Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinde frekans ve kondansatörü kapasite değeri ters orantılı olup, frekans 2 katına çıktığında çıkış kondansatörü kapasite değeri dörtte bir değerine ve giriş kondansatörü kapasite değeri yarı değere düşmektedir.

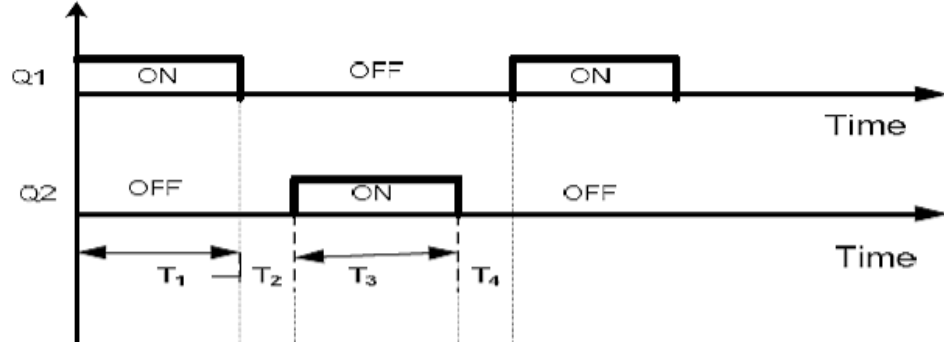
Aynı şekilde frekans 2 katına yükseltildiğinde, bobin endüktans değeri yarı değere düşmektedir ancak bobin dalgallık akımı değişmemektedir.



Şekil 3.15. Uygulamada ve MATLAB/Simulinkte kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi (multiphase or two phase pwm mode)

Tablo 3.7. Geleneksel ve interleaved buck çevirici tasarım denklemleri

FORMÜLLER	Toplam bobin dalgallılık değeri	Cin	L1	L2	Cout
Geleneksel buck çevirici	$\Delta I_L = \Delta I$	$C_{in} \geq \frac{dQ_{capin}}{dV_{in}} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot f_{sw} \cdot dV_{in}} \cdot \left(\frac{D}{n} - D^2\right)$	$L = (V_{OUT} + V_D) \cdot \frac{(1-D)}{\Delta i_{L1} \cdot f_{sw}}$		$C_{out} = \frac{(1-D)}{8 \cdot (\Delta V_{Cout}/V_{OUT}) \cdot (n \cdot f_{sw})^2 \cdot L}$
Interleaved buck çevirici	$\Delta I_L = \frac{1-2D}{1-D} \cdot \Delta I$	$C_{in} \geq \frac{dQ_{capin}}{dV_{in}} = \frac{I_{out}}{\eta \cdot f_{sw} \cdot dV_{in}} \cdot \left(\frac{D}{n} - D^2\right)$	$L1 = \frac{(V_s - V_{out}) \cdot D}{\Delta i_L \cdot 4 \cdot f_{sw}}$	$L2 = \frac{(V_s - V_{out}) \cdot D}{\Delta i_L \cdot 4 \cdot f_{sw}}$	$C_{out} = \frac{(1-2D)}{8 \cdot (\Delta V_{Cout}/V_{OUT}) \cdot (2 \cdot f_{sw})^2 \cdot L}$



Şekil 3.16. Çift katmanlı interleaved buck çevirici sinyal grafiği

Şekil 3.16’da Q1 ve Q2 anahtarlama sinyalleri gösterilmiştir. Q1 ve Q2 sinyalleri aynı duty cycle ve frekans değerine sahip olmakla birlikte aralarında 90 derece faz farkı vardır.

$$T_1 = T_3 \quad (3.47)$$

$$T_2 = T_4 \quad (3.48)$$

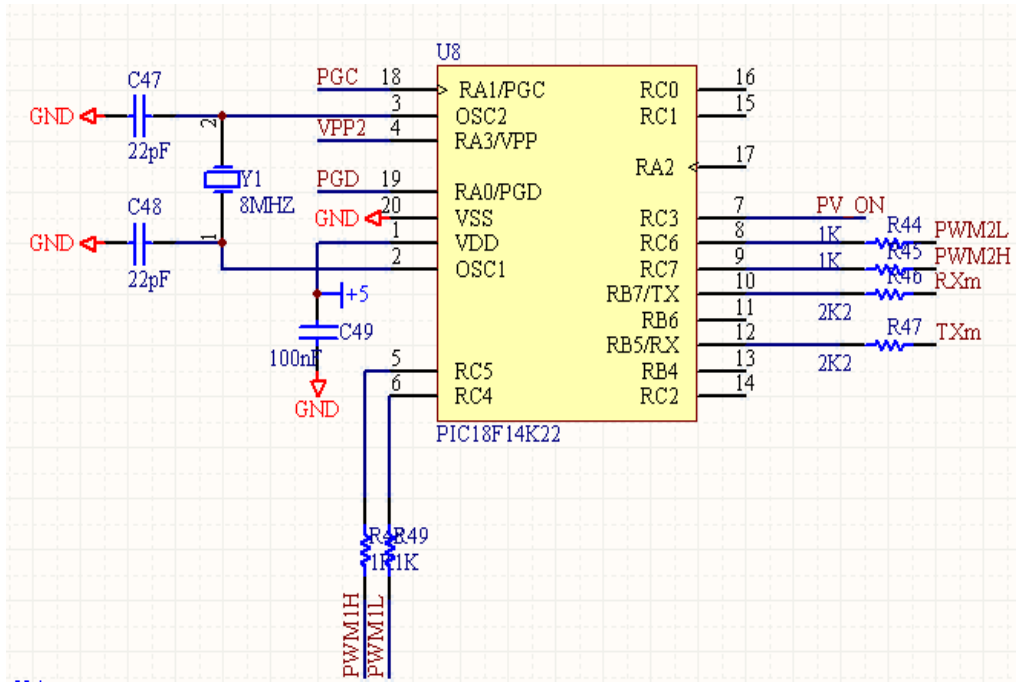
$$T_1 + T_2 = T_3 + T_4 \quad (3.49)$$

$$T = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 \quad (3.50)$$

$$f = 1/T \quad (3.51)$$

Devre frekansı f olmakla birlikte, Q1 ve Q2 anahtarlama frekanslarının devreye toplam etkisi $2f$ kadardır.

Devrenin çift katmanlı interleaved buck çevirici olarak çalışabilmesi için Q1 ve Q2 anahtarlama sinyalleri arasında 90 derece faz farkı korunması gerektiğinden, çok fazlı (multiphase) PWM denetleyicisi kullanılması gerekmektedir. Bu çalışmada yazılım kolaylığı sağlamak için çok fazlı (multiphase) PWM denetleyicisi olarak slave mikro denetleyici kullanılmıştır.



Şekil 3.17. Çok fazlı (multiphase) PWM denetleyicisi

Şekil 3.17’da görüldüğü üzere çok fazlı PWM kontrolör olarak mikrodnetleyici kullanılmıştır. Mikrodnetleyicinin osilatör frekansı 8MHz olmasına karşın mikrodnetleyicide yer alan iç PLL devresi kullanılarak mikrodnetleyici frekansı 64MHz’e yükseltilmiştir. Böylece komutlardan kaynaklı gecikmelerin en aza indirgenmesi ve daha hassas PWM frekansı elde edilmesi sağlanmıştır.

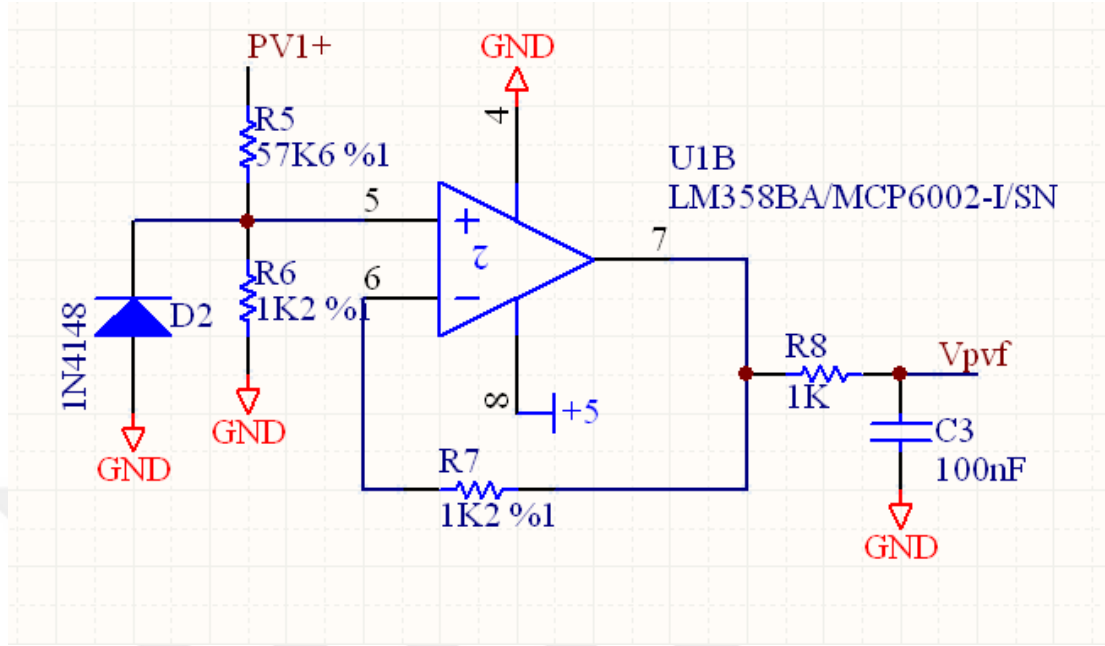
3.5. Veri Toplama Devreleri ve Araçları

Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi ile enerji verimliliğinin hesaplanması için; FV panelin akım ve gerilimi, devrenin çıkış akımı, başka bir ifade ile akü şarj akımının ve geriliminin hesaplanması gerekmektedir. Bu verilerle optimum donanım üzerinde MPPT algoritmalarının çalıştırılması ile güneş panelinden elde edilen güç ve çıkışa aktarılan güç değerleri hesaplanabilmekte ve sistemin enerji verimliliği analiz edilebilmektedir.

3.5.1. Gerilim okuma devreleri

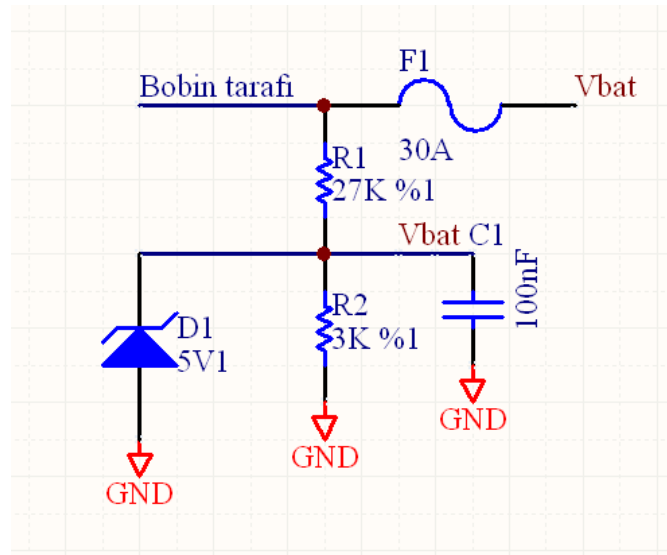
FV panel gerilimini okumak için Şekil 3.18'deki gerilim izleme devresi kullanılmıştır. Bu devrede FV panelin ters bağlantı durumuna karşı opampı korumak için diyot kullanılmıştır. R1 ve R2 direnç değerleri mikrodenetleyicide yer alan Analog Dijital

Çevirici'nin hassasiyetine ve belirlenen FV panel açık devre gerilimine göre değiştirilebilmektedir.



Şekil 3.18. FV panel gerilimi izleme devresi

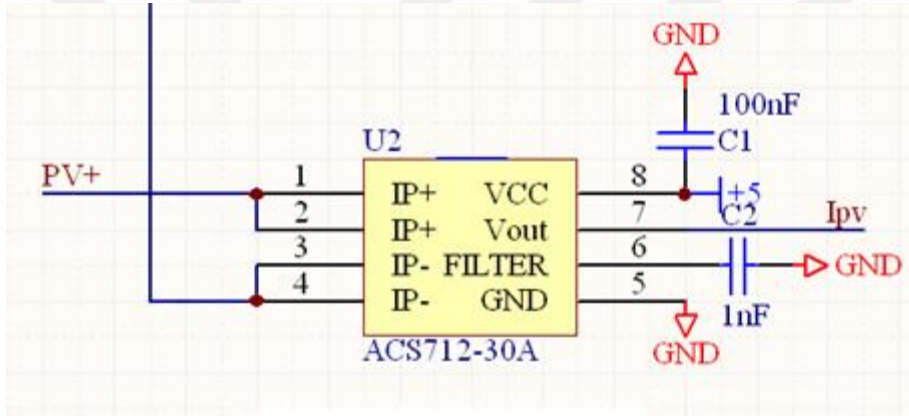
Akü gerilimini elde etmek için Şekil 3.19'daki devre kullanılacaktır. Bu devrede hem FV panel tarafından gelebilecek yüksek gerilimlerden hem de akünün devreye ters bağlanması durumunda mikrodenetleyiciyi korumak için diyot ve sigorta kullanılmıştır.



Şekil 3.19. Akü gerilimi izleme devresi

3.5.2. Akım okuma devreleri

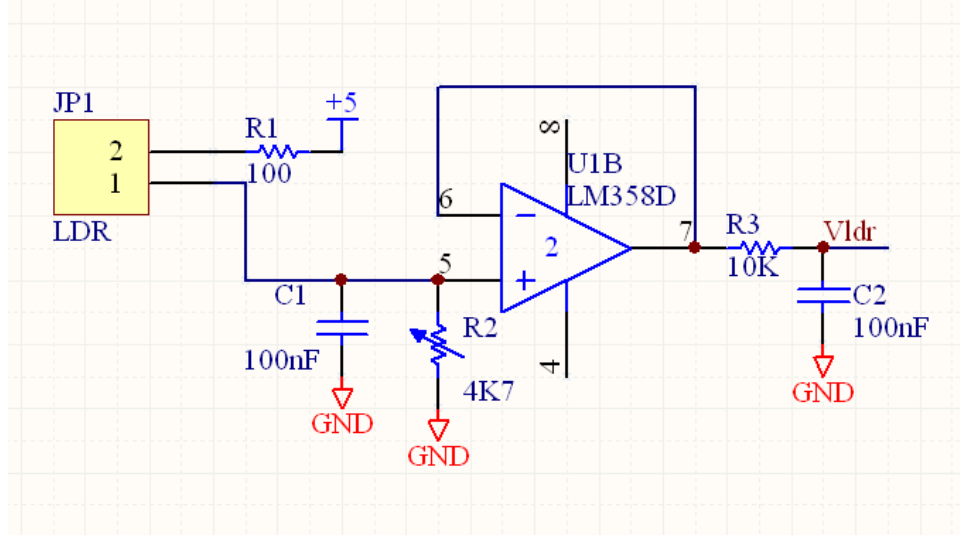
Hem panel akımını hem de buck çevirici çıkışı toplam akım değerini ölçmek için Şekil 3.20'deki akım okuma devresi kullanılacaktır. ACS712-30A entegresinin avantajı $\pm 30A$ dc akımı $\pm 1,5$ hatayla yüksek doğrulukta okumayı sağlamaktadır. Ancak dezavantaj olarak entegrenin iletken direncinden kaynaklı güç kaybı hariç olmak üzere iç tüketim akımı yaklaşık 10mA olup 24 saatte yüksek sayılabilecek bir güç tüketimine (1,2 Wh/24 saat) sebep olmaktadır. Hem panel akımını (I_{pv}) hem de çevirici çıkışı akımını (I_{bat}) hesaplamak için bu devreden iki adet kullanılmaktadır. Devrede filtre amacıyla 1nF kondansatör kullanılmaktadır. Entegre 1 ampere karşılık 66mV gerilim üretmektedir. Analog dijital çevirici (ADC) ile akım doğrusal olarak hesaplanmaktadır. Entegrede akımın aktığı iletkenin direnci 1,2 mohm'dur [48].



Şekil 3.20. FV panel ve akü şarj akımını izleme devresi

3.5.3. Foto direnç (LDR-Light Dependent Resistor) sensör devresi

Foto dirençler, üzerine düşen ışık miktarıyla direnci ters orantılı olarak değişen elemandır. Foto direnç, üzerine düşen ışık arttıkça direnç değeri lineer olmayan bir şekilde azalır. Foto direncin aydınlıkta direnci minimum, karanlıkta maksimumdur. Hem AC devrede, hem DC devrede aynı özellik gösterir. Şekil 3.21'de gösterilen devrede referans ışık düzeyine ayarlanan direnç değeriyle ışık değişimi oranı hesaplanabilmektedir.



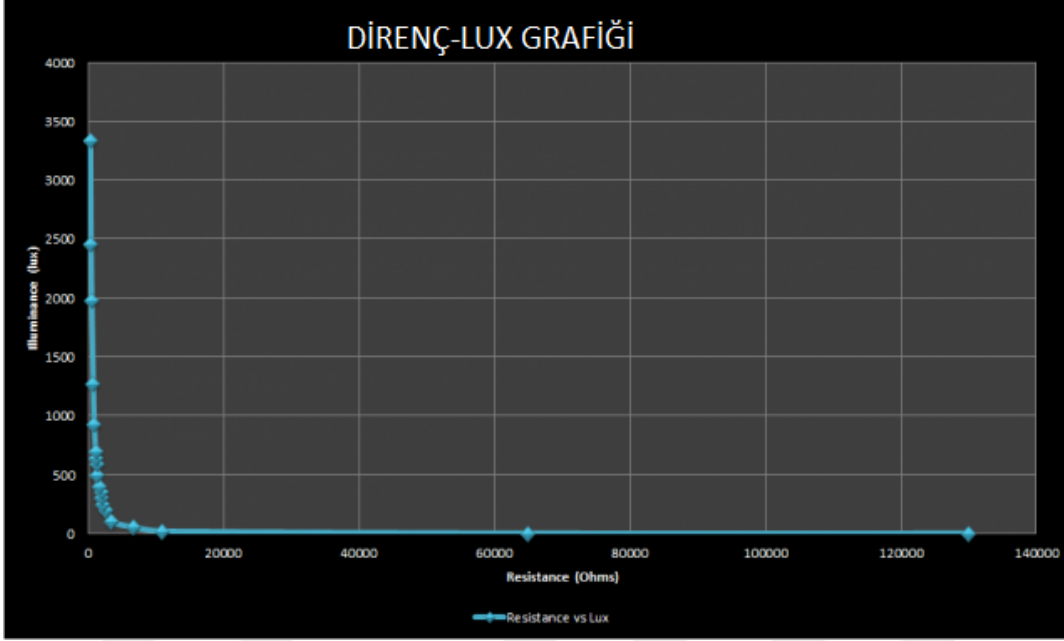
Şekil 3.21. Foto direncin direnç değerini okuma devresi

Tablo 3.8. Örnek bir LDR veri tablosu [49]

Parametre	Koşullar	Min	Tipik	Max	Birim
Hücre direnci	1000 LUX	-	400	-	Ohm K Ohm
	10 LUX	-	9	-	
Karanlıktaki direnci	-	-	1	-	M Ohm
Karanlıktaki kapasitesi	-	-	3,5	-	pf
Yükselme süresi	1000 LUX	-	2,8	-	ms
	10 LUX	-	18	-	ms
Düşme süresi	1000 LUX	-	48	-	ms
	10 LUX	-	120	-	ms
AC/DC dayanım gerilimi		-	-	320	V max
Dayanım akımı		-	-	75	mA max
Güç dayanımı				100	mW max
Çalışma sıcaklığı		-60	-	+75	Derece C°

Tablo 3.9. Aydınlatılma koşullarına bağlı aydınlık düzeyi seviyeleri [49]

Aydınlatma koşulu	Düşük (lux)	Yüksek (lux)	Ortalama (lux)
Zifiri karanlık	0	10	5
Çok karanlık	11	50	30
Karanlık - iç mekan	51	200	125
Düşük - iç mekan	201	400	300
Normal - iç mekan	401	1.000	700
Yüksek - iç mekan	1.001	5.000	3.000
Düşük - dış mekan	5.001	10.000	7.500
Bulutlu dış mekan	10.001	30.000	20.000
Doğrudan güneş ışınımı	30.001	100.000	65.000



Şekil 3.22. Foto direnç değeri ve aydınlık düzeyi eşitlik grafiği [50]

Şekil 3.22’de görüldüğü üzere foto direnç değeri ile aydınlık düzeyi arasında doğrusal bir bağıntı olmadığından düzeltme için matematiksel çevrimlere ve yazılımsal kodlara ihtiyaç bulunmaktadır [50].

3.5.4. Fotodiyot ile lüksmetre tasarımı

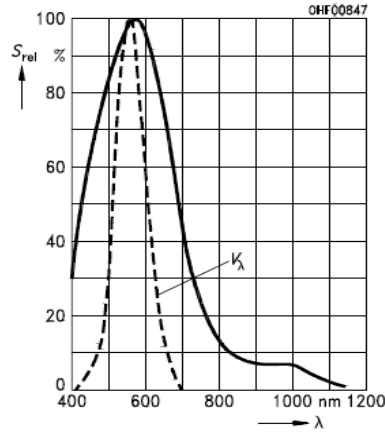
MPPT devresinde FV panelden elde edilen V_{pv} , I_{pv} ile foto sensörden elde edilen ortamın aydınlık düzeyi (L_x , lumen/m²) verileri geliştirilen MPPT algoritmasında işlenmektedir. Algoritma sonucunda adaptif olarak PWM sinyalinin doluluk oranı değiştirilmekte ve çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi sürülerek daha kısa sürede MPP yakalanmakta, bir başka deyişle maksimum enerji verimi elde edilmektedir.

Ortamın aydınlık düzeyini elde etmek için LDR, fotodiyot ve fototransistör gibi yarı iletken sensörler kullanılmaktadır [51]. Piyasada üretilen lüksmetre cihazlarında sensör olarak genellikle foto diyotlar kullanılmaktadır.

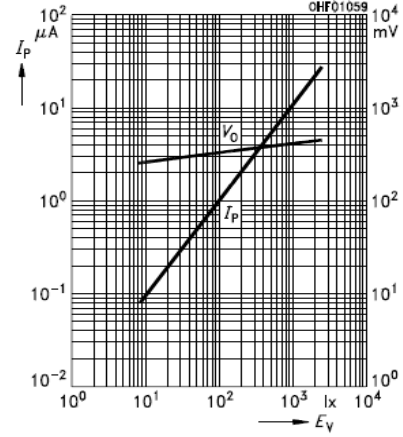
Foto diyot, üzerine ışık düştüğünde katot ucundan anot ucuna doğru sızıntı akımı geçiren elemanlardır. Üzerine düşen ışık şiddeti arttığında ters yön sızıntı akım değeri artar. Ters yönde oluşturduğu sızıntı akımı aydınlık düzeyi değeri olan l_x parametresine çevrilmektedir. İleri yönde ise normal diyot gibi işlev görmektedir. Farklı dalga boylarında ve ışık spektrumlarına göre üretilmektedir. İnsan gözü 380-

760nm aralığındaki dalga boylarını görebilmektedir. LDR'ye göre tepki ve cevap verme süresi çok hızlı olup daha sağlam ve uzun ömürlü bir yapısı vardır. LDR'de elde edilen direnç değeri doğrusal olarak lx (lux) değerine çevrilemediğinden çevrim için eksponensiyel çevrim denklemlerine ihtiyaç duyulmakta ve hassas doğrulukta sonuçlar elde edilememektedir. Foto diyottan elde edilen akım değeri ise doğrusal olarak lx değerine çevrilebilmekte ve yüksek doğrulukta sonuç elde edilebilmektedir.

Relative Spectral Sensitivity ^{1) page 7}
 $S_{rel} = f(\lambda)$



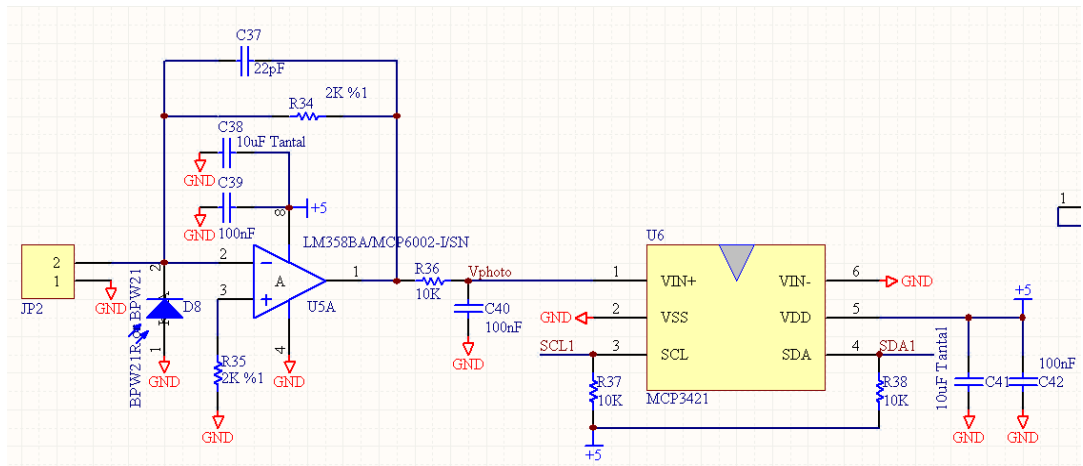
Photocurrent / Open-Circuit Voltage
 $I_P (V_R = 5 V) / V_O = f(E_V)$



Şekil 3.23. BPW 21 fotodiyotun spektral dalgaboyu grafiği ile sızıntı akımı-lx çevrim grafiği [52]

Şekil 3.23'te BPW 21 fotofiyotun sızıntı akımı ve aydınlık düzeyi-lux çevrim grafiği yer almaktadır. Görüldüğü üzere sızıntı akımının lx parametresine çevrimi son derece doğrusal bir karakteristiğe sahiptir.

Şekil 3.23'ten $1 \text{ lx} = 10 \text{ nA}$ olduğu anlaşılmaktadır.



Şekil 3.24. Fotodiyotun akım değerini okuma devresi

Şekil 3.24'teki devrede fotodiyot sızıntı akımı değeri, gerilim değerine hassas şekilde dönüştürülmektedir. Devre çıkışında yüksek frekanslı sinyalleri engelleyen alçak geçiren filtre kullanılmıştır. Bu devre ile 700.000 lx'e kadar değer okunabilmektedir.

Şekil 3.24'ten;

$$V_{OUT} = I_{sensor} \cdot R \quad (3.52)$$

1 lx için elde edilecek gerilim seviyesi;

$$V_{OUT} = 10nA \cdot 2K = 20uV \text{ bulunur.}$$

Eş. 3.52'ye göre fotodiyottan 1 lx için üretilen 10nA akım değeri opamp ile kuvvetlendirilerek 20uV'a çevrilmiştir. 15bit çözünürlüğe sahip ADC entegresi (2,048V ref. geriliminde 1bit=62,5uV) aracılığıyla okunan gerilim değeri, 1 lx'e eşit olan 20uV'ye bölünerek toplam lx değeri elde edilmektedir.

3.5.5. Piranometre (W/m² solar radyasyon sensörü)

Piranometre güneşten gelen global radyasyon değerini, yatay düzlemde ölçen ve ölçülen değeri W/m² olarak ileten bir cihazdır. Yatay bir düzlemde atmosfer geçişinde kırılıma uğramadan direkt sensöre ulaşan ışınlar ile yeryüzüne ulaşan ve 360° açıyla çevreden yansıyan ışınlar da sensöre ulaşır ve oluşan bu toplam ışınlar global radyasyon değerini vermektedir.

