

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI, FAZ KAYDIRMALI REZONANT
PWM KONTROLLÜ, TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI
VE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Akif Hakkı POLAT

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2015

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI, FAZ KAYDIRMALI REZONANT
PWM KONTROLLÜ, TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI
VE UYGULANMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Akif Hakkı POLAT
(504091037)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN

HAZİRAN 2015

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504091037 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Akif Hakkı POLAT**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI, FAZ KAYDIRMALI REZONANT PWM KONTROLLÜ, TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULANMASI** ” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Yrd. Doç. Dr. Murat Yılmaz**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Yrd. Doç. Dr. Salih Barış Öztürk
Okan Üniversitesi

Teslim Tarihi : **04 Mayıs 2015**
Savunma Tarihi : **04 Haziran 2015**

Eşime,

ÖNSÖZ

Anahtarlama güç kaynaklarının en önemli tercih sebepleri olan yüksek verim ve küçük hacim kriterleri, tüm elektrik enerjisiyle çalışan cihazlar için standartlara uyumluluk, enerji verimliliği ve rekabet açısından büyük önem taşımaktadır. Geleneksel güç kaynaklarında dezavantaj olarak karşımıza çıkan, elektronik komponentlerin parazitik değerlerinin, akıllı bir şekilde kullanılarak güç kaynağının veriminin artırılmasına ve dolayısıyla frekansının da artırılmasına imkan sağlayarak boyutlarının küçülmesine olanak sağlayan sıfır gerilimde anahtarlama tekniği bu tez çalışmasının konusu olmuştur.

Sıfır gerilimde anahtarlama tekniği ile hedeflenen, güç kaynağında belirli bir frekansta sürekli anahtarlanan güç anahtarlarının (Mosfet, IGBT), iletme veya kesime girmeleri esnasında ideal olmayan gecikme davranışları nedeniyle üzerlerinde oluşacak anahtarlama güç kaybının azaltılması veya idealde sıfıra indirilmesidir. Güç kayıplarının azaltılmasına ilave olarak anahtarların iletme veya kesime girmeleri esnasında oluşabilecek elektromanyetik yayılım değerleri de bu teknik sayesinde azaltılabilmektedir.

Tez çalışmasında faz kaydırmalı rezonant pwm tekniği ile kontrol edilen bir tam köprü DC-DC dönüştürücünün tasarımı ve uygulanmasına yer verilmiştir. 1 kW üzeri uygulamalarda yaygın olarak kullanılan geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücünün iyileştirilmiş bir alternatifi olarak karşımıza çıkan bu devre telekom güç kaynaklarında ve akü şarj sistemlerinde tercih edilmektedir.

Yüksek verimli güç elektroniği devreleri üzerine yapılan bu tez çalışmasının gelecekte de yapmayı düşündüğüm akademik çalışmalar için sağlam bir altyapı oluşturduğunu düşünüyorum.

Güç elektroniği alanındaki uygulama becerilerimin gelişimine büyük katkıları olan Onur Öztürk'e, tez sürecindeki desteklerinden dolayı Aykut Onur, Onur Demirel, Kaan Erkan ve İnform Elektronik A.Ş. Ar-Ge personeline teşekkürlerimi sunarım. Çalışmalarım sırasında en üst seviyede desteğini gördüğüm eşime ve tez danışmanı hocam Doç. Dr. Özgür Üstün'e çok teşekkür ediyorum.

Haziran 2015

Akif Hakkı Polat
(Elektrik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SEMBOL LİSTESİ :	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	2
2. SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ.....	5
2.1 Sıfır Gerilimde Anahtarlama Kavramı	5
2.2 Tam Köprü DC-DC Dönüştürücünün Sert Anahtarlama ve Yumuşak Anahtarlama Karşılaştırılması	6
2.3 SGA Tam Köprü DC-DC Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları.....	9
3. GÜÇ DEVRESİNİN TASARIMI	15
3.1 Yüksek Frekanslı Trafonun Tasarımı.....	17
3.1.1 Trafonun dönüştürme oranının ve minimum primer endüktansının hesaplanması	17
3.1.2 Trafonun primer ve sekonder rms akım değerlerinin hesaplanması	19
3.1.3 Trafonun nüve malzemesinin hesaplanması ve seçimi	24
3.1.4 Trafonun sarım sayısının belirlenmesi.....	28
3.1.5 Trafonun sargı kesitlerinin hesaplanması	30
3.1.6 Trafonun değerlerinin ölçülmesi	32
3.2 Mosfet ve Diyotların Seçilmesi.....	33
3.3 Rezonant Endüktansın Hesaplanması	34
3.4 Giriş DC Elektrolitik Kondansatörlerin Seçilmesi.....	38
3.5 Çıkış Endüktansının Tasarımı	39
3.6 Çıkış DC Elektrolitik Kondansatörlerin Seçilmesi	44
3.7 Akım Trafosunun Tasarımı	46
3.8 Mosfet Sürme Devresi İzole Besleme Trafosu Tasarımı	48
3.9 Tam Yükte Güç Devresindeki Kayıplarının Hesaplanması	52
3.9.1 Mosfet güç kayıplarının hesaplanması.....	52
3.9.2 Diyot güç kayıplarının hesaplanması	54
3.9.3 Manyetik elemanlar üzerindeki güç kaybının hesaplanması	55
4. GÜÇ DEVRESİNİN SİMÜLASYONU.....	59
4.1 Çıkış 57.6 V – 5 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları.....	60
4.2 Çıkış 57.6 V – 11 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları.....	61
4.3 Çıkış 57.6 V – 22 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları.....	62
4.4 Çıkış 57.6 V – 33 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları.....	62

5. DEVRENİN UYGULANMASI.....	65
5.1 Kontrol Entegresi Çalışma Prensibi ve Hesapları	65
5.2 PCB Tasarımı	71
5.3 Devrenin Çalışması Esnasında Alınan Osiloskop Ekran Görüntüleri.....	75
5.3.1 Çıkış 57.6 V – 5.7 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri.....	75
5.3.2 Çıkış 57.6 V – 11 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri.....	78
5.3.3 Çıkış 57.6 V – 22 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri.....	79
5.3.4 Çıkış 57.6 V – 33 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri.....	80
5.4 Devrenin Verim Ölçümü	85
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	87
KAYNAKLAR.....	89
EKLER.....	91
ÖZGEÇMİŞ.....	107

KISALTMALAR

AGK	: Anahtarlamaalı Güç kaynağı
PWM	: Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
MOSFET	: Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
SGA	: Sıfır Gerilimde Anahtarlamaalı
PFC	: Power Factor Correction (Güç Faktörü Düzeltme)
NTC	: Negative Temperature Coefficient (Negatif Sıcaklık Katsayılı)
RMS	: Root Mean Square (Efektif Değer)
ESR	: Equivalent Series Resistance (Eşdeğer Seri Direnç)
PCB	: Printed Circuit Board (Baskı Devre Kartı)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 1.1 : SGA Tam Köprü Elektriksel ve Topolojik Parametreleri	15
Çizelge 1.2 : Tez Devresinde Kullanılan AGK Topolojileri.	16
Çizelge 1.3 : Tez Devresinde Kullanılan AGK Kontrol Entegreleri.	16
Çizelge 3.1 : N87 Ferit Nüve Malzemesinin Özellikleri	24
Çizelge 3.2 : Trafo üzerinde LCRmetre ile ölçülen değerler.....	32
Çizelge 3.3 : IXFH26N50 Mosfet önemli parametreleri	33
Çizelge 3.4: DSEK 60-06A Diyot önemli parametreleri.....	34
Çizelge 3.5 : Rezonant endüktans nüve malzemesi değerleri.....	36
Çizelge 3.6: Çıkış endüktansında kullanılan nüvenin önemli değerleri	41
Çizelge 3.7: Güç devresi elemanlarının hesaplanan güç kayıpları	58

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Güç devresi genel şeması.	2
Şekil 2.1 : Sert anahtarlama güç kayıpları [1].	5
Şekil 2.2 : ZVS durumu anahtar gerilimi, anahtar akımı ve sürme sinyali.	6
Şekil 2.3 : Sert anahtarlama tam köprü DC-DC dönüştürücü.	7
Şekil 2.4 : Sıfır gerilimde anahtarlama DC-DC dönüştürücü.	8
Şekil 2.5 : Faz kaydırmalı sürme sinyalleri [2].	8
Şekil 2.6 : Çalışma aralıkları [3].	10
Şekil 2.7 : Birinci çalışma aralığı [3].	10
Şekil 2.8 : İkinci çalışma aralığı, sağ yarım köprü ayağı geçişi [3].	11
Şekil 2.9 : Üçüncü çalışma aralığı [3].	12
Şekil 2.10 : Dördüncü çalışma aralığı, sağ yarım köprü ayağı geçişi [3].	13
Şekil 2.11 : Beşinci çalışma aralığı [3].	13
Şekil 3.1 : SGA tam köprü trafo primer ve diyot akımları [3]	20
Şekil 3.2 : N87 ferit nüvenin B-H eğrisi [5]	25
Şekil 3.3 : E55/28/25 nüvenin mekanik çizimi [Ek A.1]	26
Şekil 3.4 : N87 ferit nüve güç kaybı eğrisi [7]	28
Şekil 3.5 : Trafo primer gerilim dalga şekli.	29
Şekil 3.6 : Sargıların trafo penceresi üzerinde dağılımı	31
Şekil 3.7 : Trafo kaçak endüktansının ölçülmesi.	32
Şekil 3.8 : MP-157014-2 kodlu nüvenin yüzde permeabilite – manyetik alan şiddeti eğrisi [Ek A.4]	37
Şekil 3.9 : Çıkış endüktans akımının şekli.	40
Şekil 3.10 : N87 malzeme permeabilite-manyetik alan şiddeti eğrisi [9].	43
Şekil 3.11 : Koshin firması kondansatör değerleri [10].	46
Şekil 3.12 : Akım trafosu eşdeğer devresi [11]	47
Şekil 3.13 : IXFH26N50 Mosfet kapı şarj karakteristiği [Ek A.2].	49
Şekil 3.14 : E13/7/4 nüvenin frekansa bağlı güç kaybı eğrisi [7].	51
Şekil 4.1 : Simülasyon devresi ana şeması	59
Şekil 4.2 : 5 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri	60
Şekil 4.3 : 5 A yük değerinde doğrultucu diyot üzerindeki osilasyon.	61
Şekil 4.4 : 11 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri	61
Şekil 4.5 : 22 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri	62
Şekil 4.6 : 33 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri	62
Şekil 4.7 : Tam yükte trafo primer akımı	63
Şekil 4.8 : Tam yükte çıkış endüktans akımı	63
Şekil 4.9 : Tam yükte doğrultucu diyot üzerindeki osilasyon	63
Şekil 4.10 : Tam yükte trafo primer gerilimi.	64
Şekil 4.11 : Tam yükte çıkış filtresi öncesi gerilim	64
Şekil 5.1 : UCC3895 blok diyagramı [Ek A.1].	66
Şekil 5.2 : Tip 2 kompanzasyon şeması [15].	70

Şekil 5.3 : Kompanzasyon ile birlikte devrenin frekans ve faz cevabı [16].	71
Şekil 5.4 : UCC3895 ile oluşturulan devre şeması.	71
Şekil 5.5 : PCB'nin üstten görünüşü.	72
Şekil 5.6 : PCB'nin alttan görünüşü.	73
Şekil 5.7 : PCB alttan görünüşünde ground bölgeleri.	74
Şekil 5.8 : PCB üzerinde akım sinyallerinin taşınması.	74
Şekil 5.9 : Çıkış akımı 5.7 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	75
Şekil 5.10 : Çıkış akımı 5.7 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	76
Şekil 5.11 : Çıkış akımı 5.7 A, diyot üzerindeki osilasyon.	76
Şekil 5.12 : Çıkış diyotu üzerindeki osilasyonun periyodu.	77
Şekil 5.13 : RCD snubber devresi.	78
Şekil 5.14 : Çıkış akımı 11 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	79
Şekil 5.15 : Çıkış akımı 11 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	79
Şekil 5.16 : Çıkış akımı 22 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	80
Şekil 5.17 : Çıkış akımı 22 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	80
Şekil 5.18 : Çıkış akımı 33 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	81
Şekil 5.19 : Çıkış akımı 33 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.	81
Şekil 5.20 : Çıkış akımı 33 A, trafo primer gerilimi.	82
Şekil 5.21 : Çıkış akımı 33 A, trafo primer akımı.	82
Şekil 5.22 : Çıkış akımı 33 A, çıkış endüktansı öncesi gerilim.	83
Şekil 5.23 : Çıkış akımı 33 A, çıkış endüktansı üzerindeki gerilim.	83
Şekil 5.24 : Çıkış akımı 33 A, akım ölçüm ve rampa sinyalleri.	84
Şekil 5.25 : UCC3895 çıkış A ve Çıkış B sinyalleri.	84
Şekil 5.26 : Şebeke gerilimi ve şebekeden çekilen akım.	85
Şekil 5.27 : Yük-Verim Eğrisi.	85

SEMBOL LİSTESİ

L_r	: Rezonant endüktans
C_{oss}	: Mosfet çıkış kondansatörü
D	: Görev çevrimi (Duty cycle)
N	: Sarım Sayısı
ΔI	: Akım dalgalılığı
A_L	: Manyetik nüvenin bir sarım sayısındaki endüktansı
J	: Akım yoğunluğu
V_{ds}	: Mosfet Drain-Source arası gerilim değeri
η_i	: Manyetik geçirgenlik (permeabilite)
$\tan\delta$	: DC elektrolitik kondansatör kayıp faktörü
a	: Trafo Dönüştürme Oranı
η	: Verim
T	: Tesla
B	: Manyetik Akı Yoğunluğu
A_w	: Manyetik Nüve Pencere Alanı
A_e	: Manyetik Nüve Kesit Alanı
H	: Manyetik alan şiddeti
l_e	: Efektif manyetik akı yolu uzunluğu
t_{osc}	: Osilatör periyodu
R_f	: Geribesleme hattı direnci
C_f	: Geribesleme hattı kondansatörü
V_p	: Mosfet Miller plato gerilimi
$V_{gs(th)}$	: Mosfet kapı eşik gerilimi
Q_{gd}	: Mosfet kapı-drain yükü
Q_{gs}	: Mosfet kapı-source yükü

SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI, FAZ KAYDIRMALI REZONANT PWM KONTROLLÜ, TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI VE UYGULANMASI

ÖZET

Bu çalışmanın konusu; tam köprü DC-DC dönüştürücülerin gelişmiş bir versiyonu olan faz kaydırmalı rezonant pwm tekniği ile kontrol edilen, yüksek verimli tam köprü DC-DC dönüştürücü tasarımı ve uygulamasının yapılmasıdır.

Tezin asıl konusu olan tam köprü dönüştürücü, DC giriş gerilimi ve DC çıkış gerilimine sahiptir. Tezin uygulanması esnasında kolaylık sağlaması açısından ve yüksek güçte ve gerilimde laboratuvar tipi DC güç kaynaklarının çokça kullanılmaması sebebiyle, tasarlanan devrenin girişi AC şebekeden bir güç faktörü düzeltici yükseltici dönüştürücü ile beslenmektedir. Bu sayede şebekeden çalışma esnasında çekilen akımın düşük harmonik değerlerine sahip olması ve şebeke tarafında bozucu etkisinin minimum düzeye inmesi sağlanmaktadır. Yükseltici dönüştürücünün çıkışı olan yüksek DC gerilim ise sıfır gerilimde anahtarlama tam köprü DC-DC dönüştürücünün giriş katını oluşturmaktadır. Her iki devrenin de kontrol katının beslemesi flyback tipi bir DC-DC dönüştürücü ile sağlanmaktadır. Flyback dönüştürücü, yükseltici dönüştürücünün çıkışı ve dolayısıyla SGA tam köprü dönüştürücünün girişindeki yüksek DC gerilimden beslenmekte ve yapısı gereği izole çıkış gerilimlerini oluşturmaktadır. Kontrol entegreleri, flyback DC-DC dönüştürücü tarafından oluşturulan izole beslemelerin gerekli noktalara referanslanmasıyla beslenmektedir.

Tasarlanan tam köprü DC-DC dönüştürücü 1900 W gücündedir ve 380 V DC giriş geriliminden beslenmektedir. 57.6 V çıkış gerilimi ve 33 A çıkış akımı değerlerine sahiptir. Çıkış gerilimi, özellikle dört adet kurşun-asit akünün boost şarj gerilimine eşit olacak şekilde seçilmiştir. Bu sayede devrenin çıkışı hem bir DC gerilim kaynağı olarak kullanılabilmekte, hem de akü şarj cihazı olarak kullanılacak şekilde bir akım limiti fonksiyonu eklenmesine imkan sağlamaktadır. Çıkış gerilimi, giriş geriliminden izoledir. İzolasyon ise tam köprü DC-DC dönüştürücü topolojisi sayesinde bir yüksek frekanslı trafo ile sağlanmaktadır.

DC gerilim önce yüksek frekanslı trafo üzerinde 75 kHz frekansında bir kare dalga AC gerilime dönüştürülmekte, trafonun sekonderinde ise dönüştürme oranında indirgenmiş bu gerilim, yüksek frekansta çalışabilen güç diyotları aracılığıyla doğrultulmaktadır. Doğrultulduktan sonra ise bir bobin ve DC elektrolitik kondansatörler vasıtasıyla oluşturulan bir alçak geçiren filtreden geçirilerek tam DC gerilim çıkışta oluşturulmaktadır. Bu devrede kullanılan yüksek frekanslı trafo sayesinde hem gerilim dönüşümü kolayca giriş ve çıkış gerilimleri arasında yapılabilmekte hem de izolasyon istenen uygulamalarda doğal olarak izolasyon sağlanmaktadır.

DESIGN AND APPLICATION OF ZERO VOLTAGE SWITCHING, PHASE SHIFTED RESONANT PWM CONTROLLED, FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

SUMMARY

In this thesis project, design and application of an advanced version of the classical full bridge DC-DC converter is realized. Unlike its classical counterpart, phase shifted resonant pwm control technique is used to achieve zero voltage turn on of the power switches of the converter. In the classical full bridge DC-DC converter conventional dc pwm technique is used to regulate the output voltage and the turn on transition of the power switches are made with voltage on the switch. This kind of switching is called “hard switching”. In the phase shifted full bridge converter, switches start conduction with lower or zero voltage on them as compared with the “hard switching” version. This type of switching is called “soft switching”. By the utilization of the soft switching technique the efficiency of the converter is improved and electromagnetic interference effects of the power converter is also minimized.

The power stage of the thesis project is realized by two main converters. These are power factor corrected boost converter and the phase shifted full bridge converter. The main focus of this thesis is the phase shifted full bridge converter but for the sake of the implementation easiness the PFC boost converter is used as a preregulator. DC bus voltage is created by the PFC boost converter. The full bridge converter is operated from that DC bus voltage. In the laboratory tests, it is usually hard to find high voltage and high power DC power sources. PFC boost converter’s regulated output voltage and high power factor sinusoidal input current features are utilized during the laboratory tests of the designed converter. Also big amount of field applications, phase shifted full bridge converters are implemented with a preregulator.

Supply voltages of the control stage is created by a flyback converter, which is fed from the DC bus voltage. Flyback converter’s outputs are also isolated and referenced to the appropriate ground points for the analog control chips.

All the converter circuits used in this thesis project are controlled by analog control chips which are specially designed to control the power stage of its converter topology. The control chips used in this project are;

- UCC3895, Texas Instruments for Phase Shifted Full Bridge Converter
- UC3854, Texas Instruments for PFC Boost Converter
- FAN6754, Fairchild for Flyback Power Supply Unit

Using an analog controller is advantageous in power supply designs if available because of the continuous analog sampling structure helps the designer to easily control the transient conditions and dynamic response in high switching frequencies. Zero voltage switching let the power supply is operated at higher frequencies and at high frequencies digital control structure's sampling time and instruction cycles of the calculations may not be enough to operate. The only disadvantage of the analog controller is the lack of flexibility in some applications. Changing the control parameters or adapting the parameters to the circuit operation in different operating conditions is hard to implement in analog control applications.

The circuit operation starts with the mains voltage applied to the PFC boost converter input. The voltage is rectified with the full wave rectifier stage. PFC boost converter is inactive at that instant so the full wave rectifier charges the three 470 μ F 450 V DC bus electrolytic capacitors at the output of the PFC boost converter. In the first energization these capacitors are at zero voltage and if not limited very high currents can be drawn from the AC mains. To limit the peak currents two series NTC resistors is located series with the rectifier input. When the DC voltage exceeds 250 V the flyback converter starts to operate from the DC bus. When the flyback converter output voltages are created PFC boost converter control chip UC3854 starts to operate and the DC voltage is boosted to 380 V. The flyback converter creates the all necessary voltages to the control chips and the control circuits.

DC bus voltage is observed by an electronic control circuit formed with an opamp comparator. Comparator circuit compares the divided DC bus voltage with a reference voltage level. When the DC bus voltage reaches the appropriate voltage level the output of the comparator changes its position. When the DC bus voltage exceeds 350 V the comparator changes its output from high to low and the input NTC resistors are shunted with a power relay. In the continuous operation this relay improves the whole circuit efficiency by eliminating the NTC resistors conduction power losses.

DC bus voltage is formed by PFC boost converter and phase shifted full bridge converter is fed from that DC bus voltage. When the flyback converter output voltage is created all the control chips are ready to operation but the operation sequence of the converters is important with the appropriate voltage levels. The phase shifted full bridge converter design calculations are made with the minimum voltage of 370 V DC. Below that voltage high frequency power transformer turns ratio could not be enough to create the output voltage of the converter. Because of this limitation DC bus observer comparator opamp output is also used to control the enable input of the phase shifted full bridge control chip UCC3895. Below the 350 V DC bus voltage, control chip is kept disabled and the full bridge stage can not starts to operate. The full bridge operation is starts when the comparator opamp output changes from high to low. This signal means PFC stage and DC bus is voltage is OK and the full bridge operation can start. By this control function, full bridge stage is started its operation with the appropriate DC input voltage. After all the power circuits starts their operation, power flows from the mains to the DC load at the output of the full bridge.

Designed full bridge circuit's output nominal power value is 1900 W. The output voltage is 57.6 V and the output current is 33 A at full load. DC voltage output value is selected intentionally to accommodate four series connected lead-acid batteries boost voltage level. In this project converter is designed as a DC voltage source but the output voltage level permits to use this circuit as a battery charger with small modifications. With a controlled current limiting circuit according to the charge characteristic, converter can be configured as a battery charger. The working principle of the power stage will be as same as in voltage source mode of operation.

Phase shifted full bridge converter power stage consists of four power Mosfets, one high frequency power transformer, one resonant choke and four fast power diodes. Switching frequency is 75 kHz. Because of this level of frequency and also considering the nominal power level of 1900 W, the most appropriate selection is to use power Mosfets as switching components. The high frequency power transformer is designed with ferrite core in E type geometry. Transformer secondary is centertapped and the four diodes are used in half wave rectifier topology in two parallel configuration. Resonant choke is series connected to the high frequency transformer primary side to increase the leakage inductance of the transformer to achieve zero voltage transition of the power switches. Resonant choke is designed with a toroid powder core with the calculated inductance value.

In the output filter section, one high current choke and four parallel output DC electrolytic capacitors are used. Output lowpass filter choke is designed with ferrite core. Because of the continuous DC magnetic bias in the output choke, an air gap is created between the two core halves. Air gap prevents the high permeability core material from going into saturation. The output filter capacitors are paralleled to lower the ESR value and also to handle the output choke rms ripple current value at the switching frequency. Triangular current superimposed on the dc output current is filtered by the output parallel connected capacitors.

