



**FOTOVOLTAİK UYGULAMALAR İÇİN YUMUŞAK  
ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ SERİ REZONANT  
EVİRİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOFT-SWITCHED  
FULL BRIDGE SERIES RESONANT INVERTER FOR  
PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS**

**AHMETCAN URALCAN**

**PROF. DR. IŞIK ÇADIRCI**

**Tez Danışmanı**

Hacettepe Üniversitesi  
Lisansüstü Eğitim – Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin  
ELEKTRİK ve ELEKTRONİK Mühendisliği Anabilim Dalı İçin Öngördüğü  
YÜKSEK LİSANS TEZİ  
olarak hazırlanmıştır.

2014

**AHMETCAN URALCAN'** ın hazırladığı “**Fotovoltaik Uygulamalar İçin Yumuşak Anahtarlamalı Tam Köprü Seri Rezonant Evirici Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi**” adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK ve ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'** nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ OLARAK** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Selçuk GEÇİM

Başkan .....

Prof. Dr. Uğur BAYSAL

Üye .....

Doç. Dr. Timur AYDEMİR

Üye .....

Yrd. Doç. Dr. Mithat KISACIKOĞLU

Üye .....

Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Danışman .....

Bu tez Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tarafından **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak onaylanmıştır.

Prof. Dr. Fatma SEVİN DÜZ  
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ASELSAN'a

## ETİK

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, tez yazım kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada,

- tez içindeki bütün bilgi ve belgeleri akademik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
- görsel, işitsel ve yazılı tüm bilgi ve sonuçları bilimsel ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
- başkalarının eserlerinden yararlanılması durumunda ilgili eserlere bilimsel normlara uygun olarak atıfta bulunduğumu
- atıfta bulunduğum eserlerin tümünü kaynak olarak gösterdiğimi,
- kullanılan verilerde herhangi bir tahrifat yapmadığımı,
- ve bu tezin herhangi bir bölümünü bu üniversitede veya başka bir üniversitede başka bir tez çalışması olarak sunmadığımı

beyan ederim.

\_\_/\_\_/2014

AHMETCAN URALCAN

## ÖZET

# FOTOVOLTAİK UYGULAMALAR İÇİN YUMUŞAK ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ SERİ REZONANT EVİRİCİ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

**Ahmetcan URALCAN**

**Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü**

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI**

**Aralık 2014, 85 sayfa**

Bu tezde fotovoltaik uygulamalarda kullanılmak üzere yüksek frekans transformatörlü, tek fazlı bir mikroevirici tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan devre yumuşak anahtarlamalı tam köprü evirici topolojisindedir. Yumuşak anahtarlama seri rezonans yöntemi ile yapılmıştır. Devre tam köprü anahtarları, seri rezonans elemanları, orta uçlu yüksek frekans transformatörü, doğrultucu diyot köprü ve düşük frekans şebeke bağlantı anahtarlarından oluşmaktadır. AA çıkış akımının üretilmesi işlemi tam köprü anahtarlarının değişken frekansta anahtarlanması ile sağlanmaktadır. Anahtarlar rezonans akımının sıfır olduğu anlarda iletme alınıp çıkarılarak sıfır akım anahtarlama sağlanmaktadır. Tezde eviricinin teorik incelemesi ve bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Tasarlanan eviriciden 250W gücünde bir laboratuvar prototipi üretilerek deneysel sonuçlar teorik sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Tasarlanan evirici devresinin kontrolü için bir sayısal mikro denetleyici kullanılmıştır.

**Anahtar Kelimeler:** Anahtarlamalı güç kaynağı, fotovoltaik enerji dönüşümü, sayısal kontrol, sıfır akım anahtarlama, tam köprü evirici ve yumuşak anahtarlama.

## **ABSTRACT**

# **DESIGN AND IMPLEMENTATION OF SOFT-SWITCHED FULL BRIDGE SERIES RESONANT INVERTER FOR PHOTOVOLTAIC APPLICATIONS**

**Ahmetcan URALCAN**

**Master of Science, Electrical and Electronics Engineering Department**

**Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI**

**December 2014, 85 pages**

In this thesis a single phase photovoltaic microinverter with a high frequency transformer is designed and implemented. Designed circuit topology is a series resonant full bridge inverter. The designed circuit consists of full bridge switches, a series resonant network, a center-tapped high frequency transformer, rectifier diodes, and low frequency grid connection switches. AC output current magnitude is controlled by changing the switching frequency of full bridge switches. Transistors are switched while the resonant current is crossing zero. In the thesis, first theoretical investigations and computer simulations of the series resonant full bridge inverter topology are carried out. Then, a 250W prototype board is developed to compare the experimental results with the theoretical ones. A microcontroller is used in the control of the microinverter circuit.

**Keywords:** Digital control, photovoltaic energy conversion, full bridge inverter, soft switching, switch mode power supply, zero current switching.

## TEŞEKKÜR

Tez alıőması sűresince gűsterdiđi ilgi, destek ve karőılaőılan gűlűklerin aőılmasında olan yűn gűstericiliđi için tez danıőmanım Prof. Dr. Iőık adırcı'ya çok teőekkűr ederim.

Sađlamıő olduđu donanım imkânları ve diđer her tűrlű destek için űlkemizin gűzide kuruluőu ASELSAN'a ve műhendislik direktűrűműz Sayın Birol Erentűrk, műdűrűműz Sayın Atakan Dura ve Lazer Sistemleri Tasarım Műdűrlűđu Bűlűműndeki tűm arkadaőlarıma teőekkűr ederim.

ASELSAN'dan Sayın Dr. Ahmet Devrim Erdođan, Sayın Hűseyin Murat Polater, Sayın Hasan Hamzaçebi ve Sayın Levent Yayla baőta olmak űzere bűtűn iő arkadaőlarıma ve Sayın Hűseyin Fatih Lokumcu ile Sayın İlker Yılmaz'a tez çalıőması boyunca verdikleri destekler için teőekkűr ederim.

Son olarak aileme tez çalıőması boyunca gűsterdiđi maddi, manevi destek, sabırları ve bana olan inançları için teőekkűr ederim.



# İÇİNDEKİLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
ÖZET .....	i
ABSTRACT.....	ii
TEŞEKKÜR.....	iii
İÇİNDEKİLER DİZİNİ .....	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ.....	x
DEĞİŞKENLER DİZİNİ .....	xi
SÖZLÜK DİZİNİ.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
1.1. Genel.....	1
1.2. Evirici Çeşitleri .....	1
1.2.1. Merkezi Evirici.....	1
1.2.2. Dizi Evirici .....	3
1.2.3. Çoklu Dizi Evirici .....	3
1.2.4. Modüle Entegre Evirici .....	3
1.3. Modüle Entegre Evirici Çeşitleri .....	4
1.3.1. Çift Kademeli Eviriciler .....	5
1.3.2. Tek Kademeli Eviriciler .....	7
1.4. Tam Köprü Seri Rezonans Eviricinin Özellikleri ve Modüle Entegre Eviriciler Arasındaki Yeri .....	9
1.5. Tezin Amacı ve İçeriği.....	10
2. SİSTEMİN TANIMI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ.....	11
2.1. Genel.....	11
2.2. Tam Köprü Seri Rezonans Evirici (TK-SRE) .....	12
2.2.1. TK-SRE Genel Özellikleri .....	12
2.2.2. TK-SRE Çalışma Kipleri.....	15
2.2.2.1. TK-SRE Çalışma Kipi 1 – Q1&Q4 İletimdeyken Rezonans .....	16
2.2.2.2. TK-SRE Çalışma Kipi 2 – Q1&Q4 İletimdeyken Negatif Rezonans .....	17
2.2.2.3. TK-SRE Çalışma Kipi 3 – Anahtarlar Kesimdeyken Bekleme .....	18
2.2.2.4. TK-SRE Çalışma Kipi 4 – Q2&Q3 İletimdeyken Rezonans .....	19

3.	EVİRİCİ GÜÇ DEVRESİNİN TASARIMI.....	24
3.1.	Genel.....	24
3.2.	$C_{in}$ Değerinin Hesaplanması .....	24
3.3.	$L_r$ ve $C_r$ 'nin Değerlerinin Hesaplanması.....	25
3.4.	Transformatör Tasarımı .....	25
3.4.1.	Transformatör Tur Oranının Hesaplanması .....	25
3.4.2.	Çekirdek Seçimi .....	26
3.4.3.	Sarım Sayılarının Hesaplanması .....	27
3.4.4.	Transformatör Kaçak Endüktansı Hesabı.....	27
3.5.	Yarı İletkenlerin Dayanma Gerilimlerinin Seçimi.....	28
3.6.	Analog Devre Tasarımları.....	28
3.6.1.	Tam Köprü MOSFET Sürücü Devresi .....	29
3.6.2.	DA Gerilimlerin Üretilmesi.....	30
3.6.3.	Giriş Gerilimi ve Akımının Ölçülmesi .....	30
3.6.4.	Şebeke Senkronizasyon Anahtarlarının Sürülmesi .....	30
3.6.5.	Çıkıştan İzole Akım ve Gerilim Ölçülmesi .....	31
4.	BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ.....	32
4.1.	Genel.....	32
4.2.	TK-SRE Devre ve Kontrol Bloğu Şeması .....	32
4.3.	Benzetim Sonuçları.....	36
4.3.1.	Anahtar Kapı İşaretleri ve Rezonans Akımı, Sıfır Akım Anahtarlama.....	36
4.3.2.	Doğrultucu Diyotların Akımları ve Rezonans Akımı .....	37
4.3.3.	Rezonans Kondansatör Gerilimi ve Rezonans Akımı.....	38
4.3.4.	Şebeke Gerilimi ve Çıkış Akımı .....	39
4.3.5.	MOSFET Kapı Sinyalleri.....	40
4.3.6.	Tam Köprü Anahtarlama Frekansı .....	41
4.3.7.	Şebeke Senkronizasyon Anahtarları Kapı Sinyalleri .....	42
5.	PROTOTİP ÜRETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	43
5.1.	Genel.....	43
5.2.	Malzeme Seçimi.....	43
5.2.1.	Tam Köprü Anahtarları .....	43
5.2.2.	Rezonans Kondansatörü .....	44
5.2.3.	Rezonans Endüktörü.....	44
5.2.4.	Doğrultucu Diyotlar .....	45

5.2.5. AA Senkronizasyon Anahtarları .....	45
5.2.6. MOSFET Sürücü Entegresi.....	45
5.2.7. AA Akım Ölçüm Entegresi .....	46
5.2.8. AA Gerilim Ölçüm Transformatörü.....	46
5.2.9. DA-DA Gerilim Çevirici Entegreleri .....	46
5.2.10. İşlemci Seçimi .....	47
5.3. Deneysel Sonuçlar .....	48
5.3.1. Açık Çevrim Çalışma Sonuçları.....	48
5.3.1.1. Açık Çevrim Çalışmada Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri ..	48
5.3.1.2. Açık Çevrim Çalışmada Çıkış Akımı ve Geriliminin Gösterimi .....	51
5.3.1.3. Açık Çevrim Çalışmada Harmonik Analizi .....	53
5.3.2. Kapalı Çevrim Çalışma Sonuçları.....	54
5.3.2.1. Kapalı Çevrim Çalışmada Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri	54
5.3.2.2. Kapalı Çevrim Çalışmada Çıkış Akımının Gösterimi .....	57
5.3.2.3. Kapalı Çevrim Çalışmada Harmonik Analizi .....	59
5.3.3. Devrede Yük Değişiminin İncelenmesi .....	59
5.3.4. Devre Veriminin İncelenmesi .....	62
5.3.5. Prototip Devre Şeması.....	64
6. SONUÇLAR VE GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR .....	66
KAYNAKLAR .....	69
EKLER.....	72
EK A – INTERSIL, HIP4081 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI.....	72
EK B – LT, LTC6101HVAHS TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI.....	73
EK C - INFINEON, IPB027N10N3 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI.....	74
EK D - CREE, C4D02120E TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI .....	75
EK E - ROHM, SCT2280KE TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI .....	76
EK F - ALLEGRO, ACS712ELCTR TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI .....	78
EK G - BLOCK, AVB 0,35/2/6 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI .....	79
EK H - TI, TMS320F28069 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI .....	80
EK I – PROTOTİP VE TEST DÜZENİĞİ FOTOĞRAFLARI .....	81
EK J – DEVRE ŞEMALARI .....	83
ÖZGEÇMİŞ .....	84
CURRICULUM VITAE .....	85

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1-1 Fotovoltaik Evirici Çeşitleri.....	2
Şekil 1-2 Tek Kademeli Modüle Entegre Evirici .....	4
Şekil 1-3 Çift Kademeli Modüle Entegre Evirici .....	5
Şekil 1-4 Yumuşak Anahtarlama DA/AA Evirici.....	6
Şekil 1-5 Seri Rezonans Yarım Köprü Evirici .....	6
Şekil 1-6 Çapraz Çeviricili Evirici .....	6
Şekil 1-7 Sıfır Gerilim Anahtarlama İki Endüktörlü Yükseltici Evirici .....	6
Şekil 1-8 Çift Çapraz Çeviricili Evirici .....	8
Şekil 1-9 İt – Çek Evirici.....	8
Şekil 1-10 Çift Endüktörlü Yükseltici Evirici .....	8
Şekil 1-11 Yumuşak Anahtarlama TK-SRE Topolojisi.....	9
Şekil 2-1 TK-SRE Devre Şeması .....	12
Şekil 2-2 Rezonans Akımı ve Kapı Sinyalleri.....	13
Şekil 2-3 Şebeke Gerilimine Göre Tam Köprü Anahtar Kapı İşareti Değişimi.....	15
Şekil 2-4 Çalışma Kipi 1 .....	15
Şekil 2-5 Çalışma Kipi 2 .....	17
Şekil 2-6 Çalışma Kipi 3 .....	18
Şekil 2-7 Çalışma Kipi 4 .....	20
Şekil 3-1 Tam Köprü MOSFET Sürücü Şeması .....	29
Şekil 4-1 Bilgisayar Benzetiminde Kullanılan Devre Şeması.....	33
Şekil 4-2 Kontrol Blok Şeması.....	35
Şekil 4-3 Anahtar Kapı İşaretleri ve Rezonans Akımı .....	36
Şekil 4-4 Doğrultucu Diyot Akımları ve Rezonans Akımı .....	37
Şekil 4-5 Rezonans Kondansatörü Gerilimi ve Rezonans Akımı.....	38
Şekil 4-6 Şebeke Gerilimi ve Çıkış Akımı .....	39
Şekil 4-7 Akım THD değeri .....	39
Şekil 4-8 $t = (0 - 0.5ms)$ Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri .....	40
Şekil 4-9 $t = (4.75 - 5.25ms)$ Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri .....	40
Şekil 4-10 $t = (0 - 20ms)$ Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri .....	41
Şekil 4-11 Tam Köprü Evirici Anahtarlama Frekansı.....	42
Şekil 4-12 Şebeke Senkronizasyon Anahtarları Kapı İşaretleri .....	42
Şekil 5-1 Işımaya ve Sıcaklığa Göre Güneş Paneli Akım ve Gerilim Değişimi .....	49

Şekil 5-2 20% Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri.....	50
Şekil 5-3 %60 Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri .....	50
Şekil 5-4 Tam Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri.....	51
Şekil 5-5 %20 Yük Altında Çıkış Akımı ve Çıkış Gerilimi .....	52
Şekil 5-6 60% Yük Altında Çıkış Akımı ve Çıkış Gerilimi .....	52
Şekil 5-7 Tam Yük Altında Çıkış Akımı ve Çıkış Gerilimi .....	53
Şekil 5-8 Tam Yük Altında Çıkış Gerilimi ve Harmonikleri .....	54
Şekil 5-9 Kapalı Çevrim, 20% Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri..	56
Şekil 5-10 Kapalı Çevrim, 60% Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri.	56
Şekil 5-11 Kapalı Çevrim, Tam Yük, Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri.	57
Şekil 5-12 Kapalı Çevrim Çalışma Akımı (0.5A Etkin Akım) .....	58
Şekil 5-13 Kapalı Çevrim Çalışma Akımı (1A Etkin Akım) .....	58
Şekil 5-14 230V, 50Hz Şebekeyle Çalışma Sırasında Harmonikler (0.5A Etkin Akım)....	60
Şekil 5-15 230V, 50Hz Şebekeyle Çalışma Sırasında Harmonikler (1A Etkin Akım).....	60
Şekil 5-16 Yük Değişimi Tepkisi (0.5A -1A Etkin Akım).....	61
Şekil 5-17 Yük Değişimi Tepkisi (1A -0.5A Etkin Akım ).....	61
Şekil 5-18 Evirici Devresi Termal Fotoğrafı.....	63
Şekil 5-19 Evirici Devre Şeması .....	64
Şekil 5-20 Prototip Devre Su Yolları .....	65

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2-1 Tasarlanacak Sistemin Teknik Özellikleri .....	11
Çizelge 5-1 Evirici Akım ve Gerilim THD Değerleri .....	53
Çizelge 5-2 %20 Yük Altında Evirici Verimi Değişimi.....	62
Çizelge 5-3 %60 Yük Altında Evirici Verimi Değişimi.....	62
Çizelge 5-4 Tam Yük Altında Evirici Verimi Değişimi.....	62

## SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

AA	: Alternatif Akım
AÇ	: Alan Çarpımı
AGF	: Alçak Geçirgen Filtre
AGK	: Anahtarlama Güç Kaynağı
ASÇ	: Analog Sayısal Çevrimi
DA	: Doğru Akım
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
Hz	: Hertz
IGBT	: Yalıtılmış Kapılı İki Kutuplu Transistor
LC	: Endüktans-kondansatör (filtre)
MEE	: Modüle Entegre Evirici
MOSFET	: Metal-Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistor
mT	: Tesla x $10^{-3}$ (Manyetik akı yoğunluğu birimi)
mV	: Volt x $10^{-3}$
RC	: Direnç-kondansatör (sönümlendirici)
SAA	: Sıfır Akım Anahtarlama
SiC	: Silicon Carbide
T	: Tesla
TK	: Tam Köprü
TK-SRE	: Tam Köprü Seri Rezonans Evirici
$\mu\text{F}$	: Farad x $10^{-6}$
$\mu\text{H}$	: Henry x $10^{-6}$
$\mu\text{s}$	: Saniye x $10^{-6}$
$\mu\text{Wb}$	: Weber x $10^{-6}$ (Manyetik akı birimi 1 Weber = 1 Tesla $\times$ m <sup>2</sup> )

## DEĞİŞKENLER DİZİNİ

$B$	: Manyetik akı yoğunluğu
$C_f$	: Filtre kondansatörü
$C_{in}$	: Giriş kondansatörü
$C_r$	: Rezonans kondansatörü
$D$	: Görev çevrimi
$f_{dalğ}$	: Giriş kondansatörü dalgalanma frekansı
$f_r$	: Rezonans frekansı
$f_s$	: Anahtarlama frekansı
$I_{DS}$	: MOSFET'ten akan en yüksek akım değeri
$I_g$	: Giriş Akımı
$I_o$	: Çıkış akımı
$i_r$	: Rezonans akımı
$I_{rp1}$	: Rezonans akımı Kip1 tepe noktası
$I_{rp2}$	: Rezonans akımı Kip2 tepe noktası
$L_{LK}$	: Transformator kaçak endüktansı
$L_o$	: Çıkış endüktansı
$L_r$	: Rezonans endüktansı
$n$	: Transformator tur oranı
$N_p$	: Transformator birincil sargı sayısı
$N_s$	: Transformator ikincil sargı sayısı
$P_g$	: Giriş gücü
$P_{MPP}$	: Maksimum çalışma noktası gücü
$P_o$	: Çıkış gücü
$PV$	: Fotovoltaik panel
$Q_n$	: Şebeke negatif bağlantı anahtarı
$Q_p$	: Şebeke pozitif bağlantı anahtarı



$R_{DS\_on}$	: MOSFET iletim direnci
$R_{esr}$	: Kondansatör seri eşdeğer direnci
$R_L$	: Çıkış endüktansı direnci
$T_{FB}$	: Tam köprü anahtarlanma periyodu
$T_r$	: Rezonans periyodu
$T_s$	: Anahtarlama periyodu
$V$	: Tam köprü giriş gerilimi
$V_{AC}$	: AA Şebeke gerilimi
$V_{ac\_tepe}$	: AA Şebeke gerilimi tepe noktası
$V_{Cr}$	: Rezonans kondansatörü gerilimi
$V_{Cr0}$	: Rezonans kondansatörü Kip 1 başlangıç gerilimi
$V_{Cr1}$	: Rezonans kondansatörü Kip 1 sonu gerilimi
$V_{Cr2}$	: Rezonans kondansatörü Kip 2 sonu gerilimi
$V_D$	: Diyot iletimde iken üzerindeki gerilim düşümü
$V_{dalğ}$	: Giriş kondansatörü üzerinde izin verilen dalgalanma
$V_{D\_AK}$	: Diyot anot-katot arası dayanma gerilimi
$V_{D-AK}$	: Diyot anot-katot arası gerilim
$V_{DS}$	: MOSFET savak-kaynak arasındaki gerilim
$V_g$	: Giriş gerilimi
$V_o$	: Çıkış gerilimi
$V_p$	: Transformator birincil sargısı üzerindeki gerilim
$\eta$	: Çevirici verimi
$\emptyset$	: Manyetik akı
$\Delta V$	: Çıkış gerilimindeki anlık değişim
$Z_r$	: Rezonans elemanları empedansı

## SÖZLÜK DİZİNİ

### TÜRKÇE

Açık Döngü

Aktarım İşlevi

Alan Çarpımı

Alçak Geçirgen Filtre

Alternatif Akım

Analog Sayısal Çevrimi

Ayırma Sığacı

Bölme

Çapraz Çevirici

Çapraz Düzenleme

Çift Kademeli Eviriciler

Çoklu dizi evirici

Çekirdeğin Manyetik Kesit Alanı

Dalgalanma

DA Bağlantı Noktası

Darbe Genişlik Modülasyonu

Dengeleme

Dizi Evirici

Doğrudan Frekans Çevirici

Doğrultucu

Doyuma Ulaşma

Endüktans Gerilim-Zaman Dengesi

Eşdeğer Seri Direnç

Geçici Rejim Cevabı

### İNGİLİZCE

: Open Loop

: Transfer Function

: Area Product

: Low Pass Filter

: Alternative Current

: Analog to Digital Converter

: Blocking Capacitor

: Division

: Flyback Converter

: Cross Regulation

: Two Stage Inverters

: Multi String Inverter

: Core Magnetic Cross-Section Area

: Ripple

: DC Link

: Pulse Width Modulation

: Compensation

: String Inverter

: Cycloconverter

: Rectifier

: Saturation

: Inductor Volt-Second Balance

: Equivalent Series Resistance

: Transient Response

Geçiş Frekansı	: Crossover Frequency
Geçit	: Gate (MOSFET)
Gerilim Artırıcı Çevirici	: Boost Converter
Gerilim Düşürücü Çevirici	: Buck Converter
Gerilim Düşürücü-Artırıcı Çevirici	: Buck-Boost Converter
Gerilim Hattı	: High Side
Geri Yönde Fark	: Backward Difference
Görev Çevrimi	: Duty Cycle
Güç Çarpanı Düzeltici	: Power Factor Correction (PFC)
Gürültüye Olan Bağışıklık	: Noise Margin
Hall Etkisi	: Hall Effect
İkili Kodlama Sistemi	: Binary Code
İleribildirim	: Feedforward
İleri Yönde Fark	: Forward Difference
İt-Çek Çevirici	: Push-Pull Converter
Kaçak Endüktans	: Leakage Inductance
Kaçak Kondansatör	: Leakage Capacitance
Kapalı Döngü	: Closed Loop
Kaynak	: Source (MOSFET)
Kesikli İletim Kipi	: Discontinuous Conduction Mode
Kısmi Rezonans	: Quasi-Resonant
Kilitleme Devresi	: Latching Circuit
Kip	: Mod
Kondansatör Şarj-Dengesi	: Capacitor Charge-Balance
Koşullu Kararlılık	: Conditional Stability
Kutup	: Pole

Maksimum Güç Noktası (MGN)	:Maximum Power Point (MPP)
Manyetik Akı	: Magnetic Flux
Merkezi evirici	: Central Inverter
Modüle Entegre Eviriciler(MEE)	: Module Integrated Inverter (MIC)
Nüve	: Core
Orta Nokta Uçlu (transformatör)	: Center Tapped (transformer)
Ön Çevirici	: Forward Converter
Sağ Yarı Düzlemde Sıfır	: Right Half Plane Zero
Savak	: Drain (MOSFET)
Serbest Döngü	: Freewheeling
Sert Anahtarlama	: Hard Switching
Sıfır Akım Anahtarlama	: Zero Current Switching
Sönümlendirici	: Snubber
Sürekli İletim Kipi	: Continuous Conduction Mode
Sürekli Zaman Ortamı	: s Domain
Tam Köprü Çevirici	: Full Bridge Converter
Tek Kademeli Eviriciler	: Single Stage Inverters
Üstüne Bindirmeli	: Interleaved
Yakınlık Etkisi	: Proximity Effect
Yarım Köprü Çevirici	: Half Bridge Converter
Yayıcı	: Unfolding
Yumuşak Açılış	: Soft start
Yumuşak Anahtarlama	: Soft Switching
Yüzey Etkisi	: Skin Effect
Zorlanmış Sönümlenme	: Forced Commutation

# 1. GİRİŞ

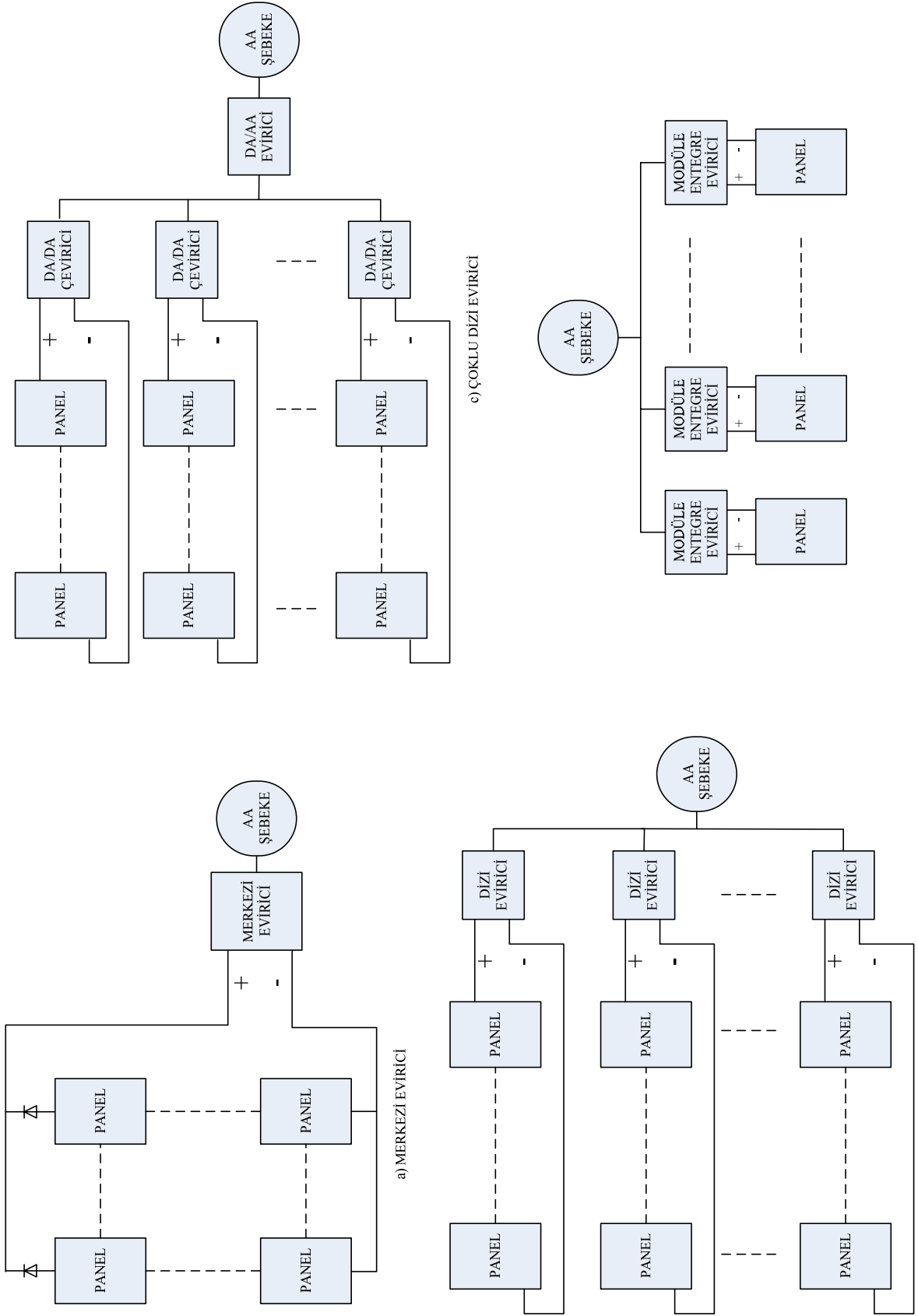
## 1.1. Genel

Dünya üzerindeki enerji ihtiyacı günden güne artmaktadır. Dünya genelinde artan bu talebin karşılanması için enerji üretimi üzerinde çok sayıda çalışma yapılmaktadır. Yapılan bu çalışmaların büyük bir çoğunluğu yenilenebilir enerji kaynakları üzerinedir. Yenilenebilir enerji kaynakları arasında ise en önemlileri güneş ve rüzgâr enerjisidir. Önceleri yüksek maliyetleri ve düşük verimleri nedeniyle fazla tercih edilmeyen güneş enerjisinden elektrik enerjisi üretimi düşen maliyetleri ve artan verimleri nedeniyle gün geçtikçe yaygınlaşmaktadır. Fotovoltaik uygulamalarda güneş panellerinden gelen DA gerilimin AA gerilime dönüştürülerek şebekeye aktarılması gerekmektedir. Bu çevirme işlemi bir evirici devresi ile yapılmaktadır. Eviriciler birlikte kullanıldıkları güneş panellerinin sayısına ve bağlantı şekillerine göre dizi, merkezi, çoklu dizi eviriciler ve modüle entegre eviriciler (MEE) olarak dörde ayrılırlar [1]. Bunlar arasında modüle entegre sistemler doğrudan şebekeye bağlanabilmeleri ve enerji üretimini maksimize edebilmeleri nedenleri ile popülerlik kazanmışlardır. Ancak birim maliyetlerinin yüksek olması, verimlilikleri gibi konularda performanslarının artırılması için çalışmalar devam etmektedir [1].

## 1.2. Evirici Çeşitleri

### 1.2.1. Merkezi Evirici

Merkezi eviriciler çok sayıda güneş panelinin seri ve paralel olarak tek eviriciye bağlandığı yüksek güçlü (>10kW) sistemlerde kullanılırlar. Şekil 1-1'de merkezi eviricinin yapısı gösterilmektedir. Yüksek güçlü olmaları nedeniyle genellikle üç faz üzerinden şebekeye bağlanırlar. En önemli avantajları yüksek güçlü ve düşük maliyetli olmalarıdır. Paneller ilk önce seri olarak bağlanırlar ve panel çıkışındaki DA gerilim yükseltilir. Daha sonra yüksek DA gerilime sahip bu panel yapıları diyotlar yardımı ile paralel olarak bağlanır. Oluşan bu yapı da toplu olarak bir eviriciye bağlanır. Kullanılan yüksek gerilim kabloları, paneller arası gerilim uyumsuzlukları, bölgesel gölgelenme nedeniyle verim ve kapasitelerinin büyük oranda düşmesi gibi olumsuz yanları vardır. Ayrıca bütün sistemin güvenilirliği ve çalışması bir tek panel grubunda olabilecek olan hataya bağlı olarak önemli ölçüde etkilenebilmektedir. Kontrol yöntemi ve evirici topolojilerinin geliştirilmesi üzerine yapılan çalışmalarla bu sorunların üstesinden gelmeye çalışılmaktadır [2].



Şekil 1-1 Fotovoltaik Evirici Çeşitleri [2]

### **1.2.2. Dizi Evirici**

Dizi evirici yapısında toplam gücü 1-5kW olan panel dizileri bir eviriciye bağlanır. Şekil 1-1'de dizi eviricinin yapısı gösterilmektedir. Merkezi eviriciler gibi dizi eviriciler de birçok büyük ölçekli güneş santralinde kullanılmaktadır. Merkezi eviriciye göre daha az sayıda panel birbirine bağlı olduğu için bölgesel gölgelenme ve diğer unsurlarda daha az etkilenir. Az sayıda panelde gölgelenme olduğunda bütün sistemin kapasitesi düşürülmemiş olur ve iyi güneş almakta olan panellerden hala yüksek güç alınabilmektedir. Ancak hala bütün panellerin gücü en iyilenmiş değildir [2].

### **1.2.3. Çoklu Dizi Evirici**

Çoklu dizi eviricilerde merkezi eviriciler ve dizi eviricilerin avantajlı yanlarından faydalanıp dezavantajlı yanlarından kaçınılmaya çalışılmıştır. Şekil 1-1'de çoklu dizi eviricinin yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda paneller dizi eviricide olduğu gibi seri bağlanmış fakat seri bağlı panel dizisi dizi evirici yerine bir DA/DA çeviriciye bağlanmıştır. Merkezi eviriciye benzer olarak bu DA/DA çeviriciler bir tek eviriciye girerek şebekeye bağlanmaktadır. Oluşturulan bu yapı merkezi eviricideki gerilim uyumsuzlukları gibi dezavantajları ortadan kaldırmaktadır, hatta farklı özelliklerdeki panellerin birlikte kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Fakat bölgesel gölgelenmeye bağlı olan kapasite düşme sorunları hala tam olarak aşılamamaktadır [2].

### **1.2.4. Modüle Entegre Evirici**

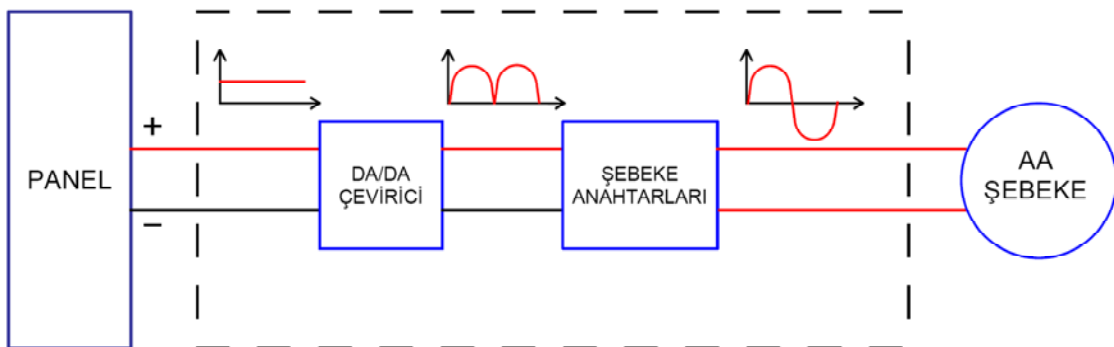
MEE yapısı ise genellikle 500W ve altında olan güneş panelleri için kullanılır. Bu yapıda azami güç 500W olmasına rağmen genel olarak çalışılan güç seviyesi 250W civarındadır. Bu yapıda devre verimi yüksek güçlü yapılara göre biraz daha düşük olabilir ancak bölgesel gölgelenmeden daha az etkilenmesi nedeniyle panellerden alınan güç diğer evirici çeşitlerine göre daha yüksek olmaktadır. Ayrıca bir tek panelde olacak olan bir hata sadece o paneli etkileyeceği için sistemin güvenilirliği merkezi eviriciye ve dizi eviriciye göre daha yüksektir. Şekil 1-1'de modüle entegre eviricinin yapısı gösterilmektedir. Bu eviricilerle yapılan devrelerde evirici sayısı çok daha fazla olacağı için seri üretim yapılabilmekte ve maliyetleri düşmektedir [3].

### 1.3. Modüle Entegre Evirici Çeşitleri

Modüle entegre eviricileri, gerilimi DA gerilimden AA gerilime kaç aşamada çevirdiklerine göre tek kademeli eviriciler ve çift kademeli eviriciler olarak ikiye ayırabiliriz.

