



**T.C.
YALOVA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI**

**MGNT TABANLI AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI KASKAT YAPILI
DA-DA YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MUHAMMET KEREM YILMAZ

**DANIŞMAN: DR. ÖĞR. ÜYESİ AKİF KARAFİL
ORTAK DANIŞMAN: PROF. DR. NACİ GENÇ**

**YALOVA
MAYIS 2025**



T.C.
YALOVA ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ BİLİM DALI

MGNT TABANLI AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI KASKAT YAPILI
DA-DA YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI

YÜKSEK LİSANS TEZİ

MUHAMMET KEREM YILMAZ
218105028

DANIŞMAN: DR. ÖĞR. ÜYESİ AKİF KARAFİL
ORTAK DANIŞMAN: PROF. DR. NACİ GENÇ

YALOVA
MAYIS 2025

ETİK BEYAN

Yalova Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım “MGNT TABANLI AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI KASKAT YAPILI DA-DA YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI” başlıklı bu tez çalışmasında; tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi, tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu, tez çalışmasında yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi, kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı, bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu bildirir, aksinin tespiti halinde doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi taahhüt ve beyan ederim.

Muhammet Kerem YILMAZ



ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimim boyunca benden yardımlarını esirgemeyen, akademik anlamda bana her zaman destek olan sayın danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Akif KARAFİL'e, görüşlerinden ve tecrübelerinden her daim faydalandığım, öğrencisi olmaktan onur duyduğum, desteklerinden ve tecrübelerinden dolayı, Prof. Dr. Naci GENÇ'e teşekkürü borç bilirim. FV simülasyon ve laboratuvar desteği sağlayan Bandırma Onyediy Eylül Üniversitesi öğretim üyesi Doç. Dr. Harun ÖZBAY hocama da destekleri için teşekkür ederim. Tez çalışmalarım ile ilgili bana her türlü rahatlığı ve inceliği gösteren eski şirketim, Ulus Elektronik'e desteklerinden dolayı teşekkür ederim. Hayatımın her safhasında desteklerini esirgemeyen kıymetli aileme bilhassa teşekkür ederim. Anneannem, Asuman'ın hatırasına.

MAYIS – 2025

Muhammet Kerem YILMAZ



İÇİNDEKİLER

ETİK BEYAN.....	i
ÖNSÖZ.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR LİSTESİ.....	v
TABLolar LİSTESİ.....	vii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	viii
ÖZET.....	x
ABSTRACT.....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	2
1.2 İlgili Çalışmalar.....	3
2. GÜNEŞ ENERJİSİ.....	5
2.1. FV Panelin Matematiksel Modeli.....	6
2.2. Çevresel Şartlardaki Değişimin FV Panel Gücü Üzerine Etkisi.....	8
2.3. MGNT Metotları ve Yapıları.....	10
2.3.1. MGNT algoritmaları.....	11
2.3.2. P&O metodu.....	11
2.3.3. IC metodu.....	12
3. MATERYAL VE YÖNTEM.....	17
3.1. Anahtarlama Teknikleri.....	18
3.1.1. Anahtarlama kayıpları.....	18
3.1.2. Yumuşak anahtarlama teknikleri.....	21
3.2. Geleneksel DA-DA Dönüştürücüler.....	24
3.2.1. DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin analizi.....	24
3.3. Kaskat Yapılı DA-DA Yükselten Dönüştürücü Devresinin Analizi.....	28
4. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ.....	33
4.1. Önerilen Dönüştürücüye Ait Çalışma Modları.....	35
4.2. Tasarlanan Dönüştürücünün Parametre Değerlerinin Belirlenmesi.....	40
5. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BENZETİM VE UYGULAMASI.....	43
5.1. Kaskat Yapılı Yükselten Dönüştürücünün Sert Anahtarlama Durum Benzetimi.....	43
5.2. Kaskat Yapılı Yükselten Dönüştürücünün Sert Anahtarlama Durum Uygulaması.....	45
5.3. Önerilen Dönüştürücünün Benzetimi.....	46
5.4. Önerilen Dönüştürücünün Uygulaması.....	49
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	59



SİMGELER ve KISALTMALAR LİSTESİ

SİMGELER

C	: Kapasitör
C_R	: Rezonans devresi kapasitörü
C_s	: Parazitik rezonans kapasitörü
D	: Görev oranı
D_{eff}	: Etkin görev oranı
D_R	: Rezonans devresi diyotu
f	: Frekans
G_{on}	: Atmosfer dışına gelen güneş ışınım miktarı
G_r	: Referans güneş ışınım miktarı
G_{sc}	: Güneş sabiti
I_{dc}	: Giriş akımı
I_{max}	: Maksimum akım
I_{min}	: Minimum akım
I_o	: Çıkış akımı
I_{pv}	: Fotovoltaik panel akımı
I_{sc}	: Kısa devre akımı
i_C	: Kapasitör akımı
i_L	: Bobin akımı
k	: Boltzman sabiti
K_i	: Kısa Devre akımının sıcaklık katsayısı
L	: Bobin
L_R	: Rezonans devresi bobini
L_s	: Bobin sınır değeri
n	: Gün sayısı
P_{ort}	: Ortalama Güç
q	: Elektrik yükü
R	: Direnç
RC	: Direnç ve kapasitör
RDC	: Direnç, diyot ve kapasitör
R_o	: Çıkış yükü
R_p	: Paralel direnç
R_s	: Seri direnç
S	: Mosfet
S_a	: Yardımcı devre mosfeti
T	: Periyot
t	: Zaman
T_c	: Fotovoltaik hücre sıcaklığı
t_d	: Gecikme süresi
T_{off}	: Kesime geçme süresi
T_{on}	: İletime geçme süresi
T_r	: Referans sıcaklık
V_c	: Kapasitör gerilimi
V_{dc}	: Giriş gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
W_{iletim}	: İletim süresince harcanan enerji
W_{off}	: Kesime geçiş süresince harcanan enerji

W_{on} : İletime geçiş süresince harcanan enerji

KISALTMALAR

AM	: Hava Kütlesi
CCM	: Sürekli İletim Modu
DA	: Doğru Akım
EMI	: Elektromanyetik Girişim
FV	: Fotovoltaik
IC	: Artan İletkenlik
MGN	: Maksimum Güç Noktası
MGNT	: Maksimum Güç Noktası Takibi
P&O	: Değiştir-Gözle
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
STC	: Standart Test Koşulları
ZCS	: Sıfır Akımda Anahtarlama
ZCT	: Sıfır Akımda Geçiş
ZVS	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama
ZVT	: Sıfır Gerilimde Geçiş

TABLULAR LİSTESİ

Tablo 2.1. Westinghouse Solar ST-165-1FV modülünün teknik özellikleri..... 9

Tablo 2.2. P&O ve IC MGNT algoritmaları arasındaki farklar 15



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Atmosfer dışı güneş ışınımının yıl boyunca değişimi.....	6
Şekil 2.2. FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi.....	7
Şekil 2.3 Panelin 25 °C sıcaklıkta I-V ve P-V grafikleri	9
Şekil 2.4. Panelin 25 ve 50 °C sıcaklıktaki I-V ve P-V grafikleri.....	10
Şekil 2.5. P&O algoritmasının akış diyagramı.....	12
Şekil 2.6. IC metodunun çalışma eğrisi.....	13
Şekil 2.7. IC algoritmasının akış şeması	14
Şekil 3.1. Geleneksel DA-DA yükselten tip dönüştürücü.....	19
Şekil 3.2. S anahtarının bir anahtarlama periyodu boyunca akım, gerilim ve güç kayıplarının grafikleri [54]	20
Şekil 3.3 a) Rezonansız bastırma devresi, b) rezonanslı bastırma devresi	22
Şekil 3.4. a) Bir güç anahtarına ait kontrol sinyali, b) sert anahtarlama durumu, c) ZVS ve ZVS, d) ZVT ve ZCT	23
Şekil 3.5. Geleneksel DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi	24
Şekil 3.6. a) Anahtarın iletim modu, b) anahtarın kesim modu	25
Şekil 3.7. CCM ile çalışan dönüştürücünün dalga formları [58]	26
Şekil 3.8. a) Geleneksel kaskat yapıları DA-DA yükselten tip dönüştürücü, b) kaskat yapıları DA-DA yükselten tip dönüştürücü.....	28
Şekil 3.9. a) Anahtarın iletim modu, b) anahtarın kesim modu eşdeğer devreleri.....	29
Şekil 3.10. CCM ile çalışmakta olan kaskat yapıları da-da yükselten tip dönüştürücünün dalga formları [58].....	30
Şekil 4.1. MGNT tabanlı aktif yumuşak anahtarlama kaskat yapıları DA-DA yükselten tip dönüştürücü	33
Şekil 4.2. Önerilen dönüştürücüye ait dalga formları	34
Şekil 4.3. Mod I çalışma durumu	35
Şekil 4.4. Mod II çalışma durumu.....	36
Şekil 4.5. Mod III çalışma durumu	37
Şekil 4.6. Mod IV çalışma durumu	38
Şekil 4.7. Mod V çalışma durumu.....	38
Şekil 4.8. Mod VI çalışma durumu	39
Şekil 4.9. Mod VII çalışma durumu.....	39
Şekil 5.1. Sert anahtarlama kaskat yapıları yükselten dönüştürücünün PSIM benzetimi	44
Şekil 5.2. Güç anahtarının gerilim ve akım grafiği	44
Şekil 5.3. 1000W/m ² ışınımında sert anahtarlama durumu için anahtarın gerilimi ve akımı	45
Şekil 5.4. Anahtarın ilettime girmesi anında oluşan ani yüksek akım stresleri.....	46

Şekil 5.5. Önerilen dönüştürücünün PSIM ekran görüntüsü.....	46
Şekil 5.6. Ani değişen güneş ışınım değerlerine göre güç takibi	47
Şekil 5.7. Etkin görev oranına göre ana ve yardımcı kapı sinyalleri	47
Şekil 5.8. 500 W/m ² ışınımında ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri.....	48
Şekil 5.9. 1000 W/m ² ışınımında ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri.....	48
Şekil 5.10. Sistemin deney düzeneği.....	50
Şekil 5.11. Önerilen dönüştürücü devre kartı.....	50
Şekil 5.12. Ana ve yardımcı anahtarların kapı sinyalleri	51
Şekil 5.13. 500 W/m ² ışınımdaki FV simülatör sonuçları.....	51
Şekil 5.14. 500 W/m ² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerleri.....	52
Şekil 5.15. 500 W/m ² ışınımında ZVT koşulu ile ana anahtarın ilettime girdiği an	52
Şekil 5.16. 500 W/m ² ışınım değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerleri	53
Şekil 5.17. 500 W/m ² ışınımında yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama koşulu ile ilettime ve kesime girdiği anlar	53
Şekil 5.18. 1000 W/m ² ışınımdaki FV simülatör sonuçları.....	54
Şekil 5.19. 1000 W/m ² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerleri.....	54
Şekil 5.20. 1000 W/m ² ışınımında ZVT koşulu ile ana anahtarın ilettime girdiği an	55
Şekil 5.21. 1000 W/m ² ışınım değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerleri.....	55
Şekil 5.22. 1000 W/m ² ışınımında yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama koşulu ile ilettime ve kesime girdiği anlar	56
Şekil 5.23. 1000W/m ² ışınımında devrenin çıkış gerilimi	56
Şekil 5.24. Yumuşak anahtarlmalı ve sert anahtarlmalı dönüştürücünün verimlilik grafiği	57

MGNT TABANLI AKTİF YUMUŞAK ANAHTARLAMALI KASKAT YAPILI DA-DA YÜKSELTEN TİP DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI

ÖZET

Bu tez çalışması, maksimum güç noktası takibi (MGNT) tabanlı aktif yumuşak anahtarlamalı kaskat yapılı yükselten tip dönüştürücünün tasarımı ve uygulamasını içermektedir. Sistemde yer alan aktif yumuşak anahtarlamalı kaskat yapılı yükselten tip dönüştürücünün analizi, tasarımı, benzetimi ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Ani değişen güneş ışınım değerlerinde ana ve yardımcı anahtarların yumuşak anahtarlama koşullarını sağlayarak anahtarlama yaptığı görülmüştür. Bu durum anahtarlama kayıplarını azaltırken verimin de artmasını sağlamıştır. Aynı zamanda fotovoltaik (FV) panellerden maksimum güç çekilerek yüke aktarılmıştır. Sistemde MGNT metodu olarak değiştir-gözle (P&O) algoritması kullanılmıştır. FV simülatör kullanılarak 330 W gücündeki dönüştürücü 40 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılarak deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Kaskat yapılı dönüştürücü kullanılarak düşük görev oranında istenen yüksek çıkış gerilimi elde edilmiştir. Önerilen kaskat yapılı dönüştürücü ile daha az güç anahtarı kullanılarak yüksek gerilim kazancı sağlanırken maliyet ve devre boyutu da düşürülmüştür. Benzetim çalışmaları için PSIM programı kullanılmıştır. Sistemde denetleyici olarak TMS320F28379D dijital sinyal işleyici (DSP) kartı kullanılmıştır. Yapılan benzetim ve deneysel çalışmalara göre önerilen sistemin yüksek verimlilikte, yüksek DA bara gerilim ihtiyacını etkili bir şekilde karşıladığı ve yüke maksimum gücün aktarıldığı görülmüştür.

Anahtar Kelimeler: DA-DA yükselten dönüştürücü, Aktif yumuşak anahtarlama, MGNT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF MPPT BASED ACTIVE SOFT-SWITCHING CASCADED DC-DC BOOST CONVERTER

ABSTRACT

This thesis study involves the design and implementation of a maximum power point tracking (MPPT)-based active soft-switched cascaded boost-type converter. The analysis, design, simulation, and implementation of the active soft-switched cascaded boost converter used in the system have been carried out. It has been observed that the main and auxiliary switches performed switching under soft-switching conditions even during sudden changes in solar irradiance. This situation has contributed to reducing switching losses while increasing overall efficiency. Additionally, maximum power has been extracted from the photovoltaic (PV) panels and transferred to the load. The perturb and observe (P&O) algorithm was employed as the MPPT method in the system. Experimental results were obtained by operating the 330 W converter at a switching frequency of 40 kHz using a PV simulator. By using a cascaded converter, the desired high output voltage was achieved at a low duty cycle. The proposed cascaded converter provides a high voltage gain with fewer power switches, leading to reduced cost and circuit size. PSIM software was used for the simulation studies. A TMS320F28379D digital signal processor (DSP) card served as the controller in the system. Both simulation and experimental results demonstrate that the proposed system effectively meets the requirement for high DC bus voltage with high efficiency, and successfully transfers maximum power to the load.

Keywords: DC-DC boost converter, Active soft switching, MPPT

1. GİRİŞ

Enerjiye olan ihtiyacın artmasıyla birlikte yenilenebilir enerji konusu giderek önem kazanmaktadır. Bunun bir sonucu olarak yenilenebilir enerji kaynakları üzerine yapılan araştırmalar son yıllarda kayda değer bir artış göstermiştir. Yenilenebilir enerji kaynakları, fosil yakıtların tükenmesi ve küresel ısınma gibi sorunların çözümünde önemli bir rol oynamaktadır [1, 2]. Enerji üretiminde yenilenebilir ve yenilenemez olmak üzere başlıca iki kaynak bulunmaktadır. Güneş enerjisi, rüzgâr enerjisi, biyokütle, jeotermal enerji ve hidroelektrik enerji gibi yenilenebilir enerji kaynakları, enerjiyi yeniden üretmek amacıyla kullanılır ve bu nedenle enerji krizlerine karşı etkili bir çözüm sunar. Bu kaynaklar, sürdürülebilir enerji sağlayarak hem çevresel etkileri azaltır hem de enerji güvenliğini artırır [3-5].

Güneş enerjisi, gelecekteki enerji sektöründe güçlü bir potansiyele sahip olup enerji üretiminde giderek daha fazla ön plana çıkmaktadır. Bu alandaki teknolojilerden biri olan fotovoltaik (FV) paneller, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştürme kapasitesine sahiptir. Bu dönüşüm, genellikle silisyum gibi yarı iletken malzemelerden oluşan tek veya çok katmanlı yapılar kullanılarak gerçekleştirilir. FV panellerinden elde edilen doğru akım (DA), güç dönüştürücüleri yardımıyla düşük/yüksek DA gerilimine veya alternatif akıma (AA) dönüştürülür. Fakat güneş ışınımının ve çevresel sıcaklığın değişken olması nedeniyle FV panel gücü değişkenlik kazanır. Değişen çevresel şartlarda FV panellerden maksimum güç elde edilebilmesi için maksimum güç noktası takip (MGNT) algoritmaları kullanılmaktadır [6]. FV sistemlerde MGNT için birçok algoritma kullanılmaktadır. Bu algoritmalar arasında değiştir-gözle (P&O) ve artan iletkenlik (IC) metotları en sık kullanılan algoritmalar olarak ön plana çıkmaktadır. Bu MGNT algoritmalarının yapısı basit ve uygulanması kolaydır. Alan yazında bu konuda yapılmış çalışmalarda FV paneller genellikle batarya şarjı veya diğer DA uygulamaları için kullanılmaktadır. Aynı zamanda endüstrinin hızla gelişmesiyle birlikte FV sistemli elektrik şebeke entegrasyonu da giderek daha popüler hale gelmiştir. Yapılan bu araştırmaların büyük bir kısmında MGNT algoritmaları kullanılarak FV panellerden maksimum gücün elde edilmesine yönelik çözümler geliştirmeye odaklanılmıştır [6-14].

FV panellerin ürettiği gerilim değeri düşüktür. Özellikle yüksek DA çıkış gerilimi istenen uygulamalarda çoğunlukla FV paneller seri olarak bağlanır. Seri bağlanan panel sayısının yeterli olmadığı ve/veya istenilen DA çıkış geriliminin elde edilemediği durumlarda DA-DA yükselten tip dönüştürücülere ihtiyaç vardır. Aynı zamanda dönüştürücüler yardımı ile FV

panellerden elde edilen maksimum gücün yüke aktarılması sağlanır. Geleneksel DA-DA yükselten tip dönüştürücüler, çıkış gerilim seviyesini artırmak için en basit seçenektir. Tasarımı basit, kontrol ve uygulaması kolaydır. Fakat güç anahtarları üzerinde yüksek gerilim ve düşük görev oranı oluşur. Aynı zamanda düşük gerilim dönüşüm oranı gibi dezavantajları bulunmaktadır [15-19]. Daha yüksek bir çıkış gerilimi elde etmek için yüksek gerilimli DA-DA dönüştürücülerin işleyişini iyileştirmek amacıyla birçok türde dönüştürücü önerilmiştir. Bu dönüştürücüler, çift yönlü/tek yönlü, izole/izole edilmemiş, sert anahtarlama/yumuşak anahtarlama ve akım beslemeli/gerilim beslemeli yapılar olarak kategorize edilebilir [20].

Yükselten tip dönüştürücülerde çıkış gerilim değerini artırmak amacıyla farklı devre yapılarındaki çalışmalara yer verilmektedir. Düşük giriş gerilimi ile istenilen yüksek çıkış geriliminin elde edilebilmesi için geleneksel yükselten dönüştürücülerde görev oranının yüksek değerlerde seçilmesi gerekir. Ancak bu durum, dönüştürücünün kayıplarını artırarak verimliliğini düşürmektedir. Yükselten tip dönüştürücülerde kullanılan güç anahtarlarının iletme ve kesime geçiş anlarında meydana gelen kayıplar ile güç diyotlarındaki ters toparlanma kayıpları, dönüştürücünün verimini olumsuz etkilemektedir. Güç anahtarlarında açma ve kapama esnasında akım ve gerilimin üst üste çakışması nedeniyle anahtarlama kayıpları oluşur. Bu durum, sert anahtarlama tekniği olarak tanımlanır. Anahtarlama kayıplarının azaltılması amacıyla yumuşak anahtarlama tekniği ile akım ve/veya gerilimin üst üste çakışması engellenir. Yumuşak anahtarlama sayesinde anahtarlama elemanının iletme ve/veya kesime geçtiğinde akım ve gerilim değerleri şekillendirilir. Bu teknik, anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik gürültüyü azaltmayı sağlarken aynı zamanda enerji kaybını da en aza indirerek enerjinin yük veya kaynağa aktarılmasını sağlar. Genel olarak yumuşak anahtarlama teknikleri, sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) olmak üzere dört kategoride incelenir [21].

1.1 Tezin Amacı ve Kapsamı

Bu tez çalışmasının temel amacı, aktif yumuşak anahtarlama kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü ile FV panellerden elde edilen maksimum gücün yüke aktarılmasıdır. Aktif yumuşak anahtarlama kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin analizi, tasarımı, benzetimi ve uygulaması yapılmıştır. Tasarlanan aktif yumuşak anahtarlama yükselten tip dönüştürücü, farklı güneş ışınım koşulları altında test edilerek MGNT gerçekleştirilmiştir. Basit yapısı nedeniyle sistemde P&O MGNT algoritması tercih edilmiştir.

Yumuşak anahtarlama koşulları sağlanarak anahtarlama kayıpları azaltılmış ve dönüştürücünün verimi arttırılmıştır. Sistemde aktif yumuşak anahtarlama kısmı çıkartılarak geleneksel yükselten tip dönüştürücünün de benzetimi ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlara göre aktif yumuşak anahtarlama yükselten tip dönüştürücü ile geleneksel yükselten tip dönüştürücü kıyaslanarak verim artışı kanıtlanmıştır. Aynı zamanda kaskat yapı kullanılarak görev oranı fazla arttırılmadan istenilen çıkış geriliminin elde edildiği görülmüştür. Uygulama çalışmasında FV simülatörü kullanılarak farklı ışınım değerleri altında MGNT algoritması test edilmiştir. MGNT verimliliğinin yüksek olduğu bulunmuştur. Çalışma 40 kHz anahtarlama frekansında gerçekleştirilmiş olup farklı güneş ışınım değerleri altında MGNT verimliliğinin yüksek, yumuşak anahtarlama koşulları ile anahtarlama kayıplarının düşük ve istenilen çıkış geriliminin elde edilmesi sağlanmıştır.

1.2 İlgili Çalışmalar

Anurag ve diğ. [22] tarafından yapılan çalışmada, iki yumuşak anahtarlama tekniği arasında verimlilik, yük değişimleri ve güç kayıpları açısından karşılaştırmalı bir inceleme sunulmuştur. Çalışmada, dönüştürücülerin açık döngü kontrolü için bir FV panelin küçük sinyal modeli dikkate alınmıştır. FV panelin verimli kullanımı için dönüştürücünün seçimi sırasında uygun tekniğin belirlenmesinin önemli olduğu sonucuna varılmıştır.

Ambikapathy ve diğ. [23], FV sistemler için önerdikleri izolesiz zeta-flyback dönüştürücünün uygulamasını gerçekleştirmişlerdir. Önerilen zeta-flyback dönüştürücüsü için rezonans yapıları temelinde yumuşak anahtarlama yöntemi geliştirilmiştir. ZVS ve ZCS şartları sağlanarak yüksek gerilim kazancı ve yüksek dönüştürücü verimliliği elde edilmiştir.

Dash ve diğ. [24], interleaved yumuşak anahtarlama yükselten tip dönüştürücü kullanarak FV sistemi ile entegre bir batarya sisteminin DA bara arayüzü yapılandırılmıştır. Bu sistemde önerilen dönüştürücüye yumuşak anahtarlama teknikleri uygulanarak, sistemin genel verimliliği artırılmıştır. Batarya, sistemin enerji ihtiyacına göre şarj ve deşarj işlemlerini gerçekleştirerek enerji akışını dengede tutmuştur. Çalışma sonuçları, MATLAB/SIMULINK ortamında sabit 500W yük koşulunda test edilmiştir. Ayrıca, sabit ışınım altında değişken yük koşullarında da model doğrulanmıştır. Yumuşak anahtarlama işlemleri, sırasıyla ZCS ve ZVS yöntemleriyle sağlanmıştır.

Patil ve Agarwal [25], yenilenebilir enerji kaynakları ile enerji depolama sistemlerinin DA mikro şebekelere entegrasyonu için iç içe geçmiş yumuşak anahtarlama alçaltan ve

yükselten tip dönüştürücü topolojilerini sunmuşlardır. Yumuşak anahtarlama hücresinde, tüm ana anahtarlarda ZCS şartını sağlamak amacıyla tek bir yardımcı anahtar kullanılmıştır. Bu yardımcı anahtar, açılma ve kapanma sırasında yumuşak anahtarlama gerçekleştirerek sistemdeki verimliliği artırmaktadır. Çalışmada, 250 W gücünde bir dönüştürücünün simülasyon ve deneysel sonuçlarına yer verilmiştir. Elde edilen sonuçlar ile tüm anahtarlar için yumuşak anahtarlama şartlarının sağlandığı kanıtlanmıştır.

Hajilou ve Farzanehfard [26], alçaltan-yükselten ve anahtarlama rezonans kombinasyonuna dayanan yumuşak anahtarlama izolesiz yüksek kazançlı bir DA-DA dönüştürücü önermiştir. Bu dönüştürücü, yardımcı bir anahtar kullanılmadan anahtarlar için yumuşak anahtarlama şartını sağlamış ve diyotların ters toparlanma süresi problemini azaltmıştır. Önerilen dönüştürücü, 200W gücünde tasarlanmış olup kayıp analizi yaparak verimliliği arttırmıştır.

Esteki ve diğ. [27], geliştirdikleri tek anahtarlı yumuşak anahtarlama PWM dönüştürücüleri önermiştir. Önerilen dönüştürücüler, yalnızca bir manyetik eleman kullanarak tüm yarıiletken elemanlar için yumuşak anahtarlama koşulları sağlayabilme özelliğine sahiptir. Bu sayede diyotların ters toparlanma süresi ile ilgili problemler ortadan kaldırılmıştır. Dönüştürücüler için geçerli olan pasif bastırma devresi, geniş güç aralığında uygulanmıştır. 120 W gücünde alçaltan tip bir dönüştürücünün deneysel uygulaması gerçekleştirilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, önerilen dönüştürücünün geleneksel bir alçaltan tip dönüştürücüye kıyasla, verimliliğin %2'den fazla arttırdığını göstermektedir.

Alavi ve diğ. [28], yumuşak anahtarlama yüksek kazançlı bir DA-DA dönüştürücü tasarlamıştır. Dönüştürücünün farklı çalışma modlarının kapsamlı bir analizi, çeşitli bileşenlerin tasarımı ve kapalı döngü modellemesi sunulmuştur. Yapılan teorik analiz ile birlikte gerçekleştirilen uygulamada dönüştürücünün yüksek gerilim kazancı sağladığı görülmüştür. Tüm anahtarların ZVS koşulunda çalıştığı kanıtlanmıştır.