In all the three converters, current mode control is used. PFC boost converter control chip UC3854 permits the use of the average current mode control. By the use of average current mode control, low input current harmonic distortion value is achieved. Phase shifted full bridge converter control chip UCC3895 offers three control method such as voltage mode control, peak current mode control and average current mode control. Peak current mode control is selected in the phase shifted full bridge converter control. By the use of this control method transformer can be constructed without airgap, because control method prevents transformer going into saturation in case of volt-second unbalance. Without an airgap transformer turns number can be limited to a small number to provide adequate magnetizing inductance. Also the fringing field effects around the airgap is eliminated. Also with the current mode control dynamic response is improved as compared with average current mode control and voltage mode control. In case of using voltage mode control an air gap must be created between core halves.

One disadvantage of the peak current mode control is sensitivity to the electromagnetic noise. In that case, pcb design is very critical, compared to the other control methods. But the advantages such as improved dynamic response and peak current limiting capability make this control an appropriate selection.

PCB design is very critical in this type of high power converters. High currents are switched at high frequencies. All the power and control loops are separated in the pcb to minimize the interference of the power signals to the control signals. Control chips power and control planes are separated and the references are connected by a single connection.

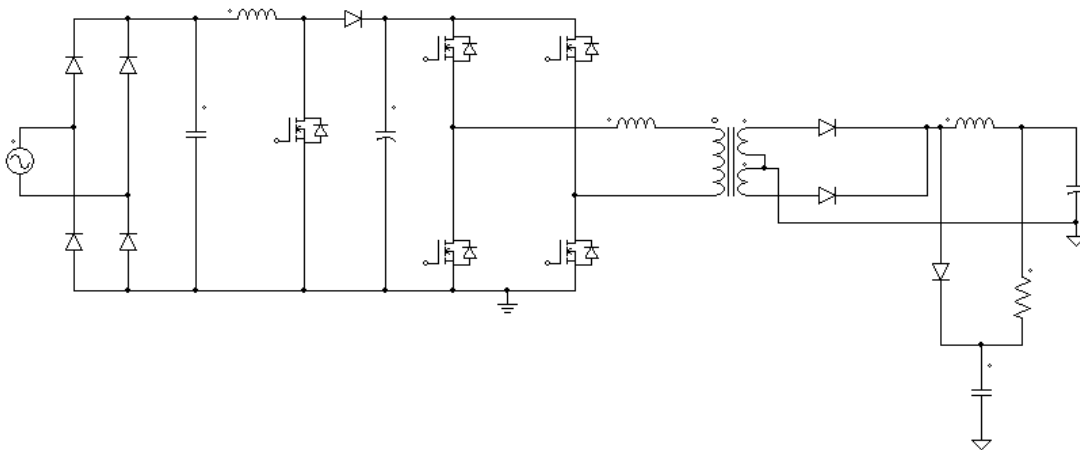
1. GİRİŞ

Anahtarlama güç kaynakları (AGK) yüksek verim ve güç yoğunluğu değerlerine sahip oldukları için modern güç elektroniği dönüştürücülerinde tercih edilmektedirler. Lineer güç kaynaklarından farklı olarak gücü paketlere ayırarak yük tarafına aktarmaları ise bobin ve kondansatör gibi pasif devre elemanlarının geçici depolama özelliklerinden faydalanılarak yapılır. Bu depolama özelliklerinin uygulamaya özel olarak kullanılabilmesi ve enerjinin şekillendirilmesi işlemi güç anahtarlarının, çeşitli frekanslarda anahtarlanması aracılığıyla yapılmaktadır. Güç anahtarlarına en önemli örnekler ise Mosfet ve IGBT elemanlarıdır.

AGK'lar kendi içlerinde çok çeşitli gruplara ayrılmaktadırlar. Giriş ve çıkış gerilimlerinin oranı, izoleli olmaları gibi ayırıcı özelliklerinin yanı sıra yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama gibi alt gruplara da ayrılmaktadırlar. Geleneksel sert anahtarlama AGK'ların anahtarlama güç kayıplarının azaltılması ve verim değerlerinin daha da artırılması amacıyla sıfır gerilim veya akımda iletme veya kesime girmeleri, çeşitli devre konfigürasyonları ve /veya parazitik komponent değerlerinden faydalanılmasıyla sağlanmaktadır. Ayrıca anahtarlama kayıplarının azaltılması veya tamamen ortadan kaldırılması sebebiyle bu dönüştürücüler güç değerine de bağlı olarak yüksek frekanslarda çalıştırılabilmektedir. Yüksek frekanslarda çalışan devrelerdeki trafo ve bobin gibi manyetik elemanların da boyutları küçülmekte ve bunun bir sonucu olarak güç yoğunluğu önemli oranda artmaktadır. Piyasa uygulamalarında maliyet etkin tasarım çok önemli bir rekabet kriteri olduğundan dolayı boyutları küçülen dönüştürücüler, daha düşük maliyetlerde ürün haline getirilebilmektedir.

Yumuşak anahtarlama karakteristiğine sahip önemli bir topoloji olan “Sıfır Gerilimde Anahtarlama Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü” tasarımı bu tezin konusu olacaktır. Uygulaması yapılacak devre tamamen analog kontrollü olup 1900W çıkış gücü değerine sahip olmaktadır (57.6V, 33A). Devrenin giriş katında aktif güç faktörü düzeltme devresi bir ön regülatör görevi görerek tam köprü dönüştürücünün ihtiyaç duyduğu DC bara gerilimini oluşturmakta ve ardından bu DC baradan

beslenen tam köprü dönüştürücü trafo üzerinde yüksek frekansta kare dalga inverter ve çıkışında doğrultucu yapısında çalışarak çıkış DC gerilimini, devrenin girişi olan AC şebekeden izole olarak sağlayacaktır. Güç devresi genel şeması aşağıda Şekil1.1’de görülmektedir. Şebeke gerilimi bir tam dalga doğrultucu ile doğrultulmakta ve ardından güç faktörü düzeltme devresi vasıtasıyla doğrultulan gerilim 380 V DC gerilime yükseltilmektedir. Ardından bir tam köprü devresi 380 V DC gerilimden anahtarlama yaparak trafo vasıtasıyla gücü çıkışa aktarmakta ve sekonderdeki gerilim hızlı güç diyotları aracılığıyla doğrultulmaktadır. Doğrultulan gerilim ise bir alçak geçiren filtre katından geçirilerek tam DC gerilim çıkışta istenilen değerde oluşturulmaktadır. Çıkış geriliminin ve DC bara geriliminin regülasyonu geri besleme devreleri aracılığıyla analog kontrol çipleri ile yapılmaktadır. Kontrol çipleri için gerekli olan besleme gerilimi ise DC baradan beslenen bir flyback DC-DC dönüştürücü ile yapılmaktadır.



Şekil 1.1 : Güç devresi genel şeması.

1.1 Tezin Amacı

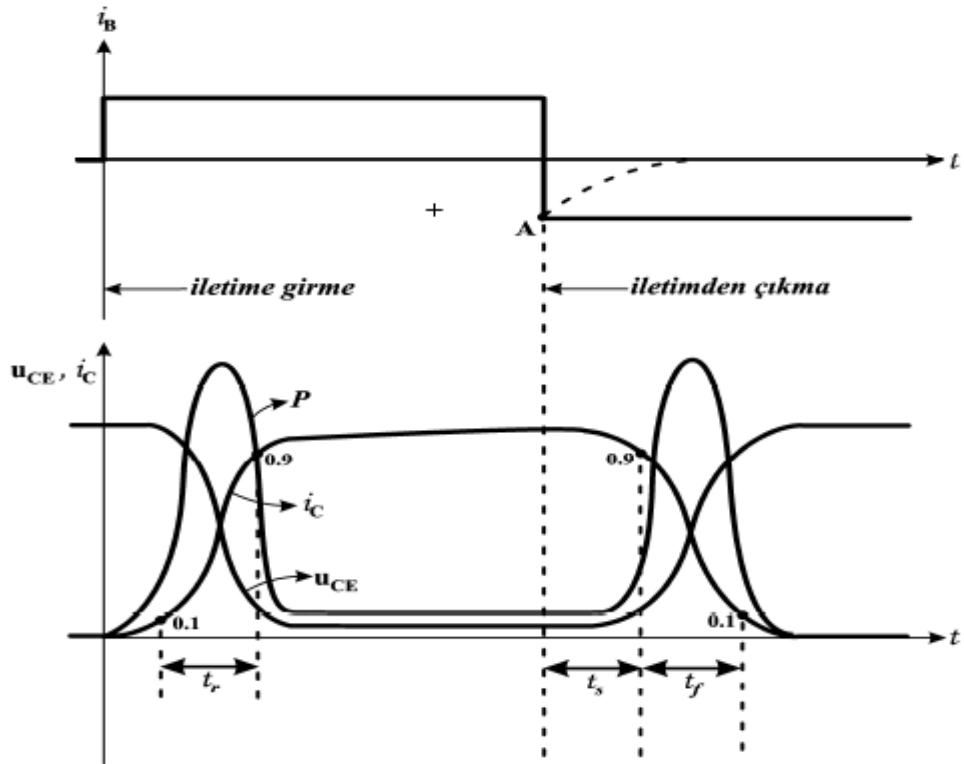
Uygulaması yapılacak olan devre, sıfır gerilimde anahtarlama prensibinin avantajlarının kullanılarak yüksek verimli ve düşük elektromanyetik gürültü düzeyinde bir güç kaynağı olmak üzere seçilmiştir. Bu sayede telekom güç kaynakları gibi gürültüye hassas ve yüksek verim istenen yüklerin beslenmesinde kullanımı uygun olabilecek bir güç kaynağı ortaya çıkmaktadır. Devrenin çıkış gerilimi, 4 adet akünün boost şarj gerilimi olan 57.6 V değerinde olacaktır. Tez kapsamında tasarlanan devre, bu sayede bir gerilim kaynağı olarak kullanılabileceği gibi çıkış akım limiti ve akü şarj algoritmalarına uygun olarak düzenlenip bir şarj devresi olarak da kullanılmaya açık bir yapıdadır. Bu tasarımdaki esas amaç

yumuşak anahtarlama tekniğinin bir tam köprü dönüştürücüye uygulanmasıdır. Yaklaşık 1 kW ve üzeri güçlerde yoğun olarak kullanılan klasik tam köprü dönüştürücünün anahtarlama kayıplarının azaltılması veya sıfıra indirilmesi amacıyla devrenin parazitik elemanları ve bir harici rezonant endüktansın, güç anahtarının iletme girmesi esnasında üzerindeki gerilimi sıfıra düşürmesini sağlayacak biçimde sürülmesini sağlamaktır. Devrenin giriş katında kullanılan güç faktörü düzeltici yükseltici dönüştürücü ise tez için tasarlanan bu güç kaynağının giriş geriliminin harici bir DC güç kaynağına ihtiyaç duyulmadan herhangi bir AC kaynaktan beslenmesine ve devrenin giriş katından çekilen akımın şebeke harmoniğini artıracak şekilde bozucu etkisini ortadan kaldırmak amaçlı olarak düşünülmüştür.

2. SIFIR GERİLİMDE ANAHTARLAMALI TAM KÖPRÜ DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ

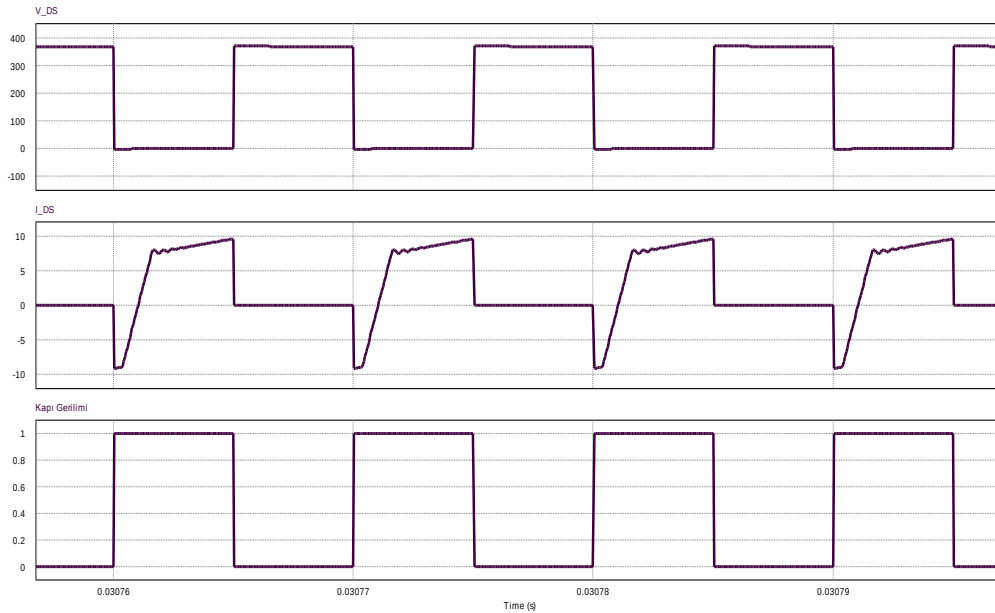
2.1 Sıfır Gerilimde Anahtarlama Kavramı

AGK'larda güç kayıpları iki ayrı şekilde ortaya çıkmaktadır, bunlar; anahtarlama ve iletim güç kayıplarıdır. İletim güç kayıpları, güç anahtarı içinden geçen akıma, iletim gerilim düşümüne ve anahtar iç direncine bağlı olarak değişmektedir. Anahtarlama güç kayıpları ise anahtarın iletme veya kesime girmesi sırasında ideal olmayan jonksiyon karakteristikleri sebebiyle akım ile gerilimin anlık olarak anahtar üzerinde çakışması sebebiyle ortaya çıkmaktadır. Şekil 2.1'de bu durum grafik ile açıklanmaktadır.



Şekil 2.1 : Sert anahtarlama güç kayıpları [1].

Sıfır gerilimde anahtarlama güç kaynaklarının esas amacı bu anahtarlama kayıplarını ortadan kaldıracak şekilde, anahtar üzerindeki gerilimin sıfıra düşmesinin ardından sürme sinyalinin uygulanarak iletme girmesini sağlamaktır. İkincil bir amaç ise sert anahtarlama sebebiyle oluşabilecek elektromanyetik gürültü seviyelerini aşağılara çekmektir. Anahtarlama kayıplarının azaltılması ya da sıfıra indirilmesi sayesinde yüksek frekanslarda çalışabilen güç kaynakları tasarlamak mümkün olmaktadır. Şekil 2.2’de görüldüğü üzere anahtar üzerindeki gerilim sıfıra indikten sonra sürme sinyalinin uygulanması ile birlikte anahtardan geçen akım yükselmeye başlamaktadır. Şekilde en üst sıradaki sinyal anahtar gerilimi, orta sıradaki anahtarın içinden geçen akımı ve en alttaki sinyal ise sürme gerilimini göstermektedir.

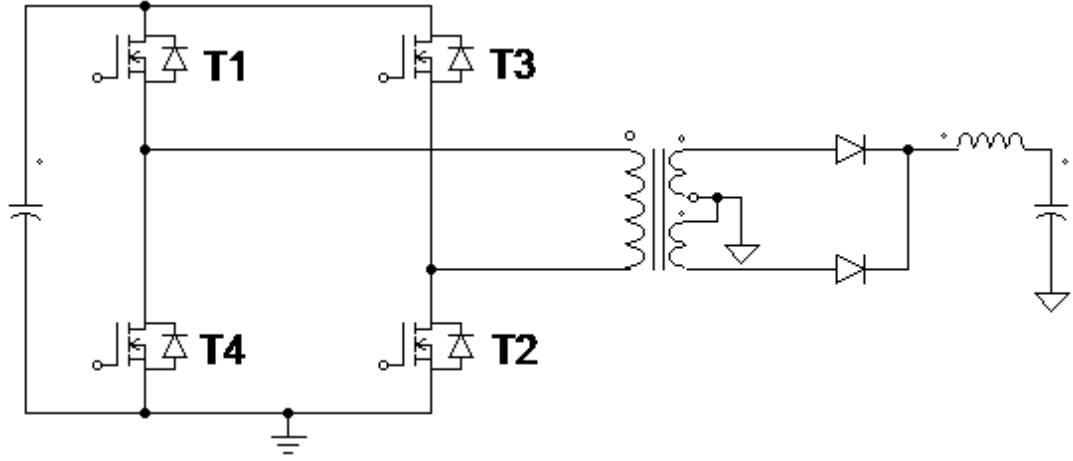


Şekil 2.2 : ZVS durumu anahtar gerilimi, anahtar akımı ve sürme sinyali.

2.2 Tam Köprü DC-DC Dönüştürücünün Sert Anahtarlama ve Yumuşak Anahtarlama Karşılaştırılması

Sert anahtarlama bir tam köprü DC-DC dönüştürücü, geleneksel DC PWM metodu ile kontrol edilmektedir. Şekil 2.3’te verilen şema üzerinden anlatmak gerekirse aynı anda diyagonal anahtarlar T1,T2 veya T3,T4 iletimdedir. Yüksek frekanslı AGK trafosunun primerine artı ve eksi DC bara gerilimi anahtarlar aracılığıyla uygulanır. Trafo dönüştürme oranında, bu gerilim trafo sekonderinde endüklenir ve yarım dalga köprü doğrultucu sayesinde DC gerilime çevrilir. Ardından bir alçak geçiren bir L-C filtreden geçtikten sonra dalgalılık seviyesi düşük bir DC gerilim elde edilir. Bu

dönüştürücüde çıkıştan gelen geribesleme bilgisine göre, güç anahtarlarının sürme gerilimi görev çevrimleri artırılır veya azaltılır, bu sayede çıkış gerilimi regüle edilmiş olur.

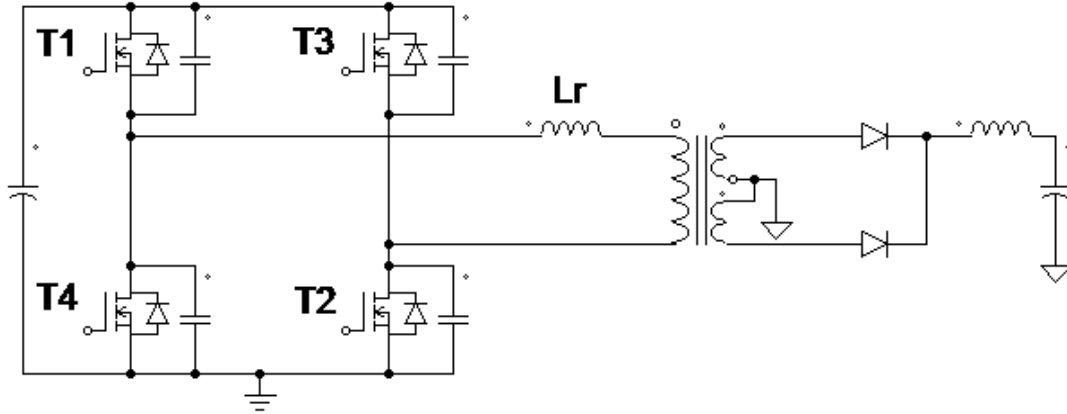


Şekil 2.3 : Sert anahtarlama tam köprü DC-DC dönüştürücü.

Güç aktarımı anahtarlara uygulanan sürme sinyalinin süresi artırılarak veya azaltılarak sağlanır. DC pwm metodu bu kontrole olanak sağlar.

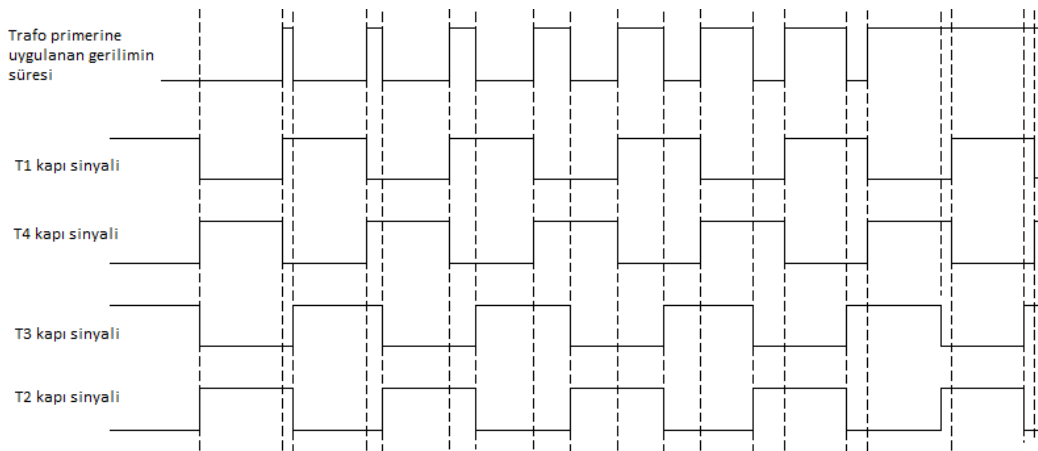
Yumuşak anahtarlama, sıfır gerilimde anahtarlama yapısındaki bir tam köprü DC-DC dönüştürücüde ise durum farklıdır. Bu dönüştürücü iki adet yarım köprü DC-DC dönüştürücü gibi de düşünülebilir. Burada anahtarların görev çevrimi (duty cycle) genişliği her iki yarım köprü ayağı için sabittir ve %50'dir. T1,T4 ve T3,T2 anahtarları birbirlerinin eşleniği şeklinde çalışır. Güç aktarımı geleneksel yapıda olduğu gibi görev çevrimi süresi ile değil faz kayması ile sağlanır. T1,T4 ve T3,T2 sinyallerinin %50 doluluk oranında ve aynı fazda olduğunu düşünürsek, yüksek frekanslı trafonun primerine uygulanan gerilimin sıfır olduğu görülecektir. Daha sonra çıkışta yük arttıkça T3,T2 sürme sinyalinin aynı doluluk oranına sahip olacak şekilde T1,T4 ile çakışacak şekilde fazca kaydırılması sayesinde trafo üzerine gerilim uygulanmaya başlamakta ve bu sayede sekondere güç aktarılmaktadır. Geleneksel yöntemdeki doluluk oranı kontrolünün yerini faz kaydırma kontrolü almıştır. Teorik olarak fazca 180 dereceye kadar bir kayma değerine ulaşılması mümkündür. Pratikte ise anahtarların sürmeleri arasına ölü zamanlar bırakmak gerekliliğinden dolayı 180 derecenin altında bir değere ulaşılabilir. Şekil 2.4'te görüldüğü üzere geleneksel tam köprü dönüştürücüden farklı olarak trafo primerine seri rezonant bir şok veya yeterli ise bunun yerine trafo kaçak endüktansı (L_r) bulunmaktadır. Mosfetlerin jonksiyon kondansatörlerinden sıfır gerilimde anahtarlama faydalanıldığı için özellikle devre

şemasında belirtilmiştir. Devre üzerinde gerçek uygulamada, Mosfet'lere paralel bir kondansatör bağlanmasına gerek kalmamaktadır.



Şekil 2.4 : Sıfır gerilimde anahtarlama DC-DC dönüştürücü.

Faz kaydırmalı PWM kontrolü sıfır gerilimde anahtarlama yapılabilmesini sağlar. Soldaki yarım köprü T1 ve T4 mosfetleri sürme sinyalleri zaman ekseninde sabit kalırken, sağdaki yarım köprü T3 ve T2 mosfetleri ise fazca yer değiştirerek trafo üzerinden enerji aktarımını başlatır. Bu sırada anahtarların kesime ve iletme girme zamanları arasındaki zaman farklarından dolayı T1,T3 veya T2,T4 aynı anda iletimde ve herbir anahtar tek başına iletimde kalabilmektedir. Sürme sinyallerinin bu davranışı sırasında Mosfet çıkış jonksiyon kondansatörleri (Coss) ve trafo primerine seri, rezonant endüktansı arasında bir rezonans durumu oluşur ve rezonant endüktansta biriken enerji sayesinde, bir sonra iletme sokulacak anahtarın gerilimi Coss kondansatörünün deşarj olması ile sıfıra iner ve anahtar sıfır gerilimde iletme girmiş olur. Şekil 2.5'te faz kaydırmalı PWM anahtarlama sinyalleri görülmektedir.