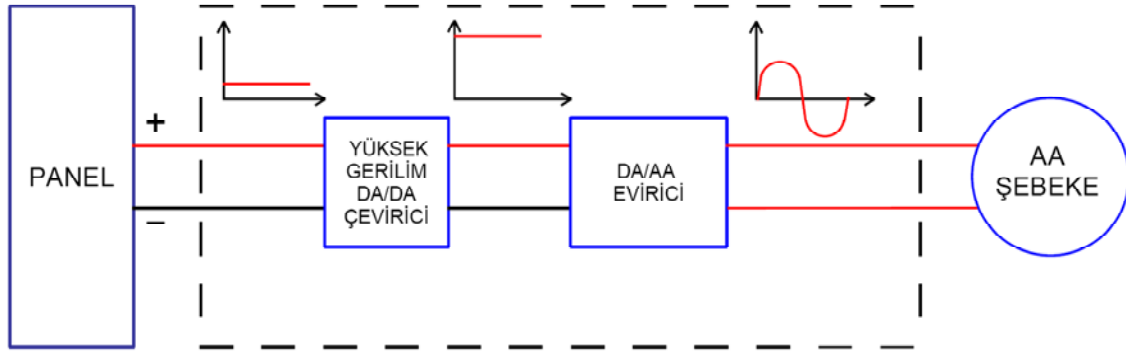
Tek kademeli eviricilerde panellerden elde edilen DA gerilim doğrultulmuş bir sinüs dalga şekline çevrilir. Bu çevirme işlemi için yaygın olarak kullanılan topolojiler kısmi rezonanslı üstüne bindirmeli çapraz çevirici, ileri çevirici veya tam köprü seri-rezonans çeviricilerdir. Daha sonra doğrultulmuş sinüs dalga şeklindeki bu gerilim yayıcı bir devre yapısıyla sinüse dönüştürülür. Tek kademeli eviricilerin avantajları yüksek verimli olmaları, az sayıda malzeme kullanılması, sinüse çevirme işleminin düşük frekanslı yayıcı devresi ile yapılması ve basitçe yalıtılmalarıdır. En önemli dezavantajı ise girişteki yüksek akım dalgalanması nedeniyle büyük kondansatör kullanımına ihtiyaç duyulmasıdır. Bunun yanında hem girişte hem de çıkışta yüksek dayanma gerilimli malzemeler kullanılması da bu topolojiler için dezavantaj oluşturmaktadır. Ancak, bu dezavantajlara rağmen düşük maliyetleri ve yüksek verimlilikleri bu topolojileri yoğun rekabetin olduğu bu sektörde öne çıkarmaktadır.

Çift kademeli eviriciler panellerden gelen DA gerilimi ilk önce bir DA/DA yapısı ile daha yüksek bir DA gerilime çevirirler. Daha sonra oluşturulan bu DA gerilim bir DA/AA yapısı ile AA gerilime evrilir. Burada kullanılan DA/DA çeviriciler genellikle it-çek, tam köprü, ya da üstüne bindirmeli çapraz topolojileridir.



Şekil 1-2 Tek Kademeli Modüle Entegre Evirici





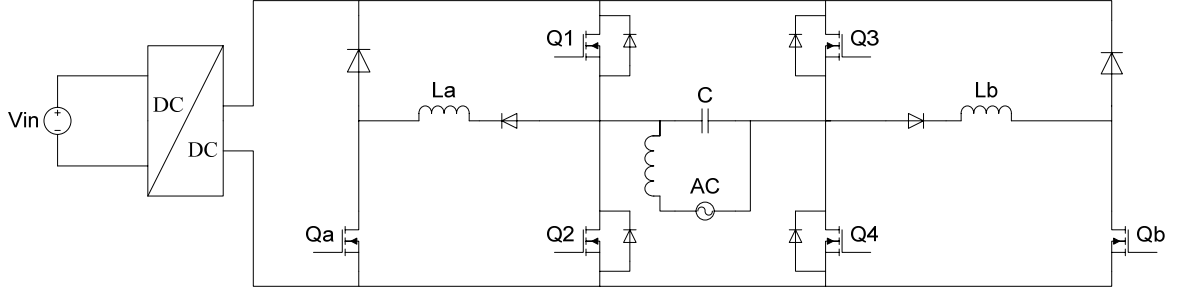
Şekil 1-3 Çift Kademeli Modüle Entegre Evirici

DA/AA çevrimi içinse genellikle tam köprü evirici kullanılır. İki kademeli eviricilerin genel olarak avantajları reaktif güç sağlayabilmeleri ve giriş akımındaki dalgalanmanın küçük olmasıdır. Reaktif güç verebilme özelliği bazı ülkelerde düşük güçteki eviriciler için de gerekli bir koşul olduğu için avantaj sağlamaktadır. İkinci avantaj olan düşük giriş akımı dalgalanması ise devrenin girişinde daha küçük kondansatör kullanımına olanak sağlar. Küçük kondansatör kullanılacağı için elektrolitik kondansatör yerine film veya seramik kondansatör kullanılabilir bu da devrenin güvenilirliğini ve ömrünü artırır. Fakat daha fazla malzeme ve iki ayrı basamak olduğu için tek kademeli eviriciye göre kontrolü daha karmaşıktır ve malzeme maliyetleri daha yüksektir.

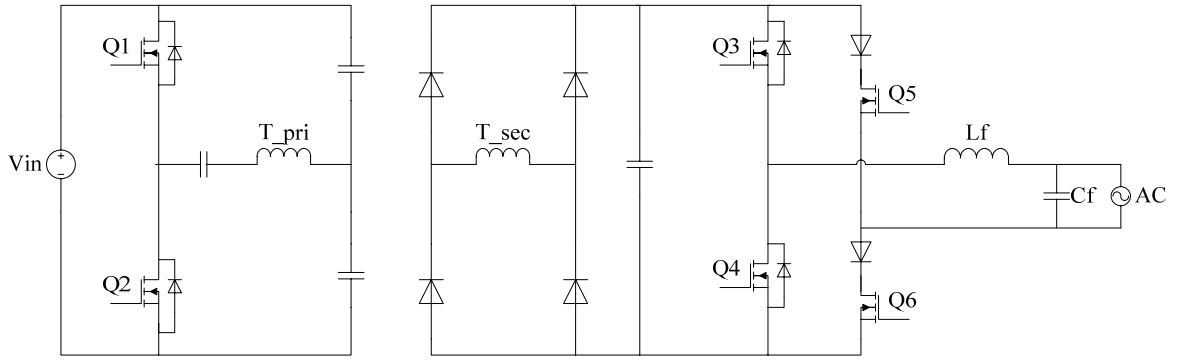
### 1.3.1. Çift Kademeli Eviriciler

Şekil 1-4'de yumuşak anahtarlama bir evirici yapısı görülmektedir [4]. Bu devrede DA/AA çevirme aşamasında yumuşak anahtarlama yapılmaktadır. DA/DA çevirici kısmında bir yenilik olmadığı için bu kısım ayrıntılı gösterilmemiştir. Şekilde görüldüğü üzere devrede ilk önce panellerin DA gerilimi yükseltilmekte daha sonrada yumuşak anahtarlama evirici ile AA gerilim oluşturulmaktadır.

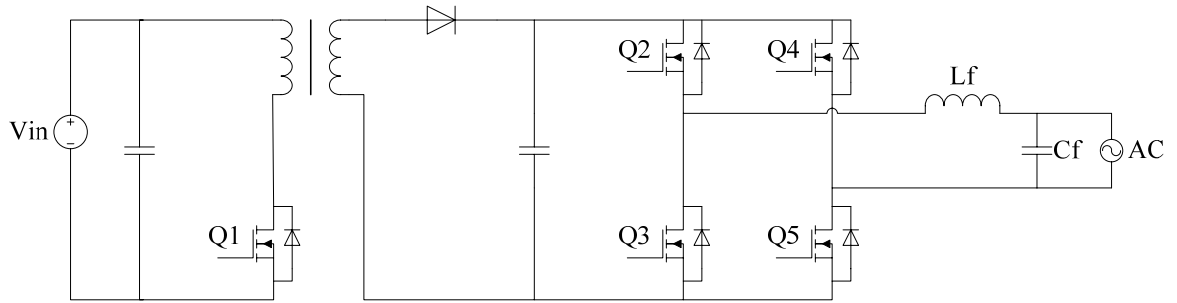
Şekil 1.5'deki yapıda panellerin DA gerilimi ilk olarak bir rezonant yarı köprü çevirici ile yükseltilmiş ve yüksek gerilim DA bağlantı noktası oluşturulmuştur [5]. İkinci kademede iki diyotla desteklenmiş bir tam köprü yapısıyla DA gerilim AA gerilime çevrilmiştir. Tam köprü eviricide sol bacadaki anahtarlar akım genliğini ayarlamak amacıyla yüksek frekansta anahtarlanırken sağ bacadaki anahtarlar şebeke frekansında, şebekeyle senkronize olarak anahtarlanmaktadır. Bu yapıyla anahtarlama kayıpları azaltılmaya çalışılmıştır.



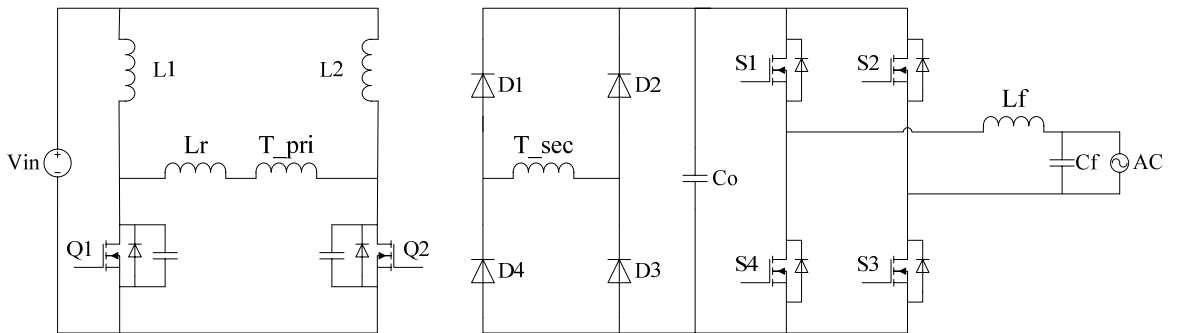
Şekil 1-4 Yumuşak Anahtarlmalı DA/AA Evirici [4]



Şekil 1-5 Seri Rezonans Yarım Köprü Evirici [5]



Şekil 1-6 Çapraz Çeviricili Evirici [6 - 7]



Şekil 1-7 Sıfır Gerilim Anahtarlmalı İki Endüktörlü Yükseltici Evirici [8]

Şekil 1.6'da DA/DA çevirme işlemi bir çapraz çevirici ile yapılmıştır [6 - 7] . DA/AA çevirme işlemi içinse tam köprü evirici kullanılmıştır. Çapraz evirici panel gerilimini DA/AA çevirme işleminin rahatça yapılacağı bir seviyeye yükseltmektedir. Burada DA/DA ve DA/AA çevrimleri sert anahtarlama ile yapılmaktadır ve bu da devrenin veriminin yeterince yükseltilememesine sebep olmaktadır.

Şekil 1.7'deki topolojide sıfır gerilim anahtarlama iki endüktörlü DA/DA çevirici kullanılarak yüksek gerilim DA bağlantı noktası oluşturulmuştur [8]. Sıfır gerilim anahtarlama yapılması sebebi ile yüksek verimde çalışabilmektedir. Fakat malzeme miktarının yüksek olması nedeniyle üretim maliyeti yüksektir.

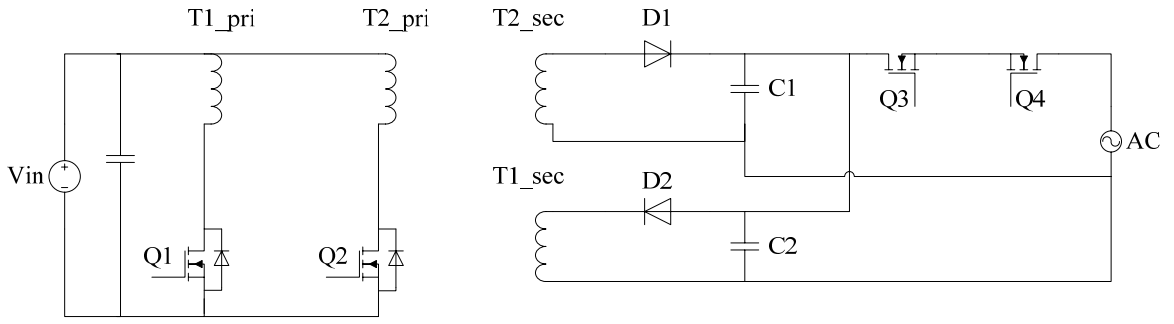
### 1.3.2. Tek Kademeli Eviriciler

Şekil 1.8'de bir üstüne bindirmeli çapraz evirici görülmektedir [9]. Bu yapıda panel gerilimi tek kademede sinüs dalga şekline dönüştürülmektedir. Şebekenin pozitif olduğu yarım periyotta bir anahtar, negatif olduğu yarım periyotta da diğer anahtar ile çapraz eviriciler sırayla çalıştırılmaktadır. Bu sayede bir DA bağlantı noktası oluşturmadan DA/AA çevrimi yapılmaktadır.

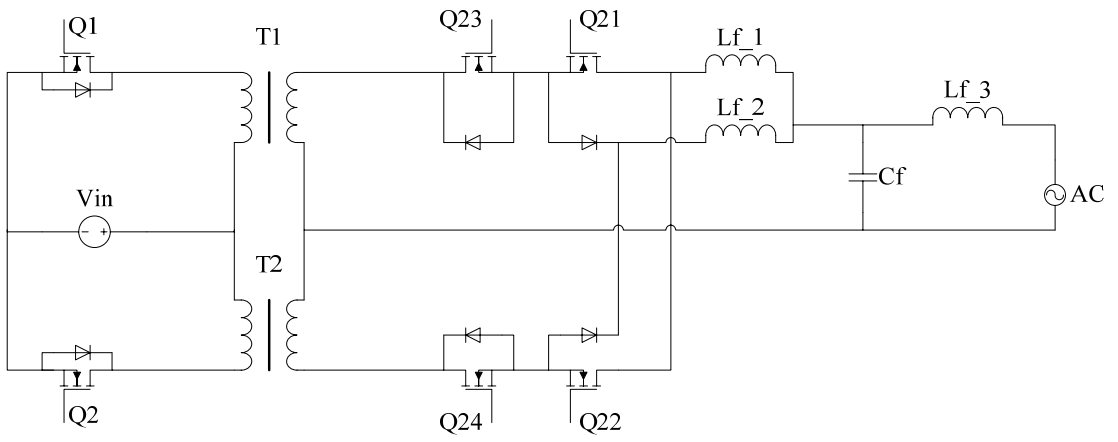
Şekil 1.9'da bir diğer tek kademeli evirici görülmektedir [10]. Bu devrede it-çek topolojisi ile bir evirici yapılmıştır. DA/AA çevrimi içinde bir doğrudan frekans çeviriciden faydalanılmıştır.

Şekil 1.10'daki topoloji iki endüktörlü bir gerilim yükseltici çevirici yapısına dayanmaktadır [11]. İlk olarak iki endüktörlü gerilim yükseltici DA gerilimi yüksek frekanslı bir AA akıma çevirmektedir. Daha sonra üç adet iki yönlü anahtardan oluşan bir frekans değiştirici yapısıyla yüksek frekanslı AA akım şebeke frekansındaki AA gerilime dönüştürülmektedir. Bu devrede çıkışta polarizasyonsuz kondansatörler kullanılmaktadır. Bu kondansatörler sayesinde güç dengesi sağlanmıştır. Bu sayede girişteki şebekenin iki katı frekansta olan akım dalgalanmasının olumsuz etkilerinden kurtulmak için kullanılan elektrolitik kondansatörlere gerek kalmamıştır. Ancak burada da MOSFET'lere çift yönlü akım geçişini engellemek için seri bir diyot bağlanması gerekmektedir.

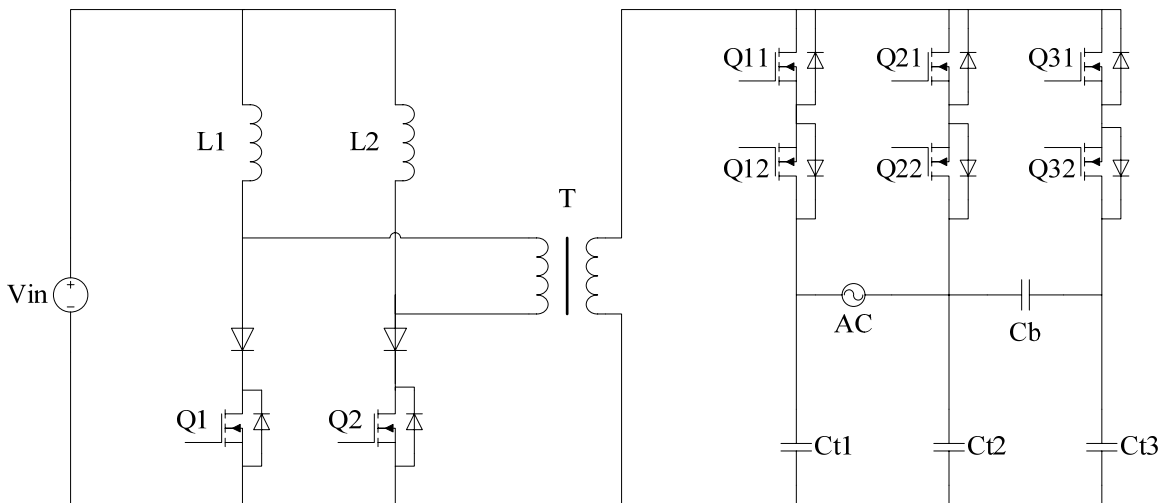
Şekil 1.11'de bir tek kademeli seri rezonans tam köprü evirici gösterilmektedir [3]. Bu tezde konu alınan çalışma bu devre yapısının incelenmesidir. Burada panelin DA gerilimi yumuşak anahtarlama bir tam köprü evirici ile doğrultulmuş sinüs dalga şekline çevrilmektedir. Daha sonra doğrultulmuş olan bu sinüs dalga şekli şebekeyle eşzamanlı çalışan iki anahtar vasıtası ile pozitif ve negatif yarı periyotlarda şebekeye iletilmektedir.



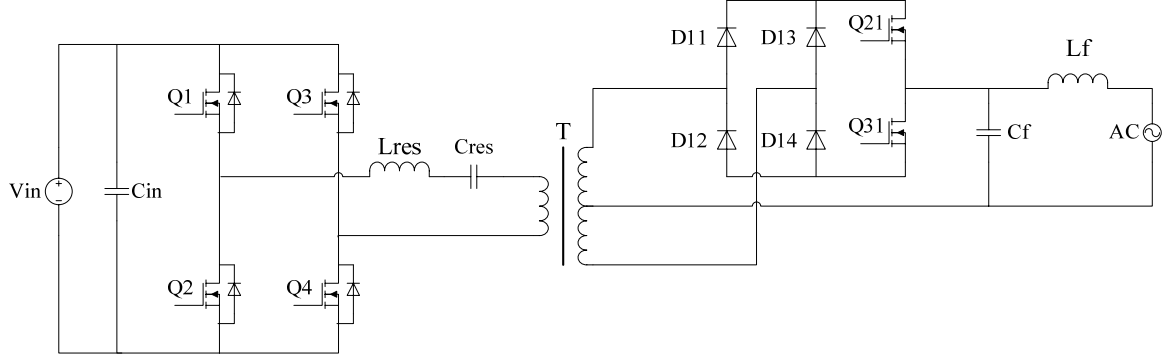
Şekil 1-8 Çift Çapraz Çeviricili Evirici [9]



Şekil 1-9 İt – Çek Evirici [10]



Şekil 1-10 Çift Endüktörlü Yükseltici Evirici [11]



Şekil 1-11 Yumuşak Anahtarlama TK-SRE Topolojisi [3]

#### 1.4. Tam Köprü Seri Rezonans Eviricinin Özellikleri ve Modüle Entegre Eviriciler Arasındaki Yeri

Modüle entegre evirici devreleri için çok sayıda topoloji örneği mevcuttur. Bu topolojiler arasında verim, maliyet, güvenilirlik ve şebeke bağlantısının kolaylığı gibi konularda büyük rekabet yaşanmaktadır. Yüksek verimli tasarlanmak istenen bu devrelerde genellikle yüksek frekans transformatörü kullanılmakta ve güç yarı iletkenleri de yüksek frekansta anahtarlama yapılmaktadır. Transformator ve yüksek frekansta anahtarlama bu yarı iletkenler de bu devrelerin önemli kayıp noktalarındandır. Bu yüzden anahtarların yüksek frekansta çalışmaları sırasında kayıpların azaltılması için yumuşak anahtarlama tercih edilmektedir. Yumuşak anahtarlama sıfır gerilim anahtarlama veya sıfır akım anahtarlama şeklinde yapılabilir. Faz kaymalı sıfır gerilim anahtarlama tam köprü evirici ve sıfır akım anahtarlama tam köprü seri rezonans evirici, yumuşak anahtarlama topolojilere örnek olarak verilebilir. Bunların arasında sıfır akım anahtarlama seri rezonans tam köprü evirici çıkışının bir akım kaynağı olması ve küçük bir endüktansla veya endüktans kullanılmadan şebekeye bağlanabilmesiyle öne çıkmaktadır. Ayrıca, bu topolojide rezonans endüktörünün oluşturulmasında transformatorün kaçak endüktansı da kullanılmaktadır. Bu sayede hem bu kaçak endüktansın getireceği kayıplardan kurtulmuş olunur hem de rezonans için gereken endüktör değerinin bir kısmı kaçak endüktans sağlanılır. Yumuşak anahtarlama nedeniyle anahtarlama kayıpları sıfıra yakındır, kayıpları ağırlıklı olarak iletim kayıpları oluşturur. İletim kayıplarının azaltılması için malzeme seçimine büyük özen gösterilmesi gerekmektedir. Bütün anahtarlarda düşük iletim dirençli ürünler seçilmeli, düşük iletim gerilimli diyotlar seçilmeli ve pasif elemanların kaçak dirençlerinin etkileri en aza indirmek için paralel kullanılmalıdır [12] [13].

Evirici devreleri tek kademeli olduklarında az malzemeli olmaları nedeniyle hem daha güvenilir hem de daha düşük maliyetli olurlar. Seri rezonans tam köprü devresi ile panellerden elde edilen DA gerilim transformatör çıkışında doğrultulmuş bir sinüse çevrilir, şebekeyle senkron anahtarla da şebekeye bağlanır. Bu sayede tek kademede evirme işlemi yapılmış olur. Tek kademeli, az malzemeli, güvenilir ve yüksek verimli olmaları nedeniyle yumuşak anahtarlama tam köprü seri rezonans eviriciler evirici topolojileri arasında önemli bir yere sahiptirler.

### **1.5. Tezin Amacı ve İçeriği**

Bu tez çalışmasında fotovoltaik uygulamalar için yumuşak anahtarlama tam köprü seri rezonans evirici yapısının incelenmesi, devre analizlerinin, bilgisayar benzetimlerinin yapılması ve bu topoloji kullanılarak bir prototip devre yapılması hedeflenmiştir.

Tezin ilk bölümünde eviricilerle ilgili genel bilgiler verilmiş ve evirici çeşitleri anlatılmıştır.

İkinci aşamada kullanılan topoloji anlatılmaktadır. Topolojinin ilk olarak genel özellikleri açıklanmış, ardından anahtarlara uygulanan kapı sinyalleri hakkında bilgi verilmiş ve son olarak da çalışma modları açıklanmıştır.

Üçüncü bölümde rezonans elemanlarının, transformatörün ve analog devrelerin tasarımlarına yer verilmiştir.

Dördüncü bölümde devrenin SIMPLORER programı kullanılarak bilgisayar benzetimi yapılmıştır. İlk olarak kullanılan kontrol yapısından bahsedilmiştir Daha sonra kapalı çevrim kontrol ile çalışması gösterilmiş ve eviricinin şebekeye bağlanması halindeki çalışma incelenmiştir.

Beşinci bölümde devrenin prototip tasarımı anlatılmaktadır. Bu amaçla bazı önemli malzemelerin seçim kriterleri belirtilmiştir. Malzeme seçiminden sonra sırasıyla devrenin açık çevrim ve kapalı çevrim çalışması sırasında elde edilen sonuçlara yer verilmiştir.

Tezin son bölümünde elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yapılmakta ve gelecekte yapılabilecek çalışmalar tartışılmaktadır.

## 2. SİSTEMİN TANIMI VE ÇALIŞMA PRENSİBİ

### 2.1. Genel

Bu çalışmada modüle entegre evirici topolojileri arasından Tek Kademeli Tam Köprü Seri Rezonans Evirici topolojisi ile bir evirici devresi geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu topolojinin tercih edilme nedenleri yumuşak anahtarlama nedeniyle kayıpların az olması, akım modunda çalıştığı için şebeke bağlantısının göreceli olarak rahat olması, tek kademeli olduğu için de kullanılan malzeme miktarının düşük olması olarak sıralanabilir. Ayrıca topolojinin kullanılan transformatör nedeniyle yalıtımlı olması da avantaj sağlamaktadır. Seri rezonans topolojisi birçok evirici devresi tasarımında kullanılmıştır. Bu devreler arasındaki farklılıklar genel olarak AA şebeke bağlantısında veya anahtarlama sinyallerinin yapısında olmaktadır. Bu çalışmada şebeke bağlantısı iki adet anahtarla yapılmaktadır ve birçok tasarıma göre sade bir yapıda olması nedeniyle tercih edilmiştir.

Devrede anahtarlama işlemi rezonans ağının tınlaşım frekansı ile denk getirilmek suretiyle kayıpsız olarak yapılmaktadır. Anahtarların kontrolü ve diğer sayısal işlemler gelişmiş özellikleri olan bir işlemci gerekmekte olup, devrenin veriminin mümkün olan en yüksek seviyelere getirilmesi amacıyla yüksek akım dolaşan kısımlardaki malzeme seçimine özen gösterilmelidir. Yüksek akımın dolaştığı hatlarda kullanılan malzemeler iletim kayıpları minimum olacak şekilde seçilmelidir [14]. Verimin daha da artırılması amacı ile değişik anahtarlama seçenekleri bu tez kapsamında değerlendirilebilir.

Tasarlanan devrenin özellikleri Çizelge 2.1’de verilmiştir:

Çizelge 2-1 Tasarlanacak Sistemin Teknik Özellikleri

Tanımlar	Sembol	Min.	Tipik	Maks.	Birim
Giriş Gerilimi	$V_{PV}$	25	45	60	V
Çıkış Gerilimi	$V_{out}$	210	220	230	V
Sürekli Çıkış Gücü	$P_o$		250	300	W
Çıkış Frekansı	$f_{out}$		50	60	Hz
Güç Faktörü	PF	0.95	0.99	1	
Verim (Tam Yükte)	$\eta$	89	90	91	%

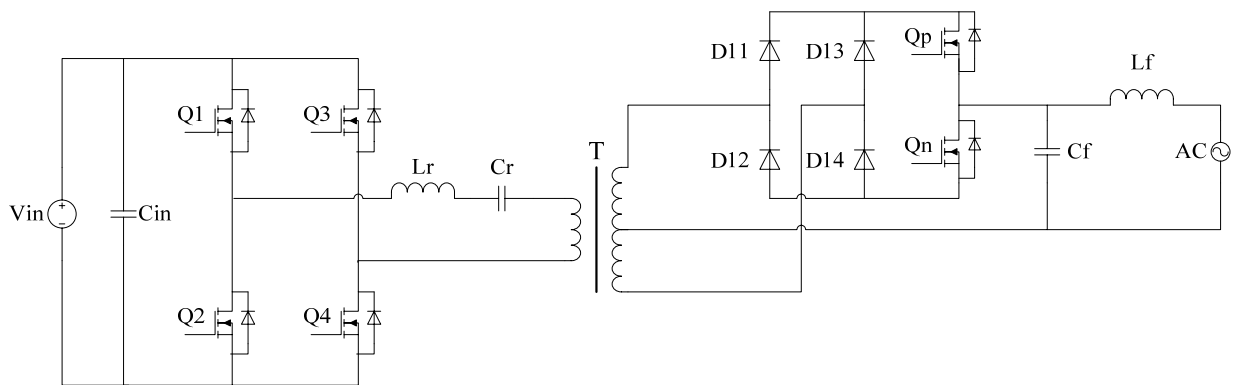
## 2.2. Tam Köprü Seri Rezonans Evirici (TK-SRE)

Bu kısımda kullanılan topolojinin genel özellikleri, anahtarlanma sinyallerinin yapısı ve devrenin çalışma kipleri anlatılmıştır. İlk olarak devrenin genel özelliklerine değinilmiş, daha sonra anahtarlara uygulanması gereken kapı sinyalleri anlatılmış ve son olarak da devrenin çalışma kipleri tek tek gösterilmiştir.

### 2.2.1. TK-SRE Genel Özellikleri

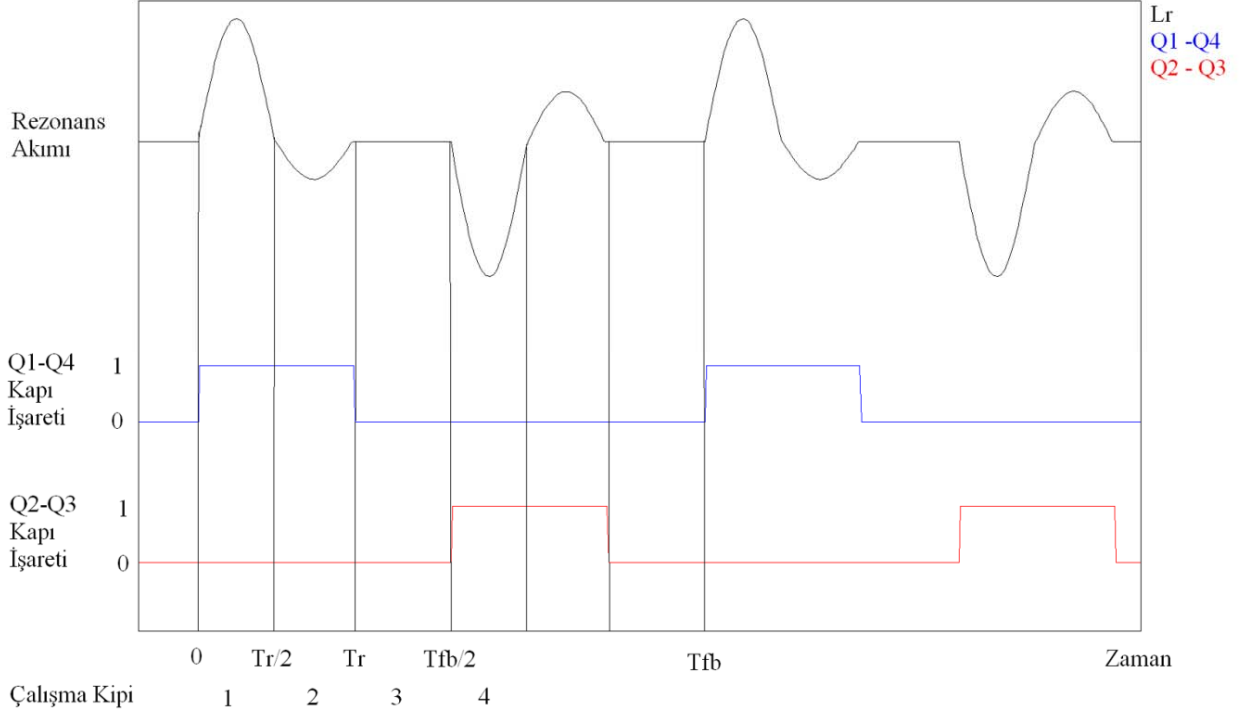
Şekil 2.1’de bu çalışmada kullanılan tek fazlı, tek kademeli yumuşak anahtarlama seri rezonans tam köprü eviricinin devre yapısı gösterilmektedir. Bu devrede güç kısmı  $Q_1$ - $Q_4$  anahtarlarından oluşan tam köprü eviriciyi,  $L_r$  ve  $C_r$ ’den oluşan rezonans ağını, 1:n:n oranındaki izolasyon transformatörü,  $D_1$ - $D_4$  diyotlarından oluşan çıkış doğrultucusunu,  $Q_p$ - $Q_n$  alçak frekans dağıtım anahtarlarını ve filtre kondansatörü  $C_f$ ’yi içermektedir. Yüksek frekans transformatörün kaçak endüktansı bu devre çiziminde gösterilmemiştir. Hesaplamalarda  $L_r$ ’nin içerisine dahil edilerek kullanılmaktadır.

Devrede yumuşak anahtarlama yapmak için rezonans elemanlarından ( $L_r$ - $C_r$ ) faydalanılmıştır. Çapraz anahtarlar ( $Q_1$ - $Q_4$  ve  $Q_2$ - $Q_3$ ) aynı anda açıldığında rezonans elemanlarından akım geçmeye başlar. Başlangıçta anahtarlar iletimde değilken akım sıfırdır. Akım sıfır olduğu anda anahtarlar iletime alındığı için yumuşak anahtarlama ile kayıpsız olarak iletime başlamış olurlar. Rezonansın yapısı gereği akım sinüs dalga şeklindedir, sıfırdan başlar ve tekrar sıfıra gelir.



Şekil 2-1 TK-SRE Devre Şeması





Şekil 2-2 Rezonans Akımı ve Kapı Sinyalleri

Devreden akım geçtiğinde rezonans kondansatörü şarj olur. Ardından, rezonans kondansatörü üzerindeki gerilim belli bir seviyeye kadar boşalmak isteyecektir. Kondansatörün boşalması sırasında akımın yönü değişir. Akım ters yönde sinüs dalga şekli çizerek kaynağa geri akar. Kondansatördeki bu fazlalık enerjinin kaynağa akması bittiğinde akım tekrar sıfıra gelir. Tam bu anda anahtarlar iletimden çıkarılır ve sıfır akım anahtarlama ile kayıpsız olarak iletimden çıkarılmış olurlar. Şekil 2.2'de kapı işaretleri ve rezonans akımı gösterilmiştir. Sinüs dalga şekilli rezonans akımı periyodu  $T_r$ , tam köprü anahtarlarına uygulanan kapı işaretlerinin periyodu ise  $T_{FB}$  ile gösterilmektedir. Devrenin detaylı analizi TK-SRE Çalışma Kipleri içerisinde açıklanmaktadır. Oluşturulan yüksek frekanslı rezonans akım dalgaları transformatörün ikincil tarafındaki doğrultucu diyotlar ile doğrultularak darbeli bir DA akım kaynağı haline getirilir. Bu işlem sonucunda doğrultucu diyotlar ile orta uçlu transformatörün orta ucu arasında doğrultulmuş yüksek frekans akım dalgaları elde edilir. Yüksek frekanslı bu akımın filtrelenmesi ve şebekeyle aynı frekans ve faza getirilerek yüke aktarılması gerekmektedir. Bu işlem için şebekeyle senkron çalışan  $Q_p$  ve  $Q_n$  anahtarları kullanılır. Şebekenin o anki değerine göre ya  $Q_p$  ya da  $Q_n$  anahtarı iletimdedir. Şebeke geriliminin pozitif olduğu yarı çevrimde iletimde olan anahtar  $Q_p$ 'dir, negatif olduğu yarı çevrimde ise iletimde olan anahtar  $Q_n$ 'dir.