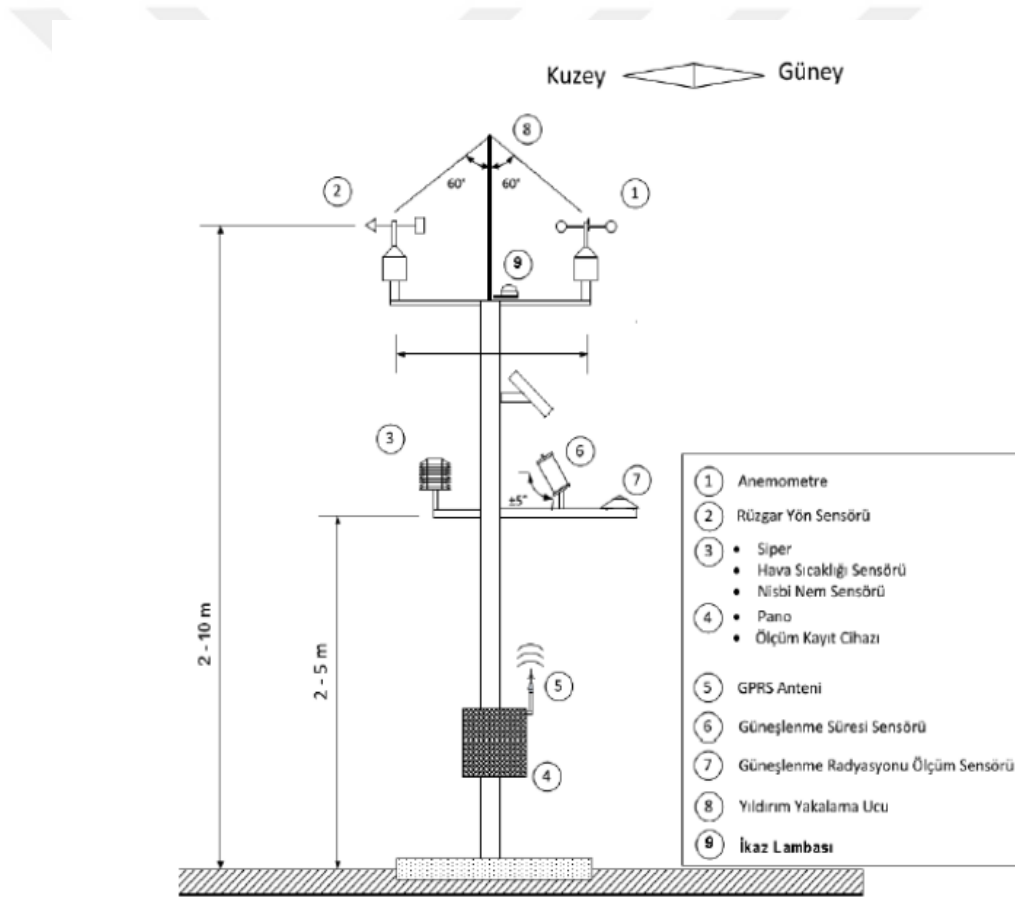


Şekil 3.25. Piranometre [53]

Piranometre ülkemizde yenilenebilir enerji yatırımlarının fizibilitesinde kullanılacak verileri elde etmek için yasal olarak kullanılması gereken bir cihazdır. Türkiye'de lisanslı GES ve RES projeleri için 10 Temmuz 2012 tarihli ve 28349 sayılı Resmi

Gazete’de “Rüzgar Ve Güneş Enerjisi’ne Dayalı Lisans Başvuruları İçin Yapılacak Rüzgar Ve Güneş Ölçümleri Uygulamalarına Dair Tebliğ” yayımlanmış [54], bu tebliğ ile önlisans başvuruları için güneş enerjisi santrali yapılacak sahada minimum 1 yıl süre ile aşağıdaki parametrelerin ölçümü zorunlu kılınmıştır;

- Global radyasyon değeri (W/m^2),
- Güneşlenme süresi (hour, h),
- Sıcaklık (C),
- Bağıl nem (%),
- Rüzgar hızı (m/s)
- Rüzgar yönü



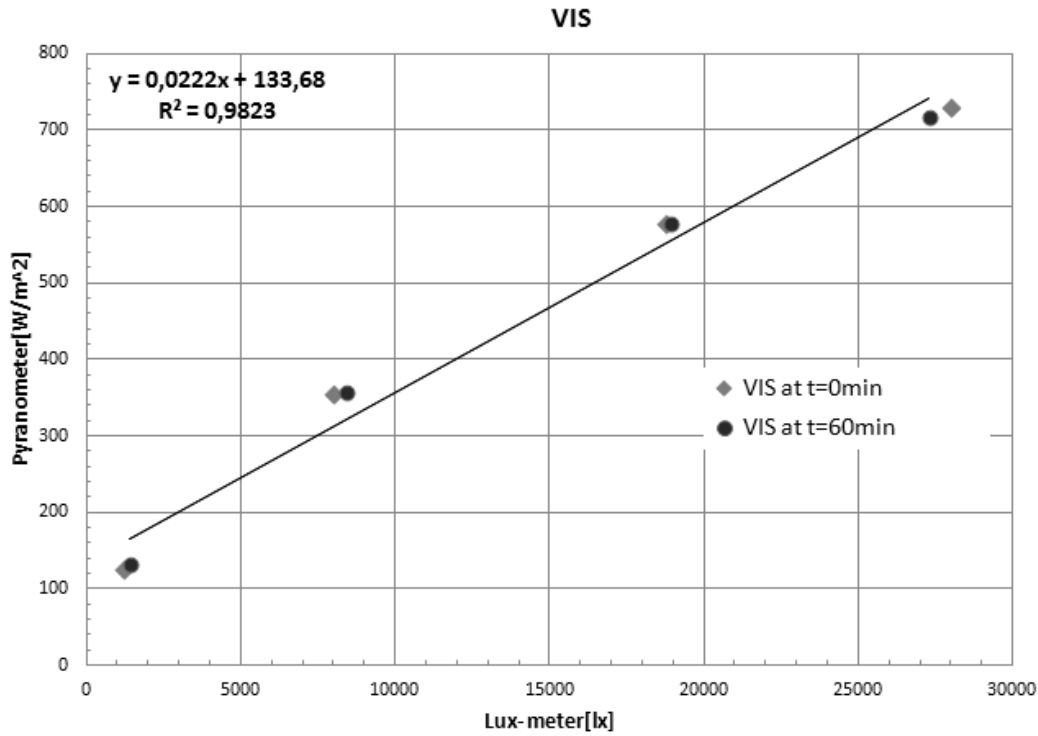
Şekil 3.26. Güneş ölçüm istasyonu şematik gösterimi [54]

3.5.6. Solar radyasyon değeri ile aydınlık düzeyi arasındaki bağıntı

Adaptif MPPT algoritmasının geliştirilmesinde piranometre kullanımı ile üçüncü giriş parametresi olarak $watt/m^2$ verisinin elde edilmesi düşünülmüş ancak bu ekipmanın

fiyatının yüksekliği önemli bir dezavantaj olarak görülmüştür. Bu sebeple düşük maliyete sahip fotodiyot içeren lüksmetre devresi çalışmaya dahil edilmiştir.

Ciobanu ve ark. (2014) tarafından yapılan çalışmada; iç ortamda solar kaynak olarak kullanılan halojen lambalar (VIS) ile yapılan deneysel testte, A sınıfı bir piranometre (Delta Ohm, LP PYRAN 03AC) ve bir lüksmetre (MAVOLUX, 5032C/B) kullanımı ile elde edilen ölçümler sonucunda, solar radyasyon ve aydınlık düzeyi arasındaki bağıntı Şekil 3.27’de gösterilmiştir [55].



Şekil 3.27. A sınıfı piranometre ve lüksmetre ile iç ortamda VIS lambalar ile yapılan testte elde edilen W/m² ve lx sonuç grafiği [55]

Michael (2019) tarafından yapılan çalışmada, solar radyasyon kaynağı olarak iç ortamda solar simülatör ve dış ortamda güneş kaynağı ile yapılan deneysel testlerde, piranometre ve lüksmetre ölçüm sonuçlarında solar radyasyon ve aydınlık düzeyi arasındaki bağıntı Tablo 3.10’da gösterilmiştir [56].

Tablo 3.10. İç ve dış ortam testlerinde elde edilen W/m² ve lx çevrim sonuçları [56]

Kaynak	Sonuçlar
CIE 2008 data hesaplaması	1 W/m ² = 116 lx
İç ortam laboratuvar simülasyonu	1 W/m ² = 116 ± 3 lx
Dış ortam solar ölçümü	1 W/m ² = 122 ± 1 lx

Şekil 3.27’de $1 \text{ W/m}^2=34,5 \text{ lx}$ ve Tablo 3.10’da $1 \text{ W/m}^2 = 116 \text{ lx}$ eşitliği elde edilmiştir. İki deneysel test sonuçlarına göre W/m^2 ve lx eşitlik değerleri birbirinden farklı olmasına rağmen, her iki çalışmada da aydınlık düzeyi ile solar radyasyon arasında doğrusal bir bağıntı olması lx sonucunun adaptif MPPT algoritmasında kullanımının uygunluğunu kanıtlamaktadır.





4. ADAPTİF MPPT ALGORİTMASININ GELİŞTİRİLMESİ VE MPPT ŞARJ REGÜLATÖRÜ TASARIMI

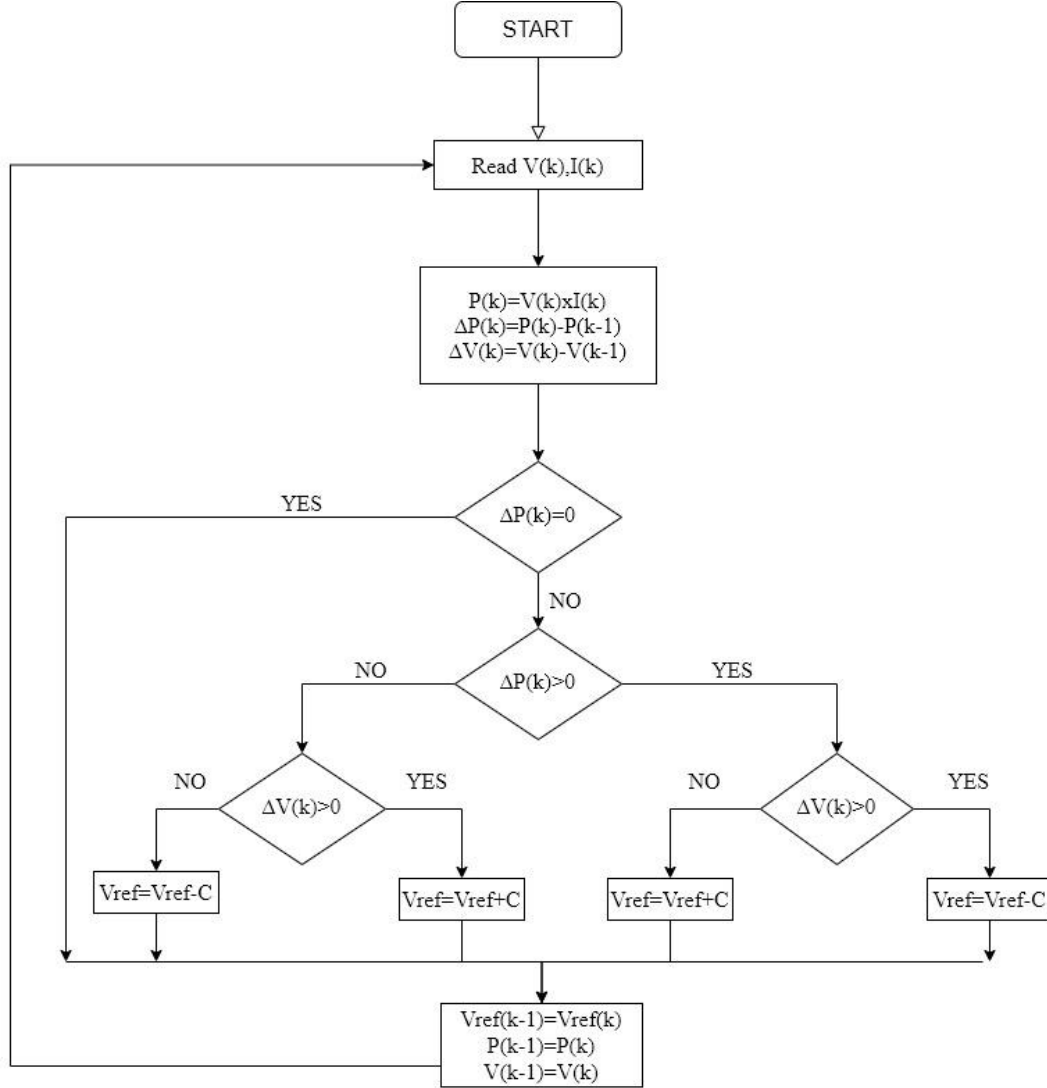
MPPT kontrollerinde, enerji verimliliği açısından temelde belirleyici olan; kullanılan algoritma ve bu algoritmanın minimum kayıpla ve en yüksek hızla MPP'yi izlemedeki başarısıdır. MPPT denetimi için geleneksel, adaptif/modifiye geleneksel, yapay zeka ve biyolojik yapıli MPPT algoritmaları kullanılmaktadır. Bu denetim yöntemleri Bölüm 1'de detaylı olarak açıklanmıştır.

Adaptif olmayan, geleneksel algoritmalar içerisinde en yaygın olarak kullanılan P&O ve artan iletkenlik algoritmalarıdır [5-10]. Bu algoritmalarda temelde FV panele ait V_{pv} gerilim ve I_{pv} akım parametreleri kullanılmaktadır. Bu parametreler yardımı ile MPP takip edilmektedir. Bu bölümde V_{pv} ve I_{pv} parametreleri haricinde, üçüncü bir veri giriş parametresi aydınlık düzeyi (lx, lux) verisi ile yeni bir adaptif MPPT algoritması geliştirilmiş ve bu algoritmaya adaptif özelliğe sahip "Hızlandırılmış P&O Algoritması" adı verilmiştir. Geliştirilen bu algoritma dışarıdan kullanıcı tarafından herhangi bir veri giriş parametresine ihtiyaç duymamakta, dolayısıyla sistemden (FV panel sayısı ve gücü, string sayısı, toplam FV güç vb.) tamamen bağımsız bir algoritmadır.

MPPT denetimi haricinde sistem verimliliğini belirleyen ikinci ana unsur, donanım olarak en az enerji kaybı sağlayan, bir başka deyişle en yüksek enerji verimliliği sağlayan DC-DC çevirici tipi ve bu çeviricilerde kullanılan komponent seçimidir. Elektrik şebekesinin ulaşmadığı yerlerde yaygın olarak kurulan off-grid depolamalı GES projelerinde sistem bileşeni olarak; FV paneller, solar şarj regülatörü, aküler ve invertörler kullanılmaktadır. Bu projelerde FV panelden üretilen enerjiyi en az kayıpla akülere depolayan temel ürün solar şarj regülatörüdür. Bu projelerde genellikle 12, 24 ve 48 volt sistem gerilimine sahip aküler kullanılmakta ve kullanılan FV panel gerilimi akü geriliminden yüksek seçildiğinden ötürü bu tez çalışmasında çıkış gerilimi giriş geriliminden düşük olan buck çevirici tabanlı solar MPPT şarj regülatörü geliştirilmiştir. Bölüm 3'te açıklanan donanım üstünlüklerinden dolayı, en iyi enerji verimliliği sağlayan çift katmanlı interleaved buck çevirici devre tipi tercih edilmiştir. "Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması" sadece buck çevirici tabanlı solar şarj

regülatörlerinde değil, boost, buck-boost çevirici tiplerine sahip şarj regülatörlerinde ve on-grid invertörlerde de kullanılması uygundur.

4.1. Perturb&Observe (P&O, Saptır&Gözle) MPPT Algoritması

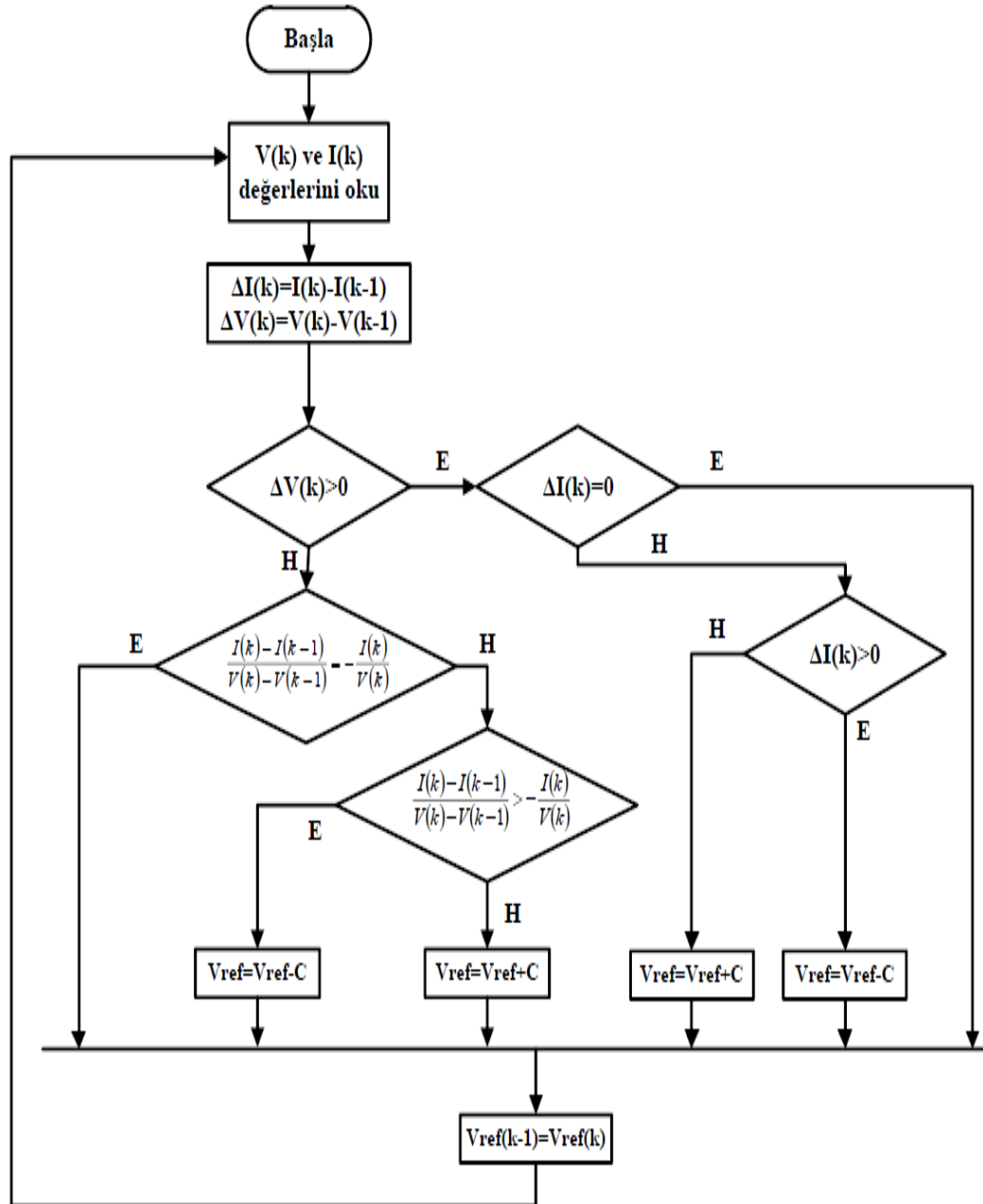


Şekil 4.1. P&O algoritması akış diyagramı[5-10]

P&O algoritması uygulanabilirliği açısından basit bir yapıya sahip olduğu için en çok kullanılan bir metottur. Şekil 4.1’de bu algoritmaya ait akış diyagramı gösterilmektedir. Bu algoritma, FV sistemin çıkış gücünün gözlenmesine ve sistemin gerilim veya akım değerinin bir sonraki değişiminin hesaplanması prensibine dayanmakta olup algoritma MPP’ye ulaşınca kadar referans akım veya gerilim değerini (V_{ref} , PWM doluluk oranı) bir başka ifade ile PWM doluluk oranını sürekli olarak her bir algoritma çevriminde bir adım (sabit C değişkeni kadar) arttırır ya da azaltır. Dolayısı ile algoritma sürekli olarak MPP’yi arama işlemi yaptığı için

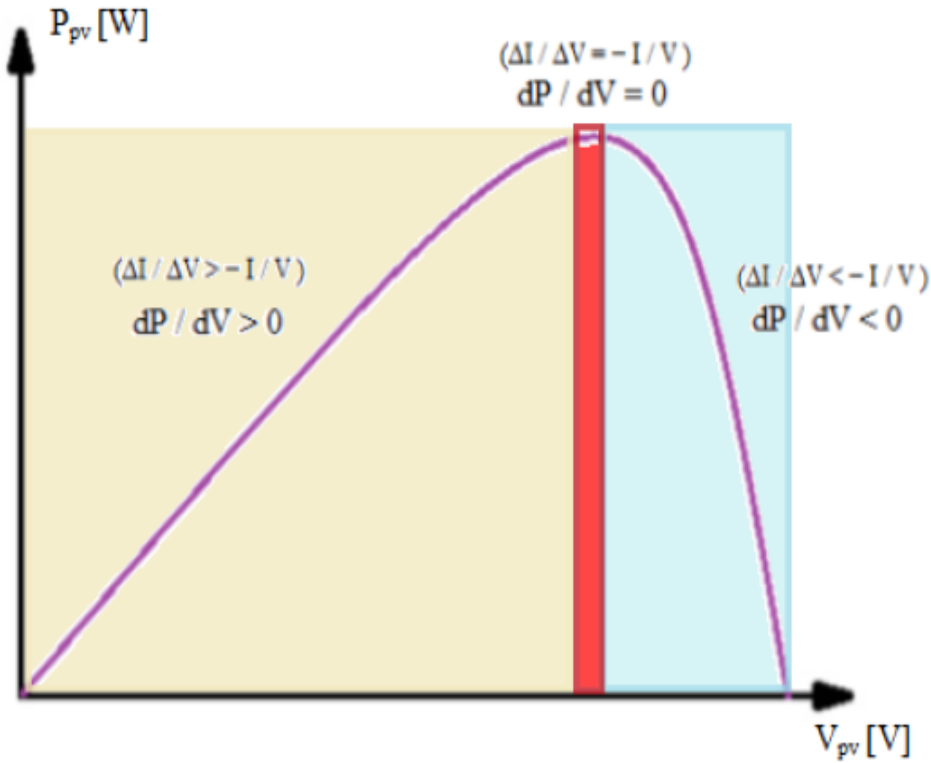
maksimum güç noktasında sabitlenemez. Bu durum, algoritmanın MPP etrafında salınım yapmasına neden olmaktadır. Bu algoritmanın en büyük dezavantajı, ani solar radyasyon değişiminde hedef PWM doluluk değeri de uzağa konumlandığından MPP geç yakalanmakta ve yüksek enerji kaybı yaşanmaktadır[11-30].

4.2. Incremental Conductive (Artan İletkenlik) MPPT Algoritması



Şekil 4.2. Artan İletkenlik (Incremental Conductance) Algoritması akış diyagramı [5-9]

Artan İletkenlik (Incremental Conductance - IC) yönteminin çalışması temel olarak FV panel çıkış gücünün değişiminin (dP), panel geriliminin değişimine (dV) oranının sıfır olduğu yerin MPP olduğu prensibine dayanmaktadır ($dP/dV=0$). Eğer bu oran sıfırdan büyük ise ($dP/dV > 0$), sistemin o anki çalışma noktasının MPP'nin sol tarafında olduğu anlaşılmaktadır. Değişimlerin oranı sıfırdan küçük olduğunda ise ($dP/dV < 0$), çalışma noktasının MPP'nin sağ tarafında olduğu anlaşılmaktadır. Artan iletkenlik metoduna ait akış diyagramı Şekil 4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 4.3. Artan İletkenlik (Incremental Conductance) Algoritması temel prensibi [57]

Şekil 4.3'te verilen eğri Artırımsal İletkenlik Algoritması'nın temelini oluşturmaktadır. Şekilden anlaşılabacağı üzere, bu yöntem ile FV panelin çalışma noktasının, panel çıkış gücünün eğiminin sıfır olduğu yerin maksimum güç noktası, pozitif olduğu yerin MPP'nin sol tarafı, negatif olduğu yerin MPP'nin sağ tarafı olduğu bilinmektedir. Bu yöntemde de Saptır&Gözle yönteminde olduğu gibi panel akımı ve gerilimi gözlemlenir. MPPT algoritması, iletkenliği hesaplar ve buna göre MPP'ye ulaşana kadar referans gerilimi, akımını veya bağlı iletim süresini (C) artırır veya azaltır [57].

Bu algoritmanın geleneksel MPPT algoritmalarının en büyük dezavantajı, ani solar radyasyon değişiminde hedef PWM doluluk değeri de uzağa konumlandığından MPP geç yakalanmakta ve yüksek enerji kaybı yaşanmaktadır[11-30].

4.3. P&O ve Artan İletkenlik Algoritmalarının Karşılaştırılması

Kırcioğlu ve ark. (2017) P&O ve Artan İletkenlik MPPT algoritmalarının EN 50530 dinamik verim testine göre performanslarını değerlendirmişlerdir. MPPT algoritmaları, FV simülatör ve tasarlanan SEPIC DA/DA dönüştürücü ile gerçekleştirilmiş, tüm denetim işlemleri için TMS320F28377 DSP işlemcisi kullanılmıştır. Test sonuçlarında, her iki MPPT algoritmasının verim değerleri birbirine çok yakın olarak elde edilmiştir. P&O ve Artan İletkenlik algoritmalarının ortalama verimlilikleri, düşük bölgede (100-500 W/m²) sırasıyla% 99,13 ve % 99,08 olarak elde edilmiştir. Düşük-orta bölgede (300-1000 W/m²) P&O ve Artan İletkenlik (IC) yöntemlerinin ortalama verimlilikleri sırasıyla% 99,32 ve 99,38'dir. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan sistem ile her iki algoritma, yukarıda değinilen ışıyım değişimlerine hızlı cevap verebilmiş ve ortalama verimlilikleri % 99'un üzerinde elde edilmiştir. Ayrıca her iki algoritmanın ışıyım değişimlerini izleyebilme performansı ve verimlerinin birbirine çok yakın olduğu gösterilmiştir [57].

Dandoussou ve ark. (2017) Matlab/Simulink'te 60Wp panel ile yaptıkları simülasyonda, geleneksel P&O ve Artan İletkenlik MPPT algoritmalarını gün boyu teste tabi tutmuş, her iki algorithmada da günlük erişilen maksimum gücün ve üretilen enerjinin birbirine eşit olduğunu göstermişlerdir [58].

Artan İletkenlik Algoritması'nın P&O Algoritması'na göre avantajı hızlı değişen çevresel koşullara uyum sağlaması olarak belirtilirken her iki algorithmada da MPP'yi ararken üretecekleri referans sinyalin (PWM doluluk oranı) değişimi sabit bir değişken vasıtası ile yapılmaktadır.

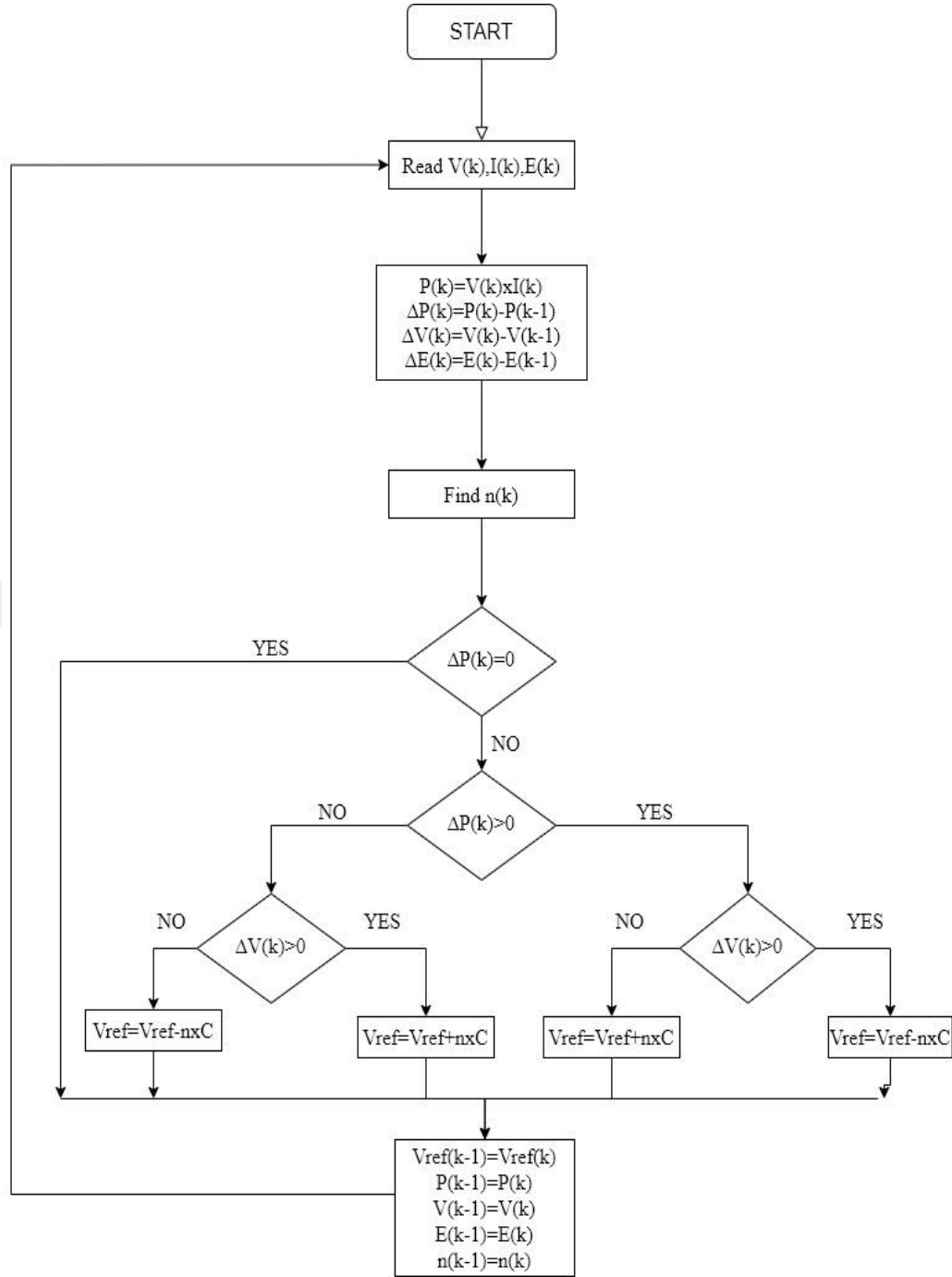
Her iki geleneksel algorithmada da PWM doluluk oranının değişimi için sabit bir katsayı kullanıldığından; ani hava değişimlerinde (hızlı solar radyasyon değişimi) MPP yakalanıncaya kadar, döngü sayısı ve döngü zamanına bağlı olarak enerji kayıpları yaşanmaktadır[11-30]. Bu sebeplerle geleneksel algoritmalar, adaptif ve/veya modifiye yeni yöntemlerle geliştirilerek bu kayıpların minimize edilmesi sağlanmıştır [11-21].