Şekil 2.5 : Faz kaydırmalı sürme sinyalleri [2].

Şekil 2.5 incelendiğinde trafo üzerine uygulanan gerilimin süresi artırılmak istendiğinde T2 ve T3 anahtarlarının fazca geriye giderek diyagonal anahtarların sürme sinyallerinin üstüste gelme süresinin artmaya başladığı görülmektedir. T1,T4 ve T2,T3 anahtarları arasında rezonant endüktans ve toplam eşdeğer mosfet çıkış kondansatörlerinin rezonans periyodunun dörtte biri kadar bir süre ölü zaman bırakılması gerekmektedir. Bu sürede Coss kondansatörleri kesime girecek olan anahtar için şarj ve iletme girecek anahtar içindeşarj olabilmekte ve sıradaki sürülecek Mosfet gerilimini hazır hale getirmektedir.

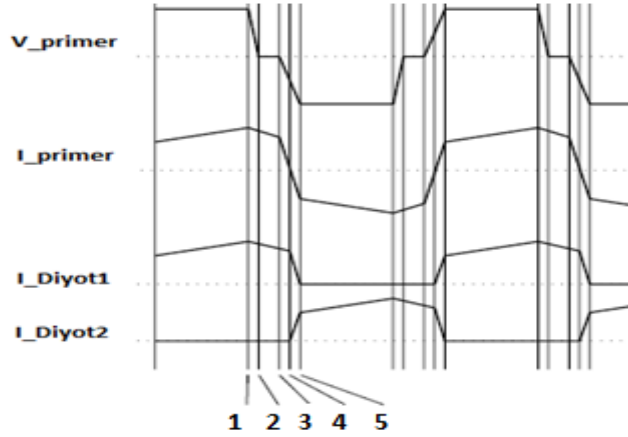
Bu dönüştürücüde de topolojik olarak bazı dezavantajlar bulunmaktadır. Düşük yüklerde primer devresindeki rezonant endüktansta depolanan enerji primer akımının düşük olmasından dolayı düşmekte ve Mosfet’lerin Coss kondansatörlerinindeşarjı tam olarak sağlanamamaktadır. Bunun sonucu olarak Mosfet drain ve source ucu arasındaki gerilim sıfıra düşmeden iletme girmekte ve anahtarlama kayıpları oluşmaktadır. Bu durumun yükün zaten düşük olması ve dolayısıyla akımın da düşük olması sebebiyle kabul edilebilir seviyelerde olduğu söylenebilir. Ayrıca sert anahtarlama topolojilerde olduğu gibi mosfet üzerindeki gerilim tam DC bara geriliminde değil, daha düşük seviyelere, örneğin yarısına, düştüğünde iletme sokulduğu için anahtarlama güç kaybı da geleneksel anahtarlama olduğundan daha düşük seviyelerde kalmakta ve yine de sert anahtarlama olduğundan daha iyi seviyelerde olmaktadır.

Verim açısından değerlendirildiğinde ise sıfır gerilimde anahtarlama tam köprü DC-DC dönüştürücü, sert anahtarlama olan geleneksel versiyonundan doğal olarak daha verimli olmaktadır. Sert anahtarlama dönüştürücü verimi yaklaşık %80-%85 değerlerindeyken, yumuşak anahtarlama dönüştürücü %90-%97 verim değerlerine ulaşabilmektedir. Bir ticari ürün olarak tasarlanan, günümüzdeki devrelerde enerji verimliliği anlamında da verimin özellikle yüksek olması istenmekte ve tercih sebebi olmaktadır.

2.3 SGA Tam Köprü DC-DC Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

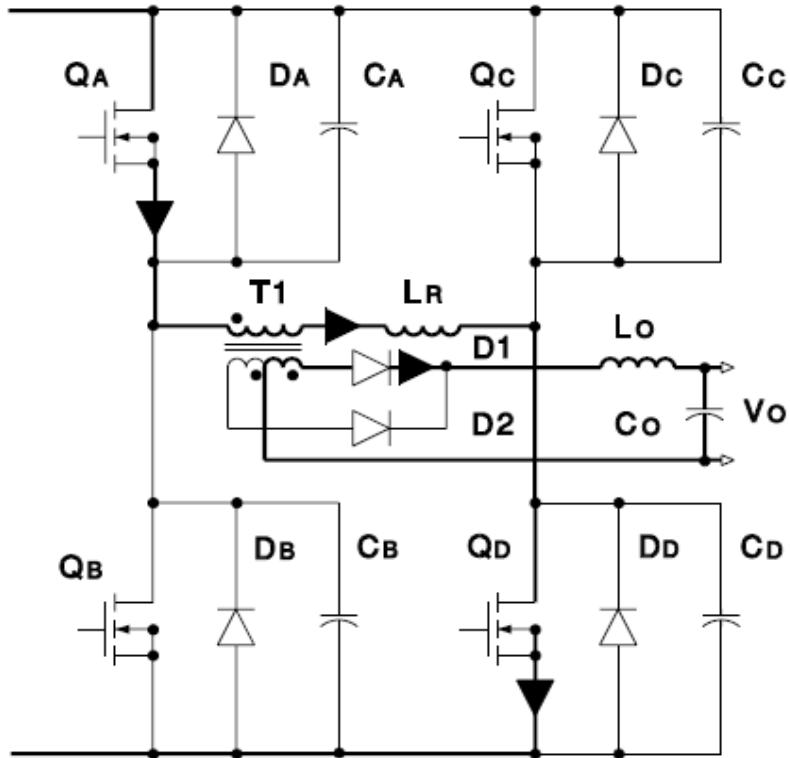
Bu bölümde SGA Tam Köprü güç devresinin çalışma fazları detaylı olarak incelenmektedir. Geleneksel tam köprü dönüştürücüden farklı olarak sekonder devresine güç aktarım periyotları arasında, güç anahtarlarının gerilimlerinin sıfıra indiği veya tam gerilimine çıktığı rezonant geçiş zamanları bulunmaktadır. Ayrıca

rezonant geçiş anları trafo primer akımının farklı değerlerinde olduğu için sağ ve sol yarım köprü ayağı için farklı seviyelerde enerji ile olmakta ve düşük yüklerde depolanan enerjinin düşük olması sebebiyle anahtar üzerindeki gerilimin tam olarak sıfıra düşmemesi durumları oluşabilmektedir. Şekil 2.6'da çalışma aralıkları gösterilmektedir.



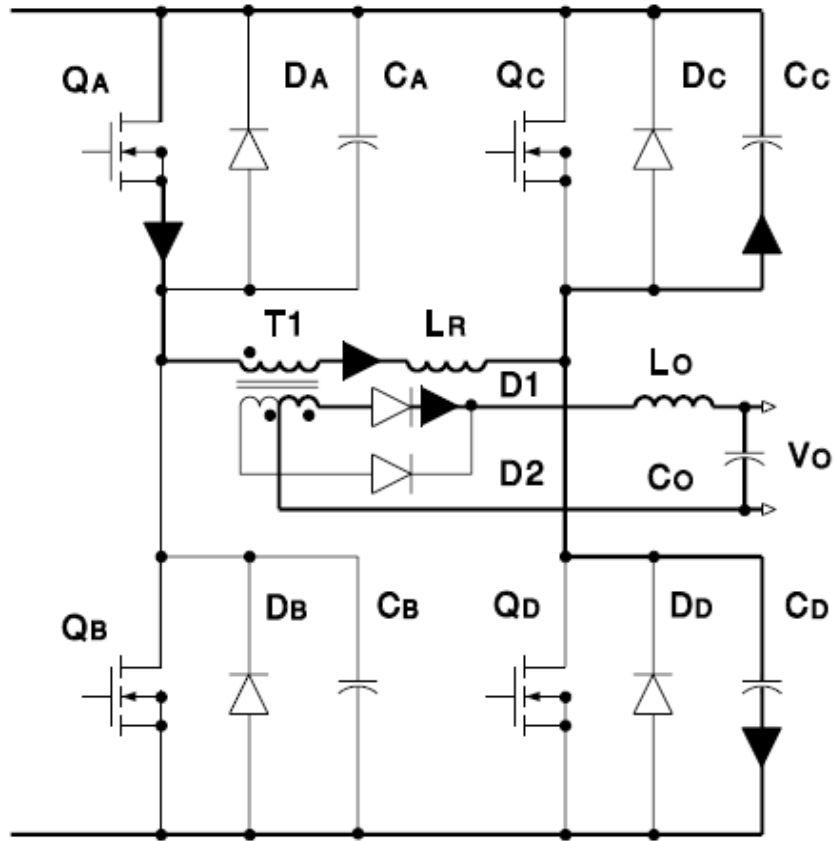
Şekil 2.6 : Çalışma aralıkları [3].

Şekil 2.7'de devrenin iki diyagonal anahtarı olan A ve D anahtarlarının iletimde olduğu birinci çalışma aralığı görülmektedir. Diyagonal iki anahtar iletimde ve çıkışa trafo ve doğrultucu diyot üzerinden güç aktarılmaktadır.



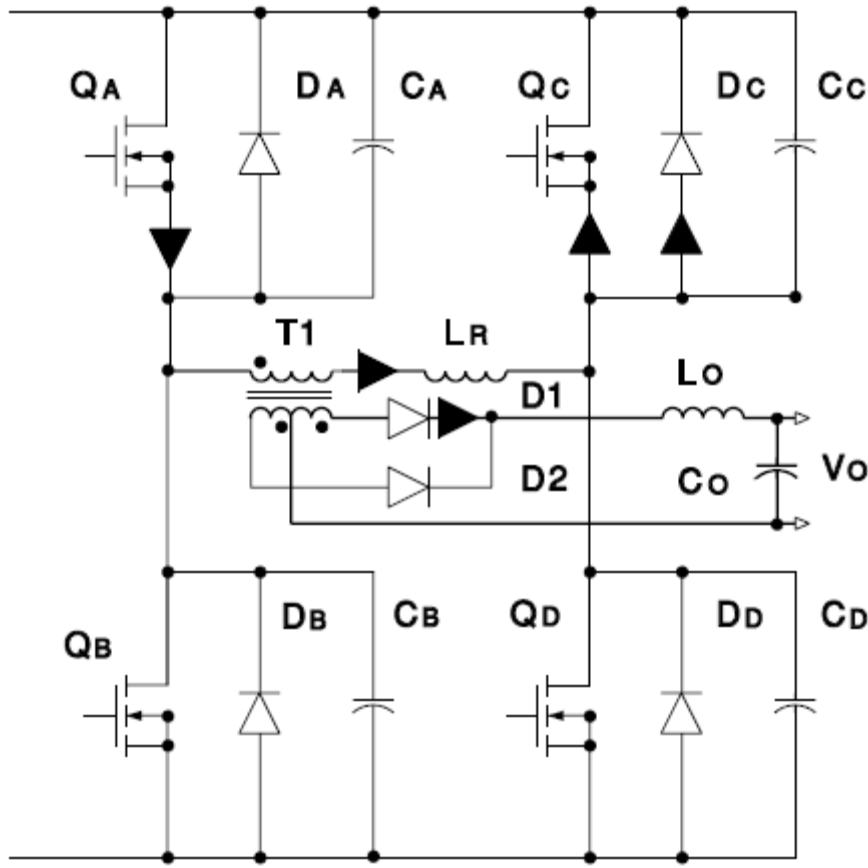
Şekil 2.7 : Birinci çalışma aralığı [3].

Birinci çalışma aralığının sonunda trafo primer akımının tepesine ulaştığında, D anahtarı kesime girmekte ve ikinci çalışma aralığında sağ yarım köprü ayağı için rezonant geçiş başlamaktadır. Rezonant endüktansta depolanan enerji, içinden geçen trafo primer akımının tepe değeri sayesinde maksimum seviyededir. Şekil 2.8’de de görüleceği üzere, trafo primerine seri olarak bağlı olan rezonant endüktansta depolanan enerji sayesinde primer akımı, C anahtarının çıkış kondansatörü C_{oss} ’i deşarj etmekte ve kesime giren D anahtarının çıkış kondansatörü DC bara seviyesine kadar şarj etmektedir. Bu sayede bir sonra anahtarlanacak olan C anahtarı sıfır gerilimde iletme girmeye hazır olacaktır. Bu sırada sekonder tarafta çıkış endüktansında depolanan enerji sayesinde yüke doğru akım akmaya devam etmektedir.



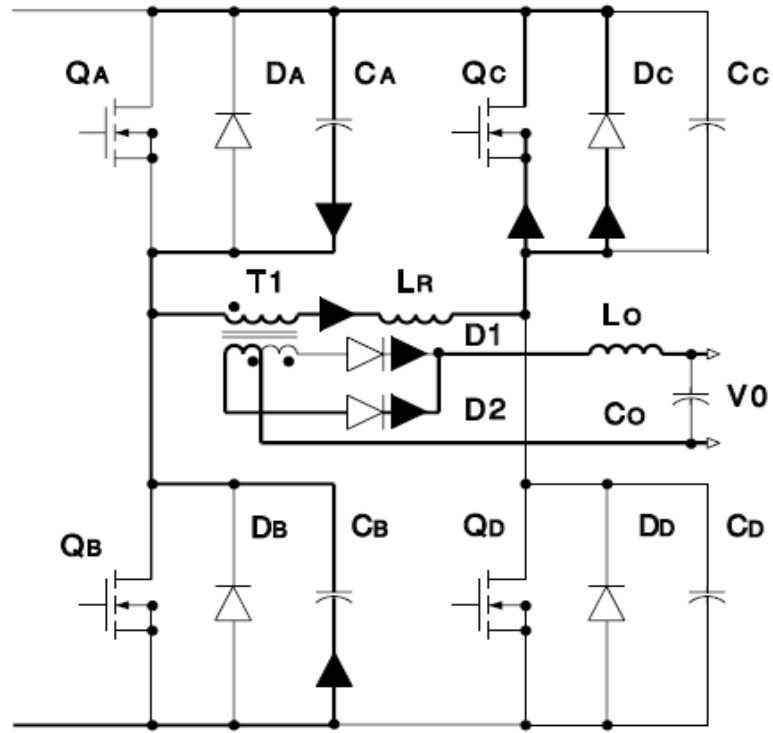
Şekil 2.8 : İkinci çalışma aralığı, sağ yarım köprü ayağı geçişi [3].

Üçüncü çalışma aralığında ise üzerinde sıfır gerilim olan C anahtarı artık iletme sokulmakta ve primer devresinde rezonant endüktanstan dolayı akan serbest dolaşım akımını kendi ters paralel diyotu ile birlikte paylaşmaktadır. Şekil 2.9’da bu durum gözükmemektedir.



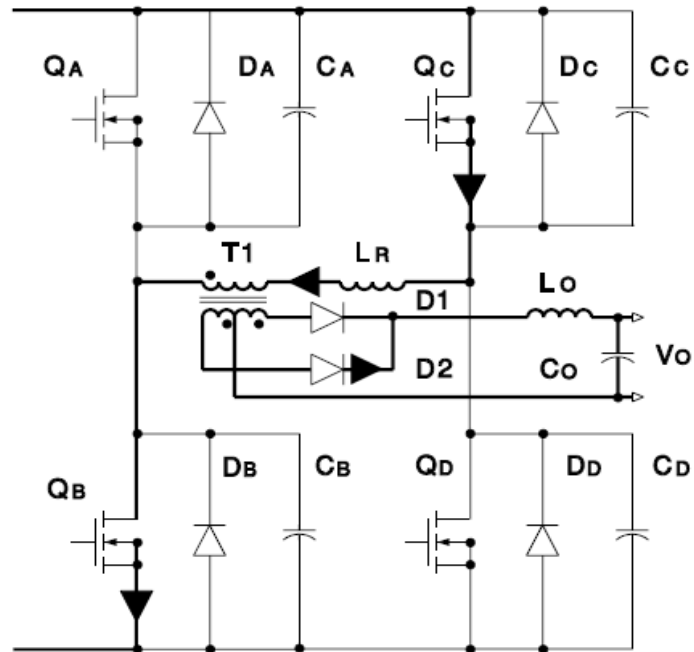
Şekil 2.9 : Üçüncü çalışma aralığı [3].

Dördüncü çalışma aralığında A anahtarı kesime girmekte ve rezonant endüktansta depolanan enerji ile birlikte primer akımı A anahtarı çıkış kondansatörünü şarj ederken, B anahtarı çıkış kondansatörünü deşarj ederek sıfır gerilime indirmektedir. Bu çalışma aralığında sol yarım köprü ayağı anahtarlarının rezonant geçişi sağlanmaktadır. Sağ ayak rezonant geçişine göre daha düşük bir gerilimde gerçekleşen bu geçiş, rezonant endüktanstaki daha düşük depolanmış enerji sebebiyle daha uzun sürede gerçekleşmektedir. Düşük yük değerlerinde dönüştürücünün sol yarım köprü ayağı daha erken sıfır gerilimde anahtarlamayı kaybetmektedir. Şekil 2.10'da bu çalışma aralığında akım yönleri ve geçişler gösterilmiştir. Burada dikkat çekici bir nokta ise trafo sekonderindeki ikinci doğrultucu diyotun da ilettime girmesidir. Bu diyot trafo primer gerilimi sıfırın altına düşüp eksi gerilime geçtiği için ilettime girmiştir. Birinci diyot ise sekondere güç aktarımı olmadığı için çıkış endüktansında depolanan enerji ile iletimde kalmaktadır. Her iki diyot da iletimde olduğu için çıkış endüktansı akımını ortak bir şekilde paylaşmaktadırlar. Bu sırada trafo sekonderindeki gerilim sıfır olmaktadır.



Şekil 2.10 : Dördüncü çalışma aralığı, sağ yarım köprü ayağı geçişi [3].

Beşinci çalışma aralığında, üzerindeki gerilim sıfıra inmiş olan B anahtarı ilettime sokulmakta ve diyagonal olarak iletimde olan C ve B anahtarları ile birlikte çıkışa güç aktarımı ilk çalışma aralığında olduğu gibi başlamaktadır. Şekil 2.11’de bu çalışma aralığı görülmektedir.



Şekil 2.11 : Beşinci çalışma aralığı [3].

3. GÜÇ DEVRESİNİN TASARIMI

Bir anahtarlama güç kaynağı devresi tasarlanırken ilk değerlendirilmesi gereken değerler şu şekilde sıralanabilir;

- Giriş gerilimi (V)
- Çıkış gerilimi (V)
- Çıkış Güç Değeri (W)
- Topoloji
- Anahtarlama frekansı (kHz)
- İzolasyon

Tezin konusu olan devre, daha önceki bölümlerde de bahsedildiği gibi güç değeri de göz önüne alınarak temelde tam köprü DC-DC dönüştürücü olarak seçilmiştir. Bunun özel bir durumu olan sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) mantığının kullanılması da düşünülerek devrenin yüksek verimlere ulaşması sağlanmaktadır. Çizelge 1’de tam köprü devresinin tüm elektriksel ve topolojik parametreleri verilmektedir.

Çizelge 1.1 : SGA Tam Köprü Elektriksel ve Topolojik Parametreleri.

Giriş Gerilimi	380 V DC
Çıkış Gerilimi	57,6 V DC
Çıkış Gücü	1900 W
Topoloji	SGA Tam Köprü
Anahtarlama Frekansı	75 kHz
İzolasyon	Giriş Çıkış Arası İzole

Giriş geriliminin yüksek bir değerde seçilmesinin çeşitli sebepleri vardır. Bunları sıralamak gerekirse, yüksek frekanslı trafo primer devresi akımını düşük seviyelerde tutarak anahtarlama kayıplarını azaltmak, devrenin çıkışında olabilecek ani yük

değişimlerinde dinamik cevabı hızlandırabilmek, girişte bir güç faktörü düzeltici yükseltici bir ön regülatör devresinin kullanılabilmesine olanak sağlamak üzere temel olarak belirtilebilir. Ön regülatör devresinin kullanımının bir avantajı da; tam köprü devresinin giriş geriliminin sabit tutularak kullanılan yüksek frekanslı trafonun sarım sayısının ve görev çevrimi sonucunda ulaşacak güç aktarım periyotlarının uygun değerlerde olmasını sağlamak ve kontrol devresinin değişken giriş gerilimlerine cevabını rahatlatmaktır. Özellikle ön regülatör devresi yükseltici dönüştürücü yapısında olduğundan dolayı yüksek şebeke gerilimlerinde (örneğin 265 V AC) sinüzoidal gerilimin tepe değerinin 374 V olması da göz önüne alınarak güç faktörü düzeltme işlevini yerine getirebilmesi açısından da 380 V DC olarak seçilmiştir. Güç faktörü düzeltme devresi tezin esas konusuna dahil değildir fakat ilerleyen bölümlerde bu kısmın da tasarımına değinilecektir.

SGA tam köprü devrenin doğrudan AC şebekeden, bir DC gerilim kaynağına ihtiyaç duymadan çalışabilmesini sağlamak üzere uygulama devresinde Çizelge 1.2’de belirtilen anahtarlama güç kaynakları kullanılmıştır.

Çizelge 1.2 : Tez Devresinde Kullanılan AGK Topolojileri.

İç Besleme Devresi	Flyback DC-DC Dönüştürücü
Güç Faktörü Düzeltme Devresi	Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici AC-DC dönüştürücü
Ana Güç Devresi	SGA Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü

AGK’ların tüm kontrolü uygulamaya özel olarak tasarlanmış analog kontrol entegreleri vasıtasıyla yapılmaktadır. Çizelge 1.3’te bu kontrol entegreleri ve kontrol ettikleri devreler belirtilmektedir.

Çizelge 1.3 : Tez Devresinde Kullanılan AGK Kontrol Entegreleri.

Flyback DC-DC Dönüştürücü	FAN6754 Fairchild
Güç Faktörü Düzeltmeli Yükseltici AC-DC dönüştürücü	UC3854 Texas Instruments
SGA Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü	UCC3895 Texas Instruments

Analog kontrol entegrelerinin, mikrodenetleyici ile yapılan kontrole kıyasla avantajı tüm değerlerin analog olması sebebiyle sürekli olarak ve çok sıkı bir şekilde kontrol altında tutulabilmesidir. Dijital kontrolde ise ayırık zamanda yapılan bu kontrol, özellikle hesap yükü yüksek olan bu gibi uygulamalarda yüksek bir işlemci gücü ve verimli algoritmalar gerektirmektedir. Bu da yazılım maliyetini ve tasarım sürecini

uzatmaktadır. Örnek vermek gerekirse anahtarlama frekansı 75 kHz olan, tezin konusu dönüştürücüde bir darbe genişlik modülasyonu (PWM) periyodu 13µs olmakta ve bu süre içerisinde tüm hesaplamalar yapıp bir sonraki PWM periyodunda işleme konulabilmelidir. Bu süre ancak çok hızlı dijital sinyal işleme nüvesine sahip mikrodenetleyiciler ile sağlanabilmektedir. Anahtarlama frekanslarının daha düşük güçlerde 200-250 kHz mertebelerinde olduğu da düşünülürse dijital kontrol anlamında durum daha da zorlaşmaktadır. Bu nedenle ticari uygulamalarda analog kontrol entegreleri yoğun olarak kullanılmaktadır. Analog kontrol entegrelerinin dezavantajları ise parametrelerinin değiştirilmesinin dijital rakiplerine oranla zor olması ve dolayısıyla esnekliklerinin az olmasıdır. Fakat çoğu uygulamanın bu esnekliğe ihtiyacı olmaması bu dezavantajlarını minimum seviyeye indirmektedir.