2. GÜNEŞ ENERJİSİ

Enerji sektörü, ülkelerin ekonomik kalkınmasında ve sürdürülebilir büyümesinde önemli bir rol oynamaktadır. Enerji, sanayi üretiminden ulaşım altyapısına, günlük yaşamdan sağlık sektörüne kadar birçok alanda önemli bir gereklilik arz eder. Üretimde sıklıkla kullanılan geleneksel fosil yakıtların, enerji üretiminde kullanılan ana kaynaklar olarak uzun süre devam etmesi hem ekonomik hem de çevresel açılardan bazı ciddi sorunları beraberinde getirmektedir. Fosil yakıtların fiyatlarının hızla artması ve bu enerji kaynaklarının sınırlı olması, enerjinin devamlılığı konusunda risk oluşturmaktadır. Bununla birlikte, fosil yakıtlar küresel ısınma, hava kirliliği ve çevresel bozulma gibi olumsuz etkilere neden olmaktadır. Bu olumsuzluklar, daha temiz, sürdürülebilir ve tükenmez enerji kaynaklarına olan ihtiyacı arttırmıştır. Yenilenebilir enerji, doğal kaynaklardan elde edilen ve sürekli olarak yenilenen enerjiler olarak bu sorunun çözümünde öne çıkmaktadır. Özellikle güneş ve rüzgâr enerjisi, son yıllarda artan yatırımlar ve gelişen teknolojiyle birlikte, diğer yenilenebilir kaynaklara göre daha yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Güneş enerjisi, çevresel sürdürülebilirlik açısından temiz bir kaynak olması ve uzun vadede ekonomik avantajlar sunması nedeniyle önemli bir alternatif enerji kaynağı olarak öne çıkmaktadır. Bu durumun temel nedeni, güneşin sürekli, doğrudan erişilebilir ve tükenmez bir enerji kaynağı olmasıdır [29, 30].

Dünyanın, kendi eksenini etrafındaki dönüşü ve güneş etrafındaki eliptik yörüngesi nedeniyle, güneş ışınlarının yeryüzüne ulaşma açısı yıl boyunca değişir. Atmosfer dışındaki bir metrekarelik alana düşen güneş ışınım değeri, Dünya Işınım Merkezi tarafından 1367 W/m² olarak ölçülmüştür ve bu değer "güneş sabiti" olarak adlandırılır. Yıl boyunca atmosfer dışındaki güneş ışınım şiddetindeki değişim, Eşitlik (2.1) kullanılarak hesaplanmaktadır [31].

$$G_{on} = G_{sc} \left[1 + 0,033 \cdot \cos \left(360 \cdot \frac{n}{365} \right) \right] \quad (2.1)$$

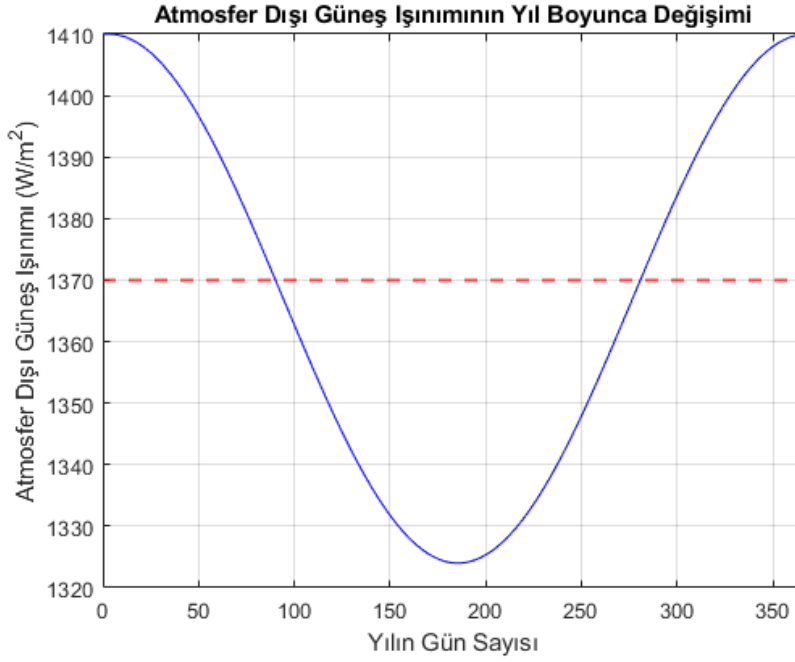
Burada;

G_{on} : Atmosfer dışına gelen güneş ışınımı $\left(\frac{W}{m^2} \right)$

G_{sc} : Güneş sabiti $\left(\frac{W}{m^2} \right)$

n: Gün sayısı (1 Ocak itibari ile yıldaki gün sayısı)

Atmosfer dışı güneş ışınımının yıl boyunca değişimi aşağıda Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



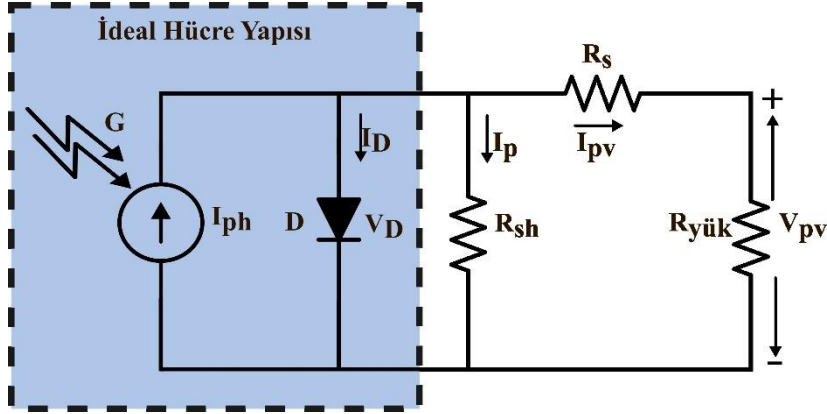
Şekil 2.1. Atmosfer dışı güneş ışınımının yıl boyunca değişimi

Kesikli çizgiyle gösterilen ortalama atmosfer dışı güneş ışınım değeri 1367 W/m^2 olarak tanımlanmıştır. Ancak, güneş ışınlarının bir bölümü atmosfer ve bulutlar tarafından emilir ya da geri yansıtılır. Bundan dolayı yeryüzüne ulaşan güneş ışınım miktarı, atmosfer dışındaki değerden daha düşük olur ve ülkelerin coğrafi konumlarına bağlı olarak farklılık gösterir [31-33].

2.1. FV Panelin Matematiksel Modeli

FV hücreler, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştüren temel birimlerdir. İhtiyaç duyulan akım, gerilim ve güç değerlerine ulaşmak için bu hücreler seri veya paralel şekilde birleştirilerek FV paneller oluşturulur. Güneş ışığı, farklı enerji seviyelerine sahip fotonlardan oluşur. FV panele ulaşan fotonların bir kısmı yüzeyden geri yansırken, bir kısmı panel tarafından soğurulur. Yeterli enerji taşıyan fotonlar, elektronları harekete geçirerek dış devreye bağlanan yük üzerinden akım oluşturmalarını sağlar. Bu sayede güneş ışığı, doğrudan elektrik enerjisine çevrilmiş olunur [34-36]. FV hücreden elde edilecek gücün analiz edilebilmesi için hücrenin matematiksel eşdeğer modelinin oluşturulması gereklidir. FV hücrenin akım-gerilim (I-V) karakteristiği doğrusal bir yapıya sahip değildir ve karanlık koşullarda bu karakteristik, bir diyot karakteristiğine benzer bir davranış gösterir. FV hücrenin eşdeğer devresi, bir akım kaynağı, bu kaynağa paralel bağlanmış bir direnç ve diyot

ile seri bağlanmış bir dirençten oluşur. Tek diyotlu eşdeğer devresi ise Şekil 2.2’de gösterilmiştir.



Şekil 2.2. FV hücrenin tek diyotlu eşdeğer devresi

FV hücrede yer alan seri direnç (R_s), şönt direnç (R_p) ile ifade edilir. Akım kaynağı, güneşin ışınım şiddeti (G) ile doğru orantılı FV akımı (I_{ph}) meydana getirir. FV akımının değeri, Eşitlik (2.2) ile hesaplanır.

$$I_{ph} = [I_{sc} + K_i \cdot (T_c - T_r)] \cdot \frac{G}{G_r} \quad (2.2)$$

Burada;

I_{ph} : FV hücrenin akımı

I_{sc} : 25 °C ve 1000 W/m² deki kısa devre akımı

K_i : Kısa devre akımının sıcaklık katsayısı (0,0017 A/°C)

T_c : FV hücre sıcaklığı (Kelvin cinsinden)

T_r : Referans sıcaklık (25 °C için 298,15 °K)

G : W/m² deki güneş ışınım miktarı

G_r : Referans güneş ışınım miktarı (1000 W/m²)

olarak ifade edilir. Şekil 2.2’de verilen diyot akımı (I_D), diyot üzerindeki gerilime ve diyotun ters doyma akımına bağlıdır. Diyot üzerindeki akım, aşağıda verilen Eşitlik (2.3) ile hesaplanır.

$$I_D = I_0 \cdot \left(e^{\frac{q \cdot V_D}{A \cdot k \cdot T_c}} - 1 \right) \quad (2.3)$$

Burada;

q : Elektrik yükünü ($1,602 \times 10^{-19}$ C)

k: Boltzman sabitini ($1,3806505 \times 10^{-23}$ J/K)

A: Diyot kalite faktörünü temsil etmektedir.

Paralel direnç üzerinden akan akım denklemi aşağıda yer alan Eşitlik (2.4) ile bulunur.

$$I_p = \frac{V_D}{R_p} = \frac{V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s}{R_p} \quad (2.4)$$

FV hücresinin çıkışındaki akım ve gerilim denklemleri sırasıyla Eşitlik (2.5) ve (2.6) ile hesaplanır.

$$I_{pv} = I_{ph} - I_D - I_p \quad (2.5)$$

$$V_{pv} = V_D - I_{pv} \cdot R_s \quad (2.6)$$

Yukarıda verilen Eşitlik (2.3) ve (2.4) numaralı denklemler Eşitlik (2.5)'te yerlerine yazıldığında;

$$I_{pv} = I_{ph} - I_o \cdot \left[e^{\left(\frac{q \cdot (V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s)}{A \cdot k \cdot T_c} \right)} - 1 \right] - \frac{V_{pv} + I_{pv} \cdot R_s}{R_p} \quad (2.7)$$

Şekil 2.2'de verilmiş olan FV hücrenin, matematiksel olarak modellenen hali elde edilir [34, 37].

2.2. Çevresel Şartlardaki Değişimin FV Panel Gücü Üzerine Etkisi

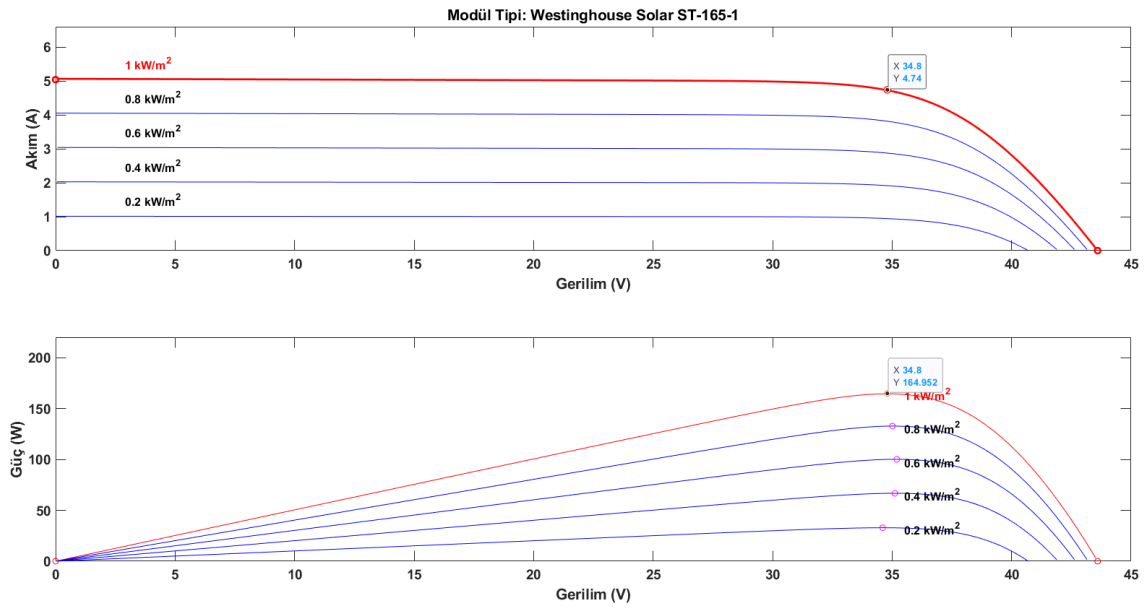
FV paneller, yapısında bulunan yarı iletken materyallerden dolayı, güneş enerjisini elektrik enerjisine dönüştürürken düşük verimlilikle çalışmaktadır. FV panel verimliliğini etkileyen çeşitli faktörler bulunmaktadır. Bu faktörler arasında panel eğim açısı, gölgelenme, tozlanma, güneş ışınım yoğunluğu, sıcaklık vb. durumlar sayılabilir [38, 39]. Özellikle güneş ışınım yoğunluğu ve sıcaklık, atmosfer koşullarına bağlı olarak sürekli değişim gösterdiği için FV panellerin performansında önemli bir etkiye sahiptir. Bu sebeple, bu iki faktörün panel verimliliği üzerindeki etkileri incelenmelidir. FV panel üretici firmaları tarafından sağlanan katalog verileri, genellikle laboratuvar ortamında gerçekleştirilen standart test koşullarını (STC) esas alır. Bu testler, 1000 W/m^2 güneş ışınım yoğunluğu, $25 \text{ }^\circ\text{C}$ hücre sıcaklığı ve 1,5 hava kütlesi (AM) oranını içermektedir. Ancak, bu standart koşullar dışındaki çevresel etkiler altında FV panellerin elektriksel performansı öngörülemezdir. Bununla birlikte, gerçek atmosferik koşullarda FV panellerin performansını değerlendirmek önemlidir [40, 41]. Bu doğrultuda, kullanılan FV panelin eşdeğer devre modeli oluşturularak farklı atmosferik koşullarda elektriksel performansı analiz edilmelidir. Bu çalışmada, Westinghouse Solar ST-

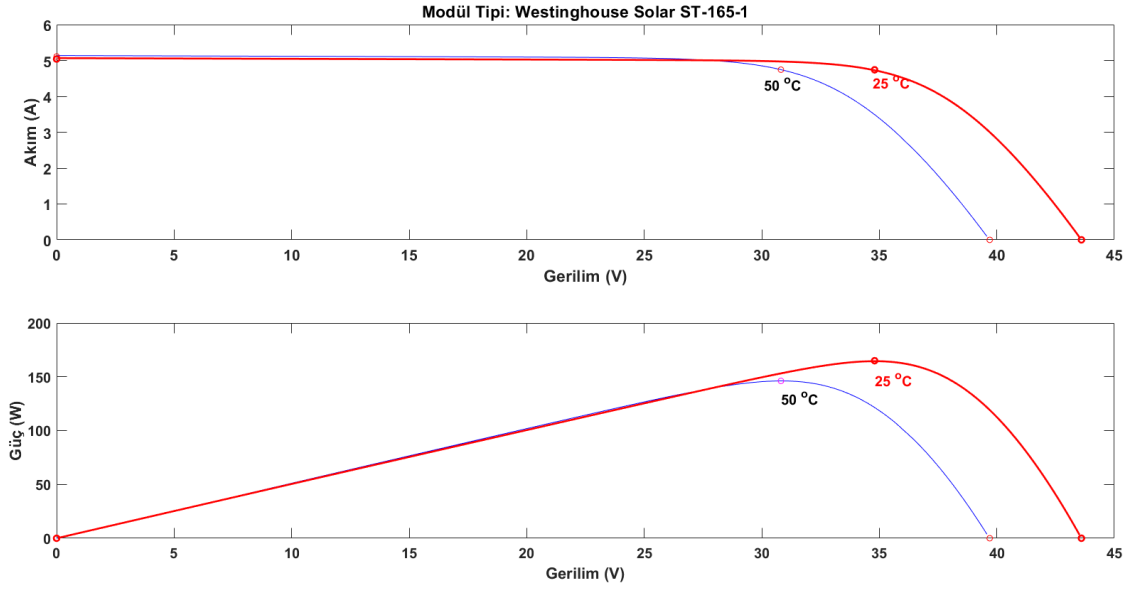
165-1 modelinde ve 165 W gücünde FV panel kullanılmıştır. Panelin eşdeğer devre modeli, MATLAB yazılımı kullanılarak oluşturulmuş ve modelleme çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Panele ait katalog verileri Tablo 2.1’de verilmiştir.

Tablo 2.1. Westinghouse Solar ST-165-1FV modülünün teknik özellikleri

Standart Test Koşullarında Panel Gücü (W)	165
Maksimum Güçte Panel Gerilimi (V)	34,8
Maksimum Güçte Panel Akımı (A)	4,74
Panel Açık Devre Gerilimi (V)	43,6
Panel Kısa Devre Akımı (A)	5,04

Çalışmada kullanılan FV panelin akım-gerilim (I-V) ve güç-gerilim (P-V) grafikleri oluşturulmuştur. Şekil 2.3’te farklı ışınım değerleri ve 25 °C için oluşturulan I-V ve P-V grafikleri verilmiştir. Şekil 2.4’te ise 1000 W/m² ışınımında, 25 ve 50 °C sıcaklıklar için oluşturulan I-V ve P-V grafikleri gösterilmiştir.





Şekil 2.4. Panelin 25 ve 50 °C sıcaklıktaki I-V ve P-V grafikleri

Yapılan benzetim sonuçlarına göre, güneş ışınımı yoğunluğundaki azalma ve sıcaklık artışı, FV panellerden elde edilen gücü olumsuz yönde etkilemektedir. Bu bulgular, FV panellerle gerçekleştirilen deneysel çalışmalar sırasında, panel sıcaklığının ve mevcut güneş ışınım seviyesinin doğru bir şekilde ölçülmesinin önemini açıkça ortaya koymaktadır.

2.3. MGNT Metotları ve Yapıları

FV panellerde çıkış gücünü sürekli olarak maksimum seviyede tutulabilmek için MGNT algoritmaları kullanılmaktadır. MGNT, FV panelin sağlayabileceği maksimum gücü takip eden ve bu gücü elde etmeye yönelik çalışan tamamen elektronik bir sistemdir. Bu algoritmanın temel prensibinde, giriş gerilimi ve akımının sürekli olarak izlenmesi, güçteki değişimlerin eş zamanlı olarak hesaplanarak maksimum güç noktasını takip etmek için gerekli adımların uygulanması yer almaktadır [42, 43].

MGNT sistemi, temel olarak güç devresi ve kontrol birimi olmak üzere iki kısımdan oluşmaktadır. Güç devresi, FV panelin çıkış akımını veya gerilimini uygun bir doğru akım/gerilim değerine dönüştüren bir DA-DA güç dönüştürücüsüdür. Kontrol birimi ise FV panelin çıkış gücünü maksimum seviyede tutmak amacıyla ölçüm ve matematiksel işlemleri gerçekleştiren, aynı zamanda DA-DA dönüştürücüyü kontrol eden bir mikrodenetleyici birimdir. Bu birimde FV panelin akım ve gerilimi ölçülerek güç hesaplanıp mikrodenetleyiciye geri bildirim sağlanır ve güç dönüştürücünün çalışma noktası, maksimum

güç noktasına ulaşacak şekilde ayarlanır. Güç hesaplamaları sonucunda değişim yönü ve miktarı belirlenir [44, 45].

2.3.1. MGNT algoritmaları

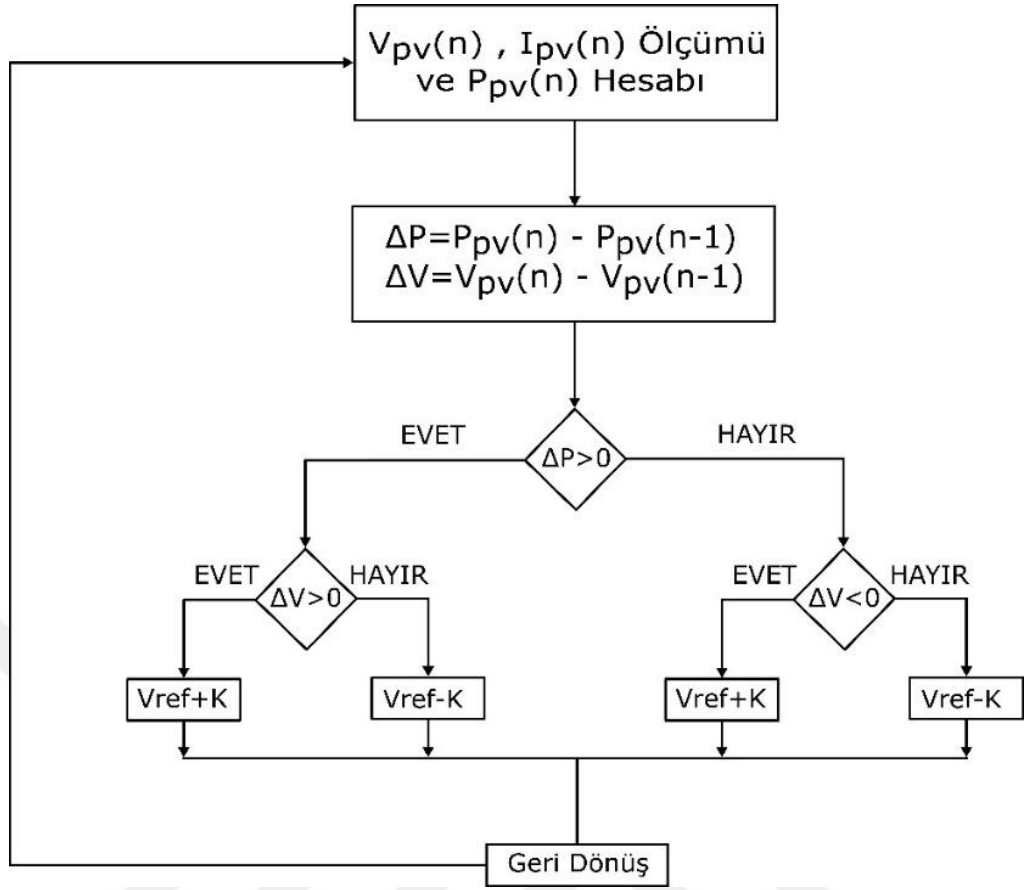
Literatürde, maksimum güç noktasının (MGN) belirlenmesi ve izlenmesi için kullanılan çeşitli MGNT metotları bulunmaktadır. Bu yöntemler genel olarak dört ana gruba ayrılabilir: Doğrudan hesaplama, akıllı algoritmalar, artan iletkenlik (IC) ve P&O metotları. Doğrudan hesaplama yöntemlerinde (sabit gerilim, sabit akım ve doğrusal akım kontrolü), maksimum güç noktasının doğruluk seviyesi genellikle düşüktür [46]. Akıllı algoritmalar (bulanık mantık kontrolü, yapay sinir ağları gibi) ise geniş bir veri tabanından elde edilen bilgiye dayalı olarak çalışır. Bu yöntemler, etkili bir MGNT sağlama potansiyeline sahiptir. Ancak bu metotların FV panel özelliklerine bağlı olması ve veri işleme sürecinin zaman alıcı olması önemli dezavantajlar olarak öne çıkmaktadır. Bu nedenlerden dolayı söz konusu iki gruba giren metotların kullanımı sınırlı kalmaktadır [47].

2.3.2. P&O metodu

P&O metodunda, FV panelin maksimum güç noktasına ulaşması için kontrol parametresine belirli bir değişiklik uygulanır ve bu değişiklik sonucunda elde edilen FV panel gücü hesaplanır. Hesaplanan bu değer, bir önceki güç değeriyle karşılaştırılır. Eğer güçte bir artış meydana gelmişse, kontrol parametresine aynı yönde bir değişiklik yapılmaya devam edilir. Ancak güçte bir azalma tespit edilirse, kontrol parametresindeki değişim yönü tersine çevrilir. Bu adımların tekrarlanmasıyla, sistemin çalışma noktası MGN'ye doğru yönlendirilir. Kararlı bir durumda ise sistem, MGN çevresinde salınımlar yaparak çalışmaya devam eder.

Bu metotta, değişim analizi P-V eğrisine ya da I-V eğrisine dayalı olarak gerçekleştirilebilir. Kontrol algoritması, FV panel gücündeki değişimlerin büyüklüğünü ve yönünü sürekli olarak takip eder. Güçteki artış veya azalış durumlarına bağlı olarak, sistemin bir sonraki adımda hangi yönde hareket edeceği belirlenir. Bu sayede maksimum güç noktasına ulaşılır ve enerji üretim verimliliği artırılır.

P&O MGNT algoritması, uygulama kolaylığı sayesinde yaygın olarak tercih edilen bir metottur. Ancak, kararlı durumdaki MGN etrafında meydana gelen salınımlar, bu yöntemin dezavantajlarından biridir. Ayrıca, ani ışınım değişiklikleri gibi hızlı dinamik koşullarda, algoritma MGN'yi doğru şekilde takip etmekte zorlanabilir. Şekil 2.5'te bu algoritmanın akış şeması detaylı bir şekilde gösterilmektedir.



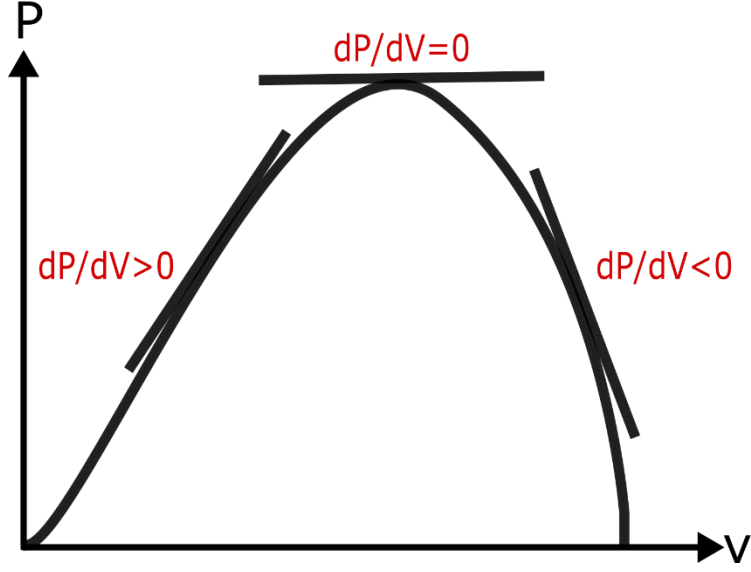
Şekil 2.5. P&O algoritmasının akış diyagramı

FV sistemin çalışma gerilimi, küçük bir artış olan ΔV uygulanarak değiştirilir. Bu değişim sonucunda sistemde bir ΔP değişikliği meydana gelir. Eğer ΔP pozitif bir değer alırsa, çalışma gerilimindeki değişikliğin aynı yönde devam etmesi gerekir. Ancak, ΔP negatif bir değer alırsa, bu durum sistemin çalışma noktasının maksimum güç noktasından uzaklaştığını gösterir. Bu durumda çalışma gerilimi, artış yönünün tersine doğru değiştirilir.

Değişimden önceki ve sonraki çıkış gerilimi veya güç değerlerindeki farklılıklar incelenerek, bir sonraki adımda yapılacak değişimin artırılması mı yoksa azaltılması mı gerektiğine karar verilir. Bu işlem sırasında bir referans değer esas alınır ve bu değer ile karşılaştırmalar yapılır. MGNT algoritmalarında en yaygın kullanılan kontrol yöntemi, referans gerilimin ayarlanması esasına dayanır [48-50].

