

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN GERİ DÖNÜŞLÜ İNVERTER
TASARIMI VE UYGULAMASI**

CAN ÖZÇİFTCİ

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRONİK PROGRAMI**

**DANIŞMAN
YRD. DOÇ. DR. BURCU ERKMEN**

İSTANBUL, 2012

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN GERİ DÖNÜŞLÜ İNVERTER TASARIMI VE
UYGULAMASI**

Can ÖZÇİFTÇİ tarafından hazırlanan tez çalışması 9.08.2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Tülay YILDIRIM
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Faruk BAKAN
Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Fotovoltaik uygulamalarda kullanılan geri dönüşlü inverterleri inceleyip uygulama devresi gerçeklemesi yaptığım yüksek lisans tez çalışmamda beni yönlendiren ve yardımcı olan tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN'e, çalışmalarına ışık tutan hocam Doç. Dr. A. Faruk BAKAN'a, her sıkıntıda tecrübelerini paylaşmaktan çekinmeyen Arş. Gör. Gürcan YANIK'a, tez çalışmalarım süresince beni maddi ve manevi destekleyen aileme ve çalışmalarım süresince beni yalnız bırakmayan arkadaşlarım Bayram CANSIZ ve Ahmet Can TUNCER'e teşekkürü borç bilirim.

Mayıs, 2012

Can ÖZÇİFTÇİ

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	vii
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ÖZET	xii
ABSTRACT.....	xiii
BÖLÜM 1	
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	2
1.2 Tezin Amacı	4
1.3 Orijinal Katkı.....	4
BÖLÜM 2	
FOTOVOLTAİK UYGULAMALARDA KULLANILAN İNVERTER TOPOLOJİLERİ	5
2.1 Trafosuz İnverter.....	5
2.2 İzole Kaskat İnverter Yapıları	6
2.3 Geri Dönüştürücü İnverterler	7
BÖLÜM 3	
İLETİM MODLARI VE SİMÜLASYON SONUÇLARI	9
3.1 İletim Modları	9
3.1.1 Sürekli İletim Modu	9
3.1.2 Sınırdaki İletim Modu	11
3.1.3 Sürekli İletim Modu	12
3.2 Simülasyon Sonuçları	14

BÖLÜM 4

FV UYGULAMALARI İÇİN TASARLANAN GERİ DÖNÜŞLÜ İNVERTER GERÇEKLENMESİ ... 18

4.1	Geri Dönüşlü İnverter ve Gerçeklenmesi.....	18
4.1.1	Devre Elemanlarının Seçimi.....	21
4.1.1.1	Mosfet Seçimi.....	21
4.1.1.2	Bastırma Devresi Tasarımı.....	22
4.1.1.3	Transformatör Tasarımı	23
4.1.1.4	Çıkış Diyotu ve MOSFET Seçimi	24
4.1.1.5	Çıkış Filtresi.....	25
4.1.1.6	Mikrodenetleyici Seçimi.....	26
4.1.2	Devre Şeması ve Baskı Devre Kartı Çizimi	26
4.1.3	Mikrodenetleyici Yazılımı	31
4.1.3.1	Kesim Süresini Sabit Tutma.....	31
4.1.3.2	Referans Akım Değerini Üretme	32
4.1.3.3	Sistem Zamanlayıcısı	33
4.1.3.4	Giriş/Çıkış Pinlerinin Kesmeleri	33
4.1.3.5	ADC Ölçümleri	34
4.1.3.6	Durumlar	34
4.1.3.7	Akış Diyagramı.....	35
4.2	Gerçekleme Sonuçları	37

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER 41

KAYNAKLAR..... 43

EK-A

DEVRE ŞEMASI 46

EK-B

BASKI DEVRE KARTI ÇİZİMİ..... 49

EK-C

MALZEME LİSTESİ..... 50

EK-D

ELEKTRİKSEL İLETKENLER ARASI MESAFELER (IPC-2221A) 52

ÖZGEÇMİŞ..... 53

SİMGE LİSTESİ

A	Nüvenin yüzey alanı
B	Manyetik akı yoğunluğu
C	Kondansatörün değeri
C_{DC}	Devrenin girişine bağlı kondansatör
C_{min}	Minimum kondansatör değeri
C_O	Devrenin çıkışındaki kondansatör
D	MOSFET'in iletimde olduğu zamanın periyoda bölümü
f_{min}	Minimum anahtarlama frekansı
f_{sw}	Primer anahtarının anahtarlama frekansı
I	Akım
I_{ini}	Sürekli iletimde primer sargısının üzerinden geçen akımın başlangıç değeri
I_{ORT}	Ortalama akım değeri
I_P	Primer sargısından geçen akım
I_{Pkmax}	MOSFET üzerinden geçen akımın maksimum değeri
I_{RMS}	Akımın efektif değeri
i_{LM}	Transformatör üzerindeki akım
i_{out}	Çıkış akımı
i_{S1}	Birinci anahtardan geçen akım
i_{S2}	İkinci anahtardan geçen akım
i_{S3}	Üçüncü anahtardan geçen akım
L_f	Devrenin çıkışındaki filtre endüktansı
L_{lk}	Transformatörün sızıntı endüktansı
L_M	Transformatörün mıknatıslama endüktansı
N	Transformatörün primer sargısının sekonder sargısına oranı
N_P	Primer sargısının sarım sayısı
P_{INPK}	Anlık çekilen gücün maksimum değeri
P_{ORT}	Ortalama güç değeri
P_{RMS}	Gücün efektif değeri
R_{min}	Minimum direnç değeri
S	Anahtar
T_{OFF}	MOSFET'in kesimde kalma süresi
T_{ON}	MOSFET'in iletimde kalma süresi
T_S	Anahtarlama periyodu
V	Gerilim
V_{AC}	Şebeke gerilimi

V_{Dmax}	Diyotun üzerindeki ters gerilim
V_{DS}	MOSFET'in kesimde iken drain ve source arasındaki gerilim farkı
V_{DSmax}	MOSFET'in kesimde iken drain ve source arasındaki azami gerilim farkı
V_{DSon}	MOSFET'in iletimde iken drain ve source arasındaki gerilim farkı
V_f	Çıkış diyotu iletimde iken üzerine düşen gerilim
V_{FVmax}	Fotovoltaik Panelin verdiği maksimum gerilim
V_G	Şebeke gerilimi
V_{GS1}	Birinci anahtarın kapısına uygulanan gerilim
V_{GS2}	İkinci anahtarın kapısına uygulanan gerilim
V_{GS3}	Üçüncü anahtarın kapısına uygulanan gerilim
V_{OUTmax}	Çıkış geriliminin maksimum değeri
V_{PE}	FV Paneli toprağa bağlayan kondansatör gerilimi
V_R	Anahtarlama esnasında transformatör üzerindeki enerjinin primer sargısında oluşturduğu gerilim
V_{RMS}	Gerilimin efektif değeri
V_{SD}	MOSFET'in koruma diyotunun iletim halinde üzerine düşen gerilim
$2Nf$	Anahtarlama frekansı
ΔI	Primer sargısından geçen akımdaki değişim
ΔV	Bastırma devresinin üzerinde tuttuğu gerilim
δ_{ig}	İnverterden şebekeye aktarılan akımdaki gürültünün RMS değeri

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternating Current
ADC	Analog Digital Converter
BCM	Boundary Conduction Mode
CCM	Continuous Conduction Mode
DC	Direct Current
DCM	Discontinuous Conduction Mode
DMA	Direct Memory Access
FV	Fotovoltaik
FOT	Fixed-Off Time
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPC	Association Connecting Electronics Industries
LED	Light Emitting Diode
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPPT	Maximum Power Point Tracking
PCB	Printed Circuit Board
PF	Power Factor
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
THD	Total Harmonic Distortion
TIM	Timer
ZVC	Zero Voltage Crossing

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	Son yıllarda üretilen FV panel fiyat ve miktarı [2] 1
Şekil 1.2	Şebekeye bağlı FV inverter yapıları [4] 2
Şekil 2.1	Tam köprü topolojisi [15] 6
Şekil 2.2	İzole kaskat inverter topolojisi [15] 6
Şekil 2.3	Geri dönüşlü inverter..... 7
Şekil 2.4	Geri dönüşlü inverterde anahtarlama ve dalga şekilleri 8
Şekil 3.1	Sabit frekanslı Süreksiz İletim Modunun dalga şekilleri [7]..... 10
Şekil 3.2	Sınırdaki İletim Modunun Dalga Şekilleri [7]..... 11
Şekil 3.3	DCM ve CCM transformatör akım şekilleri [20] 12
Şekil 3.4	Sabit kesim süresi için tasarlanan kontrol bloğu 13
Şekil 3.5	Sabit kapalı zaman yöntemi için akım-gerilim dalga şekilleri..... 13
Şekil 3.6	PSIM simülasyonu devre şeması 14
Şekil 3.7	DCM çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri 15
Şekil 3.8	BCM çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri..... 16
Şekil 3.9	Sabit kesim süresi ile CCM kontrolü çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri 17
Şekil 4.1	Devrenin blok diyagramı..... 18
Şekil 4.2	MOSFET sürücü devresi 19
Şekil 4.3	LM311 karşılaştırma devresi..... 20
Şekil 4.4	Dış katman baskı devre yollarının akım-yol kesidi grafiği [24] 27
Şekil 4.5	Çizilen PCB'nin ön ve arka yüzleri..... 29
Şekil 4.6	PCB'nin malzemeler dizilmiş halde ön ve arka yüzleri 30
Şekil 4.7	Mikrodenetleyici bloğu..... 31
Şekil 4.8	Tek darbe modu [25] 32
Şekil 4.9	Durum makinesi..... 35
Şekil 4.10	İnverter işlemi akış diyagramı..... 36
Şekil 4.11	İnverterin laboratuvar ortamında incelenmesi 37
Şekil 4.12	İnverterin çıkış ve primer akımları 38
Şekil 4.13	Primer ve sekonder akımları..... 38
Şekil 4.14	Çıkış akımının Matlab programında THD değerinin hesaplanması 39
Şekil 4.15	Primer akımı ile V_{DS} gerilimi..... 39

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 Sistemin çalışacağı parametreler	21
Çizelge 4.2 Devre performansının literatürdeki diğer çalışmalar ile karşılaştırılması	40

ŞEBEKEYE ENERJİ AKTARAN GERİ DÖNÜŞLÜ İNVERTER TASARIMI VE UYGULAMASI

Can ÖZÇİFTÇİ

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Burcu ERKMEN

Modüler inverterler fotovoltaik (FV) uygulamalarında düşük maliyet, küçük hacim, dayanıklılık, paralel çalışabilme gibi avantajlarından dolayı son yıllarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu inverterler FV modüle entegre edilmekte, tak-çalıştır özelliği ile her bir FV panelin bağımsız olarak çalıştırılabilmesine ve maksimum güç kontrolünün yapılabilmesine imkan sağlamaktadır. Düşük maliyetli FV uygulamalarda geri dönüşlü inverter topolojisi yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu çalışmada, geri dönüşlü bir inverter ile FV panelden elde edilen enerjinin şebekeye aktarılması incelenmiştir. FV uygulamalarında kullanılan inverter topolojileri avantaj ve dezavantajlarına göre değerlendirilmiştir. Geri dönüşlü inverterlerde kullanılan iletim modları; sürekli, süreksiz ve sınırdaki iletim modları simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır. Uygulamanın gerçekleşmesi için mikrodenetleyici kontrollü geri dönüşlü inverter devresi tasarlanmıştır. Sürekli iletim modundaki devre performansının teorik sonuçlara benzer olduğu doğrulanmıştır.

Anahtar Kelimeler: Fotovoltaik, Geri Dönüşlü Inverter, Darbe Genişlik Modülasyonu, Sabit Kesimde Kalma Süresi İle Kontrol, Sürekli İletim Modu

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF FLYBACK INVERTER TRANSFERING
ENERGY TO THE GRID**

Can ÖZÇİFTÇİ

Department of Electronics and Communications Engineering

MSc. Thesis

Advisor: Assist. Prof. Dr. Burcu ERKMEN

Nowadays, modular inverters are commonly used in photovoltaic applications in consequence of their benefits such as low cost, small volume, reliability and grid connection. These inverters are integrated to PV module to be able to apply MPPT and independent control with plug-and-play capability to each PV panel. Flyback topology are widely used in low cost PV applications. In this thesis, transfer of energy from PV panel to grid with a flyback inverter is examined. Inverter topologies for PV applications are studied according to their advantages and disadvantages. Conduction modes that are used in flyback inverters; continuous, discontinuous and boundary conduction modes are compared in simulation environment. A microcontroller based flyback inverter circuit is designed to implement the application. The performance of the circuit in continuous conduction mode is confirmed to be similar to theoretical results.

Key words: Photovoltaic, Flyback Inverter, Pulse Width Modulation, Fixed-Off Time Control, Continuous Conduction Mode

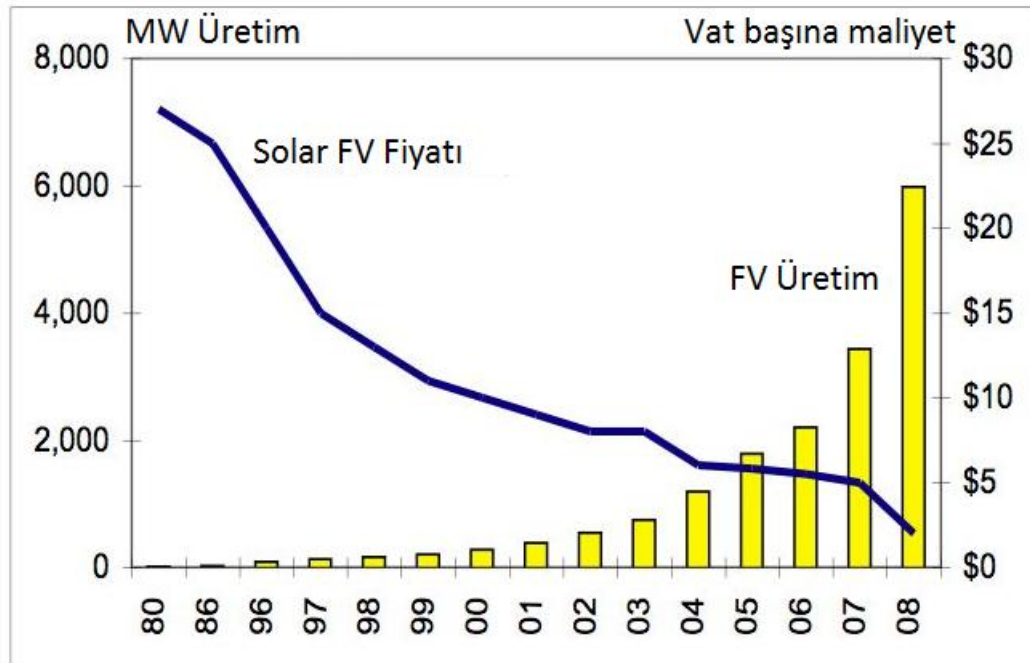
YILDIZ TECHNICAL UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Günümüzde çevresel kaygılardan dolayı yenilenebilir enerji kaynaklarına ilgi artmaktadır. Yenilenebilir enerji sistemleri hem bu kaygıya cevap verir hem de çok yüksek enerji potansiyeline sahiptir. Bu enerji kaynaklarına örnek olarak güneş, rüzgar, termal ve hidro enerji gösterilebilir. Bu kaynaklar arasında enerji potansiyeli en yüksek olan kaynak güneş enerjisidir (1500 milyon TWh) [1]. Günümüzde güneş enerjisinden yararlanan sistemlerin popülarlığı artmaktadır. Bunun başlıca sebebi yüksek enerji potansiyelinin yanında ilk kurulum maliyetini belirgin bir şekilde azalmasıdır. Şekil 1.1’de görüldüğü gibi maliyet azaldıkça kurulum miktarı artmaktadır.

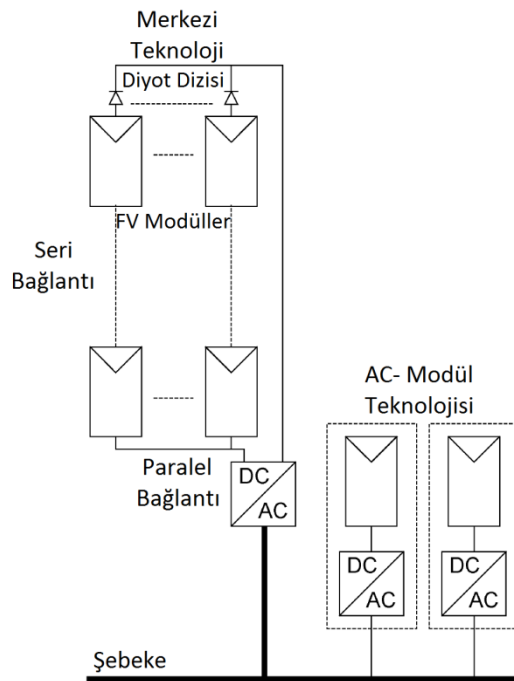


Şekil 1.1 Son yıllarda üretilen FV panel fiyat ve miktarı [2]

Güneş enerjili sistemlerin en yaygın türü fotovoltaik sistemlerdir. Bu sistemlerin en büyük avantajı düşük güçlü kurulumlara müsaittir. Aynı zamanda hareketli parça içermemesi sebebiyle bakımı kolay ve ucuz olduğu için şehir içi uygulamalarda kullanılabilmektedir. Bu sayede enerji tüketildiği yerde üretildiği için dağıtım şebekesi daha az yüklenir, dağıtım kaybı azalır. Bunun yanı sıra ihtiyaç fazlası enerji şebekeye enjekte edilerek gelir elde etmek de mümkündür [3].

1.1 Literatür Özeti

Fotovoltaik güç sistemlerinde kullanılmak üzere birçok inverter devresi ve kontrol tekniği geliştirilmektedir. FV panellerden elde edilen enerjinin şebekeye aktarılması için genellikle iki yöntem kullanılmaktadır. İlk yöntemde FV paneller seri-paralel bağlanarak yüksek bir DC gerilim ve güç elde edilir. Bu DC gerilimden beslenen güçlü bir inverter ile FV panellerden elde edilen enerji şebekeye aktarılır. İkinci yöntemde her bir FV panel çıkışına düşük güçlü bir inverter bağlanır (Şekil 1.2).



Şekil 1.2 Şebekeye bağlı FV inverter yapıları [4]

Bu yöntem panellerin konum ve çalışma şartlarının farklı olmasından kaynaklanan problemleri yok eder, her panel için en uygun maksimum güç noktası izleme (Maximum Power Point Tracking - MPPT) sağlanır. Modüler yapısından dolayı panel

üstünde oluşan hata ve bozulmaların teşhisi kolaydır. FV panel ve inverterin birlikte entegre edilmesi ile ortaya çıkan FV modüller tak-çalıştır aletleri gibi kolayca şebekeye bağlanabilir [4], [5], [6], [7]. Modüler yapının dezavantajı ise pahalı ve termal stresten dolayı kısa ömürlü olmasıdır.