3.1 Yüksek Frekanslı Trafonun Tasarımı

Tam köprü AGK'larda devrenin kalbi olan trafonun tasarımı bu bölümde anlatılacaktır. SGA tam köprü dönüştürücü bir ileri yönlü (forward) dönüştürücü örneğidir ve trafo bu dönüştürücüde bir enerji depolama elemanı olarak kullanılmaz. Trafonun amacı gerekli gerilim dönüşümünü sağlamak ve istenirse izolasyon sağlamaktır. İdealde istenen trafoda hiç enerji depolanmaması ve tüm gücün çıkış yönünde aktarılmasıdır. Devrenin anahtarlama frekansı düşünüldüğünde; bu yüksek frekansta, trafonun manyetik nüvesinin kayıplarının da minimum düzeyde olması istenmektedir. Bu nedenle yukarıdaki gerekliliklere uyacak bir malzeme olan ferit nüve trafo tasarımında kullanılmak üzere seçilmiştir.

3.1.1 Trafonun dönüştürme oranının ve minimum primer endüktansının hesaplanması

Trafo tasarımında ilk hesaplanması gereken değer dönüştürme oranıdır. Trafolu dönüştürücülerde dönüştürme oranının da yardımıyla istenilen çıkış gerilim değerleri giriş geriliminden ve görev çevrimi kısıtlarından bağımsız olarak kolayca sağlanabilmektedir. Tasarlanacak olan SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü için tam yükte ulaşması istenen maksimum görev çevrimi seçilmesi gerekmektedir. Maksimum görev çevrimi durumu giriş gerilim kaynağının değerinin minimum olduğu durumda olacaktır. Güç faktörü düzeltme devresi çıkış gerilimi nominal 380

V DC olarak alınmıştır fakat üzerine binecek olan 100 Hz ripple ile birlikte ortalama DC gerilim değeri minimum 370 V DC değerine kadar düşebileceği için aşağıdaki formülde [4] minimum değer olan 370 V yerine konarak hesap yapılmaktadır. Formülde geçen “D” harfi görev çevrimini ifade etmektedir. Değeri ise sıfır ile bir arasında olabilmektedir. Görev çevrimi SGA Tam köprü DC-DC dönüştürücü için trafo üzerine uygulanan DC bara geriliminin süresini belirlemektedir. Bunun sebebi ise faz kaydırmalı PWM kontrol algoritmasından dolayı güç anahtarı bazında PWM değerinin sabit ve %50 değerinde olmasıdır. Trafo üzerinde enerji aktarımı her iki yarım köprü anahtarlarının diyagonal olanlarının sürme anlarında çakışma olduğu bölgelerdir. Geleneksel tam köprü DC-DC dönüştürücüde aşağıda hesaplanan görev çevrimi süresinin yarısı, diyagonal anahtarlar için frekansa bağlı olarak sürme süresini verecektir. “N” ise sarım sayısını ifade etmektedir.

$$a = \frac{N_{\text{primer}}}{N_{\text{sekonder}}} = \frac{V_{\text{giriş_min}} \times D_{\text{maksimum}}}{V_{\text{çıkış}}} \quad (3.1)$$

Denklem 3.1’de [4] değerler yerine konursa trafo dönüştürme oranı aşağıdaki gibi bulunur;

$$a = \frac{N_{\text{primer}}}{N_{\text{sekonder}}} = \frac{370 \times 0.75}{57.6} = 4.81 \quad (3.2)$$

Ortaya çıkan dönüştürme oranı en yakın tam sayıya yuvarlandığında trafonun dönüştürme oranı 5 olarak hesaplanmış olacaktır. Denklem 3.1’de verilen hesabı dönüştürme oranı 4 seçildiğinde bir kere daha yapacak olursak aşağıdaki gibi görev çevrimi süresi ortaya çıkmaktadır. Bu sonuçta kullanılacak Mosfet’lerin iletim gerilim düşümleri ihmal edilmiştir. Giriş ve çıkış gerilimlerine oranla sonuca etkileri çok düşük değerlerde kalmaktadır.

$$D_{\text{maksimum}} = \frac{57.6 \times 4}{370} = 0.622 \quad (3.3)$$

Bundan sonraki tasarım aşamasında trafonun primer ve dolayısıyla sekonder mıknatıslanma endüktansını belirleyecek olan sarım sayısı hesabı yapılacaktır. Primer sarım sayısının belirlenmesi sonucunda trafonun boşa iken de çalışırken primerinden akacak akım ve manyetik nüvede oluşacak manyetik akı yoğunluğu değerleri de belirlenecektir.

SGA tam köprü devresinin kontrolünde UCC3895 kontrol entegresinin sağladığı imkandan faydalanılarak tepe akım modu kontrol (peak current mode control) yapısı kullanılacağından trafo primer mıknatıslanma endüktansının minimum değeri önem taşımaktadır. Primer endüktansının çok küçük seçilmesi primer mıknatıslanma akımının değerini artıracak ve kontrolör tarafından bakıldığında akım modlu kontrolden gerilim modlu kontrole geçilmiş olacaktır [4]. Denklem (3.4) ile trafo mıknatıslanma endüktansının minimum değeri belirlenmektedir [4].

$L_{\text{mıknatıslanma}}$ (mH)

$V_{\text{giriş}}$ (V)

$\Delta I_{L_çıkış}$ (A)

$f_{\text{anahtarlama}}$ (kHz) olmak üzere;

$$L_{\text{mıknatıslanma}} \geq \frac{V_{\text{giriş}} \times (1 - D_{\text{maksimum}}) \times a}{\Delta I_{L_çıkış} \times f_{\text{anahtarlama}}} \quad (3.4)$$

Denklem (3.4)'ten yola çıkarak mıknatıslanma endüktansının minimum değeri aşağıdaki gibi hesaplanır. $\Delta I_{L_çıkış}$ değeri tasarlanan dönüştürücünün çıkış akım değerinin % 20'si alınarak yaklaşık olarak elde edilmiştir. Çıkış akım dalgalılığının % 20 olması tasarım kriteri olarak yeterlidir.

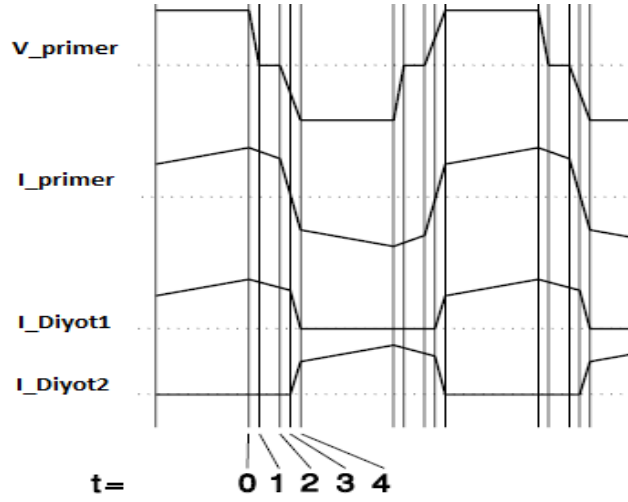
$$1.094 \geq \frac{380 \times (1 - 0.622) \times 4}{7 \times 75} \quad (3.5)$$

Minimum endüktans değeri 1.094 mH olmalıdır.

3.1.2 Trafonun primer ve sekonder rms akım değerlerinin hesaplanması

Bu değer de belirlendikten sonra trafonun aktaracağı güce bağlı olarak primer RMS akımı bulunacaktır. Bulunan akım değeri trafo primer ve sekonder sargı kesitlerini de belirleyecektir.

Şekil 3.1'de SGA tam köprü trafosu primer akımı ve sekonder doğrultucu diyot akımları görülmektedir. Sekonder doğrultucu diyotlarının akımlarının toplamı trafonun sekonder akımını vermektedir.



Şekil 3.1 : SGA tam köprü trafo primer ve diyot akımları [3].

Trafo primerine uygulanan gerilim ile birlikte primer akımı $t = 0$ anına kadar yükselmekte, tepe değerine ulaşmakta ve daha sonra primer gerilimi sıfır olduğunda devredeki kayıplarla birlikte akım çok düşmeden neredeyse tepe akımla aynı genlikte primer devresinden akmaya devam etmektedir. Primer akımının tepe değeri denklem (3.6) aracılığıyla mıknatıslanma akımı ihmal edilerek bulunabilir [4].

$$I_{\text{pri_tepe}} = \left(\frac{P_{\text{çıkış}}}{V_{\text{çıkış}} \times \eta} + \frac{\Delta I_{L_{\text{çıkış}}}}{2} \right) \times \frac{1}{a} \quad (3.6)$$

Denklem (3.6)'da belirtilen verim (η) değeri güvenli bir yaklaşımla 0.93 (%93) alınırsa, primer tepe akımı (3.7)'deki gibi bulunur.

$$I_{\text{pri_tepe}} = \left(\frac{1900}{57.6 \times 0.93} + \frac{7}{2} \right) \times \frac{1}{4} = 9.74 \text{ A} \quad (3.7)$$

Primer akımının tepe değere ulaşmadan önce Şekil 3.1'deki başlangıç noktasındaki değeri ise denklem (3.8) kullanılarak bulunabilir [4];

$$I_{\text{başlangıç}} = \left(\frac{P_{\text{çıkış}}}{V_{\text{çıkış}} \times \eta} - \frac{\Delta I_{L_{\text{çıkış}}}}{2} \right) \times \frac{1}{a} \quad (3.8)$$

Denklem (3.8)'in sonucunda, (3.9)'daki akım değerine ulaşılır.

$$I_{\text{başlangıç}} = \left(\frac{1900}{57.6 \times 0.93} - \frac{7}{2} \right) \times \frac{1}{4} = 7.99 \text{ A} \quad (3.9)$$

Primer geriliminin negatife inmeye başladığı $t = 2$ 'deki primer akımı ise denklem (3.10) kullanılarak hesaplanır [4].

$$I_{\text{primer_iniş}} = I_{\text{pri_tepe}} - \left(\frac{\Delta I_{L_{\text{çıkış}}}}{2} \right) \times \frac{1}{a} \quad (3.10)$$

Denklem (3.10)'un sonucunda (3.11)'deki akım değerine ulaşılır.

$$I_{\text{primer_iniş}} = 9.74 - \left(\frac{7}{2} \right) \times \frac{1}{4} = 8.865 \text{ A} \quad (3.11)$$

Trafodan sekondere güç aktarılırken primer RMS akımı denklem (3.7) ve (3.9)'da hesaplanan akımlar göz önüne alınarak denklem (3.12) ile hesaplanır [4];

$$I_{\text{primer_rms1}} = \sqrt{D_{\text{maksimum}} \times (I_{\text{pri_tepe}} \times I_{\text{başlangıç}} + \frac{(I_{\text{pri_tepe}} - I_{\text{başlangıç}})^2}{3})} \quad (3.12)$$

Denklem (3.12)'de değerler yerine konulursa, (3.13)'deki RMS akım değeri bulunur.

$$I_{\text{primer_rms1}} = \sqrt{0.622 \times (9.74 \times 7.99 + \frac{(9.74 - 7.99)^2}{3})} = 7 \text{ A} \quad (3.13)$$

Trafo primerindeki gerilim sıfırken, yani primerden sekondere güç aktarımı olmazken RMS akımı hesaplamak denklem (3.7) ve denklem (3.10)'da hesaplanan akım değerleri denklem (3.14)'te yerine yazılarak hesaplanır [4];

$$I_{\text{primer_rms2}} = \sqrt{(1 - D_{\text{maks}}) \times (I_{\text{ptepe}} \times I_{\text{pri_iniş}} + \frac{(I_{\text{ptepe}} - I_{\text{pri_iniş}})^2}{3})} \quad (3.14)$$

Denklem (3.14)'teki değerler yerine konulursa denklem (3.15)'deki akım değerine ulaşılır;

$$I_{\text{primer_rms2}} = \sqrt{(1 - 0.622) \times (9.74 \times 8.86 + \frac{(9.74 - 8.86)^2}{3})} \quad (3.15)$$

$$= 5.71 \text{ A}$$

Toplam primer RMS akımı ise denklem (3.16) aracılığıyla bulunabilir [4];

$$I_{\text{primer_rms}} = \sqrt{I_{\text{primer_rms1}}^2 + I_{\text{primer_rms2}}^2} \quad (3.16)$$

Denklem (3.13) ve (3.15)'den hesaplanan değerler yerine konursa;

$$I_{\text{primer_rms}} = \sqrt{7^2 + 5.71^2} = 9.033 \text{ A} \quad (3.17)$$

Primer RMS akım değeri hesaplandıktan sonra sekonder RMS akım değerleri de aşağıdaki gibi hesaplanır. Şekil 3.1 incelendiğinde sekonder diyot akımları güç aktarım periyodunda primer akımları ile aynı şekillere sahiptir. Trafonun sekonderindeki akım dönüştürme oranı oranında düşerek primerden akmaktadır. Bu şekil benzerliği ile birlikte primer akımının hesabına benzer bir şekilde sekonder devresi hesapları da yapılmaktadır.

Sekonder tepe akımı $t = 0$ anı için denklem (3.18) ile hesaplanabilir [4];

$$I_{\text{sekonder_tepe}} = \frac{P_{\text{çıkış}}}{V_{\text{çıkış}}} + \frac{\Delta I_{\text{lout}}}{2} \quad (3.18)$$

Denklem (3.18)'de değerler yerine konulursa, (3.19)'daki akım değerine ulaşılır.

$$I_{\text{sekonder_tepe}} = \frac{1900}{57.6} + \frac{7}{2} = 36.48 \text{ A} \quad (3.19)$$

Sekonder başlangıç akımı da Şekil 3.1'deki başlangıç noktası olmak üzere denklem (3.20) ile bulunabilir [4];

$$I_{\text{sekonder_başlangıç}} = \frac{P_{\text{çıkış}}}{V_{\text{çıkış}}} - \frac{\Delta I_{\text{lout}}}{2} \quad (3.20)$$

Denklem (3.20)'de değerler yerine konulursa, (3.21)'deki akım değerine ulaşılır;

$$I_{\text{sekonder_başlangıç}} = \frac{1900}{57.6} - \frac{7}{2} = 29.4 \text{ A} \quad (3.21)$$

Şekil 3.1'de $t = 3$ anına denk gelen akım da denklem (3.22) ile hesaplanır [4];

$$I_{\text{sekonder_iniş}} = I_{\text{sekonder_tepe}} - \frac{\Delta I_{\text{lout}}}{4} \quad (3.22)$$

Denklem (3.22)'de değerler yerine konulursa, (3.23)'deki akım değerine ulaşılır;

$$I_{\text{sekonder_iniş}} = 36.48 - \frac{7}{4} = 34.73 \text{ A} \quad (3.23)$$

Trafo üzerinden sekondere güç aktarılırken RMS akım denklem (3.24) ile bulunabilir [4];

$$I_{\text{sekonder_rms1}} = \sqrt{\frac{D_{\text{maks}}}{2} \times (I_{s_tepe} \times I_{s_baş} + \frac{(I_{s_tepe} - I_{s_baş})^2}{3})} \quad (3.24)$$

Denklem (3.24)'te değerler yerine konulursa, (3.25)'teki akım değeri bulunur;

$$\begin{aligned} I_{\text{sekonder_rms1}} &= \sqrt{\frac{0.622}{2} \times (36.48 \times 29.4 + \frac{(36.48 - 29.4)^2}{3})} \\ &= 18.4 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.25)$$

Her iki çıkış doğrultucu diyot iletimdeyken trafo sekonder RMS akımı denklem (3.26) ile hesaplanabilir [4];

$$I_{\text{sekonder_rms2}} = \sqrt{\frac{(1 - D_{\text{maks}})}{2} \times (I_{s_tepe} \times I_{s_iniş} + \frac{(I_{s_tepe} - I_{s_iniş})^2}{3})} \quad (3.26)$$

Denklem (3.26)'da değerler yerine konulursa (3.27)'deki akım değeri bulunur;

$$I_{\text{sekonder_rms2}} = \sqrt{\frac{(1-0.622)}{2} \times (36.48 \times 34.73 + \frac{(36.48-34.73)^2}{3})} = 15.48 \text{ A} \quad (3.27)$$

Trafo primeri üzerinde gerilimin sıfır olduğu $t = 1$ ve $t = 2$ anları için sekonder RMS akım denklem (3.28) ile hesaplanır [4];

$$I_{\text{sekonder_rms3}} = \frac{\Delta I_{L_{\text{out}}}}{2} \times \sqrt{\frac{1 - D_{\text{maksimum}}}{6}} \quad (3.28)$$

Denklem (3.28)'de değerler yerine konulursa (3.29)'daki RMS akım değeri bulunur;

$$I_{\text{sekonder_rms3}} = \frac{7}{2} \times \sqrt{\frac{1 - 0.622}{6}} = 0.878 \text{ A} \quad (3.29)$$

Trafo sekonder toplam RMS akım değeri ise denklem (3.30) aracılığıyla bulunur [4];

$$I_{\text{sekonder_rms}} = \sqrt{I_{\text{sekonder_rms1}}^2 + I_{\text{sekonder_rms2}}^2 + I_{\text{sekonder_rms3}}^2} \quad (3.30)$$

Denklem (3.30)'da değerler yerine konulursa, sekonder toplam RMS akımı (3.31)'de hesaplanmaktadır.

$$I_{\text{sekonder_rms}} = \sqrt{18.4^2 + 15.48^2 + 0.878^2} = 24.06 \text{ A} \quad (3.31)$$

Devrenin tam yükte çalışması durumunda trafonun primer ve sekonder akımları yukarıdaki denklemler aracılığıyla hesaplanmıştır.

3.1.3 Trafonun nüve malzemesinin hesaplanması ve seçimi

Nüve malzemesinin seçiminde AGK topolojisinin tipi etkindir. SGA tam köprü bir DC-DC dönüştürücü, ileri yönlü (forward) bir topoloji olması sebebiyle trafo üzerinde idealde bir enerji depolanması istenmemektedir. Trafo burada sadece gerilim dönüşümü ve izolasyon amacı ile kullanılmaktadır. Ferit nüve malzemesi bu gibi dönüştürücülerde kullanılmak üzere uygun bir aday olmaktadır.

Ferit malzemelerin de kendi içlerinde çeşitli tipleri vardır. Bu nedenle bu dönüştürücü için uygun olan tipin seçilmesinde ilk kriter malzemenin çalışma frekans aralığıdır. TDK firmasının N87 tipi ferit nüve malzemesinin önemli özellikleri Çizelge 3.1'de gösterilmiştir [5].

Çizelge 3.1 : N87 Ferit Nüve Malzemesinin Önemli Özellikleri.

Akı yoğunluğu (mT)	390
Optimum frekans aralığı (kHz)	25-500
Nüve kayıpları (100 kHz - kW/m ³)	375
Nüve şekilleri	RM, P, PM, ETD, EFD, E, ER, EP, EQ, ELP, U, Toroid

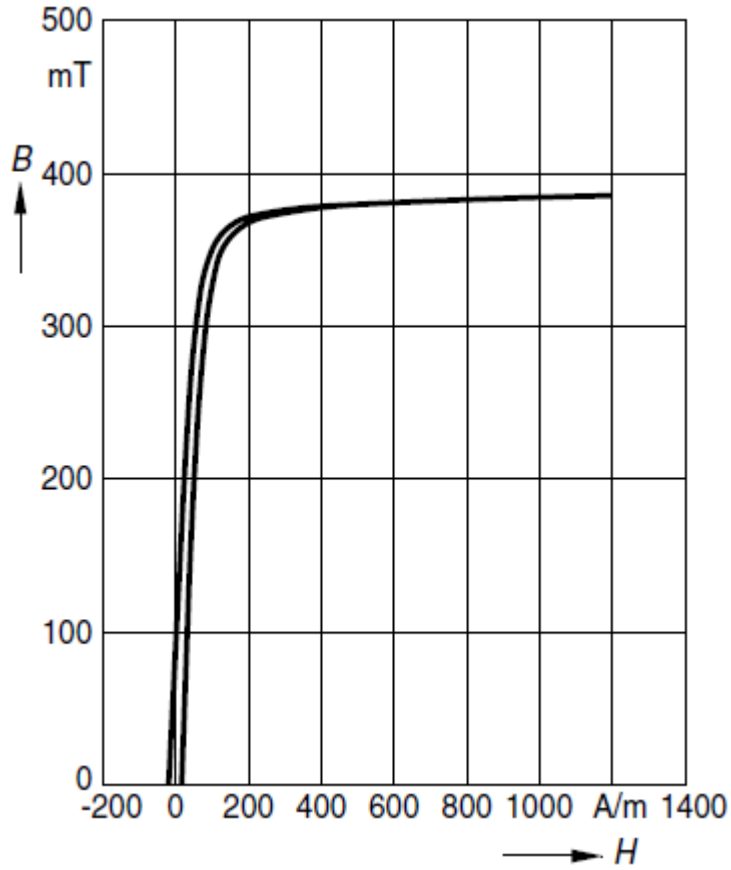
SGA Tam Köprü Dönüştürücü anahtarlama frekansı 75 kHz ve dolayısıyla N87 malzemenin çalışma aralığı içerisinde. Nüve şekli olarak da E tipi seçilmiştir.

Manyetik akı yoğunluğu değeri trafo tasarımında en kritik kısmı teşkil etmektedir. Trafo üzerine uygulanan gerilim-saniye değerine bağlı olarak manyetik nüve üzerindeki manyetik akı yoğunluğu değeri değişmektedir. Bu değer nüvenin geometrisine ve sarım sayısına bağlıdır. Bu nedenle dönüştürücünün belirlenen çıkış

gücünde ve frekansında çalışabilecek ve E şeklinde nüveye sahip trafonun boyutları ilk iş olarak belirlenmelidir.

Trafo boyutlarının belirlenmesinde temel olarak Nüve-Alan Çarpımı (Core-Area Product) formülü kullanılacaktır. Nüve-Alan Çarpımı formülü sonucunda, nüve üreticilerinin güç ve frekansa göre hazırladığı tablolardan veya nüvenin pencere alanı ve kesit alanı çarpımından aktarılabilecek güce göre uygun olup olmadığı belirlenebilmektedir.

N87 ferit nüve malzemesinde manyetik akı yoğunluğu 390 mT değerine ulaşana kadar doyuma girmemekte ve bu değeri geçtiğinde nüve hızlı bir şekilde doyuma girmektedir. Şekil 3.2’de bu malzemenin B-H eğrisi görülebilir.



Şekil 3.2 : N87 ferit nüvenin B-H eğrisi [5].

SGA Tam Köprü dönüştürücüde trafo manyetik akısı hem pozitif hem de negatif yönde değişecektir ve her iki yönde de güvenli bir tasarım açısından 390 mT değerini aşmamalıdır. Aynı zamanda manyetik akı değişiminin yüksek tutulduğu durumlarda nüvedeki güç kaybı da artmakta ve nüvenin olması gerekenden daha çok ısınmasına sebep olmaktadır.

