

**PV SİSTEMLER İÇİN YUMUŞAK
ANAHTARLAMALI MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI
İZLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI**

**2014
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Salih NACAR

**PV SİSTEMLER İÇİN YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MAKSİMUM GÜÇ
NOKTASI İZLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI**

Salih NACAR

**Karabük Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında
Yüksek Lisans Tezi
Olarak Hazırlanmıştır**

**KARABÜK
Haziran 2014**

Salih NACAR tarafından hazırlanan “PV SİSTEMLER İÇİN YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Yrd. Doç. Dr. Selim ÖNCÜ



Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 18/ 06/ 2014

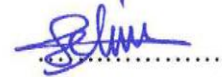
Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Prof. Dr. Mehmet AKBABA (KBÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Ahmet Hayrettin YÜZER (KBÜ)



08./07./2014

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Mustafa BOZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü



“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Salih NACAR

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

PV SİSTEMLER İÇİN YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ TASARIMI VE UYGULAMASI

Salih NACAR

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Yrd. Doç. Dr. Selim ÖNCÜ

Haziran 2014, 92 sayfa

Yenilenebilir enerji kaynaklarının en önemlilerinden birisi güneş enerjisidir. Güneş enerjisini elektrik enerjisine dönüştüren PV panel doğrusal olmayan çıkış karakteristiğine sahiptir. Bu yüzden PV panelden her an maksimum güç elde edilememektedir. PV panelden maksimum güç elde edebilmenin yolu MPPT sistemleri kullanmaktır. PV panel ile yük arasında bulunan bu sistem, bir çeşit DC-DC güç dönüştürücüdür. Panelden elde edilen gücü alıcıya aktarırken bu dönüştürücülerin maliyetlerinin düşük ve kayıplarının olabildiğince az olması önemlidir. Anahtarlama frekansı artırılarak dönüştürücülerde kullanılan pasif devre elemanlarının değerleri azaltılabilmekte bunun sonucu olarak da maliyet düşmektedir. Ayrıca artan anahtarlama frekansı ile güç yoğunluğu da artmaktadır. PWM kontrol tekniği endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak anahtarlama frekansının artmasıyla anahtarlama kayıpları ve EMI gürültüleri artmaktadır.

Yumuşak anahtarlama teknikleri ile yüksek anahtarlama frekansında çalışabilmek mümkün olmaktadır.

Bu tez çalışmasında, PV panellerde maksimum güç noktasının takip edilebilmesi amacıyla sıfır gerilim rezonans anahtar içeren, yumuşak anahtarlama yükseltici tip (boost) güç dönüştürücü tasarlanmıştır. Bu sayede PWM anahtarlama tekniğinin yüksek anahtarlama frekanslarındaki çalışmalara getirmiş olduğu olumsuz etkiler azaltılmıştır. Tasarlanan yumuşak anahtarlama maksimum güç noktası izleyicide sıfır gerilim ile anahtarlama sağlanarak EMI gürültüleri ve akım/gerilim sıçramaları azaltılmıştır. Geleneksel MPPT’de güç kontrolü görev oranının değiştirilmesi ile yapılmaktadır. Bu çalışmada ise güç dönüştürücünün kontrolü frekans kontrolü ile gerçekleştirilmiştir. Teorik analizi doğrulamak amacıyla; 40 W’lık PV panel, ışık kaynağı olarak halojen lambalar ile oluşturulmuş projektör ve dönüştürücüden oluşan deney düzeneği gerçekleştirilmiştir. MPPT algoritması olarak “değiştir ve gözlemler” yöntemi kullanılmıştır. Farklı yük ve ışık şiddeti değerleri için dönüştürücü test edilerek analiz, simülasyon ve uygulama sonuçları karşılaştırılmıştır.

Anahtar Sözcükler : DC-DC dönüştürücü, MPPT, yumuşak anahtarlama, rezonans anahtar, ZVS, fotovoltaik sistemler.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOFT SWITCHING MAXIMUM POWER POINT TRACKER FOR PV SYSTEMS

Salih NACAR

Karabük University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assist. Prof. Dr. Selim ÖNCÜ

June 2014, 92 pages

Solar energy is one of the most important renewable energy sources. PV panel, which converts solar energy to electric energy, has nonlinear output characteristic. So maximum power always hasn't been obtained from the PV panel. The way of getting maximum power from the PV panel is using MPPT systems. This system is a kind of DC-DC converter which is placed between the PV and the load. It is important that this converter has low losses and cost as little as possible when the power obtained from PV panel is transferred to load. The values of passive circuit elements used in the converters can be reduced by increasing the switching frequency. As a result, the cost is reduced. Increasing the switching frequency also increases the power density. PWM control technique is commonly used in industrial applications. But switching losses and EMI noises increase when the switching frequency is increased. With soft switching techniques it is possible to work at higher switching frequencies.

In this study, soft switched boost converter with resonant switch is designed in order to track the maximum power point of the PV panel. By the way disadvantages of PWM switching at high frequencies are minimized. In the designed soft switching MPPT, the current/voltage spikes and EMI are reduced by using zero voltage switching technique. In conventional MPPT, power control is achieved by varying the duty cycle. In this study, power control of the converter is achieved by adjusting the switching frequency. In order to verify the theoretical analysis; the experimental study prototype which consists of 40 W PV panel, halogen lamps for artificial lighting and power converter is built up. As MPPT algorithm " perturbation and observe " method is used. The converter is tested for different load and radiation intensity values. Analysis, simulation and implementation results have been compared.

Key Word : DC-DC converter, MPPT, soft switching, resonant switch, ZVS, fotovoltaic systems.

Science Code : 905.1.033

TEŞEKKÜR

Bu tez alıőmasının planlanmasında, araőtırılmasında, yürütülmesinde ve uygulamaya geçirilmesinde ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalıőmamı bilimsel temeller ışığında őekillendiren sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Selim ÖNCÜ'ye sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasını bilimsel araőtırma projesi kapsamında destekleyen Karabük Üniversitesi Rektörlüğü BAP birimine en içten dileklerle teşekkür ederim.

Sevgili aileme manevi hiçbir yardımı esirgemediğim yanımıda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL	ii
ÖZET	iv
ABSTRACT	vi
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER.....	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
ÇİZELGELER DİZİNİ	xv
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	xvi
BÖLÜM 1.	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	4
ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	4
2.1. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRME KAVRAMI	4
2.2. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN SINIFLANDIRILMASI	5
2.3. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROLÜ	6
2.4. YÜKSELTİCİ TİP (BOOST) DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ.....	8
2.4.1. Anahtar İletimde ($0 < t \leq DT_s$).....	9
2.4.2. Anahtar Yalıtımda ($DT_s < t \leq T_s$)	10
2.5. ANAHTARLAMA KAYIPLARI	12
BÖLÜM 3.	15
MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMA....	15
3.1. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ.....	15
3.2. MPPT KONTROL ALGORİTMASI	17
3.2.1. Dolaylı Denetim.....	17

	<u>Sayfa</u>
3.2.2. Doğrudan Denetim	18
3.2.2.1. Değiştir ve Gözlemle Yöntemi.....	18
3.2.2.2. Artan İletkenlik Yöntemi	20
3.3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA	22
3.3.1. Sıfır Akım Anahtarlama Kısımlı Rezonans Dönüştürücü (ZCS-QRC)	26
3.3.2. Sıfır Gerilim Anahtarlama Kısımlı Rezonans Dönüştürücü (ZVS-QRC)	27
 BÖLÜM 4.	 30
SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMI REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ	30
4.1. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMI REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ.....	31
4.1.1. Çalışma Aralıkları.....	34
4.1.1.1. Mod 1 ($t_0 \leq t < t_1$)	34
4.1.1.2. Mod 2 ($t_1 \leq t < t_2$)	35
4.1.1.3. Mod 3 ($t_2 \leq t < t_3$)	37
4.1.1.4. Mod 4 ($t_3 \leq t < t_4$).....	38
4.1.2. Gerilim Çevrim Oranı	39
4.2. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMI REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT TASARIMI	41
4.3. SİMÜLASYON ÇALIŞMASI	46
4.3.1. Üst Sınır Değeri ($1000 W/m^2$) İçin.....	46
4.3.2. Alt Sınır Değeri ($500 W/m^2$) İçin	48
 BÖLÜM 5.	 52
DENEYSEL ÇALIŞMA	52
5.1. KONTROL DEVRESİ.....	53
5.2. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI MPPT UYGULAMA DEVRESİ.....	56
5.3. YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT DENEY DÜZENİ.....	57
5.4. UYGULAMA SONUÇLARI.....	60
5.4.1. $1000 W/m^2$ İçin Yük Değişimi Sonuçları.....	60

	<u>Sayfa</u>
5.4.2. 500 W/m ² İçin Yük Değişimi Sonuçları	62
5.4.3. Yük ve Işıma Şiddeti Değişiminin Etkisi	65
5.4.4. PWM ve Yumuşak Anahtarlama MPPT'nin Karşılaştırılması.....	69
BÖLÜM 6.	73
SONUÇ VE ÖNERİLER	73
KAYNAKLAR.....	75
EK AÇIKLAMALAR A. YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN AÇIK DEVRE ŞEMASI	80
EK AÇIKLAMALAR B. YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN C PROGRAMI	82
EK AÇIKLAMALAR C. PWM ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN C PROGRAMI	87
ÖZGEÇMİŞ.....	92

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa

Şekil 2.1.	Anahtarlama DC-DC dönüştürücü temel blok diyagramı	4
Şekil 2.2.	Anahtarlama DC-DC dönüştürücü	6
Şekil 2.3.	Darbe genişlik modülasyonu	7
Şekil 2.4.	Yükseltici tip DC-DC dönüştürücü	8
Şekil 2.5.	Anahtar iletim durumu	9
Şekil 2.6.	Anahtar yalıtım durumu	10
Şekil 2.7.	PWM anahtarlama yükseltici dönüştürücünün dalga şekilleri.....	11
Şekil 2.8.	Güç anahtarının çalışma durumu	12
Şekil 2.9.	Güç anahtarı ve kontrol sinyali	13
Şekil 3.1.	Maksimum güç noktası izleyici blok diyagramı	16
Şekil 3.2.	Değiştir ve gözlemler yönteminin kontrol algoritması	19
Şekil 3.3.	PV panel güç eğrisi	20
Şekil 3.4.	Artan iletkenlik yönteminin kontrol algoritması	22
Şekil 3.5.	Sert anahtarlama şartlarında çalışan güç anahtarı dalga şekilleri	23
Şekil 3.6.	Rezonans anahtarın genel gösterimleri	24
Şekil 3.7.	ZC ve ZV rezonans anahtarlar.....	25
Şekil 3.8.	ZCS-QRC ailesi	26
Şekil 3.9.	Sıfır akım anahtarlama	27
Şekil 3.10.	ZVS-QRC ailesi.....	28
Şekil 3.11.	Sıfır gerilim anahtarlama	29
Şekil 4.1.	L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücü	30
Şekil 4.2.	L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücünün eş değer devre şeması.....	31
Şekil 4.3.	L-tipi sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücünün dalga şekilleri	33
Şekil 4.4.	Mod 1 eşdeğer devresi	34
Şekil 4.5.	Mod 2 eşdeğer devresi	35
Şekil 4.6.	Mod 3 eşdeğer devresi	37

Şekil 4.7. Mod 4 eşdeğer devresi	39
Şekil 4.8. L-tipi sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücünün DC gerilim çevrim oranları	40
Şekil 4.9. Farklı dönüştürme oranları için $f_n - r$ grafiği	43
Şekil 4.10. Mod 2 için farklı giriş akımına göre kondansatör geriliminin değişimi	45
Şekil 4.11. Sıfır gerilim anahtarlama dönüştürücünün simülasyon devre şeması	46
Şekil 4.12. $1000W/m^2$ ışımaya şiddeti için kapı sinyali, kondansatör gerilimi ve bobin akımı	47
Şekil 4.13. $1000W/m^2$ ışımaya şiddeti için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi	48
Şekil 4.14. $500W/m^2$ ışımaya şiddeti için kapı sinyali, kondansatör gerilimi ve bobin akımı	49
Şekil 4.15. $500W/m^2$ ışımaya şiddeti için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi	50
Şekil 5.1. Yumuşak anahtarlama MPPT sistemi	52
Şekil 5.2. LA 55-P akım sensörü	53
Şekil 5.3. dsPIC30F2020 sayısal sinyal denetleyicisinin pin diyagramı	54
Şekil 5.4. Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin kontrol algoritması	55
Şekil 5.5. Tasarlanan yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin uygulama devresi	58
Şekil 5.6. PV panel ve 3000 W halojen lambalı projektör	59
Şekil 5.7. Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin deney düzeneği	60
Şekil 5.8. $1000W/m^2$ için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi	61
Şekil 5.9. $1000 W/m^2$ için panel akımı, gerilimi ve gücü	62
Şekil 5.10. $500W/m^2$ için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi	63
Şekil 5.11. $500W/m^2$ için panel akımı, gerilimi ve gücü	64
Şekil 5.12. $800 W/m^2$ ışımaya şiddetinde farklı yük değerleri için I_{PV} , V_{PV} ve P_{PV}	65
Şekil 5.13. 20Ω yük direnci değeri için farklı ışımaya şiddetlerinde I_{PV} , V_{PV} ve P_{PV}	66
Şekil 5.14. Farklı ışımaya şiddetlerinde kapı sinyali ve kondansatör gerilimi	67
Şekil 5.15. PWM anahtarlama PV panelin akım, gerilim ve güç dalga şekilleri	69
Şekil 5.16. Yumuşak ve PWM anahtarlama MPPT anahtar akımı, gerilimi ve anahtarlama kayıpları	70

Sayfa

Şekil 5.17. Yumuşak ve PWM anahtarlamaalı MPPT çıkış akım, gerilim ve güç dalga şekilleri.....	71
Şekil EK A.1. Yumuşak anahtarlamaalı MPPT sisteminin açık devre şeması	81

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 4.1. SL40CE-18M marka PV panelin elektriksel ve fiziksel özellikleri	41
Çizelge 5.1. Prototipi gerçekleştirilen dönüştürücüde kullanılan devre elemanlarının değerleri	56
Çizelge 5.2. Uygulama devresinde kullanılan yarıiletken elemanların katalog değerleri	57
Çizelge 5.3. Hesaplama, simülasyon ve uygulama sonuçları.....	65
Çizelge 5.4. Yumuşak ve PWM anahtarlama dönüştürücülerin gerilim, akım, güç ve verim değerleri	72

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

C	: Rezonans kondansatörü
C_o	: Filtre kondansatörü
D	: Duty cycle
D_1	: MOSFET ters gövde diyotu
D_2	: Hızlı güç diyotu
E_A	: Anahtarlama esnasında güç anahtarında oluşan enerji kaybı
E_i	: Bir anahtarlama periyodundaki giriş gücü
E_o	: Bir anahtarlama periyodundaki çıkış gücü
E_{goff}	: t_{g2} geçiş sürecinde anahtarda oluşan enerji kaybı
E_{gon}	: t_{g1} geçiş sürecinde anahtarda oluşan enerji kaybı
f_n	: Normalize anahtarlama frekans
f_r	: Rezonans frekansı
f_s	: Anahtarlama frekansı
i	: Rezonans bobini akımı
i_c	: Rezonans kondansatörü akımı
i_D	: Drain akımı
i_L	: Giriş bobini akımı
i_{max}	: Maksimum rezonans bobini akımı
I_i	: Giriş akımı
I_{PV}	: PV panel akımı
L	: Rezonans bobini
L_i	: Giriş bobini
M	: Dönüştürme oranı
P_A	: Güç anahtarının anahtarlama durumundaki güç kaybı
P_i	: Güç anahtarının iletim durumundaki güç kaybı

P_{PV}	: PV panel gücü
P_{toplam}	: Güç anahtarının toplam güç kaybı
P_Y	: Güç anahtarının yalıtım durumundaki güç kaybı
r	: Normalize yük rezistansı
R_M	: Akım sensörünün çıkış direnci
R_o	: Yük direnci
S	: Güç anahtarı
t_f	: Düşme zamanı
t_{g1}	: Güç anahtarının yalıtımdan iletme geçiş süresi
t_{g2}	: Güç anahtarının iletimden yalıtıma geçiş süresi
t_i	: Güç anahtarının iletim süresi
t_{off}	: Yalıtım süresi
t_{on}	: İletim süresi
t_r	: Yükselme zamanı
t_{rr}	: Ters toparlanma zamanı
t_Y	: Güç anahtarının yalıtım süresi
T_s	: Anahtarlama periyodu
v	: Rezonans kondansatörü gerilimi
v_{DS}	: Drain-Source gerilimi
v_{gs}	: Gate-source gerilimi
v_{max}	: Maksimum rezonans kondansatörü gerilimi
V_i	: Giriş gerilimi
V_{Ge}	: Karşılaştırma sinyali
v_L	: Giriş bobini gerilimi
V_o	: Çıkış gerilimi
V_{PV}	: PV panel gerilimi
V_{Ref}	: Referans gerilimi
V_t	: Taşıyıcı sinyal
Z_n	: Karakteristik empedans
ω	: Rezonans açısal hızı

KISALTMALAR

AC	: Alternating Current (Alternatif Akım)
ADC	: Analog-Digital Converter (Analog-Sayısal Dönüştürücü)
BJT	: Bipolar Junction Transistor (İki kutuplu Eklem Transistörü)
DC	: Direct Current (Doğru Akım)
EMI	: Electromagnetic Interference (Elektromanyetik Girişim)
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor (Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör)
MPPT	: Maximum Power Point Tracker (Maksimum Güç Noktası İzleyici)
PFC	: Power Factor Correction (Güç Faktörü Düzeltme)
PV	: Photovoltaic (Fotovoltaik)
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
QRC	: Quasi Resonant Converter (Kısmi Rezonans Dönüştürücü)
SMPS	: Switch Mode Power Supply (Anahtarlama Tip Güç Kaynağı)
UPS	: Uninterruptable Power Supply (Kesintisiz Güç Kaynağı)
ZC	: Zero Current (Sıfır Akım)
ZCS	: Zero Current Switching (Sıfır Akım Anahtarlama)
ZV	: Zero Voltage (Sıfır Gerilim)
ZVS	: Zero Voltage Switching (Sıfır Gerilim Anahtarlama)

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Güç elektroniği kavramı, ilk Tristörün 1957’de keşfiyle ortaya çıkmış ve güç elemanlarının hızlı gelişmesiyle 1960’lı yıllarda kullanılmaya başlanmıştır. Bu kavram, enerjinin dönüştürülmesini ve kontrol edilmesini inceleyen bilim dalı olarak tanımlanmaktadır. Ayrıca ilk mikroişlemcinin 1974’te üretilmesinden sonra, çok hızlı bir şekilde gelişmiş ve refah düzeyinin artmasında büyük rol oynamıştır. Güç elektroniğinin uygulama alanı, enerji kaynakları ile kullanıcı yükleri arasında yer alan yarı iletken veya statik sistemlerdir [1]. Bu sistemlerin sanayi ve günlük yaşamdaki uygulamaları; ev eşyalarından aydınlatmaya, ulaşımdan ısıtmaya, enerji iletiminden depolamaya, kontrol sistemlerinden robotiğe kadar her alanda büyük rol almaktadır [2].

Güç elektroniği uygulamalarının kullanıldığı yenilenebilir enerji üretim sistemleri güvenilir enerji kaynaklarıdır. Bu sistemlere karşı ilgi giderek artmaktadır. Yenilenebilir enerji kaynaklarından biri olan fotovoltaik (Photovoltaic-PV) sistemler, küçük bağımsız güç sistemlerinin elektrik enerjisi gereksinimlerini ve enerji nakil hatlarına uzak bölgelerde olan sistemlerin enerji talebini karşılamada önemli bir rol oynamaktadırlar. PV sistemlerin performanslarının geliştirilmesine yönelik çalışmaların bir kısmı güneş paneli ile yük arasında bulunan DC-DC güç dönüştürücüler üzerine yoğunlaşmaktadır [3-16].

DC-DC dönüştürücülerin kontrolünde kullanılan darbe genişlik modülasyon (Pulse Width Modulation-PWM) tekniği; hızlı geçiş cevabı ve kontrol kolaylığı nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. PWM DC-DC dönüştürücülerde anahtarlama frekansının artırılmasıyla daha yüksek güç yoğunluğu elde edilebilmektedir. Ancak anahtarlama frekansı arttıkça, anahtarlama kayıpları ve

elektromanyetik girişim (Electromagnetic Interference-EMI) de artmaktadır. Bu problemin çözülmesi veya en aza indirilmesi sert anahtarlama yerine yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması ile sağlanabilir [17,18].

Yumuşak anahtarlamaı sağlamanın bir yolu; güç anahtarına seri/paralel bağı rezonans devresi kullanmaktır. Güç anahtarı ve ona seri/paralel LC devresinden oluşan bu yeni yapıya “Rezonans Anahtar” denir. Rezonans devresi; anahtar akımının veya geriliminin sinüs şeklini alarak doğal olarak sıfıra getirilmesini sağlayan bir LC devresidir. Anahtarlama kayıplarının azaltılarak, yumuşak anahtarlamanın sağlandığı bu tekniğe “Rezonans Anahtarlama” denir. Bu teknik temelde iki şekilde uygulanabilir. Birincisi yarıiletken anahtarın iletimden yalıtıma geçerken anahtar içinden geçen akımın sıfır yapılması esasına dayanan sıfır akım anahtarlama (Zero Current Switching-ZCS) tekniğidir [19,20]. Diğeri ise yarıiletken anahtarın yalıtımdan ilettime geçerken uçlarındaki gerilimin sıfır yapılması esasına dayanan sıfır gerilim anahtarlama (Zero Voltage Switching-ZVS) tekniğidir [21,22]. Her iki teknikte de anahtarlama esnasında anahtar akımı veya geriliminden birisi sıfır yapıldığı için, anahtarlama anında anahtarın taşıdığı akım (I) ve uçlarındaki gerilim (V) sebebiyle oluşan anahtarlama kaybı ($P = IV$) önlenmiş olur.

Rezonans anahtar kullanılarak oluşturulmuş devrelere kısmi rezonans dönüştürücü (Quasi Resonance Converter-QRC) denilmektedir. Bu dönüştürücüler, rezonans ve PWM dönüştürücülerin karması olarak kabul edilebilirler. Temel ilke; PWM dönüştürücüdeki güç anahtarının, rezonans anahtar ile yer değiştirmesidir. Rezonans anahtarın, sıfır akım (Zero Current-ZC) ve sıfır gerilim (Zero Voltage-ZV) olmak üzere iki farklı tipi bulunmaktadır. Bu tiplerden birini barındıran güç dönüştürücülerde; anahtar akımı veya gerilimi kayıpsız rezonans elemanları sebebiyle sinüs dalga şeklini almaktadır. Bu durum; güç anahtarının, sıfır akım taşıyorken veya uçlarındaki gerilim sıfır volt iken; anahtarlanabilmesine olanak tanır. Böylece ZVS veya ZCS gerçekleştirilebilmektedir [19-22].

Güneş pilleri, güneş ışığını doğrudan elektrik enerjisine dönüştürmektedirler. Güneş pilleri; çalışma sıcaklığı, pilin yük durumu ve aydınlık seviyesine göre değişen, doğrusal olmayan akım-gerilim ($I - V$) ve güç-gerilim ($P - V$) karakteristiklerine

sahiptirler [11, 23-26]. Bu da bir PV panelden elde edilebilecek maksimum enerjinin anlık olarak değişebileceği anlamına gelmektedir. PV panelden yüke mümkün olabilen maksimum güç aktarımı yapabilmek amacıyla, PV panel ile yük arasına empedans uygunlaştırma işlevi gören bir güç devresi yerleştirilir. Maksimum güç noktası izleyici (Maximum Power Point Tracker-MPPT) olarak isimlendirilen bu sistem, temel olarak PV panelin çalışma koşullarına göre kontrol edilebilir bir DC-DC güç dönüştürücüdür [11, 27, 28]. Bu dönüştürücünün PV panelden yüke güç aktarımı yaparken veriminin yüksek ve maliyetinin düşük olması önemlidir. Kullanılan pasif devre elemanlarının boyutlarının küçültülerek, sistem maliyetinin azaltılması ve güç yoğunluğunun artırılması, çalışma frekansının yükseltilmesiyle sağlanabilmektedir. Ancak artan anahtarlama frekansıyla yarıiletken anahtarlardaki kayıplar artmakta ve sistem kayıpları içerisinde önemli bir yer tutmaktadır. Bu problemin çözülmesi veya en aza indirilmesi yukarıda da belirtildiği üzere yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması ile sağlanabilir [29].

Bu tez çalışmasında; doğrusal çıkış karakteristiğine sahip olmayan PV paneller için yumuşak anahtarlama MPPT tasarlanmış ve uygulamaya geçirilmiştir. Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak PWM anahtarlama yerine L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim rezonans anahtar içeren yumuşak anahtarlama yükseltici tip (boost) dönüştürücü ile maksimum güç noktasının takibi gerçekleştirilmiştir. Güç kontrolü görev oranı (Duty cycle- D) kontrolü yerine frekans kontrolü ile sağlanmıştır. Tercih edilen dönüştürücünün teorik analizi, simülasyonu ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Teorik olarak yapılan çalışmaları doğrulamak için 40 W'lık PV panel, ışık kaynağı olarak halojen lambalar kullanılarak oluşturulmuş projektör ve MPPT sisteminin prototipinden oluşan deney düzeneği gerçekleştirilmiştir. MPPT kontrol algoritması olarak "Değiştir ve Gözlemler" yöntemi tercih edilmiştir. Analiz ve simülasyon sonuçları, deney düzeneği üzerinden farklı yük ve ışık şiddeti değerleri için alınan ölçümler ile karşılaştırılmıştır.

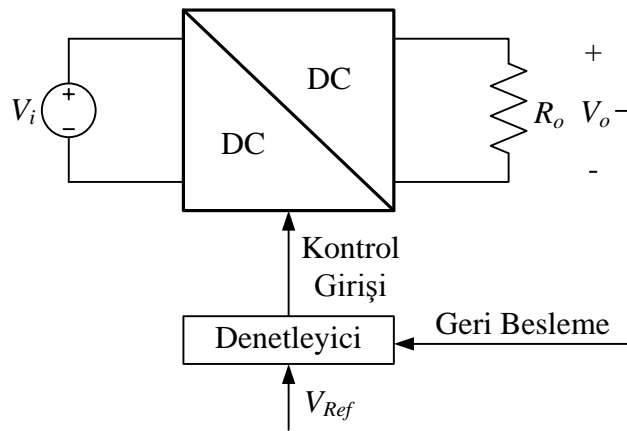
BÖLÜM 2

ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Anahtarlama DC-DC dönüştürücüler, bir DC giriş gerilimini farklı bir DC gerilim seviyesine dönüştüren ve genellikle regüleli çıkış elde etmek için kullanılan güç elektroniği devreleridir [30]. Doğrusal güç kaynaklarında regüleli çıkış elde etmek için güç anahtarı aktif bölgede çalıştırılmakta bu da anahtar kayıplarını artırmaktadır. Anahtarlama tip güç dönüştürücülerde ise güç anahtarı, tam iletim veya tam yalıtımda çalıştırılmakta, aktif bölgede kullanılmamaktadır. DC giriş regüleli veya regülesiz gerilim olabileceği gibi; genellikle bir batarya veya doğrultulmuş hat gerilimidir. Bu dönüştürücüler DC kıyıcı, DC gerilim ayarlayıcı ve DC transformatör olarak da isimlendirilmektedirler [31].

2.1. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRME KAVRAMI

Şekil 2.1’de anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin temel blok diyagramı verilmiştir. Giriş gerilimi (V_i), referans değere (V_{Ref}) göre yük (R_o) üzerinde farklı bir çıkış gerilimine (V_o) dönüştürülmektedir.



Şekil 2.1. Anahtarlama DC-DC dönüştürücü temel blok diyagramı.

Anahtarlama DC-DC dönüştürücü, temel olarak güç transistörü (Bipolar Junction Transistor-BJT, Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor-MOSFET vb.), güç diyotu ve filtre elemanlarından (bobin ve kondansatör) oluşmaktadır [32]. DC-DC güç dönüşümü prensibi, belirli zaman aralığında filtre elemanlarında depo edilen giriş enerjisinin, çıkışa aktarımına dayanır. Depolama; manyetik alan depolama elemanları (bobin, transformatör) veya elektrik alanı depolama elemanları (kondansatörler) ile gerçekleştirilmektedir. Bu devrelerde güç anahtarı, ya tam iletimde ya da tam yalıtımda çalıştırıldıkları için doğrusal güç kaynaklarındaki yarı iletim/yalıtım kayıpları oluşmaz.

Güç anahtarları artan anahtarlama hızları, yüksek akım ve gerilim kapasiteleri, düşük maliyetleri sebebiyle anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin geliştirilmesine katkıda bulunmuşlardır [2]. Yüksek çalışma frekansı sayesinde reaktif elemanların ebatları küçülmekte ve güç yoğunluğu artmaktadır.

2.2. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN SINIFLANDIRILMASI

Anahtarlama tip bir DC-DC güç dönüştürücü, izoleli ve izolesiz olmak üzere iki ana grupta sınıflandırılabilir. İzoleli dönüştürücülerde giriş ile çıkış arasında elektriksel bağlantıyı kesen bir yüksek frekans transformatörü bulunmaktadır. İzoleli ve izolesiz dönüştürücülerden bazıları aşağıda listelenmiştir.