Yenilenebilir enerji uygulamalarında kullanılan inverterlerin performansı verim, maliyet, dayanıklılık, paralel çalışma ve hacim açısından değerlendirilmektedir. Bu konuda literatürde birçok çalışma yapılmıştır. Geçmiş uygulamalarda fotovoltaik modüller gerilimi yükseltmek için seri, gücü yükseltmek için dizi diyotlar aracılığı ile paralel bağlanırdı. Oluşturulan çıkışa tek bir inverter bağlanarak dönüşüm gerçekleştirilirdi. Bu durumun dezavantajları; merkezi MPPT uygulaması sonucu oluşan güç kayıpları, dizi diyotlardaki güç kayıpları, seri üretime sokulamayacak esnek olmayan tasarım, FV modüller arasındaki uyumsuzluk sebebiyle oluşan kayıplar. Bu sorunları ortadan kaldırmak için önerilen yapı ise FV modül başına MPPT uygulayabilen bir geri dönüşlü inverter kullanmaktır. FV modül ile inverterden oluşan yapıya AC modül adı verilmektedir [4]. Kasa vd. [8], 2005, çalışmalarında geri dönüşlü inverter devresini sabit frekansla sıfır voltaj geçiş (Zero Voltage Crossing – ZVC) anahtarlama yöntemi ile sürmüşlerdir. Darbe genişliğini değiştirerek çıkışta sinüzoidal akım oluşturulmuştur. Anahtarlama kayıplarını önlemek için anahtarlama bastırma devresi adında bir yumuşak anahtarlama tekniği devreye uyarlanmış ve verimin arttığı görülmüştür. Chunying vd. [9], 2006, çalışmalarında iki çift yönlü geri dönüşlü dönüştürücü devresini birleştirerek birini pozitif diğerini negatif alternans üretmek için kullanmaktadır. Devre, tek taraflı kontrol ve senkronize doğrultma kontrol stratejileri ile sürülmektedir. Böylece verimde artış sağlanmıştır. Chiang vd. [10], 2009, çalışmalarında ise iki kademeli DC-AC dönüştürücü devresi tasarlamışlardır. Bu devre DC-DC dönüştürücü, boost ve geri dönüşlü dönüştürücü topolojilerinin birleştirilmesi ile oluşturulmuştur ve çıkışta gerilimi yükseltilmiş yarım dalga sinüs üretilmektedir. Tam köprü devresi düşük frekansda anahtarlanaarak DC-AC dönüşüm gerçekleştirilmektedir. Devre, yüksek verim ve güç faktöründe (Power Factor - PF) çalışmaktadır. Ryu vd. [11], 2011, çalışmalarında geri dönüşlü invertörlerdeki anahtar, transformatör ve kapasitördeki yüksek dalgali akım kayıplarını azaltmak için iki geri dönüşlü dönüştürücü devresini dönüşümlü çalıştırmışlardır. Böylece giriş ve çıkış kapasitörlerindeki akım dalgalanması ve

transformatör sarımları üzerindeki akım stresi azaltılmaktadır. Bu sayede kondansatörlerin ömrü ve dayanıklılığı arttırılmıştır. Senkronize doğrultma yöntemi ile de devrenin verimi arttırılmıştır. Li vd. [6], 2012, çalışmalarında geri dönüşlü inverter topolojisi üzerindeki sürekli iletim modu (Continuous Conduction Mode - CCM) ile süreksiz iletim modunu (Discontinuous Conduction Mode - DCM) karşılaştırmışlardır. Her iki iletim modu için in deneysel sonuçlar sunulmuş ve sürekli iletim modunun daha yüksek verimde, daha düşük gürültü ile çıkış verdiği görülmüştür. Ji vd. [7], 2010, çalışmalarında DCM ile sınırda iletim modu (Boundary Conduction Mode - BCM) için kontrol şemalarını ve anahtarlama şekillerini sunmuşlardır. Sınırda iletim modunun güç transfer yeteneğinin daha yüksek ve toplam harmonik bozulma (Total Harmonic Distortion - THD) değerlerinin daha düşük olması, süreksiz iletim modunun kontrol yönteminin basit olması sebebi ile DCM ve BCM yöntemlerinin optimize edildiği bir kontrol yöntemi önerilmiştir. Böylece giriş geriliminin durumuna göre devre BCM ya da DCM modunda çalışmaktadır.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada geri dönüşlü inverter devresini sürekli iletim modunda çalıştırabilmek için sabit kesim süreli (Fixed-Off Time - FOT) kontrol yöntemi kullanılmaktadır. Böylece sürekli iletim modunun faydalarından yararlanılırken, süreksiz iletim modunda olduğu gibi basit bir kontrol yöntemi kullanabilmektedir. 2. bölümde inverter topolojileri incelenerek FV uygulamalarında geri dönüşlü inverter topolojisinin tercih edilme sebepleri anlatılacaktır. CCM, BCM, DCM iletim modlarının çalışmaları simülasyon sonuçları üzerinden 3. bölümde incelenecektir. 4. Bölümde tasarımın baskı devre gerçeklemesi detaylı olarak incelenerek sürekli iletim modunun çalışması laboratuvar ortamında gerçekleştirilecektir. Son bölümde ise sonuçlar değerlendirilmiştir.

1.3 Orijinal Katkı

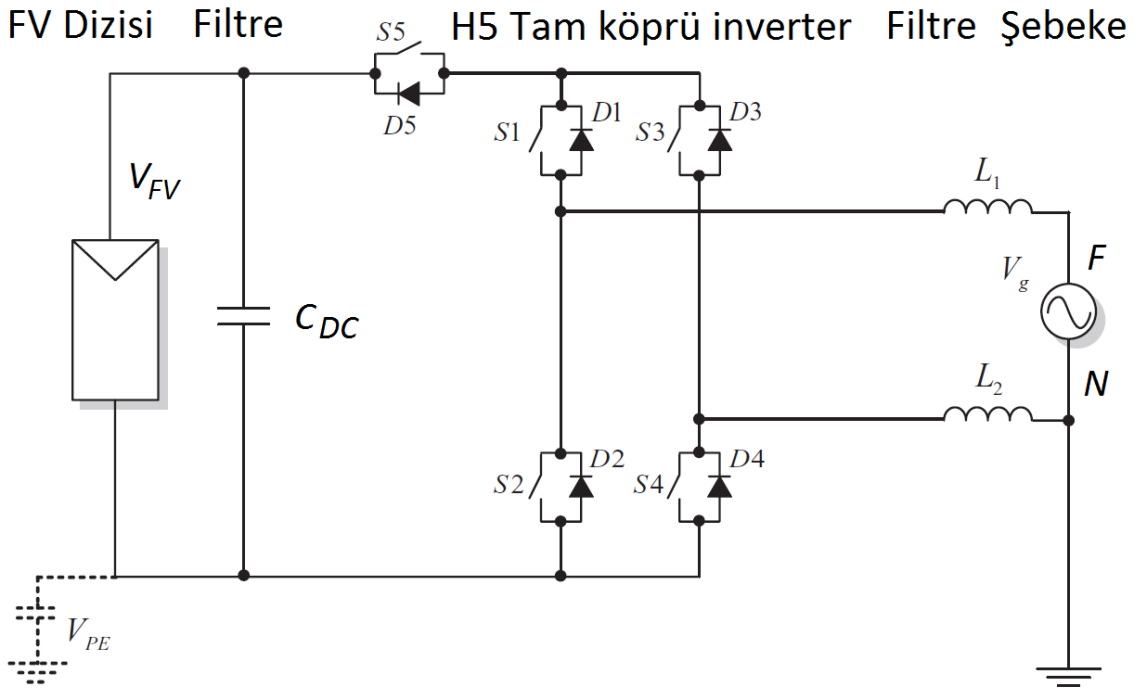
Literatür araştırmasında sabit kesim süresi ile kontrol yönteminin klasik geri dönüşlü DC-DC dönüştürücülerde kullanılmış olduğu fakat geri dönüşlü inverterlerde denenmediği görülmüştür. Bu çalışmada geri dönüşlü inverterlerin sabit kesim süresi ile kontrolü gerçekleştirilmiştir.

FOTOVOLTAİK UYGULAMALARDA KULLANILAN İNVERTER TOPOLOJİLERİ

Yenilenebilir enerji uygulamalarında kullanılan inverterlerin performansı; verim, maliyet, dayanıklılık, paralel çalışma ve hacim açısından değerlendirilmektedir. Bu konuda literatürde birçok çalışma yapılmış ve öne çıkan üç temel yöntem [6] bu bölümde incelenmiştir.

2.1 Trafosuz İnverter

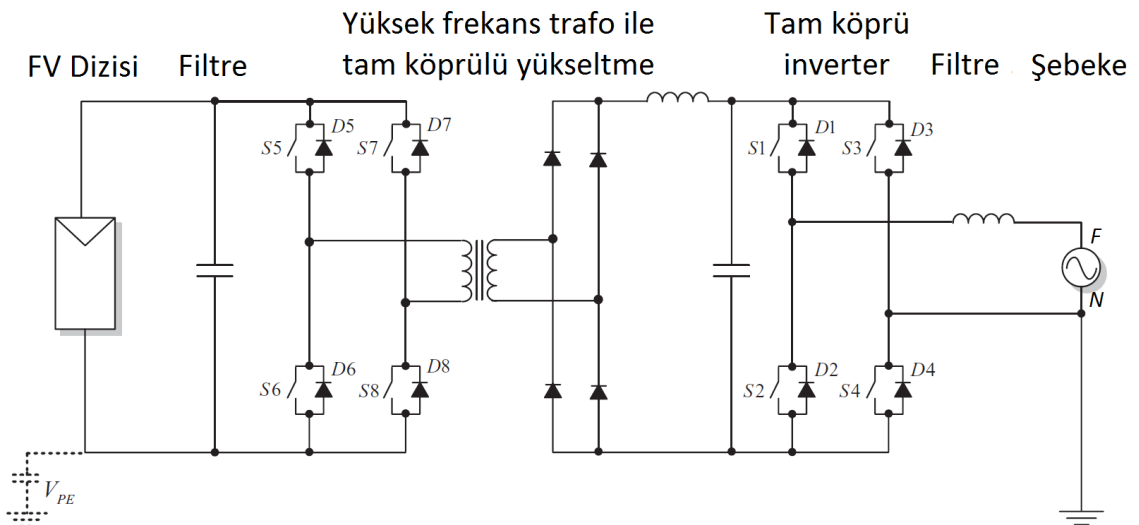
Çoğu FV modüllü sistem, izolasyon sağlayan transformatör içerir. Çünkü izolasyonsuz topoloji her ülkede kullanılamaz. Örneğin Birleşik Krallık ve İtalya'da izolasyon şartken Almanya, İspanya gibi ülkelerde inverterin galvanik izolasyonu olması zorunlu değildir [12]. Bu sistemin diğer bir dezavantajı inverterin enjekte ettiği AC akım içindeki DC bileşen, dağıtım transformatörünün çekirdeğini doyuma sokarak aşırı ısınmaya yol açar. Bunun sonucu olarak hem transformatörde hata oluşur hem de transformatörün ömrü azalır [13]. Eğer transformatörsüz bir tasarım yapılırsa sistemin verimi artar, inverterin boyutları küçülür ve dolaylı olarak maliyet düşer. Ancak bu topolojinin sınırlı gerilim yükseltme yeteneği, gerilim aralığı 85-265VAC olan şebeke yapısında kullanımını engeller[14]. Şekil 2.1'de transformatörsüz inverterlere örnek bir topoloji verilmiştir.



Şekil 2.1 Tam köprü topolojisi [15]

2.2 İzole Kaskat Inverter Yapıları

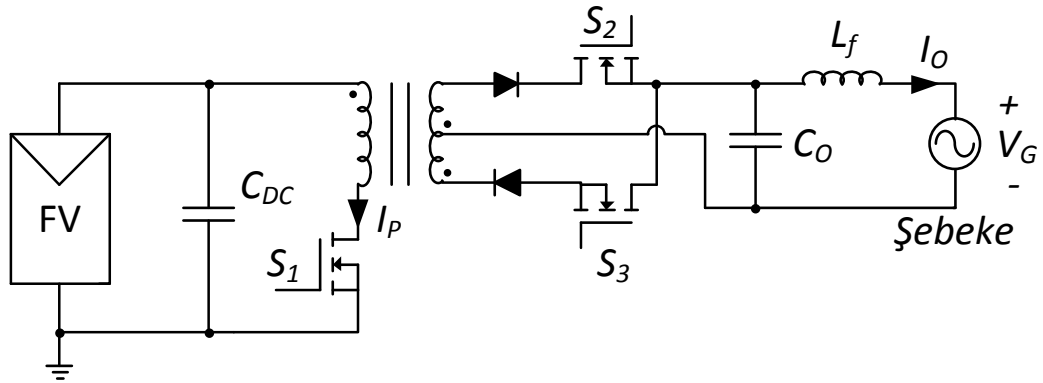
Birden çok DC gerilim yükseltme ve geleneksel tam köprü PWM inverter katmanı içeren izolasyonlu topolojidir [16], [17]. Bu tip inverterlerde diğer yöntemlere göre daha yüksek verim elde edilmektedir. Aynı zamanda güç dekaplajı için kullanılan elektrolitik kapasitörler uzun ömürlü yüksek gerilim film kapasitörleri ile değiştirilebilir. Bu yöntemde eleman sayısı fazla olduğu için maliyet yüksektir.



Şekil 2.2 İzole kaskat inverter topolojisi [15]

2.3 Geri DönüŖlü İnverterler

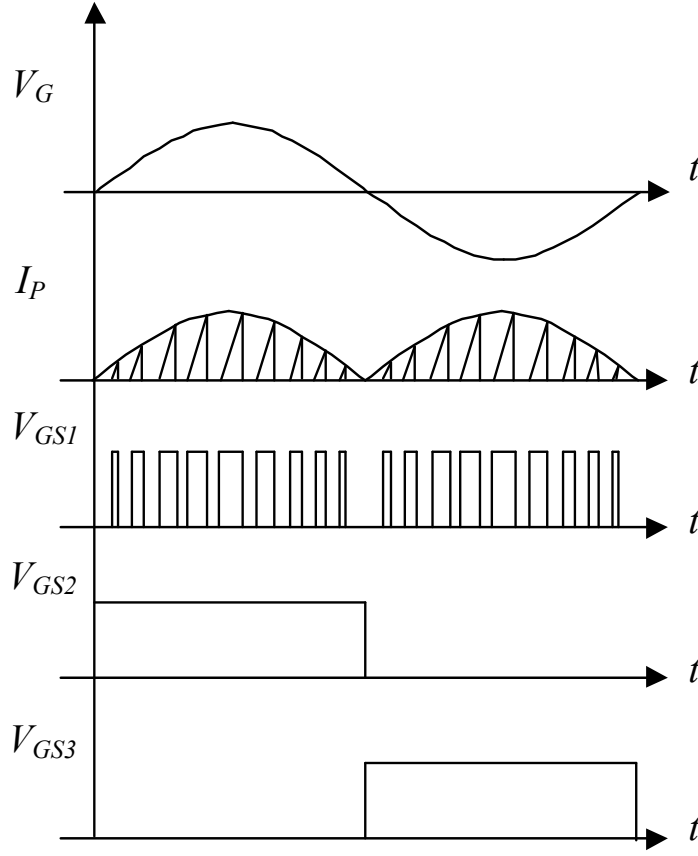
Maliyet konusu düşünöldüğünde farklı bir topoloji olarak geri dönüŖlü inverterler geliştirilmiştir. Ŗekil 2.3’de gösterilen geri dönüŖlü inverter, bir giriş kondansatörü, sekonder sargısı orta uçlu bir transformatör, güç anahtarları ve LC çıkış filtresinden oluşmaktadır.



Ŗekil 2.3 Geri dönüŖlü inverter

Çıkışta sinüs işareti oluşturmak için ana anahtar (S_1) üzerinden geçen akım, Ŗebeke örneklenerek oluşturulan referans akımı ile karşılaştırılır. S_1 üzerinden geçen akım referans akım değeri aştığı anda S_1 kesime alınır. Kullanılan iletim moduna göre S_1 belli bir süre kesimde tutularak çıkışa güç aktarılır. Geri dönüŖlü inverter topolojisinde kullanılan transformatörler yüksek frekansta çalıştırıldığı için S_1 anahtarı yüksek frekansta çalıştırılarak sekonder akımını yarım dalga sinüs Ŗekline dönüŖtürür. Çıkışa bağılı S_2 ve S_3 anahtarları inverterin Ŗebeke gerilimini takip edebilmesi için Ŗebeke frekansında birbirinin tersi sinyaller verecek Ŗekilde anahtarlanır.

Bu yapıda gerilim yükseltme, izolasyon, çıkış akımı Ŗekillendirme ve hatta MPPT kontrolü tek bir DC-DC dönüŖtürücü ile sağlanabilmektedir. OluŖturulan çıkış, düşük frekanslı bir anahtarlama ile AC işarete dönüŖtürölür (Ŗekil 2.4).



Şekil 2.4 Geri dönüşlü inverterde anahtarlama ve dalga şekilleri

FV panellerden maksimum performans alabilmek için panellerin tek tek MPPT kontrolü ile çalıştırılması gerekmektedir. İzole yapısı ve düşük maliyeti ile geri dönüşlü inverterler, FV uygulamaları için etkili bir çözümdür.

İLETİM MODLARI VE SİMÜLASYON SONUÇLARI

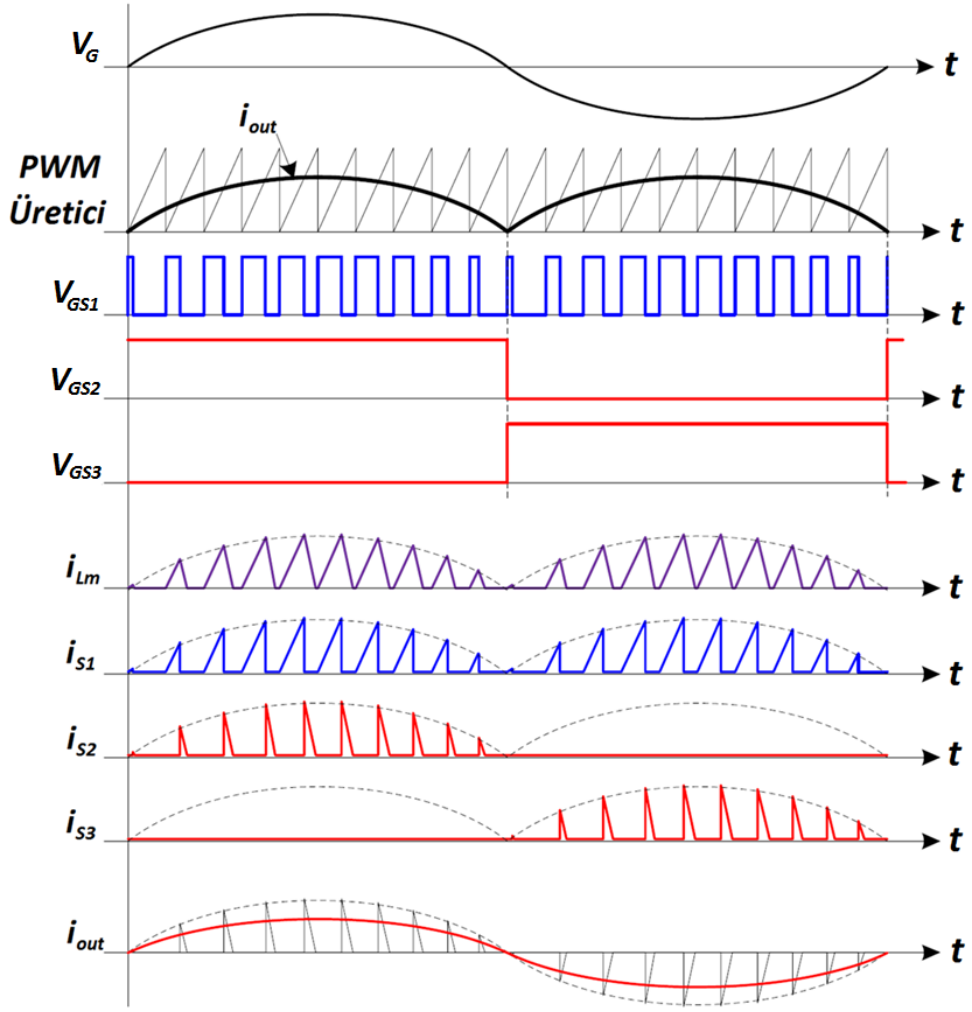
Literatürde geri dönüşlü inverter topolojisinin kontrol yapıları üzerine yapılmış olan birçok çalışma bulunmaktadır. Sistemin özellikle hangi iletim modunda çalıştırılacağına seçilmesi, kontrol mekanizmasının tasarımında büyük bir önem taşır. Bu bölümde iletim modları, bölüm 2.3’de sunulmuş olan geri dönüşlü inverter devresi üzerinde çalıştırılarak simülasyon sonuçları incelenecektir.