Tasarımı yapılacak trafonun maksimum manyetik akı yoğunluğu pozitif ve negatif yönde 100 mT değerini geçmeyecek şekilde güvenli bir değerde seçilir. Buna göre toplam manyetik akı yoğunluğu değişimi (ΔB), 200 mT olmaktadır. Denklem (3.32) Nüve-Alan Çarpımı hesabını vermektedir [6].

$$AP = \left(\frac{11.1 \times P}{K' \times \Delta B \times f} \right)^{1.143} \quad (3.32)$$

Denklem (3.32)'de kullanılan değerlerin birimleri aşağıdaki gibi olmaktadır;

AP (Area Product)(Nüve-Alan Çarpımı) $\rightarrow$ cm⁴

P $\rightarrow$ [W]

K' $\rightarrow$ Bakırdan faydalanma katsayısı = 0.164 (Tam köprü dönüştürücüler için)

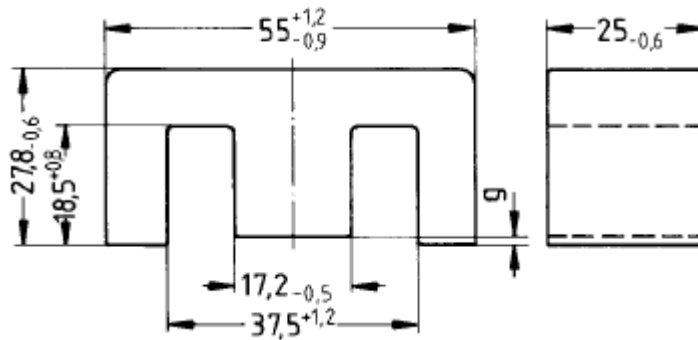
$\Delta B \rightarrow$ [Tesla]

f $\rightarrow$ [Hz]

Gerekli değerler denklem (3.32)'de yerine konulursa, (3.33)'deki sonuca ulaşılır;

$$AP = \left(\frac{11.1 \times 2000}{0.164 \times 0.2 \times 75000} \right)^{1.143} = 12.36 \text{ cm}^4 \quad (3.33)$$

TDK-Epcos firmasının E55/28/25 kodlu E şeklinde ferit nüvesi (3.33)'de hesaplanan değeri sağlamaktadır. Şekil 3.3'te nüvenin veri dokümanından alınan mekanik çizimi bulunmaktadır. Ek A.1'de nüvenin dokümanı verilmiştir.



Şekil 3.3 : E55/28/25 nüvenin mekanik çizimi [Ek A.1].

Trafo iki adet E şeklindeki nüvenin karşı karşıya birleştirilmesi sonucu kesintisiz bir manyetik akı yolu oluşturacaktır. Nüve-Alan formülünden hesaplanan değer sonucunun seçilen nüveden bulunacak değerlere eşit veya altında bir değer olması

gerekmektedir. Bu nedenle kontrol amaçlı olarak E55/28/25 nüvenin Nüve – Alan formülü ile hesabı denklem (3.34)’te verilmiştir.

$$AP = A_w \times A_e \quad (3.34)$$

$A_w \rightarrow$ Nüvenin sarım yapılacak olan pencere alanı [cm^2]

$A_e \rightarrow$ Nüvenin kesit alanı [cm^2]

Şekil 3.3’den alınan değerlerle A_w değeri (3.35)’te hesaplanmaktadır;

$$A_w = 3.7 \times 1.015 = 3.806 \text{ cm}^2 \quad (3.35)$$

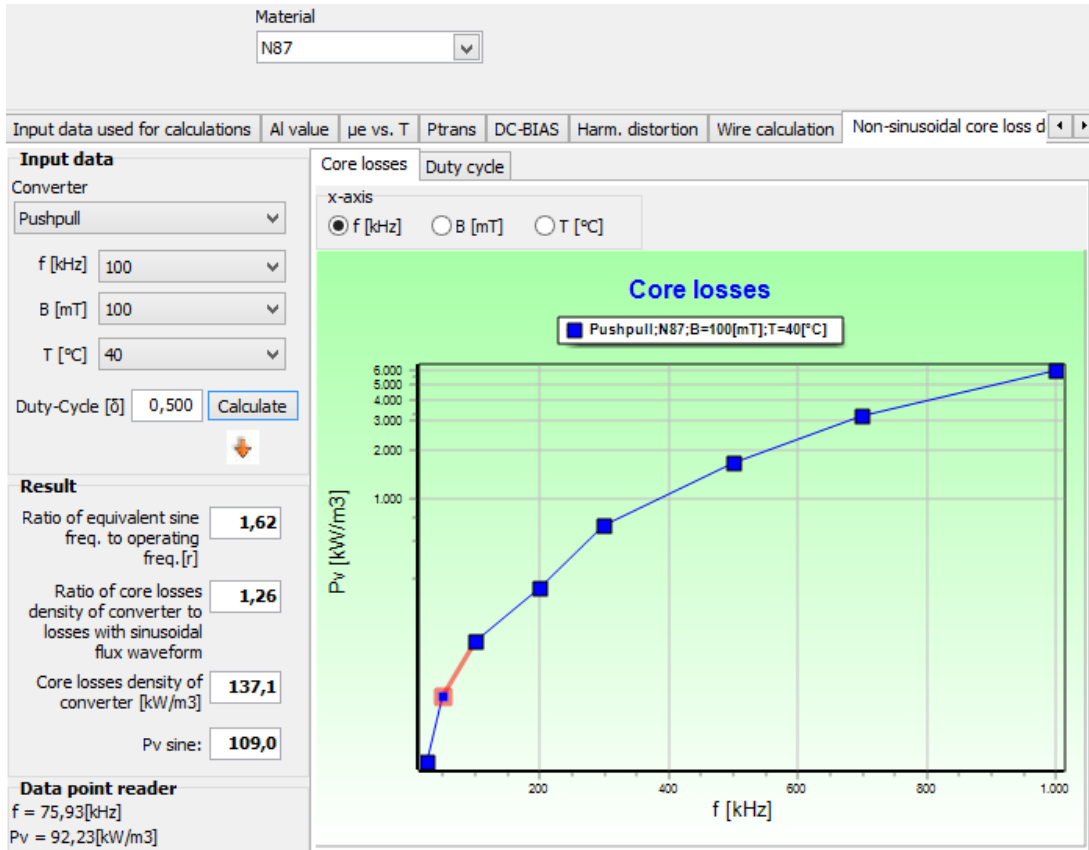
Nüvenin kesit alanı değeri A_e ise veri dokümanından alınan 4.2 cm^2 değeri olmaktadır. (3.36)’da ise Nüve-Alan Çarpımı (AP) (3.34)’ten hesaplanan değer ve kesit alanı değeri yerine konulduğunda aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$AP = 3.806 \times 4.2 = 15.985 \text{ cm}^4 \quad (3.36)$$

(3.36)’dan görüleceği üzere E55/28/25 nüvenin Nüve-Alan Çarpımı denklemi gerekli gücü aktarmak üzere yeterli olduğunu göstermektedir.

Yukarıdaki hesaplara ek olarak Epcos firmasının “Magnetics Design Tool” [7] programında nüve olarak seçilen E55/28/25 malzemesi seçilerek 75 kHz frekansta aktarabileceği maksimum güç değeri de 2991W olarak belirlenmiştir. SGA tam köprü DC-DC dönüştürücüde aktarılacak gücün 75 kHz’de 1900W olduğu düşünüldüğünde nüvenin tasarım için yeterli olduğu görülmektedir.

Şekil 3.3’te Epcos firmasının Magnetics Design Tool programı ile N87 malzeme, 100 mT tepe manyetik akı yoğunluğu ve 75 kHz frekansta nüvenin kW/m^3 cinsinden kayıpları grafik üzerinden seçilerek Şekil 3.4’te sol alt köşede belirtilmiştir.



Şekil 3.4 : N87 ferit nüve güç kaybı eğrisi [7].

Nüvenin kayıpları Şekil 3.4'teki grafikte görüldüğü üzere frekans arttıkça ciddi bir şekilde artmaktadır. 75 kHz anahtarlama frekansı, 100 mT tepe manyetik akı yoğunluğu ve 40 °C sıcaklık değerlerinde güç kaybı 92.23 kw/m³ olmaktadır. Bu değer nüvenin toplam hacmi ile çarpılarak, nüve üzerindeki güç kaybı denklem (3.37)'deki gibi hesaplanabilir. İki adet E nüve bir araya getirilerek oluşturulan trafonun nüve hacmi 104200 x 10⁻⁹ m³ olmaktadır. Bu değerler denklem (3.37)'de yerine konulursa;

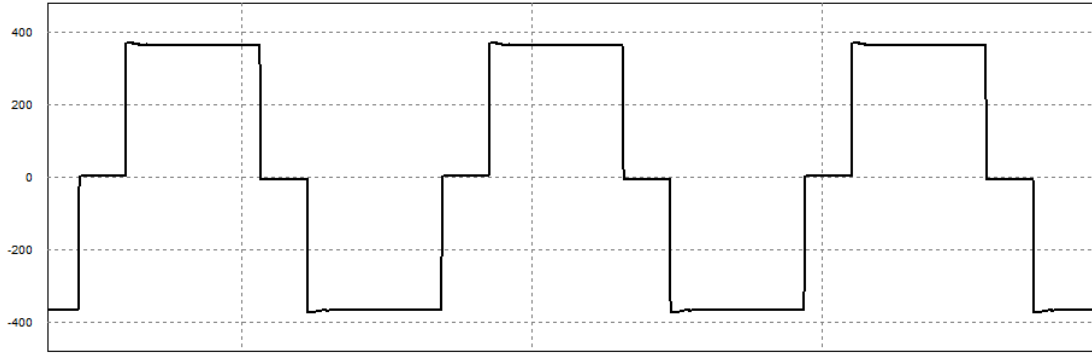
$$P_{\text{nüve}} = 92230 \times 104200 \times 10^{-9} = 9.6 \text{ W} \quad (3.37)$$

Toplam nüve kaybı 9.6 W olarak hesaplanmıştır.

3.1.4 Trafonun sarım sayısının belirlenmesi

Trafo nüvesi içindeki toplam manyetik akı değişimi değerinin ΔB seçilmesinin ve minimum primer endüktansının belirlenmesinin ardından sarım sayısı hesaplanabilir. Sarım sayısı hesabı yapılırken Faraday kanunundan faydalanılır. Tam köprü DC-DC dönüştürücünün trafosu üzerine uygulanacak gerilim dalga şekli Şekil 3.5'deki gibi olacaktır. Uygulanacak gerilimin genliği DC bara gerilimi ile aynı, pozitif veya

negatif yönde süresi ise daha önceden hesaplanmış olan $D_{maksimum}$ olarak belirtilen görev çevrimi oranının belirlediği sürenin yarısı olacaktır.



Şekil 3.5 : Trafo primer gerilim dalga şekli

Denklem (3.38) aracılığıyla trafonun primer sarım sayısı belirlenebilir [8].

$$N = \frac{V_{dc} \times T_{iletim}}{A_e \times \Delta B} \quad (3.38)$$

Denklem (3.38)'de belirtilen değerler aşağıdaki gibidir;

$N \rightarrow$ Sarım sayısı

$V_{dc} \rightarrow$ DC bara gerilimi [V]

$T_{iletim} \rightarrow$ Bir yarım periyotta trafoya uygulanan gerilimin süresi [μs]

$A_e \rightarrow$ Nüvenin kesit alanı [mm^2]

$\Delta B \rightarrow$ Tepeden tepeye manyetik akı yoğunluğu değişimi [Tesla]

Denklem (3.38)'de gerekli değerler yerine konulursa;

$$N = \frac{380 \times 5}{420 \times 0.2} = 22.61 \quad (3.39)$$

(3.39)'dan hesaplanan sarım sayısı değerine yakın bir değer olan 20 değeri primer sarım sayısı olarak seçilmiştir. Bu sayede dönüştürme oranı 4 olarak belirlendiği için sekonder sarım sayıları da tam sayı olarak ayarlanabilecektir. Sarım sayısının 20 olduğu durumda ΔB değerindeki artış denklem (3.40)'da hesaplanmıştır.

$$\Delta B = \frac{380 \times 5}{420 \times 20} = 0.226 \text{ T} \quad (3.40)$$

Görüleceği üzere sarım sayısı 20'ye indirildiğinde tepeden tepeye manyetik akı yoğunluğu değerinde küçük bir artış olmuştur. Bu artış küçük değerlerde olduğundan ihmal edilebilmekte ve sonucu değiştirmemektedir.

Trafonun sarım sayısı sonuç olarak aşağıdaki gibi belirlenmiştir;

$$N_{\text{primer}} = 20, N_{\text{sekonder}_1} = 5, N_{\text{sekonder}_2} = 5$$

Hesaplanan bu sarım sayılarına göre trafonun primer mıknatıslanma endüktansı da E55/28/25 nüvenin veri dokümanından alınan AL [nH] değeri ile hesaplanabilir. Trafoda hava boşluğu bırakılmayacağı için hava boşluksuz AL değeri olan 7300 nH değeri alınmıştır. Denklem (3.41) ile endüktans hesaplanırsa;

$$L_{\text{mıknatıslanma}} = N^2 \times A_L = 20^2 \times 7300 = 2920000 \text{ nH} \quad (3.41)$$

Trafo primer endüktansı 2.9 mH olarak denklem (3.41)'de hesaplanmıştır. Ancak manyetik nüvelerin toleranslarının çok yüksek olması sebebiyle minimum AL değeri de gözönüne alınarak primer endüktansın daha önceden hesaplanan 1.094 mH değerinin altına inmediği kontrol edilmelidir. E55/28/25 veri dokümanında görüleceği gibi verilen AL değerinin toleransı -%20 ve +%30 aralığındadır. Minimum AL değeri ile (3.42)'de minimum primer endüktansı değeri hesaplanmaktadır.

$$L_{\text{mık_min}} = N^2 \times A_L \times 0.8 = 20^2 \times 5840 = 2336000 \text{ nH} \quad (3.42)$$

(3.41)'den de görülebileceği gibi minimum primer endüktans değeri 2.33 mH olmakta ve 1.094 mH değerinin üzerinde uygun bir değerde kalmaktadır.

3.1.5 Trafonun sargı kesitlerinin hesaplanması

Sargı kesitleri hesaplanırken trafonun primer ve sekonder RMS akımları gözönüne alınmalıdır. Aynı zamanda sargıların trafonun manyetik nüvesinin pencere alanına sığması da gerekmektedir.

Trafo primer akımı 7.23 A, sekonder akımı ise 24.06 A olarak hesaplanmıştır. Bakır tel veya folyo kesitleri bu değerlere göre yapılacaktır. İletkenlerin akım taşıma kapasiteleri ise 3 ile 5 A/mm² arasında olmak üzere seçilmiştir.

Primer sargısı 0.8 mm çapında emaye kaplı bakır telden 4 paralel sarım kullanılarak yapılmıştır. Bi adet telin kesit alanı 0.5 mm² değerinde ve 4 adet paralel tel toplam

kesit alanı 2 mm² olmaktadır. Primer akım yoğunluğu denklem (3.43)'de hesaplanmaktadır.

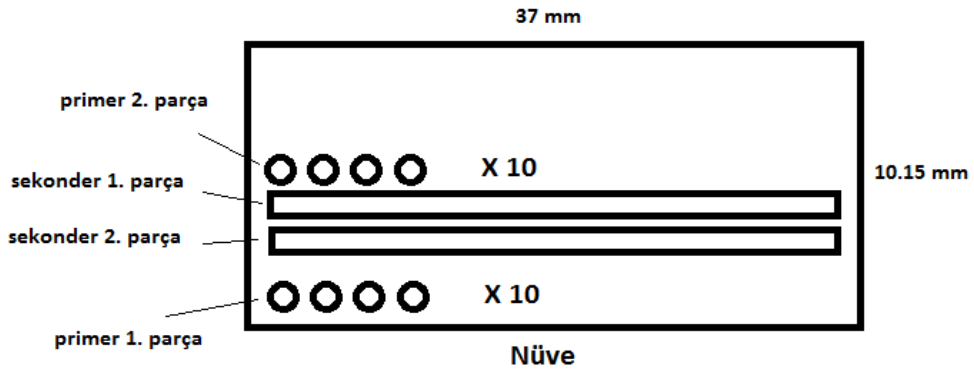
$$J_{\text{primer}} = \frac{9.033}{2} = 4.5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (3.43)$$

Sekonder sarım ise daha yüksek RMS akım değerlerinde olması sebebiyle standart bakır folyo ile sarılmaktadır. Folyo ölçüleri 0.3x28 mm olup kesit alanı 8.4 mm²'dir.

Bu durumda sekonder akım yoğunluğu ise denklem (3.44) ile hesaplanabilir;

$$J_{\text{sekonder}} = \frac{24.06}{8.4} = 2.92 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \quad (3.44)$$

Primer ve sekonder akım yoğunlukları tasarım kriterleri içerisinde kalmaktadır. Bundan sonraki aşamada seçilen iletkenlerin ve üzerlerine sarılacak olan izolasyon malzemelerinin nüve pencere alanında kaplayacağı yer incelenmelidir. Nüve pencere alanı 37 mm uzunluk ve 10.15 mm genişliğe sahip bir dikdörtgen şeklinde olmaktadır. Toplam alanı ise 375.55 mm² olarak hesaplanmıştır. Şekil 3.6'da nüvenin pencere alanı ve sargıların dağılımı görülmektedir. Primer sargısı iki parça olarak ve sekonder sargıları arasına alacak şekilde sandviç sarım denilen methodla sarılmıştır. Buradaki amaç primer ve sekonder arasındaki kuplajı artırmak ve kaçak endüktans değerini minimum seviyeye indirmektir.



Şekil 3.6 : Sargıların trafo penceresi üzerinde dağılımı.

Primer 10 + 10 sarım olarak iki parça sarılmıştır. Herbir sarım 4 paralel tel ile oluşturulmaktadır ve toplam kapladığı alan dikdörtgen olarak yaklaşık bir hesapla çapı 0.8 mm olduğuna göre (3.45)'de hesaplanmıştır;

$$\text{Primer sargı alanı} = 0.8 \times 4 \times 10 \times 1.6 = 51.2 \text{ mm}^2 \quad (3.45)$$

Sekonder sargı alanı ise yine dikdörtgen bir alan hesabıyla (3.46)'da hesaplanmıştır;

$$\text{Sekonder sargı alanı} = 0.3 \times 10 \times 28 = 84 \text{ mm}^2 \quad (3.46)$$

Toplam bakır sargı malzemesinin, nüve pencere alanına oranı ise (3.47)'de verilmiştir.

$$\text{Sarım – Pencere oranı} = \frac{84 + 51.2}{375.55} = 0.28 \quad (3.47)$$

Denklem 3.47'den de görüleceği üzere trafo pencere alanına sarımlar rahat bir şekilde sığmakta ve izolasyon bantları ile birlikte sarılabilmektedirler.

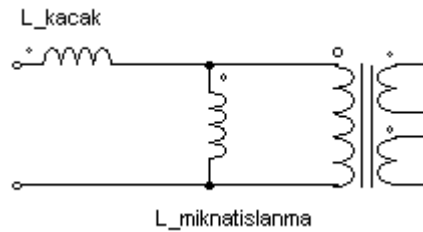
3.1.6 Trafonun değerlerinin ölçülmesi

Trafonun elektriksel değerleri bir LCRmetre yardımıyla ölçülmüştür. Çizelge 3.2'de bu değerler görülebilir.

Çizelge 3.2 : Trafo üzerinde LCRmetre ile ölçülen değerler.

$A_L \text{ (nH/N}^2\text{)}$	6850
$L_{\text{primer}} \text{ (}\mu\text{H)}$	2740
$L_{\text{sekonder}} \text{ (}\mu\text{H)}$	172
$L_{\text{kaçak}} \text{ (}\mu\text{H)}$	1.628
DC Direnç (mΩ)	30

Trafo kaçak endüktansı ($L_{\text{kaçak}}$) trafo primerinden ölçülmüştür. Ölçüm sırasında tüm sekonderler kısa devre edilmiştir ve trafonun primerinden görülecek endüktansın sadece kaçak endüktans olması sağlanmıştır. Şekil 3.7'de trafonun kaçak endüktans ölçümü sırasındaki elektriksel modeli verilmiştir.



Şekil 3.7 : Trafo kaçak endüktansının ölçülmesi.

3.2 Mosfet ve Diyotların Seçilmesi

Devrenin çalışma frekansı da göz önüne alınarak güç anahtarı olarak Mosfet seçilmiştir. SGA Tam Köprü devresinde Mosfet jonksiyon elemanlarından olan çıkış kondansatörünün de devrenin çalışmasına etkisi vardır ve bu nedenle devre tasarımında değerlendirilmesi gerekmektedir. Sekonder tarafta ise yüksek frekanslı kare dalga gerilim diyotlar aracılığıyla doğrultulmaktadır. Bu nedenle yüksek frekans değerlerinde çalışabilecek hızlı güç diyotları seçilmesi gerekmektedir.

Tam yükte çalışma esnasında primer devresinin hesaplanan RMS ve tepe akımları göz önüne alınırsa kullanılacak Mosfet'in minimum değerleri ortaya çıkmaktadır. Primer tepe akımı 9.74 A olmaktadır ve bu değer sürekli çalışma durumunda ve transient durumları ihmal ederek bulunan bir değerdir. Bu nedenle bu akım değerinin üzerinde bir değerde Mosfet seçilmesi güvenli tasarım açısından bir gerekliliktir. Tam köprü dönüştürücüde Mosfet'lerin kesime girmesi sırasında da maruz kalacakları gerilim tam DC bara gerilimi olup 380 V olacaktır. Bu değer de yine Mosfet'in maruz kalacağı sürekli haldeki değerdir. Devredeki parazitik endüktanslardan dolayı anlık olarak bu değerın üstünde gerilim değerlerine maruz kalabilmektedir. Tam köprü dönüştürücü girişini besleyen PFC katının gerilimi de dalgalanabilmekte ve anlık olarak 380 V DC gerilim değerinin üstüne çıkabilmektedir. Bu nedenle standart Mosfet gerilim değerlerinden olan 500 V seçilmiştir. IXYS firmasının IXFH 26N50 isimli Mosfet'i tasarımda kullanılacaktır. Ek A.2'de Mosfet'in veri dokümanının ilgili sayfaları sunulmuştur. Çizelge 3.3'te seçilen Mosfet'in önemli veri dokümanı değerleri bulunmaktadır.

Çizelge 3.3 : IXFH26N50 Mosfet önemli parametreleri.

$V_{\text{Drain_maksimum}}$ (V)	500
I_{Drain} (A)	26
R_{dson} (m Ω)	200
C_{oss} (pF) (25V gerilimde)	450
t_{rr} (ns)(ters paralel diyot) $\leq$	400

Özellikle çıkış kondansatörü C_{oss} değeri ve belirtildiği gerilim değeri önem taşımaktadır. DC bara gerilimi değerine göre bu değer veri dokümanında verilen değerinden düşük olarak hesaba katılacaktır. Rezonant endüktansın tasarım hesabında C_{oss} kondansatörü ile etkileşimi hakkında bilgi verilecektir.

Diyot seçiminde ise çıkış RMS akımı ve diyotlar kesime gittiklerinde üzerlerinde oluşacak ters gerilim değeri hesaba katılmaktadır. Trafo sekonder tepe akım değeri 36.48 A olduğuna göre ve transient durumlarda bundan çok daha yüksek akımlar çekilebileceği düşünüldüğünde minimum seçilmesi gereken değer olarak da düşünülebilir. Aynı zamanda SGA tam köprü dönüştürücünün dezavantajlı durumlarından birisi olan çıkış diyotları üzerindeki sönümlü sinüzoidal salınım değerinden dolayı dönüştürme oranı ve DC bara gerilimine bağlı olarak teorik hesapla 100 V olan diyot ters diyot geriliminin de çok daha yüksek olacağı göz önüne alınmıştır. Bundan dolayı sert anahtarlama yapacak olan bu diyotlardaki akım ve gerilim değerleri göz önüne alınarak IXYS firmasının DSEK60-06A diyotu ikişer paralel kullanılmak üzere seçilmiştir. Diyotlar paralel kullanılarak üzerlerinde harcanacak güç değerinden dolayı oluşacak sıcaklığın soğutucu üzerinde daha iyi yayılması düşünülmüştür. DSEK60-06A diyotun kılıfı içerisinde iki adet diyot bulunmaktadır. Paralel kullanılan ikişer adet DSEK60-06A ile birlikte sekonder tarafta 8 adet diyot dörderli olarak paralellenmiş olmaktadır. Çizelge 3.4'te seçilen diyotun tasarım için önemli görülen parametreleri vardır. Ayrıca Ek A.3'te bu diyotun veri dokümanının da ilgili sayfaları sunulmuştur.