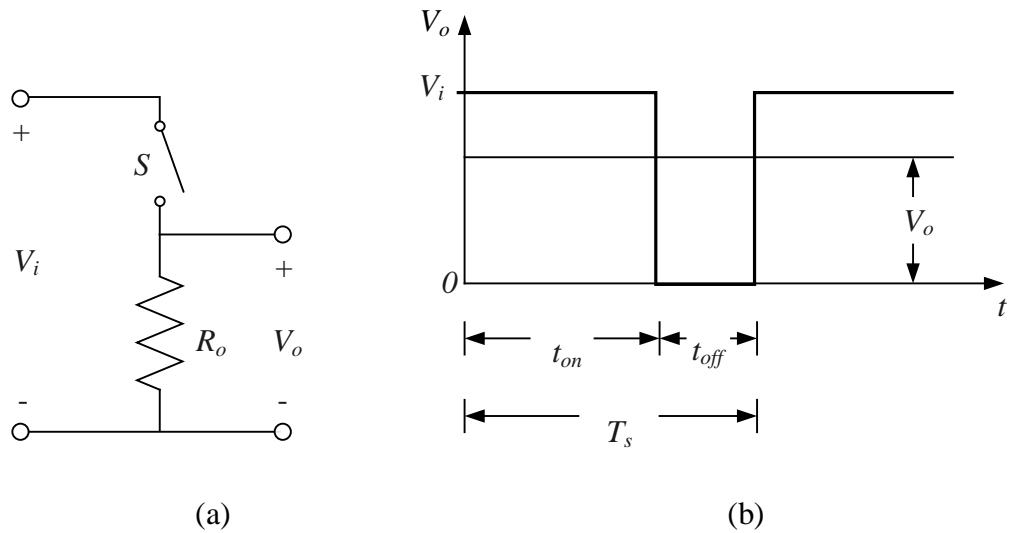
1. İzolesiz temel DC-DC dönüştürücüler
 - 1.1. Düşürücü (buck) dönüştürücü
 - 1.2. Yükseltici (boost) dönüştürücü
 - 1.3. Düşürücü-Yükseltici (buck-boost) dönüştürücü
 - 1.4. Cuk dönüştürücü
 - 1.5. Sepic dönüştürücü
 - 1.6. Zeta dönüştürücü
2. İzoleli DC-DC dönüştürücüler
 - 2.1. Geri dönüşlü (flyback) dönüştürücü

- 2.2. İleri yönlü (forward) dönüştürücü
- 2.3. Push-Pull dönüştürücü
- 2.4. Yarım köprü (half bridge) dönüştürücü
- 2.5. Tam köprü (full bridge) dönüştürücü

İzolesiz olan ilk üç dönüştürücü, temel DC-DC güç dönüştürücülerdir. Diğer bütün dönüştürücüler, bu üç dönüştürücüden birisinin karakteristiğine sahiptir [33-35].

2.3. ANAHTARLAMALI DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN KONTROLÜ

Şekil 2.2’de anahtarlama gerilim değişimi kavramını gösterebilmek için filtre elemanları kullanılmamış basit bir anahtarlama DC-DC dönüştürücü devre şeması ile çıkış dalga şekli verilmiştir. Anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin çıkış gerilimi güç anahtarı S ’nin iletimde olduğu t_{on} ve yalıtımda olduğu t_{off} sürelerin denetlenmesiyle ayarlanır. Giriş geriliminin t_{on} ve t_{off} sürelerine bağlı olarak ortalama değeri, çıkış gerilimini vermektedir.



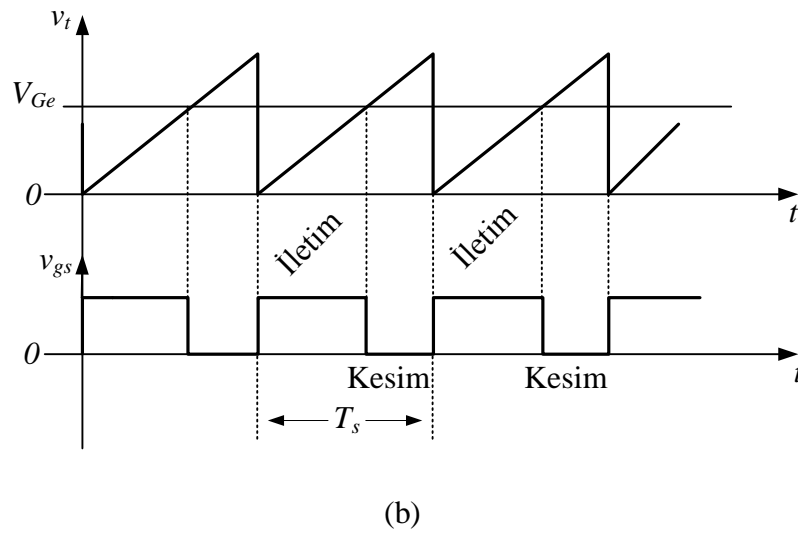
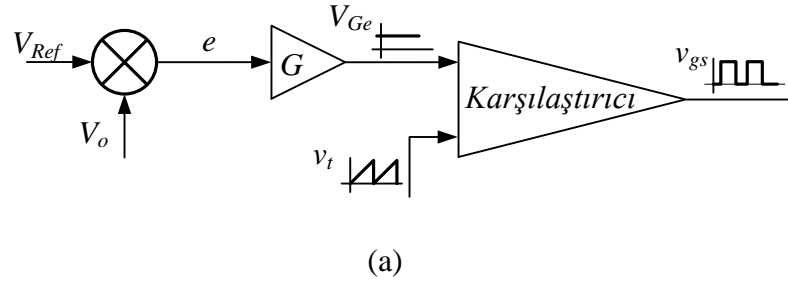
Şekil 2.2. Anahtarlama DC-DC dönüştürücü a) Devre şeması, b) Çıkış dalga şekli.

Çıkış gerilimi, sabit çalışma frekansında anahtarın iletimde kalma süresi değiştirilerek kontrol edilebilmektedir. PWM olarak adlandırılan bu yöntemde, anahtarın görev oranı (D) değiştirilir. Görev oranı, anahtarın iletimde olduğu sürenin,

anahtarlama periyoduna oranıdır ve Eşitlik 2.1 kullanılarak hesaplanabilir ($0 \leq D \leq 1$).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

Sabit anahtarlama frekansındaki PWM ile anahtarlama anahtarının iletimde ya da yalıtımda olduğu süreyi belirleyen kontrol sinyalinin (v_{gs}) nasıl elde edildiği Şekil 2.3'de görülmektedir. Güç anahtarının kontrol sinyali, taşıyıcı sinyal (v_t) ile karşılaştırma sinyalinin (V_{Ge}) karşılaştırılmasıyla elde edilir. Karşılaştırma sinyali ise çıkış gerilimi ile referans gerilimi arasındaki farkın (hata, e) kuvvetlendirilmesiyle elde edilir. Testere dişi şeklinde gösterilen ve tepe değeri sabit olan periyodik taşıyıcı sinyalin frekansı, anahtarlama frekansını oluşturur [2].

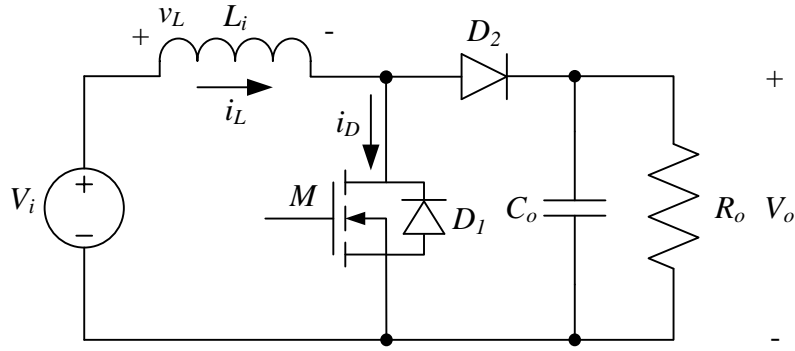


Şekil 2.3. Darbe genişlik modülasyonu a) Blok diyagram, b) Dalga şekilleri.

2.4. YÜKSELTİCİ TİP (BOOST) DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Yükseltici tip DC-DC dönüştürücü devre şeması Şekil 2.4’de görülmektedir. Devrede L_i giriş bobini, M yarıiletken güç anahtarı, D_1 güç anahtarının ters yönde diyotu, D_2 hızlı güç diyotu ve C_o çıkış kondansatörüdür. Devre, güç anahtarının periyodik olarak açılıp kapatılmasıyla giriş gerilimini çıkışta yükselterek DC-DC güç dönüşümünü gerçekleştirir [30,36].

Yükseltici tip DC-DC dönüştürücülerin başlıca uygulama alanları; DC bara geriliminin yükseltilmesinin gerektiği kesintisiz güç kaynakları, PV sistemler, elektronik balastlar ve güç faktörü düzeltme (Power Factor Correction-PFC) devreleri olarak sıralanabilir [37-40].



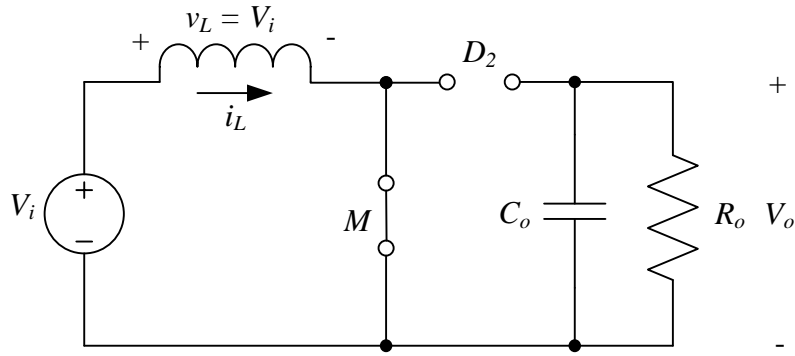
Şekil 2.4. Yükseltici tip DC-DC dönüştürücü.

Yükseltici tip DC-DC dönüştürücünün analizi; anahtarın iletim ve yalıtım durumları süresince bobin akımı ve gerilimi incelenerek yapılabilir. Devrenin analizi aşağıdaki varsayımlar kabul edilerek gerçekleştirilmiştir [30, 41, 42].

1. Devre kararlı durum koşullarında çalışmaktadır.
2. Anahtar $0 < t \leq DT_s$ zaman aralığında iletimde, $DT_s < t \leq T_s$ süresince yalıtımdadır.
3. Bobin ve kondansatör değerleri, sabit akım ve gerilim için yeterince büyük değerdedir.
4. Tüm devre elemanları idealdir.

2.4.1. Anahtar İletimde ($0 < t \leq DT_s$)

Şekil 2.5’de görüldüğü üzere güç anahtarı iletimdeyken D_2 diyotu kesimdedir. Bunun sonucu olarak; giriş gerilim kaynağı sadece bobine enerji uygular ve aynı zamanda yükü kondansatör besler. Bobin, t_{on} süresince kaynaktan enerji depo eder. Kirchhoff’un gerilim kanunu kaynak ve bobinden oluşan kapalı devreye uygulanacak olursa Eşitlik 2.2 elde edilir.



Şekil 2.5. Anahtar iletim durumu.

$$V_i = L_i \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

Eşitlik 2.2’ e göre bobin akımındaki değişim V_i/L_i değeridir. Bu sebeple bobin akımı pozitif eğim ile doğrusal artmaktadır.

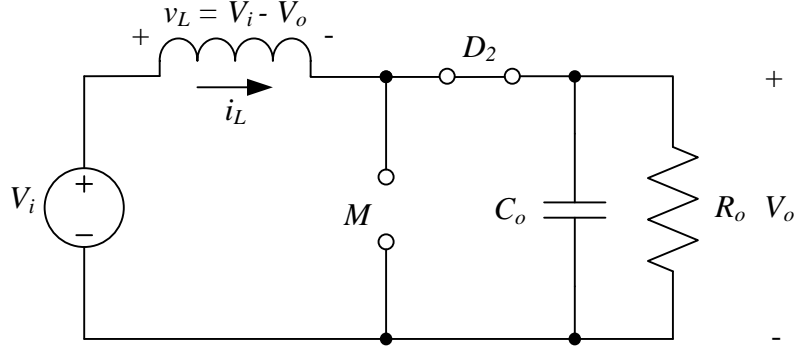
Bobin akımındaki değişim anahtarın iletimde kalma süresi de göz önünde bulundurularak Eşitlik 2.3 ve 2.4 ile ifade edilebilir.

$$\frac{\Delta i_L}{DT_s} = \frac{V_i}{L_i} \quad (2.3)$$

$$(\Delta i_L)_{iletim} = \frac{V_i DT_s}{L_i} \quad (2.4)$$

2.4.2. Anahtar Yalıtımda ($DT_s < t \leq T_s$)

Anahtar açık devre yapıldığında; D_2 diyotu ilettime geçer, bobin akımı D_2 diyotu üzerinden çıkışa aktarılır. Şekil 2.6'dan da görüleceği üzere çıkış devresi hem bobinde depo edilen enerji ile hem de giriş gerilim kaynağı tarafından beslenir.



Şekil 2.6. Anahtar yalıtım durumu.

Çıkış gerilimi kullanılarak bobin akımı aşağıdaki eşitliklerden elde edilir.

$$v_L = V_i - V_o = L_i \frac{di_L}{dt} \quad (2.5)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_i - V_o}{L_i} \quad (2.6)$$

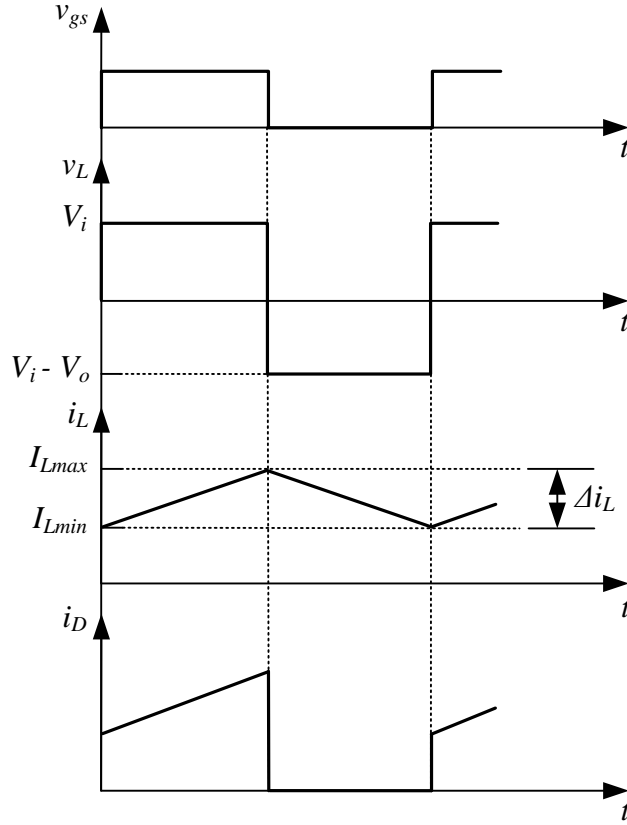
Bobin akımındaki değişim oranı sabit olduğundan; anahtar yalıtımda iken akım doğrusal olarak değişmektedir. Şekil 2.7'de anahtarın iletim ve yalıtım durumu için kontrol sinyali, bobin gerilimi, bobin akımı ve anahtar akımı dalga şekilleri görülmektedir. Akımdaki bu değişim;

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T_s} = \frac{V_i - V_o}{L_i} \quad (2.7)$$

olarak elde edilir. Eşitlik 2.7 Δi_L için çözümlerse;

$$(\Delta i_L)_{yalıtım} = \frac{(V_i - V_o)(1 - D)T_s}{L_i} \quad (2.8)$$

bulunur.



Şekil 2.7. PWM anahtarlama yükseltici dönüştürücünün dalga şekilleri.

Kararlı durum şartlarında; bobin akımındaki değişim sıfırdır. Eşitlik 2.4 ve 2.8 kullanılarak,

$$(\Delta i_L)_{iletim} + (\Delta i_L)_{yalıtım} = 0 \quad (2.9)$$

$$\frac{V_i D T_s}{L_i} + \frac{(V_i - V_o)(1 - D)T_s}{L_i} = 0 \quad (2.10)$$

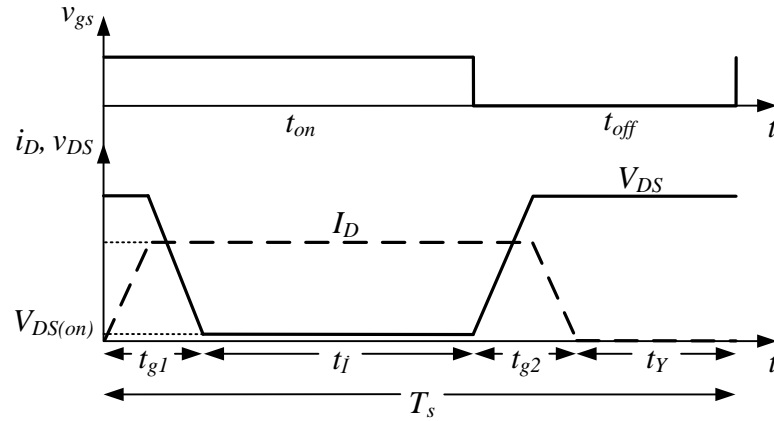
Eşitlik 2.10 elde edilir ve bu eşitlik V_o için çözüldüğünde,

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.11)$$

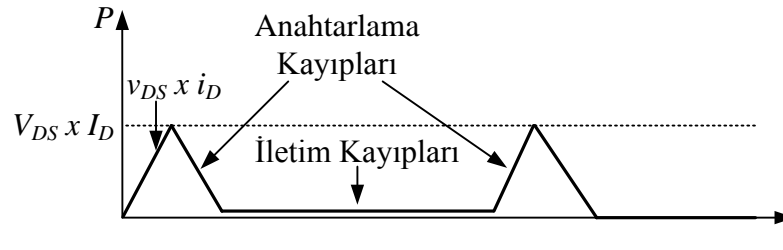
yükseltici tip DC-DC dönüştürücünün dönüştürme oranı elde edilir. D değeri birden küçük olduğu için elde edilen çıkış gerilimi giriş geriliminden büyüktür.

2.5. ANAHTARLAMA KAYIPLARI

Anahtarlama tip güç dönüştürücülerin en önemli problemlerinden biri anahtarlama kayıplarıdır. Güç anahtarının, bir anahtarlama periyodu içerisindeki çalışma durumları Şekil 2.8’de görülmektedir. Şekilde i_D anahtar akımını, v_{DS} anahtar uçlarındaki gerilimi, t_{g1} ve t_{g2} anahtar durum değiştirirken geçiş zamanını, t_i ve t_Y ise sırasıyla anahtarın iletim ve yalıtım sürelerini ifade etmektedir.



(a)

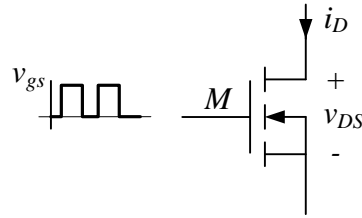


(b)

Şekil 2.8. Güç anahtarının çalışma durumu a) Akım ve gerilim değişimleri, b) Güç değişimi.

Şekil 2.9’da görüldüğü gibi güç anahtarı, v_{gs} sinyali ile kontrol edilir. Bir anahtarlama periyodu içerisinde iletim, yalıtım ve anahtarlama olmak üzere üç durum oluşur. Güç anahtarında iletim (P_I), yalıtım (P_Y), ve anahtarlama (P_A) kayıpları oluşur. Yalıtımdaki sızıntı akımı çok küçük olduğundan yalıtım kayıpları ihmal edilebilir. Böylece; güç anahtarının toplam güç kaybı, iletim ve anahtarlama kayıplarının toplamı olarak kabul edilir ve aşağıdaki gibi ifade edilir [1].

$$P_{Toplam} = P_I + P_A \quad (2.12)$$



Şekil 2.9. Güç anahtarı ve kontrol sinyali.

İletim güç kaybı; iletim durumunda güç anahtarının üzerinden geçen I_D akımına ve uçlarına düşen $V_{DS(ON)}$ gerilimine bağlı olup, bunların çarpımının zamana göre ortalamasının alınmasıyla;

$$P_I = \frac{1}{T_s} \int_{t_{g1}}^{t_{on}} V_{DS(on)} I_D dt \quad (2.13)$$

eşitliğiyle bulunabilir.

Anahtarlama güç kaybı, anahtarlama durumunda olan güç elemanının gerilim ve akımına bağlıdır. Bir periyot içerisinde, iletme ve yalıtıma girme olmak üzere iki anahtarlama işlemi oluşur. Yalıtımdan iletme, iletimden yalıtıma geçiş sırasında oluşan anahtarlama enerji kayıpları, anahtarın taşıdığı akım (i_D) ve uçlarındaki gerilime (v_{DS}) bağlı olarak Eşitlik 2.14 ve 2.15’de ifade edilmiştir. Anahtar kontrol sinyali uygulandığı anda anahtar akımı/gerilimi aniden değişmez. Anahtar üzerinde hem akımın hem de gerilimin bulunduğu geçiş süreleri (t_{g1} ve t_{g2}) oluşur.

$$E_{gon} = \int_0^{t_{g1}} v_{DS} i_D dt \quad (2.14)$$

$$E_{goff} = \int_{t_{on}}^{t_{on} + t_{g2}} v_{DS} i_D dt \quad (2.15)$$

Böylece güç anahtarının anahtarlama enerji kaybı;

$$E_A = E_{gon} + E_{goff} \quad (2.16)$$

şeklinde yazılabilir. Anahtarlama enerji kaybı (E_A) kullanılarak; güç anahtarının anahtarlama kaybı (P_A) kontrol sinyalinin frekansına (f_s) bağlı olarak, aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

$$P_A = f_s E_A = f_s (E_{gon} + E_{goff}) \quad (2.17)$$

Şekil 2.8b'den de görüleceği üzere, anahtarlama güç kaybının ani değeri, iletim kaybına göre oldukça yüksektir. Eşitlik 2.17'e göre anahtarlama kayıpları, çalışma frekansı arttıkça artmaktadır.

Anahtarlama frekansının artmasıyla, anahtarlama kayıpları artarak sistem verimini düşürmektedir. Verimin önemli olduğu ve güç elektroniği uygulamalarının kullanıldığı PV sistemlerindeki güneş pillerinin verimi %9 – 17 arasındadır [43]. Güneş pillerinin karakteristik özelliği gereği akım gerilim oranı dengelenmediğinden bu verim oranı düşmektedir. Bu olumsuz durumun önüne geçebilmek için bir önceki bölümde de belirtildiği üzere PV sistemler için oldukça önemli olan DC-DC güç dönüştürücüler (MPPT) kullanılır. PV sistemlerde kullanılan güç dönüştürücünün anahtarlama kayıplarını azaltarak verimin artırılması, sistem verimini olumlu yönde etkileyecektir.

BÖLÜM 3

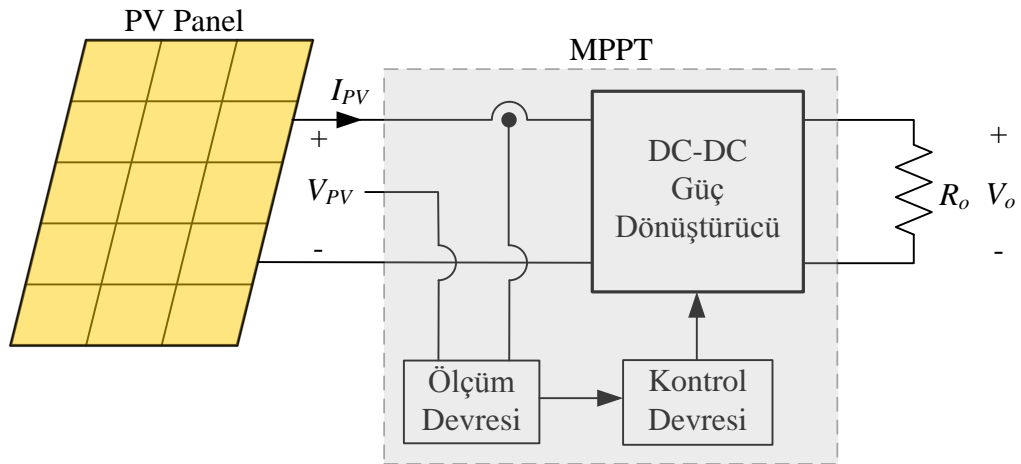
MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ VE YUMUŞAK ANAHTARLAMA

Günümüzde insanlar fosil yakıtların tükenmesinden ve enerji üretiminin getirdiği çevresel problemlerden duydukları endişe nedeniyle; güneş, rüzgar ve biyokütle gibi yenilenebilir enerji kaynaklarına yönelmektedirler [44,45]. Güneş enerjisi en önemli yenilenebilir enerji kaynaklarından biridir. Kömür ve petrol gibi fosil yakıtların aksine güneş enerjisi; temiz, tükenmeyen ve herkes tarafından kullanımı serbest olan bir enerji kaynağıdır [8, 24, 34, 43]. Bu enerjinin kullanımı; ısıtma/soğutma ve elektrik enerjisi üretimi olarak iki şekilde sınıflandırılabilir [23,24]. Güneş enerjisinin elektrik enerjisine dönüştürülmesi PV paneller vasıtasıyla gerçekleştirilmektedir [11, 23, 26]. PV paneller kullanılarak gerçekleştirilen sistemlerin genel uygulama alanları ya bağımsız (su pompalama, ev ve cadde aydınlatma, elektrikli araçlar, askeri ve uzay uygulamaları) ya da şebeke-bağlantılı (hibrid sistemler, enerji santralleri) sistemler şeklindedir [37].

3.1. MAKSİMUM GÜÇ NOKTASI İZLEYİCİ

PV panellerin iki büyük problemi bulunmaktadır. Bunlardan birincisi; elektrik enerjisi üretimi sırasında (özellikle düşük ışık koşullarında) dönüşüm verimliliğinin oldukça düşük olması, diğeri ise farklı sıcaklık ve ışık değerlerinde panel geriliminin ve akımının sürekli olarak değişmesidir [9, 11, 46]. Bunun sonucu olarak da panelin verebileceği maksimum güç değeri de değişmektedir. PV panellerin üretiminde kullanılan yarıiletken teknolojisinin düşük enerji dönüşüm veriminde olması sebebiyle; bu noktada yapılması gereken, PV panelin çıkışından elde edilen ve hava koşulları ile değişen gücü en yüksek verimi elde edecek şekilde yüke aktarmak olacaktır. Bunu başarabilmek için ise bir önceki bölümde de belirtildiği üzere MPPT sistemleri kullanılmaktadır.

Şekil 3.1’de blok diyagramı görülen MPPT sistemi; güç devresi, kontrol devresi ve ölçüm devresi olmak üzere üç bölümden oluşan kontrol edilebilir bir DC-DC güç dönüştürücüdür [11, 27, 28]. Sistemin güç devresi; düşürücü, yükseltici, düşürücü-yükseltici vb. topolojilerin kullanımıyla, PV panel çıkış gerilimini istenilen farklı bir DC gerilim seviyesinde yüke aktarmak için kullanılan bir dönüştürücüdür. Sistemin kontrol devresi ise işlemci ve işlemciye gömülü olan bir kontrol algoritmasından oluşmaktadır. Bu algoritma sayesinde güneş paneli ile yükün empedansını eşitlemek amacıyla kullanılan dönüştürücünün uygun şekilde kontrol edilmesi ve böylece maksimum güç aktarımı sağlanmaktadır. Ölçüm devresi; MPPT algoritmasında kullanılmak üzere güneş panelinin gerilimini ve akımını algılayan sensörler ile analog-sayısal dönüştürücülerden (Analog-Digital Converter-ADC) oluşan kısımdır.



Şekil 3.1. Maksimum güç noktası izleyici blok diyagramı.

PV sistemlerde maksimum gücü elde etmek için en önemli faktör MPPT sistemidir [26,47]. Bu nedenle PV panellerden maksimum gücün aktarılmasını sağlayan kontrol algoritmasının seçimi ve ayrıca sistem içerisindeki kayıpları en aza indirerek mümkün olduğunca en yüksek verimi elde etmek önemlidir. Sistem içerisindeki kayıplar ise daha çok DC-DC güç dönüştürücüde kullanılan yarıiletken anahtarların anahtarlama kayıplarıdır. Tez çalışmasının bu bölümünde, MPPT kontrol algoritmalarından ve MPPT sisteminin güç katındaki anahtarlama kayıplarının düşürülmesine yönelik olan yumuşak anahtarlama tekniğinden bahsedilmiştir.

3.2. MPPT KONTROL ALGORİTMASI

MPPT kontrol algoritması, PV sistemdeki DC-DC güç dönüştürücünün kontrol sinyalini oluşturan denetim yapısıdır. Bu kontrol algoritması sayesinde değişken hava şartları, sıcaklık veya yük koşullarında PV panelin maksimum güç noktasının takibi yapılabilmektedir.

MPPT sistemlerinde kullanılan çok sayıda kontrol algoritması bulunmaktadır. Bu kontrol algoritmaları karmaşıklık, sensör gereksinimi, yakınsama hızı, maliyet, etkinlik aralığı, uygulama donanımı vb. açılardan çeşitlilik göstermekle birlikte, “dolaylı denetim” ve “doğrudan denetim” olmak üzere iki ana grupta ele alınabilir [48].

3.2.1. Dolaylı Denetim

Dolaylı denetim tekniklerinde maksimum güç noktasını tahmin etmek için PV panelin farklı ışımaya ve sıcaklık değerlerinde elde edilen bir takım eğriler veya deneysel veriden elde edilen matematiksel fonksiyonlar kullanılır. Elde edilen veriler veya parametreler tüm hava koşullarını sağlamayacağından ve belirli bir PV panel için elde edildiklerinden, farklı bir PV panel için veya farklı bir hava koşulu için bu yöntemler kesin olarak maksimum güç noktasını elde edemeyeceklerdir. Bu nedenle bu yöntemler “kısmi arama” yöntemleri olarak bilinmektedirler. Dolaylı denetim teknikleri aşağıda verildiği şekilde sınıflara ayrılabilirler [48]:

1. Eğri uydurma yöntemi,
2. Taramalı tablo yöntemi,
3. PV açık devre gerilim yöntemi,
4. PV kısa devre yöntemi,
5. PV test hücreli açık devre gerilim yöntemi.