3.1 İletim Modları

Geri dönüşlü inverter devresinin çalışması, transformatörün üzerinden geçen akımın şekline göre sınıflandırılır. Transformatörün üzerinden geçen akım sıfırlanıp devre üzerinde akım dolaşmadığı ölü zamanlar oluşan durum süreksiz iletim modudur. Eğer akım bittiği anda yeni akım döngüsü başlıyorsa devre sınırda iletim modundadır. Transformatör üzerindeki akım daha bitmeden yeni bir döngü başlıyorsa bu sürekli iletim modudur. Bu bölümde iletim modları detaylı olarak incelenmiştir.

3.1.1 Süreksiz İletim Modu

Süreksiz iletim modu, FV modül uygulamalarında basitliği ile yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu tekniğin temel prensibi, anahtarlanan akımın tepe değerinin şebeke gerilimini izlemesidir. Bunun için geri dönüşlü inverterin ana anahtarına sabit frekanslı darbe genişliği modülasyonu (Pulse Width Modulation - PWM) uygulanır (Şekil 3.1).



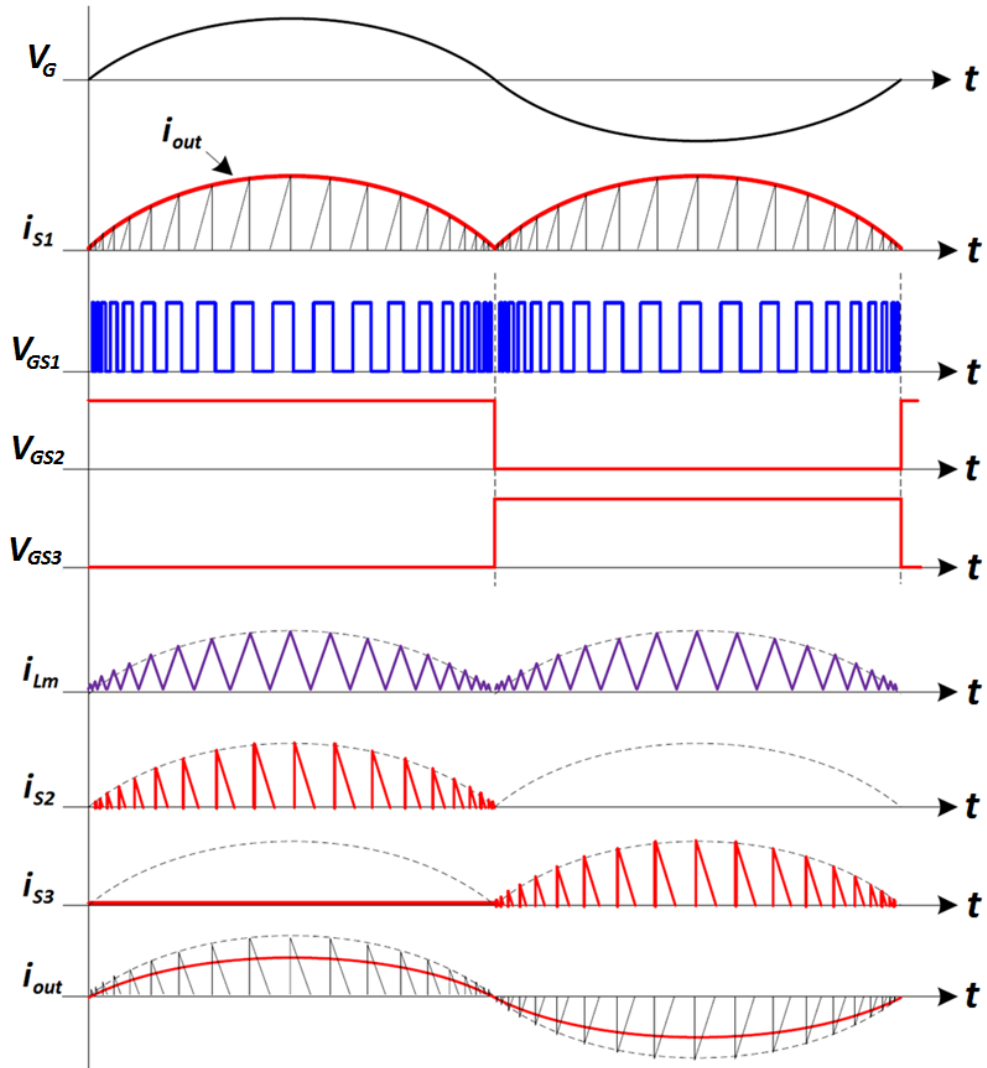
Şekil 3.1 Sabit frekanslı Süreksiz İletim Modunun dalga şekilleri [7]

S_1 anahtarı iletime geçtiği zaman akım birinci sargıdan akar. S_2 kapatıldığında ise akım seçili olan ikinci sargıdan çıkışa aktarılır. Transformatördeki enerji bittikten sonra S_1 anahtarının iletime geçirilmesi için belli bir süre geçer. Bu süre zarfında hiçbir akım döngüsü yaşanmaz. Bu ölü zaman sebebiyle bu tekniğe süreksiz iletim modu adı verilmiştir [18].

Süreksiz iletim modunun birçok dezavantajı bulunmaktadır. Transformatör üzerindeki ölü zamanlar sebebiyle kullanımı düşük güç seviyelerinde kalır. Anahtarlanan akımın tepe değeri, diğer iletim modlarına göre daha yüksektir. Dolayısıyla üzerinden akım geçen devre elemanlarında, yüksek akım stresi oluşur. Bu durum verimin düşmesine sebep olur.

3.1.2 Sınırdan İletim Modu

Sürekli iletim modunda çıkışa iletilen güç, transformatör akımındaki ölü zamanlar sebebiyle sınırlıdır. Bu sorunu çözmek için BCM tekniği geliştirilmiştir [7]. BCM tekniği DCM tekniğine göre daha karmaşık kontrol sistemine sahip bir işlemidir. Bu teknikte anahtarlama periyodu ana anahtarın iletime geçirilmesi ile başlar. Anahtardan geçen akım, şebeke gerilimi ile MPPT sisteminin oluşturduğu referans akım değeri ile karşılaştırılır. Eğer anahtar akımı referans akımı geçerse anahtar kapatılır. Anahtar, trafo üzerindeki enerjinin tamamı çıkışa aktarıldığı anda tekrar iletime geçirilir. Anahtarlama frekansı referans akımının genliğine bağlı olarak değiştiği için frekans sabit değildir. Şekil 3.2’de BCM işleminin dalga şekilleri verilmiştir.

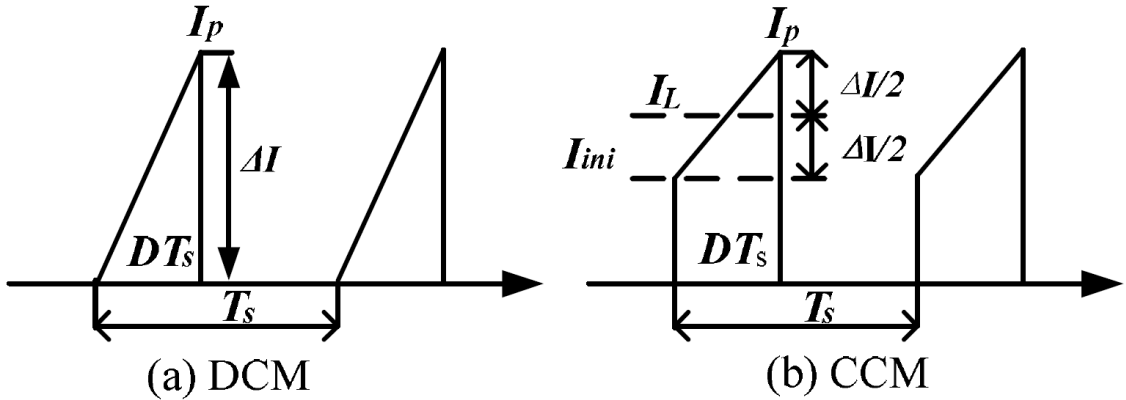


Şekil 3.2 Sınırdan İletim Modunun Dalga Şekilleri [7]

BCM tekniğinin DCM tekniğine göre daha yüksek güç transferi, daha düşük toplam harmonik bozulma gibi avantajları vardır. FV uygulamalarında kontrol tekniğinin içinde MPPT de olmak zorundadır. Düşük güç çekilmesi gereken şartlarda BCM tekniği anahtarlama frekansını yükseltir. Bu durumu önlemek amacı ile literatürde DCM ve BCM teknikleri ortak kullanılmıştır [7], [18], [19].

3.1.3 Sürekli İletim Modu

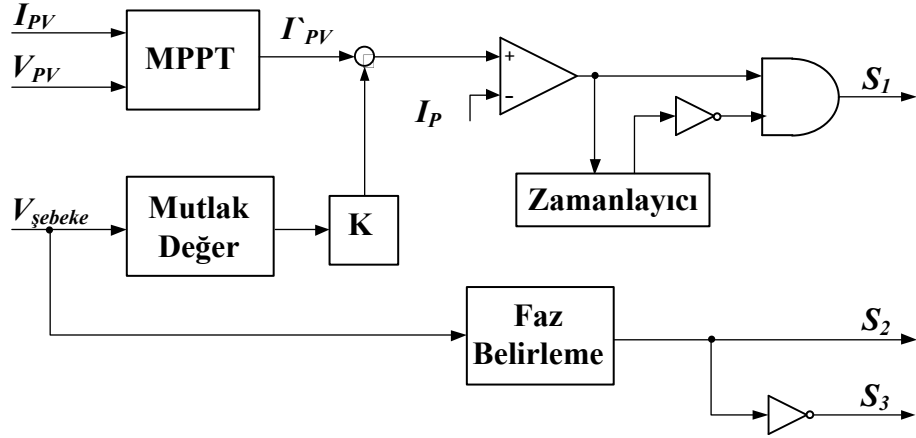
Transformatör üzerindeki enerjinin tamamı çıkışa aktarılmadan yeni anahtarlama periyodunun başladığı duruma sürekli iletim modu denir. DCM ve BCM tekniklerinde ana anahtar üzerinden geçen akım, 0 noktasından başlayarak transformatörün birinci sargısının endüktans değeri ile hesaplanan bir eğimle yükselir. CCM tekniğinde ise anahtar iletime geçirildiği anda üzerinden geçen akım, transformatörün üzerindeki enerji ile orantılı bir noktaya yükselir. Bu noktadan sonra akımın yükseliş eğimi birinci sargısının endüktans değerine göre değişir (Şekil 3.3). Bu durum, akım genliğinin DCM



Şekil 3.3 DCM ve CCM transformatör akım şekilleri [20]

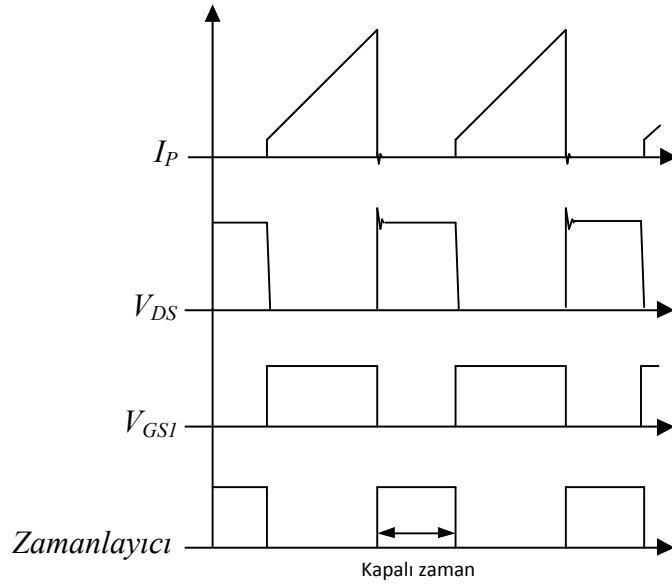
tekniğine göre daha düşük kalmasını sağlar. Böylece bu akımın geçtiği elemanlar üzerindeki stres azalır, devrenin çıkışında oluşan THD değerleri düşer.

CCM tekniği için farklı kontrol yöntemleri mevcuttur. Bu çalışmada, FV uygulamalarda kullanılan geri dönüşlü inverter topolojisinin kontrolünde literatürde kullanıldığına rastlanmayan bir yöntem olarak sabit kesim süresi kullanılacaktır. Bu yöntem için tasarlanan kontrol bloğu Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4 Sabit kesim süresi için tasarlanan kontrol bloğu

Bu yöntemde anahtarın kesimde olduğu süre bir zamanlayıcı ile belirlenmektedir. Kaynaktan çekilen akım MPPT modülünün belirlediği referans akım değerini geçtiğinde anahtarın sinyali kesilmektedir. Anahtar kesime girdiği anda zamanlayıcı saymaya başlar. Belirlenen süre dolduğu anda anahtarın iletme girmesi için sürme sinyali üretilir (Şekil 3.5).

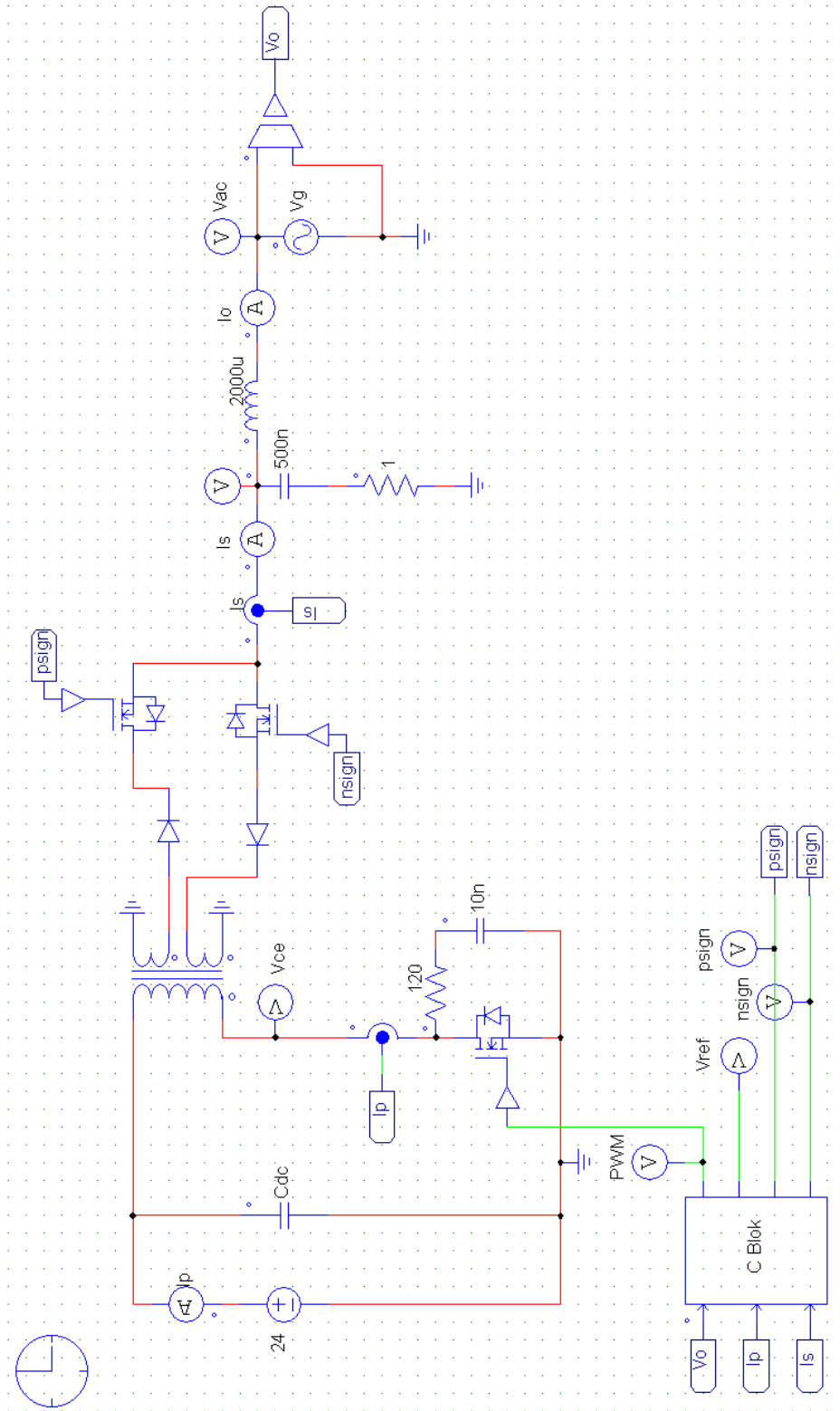


Şekil 3.5 Sabit kapalı zaman yöntemi için akım-gerilim dalga şekilleri

Bu yöntemin devre üzerindeki performansı diğer bölümlerde incelenecektir.