2.3.3. IC metodu

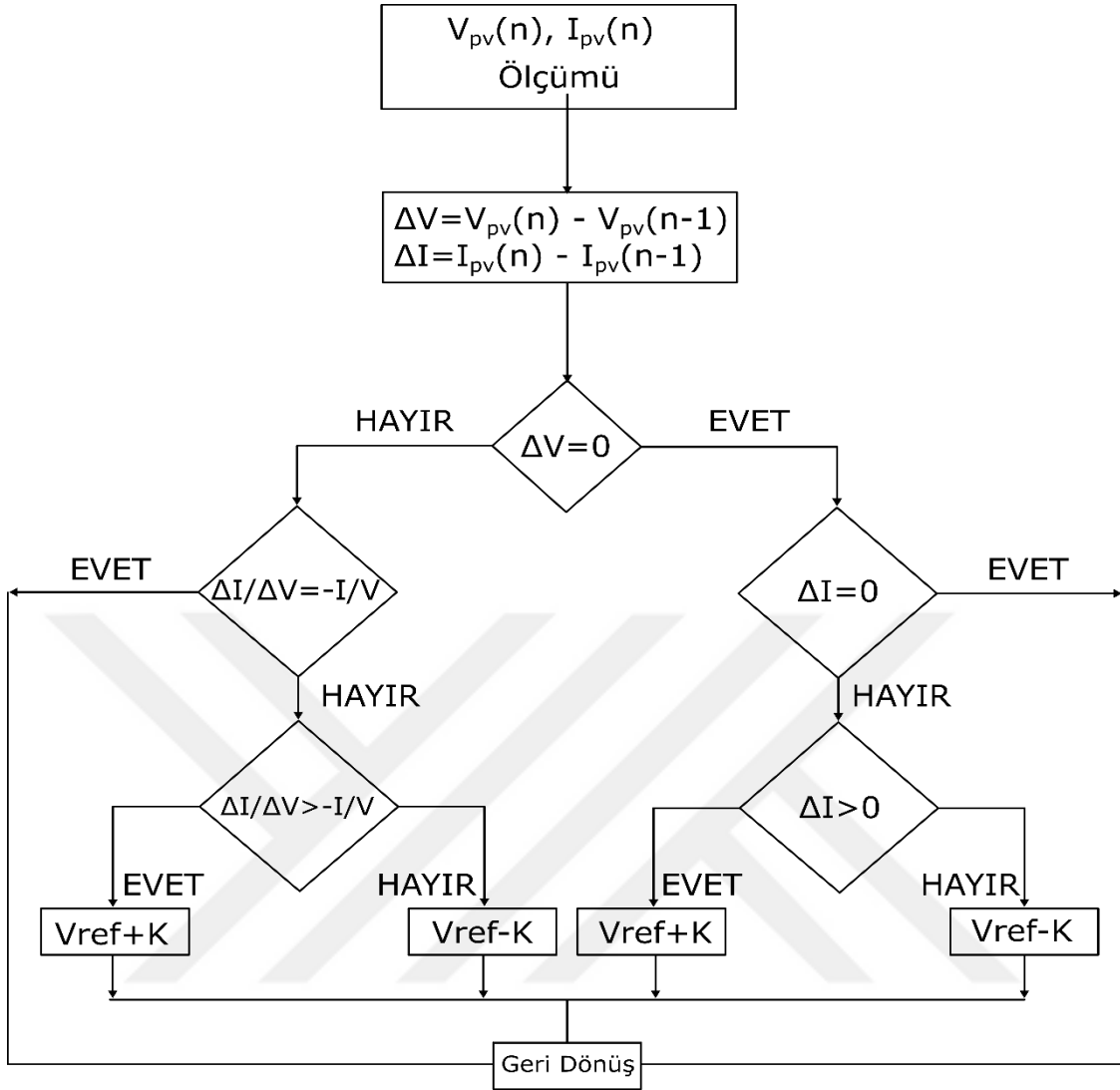
IC metodunun çalışma prensibi P-V grafiğinde eğimin sıfır olduğu yeri hedefler. Çalışma mantığı Şekil 2.6'da verilmiştir.



Şekil 2.6. IC metodunun çalışma eğrisi

IC metodunda, anlık gerilim, MGN gerilimine göre ayarlanır ve bu gerilim değeri, FV panelinin iletkenliğine bağlı olarak değişkenlik gösterir. Bu metodun temel prensibi, FV panelin P-V karakteristik eğrisinin eğiminin, maksimum güç noktasında sıfır olması gerektiği üzerine kuruludur ($dP/dV=0$). Eğrinin sol tarafında eğim pozitif ($dP/dV>0$) olup, güç arttıkça gerilim yükselir; sağ tarafında ise eğim negatiftir ($dP/dV<0$), yani güç azalmaya başlar. IC algoritması, bu prensibe dayanarak, maksimum güç noktasına ulaşmayı sağlayacak şekilde panelin çalışma koşullarını sürekli optimize eder. Bu algoritmanın akış şeması, FV panelden elde edilen güç verisini analiz ederek doğru gerilim değerini belirler ve güç üretimini maksimize etmeye yönelik adımlar atar.

IC algoritmasının akış şeması Şekil 2.7’de verilmiştir.



Şekil 2.7. IC algoritmasının akış şeması

İlk adımda, FV panelin akım ve gerilim değerleri ölçülür. Sonrasında, anlık akım $I_{pv}(n)$ ve gerilim $V_{pv}(n)$ değerleri göz önünde bulundurularak, gerilim değişikliğinin (ΔV) sıfır olup olmadığı kontrol edilir. Eğer ΔV sıfıra eşit ise, akımda bir değişiklik olup olmadığına bakılır (ΔI). Hem ΔV hem de ΔI sıfıra eşit ise FV panelin MGN'de çalıştığı kabul edilir ve herhangi bir ayar yapılmaz. Ancak, ΔI pozitif olduğunda, gerilim referansına V_{ref} sabit bir 'K' değeri eklenir. Eğer ΔI negatif ise, V_{ref} değerinden sabit bir K değeri çıkarılır. Bu ayar, FV panelin giriş geriliminin maksimum güç noktasına doğru ilerlemesini sağlamak amacıyla yapılır. Eğer ΔV sıfıra eşit değilse, $\Delta I/\Delta V$ oranının $-I/V$ 'ye eşit olup olmadığına bakılır. Eşitlik sağlanıyorsa, herhangi bir değişiklik yapılmaz, çünkü bu durumda MGN elde edilmiştir.

Ancak, $\Delta I/\Delta V$ oranı $-I/V$ 'den büyükse, V_{ref} değerine sabit bir K değeri eklenir, küçükse V_{ref} değerinden sabit bir K değeri çıkarılır [48-50]. P&O algoritmasında, MGN'ye ulaşp

ulaşmadığını belirlemek için değiştirme direkt olarak kıyaslanır. IC algoritmasında ise $\Delta P/\Delta V$ üzerinden dolayı olarak karşılaştırılır. Bu durum, P&O ile IC metotları arasında yer alan farklılıklardan biridir. P&O ve IC MGNT algoritmalarının karşılaştırılması Tablo 2.2’de verilmiştir.

Tablo 2.2. P&O ve IC MGNT algoritmaları arasındaki farklar

Kriter	P&O Algoritması	IC Algoritması
Çalışma Prensibi	Gerilim veya akım değişimiyle MGN arar.	Güç eğrisinin türevini kullanarak MGN’yi bulur.
Değişken Işınım	Ani ışınım değişimlerinde yanlış yönlenebilir.	Hızlı ve doğru tepki verir.
Hesaplama Yüğü	Mikrodenetleyiciye düşük yük getirir.	Daha fazla işlem gücü gerektirir.
Verimlilik	Sabit durum salınımları nedeniyle güç kaybına yol açabilir.	MGN çevresinde daha verimli çalışır.

Bu tez çalışmasında uygulaması kolay ve basit yapısı sebebiyle P&O MGNT algoritması tercih edilmiştir.



3. MATERYAL VE YÖNTEM

Geleneksel DA-DA dönüştürücünün çalışma prensipleri bu bölümde ele alınmıştır. Ayrıca, yükselten tip DA-DA dönüştürücünün matematiksel analizi sunulmuştur. Temel DA-DA dönüştürücüler üç ana grupta incelenir: alçaltan, yükselten ve alçaltan-yükselten tiplerdir.

Alçaltan dönüştürücü, giriş geriliminden daha düşük bir ortalama çıkış gerilimi üreten bir yapıdadır. Buna karşılık, yükselten dönüştürücü, giriş geriliminden daha yüksek bir çıkış gerilimi sağlar. Alçaltan-yükselten dönüştürücü ise, görev oranına bağlı olarak giriş geriliminden hem daha düşük hem de daha yüksek çıkış gerilimleri üretebilir. Bu dönüştürücülerde yalnızca çıkış geriliminin genliği değil, aynı zamanda polaritesi de değiştirilebilir. Flyback dönüştürücü, manyetik kuplaj kullanarak çalışan bir alçaltan-yükselten dönüştürücü türüdür. Bu yapının önemli özelliği, elektriksel izolasyonun manyetik kuplaj ile sağlanması ve çıkış geriliminin transformatörün sarım oranı aracılığıyla ayarlanabilmesidir.

Geleneksel alçaltan ve yükselten tip DA-DA dönüştürücüler, çıkış gerilimini giriş geriliminin belirli bir oranına göre düzenler ve genellikle sabit bir statik kazançta sahiptir. Ancak bu dönüştürücülerde kullanılan anahtar elemanlar (genellikle MOSFET veya IGBT) ve diyotlar, anahtarlama işlemleri sırasında oluşan ani gerilim ve akım değişimlerinden dolayı, anahtarlama elemanlarında ilave stres yaratır ve bu durum anahtarlama kayıplarına ve anahtar elemanlarının daha hızlı bozulmasına neden olabilir. Anahtarlama frekansı arttıkça anahtar elemanlar daha sık açılıp kapanır; bu da termal döngülerin artmasına, daha fazla ısınmaya ve verimlilik kaybına yol açar. Ayrıca, yüksek frekanslar elektromanyetik parazit seviyesini artırarak sistemin güvenilirliğini ve performansını olumsuz etkileyebilir.

Bu sorunları azaltmak amacıyla DA-DA dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılmaktadır. Bu teknikler, anahtar elemanlar üzerindeki gerilim ve akım streslerini düşürmeyi hedefler. Yumuşak anahtarlama, anahtarın açılıp kapanma anlarında gerilim veya akımdan birinin sıfır olması ile sağlanır. Böylece anahtar elemanlar üzerindeki stres, anahtarlama kayıpları ve ısınma önemli ölçüde azalır. Aynı zamanda, bu teknik elektromanyetik parazitleri de düşürerek sistemin daha kararlı ve güvenilir çalışmasına katkı sağlar.

Yüksek frekanslı uygulamalarda anahtarlama kayıpları hızla arttığı için yumuşak anahtarlama bu tür uygulamalarda gerekli hale gelmektedir. Bununla birlikte, geleneksel dönüştürücü

topolojilerinin verimliliğini artırmak için farklı yaklaşımlar da geliştirilmiştir. Özellikle anahtar elemanlarının ısınmasını azaltmak amacıyla çeşitli soğutma yöntemleri uygulanmaktadır. Soğutucu yüzeylerin eklenmesi veya ısı emici malzemelerin kullanılması, dönüştürücünün termal performansını artırarak güvenilirliğini yükseltir. Bu tür çözümler, özellikle yüksek güçlü uygulamalarda gereklidir [51].

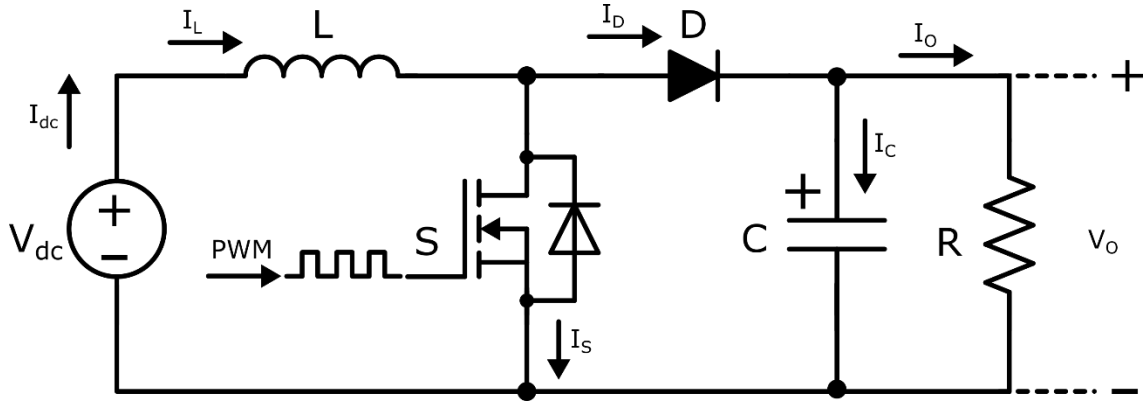
3.1. Anahtarlama Teknikleri

Sert anahtarlama, güç anahtarları ve diyotların iletimden kesime veya kesimden iletime geçerken, aynı anda hem akım hem de gerilimin oluşması durumudur. Bu durum, anahtarlama sırasında yüksek güç kayıplarına ve cihazda aşırı ısınmaya neden olur. Termal zorlanmalar, anahtarlama elemanlarının ömrünü kısaltabilir. Bu yöntem, enerji verimliliğini düşürür ve elektromanyetik girişim (EMI) problemlerini artırır. Bu nedenle, güç elektroniği devre tasarımlarında özellikle yüksek frekanslar için sert anahtarlama tekniğinden kaçınılması gerekir. Sert anahtarlamanın getirdiği bu sorunlar, daha verimli bir alternatif olan yumuşak anahtarlama tekniklerinin geliştirilmesini sağlamıştır.

Yumuşak anahtarlama, genellikle rezonans ya da yardımcı devre elemanları kullanılarak, anahtarlama işlemi sırasında akım veya gerilimin sıfır olmasını sağlar. Bu sayede anahtarlama kayıpları azaltılır ve cihaz daha verimli çalışır. Sert ve yumuşak anahtarlama teknikleri arasındaki fark, güç elektroniği sistemlerinde verimlilik ve kararlılık hedeflerine ulaşmada belirleyici bir rol oynar [52].

3.1.1. Anahtarlama kayıpları

Anahtarlama kayıplarının analiz edilebilmesi için yükselten tip dönüştürücüde kullanılan güç MOSFET'i ve diyotun sert anahtarlama altında maruz kaldığı iletim ve kesim kayıpları incelenmiştir. Şekil 3.1'de gösterilen yükselten dönüştürücünün çalışma prensibine göre MOSFET iletime geçtiğinde diyot ters polarize olur ve kesime girer. Bu sırada bobinde enerji depolanır. MOSFET kesime geçtiğinde ise diyot iletime geçer ve bobinde biriken enerji çıkışa aktarılır.



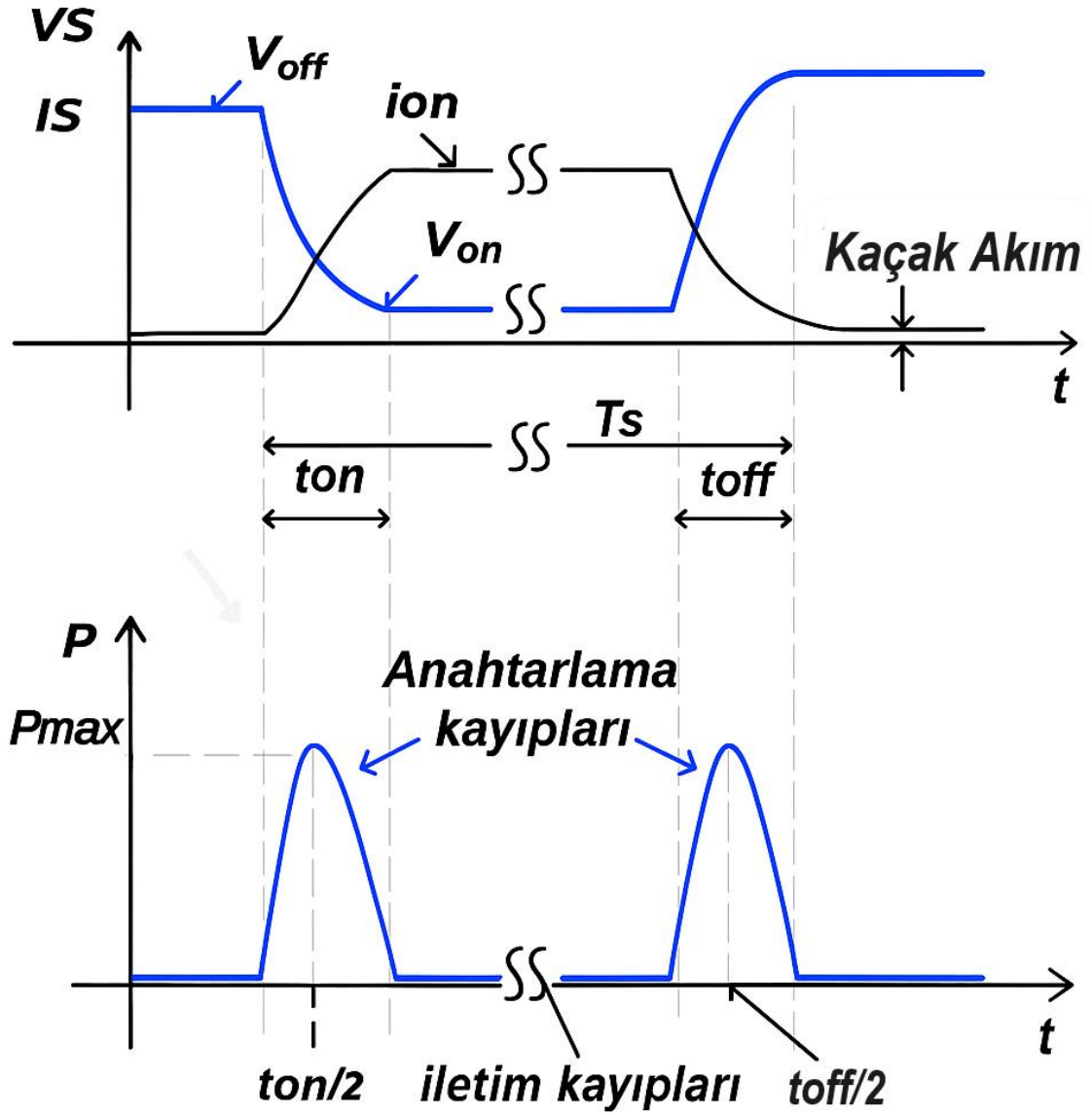
Şekil 3.1. Geleneksel DA-DA yükselten tip dönüştürücü

MOSFET'in iletim ve kesim anlarında, akım ve gerilim dalgalarının çakışması anahtarlama kayıplarına neden olur. MOSFET kesimdeyken iletme geçtiğinde, devredeki diyot iletimdeyse kesime girer ve bu geçiş sırasında ters toparlanma akımları oluşur. Bu akımlar, diyot ve MOSFET üzerinde kısa devre benzeri durumlara yol açarak ek enerji kayıplarına neden olur. Bu durum, devre elemanlarının verimliliğini olumsuz etkileyen önemli bir sorundur.

Ayrıca MOSFET'in uçlarında bulunan parazitik kapasitörler de dikkate alınmalıdır. MOSFET iletime geçtiğinde bu kapasiteler, MOSFET üzerinden deşarj olur ve bu da ilave anahtarlama kayıplarına yol açar.

MOSFET'ler, yüksek anahtarlama hızları sayesinde özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda tercih edilir. Yüksek frekans kullanımı, bobin ve kapasitör boyutlarını küçülterek sistemin maliyetini ve fiziksel boyutunu azaltır. Aynı zamanda, daha yüksek güç yoğunluğu elde edilir. Bu da sistemlerde önemli bir avantajdır. Ancak, yüksek frekansla birlikte anahtarlama kayıpları ve EMI artar. EMI seviyesinin yükselmesi, kontrol sinyallerini bozarak sistemin kararlılığını olumsuz etkileyebilir [53].

Yumuşak anahtarlama yöntemlerini daha iyi değerlendirebilmek için sert anahtarlamanın etkileri analiz edilmelidir. Şekil 3.1'deki yükselten dönüştürücüde, MOSFET ve kayıpları incelenmiştir. Şekil 3.2'de ise sert anahtarlama sırasında oluşan kayıplar ve bunların devre davranışı üzerindeki etkileri gösterilmiştir. Bu analizler, yumuşak anahtarlamanın gerekliliğini ve sağladığı avantajları ortaya koymaktadır.



Şekil 3.2. S anahtarının bir anahtarlama periyodu boyunca akım, gerilim ve güç kayıplarının grafikleri [54]

S anahtarının iletim ve kesim anlarındaki akım ve gerilim davranışları, anahtarlama periyodu boyunca Şekil 3.2’de ayrıntılı olarak gösterilmiştir. Bu grafikte, anahtarın iletime ve kesime geçiş süreleri gösterilerek harcanan güç ve maksimum güç değerleri de tanımlanmıştır. MOSFET’in parazitik kapasitörleri nedeniyle akım ve gerilim eğrileri ideal olarak lineer değildir. Ancak eğriler lineer varsayılırsa, bir anahtarlama periyodundaki kayıplar matematiksel olarak ifade edilebilir. Bu analiz, kayıpların tahmin edilmesi ve sistem verimliliğinin değerlendirilmesi açısından önemlidir [54].

$$W_{on} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{on} \quad (3.1)$$

$$W_{off} = \frac{1}{2} \cdot V_{off} \cdot i_{on} \cdot t_{off} \quad (3.2)$$

$$W_{iletim} = V_{on} \cdot i_{on} \cdot (T_S - t_{on} - t_{off}) \quad (3.3)$$

Yukarıda verilmiş olan eşitlikler için W_{on} anahtarın iletme girme sürecinde harcanan enerjiyi, W_{off} anahtarın kapanma sürecinde harcanan enerjiyi, W_{iletim} ise anahtarın iletimde olduğu süre boyunca harcadığı enerjiyi ifade eder. Bir periyot boyunca anahtarlama oluşmuş güç kaybının ortalaması P_{ort} olmak üzere;

$$P_{ort} = \frac{1}{T_S} \cdot \int P(t) \cdot d(t) = (W_{on} + W_{off} + W_{iletim}) \cdot f_s \quad (3.4)$$

eşitliği ile hesaplanır. Burada; f_s anahtarlama frekansdır.

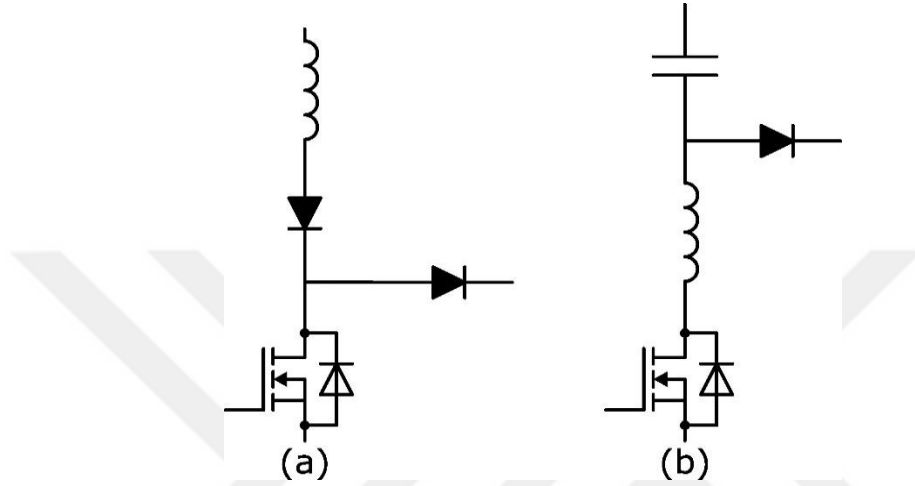
3.1.2. Yumuşak anahtarlama teknikleri

Güç anahtarlarının iletim ve kesim anlarında akım ve gerilimin çakışması, sert anahtarlama olarak adlandırılır. Bu durum, anahtarlama kayıplarına yol açar ve özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda EMI sorunlarını artırır. Bu sorunlara çözüm olarak yumuşak anahtarlama yöntemi geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama, akım ve gerilimin aynı anda yüksek değerlere ulaşmasını önleyerek anahtarlama kayıplarını azaltır. Uygun yardımcı devrelerle bu kayıpların bir kısmı geri kazanılabilir ve akım ile gerilimin değişim hızları kontrol altına alınabilir. Bu yöntem, bastırma hücreleri adı verilen ve yalnızca anahtarın geçiş anlarında devreye giren ek devre elemanlarıyla gerçekleştirilir.

Bastırma hücreleri, anahtarın iletim ve kesim sürelerini etkileyip bu sürelerin uzamasına neden olabilir. Ancak bu süre uzamalarının sınırlı tutulması ve PWM kontrolünü etkilememesi çok önemlidir. Bastırma hücrelerinde kullanılan kapasitör ve bobin gibi elemanlar, güç anahtarları ve diyotlar üzerinde ek gerilim ve akım stresine yol açar. Bu nedenle uygun bastırma hücresi seçilerek bu streslerin azaltılması ya da tamamen giderilmesi önemlidir. Ayrıca daha az sayıda elemanla tasarlanan bastırma hücreleri, hem maliyeti düşürür hem de devrenin boyutunu ve karmaşıklığını azaltır. Literatürde RC/RCD, rezonanslı ve rezonanssız, aktif yapı ve pasif yapı gibi farklı bastırma hücresi türleri yer almaktadır.

Rezonanssız yapılar genellikle klasik çözümler olarak değerlendirilirken, rezonanslı bastırma devreleri daha modern bir yaklaşımı temsil eder. Bu tür devrelerde, anahtarlama sırasında kısa süreli bir rezonans oluşur ve bu sayede enerji kayıplarının bir kısmı geri kazanılabilir.

Yardımcı anahtar içermeyen devreler pasif bastırma devreleri olarak adlandırılırken, en az bir yardımcı anahtar içerenler aktif bastırma devreleri olarak sınıflandırılır. Şekil 3.3'te rezonanssız ve rezonanslı bastırma devreleri gösterilmiştir [54-57].



Şekil 3.3. a) Rezonanssız bastırma devresi, b) rezonanslı bastırma devresi

Dönüştürücülerde kullanılan rezonanslı ve rezonanssız bastırma devreleri, ZVS ve ZCS gibi yumuşak anahtarlama tekniklerini mümkün kılar. Bunun yanı sıra sadece rezonanslı bastırma devreleri ile ZVT ve ZCT teknikleri de sağlanabilir [54].

ZCS tekniğinde, anahtara seri bağlı düşük değerli bir bobin ile iletme geçiş anında akımın yükselme hızı kontrol edilir. Bu sayede akım ve gerilim çakışması azaltılır. Sert anahtarlama sırasında oluşan kayıplar, bu teknikte bobinde geçici olarak depolanır.

ZVS tekniğinde ise anahtarın kesime geçtiği anda uçlarına paralel bağlanan düşük değerli bir kapasitör yardımıyla gerilim yükselme hızı sınırlanır. Bu da akım-gerilim çakışmasını azaltır. Bu durumda sert anahtarlama sırasında oluşan enerji kapasitörde depolanır.