3.2.2. Doğrudan Denetim

Doğrudan denetim teknikleri PV gerilim ve/veya akım ölçümlerini kullanırlar. Bu ölçümlerden PV panelin çalışma noktasının değişimi hesaba katılarak en uygun çalışma noktası elde edilir. Bu algoritmalar PV panelin çıkış karakteristiğini etkileyen ışımaya ve sıcaklığa ait herhangi bir bilgiye ihtiyaç duymadıkları için avantajlıdır. Böylece çalışma noktası ışımadan ve sıcaklıktan bağımsızdır. Doğrudan denetim teknikleri aşağıda verildiği şekilde sınıflara ayrılabilirler [48]:

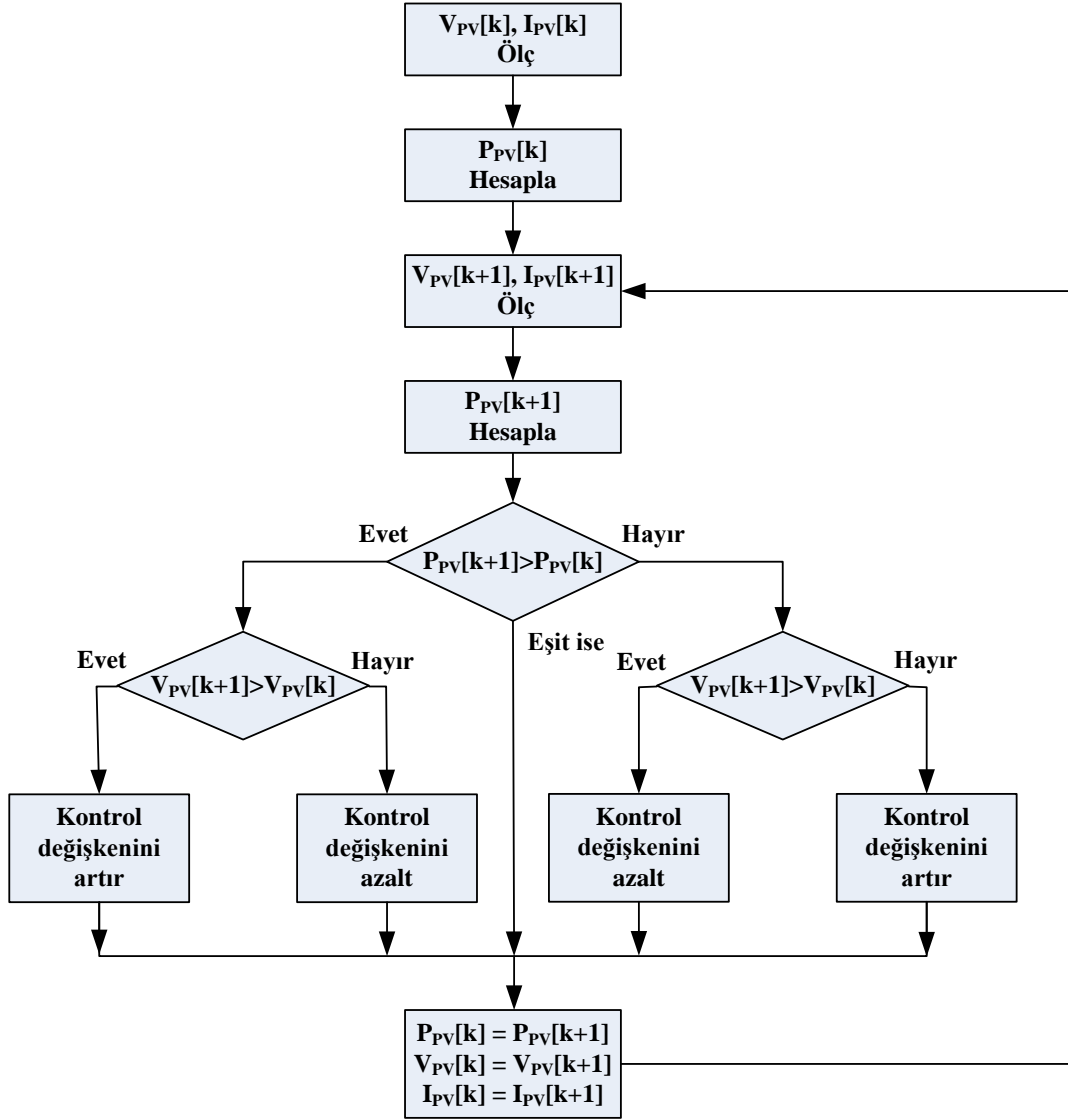
1. Ayırt etme yöntemi,
2. Gerilim (Akım) geri besleme yöntemi,
3. Değiştir ve gözlemler yöntemi (D&G),
4. Artan iletkenlik yöntemi,
5. Parazitik kapasite yöntemi,
6. Sadece akım fotovoltaik yöntemi,
7. Zorlamalı osilasyon yöntemi,
8. Bulanık mantık yöntemi,
9. Sinirsel ağlar yöntemi.

PV panelden maksimum gücü alabilmek için kullanılan birçok yöntem bulunmasına rağmen bu yöntemler arasından “değiştir ve gözlemler” ve “artan iletkenlik” yöntemleri en sık kullanılan yöntemlerdir [43, 49-51].

3.2.2.1. Değiştir ve Gözlemler Yöntemi

Bu yöntem PV panel çıkış gücündeki değişimin panel akımının ve geriliminin ölçülerek hesaplanması temeline dayanmaktadır. Algoritma, panel giriş gerilimini periyodik olarak artırarak veya azaltarak çalışmaktadır. Bu yöntemin çalışma prensibine göre kontrol değişkeninde gerçekleştirilen bir değiştirme işlemi, panel giriş gücünde bir artışa sebep oluyorsa, sıradaki değiştirme işlemi aynı yönde, değilse değiştirme işlevi ters yönde yapılmaktadır. Böylece bu işlemler maksimum güç noktasına ulaşmaya kadar tekrarlanmaktadır. Gerçekte ise sistem tam olarak maksimum güç noktasına ulaşamamakta, bu nokta etrafında salınım yapmaktadır.

Değiştir ve gözlemle yönteminin çalışma prensibi Şekil 3.2'deki algorithmada verilmiştir [52-54].



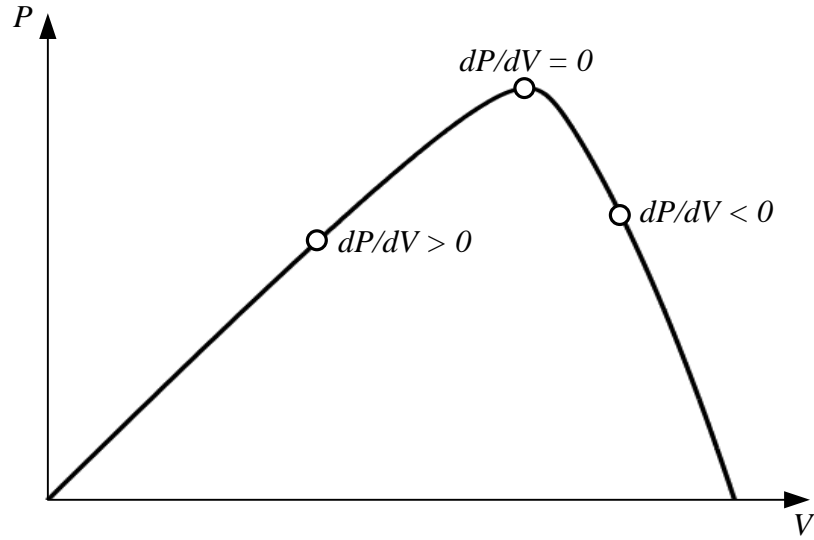
Şekil 3.2. Değiştir ve gözlemle yönteminin kontrol algoritması.

PV sistemlerde değiştir ve gözlemle yönteminin oldukça yaygın uygulamaları vardır. Bunun nedeni bu yöntemin basit bir kontrol yapısına sahip olması ve güç takibi için birkaç ölçüm parametresi gerektirmesidir [12, 51-56]. Ayrıca PV panel karakteristiğine bağımlı olmaması ve bunun sonucu olarak herhangi bir panele kolaylıkla uygulanabilmesi de bu yöntemin avantajıdır. Kararlı çalışma durumunda bile maksimum güç noktası etrafındaki salınım nedeniyle, bir miktar güç kaybı

olması ve hızla değişen hava şartlarına karşı tepki verme süresinin yavaş olması bu yöntemin dezavantajlarındandır [53,55].

3.2.2.2. Artan İletkenlik Yöntemi

Artan iletkenlik yöntemi maksimum güç noktasında PV panel gücünün gerilime göre türevinin sıfır olması esasına dayanır. Bu yöntemin çalışmasını açıklayan grafik Şekil 3.3'de verilmiştir. Şekilde panel gücünün panel gerilimine göre değişimi görülmektedir. Grafiğe göre PV panelin güç eğrisinin eğiminin sıfır olduğu yer maksimum güç noktası, pozitif olduğu yer maksimum güç noktasının solu ve negatif olduğu yer maksimum güç noktasının sağı olarak belirlenebilir [57].



Şekil 3.3. PV panel güç eğrisi [57].

Bu ifadeler eşitlik olarak yazılırsa,

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (3.1)$$

ise çalışma noktası maksimum güç noktasındadır.

$$\frac{dP}{dV} > 0 \quad (3.2)$$

ise çalışma noktası maksimum güç noktasının solundadır.

$$\frac{dP}{dV} < 0 \quad (3.3)$$

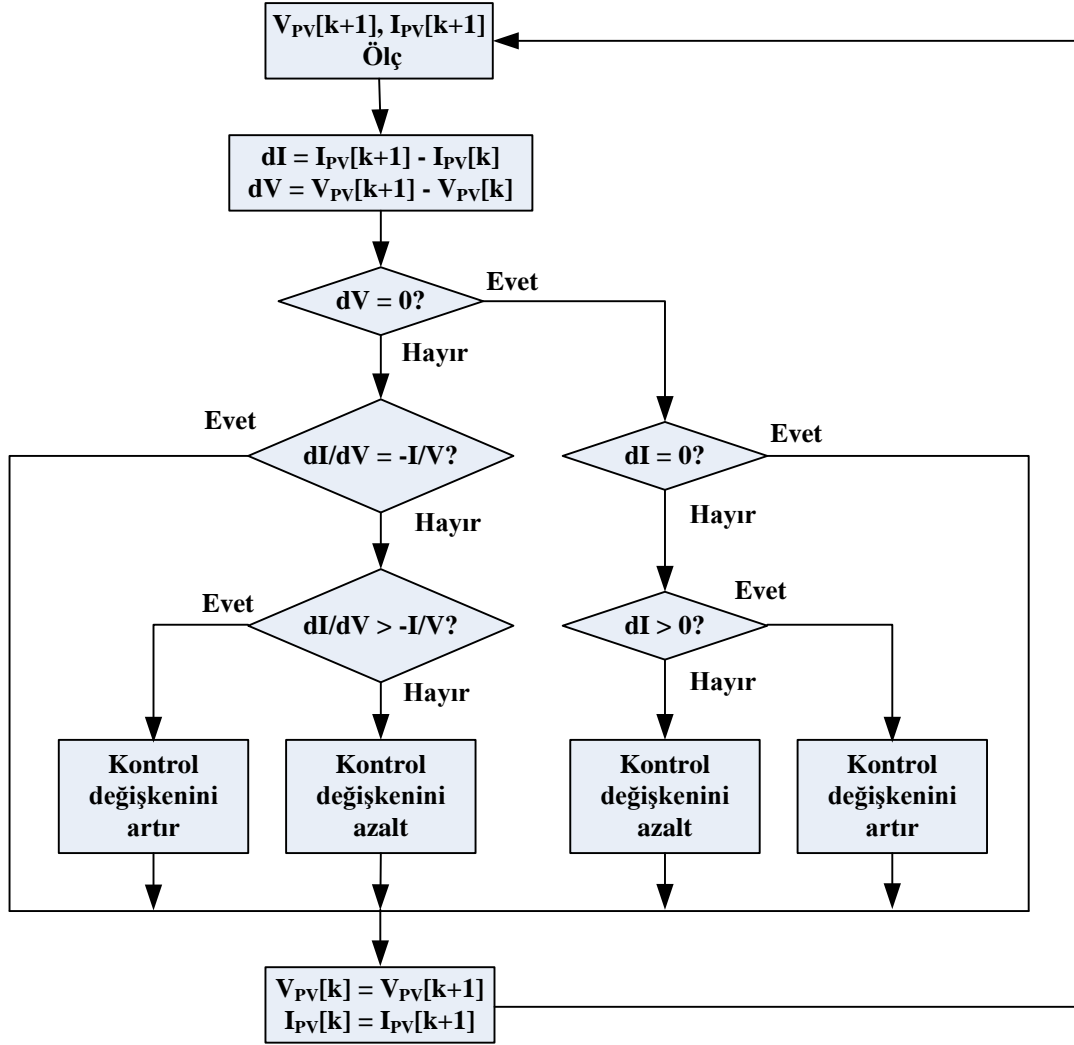
ise çalışma noktası maksimum güç noktasının sağında olur. Bu eşitlikler kullanılarak Eşitlik 3.4 yazılabilir.

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \frac{dI}{dV} \quad (3.4)$$

Eşitlik 3.4'de gücün gerilime göre türevi sifıra eşitlenirse Eşitlik 3.5 elde edilir.

$$-\frac{I}{V} = \frac{dI}{dV} \quad (3.5)$$

PV panel geriliminin, ölçümler sonucu elde edilen iletkenlik değişiminin (dI/dV) ve ani iletkenliğin (I/V) Eşitlik 3.5'de kullanılmasıyla, maksimum güç noktasındaki gerilim değerine ulaşması sağlanabilir. Artan iletkenlik yönteminin yukarıda anlatılan çalışması Şekil 3.4'de kontrol algoritması akış şeması ile verilmiştir.



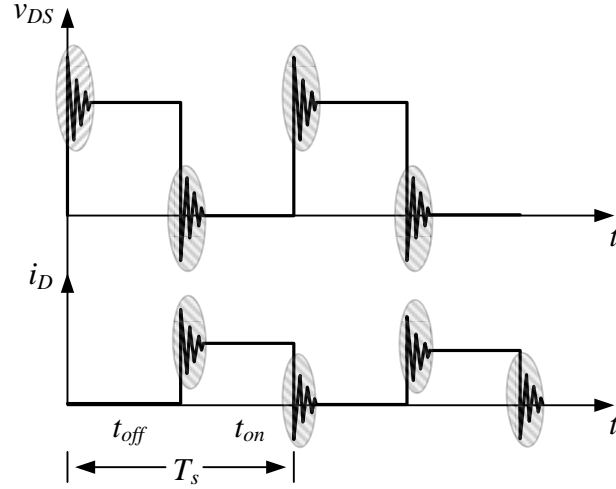
Şekil 3.4. Artan iletkenlik yönteminin kontrol algoritması.

Bu algoritmanın en önemli avantajı hızla değişen hava şartlarında iyi sonuçlar vermesidir. Maksimum güç noktası etrafındaki salınımlar değiştir ve gözlemler yöntemiyle kıyasla daha az olsa da, değiştir ve gözlemler yöntemi optimize edildiğinde artan iletkenlik yöntemiyle aynı performansa sahip olur [48].

3.3. YUMUŞAK ANAHTARLAMA

PWM yöntemi ile DC-DC dönüştürücülerdeki anahtarlar, sert anahtarlama koşulları altında açılıp kapandıkları için anahtarlama kayıpları ve anahtarların maruz kaldığı akım ve gerilim stresi artmaktadır. Ayrıca PWM yöntemi ile kontrol edilen DC-DC dönüştürücülerin anahtarlama frekansı sınırlı olduğundan; kullanılan pasif devre

elemanlarının boyutlarının küçültülüp, maliyetin azaltılması sınırlıdır. Şekil 3.5’de sert anahtarlama şartları altında çalışan güç anahtarının gerilim ve akım dalga şekilleri görülmektedir [21, 22, 29, 47, 58].



Şekil 3.5. Sert anahtarlama şartlarında çalışan güç anahtarı dalga şekilleri [47].

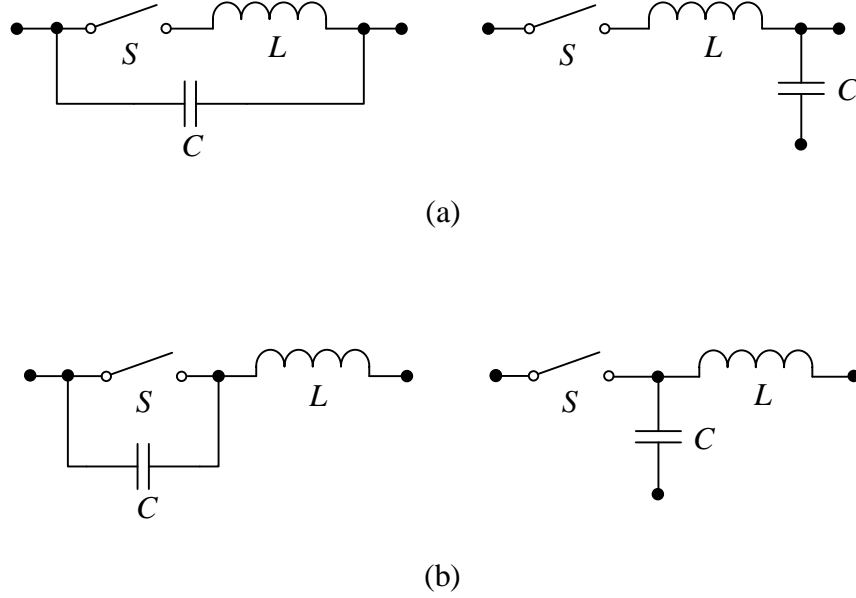
Şekilde görüldüğü üzere iletimden yalıtıma yalıtımdan iletme geçerken akım ve gerilimde sıçramalar oluşmaktadır.

Gelecekte güç elektroniği alanındaki gelişmelerin, güç elemanları ve kontrol sistemlerinin ilerlemesinin yanı sıra, sistemin performansının iyileşmesi ve maliyetinin düşmesi şeklinde olması beklenmektedir [1]. Bu nedenle DC-DC dönüştürücülerin gelişmesi sınırlı olan anahtarlama frekansının artırılması ile sağlanabilmektedir. Bunu yapabilmek için ise PWM yönteminin sonucu olan sert anahtarlama yerine yumuşak anahtarlama tekniklerinin kullanılması gerekmektedir.

Snubber devresi kullanmadan, yumuşak anahtarlama koşulları, rezonans veya kısmi rezonans güç dönüştürücü topolojisi kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir.

Rezonans elemanlarından oluşmuş sıfır akım veya sıfır gerilim anahtarlamanın yapılabildiği güç anahtarı örnekleri Şekil 3.6’da verilmiştir. Anahtarlama kayıplarının azaltılarak, yumuşak anahtarlamanın sağlandığı bu tekniğe “Rezonans Anahtarlama” denir. Bu teknik; yarıiletken anahtarın iletimden yalıtıma geçerken,

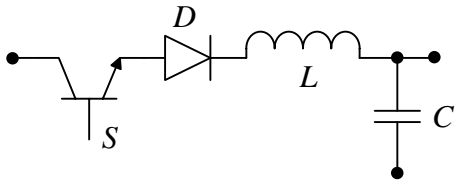
içinden geçen akımın sıfır yapılması esasına dayanan sıfır akım anahtarlama (ZCS) ve yarıiletken anahtarın yalıttımdan iletime geçerken uçlarındaki gerilimin sıfır yapılması esasına dayanan sıfır gerilim anahtarlama (ZVS) [19,22].



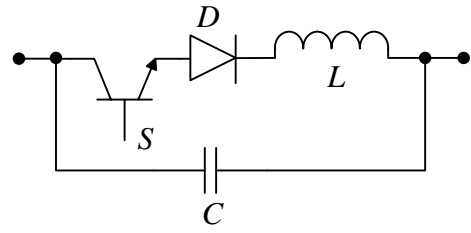
Şekil 3.6. Rezonans anahtarın genel gösterimleri a) ZC rezonans anahtar, b) ZV rezonans anahtar [21].

Rezonans anahtar kullanılarak yumuşak anahtarlama tekniklerinin uygulandığı devrelere “Kısmi Rezonans Dönüştürücüler” denilmektedir [20]. Bu dönüştürücüler, rezonans ve PWM dönüştürücülerin karması olarak kabul edilebilir. Temel ilke PWM dönüştürücüdeki güç anahtarının, Şekil 3.6’da genel gösterimleri verilen rezonans anahtar ile yer değiştirmesidir.

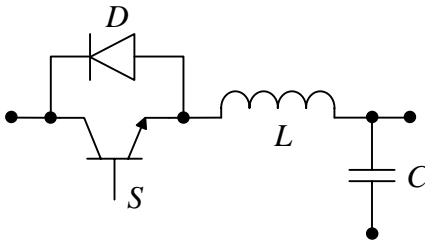
Rezonans anahtar, yarıiletken anahtar ve rezonans elemanları olan bobin ve kondansatörden (LC) oluşan bir alt devredir. Bu anahtarın, Şekil 3.7’de görüleceği üzere; sıfır akım (ZC) ve sıfır gerilim (ZV) rezonans anahtar olmak üzere iki adet farklı tipi, bu tiplerinde M-tip ve L-tip olmak üzere iki farklı yapılandırması vardır. Rezonans anahtar yarım dalga ve tam dalga modunda çalıştırılabilmektedir. Bu dönüştürücüler sayesinde, anahtar akımı veya gerilimi bir sinüs eğrisi şeklinde salınım yapmaya zorlanmakta ve böylece ZVS veya ZCS gerçekleştirilebilmektedir [19-22, 32].



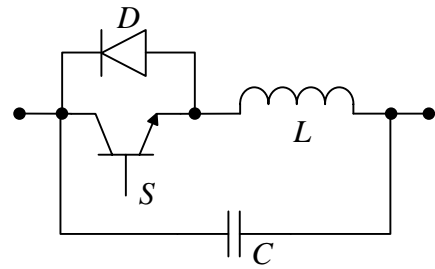
a) L-tip yarım dalga ZC.



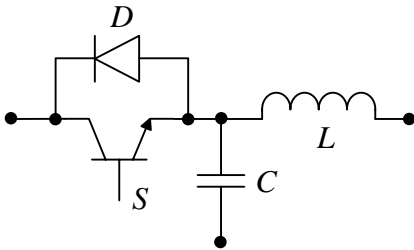
b) M-tip yarım dalga ZC.



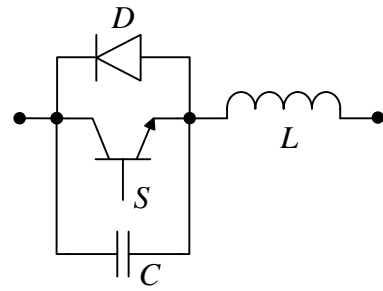
c) L-tip tam dalga ZC.



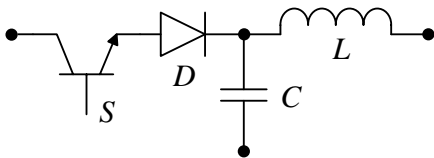
d) M-tip tam dalga ZC.



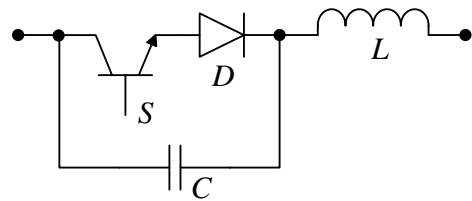
e) L-tip yarım dalga ZV.



f) M-tip yarım dalga ZV.



g) L-tip tam dalga ZV.

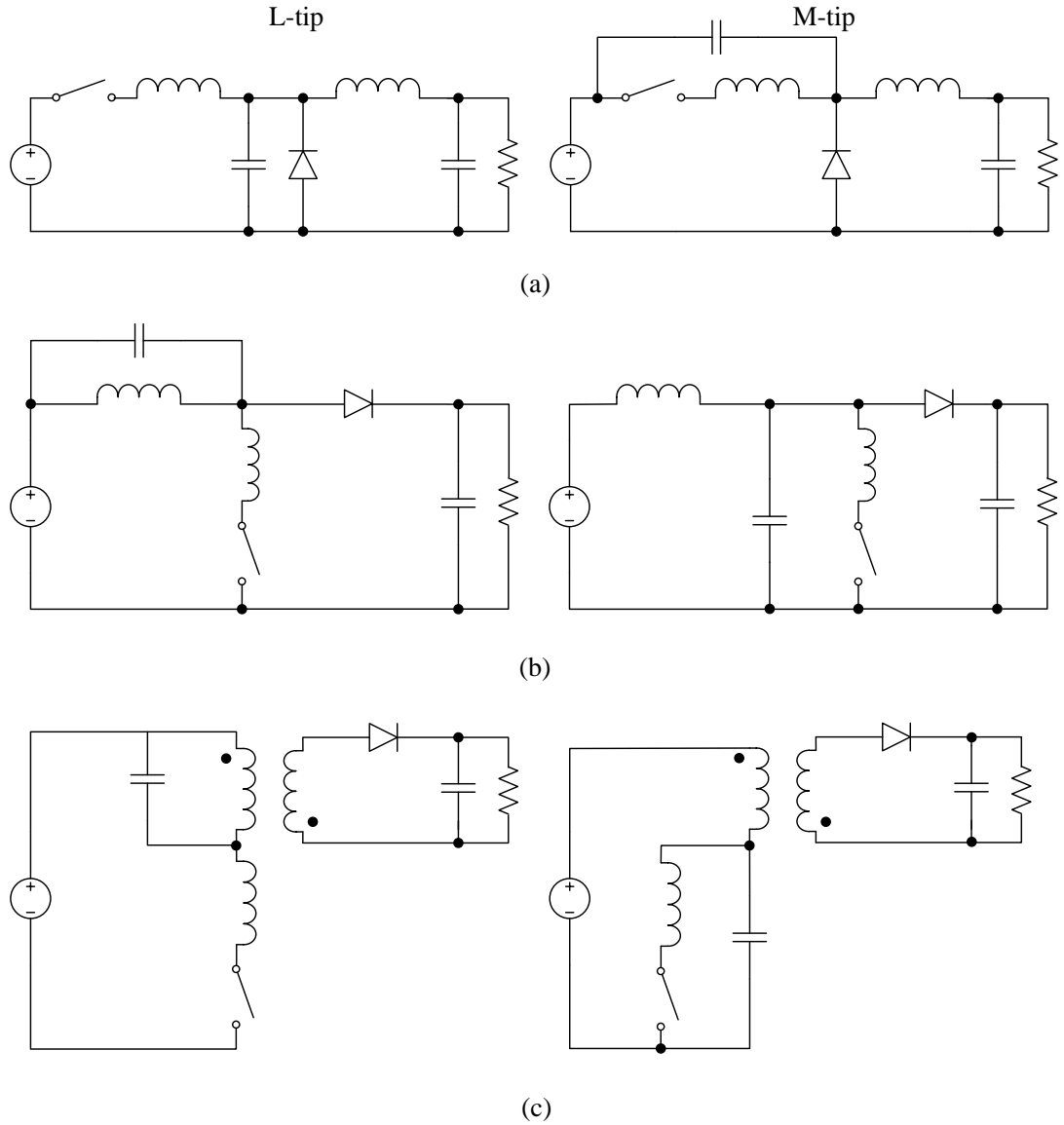


h) M-tip tam dalga ZV.

Şekil 3.7. ZC ve ZV rezonans anahtarlar [22].

3.3.1. Sıfır Akım Anahtarlama Kısımlı Rezonans Dönüştürücü (ZCS-QRC)

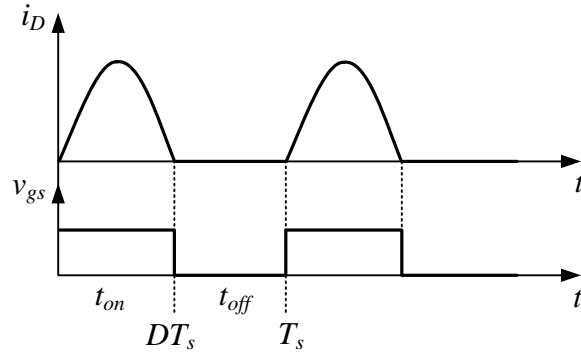
Sıfır akım anahtarlama kısımlı rezonans dönüştürücü ailesi, ZC rezonans anahtarın geleneksel PWM dönüştürücüdeki güç anahtarı ile yer değiştirmesi sonucu elde edilmiştir. Şekil 3.8’de ZC rezonans anahtarın PWM dönüştürüclere uygulanması sonucu elde edilen ZCS-QRC ailesi görölmektedir [19, 20, 32, 47].



Şekil 3.8. ZCS-QRC ailesi a) Buck, b) Boost, c) Flyback [19].

Şekil 3.9’da ZCS tekniği kullanılarak kontrol edilen güç anahtarının kontrol sinyali ve üzerinden geçen akım dalęa Şekilleri verilmiştir. Őekilden de anlaşılacağı üzere

ZCS anahtarın iletme girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Temel ilke LC devresinin endüktansını güç anahtarına seri bağlayarak, iletme girme işleminde elemandan geçen akımın yükselme hızını sınırlamak ve yalıtıma sıfır akım taşıyorken geçirmektir. Böylece anahtarlama esnasında akım ile gerilimin anahtar üzerinde eş zamanlı olarak bulunması önlenir ve anahtarlama enerji kaybı azaltılır [29].