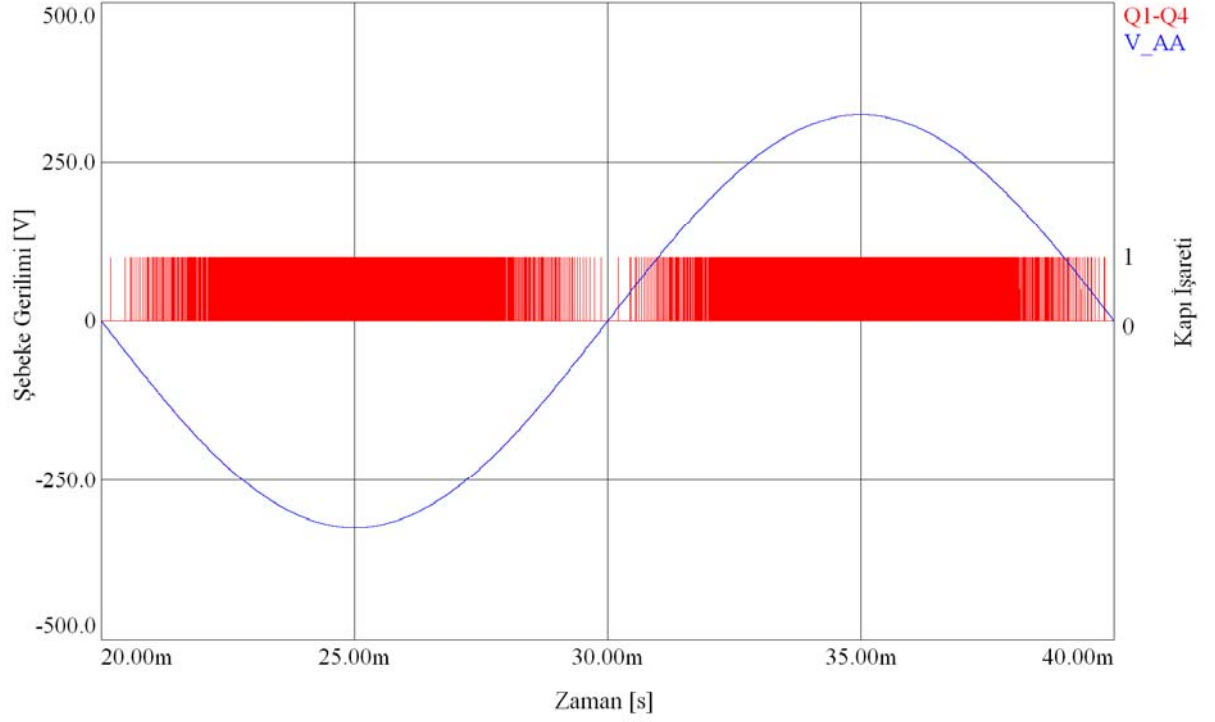
Transformatör birincil sargısından geçen akımın şekli ve büyüklüğü rezonans ağındaki elemanların değerlerine bağlıdır. Sargıdan geçen akımın frekansı rezonans kondansatörü ve endüktörünün değerine bağlı olarak Eş.(2.1) göre hesaplanır:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.1)$$

Rezonans akımın periyodu ise:

$$T_r = \frac{1}{f_r} \quad (2.2)$$

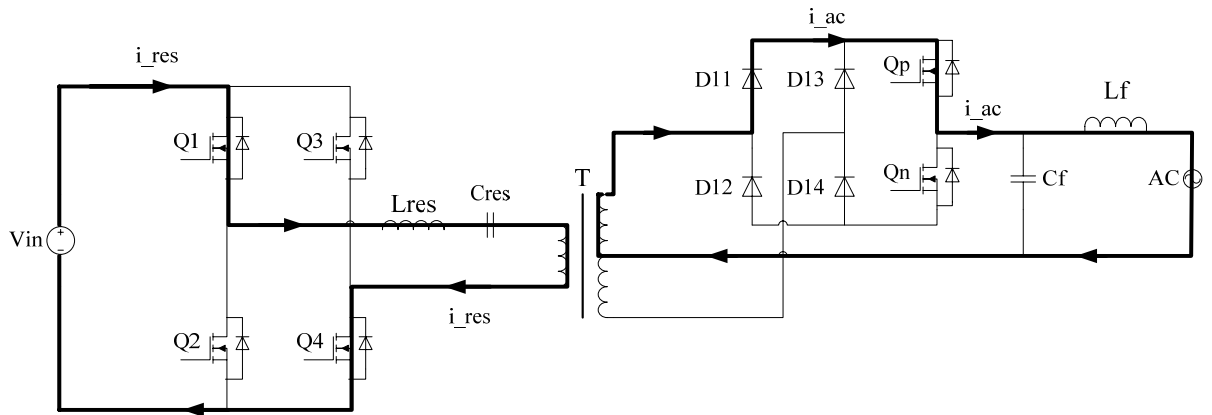
eşitliği ile hesaplanabilir. Çapraz anahtarların her biri iletimdeyken  $T_r$  süresince akım geçer. Tek fazlı tam köprü eviricide iki çapraz bacak olduğu için toplam akım geçme süresi  $2T_r$ 'dir. Bu yüzden tam köprü eviricinin maksimum anahtarlanma frekansı ( $f_r/2$ ) ile sınırlanmaktadır. Eviricinin çıkışındaki akımın genliğinin değişken olması için tam köprünün anahtarları değişken frekansta anahtarlanmaktadır. Anahtarların iletimde kalma süresi her anahtarlama işleminde sabit ve  $T_r$  süresindedir. Anahtarların kapalı olarak beklediği süre ise şebekeye o an aktarılan akımın genliğine göre değişmektedir. Akımın genliğinin düşük olması gereken anlarda bekleme süresi uzun (frekans düşük), büyük olması gereken anlarda bekleme süresi kısadır (frekans yüksek). Güç faktörü 1 yapılmak istendiği için aktarılacak olan akımın frekans bileşeni ile şebeke geriliminin frekans bileşeni aynıdır. Bu nedenle, şebeke gerilimi sıfıra yakınken geçmesi gereken akım değeri küçüktür. Gerilim yükseldikçe geçmesi gereken akım değeri yükselmektedir. Yani şebeke geriliminin sıfıra yakın olduğu sürelerde anahtarların kapalı olarak beklediği süre uzun, gerilimin sinüsün tepe noktalarına yakın olduğu sürelerde de bekleme süresi kısadır. Yapılan bu anahtarlama işlemi bir çeşit darbe frekansı modülasyonudur. Şekil 2-2'de şebeke gerilimi ve tam köprü anahtarlarından birine uygulanan kapı işareti gösterilmiştir. Bu şekilde şebeke geriliminin değişimi ile anahtarlama frekansının değişimi görülmektedir. Görüldüğü üzere şebeke geriliminin sıfıra yakın olduğu yerlerde düşük frekansta, maksimuma yakın olduğu yerlerde de yüksek frekansta anahtarlama yapılmaktadır.



Şekil 2-3 Şebeke Gerilimine Göre Tam Köprü Anahtarı Kapı İşareti Değişimi  
(Şebeke Gerilimi: Mavi, TK Kapı İşareti: Kırmızı)

### 2.2.2. TK-SRE Çalışma Kipleri

TK-SRE devresinde MOSFET'lerin kapılarına uygulanacak işaretlere ve rezonans akımına bağlı olarak dört çalışma kipi vardır. Bu kipler Şekil 2.2'de en altta gösterilmiştir. Bu bölümde kiplerin çalışması ayrıntılı olarak anlatılacaktır [3].



Şekil 2-4 Çalışma Kipi 1

### 2.2.2.1. TK-SRE Çalışma Kipi 1 – Q1&Q4 İletimdeyken Rezonans

$$0 \leq t \leq Tr/2$$

Bu çalışma kipi öncesinde rezonans devresinden akım geçmemektedir. Anahtarlar ilettime ilk olarak bu modda alınmaya başlamaktadır. Şekil 2.4'te şebeke geriliminin pozitif olduğu durumda çalışma Kipi 1 gösterilmektedir. Şebeke gerilimi pozitif olduğu için şebeke anahtarlarından  $Q_p$  ve  $D_1$  diyotu iletimdedir. Şebeke gerilimi negatif olduğu durumda Kip 1 sırasında ise şebeke anahtarlarından  $Q_n$  ve  $D_4$  diyotu iletimdedir.

Kip 1'de tam köprü anahtarlarından  $Q_1$  ve  $Q_4$  ilettime alınmaktadır. Rezonansın ilk yarı periyodu boyunca bu iki anahtar iletimde kalacaktır. Rezonans akımı pozitifdir ve kaynaktan şebekeye doğru akar.  $t=0$  anında rezonans akımının sıfır olduğunu ve devredeki kaçak dirençlerin sıfır olduğunu farz edersek rezonans akımı ve rezonans kondansatörü gerilimi için aşağıdaki eşitlikleri elde edebiliriz [3].

$$i_r = \frac{V - V_{Cr0} - |V_{ac}|/n}{Z_r} \sin(\omega_r t) = I_{rp1} \sin(\omega_r t) \quad (2.3)$$

$$v_{Cr} = \left( V - \frac{|V_{ac}|}{n} \right) - \left( (V - V_{Cr0} - \frac{|V_{ac}|}{n}) \cos(\omega_r t) \right) \quad (2.4)$$

Burada  $V$  ile gösterilen gerilim kaynak gerilimi,  $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$  karakteristik empedans,  $\omega_r = 1/\sqrt{L_r * C_r}$  rezonans devresi açısıl frekansı,  $V_{ac} = V_{ac\_tepe} \sin \omega t$  şebeke gerilimi,  $n$  transformatör tur oranı,  $V_{Cr0}$ 'da rezonans kondansatörünün  $t=0$  anındaki değeridir. Bu kipi sonunda rezonans akımı sıfıra gelir. Rezonans kondansatörünün gerilimi de Eş. (2.5)'e göre hesaplanır. Eş. (2.5)'te  $V_{Cr1}$  ile gösterilen bu gerilim değeri Kip 2'de kondansatörün başlangıç gerilimidir.

$$V_{Cr1} = 2 \left( V - \frac{|V_{ac}|}{n} \right) - V_{Cr0} \quad (2.5)$$

### 2.2.2.2. TK-SRE Çalışma Kipi 2 – Q<sub>1</sub>&Q<sub>4</sub> İletimdeyken Negatif Rezonans T<sub>r</sub>/2 ≤ t ≤ T<sub>r</sub>

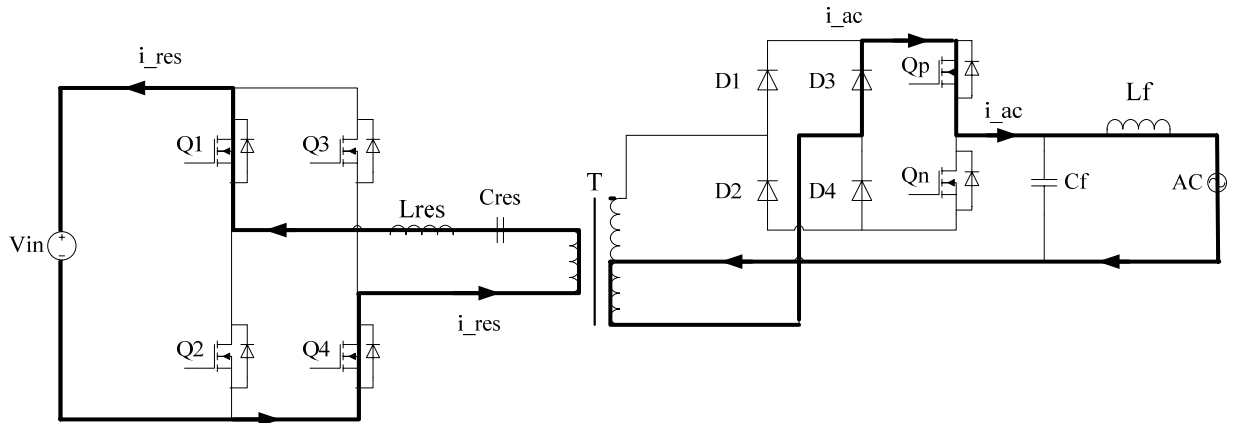
Şekil 2.5'te şebeke geriliminin pozitif olduğu durumda çalışma Kipi 2 gösterilmektedir. Bu çalışma kipinde Kip 1'de açık olan anahtarlar hala iletimdedir. Rezonans akımı yön değiştirecek ve kaynağa geri akacaktır. Rezonans akımının geri akması ile depolanan bu enerji bir sonraki anahtarlamada diğer çapraz bacaklardaki anahtarlar açılarak tekrar yüke aktarılacaktır. Bu çalışma kipinde kondansatör üzerindeki gerilim, DA gerilim kaynağını ve şebekeden transformatör tur oranıyla girişe yansıyan gerilim değeri toplamını bayaş edecektir. Bu kipteki akımın ve kondansatör geriliminin ifadeleri aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$i_r = -\frac{V_{Cr1} - V - |V_{ac}|/n}{Z_r} \sin(\omega_r t') = -I_{rp2} \sin(\omega_r t') \quad (2.6)$$

$$t' = (T_r/2) - t$$

$$V_{Cr} = \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} \right) - \left( \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} \right) - V_{Cr1} \right) \cos(\omega_r t') \quad (2.7)$$

Bu kipi sonundaki kondansatör gerilimi V<sub>Cr2</sub> ile gösterilmiştir. V<sub>Cr2</sub>, Eş. (2.5)'in Eş. (2.7)'de yerine konması ile bulunur.



Şekil 2-5 Çalışma Kipi 2

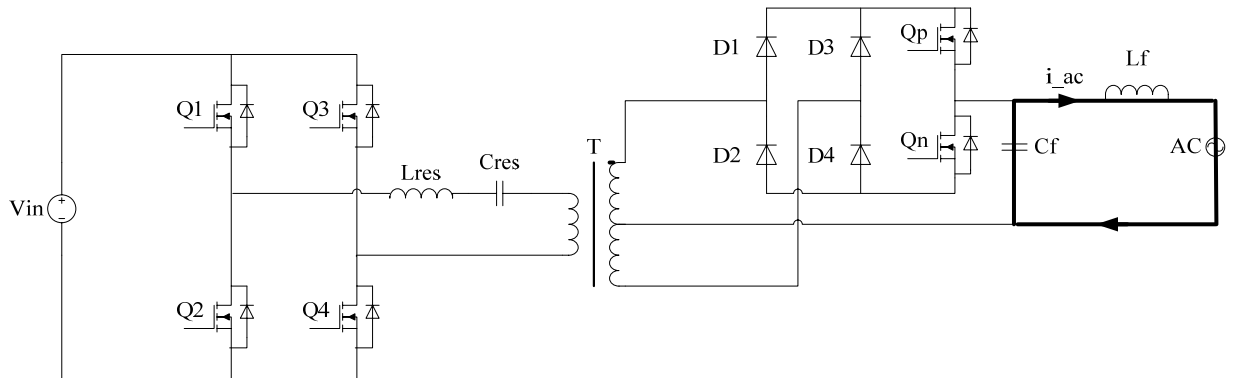
$$V_{Cr2} = \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} \right) + \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} - V_{Cr1} \right) \quad (2.8)$$

$$V_{Cr2} = \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} \right) + \left( V + \frac{|V_{ac}|}{n} - 2V + 2 \frac{|V_{ac}|}{n} + V_{Cr0} \right) \quad (2.9)$$

$$V_{Cr2} = 4 \frac{|V_{ac}|}{n} + V_{Cr0} \quad (2.10)$$

### 2.2.2.3. TK-SRE Çalışma Kipi 3 – Anahtarlar Kesimdeyken Bekleme $T_r \leq t \leq T_{fb}/2$

Şekil 2.6'da şebeke geriliminin pozitif olduğu durumda çalışma Kipi 3 gösterilmektedir. Bu çalışma kipinde bütün anahtarlar kesimdedir. Bu kipin süresi çıkıştan geçmesi gereken akım değerine göre uzayıp kısalmaktadır. Çıkıştaki akım tepe değerine yakın olduğu durumlarda tam köprü eviricinin yüksek frekansta anahtarlanması gerekmektedir. Dolayısıyla anahtarlama periyodunun kısa olması gerekir. Bu yüzden Kip 3'ün süresi kısadır. Çıkıştan geçmesi gereken akım değeri küçük olduğunda ise tam tersi durum geçerlidir ve bu kipin süresinin uzun olması gerekir. Anahtarlar kesimdeyken şebekeye çıkışta bulunan filtre kondansatörünün enerjisi aktarılır. Şebekenin frekansı tam köprünün anahtarlama frekansına göre her durumda çok küçük olduğu için burada küçük bir kondansatör kullanılması yeterlidir.



Şekil 2-6 Çalışma Kipi 3

#### 2.2.2.4. TK-SRE Çalışma Kipi 4 – Q<sub>2</sub>&Q<sub>3</sub> İletimdeyken Rezonans

$$T_{fb/2} \leq t \leq (T_r/2) + (T_{fb}/2)$$

Şekil 2.7’de şebeke geriliminin pozitif olduğu durumda çalışma Kipi 4 gösterilmektedir. Bu çalışma kipinde tam köprünün bacaklarına Kip 1’e göre ters yönde gerilim uygulanmaktadır. Kip 3 süresince rezonans akımı sıfırda kaldığı için  $V_{Cr}$  değeri değişmemiştir ve  $V_{Cr2}$ ’ye eşittir. Anahtarlar ilettime başladığı anda Kip 1’deki eşitlikler burada da geçerli olacaktır. Ancak burada rezonans kondansatörünün yönü değişmektedir. Bu yüzden rezonans kondansatörünün başlangıç değeri  $V_{Cr0}$ ’ın negatifi değerine eşittir. Bu bilgiler ve Eş. (2.10) kullanılarak  $V_{Cr0}$  değeri Eş.(2.11) - Eş.(2.13)’ü kullanarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$V_{Cr2} = -V_{Cr0} \quad (2.11)$$

$$V_{Cr2} = 4 \frac{|V_{ac}|}{n} + V_{Cr0} = -V_{Cr0} \quad (2.12)$$

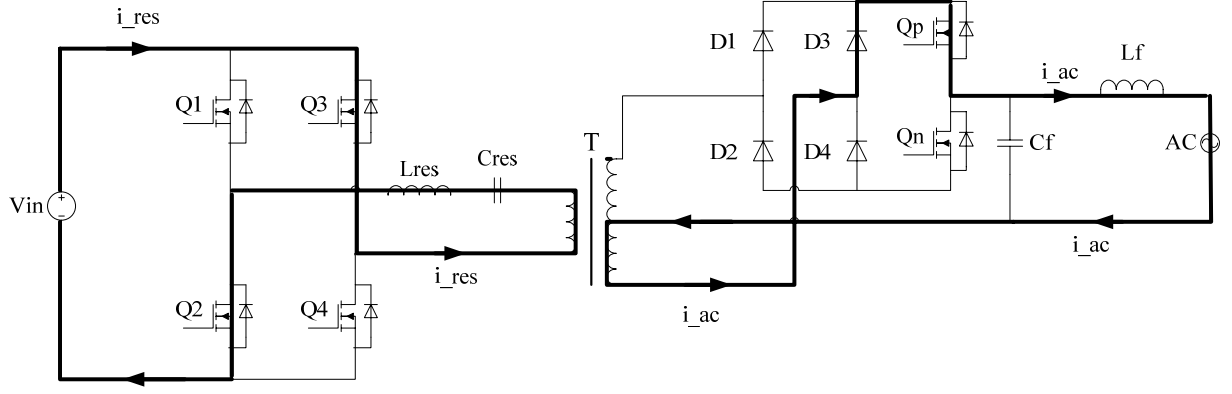
$$V_{Cr0} = -2 \frac{|V_{ac}|}{n} \quad (2.13)$$

Eş. (2.5)’e göre  $V_{Cr0}$  kullanılarak da  $V_{Cr1}$  değeri aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$V_{Cr1} = 2 \left( V - \frac{|V_{ac}|}{n} \right) + 2 \frac{|V_{ac}|}{n} \quad (2.14)$$

$$V_{Cr1} = 2V \quad (2.15)$$

$V_{Cr0}$  değeri bulunduktan sonra Eş. (2.3)’teki yerine koyularak rezonans akımının pozitif tepe noktası olan  $I_{rp1}$  değeri aşağıdaki şekilde hesaplanır.



Şekil 2-7 Çalışma Kipi 4

$$I_{rp1} = \frac{V - V_{Cr0} - |V_{ac}|/n}{Z_r} \quad (2.16)$$

$$I_{rp1} = \frac{V + 2 \frac{|V_{ac}|}{n} - |V_{ac}|/n}{Z_r} \quad (2.17)$$

$$I_{rp1} = \frac{V + \frac{|V_{ac}|}{n}}{Z_r} \quad (2.18)$$

$V_{Cr1}$  değeri bulunduktan sonra Eş. (2.6)'daki yerine koyularak rezonans akımının negatif tepe noktası olan  $I_{rp2}$  değeri aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$I_{rp2} = \frac{V_{Cr1} - V - |V_{ac}|/n}{Z_r} \quad (2.19)$$

$$I_{rp2} = \frac{2V - V - |V_{ac}|/n}{Z_r} \quad (2.20)$$



$$I_{rp2} = \frac{V - |V_{ac}|/n}{Z_r} \quad (2.21)$$

$I_r$  ile gösterilen rezonans akımının transformatör ikincil tarafına yansıyan değeri olan  $i_o$  çıkış akımı Eş. (2.22)'ye göre hesaplanır. Burada  $n$  transformatör sarım oranını göstermektedir.

$$i_o = i_r/n \quad n = \frac{N_s}{N_p} \quad (2.22)$$

Eş. (2.22)'nin entegralinin alınmasıyla çıkış akımının ortalama değeri  $I_o$  hesaplanır.  $I_o$ 'nun hesaplanması aşağıdaki eşitliklerde gösterilmektedir.

$$I_o = \frac{1}{nT_{fb}} \int_0^{T_{fb}} |i_r| dt \quad (2.23)$$

$$I_o = \frac{1}{nT_{fb}} \left( \int_0^{T_r/2} |i_r| dt + \int_{T_r/2}^{T_r} |i_r| dt \right) \quad (2.24)$$

$i_r$  değeri Eş. (2.25)'de  $0 \leq t \leq T_r/2$  ve  $T_r/2 \leq t \leq T_r$  aralıkları için  $I_{rp1}$  ve  $I_{rp2}$  olarak yerine koyulmuştur.

$$I_o = \frac{2}{nT_{fb}} \left( \int_0^{T_r/2} I_{rp1} \sin(\omega_r t) dt + \int_{T_r/2}^{T_r} I_{rp2} \sin(\omega_r t) dt \right) \quad (2.25)$$

$$I_o = \frac{2}{nT_{fb}} \left( I_{rp1} \int_0^{T_r/2} \sin(\omega_r t) dt + I_{rp2} \int_{T_r/2}^{T_r} \sin(\omega_r t) dt \right) \quad (2.26)$$

$$I_o = \frac{2}{n\omega_r T_{fb}} (2I_{rp1} + 2I_{rp2}) \quad (2.27)$$

$$I_o = \frac{4}{n\omega_r T_{fb}} \left( \frac{V + \frac{|V_{ac}|}{n}}{Z_r} + \frac{V - \frac{|V_{ac}|}{n}}{Z_r} \right) \quad (2.28)$$

$$I_o = \frac{8V}{nZ_r\omega_r T_{fb}} \quad (2.29)$$

$Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$  Eş. (2.29)'da yerine koyulursa  $I_o$  değeri giriş gerilimi  $V$ , rezonans kondansatörü kapasitesi  $C_r$ , transformatör sarım oranı  $n$  ve tam köprü anahtarlama periyodu  $T_{fb}$ 'ye göre hesaplanır.

$$I_o = \frac{8VC_r}{nT_{fb}} \quad (2.30)$$

Devrenin şebekeye aktarması gereken akım değerinin  $I_o$  olduğu düşünülürse, bu değer kullanılarak devrenin istenen güçte çalışması için gerekli olan rezonans kondansatörü değeri hesaplanabilir. Bu hesap yapılırken tam köprünün anahtarlama periyodu  $T_{fb}$  için uygun bir değer seçilmesi gerekmektedir.  $T_{fb}$  ve  $C_r$  değerleri bilindiğinde bu iki değer kullanılarak  $L_r$  hesaplanabilir. Ayrıca transformatör sarım oranı  $n$  seçilirken de transformatör ikincilinden enerji aktarımının her an mümkün olması için Eş.(2.31) göz önünde bulundurulmalıdır.

$$n > \frac{|V_{ac\_tepe}|}{V} \quad (2.31)$$

Eş. (2.30)'da görüldüğü üzere devrenin çıkış akım eşitliğindeki tek değişken  $T_{fb}$ 'dir. Çıkış akımı ile  $T_{fb}$  ters orantılıdır. Eş.(2.32)'de çıkış akımı ile tam köprü frekansı arasındaki ilişki verilmiştir.

$$I_o = \frac{8VC_r}{n} f_{fb} \quad (2.32)$$

Çıkıştan şebekeye aktarılması gereken akım şebekeyle aynı faz ve frekanstadır.  $f_{fb}$ 'yi de şebeke ile aynı faz ve frekansta değiştirirsek çıkış akımının şeklini istediğimiz şekilde ayarlamış oluruz.  $f_{fb}$ 'nin hesaplanmasında kullanılacak olan eşitlik Eş.(2.33)'de verilmiştir. Bu eşitlikte A şebekeye aktarılacak olan akımın tepe noktasını göstermektedir. Aktarılmak istenen güce göre A değeri elde edilmelidir.

$$f_{fb} = A \sin \omega_{ac} t \quad (2.33)$$

### 3. EVİRİCİ GÜÇ DEVRESİNİN TASARIMI

#### 3.1. Genel

Bu bölümde Şekil 2-1’de verilen devrenin güç bölümünde bulunan malzemelerin seçimi ve tasarımı anlatılacaktır. İlk olarak devrenin girişinde kullanılacak olan kondansatörün hesabı yapılacak, daha sonra transformator tasarımının ayrıntılarına yer verilecek, rezonans elemanlarının seçimi yapılacak, yarı iletkenlerin dayanma gerilimleri ve akımları hesaplanacaktır.

#### 3.2. $C_{in}$ Değerinin Hesaplanması

Devrenin girişinde oluşacak olan dalgalanmaların azaltılması ve devrenin optimum çalışma noktasında çalıştırılarak panellerden maksimum gücün çekilmesi için girişte bir depolama kondansatörüne ihtiyaç vardır. Bu kondansatör sayesinde giriş çıkış arasındaki anlık güç dengesizliği ortadan kaldırılmış olur. Panellerden azami gücün çekilmesi için çekilen gücün sabit değerinde olması gerekir. Öte yandan şebekeye aktarılan akım sinüs dalga şeklindedir ve şebekeye aktarılan güç anlık olarak sabit değildir. Şebekeye güç aktarımının az olduğu anlarda kondansatör gerilimi yükselir ve panel gücü kondansatörde depolanır. Şebekeye güç aktarımının yüksek olduğu anlarda ise kondansatördeki enerji kullanılarak güç dengesi sağlanır. Devre girişinde kullanılacak olan depolama kondansatörünün değerinin hesaplanması Eş.(3.1)’e göre yapılır [15].

$$C_{in} = \frac{P_{MPP}}{2\pi V_{dalga} f_{dalga} V_{MPP}} \quad (3.1)$$

Burada  $P_{MPP}$  devrenin maksimum çalışma gücünü,  $f_{dalga}$  dalgalanma frekansını,  $V_{MPP}$  maksimum güçte çalışırkenki giriş gerilimini ve  $V_{dalga}$  da maksimum güçte çalışırken izin verilecek olan gerilim dalgalanmasını göstermektedir. Devrenin dalgalanma gerilimi için 1V değeri seçilerek ve Çizelge (2.1)’deki veriler kullanılarak  $C_{in}$  değeri hesaplanması Eş.(3.2)’de gösterilmiştir. Enerji depolama süresi yarı periyot olduğu için  $f_{dalga}$  şebeke frekansının 2 katı olarak alınmaktadır.

$$C_{in} = \frac{250}{2\pi \cdot 1 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 50} = 7.96 \text{mF} \quad (3.2)$$

### 3.3. $L_r$ ve $C_r$ 'nin Değerlerinin Hesaplanması

Bu bölümde rezonans devresinde kullanılan kondansatör ve endüktörün değerleri hesaplanmaktadır. Devrenin çıkış gücü maksimum olduğunda çıkışa aktarılacak olan akım değeri yaklaşık 1.6A'dır. Tam köprünün anahtarlama frekansı için maksimum 125kHz seçilerek rezonans kondansatörü  $C_r$ 'nin değeri Eş. (2.30)'a göre hesaplandığında  $C_r = 320 \text{nF}$  olarak bulunur. Rezonans endüktörünün hesaplanması için devrenin çalışması istenen rezonans frekansı seçilmelidir. Rezonans frekansı seçilirken dikkat edilmesi gereken periyodunun uzunluğunun tam köprü periyodunun yarısından kısa olması gerektiğidir (Şekil (2.3)). Eviricinin maksimum anahtarlama frekansı anında periyodunun yarısı  $4 \mu\text{s}$ 'dir. Anahtarlar arasında bırakılacak olan boş zamanlar dikkate alınır ve biraz da güvenlik payı bırakılırsa rezonans periyodu için  $3 \mu\text{s}$  değeri seçilebilir. Buna göre rezonans frekansı 333kHz'dir. Rezonans endüktörünün değeri bu frekans için Eş.(3.3)'e göre seçilmiştir.

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} = 0.713 \mu\text{H} \quad (3.3)$$

### 3.4. Transformator Tasarımı

Bu bölümde devrede kullanılan orta nokta uçlu transformatorün tasarımı anlatılmaktadır. İlk olarak transformatorün tur oranı seçilecektir. Daha sonra prototip üretiminde kullanılmak üzere bir çekirdek seçilecek ve seçilen çekirdeğe göre de sarım sayıları hesaplanacaktır [16] - [18].

#### 3.4.1. Transformator Tur Oranının Hesaplanması

Devrenin şebeke gerilimi anlık olarak hangi değeri alırsa alsın güç aktarımını sağlayabilmesi için transformatorün ikincilindeki gerilimin doğrultucu diyotları pozitif bayas edebilecek bir değerde olması gerekmektedir. Bu yüzden seçilen transformatorün tur

oranı Eş. (2.31)'i sağlamalıdır. Devrede orta nokta uçlu transformatör kullanıldığı için çıkışta kullanılacak olan diyotların dayanma gerilimi Eş. (3.4)'e göre hesaplanır.

$$V_{D\_AK} = 2nV \quad (3.4)$$

Dayanma gerilimi yüksek diyotların ileri gerilimleri de yüksek olduğu için iletim kayıpları yüksektir ve bu yüzden tercih edilmemektedir. Bu yüzden transformatör oranının çok fazla arttırılmaması gerekmektedir. Transformatör oranı Eş. (3.5)'e göre minimum 9 olabilmektedir. Biraz da güvenlik payı bırakılarak tur oranı 10 seçilmiştir.

$$n > \frac{230\sqrt{2}}{40} = 8.13 \quad (3.5)$$

### 3.4.2. Çekirdek Seçimi

Transformatör çekirdeği seçimi için birçok yöntem bulunmaktadır. Bunlardan en yaygın olanı alan çarpımı metodudur. Bir çekirdeğin alan çarpımı değeri çekirdeğin manyetik kesit alanı ile çekirdeğin pencere alanının çarpılması ile elde edilir. Alan Çarpımının ifadesi Eş.(3.6)'da verilmiştir [19].

$$A\zeta = \left(\frac{P_{MPP}}{K\Delta Bf_{fb}}\right)^{\left(\frac{4}{3}\right)} \text{cm}^4 \quad (3.6)$$

Bu eşitlikte  $P_{MPP}$  devrenin maksimum çalışma gücünü,  $K$  topoloji katsayısını,  $\Delta B$  akı yoğunluğunu,  $f_{fb}$  tam köprü anahtarlama frekansını gösterir. Tam köprü topolojisi için  $K=0.017$ 'dir. Çizelge (2.1)'deki değerlere göre  $A\zeta$ 'nin değeri Eş. (3.7)'de hesaplanmıştır.

$$A\zeta = \left(\frac{250W}{0.017*0.4T*100kHz}\right)^{\left(\frac{4}{3}\right)} \text{cm}^4 = 0.336\text{cm}^4 \quad (3.7)$$

Bu çalışma frekansına en uygun olan nüve malzemesi ferrittir. Ferrit malzemeler içerisinde de 100kHz ve üzeri anahtarlama frekanslarında iyi performans gösteren N87 ve N97 malzemeleri piyasada yaygın olarak bulunmaktadır. N87 malzemesi için, 100kHz anahtarlama frekansında en yüksek B değeri 350mT olarak verilmiştir [20]. Ancak kayıpların düşük olması amacı ile  $B = 0.2 \text{ T}$  ve  $\Delta B = 0.4 \text{ T}$  seçilmiştir. Anahtarlama frekansı içinde devrenin çalışma frekansının en yüksek değerine yakın bir değer olan 100kHz seçilmiştir. ETD34 çekirdeğin A.Ç. değeri dikey bobin kalıbı kullanıldığında  $0.414 \text{ cm}^4$  olarak verilmiştir [21].

### 3.4.3. Sarım Sayılarının Hesaplanması

Faraday Kanunundan faydalanarak transformatör birincil sargısının sarım sayısının hesaplanması Eş.(3.8)'de gösterilmiştir. Buna göre transformatör birincil sarım sayısı minimum 5 olabilmektedir.

$$N_{\text{pri}} = \frac{\Delta t * V}{\Delta B * A_e} = \frac{1.5 * 10^{-6} * 60}{0.2 * 0.97 * 10^{-4}} = 4.63 \quad (3.8)$$

Transformatör primerinin sarım sayısı hesaplandıktan sonra sekonderin sarım sayısı daha önceden 10 olarak hesaplanan transformatör sarım oranına göre 50 olarak bulunur. Kullanılan ortak nokta uçlu transformatör iki sekonderinin de sarım sayısı eşittir. Bu durumda transformatör sarımları 5:50:50 olarak tasarlanmıştır. Bobine ilk olarak birinci sekonder onun üzerine primer ve en üste ikinci sekonder sarılmıştır.

### 3.4.4. Transformatör Kaçak Endüktansı Hesabı

Transformatör kaçak endüktansının hesabı kullanılan çekirdeğe ve sarım sayısına göre Eş.(3.9)'a göre yaklaşık olarak hesaplanır [22]. Bu eşitlikte  $l_w$  çekirdek etrafına sarılan iletkenin bir turunun ortalama uzunluğunu,  $b_w$  pencere genişliğini,  $h_w$  pencere yüksekliğini göstermektedir. ETD34 çekirdek için kullanılan kasnakta  $l_w$ ,  $b_w$  ve  $h_w$  değerleri [21]'deki verilere göre hesaplanmıştır.

$$L_{lk} = \frac{\mu_0 * (N_{pri})^2 l_w b_w}{3h_w} = \frac{4\pi * 10^{-7} * 25 * 6 * 10^{-2} * 0.7 * 10^{-2}}{3 * 2 * 10^{-2}} = 0.316 \mu H \quad (3.9)$$

### 3.5. Yarı İletkenlerin Dayanma Gerilimlerinin Seçimi

TK – SRE’de anahtarlama yüksek frekansta yapılmaktadır, bu yüzden anahtarlama elemanı olarak MOSFET kullanımı tercih edilmiştir. Tam köprü devresinde MOSFET’lerin dayanma gerilimleri minimum  $V_{in}$  değerinde olacak şekilde seçilir. Fakat burada kullanılan devre rezonans devresi olduğu için anahtarlarda görülecek olan maksimum gerilimde farklılık vardır. Devrede anahtarlar Kip 2 sırasında maksimum  $V+|V_{ac}|/n$  genliğinde gerilim görürler. MOSFET’ler seçilirken dayanma gerilimi bu değer üzerine bir güvenlik payı bırakarak seçilmelidir.

Transformatörün ikincil tarafında bulunan doğrultucu diyotlar seçilirken dikkat edilecek kriter Eş. (3.10)’da verilmiştir. Burada  $n=10$  ve  $V=50V$  değerleri yerine koyulursa seçilen diyotların dayanma gerilimlerinin minimum 1000V seviyesinde olduğuna dikkat edilmelidir. Bu gerilim seviyelerinde diyotların iletim kayıpları artmaktadır.

$$V_{D_{AK}} > 2nV \quad (3.10)$$

Şebeke ile senkronizasyonu sağlayan anahtarların dayanma gerilimleri de Eş. (3.10)’a göre seçilmelidir. Bu anahtarların DA iletim kayıplarını düşük tutmak için  $R_{DS_{on}}$  değeri küçük olan MOSFET’ler seçilmelidir. Bu anahtarlar şebeke frekansında anahtarlandığı için anahtarlama kayıpları düşüktür.