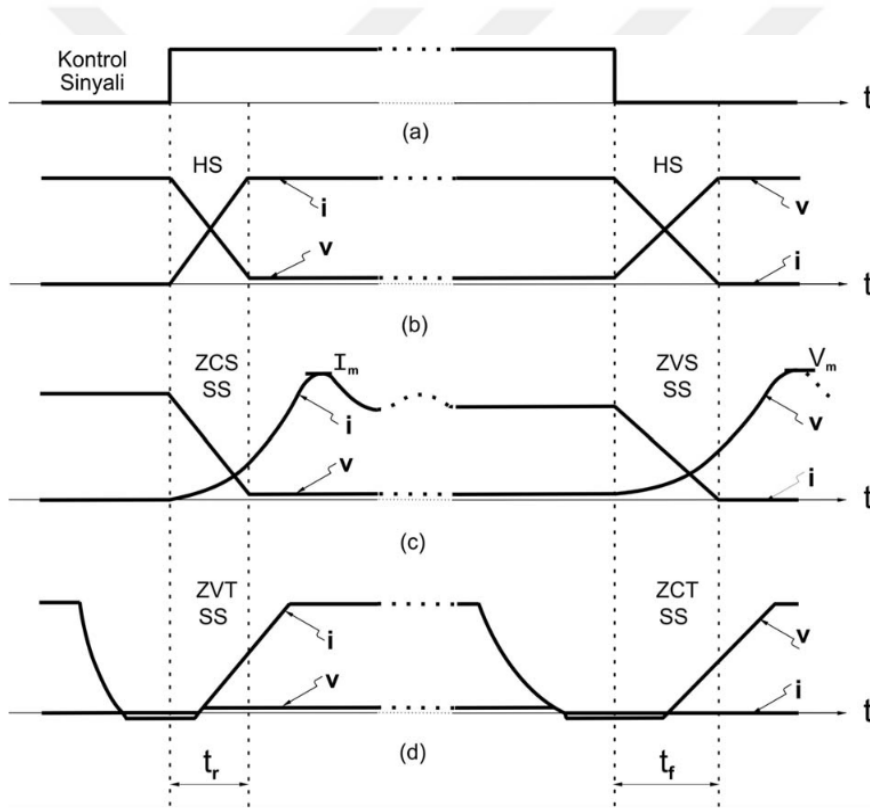
ZCS ve ZVS tekniklerinde enerji, sırasıyla bobin ve kapasitörde geçici olarak tutulurken; klasik devrelerde bu kayıplar dirençler üzerinden ısıya dönüşür. Modern devrelerde ise bu enerji, kısmi rezonans yoluyla tekrar yük ya da kaynağa aktarılabilir [55].

ZCT tekniğinde, bastırma hücresine eklenen yardımcı bir anahtar sayesinde anahtardan geçen akım, kısmi rezonans yoluyla sıfıra indirilir. Ardından kontrol sinyali kesilir ve akım ile

gerilim aynı anda iletilmediği için anahtarlama kayıpları önlenmiş olur. Böylece anahtar, neredeyse kayıpsız şekilde kesime girer ve oluşan enerji kayıpları geri kazanılır.

ZVT tekniği ise yardımcı bir anahtar yardımıyla anahtar uçlarındaki gerilimi kısmi rezonansla sıfıra indirir. Sonrasında kontrol sinyali uygulanır ve anahtar, akım-gerilim çakışması olmadan ilettime geçer. Bu yöntemle anahtarlama sırasında oluşan enerji kayıpları büyük ölçüde geri kazanılır.

Ayrıca, MOSFET'lerdeki parazitik kapasitörlerin neden olduğu deşarj kayıplarını önlemek ve bu enerjiyi geri kazanmak yalnızca ZVT tekniğiyle mümkündür. Bu da ZVT'yi, özellikle MOSFET tabanlı sistemlerde önemli bir avantaj haline getirir [56]. Şekil 3.4'te sert anahtarlama (HS) durumu ve yumuşak anahtarlama (SS) teknikleri gösterilmiştir.



Şekil 3.4. a) Bir güç anahtarına ait kontrol sinyali, b) sert anahtarlama durumu, c) ZVS ve ZVS, d) ZVT ve ZCT

Bir PWM dönüştürücüye bastırma hücresi eklendiğinde, anahtarın ilettime ve kesime geçiş süreleri uzamaktadır. Sürenin uzaması PWM kontrolünün avantajlarını sınırlandırmaktadır. Bu sorunu gidermek için geleneksel PWM dönüştürücülere rezonanslı aktif bastırma devreleri eklenebilir. Bu durumda ZVT ve ZCT PWM dönüştürücüleri geliştirilmiş olunur. Bu yapılar sayesinde anahtarın iletim ve kesim geçişleri, rezonanslı devre aracılığıyla çok kısa bir sürede

gerçekleşir. Rezonans süreci oldukça kısa olduğundan bu dönüştürücüler çalışma süresinin büyük kısmında geleneksel PWM dönüştürücüler gibi çalışır. Böylece hem yumuşak anahtarlamamanın avantajları hem de PWM kontrolünün verimliliği birlikte sağlanmış olunur [52].

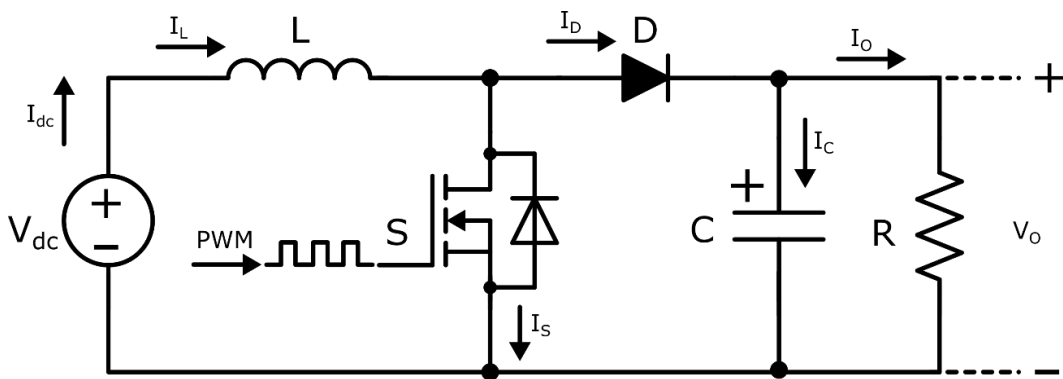
3.2. Geleneksel DA-DA Dönüştürücüler

Geleneksel DA-DA dönüştürücüler, devrede üstlendikleri işlevlere göre sınıflandırılır. Temel olarak üç ana tipi bulunur. Bunlar; alçaltan, yükselten ve alçaltan-yükselten tip dönüştürücülerdir. Bunlara ek olarak manyetik kuplaj kullanan özel dönüştürücüler de mevcuttur.

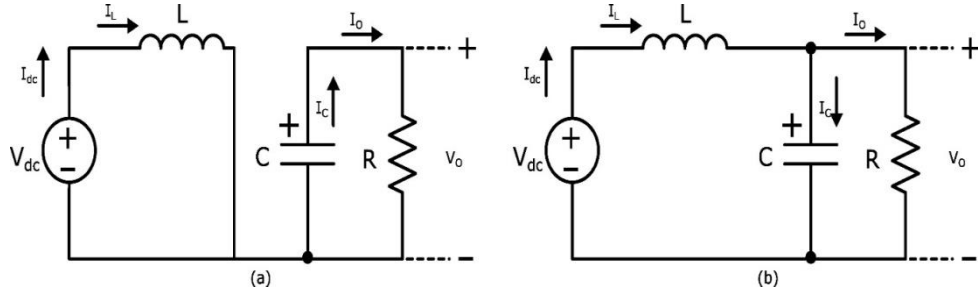
Alçaltan dönüştürücüler, giriş geriliminden daha düşük bir çıkış gerilimi üretir. Yükselten tip dönüştürücüler ise girişten daha yüksek bir çıkış gerilimi sağlar. Alçaltan-yükselten tip dönüştürücülerde, görev oranına bağlı olarak çıkış gerilimi girişten daha düşük ya da yüksek olabilir. Bu tür devrelerde çıkış geriliminin hem genliği hem de polaritesi ayarlanabilir.

3.2.1. DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresinin analizi

Şekil 3.5'te gösterilen yükselten tip dönüştürücü devresinde V_{dc} giriş gerilimini, I_{dc} giriş akımını, L bobini, S anahtarı, D diyotu, C kapasitörü ve R ise yük direncini temsil etmektedir. S anahtarının iletimde veya kesimde olduğu durumlara göre devrenin iki farklı çalışma modu bulunmaktadır. Anahtarın iletim ve kesim modlarına ait eşdeğer devreleri Şekil 3.6'da verilmiştir.



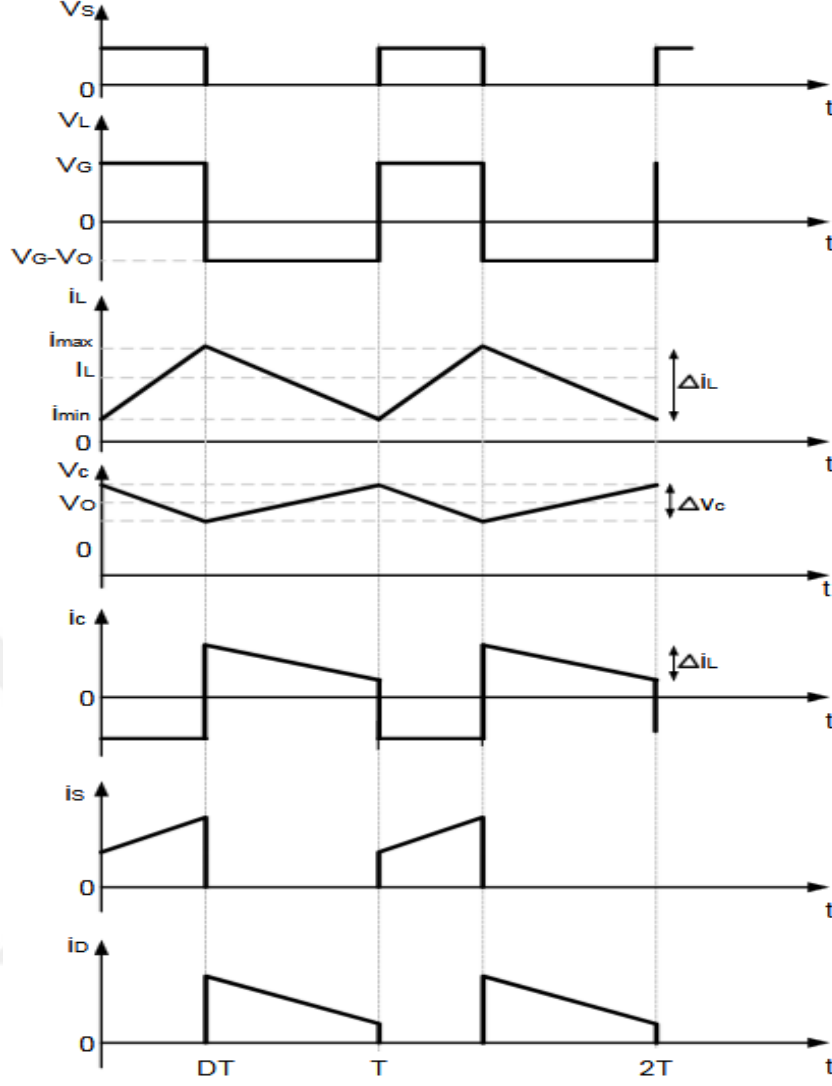
Şekil 3.5. Geleneksel DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi



Şekil 3.6. a) Anahtarın iletim modu, b) anahtarın kesim modu

S anahtarı iletime geçtiği anda giriş gerilimi, bobin üzerinden devresini tamamlar. Bu esnada, bobin üzerinde enerji birikmeye başlar ve bobin akımı sürekli olarak artmaya başlar. Anahtar iletim modunda olduğu bu aşamada, D diyotu ters polarize olduğundan kesimdedir. Bundan dolayı yük, çıkış kapasitörü tarafından beslenir ve kapasitör depoladığı enerjiyi yüke aktarır.

S anahtarı kesime geçtiğinde bobinde biriken enerji D diyotu üzerinden yüke aktarılır. Bu süreçte bobin, enerjisini aktarmaya devam ederken hem yükü hem de kapasitörü beslemektedir. Anahtarın kapanmasıyla birlikte bobin akımı yavaşça azalır. Ancak bobin, enerjiyi diyot aracılığıyla yük devresine aktarmaya devam ettiği için çıkış gerilimi, giriş geriliminden daha yüksek olur. Bu iki çalışma modu, devrenin CCM ile çalışması durumunda nasıl enerji depolayıp ilettiğini ve çıkış gerilimini nasıl artırdığını net şekilde ortaya koyar. CCM ile çalışan dönüştürücünün dalga şekilleri Şekil 3.7’de gösterilmiştir.



Şekil 3.7. CCM ile çalışan dönüştürücünün dalga formları [58]

CCM ile çalışmakta olan DA-DA yükselten tip dönüştürücünün bütün elemanları ideal olarak kabul edildiğinde S anahtarının iletimde ve kesimde olduğu durumlardaki eşitliklerin ifadesi aşağıda verilmiştir.

Bobin akımının DT zamanda I_{Lmin} 'den I_{Lmax} 'a doğrusal bir şekilde yükseleceği kabul edilirse,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{dc}}{L} = \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{DT} \quad (3.5)$$

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = \Delta i_L = \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{L} \quad (3.6)$$

eşitlikleri ile elde edilir. Bobin akımı $(1-D) \cdot T$ zamanda I_{Lmax} 'dan I_{Lmin} 'e doğrusal olarak düştüğü kabul edilirse,

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{dc} - V_o}{L} = \frac{I_{Lmin} - I_{Lmax}}{(1-D) \cdot T} \quad (3.7)$$

$$I_{Lmax} - I_{Lmin} = \Delta i_L = \frac{(V_o - V_{dc}) \cdot (1-D)T}{L} \quad (3.8)$$

eşitlikleri ile ifade edilir. Burada yer alan I_{Lmax} , bobinin gördüğü en yüksek akım değerini I_{Lmin} ise bobinin gördüğü en düşük akım değerini göstermektedir. Eşitliklerdeki DT , S anahtarın kapalı olduğu yani iletimde olduğu zamanı, $(1-D) \cdot T$ ise S anahtarın açık olduğu yani kesimde olduğu zamanı, D görev oranını, T anahtarlama periyodu, Δi , L bobininin tepeden tepeye akım dalgalanmasına karşılık gelmektedir.

Giriş gerilimi olan V_{dc} ile ortalama çıkış gerilimi V_o arasındaki eşitlikler,

$$\Delta i_L = \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{L} = \frac{(V_o - V_{dc}) \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (3.9)$$

$$\frac{V_{dc}}{V_o} = 1 - D \quad (3.10)$$

şeklinde elde edilir.

S anahtarı iletim halinde iken DT boyunca çıkış kapasitörü olan ve devre için gerekli yüksek değere sahip C kapasitörü, çıkış yüküne sabit bir akım sağlamaktadır. DT boyunca, kapasitör akımının ortalama değeri $I_o = I_C$ olarak ifade edilir. Ayrıca kapasitörün tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{D \cdot T} I_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{D \cdot T} I_o dt = \frac{I_o \cdot D \cdot T}{C} \quad (3.11)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir [58].

Bobin akımının ve kapasitör geriliminin sürekli durum hali incelendiğinde limit bobin ve kapasitör değerleri hesaplanabilir. Limit bobin değerinin hesaplanabilmesi için L_l bobin değerinin limiti, I_{min} değerinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunur. Bobin akımındaki dalgalanma miktarı ΔI , ortalama bobin akımı I_L değerinin iki katına eşit olduğunu kabul edilirse;

$$\Delta I = 2I_L = \frac{2 \cdot I_o}{1-D} = \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{L_l} \quad (3.12)$$

eşitliği elde edilir. Çıkış ve giriş gerilimi arasındaki eşitlikler kullanılarak limit bobin değeri;

$$L_l = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R}{2f} \quad (3.13)$$

eşitliği ile elde edilir. C_l limit kapasitör değeri de benzer bir şekilde hesaplanabilir. V_o ortalama kapasitör gerilimi olarak isimlendirilirse, kapasitördeki gerilim dalgalanması ΔV_c değeri, ortalama kapasitör geriliminin iki katı kabul edilirse;

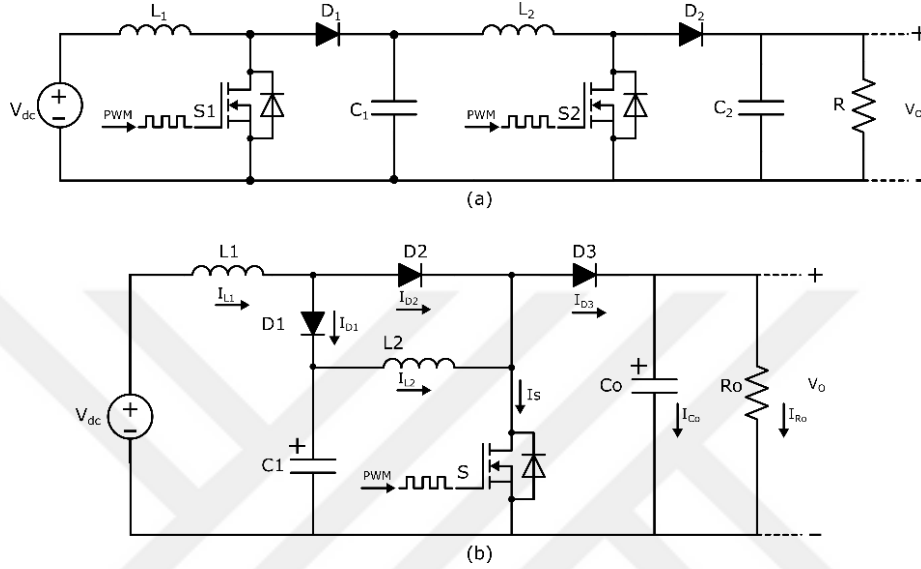
$$\Delta V_c = 2V_o = \frac{I_o \cdot D}{C \cdot f} \quad (3.14)$$

eşitliği elde edilir. Limit kapasitör değeri aşağıdaki eşitlik ile hesaplanır.

$$C_l = C = \frac{D}{2fR} \quad (3.15)$$

3.3. Kaskat Yapılı DA-DA Yükselten Dönüştürücü Devresinin Analizi

Geleneksel kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi Şekil 3.8 a’da verilmiştir.



Şekil 3.8. a) Geleneksel kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü, b) kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü

Geleneksel kaskat yapılı yükselten tip dönüştürücünün çıkış gerilimi ile giriş gerilimi arasındaki bağıntı,

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{1}{(1-D)^2} \quad (3.16)$$

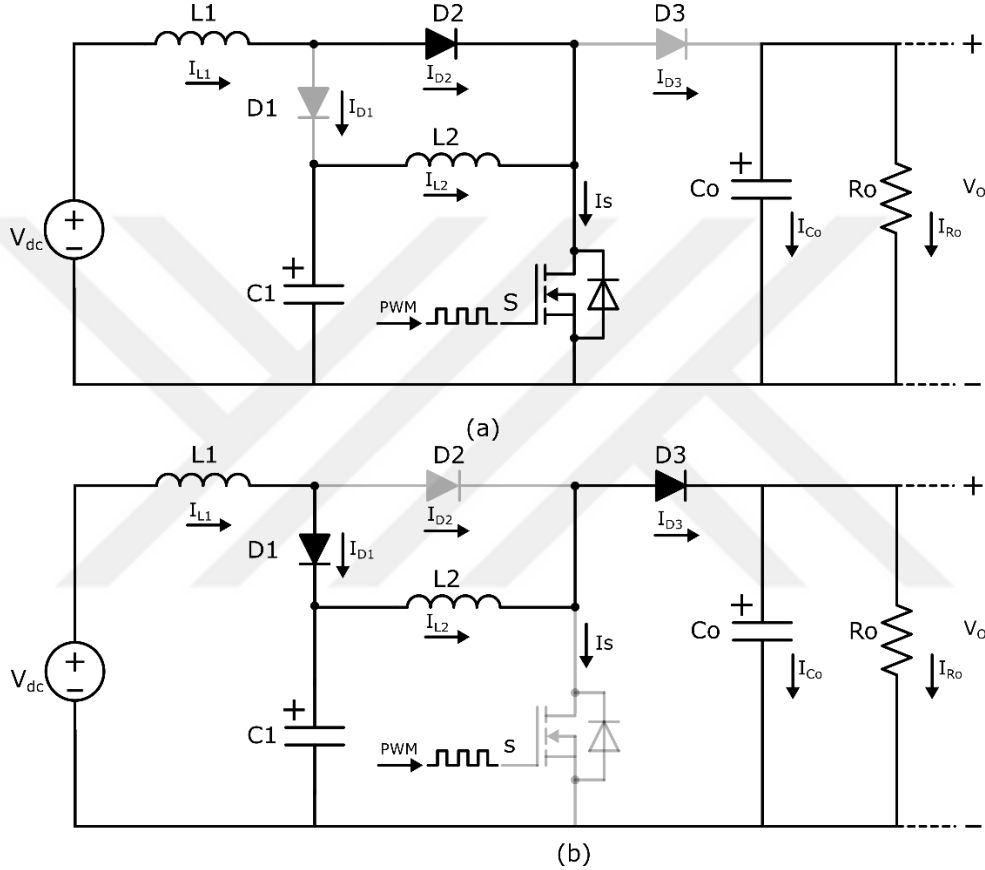
eşitliği ile ifade edilir. Bu dönüştürücünün önemli sınırlılıkları bulunmaktadır. Bunlar; devre eleman sayısının fazla olması, çıkış gerilim regülasyonu dengesi ve kontrol metodunun karmaşıklığıdır. Devrede anahtar sayısını azaltılıp gerilim kazancının aynı kalması sağlanarak Şekil 3.8 a’da gösterilen S_1 ve S_2 güç anahtarlarının yerine Şekil 3.8 b’de gösterilen tek bir güç anahtarlı devre yapısı kullanılabilir. Bu sayede güç anahtar sayısının azaltılması ile maliyetin düşürülmesi sağlanırken devre boyutunun da küçültülmesi sağlanır. Aynı zamanda kontrol karmaşıklığı da giderilir. Kaskat yapılı dönüştürücünün ilk katı L_1 , D_1 , D_2 , C_1 ve S devre elemanlarından oluşmaktadır. Gerilim kazancı,

$$\frac{v_{c1}}{v_{dc}} = 1(1 - D) \quad (3.17)$$

eşitliği ile hesaplanır. İkinci kat ise L_2 , D_3 , C_0 , C_1 ve S devre elemanlarından oluşmaktadır. Gerilim kazancı,

$$\frac{v_o}{v_{C1}} = 1(1 - D) \quad (3.18)$$

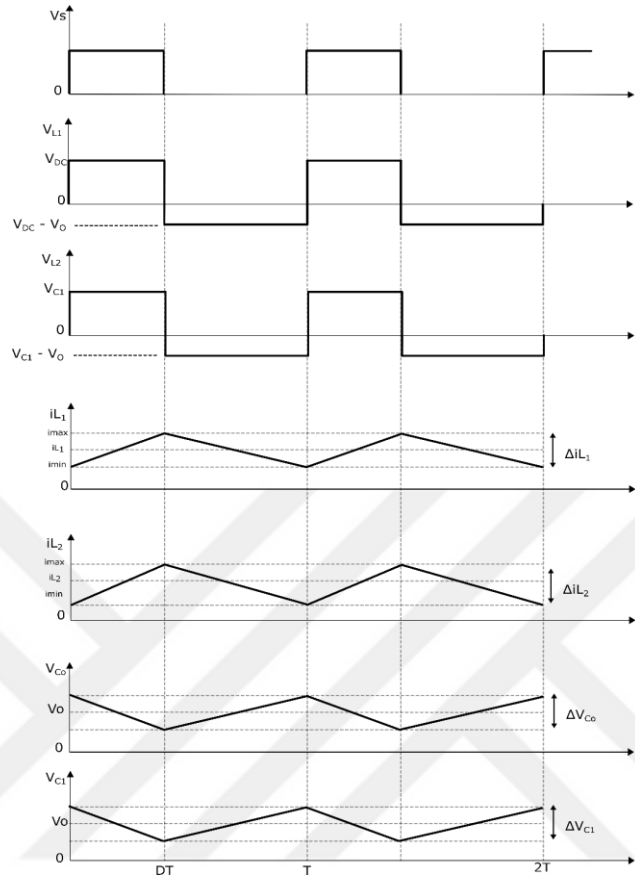
eşitliği ile hesaplanır. İki kat birleştiğinde oluşan gerilim kazancı, Eşitlik (3.16)'da gösterildiği gibi hesaplanır [59]. Kaskat yapılu yükselten tip DA-DA dönüştürücünün iletim ve kesim modlarına ait eşdeğer devreleri Şekil 3.9'da gösterilmiştir.



Şekil 3.9. a) Anahtarın iletim modu, b) anahtarın kesim modu eşdeğer devreleri

S anahtarı iletim modunda iken (Şekil 3.9a) D_1 ve D_3 diyotları ters yönde polarize olduğundan kesimdedir. D_2 diyotu ise doğru yönde polarize edildiğinden iletimdedir. S iletim modunda iken I_{L1} akımı, V_{dc} , L_1 , D_2 , S ve V_{dc} üzerinden devresini tamamlayarak yükselir. I_{L2} akımı ise C_1 kondansatörünün üzerindeki gerilim (V_{C1}) sayesinde bir döngü yolu (V_{C1} , L_2 , S , V_{C1}) oluşturarak devresini tamamlayıp yükselir. S anahtarı kesim modunda iken D_1 ve D_3 diyotları, doğru yönde polarize edildiğinden iletimdedir. D_2 diyotu ise ters yönde polarize olduğundan kesimdedir. Bu modda bobinlerde depo edilen enerji, yük direnci (R_o) ve çıkış kapasitörü (C_o)

üzerinden harcanır. Bu durumda $V_{dc} < V_{c1} < V_o$ olduğundan bobin akımları azalır. Devrenin sürekli iletim modunda (CCM) oluşan dalga formları Şekil 3.10'da verilmiştir.



Şekil 3.10. CCM ile çalışmakta olan kaskat yapıda da-da yükselten tip dönüştürücünün dalga formları [58]

Devre elemanlarının ideal olduğu varsayılarak S güç anahtarının iletim ve kesim mod durumlarına göre aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

Bobin akımlarının DT zamanda minimum değerden başlayarak maksimum değere kadar doğrusal bir şekilde yükseldiğinde,

$$I_{L1max} - I_{L1min} = \Delta i_{L1} = \frac{(V_{dc} \cdot D \cdot T)}{L_1} \quad (3.19)$$

$$I_{L2max} - I_{L2min} = \Delta i_{L2} = \frac{(V_{c1} \cdot D \cdot T)}{L_2} \quad (3.20)$$

eşitlikleri elde edilir. Bobin akımlarının $(1-D) \cdot T$ boyunca maksimum değerden minimum değere doğrusal bir şekilde düştüğünde,

$$I_{L1max} - I_{L1min} = \Delta i_{L1} = \frac{(V_{c1} - V_{dc}) \cdot (1-D) \cdot T}{L_1} \quad (3.21)$$

$$I_{L2max} - I_{L2min} = \Delta i_{L2} = \frac{(V_o - V_{C1}) \cdot (1-D) \cdot T}{L_2} \quad (3.22)$$

eşitlikleri elde edilir.