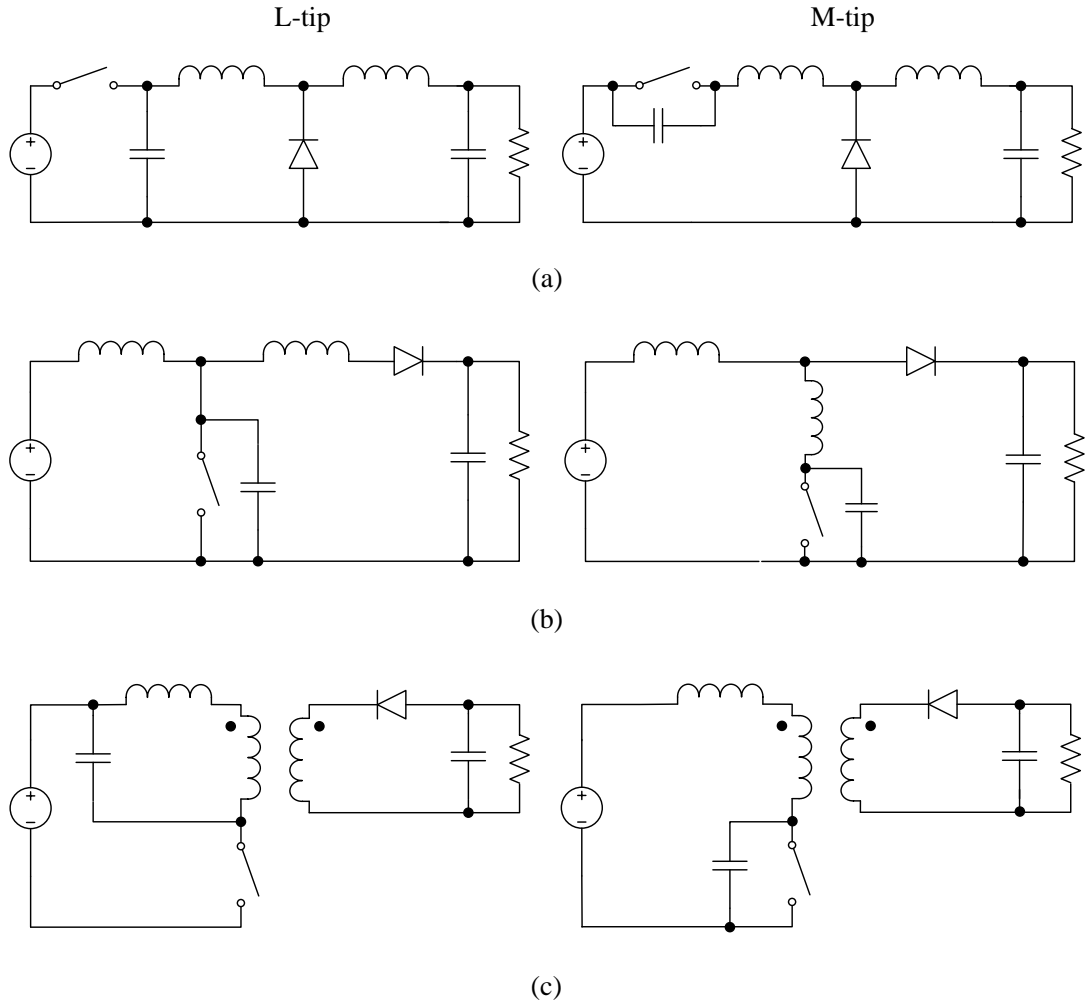


Şekil 3.9. Sıfır akım anahtarlama.

ZCS-QRC'nin temel sınırlandırmalarından birisi, anahtar olarak güç MOSFET'i kullanıldığında anahtarlama frekansındaki artışlar ile orantılı olarak artan kapasitif turn-on kayıplarıdır. Bunun nedeni anahtarın çıkış kapasitesinde kesim süresi boyunca depolanan enerjinin ($0,5CV^2$), anahtar iletme geçtiğinde anahtar üzerinde harcanmasıdır. Diğer bir sınırlama ise; yüksek akım taşıyan anahtarın daha fazla iletim kayıplarına sahip olmasıdır. Bu sınırlamalara rağmen ZCS-QRC, özellikle turn-off anında büyük kuyruk akımlarına sahip olan IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) gibi güç anahtarlarının anahtarlama kayıplarının azaltılmasında etkilidir [22, 23, 32, 47, 58].

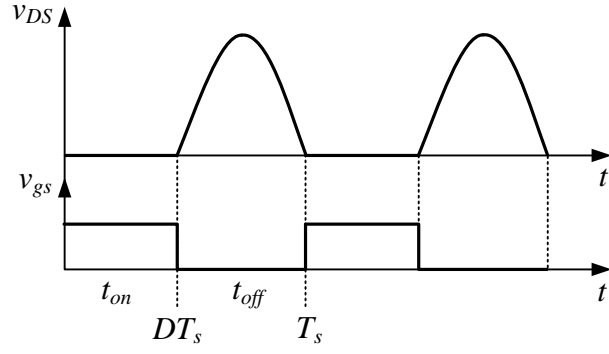
3.3.2. Sıfır Gerilim Anahtarlama Kısımlı Rezonans Dönüştürücü (ZVS-QRC)

Sıfır gerilim anahtarlama kısımlı rezonans dönüştürücü ailesi, geleneksel PWM dönüştürücüdeki güç anahtarının ZV rezonans anahtar ile yer değiştirmesi sonucu elde edilmiştir. Şekil 3.10'da ZV rezonans anahtarın PWM dönüştürücülere uygulanması sonucu elde edilen ZVS-QRC ailesi görülmektedir [22, 23, 32, 47].



Şekil 3.10. ZVS-QRC ailesi a) Buck, b) Boost, c) Flyback [22].

Şekil 3.11’de ZVS tekniği kullanılarak kontrol edilen güç anahtarının kontrol sinyali ve uçlarına düşen gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilde de görüldüğü gibi ZVS, anahtarın yalıtıma girme işleminde gerçekleştirilen bir yumuşak anahtarlama tekniğidir. Bu teknikte; temel olarak LC devresinin kondansatörü güç anahtarına paralel bağlanarak, iletimden çıkma işleminde elemanın uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır. Böylece iletimden çıkma işleminde, anahtarlama enerji kaybı azaltılır [29]. ZCS-QRC’nin aksine, ZVS-QRC kapasitif turn-on kayıpları olmadığından, yüksek frekanslı çalışmalar için uygundur [22, 32, 47].



Şekil 3.11. Sıfır gerilim anahtarlama.

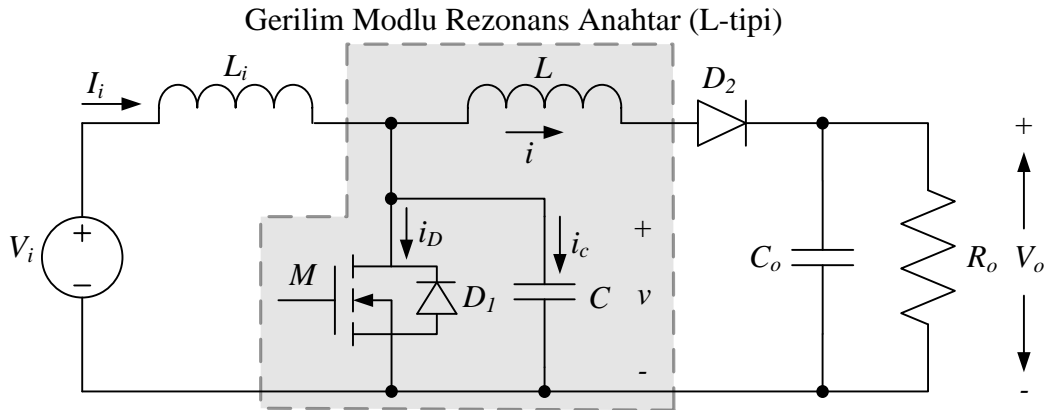
ZVS-QRC'nin tek-uçlu güç dönüştürücü uygulamalarında güç anahtarı yük akımı ile orantılı olarak aşırı gerilime maruz kalmaktadır. Ayrıca hem ZCS-QRC'nin, hem de ZVS-QRC'nin, büyük dezavantajlarından birisi çıkış regülasyonu için değişken frekans kontrol tekniği kullanılmalarıdır. Bunun sonucu olarak karmaşık kontrol devrelerine ihtiyaç duyulmaktadır [47,58].

BÖLÜM 4

SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

Bu bölümde tasarlanan MPPT sisteminin dönüştürücü kısmında kullanılan ve sıfır akım anahtarlama yönteminin önemli dezavantajlarından biri olan, turn-on kayıplarını azaltarak, daha yüksek frekanslarda çalışma imkanı sağlayan, L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans yükseltici tip dönüştürücünün çalışma prensibi incelenmiş, tasarım ve simülasyon çalışmaları sunulmuştur.

L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans yükseltici dönüştürücü devre şeması Şekil 4.1’de verilmiştir. Bu devrenin geleneksel yükseltici tip dönüştürücüden farkı, güç anahtarı yerine gerilim modlu rezonans anahtar kullanılmış olmasıdır. Rezonans anahtar, daha öncede belirtildiği üzere güç anahtarına C rezonans kondansatörünün ve L rezonans bobininin ilave edilmesiyle elde edilmiştir. M anahtarına seri bir diyot bağlanması ile tam dalga mod sıfır gerilim anahtar elde edilebilir [22, 23, 32].

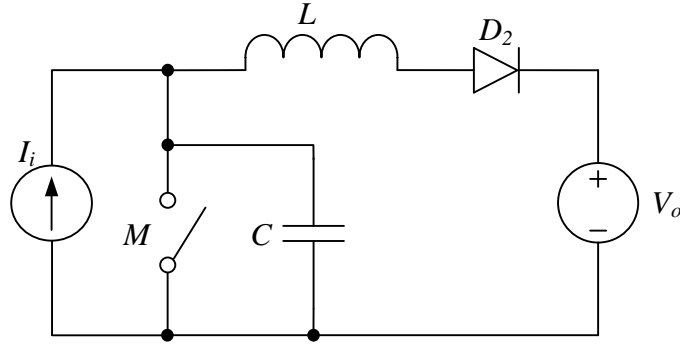


Şekil 4.1. L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücü.

Dönüştürücünün analizini basitleştirmek için aşağıda verilen varsayımlar kabul edilmiştir:

1. Devre, kararlı durum koşullarında çalışmaktadır.
2. L_i , L 'den çok büyüktür.
3. Bobin ve kondansatör değerleri sabit akım ve gerilim için yeterince büyük değerdedir. Gerilim kaynağı ve filtre bobini, akım kaynağı; çıkış kondansatörü ve yük, gerilim kaynağı olarak modellenmiştir.
4. Tüm devre elemanları idealdir.

Bu kabuller sonunda dönüştürücünün eş değer devre şeması Şekil 4.2'de görüldüğü gibi giriş devresi sabit akım kaynağı (I_i) çıkış devresi sabit gerilim kaynağı (V_o) olarak modellenebilir [22,23].



Şekil 4.2. L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücünün eş değer devre şeması.

4.1. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ

Dönüştürücünün çalışmasını ve karakteristiğini büyük ölçüde L ve C 'nin değerleri belirlediğinden rezonans parametrelerine bağlı olarak aşağıdaki değişkenler tanımlanabilir [23,47].

$$M = \frac{V_o}{V_i} \quad (4.1)$$

$$Z_n = \sqrt{L/C} \quad (4.2)$$

$$r = \frac{R_o}{Z_n} \quad (4.3)$$

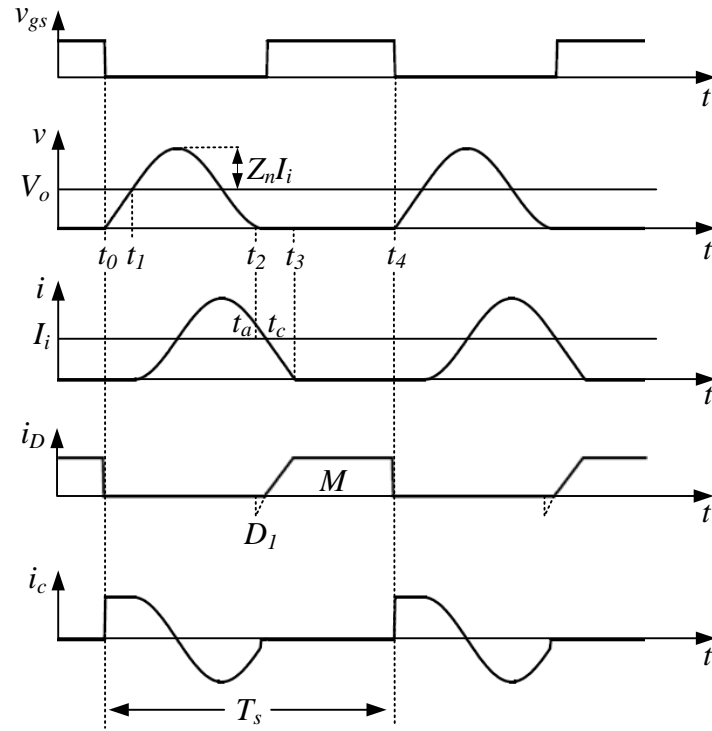
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.4)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (4.5)$$

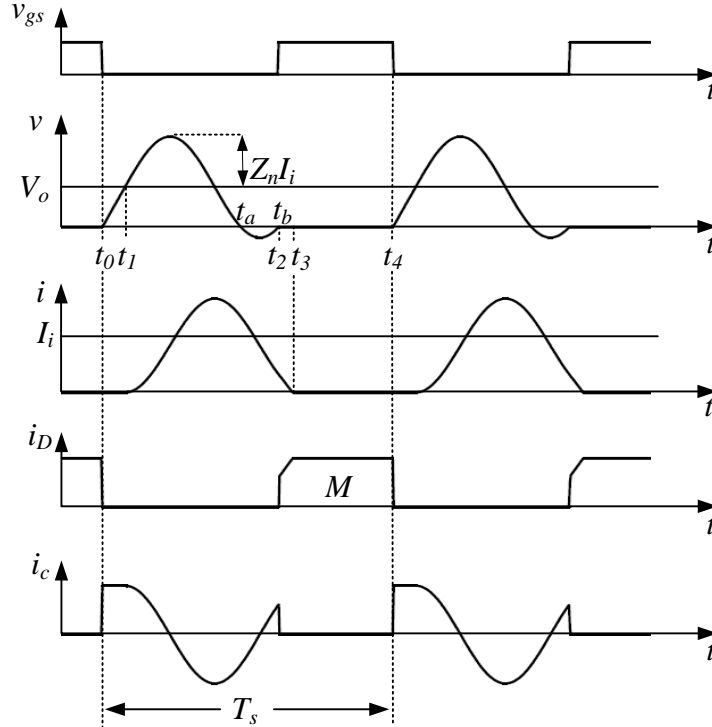
$$\omega = 2\pi f_r \quad (4.6)$$

Burada gerilim çevrim oranı M , karakteristik empedans Z_n , normalize yük rezistansı r , rezonans frekansı f_r , normalize anahtarlama frekansı f_n , rezonans açısal hızı ω ile gösterilir

Dönüştürücünün çalışmasını, güç anahtarı ve D_2 diyotunun durumları ile rezonans devresinin geçici cevabı belirlemektedir. Devredeki iki anahtardan dolayı dört farklı çalışma aralığı söz konusudur. Bu sebeple bir anahtarlama periyodunda dört farklı çalışma aralığı meydana gelir. Bu zaman aralıklarına ait olan kapı sinyali, kondansatör gerilimi, bobin akımı, anahtar akımı ve kondansatör akımı dalga şekilleri Şekil 4.3'de yarım dalga ve tam dalga mod için ayrı ayrı verilmiştir [23,32].



a) Yarım dalga mod.



b) Tam dalga mod.

Şekil 4.3. L-tipi sıfır gerilim anahtarlamalı kısmi rezonans dönüştürücünün dalga şekilleri.

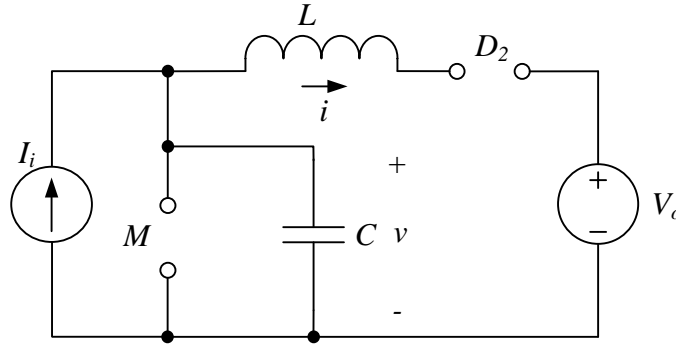
4.1.1. Çalışma Aralıkları

Kararlı durum koşullarında anahtarlama periyodunun dört farklı çalışma aralığı güç anahtarının yalıtım durumuna geçmesiyle başlamaktadır. Güç anahtarının yalıtım durumuna geçmeden önce I_i giriş akımını taşıdığı ve D_2 diyotunun yalıtımda olduğu kabul edilmiştir.

4.1.1.1. Mod 1 ($t_0 \leq t < t_1$)

Bu mod I_i akımı taşıyan anahtarın yalıtıma geçirilmesiyle başlar. Şekil 4.4 mod 1 için eşdeğer devre şemasını vermektedir; güç anahtarı ve çıkış diyotu açık devredir. Giriş akım kaynağı I_i , başlangıç değeri sıfır olan C kondansatörünün uçlarındaki gerilimin doğrusal olarak artmasına sebep olur. Bu sebeple bu moda “Kondansatör Şarj Modu” denilebilir. Kondansatör gerilim denklemi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$v(t) = \frac{1}{C} \int_0^t I_i d\lambda = \frac{I_i}{C} t \quad (4.7)$$



Şekil 4.4. Mod 1 eşdeğer devresi.

Kondansatörün şarj modu, kondansatör gerilimi V_o değerine ulaştığı t_1 anına kadar devam eder. Eşitlik 4.8’den bu çalışma aralığı için geçen süre hesaplanabilir.

$$t_{01} = C \frac{V_o}{I_i} \quad (4.8)$$

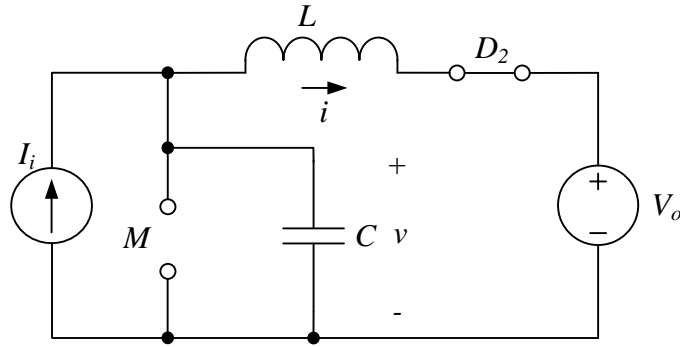
4.1.1.2. Mod 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

Kondansatör gerilimi V_o değerine ulaştığında (t_1 anında) D_2 diyotu iletme geçer. $t_1 \leq t < t_2$ zaman aralığında bobin ve kondansatör birlikte devrede oldukları için bu moda “Rezonans Modu” denilebilir. Şekil 4.5’te Mod 2’nin eş değer devre şeması görülmektedir. Bu aralık için bobin ve kondansatörün başlangıç koşulları;

$$i(0) = 0 \quad (4.9)$$

$$v(0) = V_o \quad (4.10)$$

şeklindedir.



Şekil 4.5. Mod 2 eşdeğer devresi.

Kirchhoff’un gerilim ve akım kanunlarına göre devrenin durum denklemleri;

$$L \frac{di}{dt} = v - V_o \quad (4.11)$$

$$C \frac{dv}{dt} = I_i - i \quad (4.12)$$

olarak elde edilir.

Bu aralık için bobin akımı ve kondansatör gerilimi denklemleri sırasıyla Eşitlik 4.13 ve 4.14'de verilmiştir.

$$i(t) = I_i(1 - \cos\omega t) \quad (4.13)$$

$$v(t) = V_o + Z_n I_i \sin\omega t \quad (4.14)$$

Şekil 4.3a'da görüldüğü üzere; yarım dalga mod çalışmada v gerilimi t_a anında sıfıra ulaşır. M anahtarının ters gövde diyotu D_1 , v geriliminin diyot gerilimine kenetlenmesine neden olur. Böylece v gerilimi negatif değerde osilasyonuna devam edemez. Dolayısıyla yarım dalga çalışmada 2. mod, kondansatör geriliminin sıfıra düştüğü t_2 anında sona erer.

Tam dalga mod çalışmada ise; M anahtarına seri olarak bağlanan diyottan dolayı; v gerilimi negatif değerde osilasyon yaparak, t_b anında sıfır değerine döner. Özetle çalışma aralığının sonu olan t_2 , yarım dalga mod için t_a değerine eşit iken; tam dalga mod için t_b değerine eşittir. Bu çalışma aralığının zamanı t_{12} Eşitlik 4.15'de $v(t_2) = 0$ için çözüldüğünde aşağıdaki eşitlik bulunur.

$$t_{12} = \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_o}{Z_n I_i}\right)}{\omega} \quad (4.15)$$

Burada;

$$\alpha = \sin^{-1}\left(\frac{V_o}{Z_n I_i}\right) \quad (4.16)$$

olarak tanımlanırsa kısmi rezonans yükseltici tip dönüştürücü

$$\pi < \alpha < 3\frac{\pi}{2} \quad (4.17)$$

aralığı için yarım dalga,

$$3\frac{\pi}{2} < \alpha < 2\pi \quad (4.18)$$

aralığında ise tam dalga modda çalışmaktadır. Bu tez çalışmasında güç anahtarına seri bir diyot bağlanmadığı için yarım dalga mod referans alınmıştır.

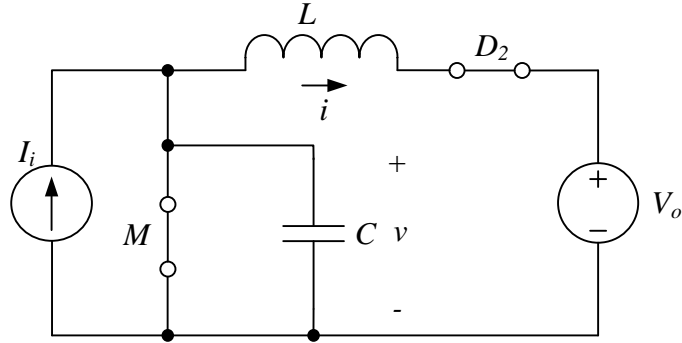
4.1.1.3. Mod 3 ($t_2 \leq t < t_3$)

t_2 anında kondansatör geriliminin sıfıra düşmesi ile birlikte güç anahtarının ters yönde diyotu (D_1) ve çıkış diyotu (D_2) doğru polarıma olur (Şekil 4.6). Rezonans bobini akımı (i), Mod 2 sonundaki değerinden doğrusal olarak azalır.

Bu sebeple bu moda “Bobin Deşarj Modu” denilebilir. Bobin akımı t_3 anında sıfır değerini alır. Bu mod için bobin akımının başlangıç koşulu;

$$i(0) = i(t_2) = I_i(1 - \cos\alpha) \quad (4.19)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanabilir.



Şekil 4.6. Mod 3 eşdeğer devresi.

Bobin uçlarındaki gerilim Eşitlik 4.20 ile ifade edilebilir.

$$L \frac{di}{dt} = -V_o \quad (4.20)$$

Eşitlik 4.20, Eşitlik 4.19'daki başlangıç koşulu dikkate alınarak çözüldüğünde, bu çalışma aralığı için geçen süre aşağıdaki eşitlik ile bulunabilir.

$$t_{23} = LI_i \frac{(1 - \cos\alpha)}{V_o} \quad (4.21)$$

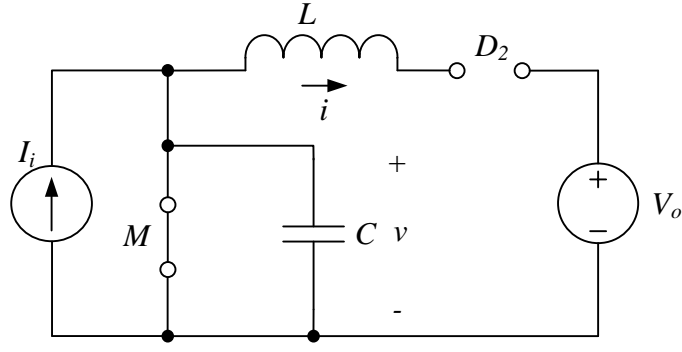
Sıfır gerilim anahtarlama koşullarının gerçekleşebilmesi için yarım dalga mod çalışmada M anahtarı, v geriliminin sıfıra düştüğü t_a anından sonra ve ters yönde akım taşıyan D_1 diyotunun akımı sıfır olmadan önce ilettime geçirilmelidir. Aksi takdirde C kondansatörü pozitif gerilim ile şarj olmaya başlayacak dolayısıyla sıfır gerilim anahtarlama şartları bozulacaktır [22].

Tam dalga mod çalışmada ise; M anahtarı t_a ile t_b arasındaki zaman diliminde (kendisine seri bağlı olan diyot negatif gerilimi bloke ediyor iken) ilettime geçirilmelidir.

4.1.1.4. Mod 4 ($t_3 \leq t < t_4$)

Şekil 4.7'de mod 4 çalışma aralığının eş değer devre şeması görülmektedir. M anahtarı iletim durumunda, D_2 diyotu ise kesimdedir. Böylece giriş akımının (I_i) tamamı, M anahtarı üzerinden akar ve bu durum anahtar tekrar kesim durumuna getirilinceye kadar devam eder. Bu zaman aralığı, anahtarlama periyodundan diğer zaman aralıklarının çıkartılması ile elde edilir.

$$t_{34} = T_s - t_{01} - t_{12} - t_{23} \quad (4.22)$$



Şekil 4.7. Mod 4 eşdeğer devresi.

Şekil 4.3'den de görüldüğü üzere anahtar gerilimi (v) dalga şekli, V_o DC bileşenini ve $Z_n I_i$ AC bileşenini içermektedir. V_o ve V_i sabit kabul edilirse anahtar geriliminin tepe değeri I_i akımı arttığında artmaktadır. I_i akımı yük akımı (I_o) ile orantılı olduğu için, ZVS şartlarının sağlanması yük akımının bir alt sınır değerine bağlıdır. Çünkü anahtar gerilimi yeterince büyük bir tepe değere sahip olmazsa gerilim sıfır değerine düşemez ve sıfır gerilim şartları sağlanamaz.

4.1.2. Gerilim Çevrim Oranı

Sıfır gerilim anahtarlama kısmi rezonans dönüştürücünün kararlı durum devre davranışı bir anahtarlama periyodundaki dört çalışma aralığının durum eşitliklerinin kullanılmasıyla elde edilebilir. Gerilim çevrim oranı M , bir anahtarlama periyodundaki giriş enerjisi E_i 'nin, çıkış enerjisi E_o 'ya eşitlenmesiyle bulunabilir. E_i ve E_o :

$$E_i = V_i I_i T_s \quad (4.23)$$

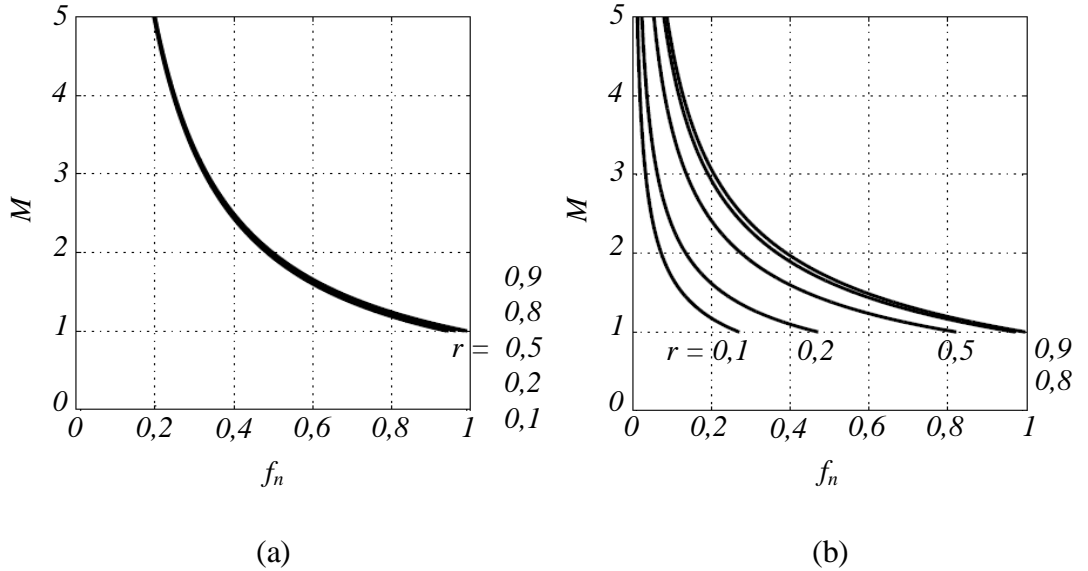
$$E_o = V_o \int_{t_1}^{t_2} i dt + V_o \int_{t_2}^{t_3} i dt \quad (4.24)$$

olarak ifade edilir ve eşitleme işlemi sonucunda;

$$M = \frac{2\pi}{f_n \left[\alpha + \frac{r}{2M} + \frac{M}{r} (1 - \cos\alpha) \right]} \quad (4.25)$$

ifadesi elde edilir [22].

Eşitlik 4.25'e dikkat edildiğinde gerilim çevrim oranı, yük direnci ve anahtarlama frekansının bir fonksiyonudur. Eşitlik 4.25 sayısal olarak çözüldüğünde Şekil 4.8'deki grafikler çizdirilebilir. Grafiklerden anlaşılacağı üzere; yarım dalga modun çevrim oranı yükün değişmesiyle birlikte değişirken tam dalga modun çevrim oranı yük değişimine duyarlıdır ve bu da istenilen bir durumdur. Bununla birlikte tam dalga mod çalışmada Şekil 4.1'de ters gerilimi bloke edebilmek için, M anahtarına seri olarak bağlanması gereken bir diyota ihtiyaç vardır. Diyot gereksiniminin sonucu olarak, yarıiletken anahtarların jonksiyon kapasiteleri anahtarın kapalı olduğu zaman boyunca enerji depolamakta, anahtar iletim durumuna geçince bu enerji anahtar üzerinde harcanmaktadır. Bu nedenle; tam dalga mod çalışma, kapasitif turn-on kayıpları benzer kayıpların ortaya çıkarmasından dolayı yüksek frekanslı uygulamalarda kullanışlı değildir [23].