4.4. P&O Algoritmasına Adaptif Özellik Kazandırılması

Adaptif olmayan, geleneksel MPPT algoritmalarının en büyük dezavantajı; algoritmada PWM sinyalinin doluluk oranının (duty cycle) değişimi için bir sabit kullanıldığından, ani hava değişimlerinde MPP yakalanıncaya kadar, döngü sayısı ve döngü zamanına bağlı olarak enerji kayıpları yaşanmasıdır.

Geliştirilen yeni algoritmada, Geleneksel P&O MPPT algoritmasında temel olarak kullanılan panel gerilimi V_{PV} ve panel akımı I_{PV} giriş parametreleriyle birlikte fotodiyot sensöründen elde edilen ortamın aydınlık düzeyi E (lx, lux) değeri üçüncü bir veri giriş parametresi olarak kullanılmakta ve bu parametre yardımı ile ani hava (güneş radyasyonu) değişimlerinde PWM sinyalinin doluluk değeri adaptif olarak belirlenerek daha kısa sürede MPP'ye ulaşılması sağlanmaktadır.

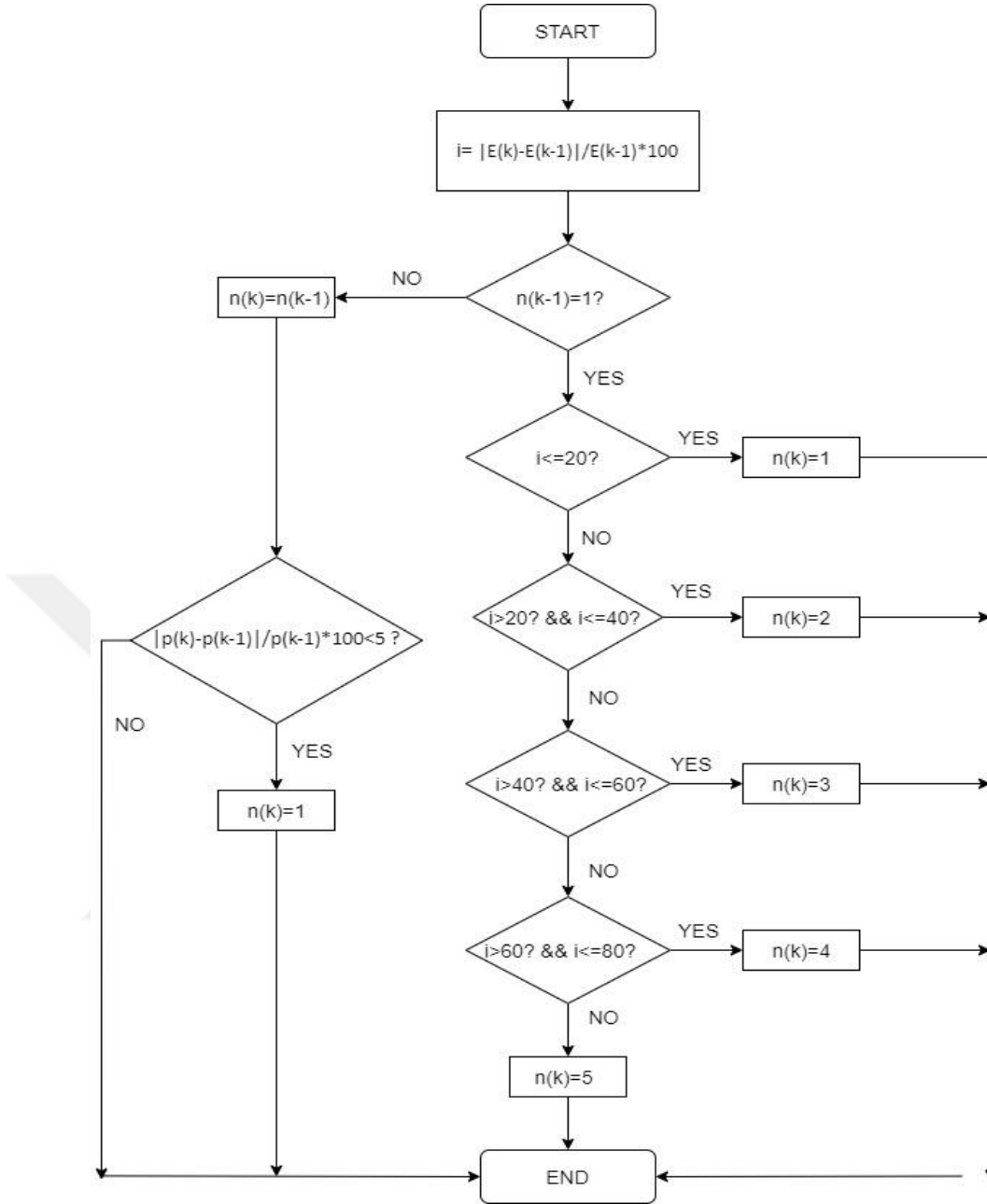
Ani hava değişimi (hızlı solar radyasyonu değişimi) sonucunda, yeni MPP'deki PWM doluluk oranı (V_{ref}) değerine ulaşmak için ortamın aydınlık düzeyindeki yüzdelik değişim değeriyle n katsayısı hesaplanmakta ve belirlenen n katsayısı algoritmada kullanılan C sabitinin çarpanı olarak işlev görüp MPP'ye daha hızlı ulaşılması sağlanmaktadır. Geliştirilen yeni algoritmalar ve matematiksel hesaplamalar Şekil 4.4 ve Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.4. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması

Şekil 4.4'te Geleneksel P&O MPPT algoritmasında kullanılan $V(k)$ ve $I(k)$ panel elektriksel değerlerine ek parametre olarak ortamın aydınlık düzeyi okunmakta (Lüksmetre işlevi) ve bu değer algortmada işlenmektedir. Oluşturulan bu yeni algortmaya “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” adı verilmiştir. Geliştirilen bu algortma dışarıdan kullanıcı tarafından herhangi bir veri giriş parametresine ihtiyaç duymamakta, dolayısıyla sistemden (FV panel sayısı ve gücü, string sayısı, toplam FV güç vb.) tamamen bağımsız bir algortmadır.

İlgili algoritma Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Her bir çevrimde elde edilen aydınlık düzeyi ile önceki değerinin mutlak değişim oranına bağlı olarak n katsayısı belirlenmektedir. Solar radyasyon değişimi yüksekse n katsayısı yüksek, düşükse n katsayısı düşük değer almaktadır. n katsayısının 5 kademe olarak belirlenmesinin amacı; solar radyasyon değişimiyle orantılı şekilde kademeli değerler belirlenerek, MPP noktası etrafında yüksek salınım ve enerji kaybı oluşmasını engellemektir. n katsayısı, C sabitinin çarpanı olarak işlev görüp PWM sinyalinin yeni doluluk değerini (V_{ref}) belirlemekte ve MPP etrafında salınım yapılmaya kadar n katsayısı sabit tutulmaya devam edilmektedir. MPP etrafındaki salınım belirlendiği an (%5 güç farkı baz alınmıştır) n katsayısı etkisiz hale ($n=1$) getirilmektedir. Böylece ani hava değişimlerinde MPP'ye daha az çevrim sayısı ile daha hızlı ulaşılmakta, daha az algoritma döngü sayısı ve toplam döngü zamanı ile kayıp güç azaltılmaktadır. Bir başka deyişle sistemin enerji verimliliği arttırılmaktadır. Matematiksel formüller ve n katsayısının hesaplandığı yöntem Şekil 4.5'teki algoritmada gösterilmiştir.



Şekil 4.5. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda n katsayısını belirleme algoritması

Şekil 4.5'te gösterildiği üzere; ani hava değişimlerinde ortamın aydınlık düzeyi değeri de ani olarak değişeceğinden, i aydınlık düzeyinin mutlak değerinin yüzde değişimine bağlı olarak n katsayısı belirlenmektedir. n katsayısının belirlenmesi için 5 kademe belirlenmiştir. Kademe sayısı ve her bir kademedeki n katsayısı değerleri isteğe bağlı değiştirilebilir.

Ortamın aydınlık düzeyi yüzdelik değişim oranı;

$$i = \frac{|\Delta E|}{E(k-1)} \cdot 100 = \frac{|E(k) - E(k-1)|}{E(k-1)} \cdot 100 \quad (4.1)$$

Eş. 4.1’te aydınlık düzeyinin son ve önceki çevrimdeki farkının mutlak değeri belirlenerek, i yüzdelik değişim oranı hesaplanmaktadır. Şekil 4.5’teki algorithmada PWM doluluk değerinin artış ya da azalış yönü otomatik olarak belirlendiği için aydınlık düzeyi değişiminin mutlak değeri baz alınmış ve gösterilen algorithmada deneysel olarak, aydınlık düzeyinin yüzdelik değişim oranına bağlı olarak 5 farklı n katsayısı kademesi belirlenmiştir. Aydınlık düzeyi değişim oranı yüzde 0-20 arasında ise n katsayısı 1, 20-40 arasında n katsayısı 2, 40-60 arasında n katsayısı 3, 60-80 arasında n katsayısı 4, 80 ve üstü değerlerde ise n katsayısı 5 olarak alınmıştır. MPP etrafındaki salınım belirlendiği an (%5 güç farkı baz alınmıştır) n katsayısı etkisiz hale ($n=1$) getirilmektedir. Kademe sayısı ve her bir kademedeki n katsayısı değerleri isteğe bağlı değiştirilebilir. Ancak n katsayı değerinin çok yüksek seçilmesi MPP’ye daha hızlı ulaşılmasını sağlarken, öte yandan MPP etrafında yüksek osilasyona yol açabileceği için n katsayısı değerleri düşük seçilmiştir.

4.5. MPPT Şarj Regülatörü Donanım Tasarımı ve Donanım Verimliliğinin Hesaplanması

4.5.1. Devrenin toplam güç kaybının hesaplanması ve en yüksek donanım verimliliği için devre elemanlarının belirlenmesi

Matlab/Simulink’te Tablo 4.1’de gösterilen teknik özelliklere ve kabullere sahip çift katmanlı interleaved buck çevirici tasarımı üzerinden devrenin güç kayıpları incelenmiş ve anahtarlama kullanılan mosfetler için uygun soğutucu seçimi bu bölümde belirlenmiştir. Tasarlanan buck çevirici hesaplamaları Bölüm 3.4’te gösterilmiştir.

Tablo 4.1. Matlab/Simulink’te kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi tasarımı için kabuller

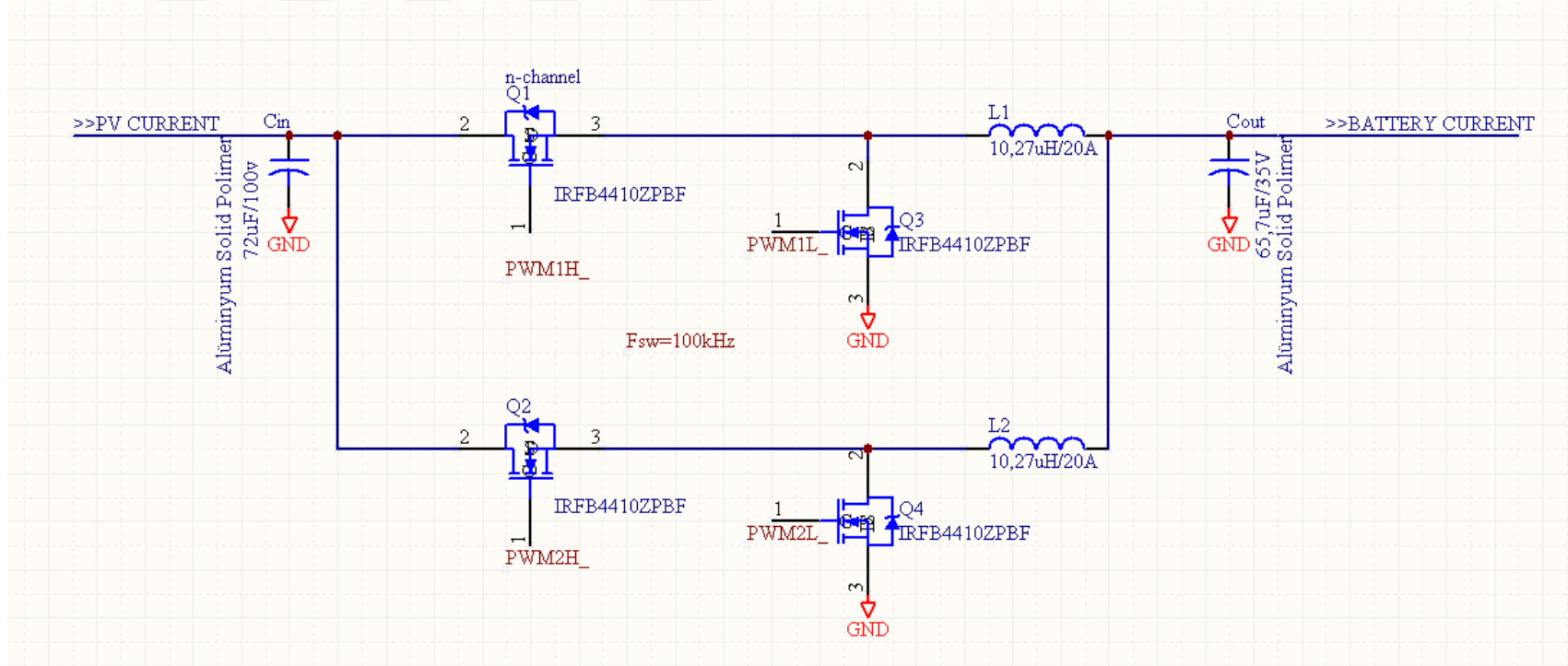
Anahtar sayısı	2
Giriş Gerilimi, V_s	75V
Çıkış Gerilimi, V_{OUT}	24V
Maksimum güç, P_{max}	600W
I_{OUT} yük akımı, 600W/24V	25A
PWM Anahtarlama Frekansı, f_{sw}	100 kHz
Her bir bobin akımı dalgalılık(ripple) oranı/çıkış akımı, ΔI	%30
Çıkış dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{out}}$	20mV
Giriş dalgalılık gerilimi, $\Delta V_{C_{in}}$	200mV

Tablo 4.2. Matlab/Simulink'te kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici devresindeki devre elemanları değerleri ve hesaplamalar

f (kHz)	Bobin Peak Akımı	Her Bir Bobin Akımı	Bobin Akımı Dalgallık Değeri,	C_{out}	L_2	L_1	C_{in}	Duty Cycle Değeri	Anahtar Sayısı	
100	14,48A	12,5A	3,97A	65,7uF	10,27uH	10,27uH	72uF	0,32	2	Interleaved Buck Çevirici

Tablo 4.2'deki değerler Bölüm 3.4'ten alınmıştır. Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinde frekans ve kondansatörü kapasite değeri ters orantılı olup, frekans 2 katına çıktığında çıkış kondansatörü kapasite değeri dörtte bir değerine ve giriş kondansatörü kapasite değeri yarı değere düşmektedir. Aynı şekilde frekans 2 katına ykseltiēinde, bobin endüktans değeri yarı değere düşmektedir ancak bobin dalgalılık akımı değişmemektedir.





Şekil 4.6. Çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi (multiphase or two phase PWM mode)

4.5.2. MOSFET iletim güç kaybının hesaplanması

Devrede Q1, Q2, Q3 ve Q4 mosfetleri olmak üzere 4 adet n-kanal IRFB4410ZPBF TO-220AB kılıfa sahip MOSFET kullanılmaktadır. Q1, Q2 mosfetleri hi-side ve Q3, Q4 mosfetleri low-side mosfetlerdir. Mosfetleri sürmek için yüksek frekanslı 2 adet hi-side ve low-side mosfet sürücü entegresi kullanılmıştır.

IRFB4410ZPBF'nin kullanım kılavuzuna (datasheet) göre iletimdeki drain-source dc seri direnci $V_{gs}=10$ volt için $R_{DS(on)}=9\text{mohm}$ 'dur.

Q1, Q2 hi-side mosfetlerin iletim güç kaybı hesabı:

Mosfetler PWM sinyalin t_{ON} zamanında aktif olduğundan, 100kHz anahtarlama frekansında, her bir mosfetin güç kayıp denklemi [60-62];

$$P_Q = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D \quad (4.2)$$

$$I_{RMS}^2 = I_{OUT}^2 + \Delta I_L^2 / 12 \quad (4.3)$$

Eş. 4.2 ve Eş. 4.3'te P_Q mosfetin iletimdeki güç kaybı, R_{DS} mosfetin iletimdeki drain-source dc iletim direnci, D pwm sinyalin doluluk oranı, I_{OUT} bobin akımını, ΔI_{LCH} bobin dalgalılık akımını, I_{RMS} akımın etkin değerini gösterir.

Her bir kanal için etkin akım değeri;

$$I_{RMS}^2 = \left(\frac{I_{OUT}}{2} \right)^2 + \Delta I_{LCH}^2 / 12 \quad (4.4)$$

$$\Delta I_{LCH} = \Delta I / 2 \quad (4.5)$$

$$\Delta I = 0,3 \cdot I_{OUT} \quad (4.6)$$

$$P_{Q1} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D / 2 \quad (4.7)$$

$$P_{Q1} = P_{Q2} \quad (4.8)$$

$$P_{QTOTAL1} = P_{Q1} + P_{Q2} = 2 \cdot P_{Q1} \quad (4.9)$$

Tablo 4.1'deki değerler yukarıdaki eşitliklerde kullanıldığında;

$I_{RMS}^2=160,94\text{A}$, $P_{Q1}=0,232$ watt ve $P_{QTOTAL1}=0,464$ watt hesaplanır.

2 adet iletimdeki Q1 ve Q2 mosfetlerin toplam güç kaybı 0,46 watt'tır.

Genel kabullere göre mosfetlerin gate tetikleme, parazitik endüktans ve parazitik kapasite kayıpları mosfet iletim güç kaybının yaklaşık ¼'ü kadar olduğundan mosfetlerin toplam iletim kaybı [42];

$$P_{QT1}=1,25. P_{QTOTAL1} \quad (4.10)$$

$P_{QTOTAL1}=0,464$ watt olduğundan $P_{QT1}=0,58$ watt hesaplanır.

Q3, Q4 Low-Side Mosfetlerin İletim Güç Kaybı Hesabı:

Anahtarlama devresinde Q3, Q4 olmak üzere 2 adet low-side mosfet kullanılmaktadır.

Q3 ve Q4 mosfetleri PWM sinyalin t_{OFF} zamanında aktif olduğundan her bir mosfetin DC güç kayıp denklemi;

$$P_{Q3}= P_{Q4}= I_{RMS}^2 . R_{DS(ON)} . (1-D)/2 \quad (4.11)$$

$$P_{QTOTAL2}=2.P_{Q3} \quad (4.12)$$

Tablo 4.1'deki veriler, $R_{DS(ON)}=0,009$ ohm ve $I_{RMS}=160,94A$ değerleri Eş. 4.11 ve Eş. 4.12'de yerine konduğunda;

$P_{QTOTAL2}=0,985$ watt hesaplanır.

Genel kabullere göre mosfetlerin gate tetikleme, parazitik endüktans ve parazitik kapasite kayıpları mosfet iletim güç kaybının yaklaşık ¼'ü kadar olduğundan mosfetlerin toplam iletim kaybı ;

$$P_{QT2}=1,25. P_{QTOTAL2} \quad (4.13)$$

$P_{QTOTAL2}=0,985$ watt olduğundan $P_{QT2}=1,23$ watt hesaplanır.

Q1,Q2,Q3,Q4 mosfetlerin toplam iletim güç kaybı;

$$P_{QT}= P_{QT1}+P_{QT2} \quad (4.14)$$

$P_{QT1}=0,58$ watt ve $P_{QT2}=1,23$ watt hesaplandığından anahtarlama da kullanılan 4 adet mosfetten kaynaklanan toplam iletim güç kaybı $P_{QT}= 1,81$ watt'tır.

4.5.3. Bobin iletim güç kaybının hesaplanması

Seri DC direnci toroid bobinlere göre daha düşük ve daha yüksek akımlı olduğundan devrede L1 ve L2 olmak üzere 2 adet flat wire-wound shielded bobin kullanılmaktadır.

Bobinler PWM sinyalin hem t_{ON} ve hem de t_{OFF} anahtarlama zamanlarında, bir başka deyişle CCM modunda sürekli aktif olduğundan ve her bir bobinden geçen dalgalı akımının etkisi ihmal edildiğinde DC güç kayıp denklemi [60-62];

Flat wire-wound shielded bobin;

$$P_L = I_{RMS}^2 \cdot R_{DC} \quad (4.15)$$

$$P_{L1} = P_{L2} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DC} \quad (4.16)$$

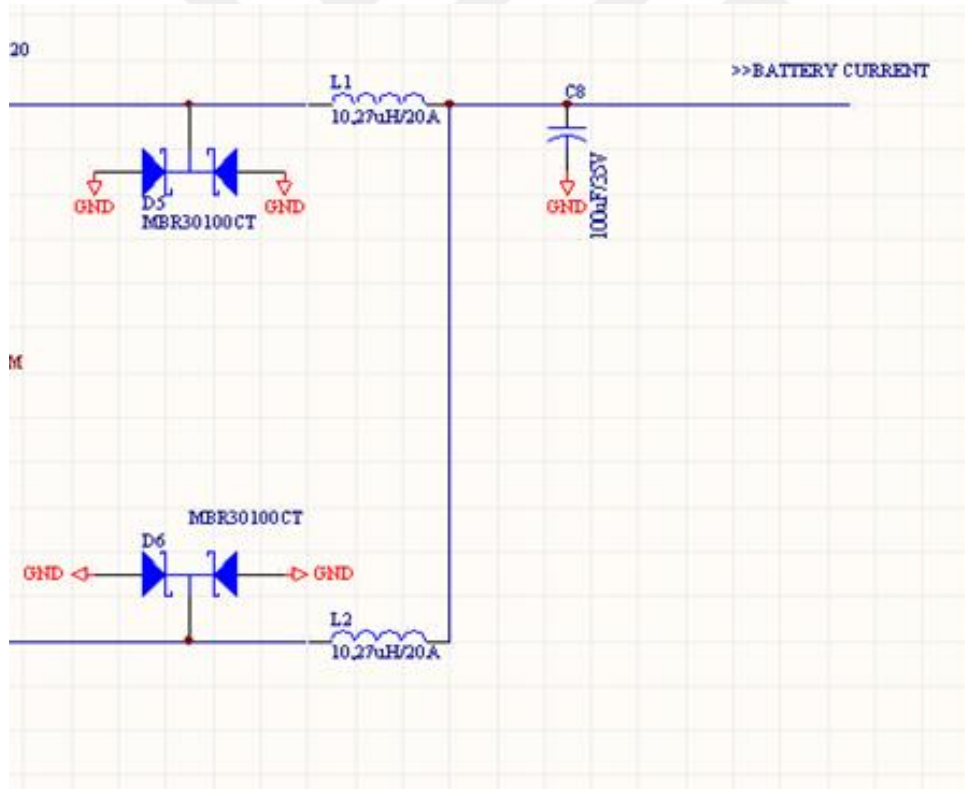
$I_{RMS}^2 = 160,94A$ ve bobinin DC direnci $R_{DC} = 0,0016$ Eş. 4.16'da yerine konduğunda

$P_{L1} = P_{L2} = 0,2575$ watt hesaplanır.

$$P_{LT} = P_{L1} + P_{L2} \quad (4.17)$$

Eş. 4.17'den 2 adet bobinin toplam güç kaybı $P_{LT} = 0,515$ watt bulunur.

4.5.4. Diyot iletim güç kayıplarının hesaplanması



Şekil 4.7. Buck çevirici devresinde low-side mosfet yerine diyot kullanılması

Eğer Q3, Q4 low-side mosfet yerine D1,D2 diyotlar kullanılsaydı;

Anahtarlama devresinde D1, D2 olmak üzere 2 adet DST30100 schottky bariyer güç diyotu kullanılsaydı, diyotun kullanım kılavuzuna göre 12,5 amperde ileri yön gerilim düşümü $V_F=0,6$ Volt'tur [63].

D1 ve D2 diyotları PWM sinyalin t_{OFF} zamanında aktif olduğundan her bir diyotun DC güç kayıp denklemi;

$$P_D = V_F \cdot I_{RMS} \quad (4.18)$$

$$P_{D1} = P_{D2} = V_F \cdot I_{RMS} \cdot (1-D)/2 \quad (4.19)$$

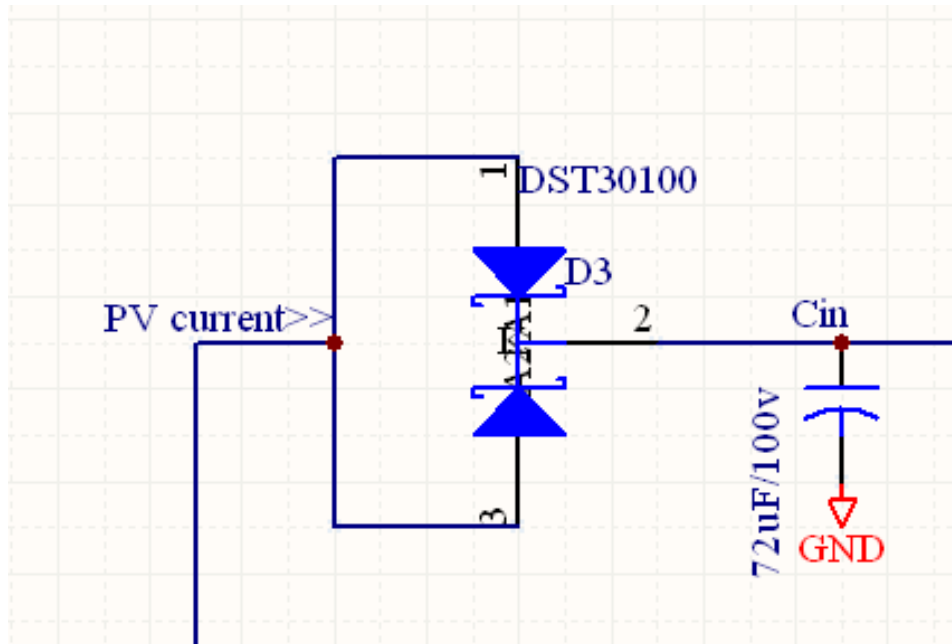
$$P_{D1} = P_{D2} \quad (4.20)$$

$$P_{DT} = 2 \cdot P_{D1} \quad (4.21)$$

$I_{RMS}^2=160,94A$ olduğundan $I_{RMS}=12,687A$ bulunur ve $V_F=0,6$ V , $D=0,32$ değerleri Eş. 4.19'da yerine konduğunda $P_{D1}=2,588$ watt ve Eş. 4.21'den $P_{DT}=5,176$ watt elde edilir.