3.2 Simülasyon Sonuçları

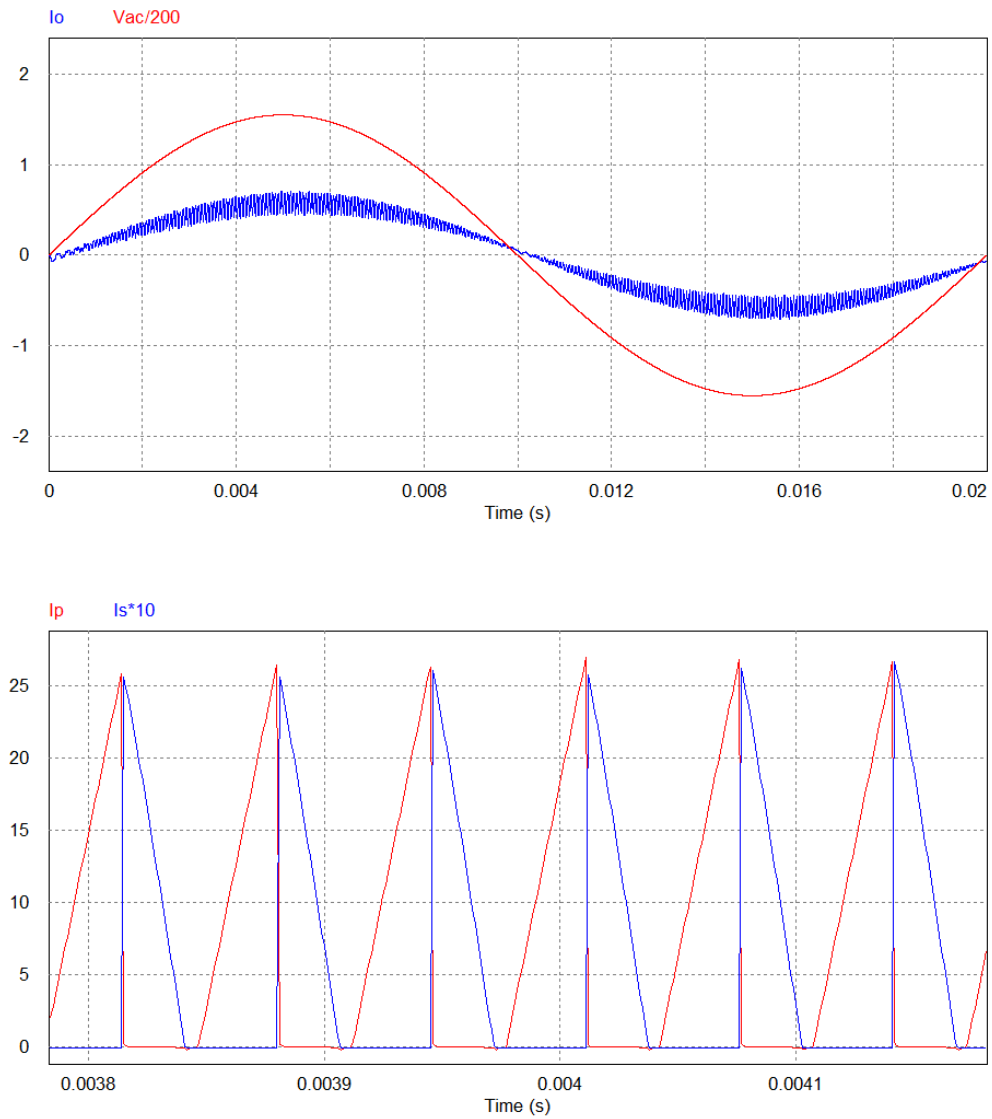
Devre gerçekleştirilmesi yapılmadan önce önerilen inverter topolojisi, kontrol yöntemleri arasındaki performans farklarını görmek için PSIM simülasyon ortamında test edildi.



Şekil 3.6 PSIM simülasyonu devre şeması

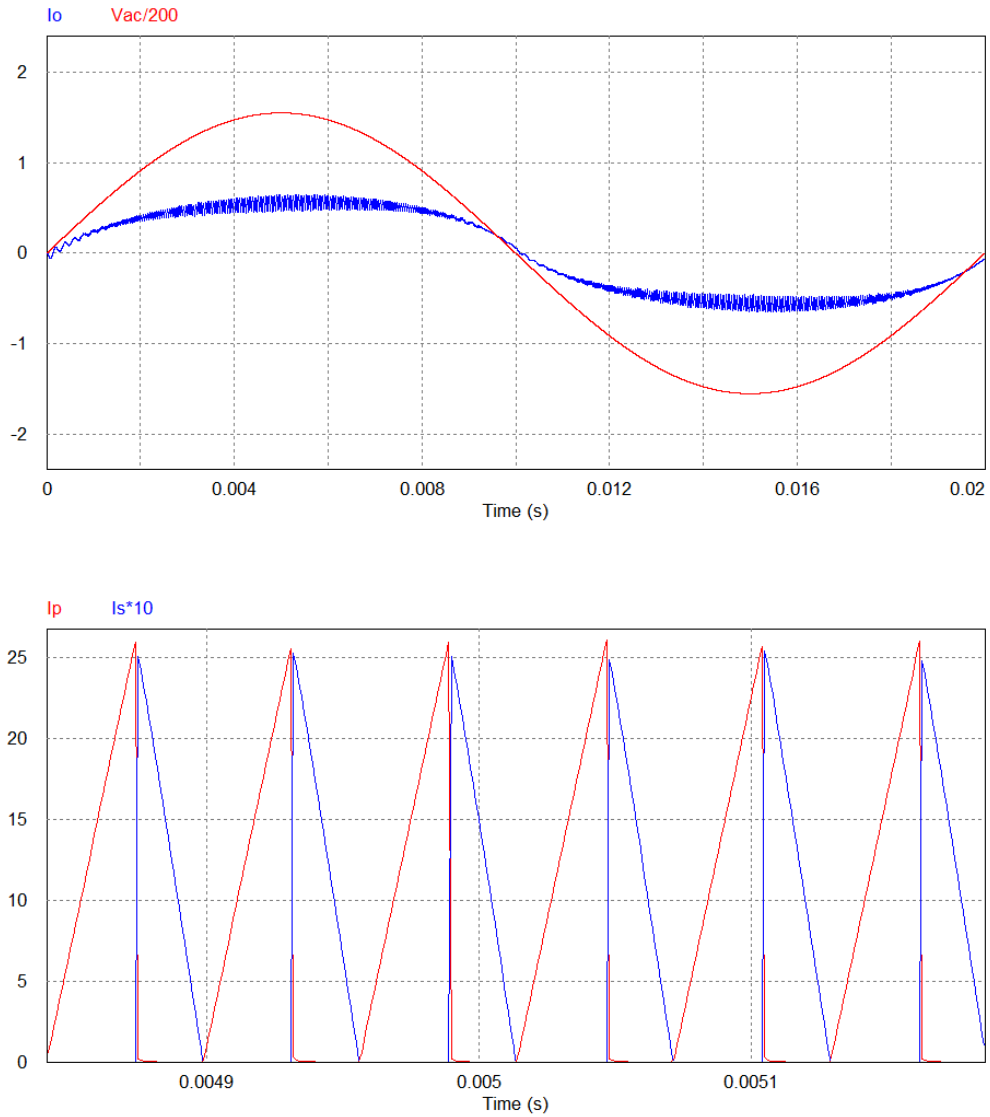
Şekilde 3.6'da gösterilen devre üzerinde simülasyonlar gerçekleştirilmiş, sadece yazılımda (C BLOK) yapılan değişiklikler ile devre CCM, BCM ve DCM modlarında çalıştırılmıştır.

Şekil 3.7'de süreksiz iletim modunda çıkış akım-gerilimi ile primer-sekonder akımları verilmiştir. Grafikteki şekillerin birbir ile uyumlu olabilmesi için çıkış gerilimi 200'e bölünmüş, sekonder akımı ise transformatör sarım oranı ile çarpılmıştır. Sabit frekanslı anahtarlama yapıldığında şekilde görüldüğü gibi anahtarlanan akım değeri düştükçe ölü zaman süresi artmaktadır.



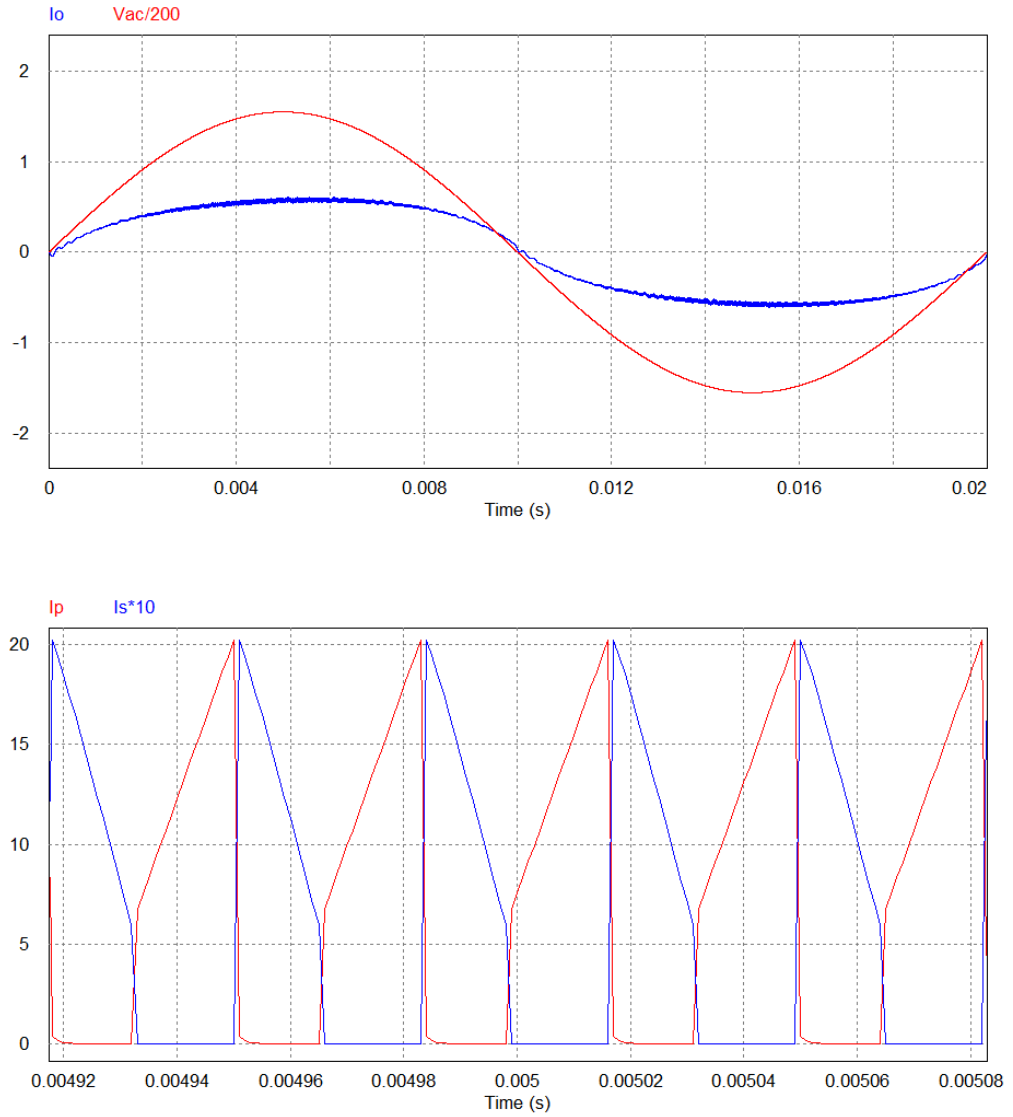
Şekil 3.7 DCM çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri

CCM tekniğine göre tasarlanan bir devre üzerinde DCM ya da BCM teknikleri uygulanarak çıkışa aynı miktarda güç aktarılacak istenirse anahtarlanan akımın tepe değeri arttırılmak zorundadır. Akımın artması primer anahtarının iletimde ve kesimde kalma sürelerinin artmasına sebep olur. Böylece frekans düşer. Bu durumda daha yüksek frekansda çalışması için tasarlanan çıkış filtresi görevini yerine getirememeye başlar. Şekil 3.7 ve 3.8’de çıkış akımı üzerinde bu sebeple gürültü görülür.



Şekil 3.8 BCM çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri

Devre tasarlanmış olduğu CCM tekniği ile çalıştırıldığında çıkış akımı üzerindeki gürültü makul seviyelere gelmektedir. Şekil 3.9'da primer sargısı üzerindeki akımın sıfır noktasından daha büyük bir değerden yükselişe geçmesi ve sekonder akımı sıfır noktasına varmadan primer anahtarının iletme geçmesi devrenin CCM tekniğinde çalıştığını göstermektedir.



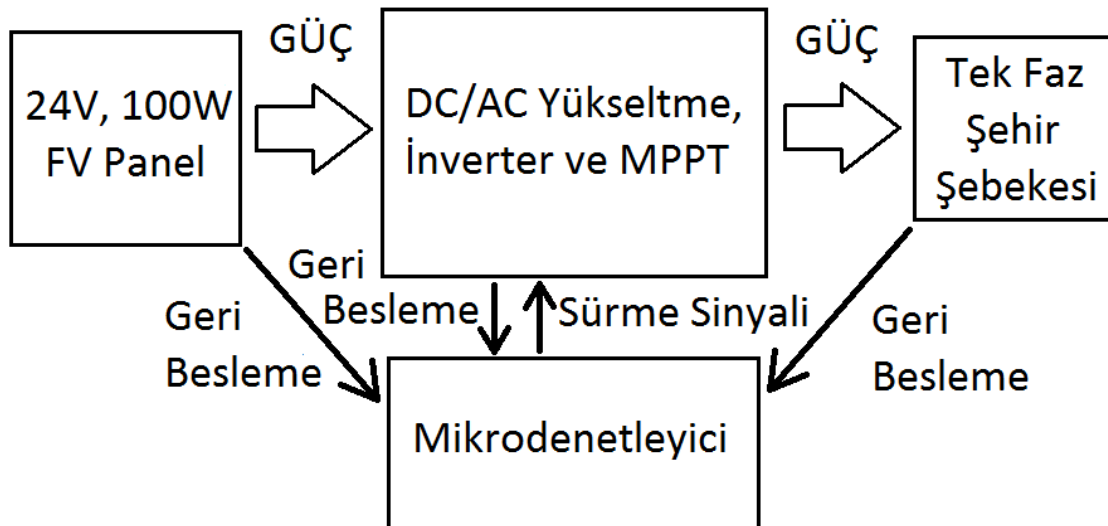
Şekil 3.9 Sabit kesim süresi ile CCM kontrolü çıkış akımı ve anahtarlanan akım şekilleri

FV UYGULAMALARI İÇİN TASARLANAN GERİ DÖNÜŞLÜ İNVERTER GERÇEKLENMESİ

Simülasyonlarda gözlenen sonuçların ispatlanması için geri dönüşlü inverter topolojisi laboratuvar ortamında gerçekleştirilmiştir. Sürekli iletim modu için osiloskop çıktıları sunulmuştur.

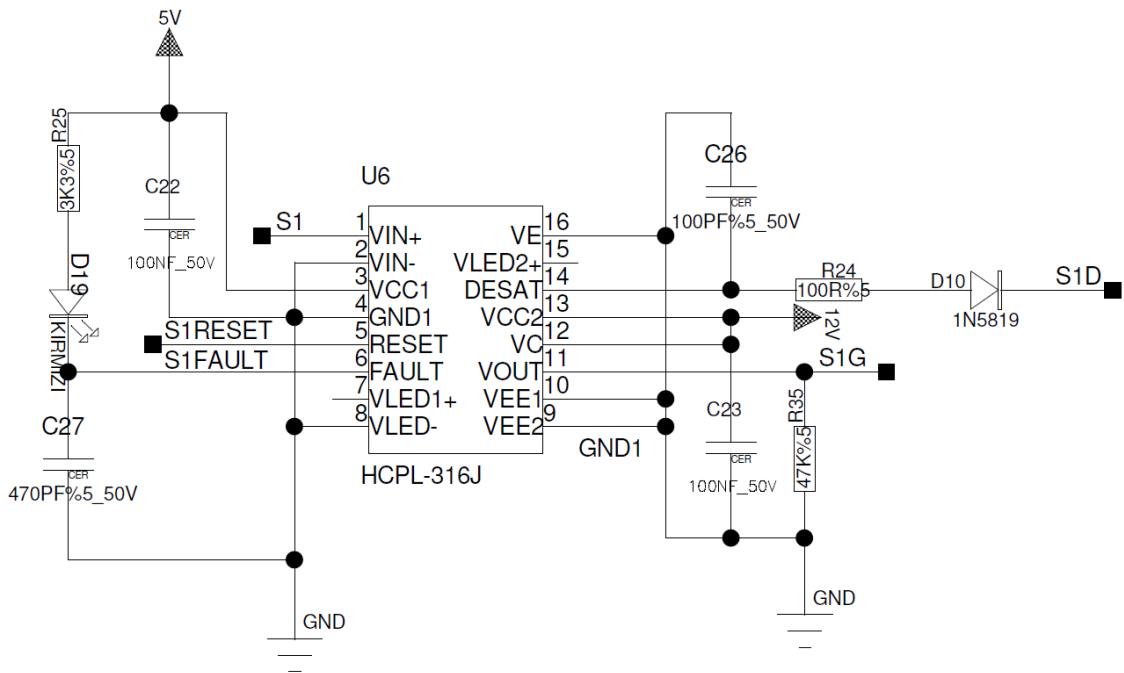
4.1 Geri Dönüşlü İnverter ve Gerçeklenmesi

Bu çalışmada geri dönüşlü inverterin modüler fotovoltaik uygulamalarda kullanılması hedeflenmiştir. Bu sebeple devrenin girişi 100W, 24V olarak belirlenmiştir. Bölüm 2.3’de bahsedilmiş olan geri dönüşlü inverter topolojisi mikrodenetleyici ile kontrol edilmiştir. Şekil 4.1’de tasarlanan devrenin blok diyagramı görülmektedir.



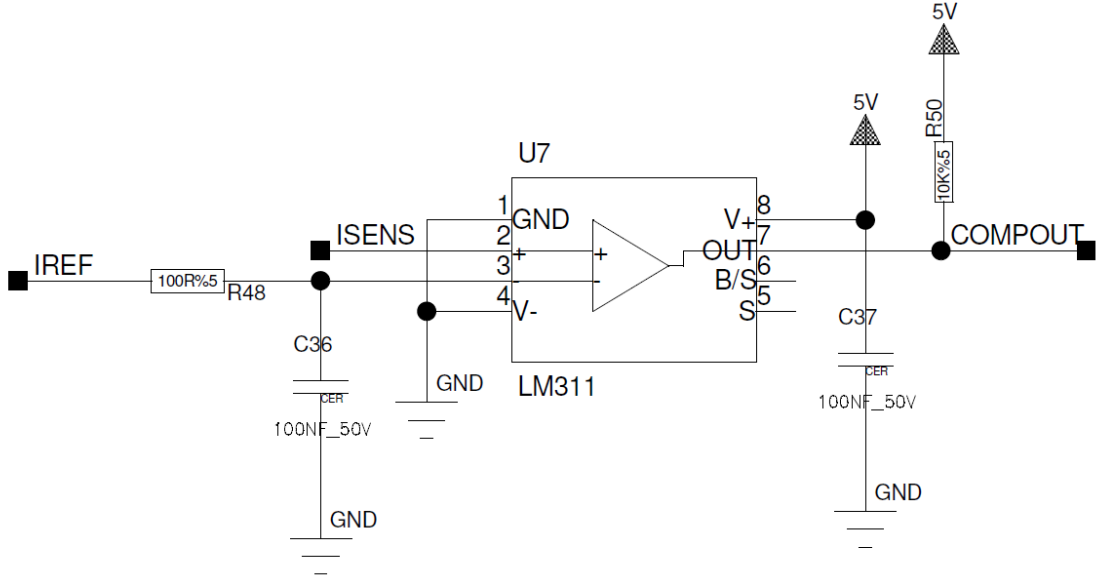
Şekil 4.1 Devrenin blok diyagramı

Geri dönüşlü inverterin devre şeması Ek-A'da verilmiştir. Devre şemasında görülen mikrodenetleyiciye bağlı 3 adet izole MOSFET sürücü ile gerilim seviyesi birbirinden farklı olan 3 MOSFET kolayca sürülmektedir. MOSFET sürücü olarak üzerinde transistörün lineer bölgeden çıktığını anlayan devre yapıları bulunan HCPL-316J tercih edilmiştir. Şekil 4.2'de görüldüğü gibi MOSFET sürücü 2 farklı besleme ile sürülebilmektedir. Hata çıkışına bağlı kırmızı LED'ler ile hata durumu kullanıcıya aktarılmaktadır.