Şekil 4.8. L-tipi sıfır gerilim anahtarlmalı kısmi rezonans dönüştürücünün DC gerilim çevrim oranları a) Tam dalga mod, b) Yarım dalga mod.

Şekil 4.8 incelendiğinde aynı yük koşulları için normalize frekans artığında dönüştürme oranı tam dalga modda değişmez iken yarım dalga modda düşmektedir. Başka bir ifadeyle yarım dalga mod çalışmada güç dönüştürücünün çalışma frekansı yükseltildiğinde, çıkış gerilimi düşmektedir. Burada uygun sıfır gerilim şartlarını sağlayan anahtar iletim (t_{on}) ve anahtar yalıtım (t_{off}) sürelerinin seçilmesi gerekmektedir.

4.2. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI KISMİ REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLÜ MPPT TASARIMI

Bu bölümde, tez çalışmasında gerçekleştirilen MPPT sisteminin güç katını oluşturan L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlamalı kısmi rezonans yükseltici tip dönüştürücünün tasarımı verilmiştir. Tasarlanan güç devresinin giriş gerilim kaynağı, enerji kaynağı olarak kullanılan SL40CE-18M marka 40 W çıkış gücüne sahip PV paneldir. Tasarım kriteri olarak seçilen ve prototip devrede kullanılan PV panelin $1000 W/m^2$ ışımaya şiddeti ve $25 ^\circ C$ sıcaklık için elektriksel özellikleri ve fiziksel özellikleri Çizelge 4.1’de görülmektedir.

Çizelge 4.1 SL40CE-18M marka PV panelin elektriksel ve fiziksel özellikleri.

Maksimum çıkış gücü	<i>40 W</i>
Maksimum çıkış gerilimi	<i>17,35 V</i>
Maksimum çıkış akımı	<i>2,3 A</i>
Açık devre gerilimi	<i>21,88 V</i>
Kısa devre akımı	<i>2,46 A</i>
Uzunluk	<i>66,8 cm</i>
Genişlik	<i>54,5 cm</i>
Yükseklik	<i>3,5 cm</i>
Ağırlık	<i>4,3 kg</i>

PV panel verilerine göre giriş gerilimi $17,35 V$ olarak alınmış ve çıkış gerilimi ise $28 V$ olacak şekilde seçilmiştir. Dönüştürücünün, ZVS koşullarında çalışacağı ışımaya

şiddeti aralığının üst ve alt sınır değerleri ise sırasıyla $1000 W/m^2$ ve $500 W/m^2$ seçilmiştir. ZVS için üst ve alt sınır değerleri laboratuvar ortamında halojen lamba ile sağlanmış ve PCE-SPM 1 marka ışımaya şiddeti ölçer ile ölçülmüştür. BRYMEN BM257 marka multimetre ile $1000 W/m^2$ ve $500 W/m^2$ ışımaya şiddeti için PV panelin giriş akımının maksimum ve minimum değerleri sırasıyla; $I_{imax} = 2,3 A$ ve $I_{imin} = 1,16 A$ olarak ölçülmüştür.

İdeal bir güç dönüştürücünün maksimum ve minimum giriş akımı değerlerine göre, maksimum ve minimum çıkış akımı Eşitlik 4.26 ve 4.27 ile hesaplanabilir.

$$I_{omax} = V_i \frac{I_{imax}}{V_o} \quad (4.26)$$

$$I_{omin} = V_i \frac{I_{imin}}{V_o} \quad (4.27)$$

Tasarım için belirlenen değerler kullanılarak $I_{omax} = 1,425 A$ ve $I_{omin} = 0,716 A$ olarak bulunur.

Yük akımı değeri kullanılarak Eşitlik 4.28 ve 4.29 ile çıkış yükü hesaplanabilir.

$$R_{omax} = \frac{V_o}{I_{omin}} \quad (4.28)$$

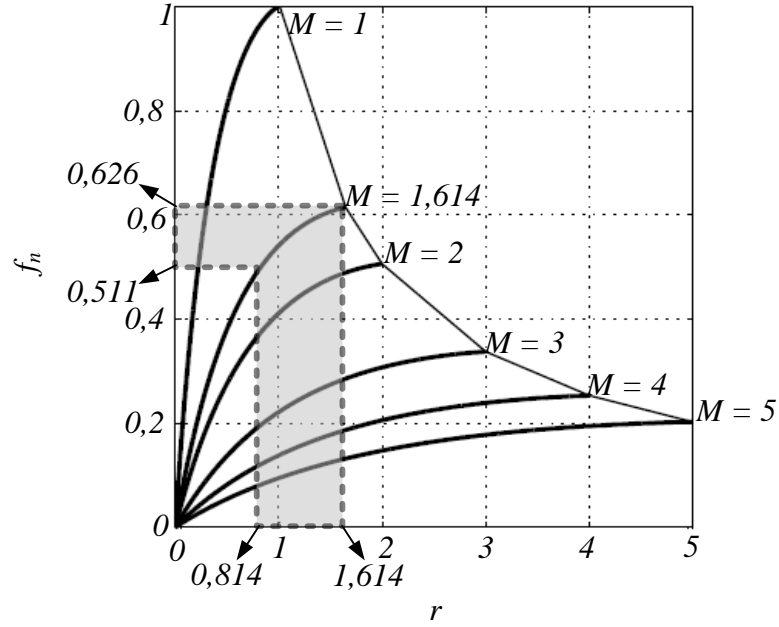
$$R_{omin} = \frac{V_o}{I_{omax}} \quad (4.29)$$

Eşitlik 4.28 ve 4.29'a göre $R_{omax} = 38,955 \Omega$ ve $R_{omin} = 19,647 \Omega$ olarak bulunur.

Dönüştürücünün dönüştürme oranı ise Eşitlik 4.1'den 1,614 olarak elde edilir.

Şekil 4.9'da Eşitlik 4.25 kullanılarak, farklı dönüştürme oranları için L-tipi yarım dalga mod sıfır gerilim anahtarlamalı kısmi rezonans dönüştürücünün normalize

frekans değişimine göre normalize yük eğrisi elde edilmiştir. Bu eğriden $M = 1,614$ için; $r_{max} = 1,614$ ve $f_{nmax} = 0,626$ olarak bulunur.



Şekil 4.9. Farklı dönüştürme oranları için $f_n - r$ grafiği.

r_{max} , R_{omax} değerleri ve Eşitlik 4.2 kullanılarak karakteristik empedans $24,135 \Omega$ olarak hesaplanır.

Tasarımda rezonans kondansatörünün değeri $104 nF$ seçilmiştir. Hesaplanan karakteristik empedans değeri kullanılarak Eşitlik 4.2 yardımıyla rezonans bobininin değeri yaklaşık olarak $61 \mu H$ hesaplanır. Rezonans bobini ve rezonans kondansatörü değerlerine göre devrenin rezonans frekansı (f_r) $63,19 kHz$ 'dir (Eşitlik 4.4).

Şekil 4.9'daki maksimum normalize frekans (f_{nmax}) ve rezonans frekansı değerlerine göre maksimum anahtarlama frekansı (f_{smax}) Eşitlik 4.5 ile $39,56 kHz$ bulunur.

Yine karakteristik empedans ve minimum yük direnci değerine göre minimum normalize yük rezistansı (r_{min}) $0,814$ hesaplanır.

r_{min} değerine karşılık gelen minimum normalize frekans değeri, Şekil 4.9'daki grafikten 0,511 olarak bulunur. Bu değer ve rezonans frekansı kullanılarak minimum anahtarlama frekansı 32,29 kHz hesaplanır.

Şekil 4.3'den de görüldüğü üzere; belirlenen maksimum ve minimum anahtarlama frekansı değeri için; sırasıyla M anahtarının minimum ve maksimum t_{on} süresi, anahtarlama periyodundan t_{01} ve t_{12} zaman aralığının çıkartılması ile bulunur. Bu nedenle f_{smax} için maksimum t_{off} süresi ve minimum t_{on} süresi sırasıyla Eşitlik 4.30 ve 4.31 ile bulunur.

$$t_{offmax} = C \frac{V_o}{I_{imin}} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_o}{Z_n I_{imin}}\right) + \pi}{\omega} \quad (4.30)$$

$$t_{onmin} = \frac{1}{f_{smax}} - t_{offmax} \quad (4.31)$$

Benzer olarak maksimum t_{on} süresi ise; maksimum anahtarlama periyodundan minimum t_{off} süresinin çıkartılması ile bulunur. Eşitlik 4.32 ve 4.33 kullanılarak sırasıyla t_{offmin} ve t_{onmax} süreleri hesaplanır.

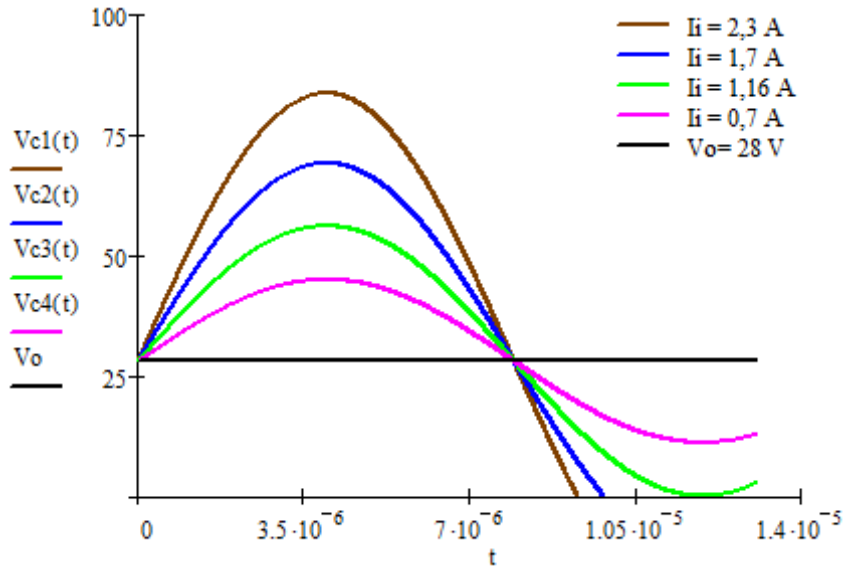
$$t_{offmin} = C \frac{V_o}{I_{imax}} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_o}{Z_n I_{imax}}\right) + \pi}{\omega} \quad (4.32)$$

$$t_{onmax} = \frac{1}{f_{smin}} - t_{offmin} \quad (4.33)$$

Eşitlik 4.30 önceden belirlenen giriş akımının (I_i) minimum ve Eşitlik 4.31 anahtarlama frekansının (f_s) maksimum değeri için çözüldüğünde; maksimum t_{off} süresi 14,38 μs ve minimum t_{on} süresi 10,9 μs bulunur. Benzer olarak giriş akımının maksimum ve anahtarlama frekansının minimum değeri için sırasıyla Eşitlik 4.32 ve 4.33 çözüldüğünde; minimum t_{off} süresi 10,51 μs ve maksimum t_{on} süresi 20,46 μs hesaplanır.

Tasarımı yapılan dönüştürücünün $M = 1,614$ dönüştürme oranı için ZVS şartlarının sağlandığı normalize frekans ve normalize yük direnci aralığı, Şekil 4.9 üzerinde koyu renkli alan ile gösterilmiştir. Bu alan dışında kalan bölgede farklı çalışma frekansı veya yükler için, I_i belirlenen sınır değerleri arasında olduğu müddetçe, sıfır gerilim sağlanmaktadır. Ancak bu durumda dönüştürme oranı değişmektedir.

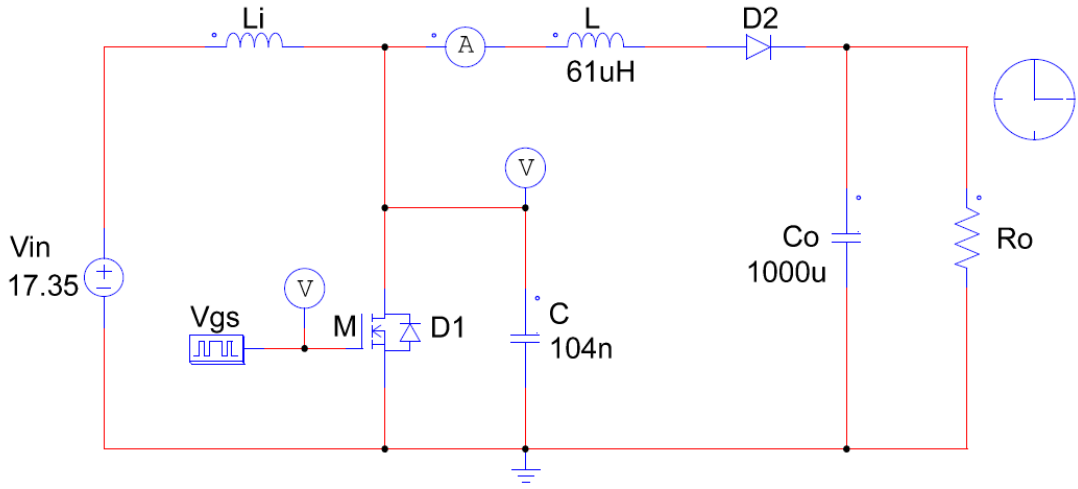
Dönüştürücüde ZVS şartlarına etki eden faktörler I_i , Z_n ve V_o 'dur. Z_n ve V_o sabit olarak kabul edilirse tasarım kriteri olarak seçilen I_i 'nin farklı değerlerine göre kondansatör gerilim değişimleri Şekil 4.10'daki gibi çizdirilebilir. Şekilde de görüldüğü gibi I_i belirlenen sınır değerinin altında bir değer aldığında ZVS şartları bozulmakta ve kondansatör gerilimi sıfır olmadan tekrar şarj olmaya başlamaktadır. I_i belirlenen sınır değerlerinin üstünde bir değer aldığında I_i , Z_n ve V_o değerlerine bağlı olan t_{off} süresi kısalmakta, sıfır gerilim anahtarlama için gerekli yalıtım süresi azalmaktadır. Bununla birlikte I_i akımı arttıkça kondansatör geriliminin tepe değeri de artmaktadır.



Şekil 4.10. Mod 2 için farklı giriş akımına göre kondansatör geriliminin değişimi.

4.3. SİMÜLASYON ÇALIŞMASI

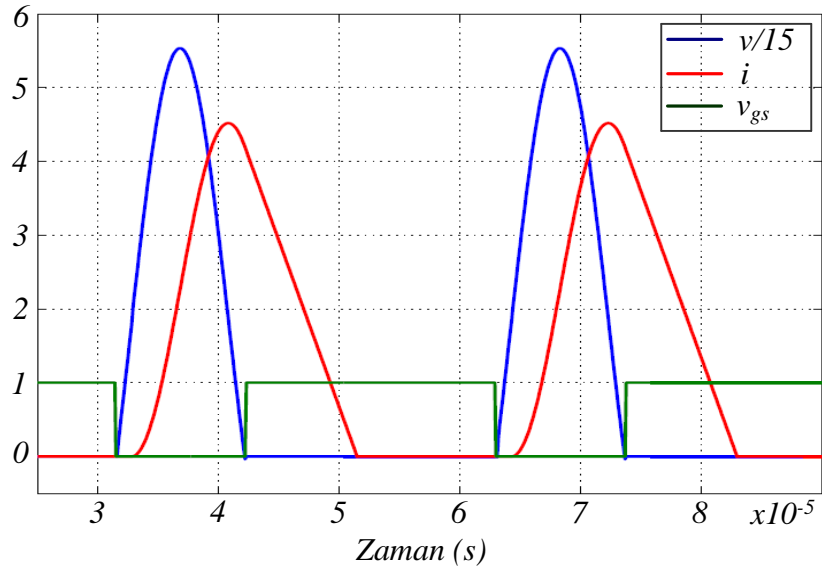
Sıfır gerilim anahtarlamaalı yükseltici dönüştürücü için yapılan teorik analizi doğrulamak amacıyla tasarım kriterleri göz önünde bulundurularak matematiksel analiz ile elde edilen eşitliklerden v geriliminin, i akımının ve kapı sinyalinin zamana göre eğrileri MATLAB programında çizdirilmiştir. Bununla birlikte güç dönüştürücü devrenin PSIM programında simülasyonu gerçekleştirilmiştir. PSIM’de simülasyonu gerçekleştirilen dönüştürücünün devre şeması Şekil 4.11’de görülmektedir.



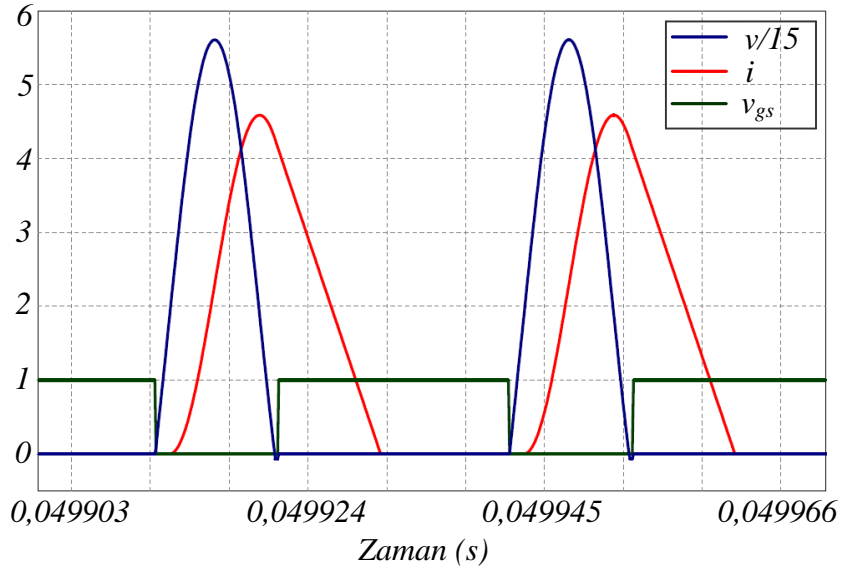
Şekil 4.11. Sıfır gerilim anahtarlamaalı dönüştürücünün simülasyon devre şeması.

4.3.1. Üst Sınır Değeri ($1000 W/m^2$) İçin

Şekil 4.12’de, MATLAB ve PSIM’den elde edilen dalga şekilleri verilmiştir. Bu şekiller, R_{omin} ve ZVS şartlarının sağlandığı aralığın üst sınırı olan $1000 W/m^2$ ışımaya şiddetinde PV panelin maksimum güç noktasındaki akım ve gerilim değeri için elde edilmiştir.



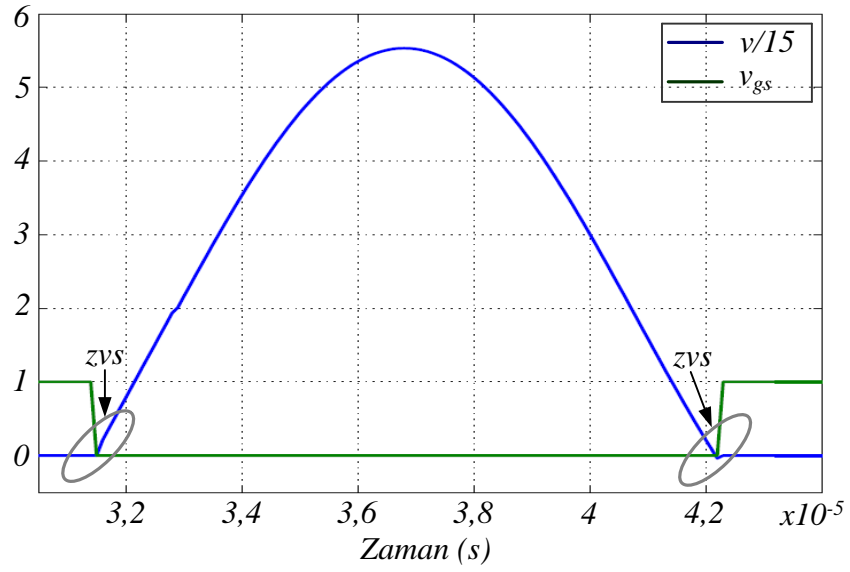
(a)



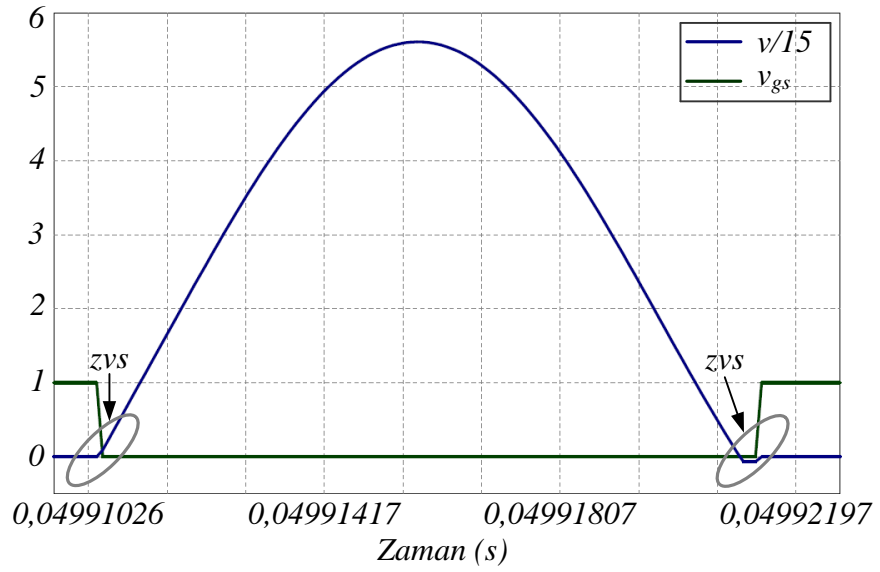
(b)

Şekil 4.12. 1000 W/m^2 ışına şiddeti için kapı sinyali, kondansatör gerilimi ve bobin akımı a) MATLAB, b) PSIM.

Elde edilen dalga şekillerinden de görüldüğü üzere; anahtar uçlarındaki v gerilimi sıfıra ulaştığında M anahtarının kapı sinyali uygulanmakta ve böylece güç anahtarı sıfır gerilim şartları altında ilettime geçmektedir. Bu durumu daha iyi görebilmek için kapı sinyalinin ve v geriliminin açılmış hali Şekil 4.13’de verilmiştir.



(a)

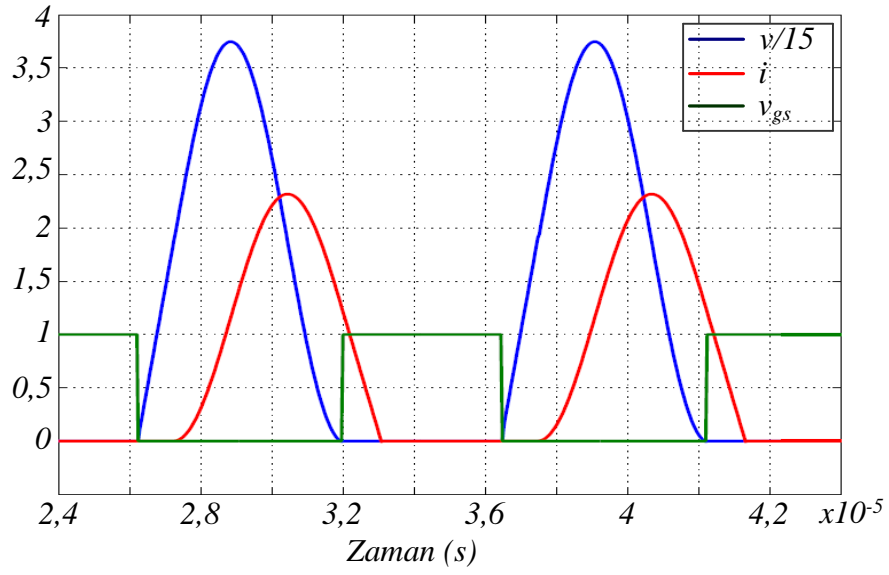


(b)

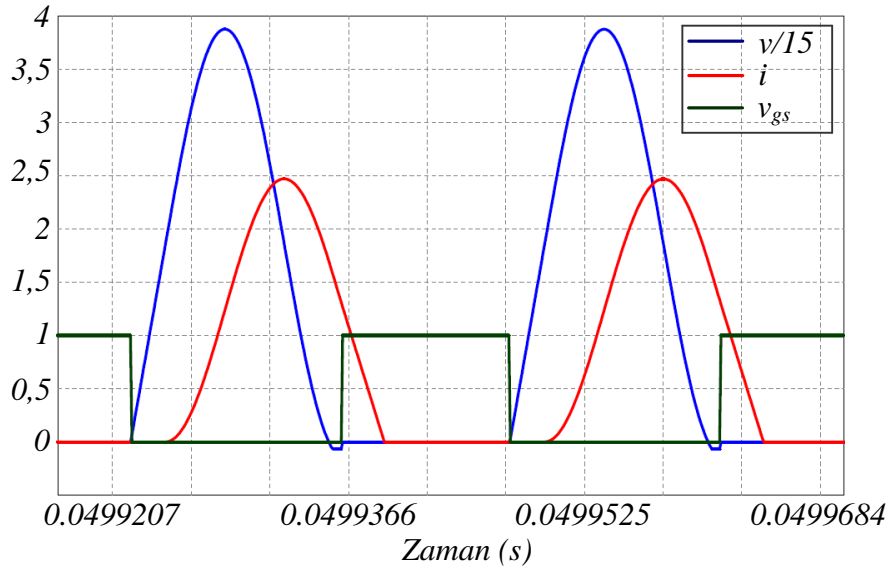
Şekil 4.13. $1000 W/m^2$ ışıma şiddeti için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi
a) MATLAB, b) PSIM.

4.3.2. Alt Sınır Değeri ($500 W/m^2$) İçin

Karşılaştırma işlemi R_{omax} ve $500 W/m^2$ ışıma şiddetinde PV panelin maksimum güç noktasındaki akım ve gerilim değeri içinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.14'de MATLAB ve PSIM de elde edilen dalga şekilleri verilmiştir.



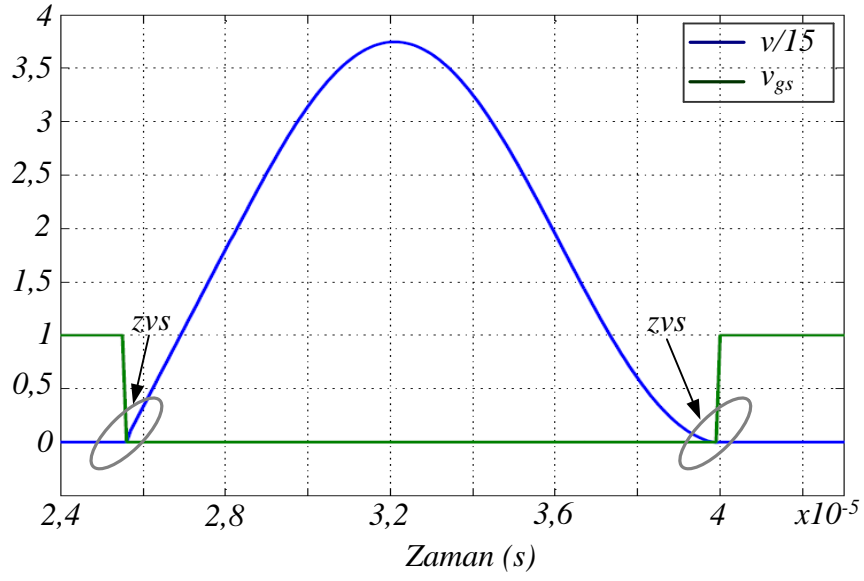
(a)



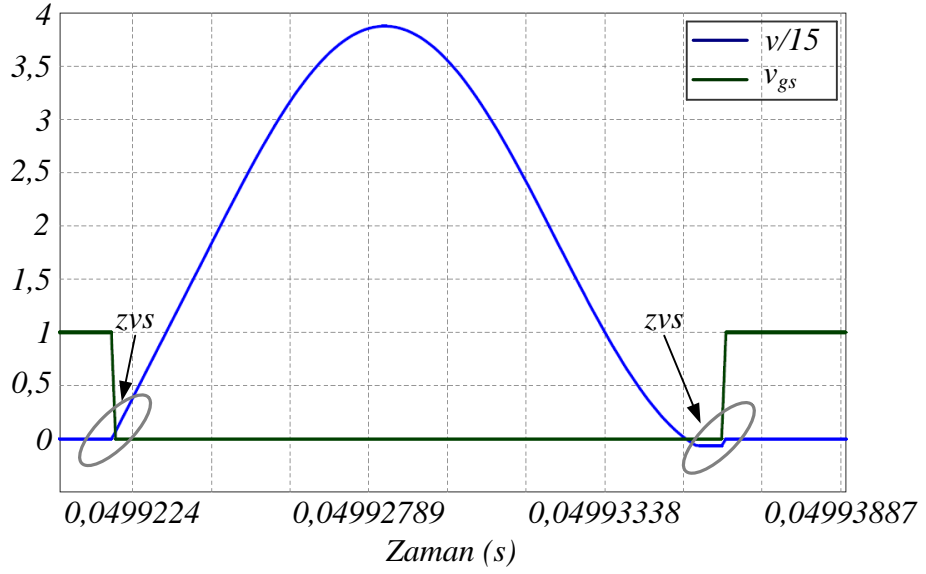
(b)

Şekil 4.14. 500 W/m^2 ışına şiddeti için kapı sinyali, kondansatör gerilimi ve bobin akımı a) MATLAB, b) PSIM.

500 W/m^2 için kapı sinyalinin ve v geriliminin açılmış hali Şekil 4.15'de verilmiştir. Anahtarın bu sınır değeri içinde sıfır gerilim ile yalıtıma geçip sıfır gerilim ile iletme geçirildiği görülmektedir.