### 3.6. Analog Devre Tasarımları

Eviricide güç devresinin yapısı ve çalışma prensibi buraya kadar olan bölümde anlatılmıştır. Güç devresinin çalışmasını desteklemek amacıyla çeşitli analog devrelere ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yardımcı devreler tam köprü MOSFET’lerinin sürülmesi, gerekli DA gerilimlerin üretilmesi, giriş gerilimi ve akımının ölçülmesi, şebeke senkronizasyon anahtarlarının sürülmesi, çıkıştan izole akım ve gerilim ölçülmesi ve hata

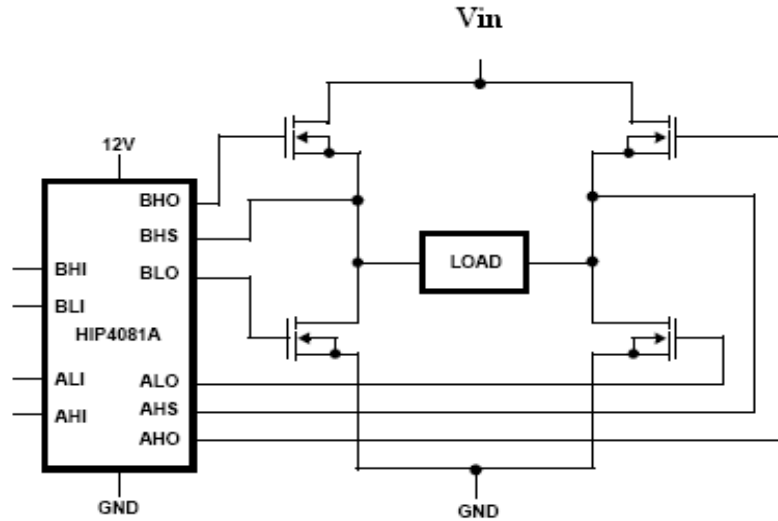


sinyallerinin üretilmesi gibi amaçlara hizmet ederler. Bu bölümde bu devrelerin çalışması ile ilgili bilgi verilecektir.

### 3.6.1. Tam Köprü MOSFET Sürücü Devresi

Şekil 3.1’de tam köprü anahtarlarının sürülmesi işleminde kullanılan devre yapısı gösterilmektedir. Bu işlem için dört kanalı ayrı ayrı kontrol edilebilen, yüksek frekansta çalışan, yüksek akımla MOSFET kapısını sürebilen bir tam köprü sürücü entegresi seçilmiştir. Seçilen ürüne ait teknik özellikler EK A’da verilmektedir. Tam köprü anahtarları sürerken dikkat edilmesi gereken nokta aynı bacakta bulunan anahtarların aynı anda açılmamasıdır. Aynı bacakta bulunan anahtarlar aynı anda iletimde olursa giriş kısa devre yaptırılmış olur. Bu durumda da anahtarlar yanabilir.

Kullanılan entegrede aynı bacakta bulunan anahtarların hata ile aynı anda iletime alınmasını önleyen bir mantık yapısı bulunmaktadır. Ayrıca TK-SRE yapısında anahtarlama sinyallerinin yapısı gereği aynı bacakta bulunan anahtarların sürme sinyalleri arasında yeterince zaman bırakıldığı için kısa devre yapılması engellenmektedir. Ancak kapı sinyallerinin değiştirildiği durumda aynı bacakta bulunan anahtarlar bir biri ardına anahtarlanaacağı için bu konuya dikkat edilmelidir.



Şekil 3-1 Tam Köprü MOSFET Sürücü Şeması

### **3.6.2. DA Gerilimlerin Üretilmesi**

Devredeki tam köprü sürücü entegresinin beslemesi için 12V DA gerilime, kullanılan sayısal işlemci için 5V DA gerilime, referans olarak kullanmak için 2.5V DA gerilime ve şebeke anahtarlarının sürülmesi için iki adet izole 12V DA gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gerilimlerin üretimi için devrenin girişindeki panel gerilimi kullanılmaktadır. Panellerden gelen gerilim ilk olarak bir gerilim kırpıcı devresi ile 12V DA'ya dönüştürülmektedir. Diğer gerilimler 12V DA gerilim kullanılarak üretilmektedir. İlk olarak şebeke anahtarlarının sürülmesinde kullanılmak üzere izole çeviriciler kullanılarak iki adet izole 12V DA gerilim üretilmiştir. Şebeke ile paneller arasında izolasyon sağlanması için burada izole çevirici kullanılması önemlidir.

Panel geriliminin kırılması ile elde edilen 12V DA gerilim kullanılarak sayısal işlemci ve OP-AMP devrelerinde kullanılmak üzere bir diğer gerilim kırpıcı ile 5V DA gerilim üretilmiştir. Son olarak da bir referans üretici entegresi kullanılarak 2.5V DA referans gerilim üretilmiştir. Oluşturulan bu referans gerilim OP-AMP devrelerinde sabit bir referansa ihtiyaç olan yerlerde kullanılmıştır.

### **3.6.3. Giriş Gerilimi ve Akımının Ölçülmesi**

Devrenin güç kapasitesinin ve veriminin hesaplanmasında kullanmak için girişten çekilen akımın ve giriş geriliminin bilinmesi gerekmektedir. Giriş akımının ölçülmesi amacıyla LTC firmasının ürünlerinden bir adet akım okuyucu entegresi kullanılmıştır. Bu ürüne ait teknik özellikler EK B'de verilmiştir. Bu entegreden okunan akım değeri bir OP-AMP devresi ile yükseltilerek sayısal işlemcinin ASÇ bacağına bağlanmıştır. Bu sayede devrenin çektiği akım okunabilmektedir. Devrenin girişindeki gerilim de bir direnç bölücü devresi ve OP\_AMP devresi yardımı ile sayısal işlemcinin ilgili ASÇ bacağına bağlanmıştır. Giriş gerilimi ve akımının okunduğu devreler EK J'de verilmiştir.

### **3.6.4. Şebeke Senkronizasyon Anahtarlarının Sürülmesi**

Devrenin çıkışının şebekeye bağlanabilmesi için iki adet yüksek dayanma gerilimli MOSFET kullanılmaktadır. Bu MOSFET'ler şebeke ile aynı frekansta sürülmelidir. Şebeke frekansı düşük bir frekans (50Hz) olduğu için, 50Hz'de bunları sürececek bir yapı

gereklidir. Ayrıca devrenin girişi ile çıkışı arasında izolasyonun bozulmamasına dikkat edilmelidir. Bu amaçla opto-izolatörler kullanılarak iki adet sürücü devresi geliştirilmiştir.

Bu devrede şebeke gerilimi pozitifken devreyi şebekeye bağlayacak MOSFET'in iletme alınması için gerekli kontrol sinyali  $Q_{P\_drv}$  MOSFET'inin kapısına uygulanmaktadır. Böylece Opto-izolatörün çıkışı iletme alınarak  $Q_p$  anahtarının kapısı ile kaynağı arasına 12V\_ISO\_P gerilimi ve bu gerilimin dönüş hattı olan 12V\_ISO\_GND\_P bağlanmış olur. Böylece  $Q_p$  anahtarı izole bir sürücüyle sorunsuz olarak düşük frekansta anahtarlanır. Şebeke pozitif bağlantı anahtarının sürülmesinde kullanılan devre şeması EK J'de verilmiştir.

### 3.6.5. Çıkıştan İzole Akım ve Gerilim Ölçülmesi

Devrenin şebeke ile bağlantısının yapıldığı noktadan referans olarak kullanılmak üzere şebeke geriliminin ölçülmesi gerekmektedir. Bu amaçla izole bir AA gerilim okuma transformatörü kullanılmaktadır. Şebekenin  $230V_{AA\_RMS}$  geriliminin genliği düşürülerek 6V seviyesine indirilmekte ve bir OP-AMP devresi ile sayısal işlemcinin ASÇ bacaklarından birine bağlanmaktadır.

Devrenin şebekeye aktardığı akımın ölçülmesi amacıyla izole bir akım okuyucu entegresi kullanılmaktadır. Kullanılan entegrede hall etkisi prensibi vasıtasıyla izolasyon sağlanmaktadır. Burada şebekeyle bağlantı yapılan hattan akım geçtiğinde entegre içinde manyetik bir alan oluşur bu manyetik alanda hall etkisi sensörü ile hissedilir ve bir gerilime dönüştürülür. Devreden sıfır akım geçtiğinde entegrenin çıkışı 2.5V DA seviyesindedir. Entegreden pozitif akım geçtiğinde sabit bir kazançla bu gerilim düşer, ters yönde akım geçtiğinde ise aynı kazanç oranıyla artar. Bu gerilim de sayısal işlemcinin ASÇ bacağına bağlanarak geri besleme olarak kullanılır.

## 4. BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

### 4.1. Genel

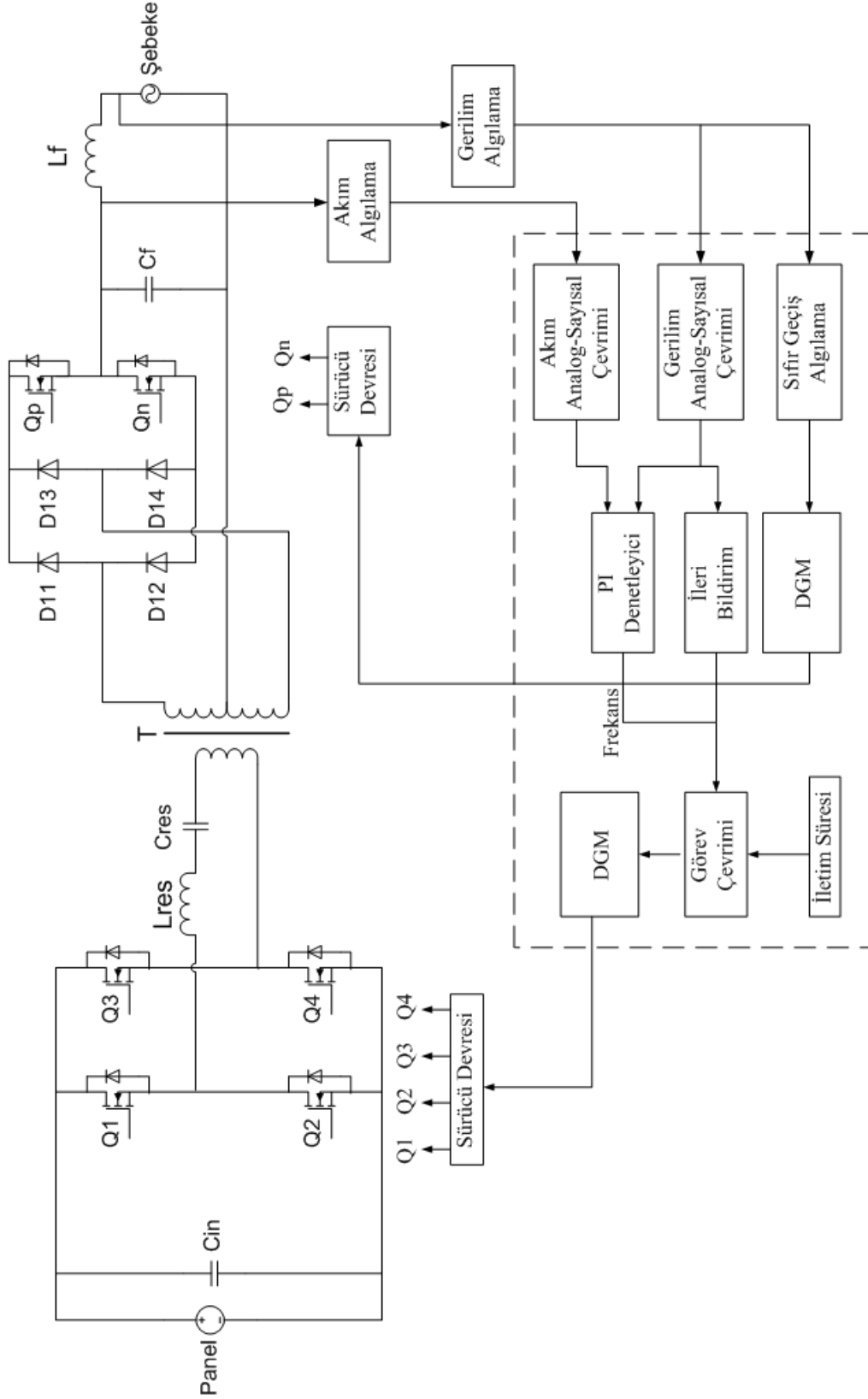
Bu bölümde tek kademeli yumuşak anahtarlama tam köprü seri rezonans evirici devresinin bilgisayar ortamında yapılan benzetimi anlatılmıştır. Devrenin benzetimi için güç elektroniği projelerinde yaygın olarak kullanılan SIMPLORER 6.0 kullanılmıştır.

### 4.2. TK-SRE Devre ve Kontrol Bloğu Şeması

Eviricinin benzetim şematiği Şekil 4.1’de gösterilmektedir. Şekil 4.1’de altta kesikli çizgi içerisinde bulunan kısım denetleyici yapısını göstermektedir. Diğer kısımda da güç elektroniği devreleri bulunmaktadır. Güneş panellerinin benzetimi bir DA gerilim kaynağı ile yapılmıştır.

Devrenin çıkışından akım geri beslemesi devrenin şebekeye bağlandığı hat üzerinde bulunan endüktans üzerinden okunmaktadır. Bu akım değeri akım algılama devresinde ilk olarak bir alçak geçirgen filtreye girer ve daha sonra da denetleyici blok içerisinde referansla karşılaştırılır. Bu farkın sonucu PI denetleyici bloğuna hata bilgisi olarak girer. Referans bilgisi şebekeyle aynı frekanstaki bir AA gerilim kaynağından veya şebekeden üretilmektedir. Bu blok sayesinde referansın hem faz ve frekans bilgisi hem de büyüklüğü PI bloğuna sağlanmaktadır.

PI bloğunun çıktısı olan tam köprünün çalışma frekansı kHz seviyesinde olacaktır. PI bloğunun girdisi olan akım hatasının seviyesi ise miliamperler mertebesindedir. Bu yüzden hata PI kontrol bloğunda ilk olarak normalize edilir. Normalize etme işlemi miliamperler seviyesinde olan hatanın yükseltilmesiyle olur. Kontrol bloğunda PI bloğuna ek olarak bir de ileri bildirim bloğu kullanılmaktadır. Tam köprü anahtarlama frekansı PI bloğu çıktısı ile ileri bildirim bloğu çıktılarının toplanması ile elde edilir. Devrenin çıkışından geçmesi gereken akım ile tam köprünün çalışma frekansı arasındaki bağlantı Eş.(2.32)’de hesaplanmıştır. Bu eşitliğe göre  $I_o$  akımı şebeke frekansında sinüs dalga şeklinde olduğunda,  $f_{fb}$  de şebeke frekansında sinüzoidal olarak değişir. Bu yüzden kullanılan ileri bildirim bloğu da şebeke frekansında bir bileşen içermektedir [23] - [27].



Şekil 4-1 Bilgisayar Benzetiminde Kullanılan Devre Şeması

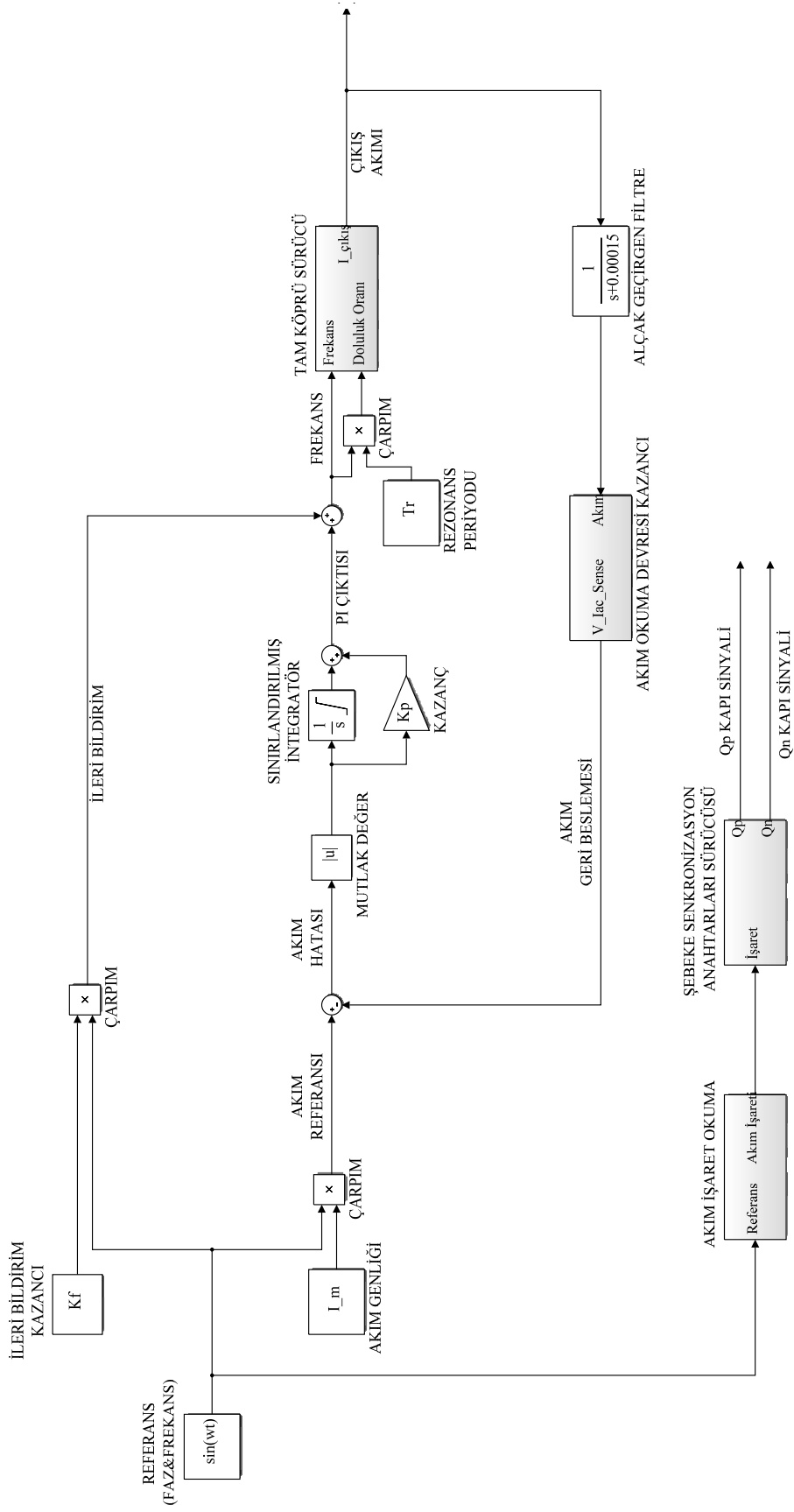
Tam köprünün anahtarlanma frekansı şebeke frekansına göre çok yüksek bir frekanstır. Bu yüzden burada kullanılan evirici, çalışma noktası değiştirilen bir tam köprü çevirici olarak düşünülebilir. Bu tam köprü çevirici de şebekenin periyoduna göre çok kısa bir sürede denge noktasına oturmaktadır. Çevirici frekansı şebeke gerilimininki ile aynı değere geldiği anlarda her yarı periyotta aynı değeri alır. Şebeke geriliminin mutlak değeri alındığında frekansı şebeke frekansının iki katı olan bir doğrultulmuş sinüs şekli elde edilir. Bu durumda PI bloğu her periyodun başında aynı noktadan başlatılmalıdır. Bu amaçla PI bloğu şebeke frekansının iki katı bir frekansta baştaki haline getirilmektedir. Bu sayede PI bloğunda bir hata olsa dahi integratörün doyuma ulaşmasının önüne geçilmiş olur.

İleri bildirim ve PI bloklarının çıktılarının toplamı tam köprü eviricinin anlık çalışma frekansını vermektedir. Eviricinin frekansı değişkendir, anahtarların periyot içerisinde iletimde oldukları süre sabit olduğu için anahtarların görev çevrimi değişkendir. Anahtarların görev çevriminin sürücü bloğa girilmesi gerekmektedir. Doluluk oranı frekans ile anahtarların iletimde kalma sürelerinin çarpılması ile elde edilir. Anahtar doluluk oranı, ile tam köprü anahtarlama frekansı arasındaki ilişki Eş. (4-1)'de gösterilmiştir. Burada  $d_{fb}$  görev çevrimini,  $T_{res}$  anahtarların iletimde kaldığı süreyi ve  $f_{fb}$ 'de anahtarlama frekansını göstermektedir.

$$d_{fb} = T_{res} f_{fb} \quad (4.1)$$

Şebekeyle senkronizasyonu sağlayan anahtarların sürülmesi için bir eşitlik bloğu kullanılmıştır. Bu blok, referans gerilim pozitif olduğunda  $Q_p$  anahtarını, negatif olduğunda da  $Q_n$  anahtarını iletme alır.

Bilgisayar benzetiminde kullanılan kontrol blok şeması Şekil 4.2'de gösterilmiştir.

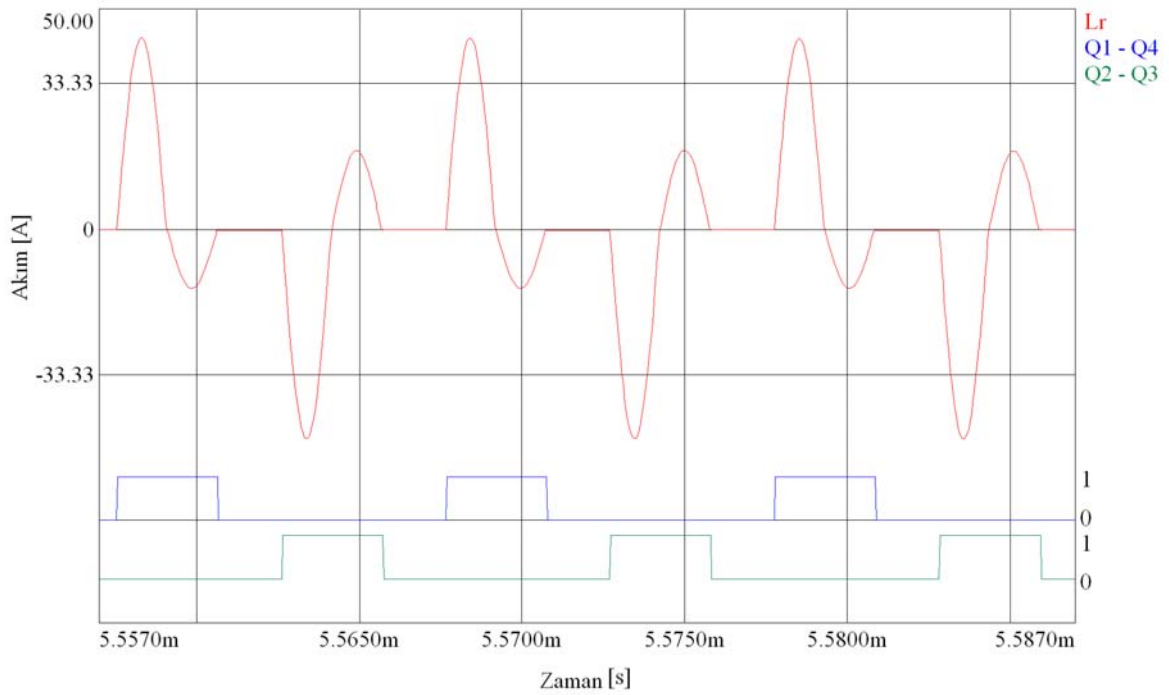


Şekil 4-2 Kontrol Blok Şeması

### 4.3. Benzetim Sonuçları

#### 4.3.1. Anahtar Kapı İşaretleri ve Rezonans Akımı, Sıfır Akım Anahtarlama

Şekil 4.3'de en üstte mavi ile rezonans indüktörünün akımı, ortada yeşil ile  $Q_1 - Q_4$  anahtarlarına uygulanan kapı işaretleri ve en altta kırmızı ile  $Q_2 - Q_3$  anahtarlarına uygulanan kapı işaretleri gösterilmektedir. Şekil 4-3'de görüldüğü üzere çapraz anahtarlar  $Q_1 - Q_4$  iletme alındığı anda rezonans akımı sıfırdır.  $Q_1 - Q_4$  anahtarları iletme alındığı anda rezonans elemanları üzerinden akım geçmeye başlamaktadır. Akım sinüzoidal bir şekil çizerek ilk önce yükselmekte, daha sonra da kaynağa geri akmaktadır. Bu sırada  $Q_2$  anahtarı üzerinde kaynak gerilimi tutulmaktadır. Bir sonraki anahtarlama da çapraz anahtarlar  $Q_2 - Q_3$  iletme alınmıştır. Bu durumda da rezonans akımı ters yönde yükselmektedir. Bu esnada da  $Q_1$  anahtarı üzerinde kaynak gerilimi tutulmaktadır. Anahtarlar iletme başladıklarında akım sıfırdan başlayıp yükseldiği için yumuşak anahtarlama sağlanmış olmaktadır. Yumuşak anahtarlama bu devre topolojisinde bütün yük seviyelerinde rahatlıkla sağlanabilmektedir.



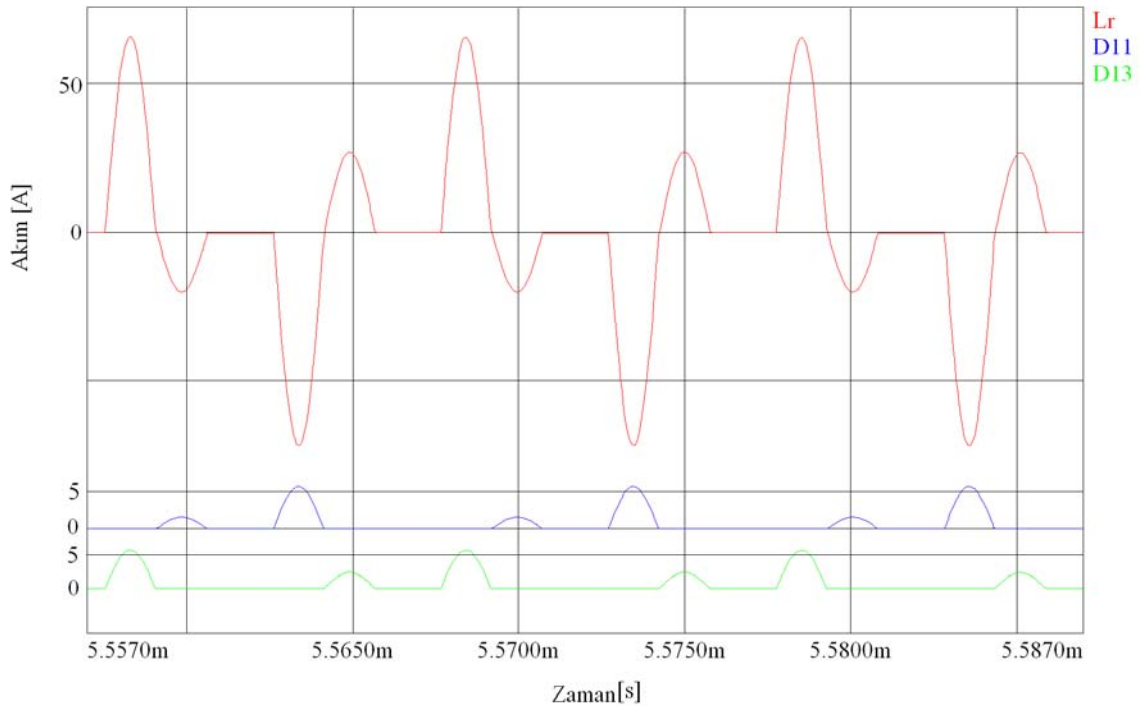
Şekil 4-3 Anahtar Kapı İşaretleri ve Rezonans Akımı

(Rezonans Akımı  $L_r$ : Kırmızı, Kapı İşaretleri  $Q_1-Q_4$ : Mavi,  $Q_2-Q_3$ : Yeşil)



### 4.3.2. Doğrultucu Diyotların Akımları ve Rezonans Akımı

Şekil 4.4'te transformatör sekonderinde bulunan doğrultucu diyotlarından  $D_{11}$  ve  $D_{13}$ 'ün akımları ve rezonans indüktörü akımı gösterilmektedir. En üstte mavi ile gösterilen akım rezonans akımını, ortada kırmızı ile gösterilen akım  $D_{11}$  diyotu akımını ve en altta yeşil ile gösterilen akım  $D_{13}$  diyotu akımını göstermektedir.  $D_{11}$  ve  $D_{13}$  şebeke gerilimi pozitif olduğunda iletme girip çıkan diyotlardır. Şebeke gerilimi negatif olduğunda  $D_{12}$  ve  $D_{14}$  diyotları benzer şekilde iletme girip çıkmaktadırlar. Şekil 4-4'te görüldüğü üzere rezonans elemanlarından yüksek frekanslı iki yönlü akım geçerken transformatör çıkışından sürekli pozitif akım geçmektedir. Bu sayede yüksek frekans transformatörü kullanılarak düşük frekans şebeke ile bağlantı yapılmasına olanak sağlanmıştır. Tam köprün anahtarlarının değişken anahtarlanma frekansı ve kullanılan filtre kondansatörü sayesinde bu akım şebekeye düşük frekansta sinüs dalga şeklinde akım sağlayabilmektedir. Şekil 4.4'te görüldüğü üzere filtre kondansatörü öncesinde rezonans akımı hem doğrultulmakta hem de transformatör tur oranı kadar küçülmektedir.



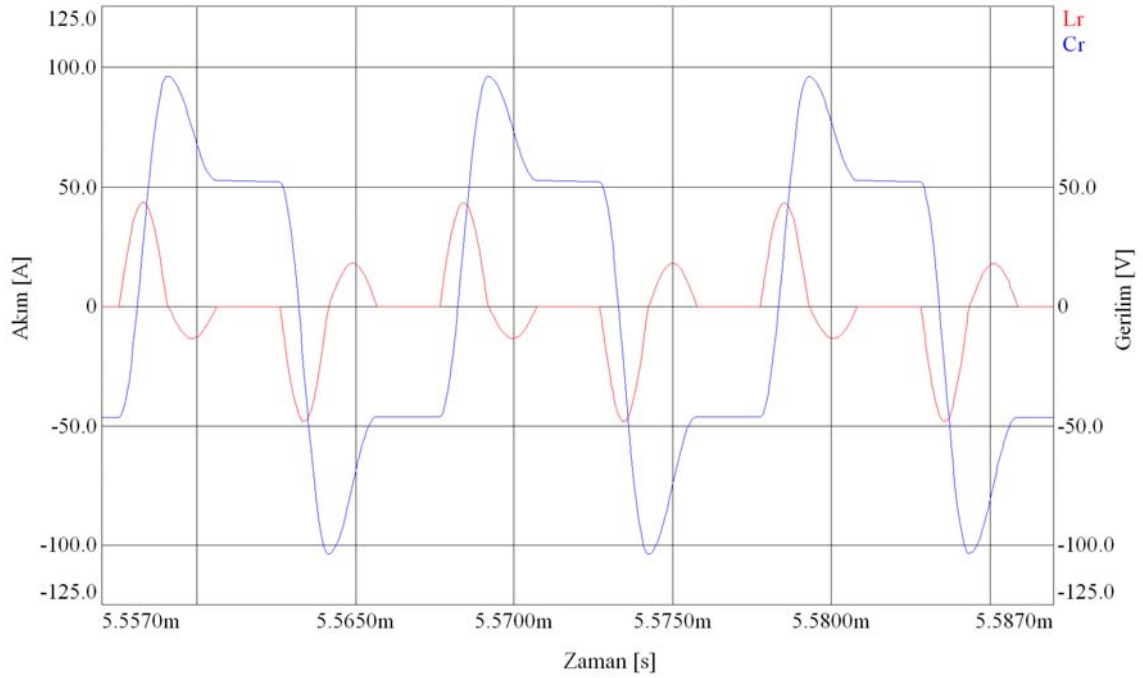
Şekil 4-4 Doğrultucu Diyot Akımları ve Rezonans Akımı

(Rezonans Akımı  $L_r$ : Kırmızı, Doğrultucu Diyot  $D_{11}$  Akımı: Mavi,  
Doğrultucu Diyot  $D_{12}$  Akımı: Yeşil)

### 4.3.3. Rezonans Kondansatör Gerilimi ve Rezonans Akımı

Şekil 4.5'te rezonans kondansatörü gerilimi (mavi) ve rezonans akımı (kırmızı) değişimi gösterilmektedir. Rezonans kondansatörü üzerinden akım geçmesiyle şarj olmaya başlamaktadır. Rezonansın ilk yarı periyodunda kondansatör gerilimi maksimum noktaya ulaşmaktadır. Bölüm 2'de kondansatörün Kip 1 sonunda aldığı değer  $V_{Cr1}$  ile gösterilmiştir.  $V_{Cr1}$ 'in değeri Eş.(2.15)'e göre  $2V_{in}$ 'dir. Bilgisayar benzetimi  $V_{in}=50V$  değeri için yapılmıştır. Şekil 4-5'te de  $V_{Cr1} = 99V$  olduğu görülmektedir. Buradaki 1V'luk fark eşdeğer seri dirençler nedeniyle oluşan kayıplardan kaynaklanmaktadır.

Kip 2 başladığında rezonans akımının yön değiştirmesiyle kondansatör gerilimi düşmeye başlamaktadır. Bölüm 2'de Kip 2 sonunda kondansatör geriliminin aldığı değer  $V_{Cr2}$  ile gösterilmiştir. Eş. (2.11) ve Eş.(2.13)'e göre  $V_{Cr2} = 2|V_{ac}|/n$  olarak bulunmaktadır. Burada  $|V_{ac}|/n$  yaklaşık 25V'dur.  $V_{Cr2}$  değeri de yaklaşık olarak 50V seviyesindedir. Anahtarlar kesimdeyken rezonans akımı sıfırdır. Bu durumda kondansatör gerilimi de sabit kalmaktadır. Çalışma kipleri sırasında kondansatör gerilimi Kip1 öncesinde ve Kip 2 sonrasında sabit olarak kalmaktadır. Kip 2 sonrasında kondansatör gerilimi yukarıda açıklanan  $V_{Cr2}$ 'ye eşittir. Kip 1 öncesinde ise kondansatörün sabit kaldığı gerilim Eş.(2.13)'e göre  $(-V_{Cr2})$  değerindedir. Şekil 4-5'te  $V_{Cr0} = -48V$  olarak görülmektedir.