Şekil 4.2 MOSFET sürücü devresi

Geri dönüşlü inverter şebekeye enerji aktaran bir akım kaynağı gibi çalışmaktadır. Bu sebeple normal gerilim düzenleyiciler gibi çıkıştaki gerilimden geri besleme alınmayacaktır. Bunun yerine çıkışa aktarılan gücü kontrol edebilmek için primer sargısından geçen akımdan geri besleme alınmıştır. Bu akım değeri, şebeke geriliminden alınan örnekler ile oluşturulan referans akım değeri ile karşılaştırılacaktır. Bu karşılaştırmanın sağlıklı olması için tepki süresi düşük bir devre gerekmektedir. Dijital karşılaştırma yönteminin tepki süresi bu uygulama için yavaş kalmaktadır. Bu sebeple karşılaştırma analog olarak LM311 karşılaştırıcı devresi üzerinde yapılmıştır. Şekil 4.3'de görüldüğü gibi çıkış dijital olarak mikrodenetleyiciye bağlanmıştır.



Şekil 4.3 LM311 karşılaştırma devresi

Devre üzerinde kullanılmayan ama ilerideki çalışmalar için seçenek olarak bırakılan geri beslemeler vardır. Bunlar MPPT uygulaması için fotovoltaiik panel gerilimi, transformatör üzerindeki enerjinin durumunun izlendiği 4. sargıdan gelen sıfır geçiş kontrol noktası ile bu sargıdan üretilen gerilimin değeridir.

İnverterin çıkışında bir kondansatör ve endüktansdan oluşan filtre bulunmaktadır. Böylece yüksek frekans gürültüleri şebekeye aktarılmaz.

MOSFET sürücülerin çalışması için gereken birbirinden bağımsız besleme gerilimleri, devre üzerinde üretilmemiştir. Bu besleme gerilimleri, devreye terminaller aracılığı ile bağlanan 12VAC çıkış gerilimli transformatörler üzerinden sağlanmaktadır. Devreye verilen bu AC gerilimler, köprü diyot ve kondansatörlü yapı sayesinde DC gerilime dönüştürülerek besleme gerilimleri elde edilir.

4.1.1 Devre Elemanlarının Seçimi

Devrenin çalışacağı parametreler Çizelge 4.1’de verilmiştir.

Açıklama	En az	Ortalama	En Fazla	Birim
Şebeke Frekansı	45	50	55	Hz
Şebeke Gerilimi	176	220	264	V
FV Panel Çıkış Akımı	-	4.17	-	A
FV Panel Gerilimi	-	24	-	V
Çıkış Gücü	-	100	-	W

Çizelge 4.1 Sistemin çalışacağı parametreler

Bu değerler için topolojinin temel elemanlarının akım/gerilim karakteristikleri tek tek belirlenmelidir.

4.1.1.1 Mosfet Seçimi

Transformatörün primerine bağlı olan MOSFET’in seçimi, üzerinden geçen akım ile MOSFET kesimde iken üzerine düşen gerilime bağlı olarak yapılmaktadır. MOSFET’in üzerine düşen maksimum gerilim [21]:

$$V_{DSmax} = V_{FVmax} + V_R + \Delta V \quad (4.1)$$

Denklemden geçen V_{FVmax} fotovoltaiik panelin maksimum çıkış gerilimi, V_R anahtarlama esnasında transformatörün çıkışa aktardığı gücün primer sargısı üzerinde oluşturduğu gerilim, ΔV ise bastırma devresinin üzerinde tuttuğu gerilim değeridir. ΔV , V_R ’nin yarısı alınabilir. V_R ’yi bulmak için

$$V_R = N \times (V_{OUTmax} + V_f) \quad (4.2)$$

denklemini kullanılır. V_{OUTmax} , çıkışa bağlı şebeke geriliminin tepe değeri, V_f ise çıkış diyotu üzerine düşen gerilimdir. Geri dönüşlü inverter uygulamasında çıkış sargısına

bağlı diyot dışında alternans belirleyici bir MOSFET bulunduğu için bu denkleme MOSFET'in iletimdeki gerilimi de eklenmelidir.

$$V_R = N \times (V_{OUTmax} + V_f + V_{DSon}) \quad (4.3)$$

Denklemden transformatörün N sarım oranını 1'e 10 olarak seçeceğiz.

$$V_R = 0.1 \times ((265 \times \sqrt{2}) + 1.2 + 0.6) \approx 38 \text{ [V]}$$

Denklem (4.1)'den,

$$V_{DSmax} = 24 + 38 + 19 = 81 \text{ [V]}$$

MOSFET üzerinden geçecek olan akım hem ortalama değer hem de anahtarlanan akımın tepe değeri olarak bilinmelidir. Ortalama akım değeri güç formülünden basitçe bulunur.

$$I_{ORT} = P_{ORT} / V_{FVmax} \quad (4.4)$$

$$I_{ORT} = 100 / 24 \approx 4.17 \text{ [A]}$$

MOSFET üzerinden geçen akımın tepe değeri

$$I_{Pkmax} = \frac{2 \times P_{INPk}}{V_{FVmax} \times D} \quad (4.5)$$

Burada P_{INPk} , girişten çekilen anlık gücün maksimum olduğu andaki değeri, D ise sinüs dalgasının tepe noktasında anahtarın iletimde olduğu sürenin periyoda oranıdır.

$$I_{Pkmax} = \frac{2 \times 100 \times \sqrt{2}}{24 \times 0.7} \approx 16.83 \text{ [A]}$$

4.1.1.2 Bastırma Devresi Tasarımı

Transformatörün manyetizma endüktansından kaynaklanan yüksek gerilimli darbeler geleneksel bir RCD sönümlendirici devresi ile sınırlandırılabilir. Böylece transformatörün primerine bağlı MOSFET'in dayanma gerilimi aşılmaz. Bastırma devresinin kondansatörünün değerini belirlemek için ΔV değeri kadar ek bir gerilim seviyesi belirlenmesi gerekmektedir. Böylece MOSFET'in kesime gittiği zamanlarda üzerine düşen gerilim dayanma gerilimini aşmaz. Kondansatörün minimum değeri

$$C_{min} = \frac{L_{lk} \times I_{Pkmax}^2}{\Delta V \times (\Delta V + 2 \times V_R)} \quad (4.6)$$

formülü ile hesaplanabilir. Burada L_k sızıntı endüktansdır. Bu değer, eğer transformatör düzgün üretilmişse primer sargının %1-3'ü kadardır.

$$C_{min} = \frac{3 \times 10^{-7} \times 17^2}{19 \times (19 + 2 \times 38)} \approx 48 \text{ [nF]}$$

Kondansatör, yüksek akımlı darbelere maruz kalacağı için iç direnci düşük poliyester veya film kondansatörler tercih edilmelidir.

Minimum direnç değeri, kondansatörün üzerindeki gerilimin her periyot başında yansıyan gerilimin altına düşmemesini sağlayarak bulunabilir;

$$R_{min} = \frac{1}{f_{min} \times C \times \ln(1 + \frac{\Delta V}{V_R})} \quad (4.7)$$

$$R_{min} = \frac{1}{33000 \times 48 \times 10^{-9} \times \ln(1 + \frac{18}{36})} \approx 1.6 \text{ [k}\Omega\text{]}$$

4.1.1.3 Transformatör Tasarımı

Transformatör tasarımı, belli adımları olan karmaşık bir işlemdir. Nüvenin şekil ve boyutunun seçilmesi, maksimum manyetik akı yoğunluğuna karar verilmesi, primer ve çıkış sargılarının sarım sayılarının ve kablo kalınlığının belirlenmesi ve de istenen endüktansı elde etmek için gerekli hava aralığının hesaplanması gerekir.

Tasarıma başlamak için önce primer sargısının endüktans değerine ihtiyaç vardır. Aşağıdaki analizde transformatörün ideal olduğu varsayılmaktadır. Transformatörün primer endüktansı, mıknatıslama endüktansı L_M' ye eşit kabul edilmiştir.

Mıknatıslama endüktansından geçen akım kesintisizdir. İnverter ile aktarılan güç (P_o) maksimum değere ulaştığında L_M üzerinden geçen akım I_p değerine ulaşır. T_{ON} ve T_{OFF} değerlerinin toplamı I_p akımın tepe noktasında $1/(2Nf)$ değerine eşittir. Burada f şebeke frekansı, N ise yarım dalga süresi ($1/(2f)$) içindeki anahtarlama sayısıdır. Bu tanımlardan yola çıkarak S_1 anahtarının T_{ON} ve T_{OFF} değerleri

$$T_{ON} = \frac{L_M \times I_p}{V_{FVmax}} \quad (4.8)$$

$$T_{OFF} = \frac{L_M \times I_p}{\sqrt{2} \times V_{AC}} \quad (4.9)$$

olarak bulunur. V_{AC} şebeke geriliminin RMS değeri, V_{FVmax} ise FV panelin ya da C_{DC} kapasitesinin gerilimidir. (4.8) ve (4.9) kullanılarak mıknatıslama endüktansı

$$L_M = \frac{\sqrt{2} \times V_{AC} \times V_{FV}}{2Nf \times I_{Pkmax} \times (V_{FV} + \sqrt{2} V_{AC})} \quad (4.10)$$

$$L_M = \frac{\sqrt{2} \times 220 \times 24}{40 \times 10^3 \times 17 \times (24 + \sqrt{2} \times 220)} \approx 33 [\mu H]$$

şeklinde hesaplanır [8].

100KHz bölgesinde 100-200W çıkış aralığında EE42 ferit nüve tercih edilmektedir. Bu nüve ile istediğimiz endüktans değerini elde etmek için gerekli olan sarım sayısı formülü aşağıdaki gibidir.

$$N_p \times B \times A = L_M \times I_{Pkmax} \quad (4.11)$$

Bu formülde N sarım sayısı, B manyetik akı yoğunluğu, A nüvenin yüzey alanı, L endüktans değeri, I ise endüktansın üzerinden geçecek maksimum akım miktarıdır. Burda I değerini devrenin çalışma noktasından yüksek bir nokta belirleyerek endüktansın çalışma esnasında doyuma girmesini engelleriz.

$$N_p = 33 \times 10^{-6} \times 17 / (0.35 \times 235) \approx 8$$

Maksimum akım değerini 17A bulmuştuk. Bu değeri 20 aldığımızda sarım oranı 8 çıkmaktadır.

4.1.1.4 Çıkış Diyotu ve MOSFET Seçimi

Geri dönüşlü inverterin anahtarlama frekansı 33Khz civarındadır. Çıkış diyotu her periyotta hem iletme hem de kesime girmektedir. Diyot üzerindeki stresin düşük olması ve çıkış kayıplarının azalması için diyot, anahtarlama frekansının periyodundan çok daha hızlı olmalıdır. Şebekeye 100W vermek için gereken çıkış akımı,

$$P_{RMS} = V_{RMS} \times I_{RMS} \quad (4.12)$$

$$100 = 220 \times I_{RMS}$$

$$I_{RMS} = 0.45 [A]$$

RMS değeri elde edilir. İki çıkış sargısının sırayla kullanıldığı düşünüldüğünde çıkış akımı her bir diyot için yarı yarıya azalacaktır. Diyotun üzerinden geçen akımın ortalama değeri I_{RMS} değerinin yarısı, yani 0.23 [A] olması yeterlidir.

Maksimum ters gerilim,

$$V_{Dmax} = V_{FVmax} / N + V_{OUTmax} + V_{SD} \quad (4.13)$$

$$V_{Dmax} = 24 / 0.1 + 374 + 1.2 = 614.6 \text{ [V]}$$

olmalıdır. Burada V_{SD} çıkış MOSFET'inin üzerindeki koruma diyotunun iletimdeki gerilim değeridir.

Çıkışta kullanılacak S_2 ve S_3 MOSFET'lerinin üzerinden geçen ortalama akım değerleri çıkış diyotları ile seri bağlandıkları için aynı olacaktır. Bu noktada verimi arttırmak için R_{DSon} değeri düşük MOSFET'ler tercih edilmelidir.

MOSFET'lerin kesimdeyken dayanma gerilimi,

$$V_{DSmax} = V_R / N + V_{OUTmax} + V_f \quad (4.14)$$

$$V_{DSmax} = 38/0.1 + 374 + 1.2 = 759.2 \text{ [V]}$$

olarak bulunur.

4.1.1.5 Çıkış Filtresi

Devre çıkışını şebekeye bağlarken yüksek frekanslı anahtarlardan kaynaklanan gürültüleri önlemek için inverter ile şebeke arasında filtre kullanılmaktadır. Geri dönüşlü inverterlerin çıkışında geleneksel olarak bir LC filtre kullanılmaktadır. Filtrenin endüktans değeri,

$$L_f = \frac{V_{FV} \times D \times (1-D) \times \pi}{f_{sw} \times \sqrt{3} \times \delta i_g} \quad (4.15)$$

formülü ile hesaplanır. Burada δi_g , IEEE 519-1992 standardıyla belirlenen inverterden şebekeye aktarılan akımdaki gürültünün RMS değeridir. Bu değer %0.3 olarak alınmaktadır [22].

$$L_f = \frac{24 \times 0.7 \times 0.3 \times \pi}{33000 \times \sqrt{3} \times 0.3} \approx 1 \text{ [mH]}$$

Hesaplanan endüktans değeri ve anahtarlama frekansından da kondansatör değeri elde edilir.

$$C_O = \frac{1}{f_{sw}^2 \times L_f} \quad (4.16)$$

Endüktans değerini yüksek tutup kondansatörün değerini düşürerek kondansatörün çıkış akımı üzerindeki faz kaydırma etkisini azaltabiliriz. Bu sebeple kondansatör hesaplanırken filtre endüksansı 2mH alınacaktır.

$$C_O = \frac{1}{33000^2 \times 0.002} \approx 470 [nF]$$

4.1.1.6 Mikrodenetleyici Seçimi

Geri dönüşlü inverterin kontrolü mikrodenetleyici ile sağlanmaktadır. Mikrodenetleyici, şebeke ve FV panelden gelen gerilim geri beslemelerini alacağı için hızlı bir ADC'ye sahip olmalıdır. İnverterin 30-50KHz arasında çalışacağı düşünüldüğünde ADC'nin bu aralıktaki gerilim değişimlerini fark edecek hızda olması gerekir. Yine bu periyot içinde primere bağlı anahtarın ne kadar süre kesimde olacağını isabetli şekilde kontrol edebilmelidir. Bu da en az 1Mhzlik bir zamanlayıcı ile mümkün olur. Her periyot içinde tüm geribeslemeler için belli bir işlem yükü olduğu için mikrodenetleyicinin hızı zamanlayıcısının hızından çok daha hızlı olmalıdır.

Bu şartlar göz önüne alındığında ST Microelectronics'in M3 Cortex çekirdekli STM32F103 serisinden bir mikrodenetleyici seçilmiştir. Üzerinde 14MHz hızla çalışabilen 12bit 2 ADC'si, 72MHz hızında çalışabilen 16bit zamanlayıcısı vardır. Mikrodenetleyicinin çalışma frekansı 72MHz'dir [23].

4.1.2 Devre Şeması ve Baskı Devre Kartı Çizimi

Devrenin gerçekleşmesi için önce şemasının sonra da PCB kartının çizilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada şema ve PCB çizimi için Mentor Graphics'in PADS2007 çizim programı kullanılmıştır. Devre şeması ve baskı devre kartı çizimi EK-A ve EK-B'de sırasıyla verilmiştir.

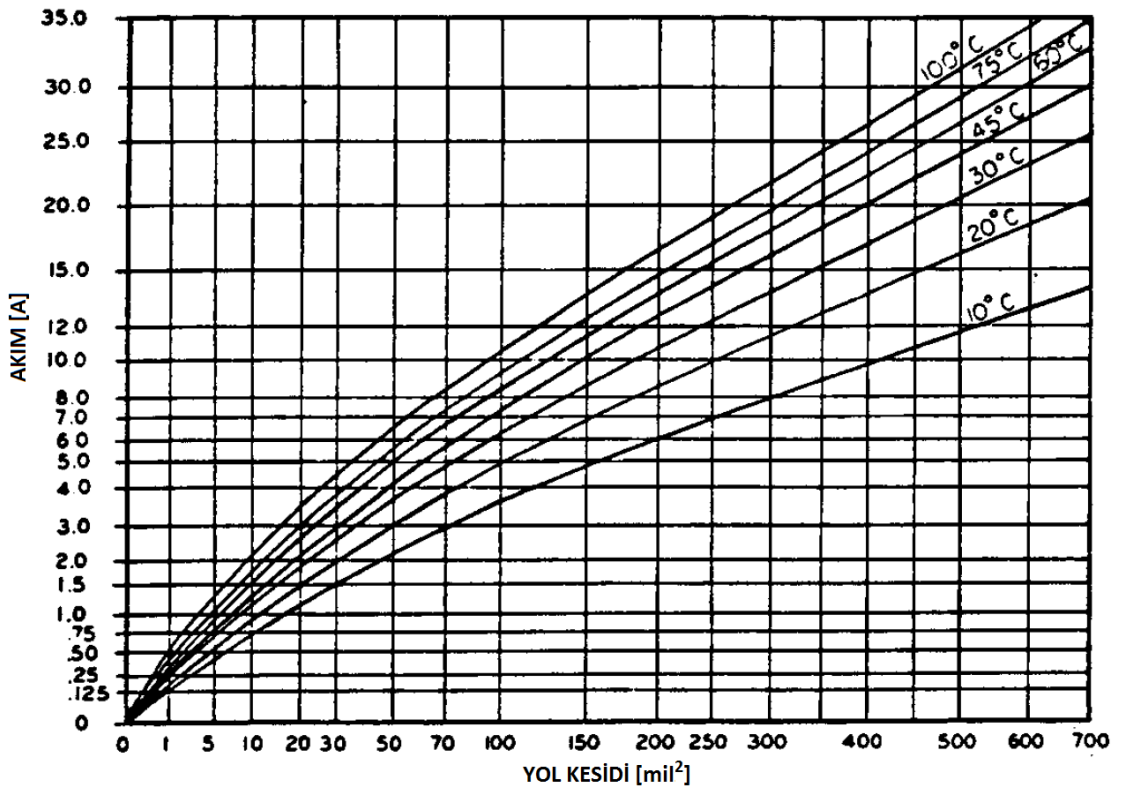
Güç elektroniği ile ilgili kartların çiziminde belli kurallara dikkat etmek gerekir. Bu kurallar üzerinde yüksek akım ya da gerilim olan yolların çizimi hakkındadır. Yüksek

akım geçen yollar kalın ve kısa çizilerek bu yolların dirençleri düşürülür. Böylece oluşabilecek güç kayıpları önlenir. Aralarında yüksek gerilim farkı bulunan yollar ile izole katmanlar arasında gerilim atlaması olmaması için belirli bir boşluk bırakmak gerekir.