(a)



(b)

Şekil 4.15. $500 W/m^2$ ışırma şiddeti için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi
a) MATLAB, b) PSIM.

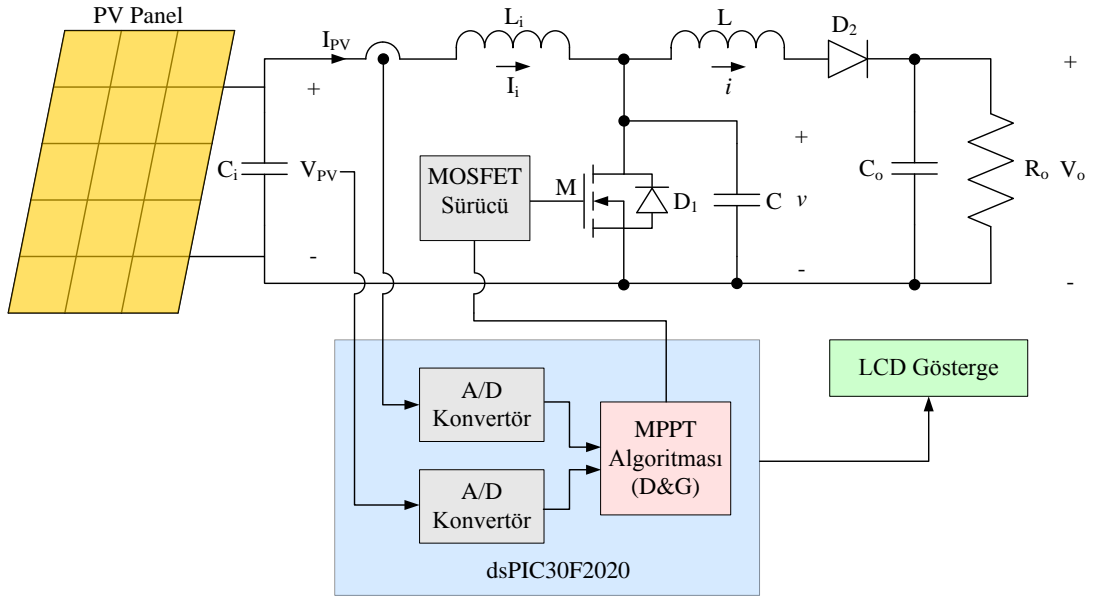
Sınır değerleri için yapılan hesaplama ve simülasyon sonucu elde edilen dalga şekillerinden görüldüğü üzere; MPPT sisteminin güç katı için tasarlanan yumuşak anahtarlamaı yükseltici dönüştürücünün güç anahtarı olan M , belirlenen sınır

değerleri için, ZVS şartları altında çalışmaktadır. Hesaplama ve simülasyon sonuçları birbirini destekler niteliktedir.

BÖLÜM 5

DENEYSEL ÇALIŞMA

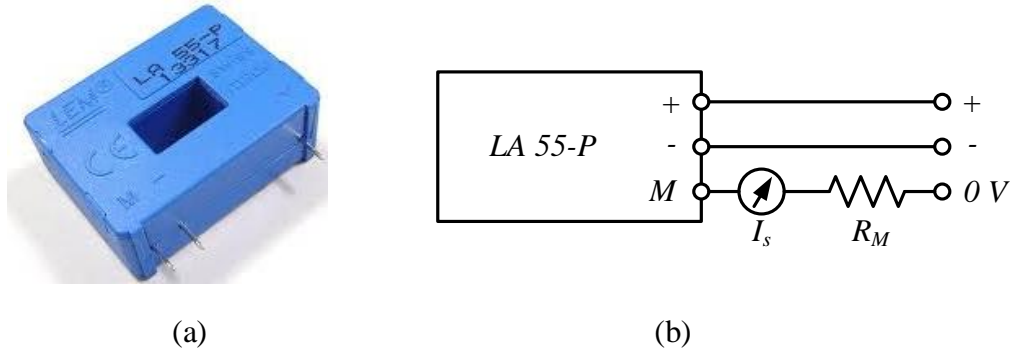
Tez çalışmasının bu bölümünde; bir önceki bölümde gerçekleştirilen teorik analizi ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için, Şekil 5.1’de devre şeması ve Ek A’da açık devre şeması verilen yumuşak anahtarlamalı MPPT sisteminin prototipi laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen uygulama devresi 40 W PV panel, kontrol devresi ve yumuşak anahtarlamalı yükseltici dönüştürücünden oluşmaktadır.



Şekil 5.1. Yumuşak anahtarlamalı MPPT sistemi.

5.1. KONTROL DEVRESİ

Gerçekleştirilen sistemde kontrol algoritması olarak, daha önce 3. bölümde belirtilen avantajlarından dolayı değiştir ve gözlemler yöntemi tercih edilmiştir. Kontrol algoritmasının parametreleri olan V_{PV} dirençlerden elde edilmiş gerilim bölücü devre üzerinden, I_{PV} ise LEM firmasının Şekil 5.2’de verilen LA 55-P akım sensörü çıkışından elde edilmiştir. LA 55-P akım sensörü; Hall etkisi ile çalışan, galvanik izolasyon sağlayan, çevrim oranı 1:1000 olan ve anahtarlama tip güç kaynağı (Switch Mode Power Supply-SMPS), kesintisiz güç kaynağı (Uninterruptable Power Supply-UPS), kaynak makineleri, AC ve DC motor sürücü devreleri gibi uygulamalarda kullanılmak üzere tasarlanmış bir akım sensörüdür [59].

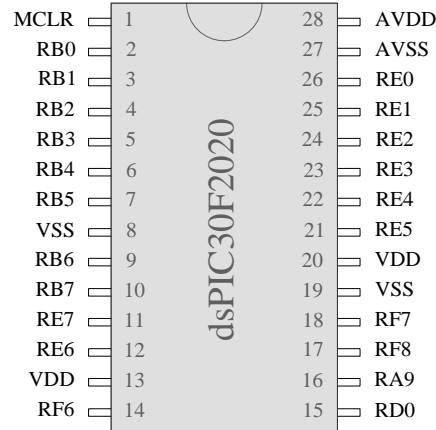


Şekil 5.2. LA 55-P akım sensörü a) Dış görünümü, b) Bağlantı şekli.

PV panel akımı ve gerilimini kullanarak MPPT algoritmasını oluşturmak ve uygun kontrol sinyalini üretmek amacıyla kontrol devresinde Microchip firmasının dsPIC30F2020 sayısal sinyal denetleyicisi kullanılmıştır. Şekil 5.3’de pin diyagramı gösterilen bu denetleyici; SMPS, AC-DC dönüştürücü, DC-DC dönüştürücü, PFC, UPS, eviriciler ve sayısal aydınlatma gibi güç elektroniği uygulamaları için tasarlanmıştır. Aşağıda dsPIC30F2020’nin bazı özellikleri verilmiştir [60].

1. 30 MIPS’e kadar çalışma,
2. RISC komut mimarisi,
3. 12 Kbyte Flash program hafızası,
4. 512 byte veri RAM bellek,

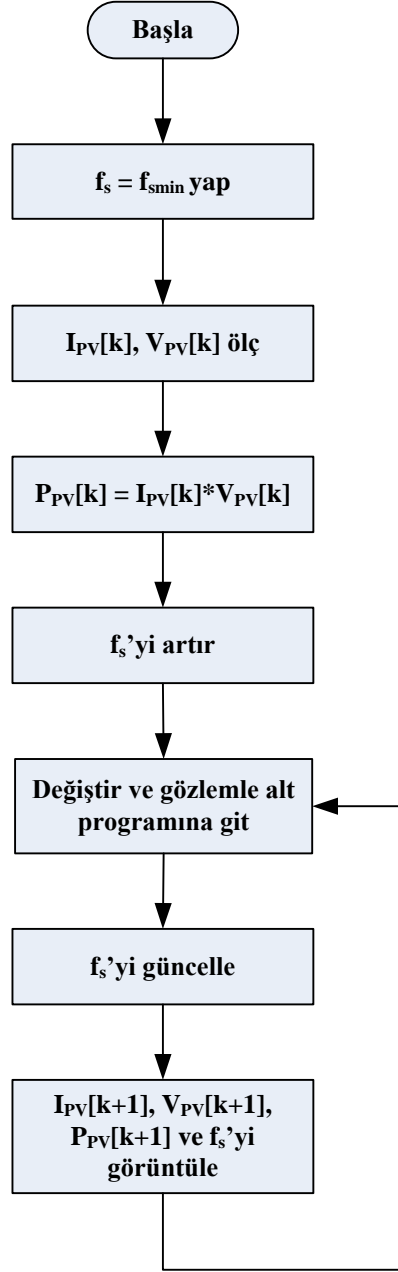
5. Dahili iki adet 9,7 ve 14,55 MHz RC osilatör,
6. 3 adet zamanlayıcı/sayıcı,
7. 32 adet kesme kaynağı,
8. 3 adet harici kesme kaynağı,
9. 1 adet SPI,
10. 1 adet I²C,
11. 1 adet UART,
12. 1 adet 16 bit Capture giriş fonksiyonu,
13. 2 adet 16 bit Compare/PWM çıkış fonksiyonu,
14. 8 çıkışlı 4 PWM üretici,
15. 4 adet analog karşılaştırıcı,
16. 8 adet 10 bit ADC özelliklerine sahiptir.



Şekil 5.3. dsPIC30F2020 sayısal sinyal denetleyicisinin pin diyagramı.

Yarıiletken güç anahtarını sürmek için, TC4427 sürücü entegresi kullanılmış, kontrol sinyali ise; mikro denetleyicinin PWM çıkışı olan RE0 pininden uygulanmıştır. Ayrıca; PV panelin gerilim ve akım bilgilerini sayısallaştırmak amacıyla, mikro denetleyicinin ADC girişi olan, RB0 ve RB1, bu verileri ve kontrol sinyalinin frekansını görüntülemekte kullanılan LCD ekranı sürmek için RB4, RB5, RB6, RB7, RF6, RF7 ve RF8 pinleri kullanılmıştır.

Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin kontrolünü gerçekleştiren mikro denetleyici programı CCS firması tarafından geliştirilen CCS C programında yazılmış [Ek B] ve derlenmiştir. Bu programın akış şeması Şekil 5.4’de verilmiştir.



Şekil 5.4. Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin kontrol algoritması.

Kontrol algoritmasından da görüldüğü gibi dönüştürücü başlangıçta minimum anahtarlama frekansı ile çalışmaya başlamakta daha sonra anahtarlama frekansı belirlenen adım aralığı kadar artırılmaktadır. Anahtarlama frekansındaki değişim ile

PV panelin çıkış gücündeki değişim aynı yönde ise anahtarlama frekansı artırılmaya devam etmekte değilse azaltılmaktadır. Bu işlem PV panelin maksimum güç noktasına ulaşmaya kadar devam etmektedir.

5.2. SIFIR GERİLİM ANAHTARLAMALI MPPT UYGULAMA DEVRESİ

Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin güç devresini oluşturmak amacıyla bir önceki bölümde tasarımı gerçekleştirilen ve parametreleri belirlenen yumuşak anahtarlama yükseltici dönüştürücünün prototipi gerçekleştirilmiştir. Çizelge 5.1’de prototipi gerçekleştirilen dönüştürücüde kullanılan devre elemanlarının değerleri verilmiştir.

Çizelge 5.1. Prototipi gerçekleştirilen dönüştürücüde kullanılan devre elemanlarının değerleri.

Giriş Bobini	L_i	$711,8 \mu H$
Rezonans Bobini	L	$62,2 \mu H$
Güç Anahtarı	M	$IRFP260$
Hızlı Güç Diyotu	D_2	$STTH1502D$
Rezonans Kondansatörü	C	$104,7 \mu F$
Çıkış Kondansatörü	C_o	$1000 \mu F$

Dönüştürücüde kullanılan yarı iletken elemanlar, teorik analiz ve simülasyon sonucu elde edilen I_i , i ve v işaretlerinin tepe değerleri göz önünde bulundurularak yeterince toleranslı seçilmiştir. Bu değerlere göre, seçilen yarı iletken devre elemanlarının katalog değerleri Çizelge 5.2’de verilmiştir [61,62].

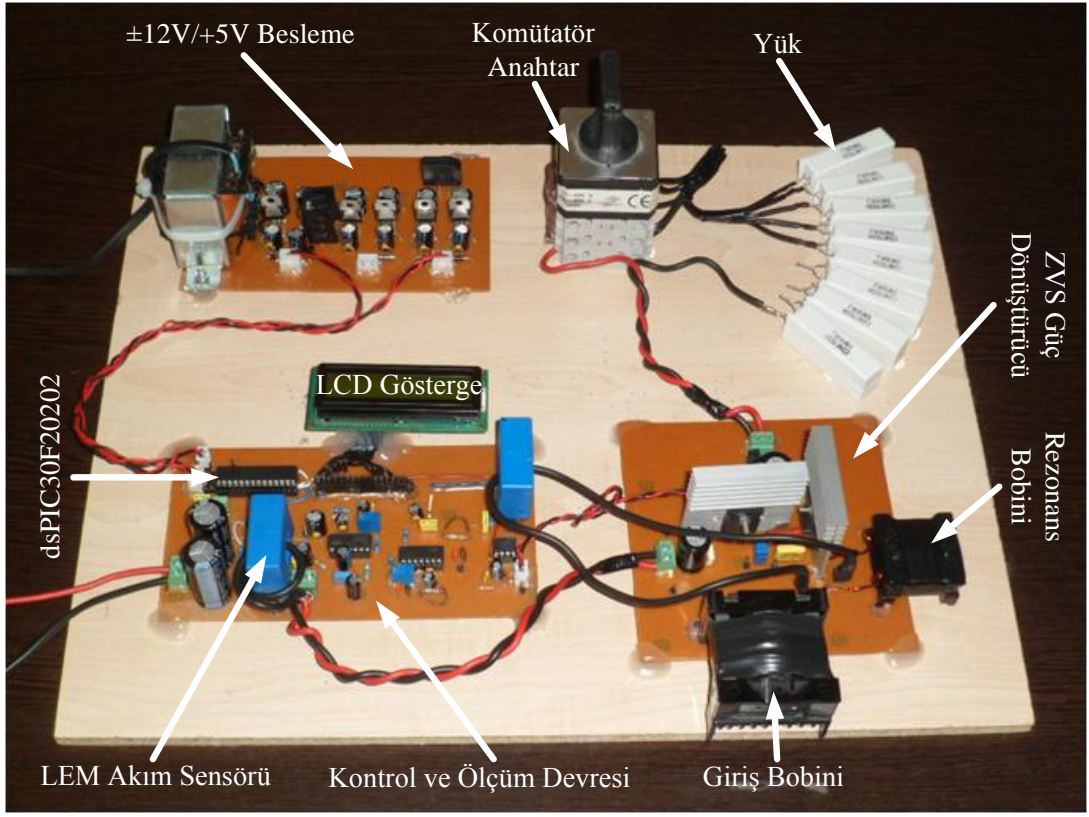
Çizelge 5.2. Uygulama devresinde kullanılan yarı iletken elemanların katalog değerleri.

Kodu	$V(V)$	$I(A)$	$t_r(ns)$	$t_f(ns)$	$t_{rr}(ns)$
<i>IRFP260</i>	<i>200</i>	<i>50</i>	<i>60</i>	<i>48</i>	<i>268</i>
<i>STTH1502D</i>	<i>200</i>	<i>15</i>	-	-	<i>20</i>

Dönüştürücünün giriş ve rezonans bobini sırasıyla E tipi ETD49 ve ETD39 nüveleri kullanılarak imal edilmiştir. Giriş bobininin değeri bobin akımının sürekli ve çıkış akımındaki dalgalanma seviyesinin mümkün olduğunca az olabilmesi için büyük seçilmiştir. Bununla birlikte her iki bobinin nüve geçirgenliğinin, akı yoğunluğundan ve sıcaklıktan etkilenerek endüktans değerlerinin değişmesini önlemek amacıyla, nüvelerde bir miktar hava boşluğu bırakılmıştır.

5.3. YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT DENEY DÜZENEGİ

Şekil 5.5’de, gerçekleştirilen sıfır gerilim anahtarlama MPPT sisteminin uygulama devresi verilmiştir. Prototip devrenin farklı yük koşullarında test edilebilmesi için çıkışta yük direnci olarak taş dirençler kullanılmıştır. Bu yük, iki tane $10 \Omega - 11 W$ değerindeki dirençlerin paralel bağlanması ile elde edilmiş, 5Ω ’luk direnç gruplarının birbirine seri bağlanması ile $20 - 40 \Omega$ aralığında değiştirilebilmektedir. Beş’in katı olan ara değerleri ayarlayabilmek için bir komütatör anahtar kullanılmıştır.



Şekil 5.5. Tasarlanan yumuşak anahtarlamalı MPPT sisteminin uygulama devresi.

Kontrol, ölçme ve sürücü devrenin beslemesinde ise 7812/7912 ve 7805 regüle entegreleri ile gerçekleştirilmiş $\pm 12/+5$ V besleme devresi kullanılmaktadır.

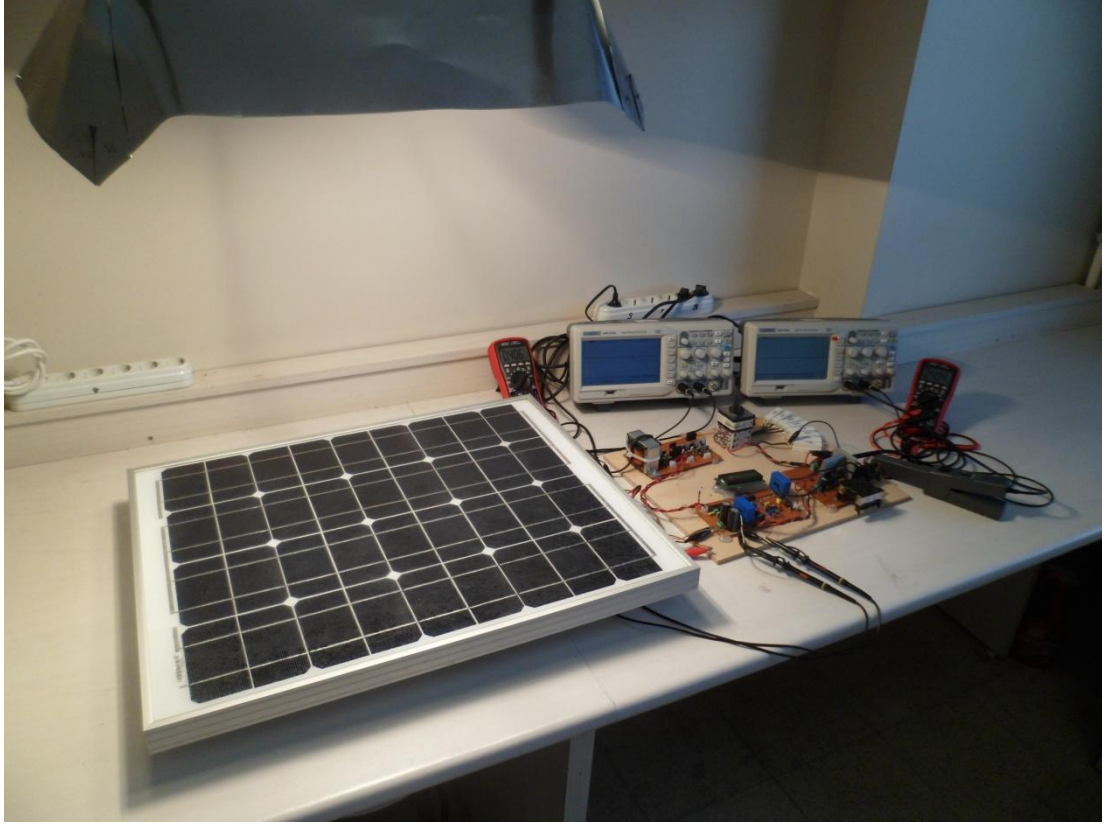
40 W PV panel ile beslenen MPPT sisteminin farklı ışımaya şiddeti değerlerinde test edilebilmesi amacıyla, PV panel üzerine 3000 W gücünde halojen lambalar ve galvenizli demir sac kullanılarak bir projektör imal edilmiştir. Şekil 5.6'da PV panellerle birlikte yapay aydınlatma sistemi (projektör) verilmiştir. Projektörden elde edilen ışımaya şiddeti, halojen lambaya bağlanan dimmer devresi ile istenilen seviyeye ayarlanabilmiştir.



Şekil 5.6. PV panel ve 3000 W halojen lambalı projektör.

Farklı yük değerlerinin ve ışıma şiddetlerinin elde edilebilmesiyle MPPT algoritmasının maksimum güç noktasının takibini yapıp yapamadığı ve ZVS şartlarının sağlanıp sağlanamadığı gözlemlenebilmiştir.

Şekil 5.7’de ölçümde uygulama devresi, PV panel ve projektörden oluşan deney düzeneği verilmiştir. Bu deney düzeneği üzerinden teorik analiz ve simülasyon sonuçları ile karşılaştırmak için farklı ışıma şiddetleri ve çıkış yük değerleri için ölçümler alınmıştır.



Şekil 5.7. Yumuşak anahtarlamalı MPPT sisteminin deney düzeneği.

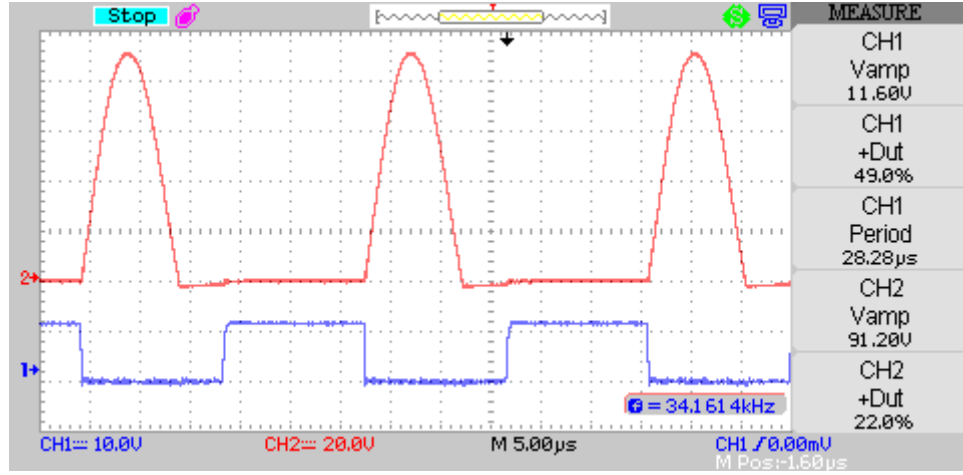
5.4. UYGULAMA SONUÇLARI

Yapay aydınlatma ile yapılan deneysel çalışmalarda yükün ve ışımının değişimi test edilmiştir. Belirlenen üst ve alt sınır değerlerinde dönüştürücü minimum (20Ω) ve maksimum (40Ω) yük direnci ile çalıştırılmış ve teorik analiz sonuçları ile deneysel çalışmadan alınan ölçüm sonuçları karşılaştırılmıştır. Maksimum güç noktasının takibinin gerçekleştirildiğini test edebilmek amacıyla dönüştürücü farklı yük direnci ve ışıma şiddetlerinde çalıştırılmıştır. Ayrıca sıfır gerilim anahtarlamalı dönüştürücü ile PWM anahtarlamalı dönüştürücü anahtarlama kayıpları ve verim yönünden karşılaştırılmıştır.

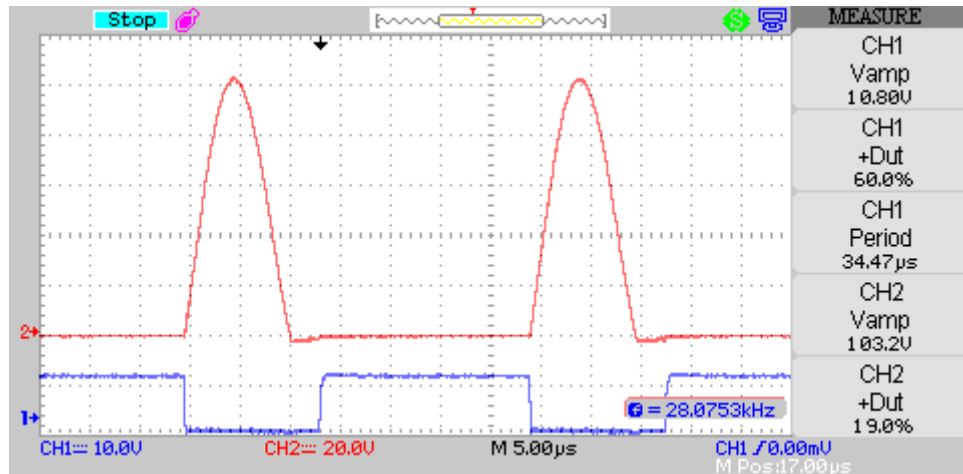
5.4.1. $1000 W/m^2$ İçin Yük Değişimi Sonuçları

$1000 W/m^2$ ışıma şiddetinde, minimum ve maksimum çıkış yük direnci değerleri için, alınan ölçüm sonuçları Şekil 5.8'de verilmiştir. Şekil 5.8a ve Şekil 5.8b'de,

sırasıyla minimum ve maksimum yük değeri için, kontrol sinyalinin ve anahtar geriliminin dalga şekilleri verilmiştir.



a) 20 Ω için.

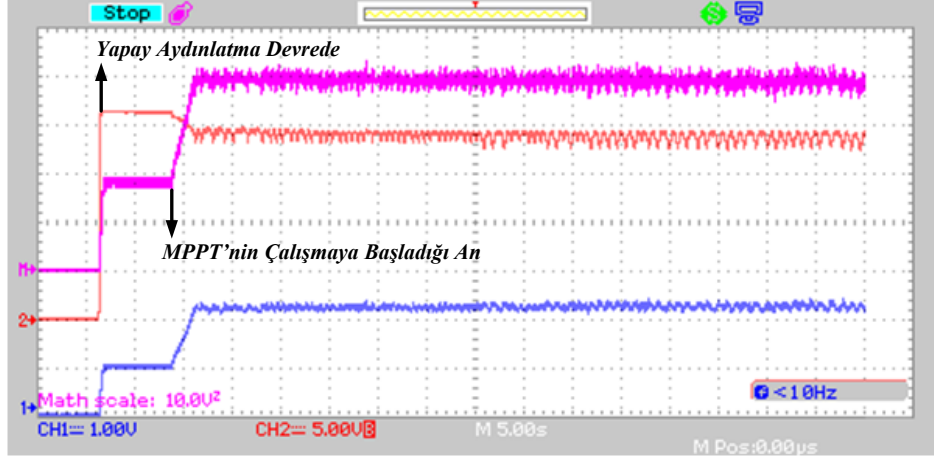


b) 40 Ω için.

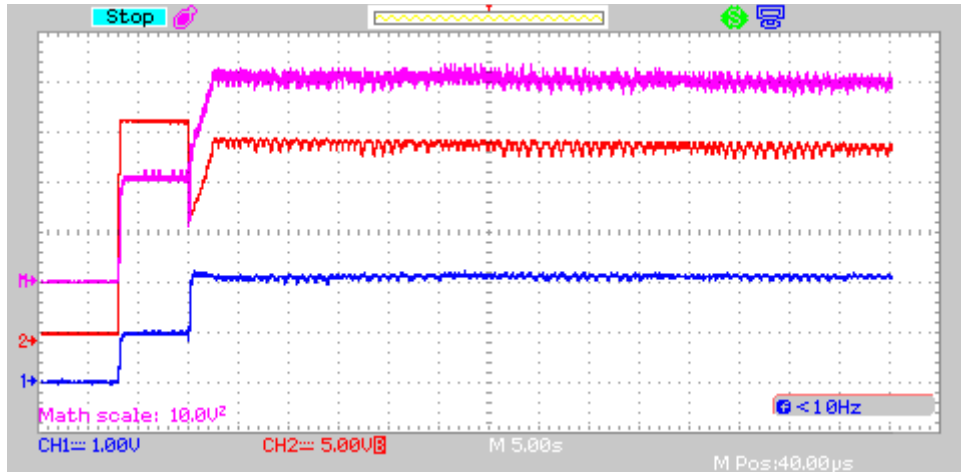
Şekil 5.8. 1000 W/m² için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi.

Şekil 5.8a ve Şekil 5.8b'deki dalga şekillerinde, yükün değişmesiyle çalışma frekansının da değiştiği görülmektedir. Bununla birlikte kondansatör gerilimi v 'nin sifira düştükten sonra tekrar kondansatör şarj olmaya başlamadan, anahtarın kontrol sinyali uygulanmaktadır. Böylece yükteki değişimlere rağmen ZVS şartları korunmakta ve anahtar sıfır gerilim şartları altında çalışmaya devam etmektedir.

Şekil 5.9a ve Şekil 5.9b’de ise sırasıyla minimum ve maksimum yük direnci değeri için PV panelin akım, gerilim ve güç değişimleri verilmiştir.



a) $20\ \Omega$ için (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).

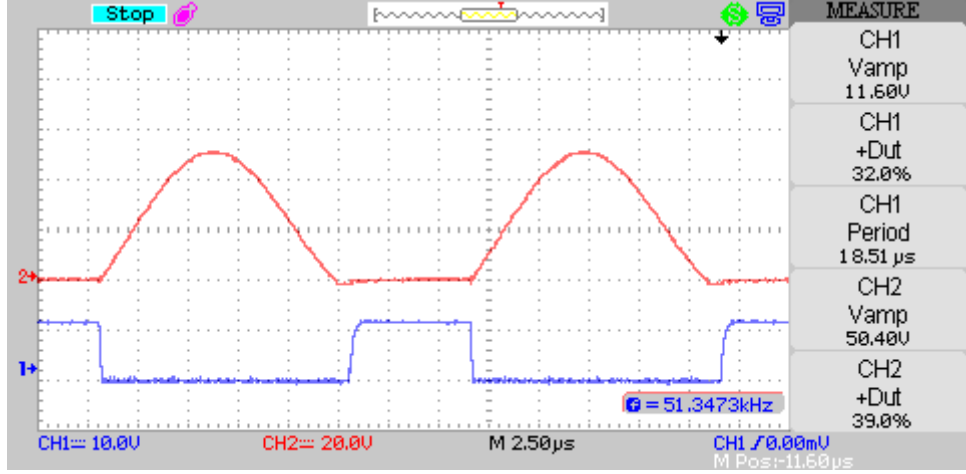


b) $40\ \Omega$ için (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).