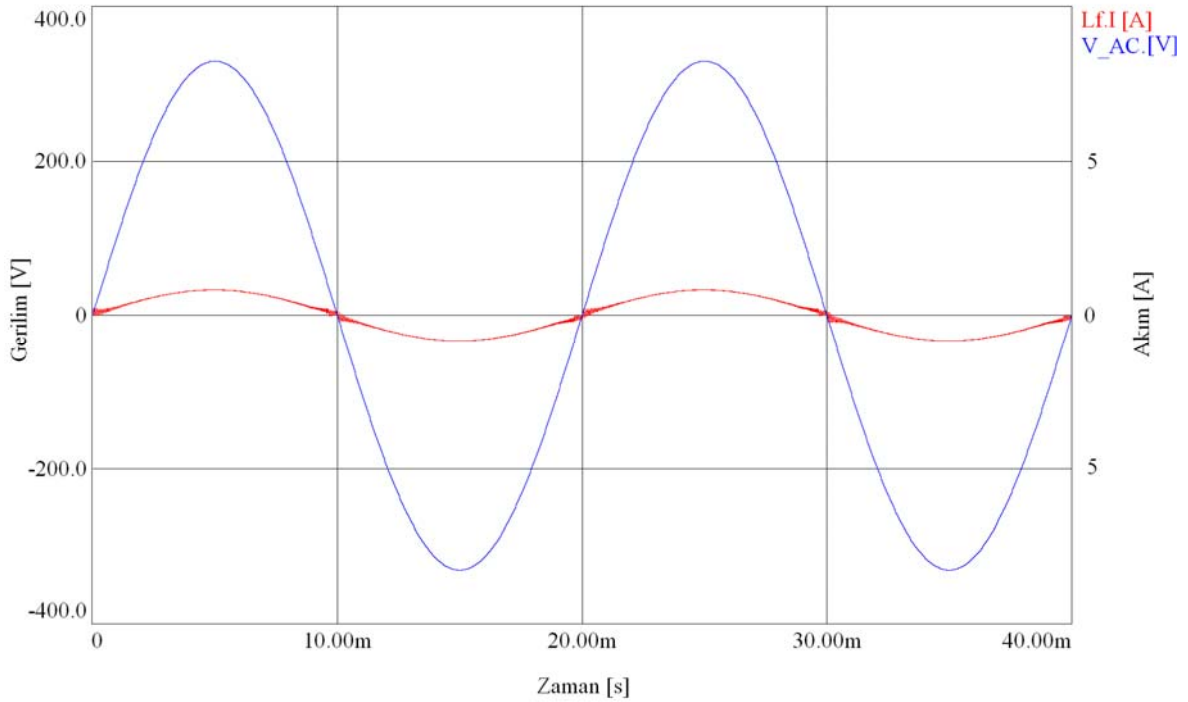


Şekil 4-5 Rezonans Kondansatörü Gerilimi ve Rezonans Akımı

(Rezonans Kondansatörü Gerilimi:  $V_{Cr}$ : Mavi, Rezonans Akımı  $I_{Lr}$ :Kırmızı)

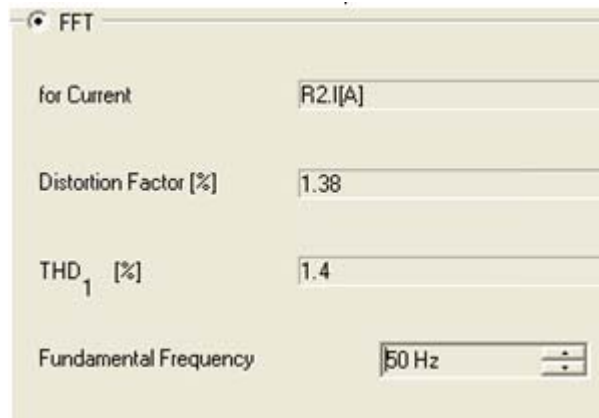
#### 4.3.4. Şebeke Gerilimi ve Çıkış Akımı

Şekil 4.6'da şebeke gerilimi(mavi) ve çıkış akımı(kırmızı) gösterilmektedir. Şekil 4.6'da çıkış akımının, referans akımını sifira yakın bir faz açısıyla takip ettiği görülmektedir. Çıkış akımında sıfır geçişleri sırasında veya periyodun farklı noktalarında küçük bozulmalar olabilmektedir. Bu bozulmalar akımda harmonik bileşenler oluşturmaktadır. Akımın THD değeri SIMPLORER benzetimi ile elde edilmiştir. Şekil 4.7'de SIMPLORER benzetimi ile elde edilen THD değeri gösterilmektedir.



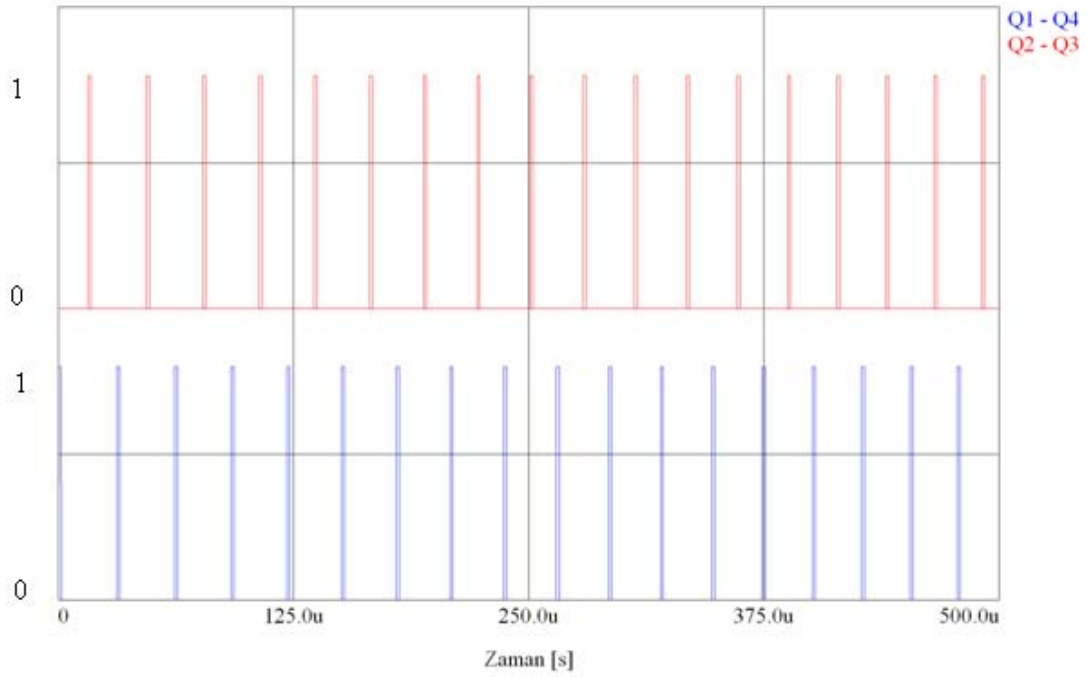
Şekil 4-6 Şebeke Gerilimi ve Çıkış Akımı

(Şebeke Gerilimi  $V_{AC}$ : Mavi, Çıkış Endüktörü Akımı I: Kırmızı)

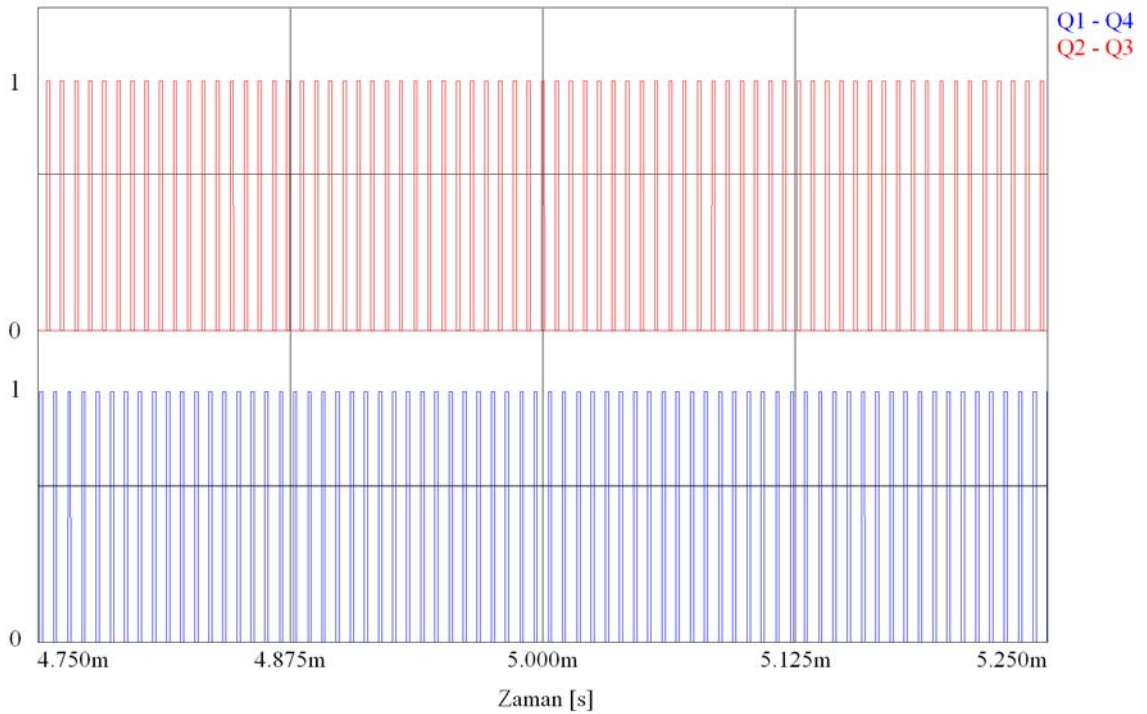


Şekil 4-7 Akım THD değeri

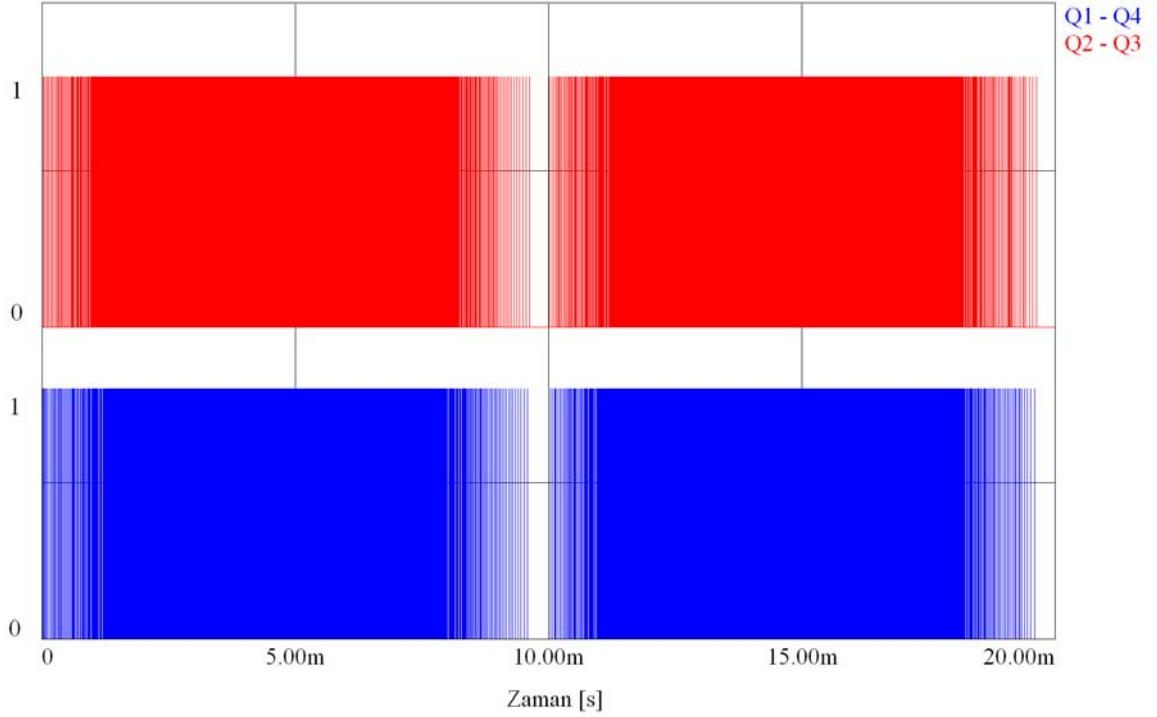
### 4.3.5. MOSFET Kapı Sinyalleri



Şekil 4-8  $t = (0 - 0.5\text{ms})$  Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri



Şekil 4-9  $t = (4.75 - 5.25\text{ms})$  Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri



Şekil 4-10 t = (0 - 20ms) Arası Tam Köprü Anahtarları Kapı İşaretleri

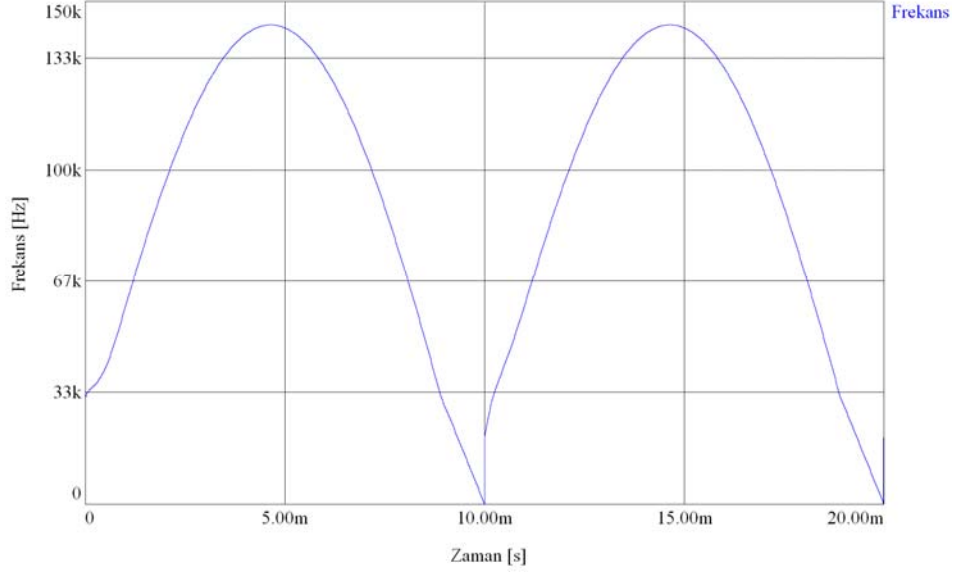
Şekil 4.8’de şebeke periyodunun başlangıcına yakın bir zaman diliminde tam köprü anahtarlarının kapılarına uygulanan sinyaller gösterilmektedir. Bu şekilde görülen anahtarlama frekansı yaklaşık olarak 20kHz’dir.

Şekil 4.9’da şebeke periyodunun ortalarında tam köprü anahtarlarının kapılarına uygulanan sinyaller gösterilmektedir. Bu şekilde görülen anahtarlama frekansı yaklaşık olarak 122kHz’dir.

Şekil 4.10’da tam köprü evirici anahtarlama frekansının şebeke frekansı süresince değişimi gösterilmektedir. Bu şekilde anahtarlama frekansının düşük bir değerden başlayarak şebeke gerilimi arttıkça yükseldiği görülmektedir.

#### 4.3.6. Tam Köprü Anahtarlama Frekansı

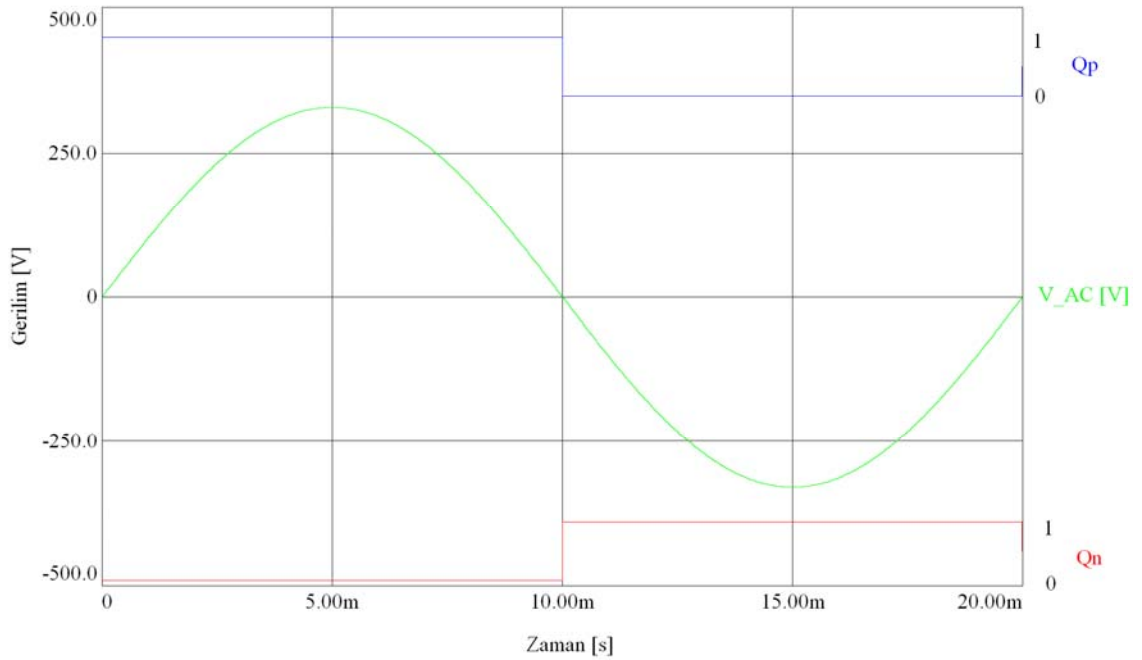
Şekil 4-11’de tam köprü eviricinin anahtarlama frekansının değişimi gösterilmektedir. Anahtarlama frekansı periyot başında integratör başlangıç değeri olan 30kHz ile başlamaktadır. Periyodun sonunda ise filtre kondansatörünün etkisi nedeni ile hızlı bir düşüş yapmaktadır. Anahtarlama frekansı şebeke frekansının iki katı bir frekansla değişmektedir. Her periyodun başında integratör değeri başlangıç değerine getirilmektedir.



Şekil 4-11 Tam Köprü Evirici Anahtarlanma Frekansı

#### 4.3.7. Şebeke Senkronizasyon Anahtarları Kapı Sinyalleri

Şekil 4.12’de şebeke gerilimine göre senkronizasyon anahtarlarının kapılarına uygulanan sinyaller gösterilmektedir. Şebeke gerilimi (yeşil - sinüs)pozitif olduğunda  $Q_P$  (mavi) iletimdedir, negatif olduğunda da  $Q_N$  (kırmızı) iletimdedir.



Şekil 4-12 Şebeke Senkronizasyon Anahtarları Kapı İşaretleri

(Şebeke Gerilimi  $V_{AC}$ : Yeşil, Şebeke Pozitif Bağlantı Anahtarı Kapı İşareti  $Q_P$ : Mavi, Şebeke Negatif Bağlantı Anahtarı Kapı İşareti  $Q_N$ : Kırmızı)

## 5. PROTOTİP ÜRETİMİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

### 5.1. Genel

Tez çalışmasının bu bölümünde sayısal sinyal işleyici kullanılarak prototip yapımı anlatılmış ve yapılan prototip ile elde edilen sonuçlara yer verilmiştir. İlk olarak devrede kullanılan çeşitli malzemelerin (yarı iletkenler, manyetik elemanlar, rezonans elemanları, vb.) seçilme kriterlerinden bahsedilmiştir. Daha sonra bu kriterlere göre seçilen malzemelerle yapılan prototip ile elde edilen sonuçlara yer verilmiştir.

### 5.2. Malzeme Seçimi

#### 5.2.1. Tam Köprü Anahtarları

Tam köprü devresinin en kritik malzemelerinden birisi kullanılan anahtarlama elemanıdır. Anahtarlama elemanı seçilirken göz önüne alınacak birçok parametre vardır. Ancak bunların en önemlileri tam köprü gerilimi, anahtar akımı ve anahtarlama frekansdır. Yüksek gerilimli, düşük frekanslı tam köprü tasarımlarında IGBTler kullanılır. Bazı devrelerde de hala BJTler kullanılabilir ama piyasada en yaygın olarak kullanılan tam köprü anahtarları MOSFET'lerdir. MOSFET'ler hem yüksek frekansta anahtarlatabilirler hem de iletim kayıpları oldukça düşüktür. Bu nedenle, burada MOSFET tercih edilmiştir. Burada kullanılacak olan MOSFET'lerin dayanma gerilimi Eş.(5.1)'e göre hesaplanır [28] [29].

$$V_{DS} > V_{tk} + V_{sal} \quad (5.1)$$

Burada  $V_{tk}$  devrenin giriş gerilimini göstermektedir.  $V_{tk}$  değeri Bölüm 3'de  $V+|V_{ac}|/n$  olarak hesaplanmıştır.  $V_{sal}$ 'da devrede oluşabilecek olan gerilim dalgalanmalarını göstermektedir. Kullanılacak olan anahtarların akım değeri devreden geçen etkin akım değerini ( $I_{res\_rms}$ ) ve anlık maksimum akım ( $I_{res\_tepe}$ ) değerini sağlamalıdır.

Seri rezonans devresinde rezonans ağından geçen etkin akım değeri çıkıştan geçen ortalama akıma göre çok yüksek olabilmektedir. Bu nedenle burada kullanılan malzemeler seçilirken kaçak empedans değerleri olabildiğince küçük olanlar tercih edilmelidir.

Anahtarlama elemanları seçilirken iletim direnci ( $R_{DS\_on}$ ) değerinin olabildiğince küçük seçilmesi bu yüzden önem arz etmektedir. Ayrıca kullanılan MOSFET'lerin ısınması da Eş.(5.2)'de görüldüğü üzere kullanılan malzemenin  $R_{DS\_on}$  değerine bağlıdır. Bu nedenle MOSFET'in ısınarak zarar görmemesi ve kayıplarının azaltılması için  $R_{DS\_on}$  değeri küçük olan ürünler tercih edilmelidir.

$$P_{mosfet\_on} = R_{ds\_on} I_{res}^2 \quad (5.2)$$

Bu çalışmada Infineon firmasının IPB027N10N3 üretici parça numaralı MOSFET'i kullanılmıştır. Tasarımda kullanımına karar verilen MOSFET'lere ilişkin teknik özellikler dokümanı EK C'de verilmiştir.

### 5.2.2. Rezonans Kondansatörü

$C_r$ 'nin değeri Eş. (2.30)'a göre hesaplandığında  $C_r = 320$  nF olarak bulunmuştur. Rezonans akımının tamamı bu malzeme üzerinden geçeceği için malzemenin bu akımı taşıyabilecek akım kapasitesine sahip olması ve kayıpların düşük olması için seri direncinin küçük olması gerekmektedir. Ayrıca rezonans akımı iki yönlü geçtiği için kondansatör her iki yöne de şarj olmaktadır. Bu sebeple yönsüz bir kondansatör seçilmelidir. Yüksek frekansta çalışabilen, yönsüz, yüksek akım kapasiteli ve düşük seri dirençli bir kondansatörün seçilmesi gerekmektedir. Bütün bu özelliklerin sağlanması ve seri direncin düşürülmesi için birden fazla kondansatörün paralel kullanılmasına karar verilmiştir. Bu amaçla 22 nF değerinde 15 adet metal film kondansatör paralel kullanılmıştır.

### 5.2.3. Rezonans Endüktörü

Bölüm 3'de 333 kHz rezonans frekansı için  $L_r$ 'nin değeri Eş.(3.3)'de 0.713  $\mu$ H olarak bulunmuştur. Bu endüktör değeri transformatör kaçak endüktör değeri ve rezonans hattına eklenecek olan endüktörün endüktansları toplamına eşittir. Bu nedenle eklenecek endüktör değerinin bulunması için transformatör kaçak endüktörünün bilinmesi gerekmektedir. Rezonans endüktörü Bölüm 3'de Eş.(3.9)'a göre 0.316  $\mu$ H olarak hesaplanmıştır. Bu durumda eklenecek olan endüktörün endüktansı 0.4  $\mu$ H değerinde olmalıdır. Rezonans



endüktörü olarak VISHAY firmasının IHLP5050FDER082M01 üretici parça numaralı iki endüktör paralel olarak kullanılmıştır.

#### **5.2.4. Doğrultucu Diyotlar**

Sekonderde bulunan doğrultucu diyotlar seçilirken dikkat edilecek kriter Eş. (3.10)'da verilmiştir. Buna göre diyotların dayanma gerilimi için 1000V üzeri olması gerektiği anlaşılmaktadır. Diyotların iletim gerilimlerinin düşük ve anahtarlanma kayıplarının az olması amacıyla SiC malzemesinden üretilen diyotlar arasından seçimi yapılmıştır. Prototip devrede CREE firmasının C4D02120E üretici parça numaralı diyotu kullanılmıştır. Seçilen diyotlara ait teknik özellikler dokümanı EK D'de verilmiştir.

#### **5.2.5. AA Senkronizasyon Anahtarları**

Eviricinin yükü olan bağlantısını ve şebeke gerilimi işareti ile olan senkronizasyonunu sağlamak amacıyla kullanılan anahtarların sağlaması gereken dayanma gerilimi kısıtı Eş.(3.10)'da verilmiştir. Buna göre bu malzemelerin de dayanma gerilimleri 1000V ve üzeri olacak şekilde olmalıdır. Burada kullanılan malzemeler de iletim kayıplarını azaltmak amacı ile SiC malzemesi kullanılarak üretilen MOSFET'ler arasından seçilmiştir. Prototip devrede ROHM firmasının SCT2280KE üretici parça numaralı MOSFET'leri kullanılmıştır. Seçilen anahtarlara ait teknik özellikler dokümanı EK E'de verilmiştir.

#### **5.2.6. MOSFET Sürücü Entegresi**

Tam köprü yapısında dört adet MOSFET anahtarı kullanılmaktadır. Bu MOSFET'lerin sürülmesi için piyasada hazır olarak bulunan tam köprü MOSFET sürücü entegreleri arasından bir seçim yapılmıştır. Burada dikkat edilmesi gereken nokta entegrenin dayanma geriliminin tam köprü gerilimi ve sallanma geriliminden büyük olmasıdır. Bu entegre ile tasarım yapılırken ayrıca devrede bulunan kaçak endüktanslar nedeniyle oluşan gerilim düşümlerine karşı entegrenin korunması gerekmektedir. Prototip devrede Intersil firmasının HIP4081A üretici parça numaralı tam köprü sürücü entegresi kullanılmıştır. Seçilen entegreye ait teknik özellikler dokümanı EK A'da verilmiştir.

### **5.2.7. AA Akım Ölçüm Entegresi**

Eviricinin girişi ve çıkışından akım ölçümü yapılmaktadır. Girişten yapılan akım ölçümü için bir akım ölçüm entegresi kullanılmıştır. Bu akım devrenin girişinde olduğu için izolasyona ihtiyaç duyulmamaktadır. Devrenin çıkışından ölçülen akım hem geri besleme alınmasında hem de verim hesaplamasında kullanılmaktadır. Devrenin sekonderi primerinden izole olduğu için burada kullanılan akım ölçüm entegresinin izole olması gerekmektedir. Bu amaçla burada Hall etkisine dayalı bir akım sensörü kullanılmıştır. Sensör çıkışı bir op-amp devresi ile sayısal işlemcinin ASÇ kanalına çıkış akımı bilgisini iletmektedir. Prototip devrede Allegro firmasının ACS712 üretici parça numaralı Hall etkisine dayalı akım ölçüm entegresi kullanılmıştır. Seçilen Hall etkisine dayalı akım sensörüne ait teknik özellik dokümanı EK F'de verilmiştir [30].

### **5.2.8. AA Gerilim Ölçüm Transformatörü**

Evirici yapılırken yüke aktarılacak olan akımın faz ve frekans bilgisi şebekeden alınmaktadır. Alçak frekanslı şebekeden izole olarak gerilim okunması amacı ile bir adet AA gerilim transformatörü kullanılmalıdır. Kullanılan transformatör 230VAA şebeke gerilimine dayanacak seviyede ve düşük güç kapasitesinde olmalıdır. Prototip devrede Block firmasının AVB 0,35/2/6 üretici parça numaralı AA gerilim ölçme transformatörü kullanılmıştır. Bu amaçla seçilen transformatöre ait teknik özellikler dokümanı EK G'de verilmiştir.

### **5.2.9. DA-DA Gerilim Çevirici Entegreleri**

Tasarlanan evirici devresinde MOSFET sürücü entegresi için 12V DA gerilime, sayısal işlemci ve OP-AMPLar için 5V DA gerilime, referans amaçlı 2.5V DA gerilime ve şebeke ile bağlantıyı sağlayan anahtarların izole olarak kontrolü için iki adet izole 12V DA gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. İhtiyaç duyulan bu gerilimlerin üretimi için ilk olarak kaynaktan gelen DA gerilim bir gerilim kırıcı devre ile 12V DA gerilime dönüştürülmüştür. Daha sonra 12V DA gerilimden 5V DA gerilim oluşturulmaktadır. 5V DA gerilimden de 2.5V elde edilmektedir. İki adet izole 12V DA gerilim ise iki adet modüler izole çevirici entegresi ile 12V DA gerilimden üretilmişlerdir. Giriş geriliminden 12V DA gerilim üretimi için TI firmasının LM5008 üretici parça numaralı entegresi kullanılmıştır. 2.5V Da referans gerilimi üretimi için Analog Devices firmasının

AD1528BRT üretici parça numaralı entegresi kullanılmıştır. İzole 12V DA gerilimlerin üretimi için Murata firmasının NMH1205 üretici parça numaralı çeviricileri kullanılmıştır.

### 5.2.10. İşlemci Seçimi

Eviricide bulunan anahtarların DGM işaretlerinin üretilmesi, sensörlerden okunan bilgilerin sayısal verilere çevrilmesi, kontrol döngüsü işlemlerinin yapılması gibi işlemler için sayısal işlemci kullanılması gerekmektedir. Sayısal işlemci çalışma hızı, ASÇ çözünürlüğü ve hızı, ASÇ bacak sayısı, DGM bacağı sayısı ve çözünürlüğü gibi özelliklerine göre seçilmelidir. Bu devrede ASÇ işlevi AA gerilim okunmasında, AA akım okunmasında, fotovoltaik panel geriliminin okunmasında, devre giriş akımının okunmasında ve hata kontrolünde kullanılan sensörlerin okunmasında kullanılmaktadır. Bunlar arasında en yüksek çözünürlüğe ihtiyaç duyan işlem AA gerilim okunmasıdır. ASÇ işlevi ile AA şebeke geriliminin pozitif tepe noktası ile negatif tepe noktaları arası yeterli hassasiyette bölünerek sayısal hale getirilmelidir. Şebekenin geriliminin maksimum +330V ile -330V arasında değiştiği göz önünde bulundurulursa, seçilecek ASÇ'nin bu aralığı yeterince ayrıntılı bölebilmesi için en az 10 bit olması gerekmektedir [31]. Devrede dört adet tam köprü anahtarı ve iki adet şebeke bağlantı anahtarı kullanılmaktadır. Bu sebeple işlemcinin en az 6 adet DGM bacağı bulunmalıdır. Rezonans frekansının  $3\mu\text{s}$  olduğu düşünüldüğünde işlemci DGM çözünürlüğünün bu değer en az 10 kat altında olması gerektiği görülmektedir. Bu işlevlerin yanı sıra devre üzerinde bulunacak olan hata LED'lerinin kontrolü için işlemcide genel amaçlı giriş-çıkış bacakları ve fazladan ASÇ bacakları olması gerekmektedir. Bütün bu ihtiyaçlar göz önünde bulundurularak denetleyici olarak Texas Instruments firması ürünlerinden TMS320F28069 seçilmiştir.

İşlemciye ait teknik özellikler dokümanı EK H'de verilmiştir. İşlemciye ait başlıca teknik özellikler şunlardır:

- Yüksek frekans 32bit işlem gücü
- 80MHz saat işareti
- 256KB Flash
- 100KB RAM
- 3.3VDA tek besleme ile çalışma
- 3 adet 32 bit sayaç

- 16 DGM çıkışı
- 16 adet 12bit ASÇ
- Maksimum 150ps DGM çözünürlüğü
- 54 adet genel amaçlı giriş-çıkış

Bu özelliklere ek olarak işlemcide UART(SCI), SPI, I2C, USB ve CAN haberleşme özellikleri de mevcuttur.

### **5.3. Deneysel Sonuçlar**

Devrenin baskı devre şema çizimi ve serim çalışmaları DxDesigner ve Expedition PCB programları kullanılarak yapılmıştır. Devre fotoğrafları EK I'de sunulmuştur. Devrenin güç kısımları için kazıma kart yapılmıştır. Sayısal işlemci kısmı için de Texas Instruments firmasının ürettiği bir deneme kartı kullanılmıştır.

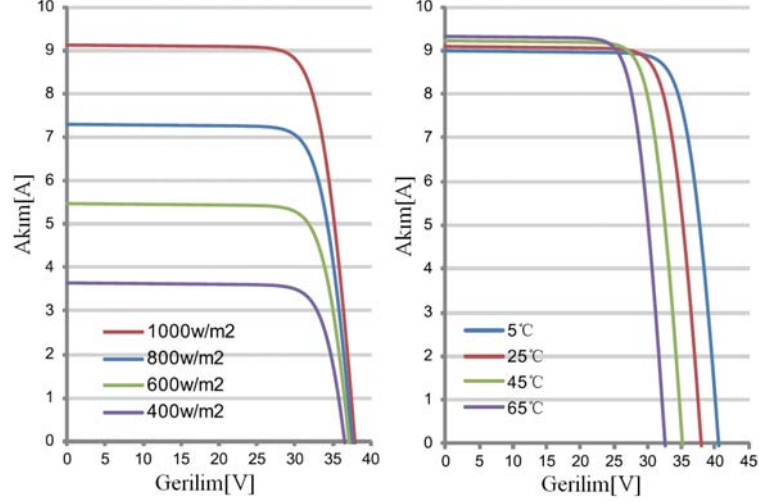
Güneş panellerinin gerilimleri ile akımları arasındaki ilişki Şekil 5-1'de gösterildiği gibidir. Şekil 5-1'de görülmektedir ki panel üzerine düşen güneş ışığı arttığında panelden elde edilebilecek azami güç ve azami gücü sağlayan gerilim değeri artmaktadır. Güç kaynağı kullanılarak devrenin farklı yüklerdeki çalışmasının test edilirken panellerin bu özelliği dikkate alınmıştır. Bu sebeple düşük yüklerde devre daha düşük bir giriş gerilimi ile çalıştırılmıştır. Yük arttıkça devrenin giriş gerilimi artırılarak devre denenmiştir.

#### **5.3.1. Açık Çevrim Çalışma Sonuçları**

Kart ilk olarak açık çevrimde test edilmiştir. Açık çevrim çalışması sırasında tam köprü rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri, çıkış akımı ve çıkış gerilimi ve harmonik bozulmalar gibi çıktılar incelenmiştir.

##### **5.3.1.1. Açık Çevrim Çalışmada Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri**

Tasarlanan eviricinin sıfır akım anahtarlama yapması hedeflenmiştir. Bu tasarımda gerçekleştirilen tam köprü rezonans devresi, anahtarların rezonans frekansında açılıp kapatılması ile sıfır akım anahtarlama koşulunu sağlamaktadır. Devreden akım geçmezken çapraz anahtarlar iletme alınarak rezonans akımı iletme başlamakta, rezonans akımı tekrar sıfıra geldiğindeyse anahtarlar iletimden çıkarılmaktadır. Şekil 5-2, Şekil 5-3 ve Şekil 5-4'te devrenin farklı yüklerde kayıpsız anahtarlanması gösterilmiştir.



Şekil 5-1 Işımaya ve Sıcaklığa Göre Güneş Paneli Akım ve Gerilim Değişimi [33]

Şekil 5.2’de devrenin %20 yük ile çalışması gösterilmiştir. Rezonans akımı Kanal 3’de mavi ile, sağ bacak gerilimi Kanal 2’de yeşil ile ve sol bacak gerilimi de Kanal 1’de kırmızı ile gösterilmiştir. Bu çalışma koşulunda devrenin giriş gerilimi 35V seviyesindedir. Rezonans akımının tepe değeri 32A seviyesindedir. Anahtar iletimde olduğu süre içerisinde gerilimi sıfıra yakın kalmaktadır. Anahtar iletimden çıktığında bloklanan gerilim tam köprünün giriş gerilimine eşit olmalıdır. Fakat burada kartta bulunan 5-10 nH seviyesinde olan kaçak endüktanslar sebebi ile gerilim tam olarak tam köprü gerilimine eşit değildir. Bacak gerilimi ile tam köprü gerilimi arasında bu kaçak endüktanslar üzerinde oluşan gerilim kadar fark vardır.