Eğer Q3,Q4 mosfetler yerine D1,D2 2 adet DST30100 schottky bariyer güç diyotu kullanılsaydı, diyotlardan kaynaklanan güç kaybı $P_{DT}=5,176$ watt olacaktı. Ancak diyotların yerine 2 adet low-side mosfet kullanılarak bu güç kaybı $P_{QT2}=1,23$ Watt'a indirilmiştir.

Eğer devrede FV panelin ters bağlantı yapılması olasılığına karşı devreyi koruma amaçlı, ters bağlantı koruma diyotu kullanılsaydı, diyotun devre güç kaybı:



Şekil 4.8. Devrede ters bağlantı koruma diyotu kullanılması

D3 diyotu, FV panelin devreye ters bağlanması durumuna karşı koruma diyotu olarak işlev göreceğinden kullanımı isteğe bağlıdır. D3 diyotu sürekli olarak iletimde olduğundan;

Uygulamada seri bağlanması planlanan 300Wp 2 adet güneş panelinin toplam V_{MP} gerilimi;

$$V_{MP} = 2 \times V_{mp} \quad (4.22)$$

Simulink'te kullanılması planlanan her bir panelin maksimum güçteki gerilimi $V_{mp}=36,54V$ olduğundan Eş. 4.22'den $V_{MP}=73,08V$ hesaplanır. Donanım kaybı gözardı edildiğinde;

$$V_{IN} \cdot I_{IN} = V_{MP} \cdot I_{MP} = P_{OUT} \quad (4.23)$$

$$I_{IN} = I_D = I_{MP}, V_{IN} = V_{MP} \quad (4.24)$$

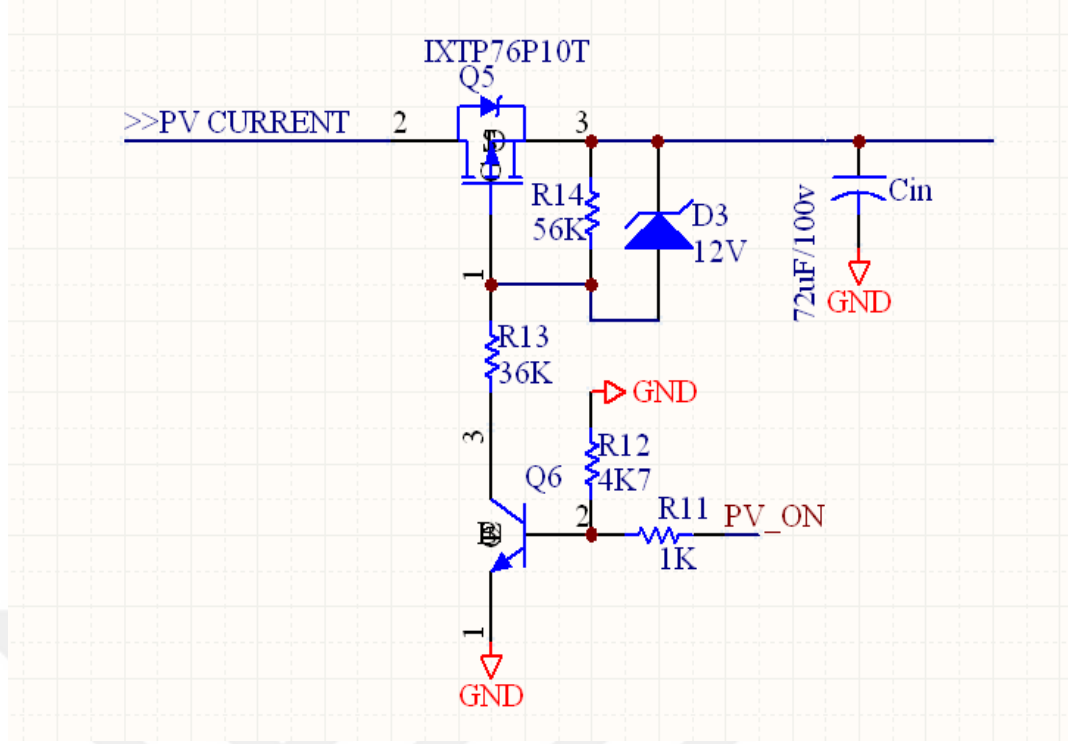
$$I_D = P_{OUT} / V_{IN} \quad (4.25)$$

$P_{OUT}=600W$, $V_{IN}=73,08V$ olduğundan $I_D= 8,21A$ hesaplanır.

$$P_{D3} = V_F \cdot I_D \quad (4.26)$$

$V_F=0,6V$ ve $I_D= 8,21A$ olduğundan Eş. 4.26'dan $P_{D3}=4,93W$ elde edilir.

Eğer devrede ters bağlantı koruma diyotu yerine p-kanal mosfet kullanılırsa;



Şekil 4.9. Devrede ters bağlantı koruması olarak diyot yerine p-kanal mosfet kullanılması

Devrede ters bağlantı koruması olarak diyot yerine p-kanal mosfet kullanılması durumunda devrede oluşacak güç kaybı;

IXTP76P10 mosfetin $V_{GS}=10$ volt için R_{DS} direnci 25mohm'dur [64].

$$P_{Q5} = I_{IN}^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (4.27)$$

$I_D = 8,21A$ ve $R_{DS} = 0,025$ olduğundan Eş. 4.27'den $P_{Q5} = 1,69W$ hesaplanır.

Devrede FV panel ters bağlantı koruması için diyot yerine p-kanal mosfet kullanılarak güç kaybı $P_{D3} = 4,93$ watt'tan $P_{Q5} = 1,69$ watt'a indirilmiştir. Sistem verimliliği açısından koruma diyotu kullanılmamasına karar verilmiştir.

4.5.5. Giriş ve çıkış katmanı kondansatör tipinin seçimi ve güç kaybının hesaplanması

Devrede C1 ve C2 olmak üzere 2 adet giriş ve çıkış katmanlarına ait kondansatör kullanılmaktadır.

Çıkış kondansatörünün güç kaybı [60];

ESR (Equivalent Series Resistance) = Kondansatörün eşdeğer seri direnci

$$\Delta I_{C_{out}} = \Delta i_L \quad (4.28)$$

$$V_{OUT_{RIPPLE}} = I_{COUT-RMS} \cdot ESR \quad (4.29)$$

$$P_{COUT} = I_{COUT-RMS}^2 \cdot ESR \quad (4.30)$$

$$P_{COUT} = \sim \left(\frac{\Delta I_L}{2\sqrt{3}} \right)^2 \cdot ESR \quad (4.31)$$

$\Delta I_L = 3,97A$, $ESR=0,025$ ohm değerleri Eş. 4.31'de yerine konduğunda $P_{COUT}=0,033$ watt hesaplanır.

Giriş kondansatörünün güç kaybı [60];

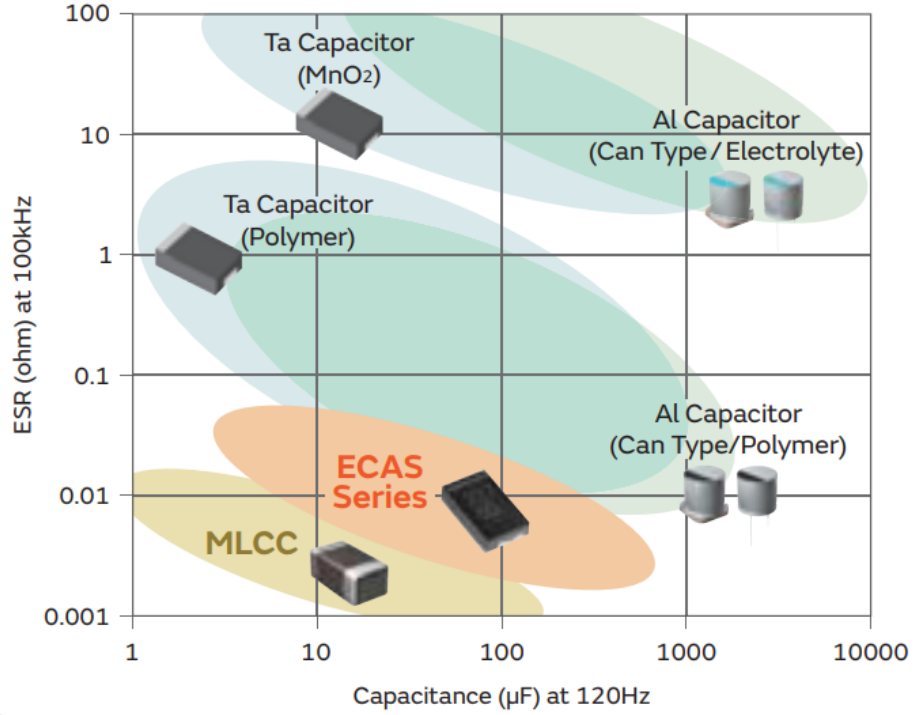
$ESR = 0,038$ ohm değere sahip 2 adet 47uF alüminyum polimer kondansatör paralel kullanılacağından paralel eşdeğer direnç $ESR=0,019$ ohm olacaktır.

$$P_{CIN} = I_{CIN-RMS}^2 \cdot ESR \quad (4.32)$$

$$I_{CIN-RMS} = \frac{I_{out}}{\eta} \cdot \sqrt{\left(\frac{D}{n^2} - \frac{D^2}{n} \right)} \quad (4.33)$$

Sistem donanım verimliliği $\eta = 0,98$, $D = 0,32$, $n = 2$, $ESR = 0,019$ değerleri Eş. 4.32 ve Eş. 4.33'da yerine konduğunda $P_{CIN}=0,36$ watt hesaplanır.

DC-DC çeviriciler için düşük ESR değerine, geniş frekans bandı aralığına ve yüksek kapasite kararlılığına sahip kondansatör tipini seçmek son derece önemlidir. ESR değeri, devre çıkış gerilimindeki dalgalılık (ripple) değerine ve güç kaybına sebep olan önemli parametrelerden birisidir. Çevirici devrelerinde düşük ESR değerine sahip kondansatör tipi tercih edilmelidir.



Şekil 4.10. ESR ve kapasite değerine göre kondansatör seçim haritası

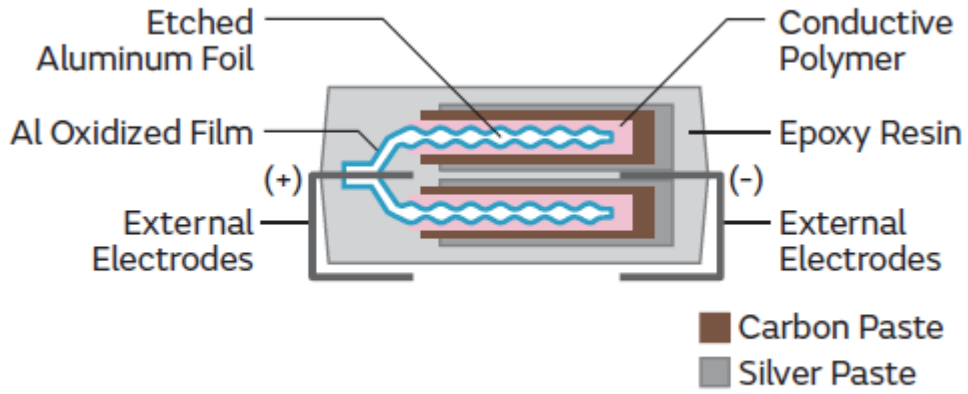
Elektrolitik kondansatörlerin kapasite değeri gerilim sapmalarından fazla etkilenmez ancak yüksek ESR ve ESL (Equivalent Series Inductance) değerine sahiptir. Yüksek kapasitelerde (1 μ F-1F) üretilmekte ve fiyatı ucuzdur. 50kHz ve üstü frekanslarda kullanımı tercih edilmez. Elektrolitik kondansatörler, dc-dc çeviricilerde yüksek güç kaybına ve dalgalılık gerilimine yol açtığından yalnız başına kullanımı uygun değildir [65-66].

Seramik kondansatörler en düşük ESR ve ESL değerine sahip kondansatör tipidir. Gerilim değişimlerinde ve yaşlanmada kapasite değeri büyük sapma gösterip, kapasitesi %60 oranında düşebilmektedir. Fiyatları ucuzdur. Kutupsuz olup düşük kapasite (1nF-220 μ F) ve yüksek gerilim değerlerinde üretilmektedir. Ancak kapasite değeri yükseldikçe çalışma gerilimi düşmektedir (örneğin 220 μ F/6,3VDC). Through hole olarak mercimek ve smd (surface mount device) olarak MLCC (Multi Layer Ceramic Capacitor) tipleri vardır[65-66].

Tantal kondansatörlerin ESR değeri, elektrolitik kondansatörlerden 10 kat daha düşük, seramik kondansatörlerden 50-100 kat daha yüksektir. Kararlı kapasiteye sahip olup fiyatları pahalıdır. Elektrolitik kondansatörlerden daha düşük kapasite değerlerinde (0,1 μ F-1000 μ F) ve düşük gerilim değerlerinde üretilmektedir. Aynı kapasite

değerinde, elektrolitik kondansatörlere göre daha düşük boyuta sahiptir ve kutuplu yapıdadır [65-66].

Alüminyum polimer kondansatörler seramik kondansatörlere yakın düşük ESR, ESL değerlerine ve kararlı kapasiteye sahiptir. Elektrolitik kondansatörler gibi yüksek kapasite değerlerinde (1uF-1000uF) üretilmekte olup içyapısı katı polimerden oluşmaktadır ve bu sebeple patlama riskleri de yoktur. Ancak kapasite değerleri yükseldikçe çalışma gerilimi düşmektedir. Dolayısıyla yüksek çalışma gerilimine sahip yüksek kapasite değerli polimer kondansatör henüz piyasada bulunmamaktadır. Fiyatları pahalı olup piyasada yeni ve henüz yaygınlaşmayan bir kondansatör tipidir [65-66].



Şekil 4.11. Alüminyum polimer kondansatör yapısı-ECAS series [65]

Sonuç olarak; dc-dc çevirici devrelerinde yüksek sistem verimliliği ve çıkışta düşük dalgalılık gerilimi sağlamak için alüminyum polimer tip kondansatör kullanılması daha uygundur.

4.5.6. ACS712-30A akım sensörünün güç tüketimi

Devrede kullanılan 2 adet akım sensöründe akımın aktığı ana iletken pinlerinin direnci 1,2 mohm olup maksimum akımda bir sensörde oluşacak güç kaybı;

$$P_{\text{SENSOR1}} = R_{\text{primary}} \cdot I_{\text{IN}}^2 \quad (4.34)$$

$$P_{\text{SENSOR2}} = R_{\text{primary}} \cdot I_{\text{OUT}}^2 \quad (4.35)$$

$$P_{\text{SENSOR1,2}} = P_{\text{SENSOR1}} + P_{\text{SENSOR2}} \quad (4.36)$$

$R_{\text{primary}}=0,0012$ ohm, $I_{\text{OUT}}=25\text{A}$ ve $I_{\text{IN}}=8,21\text{A}$ değerleri Eş. 4.34 ve Eş. 4.35'te yerine konduğunda 2 adet akım sensörünün toplam iletken güç kaybı $P_{\text{SENSOR1,2}}=0,83$ Watt hesaplanır.

4.5.7. Diğer devre elemanlarının iletim güç kaybının hesaplanması

Devrede 2 adet mikroişlemci ($2 \times 12\text{mA}$, 1 adet işlemci sleep modunda), 2 adet akım sensörü ($2 \times 10\text{mA}$, akım sensörü ölçüm sırasında 10ms boyunca enerjilendirilecektir), hesaplanmayan diğer aktif ve pasif komponentlerle birlikte devrenin tahmini akım tüketimi yaklaşık 50mA olarak hesaplanmıştır.

Kontrol devresinde giriş-çıkış fark gerilimini ısı enerjisi olarak harcayan lineer regülatör kullanılırsa, tüm DC pasif ve aktif komponentlerin yaklaşık güç tüketimi;

$$P_{\text{DIGER1}} = V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{DC}} \quad (4.37)$$

$V_{\text{DC}}=24\text{V}$ ve $I_{\text{DC}}=0,05\text{A}$ değerleri Eş. 4.37'de yerine konduğunda $P_{\text{DIGER1}}=1,2$ watt hesaplanır.

Kontrol devresinde eğer dc-dc çevirici yapısına sahip switch mode regülatör kullanılırsa, teorik olarak kayıplar göz ardı edildiğinde çıkışta harcanan güç girişte harcanan güce eşit olacaktır ancak pratikte düşük oranda kayıp güç olacaktır. Örneğin LM2596 regülatörün kullanım kılavuzuna göre entegrenin verimliliği, 24 volt besleme ve 5 volt çıkış geriliminde %83'tür. Bir başka deyişle kayıp güç %17'dir.

Bu durumda toplam güç kaybı;

$$P_{\text{DIGER2}} = V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{DC}} \cdot 1/\eta \quad (4.38)$$

$V_{\text{DC}}=5\text{V}$, $\eta=0,83$ ve $I_{\text{DC}}=0,05\text{A}$ değerleri Eş. 4.38'de yerine konduğunda $P_{\text{DIGER2}}=0,3$ watt hesaplanır.

Bu durumda LM2596 switch mode regülatör, sistem verimliliği açısından optimum tercihtir.

4.5.8. Devrenin maksimum güçte toplam güç kaybı ve donanım verimliliği

Senaryo 1: Devrede lineer regülatör, FV panel ters bağlantı koruma diyotu ve anahtarlama devresinde diyot kullanılırsa toplam güç kaybı;

$$P_{\text{T1}} = P_{\text{QT1}} + P_{\text{LT}} + P_{\text{DT}} + P_{\text{D3}} + P_{\text{Cout}} + P_{\text{Cin}} + P_{\text{SENSOR1,2}} + P_{\text{DIGER1}} \quad (4.39)$$

Veriler Eş. 4.39’da yerine konduğunda $P_{T1} = 13,62$ W bulunur.

Sistem verimliliği-1;

$$\eta_1 = (1 - P_{T1}/P_s) \cdot 100 \quad (4.40)$$

Birinci senaryoda ulaşılabilecek maksimum sistem donanım verimliliği η_1 %97,73 olacaktır.

Senaryo 2: Eğer devrede switch mode regülatör, anahtarlama devresinde low-side mosfetler, ters bağlantı koruması için p-kanal mosfet kullanılırsa toplam güç kaybı;

$$P_{T2} = P_{QT1} + P_{QT2} + P_{LT} + P_{Q5} + P_{Cout} + P_{Cin} + P_{SENSOR1,2} + P_{DIGER2} \quad (4.41)$$

Veriler Eş. 4.41’de yerine konduğunda $P_{T2} = 5,54$ W bulunur.

Sistem verimliliği-2;

$$\eta_2 = (1 - P_{T2}/P_s) \cdot 100 \quad (4.42)$$

İkinci senaryoda ulaşılabilecek maksimum sistem donanım verimliliği η_2 %99,08 olacaktır.

Kontrol devresinin 5 volt beslemesinde switch mode regülatör kullanıldığında, anahtarlama devresinde low-side mosfetler, ters bağlantı koruması olarak p-kanal mosfet kullanıldığında, maksimum 600Watt güçte, devrenin toplam iletim güç kaybı maksimum 5,54 watt olarak hesaplanmıştır. Bu da %0,92’lük güç kaybı demektir, bir başka deyişle devrenin donanım olarak ulaşabileceği maksimum verimliliği %99,08’dir. Panel güç değeri arttırıldıkça donanım açısından maksimum verimlilik, lineer olmayacak şekilde oransal olarak artacaktır.

Devrede komponent bakımından en yüksek güç tüketiminin schotkky bariyer bağlantı koruma diyodundan ve anahtarlama devresinde kullanılan diyotlardan kaynaklandığı görülmektedir.

Hesaplamalarda anlaşılaacağı üzere doğru komponent seçimi, devrenin verimliliği açısından çok kritik öneme sahiptir. Sistem güç kaybını en aza indirmek, bir başka deyişle donanım olarak en yüksek sistem verimliliği sağlamak için; anahtarlama devresinde kullanılacak diyotun V_F ileri yön gerilim düşümünün, mosfetlerin $R_{DS(ON)}$ direncinin, bobinin dc seri direncinin ve giriş-çıkış katmanlarında kullanılan kondansatörlerin ESR değerinin minimum olması ve kontrol ünitesinde kullanılan regülatörün switch mode olması gerekmektedir.

4.5.9. Komponent soğutma hesabının yapılması

Devrenin donanım olarak beklenen verimliliği sağlayabilmesi ve anahtarlama da kullanılan komponentlerinin bozulmaması için kullanılan diyotların ve mosfetlerin soğutulması büyük önem arz etmektedir.

Birinci senaryoda soğutulması gereken güç $P_{\text{soğutma1}} = 13,62$ watt ve ikinci senaryoda soğutulması gereken güç $P_{\text{soğutma2}} = 5,54$ watt'tır.

İkinci senaryoya göre gerekli soğutma olan 5,54 watt'ın %25 fazlası kadar, toplam 6,93 Watt'lık bir alüminyum soğutucu profil kullanılacaktır.





5. MATLAB SIMULINK İLE SİSTEM VERİMLİLİĞİNİN İNCELENMESİ

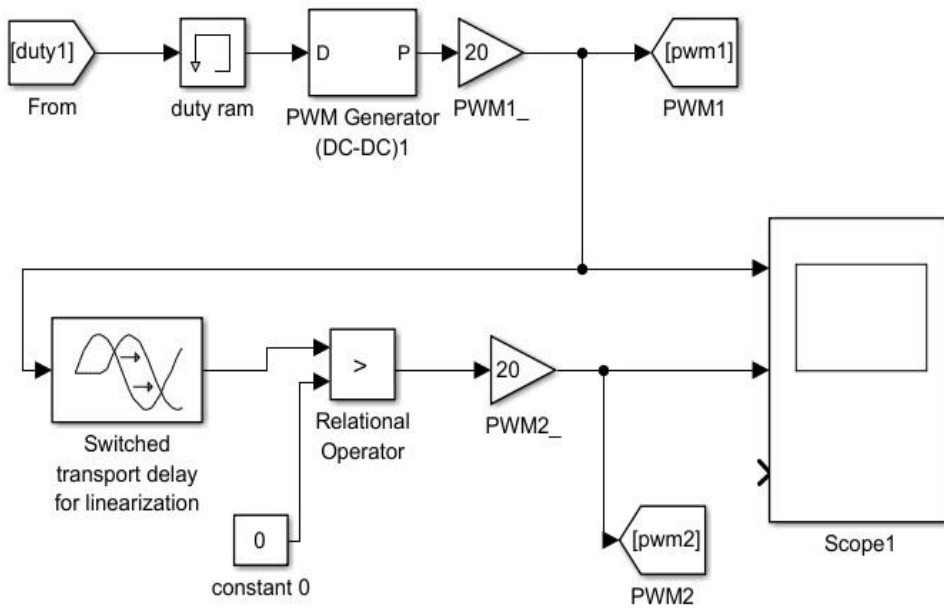
Geleneksel buck çeviricilere kıyasla, devre çıkışında daha düşük dalgalılık akımı ve gerilimine sahip, giriş ve çıkış katmanlarında daha düşük kapasite değerine sahip kondansatörlerin kullanıldığı ve bu kondansatörlerdeki fiziksel baskının daha düşük olması sebebi ile daha uzun sistem ömrü sağlayan, her bir bobin ve mosfetten geçen akımın çıkış akımının yarı değerine sahip olduğu, devre kayıplarının daha düşük olması sebebi ile daha düşük hacimli soğutma ekipmanının kullanıldığı ve tüm bu avantajlar sonucunda daha yüksek sistem verimliliğinin elde edildiği kaskat özellikte çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi, temel MPPT devresi olarak belirlenmiştir.

Bölüm 4'te donanım kayıplarının hesaplanması sonucu sistemin donanım verimliliği incelenmiş, akabinde komponent seçiminde dikkat edilmesi gereken kriterlere uygun olarak devre elemanları seçilmiştir. MPPT denetimi için çift katmanlı interleaved buck çevirici devresi MATLAB Simulink'te kurulmuş, sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği ayrıntılı olarak incelenmiştir.

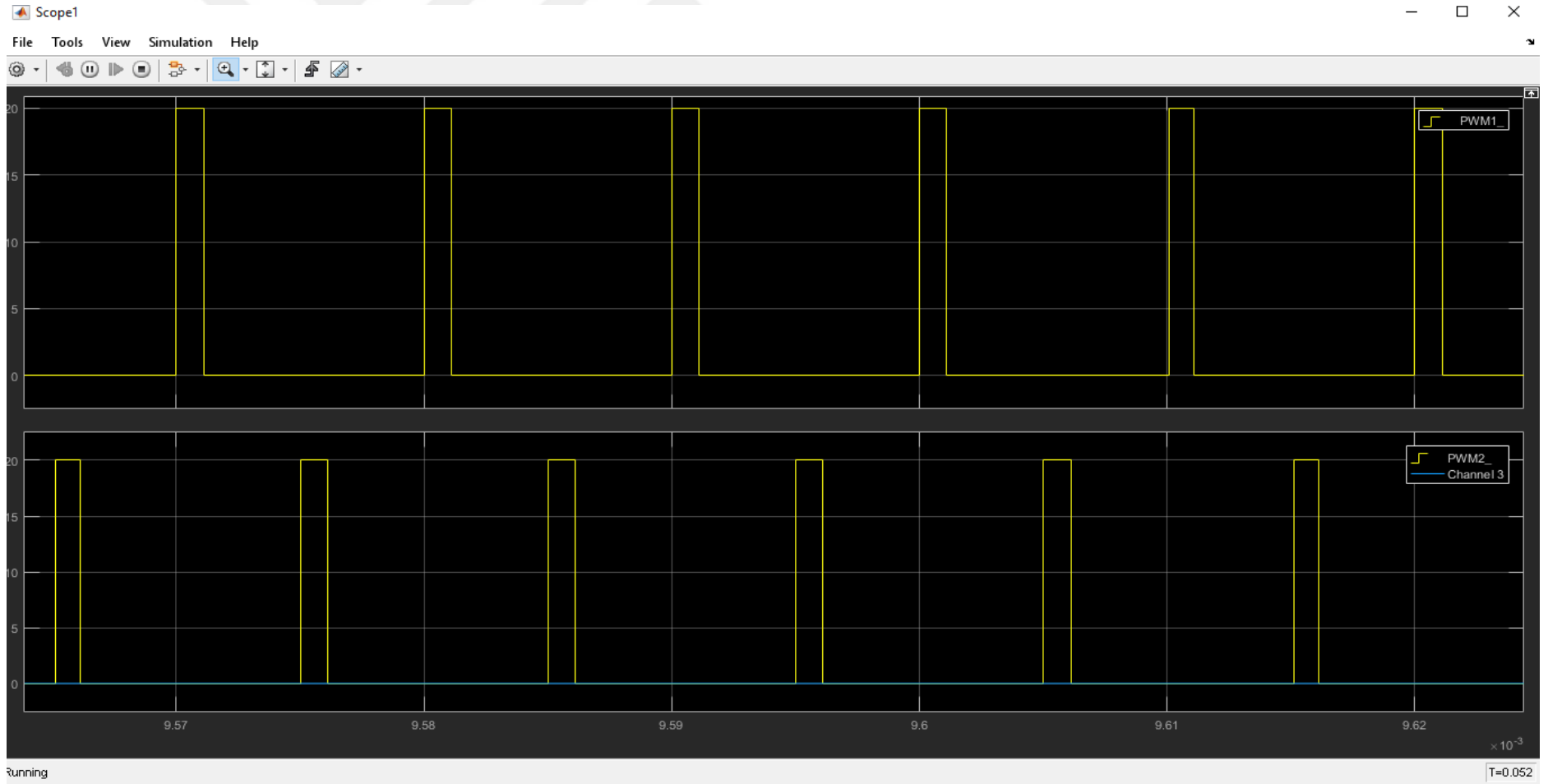
Geleneksel P&O MPPT algoritmasının ani hava değişimlerine (hızlı solar radyasyon değişimi) MPP'ye geç ulaştığı ve dolayısı ile MPP yakalanıncaya kadar geçen zamanda önemli enerji kaybının yaşandığı tespit edilmiştir. Söz konusu dezavantaja çözüm geliştirmek için ortamın aydınlık düzeyi verisi mevcut algoritmaya üçüncü giriş parametresi olarak eklenmiş ve böylece yeni adaptif özellikte bir algoritma literatüre kazandırılmış ve Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Geliştirilen adaptif özellikteki bu yeni algoritmaya “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” adı verilmiştir. Bu algoritmanın bir başka en önemli özelliği, FV panel gücü, sayısı, gerilimi, FV dizi sayısı gibi harici veri girişlerine ihtiyaç duymayan, sistemden tamamen bağımsız bir algoritmadır.