Devre üzerinde en çok akım geçen yol; FV panelin artı ucundan devreye girip sırasıyla giriş kondansatörleri, primer sargısı, S_1 MOSFET'i ve akım örneklenen dirençlerden geçerek FV panelin eksi ucuna dönen yoldur. Bu yol üzerinden devre tam yükte çalıştığında

$$I_{ORT} \approx 4.17 \text{ [A]}$$

akım geçmektedir. IPC-2221A standardına göre yüksek akım geçiren yolların kesiti şekil 4.4'de belirtilen eğri üzerinden bulunabilir [24].

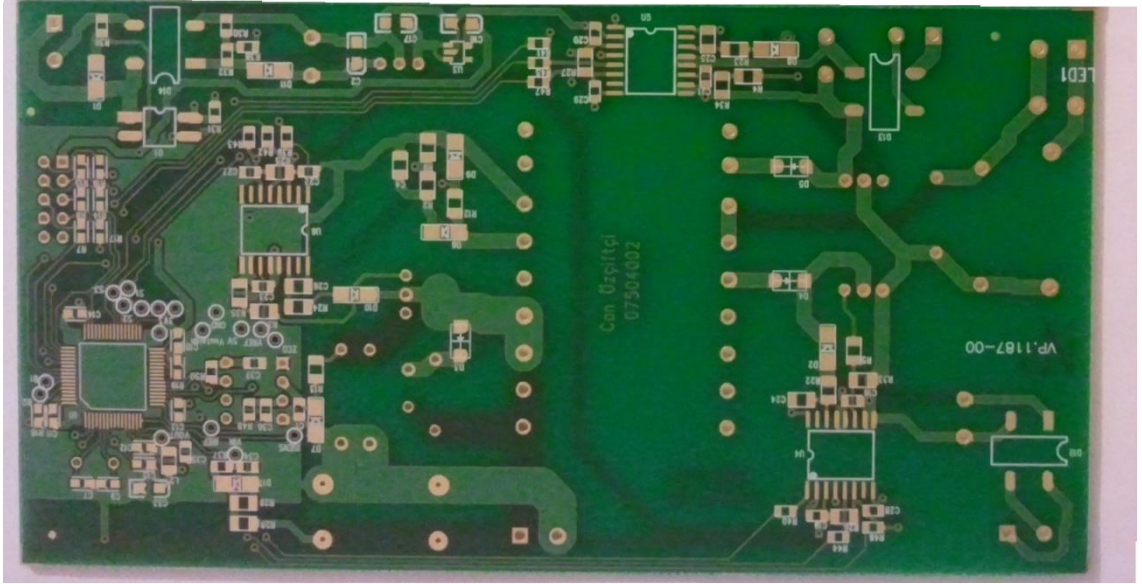
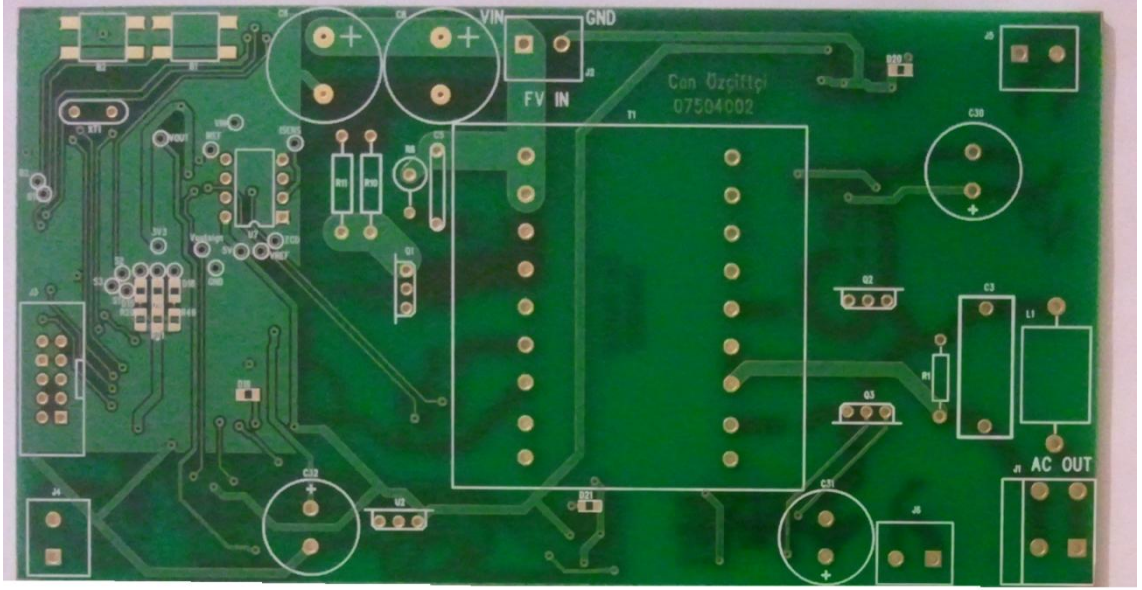


Şekil 4.4 Dış katman baskı devre yollarının akım-yol kesidi grafiği [24]

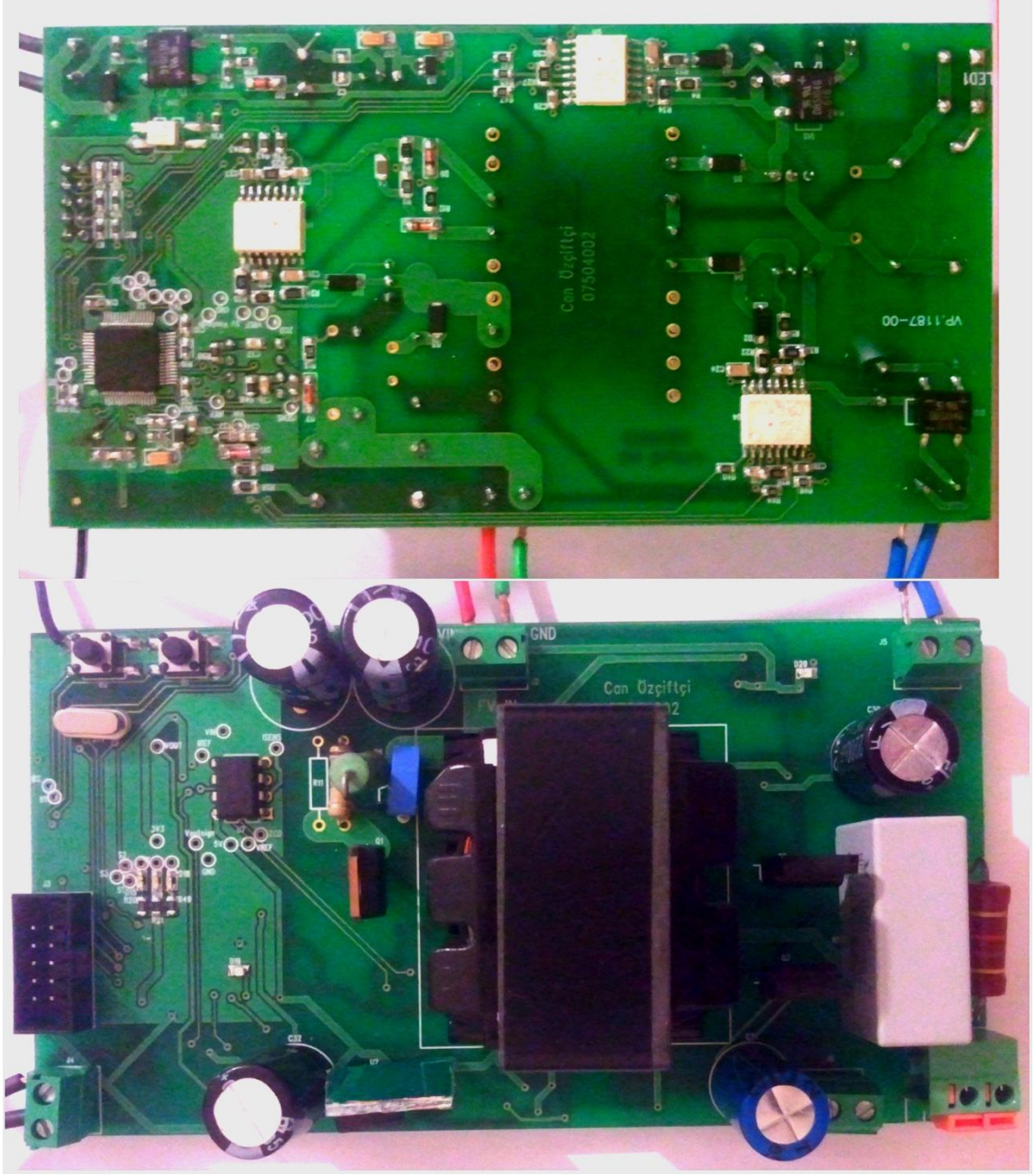
Devrenin 5A ve 60°C'de çalışacağı düşünüldüğünde yol kesidi 50mil² bulunur. Baskı devre üzerindeki bakır kalınlığı yaklaşık 1.35mil'dir. Burdan da yol kalınlığı en az 37mil olarak belirlenir.

Aralarında gerilim farkı yüksek olan yollar trafonun primer sargısı ve bağı bastırıcı devre, sekonder sargılar ve bağı çıkış diyot, MOSFET, kondansatör ve endüktansdır. Bu yollar arasında gerilim değerlerine bağı olarak belli bir mesafe bırakılmalıdır. Ek-D’de verilen tabloya göre aralarında 251-300V olan yollar arasında en az 16mil, 301-500V olan yollar arasında ise en az 31mil olmalıdır.

Resimde gözüken çizimde koyu gri yollar üst katman, açık gri yollar alt katmandadır. Fotovoltaik panelden transformatöre, MOSFET’e ve akım ölçme dirençlerine giden yollardan yüksek akım geçtiğı için bu yollar kalın çizilmiştir. Çıkış tarafında şebekeye bağı yollar üzerinde yüksek gerilim olduğı için bu yollar birbirinden uzak çizilmiştir. Şekil 4.5’de üretilmiş olan PCB’nin fotoğrafları verilmiştir. PCB üzerine devre elemanları dizilmiş kartın son hali Şekil 4.6’de resmedilmiştir.



Şekil 4.5 Çizilen PCB'nin ön ve arka yüzleri

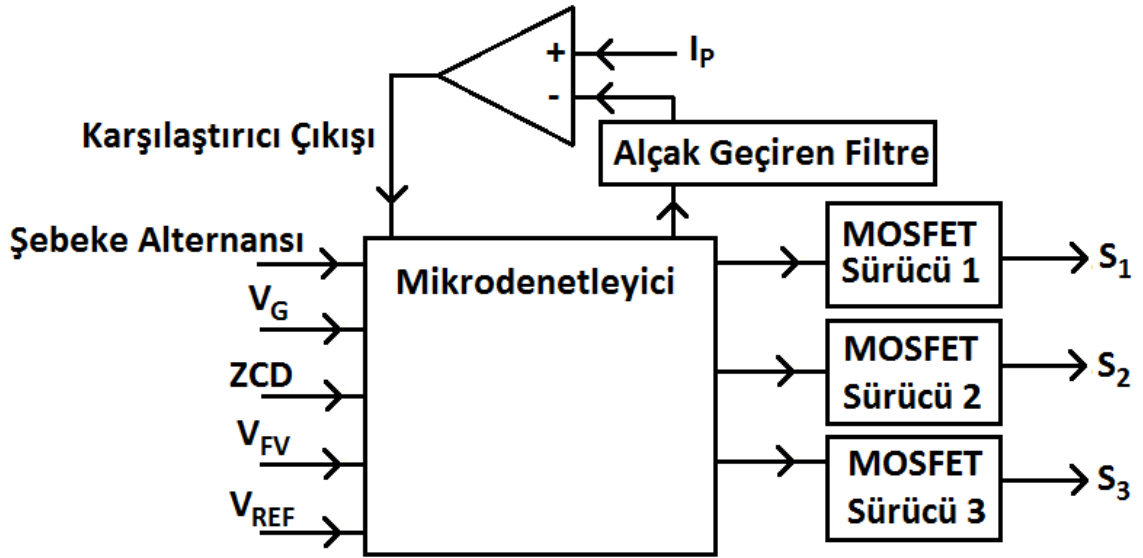


Şekil 4.6 PCB'nin malzemeler dizilmiş halde ön ve arka yüzleri

4.1.3 Mikrodenetleyici Yazılımı

Mikrodenetleyicinin yazılımı Keil uVision programında C programlama dili ile yapılmıştır. Devre üzerindeki değişimleri hızlı cevap verebilmesi için mikrodenetleyici geri beslemelerin tümüne kesmeler aracılığı ile tepki vermektedir. Kesme gelmediği sürece mikrodenetleyici boşa beklemektedir.

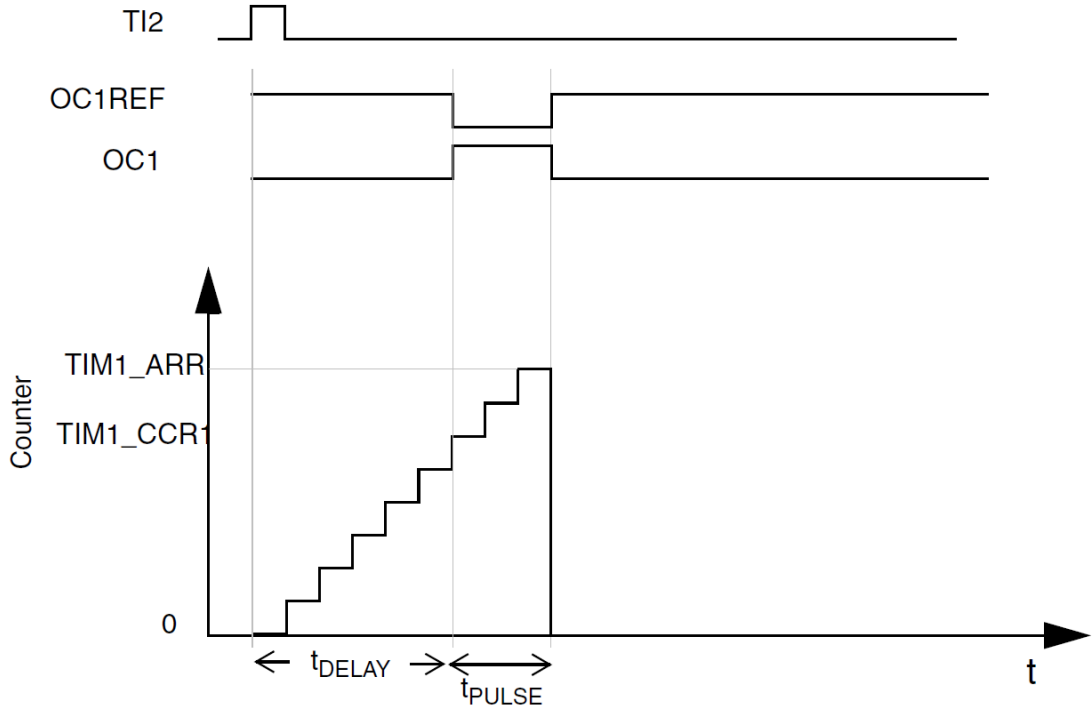
Yazılımdan kaynaklı gecikmelerin devrenin çalışmasına olan etkisini azaltmak için mikrodenetleyici üzerindeki modüllerin gelişmiş özellikleri kullanılmıştır. Şekil 4.7’de mikrodenetleyici bloğu görülmektedir.



Şekil 4.7 Mikrodenetleyici bloğu

4.1.3.1 Kesim Süresini Sabit Tutma

Primer sargısına bağlı S_1 MOSFET’inin kesim süresi sabit tutularak sürülmesi için TIM3 zamanlayıcısının Tek Darbe Modu çok uygundur. Bu modda giriş/çıkış pininden alınan bir darbe ile zamanlayıcı saymaya başlar. Şekil 8’de gösterildiği gibi belirlenmiş bir süre saydıktan sonra yine belirli bir süre kadarlık darbe üretir. Bu uygulamada gecikme süresi sıfır ayarlanarak dışarıdan gelen darbeye karşılık sabit zamanlı bir darbe üretilebilir [25].



Şekil 4.8 Tek darbe modu [26]

Primer sargısında anahtarlanan akım referans değerini geçtiği zaman LM311 karşılaştırıcısından alınan darbe ile zamanlayıcı gecikme olmaksızın belirli bir sürelik darbe üretir. Bu darbe de primer anahtarını kesime alacak şekilde ayarlandığında tek bir modül ile primer anahtarının kesimde kalma süresi sabit olacak şekilde sürülebilmektedir.

4.1.3.2 Referans Akım Değerini Üretme

Transformatörde anahtarlanan akımın çıkış gerilimini izlemesi gerekmektedir. Primer sargısında anahtarlanan akımı karşılaştıracak olduğumuz referans akım değerini üretmek için mikrodenetleyici çıkış geriliminden geri besleme almaktadır. ADC kanalı ile 100'de bir zayıflatılmış ve doğrultulmuş şebeke gerilimi ölçülür. Çıkışta elde edilmek istenen gücü ayarlamak için bu değer bir katsayı ile çarpılarak hafızada saklanır. İşareti üretmek için ise elde edilen bu değere göre darbe genişliği değişen bir PWM sinyali üretilmektedir. Mikrodenetleyicinin her ADC ölçümünden sonra PWM işaretinin darbe genişliğini değiştirmeye çalışması performansı kötü etkileyen bir durumdur. TIM1 zamanlayıcısının darbe genişliğini DMA modülü ile değiştirerek bu konuyu yazılım akışının dışına çıkartılabilmektedir.

DMA modülü işlemcinin kaynaklarını kullanmadan modüller ve hafızalar arası yüksek hızlı veri transferi yapabilmektedir. Bu işlemleri yaparken mikrodenetleyici çekirdeği ile aynı veri yolunu kullanmaktadır. Eğer işlemci ile DMA modülü aynı adresteki hafıza ya da modüle ulaşmaya çalışıyorsa DMA, işlemcinin veri yoluna ulaşmasını birkaç döngü durdurabilir. Bu uygulamada DMA sadece 16bitlik veri aktarımı yaptığı için işlemcinin performansı bu durumdan etkilenmez.

PWM işareti alçak geçiren bir filtreden geçirilerek primer akımı ile karşılaştırılmak üzere LM311 karşılaştırıcısına girer.

4.1.3.3 Sistem Zamanlayıcısı

STM32 mikrodenetleyicilerde sistem saati için ayrılmış olan 9Mhz'lik bir zamanlayıcı bulunmaktadır. Bu zamanlayıcı 10 μ s'de bir kesme verecek şekilde sistem saati olarak atanmıştır. Bu kesme içinde MOSFET'lerin açılıp kapanma zamanları tutularak gerekli koruma önlemleri alınmıştır. Bu önlemler;

- Primer sargısına bağlı MOSFET 30 μ s'den fazla iletimde kalırsa MOSFET kesime alınıp 170 μ s beklenir.
- Devrenin çıkışında hangi sargının iletime geçeceğini belirleyen MOSFET'lerin ikisinin de aynı anda iletimde olmaması için 30 μ s beklenir.
- Başlatma tuşuna basıldıktan sonra tuşun aktif olması için 500ms beklenir.
- Karşılaştırıcı çıkışı kontrol edilerek primer akımının referans akımından yüksek kaldığı durumlar belirlenerek MOSFET kesime alınır.