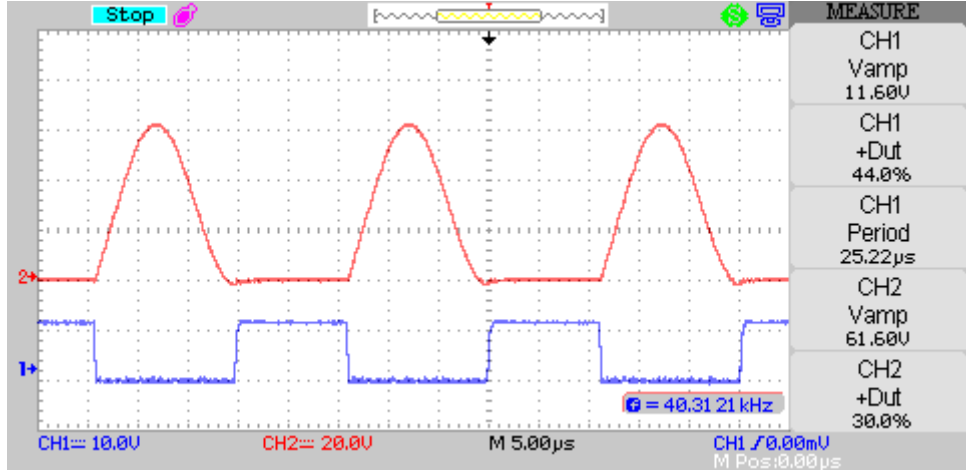
Şekil 5.9. $1000\ \text{W}/\text{m}^2$ için panel akımı, gerilimi ve gücü.

5.4.2. $500\ \text{W}/\text{m}^2$ İçin Yük Değişimi Sonuçları

$500\ \text{W}/\text{m}^2$ ışınma şiddetinde, minimum ve maksimum yük direnci değerleri için gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda alınan kontrol sinyalinin ve anahtar geriliminin dalga şekilleri Şekil 5.10’da verilmiştir.



a) 20 Ω için.

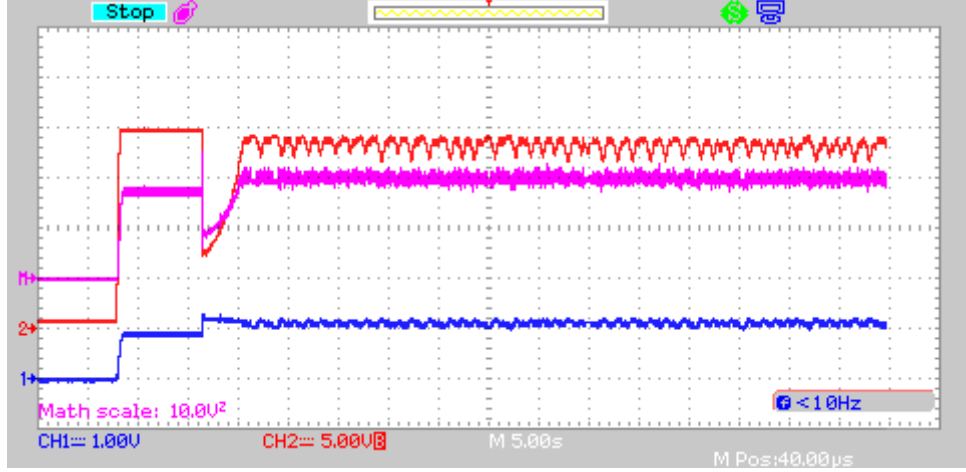


b) 40 Ω için.

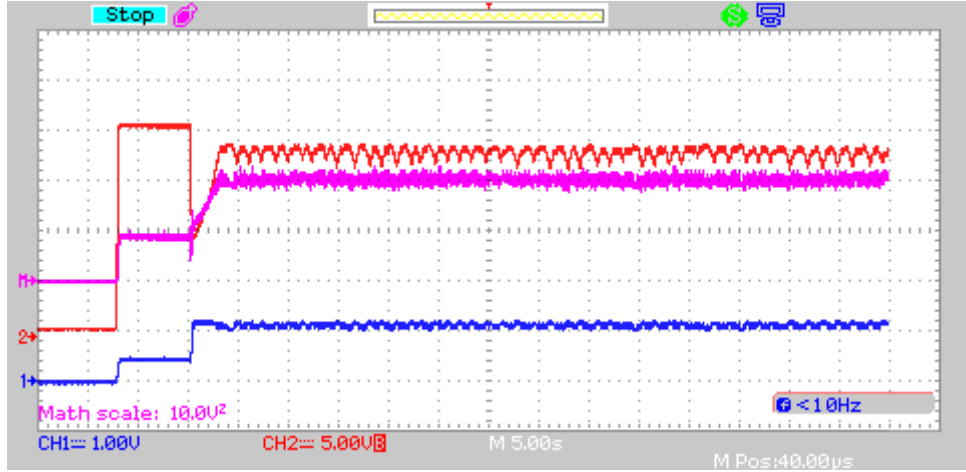
Şekil 5.10. 500 W/m² için kapı sinyali ve kondansatör gerilimi.

Şekillerden her iki yük direnci için de ZVS şartlarının korunduğu görülmektedir. Bununla birlikte minimum yük direnci frekans tasarım değerlerinin dışında da olsa ZVS sağlanmaktadır. Ancak bu durumda çıkış gerilim değeri değişmektedir. Maksimum yük direncindeki frekans değeri ise tasarımda belirlenen maksimum anahtarlama frekansı (39,56 kHz) değerine çok yakındır.

Şekil 5.11'de sırasıyla minimum ve maksimum yük direnci için PV panelin akım, gerilim ve güç değişimleri verilmiştir.



a) 20Ω için (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).



b) 40Ω için (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).

Şekil 5.11. 500 W/m^2 için panel akımı, gerilimi ve gücü.

Deneyisel çalışmalardan alınan osiloskop şekilleri incelendiğinde güç anahtarının farklı ışınma şiddetlerinde ZVS şartları altında çalıştığı, PV panelden mümkün olabilen maksimum gücün çekildiği ve kısa sürede maksimum güç noktasının yakalandığı görülmektedir.

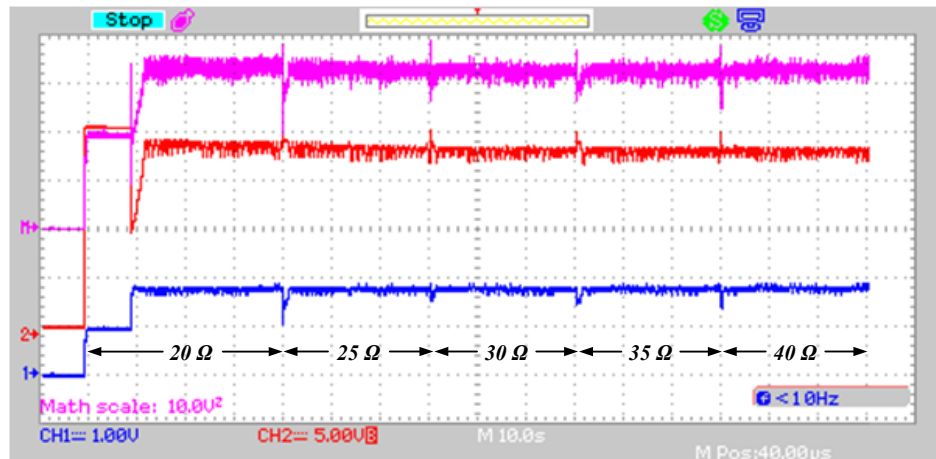
Çizelge 5.3’de deneysel devre üzerinden alınan ölçümler ile bir önceki bölümde elde edilen analiz ve simülasyon sonuçları verilmiştir. Çizelgede, gerçekleştirilen sistemin analiz ve simülasyon sonuçlarının, uygulama devresinden alınan ölçümleri desteklediği görülmektedir.

Çizelge 5.3. Hesaplama, simülasyon ve uygulama sonuçları.

	MATLAB		PSIM		Uygulama	
	500	1000	500	1000	500	1000
İşıma Şiddeti (W/m^2)	500	1000	500	1000	500	1000
I_i (A)	1,16	2,3	1,17	2,31	1,16	2,3
V_i (V)	17,35	17,35	17,35	17,35	17,1	17,35
f_s (kHz)	39,43	32,18	39,43	32,18	39,65	34,16
i_{max} (A)	2,317	4,52	2,45	4,58	2,3	4,52
v_{max} (V)	56,205	83,01	57,87	84	61,6	91,2
V_o (V)	28	28	28,13	28,09	27,54	27,4
I_o (A)	0,718	1,425	0,721	1,43	0,68	1,33

5.4.3. Yük ve Işıma Şiddeti Değişiminin Etkisi

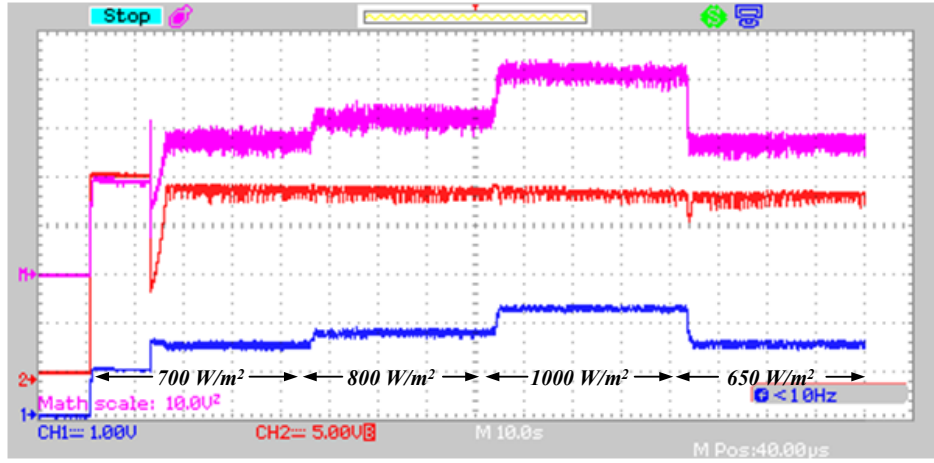
Yumuşak anahtarlmalı MPPT'nin farklı yük koşullarına karşı vermiş olduğu tepkiyi incelemek amacıyla $800 W/m^2$ ışıma şiddeti için yük dirençleri sırasıyla 20Ω , 25Ω , 30Ω , 35Ω ve 40Ω olarak değiştirilmiştir. PV panelin, akım, gerilim ve güç değişimleri gözlemlenmiştir. Alınan sonuçlar Şekil 5.12'de verilmiştir.



Şekil 5.12. $800 W/m^2$ ışıma şiddetinde farklı yük direnci değerleri için I_{PV} , V_{PV} ve P_{PV} (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 10 s/Div).

Değişimlerden MPPT çalışmaya başladığı andan itibaren PV panelden alınabilecek gücün 20 W 'tan yaklaşık 32 W değerine çıktığı ve sistemin değişken yük direnci şartlarında maksimum güç noktasını takip etmeye devam ettiği görülmüştür.

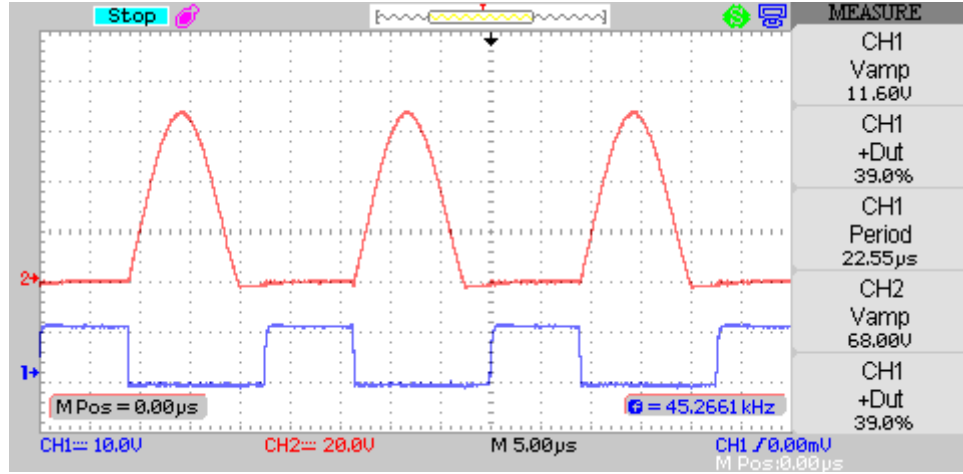
Sistemin farklı ışıma şiddetlerine karşı göstermiş olduğu tepkiyi gözlemlemek amacıyla sabit yük direncinde ($20\ \Omega$) dimmer yardımıyla ışıma şiddeti sırasıyla yaklaşık olarak 700 W/m^2 , 800 W/m^2 , 1000 W/m^2 ve 650 W/m^2 olarak değiştirilmiştir. Sistemin bu değişimlere karşı cevabı Şekil 5.13'de verilmiştir. Şekilde PV panelin akım, gerilim ve güç değişimleri görülmektedir.



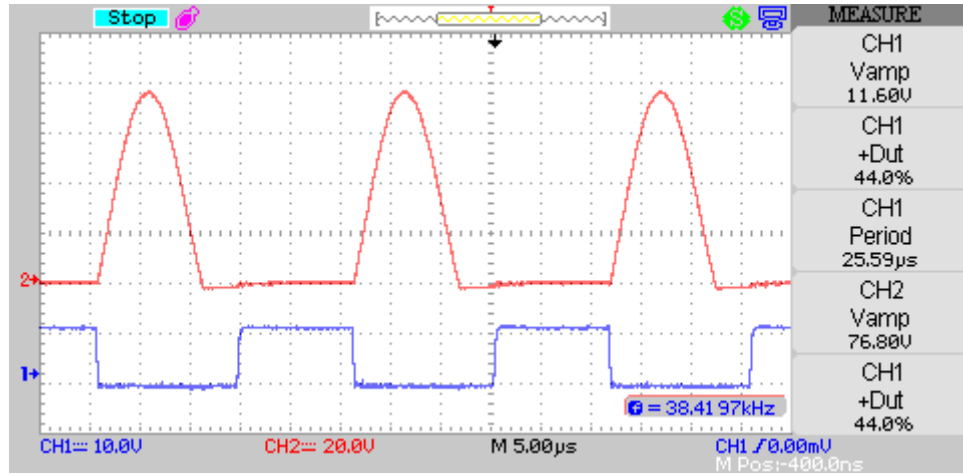
Şekil 5.13. $20\ \Omega$ yük direnci değeri için farklı ışıma şiddetlerinde I_{PV} , V_{PV} ve P_{PV} (CH1: 1 A/Div , CH2: 5 V/Div , M: 10 W/Div ve Yatay: 10 s/Div).

Osiloskoptan alınan dalga şekilleri incelendiğinde, MPPT çalıştırılmadan önce panelden 20 W güç çekiliyorken, MPPT çalıştırılmaya başlandığı anda itibaren değişen ışınım şiddetine göre PV'den alınabilecek güç miktarının da değiştiği ve sistemin değişken ışıma şiddetinde de maksimum güç noktasını izlemeye devam ettiği görülmektedir.

Şekil 5.13'deki çalışma koşullarında sıfır gerilim şartlarının korunduğunu gösterebilmek için aynı ışıma değerleri için kontrol sinyali ve anahtar gerilimi ölçülmüştür. Bu ölçümler Şekil 5.14'de görülmektedir. Şekiller de görüldüğü gibi güç dönüştürücü değişen ışıma şiddetinde frekans kontrolü ile maksimum güç takibi ve sıfır gerilim anahtarlamaı gerçekleştirmektedir.

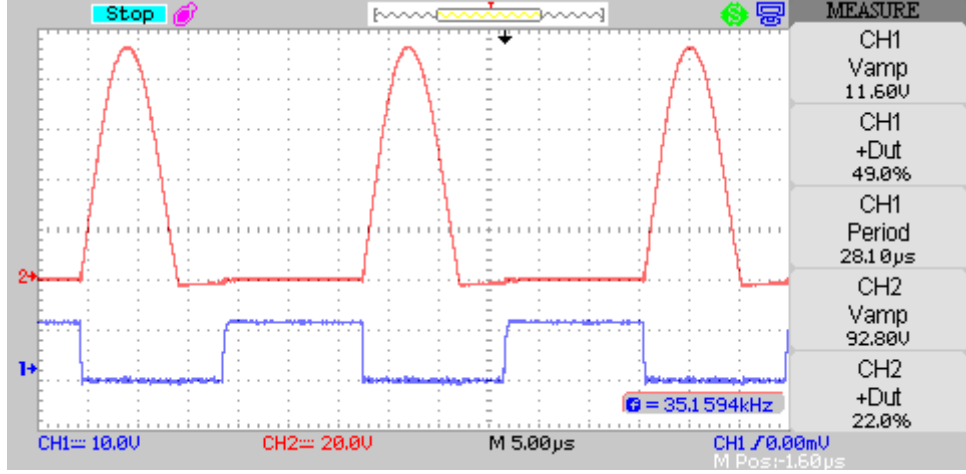


a) 700 W/m^2 ışına şiddeti için.

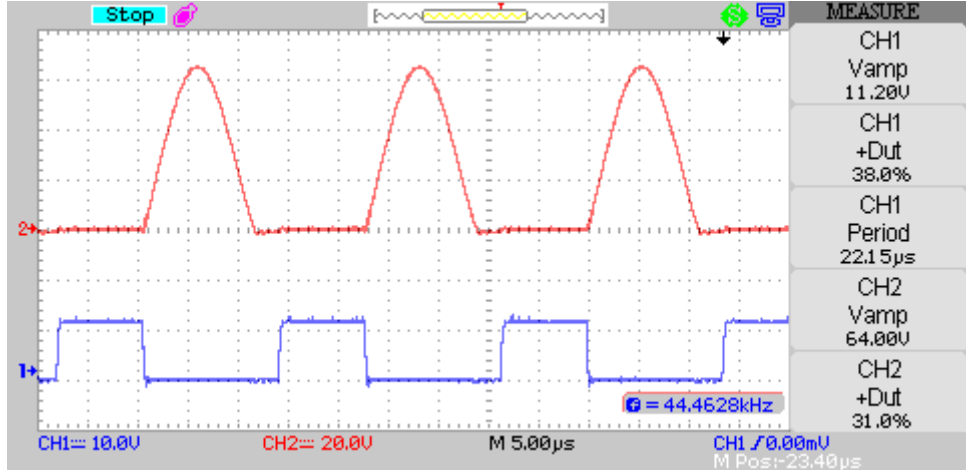


b) 800 W/m^2 ışına şiddeti için.

Şekil 5.14. Farklı ışına şiddetlerinde kapı sinyali ve kondansatör gerilimi.



c) 1000 W/m^2 ışım şiddeti için.



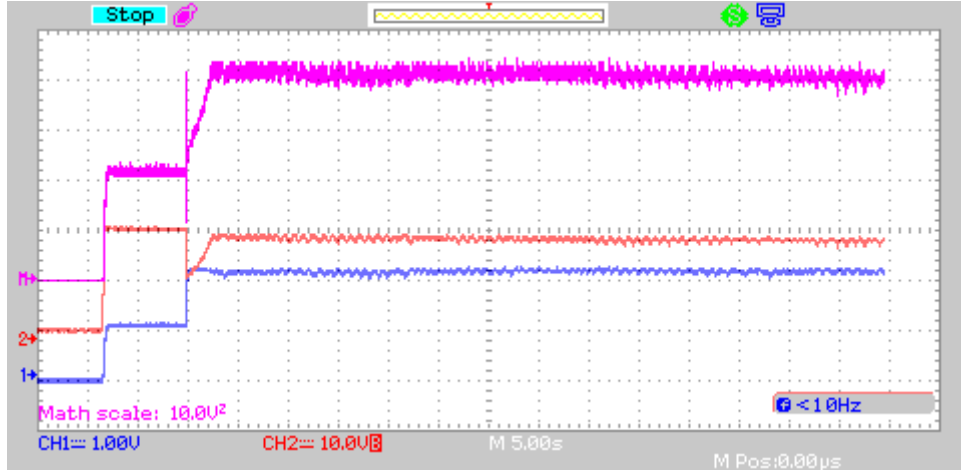
d) 650 W/m^2 ışım şiddeti için.

Şekil 5.14. (devam ediyor).

Deney düzeneğinden alınan ölçüm sonuçlarında, gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin; analiz, simülasyon sonuçları ve deneysel devreden alınan ölçüm sonuçları birbiri ile örtüşmektedir. Bunun yanında; tasarlanan sistem çalışmasına devam ederken değişken yük şartlarında ve ışım şiddetinde ZVS şartları altında çalışmayı sürdürmekte, maksimum güç noktası takibini de yapmaya devam etmektedir.

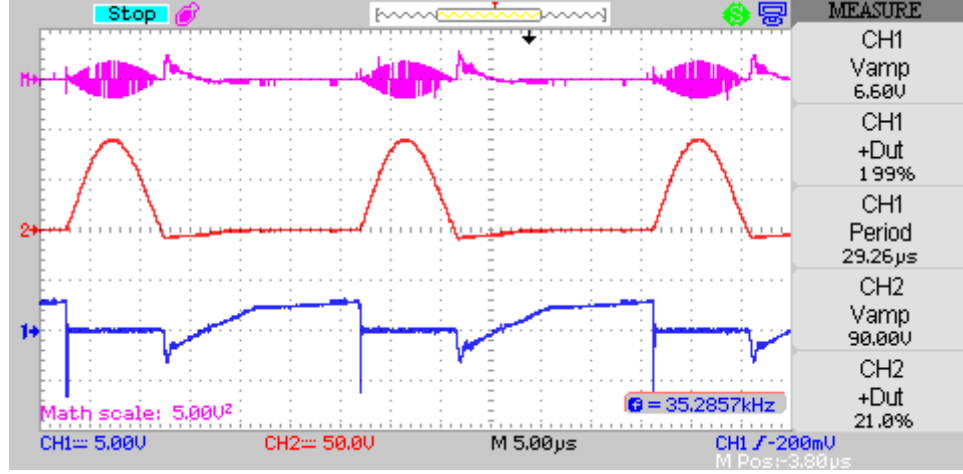
5.4.4. PWM ve Yumuşak Anahtarlama MPPT'nin Karşılaştırılması

Gerçekleştirilen yumuşak anahtarlama MPPT ile PWM anahtarlama MPPT'nin karşılaştırılabilmesi amacıyla, yumuşak anahtarlama güç dönüştürücüden rezonans elemanları çıkartılarak geleneksel boost güç dönüştürücü oluşturulmuştur. Elde edilen sistem $1000 W/m^2$ ışımaya şiddetinde ve 20Ω çıkış yük direnci için test edilmiştir. Sistemin kontrolü Ek C'de verilen C programı ile yazılmış değiştir ve gözlemle algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Bu durumda PV panelin akım, gerilim ve güç değişimleri Şekil 5.15'de verilmiştir.

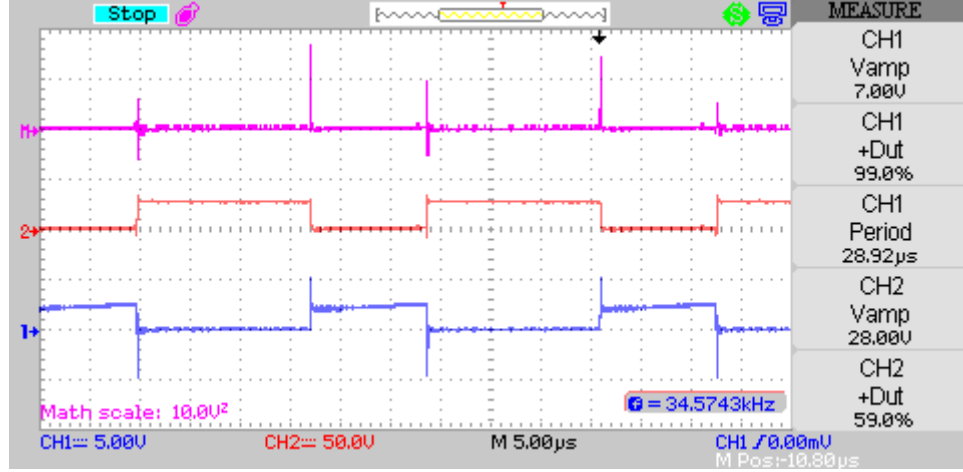


Şekil 5.15. PWM anahtarlama PV panelin akım, gerilim ve güç dalga şekilleri (CH1: 1 A/Div, CH2: 5 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 10 s/Div).

PWM anahtarlama ve sıfır gerilim anahtarlama güç dönüştürücülerin osiloskop ile anahtar akımı, gerilimi ve anahtarlama kayıpları ölçülmüştür. Ölçüm sonuçları Şekil 5.16'da verilmiştir.



- a) Yumuşak anahtarlamalı MPPT (CH1: 5 A/Div, CH2: 50 V/Div, M: 5 W/Div ve Yatay: 10 s/Div).



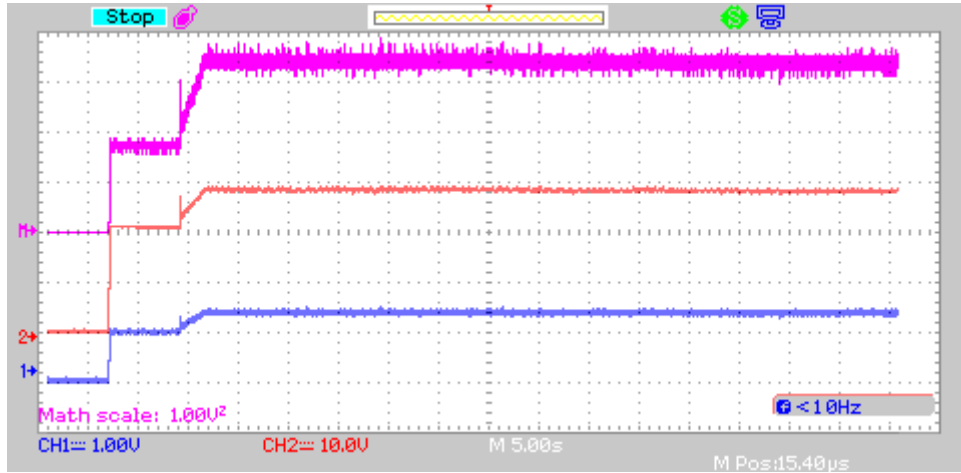
- b) PWM anahtarlamalı MPPT (CH1: 5 A/Div, CH2: 50 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 10 s/Div).

Şekil 5.16. Yumuşak ve PWM anahtarlamalı MPPT anahtar akımı, gerilimi ve anahtarlama kayıpları.

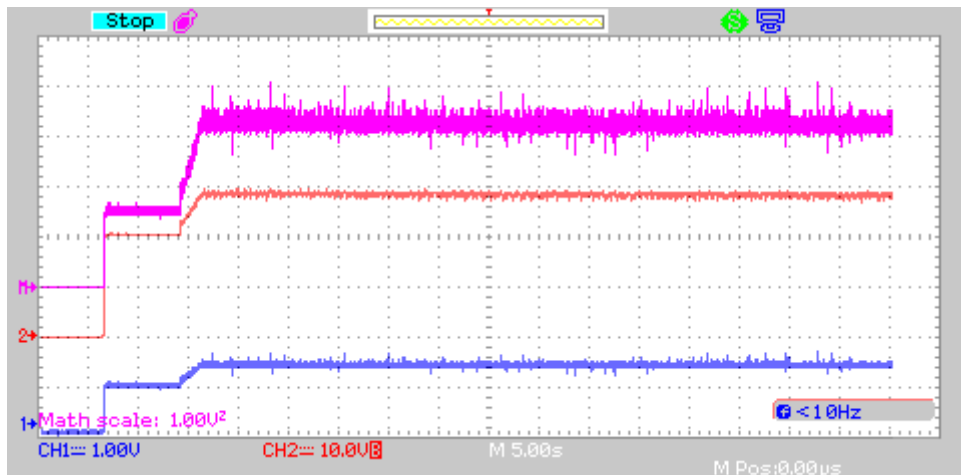
Bu değişimlerden yumuşak anahtarlamalı dönüştürücüde güç anahtarının iletme ve yalıtıma geçişleri esnasında oluşan anahtarlama kayıplarının sıfır olduğu görülmüştür. Anahtar, iletim durumuna geçerken akımdaki sıçramalar azalmaktadır. Bununla birlikte anahtar yalıtım durumundayken yumuşak anahtarlamalı dönüştürücüde yalıtım kayıplarının daha fazla olduğu anlaşılmaktadır. Bunun nedeni anahtar uçlarındaki gerilimin kaynak geriliminin üzerinde bir değer olmasıdır.

PWM anahtarlamaalı güç dönüştürücü dalga şekilleri incelenecek olursa anahtarlama anında anahtar akımı ve geriliminde sıçramalar veya ani değişimler olduğu görülmektedir. Bu durum anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. Anahtarlama esnasında yaklaşık 18 W'lık sıçramalar olduğu görülmektedir.

İkinci bir karşılaştırma işlemi dönüştürücülerin verimleri için yapılmıştır. Şekil 5.17'de her iki dönüştürücünün çıkış akım, gerilim ve güç dalga şekilleri verilmiştir.



a) Yumuşak anahtarlamaalı MPPT (CH1: 1 A/Div, CH2: 10 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).



b) PWM anahtarlamaalı MPPT (CH1: 1 A/Div, CH2: 10 V/Div, M: 10 W/Div ve Yatay: 5 s/Div).