5.1. Simulink'te Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici PWM Sinyal Kaynakları Blok Diyagramı

Devrede çift katmanlı buck çevirici kullanılmıştır. Devrenin beklenen verimi sağlayabilmesi için PWM1 ve PWM2 sinyalleri arasındaki 90 derece faz farkını korumak en önemli koşullardan birisidir. Simülünk'te oluşturulan PWM sinyal üretici bloğu Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı 100kHz olmakla birlikte, her bir PWM sinyalinin duty cycle maksimum değeri 0,5'tir. İki PWM sinyalinin devreye toplam frekans etkisi $2f$ kadar olduğundan, toplam frekans etkisi 200kHz'dir.



Şekil 5.1. Simulink'te 90 °C faz farkına sahip PWM1 ve PWM2 sinyal kaynağının oluşturulması



Şekil 5.2. PWM1 ve PWM2 anahtarlama sinyalleri

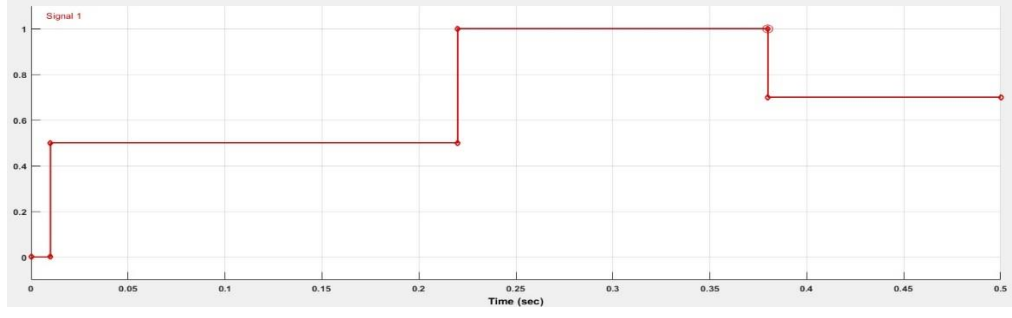
5.2. Simulink PV Array Modülü İle Güneş Paneli Modellemesinin Simülasyona Eklenmesi

Sistem verimliliğini incelemek için MATLAB Simulink'te PV Array modellemesi kullanılmıştır. Modellemede birbirine seri bağlı 2 adet 300watt'lık güneş paneli olmak üzere toplam 600 watt güneş paneli kullanılmıştır. Söz konusu panellere ait teknik parametreler Şekil 5.3'te gösterilmiştir.

Şekil 5.3. Simulink PV Array Modülü ile 600 watt'lık FV panel güç kaynağının oluşturulması

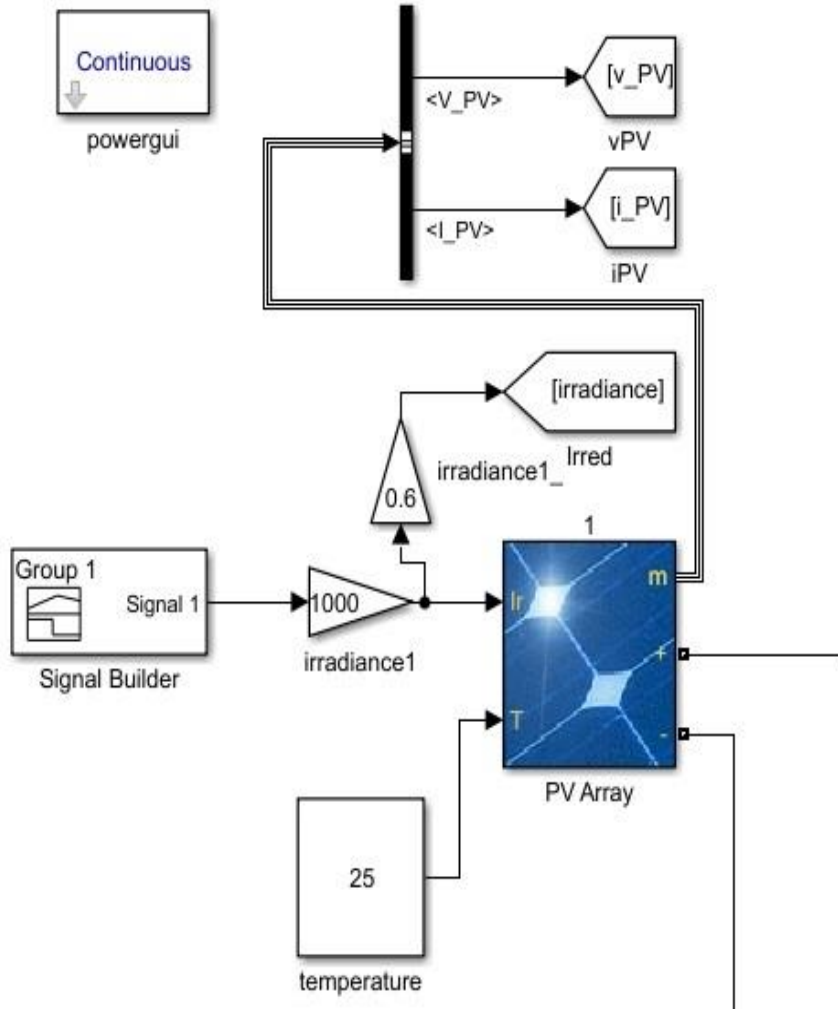
5.3. Simulink Signal Builder Modülü İle Farklı Solar Radyasyon Ortamı Oluşturulması

FV üreticileri tarafından paneller için verilen etiket güç değeri, 1000 watt/m² solar radyasyon ve 25 °C ortam sıcaklığında hesaplanan ve sunulan değerdir. Solar radyasyon değeri değiştikçe güneş panelinden elde edilen güç değeri de değişmektedir. Simülasyon 25 °C sabit ortam sıcaklığında yapılmıştır.



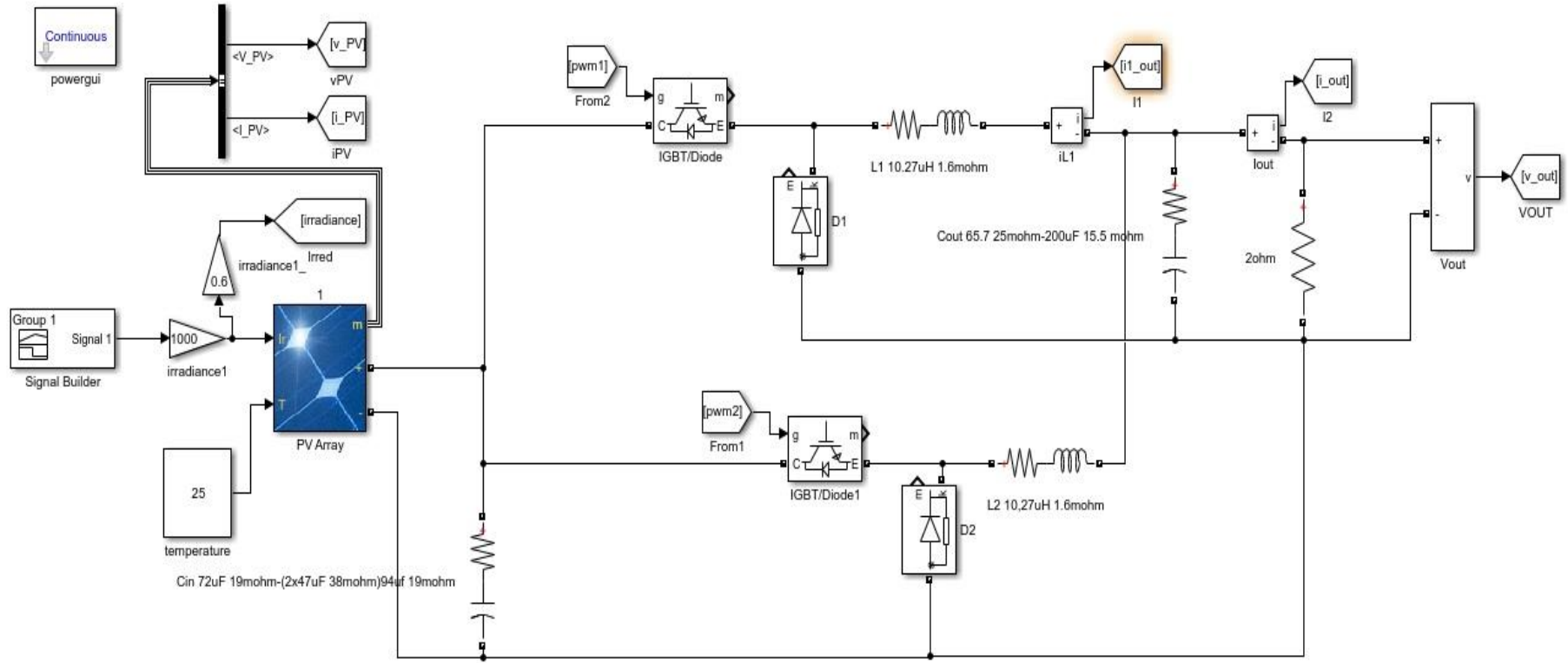
Şekil 5.4. Simulink Signal Builder ile farklı güneş radyasyon ortamı oluşturulması

Şekil 5.4’te ani hava değişimlerini test etmek için farklı periyotlarda farklı güneş radyasyon ortamı Simulink Signal Builder ile oluşturulmuş ve “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” ile sistem verimliliği ve sistem tepkisi incelenmiştir. Simulink Signal Builder modülü ile 500 (0.5x1000), 1000 (1x1000), 700 (0.7x1000) watt/m² olmak üzere üç farklı güneş radyasyonu ortamı oluşturulmuş ve 500 ms’lik toplam sürede sistemin tepkisi incelenmiştir. Simülasyonda 2 adet 300Wp monokristal FV panel sisteme seri olarak bağlanmıştır.

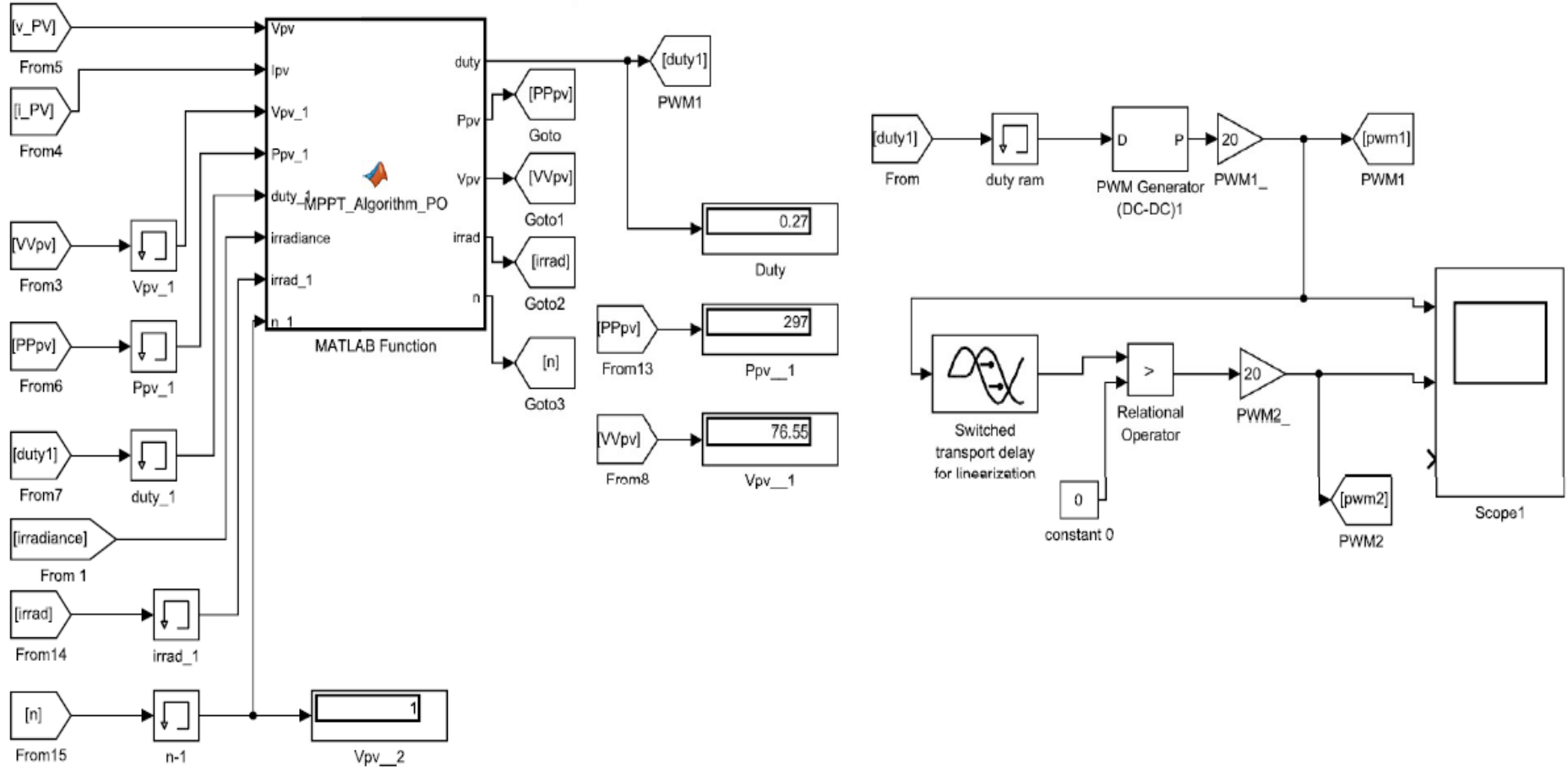


Şekil 5.5. Simulink Signal Builder ve FV Array modülleri ile simülasyon kaynağı oluşturulması

5.4. Simulink'te Çift Katmanlı Interleaved Buck Çevirici Devresi Oluşturulması

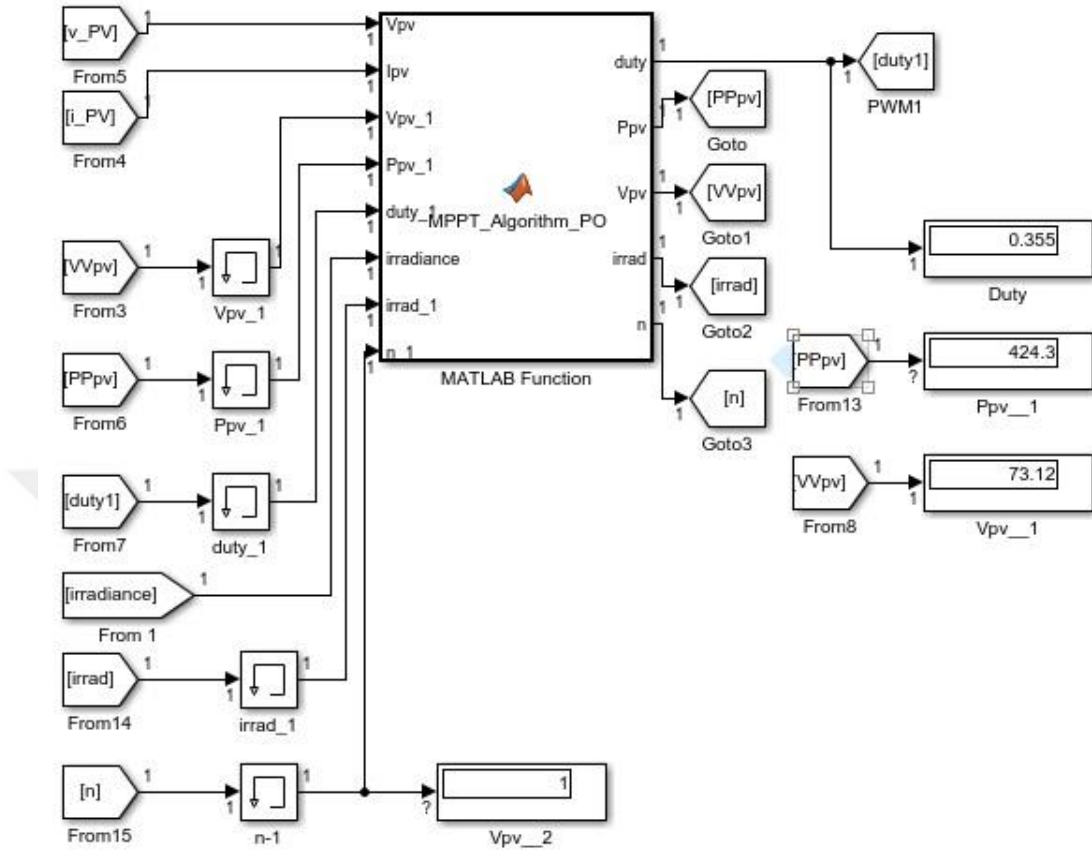


Şekil 5.6. Simulink'te çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinin oluşturulması-1



Şekil 5.7. Simulink'te çift katmanlı interleaved buck çevirici devresinin oluşturulması-2

5.5. Simulink'te Adaptif Hızlandırılmış MPPT P&O Algoritması'nın Uygulanması



Şekil 5.8. Simulink'te Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması Fonksiyon Blok Diyagramı

Şekil 5.8'de Simulink'te "Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması" blok diyagramı gösterilmiştir. Kodlar Matlab Function Bloğu içerisinde yazılmıştır. Algoritma tarama işlemi discrete modda 4ms olarak ayarlanmıştır. Aşağıda algoritma kodları gösterilmiştir;

```
function [duty,Ppv,Vpv,irrad,n] =
MPPT_Algorithm_PO(Vpv,Ipv,Vpv_1,Ppv_1,duty_1,irradiance,irrad_1,n_1)
% writer: sinan sarıkaya
duty_init=0.10;
duty_min=0;
duty_max=0.5;
deltaD=0.005;
%maksimum 100 adım
%persistent Vpv_1 Ppv_1 duty_1;
```

```

% başlangıç değerleri
%if isempty(Vpv_1)
%   Vpv_1=0;
%   Ppv_1=0;
%   duty_1=duty_init;
%end

i= abs(irradiance-irrad_1)/irrad_1*100;
if (i~=0)
    irrad=irradiance;
else
    irrad=irrad_1;
end
Ppv=Vpv*Ipv;
if (n_1= =1)
    if (i>=0 && i<=20)
        n=1;
    elseif (i>20 && i<=40)
        n=2;
    elseif (i>40 && i<=60)
        n=3;
    elseif (i>60 && i<=80)
        n=4;
    else
        n=5;
    end
else
    if ((abs(Ppv-Ppv_1)/Ppv_1*100)<5)
        n=1;
    else
        n=n_1;
    end
end
% Yüzde 5 osilasyon değeri baz alınmıştır. Bu değere kadar n sabit tutulur.
% n=1;
if (Ppv= =Ppv_1)

```

```

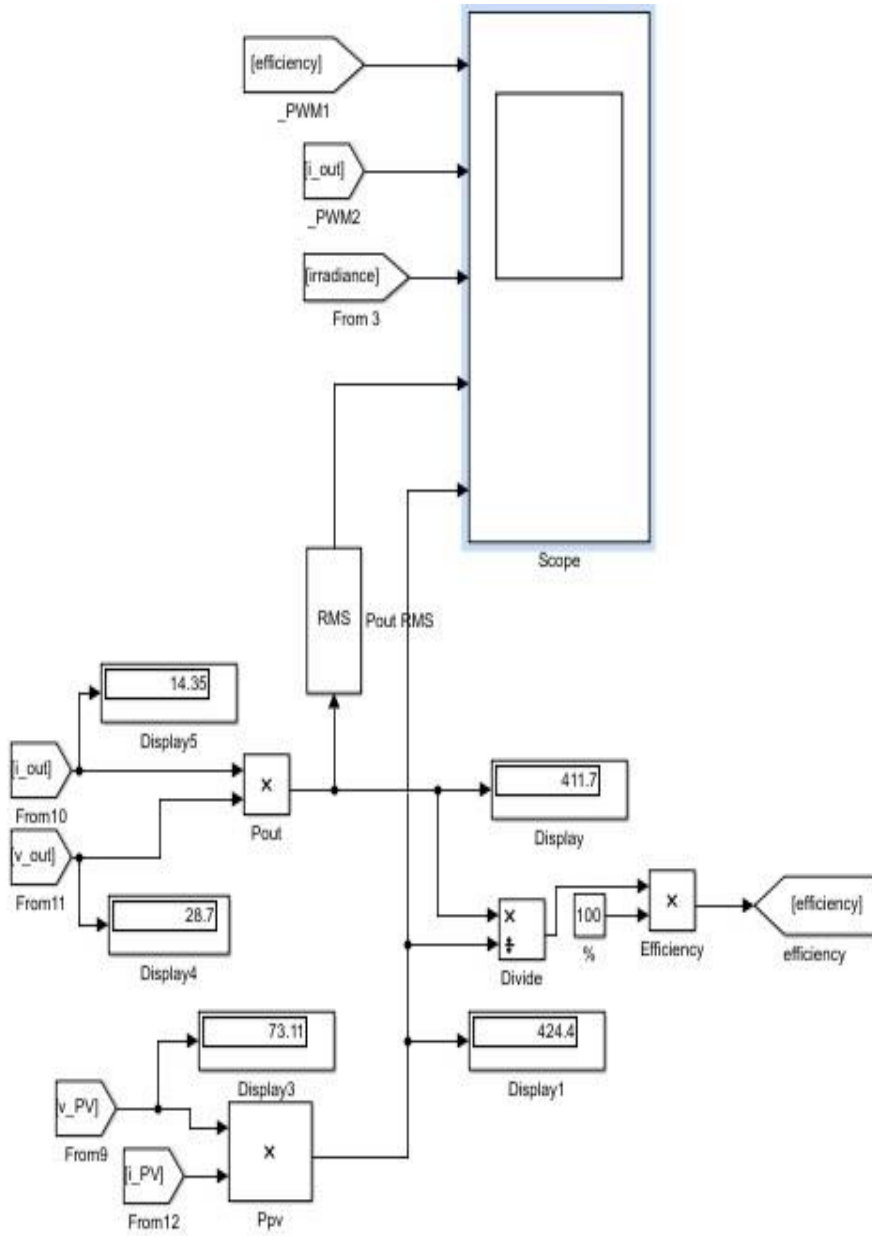
duty=duty_1;
else
    if (Ppv>Ppv_1)
        if (Vpv>Vpv_1)
            duty=duty_1 - n*deltaD;
        else
            duty=duty_1 + n*deltaD;
        end
    else
        if (Vpv>Vpv_1)
            duty=duty_1 + n*deltaD;
        else
            duty=duty_1 - n*deltaD;
        end
    end
end
if duty<duty_min
    duty=duty_min;
end
if duty>duty_max
    duty=duty_max;
end
end
% duty_1=duty;
% Vpv_1=Vpv;
% Ppv_1=Ppv;

```

5.6. Simulink'te Sistem Çıkış Sinyallerinin, Sistem Verimliliğinin İncelenmesi ve Elde Edilen Sonuçlar

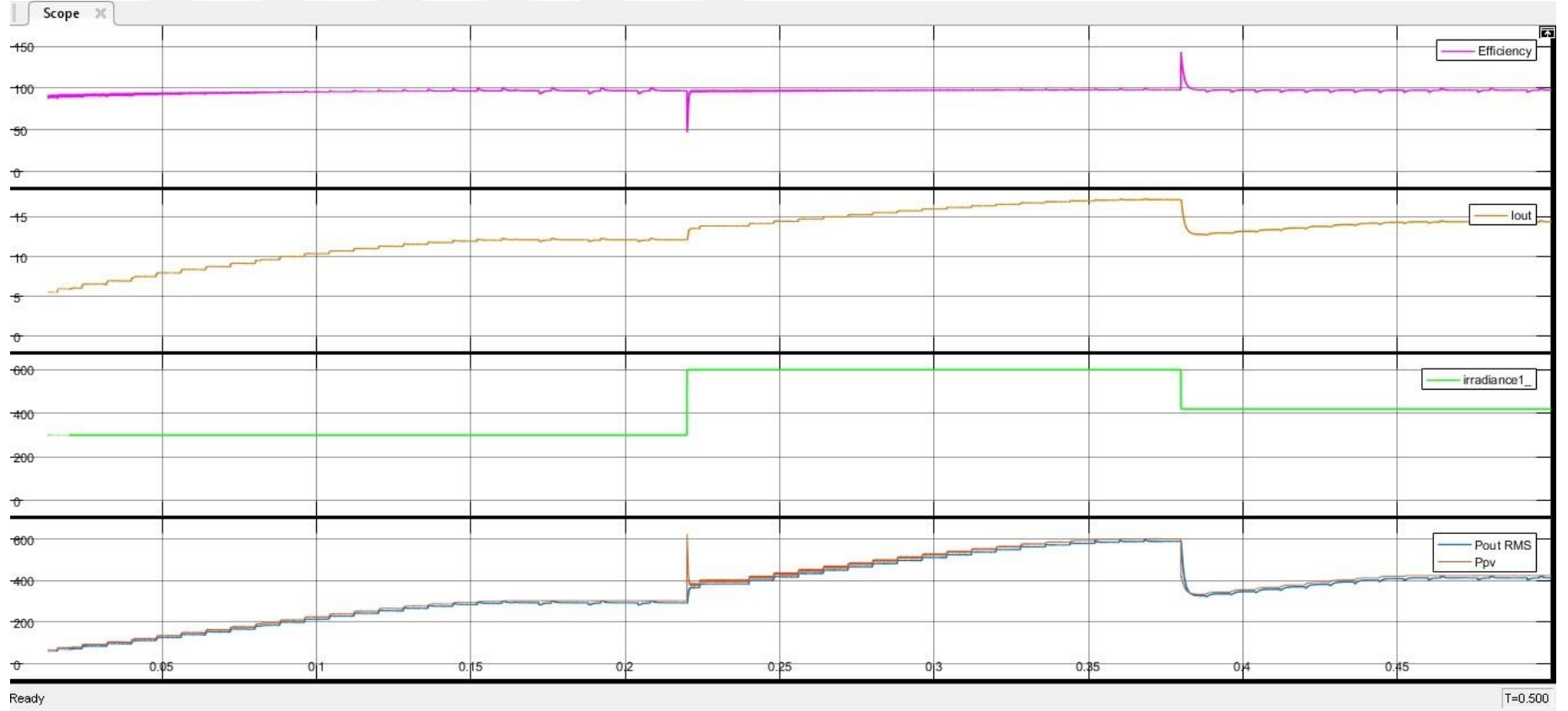
Simulink'te sistem çıkış sinyallerini incelemek için Şekil 5.9'daki fonksiyon blok diyagramları oluşturulmuştur. Sistem verimliliği Eş. 5.1 ile belirlenmiştir;

$$\eta = P_{out} / P_{pv} * 100 \quad (5.1)$$



Şekil 5.9. Simulink'te sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin invelenmesi için tasarlanan fonksiyon blok diyagramları

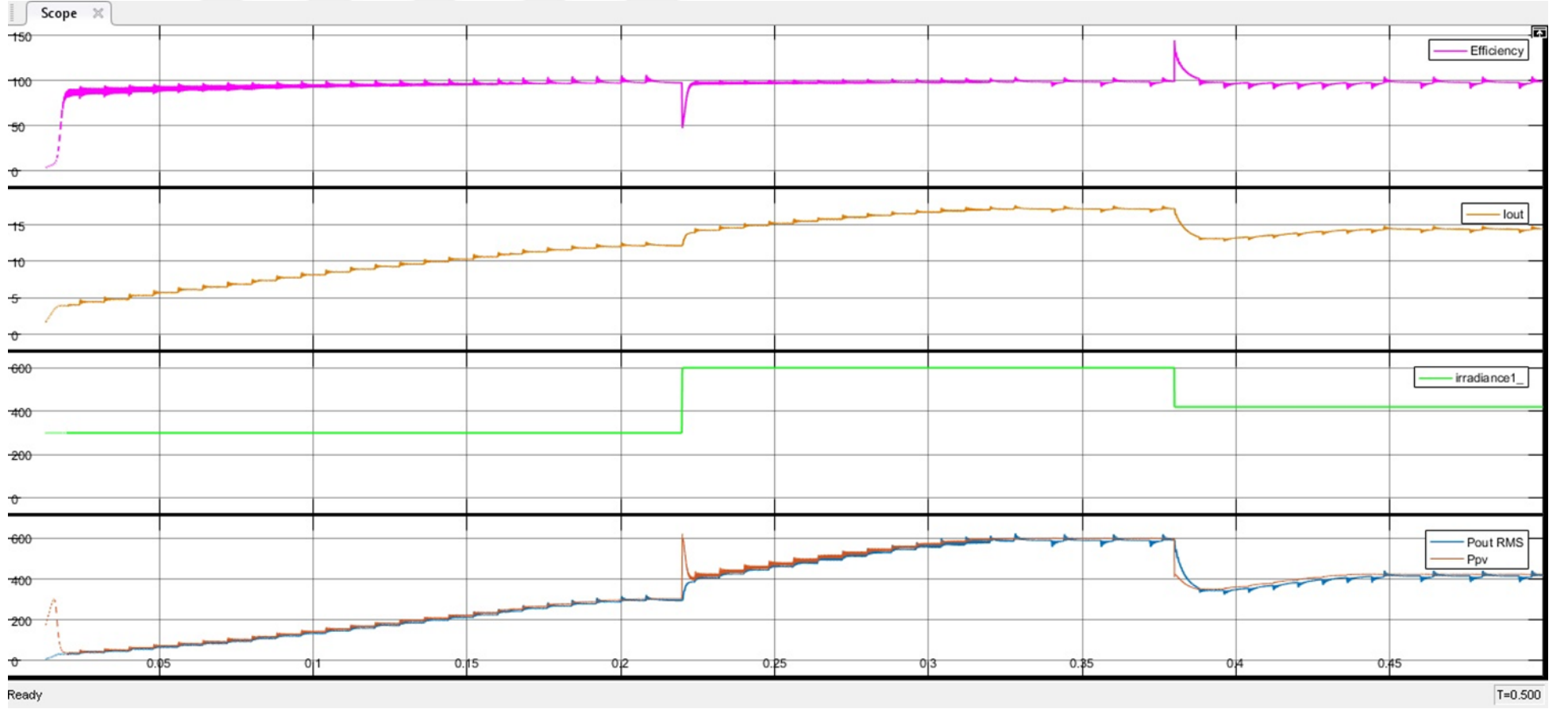
5.6.1. Geleneksel P&O MPPT Algoritması ile sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin incelenmesi



Şekil 5.10. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.5, C:0.005)

Simülasyonda algoritma çevrim süresi (PWM doluluk oranı değiştirme süresi), Simulink simülasyon sonuçlarının çok uzun sürede elde edilebilmesi sebebiyle 4 ms olarak belirlenmiştir. Toplam 500 ms'lik simülasyonda, 125 (500ms/4ms) adet algoritma çevrimi gerçekleştirilmektedir. Ancak pratikte, sistemin PWM doluluk oranı değişimine uygun cevap vermesi için ihtiyaç duyulan algoritma çevrim süresi 100-500ms'dir. Çevrim süresi arttıkça olası sistem güç kaybı doğrusal olarak artmaktadır.