4.1.3.4 Giriş/Çıkış Pinlerinin Kesmeleri

Giriş/çıkış pinlerindeki değişimler aracılığı ile alınır. Bu pinler;

- Çıkışta pozitif ve negatif alternans oluşturmak için şebekenin durumu tek yönlü bir optokuplör üzerinden mikrodenetleyiciye bir kesme olarak aktarılır. Mikrodenetleyici pozitif alternansı lojik 1, negatif alternansı lojik 0 olarak görür.
- İnverter işlemini başlatmak üzere bir adet tuş kontrol edilerek durumlar arası geçiş yapılır.

- MOSFET sürücülerin hata pinleri kontrol edilerek hata durumunda inverter işlemi durdurulur.
- BCM tekniğinin gerçekleştirilmesi için transformatörün 3. sargısı üzerinden zener diyot ile alınan sinyal incelenir. Sinyal 0 seviyesine geldiği zaman transformatörün üzerindeki enerji bitmiş demektir.

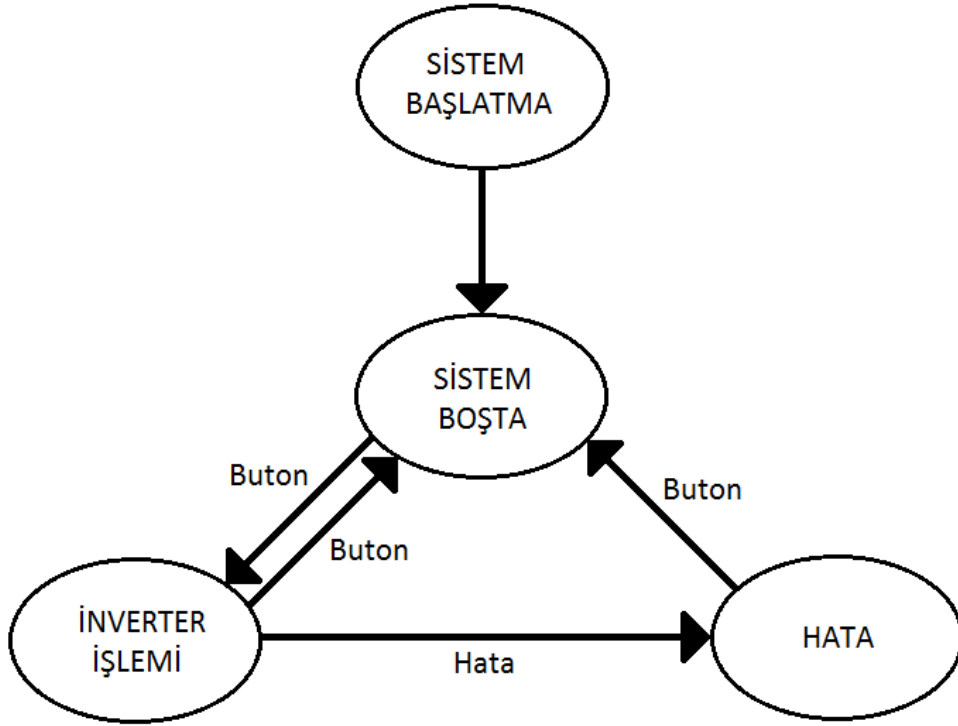
4.1.3.5 ADC Ölçümleri

Mikrodenetleyicinin 12 bitlik iki adet ADC modülü bulunmaktadır. Bu modüllere toplam 16 kanal bağlanabilir. Yüksek hız ile yapılması gereken bir dönüşüm olmadığı için tek bir ADC modülü üzerinde ölçülmesi istenen kanallar sırası ile ölçülerek bir diziye aktarılır. ADC tüm ölçümler bittiği zaman bir kesme üretir. Kesme üretildiği anda ADC bir sonraki ölçüm sekansına başlar. ADC kanallarına bağlı pinler;

- Şehir şebekesi örneklenerek referans akım üretilir.
- Fotovoltaik panel gerilimi ölçülerek MPPT algoritması uygulanabilir.
- Transformatörün 3. sargısından elde edilen referans gerilim değeri kontrol edilerek bu değer üzerinden çıkışa aktarılan güç hesaplanabilir. Bu gerilim değeri sınırlandırılarak çıkışta yük olmadığı anlaşılarak sistem kapatılır.

4.1.3.6 Durumlar

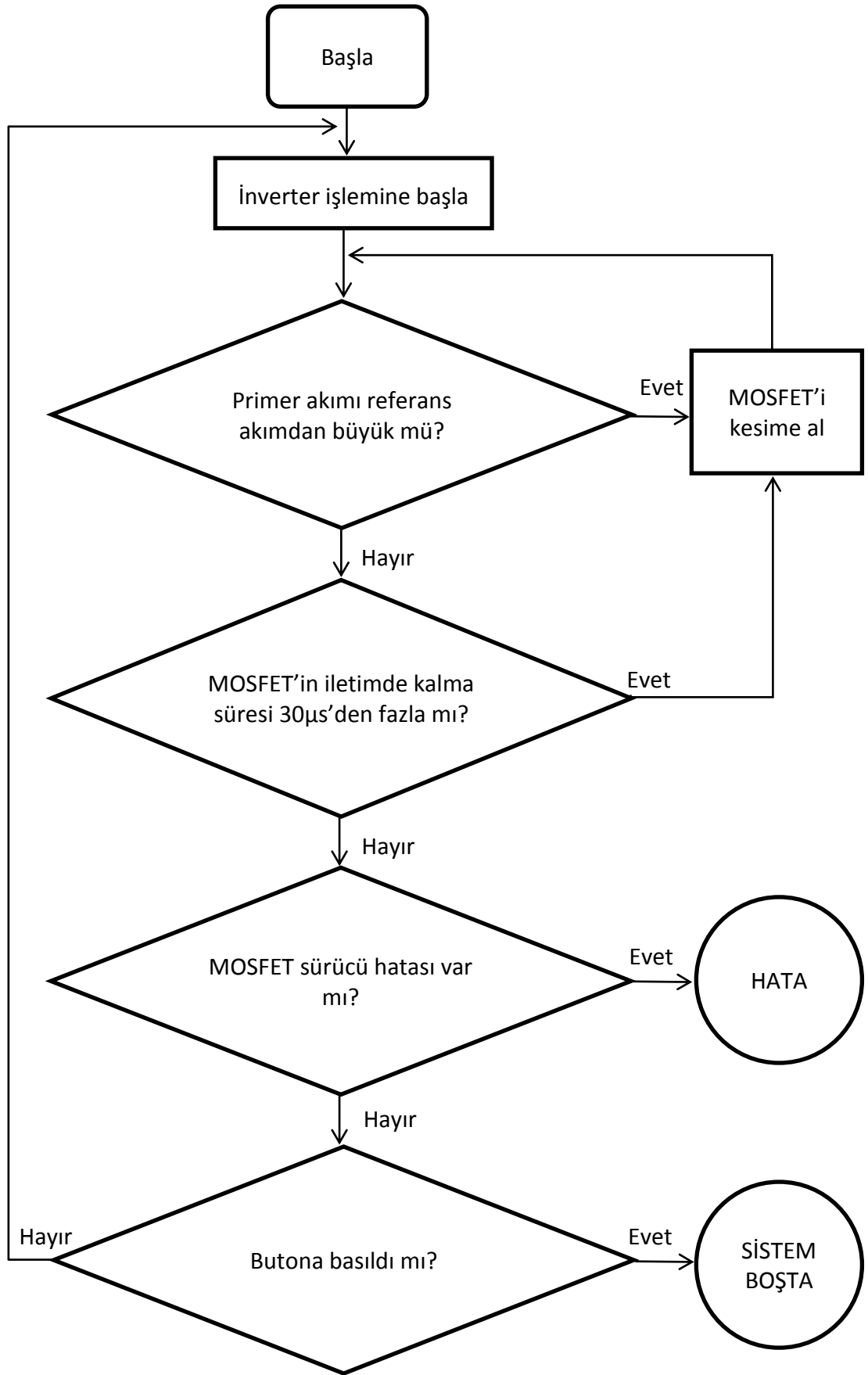
Sistemin çalışması bir buton aracılığı ile durumlara ayrılmıştır. Başlangıçta mikrodenetleyici modüllerini hazırladıktan sonra sistem hazır durumuna geçer. Bu modda sistemin tüm kontrolleri çalışmaya başlamış fakat primer sargısına bağlı MOSFET sürülmemektedir. Butondan gelen tetikleme ile sistem inverter işlemi durumuna geçer ve inverter çalışmaya başlar. Bu durumdan ya MOSFET sürücülerden gelen hata sinyali ile hata durumuna geçilir, ya da butondan gelen bir tetikleme ile sistem hazır durumuna geri dönlür. Hata durumunda inverter çalışması durdurulur. Bu durumda butondan gelen tetik ile MOSFET sürücüler sıfırlanarak sistem hazır durumuna geri dönlür (Şekil 4.9).



Şekil 4.9 Durum makinesi

4.1.3.7 Akış Diyagramı

İnverter işlemi durumunda sistem, zamanlayıcı modülünün tek darbe modülü ile inverter çalışmasını sağlamaktadır. Bu durumda yazılımın yaptığı iş oluşabilecek hataları fark etmektir. Bu hatalar primer sargısına bağlı MOSFET'in gereğinden fazla açık kalmasını önler, primer akımının referans akımdan fazla olması durumunda MOSFET'i kesime alır. İnverterin azami performansda çalışması halinde MOSFET'in iletimde olduğu süre $20\mu s$ 'yi geçmemektedir. Bu sebeple MOSFET'in iletimde kalma süresi $30\mu s$ 'yi geçtiği anda MOSFET kesime alınmaktadır. Şekil 4.10'da inverter işleminin akış diyagramı verilmektedir.



Şekil 4.10 İnverter işlemi akış diyagramı

4.2 Gerçekleme Sonuçları

Devre elemanları dizilen baskı devre, şekil 4.11’de görülen laboratuvar ortamında güç kaynağı ve osiloskop aracılığı ile çalıştırılmıştır. Kullanılan cihazlar ve modelleri:

- Osiloskop: Tektronix THS720A, MSO2014
- Güç kaynağı: UniSource UNI PS-3030DU
- Multimetre: Fluke87

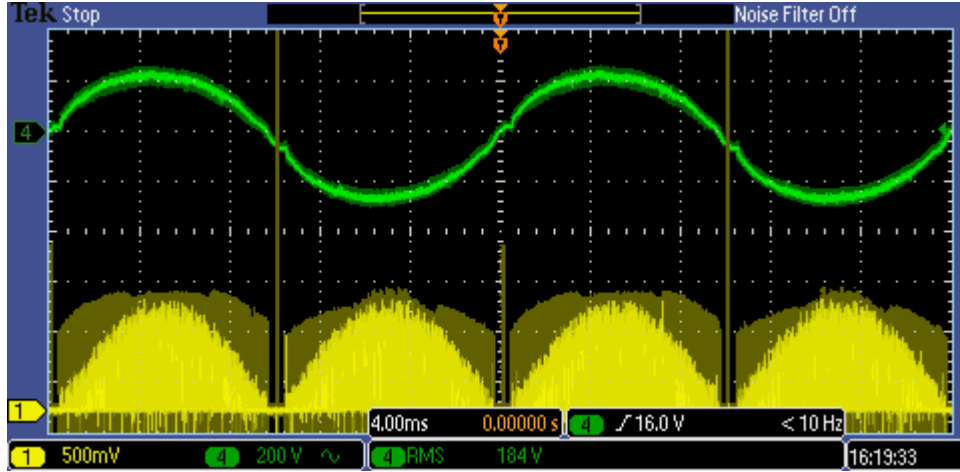
Geri dönüşlü inverterin kontrolünü sağlayan mikrodenetleyici yazılımında değişiklik yapılarak 3. bölümde anlatılmış olan iletim modlarında devre çalıştırılmıştır.



Şekil 4.11 İnverterin laboratuvar ortamında incelenmesi

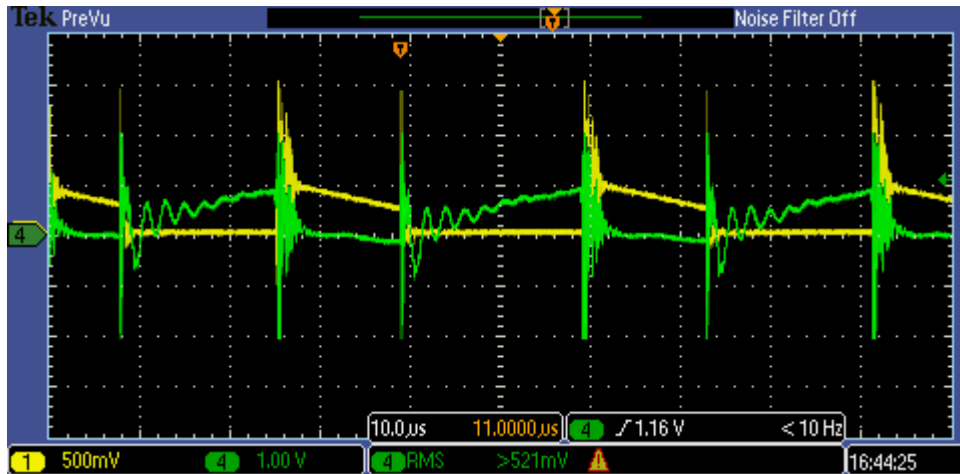
Devre çıkışının şebekeye bağlanması sırasında devre çıkışında koruma olmadığı fark edilmiştir. Çıkış filtresinin şebeke gerilimi ile osilasyona girmesi sonucu denemelerde çıkışa bağlanmış olan sigorta atmıştır. Devrenin çıkışına röleli bir yapı eklenerek şebeke geriliminin sıfır geçiş anında devre şebekeye bağlanmalıdır. Bu durumda denemeler devrenin çıkışına 100W’lık ampul bağlanarak gerçekleştirilmiştir. Ampulün üzerine

düşen gerilim aynı zamanda akım şeklini vermektedir. Devre kesim süresi sabit tutularak CCM tekniği ile çalıştırılmıştır. Şekil 4.12’de yeşil renk ile devrenin çıkış akımı, sarı renk ile anahtarlanan primer akımının osiloskop çıktıları verilmektedir.



Şekil 4.12 İnverterin çıkış ve primer akımları

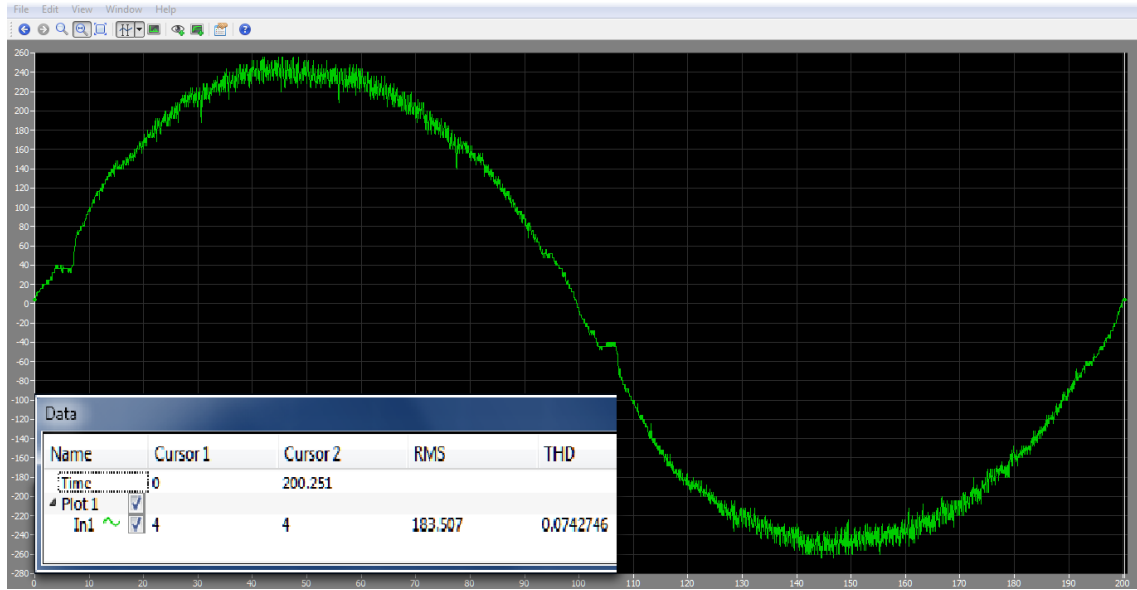
Devrenin sürekli iletim modunda olduğu primer ve sekonder akım şekillerine kendi periyotları içinde bakılarak anlaşılabilir. Şekil 4.13’de yeşil renk ile primer akımı, sarı renk ile sekonder akımı görülmektedir.



Şekil 4.13 Primer ve sekonder akımları

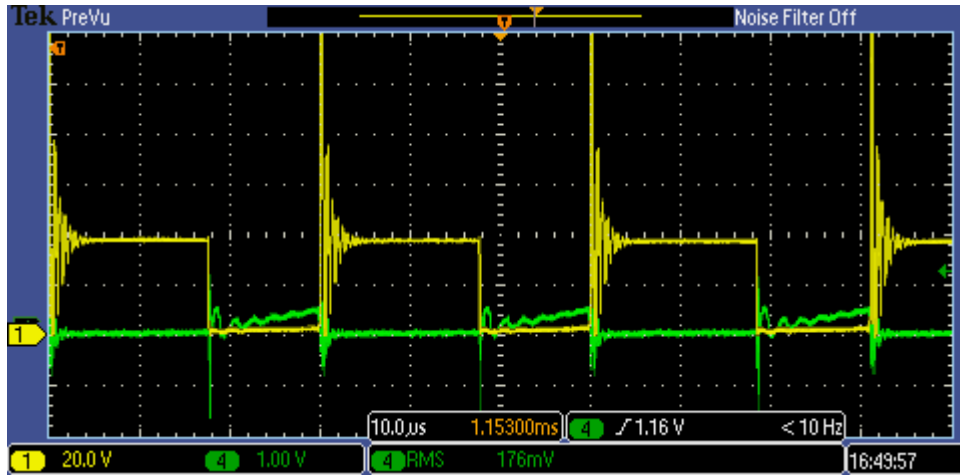
Devre 101W güç çekerken 80W çıkış vermiştir. Verim %79 civarındadır. Çıkışta kullanılan yük 220VAC’de 100W çekmek için üretildiği için 80W’da daha düşük bir gerilim vermektedir. Şekil 4.12’de ölçülen çıkış gerilimi 184VAC’dır. Osiloskoptan alınan verileri şekil 4.14’de görüldüğü gibi Matlab programı ile yeniden çizdirerek THD değeri

hesaplanır. CCM tekniği ile devre %7.4 THD değeri ile çalışmaktadır. Bu değer standart değer olan %5 THD değerinin biraz üstünde kalmaktadır.