Dönüştürücünün birinci ve ikinci katlarındaki ortalama giriş gerilimi ve akımı ile ortalama çıkış gerilimi ve akımı arasındaki ilişkiler aşağıdaki eşitlik ile ifade edilir.

$$V_{dc} \cdot I_{L1} = V_{C1} \cdot I_{L2} = V_o \cdot I_o \quad (3.23)$$

Bobin akım değerlerinin hesaplanabilmesi için maksimum ve minimum akım değerlerinin bilinmesi gerekir.

$$I_{L1} = \frac{I_{L2}}{(1-D)} = \frac{I_o}{(1-D)^2} \quad (3.24)$$

$$I_{L1} = \frac{I_{L1min} + I_{L1max}}{2} \quad (3.25)$$

$$I_{L2} = \frac{I_{L2min} + I_{L2max}}{2} \quad (3.26)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (3.27)$$

Eşitlikler düzenlenirse;

$$I_{L1min} + I_{L1max} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^4} \quad (3.28)$$

$$I_{L2min} + I_{L2max} = \frac{2 \cdot V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^3} \quad (3.29)$$

elde edilir. Maksimum ve minimum akım değerleri;

$$I_{L1max} = \frac{V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^4} + \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{2L_1} \quad (3.30)$$

$$I_{L1min} = \frac{V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^4} - \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{2L_1} \quad (3.31)$$

$$I_{L2max} = \frac{V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^3} + \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{2L_2 \cdot (1-D)} \quad (3.32)$$

$$I_{L2min} = \frac{V_{dc}}{R_o \cdot (1-D)^3} - \frac{V_{dc} \cdot D \cdot T}{2L_2 \cdot (1-D)} \quad (3.33)$$

eşitlikleri ile hesaplanır.

S anahtarı iletim modunda çalıştığı zaman geçen DT süresi boyunca C_1 kapasitörünün ortalama akımı ile L_2 bobininin ortalama akım birbirine eşit olur ($I_{C1} = I_{L1}$). Bu durumda C_1 kapasitörünün tepeden tepeye gerilim dalgalanması,

$$\Delta V_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{D.T} I_{L_2} \cdot dt = \frac{I_{L_2} \cdot D.T}{C_1} = \frac{I_o \cdot D}{(1-D) \cdot f \cdot C_1} \quad (3.34)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Yeterince büyük seçilen C kapasitörü yüke sabit bir akım sağlar. DT süresince kapasitörün ortalama akım değeri, çıkış akımına eşit olur ($I_{C_0}=I_o$). C_o kapasitörünün gerilim dalgalanması tepeden tepeye,

$$\Delta V_{C_o} = \frac{1}{C_o} \int_0^{D.T} I_{C_o} \cdot dt = \frac{1}{C_o} \int_0^{D.T} I_o \cdot dt = \frac{I_o \cdot D.T}{C_o} = \frac{I_o \cdot D}{f \cdot C_o} \quad (3.35)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Bobin akımlarının sürekli akım hali için bobinlerin sınır değerleri, minimum akım değerinin sıfır olduğu durum ile elde edilebilir. Bu durum bobin akımındaki dalgalanma oranının, ortalama bobin akımının iki katı olması ile sağlanır.

$$\Delta i_{L_1} = 2i_{L_1} = 2 \frac{I_o}{(1-D)^2} = \frac{V_{dc} \cdot D.T}{L_{1S}} = \frac{V_o \cdot (1-D)^2 \cdot D}{f \cdot L_{1S}} \quad (3.36)$$

$$L_{1S} = D \cdot (1-D)^4 \cdot \frac{R_o}{2f} \quad (3.37)$$

$$\Delta i_{L_2} = 2i_{L_2} = \frac{2 \cdot I_o}{(1-D)} = \frac{V_{C_1} \cdot D.T}{L_{2S}} = \frac{V_o \cdot (1-D) \cdot D}{f \cdot L_{2S}} \quad (3.38)$$

$$L_{2S} = \frac{D \cdot (1-D)^2 \cdot R_o}{2 \cdot f} \quad (3.39)$$

eşitlikleri elde edilir.

C₁ ve C_o kapasitörlerinin sınır değerleri de benzer eşitlikler yardımıyla bulunabilir [58].

$$\Delta V_{C_1} = 2V_{C_1} = 2V_o \cdot (1-D) = \frac{I_o \cdot D}{(1-D) \cdot f \cdot C_{1S}} \quad (3.40)$$

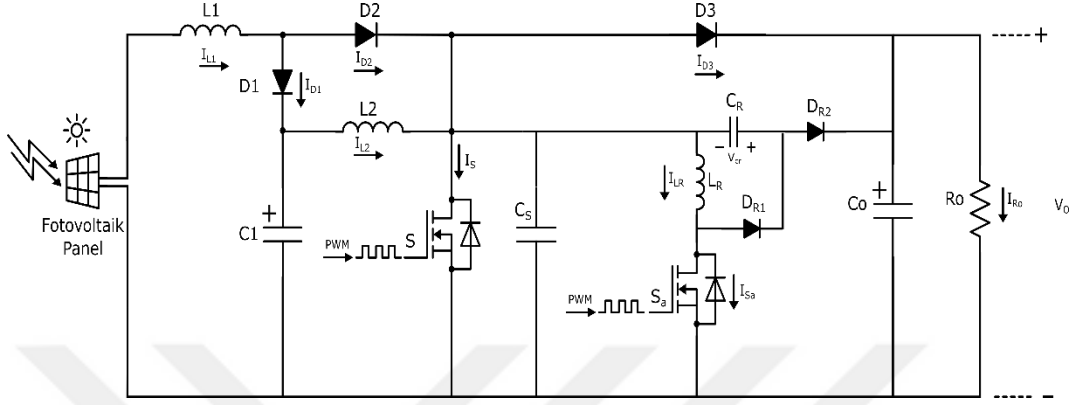
$$C_{1S} = \frac{D}{2 \cdot (1-D)^2 \cdot f \cdot R_o} \quad (3.41)$$

$$\Delta V_{C_o} = 2V_o = \frac{I_o \cdot D}{f \cdot C_{oS}} \quad (3.42)$$

$$C_{oS} = \frac{D}{2 \cdot f \cdot R_o} \quad (3.43)$$

4. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE ANALİZİ

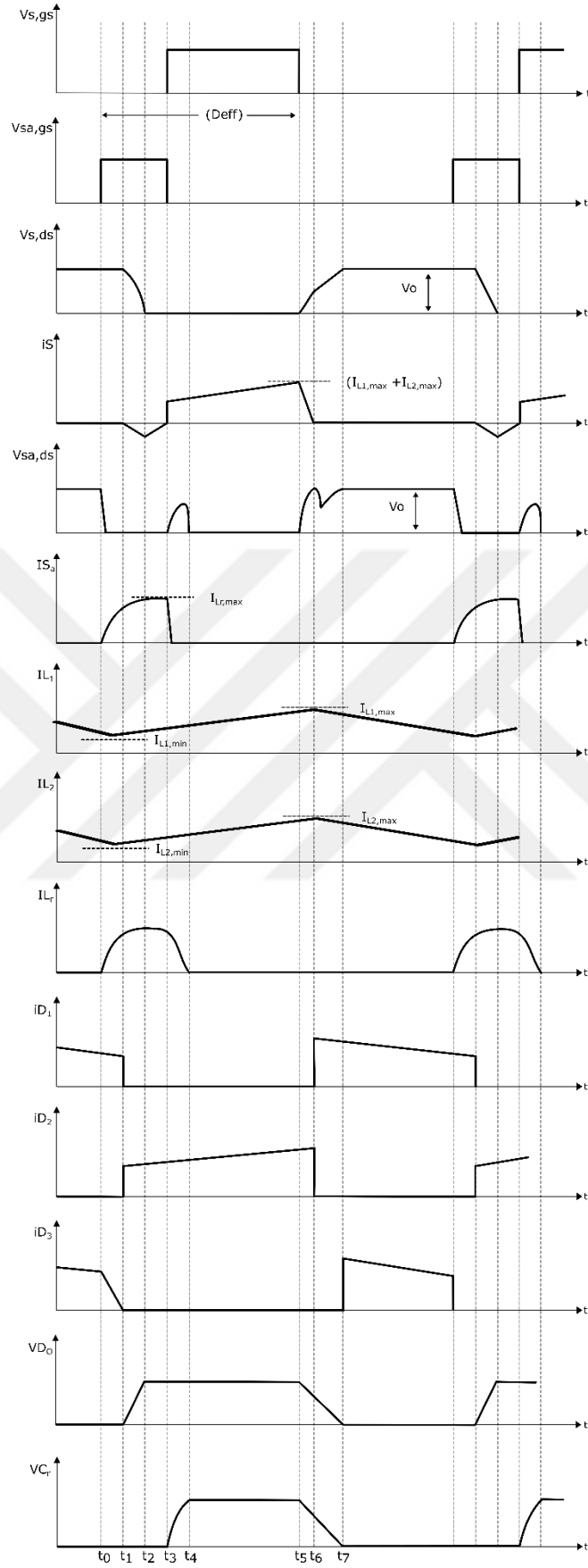
Şekil 4.1’de önerilen MGNT tabanlı aktif yumuşak anahtarlmalı kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devrenin tasarımı CCM durumuna göre yapılarak devrenin analizi ve çalışma modları açıklanmıştır.



Şekil 4.1. MGNT tabanlı aktif yumuşak anahtarlmalı kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü

Kaskat yapılı yükselten tip DA-DA dönüştürücü devresine rezonans bobini L_R , rezonans kapasitörü C_R , S ana anahtarının parazitik kapasitörünü de içeren bir diğer C_S rezonans kapasitörü, yardımcı güç anahtarı S_a ve iki yardımcı diyot D_{R1} ve D_{R2} eklenerek önerilen aktif yumuşak anahtarlmalı kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücü devresi elde edilmiştir. Devre, CCM şartlarında çalışacak şekilde tasarlanmış ve kapasitörlerin yeterli kapasitede olduğu varsayılarak tüm bobin ve kapasitörler ideal olarak kabul edilmiştir.

Önerilen dönüştürücü devresinin kapsamlı durum analizi yapılmış ve elde edilen sonuçlara göre devre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen dönüştürücü devresinin 7 farklı çalışma modu ve çalışma modlarına göre oluşan dalga formları Şekil 4.2’de gösterilmiştir.



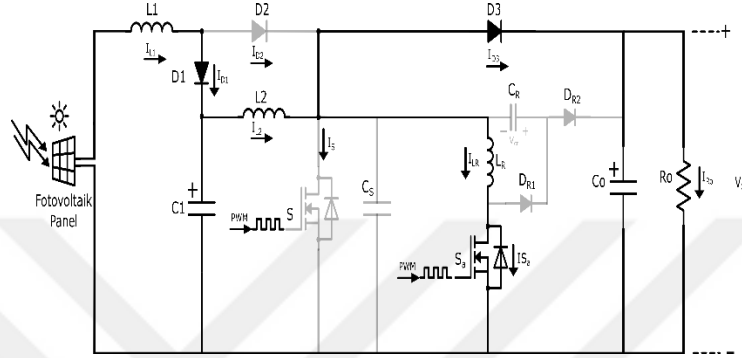
Şekil 4.2. Önerilen dönüştürücüye ait dalga formları

4.1. Önerilen Dönüştürücüye Ait Çalışma Modları

Önerilen dönüştürücüye ait çalışma modları detaylı olarak analiz edilmiş ve her çalışma moduna ait eşitlikler verilmiştir.

Mod I ($t_0 < t < t_1$);

Mod I çalışma durumuna ait devre Şekil 4.3'te verilmiştir. Bu çalışma modu, t_0 ile t_1 zaman aralığındadır.



Şekil 4.3. Mod I çalışma durumu

Devrede t_0 anından hemen önce D_2 diyotu ters polarize olduğundan kesimdedir. D_1 ve D_3 diyotları doğru yönde polarize olduğundan iletimdedir. Ana anahtar S ise kesimdedir. S_a yardımcı anahtarına t_0 anında uygulanan kontrol sinyali ile ilettime girer. Bu anda L_R rezonans bobini üzerinden akım akmaya başlar. i_{LR} akımı, rezonans bobin tarafından di/dt oranı ile hızı sınırlandırılarak artar. Hızı sınırlandırılmış şekilde yükselen i_{LR} akımı nedeniyle S_a yardımcı anahtarı ZCS tekniği ile ilettime geçer ve çıkış diyotu D_3 üzerinden geçen akım azalmaya başlar. Bu zaman dilimi boyunca rezonans kapasitörünün üzerindeki gerilim sıfırdır. Parazitik rezonans kapasitörü C_S 'nin üzerindeki gerilim, çıkış gerilimine eşittir. Rezonans bobini ve çıkış diyotundan geçen akımlar,

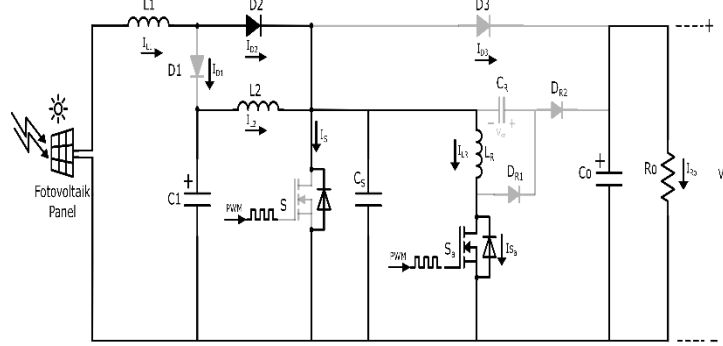
$$i_{LR}(t) = \frac{V_{CS}}{L_R} \cdot (t_1 - t_0) = \frac{V_0}{L_R} \cdot (t_1 - t_0) \quad (4.1)$$

$$i_{D_3}(t) = i_{L_2} - i_{LR} \quad (4.2)$$

eşitlikleri ile elde edilir.

Mod II ($t_1 < t < t_2$);

Mod II çalışma durumuna ait devre Şekil 4.4'te gösterilmiştir. Bu çalışma modu, t_1 ile t_2 zaman aralığındadır.



Şekil 4.4. Mod II çalışma durumu

Bu zaman aralığında yükselen rezonans bobin akımı, i_{L2} akımına eşit hale gelir ve t_1 anında çıkış diyotu D_3 akımı sıfıra düşer. Parazitik rezonans kapasitör ile rezonans bobini arasında rezonans başladığından dolayı D_1 diyotu kesimde, D_2 diyotu ise iletimdedir. Parazitik rezonans kapasitörü üzerindeki enerjiyi, rezonans bobinine aktararak rezonans akımının değerinin yükselmesini sağlar. Bu akımın bir kısmı i_{L1} ve i_{L2} akımlarını oluştururken geri kalan kısmı ise S ana anahtarın gövde diyotu üzerinden akar. Gövde diyotundan geçen akım ters yönlüdür. Bu çalışma modu için akım ve gerilimlerin eşitlikleri,

$$V_{C_S}(t) = V_{C_S,max} \cdot \cos w_1(t - t_1) = V_O \cdot \cos w_1(t - t_1) \quad (4.3)$$

$$i_{LR}(t) = i_{L_1} + i_{L_2} + \frac{V_O}{Z_1} \cdot \sin w_1(t - t_1) \quad (4.4)$$

$$w_1 = w_2 = \frac{1}{\sqrt{L_R \cdot C_S}} \quad (4.5)$$

$$Z_1 = Z_2 = \sqrt{L_R / C_S} \quad (4.6)$$

elde edilir. Parazitik rezonans kapasitörü üzerindeki enerji, rezonans bobinine tamamen aktarıldığından parazitik rezonans kapasitörün üzerindeki gerilim sıfır olur. Bu zaman aralığında;

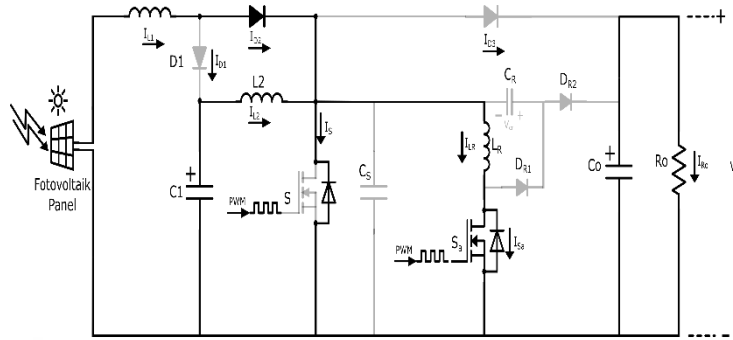
$$V_{C_S}(t) = V_O \cdot \cos w_1(t_2 - t_1) = 0 \quad (4.7)$$

$$(t_2 - t_1) = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_R \cdot C_S} \quad (4.8)$$

eşitlikleri elde edilir.

Mod III ($t_2 < t < t_3$);

Mod III çalışma durumuna ait devre Şekil 4.5'te verilmiştir. Bu çalışma modu, t_2 ile t_3 zaman aralığındadır.



Şekil 4.5. Mod III çalışma durumu

Bu çalışma modunda ana anahtar S kesimde, yardımcı anahtar S_a ise iletimdedir. Rezonans bobin akımı ise en yüksek değerine ulaşır. Parazitik rezonans kapasitör üzerindeki gerilim sıfıra ulaştığında S ana anahtarının ZVT ile kesime girebilmesi için anahtara kontrol sinyali uygulanır. Rezonans bobin akımı,

$$i_{L_R}(t) = i_{L_R,max} = i_{L_1} + i_{L_2} + \frac{V_O}{Z_1} \quad (4.9)$$

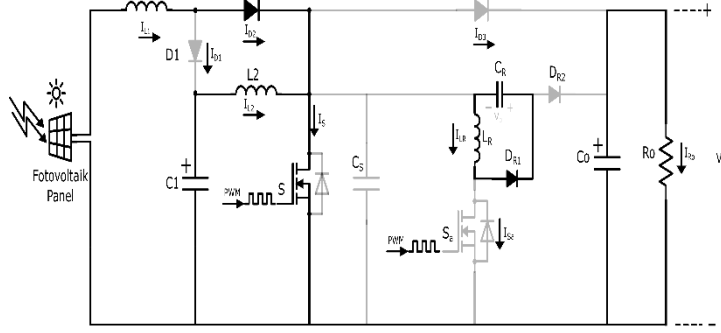
eşitliği ile elde edilir. Ana anahtarın ZVT ile iletme girmesi için gerekli en düşük zaman,

$$t_d = \frac{L_R \cdot i_{L_2}}{V_O} + \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{L_R \cdot C_S} \quad (4.10)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Mod IV ($t_3 < t < t_4$);

Mod IV çalışma durumuna ait devre Şekil 4.6'da verilmiştir. Bu çalışma modu, t_3 ile t_4 zaman aralığındadır.



Şekil 4.6. Mod IV çalışma durumu

Mod IV çalışma durumu için t_3 anında ana anahtara uygulanan kontrol sinyaliyle anahtar, ZVT koşulunda ilettime başlar. Yardımcı anahtarın kontrol sinyali kesilir. Rezonans bobininde depolanan enerji, L_R - D_{R1} - C_R üzerinden rezonans kapasitörü C_R 'ye aktarılır. Yardımcı anahtar kesime giderken rezonans kapasitörü, yardımcı anahtarın üzerindeki gerilimin yükselme hızını sınırlar ve yardımcı anahtarın ZVS koşulunda kesime girmesini sağlar. Bu zaman aralığındaki ilgili akım ve gerilimler,

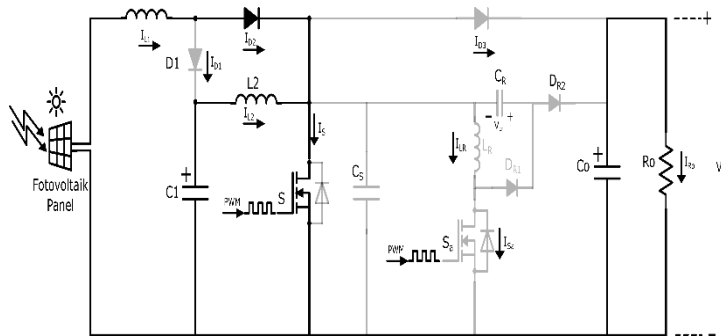
$$i_{L_R}(t) = i_{D_{R1}} = i_{L_{R,max}} \cdot \cos \omega_2(t - t_3) \quad (4.11)$$

$$V_{C_R}(t) = i_{L_{R,max}} \cdot Z_2 \cdot \sin \omega_2(t - t_3) \quad (4.12)$$

eşitlikleri ile ifade edilir.

Mod V ($t_4 < t < t_5$);

Mod V çalışma durumuna ait devre Şekil 4.7'de gösterilmiştir. Bu çalışma modu, t_4 ile t_5 zaman aralığındadır.



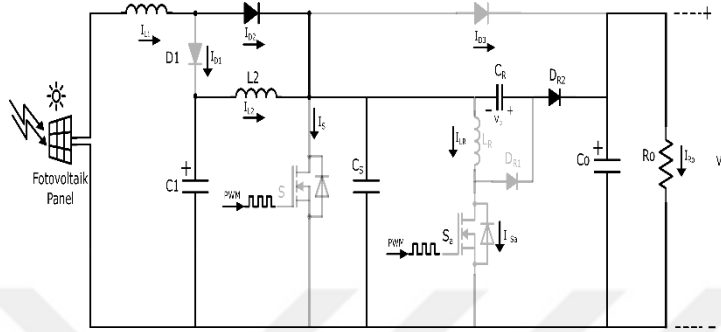
Şekil 4.7. Mod V çalışma durumu

Bu çalışma modunda ana anahtar ilettime devam ederken yardımcı anahtar da kesim durumunda kalmaya devam etmektedir. Rezonans bobini enerjisinin tamamını rezonans

kapasitörüne aktarır. D_3 diyotu ters polarize olduğundan kesimdedir. Rezonans kapasitörü üzerindeki gerilimi, ana anahtar kesime gidinceye kadar korur.

Mod VI ($t_5 < t < t_6$);

Mod VI çalışma durumuna ait devre Şekil 4.8’de verilmiştir. Bu çalışma modu, t_5 ile t_6 zaman aralığında gerçekleşir.



Şekil 4.8. Mod VI çalışma durumu

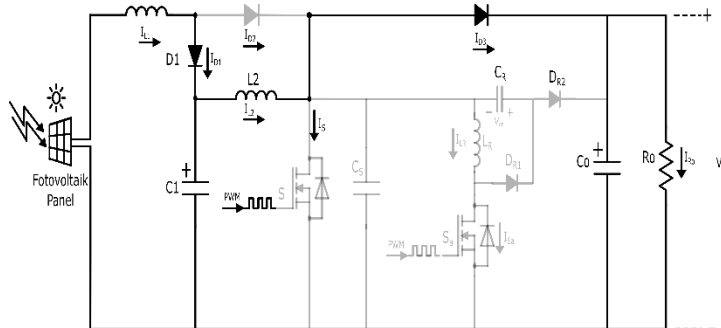
Bu çalışma modunda ana anahtar, parazitik rezonans kapasitörünün gerilim yükselme hızını sınırlaması sayesinde ZVS koşulu altında kesime girmeye başlar. Bu esnada parazitik rezonans kapasitörün gerilimi artarken, rezonans kapasitörü de sahip olduğu enerjiyi çıkışa aktararak gerilimin düşme hızını sınırlar. Parazitik rezonans kapasitörün gerilimi,

$$V_{C_S}(t) = V_0 - V_{C_R}(t) \quad (4.13)$$

eşitliği ile ifade edilir.

Mod VII ($t_6 < t < t_7$);

Mod VII çalışma durumuna ait devre Şekil 4.9’da gösterilmiştir. Bu çalışma modu, t_6 ile t_7 zaman aralığında gerçekleşir.



Şekil 4.9. Mod VII çalışma durumu

Bu çalışma modunda hem ana anahtar hem de yardımcı anahtar kesimdedir. Rezonans kapasitörünün üzerindeki gerilim sıfıra düşerken parazitik rezonans kapasitörünün üzerindeki gerilim ise çıkış gerilimine eşittir. D_2 diyotu kesimde iken D_1 ve D_3 diyotu ise iletimdedir. Bu çalışma modundan sonra döngü devam eder [58].

4.2. Tasarlanan Dönüştürücünün Parametre Değerlerinin Belirlenmesi

Şekil 4.1’de önerilen dönüştürücü devresinin sürekli iletim modunda çalıştırılabilmesi için yüksek frekanslarda çalışabilen dönüştürücünün ana devresinde yeterli büyüklükte bobin ve kondansatör değerlerinin seçilmesi gerekir. Aynı zamanda devrenin giriş gücünün ve anahtarlama frekansının da tespit edilmesi gerekir. Önerilen devrede FV panel giriş gücünün $P_{FV}=330$ W ve anahtarlama frekansının ise 40 kHz değerlerinde olması belirlenmiştir. Çıkış geriliminin maksimum 180 V olabilmesi için yük geriliminin yaklaşık $R_O=100$ Ω olacağı hesaplanmıştır.

Önerilen dönüştürücü devresinin giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi ana anahtarın ve yardımcı anahtarın görev oranları etkilemektedir. Etkin görev oranı D_{eff} , hem ana anahtarın hem de yardımcı anahtarın görev oranlarının toplamıdır. Yardımcı anahtarın görev oranı düşük olmasına rağmen mutlaka eklenmesi gerekmektedir. Dolayısıyla eşitliklerde yazılan D görev oranının yerine etkin görev oranı D_{eff} yazılarak bobin akımlarının sınır değerleri hesaplanabilir. Tasarıma göre en büyük D_{eff} değeri 0,38 olarak hesaplanmıştır. Bu durumda, L_{1S} değeri 70 μ H, L_{2S} değeri ise 182 μ H hesaplanmıştır. Uygulamada ise $L_{1S}=480$ μ H, $L_{2S}=750$ μ H değerleri seçilmiştir. Benzer şekilde sınır kapasitör değerleri de C_{1S} değeri 127 nF ve C_{OS} değeri 47 nF olarak hesaplanmıştır. Uygulamada sırasıyla 330 μ F ve 470 μ F değerleri kullanılmıştır.

Güç anahtarı ve diyotlar üzerinde oluşabilecek azami akım ve gerilim değerleri saptandıktan sonra bu değerleri karşılayabilecek elemanlar seçilmektedir. Önerilen devre yapısındaki en yüksek değer ise 180V’luk çıkış gerilimidir; dolayısıyla güç bileşenlerinin maruz kalacağı en büyük gerilim 180 V olmaktadır. Ana devrede kullanılan D_1 ve D_2 diyotlarından geçebilecek maksimum akım, i_{L1} akımının tepe değerini ifade eder. Çıkış diyotu D_3 ’ten geçebilecek en büyük akım ise i_{L2} akımının tepe noktasıdır. Ana güç anahtarından akabilecek maksimum akım ise i_{L1} ve i_{L2} akımlarının tepe değerlerinin toplamına eşittir. Bu durumda ilgili eşitliklerden I_{L1max} yaklaşık 5,5 A hesaplanırken I_{L2max} değeri ise yaklaşık olarak 4 A hesaplanmıştır.