Şekil 5.10'da çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı devreye Geleneksel P&O MPPT Algoritması uygulandığında, MPP'nin yakalanması en kötü performans olarak 36 çevrimde (ilk 210ms'lik periyotta), 144ms'de gerçekleşmektedir. Bir başka deyişle ani hava değişimlerinde sistemin MPP'yi yakalaması oldukça uzun zaman almakta ve sistemin ani hava değişimlerinde MPP'yi yakaladığı ana kadar geçen sürede yüksek güç kaybı yaşanmaktadır.

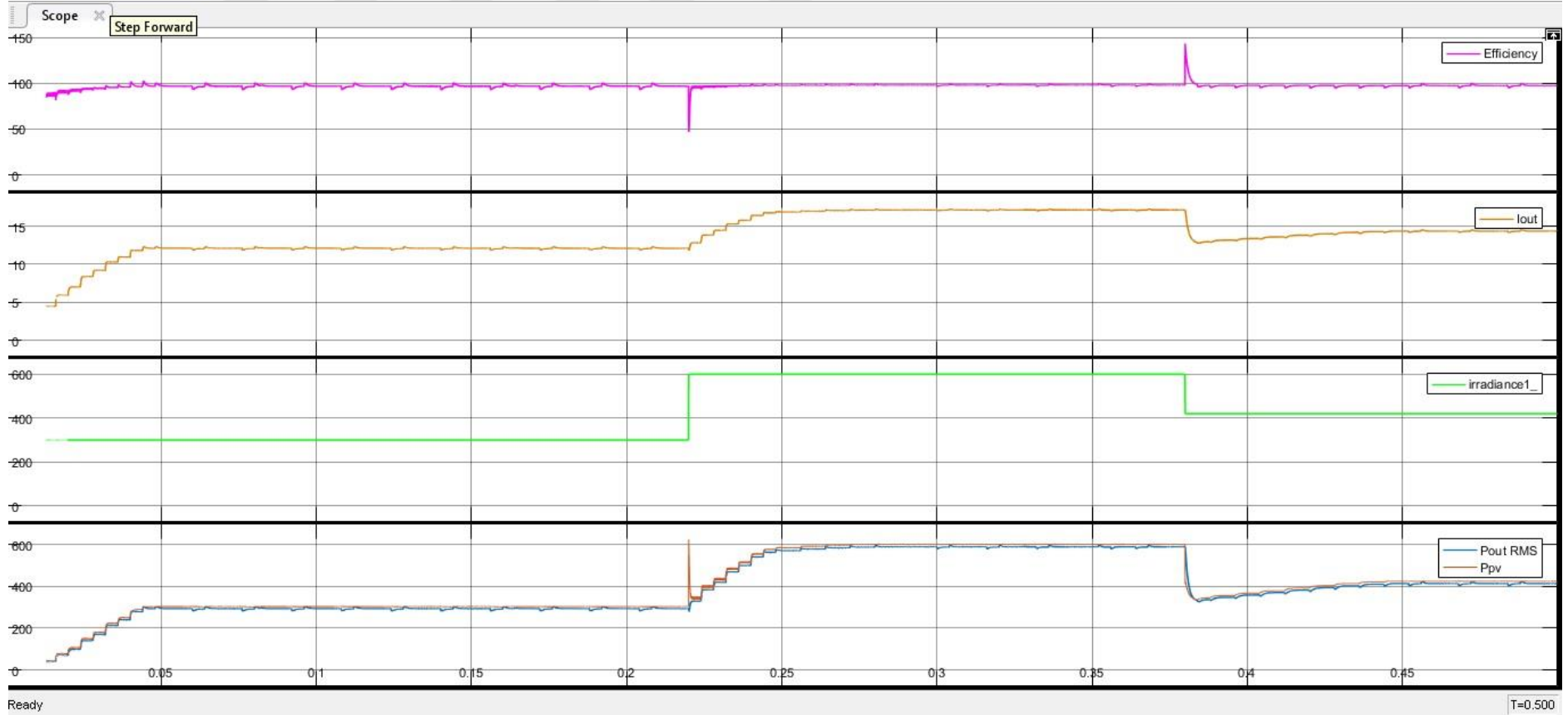


Şekil 5.11. Geleneksel buck çevirici-Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.9, C:0.005)

Şekil 5.11’de geleneksel buck çevirici tabanlı devreye Geleneksel P&O MPPT Algoritması uygulandığında, en kötü performans olarak, 500watt/m² radyasyonda MPP’nin yakalanması ilk 50 çevrimde (ilk 210ms’lik periyotta), 200ms’de gerçekleşmektedir.



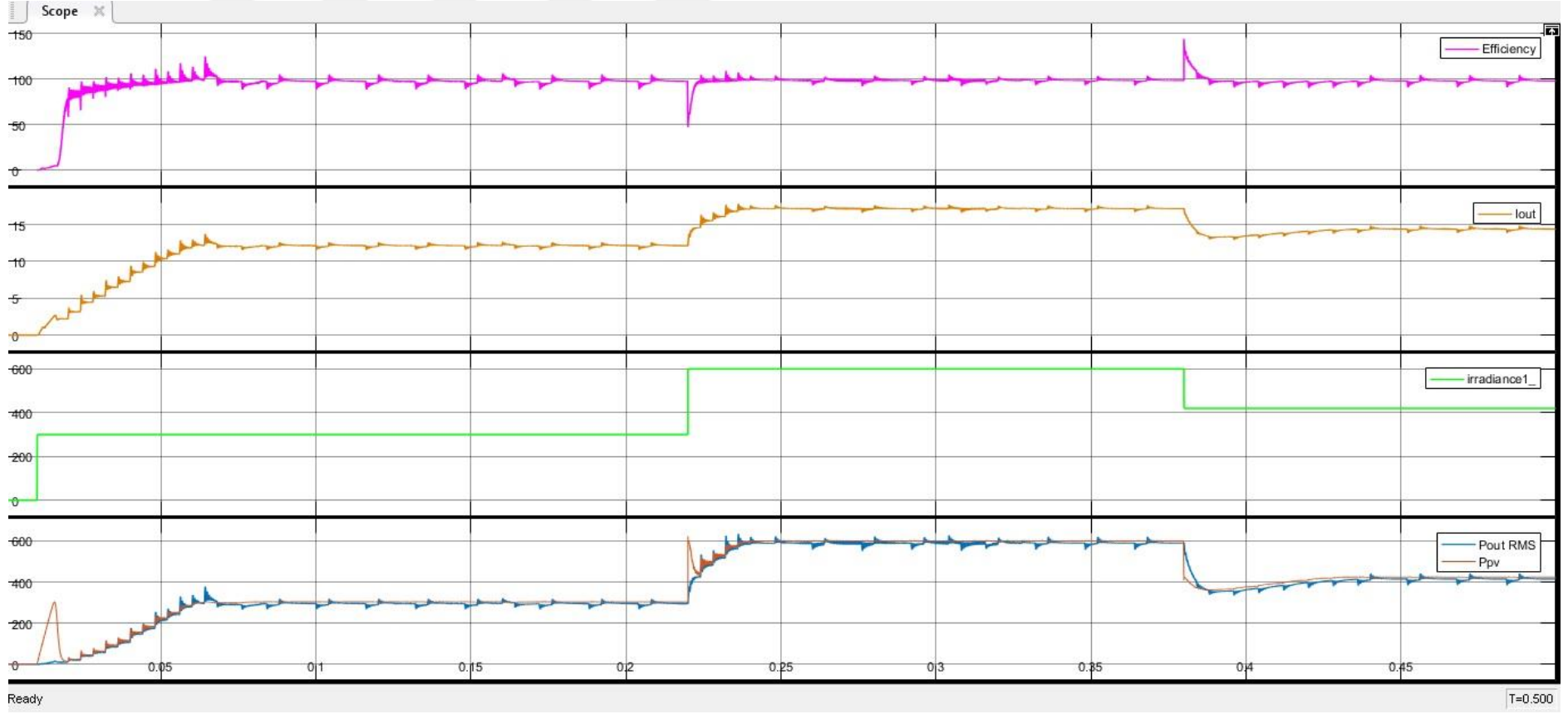
5.6.2. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması ile sistem çıkış sinyallerinin ve sistem verimliliğinin incelenmesi



Şekil 5.12. Çift katmanlı interleaved buck Çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.5, C:0.005)

Şekil 5.12’de görüldüğü üzere çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı devreye adaptif özellikteki “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” uygulandığında, 500watt/m² radyasyonda MPP 9 çevrimde, 36ms’de yakalanmaktadır. Bir başka deyişle sistem, ani hava değişimlerinde MPP’yi çok kısa sürede yakalamakta ve gerçekleşen güç kaybı Geleneksel P&O MPPT Algoritması’na göre çok düşük değer almaktadır.





Şekil 5.13. Geleneksel buck çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty max:0.9, C:0.005)

Şekil 5.13'teki grafikte geleneksel buck çevirici devre tabanında Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması ile elde edilen enerji verimliliğinin, Şekil 5.11'deki grafikte Geleneksel P&O Algoritması ile elde edilen verimlilikle kıyaslandığında, farkın bariz şekilde yüksek olduğu görülmektedir. Gerçekleştirilen 4 adet simülasyonda elde edilen veriler kıyaslamalı olarak Tablo 5.1'de gösterilmiştir.

Tablo 5.1. Simülasyonda uygulanan çift katmanlı interleaved buck çevirici ve algoritma tipine bağlı olarak MPP'nin yakalandığı ana kadar geçen toplam çevrim süresi ve sayısı (algoritma çevrim süresi: 4ms)

Uygulanan Buck Çevirici - Algoritma Tipi	Maksimum Güç Noktasının Yakalanması İçin Geçen Süre Ve Algoritma Çevrim Sayısı			
	500watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.01-0.22s, 53 Çevrim)	1000watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.22-0.38s, 40 Çevrim)	700watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.38-0.50s, 30çevrim)	Toplam Çevrim Süresi Ve Sayısı
Interleaved Buck Çevirici-Geleneksel P&O Mppt Algoritması - Şekil 5.10	36 Çevrim - 144 ms	35 Çevrim - 140 ms	16 Çevrim - 64 ms	87 Çevrim - 348 ms
Interleaved Buck Çevirici-Hızlandırılmış P&O Mppt Algoritması-Şekil 5.12	9 Çevrim - 36 ms	13 Çevrim - 52 ms	15 Çevrim - 60 ms	37 Çevrim - 148 ms

Tablo 5.2. Simülasyonda uygulanan geleneksel buck çevirici ve algoritma tipine bağlı olarak MPP'nin yakalandığı ana kadar geçen toplam çevrim süresi ve sayısı (algoritma çevrim süresi: 4ms)

Uygulanan Buck Çevirici - Algoritma Tipi	Maksimum Güç Noktasının Yakalanması İçin Geçen Süre Ve Algoritma Çevrim Sayısı			
	500watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.01-0.22s, 53 Çevrim)	1000watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.22-0.38s, 40 Çevrim)	700watt/m ² Güneş Radyasyonu (0.38-0.50s, 30çevrim)	Toplam Çevrim Süresi Ve Sayısı
Geleneksel Buck Çevirici-Geleneksel P&O Mppt Algoritması- Şekil 5.11	50 Çevrim - 200 ms	27 Çevrim - 108 ms	17 Çevrim - 68 ms	94 Çevrim - 376 ms
Geleneksel Buck Çevirici-Hızlandırılmış P&O Mppt Algoritması-Şekil 5.13	13 Çevrim - 52 ms	7 Çevrim - 28 ms	15 Çevrim - 60 ms	35 Çevrim - 140 ms

6. GERÇEK ZAMANLI UYGULAMA İLE SİSTEM ENERJİ VERİMLİLİĞİNİN ANALİZ EDİLMESİ

Bu bölümde çift katmanlı interleaved buck çevirici devre tabanında geleneksel P&O MPPT Algoritması ile Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın sistem enerji verimlilikleri, eşit hava ve ortam koşulları (aydınlık düzeyi, ortam sıcaklığı, aynı devre kartı, iki testin birbirine yakın zamanlaması vb.) altında, kurulan deneysel düzenek ile gerçek zamanlı uygulama olarak sistem analizleri kıyaslamalı olarak gerçekleştirilmiştir.

Deneysel düzende kullanılan çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı solar MPPT şarj düzenleyici devre kartı, tezde açıklanan ve yapılan devre analizleri sonucunda belirlenen elektronik komponent değerleriyle birebir uygun ve uyumlu olarak tasarlanmıştır.



Şekil 6.1. Gerçek zamanlı uygulama testi için kurulan off-grid GES düzeneği-1



Şekil 6.2. Gerçek zamanlı uygulama testi için kurulan off-grid GES düzeneği-2

Şekil 6.1 ve Şekil 6.2’de gerçek zamanlı uygulama testi için kurulan off-grid GES sistemi düzeneği gösterilmiştir.

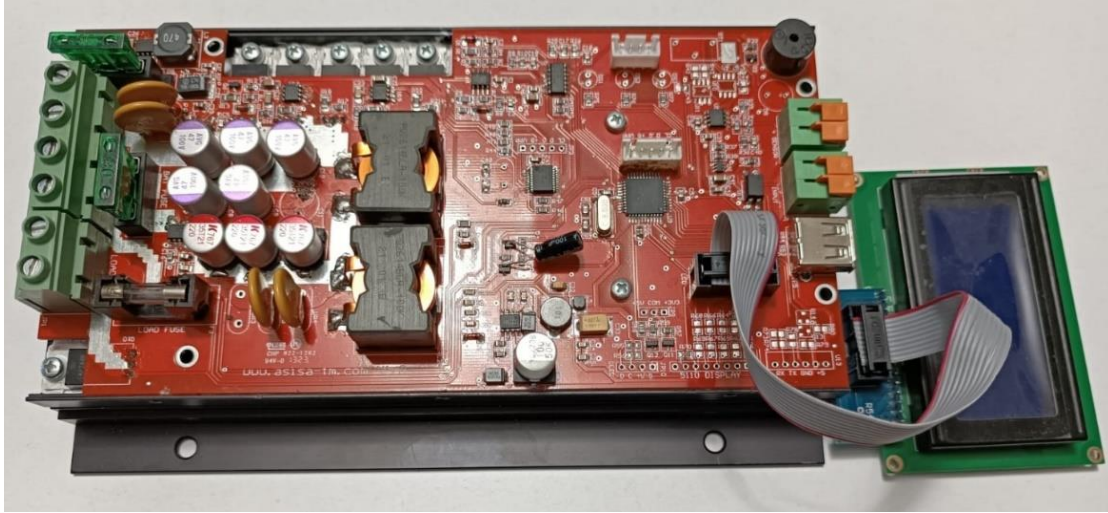
Düzenekte kullanılan ekipmanlar Tablo 6.1’de kullanılmıştır

Tablo 6.1. 330Wp monokristal güneş paneli ürün etiketi bilgileri

NO	DENEYSEL DÜZENЕКTE KULLANILAN EKİPMANLAR
1	1 adet 12 volt 100 Ah jel akü
2	Geliştirilen 30 amper 12/24volt çift katmanlı interleaved buck çevirici devre tabanlı 1 adet solar MPPT şarj düzenleyici (regülatör)
3	1 adet PC programı : FV panel akım ve gerilim değerleri, akü şarj akımı ve gerilim değeri, MPPT algoritmasına ilişkin n değeri, PWM sinyali doluluk değeri- duty, ortamın aydınlık düzeyi-Elux parametreleri USB portu ile PC aktarılmış, ilgili değerler PC’de excel sayfasına kaydedilerek veriler MATLAB ortamında analiz edilmiştir.
4	1 adet BPW21 fotodiyot ışık sensörü (ortamın aydınlık düzeyi okuyucusu)
5	FV paneli aktif etmek veya devre dışı bırakmak için 1 adet anahtar (switch)
6	3 metre 4mm ² solar kablo, 1,5 metre 4mm ² akü şarj kablosu

Tablo 6.2. 330Wp monokristal güneş paneli ürün etiketi bilgileri

Maksimum güç	P _{max}	330	W
Açık devre gerilimi	V _{oc}	40,98	V
Kısa devre akımı	I _{sc}	10,31	A
Maksimum güçte gerili değeri	V _{mpp}	34,15	V
Maksimum güçte akım değeri	I _{mpp}	9,67	A
Maksimum sistem gerilimi	V _{max}	1500	V
Seri sigorta değeri		15	A
Ölçme hata payı		±3	%
Ağırlık		20	kg
Modül verimliliği		19,64	%
Hücre tipi	Monokristal		
Test koşulu	STC 1000W/m ² , AM 1.5, Hücre sıcaklığı 25±2 C°		
Yangın sınıfı	C Sınıf 2		
Üretici	Alfa Solar Enerji, Türkiye		
Ürün modeli	A3S60M330		



Şekil 6.3. Geliştirilen 30 amper 12/24 volt çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı solar MPPT şarj düzenleyici (regülatör)

Form1

Sıcaklık

--,-°C

ALINAN VERİ

GÖNDERİLECEK VERİ

Satıra Bilgi Ekle

DATA GÖNDER

CNTR1

CNTR2

TO FLOAT

SAAT

PC KAYIT BAŞLAT

PC KAYIT SONLANDIR

00:00

00:00

IŞIK SENSÖRÜ DEVREDE

IŞIK SENSÖRÜ DEVREDİŞİ

n GÖNDER

	Vpv	Ipv	Vbat	Ibat	Elux	n1	Duty	Saat
▶	30,79	0,82	12,39	1,81	2987,50	1	37	12:43:39
	30,79	0,82	12,39	1,81	2987,50	1	37	12:43:39
	28,93	0,83	12,39	1,87	2987,50	1	36	12:43:39
	28,93	0,83	12,39	1,87	2987,50	1	36	12:43:40
	30,48	0,79	12,39	1,89	3228,13	1	35	12:43:40
	30,48	0,79	12,39	1,89	3228,13	1	35	12:43:40

USB Bağlantısı Bekleniyor

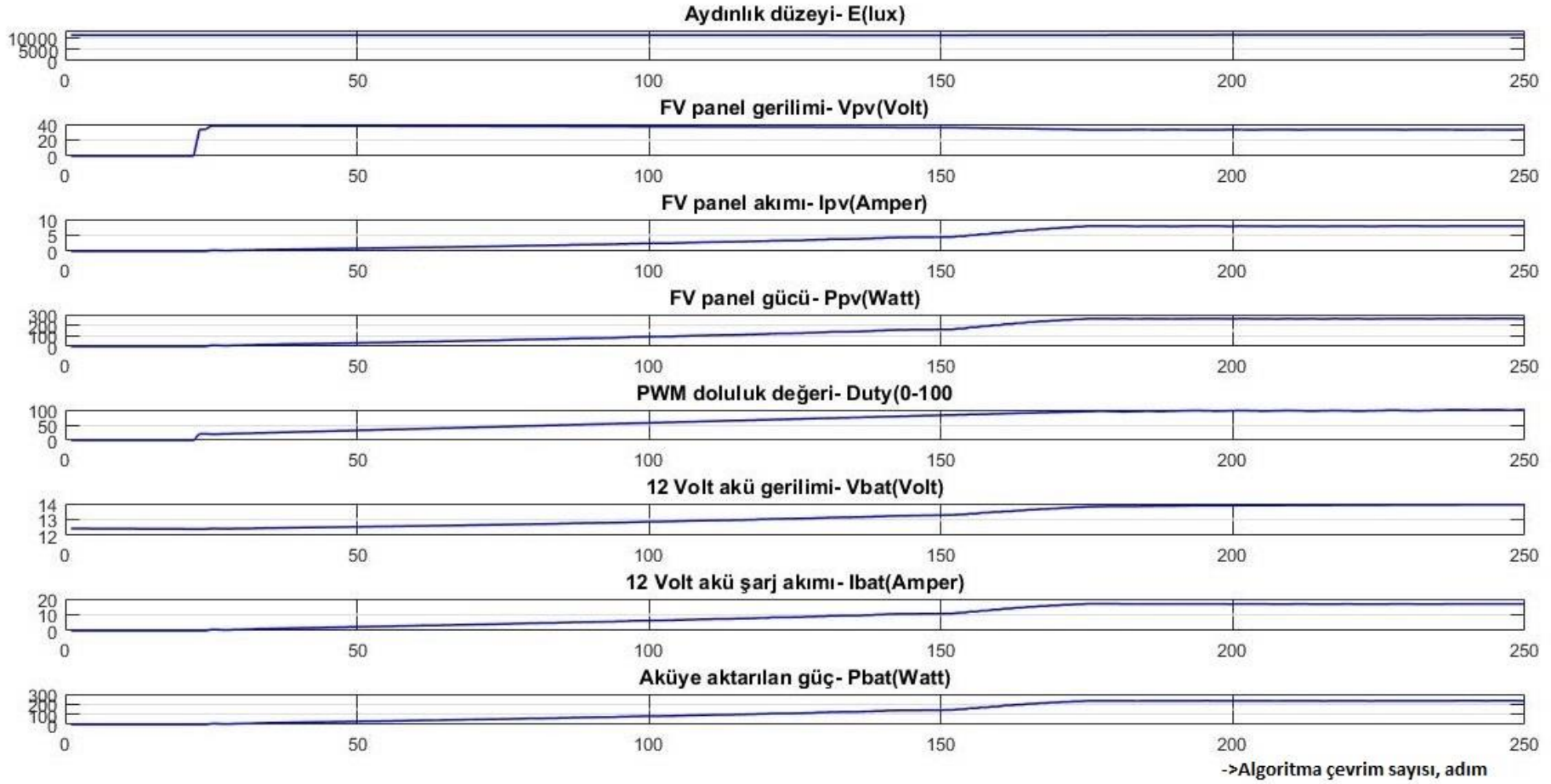
Şekil 6.4. USB iletişime sahip PC uygulama yazılımı

6.1. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Geleneksel P&O MPPT Algoritması İle Sistem Enerji Verimliliğinin İncelenmesi

30 Mayıs 2023 tarihinde saat 12:35'de Van ilinde parçalı bulutlu hava ortamında, açık ve gölgesiz alanda, 35-40 derece güneye eğimli FV panel ve geleneksel P&O MPPT Algoritması ile sistem testi gerçekleştirilmiştir.

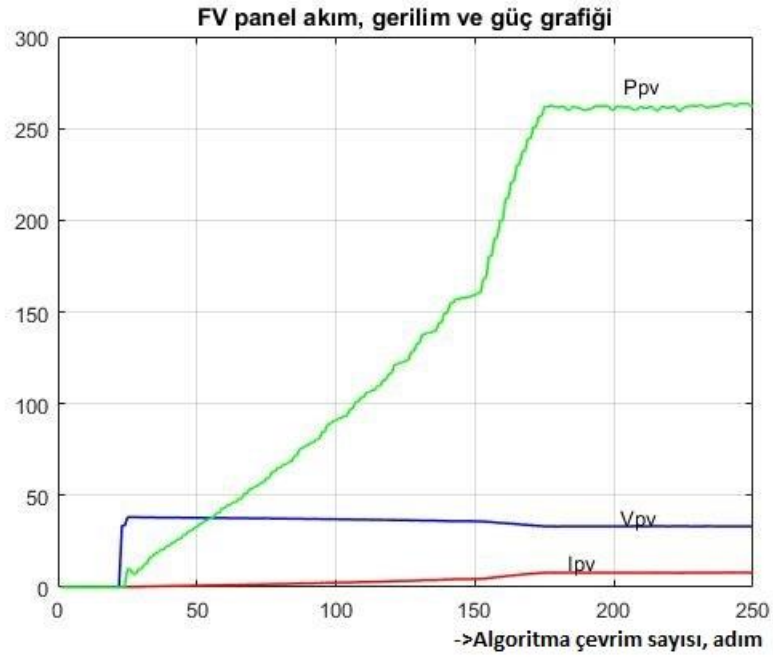
Yapılan testte; FV panel başlangıçta kapalı bırakılıp, anahtar ile aktif edilerek sistemin MPP'ye ulaştığı sistem giriş çıkış parametreleri aşağıda grafiklerle ayrıntılı olarak analiz edilmiştir.





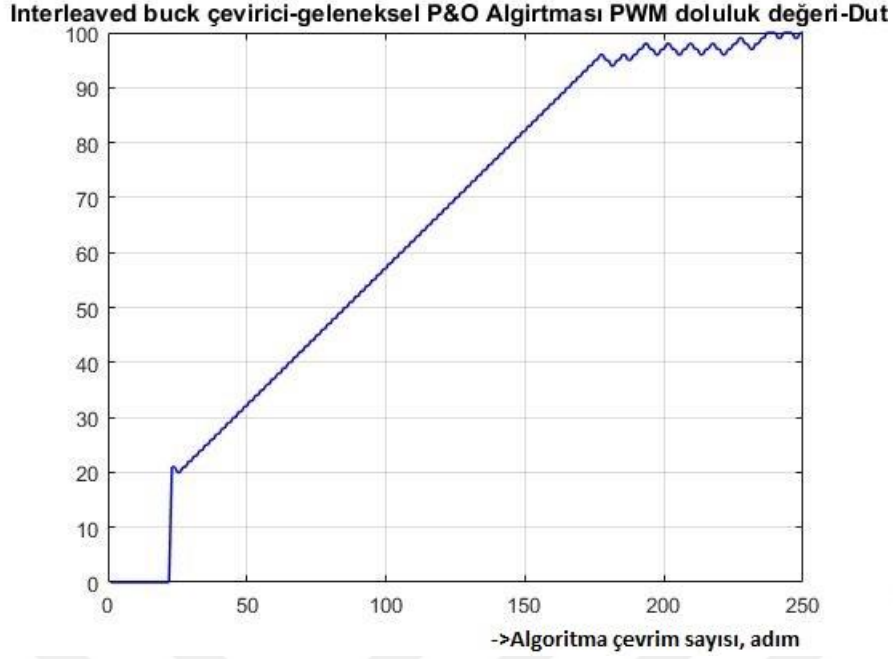
Şekil 6.5. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-geleneksel P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty_min:8, duty_init:20, duty max:100, C:1, n:1)

Yapılan uygulamalı testte sistemin tüm parametreleri grafik halinde Şekil 6.5'te gösterilmiştir. Ortamın aydınlık düzeyi 10.900-11.200 lux aralığında ölçülmüştür. Sistem testi toplam 250 adet MPPT döngüsü ile bir başka deyişle 250 adımda, yaklaşık 2 dk boyunca gerçekleştirilmiştir. Her bir adım/MPPT döngüsü yaklaşık 450 ms'dir. 25. Adımda FV panel anahtar ile devreye alınmış ve 250 adımda sistem tepkisi kaydedilmiştir. Sistem testi 25. adımda ve 10.978 lux aydınlık düzeyinde, PWM doluluk oranı %20 ile başlatılmış, 175.adımda ve PWM doluluk oranı 95 değeri ile maksimum güç noktası MPP'ye ulaşılmıştır.