Şekil 4.14 Çıkış akımının Matlab programında THD değerinin hesaplanması

Şekil 4.15’de yeşil renk ile primer akımı, sarı renkle V_{DS} gerili gözükmemektedir.



Şekil 4.15 Primer akımı ile V_{DS} gerilimi

Ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması ile çıkan çizelge aşağıdaki gibidir;

Devre	İletim Modu	Çıkış Gücü	Verim	THD
Kesim Süresi Sabit CCM	CCM	100W	%79	%7.4
Li,Y. ve Oruganti, devresi[6]	CCM	200W	%87.4	%4.4
Hu, Haibing vd. devresi[26]	CCM	100W	%90	%1.7

Çizelge 4.2 Devre performansının literatürdeki diğer çalışmalar ile karşılaştırılması

SONUÇ VE ÖNERİLER

Modüler fotovoltaiik uygulamalarda yaygın olarak kullanılan geri dönüşlü inverter topolojisi diğer inverter topolojileri ile karşılaştırılmıştır. Düşük maliyet, küçük hacim, izolasyonlu yapısı ve tek aşamada hem MPPT görevini hem de inverter görevini başardığı için geri dönüşlü inverter topolojisi seçilerek bu topolojide kullanılan iletim modları incelenmiştir. Bu modların birbirlerine göre avantaj ve dezavantajları belirlenerek her bir mod için simülasyon ve gerçekleştirme sonuçları elde edilmiştir. Geri dönüşlü inverterin çalıştırıldığı kontrol yöntemine göre farklı performans gösterdiği gözlenmiştir. Süreksiz iletim modundan sürekli iletim moduna geçiş yaparken inverterin performansı; verim, THD, devrenin genel dayanıklılığı bakımından olumlu gelişirken buna bağlı olarak inverterlerin kontrol yöntemi de zorlaşmaktadır.

Devrenin gerçekleşmesi için 24V üreten 100W'lık fotovoltaiik panelden giriş alınması hedeflenmiştir. Devre, yüksek frekansa modüle ettiği doğru akımı ferit transformatör aracılığı ile kuvvetlendirerek çıkışa aktarır. Çıkıştaki orta noktası açıkta olan sekonder sargısı iki MOSFET aracılığı ile 50Hz'lik evirme işlemini gerçekleştirir. Devre şebekeye bağlandığında çıkış filtresinin şebeke gerilimi ile oluşturduğu rezonans sebebiyle şebekeye güç aktarılamamıştır. Sunulan devrenin çıkış tarafına bağlanacak bir açma kapama devresi ile bu sorun çözülebilmektedir. Devrenin çıkışı, şebeke geriliminin sıfır geçişleri esnasında şebekeye bağlanarak bu sorun çözülebilmektedir. Bu sebeple mikrodnetleyiciye bağlı küçük bir açma kapama devresi ile devre şebekeye sorunsuz bağlanabilecektir. Çıkışa bağlı olan 100W'lık bir ampule güç başarıyla aktarılmıştır.

Inverterin kontrol bloğu mikrodnetleyici yazılımı ile gerçekleştirilmiştir. Böylece aynı devre üzerinde tüm iletim modlarını yazılımı değiştirerek çalıştırmak mümkündür.

Devre üzerinde MPPT algoritması kullanılmamış olup gerekli olan geri beslemeler sağlanarak ilerki çalışmalarda devreye MPPT özelliği sağlama olasılığı eklenmiştir. Verimi arttırmak adına devreye aktif sönümlendirme devresi ile senkronize doğrultma devreleri eklenebilir. Kontrol mikrodnetleyici ile gerçekleştirildiği için bu devrelerin kontrolü yazılım düzenlemesi ile gerçekleştirilebilir.

Bu çalışmada henüz ülkemizde yaygın kullanılmayan güneş enerjisi uygulamalarını teşvik etmeye yönelik olarak modüler fotovoltaiik uygulamalar için geri dönüşlü inverter tasarlanmıştır. Sistem mikrodnetleyicili yapısı ile çalışma ortamına uygun programlanabilir durumdadır.

KAYNAKLAR

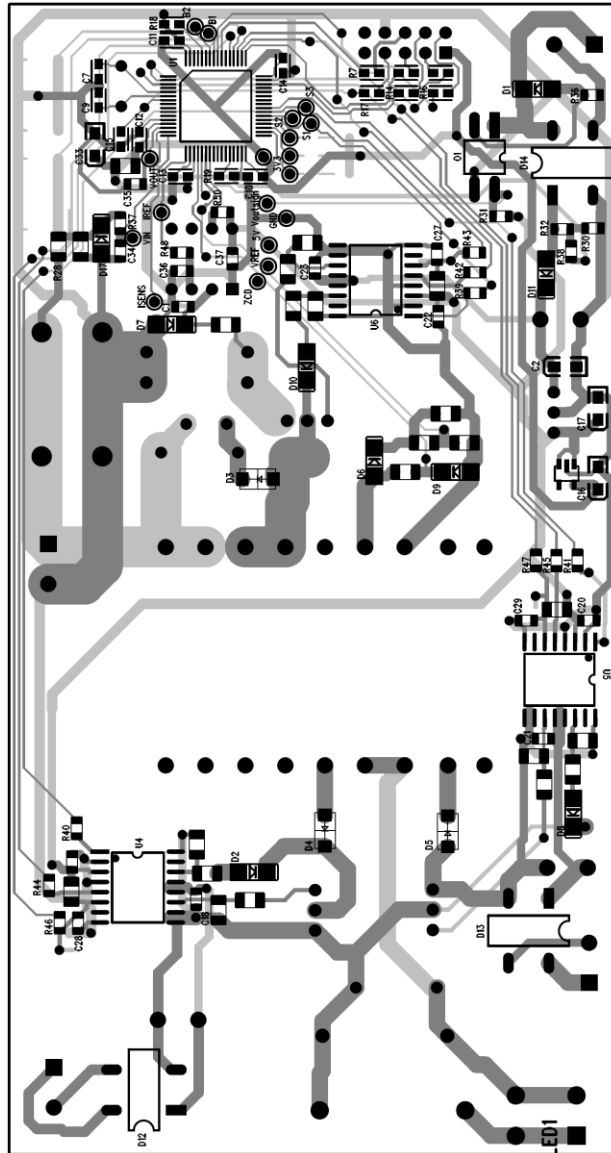
- [1] Sorensen, B., Breeze, P., Storvick, T., Yang, S.-T., da Rosa, A., Gupta, H., Sukanta, R., Doble, M., Maegaard, P., Pistoia, G. ve Kalogirou, S., (2008). Renewable energy focus handbook, Elsevier, ISBN 908-0-12-374705-1.
- [2] Green Econometrics, http://greenecon.net/falling-panel-prices-could-bring-solar-closer-to-grid-parity/energy_economics.html, 25 Mayıs 2012.
- [3] Bollen, M.H. ve Hassan, F., (2011). Integration of distributed generation in the power system, IEEE Wiley, ISBN 978-0-470-64337-2.
- [4] Kjaer, S. B., Pedersen, J. K. ve Blaabjerg, F., (2005). "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules", IEEE Trans. Ind. Appl., Sep./Oct. 2005, vol. 41, 5: 1292–1306.
- [5] Shimizu, T., Wada, K. ve Nakamura, N., (2002). "A Flyback-type Single Phase Utility Interactive Inverter with Low-frequency Ripple Current Reduction on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System", Power Electronics Specialists Conference, 2002. Pesc 02.2002 IEEE 33rd Annualvol.3, 1483-1484.
- [6] Li, Y. ve Oruganti, R. , (2012). "A low cost flyback CCM Inverter for AC module Application" IEEE Trans. On Power Electronics vol. 27, no. 4.
- [7] Ji, Y. H., Jung, D. Y., Kim, J. H., Won, C. Y. ve Oh, D. S., (2010). "Dual Mode Switching Strategy of Flyback Inverter for Photovoltaic AC Modules", Power Electronics Conference (IPEC), 2012 International, 2924-2929.
- [8] Kasa, N., Iida, T. ve Bhat, A. K. S., (2005). "Zero-Voltage Transition Flyback Inverter for Small Scale Photovoltaic Power System", Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2098-2103.
- [9] Chunying, G., Lin, S., Yongchun, L., Huizhen, W. ve Yangguang, Y., (2006). "Research on the Control Strategies of Single-Stage Flyback Inverter", Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 1-5.
- [10] Chiang, S. J., Ma, T. T. ve Lee, M.J., (2009). "Design and Implementation of Boost-type Flyback PV Inverter", Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/PEDS.2009.5385802, 1493-1497.
- [11] Ryu, D. K., Kim, Y. H., Kim, J. G., Won, C. Y. Ve Jung, Y. C., (2011). "Interleaved Active Clamp Flyback Inverter using a Synchronous Rectifier for a Photovoltaic

- AC Module System", Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on Digital Object Identifier: 10.1109/ICPE.2011.5944748, 2631-2636.
- [12] Rollier, S., Richard, B. ve Keller, M., (2005). "Earth leakage control in solar inverters", Power System Design Europe.
 - [13] Gertmar, L., Karlsson ve P., Samuelsson, O., (2005). "On DC Injection to AC Grids from Distributed Generation", 11th European Conference on Power Electronics and Applications, 1-10.
 - [14] Kerekes, T., Teodorescu, R. ve Borup, U., (2007). "Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid", Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE, 1733-1737.
 - [15] Teodorescu, R., Liserre, M. ve Rodriguez, P., (2011). "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems", John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978-0-470-05751-3.
 - [16] Abdel-Rahim, O., Orabi, M. ve Ahmed, M. E., (2010). "Development of high-efficiency grid-connected inverter for FV Module", in Proc. 2nd IEEE Int. Symp. Power Electron. Distric. Generat. Syst. (PEDG), 368-373.
 - [17] Rodriguez, C. ve Amaratunga, G. A. J., (2008). "Long-lifetime power inverter for photovoltaic AC modules", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, 7: 2593-2601.
 - [18] Kyritsis, A. C., Tatakis, E.C. ve Papanikolaou, N. P., (2008). "Optimum Design of the Current-Source Flyback Inverter for Decentralized Grid-Connected Photovoltaic Systems", Energy Conversion, IEEE Transactions on Volume:23 , Issue: 1, Digital Object Identifier: 10.1109/TEC.2007.895854, 281-293.
 - [19] Mo, Q., Chen, M., Zhang, Z., Gao, M. ve Qian, Z., (2011). "Research on a Non-complementary Active Clamp Flyback Converter with Unfolding DC-AC Inverter for Decentralized Grid-connected PV Systems", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE Digital Object Identifier: 10.1109/ECCE.2011.6064098, 2481-2487.
 - [20] Li, Y. ve Oruganti, R., (2008). "A Flyback-CCM Inverter Scheme for Photovoltaic AC Module Application", Power Engineering Conference, AUPEC '08. Australasian Universities, 1-6.
 - [21] Adragna, C., Design Equations Of High-Power-Factor Flyback Converters Based On The L6561,
http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/APPLICATION_NOTE/CD00004040.pdf, 23 Mayıs 2012.
 - [22] Parikshith, B. C. ve John, V., (2008). "High Order Output Filter Design for Grid Connected Power Converters", Fifteenth National Power Systems Conference (NPSC), IIT Bombay, 614-619.
 - [23] ST Microelectronics, Medium-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 64 or 128 KB Flash, USB, CAN, 7 timers, 2 ADCs, 9 communication interfaces,

http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/DATASHEET/CD00161566.pdf, 20 Mayıs 2012

- [24] IPC 2221(A), (2003). Generic Standard on Printed Board Design, IPC, Northbrook, Illinois.
- [25] ST Microelectronics, RM0008: STM32F101xx, STM32F102xx, STM32F103xx, STM32F105xx and STM32F107xx advanced ARM-based 32-bit MCUs, http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/REFERENCE_MANUAL/CD00171190.pdf, 20 Mayıs 2012.
- [26] Hu, H., Zhang, Q., Fang., X., Shen, Z.J. ve Batarseh, I., (2011). "A Single Stage Micro-inverter Based on a Three-port Flyback with Power Decoupling Capability" Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, 1411 – 1416.

BASKI DEVRE KARTI ÇİZİMİ



MALZEME LİSTESİ

#	REFERANS NUMARASI	ADET	MALZEME	AÇIKLAMA
1	B1-2	2		
2	C1	1	SMD SERAMİK KAPASİTE	4_7PF%1_50V
3	C2,C16-17	3	TANTAL KAPASİTE	10UF_16V
4	C3	1	MKT KAPASİTE	470NF_275VAC
5	C4	1	SMD SERAMİK KAPASİTE	100NF_50V
6	C5	1	MKT KAPASİTE	47NF_400V
7	C6,C8	2	ELEKTROLİTİK KAPASİTE	2200UF_35V
8	C7,C9	2	SMD SERAMİK KAPASİTE	22PF%5_50V
9	C10-15	6	SMD SERAMİK KAPASİTE	100NF_16V
10	C18-23,C36-37	8	SMD SERAMİK KAPASİTE	100NF_50V
11	C24-26	3	SMD SERAMİK KAPASİTE	100PF%5_50V
12	C27-29	3	SMD SERAMİK KAPASİTE	470PF%5_50V
13	C30-32	3	ELEKTROLİTİK KAPASİTE	2200UF_25V
14	C33	1	TANTAL KAPASİTE	1UF_35V
15	C34	1	SMD SERAMİK KAPASİTE	10NF_50V
16	C35	1	SMD SERAMİK KAPASİTE	10NF_50V
17	D1	1	SMD DOĞRULTUCU DIYOT	1N4007
18	D2,D8,D10	3	SMD SCHOTTKY DIYOT	1N5819
19	D3-6	4	SMD ULTRAFast HIGH VOLTAGE DIODE	STTH1R06
20	D11	1	SMD DOĞRULTUCU DIYOT	1N4148
21	D7,D9,D17	3	SMD ZENER DIYOT	4V7
22	D12-14	3	SMD KÖPRÜ DIYOT	DF06S
23	D15	1	0805 SMD SIDE VIEW YEŞİL LED	Yeşil Renk LED
24	D16,D18	2	805 SMD SIDE VIEW SARI LED	Sarı Renk LED
25	D19-21	3	805 SMD SIDE VIEW KIRMIZI LED	Kırmızı Renk LED
26	J1	1	JK142V 508 180' TERMINAL	Terminal
27	J2,J4-6	4	39543-002 2'LI 90' TERMINAL	Terminal
28	J3	1	3012-10GSB 10'LU 180' ERKEK KUTU KONNEKTÖR	KONNEKTÖR

29	L1	1	BOBIN	2000UH
30	L2	1	BOBIN 1206 SMD	22UH
31	O1	1	SMD OPTOKUPLÖR	FOD817CSD
32	Q1-3	3	DIP N-MOS TRANZİSTÖR	STP22NS25Z N-MOS
33	R1	1	DIRENC	47K%5
34	R2	1	DIRENC	100K%1
35	R3	1	DIRENC	15R%5
36	R4-5	2	DIRENC	10R%5
37	R6	1	DIRENC	1K6%5
38	R7-8,R14-17	6	DIRENC	100R%5
39	R9	1	DIRENC	5K1%1
40	R10-11	2	DIRENC	0R1%5
41	R12,R32-35	5	DIRENC	47K%5
42	R13	1	DIRENC	39K%5
43	R18-19	2	DIRENC	10K%5
44	R20-21,R49	3	DIRENC	620R%5
45	R22-24	3	DIRENC	100R%5
46	R25-27	3	DIRENC	3K3%5
47	R28	1	DIRENC	9K1%1
48	R29	1	DIRENC	1K3%1
49	R30-31,R50	3	DIRENC	10K%5
50	R36	1	DIRENC	1K1%1
51	R37-47	11	DIRENC	1K%5
52	R48	1	DIRENC	100R%5
53	T1	1	EE42 TRAFO	8/80/80/6 Sarımlı EE42/20
54	U1	1	MICROCONTROLLER	STM32F103R6T6
55	U2	1	LINEER REGÜLATÖR	LM7805 Regülatör
56	U3	1	LDO SMD REGULATOR	3V3 150MA Çıkışlı
57	U4-6	3	MOSFET DRIVER	HCPL-316J
58	U7	1	OP-AMP	LM311 OP-AMP
59	XT1	1	KRİSTAL	8,000MHZ Kristal

Toplam		131		
--------	--	-----	--	--

ELEKTRİKSEL İLETKENLER ARASI MESAFELER (IPC-2221A)

Voltage Between Conductors (DC or AC Peaks)	Minimum Spacing						
	Bare Board				Assembly		
	B1	B2	B3	B4	A5	A6	A7
0-15	0.05 mm [0.00197 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.05 mm [0.00197 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]
16-30	0.05 mm [0.00197 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.1 mm [0.0039 in]	0.05 mm [0.00197 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.25 mm [0.00984 in]	0.13 mm [0.00512 in]
31-50	0.1 mm [0.0039 in]	0.6 mm [0.024 in]	0.6 mm [0.024 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.13 mm [0.00512 in]
51-100	0.1 mm [0.0039 in]	0.6 mm [0.024 in]	1.5 mm [0.0591 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.13 mm [0.00512 in]	0.5 mm [0.020 in]	0.13 mm [0.00512 in]
101-150	0.2 mm [0.0079 in]	0.6 mm [0.024 in]	3.2 mm [0.126 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
151-170	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	3.2 mm [0.126 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
171-250	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	6.4 mm [0.252 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.4 mm [0.016 in]
251-300	0.2 mm [0.0079 in]	1.25 mm [0.0492 in]	12.5 mm [0.4921 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.4 mm [0.016 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.8 mm [0.031 in]
301-500	0.25 mm [0.00984 in]	2.5 mm [0.0984 in]	12.5 mm [0.4921 in]	0.8 mm [0.031 in]	0.8 mm [0.031 in]	1.5 mm [0.0591 in]	0.8 mm [0.031 in]
> 500 See para. 6.3 for calc.	0.0025 mm /volt	0.005 mm /volt	0.025 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt

B1 - Internal Conductors

B2 - External Conductors, uncoated, sea level to 3050 m [10,007 feet]

B3 - External Conductors, uncoated, over 3050 m [10,007 feet]

B4 - External Conductors, with permanent polymer coating (any elevation)

A5 - External Conductors, with conformal coating over assembly (any elevation)

A6 - External Component lead/termination, uncoated, sea level to 3050 m [10,007 feet]

A7 - External Component lead termination, with conformal coating (any elevation)

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Can ÖZÇİFTÇİ
Doğum Tarihi ve Yeri : Bolu, 6 Ağustos 1984
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : canozciftci@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektronik	Yıldız Teknik Üniversitesi	
Lisans	Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2007
Lise	Fen Matematik	Denizli Anadolu Lisesi	2002

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2007	Teknotel Elektronik	Ar&Ge Yöneticisi, Donanım ve Yazılım Mühendisi

YAYINLARI

Bildiri

1. Özçiftçi, C. ve Bakan, A., (2012). “Fotovoltaik Uygulamalarda Kullanılan Geri Dönürlü İnverterlerin Sabit Kesim Süresi İle Kontrolü”, ASYU 2012 Sempozyumu, 3-4 Temmuz 2012, 80-83.