Devrede yumuşak anahtarlamanın sağlanabilmesi için gecikme süresi doğru bir şekilde belirlenmelidir. Ana anahtara belirlenen bir gecikme süresi ile kontrol sinyali uygulanır. Bu gecikme süresi, yardımcı anahtarın görev oranını belirlemek için kullanılır. Gecikme süresi, zaman periyodunun oldukça kısa bir bolumunu oluşturmaktadır. Bu kısa zaman diliminde, devrede kullanılan parazitik rezonans kapasitoru ve rezonans bobininin sırayla şarj-deşarj olması gerekmektedir. Bu nedenle yardımcı devrede kullanılan kapasitör ve bobin değerlerinin kucuk tutulması gereklidir. Eşitlik (4.10)'da verilen gecikme süresi, uygun bir değer seçimini sağlamak için referans alınmıştır. Yardımcı anahtarın görev oranı bu sureye göre belirlenir ve ana anahtarın görev oranından çok daha kucuk bir değerde olur. Tasarıma göre en büyük görev oranı 0,38 olarak hesaplanmıştır. Bu değerin, 25 μ s zaman periyodundaki karşılığı yaklaşık 9,5 μ s'dir. Dolayısıyla, bu surenin yaklaşık %10'undan az olmak üzere yaklaşık 1 μ s'lik gecikme süresi için uygun bir seçim yapılabilir. Bu gecikme süresini aşmayacak şekilde tasarlanan devrede, L_R bobin değeri 20 μ H, C_S kapasitör değeri ise 2,2 nF olarak seçilmiştir. C_R kapasitoru ise rezonans bobini üzerindeki enerjinin rezonans kapasitörüne aktarılmasını sağlamak amacıyla 10 nF olarak belirlenmiştir. Eşitlik (4.10) kullanılarak gerekli minimum gecikme süresi hesaplanmıştır. Buna göre; $t_d \geq 0,774 \mu$ s olarak belirlenmiştir. Devrede anahtarlar üzerinde oluşacak ani gerilim değerlerinin yüksek olabileceği düşünülerek ana ve yardımcı güç anahtarları için 600 V, 50 A değerinde IXFH50N60P3 MOSFET güç anahtarları seçilmiştir. Devredeki diyotlar için ise 650 V, 38 A değerinde LSIC2SD065A16A diyotlar kullanılmıştır.

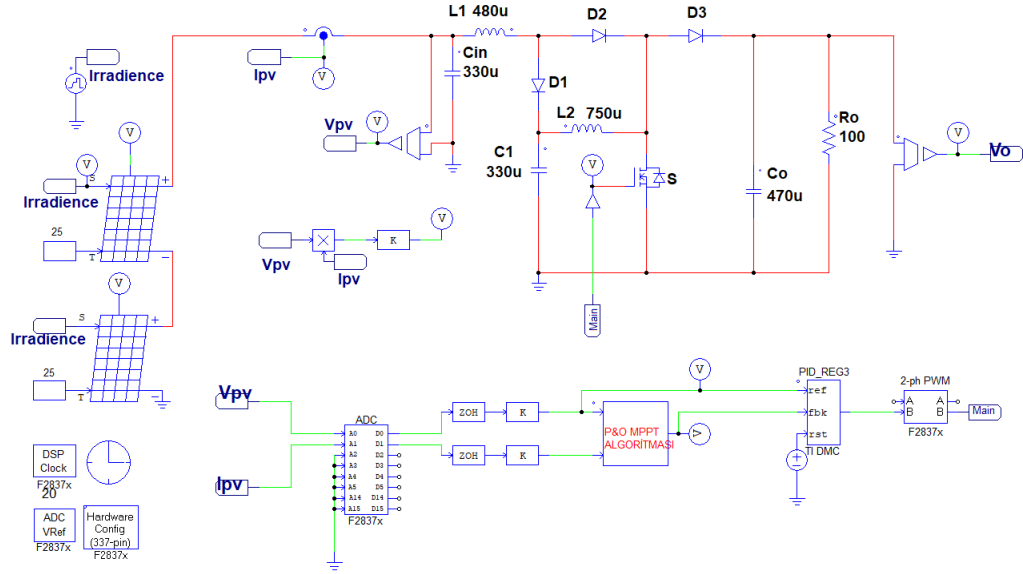


5. ÖNERİLEN DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN BENZETİM VE UYGULAMASI

Tasarlanan sistemin benzetim çalışmaları PSIM programı kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İlk olarak, kullanılan FV panelin modellenmesi PSIM programında yapılmıştır. Sistemde Westinghouse Solar ST-165-1 modeline ait 165 W gücünde FV panel kullanılmıştır. İki panel seri olarak bağlanıp sistemin toplam gücü olan 330 W elde edilmiştir. Daha sonra analizi yapılan dönüştürücünün belirlenen parametreleri kullanılarak sistemin benzetimi elde edilmiştir. Tüm sistemin kontrolü için gerekli olan kodlar C bloğu içerisine yazılarak DSP için gerekli olan gömülü kodlar üretilmiştir. Sistemde yumuşak anahtarlamamanın getirdiği avantajları kanıtlamak ve sistem veriminin karşılaştırılabilmesi için önce kaskat yapılı yükselten dönüştürücünün sert anahtarlama durumuna ait benzetim ve deneysel sonuçlar elde edilmiştir. Daha sonra, önerilen dönüştürücünün benzetim ve deneysel sonuçları elde edilerek sert ve yumuşak anahtarlama sonuçları karşılaştırılmıştır. Deneysel çalışmalar için FV panelin sıcaklık, ışınım vb. değerlerinin bilinmesi gerekir. Aynı zamanda MGNT verimliliğinin de bulunup algoritmanın doğru çalışıp çalışmadığı saptanmalıdır. Bu yüzden belirlenen sıcaklık (STC için 25 °C) altında farklı ışınım değerlerinde MGNT verimliliğinin belirlenebilmesi, sürekli olarak yumuşak anahtarlama koşullarının sağlanıp sağlanamadığının belirlenebilmesi, güneş ışınımının yetersiz olduğu veya gece vakitlerinde deneysel çalışmaların sürdürülebilmesi için Chroma 62050H-600S marka 5 kW gücünde FV simülatör kullanılmıştır. Hem sert hem de yumuşak anahtarlama durumlarına göre MGNT verimliliğinin yüksek olduğu görülmüştür.

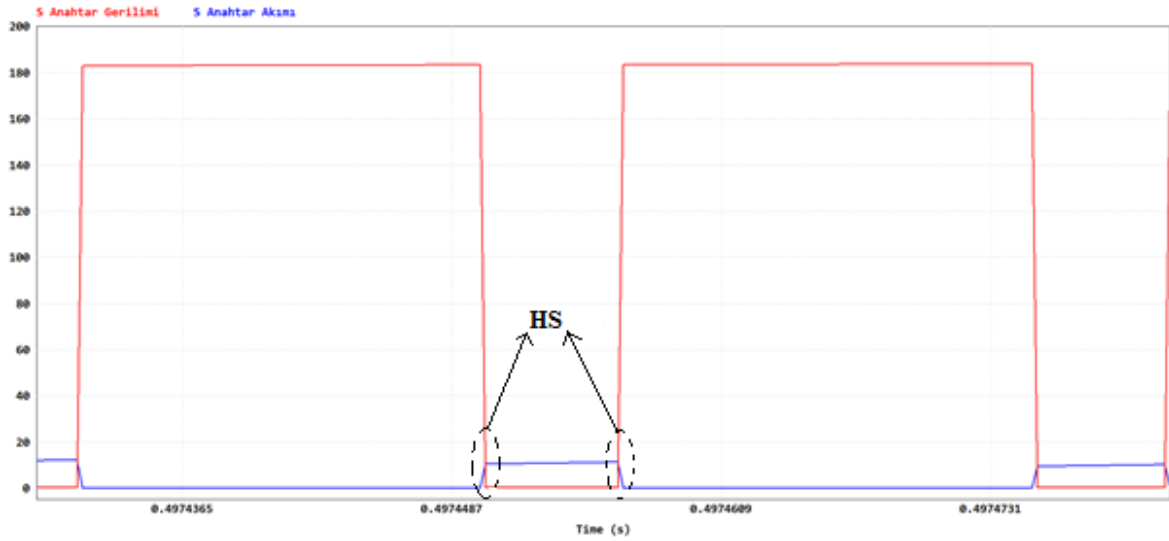
5.1. Kaskat Yapılı Yükselten Dönüştürücünün Sert Anahtarlama Durum Benzetimi

Sert anahtarlama kaskat yapılı yükselten tip dönüştürücünün PSIM programındaki benzetim ekran görüntüsü Şekil 5.1'de verilmiştir.



Şekil 5.1. Sert anahtarlmalı kaskat yapılı yükselten dönüştürücünün PSIM benzetimi

1000 W/m² ışınım değerinde güç anahtarının sert anahtarlama (HS) koşulundaki gerilim ve akım grafiği Şekil 5.2’de gösterilmiştir.



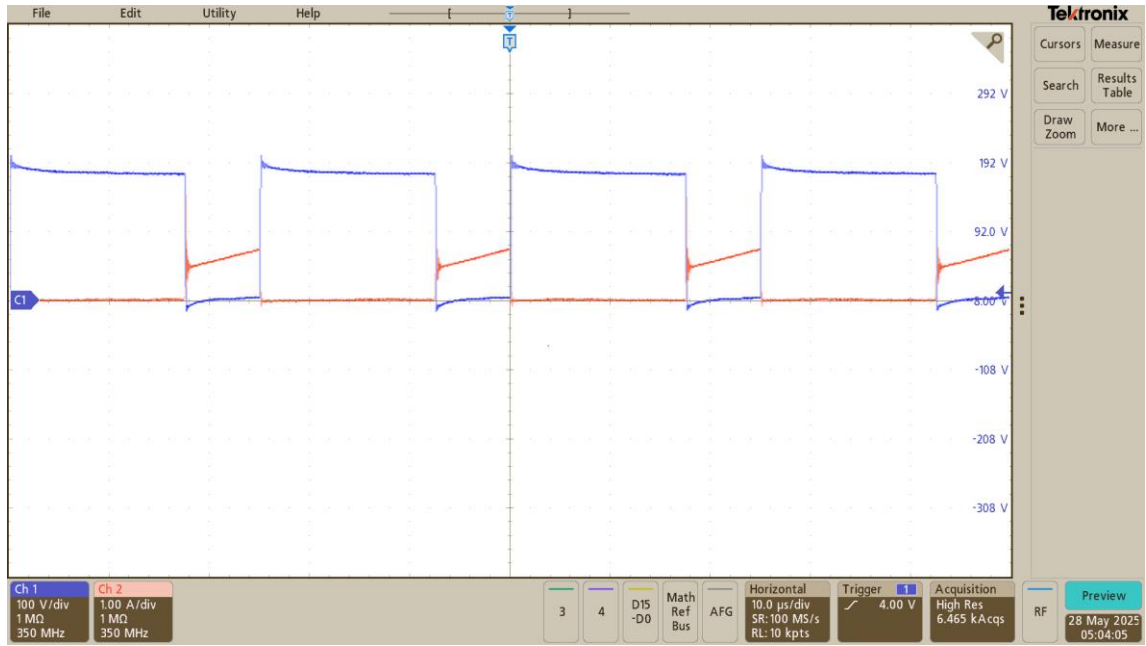
Şekil 5.2. Güç anahtarının gerilim ve akım grafiği

Grafikte anahtar uçlarındaki gerilim kırmızı renkte, anahtardan geçen akım ise mavi renkte gösterilmiştir. Hem anahtarın iletme hem de kesime girerken sert anahtarlama koşuluna maruz kaldığı görülmektedir. Bu durum anahtarın her iki durumda da ani yüksek streslerle karşı karşıya kalmasına neden olur. Anahtarlama esnasında ani yüksek stresler, güç

kayıplarına ve anahtarın zarar görmesine neden olabilir. Aynı zamanda ani yüksek gerilim ve akım sıçramaları EMI problemlerini arttırır.

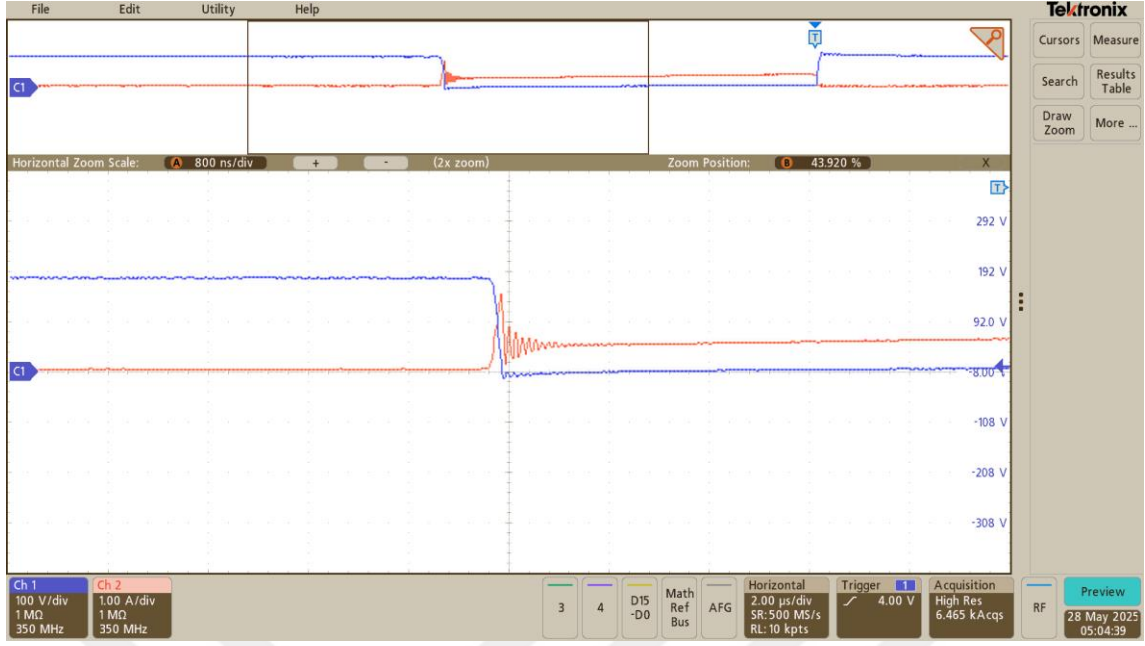
5.2. Kaskat Yapılı Yükselten Dönüştürücünün Sert Anahtarlama Durum Uygulaması

Önerilen dönüştürücünün Şekil 5.11’de gösterilen deneysel düzeneği uygun hale getirilerek Şekil 5.1’deki sert anahtarlama kaskat yapılı yükselten dönüştürücü devresi elde edilmiştir. FV simülasyon 1000 W/m² ışınım değerine ayarlanarak anahtarın gerilim ve akım değerlerine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.3’te verilmiştir.



Şekil 5.3. 1000W/m² ışınımında sert anahtarlama durumu için anahtarın gerilimi ve akımı

Şekil 5.3’te görüldüğü üzere 1000W/m² ışınım değeri için aktif yumuşak anahtarlama yapısı olmadan gerçekleştirilen uygulamada anahtarın iletme ve kesime girme anında ani yüksek streslerin oluştuğu görülmüştür. Osiloskop görüntüsünde anahtar uçlarındaki gerilim (mavi) ve anahtardan geçen akım (kırmızı) gösterilmiştir. Özellikle anahtarın iletme girmesi anında akımda oluşan yüksek stresler Şekil 5.4’te gösterilmiştir.

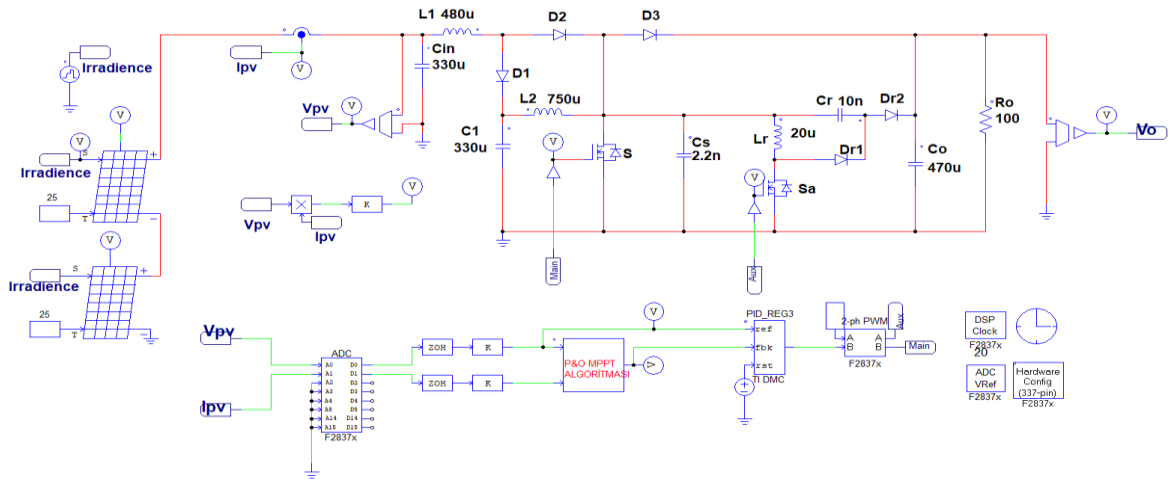


Şekil 5.4. Anahtarın iletme girmesi anında oluşan ani yüksek akım stresleri

Bu stresler, anahtarın ömrünü kısaltabileceği gibi devredeki diğer bileşenlerin de termal olarak zorlanmasına yol açmaktadır. Özellikle yüksek frekansta çalışan sistemlerde bu tür ani geçişler, yarı iletken elemanların dayanım sınırlarını zorlayarak arızalara sebep olabilmektedir.

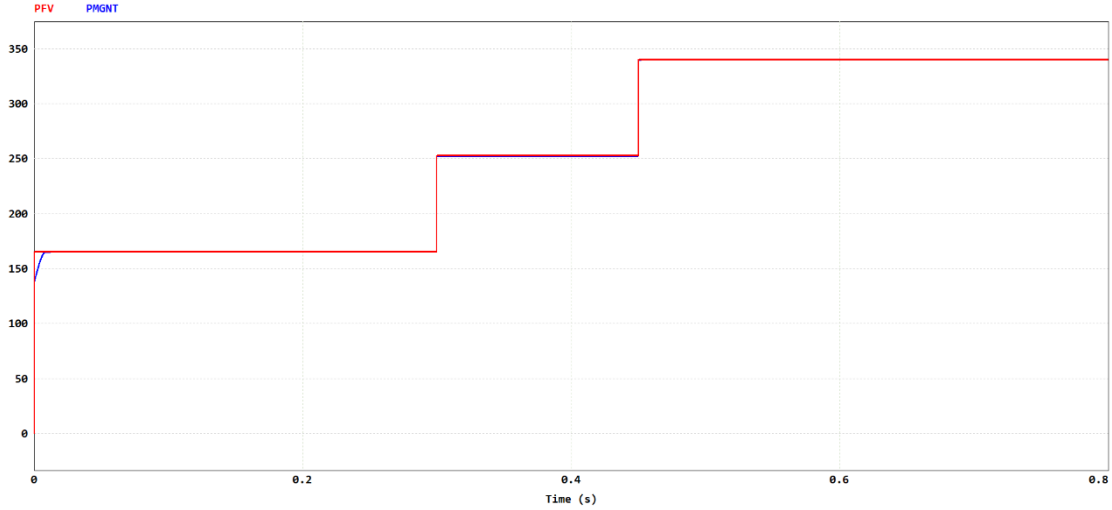
5.3. Önerilen Dönüştürücünün Benzetimi

Önerilen MGNT tabanlı aktif yumuşak anahtarlamalı kaskat yapıları DA-DA yükselten tip dönüştürücünün PSIM programındaki benzetim ekran görüntüsü Şekil 5.5'te verilmiştir.



Şekil 5.5. Önerilen dönüştürücünün PSIM ekran görüntüsü

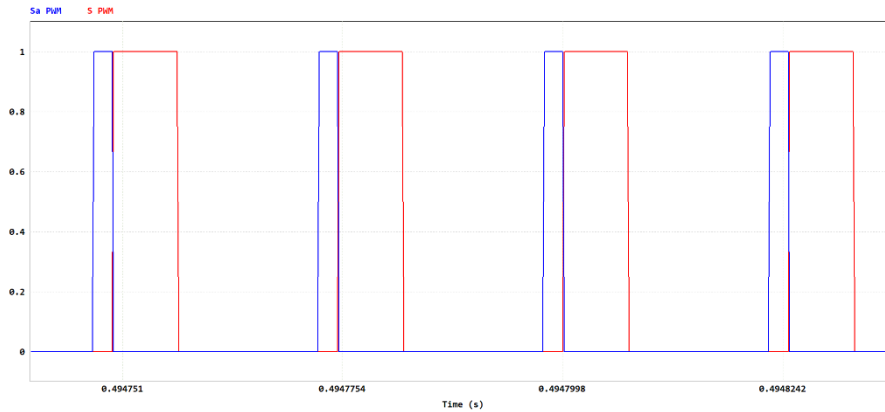
Benzetim çalışmalarında güneş ışınım değerleri 500-750 ve 1000 W/m² olarak ani değiştirilerek P&O MGNT algoritması test edilmiştir. Sistem tasarımında en düşük ışınım değeri olan 500 W/m² dikkate alınmıştır. Ani değişen güneş ışınım değerlerine göre maksimum güç takibi Şekil 5.6'da gösterilmiştir. Benzetim çalışmasında teorik FV panel gücü (P_{FV}-kırmızı renkte) ve MGNT algoritması ile elde edilen güç ise (P_{MGNT}-mavi renkte) gösterilmiştir.



Şekil 5.6. Ani değişen güneş ışınım değerlerine göre güç takibi

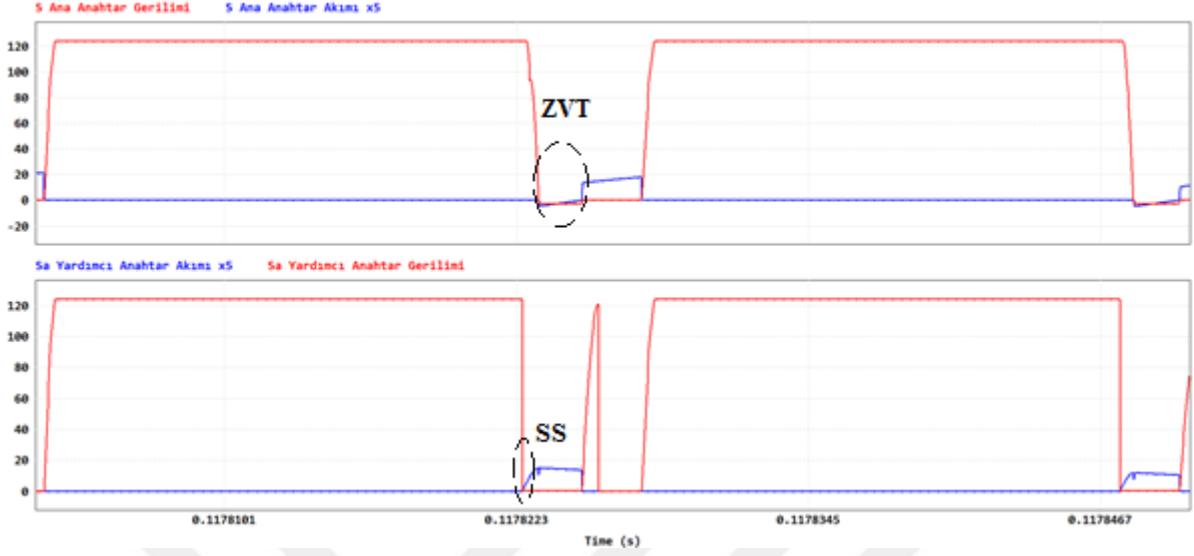
Elde edilen benzetim sonuçlarına göre MGNT verimliliğinin %99'un üzerinde olduğu görülmüştür. Bu durum ani değişen güneş ışınım koşullarında dahi algoritmanın doğru bir takip yapabildiğini göstermektedir.

En büyük etkin görev oranına göre ana ve yardımcı anahtarların kapı sinyalleri Şekil 5.7'de verilmiştir.



Şekil 5.7. Etkin görev oranına göre ana ve yardımcı kapı sinyalleri

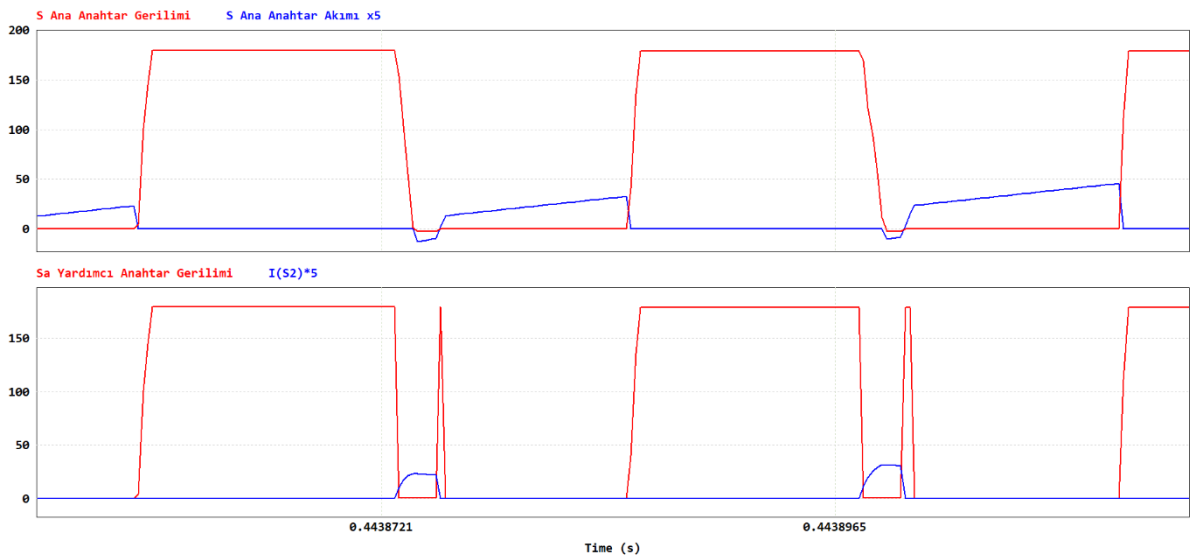
500 W/m² güneş ışınım değerine göre ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri Şekil 5.8’de verilmiştir.



Şekil 5.8. 500 W/m² ışınımında ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri

Anahtar akım değerleri x5 çarpanı ile çarpılarak yumuşak anahtarlama (SS) koşulları daha net bir şekilde gösterilmiştir. Ana anahtar ZVT koşulu ile iletme girerken ZVS koşulu ile de kesime girmeye başlamıştır. Yardımcı anahtar ise ZCS koşulu ile iletme girerken ZVS koşulu ile de kesime girmeye başlamıştır.

1000 W/m² güneş ışınım değerine göre ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri Şekil 5.9’da gösterilmiştir.



Şekil 5.9. 1000 W/m² ışınımında ana ve yardımcı anahtarların gerilim-akım değerleri

En yüksek ışınlım değeri olan 1000 W/m^2 değerde de ana anahtarın ZVT koşulu ile ilettime girdiği görülmektedir. Benzetim sonuçları ani değişen ışınlım değerlerinde yüksek bir MGNT verimliliği elde edildiğini gösterirken aynı zamanda yumuşak anahtarlama koşullarının da sağlandığı görülmüştür.