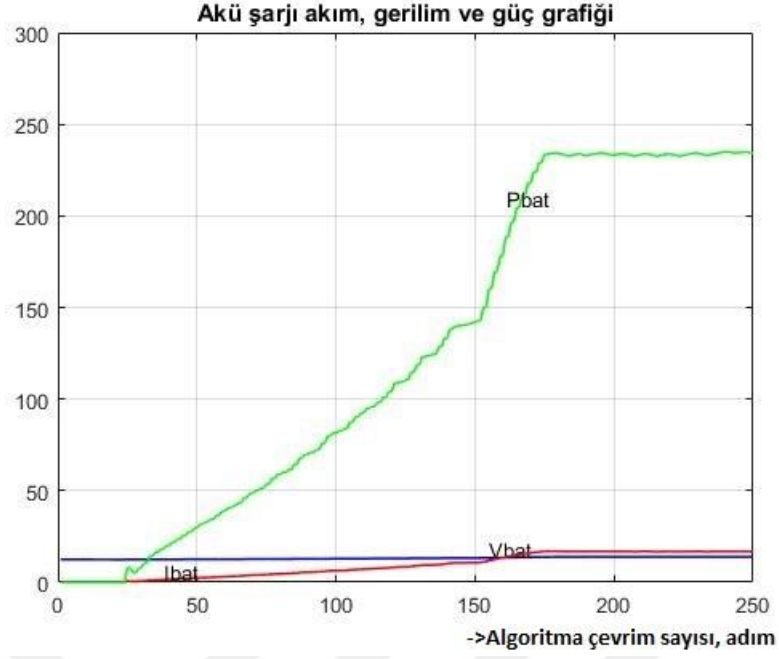
Şekil 6.6. FV panel akım, gerilim ve güç grafiği

Şekil 6.6'da FV panelin akım, gerilim ve güç grafiği gösterilmiştir. Sistem 11.025 lux aydınlık düzeyi ortamında 175.adımda % 95 PWM doluluk değeri ile FV panel Vmp değeri 33,11 volt, Imp değeri 7,91 amper ve Pmp değeri 261,9 watt olan maksimum güç noktasına ulaşmıştır. Sistem kapalı konumdan MPP'ye 150 (175-25) adımda ulaşmıştır.



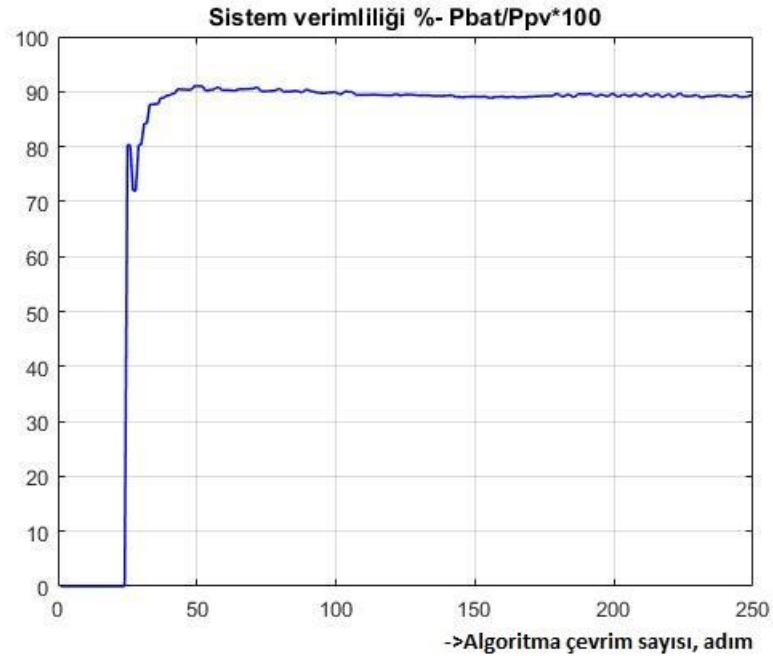
Şekil 6.7. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-geleneksel P&O Algoritması PWM doluluk değeri-Duty grafiği

Şekil 6.7’de geleneksel P&O MPPT Algoritması tarafından üretilen çift katmanlı interleaved buck çevirici PWM sinyalinin doluluk değeri grafiği gösterilmiştir. Sistem testi 25. adımda ve 10.978 lux aydınlık düzeyinde PWM doluluk oranı %20 ile başlatılmış, 175.adımda ve PWM doluluk oranı 95 değeri ile maksimum güç noktası MPP’ye (261,90 watt) 150 adımda ulaşılmıştır. MPP’ye 175.adımda ulaşıldıktan sonra 11.025-11.228 lux aydınlık düzeylerinde MPP etrafında düşük salınımlarla 250. adıma kadar 95-100 PWM doluluk değerleri ile MPP takip edilmiştir.



Şekil 6.8. Akü şarjına ilişkin akım, gerilim ve güç grafiği

Şekil 6.8’de aküye yapılan şarj işleminin akım, gerilim ve güç grafiği gösterilmiştir. 175.adım olan maksimum güç noktasında V_{bat} 13,81 volt, I_{bat} 16,92 amper, P_{bat} 233,66 watt olarak gösterilmiştir. MPP noktasında FV panelin maksimum gücü P_{mp} 262,22 watt olarak ölçüldüğünden sistem verimliliği %89,22 olarak ölçülmüştür.



Şekil 6.9. Sistem donanım verimliliği grafiği

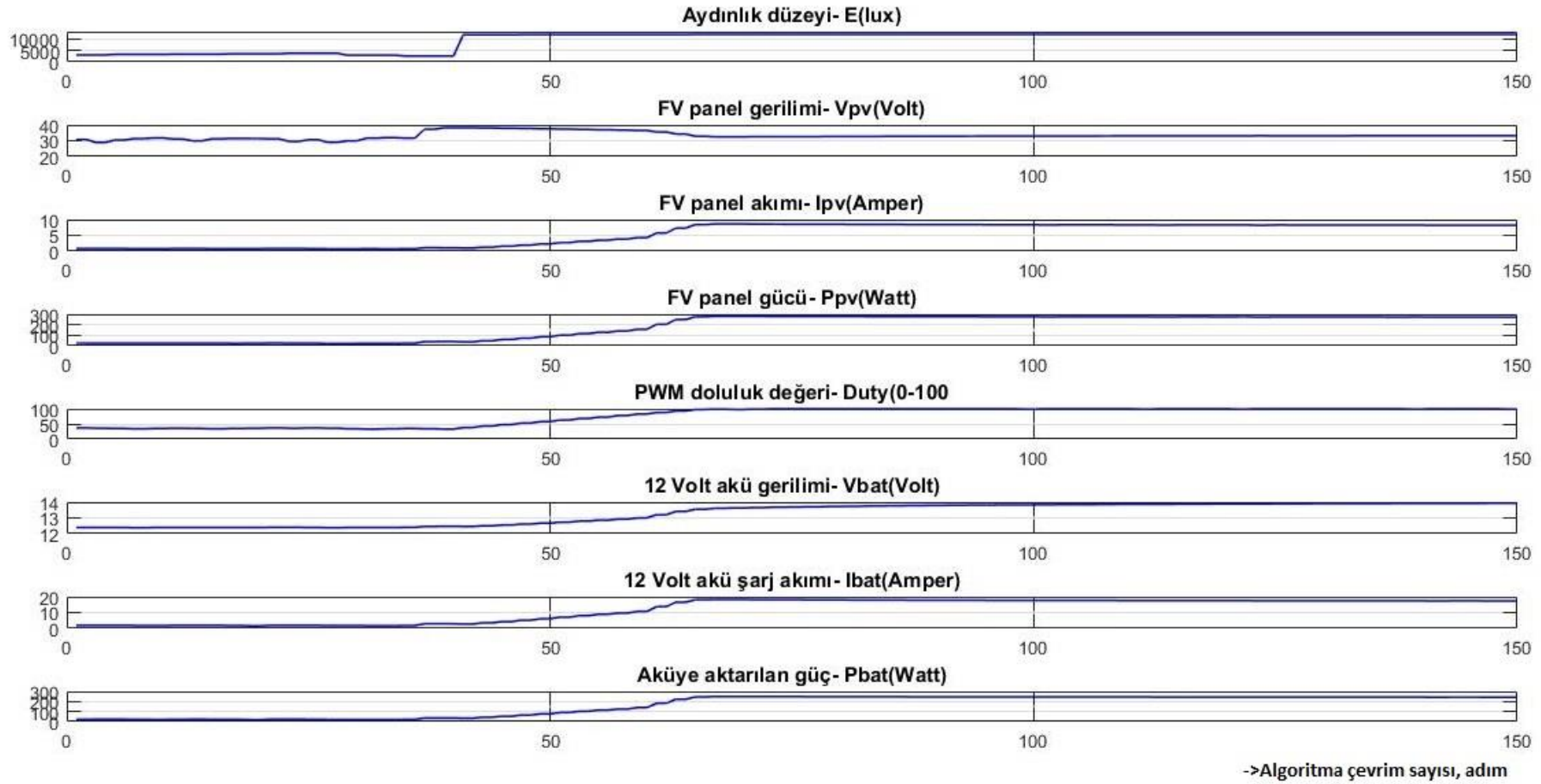
Şekil 6.9’da sistemin donanım verimlilik grafiği gösterilmiştir. Grafikte maksimum donanım verimliliği 47. adımda %91,01 olarak ölçülmüştür. 12 volt akü sisteminde sistemin verimliliğinin gayet iyi seviyede olduğu anlaşılmaktadır.

6.2. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması İle Sistem Enerji Verimliliğinin İncelenmesi

30 Mayıs 2023 tarihinde saat 12:43’te Van ilinde parçalı bulutlu hava ortamında, açık ve gölgesiz alanda, 35-40 derece güneğe eğimli FV panel ile sistem testi yapay gölgeleme ve Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması ile gerçekleştirilmiştir.

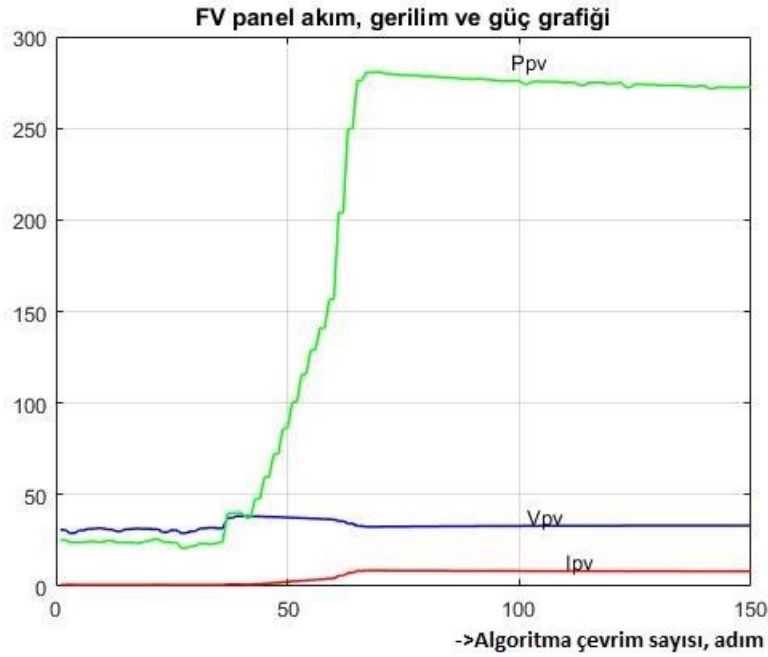
Yapılan testte gölgesiz ortamın aydınlık düzeyi 11.668 lux iken bir örtü ile yapay gölgeleme oluşturularak ortamın aydınlık düzeyi 2.987 lux’e indirilmiş, 2.987 lux değerindeki yapay gölgeli ortamda, kapalı konumda olan FV panel bir anahtar ile aktif edilerek test başlatılmıştır. Sistemin yapay gölgeli ortamda MPP’ye ulaşması beklenmiş, 2.515 lux değerinde ve PWM doluluk oranı %34 değerinde MPP’de dengeye otururken, yapay gölgeli ortam ani olarak kaldırılarak açık ve gölgesiz hava ortamındaki 11.668 lux değerindeki aydınlık düzeyine geçilerek sistemin maksimum güç noktası-MPP’ye ulaşması ayrıntılı olarak analiz edilmiş ve aşağıdaki grafiklerle sonuçlar gösterilmiştir.

Test sonucunda sistemin MPP’ye ulaştığı sistem giriş çıkış parametreleri aşağıda grafiklerle ayrıntılı olarak analiz edilmiştir.



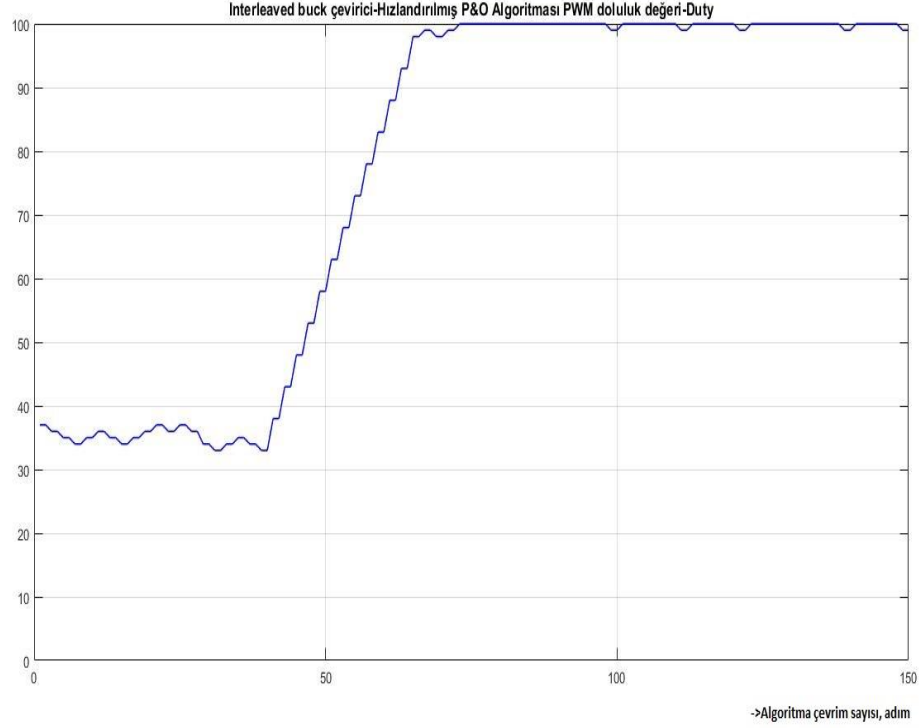
Şekil 6.10. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın uygulanması sonucu sistem çıkış sinyalleri ve sistem verimliliği grafikleri (duty_min:8, duty_init:20, duty_max:100, C:1, n:1-5)

Yapılan uygulamalı testte sistemin tüm parametreleri birlikte grafik halinde Şekil 6.10'da gösterilmiştir. Ortamın aydınlık düzeyi 2.515-11.843 lux aralığında ölçülmüştür. Sistem testi toplam 150 adet MPPT döngüsü ile bir başka deyişle 150 adımda, yaklaşık 1 dk boyunca gerçekleştirilmiştir. Her bir adım/MPPT döngüsü yaklaşık 450 ms'dir.



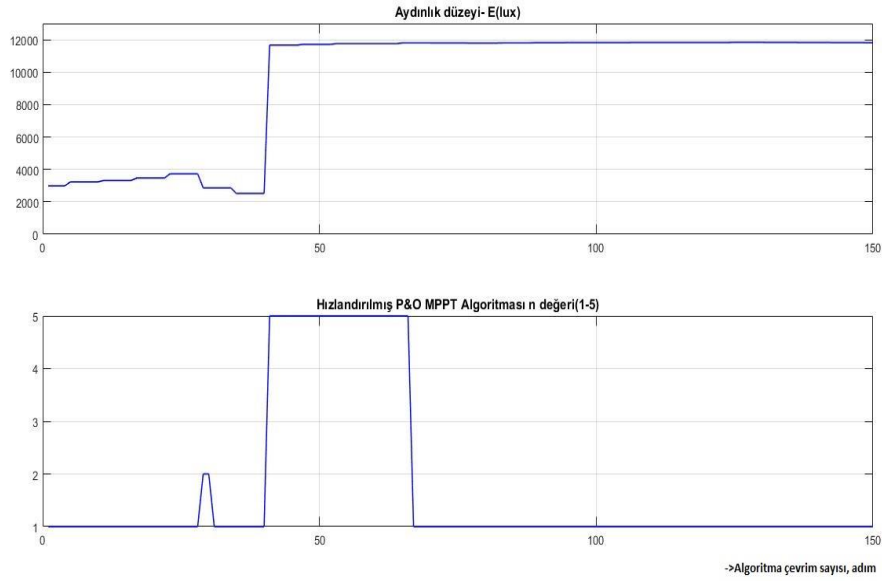
Şekil 6.11. FV panel akım, gerilim ve güç grafiği- Hızlandırılmış P&O Algoritması

Şekil 6.11'de FV panelin akım, gerilim ve güç grafiği gösterilmiştir. Yapay gölgeli ortamda 40.adımda FV panel V_{mp} değeri 38,24 volt, I_{mp} değeri 1,05 amper ve P_{mp} değeri 40,15 watt değerleri ile maksimum güç noktasında dengede iken 41.adımda yapay gölge ani olarak kaldırılarak 11.668 lux değerindeki açık ortam aydınlık düzeyine geçiş yapılmıştır. Açık ortamda sistem 73.adımda, 11.759 lux aydınlık düzeyinde V_{mp} 32,62 volt, I_{mp} 8,56 amper ve P_{mp} 279,22 watt değerinde PWM doluluk değeri 100'e bir başka deyişle yeni MPP'ye 33 (73-40) adımda ulaşmıştır.



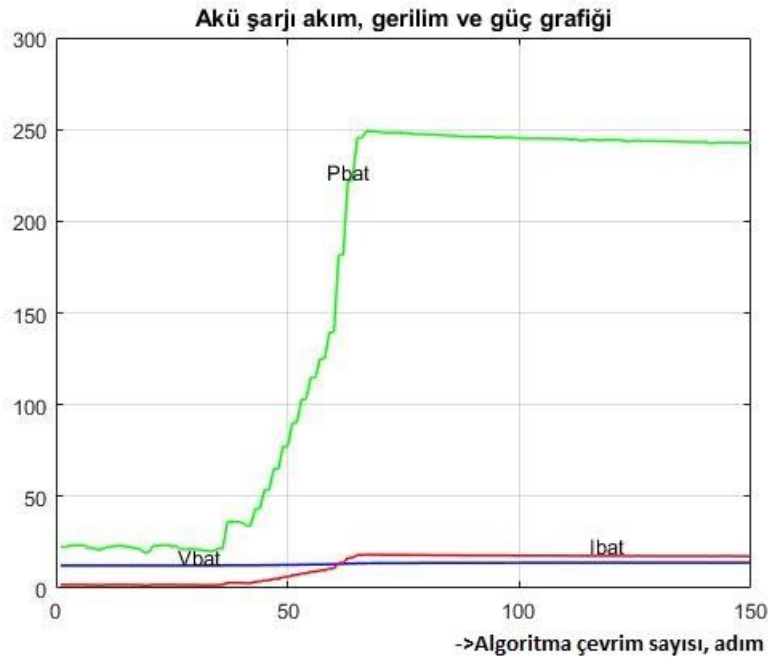
Şekil 6.12. Çift katmanlı interleaved buck çevirici-Hızlandırılmış P&O Algoritması PWM doluluk değeri-Duty grafiği

Şekil 6.12’de Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması tarafından üretilen çift katmanlı interleaved buck çevirici PWM sinyalinin doluluk değeri grafiği gösterilmiştir. Sistem testinde 41.adımda 2.515 lux aydınlık düzeyindeki yapay gölge ortamı kaldırılarak 11.668 lux değerindeki açık ortam aydınlık düzeyine geçiş yapılmıştır. Aydınlık düzeyi değişimi %100’den fazla gerçekleştiğinden Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması’nda n katsayısı 5 değerini almıştır. Açık ortamda sistem 73.adımda, 11.759 lux aydınlık düzeyinde V_{mp} 32,62 volt, I_{mp} 8,56 amper ve P_{mp} 279,22 watt değerinde PWM doluluk değeri 100’e n katsayısı 5 değeri ile 33 adımda çok kısa sürede yeni MPP’ye ulaşmıştır. Bu test sonucunda geliştirilen adaptif özellikteki Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması’nın sisteme kattığı enerji verimliliği açık ve net olarak tespit edilmiştir.



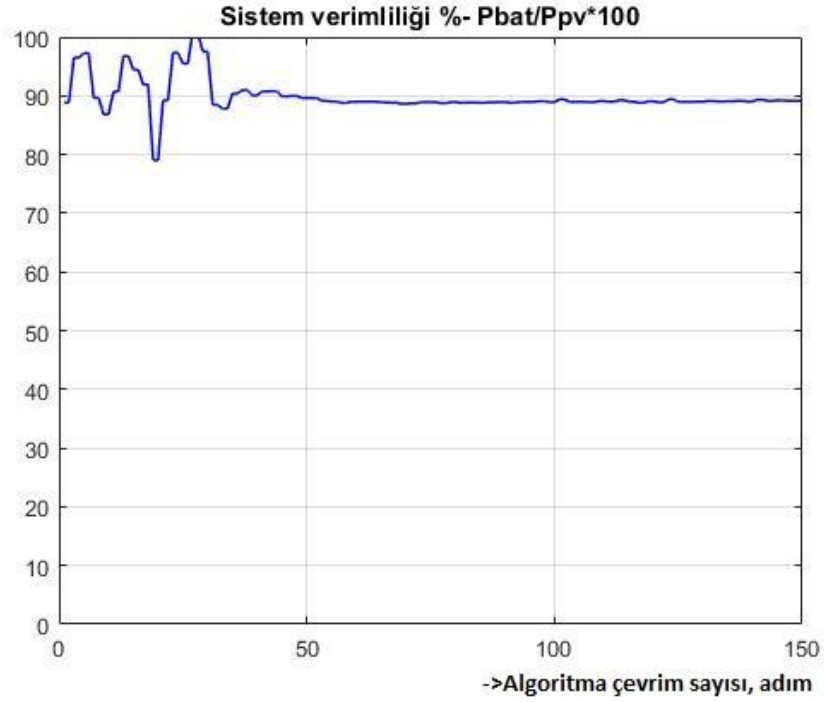
Şekil 6.13. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda aydınlık düzeyine bağlı n katsayısı değişim grafiği

Şekil 6.13'te aydınlık düzeyine bağlı n katsayısı değişim grafiği gösterilmiştir. Aydınlık düzeyi %20-40 oranında değişirken n katsayısı 2 değerini almış, değişim oranı %80 ve üzerine çıkarken MPP'ye hızlı ulaşılması için n katsayısı 5 değerini almış, FV panel güç değişimi %5 ve altı orana ulaştığında ise n katsayısı resetlenerek tekrar 1 değerini almıştır.



Şekil 6.14. Akü şarjına ilişkin akım, gerilim ve güç grafiği- Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması

Şekil 6.14'te aküye yapılan şarj işleminin akım, gerilim ve güç grafiği gösterilmiştir. 73.adım olan maksimum güç noktasında Vbat 13,68 volt, Ibat 18,15 amper, Pbat 248,29 watt olarak gösterilmiştir. MPP noktasında FV panel Pmp 279,22 watt olarak ölçüldüğünden sistem verimliliği %88,92 olarak ölçülmüştür.



Şekil 6.15. Sistem donanım verimliliği grafiği- Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması

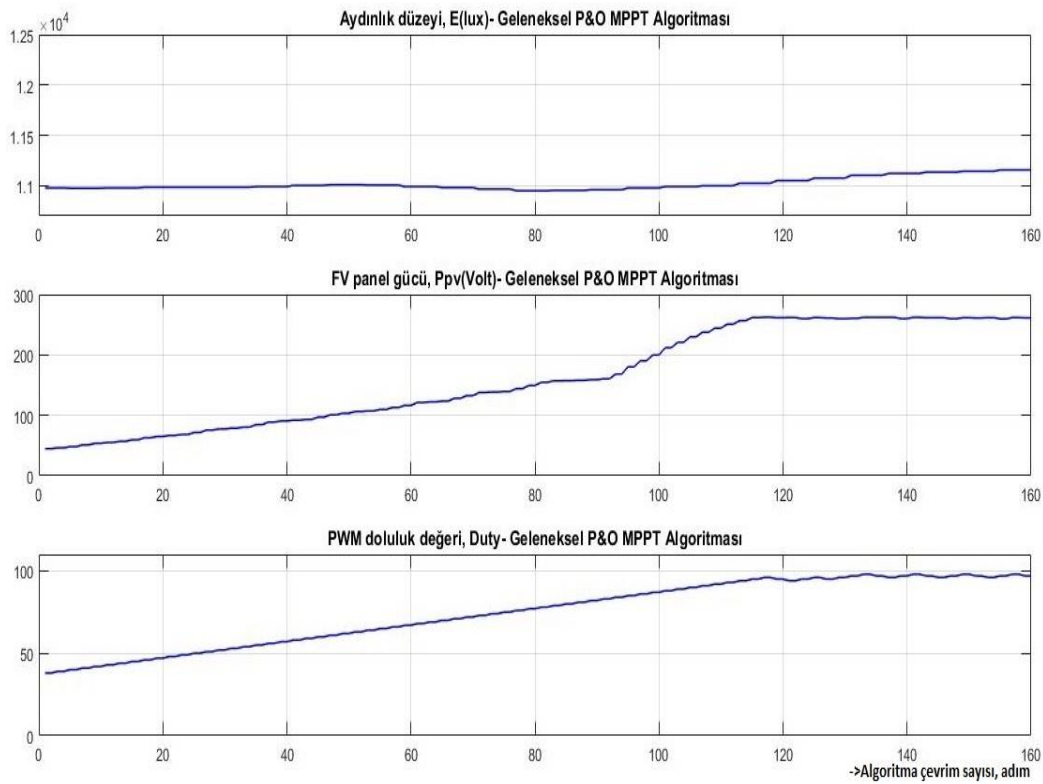
Şekil 6.15'te sistemin donanım verimlilik grafiği gösterilmiştir. Grafikte maksimum donanım verimliliği bazı aydınlık düzeyi geçişlerinde geçici olarak %100 seviyesine ulaşmakla birlikte sistemin MPP'ye ulaşmasından sonra ortalama sistem verimliliği %89,2 seviyesinde gerçekleşmiştir. 12 volt akü sisteminde sistemin verimliliğinin gayet iyi seviyede olduğu anlaşılmaktadır.