Çizelge 3.4 : DSEK60-06A Diyot önemli parametreleri.

V_{RRM} (V)	600
I_{FAVM} (A)	30
T_{rr} (ns)	50
V_F (V)	1.4

3.3 Rezonant Endüktansın Hesaplanması

SGA Tam Köprü devresinin en temel özelliği olan sıfır gerilim değerindeyken Mosfet'lerin iletme girmesi olayı bu endüktansın trafo primer devresine seri olarak bağlanması aracılığıyla gerçekleşmektedir. Rezonant endüktansta depolanan enerji Mosfet çıkış kondansatörlerini (C_{oss}) şarj ve deşarj etmeye yeterli olmalıdır. Düşük yüklerde bu enerji yetersiz kaldığı için tam olarak sıfır gerilimde anahtarlama sağlanamamaktadır.

İlk önce hesaplanması gereken değer 380 V DC bara geriliminde Mosfet çıkış kondansatörünün değeridir. Mosfet çıkış kondansatörünün değeri DC bara geriliminin yükselmesiyle daha düşük değerlere inmektedir. Dönüştürücünün çalışması esnasında Mosfet'in maruz kalacağı gerilim üzerinden hesap yapılarak

ıkış kondansatörünün hesaplanması gerekmektedir. Denklem (3.48) aracılığıyla bu değer hesaplanabilir [4];

$$C_{oss_ortalama} = C_{oss_belirtilen} \times \sqrt{\frac{V_{ds_verilen}}{V_{ds_dcbara}}} \quad (3.48)$$

Denklem (3.48)'de değerler yerine konulursa, (3.49)'da hesaba katılacak kondansatör değeri bulunur;

$$C_{oss_ortalama} = 450 \times \sqrt{\frac{25}{380}} = 115 \text{ pF} \quad (3.49)$$

Tam yükün üçte biri değerine kadar sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleşmesi tasarım kriteri olarak alınmaktadır. Rezonant endüktansta depolanan enerji aynı kol zerindeki Mosfet'lerden bir tanesinin çıkış kondansatörünü şarj ederken, diğerini deşarj etmektedir. Bu nedenle eşdeğer devrede her iki kondansatör birbirine paralel olarak düşünmek ve hesabı yaparken iki adet çıkış kondansatörünü paralel olarak düşünmek gerekmektedir. Denklem (3.50) aracılığıyla, üçte bir yükte sıfır gerilimde anahtarlama yapmaya yetecek minimum endüktans değeri hesaplanmaktadır [4];

$$L_R \geq 2 \times C_{oss_ortalama} \times \frac{V_{DC}^2}{\left(\frac{I_{pri\text{tepe}}}{3} - \frac{\Delta I_{Lout}}{3 \times a}\right)^2} \quad (3.50)$$

Denklem (3.50)'de değerler yerine konulursa, (3.51)'deki sonuca ulaşılır;

$$L_R \geq 2 \times 115 \times 10^{-12} \times \frac{380^2}{\left(\frac{7.79}{3} - \frac{7}{3 \times 4}\right)^2} = 8.19 \text{ }\mu\text{H} \quad (3.51)$$

Seçilecek minimum rezonant endüktans değeri (3.48)'deki hesaplanan sonucunda 8.19 μH olarak seçilmiştir.

Rezonant endüktansın tasarımı için ilk önce nüve malzemesi seçilecektir. Endüktans üzerinde enerji depolanacağı için ve belirlenen bir minimum endüktans değerine sahip olması sebebiyle manyetik alan şiddeti-manyetik akı yoğunluğu karakteristikleri doyuma gitmesini zorlaştıracak karakteristiğe sahip Micrometals firmasının Molypermalloy toroid nüvesinin seçilmesine karar verilmiştir. Çalışma

frekansı ≤ 200 kHz olan bu nüveler 75 kHz anahtarlama frekansına sahip olan SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü için uygun özelliklere sahiptir. Rezonant endüktans trafo primerine seri olarak bağlanacağı için tüm primer akımı ve dolayısıyla primer akımın tepe değeri de bu endüktans üzerinden geçecektir. Dolayısıyla endüktans değerini sağlayan sarım sayısında oluşacak manyetik akı yoğunluğu dolayısıyla boştaki endüktans değerinin çok altına düşmesi istenmemektedir. Özellikle de denklem (3.50)'de hesaplanan minimum endüktans değerinin altına tepe akımda düşmemesi sıfır gerilimde anahtarlamanın tam yükte ve düşük yüklerde sağlanabilmesi açısından önem arz etmektedir.

Micrometals firmasının MP-157014-2 kodlu nüvesi devrede kullanılmak üzere seçilmiştir. Nüvenin veri dokümanı Ek A.4'te sunulmuştur. Çizelge 3.5'te nüvenin önemli değerleri belirtilmektedir.

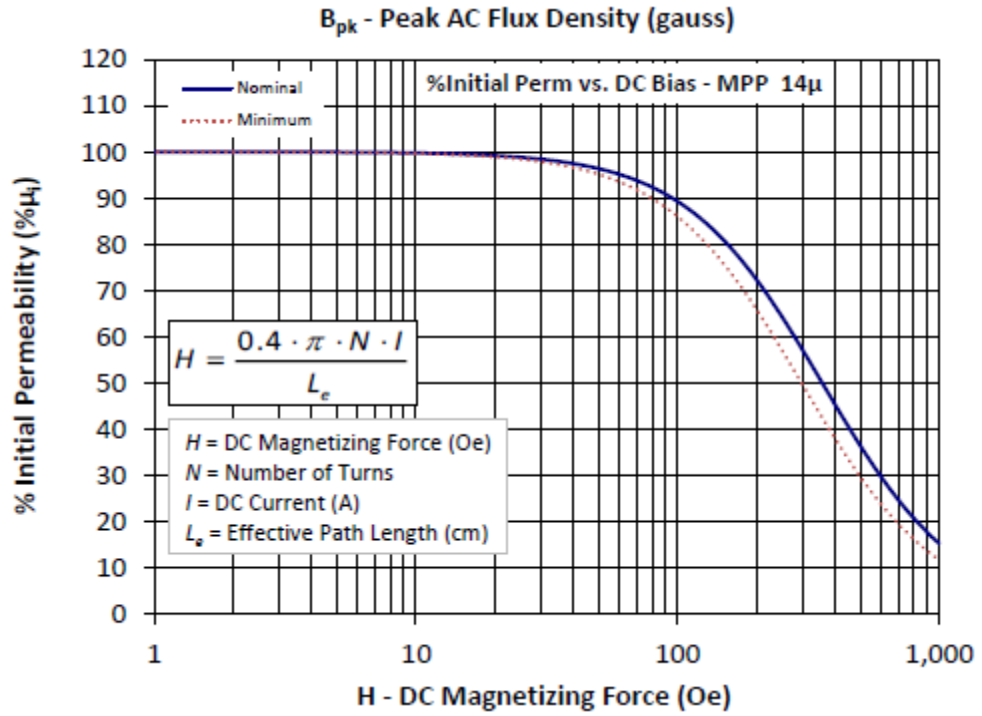
Çizelge 3.5 : Rezonant endüktans nüve malzemesi değerleri.

L_e (cm)	9.85
μ_i	14
A_L (nH/N ²)	19
100 kHz'de Nüve Kayıpları (mW/cm ³)	157
V_e (cm ³)	10.5

Endüktans değeri olarak tam yükte nüvenin endüktansının boştakine oranla düşeceği ve minimum endüktans değeri de göz önüne alınarak 17 μ H seçilmiştir. Bu değeri sağlamak üzere denklem (3.52) vasıtasıyla bir hesap yapılırsa sarım sayısı ortaya çıkmaktadır. Denklemdaki L değeri [nH] birimindedir.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{17000}{19}} = 29.9 \quad (3.52)$$

(3.52)'den elde edilen değer sonucunda sarım sayısı 30 olarak belirlenmiştir. Bundan sonra nüvenin doyma karakteristiği bu sarım sayısı ile değerlendirilecektir. Şekil 3.8'de Ek A.4'te sunulan nüvenin veri dokümanında bulunan yüzde başlangıç permeabilitesi-manyetik alan şiddeti eğrisi verilmiştir. Bu eğride verilen formülden de primer devresi akımından da yola çıkarak nüvenin endüktans değerinin yük altında hangi değere kadar çöktüğü hesaplanacaktır.



Şekil 3.8 : MP-157014-2 kodlu nüvenin yüzde permeabilite – manyetik alan şiddeti eğrisi [Ek A.4].

Şekilden de görüleceği üzere sarım sayısı ve/veya akım arttıkça nüve endüktansı boştaki değerine kıyasla düşmeye başlamaktadır. Seçilen 30 sarım sayısı ve trafo primer akımının tepesinde çökeceği değer denklem (3.53)'de hesaplanmaktadır;

$$H = \frac{0.4 \times \pi \times N \times I}{L_e} \quad (3.53)$$

Primer akımının tepe değeri 7.79 A olduğuna göre bu noktadaki endüktans değerinin çöktüğü nokta (3.54)'de hesaplanarak grafikten bulunacaktır;

$$H = \frac{0.4 \times \pi \times 30 \times 9.74}{9.85} = 37.27 \text{ Oe} \quad (3.54)$$

Şekil 3.8'de verilen grafikte y ekseninde 37.27 değeri ile eğrinin x eksenine kesiştiği yere bakılırsa başlangıç permeabilitesinin %97'lerine denk geldiği ve dolayısıyla rezonant endüktansın değerinin bu akımda neredeyse hiç çökmediği görülmektedir. Daha düşük akımlar için bu değeri hesaplamaya gerek bulunmamaktadır ve tüm çalışma aralığında rezonant endüktans değerinin sabit olduğu görülmektedir.

LCRmetre ile yapılan ölçümde ise endüktansın 100 kHz'deki değerinin 18 μ H olduğu gözlemlenmiştir.

Nüvenin üzerindeki güç kaybı ise, nüve hacmine göre yaklaşık olarak hesaplandığında; 1.6 W olmaktadır.

3.4 Giriş DC Elektrolitik Kondansatörlerin Seçilmesi

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü giriş ve çıkış gerilimleri DC olduğu için güç değerine ve istenilen DC gerilim dalgalılığına bağlı olarak DC kondansatörlerin minimum değerleri belirlenmelidir.

Giriş katı bir güç faktörü düzeltici yükseltici dönüştürücü tarafından beslenen SGA Tam Köprü dönüştürücünün AC şebekenin doğrultulup, yükseltilmesi ile elde edilen giriş gerilimini, dörtte bir periyot boyunca şebekenin kesilmesi sonucu SGA Tam Köprü dönüştürücünün çalışabileceği minimum güvenli gerilime kadar devreyi besleyebilecek minimum kondansatör değerinin seçimi için denklem (3.55) kullanılabilir [4];

$$C_{giriş} \geq \frac{2 \times P_{çıkış} \times \frac{1}{4 \times f_{AC}}}{(V_{giriş}^2 - V_{min}^2)} \quad (3.55)$$

Giriş geriliminin minimum düşmesi istenen yer olarak 350 V seçilirse ve şebeke frekansı da 50 Hz alınırsa minimum kondansatör değeri (3.56)'da hesaplanır;

$$C_{giriş} \geq \frac{2 \times 1900 \times \frac{1}{4 \times 50}}{(380^2 - 350^2)} = 867 \times 10^{-6} \quad (3.56)$$

Minimum kondansatör değeri 867 μ F olmalıdır. Kondansatör değeri hesaplandıktan sonra ikinci olarak ele alınması gereken konu anahtarlama frekansında olan giriş kondansatörü RMS akımıdır. Denklem (3.57) kullanılarak bu değer hesaplanabilir [4];

$$I_{Cgiriş_rms} = \sqrt{I_{pri_rms1}^2 - \left(\frac{P_{çıkış}}{V_{giriş_min} \times a}\right)^2} \quad (3.57)$$

Denklem (3.57)'de değerler yerine konulursa, (3.58)'deki sonuca ulaşılır;

$$I_{Cgiriş_rms} = \sqrt{5.6^2 - \left(\frac{1900}{370 \times 4}\right)^2} = 5.45 \text{ A} \quad (3.58)$$

Yukarıdaki iki denklemden yola çıkarak ve giriş gerilimini de göz önüne alarak 3 adet paralel 470 µF, 450V değerinde Kendeil firmasının K05 pcb tipi 105°C çalışma sıcaklığına uygun DC elektrolitik kondansatörleri seçilmiştir. Veri dokümanı incelendiğinde 45°C ortam sıcaklığında dengeleme faktörü ile birlikte değerlendirildiğinde RMS akımı bir kondansatör için 5.04 A olmakta ve (3.54)'te hesaplanan değer için 3 adet paralel kondansatörün toplam RMS akımları hesaplandığında yaklaşık 15 A değeri güvenli bir biçimde yeterli olmaktadır. Kondansatörün veri dokümanı Ek A.5'te sunulmuştur.

3.5 Çıkış Endüktansının Tasarımı

Çıkış endüktansının değeri SGA Tam Köprü dönüştürücünün çıkış akımına ve oransal olarak istenen endüktans içindeki akım salınımı değerine göre hesaplanmaktadır. Hesaplanan salınım akımı (ripple) aynı zamanda çıkış kondansatörlerinin filtrelemesi gereken akımı da vermektedir. Yüksek frekanslı trafonun çıkışı doğrultulduğundan dolayı endüktansın üzerindeki gerilimin frekansı SGA Tam Köprü'nün iki katı yani 150 kHz olacaktır. Nüve malzemesi seçilirken ve salınım akımı hesapları yapılırken bu durum göz önüne alınmalıdır. Çıkış akımındaki salınım değeri (ΔI) daha önceden çıkış akımının yaklaşık %20'sine denk gelen değer olan 7 A olarak seçilmişti. Bu akımdan yola çıkarak endüktansın değeri denklem (3.59) aracılığıyla bulunabilir. Denklem içinde hesap yapılırken ortalama görev çevrimi değeri 0.6 olarak alınırsa endüktans akımının yükselmeye başladığı ve maksimum değerine ulaştığı zaman aralığı görev çevriminin yarısı olmaktadır. Denklemde alınacak zaman değeri, endüktansın tepe akımına ulaştığı andan minimum değerine ulaştığı ana kadar olan ve yarı periyotta geçen zamanın %20'sine denk gelmektedir. Bu sırada trafo üzerinden giriş tarafından bir güç aktarımı olmamakta ve endüktans üzerindeki gerilim çıkış gerilimine eşit olmaktadır. Zaman [s] ve L [H] olmak üzere;

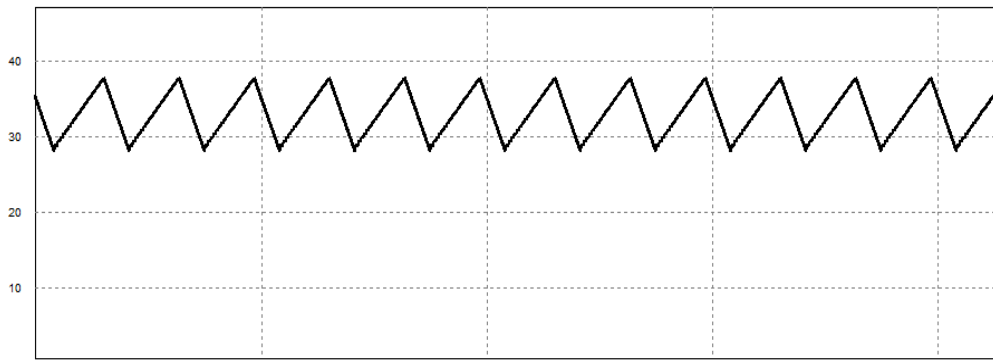
$$\frac{L \times \Delta I}{\Delta t \times 0.2} = V_{çıkış} \quad (3.59)$$

Denklem (3.59)'te değerler yerine konulursa, (3.60)'daki sonuca ulaşılır;

$$L = \frac{57.6 \times 6.6 \times 10^{-6} \times 0.2}{7} = 10.8 \mu\text{H} \quad (3.60)$$

Denklem (3.60)'dan görüleceği üzere 75 kHz anahtarlama frekansında SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü çıkış akım dalgalılığını %20'de tutabilecek endüktans değeri 10.8 μH olarak hesaplanmıştır.

şekil 3.9'da çıkış endüktansından geçecek akımın şekli gösterilmektedir. Görüleceği zere 33 A DC akımın üzerine binmiş üçgen akım görülmektedir.



şekil 3.9 : ıkış endüktans akımının şekli.

ıkış endüktansının tasarımında SGA Tam Köprü dönüştürücü yüksek frekanslı trafosu ve rezonant endüktanstan farklı olarak sürekli halde bir DC bileşen bulunmaktadır ve nüve tasarımında bu durum göz önünde bulundurulacaktır. Nüve malzemesi olarak DC karakteristikleri başarılı olan dağıtılmış hava boşluklu nüveler veya ferit nüve kullanılabilir. Ferit nüve kullanmanın avantajı tasarımın maliyet etkin bir şekilde gereklenebilmesini sağlamasıdır. Dağıtılmış hava boşluklu nvelerle karşılaştırıldığında ferit nüve kullanmanın dezavantajı nüve malzemesinin daha erken doyuma gitme karakteristiğinden dolayı malzeme üzerinde hava boşluğu bırakılması gerekliliğidir. Bırakılan bu hava boşluğu ise saçaklanma akısına sebebiyet vermektedir ve nüvenin etrafındaki malzemelerle elektromanyetik olarak etkileşimini artırmaktadır. Bu dezavantajın önemli olmadığı durumlarda ferit nüve kullanmak mantıklı hale gelmektedir. Bu tasarımda da çıkış endüktansı nüve malzemesi olarak ferit N87 malzeme kullanılacaktır. N87 malzemenin daha önce de belirtildiği üzere çalışma frekans aralığı 25-500 kHz arasındadır [5] ve bu tasarımdaki 150 kHz'lik çıkış şoku üzerindeki frekans değeri için uygun görülmektedir.

Çıkış akımı 33 A olduğuna göre seçilecek bakır iletkenin akım yoğunluğu değerinin 3-5 A/mm² aralığında olması istenmektedir. Bu nedenle standart bakır folyo değerlerinden olan 0.4 x 22 mm bakır folyo kullanılmasına karar verilmiştir. Tam yükte çıkış akımı için iletkendeki akım yoğunluğu hesaplanacak olursa (3.61) denkleminde;

$$J = \frac{33}{0.4 \times 22} = 3.75 \text{ A/mm}^2 \quad (3.61)$$

(3.61)'den görüleceği üzere akım yoğunluğu değeri, seçilen bakır folyonun tasarım kriterine uygun olduğunu göstermektedir. Bu bakır folyonun nüveye olan izolasyon mesafesi kriteri de dikkate alınarak sığabileceği bir nüve olan Epcos firmasının E42/21/20 ferit nüvesi seçilmiştir. Ek A.6'da nüvenin veri dokümanı sunulmuştur. Nüve malzemesi N87 B-H eğrisi daha önce şekil 3.2'de gösterilmiştir. Bu nüve de yüksek frekanslı trafo ile aynı malzemeye sahip olduğundan aynı eğri üzerinden değerlendirme yapılacaktır. E42/21/20 nüvesinin önemli değerleri Çizelge 3.6'da belirtilmiştir.

Çizelge 3.6 : Çıkış endüktansında kullanılan nüvenin önemli değerleri.

L_e (mm)	97
V_e (mm ³)	22700
A_L (nH/N ²)(hava boşluksuz)	5200

Çizelgeden de görüleceği üzere nüvenin hava boşluksuz halinde yüksek A_L değeri ile iki sarım yapılması halinde bile 10 µH endüktans değeri geçilmekte ve yaklaşık olarak 20 µH endüktans değerine iki sarım ile ulaşılmaktadır. Fakat burada değerlendirilmesi gereken en önemli konu tam yük akımında yani 33 A DC akım bu endüktans içinden geçerken endüktansın doyuma girmeden aynı değerini koruyabilmesidir. Denklem (3.62)'den hesaplanan değer ve Şekil 3.2'de verilen N87 malzemenin B-H karakteristiğinden yola çıkarak bu durum araştırılacaktır. Denklemde kullanılacak l_e değeri sadece bir adet nüve için verilmiştir. Çıkış endüktansı iki adet E nüvenin birleştirilmesi ile oluşturulacağı için Çizelge 3.6'da verilen değer iki katı alınacaktır. Ayrıca mm cinsinden olan değer grafik üzerinde değerlendirme yapabilmek için metre cinsine çevrilmiştir.

$$H = \frac{N \times I}{2 \times l_e} = \frac{2 \times 33}{2 \times 97 \times 10^{-3}} = 340 \text{ A/m} \quad (3.62)$$

(3.62)'den elde edilen değer Şekil 3.2'deki grafikte yerine konduğu zaman nüvenin doyuma gittiği görölmektedir. Bu durumda nüvenin mutlaka hava boşluğu koyularak kullanılması gerekliliği kanıtlanmış olmaktadır. Ek A.6'da sunulan nüve dokümanından yola çıkarak hava boşluklu A_L değerlerinin çok daha düşük seviyelerde kaldığı görölmektedir. Nüvenin doyuma gitmemesini garanti etmek için değeri belirtilen en yüksek hava boşluğu olan 1.5 mm hava boşluğu değeri seçilmiştir. Bu hava boşluğu değerinde N27 malzeme için A_L değeri 259 olarak verilmiştir. N87 malzeme için de bu değer çok az fark gösterdiğinden dolayı aynı şekilde alınmıştır. Görüleceği üzere hava boşluksuz malzemeye oranla hava boşluğu bırakılan nüvede A_L değeri düşmekte ve aynı endüktans değerini sağlamak üzere daha fazla sarım sayısına ihtiyaç duyumaktadır. Hava boşluğu bırakıldıktan sonra tasarımda olmasını istediğimiz 12 μ H endüktans değerini sağlamak üzere sarım sayısı denklem (3.63) ile elde edilebilir. Denklemde endüktans değeri nH cinsinden yazılmalıdır.