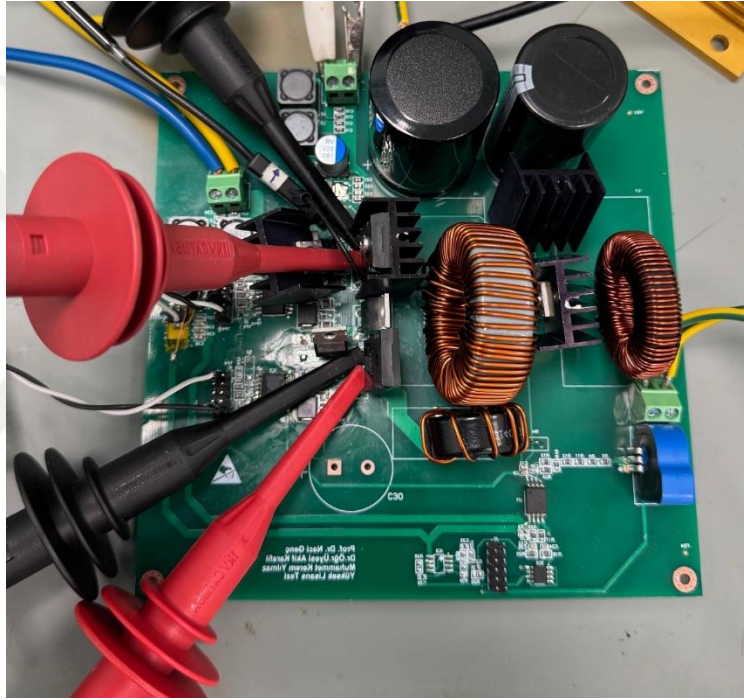
5.4. Önerilen Dönüştürücünün Uygulaması

Önerilen dönüştürücü devresinde denetleyici olarak Texas Instruments tarafından geliştirilen TMS320F28379D DSP kartı kullanılmıştır. Denetleyici, PSIM yazılımı aracılığıyla geliştirilen kontrol algoritmaları ve sürücü blokları ile programlanmıştır. Kontrol algoritmalarının gerçek zamanlı donanım üzerinde uygulanabilmesi amacıyla PSIM yazılımı kullanılarak gömülü kod üretimi gerçekleştirilmiştir. PSIM içerisinde yer alan SimCoder modülü sayesinde geliştirilen kontrol algoritması doğrudan C tabanlı gömülü koda çevrilmiş ve böylece manuel kod yazımına ihtiyaç duyulmadan yazılım üretimi otomatik hale getirilmiştir. Oluşturulan bu gömülü kod, Texas Instruments tarafından sağlanan Code Composer Studio (CCS) geliştirme ortamına entegre edilerek derlenmiş ve uygun donanım yapılandırmaları yapıldıktan sonra hedef mikrodenetleyici karta yüklenmiştir. Çalışmada kullanılan donanım platformu olarak LAUNCHXL-F28379D geliştirme kartı tercih edilmiştir. Bu kart, TMS320F28379D serisi çift çekirdekli C2000 Delfino mikrodenetleyicisini içermekte olup özellikle gerçek zamanlı kontrol uygulamaları ve güç elektroniği sistemleri için optimize edilmiştir. PSIM ile oluşturulan kontrol yapısı, CCS ortamında gerekli bağlantı ve yapılandırmalar tamamlandıktan sonra LAUNCHXL-F28379D üzerine aktarılmış ve donanım üzerinde çalıştırılarak test edilmiştir. Bu yöntem sayesinde hem benzetim ortamında doğrulanan algoritmanın doğrudan gerçek donanıma uygulanması sağlanmış hem de zaman kaybı ve kodlama hatalarının önüne geçilmiştir.

Önerilen tüm sistemin deney düzeneği Şekil 5.10'da, dönüştürücü devre kartı ise Şekil 5.11'de verilmiştir.

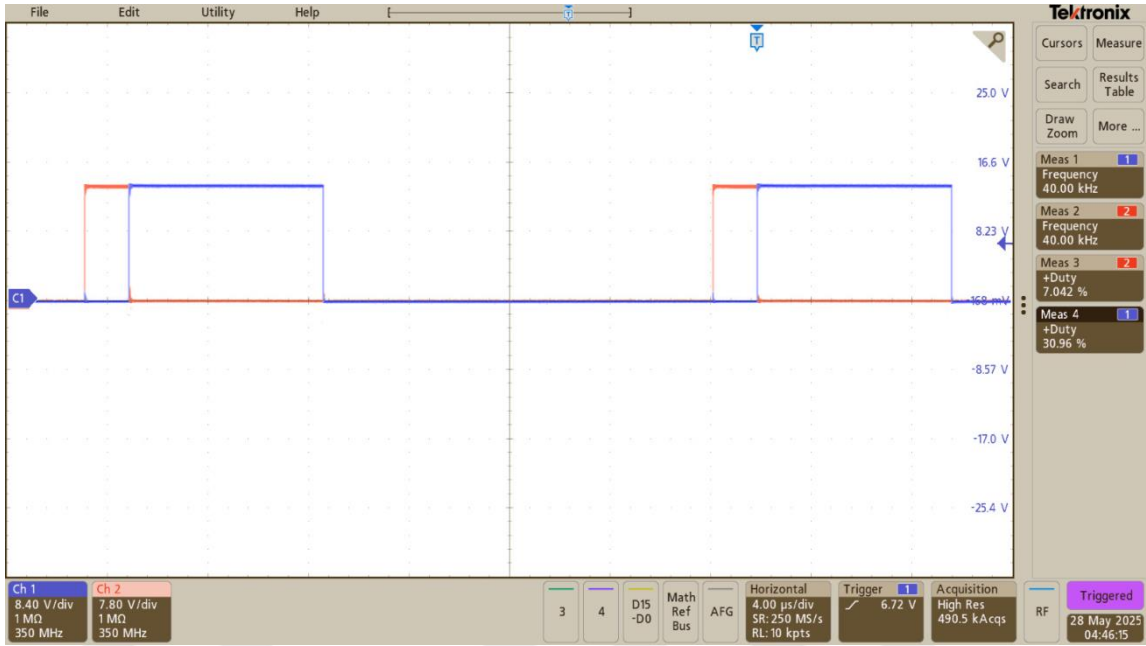


Şekil 5.10. Sistemin deney düzeneği



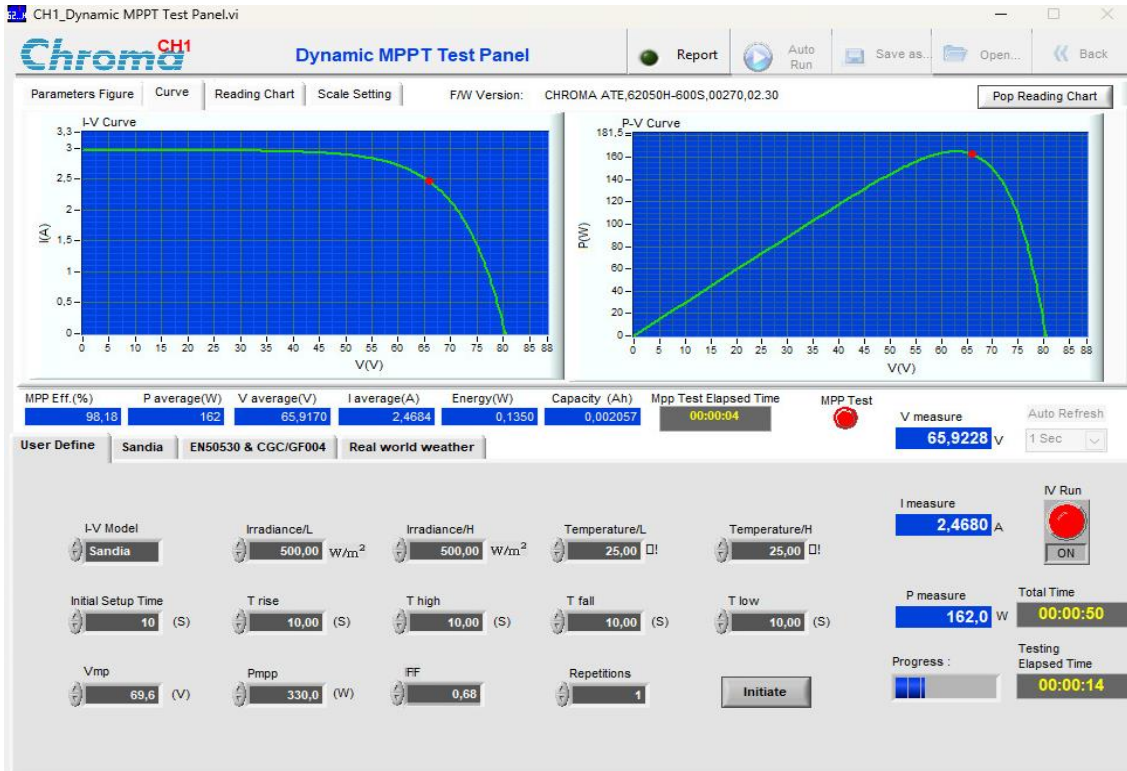
Şekil 5.11. Önerilen dönüştürücü devre kartı

Yapılan analiz sonuçlarından hesaplanan en büyük etkin görev oranına göre ana (mavi) ve yardımcı anahtarların (kırmızı) kapı sinyalleri Şekil 5.12’de verilmiştir.



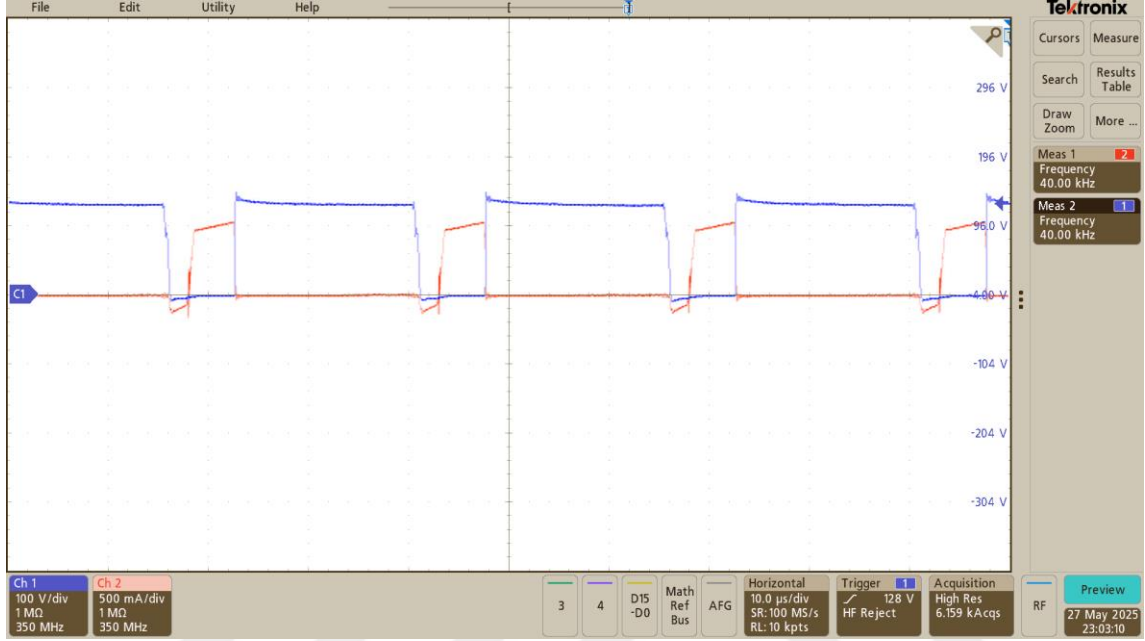
Şekil 5.12. Ana ve yardımcı anahtarların kapı sinyalleri

Deneyel çalışmalar için önce tasarlanan sistemde kullanılan FV panellerin modellenmesi, FV simülör ile yapılmıştır. Daha sonra sistemin en düşük güneş ışınım değeri olan 500 W/m^2 değerinde ilk test çalışmalarına başlanmıştır. FV simülörden elde edilen değerlerin ekran görüntüsü Şekil 5.13'te gösterilmiştir.

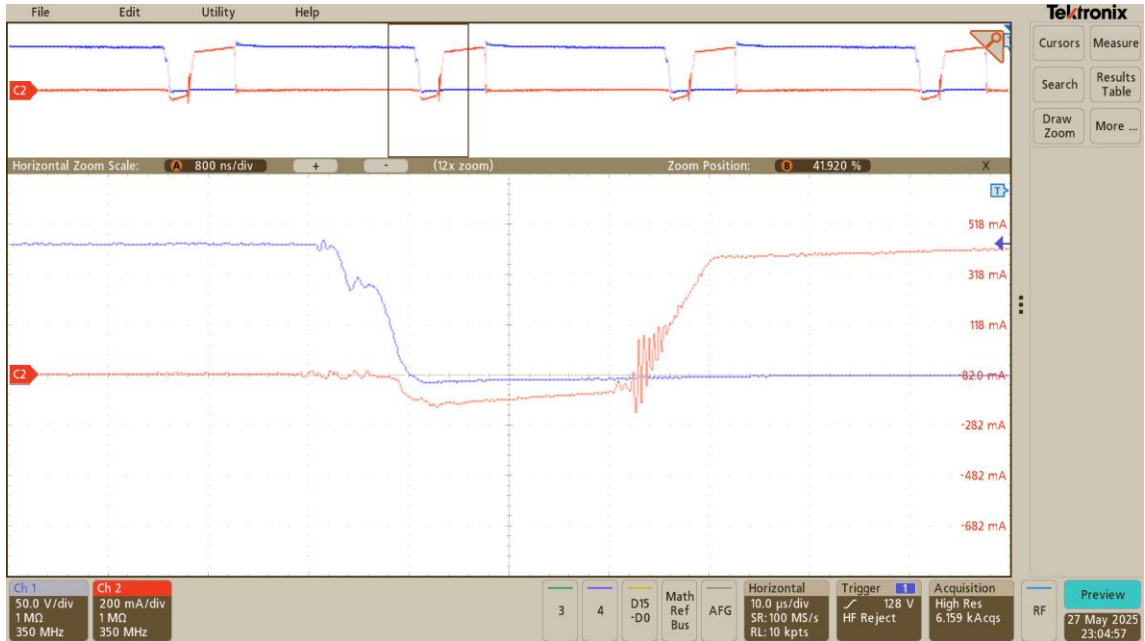


Şekil 5.13. 500 W/m^2 ışınımdaki FV simülör sonuçları

Elde edilen simülasyon sonuçlarına göre 65,922 V gerilim değeri, 2,468 A akım değeri ve 162 W güç değerleri ölçülmüştür. Çalışma süresine göre ortalama MGNT verimliliğinin %98,18 olduğu görülmüştür. 500 W/m² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerlerine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.14'te verilmiştir. Şekil 5.15'te ise ZVT koşulu ile ana anahtarın iletme girdiği görülmektedir.

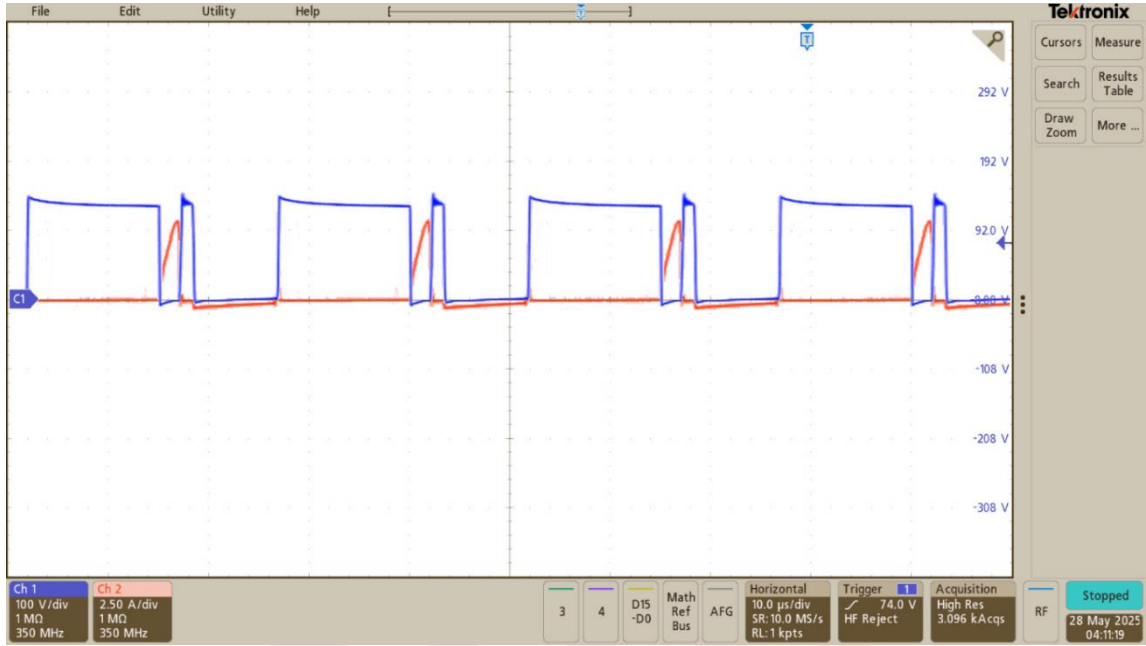


Şekil 5.14. 500 W/m² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerleri

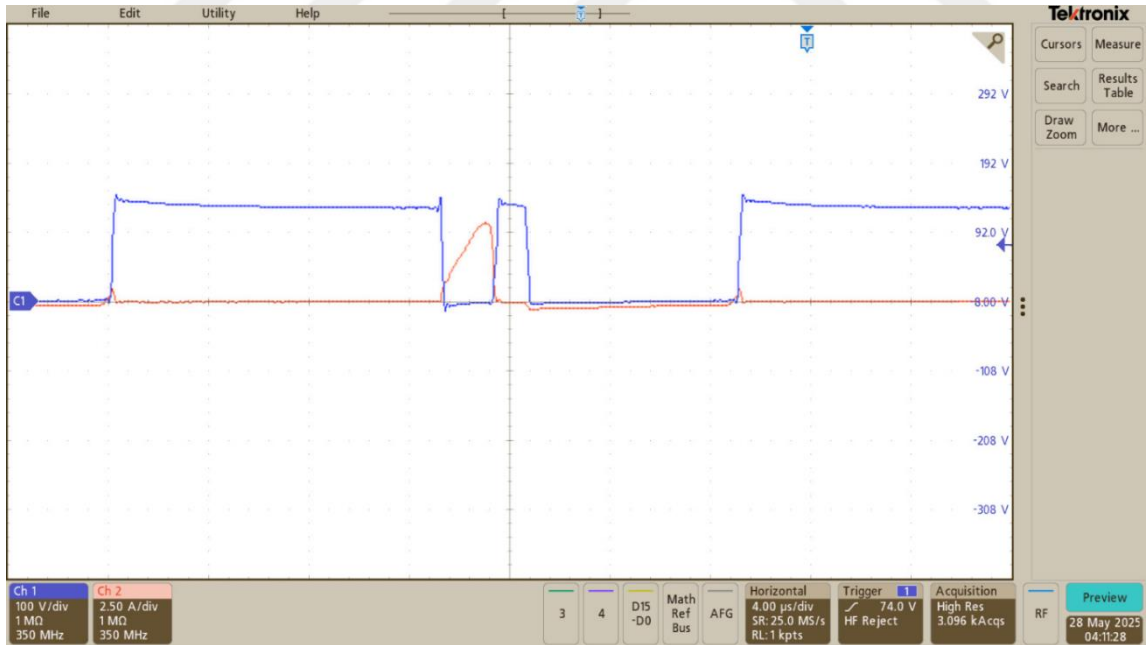


Şekil 5.15. 500 W/m² ışınımında ZVT koşulu ile ana anahtarın iletme girdiği an

500 W/m² ışınım değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerlerine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.16'da gösterilmiştir. Şekil 5.17'de ise yumuşak anahtarlama koşulu ile yardımcı anahtarın iletme ve kesime girdiği anlar verilmiştir.

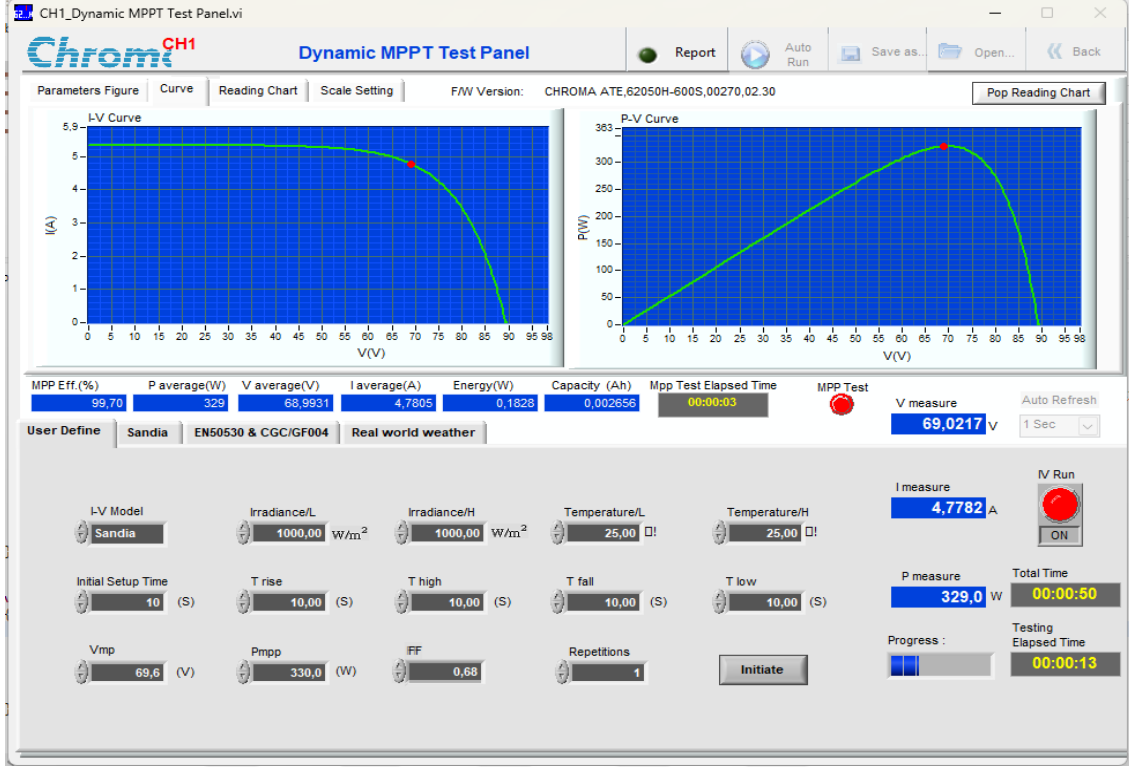


Şekil 5.16. 500 W/m² ışınım değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerleri



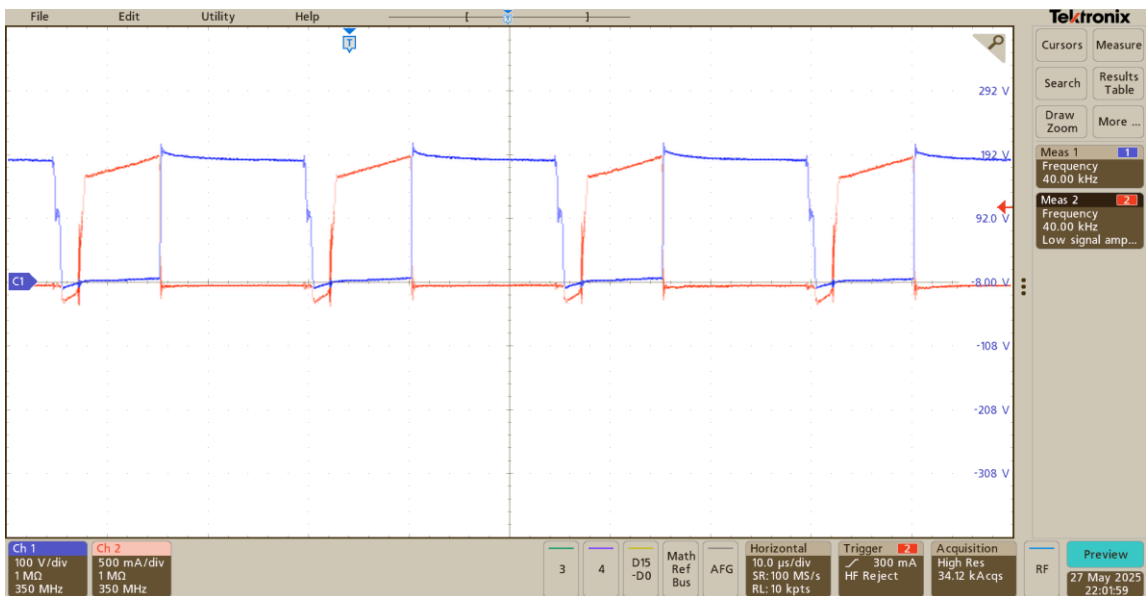
Şekil 5.17. 500 W/m² ışınımında yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama koşulu ile iletme ve kesime girdiği anlar

En yüksek ışınım değeri olan 1000 W/m² değerinde elde edilen FV simülör sonuçları Şekil 5.18'de verilmiştir.

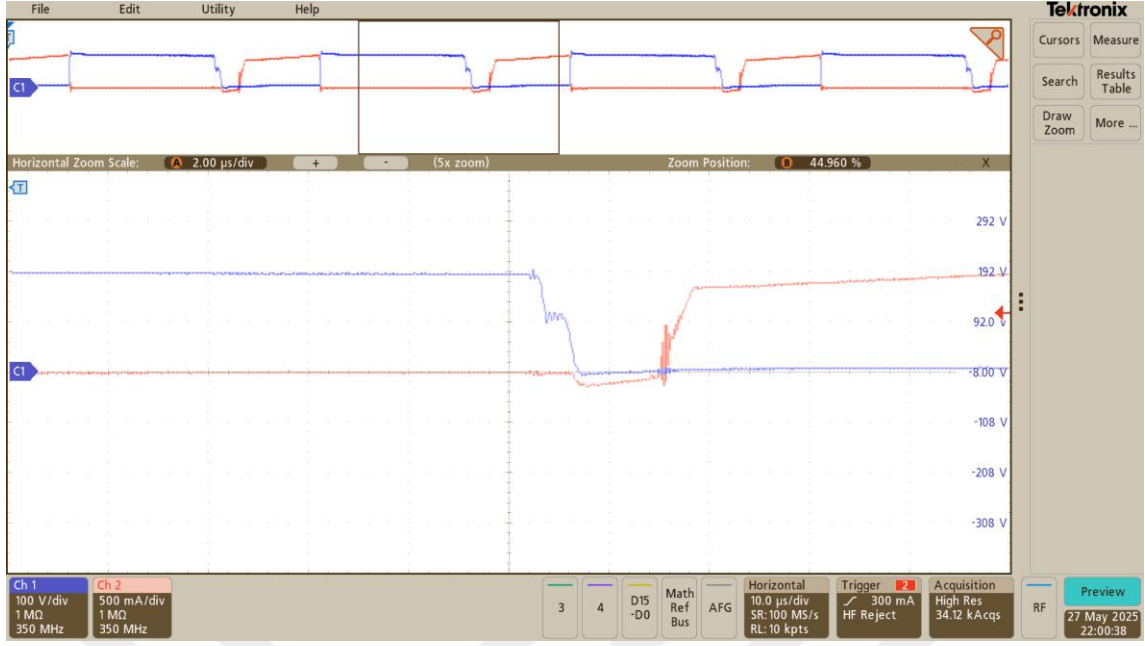


Şekil 5.18. 1000 W/m² ışınımdaki FV simülör sonuçları

Elde edilen simülör sonuçlarına göre 69,021 V gerilim değeri, 4,778 A akım değeri ve 329 W güç değerleri ölçülmüştür. Çalışma süresine göre ortalama MGNT verimliliğinin %99,7 olduğu görülmüştür. 1000 W/m² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerlerine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.19’da verilmiştir. Şekil 5.20’de ise ZVT koşulu ile ana anahtarın iletme girdiği görülmektedir.