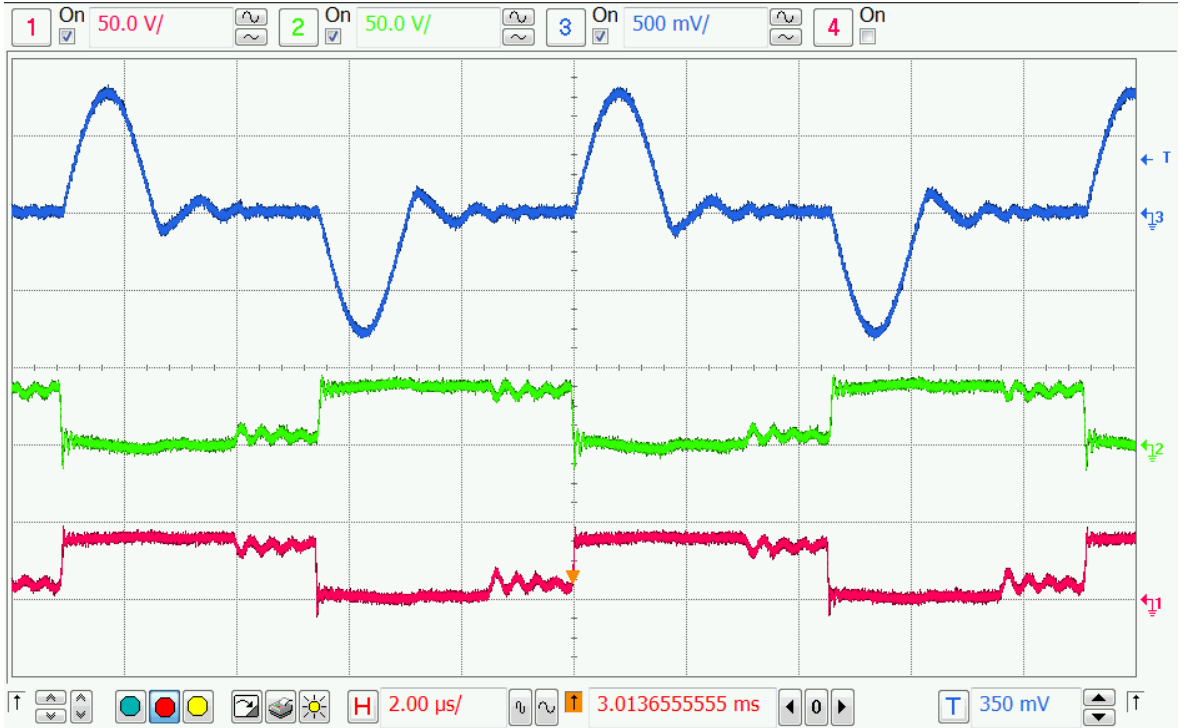
Şekil 5.3’te 60% yük ile rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri gösterilmektedir. Bu çalışma koşulunda da kaçak endüktansların etkisi gözlemlenebilmektedir. Tam köprü gerilimi 40V seviyesinde olduğu halde bacaklarda anahtarların gördüğü maksimum gerilim yaklaşık 45V olarak ölçülmüştür. Daha yüksek yük ve çalışma gerilimi koşullarında bu tepe noktaları MOSFET sürücü entegresine hasar verebilecek seviyelere gelebilmektedir. Bu amaçla MOSFET sürücü devresinin korunması için önlem alınmıştır.

Şekil 5.4’te tam yük altında rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri gösterilmiştir. Bu şekil çıkıştaki sinüsün tepe noktasına yakın bir noktada alınan görüntünün zaman eksenini iyice açılarak elde edilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere anahtarlama frekansı oldukça yükselmekte ve 170 kHz seviyelerinde anahtarlama yapılmaktadır. Aynı yükte sinüsün sıfıra yaklaştığı anlarda anahtarlama frekansı 5 kHz’e kadar düşmektedir. Bu şekilde rezonans akımı 45A seviyesine kadar yükselmektedir.



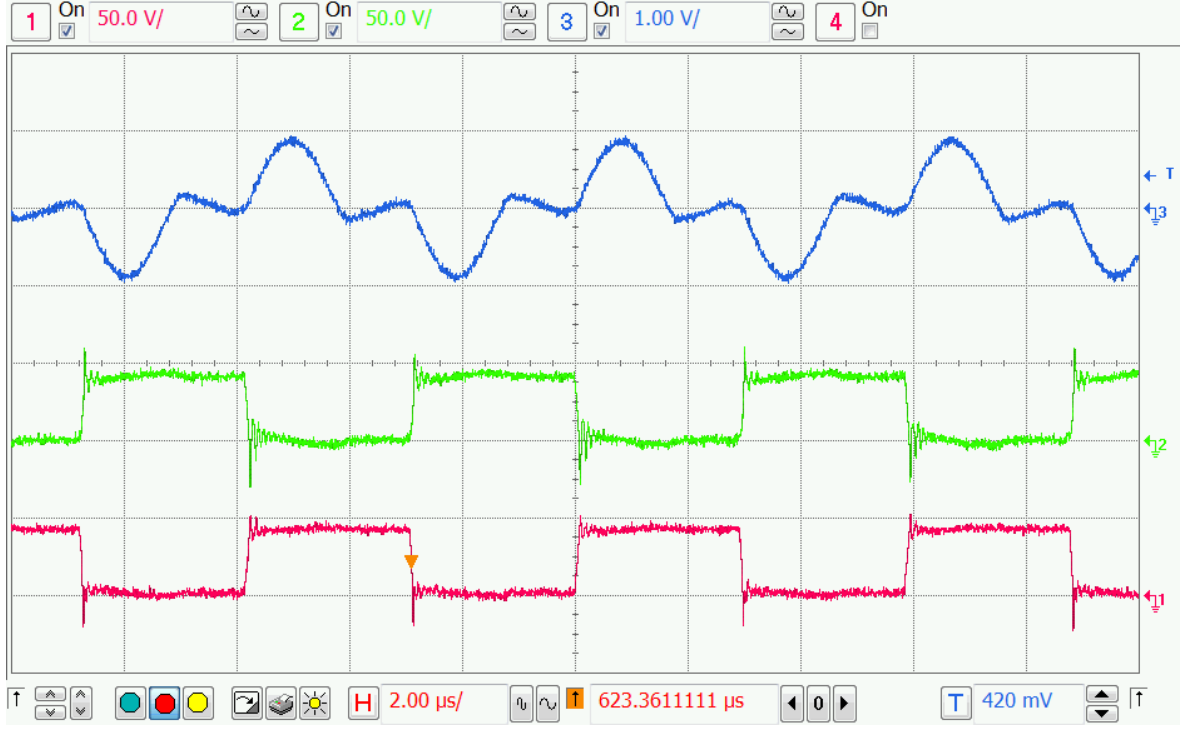
Şekil 5-2 20% Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 25A/böl)



Şekil 5-3 %60 Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 25A/böl)



Şekil 5-4 Tam Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 50A/böl)

### 5.3.1.2. Açık Çevrim Çalışmada Çıkış Akımı ve Geriliminin Gösterimi

Evirici kaynaktan gelen DA gerilimi AA gerilime çevirmektedir. Bu bölümde eviricinin farklı yüklerde oluşturduğu AA gerilimler gösterilmiştir.

Şekil 5.5'te 20% yük altında devrenin çıkış gerilimi gösterilmektedir. Kanal 4'te kırmızı ile çıkış gerilimi gösterilmiştir. Kanal 3'te ise çıkış akımı gösterilmektedir. Çıkış geriliminde sinüsün sifıra yakın olduğu noktalarda bozulma gözlemlenmektedir. Bu bozulmanın etkisi devrenin harmonik analizi sırasında incelenecektir.

Şekil 5.6'da 60% yük altında devrenin çıkış gerilimi ve çıkış akımı gösterilmiştir. Bu şekilde çıkış geriliminin sifıra yaklaştığı anlardaki bozulmanın %20 yüke göre azaldığı görülmektedir. Bu azalmanın sebebi yük arttıkça çıkış kondansatörünün daha hızlı boşalmasıdır.

Şekil 5.7'de çıkış akımı ve gerilimi tam yük altında gözlemlenmektedir. Şekilde görüldüğü üzere sinüsün sifıra yaklaştığı noktalarda hafif bozulmalar olmaktadır. Bu noktalar dışında akım şeklindeki bozulmalar ihmal edilebilecek seviyelerdedir.

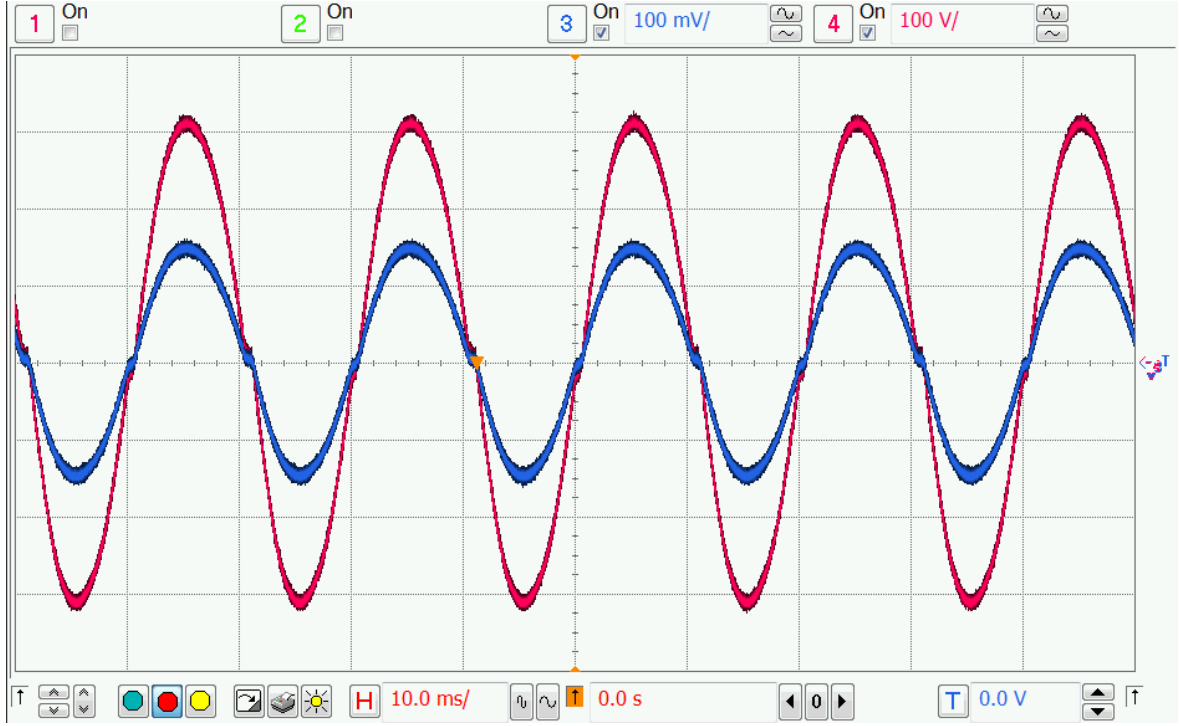


Şekil 5-5 %20 Yük Altında Çıkış Akımı (Kanal3) ve Çıkış Gerilimi (Kanal4)  
(Kanal3: 0.2A/böl, Kanal4: 100V/böl)



Şekil 5-6 60% Yük Altında Çıkış Akımı (Kanal3) ve Çıkış Gerilimi (Kanal4)  
(Kanal3: 0.5A/böl, Kanal4: 100V/böl)





Şekil 5-7 Tam Yük Altında Çıkış Akımı (Kanal3) ve Çıkış Gerilimi (Kanal4)  
(Kanal3: 1A/böl, Kanal4: 100V/böl)

### 5.3.1.3. Açık Çevrim Çalışmada Harmonik Analizi

Eviricinin çıkışındaki sinüzoidal gerilimde bazı bozulmalar olduğu gözlemlenmektedir. Bu bozulmaların etkilerinin anlaşılması için çıkış geriliminin Fourier çevrimi alınarak çeşitli frekanslardaki bozulmalar incelenmiştir.

Şekil 5.8’de eviricinin tam yük altında harmonik incelemesi gösterilmiştir. Yük arttıkça çıkış geriliminin şekli sinüse daha fazla benzediği için harmoniklerin etkisinin oldukça azaldığı görülmektedir. Şekil 5.8’de ölçülen THD değeri % 4.09’dur.

Çizelge 5-1 Evirici Akım ve Gerilim THD Değerleri

$V_{giriş}(V):$	$V_{AArms}(V):$	Yük(W):	THD(%):
35	220	50	6.0
40	220	150	4.8
45	220	250	4.09



Şekil 5-8 Tam Yük Altında Çıkış Gerilimi (Kanal4) ve Harmonikleri (f1)

(f1: 30Vrms/böl, Kanal4: 100V/böl)

### 5.3.2. Kapalı Çevrim Çalışma Sonuçları

Devredeki AA gerilim ölçüm transformatörü kullanılarak şebeke gerilimi ve frekansı referans olarak kullanılmış ve devrenin kapalı çevrim çalışma performansı test edilmiştir. Geri besleme almak için de devrede bulunan AA akım okuma entegresi kullanılmıştır. Şebekeden alınan referans doğrultusunda, belirlenen akım değerinde yükten şebekeyle eş faz ve frekansta sinüs dalga şekilli akım geçirilerek devre test edilmiştir.

#### 5.3.2.1. Kapalı Çevrim Çalışmada Rezonans Akımı ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri

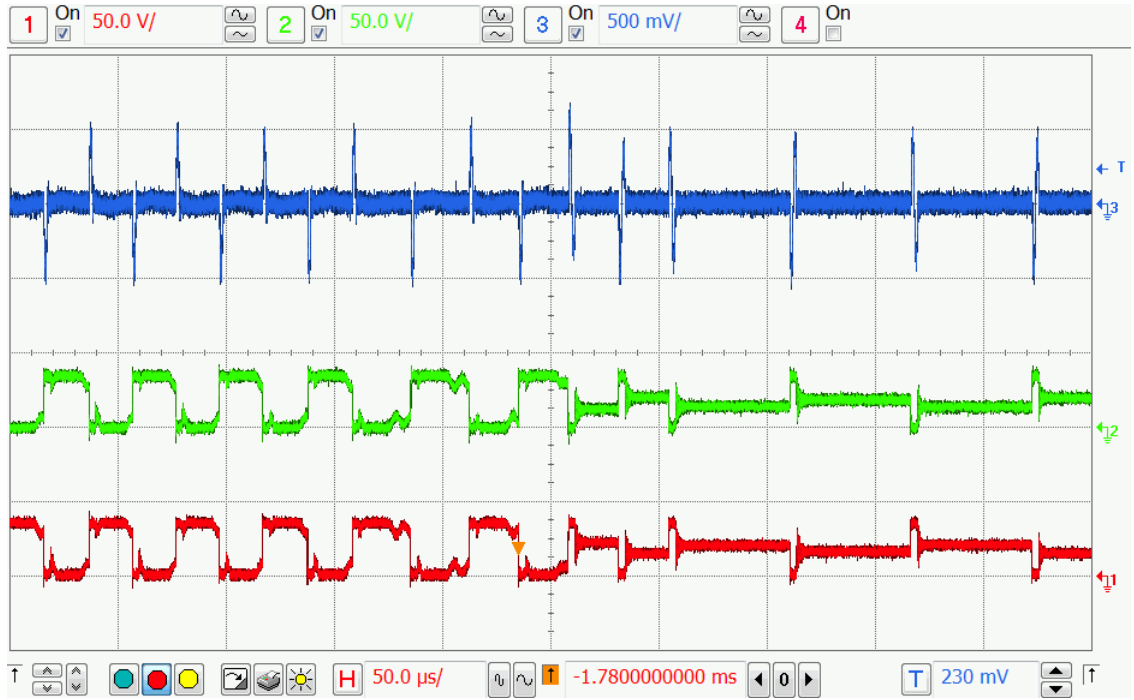
Eviricinin çeşitli yüklerde kapalı çevrim sırasında sıfır akım anahtarlama rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimlerinin incelenmesi ile gözlemlenmiştir. Şekil 5.9- Şekil 5.11'de kapalı çevrim sırasında farklı yüklerde sıfır akım anahtarlama gösterilmektedir.

Şekil 5.9'da evirici %20 yük ile kapalı çevrim çalışırken rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri gözlemlenmektedir. Şekil 5.9'daki görüntü şebeke geriliminin maksimum değerden minimum değere yaklaşması sırasında alınmıştır. Şekil 5.9'da rezonans

devresinin frekans değişimi gözlemlenebilmektedir. Şekil 5.9'da başta şebeke anlık gerilimi  $30V_{AA}$  iken tam köprü anahtarlanma frekansı yaklaşık 21 kHz'dir, şebeke geriliminin azalmasıyla anahtarlama frekansı azalmakta ve 10 kHz'e yaklaşmaktadır.

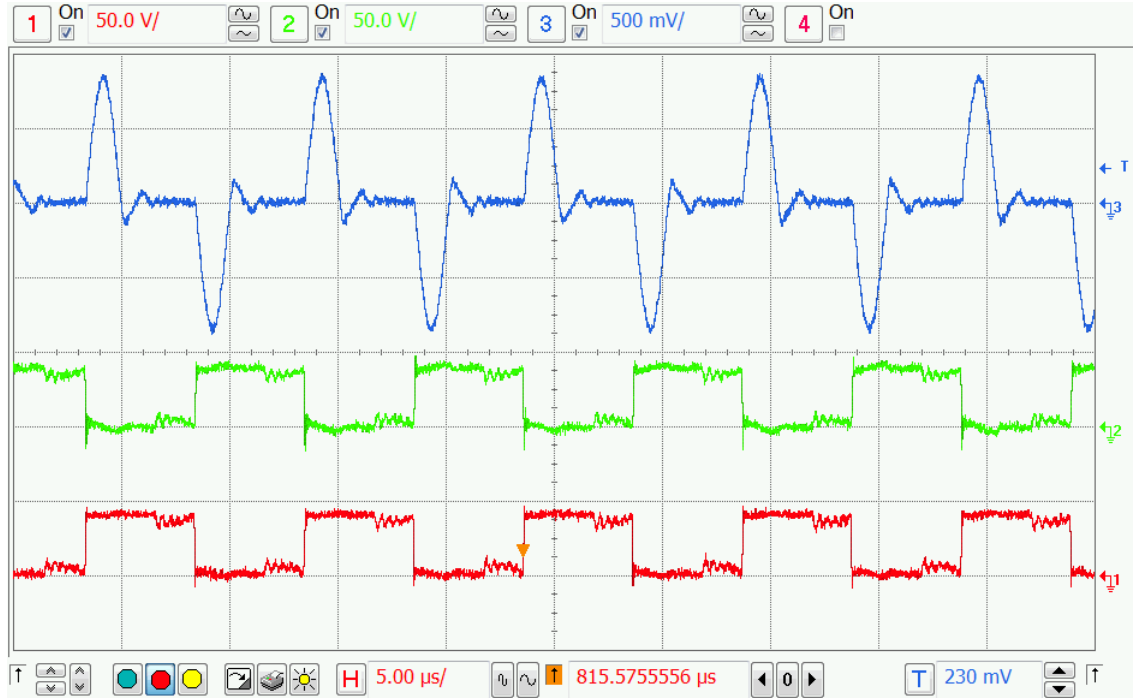
Şekil 5.10'da %60 yük altında rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri gözlemlenmektedir. Elde edilen görüntü şebeke geriliminin tepe noktasına yakın olduğu bir anda alınmıştır. Bu sebeple tam köprü'nün anahtarlanma frekansı yüksektir. Şekilde görölen frekans yaklaşık 98 kHz'dir. Şekilde Kanal 3 olarak mavi ile gösterilen rezonans akımıdır. Rezonans akımının maksimum değeri 43A olarak ölçölmektedir.

Şekil 5.11'de eviricinin tam yük altında çalışması sırasında rezonans akımı ve tam köprü bacak gerilimleri gösterilmiştir. Şekil 5.11'de görölen anahtarlama frekansı yaklaşık 124 kHz'dir. Yük arttıka anahtarlama frekansının arttığı gözlemlenmektedir. Kanal 3'te göröldüğü üzere rezonans akımının tepe noktası yaklaşık olarak 53.7A seviyesine çıkmaktadır. Fotovoltaik evirici devrelerinde giriş gerilimi ve gücü arttıka çıkış gerilimi de artmaktadır. Giriş geriliminde artış olması da rezonans akımının tepe noktasını yükseltmektedir. Daha düşük yüklerde giriş gerilimi düşmekte ve dolaylı olarak da rezonans akımının tepe noktasının düştüğü gözlemlenmektedir. Bu şekilde ayrıca rezonans akımının geçtiği sırada yukarıdaki anahtarı açık olan bacağın geriliminin tam olarak giriş gerilimine eşit olmadığı, değiştiği gözlemlenmektedir. Bu fark kaçak endüktanslar sebebi ile oluşmaktadır. Kaçak endüktanslar nedeni ile akım yükselirken bacadaki görölen gerilim tam köprü geriliminin altında, rezonans akımı düşerken de tam köprü geriliminin üstünde olmaktadır.



Şekil 5-9 Kapalı Çevrim, 20% Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 25A/böl)



Şekil 5-10 Kapalı Çevrim, 60% Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 25A/böl)



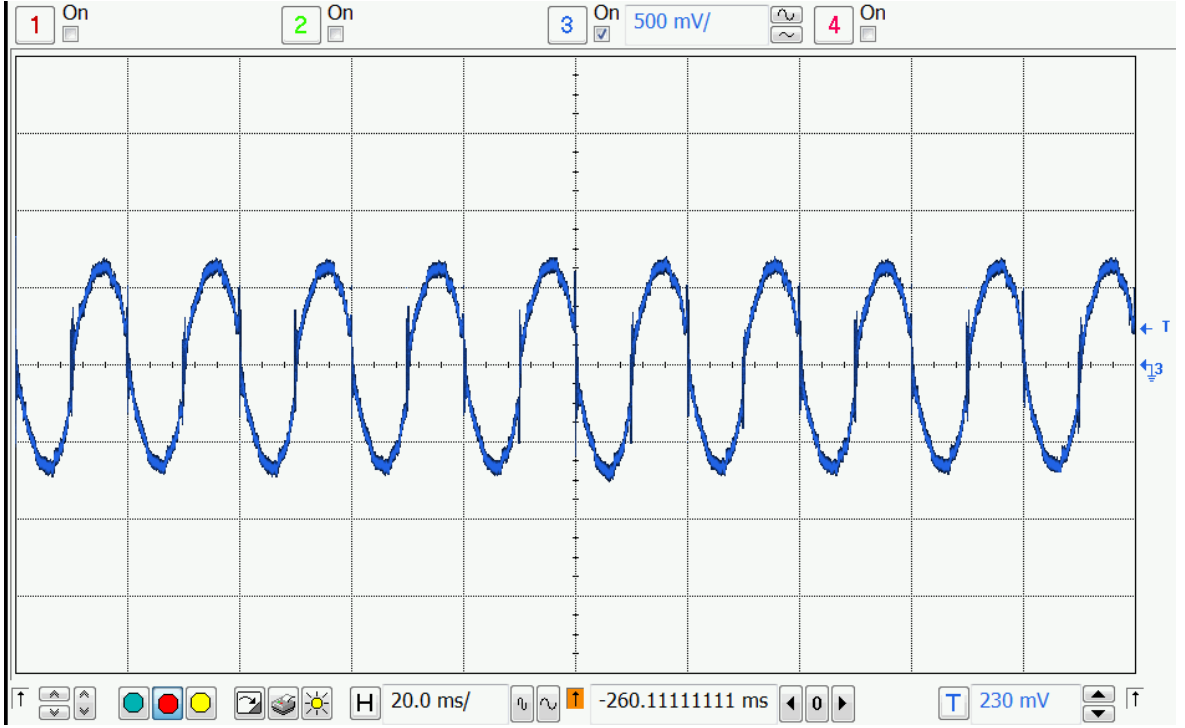
Şekil 5-11 Kapalı Çevrim, Tam Yük, Rezonans Akımı (Kanal3) ve Tam Köprü Bacak Gerilimleri (Kanal1-Kanal2)

(Kanal1: 50V/böl, Kanal2: 50V/böl, Kanal3: 50A/böl)

### 5.3.2.2. Kapalı Çevrim Çalışmada Çıkış Akımının Gösterimi

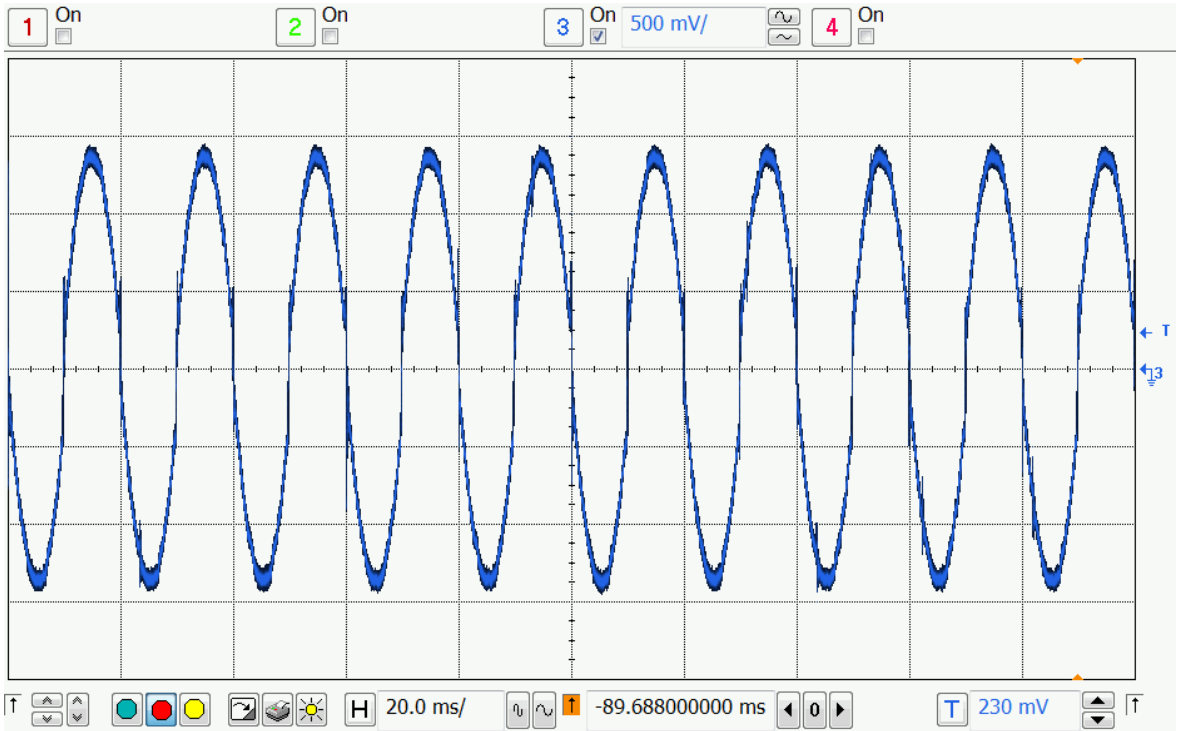
Şekil 5.12’de 230V 50Hz alternatif akımlı şebekeye bağlantı yapılmıştır. Şekilde bu bağlantı sırasında kapalı çevrim kontrolle 0.5A etkin akımla güç transferi yaparken akım gösterilmiştir. Sinüs dalga şekilli akımın tepe noktaları 0.7A değerine ulaşmaktadır. Gerilim işaret değiştirdiği sırada akımda bir miktar bozulma olabilmektedir. Bu bozulmalar sensörlerdeki hassasiyetlerin düşük olmasından kaynaklanmaktadır. Daha yüksek çözünürlüklü sensörler kullanıldığı takdirde gerilim şeklindeki bozulmalar azalacaktır.

Şekil 5.13’te 230V 50Hz alternatif akımlı şebekeye devrenin kapalı çevrim çalışması sırasında yaklaşık 1A etkin akımla güç transferi yaparken akım dalga şekli gösterilmiştir. Gerilimin sıfıra yaklaştığı noktalarda bozulma gözlemlenmektedir. Bu anlarda anahtarlama frekansı çok azalmaktadır, anahtarlar çok az sayıda açılıp kapanmaktadır. Darbe sayısının az olmasına rağmen iletilen güç anlık gerilim için fazla gelmekte ve akım şekli bozulabilmektedir. Bozulmalar 0.5A etkin akıma göre azalmıştır. Bunun sebebi devrenin girişinden aktarılan akım darbelerinin çıkışta daha hızlı transfer edilebilmesidir.



Şekil 5-12 Kapalı Çevrim Çalışma Akımı (0.5A Etkin Akım)

(Kanal3: 0.5A/böl)



Şekil 5-13 Kapalı Çevrim Çalışma Akımı (1A Etkin Akım)

(Kanal3: 0.5A/böl)

### 5.3.2.3. Kapalı Çevrim Çalışmada Harmonik Analizi

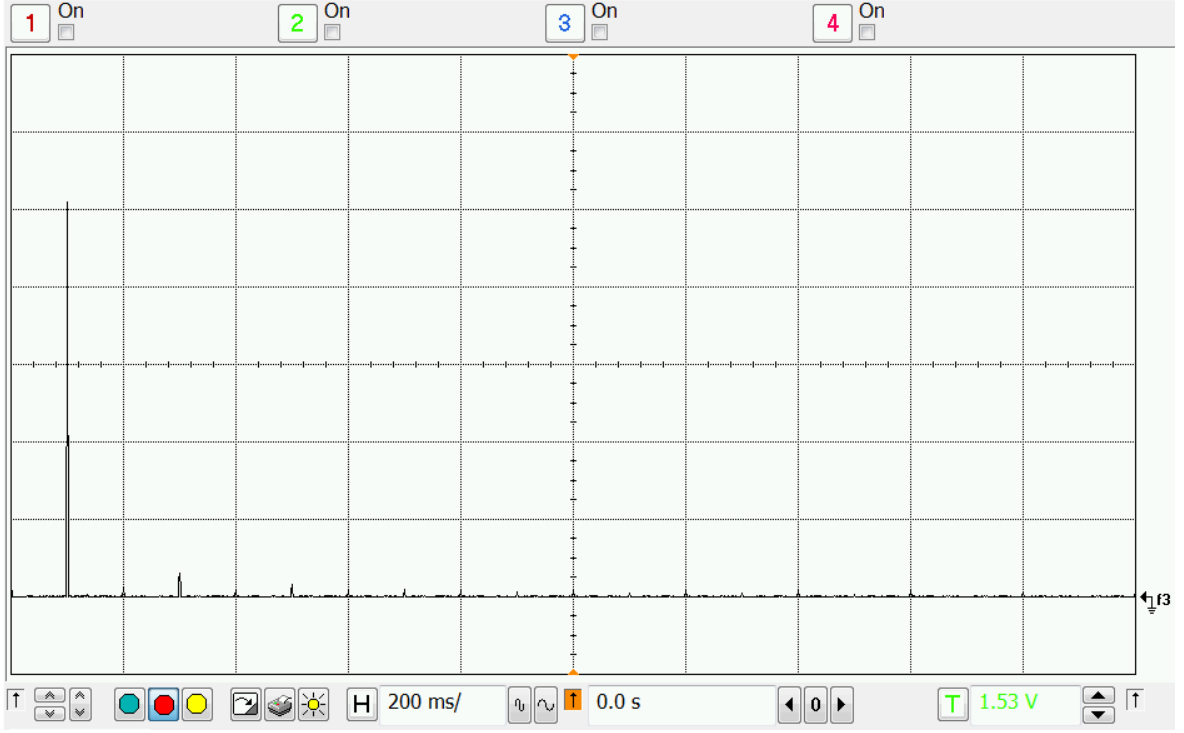
Şekil 5.14'te eviricinin 0.5A etkin akımla kapalı çevrim çalışması sırasında oluşan harmonikler gösterilmiştir. Şekilde her bir kare 0.1A'e karşılık gelmektedir. Akımın temel bileşeni 0.5A'in biraz üzerindedir. Temel bileşenin yanı sıra 3., 5. ve 7. harmonikler de görülmektedir. Ancak bunların değeri oldukça düşüktür. Şekil 5.14'deki THD değeri %4.9, TDD değeri ise 2.4% olarak ölçülmüştür.

Şekil 5.15'te tam yük altında eviricinin çıkış geriliminde oluşan harmonikler gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü üzere 3. ve 5. harmoniklerin değerleri diğer harmoniklere göre yüksektir. Çıkış geriliminde sıfıra yaklaşırken olan bozulmalar bu yük seviyesinde oluşan harmoniklerin seviyesini yükseltmiştir. Şekil 5.15'te ölçülen TDD değeri %3'dür.

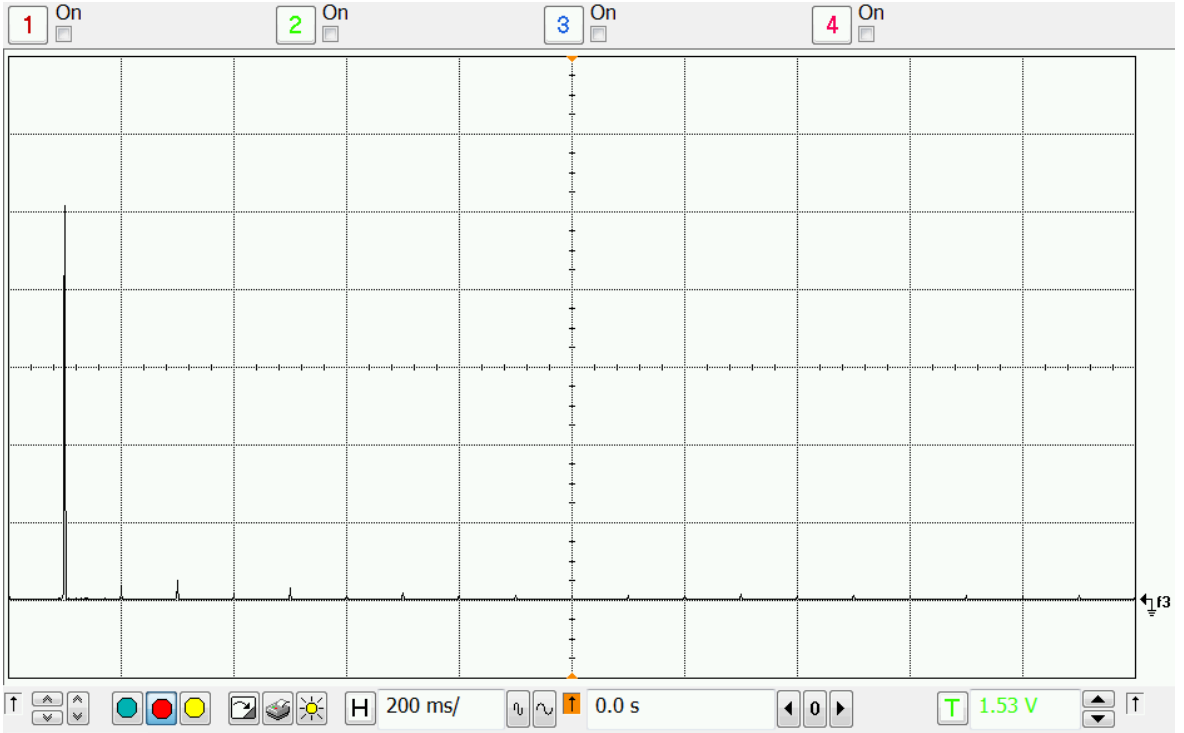
### 5.3.3. Devrede Yük Değişiminin İncelenmesi

Tasarlanan devre içindeki işlemcide kontrol döngüsü yüksek frekansta (20kHz) çalışmaktadır. Fotovoltaik bir evirici devresinde oluşabilecek olan muhtemel yük değişimleri denetleyici frekansının çalışma frekansına göre çok yavaş kalmaktadır. Devrenin yük değişimine olan tepkisini ölçmek amacıyla devre çıkış akımı bir akım probu ile görüntülenmiştir. Şekil 5-16'da devre 230V AA akımlı şebekeye bağlı iken yükü 0.5A etkin değerli akımdan 1A etkin değerli akıma değiştirildiğinde değişim incelenmiştir. Şekil 5-16'da görüldüğü üzere yük değiştiğinde devre yük akımını iki katına çıkarmıştır. Bu yapılırken de anahtarlama frekansı değiştirilerek yapılmıştır. Eviricinin yük değişimine olan tepkisini incelemek için mikrodenetleyici üzerindeki bir bacağa uygulanan sinyal değiştirilmiştir. Bu sinyalin sıfırdan bire (Low to High) değişimi birkaç mikro saniye içerisinde olmaktadır. Bu hızda bir değişim pratikte beklenmemesine rağmen devre yeteneklerinin test edilmesi amacıyla test bu şekilde yapılmıştır.