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{12000}{259}} = 6.8 \text{ sarım} \quad (3.63)$$

Sarım sayısı (3.58)'den elde edilen sonuç göz önüne alınarak 7 tur olarak belirlenmiştir. Tur sayısı belirlendikten sonra yine nüvenin veri sayfasında bulunan 1.5 mm hava boşluğu ile verilen permeabilite değeri olan $\mu_e = 85$ değerinden yola çıkılarak hava boşluğunun permeabilitesi olan $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ değeri ile çarpılarak toplam permeabilite denklem (3.64)'da hesaplanmaktadır.

$$\mu = \mu_0 \times \mu_e = 4 \times \pi \times 10^{-7} \times 85 = 1.068 \times 10^{-4} \text{H/m} \quad (3.64)$$

Sarım sayısı, endüktanstan geçen akım ve metre cinsinden manyetik akı yolu değerleri ile H değeri hesaplanmak istenirse denklem (3.65)'da değerler yerine konularak;

$$H = \frac{N \times I}{2 \times l_e} = \frac{7 \times 33}{2 \times 97 \times 10^{-3}} = 1190 \text{ A/m} \quad (3.65)$$

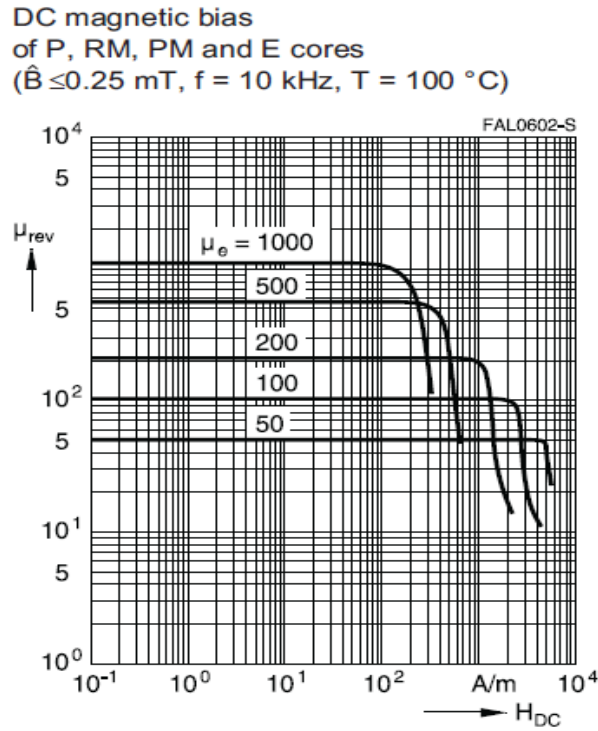
(3.65) denkleminde ulaşılan değer bir önceki, 2 turlu şok ile hesaplanan değerden yüksek çıkmıştır fakat hava boşluğu sebebiyle B-H eğrisinin eğimi de azalarak daha yüksek manyetik alan şiddeti değerine karşılık daha az manyetik akı yoğunluğu

değeri nüve içinde oluşacaktır. Maksimum manyetik akı yoğunluğu değeri hesaplanmak istenirse değerler denklem (3.66)'da yerine konulursa;

$$B = \mu \times H = 1.068 \times 10^{-4} \times 1190 = 0.127 \text{ Tesla} \quad (3.66)$$

(3.66)'de hesaplanan manyetik akı yoğunluğu değeri Şekil 3.2'de verilen nüve karakteristiğinden de görüleceği üzere ferit nüve için uygun bir değer ve doyuma girmeyeceği bölgededir.

Nüvenin hesaplanan manyetik alan şiddeti değeri ve permeabilitesi de göz önüne alınarak Şekil 3.10'daki grafiğe bakılırsa tam yük akımında endüktansın hangi değere kadar çökeceği kontrol edilebilir.



Şekil 3.10 : N87 malzeme permeabilite-manyetik alan şiddeti eğrisi [9].

Şekil 3.10'da da görüldüğü üzere tam yük akımındaki H değeri, $\mu_e = 85$ değeri grafikteki 50 ve 100 permeabilite değerleri ile belirtilen eğrilerin arasında kaldığına göre endüktansın değerinde bir çökme olmamaktadır.

Sarım sayısını nüvenin pencere alanına sığması şeklinde değerlendirmek gerekirse, 7 tur sarılmış $0.4 \times 22 \text{ mm}$ bakır folyonun dikdörtgen olarak kapladığı alan ile nüve pencere alanının oranı denklem (3.67)'de verilmiştir.

$$\text{Sarım – Pencere Oranı} = \frac{0.4 \times 22 \times 7}{29.6 \times 8.65} = 0.24 \quad (3.67)$$

Denklem 3.62'nin sonucuna göre nüvenin, belirlenen sarım sayısına izolasyon malzemeleri ile birlikte rahat bir şekilde uygun olduğu görülmektedir.

Çıkış filtre endüktansının LCRmetre ile 100 kHz'de ölçülen değeri 12.6 μH olmuştur.

Nüvenin manyetik akı yoğunluğu değişimi değeri maksimum akı yoğunluğu değerinin %10'una sınırlanmaktadır. Bu nedenle güç kaybı hesabı da Epcos firmasının Magnetics Design Tool programı ile N87 malzeme için, 150 kHz frekans değerinde; 8.29 kW/m^3 olarak bulunmuştur. Bu durumda nüvedeki güç kaybı yaklaşık olarak nüvenin hacmi de göz önüne alınarak 1 W olarak hesaplanmıştır.

3.6 Çıkış DC Elektrolitik Kondansatörlerin Seçilmesi

Çıkış DC kondansatörleri SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücüde çıkış filtre endüktansı ile birlikte bir alçak geçiren filtre görevi görmekte ve aynı zamanda çıkış endüktasındaki salınım (ripple) akımını filtrelemektedir. Bu nedenle kondansatörün kapasite değeri ile birlikte RMS akım değerleri de seçim kriteri olarak önemlidir.

Yük bağlantısında son noktada olan çıkış kondansatörleri ani yük girişlerinde dönüştürücü cevap verene kadar anlık tüm akımı karşılamaktadır [4]. Çıkış boşta olduğu bir anda %100 yük girişi yapıldığında çıkış endüktansının içinden geçen akımın tam yük akımına ulaşma süresi denklem (3.68) aracılığıyla hesaplanabilir;

$$\Delta t = \frac{L_{\text{çıkış}} \times \Delta I}{V_{\text{çıkış}}} = \frac{12.6 \times 10^{-6} \times 33}{57.6} = 7.2 \mu\text{s} \quad (3.68)$$

Çıkış gerilimi için tam yük girişlerinde müsaade edilen maksimum anlık çökme değeri 0.2V olarak alınırsa minimum çıkış kondansatörü değeri denklem (3.69) aracılığıyla hesaplanabilir;

$$C \geq \frac{\Delta t \times \Delta I}{\Delta V} = \frac{7.2 \times 10^{-6} \times 33}{0.2} = 1.1 \text{ mF} \quad (3.69)$$

Minimum kapasite değeri de denklem (3.69)'daki gibi hesaplandıktan sonra minimum ESR değerinin hesaplanması gerekmektedir. Minimum ESR değeri tam

yük girişinde sadece kondansatörün anlık cevap verdiği düşünülerek maksimum anlık çökme değerini sağlayacak olan direnç değeridir. Denklem (3.70)'de bu değer hesaplanmaktadır;

$$ESR \leq \frac{0.2}{33} = 6 \text{ m}\Omega \quad (3.70)$$

Minimum ESR değerinin hesaplanmasının ardından çıkış kondansatörünün filtrelediği çıkış endüktansı salınım (ripple) akımının RMS değeri hesaplanmaktadır. Şekil (3.9)'da da görüldüğü üzere çıkış endüktansı DC akımının üstüne binen üçgen dalga şeklinde bir salınım akımı bulunmaktadır. SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücünün çıkış geriliminin ve akımının tam DC olduğu düşünülürse çıkış endüktansındaki bu akım kondansatörler üzerinden filtrelenmektedir. Denklem (3.71)'de bu akımın RMS değeri hesaplanmaktadır.

$$I_{C_RMS} = \frac{\Delta I_{\text{çıkış}}}{\sqrt{3}} = \frac{7}{\sqrt{3}} = 4 \text{ A} \quad (3.71)$$

Seçilecek kondansatörün (3.71)'de hesaplanan salınım akımını taşıyabilecek kapasitede olması gerekmektedir.

Yukarıda hesaplanan değerler sonucunda Koshin firmasının ürettiği KLH serisi yüksek dayanımlı 105°C, 1000 µF 63V değerinde 4 adet paralel kullanılmak üzere kondansatör seçilmiştir. Şekil (3.11)'de firmanın internet kataloğundan alınan değerler bulunmaktadır. Değerler incelenirse bir adet kondansatörün salınım akımı 100 kHz'de 2.45 A olarak görülmektedir. Bu durumda 4 adet paralel kullanılacak çıkış kondansatörlerinin toplamda 9.8 A RMS salınım akımını filtreleyecek kapasitede ve yeterli olduğu görülmektedir. Katalogda verilen empedans değerinin dört paralel kondansatör için dörtte biri alındığında ise 8 mΩ değerine ulaşıldığı görülmektedir. Bu değer içinde ESL bileşeni de bulunduğu için hesaplanan minimum ESR değerinden fazla gibi gözükmemektedir. ESL değerinin özellikle yüksek frekanslarda daha baskın olduğu düşünülürse dört adet paralel kondansatörün ESR değeri hesaplanan değerden daha küçüktür ve uygundur. Koshin firmasının sağladığı tan δ değeri üzerinden denklem (3.72)'den 75 kHz için ESR değeri hesaplanırsa;

$$ESR = \tan\delta \times X_c = 0.09 \times \frac{1}{2 \times \pi \times 75000 \times 1000 \times 10^{-6}} \quad (3.72)$$

$$= 0.19 \text{ m}\Omega$$

Denklem (3.72)'nin de sonucundan görüleceği üzere ESR değerinin toplam empedans içindeki değeri çok daha düşüktür.

DIMENSION & PERMISSIBLE RIPPLE CURRENT			
V.DC Contents μF	Φ D×L	Impedance Ω /100KHz 20°C	Ripple Current (mA/rms,105°C)
0.47	5X11	6.300	16
1	5X11	4.000	27
2.2	5X11	2.800	38
3.3	5X11	2.400	48
4.7	5X11	2.400	62
10	5X11	1.900	105
22	6.3X11	0.850	245
33	6.3X11	0.610	265
47	8X11.5	0.560	351
100	10X16	0.240	610
220	10X25	0.110	1020
330	12.5X20	0.070	1160
470	16X25	0.050	2000
1000	16X35.5	0.032	2450

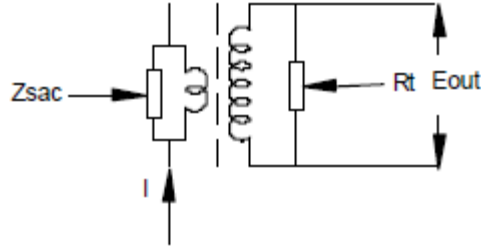
Şekil 3.11 : Koshin firması kondansatör değerleri [10].

3.7 Akım Trafosunun Tasarımı

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücünün tepe akım modlu kontrolü yapılacağından dolayı kontrol çipine götürülmek üzere, primer devresi akımının örneklenerek değerinin düşürülerek ve gerilime çevrilerek taşınması gerekmektedir. Kontrol çipi sekonder referanslı olduğundan primerden alınan akım işareti izole bir şekilde çipe ulaşmalıdır. Bu nedenle primer devresi DC bara geri dönüş yolunda bir akım trafosu ile bu değerler ölçülmektedir.

Şekil 3.12'de bir akım trafosunun eşdeğer devresi görülmektedir. Devrede sekonder direnci ve sekonderden primere yansıyan empedans paralel olarak gösterilmiştir. Primer empedansı ve paralelindeki sekonderden yansıyan şönt empedans primer

akımının aktığı toplam empedansı oluşturmaktadır. Primere yansıyan bu şönt empedans üzerinden akan AC akım sonucu oluşacak gerilim sekondere yansıyacaktır. Primer endüktansını bu yansıyan direncin 100 katı olarak almak lineer ve doğru bir şekilde akım trafosu ile ölçüm yapılabilmesini sağlar. [11].



Şekil 3.12 : Akım trafosu eşdeğer devresi [11].

Sekonder direnci sarım sayısına bağlı olarak ve kontrol çipinin algıladığı gerilim sınırlarında olmak üzere seçilmesi gerekmektedir. Buna göre trafo dönüştürme oranı 1:500 olarak seçilmiş ve sekonder direnci ise 125 Ω olarak seçilmiştir. Primere yansıyan sekonder direnci ise denklem (3.73) aracılığıyla bulunabilir [11];

$$Z_{sac} = \frac{R_t}{n^2} = \frac{125}{500^2} = 5 \times 10^{-4} \Omega \quad (3.73)$$

Akım trafosunun çalışma frekansında (150 kHz) primer endüktif reaktansı Z_{sac} değerinin en az 100 katı olmalıdır [11]. Primer sarım sayısının 1 olması sebebiyle Denklem (3.74)'dan primer endüktansının minimum değeri ve trafonun manyetik nüvesinin minimum A_L değeri hesaplanabilir;

$$L_{pmin} = 1^2 \times A_{L_min} = \frac{100 \times 5 \times 10^{-4}}{2 \times \pi \times 150000} = 53 \text{ nH} \quad (3.74)$$

Denklem (3.74)'den bulunan değer nüve için seçilecek ferit N87 malzemelerin A_L değerinin çok altında olduğu için sarım sayısının sığabileceği uygun bir nüve malzemesi olan Epcos firmasının E20/10/6 nüvesi akım trafosu için seçilmiştir. Nüvenin veri dokümanı Ek A.7'de sunulmuştur.

Trafo primer akımının tepe değeri 9.74 A değerindedir ve trafo primeri tek sarımla oluşturulmuştur. İki parça E20/10/6 nüve ile oluşturulan akım trafosunun manyetik

yol uzunluğu ise 92.6 mm olmaktadır. Denklem (3.75)'de primer akımının tepesinde trafo primerinde oluşan manyetik alan şiddeti hesaplanacak ve Şekil 3.2'de verilen N87 ferit malzemelerin B-H eğrisinde doyum noktasına olan mesafesi değerlendirilecektir. Manyetik akı yolu uzunluğu denklemde metre olarak alınmıştır.

$$H = \frac{N \times I_{\text{primer_maks}}}{l_e} = \frac{1 \times 9.74}{92.6 \times 10^{-3}} = 105.18 \frac{A}{m} \quad (3.75)$$

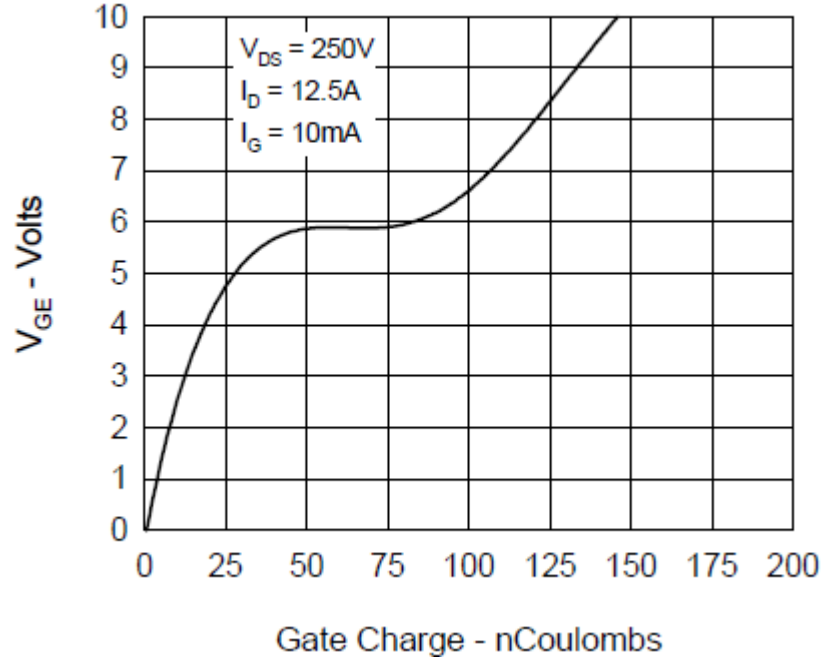
Denklem (3.75)'den elde edilen sonuç Şekil 3.2'deki grafikte yerine konduğunda nüvenin maksimum primer akımında doyuma girmediği ve dolayısıyla akım ölçümlerinin doğru sonuç vereceğini göstermektedir.

Primer sarımı, 1.5 mm çapında bakır tel ile 1 tur olarak yapılmıştır. Primer tepe akımında, akım yoğunluğu değeri 5.51 A/mm² olmaktadır. Sekonder ise 0.13 mm tel ile 500 tur sarılarak yapılmıştır. Trafonun pencere alanına tüm sarımlar uygun bir şekilde sarılabilmektedirler.

3.8 Mosfet Sürme Devresi İzole Besleme Trafosu Tasarımı

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü ana trafosu dört adet Mosfet'le anahtarlanmaktadır. Mosfet'lerin aşağı tarafta olan ikisinin source bacakları aynı referans noktaya bağlı olmasına rağmen üst taraftaki iki adet Mosfet source bacaklarının bağlı olduğu noktalar elektriksel olarak farklı referans noktadlardır. Bundan dolayı Mosfet'lerin herbiri için izole bir sürme sinyali üretilmesi ve kapı gerilimleri uygun bir şekilde source referanslı olarak oluşturulmalıdır. Normalde alt taraftaki Mosfet'ler tek bir ortak noktaya referanslanmış olarak teorik olarak sürülebilmektedirler fakat gerçek bir uygulamada üst taraftaki Mosfet'lerin izole sürülmesi sebebiyle aralarında zaman gecikmeleri yaşanabileceğinden dolayı hepsi izole bir şekilde sürülmektedirler. Kontrol çipinden üretilen kapı sürme sinyalleri Fairchild firmasının FOD3184 opto sürücüsü ile sürülmektedirler. Opto sürücünün izole kısmının beslemesi Mosfet sürme izole besleme trafosu ile oluşturulmaktadır. Bu trafolardan herbiri iki adet Mosfet'i sürmektedir. Bundan dolayı trafonun aktarması gereken güç hesaplanırken iki adet Mosfet'in 75 kHz anahtarlama frekansında kapı sürme direncine de bağlı olarak kapı sürme gücünün hesaplanması gerekmektedir. Devrede kullanılan Mosfet'ler daha önce de belirtildiği üzere IXFH26N50 kodlu IXYS firmasının ürettiği Mosfet'lerdir.

Tasarlanan kapı sürme devresinde Mosfet'ler +12 V kapı gerilimi ile ilettime sokulmakta ve -7 V kapı gerilimi ile de kesime sokulmaktadırlar. Mosfet kapısını sürmek için harcanacak güç değeri, kapı şarj karakteristikleri ile frekansa da bağlı olarak hesaplanabilmektedirler. Bu eğriler veri dokümanlarında verilmektedir. Şekil 3.13'te Ek A.2'den alınan IXFH26N50 Mosfet'inin veri dokümanında sunulan kapı şarj karakteristiği gösterilmektedir.



Şekil 3.13 : IXFH26N50 Mosfet kapı şarj karakteristiği [Ek A.2].

Şekilden de görüleceği üzere 10 V kapı gerilimine denk gelen kapı şarj değeri yaklaşık olarak 150 nC alınabilir. Bu eğriden yola çıkarak alınan kapı şarj yük değeri ve kapı gerilimi değerleri denklem (3.76)'da yerine konulacak olursa harcanacak kapı sürme gücü hesaplanabilmektedir [12]. Kapı şarjı [C] ve f [Hz] olmak üzere;

$$P_{\text{kapı}} = V_{\text{kapı}} \times Q_{\text{kapı}} \times f_{\text{anahtarlama}} \quad (3.76)$$

Denklem (3.76)'da değerler yerine konulursa kapı gücü (3.77)'de hesaplanır.

$$P_{\text{kapı}} = (12 + 7) \times 150 \times 10^{-9} \times 75000 = 0.213 \text{ W} \quad (3.77)$$

Bir adet izole besleme trafosunun iki adet Mosfet'in sürme gerilimlerini sağladığı düşünüldüğünde trafodan çekilen toplam güç $0.213 \times 2 = 0.426 \text{ W}$ olmaktadır. Güvenli bir tasarım için toplamda 1W'lık bir gücü sağlayacak olan trafo tasarımı

yapılmalıdır. Trafo tasarımı için nüve alan çarpımı formülü ile başlanabilir. Denklem (3.78) aracılığıyla hesap yapılır [6].

$$AP = \left(\frac{11.1 \times P}{K' \times \Delta B \times f} \right)^{1.143} \quad (3.78)$$

Denklemden yerine konulacak ifadeler aşağıda sıralanmıştır;

$$P = 1 \text{ W}$$

$$\Delta B = 0.1 \text{ Tesla}$$

$$f = 200000 \text{ Hz}$$

$$K' = 0.164$$

(3.79)'da yukarıdaki değerler yerine konularak hesap yapılmıştır;

$$AP = \left(\frac{11.1 \times 1}{0.164 \times 0.1 \times 200000} \right)^{1.143} = 1.5 \times 10^{-3} \text{ cm}^4 \quad (3.79)$$

Hesaplanan değer, standart E tipi nüveler içinde en küçük olan seçeneklerden mekanik dayanım da göz önüne alınarak seçilebileceğini göstermektedir. Bu sebeple TDK firmasının E13/7/4 N87 E şeklindeki ferit nüvesi seçilmiştir. Nüvenin veri dokümanı Ek A.8'de sunulmuştur. Nüve alan çarpımı denklemini nüve mekanik parametreleri üzerinden de hesaplırsak aktarılabilecek güç değerinin seçilen nüve için uygunluğu belirlenmiş olacaktır. Nüvenin kesit alanı A_e , 0.124 cm^2 ve pencere alanı da 0.234 cm^2 olarak hesaplanmıştır. Bu değerler denklem (3.80)'de yerine konulursa;

$$AP = 0.124 \times 0.234 = 0.029 \text{ cm}^4 = 29 \times 10^{-3} \text{ cm}^4 \quad (3.80)$$

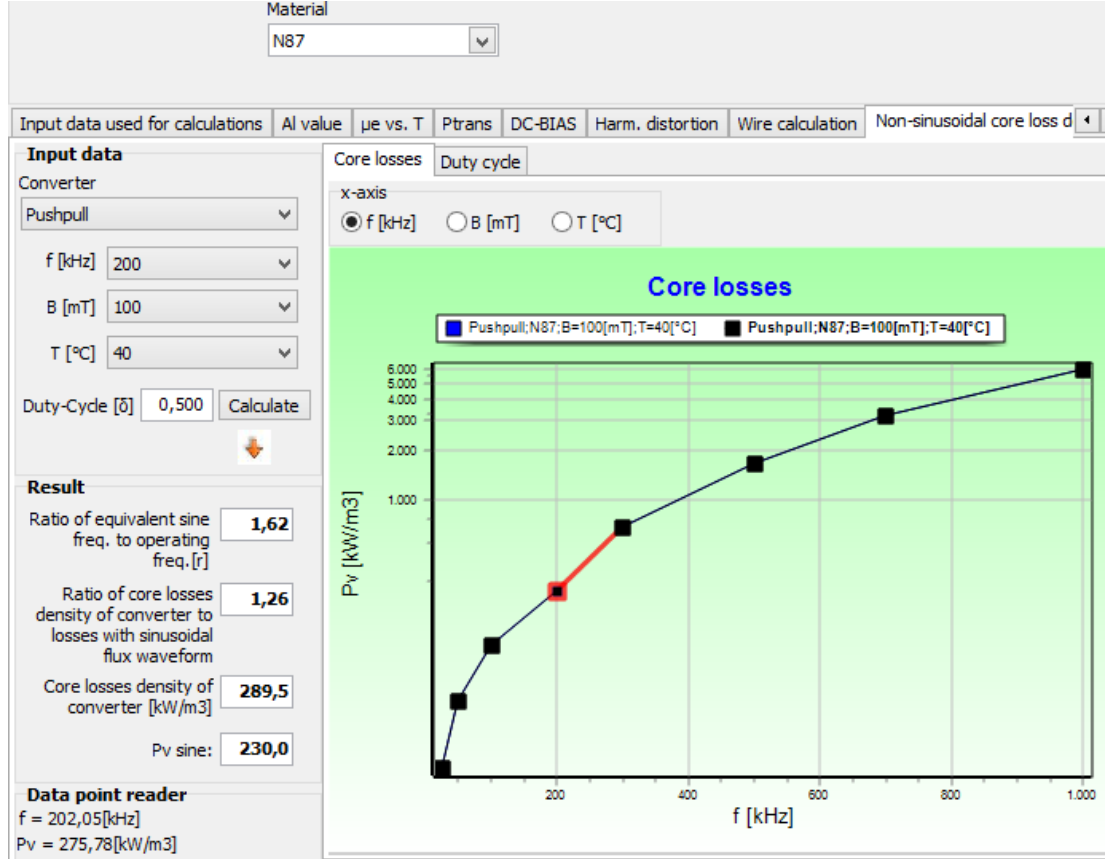
Görüleceği üzere nüvenin alan çarpımı formülü sonucunda 200 kHz frekansta ileri yönlü olarak çalışırken 1 W'lık gücü rahat bir şekilde aktarabileceğinin sağlaması yapılmıştır. Ayrıca nüvenin güç kaybı hesabı da Epcos firmasının "Ferrite Magnetics Design Tool" programı ile yapılmıştır [7]. Şekil 3.14'te programda hesaplanan güç kaybı değeri 200 kHz için grafik üzerinden seçildikten sonra sol alt köşede belirtilmiştir. Program girdileri olarak aşağıdaki değerler alınmıştır;

$$f = 200 \text{ kHz}$$

$$\Delta B = 100 \text{ mT}$$

$$T_{\text{sıcaklık}} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$$

Yukarıdaki değerlerin sonucunda Şekil 3.14'deki grafik oluşmuştur.