6.3. Çift Katmanlı İnterleaved Buck Çevirici Tabanında Geleneksel P&O MPPT Algoritması İle Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nın Enerji Verimliliğinin Kıyaslanması

İki algoritmanın anlamlı olarak kıyaslamasının yapılması için sistem testleri aynı gün içerisinde ve aynı hava ortamında 8 dakika aralıkla (saat 12:35, 12:43) gerçekleştirilmiştir. Testler 8 dakika farkla gerçekleştirildiğinden ortam sıcaklığı sabit kalmış, ortamın aydınlık düzeyi farkı ise ortalama 600 lux olarak gerçekleştiğinden, iki testte FV panelden elde edilen güç farkı ortalama 10watt (272-262=10 watt)

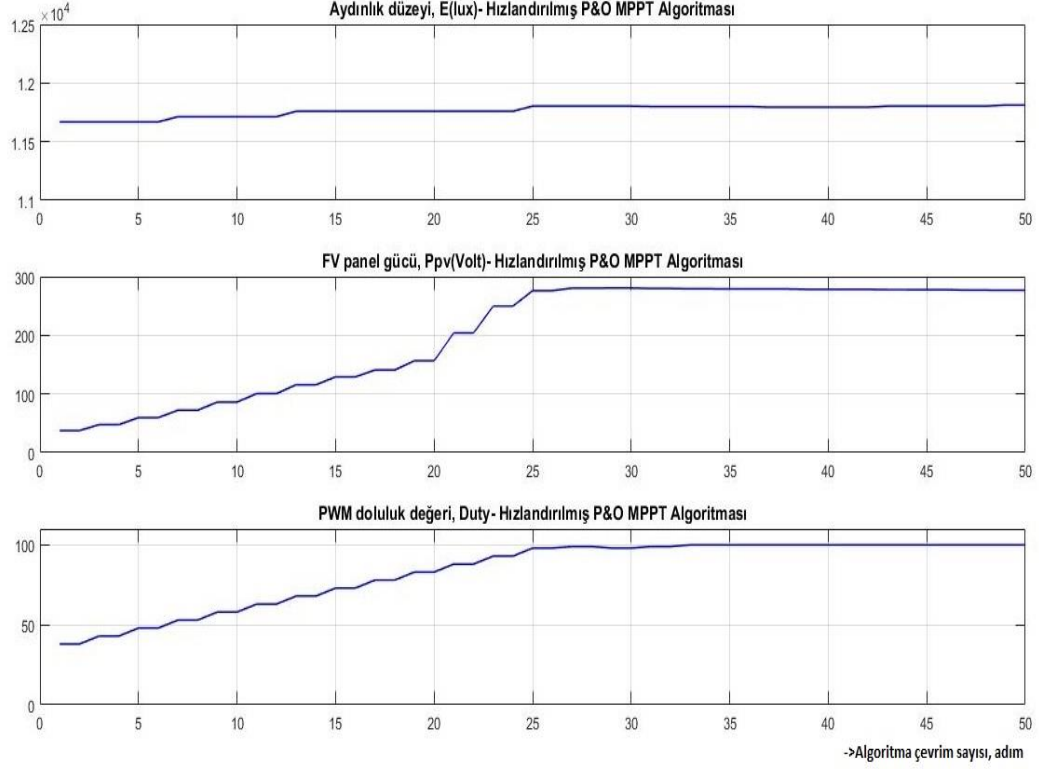
olmuştur. 10 watt'lık güç farkı, kıyaslama yapılması için kabul edilebilir bir toleranstır. Ayrıca tez konusu FV panelden elde edilen güçten ziyade, hızlı şekilde MPP'ye ulaşarak ani hava değişimlerinde oluşan enerji kayıplarına ve enerji verimliliğine yönelik olduğundan bu etki tamamen göz ardı edilebilir.

Kıyaslamanın yapılabilmesi için iki testteki aynı PWM sinyali doluluk değerleri ve ortamın aynı aydınlık düzeyleri başlangıç referans noktası kabul edilmiş ve başlangıç PV güç değerlerinin birbirine yakın değerde olması baz alınmıştır. Aynı koşulların referans alınması sonucunda MPP'ye ulaşılan adım sayısı iki algoritmanın hız farkını ve enerji verimliliğini vermektedir.



Şekil 6.16. Geleneksel P&O MPPT Algoritması testinde aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği

Şekil 6.16'da sistem testinde geleneksel P&O MPPT Algoritması tabanında aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği gösterilmiştir. Başlangıç noktası olarak PWM doluluk değeri %38, aydınlık düzeyi 10.978 lux, Ppv 44,8 watt değeri referans alındığında, sistem MPP'ye ulaşma noktası olan %95 PWM doluluk değerine sistem 115 adımda ulaşmıştır.



Şekil 6.17. Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması testinde aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği

Şekil 6.17’de sistem testinde Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması tabanında aydınlık düzeyi, PV panel gücü ve PWM sinyali doluluk değerleri grafiği gösterilmiştir. Başlangıç noktası olarak PWM doluluk değeri %38, aydınlık düzeyi 11.668 lux, Ppv 37,5 watt değeri referans alındığında, sistem MPP’ye ulaşma noktası olan %100 PWM doluluk değerine sistem 33 adımda ulaşmıştır.

Gerçek zamanlı uygulama sonucunda; “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” MPP’yi 33 adımda (algoritma çevrim sayısı) yakalarken, geleneksel P&O MPPT Algoritması 115 adımda MPP’yi yakalamıştır. Sonuç olarak; “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”, ani hava değişimi anından MPP’ye ulaşılan ana kadar sistemde oluşan kayıp enerji miktarını %71,3 oranında azaltmış ve FV panelden elde edilen enerji miktarını arttırarak sistem enerji verimliliğini arttırdığı tespit edilmiştir.



7. SONUÇ VE ÖNERİ

Geleneksel P&O MPPT Algoritması'nda temel olarak kullanılan FV panel gerilimi ve akım verilerine ek olarak fotodiyot sensöründen elde edilen ortamın aydınlık düzeyi değeri (lx, lux) üçüncü bir veri giriş parametresi olarak algoritmaya eklenmiş ve yeni bir adaptif MPPT algoritması geliştirilmiştir. Geliştirilen yeni algoritmaya “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” adı verilmiştir. Üçüncü parametre yardımı ile ani hava değişimlerinde (hızlı solar radyasyon değişimi) PWM sinyalinin hedef doluluk değeri adaptif olarak belirlenerek, daha kısa sürede MPP'ye ulaşılmakta ve enerji kaybı azaltılarak sistemin enerji verimliliği arttırılmaktadır. Bu algoritmanın bir başka en önemli özelliği, FV panel gücü, sayısı, gerilimi, FV dizi sayısı gibi harici veri girişlerine ihtiyaç duymayan, sistemden tamamen bağımsız bir algoritmadır.

Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması'nda n katsayısı, yüksek radyasyon değişiminde yüksek değer, düşük radyasyon değişiminde düşük değer almaktadır. Dolayısıyla yüksek radyasyon değişiminde yeni algoritma daha az çevrim sayısı ile MPP'ye ulaşarak daha yüksek enerji verimliliği sağlanmaktadır. Elde edilebilecek enerji kazanç oranı, ani hava değişimi anındaki PWM sinyali doluluk değeri ile MPP'ye erişeceği hedef PWM sinyali doluluk değeri farkına bağlı olarak değişmekte ve fark yükseldikçe enerji kazanç değeri de artabilmektedir.

MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen simülasyon analizleri sonucunda ve Tablo 5.1'de görüldüğü üzere; karanlıktan 500 watt/m^2 solar radyasyon ortamına geçişte, geleneksel buck çevirici tabanlı devrede Geleneksel P&O MPPT Algoritması ile MPP 50 çevrimde yakalanırken, çift katmanlı interleaved buck çevirici tabanlı devrede “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” ile MPP'ye 9 çevrimde ulaşılmış ve ani hava değişiminde oluşan güç kaybı %82 oranında azaltılmıştır. Aynı devre tabanında geliştirilen yeni algoritmanın, geleneksel P&O algoritmasına nazaran yüksek verimlilik sağladığı Tablo 5.1 ve Tablo 5.2'deki verilerden açıkça görülmektedir.

Gerçek zamanlı uygulama ile aynı koşullara (aydınlık düzeyi, sıcaklık, başlangıç PWM doluluk değeri) sahip ortamda yapılan iki test sonucunda; “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” MPP’yi 33 adımda (algoritma çevrim sayısı) yakalarken, geleneksel P&O MPPT Algoritması 115 adımda MPP’yi yakalamıştır. “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”, ani hava değişimi anından MPP’ye ulaşılan ana kadar sistemde oluşan kayıp enerji miktarını %71,3 oranında azaltmış ve FV panelden elde edilen enerji miktarını artırarak sistem enerji verimliliğini arttırmıştır. Elde edilen sonuçla, “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”nın enerji verimliliğinin daha yüksek, adaptif ve harici giriş parametrelerine ihtiyaç duymayan sistemden bağımsız bir algoritma olduğu uygulamalı olarak ta kanıtlanmıştır.

MATLAB/Simulink’te planlamaya bağlı olarak farklı değerlere sahip solar radyasyon geçişleri ile oluşturulan örnek simülasyonda verimlilik %82 ve gerçek zamanlı uygulamada ise anlık hava ortamındaki mevcut solar radyasyon değerlerine bağlı olarak elde edilen verimlilik %71,3 olarak gerçekleşmiştir. Elde edilebilecek enerji kazanç oranı, ani hava değişimi anındaki PWM sinyali doluluk değeri ile MPP’ye erişeceği hedef PWM sinyali doluluk değeri farkına bağlı olarak değişebilmektedir. Dolayısıyla elde edilebilecek enerji kazanç değeri, ani hava değişimindeki farklı solar radyasyon değerlerine bağlı olarak daha düşük ya da daha yüksek değerler alabilecektir. Ayrıca gerçek zamanlı uygulamada kullanılan devre kartının elle lehimlenmiş olması, fabrikasyon ürünü olmaması, mikro denetleyici, analog-dijital çevirici işlem hızı ve devre tasarımıdaki pcb yol endüktansı, direnci vb. elektriksel özellikler de algoritma çevrim hızına etki ettiğinden kısmi olarak enerji verimliliğini etkileyebilmektedir. Ancak “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”nın, donanımdan bağımsız olarak, enerji verimliliğindeki üstünlüğü elde edilen sonuçlar ile ortaya konmuştur.

“Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”nda ortamın aydınlık düzeyi değişimine bağlı olarak belirlenen n katsayısı için kademe sayısı ve her kademedeki değerin belirlenmesinde bulanık mantık ve yapay sinir ağı gibi yapay zeka ve biyolojik yapıları yeni metotlar geliştirilerek kayıp güç azaltmada iyileştirmeler yapılabilir.

“Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması” sağladığı enerji verimliliği ve sistemden bağımsız bir algoritma olması ile hem solar MPPT şarj düzenleyicilerinde hem de solar invertörlerde kullanılması önerilmektedir. Çok katmanlı dc-dc çevirici devreleri, anahtarlama komponentlerinin sayısı ve kontrolü bakımından biraz daha maliyetli olsa

da, sağladığı enerji verimliliği ve uzun ömürlü donanım yapısı ile fayda maliyet açısından hem solar ürün üreticilerine hem de tüketicilere ticari olarak üstünlük sağlamaktadır.

Sonuç olarak; literatüre yeni ve hızlı bir adaptif P&O MPPT Algoritması kazandırılmıştır. “Hızlandırılmış P&O MPPT Algoritması”nın kullanılması ile, geleneksel P&O algoritmasına göre, solar radyasyon değişimlerinde MPP’ye daha az çevrim sayısı ile daha kısa sürede ulaşılmakta ve sistemde oluşan kayıp güç azaltılarak sistemin enerji verimliliğini arttırılmaktadır.





KAYNAKLAR

- [1] Türkiye Elektrik İletim A.Ş. (2023). Installed Power Plant Capacity Report of Turkey. www.teias.gov.tr/kurulu-guc-raporlari adresinden 27 Şubat 2023 tarihinde alınmıştır.
- [2] Lambert, F. (2018). Tesla's giant battery saved \$40 million during its first year. <https://electrek.co/2018/12/06/tesla-battery-report/> adresinden 11 Ağustos 2021 tarihinde alınmıştır.
- [3] Petrova, V. (2022). California's 485-MW Blythe solar complex reaches full power. <https://renewablesnow.com/news/californias-485-mw-blythe-solar-complex-reaches-full-power-798972/> adresinden 11 Ocak 2023 tarihinde alınmıştır.
- [4] Svarc, J. (2023). Most Efficient Solar Panels 2023. <https://www.cleanenergyreviews.info/blog/most-efficient-solar-panels> adresinden 26 Mayıs 2023 tarihinde alınmıştır.
- [5] Anurag, A., Bal, S., Sourav, S., Nanda, M. A review of maximum power-point tracking techniques for photovoltaic systems // International Journal of Sustainable Energy, 2016, Vol. 35, No. 5, pp. 478–501, DOI: 10.1080/14786451.2014.918979
- [6] Moussa, H.H.H., Youssef, A.R., Mohamed, E.E.M. State of the art perturb and observe MPPT algorithms based wind energy conversion systems: A technology review // International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, Vol. 126, Part A, March, 106598.
- [7] Jordehi, A.R. Maximum power point tracking in photovoltaic (PV) systems: A review of different approaches // Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, Vol. 65, pp. 1127–1138.
- [8] Ahmad, R., Murtaza, A.F., Sher, H.A. Power tracking techniques for efficient operation of photovoltaic array in solar applications – A review // Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, Vol. 101, pp. 82–102.
- [9] Mamatha, G. Assessment of different MPPT techniques for PV system // Journal of Electrical Engineering, 2016, Vol. 16, #1, pp. 116–123.
- [10] Azad, M. L., Das, S., Kumar Sadhu, P., Satpati, B., Gupta, A., Arvind, P. P&O algorithm based MPPT technique for solar PV system under different weather conditions // Proc. IEEE Int. Conf. Circuit, Power Comput. Technol. ICCPCT 2017, 2017.
- [11] Ahmed, J., Salam, Z. An Enhanced Adaptive P&O MPPT for Fast and Efficient Tracking Under Varying Environmental Conditions // IEEE Trans. Sustain. Energy, 2018, Vol. 9, #3, pp. 1487–1496.

- [12] Bhattacharyya, S., Kumar, D. S., Samanta, S., Mishra, S. Steady output and fast tracking MPPT (SOFTMPPT) for P&O and InC algorithms // IEEE Trans. Sustain.Energy, 2021, Vol. 12, #1, pp. 293–302.
- [13] Ahmed, J., Salam, Z. An improved perturb and observe (P&O) maximum power point tracking (MPPT) algorithm for higher efficiency // Appl. Energy, 2015, Vol. 150, pp. 97–108.
- [14] Attia, H., Ulusoy, S. A new perturb and observe MPPT algorithm based on two steps variable voltage control // International Journal of Power Electronics and Drive Systems, December, 2021, Vol. 12, No:4, pp.2201-2208.
- [15] Khan, O., Xiao, W. Integration of Start-Stop Mechanism to Improve Maximum Power Point Tracking Performance in Steady State // IEEE Trans. Ind. Electron.,2016, Vol. 63, #10, pp. 6126–6135.
- [16] Loukriz, A., Haddadi, M., Messalti, S. Simulation and experimental design of a new advanced variable step size Incremental Conductance MPPT algorithm for PV systems // ISA Trans., 2016, Vol. 62, pp. 30–38.
- [17] Kollimalla, S. K., Mishra, M. K. A novel adaptive P&O MPPT algorithm considering sudden changes in the irradiance // IEEE Trans. Energy Convers., 2014, Vol. 29, #3, pp. 602–610.
- [18] Abdelsalam, A.K., Massoud, A.M., Ahmed, S., Enjeti, P.N. High-performance adaptive perturb and observe MPPT technique for photovoltaic-based microgrids// IEEE Trans Power Electron., 2011, Vol. 26, #4, pp. 1010–1021.
- [19] Yang, Y., Wen, H. Adaptive perturb and observe maximum power point tracking with current predictive and decoupled power control for grid-connected photovoltaicinverters // J. Mod. Power Syst. Clean Energy, 2019, Vol. 7, #2, pp. 422–432.
- [20] Kharb, R. K., Shimi, S. L., Chatterji, S., Ansari, M.F. Modeling of solar PV module and maximum power point tracking using ANFIS // Renew. Sustain. Energy Rev., 2014, Vol. 33, pp. 602–612.
- [21] Piegari, L., Rizzo, R. Adaptive perturb and observe algorithm for photovoltaic maximum power point tracking // IET Renewable Power Generation, 2010, Vol. 4, pp. 317–328.
- [22] Nabulsi, A. Al., Dhaouadi, R. Efficiency optimization of a DSP-based standalone PV system using fuzzy logic and dual-MPPT control // IEEE Trans Ind Informat,2012, Vol. 8, #3, pp. 573–584.
- [23] Islam, M. A., Kabir, M.A. Neural network based maximum power point tracking of photovoltaic arrays // TENCON2011–2011 IEEE Region 10 Conference, 2011, Bali, Indonesia, pp. 79–82.
- [24] Liu, Y. H., Huang, S.C., Huang, J. W., Liang W.C. A particle swarm optimization-based maximum power point tracking algorithm for PV systems operating underpartially shaded conditions // IEEE Trans Energy Convers, 2012, Vol. 27, pp. 1027–1035.
- [25] Titri, S., Larbes, C.; Toumi, K.Y., Benatchba, K. A new MPPT controller based on the Ant colony optimization algorithm for Photovoltaic systems under partial shading conditions // In Applied Soft Computing Journal, 2017, 58:465-479, DOI: 10.1016/j.asoc.2017.05.017

- [26] Lyden, S., Haque, M.E. Maximum Power Point Tracking techniques for photovoltaic systems: A comprehensive review and comparative analysis // Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2015, Vol. 52, pp. 1504–1518.
- [27] Ahmed, M., Abdelrahem, M., Harbi, I., Kennel, R. An Adaptive Model-Based MPPT Technique with Drift-Avoidance for Grid-Connected PV Systems // Energies, 2020, Vol. 13, #24, p. 6656.
- [28] Reddy, J., Natarajan, S. Control and Analysis of MPPT Techniques for Standalone PV System with High Voltage Gain Interleaved Boost Converter // Gazi University Journal of Science, 2018, Vol. 31, Issue 2, pp.515 – 530.
- [29] Nivetha, V., Vijaya Gowri, G., Elamathy, A. An Advanced High Performance Maximum Power Point Tracking Method with Ant Colony and Particle Swarm Optimization Method Using Interleaved Boost Converter // TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering, 2015, Vol. 14, No. 3, pp. 376-80.
- [30] Rajalashmi, K., Monisha, C. Maximum Power Point Tracking Using Ant Colony Optimization for Photovoltaic System Under Partially Shaded Conditions // International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT), 2018, Vol. 8, Issue 2C2.
- [31] Erdem, Z. 2014. Developing MDA Formulations In PID Design and DC-DC Boost Converter Control For MPPT [Ph.D. Thesis]. Sakarya University.
- [32] Viridian Solar (2023). PV cells and panels production steps. <https://www.viridiansolar.co.uk/resources-4-2-photovoltaic-solar-cells.html> adresinden 30 Nisan 2023 tarihinde alınmıştır.
- [33] Svarc, J (2020). Solar panel construction. <https://www.cleanenergyreviews.info/blog/solar-panel-components-construction> adresinden 17 Ocak 2023 tarihinde alınmıştır.
- [34] Özdemir, Ş. 2013. Implementation Of Single Stage Line Interactive Multilevel Inverter For Renewable Energy Sources With MPPT Capability [Ph.D. Thesis]. Gazi University.
- [35] Benavides, N.D., Chapman, P.L. Modelling the effect of voltage ripple on the power output of photovoltaic module // IEEE Trans Ind Electron, 2008, Vol. 55, #7, pp. 2638–2643.
- [36] Sunceco (2020). 300-320 Wp Poly-crystalline Solar Module Datasheet. <http://sunceco.com/wp-content/uploads/2017/01/SEP300–320.pdf> adresinden 24 Nisan 2021 tarihinde alınmıştır.
- [37] CW Enerji (2022). Tommatech 285Wp 60P Güneş Paneli. <https://cw-enerji.com/tr/urun/tommatech-285wp-60p-gunes-paneli-1087.html> adresinden 30 Haziran 2022 tarihinde alınmıştır.
- [38] Khan, M. S., Hegde, V., Shankar, G. Effect of Temperature on Performance of Solar Panels-Analysis // Int. Conf. Curr. Trends Comput. Electr. Electron. Commun. CTCEEC2017, 2017, pp. 109–113.
- [39] My Solar (2023). Solar panel MPPT Explained. <https://www.mysolarshop.co.uk/solar-panel-mppt-explained/> adresinden 3 Mart 2023 tarihinde alınmıştır.

- [40] Quora (2023). What is the effect of an inductor in the operation of a buck converter?. <https://www.quora.com/What-is-the-effect-of-an-inductor-in-the-operation-of-a-buck-converter> adresinden 26 Şubat 2023 tarihinde alınmıştır.
- [41] Microchip (2021). Buck Converter Design Example. http://satcom.tonnarelli.com/files/smpps/SMPSBuckDesign_031809.pdf adresinden 18 Aralık 2021 tarihinde alınmıştır.
- [42] Ejury, J. Buck Converter Design // Infineon Technologies North America (IFNA) Corp., 2013, Design Note DN2013–01.
- [43] Joseph, A., Francis, J. Design and Simulation of Two Phase Interleaved Buck Converter // International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, 2015, Vol. 4, #1, pp. 8–15.
- [44] Lakshmipriya, S., Raghav, R.K, Muruganandam, M., Saravanan , S. A Simple and Efficient Interleaved Buck Converter for Battery Charging Application // International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, 2015, Vol. 4, Special Issue 6.
- [45] Lavanya, T., Jayasudha, A., Gowri Shankari, B. Interleaved Buck Converter Using MPPT Algorithm // International Journal of Advance Research and Innovative Ideas In Education, 2017, Vol. 3, Issue 4.
- [46] Gkizas, G. and et al. State-feedback control of an interleaved DC-DC boost converter // 24th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED), Athens, 2016, pp. 931–936. yok
- [47] Salman, S., Ai, X., Wu, Z. Design of a P-&O algorithm based MPPT charge controller for a stand-alone 200W PV system // Prot. Control Mod. Power Syst., 2018, Vol. 3, #1.
- [48] Allegro (2022). ACS712 current sensor datasheet. <https://www.sparkfun.com/datasheets/BreakoutBoards/0712.pdf> adresinden 12 Mart 2022 tarihinde alınmıştır.
- [49] Lednique (2022). Light dependent resistor (LDR). <http://lednique.com/opto-isolators-2/light-dependent-resistor-ldr/> adresinden 22 Şubat 2022 tarihinde alınmıştır.
- [50] Williams, D. (2022). Design a Luxmeter Using a Light Dependent Resistor. <https://www.allaboutcircuits.com/projects/design-a-luxmeter-using-a-light-dependent-resistor/> adresinden 26 Nisan 2022 tarihinde alınmıştır.
- [51] Özçelik, M.A. The Optical Measurement Susceptibility of The Photodiode and LDR Light Sensors // The International Journal of Energy and Engineering Sciences, 2018, Vol. 3, Issue 1, pp.25 – 33.
- [52] OSRAM Opto Semiconductors GmbH (2018). BW 21 Ambient Light Sensor Datasheet. <https://docs.rs-online.com/ee92/0900766b817157b5.pdf> adresinden 23 Mart 2021 tarihinde alınmıştır.
- [53] Endüstriyel Test Cihazları (2021). Piranometre Çeşitleri Nelerdir? Nasıl Çalışır?. <https://www.endustriyeltestcihazlari.com/piranometre-cesitleri-nelerdir-nasil-calisir/> adresinden 25 Kasım 2021 tarihinde alınmıştır.

- [54] Meteoroloji Genel Müdürlüğü (2023). Rüzgar ve Güneş Enerjisine Dayalı Önlisans Başvuruları İçin Yapılacak Rüzgar ve Güneş Ölçümleri Uygulamalarına Dair Tebliğ. <https://www.mevzuat.gov.tr/File/GeneratePdf?mevzuatNo=19796&mevzuatTur=Tebliğ&mevzuatTertip=5> adresinden 27 Ocak 2023 tarihinde alınmıştır.
- [55] Ciobanu, D., Visa, I., Duta, A., Enescu, M. Outdoor and Indoor Testing to Increase the Efficiency and Durability of Flat Plate Solar Thermal Collectors // In: Visa, I. (eds) Sustainable Energy in the Built Environment - Steps Towards nZEB. Springer Proceedings in Energy, 2014, https://doi.org/10.1007/978-3-319-09707-7_15.
- [56] Michael, P. A Conversion Guide: Solar Irradiance and Lux Illuminance // IEEE Dataport, 2019.
- [57] Kırıcıoğlu, O., Ünlü, M., Çamur, S. Performance Evaluation of The Perturb & Observe And Incremental Conductance Algorithms According To The EN 50530 Dynamic Efficiency Test // Sakarya University Journal of Science, 2018, Vol. 22, Issue 1, pp. 85~93.
- [58] Dandoussou, A., Kamta, M., Bitjoka, L., Wira, P., Kuitché, A. Comparative study of the reliability of MPPT algorithms for the crystalline silicon photovoltaic modules in variable weather conditions // J. Electr. Syst. Inf. Technol., 2017, Vol. 4, #1, pp. 213–224.
- [59] Özdisan (2022). IRFB4410ZP mosfet datasheet. https://cdn.ozdisan.com/ETicaret_Dosya/702548_563925.pdf adresinden 18 Mart 2022 tarihinde alınmıştır.
- [60] Rohm Semiconductor (2021). Efficiency of Buck Converter. https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/buck_converter_efficiency_app-e.pdf adresinden 22 Aralık 2021 tarihinde alınmıştır.
- [61] Texas Instruments (2021). MOSFET Power Losses And How They Affect Power-Supply Efficiency. <https://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf> adresinden 19 Ekim 2021 tarihinde alınmıştır.
- [62] Raj, A. Calculating Efficiency // Texas Instruments, 2020, Application Report SLVA390A–February 2010–Revised March 2020.
- [63] Mouser (2022). DST30100C schottky barrier rectifier datasheet. https://www.mouser.com/datasheet/2/240/Littelfuse_Power_Semiconductor_Schottky_Diode_DST3-908306.pdf adresinden 28 Mart 2022 tarihinde alınmıştır.
- [64] Mouser (2022). IXTT76P10 mosfet datasheet. https://www.mouser.com.tr/datasheet/2/240/ixys_s_a0003807071_1-2272482.pdf adresinden 24 Mart 2022 tarihinde alınmıştır.
- [65] Murata (2021). Polymer Aluminum Electrolytic Capacitors. <https://www.murata.com/~media/webrenewal/support/library/catalog/products/capacitor/polymer/c90e.ashx?la=en-us> adresinden 27 Aralık 2021 tarihinde alınmıştır.
- [66] Mouser (2022). Capacitors. <https://www.mouser.com.tr/c/passive-components/capacitors/> adresinden 19 Şubat 2022 tarihinde alınmıştır.



ÖZGEÇMİŞ

Ad-Soyad : Sinan SARIKAYA

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans** : 2001, Sakarya Üniversitesi / Mühendislik Fakültesi / Elektrik-Elektronik Mühendisliği
- **Yüksek Lisans** : 2008, Sakarya Üniversitesi / Fen Bilimleri Enstitüsü / Elektrik-Elektronik Mühendisliği / Elektronik Mühendisliği

MESLEKİ DENEYİM:

- 2001-2001 yılları arasında TESS Tıbbi Elektronik Paz. Ltd. Şti.Satış Mühendisi olarak çalıştı.
- 2001-2003 yılları arasında 34. İç Güvenlik TugayıYedek Subay - Tugay Bilgi İşlem Sorumlusu olarak çalıştı.
- 2003-2005 yılları arasında Gül Kablo ve Elektronik Ltd. Şti.AR-GE Mühendisi olarak çalıştı.
- 2005-2009 yılları arasında Airfel A.Ş. / Sanko HoldingÜretim Mühendisi, Elektrik Bakım Şefi olarak çalıştı.
- 2009-2010 yılları arasında Doğu Anadolu Kalkınma Ajansı Planlama Programlama ve Koordinasyon Birimi Uzmanı olarak çalıştı.
- 2010-2013 yılları arasında Doğu Anadolu Kalkınma Ajansı Van Yatırım Destek Ofisi Uzmanı olarak çalıştı.
- 2014-2021 yılları arasında Doğu Anadolu Kalkınma Ajansı Van Yatırım Destek Ofisi Koordinatörü olarak çalıştı.
- 2022-Devam Doğu Anadolu Kalkınma Ajansı Sanayi Politikaları Birim Başkanı olarak çalışmakta.

TEZDEN TÜRETİLEN ESERLER:

- Sarıkaya, S., Yavuz, C., Tırmıkçı, C.A., Çeçen, M., Gümüş, T.E., Yavuz, B.Ç., Afacan, İ.E., Yalçın, M.A. An Innovative Adaptive Perturb And Observe Maximum Power Point Tracking Method For Photovoltaic Systems Using Illuminance Level As Perturbation Signal // Light & Engineering (2022). <https://doi.org/10.33383/2021-124> (SCI E-Makale)

- Çeçen, M., Yavuz, C., Tırmıkçı CA., Sarıkaya S. & Yanıkoğlu. Analysis And Evaluation Of Distributed Photovoltaic Generation In Electrical Energy Production And Related Regulations Of Turkey // Clean Technologies and Environmental Policy (2022). <https://doi.org/10.1007/s10098-021-02247-0> (SCI E-Makale)