Şekil 5-17'de devre yükü ani olarak 1A etkin akım değerinden 0.5A etkin akım değerine azaltılmaktadır. Devrenin bu değişime vermiş olduğu tepki oldukça hızlıdır. Akım şekli bozulmadan yeni akım değerinde şebekeye güç transferi devam etmektedir.

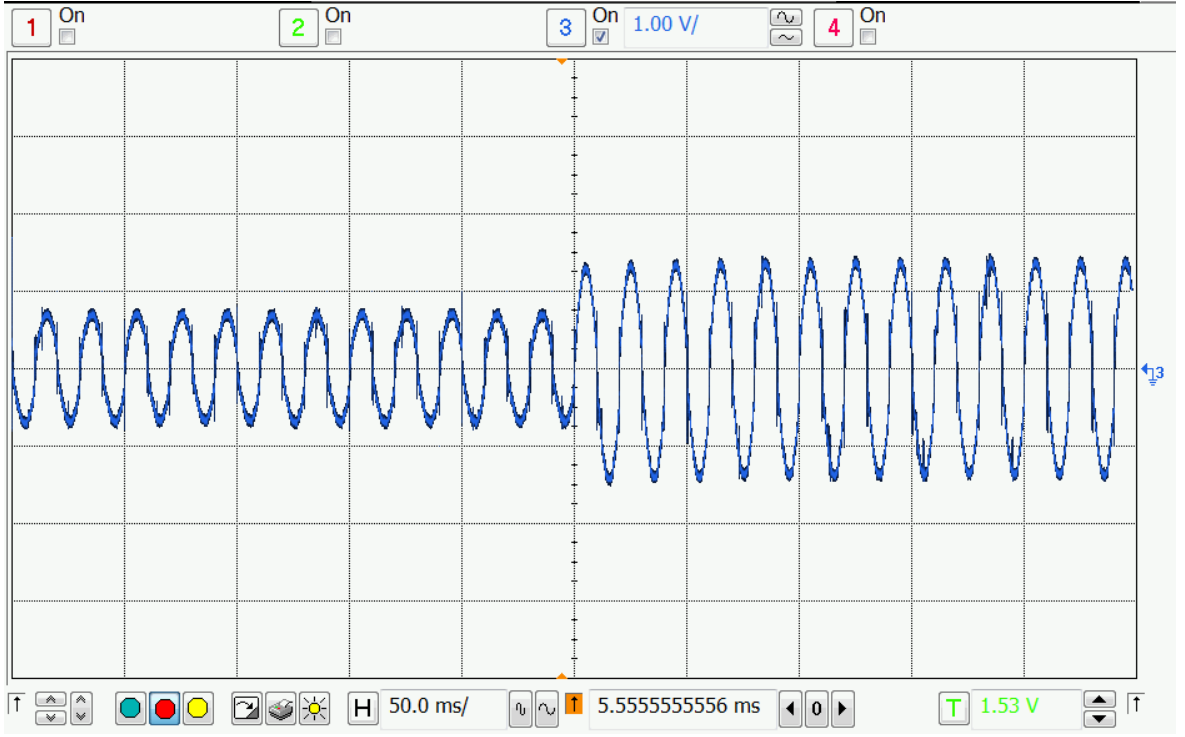


Şekil 5-14 230V, 50Hz Şebekeyle Çalışma Sırasında Harmonikler (0.5A Etkin Akım)  
(f3: 0.1A/böl)

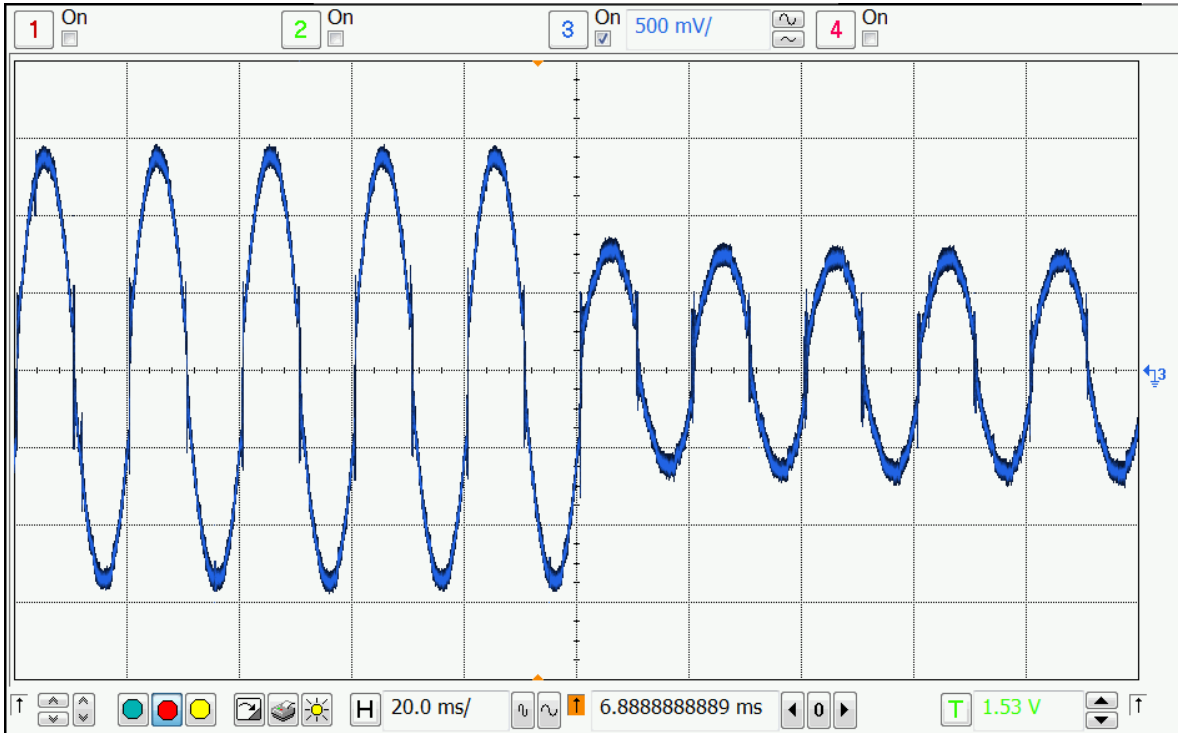


Şekil 5-15 230V, 50Hz Şebekeyle Çalışma Sırasında Harmonikler (1A Etkin Akım)  
(f3: 0.2A/böl)





Şekil 5-16 Yük Değişimi Tepkisi (0.5A -1A Etkin Akım)  
(Kanal3: 1A/böl)



Şekil 5-17 Yük Değişimi Tepkisi (1A -0.5A Etkin Akım )  
(Kanal3: 1A/böl)

### 5.3.4. Devre Veriminin İncelenmesi

Tasarlanan eviricinin hem açık çevrim hem de kapalı çevrim çalışması sırasında farklı yüklerde verimi ölçülmüştür. Açık çevrim çalışma sırasında 230Vrms değerindeki çıkış geriliminin elde edilmesi için farklı frekanslarda farklı giriş gerilimlerinde devre çalıştırılmış ve performanstaki değişim incelenmiştir. Devre giriş-çıkış akım ve gerilimleri osiloskop ile ölçülerek ortalama değerleri alınarak hesaplanmıştır. Çizelge 5.2’de devrenin yaklaşık %20 yük altında farklı frekanslarda, değişen giriş gerilimlerinde verimi gösterilmiştir.

Çizelge 5-2 %20 Yük Altında Evirici Verimi Değişimi

Maksimum Frekans	V <sub>rms</sub> (v)	V <sub>giriş</sub> (v)	P <sub>giriş</sub> (w)	P <sub>çıkış</sub> (w)	Verim(%)
130kHz	229.8	26.20	57.31	49.35	86.12
140kHz	228.7	25.80	56.52	48.89	86.50
150kHz	230	25.60	56.10	49.41	88.07
160kHz	231.7	25.30	55.40	50.19	90.59

Çizelge 5.3’de devrenin yaklaşık olarak %60 yük altında farklı frekanslarda, değişen giriş gerilimlerinde verimi gösterilmiştir.

Çizelge 5-3 %60 Yük Altında Evirici Verimi Değişimi

Maksimum Frekans	V <sub>rms</sub> (v)	V <sub>giriş</sub> (v)	P <sub>giriş</sub> (w)	P <sub>çıkış</sub> (w)	Verim(%)
120kHz	230	38.20	175.7	148	84.2
140kHz	230	33.5	170	148	87
150kHz	230	33.3	164	148	90.24
160kHz	230	33.01	163.8	148	90.35

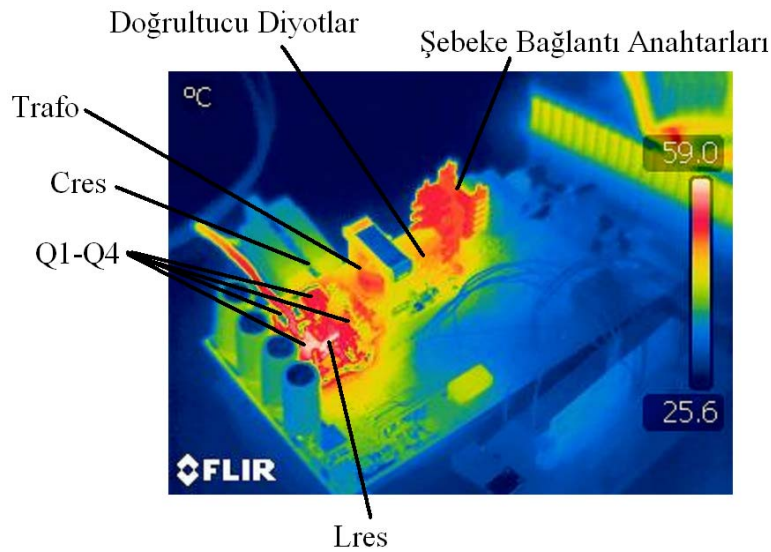
Çizelge 5.4’de devrenin tam yük altında farklı frekanslarda, değişen giriş gerilimlerinde verimi gösterilmiştir.

Çizelge 5-4 Tam Yük Altında Evirici Verimi Değişimi

Maksimum Frekans	V <sub>rms</sub> (v)	V <sub>giriş</sub> (v)	P <sub>giriş</sub> (w)	P <sub>çıkış</sub> (w)	Verim(%)
160kHz	230	43.6	303	272	89.76
170kHz	230	43	302	272	90.06
180kHz	230	41.5	302.1	272	90.03

Çizelge 5.2, 5.3 ve 5.4’de görüldüğü üzere devrenin verimi anahtarlama frekansının artması ve giriş geriliminin düşmesi ile artmaktadır. Devre veriminin giriş gerilimi düştükçe artması rezonans akımının tepe noktasının değerinin giriş gerilimi ile orantılı olması sayesinde olmaktadır. Devre tam yükte çalışırken kaynaktan çektiği akım yaklaşık 6A olduğu durumda rezonans ağından geçen akımın etkin değeri 30A’ye yakın bir değer almaktadır. Rezonans ağından böyle yüksek değerli bir akım geçmesi bu yoldaki malzemeler üzerinde olan kayıpları arttırmaktadır. Devrede oluşan kayıpların büyük bir çoğunluğu etkin akımın çok yüksek değerinde olmasından kaynaklanmaktadır.

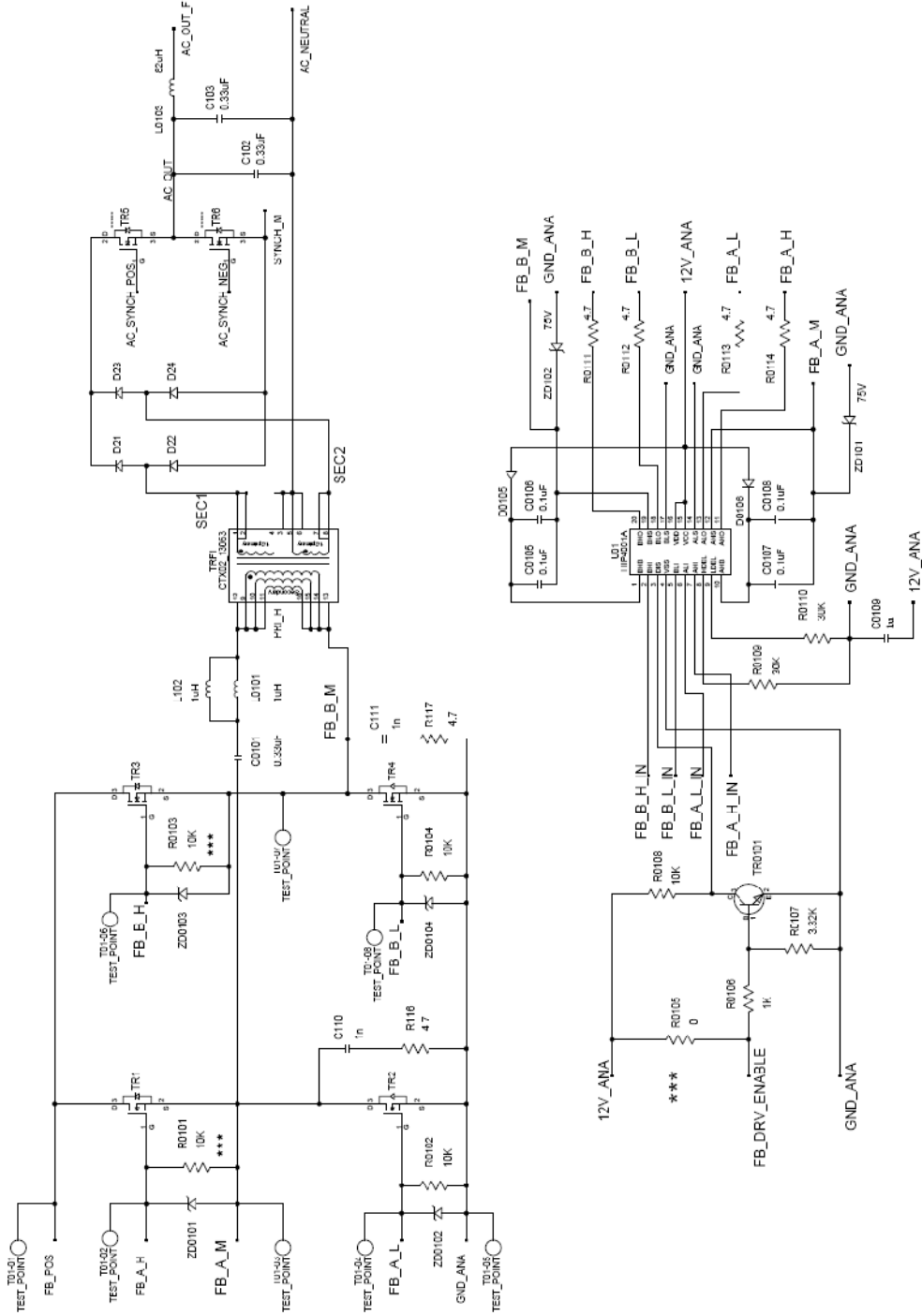
Şekil 5.19’da eviricinin termal görüntüsü verilmiştir. Bu görüntüde rezonans akımının geçtiği tam köprü anahtarları, transformatör, doğrultucu diyotlar ve şebeke bağlantı anahtarlarının ısındığı görülmektedir. En fazla ısınan malzeme rezonans endüktörü olarak görülmektedir ( $59^{\circ}\text{C}$ ). Rezonans endüktörünün fazla ısınmasının nedeni endüktörün çekirdek kayıplarının yüksek olmasıdır. Farklı yapıda bir endüktör kullanılarak hem kayıplar azaltılabilir hem de fazla ısınmanın önüne geçilebilir. Şebeke bağlantı anahtarları da beklenenin üzerinde ısınmaktadır ( $54^{\circ}\text{C}$ ). Bu malzemelerin fazla ısınmasının nedeni devreden geçen akımının etkin değerinin yüksek olmasıdır. Ayrıca bu anahtarların sürülmesinde kullanılan devre yapısı değiştirilerek anahtarların iletim dirençleri daha da düşürülebilir. EK E’de kullanılan MOSFET’e ait teknik özellikler dokümanı verilmiştir. Görüldüğü üzere uygulanan  $V_{GS}$  gerilimi arttırılırsa iletim direnci azalacaktır. Yapılan prototipte bu anahtarlar 12V ile sürülmektedir bu gerilim 20V’a kadar arttırılarak kayıpları azaltılabilir.



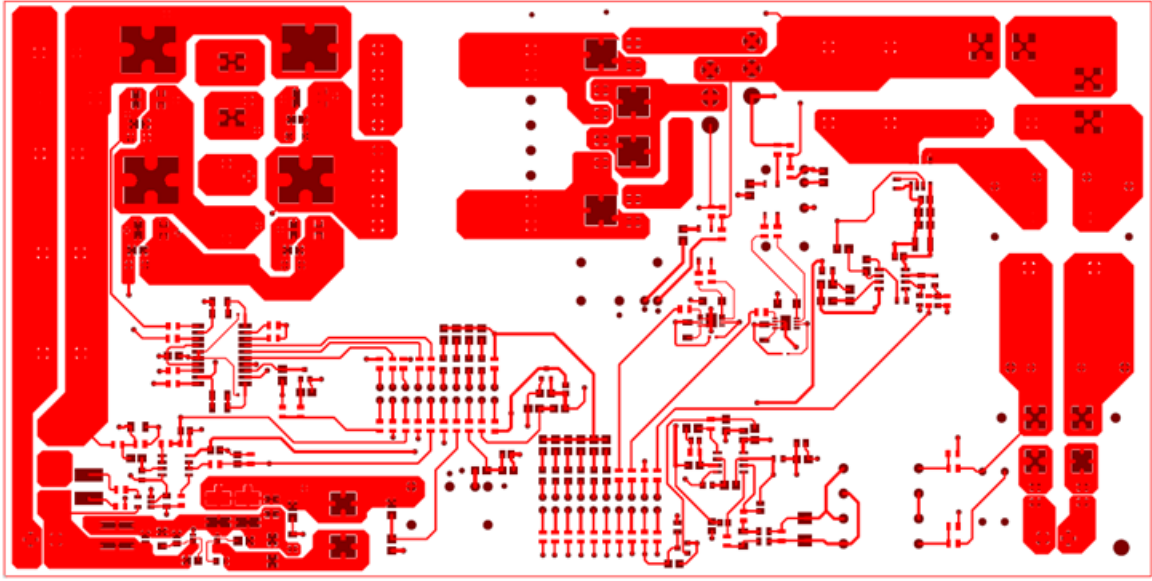
Şekil 5-18 Evirici Devresi Termal Fotoğrafi

### 5.3.5. Prototip Devre Şeması

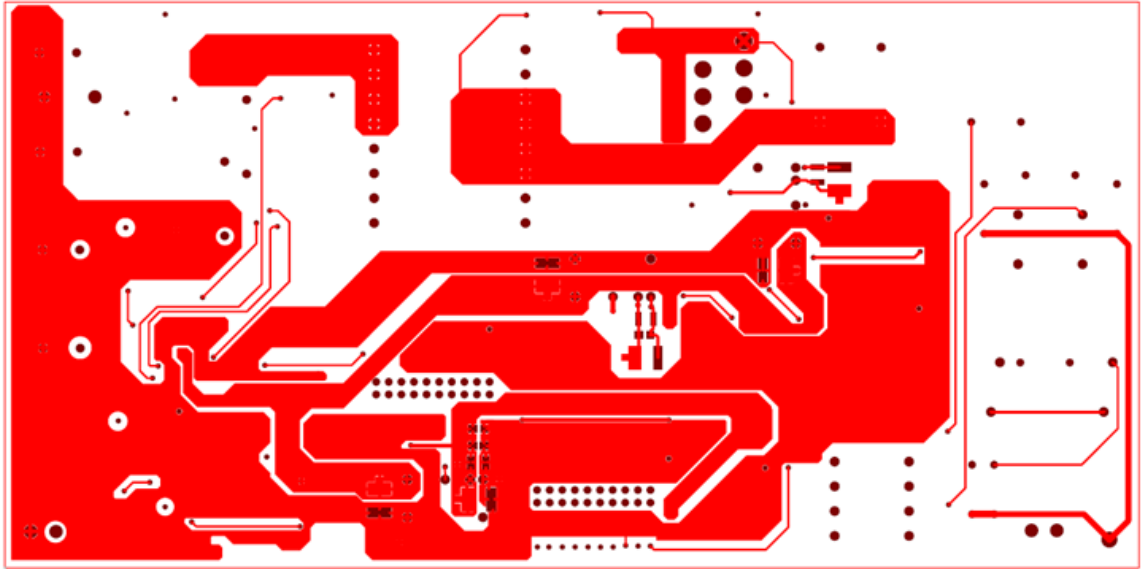
Şekil 5-19’da prototip devrede kullanılan tam köprü devresi, doğrultucu diyotlar, şebeke bağlantı anahtarları, çıkış filtresi ve tam köprü sürüce entegresine ait devre şeması gösterilmiştir. Şekil 5-20’de kullanılan baskı devre kartının suyollarına ait çizimler verilmiştir.



Şekil 5-19 Evirici Devre Şeması



a) Ön Yüz Su Yolları



b) Arka Yüz Su Yolları

Şekil 5-20 Prototip Devre Su Yolları

## 6. SONUÇLAR VE GELECEKTE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR

Bu tez çalışmasında bir mikro denetleyici ile denetlenen yumuşak anahtarlama seri rezonans tam köprü eviricinin analizi, tasarımı ve bir adet prototipi yapılmıştır. Geleneksel tam köprü çevirici devrelerinde çıkış tarafında tam köprü diyot doğrultucu veya orta uçlu transformatör ve iki adet diyot kullanılarak doğrultma işlemi yapılır ve yüke DA gerilim iletilir. Bu tasarımda ise geleneksel tam köprü çeviriciden farklı olarak bu iki yapı birlikte kullanılmıştır. Bu iki yapının aynı anda kullanılması ve yüke polariteye göre iki anahtarla bağlanması sayesinde çıkışta AA gerilim üretilmesine olanak sağlanmıştır. Devrede transformatör kullanılması sayesinde yalıtım da sağlanmış olmaktadır. Burada tasarımı yapılan evirici akım kontrollü çalışmaktadır.  $25 - 60V_{DA}$  aralığındaki gerilimi  $230V_{AArms}$  gerilim seviyesindeki yüke akım kaynağı olarak iletmektedir. Tasarlanan eviricinin nominal çalışma gücü  $250W$ 'dır.

Bu çalışmada tam köprü anahtarları sabit frekansta anahtarlama yerine değişken frekansta anahtarlama yapılmaktadır. Anahtarların iletimde kaldıkları süre rezonans akımının periyoduna göre belirlenmektedir. Çapraz konumdaki anahtarlar aynı anda iletimde olduklarında rezonans elemanları üzerinden sinüs dalga şekilli bir akım geçmektedir. Bu akımın süresi devre üzerindeki rezonans devresi elemanlarının ( $L_r$  ve  $C_r$ ) değerine göre değişmektedir. Anahtarların kapalı oldukları süre ise yüke aktarılacak olan akımın anlık büyüklüğüne göre değişmektedir. Çıkış akımının yükseldiği anlarda anahtarların kesimde olduğu süre kısadır, düştüğü zamanlarda ise uzundur. Bu şekilde yapılan anahtarlama işlemi bir DA/DA çeviricinin kısa zaman aralıklarında farklı frekanslarla çalıştırılmasının birleştirilmesi ile DA/AA dönüşümü yapılması olarak düşünülebilir.

Bilgisayar ortamında yapılan benzetim çalışmalarında devrenin rezonans elemanlarının, malzeme seçiminin ve anahtarlama frekansının verime etkisi incelenmiştir. Rezonans akımının etkin değerini azaltmak amacı ile anahtarlama frekansı artırılmıştır. Anahtarlama frekansı tam yükte  $180kHz$ 'e kadar çıkabilmektedir. Benzetimde anahtarlama frekansının ve kullanılan filtre elemanlarının çıkış akımı harmonik bileşenlerine olan etkileri de incelenmiştir. Anahtarlama frekansının düşük olduğu durumlarda tek anahtarlama ile aktarılan enerji miktarı daha yüksek olduğu için (çıkış akımının azaldığı anlarda) yol açtığı bozulmaların fazla olduğu görülmüştür. Bu sebeple rezonans elemanları bir darbeye daha az enerji taşıyacak şekilde seçilmiş ve anahtarlama frekansı yükseltilmiştir. Böylece sıfır akım anahtarlama sayesinde anahtarlama kaybı olmadan verim artırılmıştır. Benzetim sırasında elde edilen bu bilgiler doğrultusunda prototip tasarımı şekillendirilmiştir.

Prototip tasarımı sırasında malzeme seçimine büyük önem verilmiştir. Güç elektroniği sektöründe önem kazanmakta olan bazı ürünlerin kullanımı tercih edilmiştir.(Örn: SiC MOSFET'ler, SiC diyotlar, vb.) Transformator tasarımı sırasında çekirdek ve bakır kayıpları azaltılmaya çalışılmıştır. Transformator için çekirdek seçimi sırasında birçok üreticinin farklı ürünleri incelenmiş, fiyat-performans oranı en uygun olan çekirdek seçilmeye çalışılmıştır. Bu çalışma için çekirdek tipi olarak 100-200 kHz anahtarlama frekansı aralığında iyi performans gösteren N87 tipi ferrit kullanılarak yapılan ETD34 tip çekirdek kullanılmıştır. Kayıpların azaltılması amacı ile transformator Litz sargısı tekniği ile üretilmiş ve prototipte kullanılmıştır.

Devrede sıfır akım anahtarlama yöntemi ile yumuşak anahtarlama yapılmaktadır. Bu nedenle kayıpların çoğu iletim sırasında olmaktadır. İletim kayıplarının büyük bir bölümü transformatorün birincil tarafında bulunan elemanlar üzerinde olmaktadır. Bu malzemelerde yüksek kayıp olmasının nedeni rezonans akımının etkin akım değerinin yüksek olmasıdır. Çizelge 5.4'te gösterilen 180kHz'de çalışma koşulunda devre 302.1W giriş gücü ile çalışırken kaynaktan yaklaşık 7.3A akım çekmektedir. Ancak bu koşulda rezonans akımının etkin değeri 30A'e yakın bir değerdedir. Bu nedenle rezonans akımının geçtiği hat üzerindeki malzemelerin (giriş kondansatörleri, MOSFET'ler,  $L_r$  ve  $C_r$  gibi elemanlar) kayıpları yüksek olmaktadır. Kondansatörlerin eşdeğer seri dirençlerinin eşdeğeri yaklaşık  $9m\Omega$ 'dur. Rezonans devresindeki diğer elemanların kaçak dirençlerinin toplamı da yaklaşık  $8m\Omega$  yapmaktadır. Rezonans akımının etkin değerinin karesi ile bu dirençler toplamı çarpıldığında burada yapılan kaybın 15.3W olduğu bulunmaktadır. Bu değer de devredeki kayıpların yaklaşık %60'ını oluşturmaktadır.

Rezonans elemanları dışında kayıpların yüksek olduğu diğer yerler doğrultucu diyotları ile şebeke bağlantı anahtarlarıdır. Bu malzemeler seçilirken kayıpların az olması amacı ile SiC bazlı yarı iletkenler tercih edilmiştir. MOSFET'lerin dayanma gerilimleri arttığında iletim dirençleri, diyotların da dayanma gerilimleri arttığında ileri gerilimleri artmaktadır. Bu nedenlerden seçilen malzemelerin dayanma gerilimleri yüksek olduğunda üzerlerinde olan kayıplar da yüksek olmaktadır. Tasarımda orta uçlu transformator kullanılıyor olması yüksek dayanma gerilimli yarı iletkenler kullanılmasını zorunlu kılmıştır. Bu malzemeler üzerindeki kayıpların azaltılması için MOSFET sürücü devresi tasarımı değiştirilerek MOSFET'ler daha yüksek bir kapı gerilimi ile sürülebilir.

Tasarlanan prototip devrenin verimi çalışma noktasına göre değişmektedir. Devrede kayıpların büyük bir bölümü rezonans hattındaki yüksek etkin akım nedeni ile olduğu için

bu değerin azaldığı durumlarda verim de artmaktadır. Örneğin giriş gerilimi düştüğünde rezonans akımının tepe noktası azalmaktadır, bu da akımın etkin değerini azaltmakta ve verimi arttırabilmektedir. Bu sebeple devrenin yükünün azaldığı durumlarda veriminde büyük bir düşme görülmemiştir. Tasarlanan prototip tam yükte %90 verime ulaşmıştır.

Modüle entegre evirici devrelerinin sağlaması gereken kriterlerden birisi de yük akımının harmonik bileşenleri ve Toplam Talep Bozulması (Total Demand Distortion, TDD) ile ilgilidir. Çıkış akımının TDD değerinin en kötü şebeke koşullarında %5'in altında olması gerekmektedir [32]. Yapılan benzetim çalışmalarında elde edilen akım TDD değeri %1.4 seviyesindedir. Üretilen örnek devrede ise tam yükte çalışma sırasında TDD değerleri %3 seviyesine kadar inebilmektedir.

Üretilen prototip devrenin 230V 50Hz'lik şebeke ile bağlantısı yapılmış ve prototip denenmiştir. Bu bağlantı sırasında üretilen akım dalga şeklinden devrenin çıkış geriliminin referans değerini faz farkı olmadan takip ettiği görülmüştür. Devrenin yük değişimine tepkisi incelendiğinde de kullanılan yüksek hızlı denetleyicinin yük değişimlerine anında tepki verdiği ve akımı istenen değere bozulma olmadan getirdiği görülmüştür.

Gelecekte devrenin veriminin arttırılması ve bazı malzemelerin daha uygun maliyetli olanlarla değiştirilmesi gibi konulara çalışılabilir. Ayrıca yazılım üzerinde çalışılarak devreye maksimum güç noktası takip özelliği, şebekede olan anlık hatalarda normal çalışmaya devam etme özelliği ve adalama koruması gibi özellikler kazandırılabilir.



## KAYNAKLAR

- [1] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen and F. Blaabjerg, “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules,” *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1292-1306, Sep./Oct. **2005**.
- [2] Q. Li and P. Wolfs, “A review of the single phase photovoltaic module integrated converter topologies with three different DC link configurations,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1320-1333, May **2008**.
- [3] H. Yung-Fu, Y. Konishi, and H. Wan-Ju, “Series resonant type softswitching grid-connected single-phase inverter employing discontinuous resonant control applied to photovoltaic ac module,” *Proc. 26th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, pp. 989–994, Mar. **2011**.
- [4] M. Andersen and B. Alvsten, “200 W low cost module integrated utility interface for modular photovoltaic energy systems,” *Proc. IEEE IECON*, pp. 572–577, **1995**.
- [5] A. Lohner, T. Meyer, and A. Nagel, “A new panel-integratable inverter concept for grid-connected photovoltaic systems,” *Proc. IEEE ISIE*, pp. 827–831, **1996**.
- [6] D. C. Martins and R. Demonti, “Photovoltaic energy processing for utility connected system,” *Proc. IEEE IECON*, pp. 1292–1296, **2001**.
- [7] D. C. Martins and R. Demonti, “Grid connected PV system using two energy processing stages,” *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, pp. 1649–1652, **2002**.
- [8] P. Wolfs and Q. Li, “An analysis of a resonant half bridge dual converter operating in continuous and discontinuous modes,” *Proc. IEEE PESC*, pp. 1313–1318, **2002**.
- [9] A. Fernandez, J. Sebastian, M. M. Hernando, M. Arias, and G. Perez, “Single stage inverter for a direct ac connection of a photovoltaic cell module,” *Proc. IEEE PESC*, pp. 93–98, **2006**.
- [10] K. C. A. de Souza, M. R. de Castro, and F. Antunes, “A DC/AC converter for single-phase grid-connected photovoltaic systems,” *Proc. IEEE IECON*, pp. 3268–3273, **2002**.

- [11] Q. Li, P. Wolfs, and S. Senini, "A hard switched high frequency link converter with constant power output for photovoltaic applications," *Proc. Australasian Univ. Power Eng. Conf.*, CD-ROM, **2002**.
- [12] R. Redl, N. O. Sokal, L. Balogh, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter: Analysis, Design Considerations, and Experimental Results at 1.5 kW, 100kHz", *IEEE Transaction on Power Electronics*. VOL. 6. NO, **1991**.
- [13] J.-G. Cho, J. A. Sabatk, G. H., F. C. Lee, "Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full Bridge PWM Converter for High-Power Applications", *IEEE Transaction on Power Electronics*, VOL. 11, NO, **1996**.
- [14] B. Mammano, "Resonant Mode Converter Topologies – Additional Topics", Texas Instruments (Unitrode Corporation), 5p., **2002**.
- [15] A. Dumais, S. Kalyanaraman, "Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design", AN1444, Microchip Technology Inc., **2012**.
- [16] L. H. Dixon, "Magnetic Design for Switching Power Supplies Section 1: Introduction and Basic Magnetics", Texas Instruments (Unitrode Corporation) Application Note-Slup123, **2001**.
- [17] L. H. Dixon, "Section 3: Windings", Texas Instruments (Unitrode Corporation) Application Note-Slup125, **2001**.
- [18] L. H. Dixon, "Eddy Current Losses in Transformer Windings and Circuit Wiring", Texas Instruments (Unitrode Corporation) Application Note-Slup197, **2001**.
- [19] L. H. Dixon, "Section 4: Power transformer design", Texas Instruments (Unitrode Corporation) Application Note-Slup126, **2001**.
- [20] "SI – Ferrite Material N87", Ferrites and Accesories, EPCOS, September, **2006**.
- [21] "ETD34/17/11", ETD Cores and Accesories, FERROXCUBE, Septemebr, **2008**.
- [22] Mohan, Undeland, Robbins, *Power Electronics*, John Wiley and Sons Inc., Ny, 3p., **1995**.
- [23] L. H. Dixon, Control Loop Cookbook, Texas Instruments (Unitrode Corporation), pp. 3, 7-8, 11-12, 16, **2002**.

- [24] D. Mitchell, B. Mammano, “Designing Stable Control Loops”, Texas Instruments (Unitrode Corporation), pp. 16-21, **2002**.
- [25] “Modelling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter”, Texas Instruments (Unitrode Corporation) Application Note U-97, **1999**.
- [26] K. H. Mohamed, T. B. Ibrahim, N. Saad, “DC-AC Inverter Using Hysteresis Current Controller with A low Pass Filter for WECS”, *IEEE 7. International Power Engineering and Optimization Conference*, **2013**.
- [27] P. Wang , C. Liu , L. Guo, “Modeling and Simulation of Full-bridge Series Resonant Converter Based on Generalized State Space Averaging”, *International Conference on Computer Science and Electronics Engineering*, **2013**.
- [28] L. Balogh, “Estimating MOSFET Parameters from the Data Sheet”, Texas Instruments Application Note-Slup170, pp. 1-5, **2012**.
- [29] R. Attanasio, “250 W Grid Connected Microinverter”, AN4070 Application Note, **2012**.
- [30] B. Mammano, “Current Sensing Solutions for Power Supply Designers” Texas Instruments (Unitrode Corporation), pp. 1-18, **2001**.
- [31] M. Kamil, “Grid-Connected Solar Microinverter Reference Design Using a dsPIC® Digital Signal Controller”, AN1338, Microchip Technology Inc., **2010**.
- [32] IEEE std 519-2014, Recommended Practices and Requirements for harmonic Control in Electric Power Systems, **2014**.
- [33] Quatech, CS6P-260, Canadian Solar, November, **2014**.

# EKLER

## EK A – INTERSIL, HIP4081 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



**HIP4081A**

**Data Sheet**

**July 2004**

**FN3659.7**

### 80V/2.5A Peak, High Frequency Full Bridge FET Driver

The HIP4081A is a high frequency, medium voltage Full Bridge N-Channel FET driver IC, available in 20 lead plastic SOIC and DIP packages. The HIP4081A can drive every possible switch combination except those which would cause a shoot-through condition. The HIP4081A can switch at frequencies up to 1MHz and is well suited to driving Voice Coil Motors, high-frequency switching power amplifiers, and power supplies.