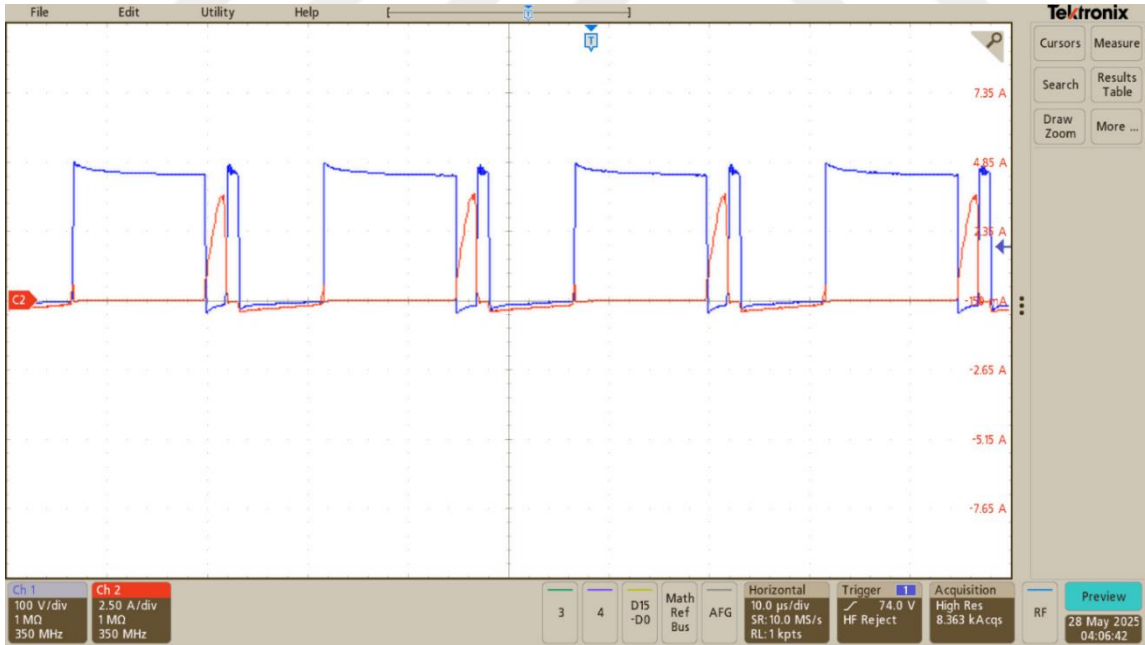


Şekil 5.19. 1000 W/m² ışınım değerinde ana anahtarın gerilim ve akım değerleri

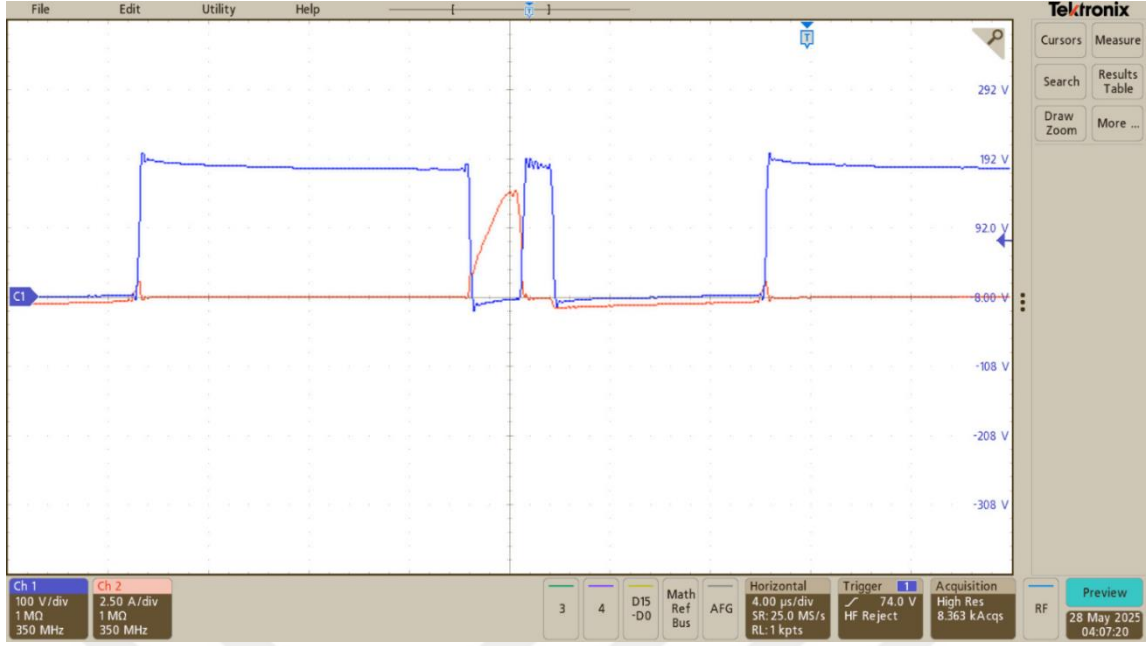


Şekil 5.20. 1000 W/m^2 ışınmında ZVT koşulu ile ana anahtarın iletme girdiği an

1000 W/m^2 ışınmı değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerlerine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Şekil 5.22’de ise yumuşak anahtarlama koşulu ile yardımcı anahtarın iletme ve kesime girdiği anlar verilmiştir.

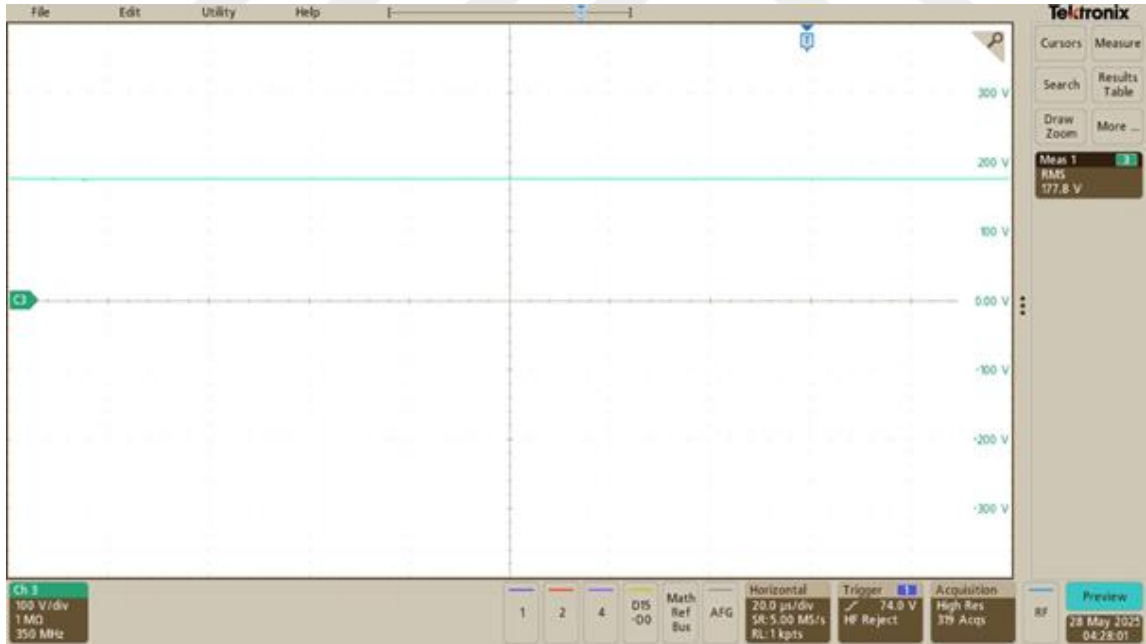


Şekil 5.21. 1000 W/m^2 ışınmı değerinde yardımcı anahtarın gerilim ve akım değerleri



Şekil 5.22. 1000 W/m^2 ışınımında yardımcı anahtarın yumuşak anahtarlama koşulu ile iletme ve kesime girdiği anlar

1000 W/m^2 ışınım değerinde çıkış geriliminin yaklaşık olarak 180 V değerinde olduğu görülmüştür. Devrenin çıkış geriliminin osiloskop görüntüsü Şekil 5.23'te gösterilmiştir.

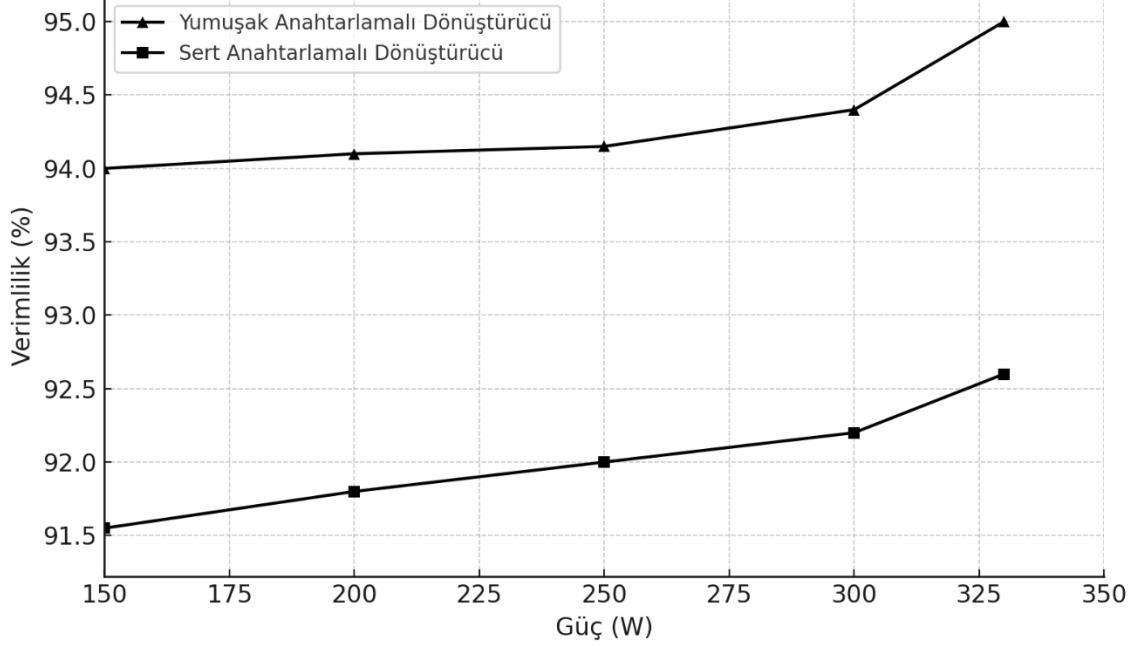


Şekil 5.23. 1000 W/m^2 ışınımında devrenin çıkış gerilimi

Elde edilen benzetim sonuçlarıyla deneysel sonuçların birbiriyle uyumlu olduğu görülmüştür. Aynı zamanda tüm ışınım koşullarında yumuşak anahtarlama koşulları sağlanmıştır. Tasarlanan devrede ana ve yardımcı anahtarların yumuşak anahtarlama tekniklerinden (ZVT,

ZVS veya ZCS) en az biri ile başarılı bir şekilde çalıştırıldığı görülmüştür. Uygulanan yumuşak anahtarlama tekniği sayesinde sert anahtarlardan kaynaklanan kayıplar azaltılarak dönüştürücünün verimi artırılmıştır. Sert anahtarlama ve önerilen dönüştürücünün verim grafiği Şekil 5.24'te gösterilmiştir.

Yumuşak Anahtarlama Dönüştürücü ve Sert Anahtarlama Dönüştürücü



Şekil 5.24. Yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama dönüştürücünün verimlilik grafiği



6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada, düşük görev çarpanı ile yüksek çıkış gerilimi elde etmeyi ve sert anahtarlamamanın neden olduğu güç kayıplarını azaltmayı hedefleyen aktif yumuşak anahtarlamalı kaskat yapılı DA-DA yükselten tip dönüştürücünün tasarımı gerçekleştirilmiştir. Sistem, FV panellerden elde edilen gücün maksimum seviyede yüke aktarılmasını sağlamak amacıyla P&O MGNT algoritması ile entegre edilmiştir. Tasarlanan dönüştürücü ile FV panellerden alınan gücün yüksek MGNT verimliliği (genel olarak %99'un üzerinde) ile yüke aktarılması sağlanmıştır. Aynı zamanda ani değişen tüm güneş ışınım değerlerinde de yumuşak anahtarlama koşulları (ZVT, ZVS, ZCS) sağlanmıştır. Bu durum anahtarlama kayıplarını azaltırken EMI problemlerini de ortadan kaldırmıştır. Kayıpların azalması ile dönüştürücü veriminin arttığı görülmüştür. Önerilen yumuşak anahtarlamalı dönüştürücü ile sert anahtarlamalı dönüştürücü verim açısından kıyaslanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre yumuşak anahtarlamalı dönüştürücünün sert anahtarlamalı dönüştürücüye göre %2'den daha fazla verimle çalıştığı görülmüştür. Önerilen kaskat yapı sayesinde daha az anahtar elemanı kullanılarak maliyet ve devre boyutu azaltılırken yüksek gerilim kazancı da sağlanmıştır.

Tasarlanan dönüştürücünün benzetim çalışmaları PSIM programında gerçekleştirilmiş ve elde edilen benzetim sonuçları deneysel sonuçlar ile karşılaştırıldığında büyük ölçüde uyumlu olduğu görülmüştür. Tasarlanan dönüştürücü, 330 W giriş gücünde 40 kHz anahtarlama frekansında çalıştırılmıştır. Sistemde 165 W gücündeki iki FV panel seri olarak bağlanmıştır. Güneş ışınımının yetersiz olduğu veya gece vakitlerinde de deneysel çalışmaların devam ettirebilmesi için FV simülatör kullanılmıştır. Aynı zamanda MGNT algoritmasının doğru yönde güç takibi yapıp yapmadığı, MGNT verimliliği, sıcaklık-ışınım değerleri, FV panel akım ve gerilim ölçümleri de simülatör arayüzü sayesinde belirlenmiştir.

Sonuç olarak, yüksek MGNT verimliliği sağlanarak elde edilen güç yüke aktarılmış, yumuşak anahtarlama teknikleri ile de önerilen dönüştürücü yüksek verimde çalıştırılmıştır. Güç anahtarlarının (ana ve yardımcı anahtar) iletim ve kesim anında ZVT, ZVS veya ZCS tekniklerinden en az biri kullanılarak anahtarlama işleminin gerçekleştirilmesi anahtarlama kayıplarını azaltmıştır. Aynı zamanda EMI gibi olumsuz etkileri minimuma indirmiştir. Gelecekte bu tür sistemlerin daha geniş güç aralıklarında ve farklı çevresel koşullarda performansını optimize edecek tasarımların geliştirilmesi önerilmektedir. Farklı devre topolojileri ile rüzgar vb. yenilenebilir enerjilerin sisteme entegre edilmesi mümkündür.

Ayrıca, bu sistemlerin daha kompakt ve düşük maliyetli hale getirilmesi yenilenebilir enerji kaynaklarının daha geniş bir uygulama alanında kullanımını kolaylaştıracaktır. Yumuşak anahtarlamalı dönüştürücüler ve MGNT tabanlı sistemler, sürdürülebilir enerji çözümleri için önemli bir adım olarak değerlendirilmektedir.



KAYNAKLAR

- [1] F. Rizzi, N. J. van Eck, and M. Frey, "The production of scientific knowledge on renewable energies: Worldwide trends, dynamics and challenges and implications for management," *Renewable Energy*, vol. 62, pp. 657–671, Feb. 2014.
- [2] D. C. Momete, "Analysis of the potential of clean energy deployment in the European Union," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 54811–54822, 2018.
- [3] A. Raheem et al., "Renewable energy deployment to combat energy crisis in Pakistan," *Energy, Sustainability and Society*, vol. 6, no. 1, p. 16, 2016.
- [4] A. Ashfaq and A. Ianakiev, "Features of fully integrated renewable energy atlas for Pakistan: wind, solar and cooling," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 97, pp. 14–27, Dec. 2018.
- [5] N. A. Ludin et al., "Prospects of life cycle assessment of renewable energy from solar photovoltaic technologies: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 96, pp. 11–28, Nov. 2018.
- [6] Q. C. Zhong and T. Hornik, "Control of Power Inverters in Renewable Energy and Smart Grid Integration," New York, NJ, USA: *Wiley*, 2013.
- [7] D. G. Montoya, C. A. Ramos-Paja, and R. Giral, "Improved design of sliding-mode controllers based on the requirements of MPPT techniques," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 1, pp. 235–247, Jan. 2016.
- [8] W. Liu, K. Wang, H. Chung, and S. Chuang, "Modeling and design of series voltage compensator for reduction of DC-link capacitance in grid-tie solar inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 5, pp. 2534–2548, Jul. 2015.
- [9] A. Ghaffari, M. Krstic, and S. Seshagiri, "Power optimization for photovoltaic microconverters using multivariable Newton-based extremum seeking," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 22, no. 6, pp. 2141–2149, Nov. 2014.
- [10] M. Killi and S. Samanta, "An adaptive voltage-sensor-based MPPT for photovoltaic systems with SEPIC converter including steady-state and drift analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 12, pp. 7609–7619, Dec. 2015.
- [11] J. H. Teng, W. H. Huang, T. A. Hsu, and C. Y. Wang, "Novel and fast maximum power point tracking for photovoltaic generation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 8, pp. 4955–4966, Aug. 2016.
- [12] D. Routray, P. K. Rout and B. K. Sahu, "A brief review and comparative analysis of two classical MPPT techniques," *2021 International Conference in Advances in Power, Signal, and Information Technology (APSIT)*, Bhubaneswar, India, 2021.
- [13] O. A. Zongo, "Comparing the performances of MPPT techniques for DC-DC boost converter in a PV system," *Walailak J. Sci. Technol.*, vol. 18, no. 2, pp. 1–15, 2021.

- [14] K. Chen, S. Tian, Y. Cheng and L. Bai, "An Improved MPPT Controller for Photovoltaic System Under Partial Shading Condition," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 3, pp. 978-985, July 2014.
- [15] K.-B. Park, G.-W. Moon, and M.-J. Youn, "Nonisolated high step-up boost converter integrated with sepic converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2266–2275, Sep. 2010.
- [16] T.-J. Liang, J.-H. Lee, S.-M. Chen, J.-F. Chen, and L.-S. Yang, "Novel isolated high-step-up DC–DC converter with voltage lift," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1483–1491, Apr. 2013.
- [17] S. Mishra, K. Bhargava, and D. Deb, "Numerical simulation of potential induced degradation (PID) in different thin-film solar cells using SCAPS- 1D," *Sol. Energy*, vol. 188, pp. 353–360, Aug. 2019.
- [18] M. A. Mohamed, H. M. Abdullah, A. S. Al-Sumaiti, M. A. El-Meligy, M. Sharaf, and A. T. Soliman, "Towards energy management negotiation between distributed AC/DC networks," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 215438–215456, 2020.
- [19] E. Babaei, Z. Saadatizadeh, and C. Cecati, "High step-up high step-down bidirectional DC/DC converter," *IET Power Electron.*, vol. 10, no. 12, pp. 1556–1571, Oct. 2017.
- [20] T.-J. Liang, J.-H. Lee, S.-M. Chen, J.-F. Chen, and L.-S. Yang, "Novel isolated high-step-up DC–DC converter with voltage lift," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1483–1491, Apr. 2013.
- [21] İ. Aksoy 2007. Yeni bir yumuşak anahtarlamalı DC-DC PWM dönüştürücünün tasarım, analiz ve uygulaması Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, 2007.
- [22] A. Anurag, S. Bal and B. Chitti Babu, "A detailed comparative analysis between two soft switching techniques used in PV applications," *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, Kochi, India, pp. 1234-1239, 2012.
- [23] A. Ambikapathy, G. Singh and A. Shrivastava, "Efficient soft-switching dc-dc converter for MPPT of a grid connected PV system," *International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*, Greater Noida, India, pp. 934-938, 2016.
- [24] S. S. Dash, T. Pradhan, S. Bastia and D. P. Bagarty, "An Interleaved Soft-Switching Boost Converter Based Isolated Solar PV with Integrated Battery System," *IEEE International Symposium on Sustainable Energy, Signal Processing and Cyber Security (iSSSC)*, Gunupur Odisha, India, pp. 1-5, 2020.
- [25] P. Patil and V. Agarwal, "Novel soft switched interleaved DC-DC converters for integration of renewable sources and storage into low voltage DC micro grid," *IEEE 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany, pp. 1-8, 2015.
- [26] M. Hajilou and H. Farzanehfard, "Soft Switched Non-Isolated High Step-up DC-DC Converter Based on Combination of Buck-Boost and Switched Resonator Converters,"

2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC), Tehran, Iran, Islamic Republic of, pp. 287-293, 2022.

- [27] M. Esteki; M. Mohammadi, E. Adib, H. Farzanehfard, "Family of single-switch-soft switching PWM converters with single magnetic core," *7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 116-121, 2016.
- [28] P. Alavi, P. Mohseni, E. Babaei and V. Marzang, "An Ultra-High Step-Up DC–DC Converter With Extendable Voltage Gain and Soft-Switching Capability," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 11, pp. 9238-9250, Nov. 2020.
- [29] H. Ozbay, A. Karafil, Y. Onal, M. Kesler and H. Parmaksız, "The monitoring of monthly, seasonal and yearly optimum tilt angles by Raspberry Pi card for Bilecik city, Turkey," *Energy Procedia*, 113 (1): 311-318, 2017.
- [30] S. R. Madeti, S. N. Singh, "Online modular level fault detection algorithm for grid-tied and off-grid PV systems," *Solar Energy*, 157 (1): 349-364, 2017.
- [31] J. A. Duffie and W. A. Beckman, "Solar Engineering of Thermal Processes 4th edition," *John Wiley & Sons*, New Jersey, 5-63, 2013.
- [32] A. Karafil, H. Ozbay, M. Kesler and H. Parmaksız, "Calculation of optimum fixed tilt angle of PV panels depending on solar angles and comparison of the results with experimental study conducted in summer in Bilecik, Turkey," *9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, Bursa, pp. 971-976, 2015.
- [33] A. Karafil, H. Ozbay and M. Kesler, "Temperature and solar radiation effects on photovoltaic panel power," *Journal of New Results in Science*, 5 (12): 48-58, 2016.
- [34] A. Karafil, H. Ozbay and M. Kesler, "Sıcaklık ve güneş ışınım değişimlerinin fotovoltaik panel gücü üzerindeki etkilerinin simülasyon analizi," *EEB 2016 Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Sempozyumu*, Tokat, 106-111, 2016.
- [35] Y. Chaibi, M. Salhi, A. El-jouni and A. Essadki, "A new method to extract the equivalent circuit parameters of a photovoltaic panel," *Solar Energy*, 163 (1): 376-386, 2018.
- [36] P. G. V. Sampaio and M.O.A. González, "Photovoltaic solar energy: conceptual framework," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 74 (1), 590-601, 2017.
- [37] S. Lineykin, M. Averbukh and A. Kuperman, "An improved approach to extract the single-diode equivalent circuit parameters of a photovoltaic cell/panel," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30 (1), 282-28, 2014.
- [38] I. Aksoy, H. Bodur and A. F. Bakan, "A New ZVT-ZCT-PWM DC–DC Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 2093-2105, 2010.
- [39] M. M. Fouad, L.A. Shihata and E.I. Morgan, "An integrated review of factors influencing the performance of photovoltaic panels," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 80 (1): 1499-1511, 2017.

- [40] E. Elibol, Ö.T. Özmen, N. Tutkun and O. Köysal, "Outdoor performance analysis of different PV panel types," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 67 (1): 651-661, 2017.
- [41] N. Barth, R. Jovanovic, S. Ahzi and M.A. Khaleel, "PV panel single and double diode models: Optimization of the parameters and temperature dependence," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 148 (1): 87-98, 2016.
- [42] U. Yilmaz, A. Kircay and S. Borekci, "PV system fuzzy logic MPPT method and PI control as a charge controller," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 81 (1): 994-1001, 2018.
- [43] D. C. Huynh and M. W. Dunnigan, "Development and comparison of an improved incremental conductance algorithm for tracking the MPP of a solar PV panel," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 7 (4): 1421-1429, 2016.
- [44] S. A. Abuzed, M. P. Foster and D. A. Stone, "Variable PWM step-size for modified Hill climbing MPPT PV converter," *7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Manchester, 1-6, 2014.
- [45] T. K. Soon and S. Mekhilef, "A Fast-Converging MPPT Technique for Photovoltaic System Under Fast-Varying Solar Irradiation and Load Resistance," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11 (1): 176-186, 2015.
- [46] Q. Zhang, "Optimization and design of photovoltaic micro-inverter," Ph. D. Thesis, University of Central Florida College of Engineering and Computer Science, Florida, 19-52, 2013.
- [47] Zhang, Q., Hu, C., Chen, L., Amirahmadi, A., Kutkut, N., Shen, Z. J., and Batarseh, I., "A center point iteration MPPT method with application on the frequency-modulated LLC microinverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29 (3): 1262-1274, 2014.
- [48] M. A. Eltawil and Z. Zhao, "MPPT techniques for photovoltaic applications," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25 (1): 793-813, 2013.
- [49] M. A. G. de Brito, L. Galotto, L. P. Sampaio, G. d. A. e Melo and C. A. Canesin, "Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (3): 1156-1167, 2013.
- [50] B. Subudhi and R. Pradhan, "A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 4 (1): 89-98, 2013.
- [51] X. -F. Cheng, C. Liu, D. Wang and Y. Zhang, "State-of-the-Art Review on Soft-Switching Technologies for Non-Isolated DC-DC Converters," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 119235-119249, 2021.
- [52] Z. Ma, S. Wang, Q. Huang and Y. Yang, "A Review of Radiated EMI Research in Power Electronics Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 12, no. 1, pp. 675-694, Feb. 2024.

- [53] N. Genç, İres İskender, "An improved soft switched PWM interleaved boost AC–DC converter," *Energy Conversion and Management*, Volume 52 pp. 403-413, 2011.
- [54] N. Genç, Birim Güç Katsayılı ve Sıfır-Gerilim-Geçişli Yeni Bir Sarmaşık Yükselten Dönüştürücünün Tasarımı ve Gerçekleşmesi. Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, 2010.
- [55] H. Bodur and A. F. Bakan, "A new ZVT-PWM DC-DC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 1, pp. 40-47, Jan. 2002.
- [56] Ching-Jung T. and Chern-Lin C. "Passive lossless snubbers for DC/DC converters," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2: 1049-1054, 1998.
- [57] R. T. H. Li, H. S. H. Chung and A. K. T. Sung, "Passive lossless snubber with minimum voltage and current stress for boost PFC," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, USA, 2009, pp. 940-947, 2009.
- [58] Y. Koç, Yumuşak anahtarlamaalı çift katlı yükselten da-da dönüştürücü tasarımı, analizi ve uygulaması. Yüksek Lisans Tezi, Yüzüncü Yıl Üniversitesi, 2015.
- [59] B.-R. Lin and J.-J. Chen, "Analysis and implementation of a soft switching converter with high-voltage conversion ratio," *IET Power Electronics*, 1 (3): 386-394, 2008.

ÖZGEÇMİŞ

İlk ve orta öğrenimini Yalova'da tamamladı. 2016 yılında girdiği Düzce Üniversitesi Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden 2021 yılında mezun oldu. 2022 yılında Yalova Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans eğitimine başladı. 2022 yılından beri özel sektörde çalışmaktadır.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYIN VE ESERLER

- [1] M.K. Yılmaz, A. Karafil and N. Genç, "Analysis Of An MPPT Based Cascaded Boost Converter For Photovoltaic Systems," *9th International Azerbaijan Congress on Life, Engineering, Mathematical, and Applied Sciences*, pp. 1115-1126, 2024