Şekil 5.17. Yumuşak ve PWM anahtarlamaalı MPPT çıkış akım, gerilim ve güç dalga şekilleri.

Şekilde de görüldüğü gibi güç dönüştürücülerin çıkış güçlerinde çok yüksek farklar olmamakla birlikte sıfır gerilim anahtarlama dönüştürücünün çıkış gücünün biraz daha fazla olduğu görülmektedir. Çizelge 5.4’de her iki dönüştürücünün giriş ve çıkışlarına ait olan gerilim, akım ve güç değerleri verilmiş ve verim hesabı yapılmıştır. Dönüştürücülerin çıkış akımı Fluke 80i-110s marka akım probunun $100\text{ mV}/1\text{ A}$ kademesinde ölçülmüştür.

Çizelge 5.4. Yumuşak ve PWM anahtarlama dönüştürücülerin gerilim, akım, güç ve verim değerleri.

MPPT	$V_{PV}(V)$	$I_{PV}(A)$	$P_{PV}(W)$	$V_o(V)$	$I_o(A)$	$P_o(W)$	$\eta(\%)$
ZVS	17,35	2,3	40	27,4	1,33	36,44	91,1
PWM	17,4	2,3	40	27,21	1,32	35,92	89,79

Dönüştürücülerin verimlerinde çok yüksek farklar olmamakla birlikte sıfır gerilim anahtarlama dönüştürücünün veriminin biraz daha fazla olduğu anlaşılmaktadır. Bununla beraber sıfır gerilim anahtarlama dönüştürücüde anahtarlama güç kayıpları azaltılmış ve anahtarlama esnasında oluşan akım/gerilim sıçramaları bastırılmıştır. Dolayısıyla güç dönüştürücünün oluşturduğu EMI gürültüleri azaltılmıştır. PWM anahtarlama güç dönüştürücüdeki akım ve gerilim sıçramaları, daha büyük güçlü uygulamalarda daha da artacaktır.

BÖLÜM 6

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, MPPT sistemlerinin güç katında kullanılan dönüştürücülerin performanslarını iyileştirmek ve maliyetlerini düşürmek amacıyla PWM anahtarlama tekniği yerine, yumuşak anahtarlama tekniğinin kullanıldığı MPPT sistemi tasarlanarak uygulamaya geçirilmiştir. PWM anahtarlama kontrol tekniğinin yüksek anahtarlama frekanslarındaki çalışmalara getirmiş olduğu dezavantajlar sınırlandırılmıştır.

Gerçekleştirilen MPPT sisteminin güç katında, PWM anahtarlama katında kullanılan yarı iletken anahtar yerine, L-tipi rezonans anahtar kullanılarak, güç anahtarının ZVS şartları altında çalışması sağlanmıştır. Gerilim modlu rezonans anahtar ile anahtarlama kayıpları azaltılmış ve sistemin daha yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilmesinin önü açılmıştır. Bununla birlikte hat endüktansının ve MOSFET'in drain-source uçlarındaki kapasitansının rezonans parametrelerine eklenmesi sağlanmıştır. Bu durum sistemin performansının artmasını ve manyetik devre elemanlarının boyutlarının küçülmesini, dolayısıyla sistem maliyetinin azalmasını sağlayıcı niteliktedir.

MPPT'de yumuşak anahtarlama tekniğinin kullanılmasıyla anahtarlama esnasında oluşan EMI gürültüleri, gerilim ve akım sıçramaları azaltılmış böylece çevredeki cihazların etkilenmesi önlenmiştir. Ayrıca; anahtarlama kayıpları sonucu, güç anahtarında oluşan ısı enerjisini anahtardan uzaklaştırabilmek amacıyla kullanılan soğutucunun boyutlarının küçültülmesinin veya tamamen kaldırılmasının önü açılmıştır.

Tasarımı yapılan MPPT sisteminin kontrolünde geleneksel görev oranı (D) kontrolü yerine frekans kontrolü kullanılmıştır. Laboratuvar ortamında farklı yük şartlarında ve

ışıma şiddetlerinde test edilen prototip, ZVS şartları altında çalışmakla birlikte maksimum güç noktası takibini de gerçekleştirmektedir. Yumuşak anahtarlama için snubber devresine ihtiyaç duyulmamakta veya güç anahtarını korumak için başka aktif devre elemanı kullanılmamaktadır.

Yumuşak anahtarlama MPPT sisteminin kontrolü, 16 bitlik bir mikro denetleyici olan dsPIC30F2020 ve CCS C programında hazırlanan yazılım kullanılarak sağlanmıştır. dsPIC30F2020 mikro denetleyicisinin tercih edilmesinin nedenleri; sayısal sinyal işleme hızının çok yüksek olması, dahili osilatör içermesi, 8 kanal analog-sayısal dönüştürücüsünün olması, 8 kanal yüksek çözünürlüklü PWM sinyali üretebilmesi ve güç elektroniği uygulamaları için üretilmiş olmasıdır.

Sonuç olarak bu tez çalışmasında; çevrim verim oranları düşük olan PV panellerden, maliyeti düşürerek olabildiğince yüksek verim elde edebilmek için gerçekleştirilen, tamamen sayısal kontrollü sıfır gerilim anahtarlama MPPT sisteminin MATLAB’da analizi ve PSIM’de simülasyonu yapılmış, 40 W’lık prototip ile uygulaması gerçekleştirilmiştir. Sistemin çalışması farklı aydınlık şiddetleri ve yük koşullarında test edilerek geleneksel PWM anahtarlama dönüştürücü ile karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma sonuçlarına göre aynı çalışma frekansına sahip dönüştürücülerde anahtarlama kayıpları ve sıçramalar, yumuşak anahtarlama MPPT’de daha düşük olmaktadır.

Bundan sonraki akademik çalışmalarda yumuşak anahtarlama maksimum güç noktası izleyici farklı güç dönüştürücü topolojilerine uygulanabilir ve değiştir ve gözlemler dışındaki kontrol algoritmaları ile test edilebilir. Ayrıca farklı ZVS veya ZCS güç dönüştürücü topolojileri ile de maksimum güç noktası izleyici gerçekleştirilebilir. Bununla birlikte tasarlanan sistemin şebeke etkileşimli bir evirici ile test edilmesi de mümkündür.

Gerçekleştirilmiş olan bu çalışma KBÜ-BAP-13/1-YL-034 proje kodu ile BAP projesi olarak Karabük Üniversitesi Rektörlüğü BAP birimi tarafından desteklenmiştir.

KAYNAKLAR

1. Bodur, H., “Güç Elektroniği Temel Analiz ve Sayısal Uygulamalar, 1. Baskı”, **Birsen**, İstanbul, 1-12, 366-368 (2010).
2. Mohan, N., Undeland T. O. and Robbins W. P., “Güç Elektroniği: Çeviriciler, Uygulamalar ve Tasarım, 1. Baskı”, Çeviri: Tuncay, N., Gökaşan, M., Boğosyan, S., **Literatür**, İstanbul, 173-176, 323-327 (2003).
3. Vishwas, K., Suryanarayana, K., Renukappa, N. M. and Prabhu, L. V., “Modelling of multiphase boost converter for solar battery charging system”, **2014 IEEE Students’ Conference on Electrical, Electronics and Computer Science**, Bhopal, 1-6 (2014).
4. Amudhavalli, D., Meyyappan, M., Iyaya, S. and Preetha, K. V., “Interleaved soft switching boost converter with MPPT for photovoltaic power generation system”, **2013 International Conference on Information, Communication and Embedded Systems**, Chennai, 1214-1219 (2013).
5. Zeng, J., Oiao, W. and Qu, L., “A LCL-resonant isolated multiport DC-DC converter for power management of multiple renewable energy sources”, **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, Denver, 2347-2354 (2013).
6. Gandhi, V. I. and Veena, P., “A review of interleaved soft switching boost converter for power generation”, **2012 International Conference on Advances in Engineering, Science and Management**, Nagapattinam, 27-31 (2012).
7. Park, S., Cha, G., Jung, Y. and Won, C., “Design and application for PV generation system using a soft-switching boost converter with SARC”, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 57 (2): 515-522 (2010).
8. Adhikari, N., Singh, B., Vyas, A.L., Chandra, A. and Kamal-Al-Haddad, “Analysis and design of isolated solar-PV energy generating system”, **Industry Applications Society Annual Meeting (IAS) Conference**, Orlando, 1-6 (2011).
9. Siwakoti, Y.P., Chhetri, B.B., Adhikary, B., and Bista, D., “Microcontroller based intelligent DC/DC converter to track Maximum Power Point for solar photovoltaic module”, **2010 IEEE Conference on CITRES**, Waltham, 94-101 (2010).
10. Demirdağ, S., “Gerilim düşüren dönüştürücü tabanlı mikrodenetleyici destekli bağımsız güneş enerji sistemi kontrol kartı tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Ankara, 1-6 (2007).

11. Kumbasar, A., "DA çevirici temelli fotovoltaik elektrik üretim sistemlerinin incelenmesi ve simülasyonu", Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 48-50 (2010).
12. Mummadi, V., "Maximum power point tracking algorithm for non-linear DC sources", *Conference on Industrial and Information*, Kharagpur, 1-6 (2008).
13. Walker, W., "Evaluating MPPT converter topologies using a MATLAB PV model", *Journal of Electrical & Electronics Engineering*, 21 (1): 49-55 (2001).
14. Glasner, I. and Appelbaum, J., "Advantage of boost vs. buck topology for maximum power point tracker in photovoltaic systems", *Electrical and Electronics Engineers in Israel*, Israel, 355-358 (1996).
15. Xio, W., Ozog, N., and Dunford, W. G., "Topology study of photovoltaic interface for maximum power point tracking", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 54 (3): 1696-1704 (2007).
16. Li, Q. and Wolfs, P., "An analysis of the ZVS two-inductor boost converter under variable frequency operation", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22 (1): 120-131 (2007).
17. Hua, G., Leu, C.S., Jiang, Y., and Lee, F.C.Y., "Novel zero-voltage-transition PWM converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 9 (2): 213-219 (1994).
18. Bodur, H. and Bakan, A.F., "A new ZVT-PWM DC-DC converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17 (1): 40-47 (2002).
19. Liu, Kwang-Hwa. and Lee, F. C., "Resonant switches - a unified approach to improve performances of switching converters", *Telecommunications Energy Conference*, New Orleans, 344-351 (1985).
20. Liu, Kwang-Hwa., Oruganti, R. and Lee, F.C.Y., "Quasi-resonant converters-topologies and characteristics", *Power Electronics IEEE Transactions on*, PE-2 (1): 62-71 (1987).
21. Lee, F.C., "High-frequency quasi-resonant converter technologies", *Proceedings of the IEEE*, 76 (4): 377-390 (1988).
22. Liu, Kwang-Hwa. and Lee, F. C., "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters", *Power Electronics IEEE Transactions on*, 5 (3): 293-304 (1990).
23. Kalogiru, S., "Photovoltaic systems", Solar Energy Engineering Process and Systems, 1st ed., *Elsevier*, San Diego, 477-483 (2009).
24. Yusof, Y., Sayuti, S.H., AbdulLatif, M. and Wanik, M.Z.C., "Modeling and simulation of maximum power point tracker for photovoltaic system", *Power And Energy Conference*, Malaysia, 88-93 (2004).

25. Pai, F.S., Chao, R. M., Ko, S. H., and Lee, T. S., "Performance evaluation of parabolic prediction to maximum power point tracking for PV array", *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2 (1): 60-68 (2011).
26. Zhang, C., Zhao, D., Wang, J. and Chen, G., "A modified MPPT method with variable perturbation step for photovoltaic system", *Power Electronics and Motion Control Conference*, Wuhan, 2096-2099 (2009).
27. Nakir, İ., "Fotovoltaik güneş panellerinde GTS ve MGTS kullanarak verimliliğin artırılması", Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 22-26 (2007).
28. Yakışan, Ö., "Güneş enerjisi üretim sistemlerinde bir maksimum güç noktası izleme yöntemi ile bir şebeke bağlantılı eviricinin geliştirilmesi ve gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kocaeli, 89-90 (2008).
29. Bodur, H., Aksoy, İ. ve Akın, B., "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri", *Kaynak Elektrik*, İstanbul, 158: 100-108 (2002).
30. Hart, D. W., "DC-DC converters", Power Electronics, 1st ed., *McGraw-Hill*, New York, 211-220 (2011).
31. Kazimierczuk, M. K., "Classification of power supplies", Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters 1st ed., *Wiley*, Ohio, 1-3 (2008).
32. Ang, S. and Oliva A., "Power-Switching Converters, 2nd ed." *Taylor&FrancisGroup*, Florida, 7-13, 69-128 (2005).
33. Altıntaş, N., "Yumuşak anahtarlama DC-DC dönüştürücülerin incelenmesi", Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 3-4 (2007).
34. Çetin, E., "Sıfır akım anahtarlama Tekniğinin AC besleme yapan bir fotovoltaik enerji dönüşüm sistemine uygulanması", Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Denizli, 15-29 (2002).
35. Özdemir, Ş., "Fotovoltaik sistemler için mikrodenetleyicili en yüksek güç noktasını izleyen bir konvertörün gerçekleştirilmesi" Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 30-49 (2007).
36. Hasaneen, B. M., and Mohammed, A. A. E., "Design and simulation of DC/DC boost converter", *Power System Conference*, Aswan, 335-340 (2008).
37. Salazar, L. D., Ziogas, P. D., and Joos, G., "On the minimization of switching losses in DC-DC boost converters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Boston, 703-708 (1992).

38. Ruiz, A., Aguliar, C., and Arau, J., "Half-Bridge boost rectifier as power factor corrector-electronic balast", *CIEP 2000*, Acapulco, 136-141 (2000).
39. Carlos, G. C. B., Cicero, M. T. C., Rene, P. T. B. And Fernando, L. M., "A nonisolated single-phase UPS topology with 110-V/220-V input-output voltage ratings", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, 55 (8): 2974-2983 (2008).
40. Velu, A., Kalaiarasi, N., Dash, S. S. and Babu, G. S., "An enhanced methodology for maximum power point tracking in solar powered UPS application", *2013 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability*, Nagercoil, 535-539 (2013).
41. Demirtaş, M., Sefa, İ., Irmak, E. ve Çolak, İ., "Güneş enerjisi sistemleri için mikrodenetleyici tabanlı DA/DA yükselten dönüştürücü", *Gazi Üni. Müh. Mim. Fak. Der.*, 23 (3): 719-728 (2008).
42. Çakır, G., "Yumuşak anahtarlama DC-DC boost dönüştürücü topolojisi", Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, 1-9 (2011).
43. Faranda, R. and Leva, S., "Energy comparison of MPPT techniques for PV systems", *WSEAS Transactions On Power Systems*, 3 (6): 446-455 (2008).
44. De Brito, M. A. G., Galotto, L., Sampaio, L. P., De Azevedo e Melo, M. and Canesin, C. A., "Evaluation of the main MPPT techniques for photovoltaic applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60 (3): 1156-1167 (2013).
45. Koutroulis, E., Kalaitzakis, K., and Voulgaris, N.C., "Development of a microcontroller-based photovoltaic maximum power point tracking control system", *IEEE Transactions On Power Electronics*, 16 (1): 46-54 (2001).
46. Berrera, M., Dolara, A., Faranda, R. and Leva, S., "Experimental test of seven widely-adopted MPPT algorithms", *PowerTech Conference*, Romania, 1-8 (2009).
47. Rashid, M. H., "Power Electronics Handbook, 2nd ed.", *Elsevier*, California, 405-415, 663-667 (2007).
48. Salas, V., Olias, E., Barrado, A. and Lázaro, A., "Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems", *Solar Energy Materials And Solar Cells*, 90 (11): 1555-1578 (2006).
49. Hsiao, Ying-Tung. and Chen, China-Hong., "Maximum power tracking for photovoltaic power system", *Industry Applications Conference*, Pittsburgh, 1035-1040 (2002).

50. Hua, C. and Shen, C., "Comparative study of peak power tracking techniques for solar storage system", *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, 679-685 (1998).
51. Hua, C. and Shen, C., "Control of DC/DC converters for solar energy system with maximum power tracking", *Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, New Orleans, 827-832 (1997).
52. Rebei, N., Gammoudi, R., Hmidet, A. and Hasnaoui, O., "Experimental implementation techniques of P&O MPPT algorithm for PV pumping system", *Multi-Conference on Systems, Signals&Devices*, Barcelona, 1-6 (2014).
53. Hohm, D.P. and Ropp, M.E., "Comparative study of maximum power point tracking algorithms", *Progress in Photovoltaics: Research and Applications*, 11 (1): 47-62 (2003).
54. Thenkani, A. and Kumar, N.S., "Design of optimum maximum power point tracking algorithm for solar panel", *International Conference on Computer, Communication and Electrical Technology*, Tamilnadu, 370-375 (2011).
55. Tan, C. W., Green, T. C. and Hernandez-Aramburo, C.A., "Analysis of perturb and observe maximum power point tracking algorithm for photovoltaic applications", *Power and Energy Conference*, Johor Bahru, 237-242 (2008).
56. Durusu, A., "Fotovoltaik güneş enerjisi sistemlerinde kullanılan maksimum güç noktası takip ediciler için farklı algoritmaların karşılaştırılması, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, 35-46 (2011).
57. Hussein, K.H., Muta, I., Hoshino, T. and Osakada, M., "Maximum photovoltaic power tracking: an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions", *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings*, 142 (19): 59-64 (1993).
58. Lee, F.C., "High-frequency quasi-resonant and multi resonant converter technologies", *Proceedings IECON'88*, Singapore, 509-521 (1988).
59. İnternet: LEM, "Datasheet", <http://www.lem.com/docs/products/la%2055-p%20e.pdf> (2014).
60. İnternet: MicroChip, "Datasheet", <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70000178d.pdf> (2014).
61. İnternet: VISHAY, "Datasheet", <http://www.vishay.com/docs/91215/91215.pdf> (2014).
62. İnternet: STMicroelectronics, "Datasheet", <http://www.st.com/./CD00110355.pdf> (2014).

EK AÇIKLAMALAR A.
YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN
AÇIK DEVRE ŞEMASI

EK AÇIKLAMALAR B.
YUMUŞAK ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN C PROGRAMI

```

#include <30f2020.h>
#fuses noWDT
# fuses FRC_PLL
# fuses FRANGE_high
# fuses NOCKSFSM
# fuses NOPROTECT
# fuses NOWRT
# fuses NOPROTECT
# fuses NODEBUG
# fuses NOPUT, NODEBUG, OSCIO, NOWINDIS
#use delay (clock=60M)
#define LCD_RS_PIN    PIN_f8
#define LCD_RW_PIN    PIN_f6
#define LCD_ENABLE_PIN    PIN_f7
#define LCD_DATA7     PIN_B4
#define LCD_DATA6     PIN_B5
#define LCD_DATA5     PIN_B6
#define LCD_DATA4     PIN_B7
#include <LCD.C>
#include <math.h>
#use fast_io(a)
#use fast_io(d)
#use fast_io(b)
#use fast_io(f)
#use fast_io(e)
#word PTCON=0x0400
#bit PTEN=PTCON.15
#word PTPER=0x0402
#word PWMCON1=0x0408
#word PDC1=0x040e
#word IOCON1=0x040a
#word DTR1=0x0412
#word ALTDTR1=0x0414
#word PHASE1=0x0410
#word FCLCON1=0x040C
#word ADCON=0x0300
#bit ADON=ADCON.15
#bit ADSILD=ADCON.13
#bit FORM=ADCON.8
#bit EIE=ADCON.7
#bit ORDER=ADCON.6
#bit SEQSAMP=ADCON.5
#word ADPCFG=0x0302
#word ADSTAT=0x0306
#bit PORDY=ADSTAT.0
#word ADCPC0=0x030A
# word ADBUF0=0x0320
#word ADBUF1=0x0322
#bit P1RDY=ADSTAT.1
#word ADCPC1=0x030C
# word ADBUF2=0x0324

```

```

#word ADBUF3=0X0326
#word PR1=0X0102
# word TMR1=0X0100
# word T1CON=0X0104
#bit TON=T1CON.15
# word OSCCON=0X0742
#bit TSEQEN=OSCCON.2
#bit PRCDEN=OSCCON.4
# word OSCTUN=0X0748
# word OSCTUN2=0X0746
# word LFSR=0X0748
#word T2CON=0x0110
#bit TON2=T2CON.15
#bit T32=T2CON.3
#bit TCKPS1=T2CON.5
#bit TCKPS0=T2CON.4
#word PR2=0x010c
#word TMR2=0x0106
float32 veri_adc=0.0,fre=0.0,kat=0.0,power=0,p_power=0,akim=0,p_akim=0,
v_in=0,v_out=0,pv_in=0,pv_out=0,kat_sayi=0.7;
unsigned int16 adim=750;
unsigned int8 sample=0, gecik=150;
////////////////////////////////////
mppt_alt()
{
akim=0;
v_in=0;
for (sample=0;sample<6;sample++)
{
akim=ADBUF0+akim;
delay_us(20);
v_in=ADBUF1+v_in;
PORDY=0;
delay_us(20);
}
akim=akim/6.0;
v_in=v_in/6.0;
power=akim*v_in;
if(power>p_power)
{
if(v_in>pv_in)
{
PTPER=PTPER-adim;
}
else
{
PTPER=PTPER+adim;
}
}
else if(power<p_power)
{

```

```

if(v_in>pv_in)
{
PTPER=PTPER+adim;
}
else
{
PTPER=PTPER-adim;
}
}
else
{
}
fre=960000.0/PTPER;
kat=(25.0*kat_sayi)/fre;
PDC1=floor(((960000.0*kat)/fre));
printf(lcd_putc,"\fl=%0.02f V=%0.02f\n%0.02f
f%0.01f"akim*0.004888,v_in*0.025688,power*0.000136,fre);
p_power=power;
pv_in=v_in;
p_akim=akim;
}
void main()
{
set_tris_e(0x0000);
output_e(0x0000);
set_tris_a(0x0000);
output_a(0x0000);
set_tris_b(0x000f);
output_b(0x0000);
set_tris_d(0x0000);
output_d(0x0000);
set_tris_f(0x0000);
output_f(0x0000);
lcd_init();
PTEN=0;
//////////OSC//////////
OSCCON=0X0146;
OSCCON=0X0157;
TSEQEN=0;
PRCDEN=0;
OSCTUN=0X0007;
//////////PWM//////////
PTCON=0x0400;
PTPER=38400;
PHASE1=0x0000;
PWMCON1=0x0001;
FCLCON1=0x0003;
IOCON1=0xC400;
fre=960000.0/PTPER;
kat=(25.0*kat_sayi)/fre;
PDC1=floor((960000.0*kat)/fre);

```



```

DTR1=0x0040;
ALTDTR1=0x0040;
PTEN=1;
////////ADC////////
ADCON=0b000000000100101;
ADPCFG = 0xFFFC;
ADSTAT=0X0000;
ADCPC0=0b0000000010001100;
ADCPC1=0b1000110010001100;
T1CON=0;
TMR1=0;
PR1=0X0064;
ADON=1;
TON=1;
////////////////////////////////////
for (sample=0;sample<6;sample++)
{
p_akim=ADBUF0+p_akim;
delay_us(20);
pv_in=ADBUF1+pv_in;
PORDY=0;
delay_us(20);
}
p_akim=p_akim/6.0;
pv_in=pv_in/6.0;
p_power=p_akim*pv_in;
////////////////////////////////////
PTPER=PTPER-1500;
fre=960000.0/PTPER;
kat=(25.0*kat_sayi)/fre;
PDC1=floor(((960000.0*kat)/fre));
////////////////////////////////////
while(1)
{
delay_ms(gecik);
mppt_alt();
}

```

EK AÇIKLAMALAR C.

PWM ANAHTARLAMALI MPPT SİSTEMİNİN C PROGRAMI

```

#include <30f2020.h>
#FUSES noWDT
#FUSES FRC_PLL
#FUSES FRANGE_high
#FUSES NOCKSFSM
#FUSES NOPROTECT
#FUSES NOWRT
#FUSES NOPROTECT
#FUSES NODEBUG
#fuses NOPUT,NODEBUG,OSCIO,NOWINDIS
#USE DELAY (clock=60M)
//////////
#define LCD_RS_PIN   PIN_f8
#define LCD_RW_PIN   PIN_f6
#define LCD_ENABLE_PIN PIN_f7
#define LCD_DATA7    PIN_B4
#define LCD_DATA6    PIN_B5
#define LCD_DATA5    PIN_B6
#define LCD_DATA4    PIN_B7
#include <LCD.C>
//////////
#include <math.h>
//////////
#use fast_io(a)
#use fast_io(d)
#use fast_io(b)
#use fast_io(f)
#use fast_io(e)
#word PTCON=0x0400
#bit PTEN=PTCON.15
#word PTPER=0x0402
#word PWMCON1=0x0408
#word PDC1=0x040e
#word IOCON1=0x040a
#word DTR1=0x0412
#word ALTDTR1=0x0414
#word PHASE1=0X0410
#word FCLCON1=0X040C
#word ADCON=0X0300
#bit ADON=ADCON.15
#bit ADSILD=ADCON.13
#bit FORM=ADCON.8
#bit EIE=ADCON.7
#bit ORDER=ADCON.6
#bit SEQSAMP=ADCON.5
#word ADPCFG=0X0302
#word ADSTAT=0X0306
#bit PORDY=ADSTAT.0
#word ADCPC0=0X030A
#WORD ADBUF0=0X0320
#word ADBUF1=0X0322

```

```

#bit P1RDY=ADSTAT.1
#word ADCPC1=0X030C
#WORD ADBUF2=0X0324
#word ADBUF3=0X0326
#word PR1=0X0102
#WORD TMR1=0X0100
#WORD T1CON=0X0104
#bit TON=T1CON.15
#WORD OSCCON=0X0742
#bit TSEQEN=OSCCON.2
#bit PRCDEN=OSCCON.4
#WORD OSCTUN=0X0748
#WORD OSCTUN2=0X0746
#WORD LFSR=0X0748
#word T2CON=0x0110
#bit TON2=T2CON.15
#bit T32=T2CON.3
#bit TCKPS1=T2CON.5
#bit TCKPS0=T2CON.4
#word PR2=0x010c
#word TMR2=0x0106
float32 veri_adc=0.0 ,power=0,p_power=0,akim=0,
p_akim=0,v_in=0,v_out=0,pv_in=0,pv_out=0;
unsigned int16 adim=500;
unsigned int8 sample=0, gecik=150;
////////////////////////////////////
mppt_alt()
{
akim=0;
v_in=0;
for (sample=0;sample<6;sample++)
{
akim=ADBUF0+akim;
delay_us(20);
v_in=ADBUF1+v_in;
PORDY=0;
delay_us(20);
}
akim=akim/6.0;
v_in=v_in/6.0;
power=akim*v_in;
////////////////////////////////////
if(power>p_power)////////////////////////////////1.BÖLGE
{
if(v_in<pv_in)
{
PDC1=PDC1+adim;
}
}
else
{
PDC1=PDC1-adim;
}
}

```

```

}
}
else if(power<p_power)/////////2.BÖLGE
{
if(v_in<pv_in)
{
PDC1=PDC1-adim;
}
else
{
PDC1=PDC1+adim;
}
}
else
{
}
//////////
p_power=power;
pv_in=v_in;
p_akim=akim;
//////////
}
//////////
void main()
{
set_tris_e(0x0000);
output_e(0x0000);
set_tris_a(0x0000);
output_a(0x0000);
set_tris_b(0x000f);
output_b(0x0000);
set_tris_d(0x0000);
output_d(0x0000);
set_tris_f(0x0000);
output_f(0x0000);
lcd_init();
PTEN=0;
//////////OSC//////////
OSCCON=0X0146;
OSCCON=0X0157;
TSEQEN=0;
PRCDEN=0;
OSCTUN=0X0007;
//////////PWM//////////
PTCON=0x0400;
PTPER=28100;
PHASE1=0x0000;
PWMCON1=0x0001;
FCLCON1=0x0003;
IOCON1=0xC400;
PDC1=0;

```

```

DTR1=0x0040;
ALTDTR1=0x0040;
PTEN=1;
//////////
while(1)
{
//////////ADC//////////
ADCON=0b0000000000100101;
ADPCFG = 0xFFFC;
ADSTAT=0X0000;
ADCPC0=0b0000000010001100;
ADCPC1=0b1000110010001100;
T1CON=0;
TMR1=0;
PR1=0X0064;
ADON=1;
TON=1;
for (sample=0;sample<6;sample++)
{
p_akim=ADBUF0+p_akim;
delay_us(20);
pv_in=ADBUF1+pv_in;
PORDY=0;
delay_us(20);
}
p_akim=p_akim/6.0;
pv_in=pv_in/6.0;
//////////
p_power=p_akim*pv_in;
//////////
PDC1=2810;
//////////
//TON2=1;
//while(1);
while(1)
{
delay_ms(gecik);
mppt_alt();
}
}

```

ÖZGEÇMİŞ

Salih NACAR 1984 yılında Kahramanmaraş'ta doğdu; ilk, orta ve lise öğrenimini aynı şehirde tamamladı. Kahramanmaraş Endüstri Meslek Lisesi'nden mezun oldu. 2004 yılında Gazi Üniversitesi Elektronik Öğretmenliği Bölümü'nde öğrenime başlayıp 2008 yılında iyi derece ile mezun oldu. 2011 yılında Kastamonu Üniversitesi Taşköprü Meslek Yüksekokulu Elektrik Bölümü'nde Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. Halen Taşköprü Meslek Yüksekokulunda çalışmaya devam etmektedir.

ADRES BİLGİLERİ

Adres: Kastamonu Üniversitesi
Taşköprü Meslek Yüksekokulu
Taşköprü / KASTAMONU

Tel: (554) 649 2191

E-posta: snacar@kastamonu.edu.tr