For example, the HIP4081A can drive medium voltage brush motors, and two HIP4081As can be used to drive high performance stepper motors, since the short minimum "on-time" can provide fine micro-stepping capability.

Short propagation delays of approximately 55ns maximizes control loop crossover frequencies and dead-times which can be adjusted to near zero to minimize distortion, resulting in rapid, precise control of the driven load.

A similar part, the HIP4080A, includes an on-chip input comparator to create a PWM signal from an external triangle wave and to facilitate "hysteresis mode" switching.

The Application Note for the HIP4081A is the AN9405.

### Ordering Information

PART NUMBER	TEMP RANGE (°C)	PACKAGE	PKG. DWG. #
HIP4081AIP	-40 to 85	20 Ld PDIP	E20.3
HIP4081AIPZ (Note)	-40 to 85	20 Ld PDIP (Pb-free)	E20.3
HIP4081AIB	-40 to 85	20 Ld SOIC (W)	M20.3
HIP4081AIBZ (Note)	-40 to 85	20 Ld SOIC (W) (Pb-free)	M20.3

NOTE: Intersil Pb-free products employ special Pb-free material sets; molding compounds/die attach materials and 100% matte tin plate termination finish, which is compatible with both SnPb and Pb-free soldering operations. Intersil Pb-free products are MSL classified at Pb-free peak reflow temperatures that meet or exceed the Pb-free requirements of IPC/JEDEC J Std-020B.

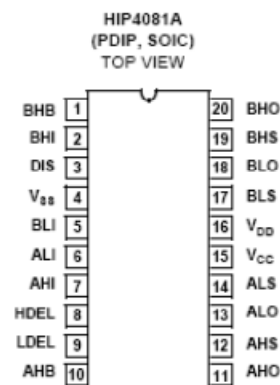
### Features

- Independently Drives 4 N-Channel FET in Half Bridge or Full Bridge Configurations
- Bootstrap Supply Max Voltage to 95V<sub>DC</sub>
- Drives 1000pF Load at 1MHz in Free Air at 50°C with Rise and Fall Times of Typically 10ns
- User-Programmable Dead Time
- On-Chip Charge-Pump and Bootstrap Upper Bias Supplies
- DIS (Disable) Overrides Input Control
- Input Logic Thresholds Compatible with 5V to 15V Logic Levels
- Very Low Power Consumption
- Undervoltage Protection
- Pb-free Available

### Applications

- Medium/Large Voice Coil Motors
- Full Bridge Power Supplies
- Switching Power Amplifiers
- High Performance Motor Controls
- Noise Cancellation Systems
- Battery Powered Vehicles
- Peripherals
- U.P.S.

### Pinout





LTC6101/LTC6101HV

High Voltage,  
High-Side Current Sense  
Amplifier in SOT-23

## FEATURES

- Supply Range:  
5V to 100V, 105V Absolute Maximum (LTC6101HV)  
4V to 60V, 70V Absolute Maximum (LTC6101)
- Low Offset Voltage: 300 $\mu$ V Max
- Fast Response: 1 $\mu$ s Response Time (0V to 2.5V on a 5V Output Step)
- Gain Configurable with 2 Resistors
- Low Input Bias Current: 170nA Max
- PSRR: 118dB Min
- Output Current: 1mA Max
- Low Supply Current: 250 $\mu$ A,  $V_S = 12V$
- Operating Temperature Range: -40°C to 125°C
- Low Profile (1mm) SOT-23 (ThinSOT™) Package

## APPLICATIONS

- Current Shunt Measurement
- Battery Monitoring
- Remote Sensing
- Power Management

LT, LT, LTC and LTM are registered trademarks of Linear Technology Corporation. ThinSOT is a trademark of Linear Technology Corporation. All other trademarks are the property of their respective owners.

## DESCRIPTION

The LTC®6101/LTC6101HV are versatile, high voltage, high side current sense amplifiers. Design flexibility is provided by the excellent device characteristics; 300 $\mu$ V Max offset and only 375 $\mu$ A (typical at 60V) of current consumption. The LTC6101 operates on supplies from 4V to 60V and LTC6101HV operates on supplies from 5V to 100V.

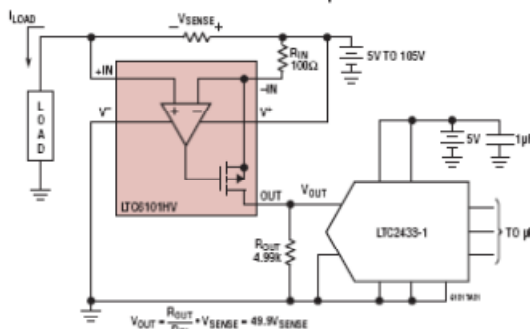
The LTC6101 monitors current via the voltage across an external sense resistor (shunt resistor). Internal circuitry converts input voltage to output current, allowing for a small sense signal on a high common mode voltage to be translated into a ground referenced signal. Low DC offset allows the use of a small shunt resistor and large gain-setting resistors. As a result, power loss in the shunt is reduced.

The wide operating supply range and high accuracy make the LTC6101 ideal for a large array of applications from automotive to industrial and power management. A maximum input sense voltage of 500mV allows a wide range of currents to be monitored. The fast response makes the LTC6101 the perfect choice for load current warnings and shutoff protection control. With very low supply current, the LTC6101 is suitable for power sensitive applications.

The LTC6101 is available in 5-lead SOT-23 and 8-lead MSOP packages.

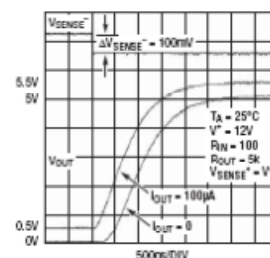
## TYPICAL APPLICATION

16-Bit Resolution Unidirectional Output into LTC2433 ADC



$$V_{OUT} = \frac{R_{OUT}}{R_{IN}} \cdot V_{SENSE} = 49.5 V_{SENSE}$$

Step Response



6101fg



1

# EK C - INFINEON, IPB027N10N3 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



IPB027N10N3 G


## OptiMOS<sup>®</sup>3 Power-Transistor

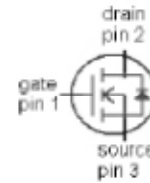
### Features

- N-channel, normal level
- Excellent gate charge  $\times R_{DS(on)}$  product (FOM)
- Very low on-resistance  $\bar{R}_{DS(on)}$
- 175 °C operating temperature
- Pb-free lead plating; RoHS compliant
- Qualified according to JEDEC<sup>1)</sup> for target application
- Ideal for high-frequency switching and synchronous rectification
- Halogen-free according to IEC61249-2-21

### Product Summary

$V_{DS}$	100	V
$R_{DS(on),max}$	2.7	m $\Omega$
$I_D$	120	A

Type	IPB027N10N3 G
	
Package	PG-TO263-3
Marking	027N10N



Maximum ratings, at  $T_J=25\text{ °C}$ , unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value	Unit
Continuous drain current	$I_D$	$T_C=25\text{ °C}^{2)}$	120	A
		$T_C=100\text{ °C}$	120	
Pulsed drain current <sup>2)</sup>	$I_{D,pulse}$	$T_C=25\text{ °C}$	480	
Avalanche energy, single pulse	$E_{AS}$	$I_D=100\text{ A}$ , $R_{GS}=25\ \Omega$	1000	mJ
Gate source voltage	$V_{GS}$		$\pm 20$	V
Power dissipation	$P_{tot}$	$T_C=25\text{ °C}$	300	W
Operating and storage temperature	$T_J$ , $T_{stg}$		-55 ... 175	°C
IEC climatic category; DIN IEC 68-1			55/175/56	

<sup>1)</sup>J-STD20 and JESD22

<sup>2)</sup> See figure 3

# EK D - CREE, C4D02120E TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



## C4D02120E–Silicon Carbide Schottky Diode Z-REC™ RECTIFIER

$V_{RRM}$	= 1200 V
$I_F, T_c < 135^\circ\text{C}$	= 6.9 A
$Q_c$	= 15 nC

### Features

- 1200-Volt Schottky Rectifier
- Optimized for PFC Boost Diode Application
- Zero Reverse Recovery Current
- High-Frequency Operation
- Temperature-Independent Switching Behavior
- Positive Temperature Coefficient on  $V_f$

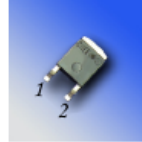
### Benefits

- Replace Bipolar with Unipolar Rectifiers
- Essentially No Switching Losses
- Higher Efficiency
- Reduction of Heat Sink Requirements
- Parallel Devices Without Thermal Runaway

### Applications

- Solar Inverters
- Power Factor Correction

### Package



TO-252-2



Part Number	Package	Marking
C4D02120E	TO-252-2	C4D02120

### Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
$V_{RRM}$	Repetitive Peak Reverse Voltage	1200	V		
$V_{RSM}$	Surge Peak Reverse Voltage	1300	V		
$V_{DC}$	DC Blocking Voltage	1200	V		
$I_F$	Continuous Forward Current	6.9	A	$T_c = 135^\circ\text{C}$ ; No AC component	
$I_{FRM}$	Repetitive Peak Forward Surge Current	14.4 10	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$ , $t_p = 10$ ms, Half Sine pulse $T_c = 110^\circ\text{C}$ , $t_p = 10$ ms, Half Sine pulse	
$I_{FSM}$	Non-Repetitive Peak Forward Surge Current	18.8 16.4	A	$T_c = 25^\circ\text{C}$ , $t_p = 10$ ms, Half Sine pulse $T_c = 110^\circ\text{C}$ , $t_p = 10$ ms, Half Sine pulse	
$P_{tot}$	Power Dissipation	51.7 22.4	W	$T_c = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 110^\circ\text{C}$	
$T_c$	Maximum Case Temperature	135	$^\circ\text{C}$		
$T_j$	Operating Junction Range	-55 to +175	$^\circ\text{C}$		
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-55 to +135	$^\circ\text{C}$		

Datasheet: C4D02120E Rev. A

Subject to change without notice.  
www.cree.com

1

# EK E - ROHM, SCT2280KE TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



## SCT2280KE

N-channel SiC power MOSFET

**TENTATIVE**

Datasheet

$V_{DSS}$	1200V
$R_{DS(on)}$ (Typ.)	280m $\Omega$
$I_D$	14A
$P_D$	108W

### ●Features

- 1) Low on-resistance
- 2) Fast switching speed
- 3) Fast reverse recovery
- 4) Easy to parallel
- 5) Simple to drive
- 6) Pb-free lead plating ; RoHS compliant

### ●Application

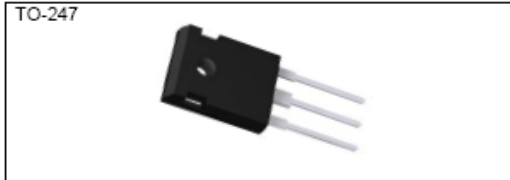
- Solar inverters
- DC/DC converters
- Switch mode power supplies
- Induction heating
- Motor drives

### ●Absolute maximum ratings ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

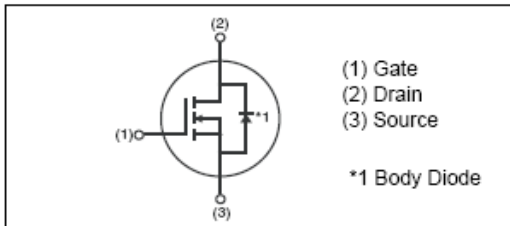
Parameter	Symbol	Value	Unit
Drain - Source voltage	$V_{DSS}$	1200	V
Continuous drain current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	$I_D^{*1}$ 14	A
	$T_c = 100^\circ\text{C}$	$I_D^{*1}$ 10	A
Pulsed drain current	$I_{D,pulse}^{*2}$	35	A
Gate - Source voltage	$V_{GSS}$	-6 to 22	V
Power dissipation ( $T_c = 25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	108	W
Junction temperature	$T_j$	175	$^\circ\text{C}$
Range of storage temperature	$T_{stg}$	-55 to +175	$^\circ\text{C}$

### ●Outline

TO-247



### ●Inner circuit



### ●Packaging specifications

Type	Packing	Tube
	Reel size (mm)	-
	Tape width (mm)	-
	Basic ordering unit (pcs)	30
	Taping code	-
	Marking	SCT2280KE



●Electrical characteristic curves

Fig.12 Static Drain - Source On - State Resistance vs. Gate - Source Voltage

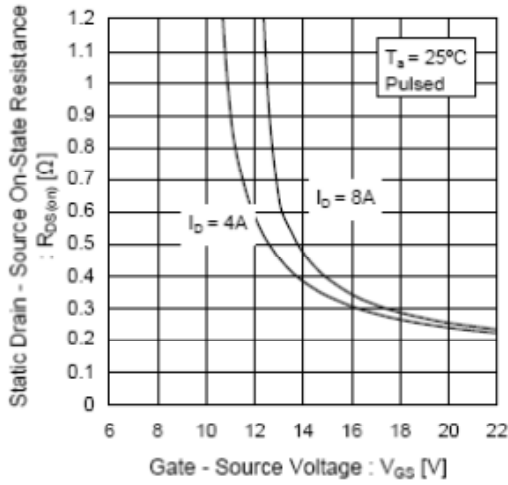


Fig.13 Static Drain - Source On - State Resistance vs. Junction Temperature

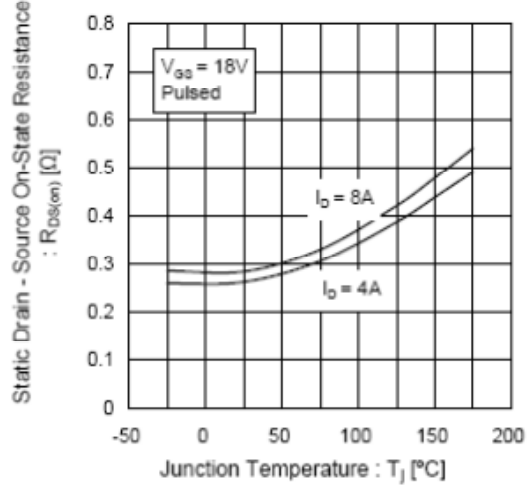
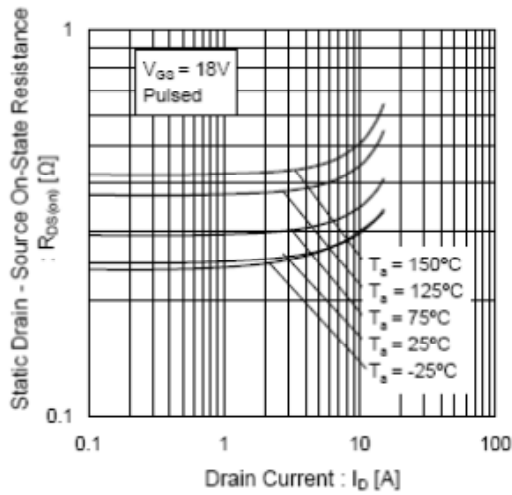


Fig.14 Static Drain - Source On - State Resistance vs. Drain Current



# EK F - ALLEGRO, ACS712ELCTR TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



## ACS712

*Fully Integrated, Hall Effect-Based Linear Current Sensor with 2.1 kV<sub>RMS</sub> Voltage Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*

### Features and Benefits

- Low-noise analog signal path
- Device bandwidth is set via the new FILTER pin
- 5  $\mu$ s output rise time in response to step input current
- 50 kHz bandwidth
- Total output error 1.5% at  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , and 4% at  $-40^\circ\text{C}$  to  $85^\circ\text{C}$
- Small footprint, low-profile SOIC8 package
- 1.2 m $\Omega$  internal conductor resistance
- 2.1 kV<sub>RMS</sub> minimum isolation voltage from pins 1-4 to pins 5-8
- 5.0 V, single supply operation
- 66 to 185 mV/A output sensitivity
- Output voltage proportional to AC or DC currents
- Factory-trimmed for accuracy
- Extremely stable output offset voltage
- Nearly zero magnetic hysteresis
- Ratiometric output from supply voltage

Package: 8 pin SOIC (suffix LC)



Approximate Scale 1:1 

### Description

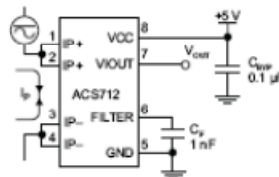
The Allegro<sup>®</sup> ACS712 provides economical and precise solutions for AC or DC current sensing in industrial, automotive, commercial, and communications systems. The device package allows for easy implementation by the customer. Typical applications include motor control, load detection and management, switched-mode power supplies, and overcurrent fault protection.

The device consists of a precise, low-offset, linear Hall sensor circuit with a copper conduction path located near the surface of the die. Applied current flowing through this copper conduction path generates a magnetic field which is sensed by the integrated Hall IC and converted into a proportional voltage. Device accuracy is optimized through the close proximity of the magnetic signal to the Hall transducer. A precise, proportional voltage is provided by the low-offset, chopper-stabilized BiCMOS Hall IC, which is programmed for accuracy after packaging.

The output of the device has a positive slope ( $>V_{IOUT(Q)}$ ) when an increasing current flows through the primary copper conduction path (from pins 1 and 2, to pins 3 and 4), which is the path used for current sensing. The internal resistance of this conductive path is 1.2 m $\Omega$  typical, providing low power

*Continued on the next page...*

### Typical Application



Application 1. The ACS712 outputs an analog signal,  $V_{OUT}$ , that varies linearly with the uni- or bi-directional AC or DC primary sensed current,  $I_p$ , within the range specified.  $C_F$  is recommended for noise management, with values that depend on the application.

# EK G - BLOCK, AVB 0,35/2/6 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI

## Short circuit proof PCB transformer **AVB**



### General Data

Rated input voltage	2 x 115 Vac
Rated output voltage	6 - 2 x 24 Vac
Rated power	0.35 - 3.2 VA
Insulation class	B
Maximum ambient temperature	70 °C
Efficiency	up to 59 %
Degree of protection	IP 00

### Advantages

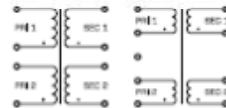
Minimum size at high output
Unconditionally short-circuit proof
Double input voltage for series or parallel connection
Also with double output voltage for series or parallel connection
Designed for high ambient temperatures
Permanent corrosion protection, high insulation value and maximum electrical reliability thanks to XtracDensiFill resin encapsulation
Coil shell in 2-chamber technology
Self-extinguishing potting and hood material

### Applications

As a mains transformer for adjustment of the voltage and simple electrical isolation.

As a safety transformer for the safe electrical isolation of the input and output sides. The transformer is suitable for creating SELV and PELV circuits because of the limit on the output voltage.

### Circuit Diagram



### Standards



Mains transformer  
to: VDE 0570 Teil 2-1, DIN EN 61558-2-1, EN 61558-2-1, IEC 61558-2-1, UL 5085-1/-2, CSA 22.2 No.68

Safety isolating transformer  
to: VDE 0570 Teil 2-6, DIN EN 61558-2-6, EN 61558-2-6, IEC 61558-2-6, UL 5085-1/-2, CSA 22.2 No.68

### Certifications



UL 5085-1/-2, CSA 22.2 No.68

# EK H - TI, TMS320F28069 TEKNİK ÖZELLİKLER DOKÜMANI



TMS320F28069, TMS320F28068, TMS320F28067, TMS320F28066  
TMS320F28065, TMS320F28064, TMS320F28063, TMS320F28062

www.ti.com

SPRS096D – NOVEMBER 2010 – REVISED DECEMBER 2012

## Piccolo Microcontrollers

Check for Samples: TMS320F28069, TMS320F28068, TMS320F28067, TMS320F28066,  
TMS320F28065, TMS320F28064, TMS320F28063, TMS320F28062

### 1 TMS320F2806x (Piccolo™) MCUs

#### 1.1 Features

- High-Efficiency 32-Bit CPU (TMS320C28x™)
  - 90 MHz (11.11-ns Cycle Time)
  - 16 x 16 and 32 x 32 MAC Operations
  - 16 x 16 Dual MAC
  - Harvard Bus Architecture
  - Atomic Operations
  - Fast Interrupt Response and Processing
  - Unified Memory Programming Model
  - Code-Efficient (in C/C++ and Assembly)
- Floating-Point Unit
  - Native Single-Precision Floating-Point Operations
- Programmable Control Law Accelerator (CLA)
  - 32-Bit Floating-Point Math Accelerator
  - Executes Code Independently of the Main CPU
- Viterbi, Complex Math, CRC Unit (VCU)
  - Extends C28x™ Instruction Set to Support Complex Multiply, Viterbi Operations, and Cyclic Redundancy Check (CRC)
- Embedded Memory
  - Up to 256KB Flash
  - Up to 100KB RAM
  - 2KB OTP ROM
- 6-Channel DMA
- Low Device and System Cost
  - Single 3.3-V Supply
  - No Power Sequencing Requirement
  - Integrated Power-on Reset and Brown-out Reset
  - Low-Power Operating Modes
  - No Analog Support Pin
- Endianness: Little Endian
- Clocking
  - Two Internal Zero-pin Oscillators
  - On-Chip Crystal Oscillator/External Clock Input
  - Dynamic PLL Ratio Changes Supported
  - Watchdog Timer Module
  - Missing Clock Detection Circuitry
- Peripheral Interrupt Expansion (PIE) Block That Supports All Peripheral Interrupts
- Three 32-Bit CPU Timers
- Advanced Control Peripherals
- Up to 8 Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Modules
  - 16 PWM Channels Total (8 HRPWM-Capable)
  - Independent 16-Bit Timer in Each Module
- Three Input Capture (eCAP) Modules
- Up to 4 High-Resolution Input Capture (HRCAP) Modules
- Up to 2 Quadrature Encoder (eQEP) Modules
- 12-Bit ADC, Dual Sample-and-Hold (S/H)
  - Up to 3.46 MSPS
  - Up to 16 Channels
- On-Chip Temperature Sensor
- 128-Bit Security Key and Lock
  - Protects Secure Memory Blocks
  - Prevents Firmware Reverse Engineering
- Serial Port Peripherals
  - Two Serial Communications Interface (SCI) [UART] Modules
  - Two Serial Peripheral Interface (SPI) Modules
  - One Inter-Integrated-Circuit (I2C) Bus
  - One Multichannel Buffered Serial Port (McBSP) Bus
  - One Enhanced Controller Area Network (eCAN)
  - One Universal Serial Bus (USB) 2.0 Module (Available on TMS320F2806xU Devices Only)
    - Full-Speed Device Mode
    - Full-Speed or Low-Speed Host Mode



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

Piccolo, PowerPAD, C28x, TMS320C2000, C2000, ControlSUITE, Code Composer Studio, XDS510, XDS560, TMS320C28x, TMS320C54x, TMS320C55x are trademarks of Texas Instruments. All other trademarks are the property of their respective owners.

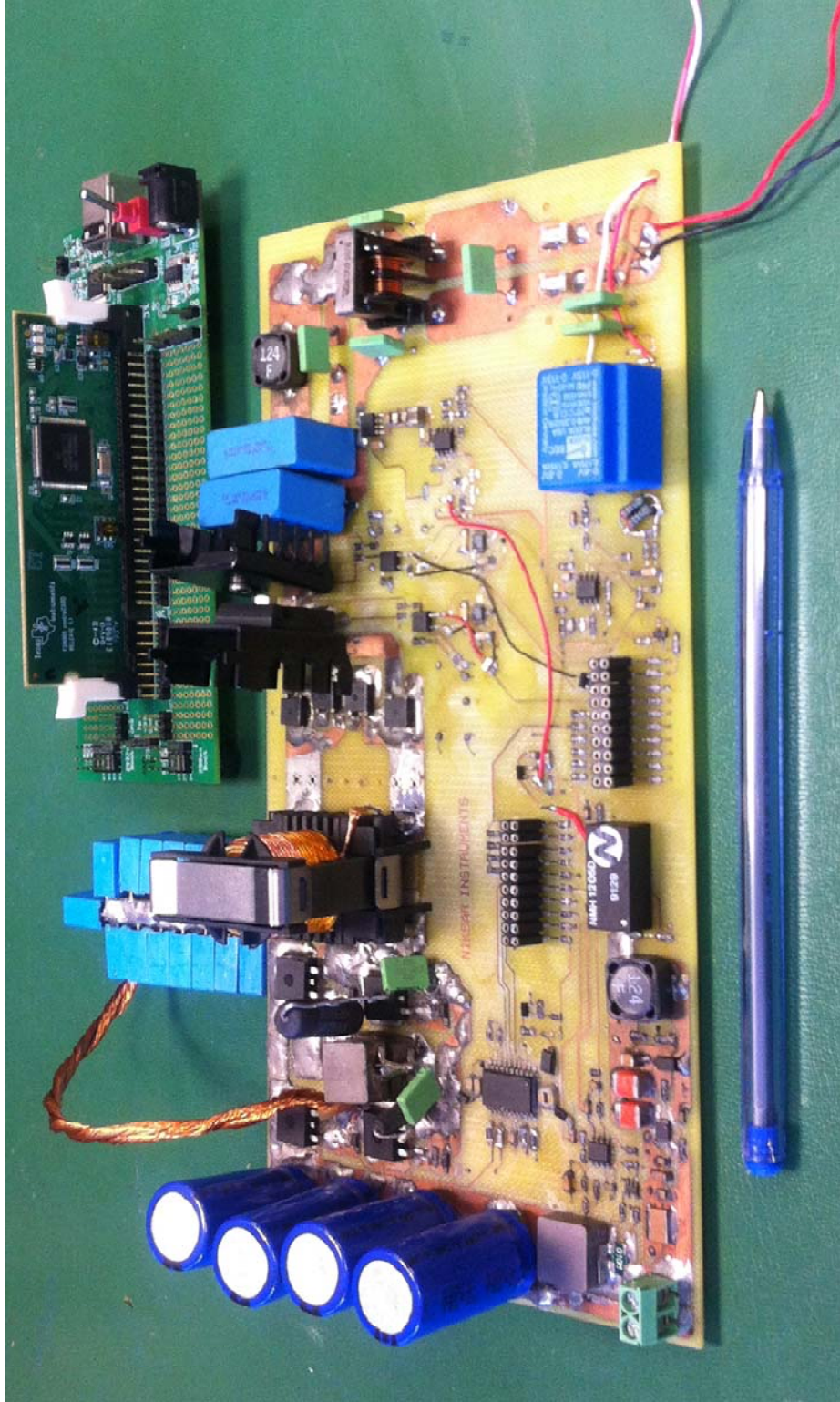
UNLESS OTHERWISE NOTED this document contains PRODUCTION DATA information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 2010–2012, Texas Instruments Incorporated



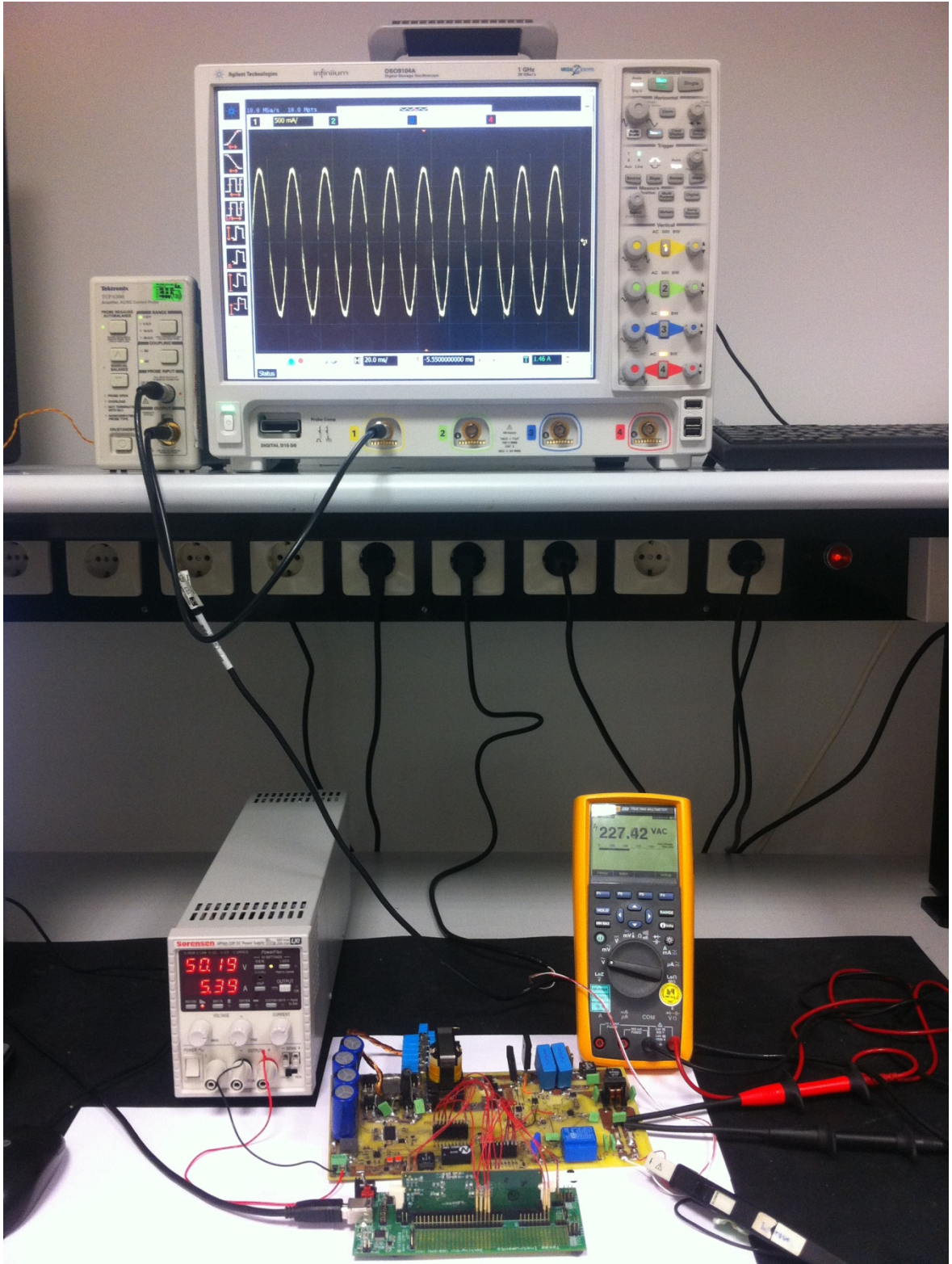
## EK I – PROTOTİP VE TEST DÜZENİĞİ FOTOĞRAFLARI

### a) Prototip Devre Fotoğrafı

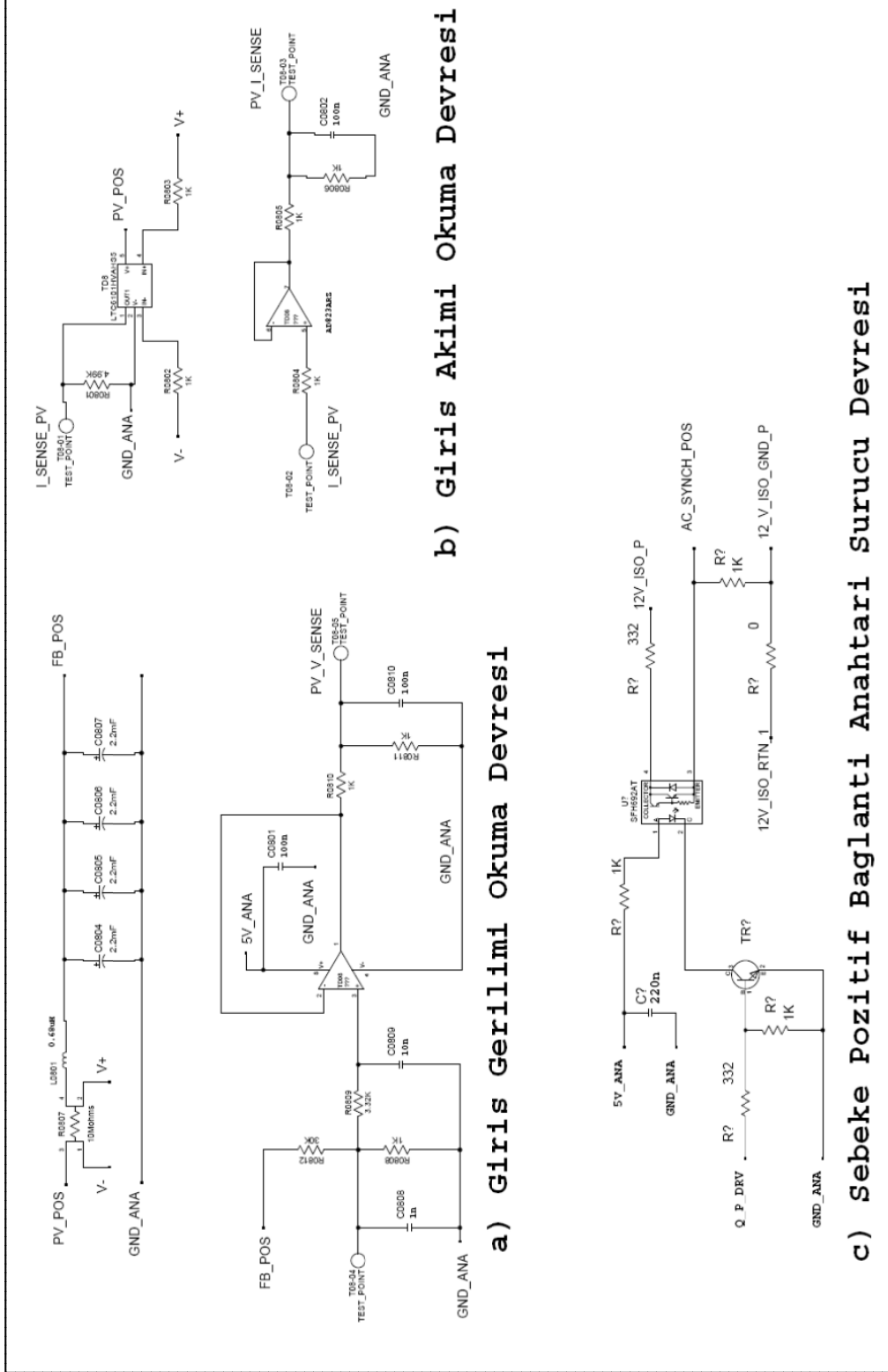




**b) Test Düzeneği Fotoğrafı**



# EK J – GİRİŞ GERİLİMİ VE AKIMI OKUMA, ŞEBEKE BAĞLANTI ANAHTARLARI SÜRME DEVRELERİ



# ÖZGEÇMİŞ

## Kimlik Bilgileri

Adı Soyadı : Ahmetcan URALCAN  
Doğum Yeri : Niksar  
Medeni Hali : Bekar  
E-posta : auralcan@yahoo.com  
Adresi : Çankaya / Ankara

## Eğitim

Lise : 2000-2003 Meram Fen Lisesi  
Lisans : 2003-2008 Orta Doğu Teknik Üniversitesi  
Elektrik Elektronik Müh. Bölümü

## Yabancı Dil ve Düzeyi

İngilizce : İleri

## İş Deneyimi

2008 – : ASELSAN A.Ş.  
Mikroelektronik, Güdüm ve Elektro-Optik Grubu  
Lazer Sistemleri Tasarım Müdürlüğü  
(Ankara)

**Deneyim Alanları** : Güç Elektroniği, Lazer Sistemleri, Analog Elektronik

**Tezden Üretilmiş Projeler ve Bütçesi -**

**Tezden Üretilmiş Yayınlar -**

**Tezden Üretilmiş Tebliğ ve/veya Poster Sunumu ile Katıldığı Toplantılar -**



## CURRICULUM VITAE

### Credentials

Name, Surname : Ahmetcan URALCAN  
Place of Birth : Niksar  
Marital Status : Single  
E-mail : auralcan@yahoo.com  
Address : Çankaya / Ankara

### Education

High School : 2000-2003 Meram Fen Lisesi  
BSc. : 2003-2008 Middle East Technical University  
Electrical and Electronics Eng. Dept.

### Foreign Language

English : Advanced

### Work Experience

2008 – : ASELSAN Inc.  
Microelectronics, Guidance and Electro-Optics Division  
Laser Systems Design Department  
(Ankara)

**Areas of Experiences:** Power Electronics, Laser Systems, Analog Electronics

**Projects and Budgets -**

**Publications -**

**Oral and Poster Presentations -**