Şekil 3.14 : E13/7/4 nüvenin frekansa bağlı güç kaybı eğrisi [7].

Nüve iki adet E tipi nüvenin birleştirilmesi ile oluştuğundan dolayı hacmi veri dokümanından alınan değer iki katı olarak alınmıştır ve değeri 734 mm^3 olmaktadır. 200 kHz anahtarlama frekansında grafikten okunan güç kaybı değeri ise 275 kW/m^3 olmaktadır. Buna göre denklem (3.81)'de nüvenin güç kaybı değeri hesaplanmaktadır;

$$P_{\text{nüve}} = 275000 \times 734 \times 10^{-9} = 0.2 \text{ W} \quad (3.81)$$

3.9 Tam Yükte Güç Devresindeki Kayıplarının Hesaplanması

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücünün tam yükte çalışması esnasında güç anahtarları Mosfet ve diyotlar, yüksek frekanslı trafo, rezonant endüktans ve çıkış endüktansı üzerinde oluşacak kayıplar bu kısımda hesaplanmaktadır. Çıkan sonuç yaklaşık olarak devrenin tam yükteki verimini de ortaya çıkaracaktır.

3.9.1 Mosfet güç kayıplarının hesaplanması

Mosfet üzerinde oluşacak güç kayıpları ikiye ayrılabilir, bunlar; anahtarlama ve iletim kayıplarıdır. Tam yükte Mosfet'in üzerindeki gerilim sıfıra indikten sonra iletime girmesinden dolayı iletime girme güç kaybı oluşmamaktadır. Kesime girmesi sırasındaki anahtarlama güç kaybı ve iletim güç kayıpları hesaplanacaktır.

Mosfet'in kesime girmesi sırasındaki anahtarlama güç kaybı aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır [13];

$$V_p = 6 \text{ V},$$

$$V_{GS(th)} = 4 \text{ V},$$

$$R_{kapı} = 1R5,$$

$$Q_{gd} = 62 \text{ nC},$$

$$Q_{gs} = 28 \text{ nC}$$

olmak üzere güç anahtarının kesime girme süresi, Q [C] olmak üzere, denklem (3.82) aracılığıyla hesaplanabilir [13];

$$t_{kesim} = Q_{gd} \times \frac{R_{kapı}}{V_p} + Q_{gs} \times \frac{V_p - V_{GS(th)}}{V_p} \times \frac{2 \times R_g}{V_p + V_{GS(th)}} \quad (3.82)$$

Denklem (3.82)'de değerler yerine konulursa kesime girme süresi hesaplanabilir;

$$\begin{aligned} t_{kesim} &= 62 \cdot 10^{-9} \times \frac{1.5}{6} + 28 \cdot 10^{-9} \times \frac{6 - 4}{6} \times \frac{2 \times 1.5}{6 + 4} \\ &= 18 \times 10^{-9} = 18 \text{ ns} \end{aligned} \quad (3.83)$$

Mosfet kesime girdiği esnada trafo primer akımı üzerinden akmaktadır. Trafo primer akımı, anahtarlama frekansı ve kesime girme süresi ile birlikte bir adet mosfetin anahtarlama güç kaybı, t [s] ve f [Hz] olmak üzere denklem (3.84) ile hesaplanabilir [13];

$$P_{Mos_kesim} = I_{pri_tepe} \times V_{dc} \times t_{off} \times f_{anahtarlama} \quad (3.84)$$

Denklem (3.84)'da gerekli değerler yerine konulursa, Mosfet kesime girme güç kaybı (3.85)'de hesaplanır;

$$P_{Mos_kesim} = 9.74 \times 380 \times 18 \times 10^{-9} \times 75000 = 5 \text{ W} \quad (3.85)$$

Mosfet iletim güç kaybını hesaplamak içinse öncelikle tam yükte Mosfet içerisinden geçen akımın rms değerinin hesaplanması gerekmektedir. Trafo primerine uygulanan gerilimin görev çevrimi maksimum $D = 0.622$ olarak hesaplanmıştır. Bu görev çevriminin yarısında ise Mosfet iletimde olup, maksimum görev çevrimi 0.311 olmaktadır. Denklem (3.86) aracılığıyla mosfet içerisinden geçen rms akım hesaplanabilir.

$$I_{Mos_rms} = \frac{I_{başlangıç} + I_{pri_tepe}}{2} \times \sqrt{\frac{D_{maksimum}}{2}} \quad (3.86)$$

Denklem (3.86)'da gerekli değerler yerine konulursa, Mosfet rms akımı denklem (3.87)'de hesaplanır.

$$I_{Mos_rms} = \frac{7.99 + 9.74}{2} \times \sqrt{\frac{0.622}{2}} = 4.94 \text{ A} \quad (3.87)$$

Mosfet içinden geçen akımın rms değeri ve mosfet iletim direnci kullanılarak iletim kaybı denklem (3.88) aracılığıyla hesaplanabilir;

$$P_{Mos_rms} = I_{Mos_rms}^2 \times R_{dson} \quad (3.88)$$

Denklem (3.88)'de gerekli değerler yerine konulursa, Mosfet iletim kaybı, (3.89)'da hesaplanır;

$$P_{Mos_rms} = 4.94^2 \times 0.2 = 4.88 \text{ W} \quad (3.89)$$

SGA tam köprü DC-DC dönüştürücüde kullanılan dört adet Mosfet'in toplam anahtarlama ve iletim güç kaybı 39.52 W olarak hesaplanmıştır.

3.9.2 Diyot güç kayıplarının hesaplanması

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü çıkış katında kullanılan hızlı güç diyotlarının kayıpları bu bölümde hesaplanacaktır. Diyotların da güç kayıpları iki gruba ayrılmaktadır; bunlar anahtarlama ve iletim güç kayıpları olmaktadır.

Anahtarlama güç kaybını hesaplamak üzere Ek A.3'de verilen diyot veri dokümanından alınan diyotun ters toparlanma bölgesindeki jonksiyon şarj değeri, verilen eğriden yola çıkarak 100 nC olarak bulunmuştur. Diyotların çalıştığı frekans. Diyotların kesime girmesi sırasında maruz kalacağı katod-anod arası ters gerilim de teorik olarak 95 V olmaktadır, fakat devrede oluşacak osilasyonlardan dolayı bu gerilim hesap doğruluğu açısından ortalama değeri yaklaşık %20 fazla alınarak 120 V olarak değerlendirilerek anahtarlama kaybı hesabı yapılmaktadır. Denklem (3.90)'da anahtarlama güç kaybı hesabının formülü verilmiştir;

$$P_{Diyot_anahtarlama} = V \times Q_{ters_toparlanma} \times f \quad (3.90)$$

Denklem (3.90)'da değerler yerine konulduğunda, Q [C] ve f [Hz] olmak üzere (3.86)'daki sonuca ulaşılır;

$$P_{Diyot_anahtarlama} = 120 \times 100 \times 10^{-9} \times 75000 = 0.9 \text{ W} \quad (3.90)$$

Diyotun iletim kaybı ise; anod-katod gerilim düşümü ve diyot iç direnci ve diyottan geçen akımın rms değeri hesaba katılarak bulunabilir. Ek A.3'deki diyot veri dokümanından alınan değerlere göre;

$$V_{ak} = 1.01 \text{ V},$$

$$R_{diyor} = 7.1 \text{ m}\Omega \text{ olmaktadır.}$$

Diyot içinden geçen akımın rms değeri ise denklem (3.91)'den hesaplanabilir;

$$I_{\text{Diyot_rms}} = \frac{I_{\text{endüktans_tepe}} + I_{\text{endüktans_min}}}{2} \times \sqrt{0.5} \quad (3.91)$$

Denklem (3.91)'de değerler yerine konulursa, (3.92)'de diyot içinden geçen akımın rms değeri hesaplanabilir;

$$I_{\text{Diyot_rms}} = \frac{40 + 26}{2} \times \sqrt{0.5} = 23.33 \text{ A} \quad (3.92)$$

SGA Tam köprü DC-DC dönüştürücüde çıkış katında kullanılan dört adet diyot kılıfın herbirinde iki adet diyot olmak üzere sekiz adet diyot bulunmaktadır. Trafo sekonderinin pozitif veya negatif olması durumunda ise 4 adet diyot (3.92)'de hesaplanan rms akımı paylaşmaktadır. Bu nedenle bir adet diyot için iletim güç kaybını hesaplamak gerekirse denklem (3.93)'den ;

$$P_{\text{Diyot_iletim}} = \left(\frac{I_{\text{Diyot_rms}}}{4} \right)^2 \times R_{\text{diyet}} + \frac{I_{\text{Diyot_rms}}}{4} \times V_{\text{ak}} \quad (3.93)$$

Denklem (3.93)'de değerler yerine konulursa, (3.94)'deki sonuca ulaşılır;

$$P_{\text{Diyot_iletim}} = \left(\frac{23.33}{4} \right)^2 \times 7.1 \times 10^{-3} + \frac{23.22}{4} \times 1.01 = 6.1 \text{ W} \quad (3.94)$$

Toplam 8 adet diyot için anahtarlama ve iletim güç kaybı 56 W olmaktadır.

3.9.3 Manyetik elemanlar üzerindeki güç kaybının hesaplanması

Ana güç devresi üzerinde rezonant endüktans, yüksek frekanslı trafo ve çıkış endüktansı bulunmaktadır. Bu elemanların üzerlerindeki güç kayıpları; nüve kayıpları ve sargı kayıpları olmak üzere iki şekilde oluşmaktadır. Nüve kayıpları, manyetik elemanların hesabı sırasında, yüksek frekanslı trafo için 9.6 W, rezonant endüktans için 1.6 W ve çıkış endüktansı için 1 W olarak hesaplanmıştır.

Sargı kayıplarının hesaplanması için manyetik elemanların sargılarından geçen akımın rms değeri ve DC akımlar için DC direnç, AC akımlar için de deri etkisi olayının da gözönüne alınmasıyla AC direnç hesaplanarak bulunmaktadır.

Yüksek frekanslı güç trafosu primer DC direnci LCRmetre aracılığıyla ölçülerek 30 mΩ olarak bulunmuştur. Sekonder DC direnci ise 7.5 mΩ olmaktadır. Trafonun primer ve sekonder sargılarından 75 kHz frekan değerine sahip bir akım akmaktadır.

Bu nedenle 75 kHz değerindeki akımın deri etkisi nedeniyle kesidin ne kadarını kullandığı hesaplanmalıdır.

Primer sargıları 4 adet 0.8 mm çapında emaye kaplı bakır telin paralel kullanılmasıyla oluşturulmuştur. 75 kHz frekansında akımın sargı üzerindeki nüfuz derinliği denklem (3.95) aracılığıyla hesaplanabilir [14];

$$\text{Nüfuz derinliği} = \frac{7.6}{\sqrt{f_{\text{anahtarlama}}}} \quad (3.95)$$

Denklem (3.95)'de değerler yerine konulduğunda, (3.96)'daki sonuç ortaya çıkmaktadır;

$$\text{Nüfuz derinliği} = \frac{7.6}{\sqrt{75000}} = 0.027 \text{ cm} = 0.27 \text{ mm} \quad (3.96)$$

Anahtarlama frekansına bağlı olarak 75 kHz frekansa sahip olan akımın 0.8 mm çapa sahip telin tüm kesidini kullanamadığı görölmektedir. Telin kullandığı kesidin yüzde olarak hesaplanması için denklem (3.97) kullanılmaktadır;

$$\text{Kullanılan kesit(\%)} = \frac{\pi \cdot r^2 - \pi \cdot (r - \text{nüfuz derinliği})^2}{\pi \cdot r^2} \times 100 \quad (3.97)$$

Denklem (3.97)'de değerler yerine konulursa, yüzde olarak kullanılan kesit (3.98)'de ortaya çıkmaktadır;

$$\text{Kullanılan kesit(\%)} = \frac{\pi \cdot 0.4^2 - \pi \cdot (0.4 - 0.27)^2}{\pi \cdot 0.4^2} \times 100 = 89 \quad (3.98)$$

Kesidin %89'u kullanıldığına göre ölçölen DC direnç %12.3 oranında artırılarak AC direnç değeri bulunacaktır. Primer AC direnci denklem (3.99)'da hesaplanmaktadır;

$$\begin{aligned} R_{\text{ac_primer}} &= R_{\text{dc_primer}} \times 1.123 = 0.03 \times 1.123 = 0.033 \\ &= 33 \text{ m}\Omega \end{aligned} \quad (3.99)$$

Sekonder AC direnç de aynı şekilde denklem (3.100)'de hesaplanmaktadır;

$$R_{ac_sekonder} = R_{dc_sekonder} \times 1.123 = 0.0075 \times 1.123 = 0.0084 \quad (3.100)$$

$$= 8.4 \text{ m}\Omega$$

Trafo sarımları üzerindeki güç kaybı ise rms akımlardan yola çıkarak denklem (3.101)'de hesaplanmaktadır;

$$P_{trafo_sargı} = 9.033^2 \times 33 \times 10^{-3} + 24.06^2 \times 8.4 \times 10^{-3} \quad (3.101)$$

$$= 7.55 \text{ W}$$

Çıkış filtre endüktansı üzerindeki kayıpları hesaplamak için AC ve DC direncin bir arada kullanılması gerekmektedir, çünkü filtre akımında DC'nin üzerine binmiş AC bileşen vardır. AC bileşen, salınım akımıdır ve frekansı 150 kHz olmaktadır. Nüfuz derinliği hesabı bu akım için yapıldığında, denklem (3.102)'deki sonuç ortaya çıkmaktadır.

$$\text{Nüfuz derinliği} = \frac{7.6}{\sqrt{150000}} = 0.019 \text{ cm} = 0.19 \text{ mm} \quad (3.102)$$

Çıkış bobini LCRmetre ile ölçülen DC direnci 8 mΩ değerindedir ve 0.4 mm kalınlığında, 22 mm genişliğinde bakır folyo ile sarılmıştır. Bakır folyonun dikdörtgen şeklindeki kesidinin 150 kHz anahtarlama frekansında kullanılan yüzdesi denklem (3.103)'de hesaplanmaktadır.

$$\text{Kullanılan kesit(\%)} = \frac{0.19}{0.4} \times 100 = 47.5 \quad (3.103)$$

AC direnç DC direncin 2.1 katı olmaktadır. 150 kHz ripple akımının rms değeri de daha önceden hesaplanan değeriyle, 4 A olmaktadır. DC akım ise tam yükteki çıkış akımı olup 33 A değerindedir. Buna göre DC ve AC toplam kayıplar denklem (3.104)'de hesaplanabilir.

$$P_{çıkış_endüktansı} = 33^2 \times 8 \times 10^{-3} + 4^2 \times 8 \times 10^{-3} \times 2 \quad (3.104)$$

$$= 8.968 \text{ W}$$

Rezonant endüktans üzerindeki sargı kayıpları ise yine trafo primer akımı ile hesaplanabilir. Tasarımında kullanılan emaye kaplı bakır tel kesidi 1.7 mm çapındadır. 75 kHz akımda nüfuz derinliği 0.27 mm olduğu hesaplandığına göre AC

akım tarafından kullanılan tel kesidinin normal kesidin yüzde olarak ne kadarını kullandığını hesaplamak için denklem (3.105) ile hesap yapılabilir.

$$\text{Kullanılan kesit(\%)} = \frac{\pi \cdot 0.85^2 - \pi \cdot (0.85 - 0.27)^2}{\pi \cdot 0.85^2} \times 100 = 53 \quad (3.105)$$

Rezonant endüktans DC direnci 15 mΩ olarak ölçüldüğüne göre, AC direnci 1.88 katı olarak hesaplandığında 28.2 mΩ olmaktadır. Buna göre rezonant endüktanstaki güç kaybı denklem (3.106) ile hesaplanabilmektedir.

$$P_{\text{Rezonant_endüktans}} = 24.06^2 \times 28.2 \times 10^{-3} = 16.32 \text{ W} \quad (3.106)$$

Çizelge 3.7’de hesaplanan güç kayıpları, ana güç devresi elemanları ile birlikte belirtilmiştir.

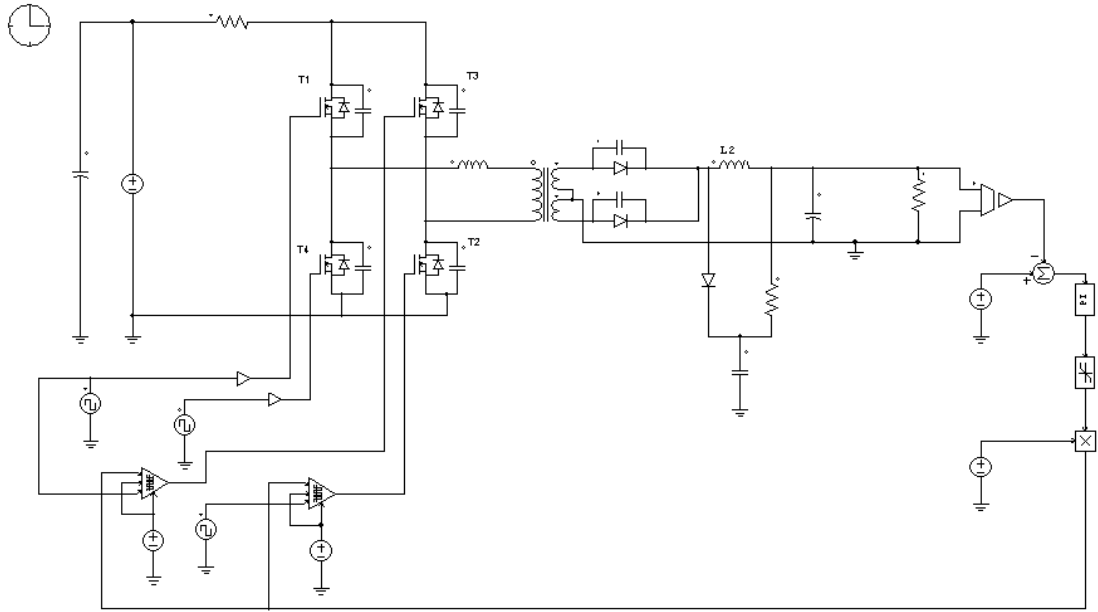
Çizelge 3.7 : Güç devresi elemanlarının hesaplanan güç kayıpları.

Mosfet	39.52 W
Diyot	56 W
Trafo	17.15 W
Rezonant endüktans	17.92 W
Çıkış endüktansı	9.968 W
Toplam	140.558 W

4. GÜÇ DEVRESİNİN SİMÜLASYONU

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücü güç devresi simülasyonu PSIM simülasyon programı ile yapılmıştır. Simülasyon sonuçlarının gerçeğe yakın olması amacıyla devre elemanlarının gerçek ve hesaplanan değerlerinin yanı sıra çalışma koşullarında oluşan ve değerleri belirlenen parazitik komponentler de simülasyonda girdi olarak kullanılmıştır.

Simülasyon devresi Şekil 4.1’de görülmektedir. Hazırlanan devre incelenecek olursa normalde jonksiyon parametresi olan kondansatörler veya iç direnç komponentleri dışarıdan eklenerek şema oluşturulmuştur.

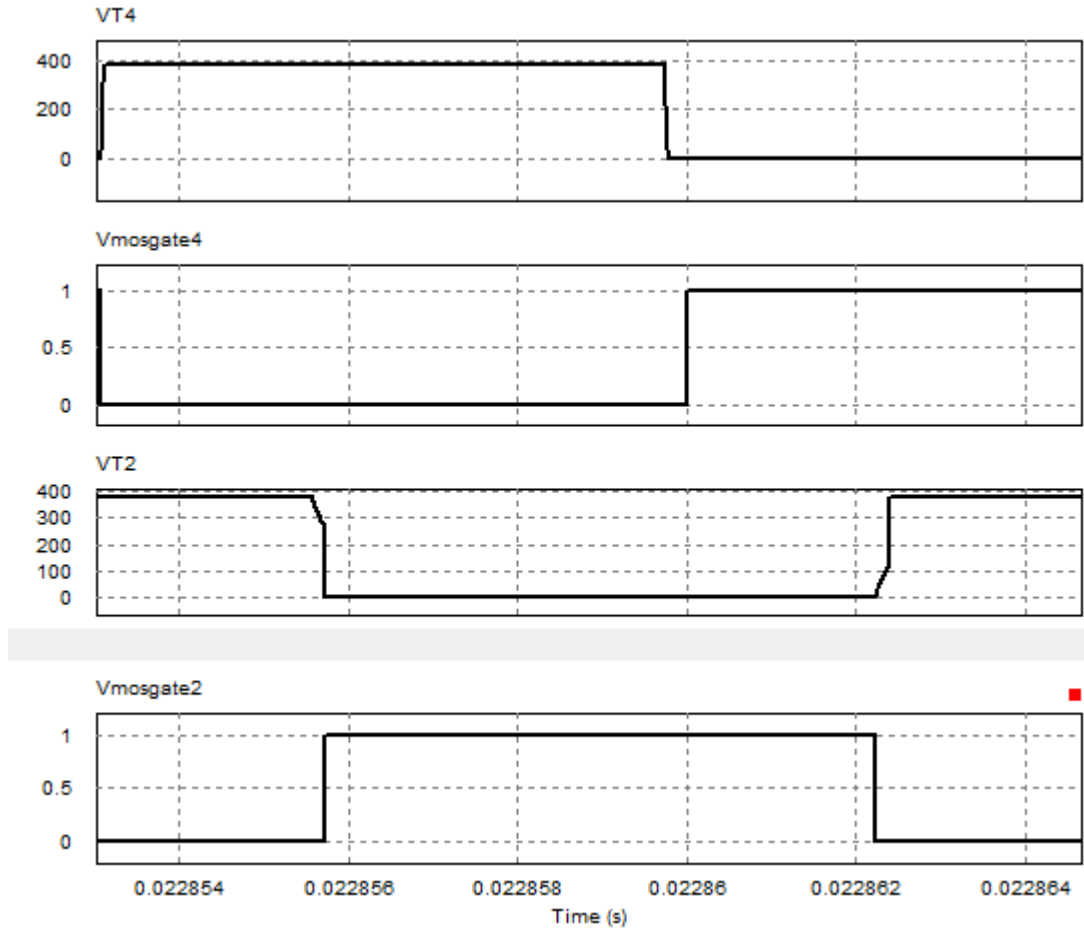


Şekil 4.1 : Simülasyon devresi ana şeması.

Simülasyonda sol ayak elemanları T1 ve T4 sürme sinyalleri zaman ekseninde sabit tutulmaktadır. T2 ve T3 sağ ayak elemanları ise fazca kaydırılarak çıkışa güç aktarımı ve çıkış geriliminin regülasyonu farklı yükler için sağlanmaktadır. Simülasyon sonuçları farklı yükler için, özellikle de tutarlılık açısından gerçekte uygulaması yapılan devre ile aynı yük değerlerinde alınmıştır. Bu sayede simülasyon sonuçları ile gerçek sonuçları karşılaştırma imkanı ortaya çıkmaktadır.

4.1 Çıkış 57.6 V – 5 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları

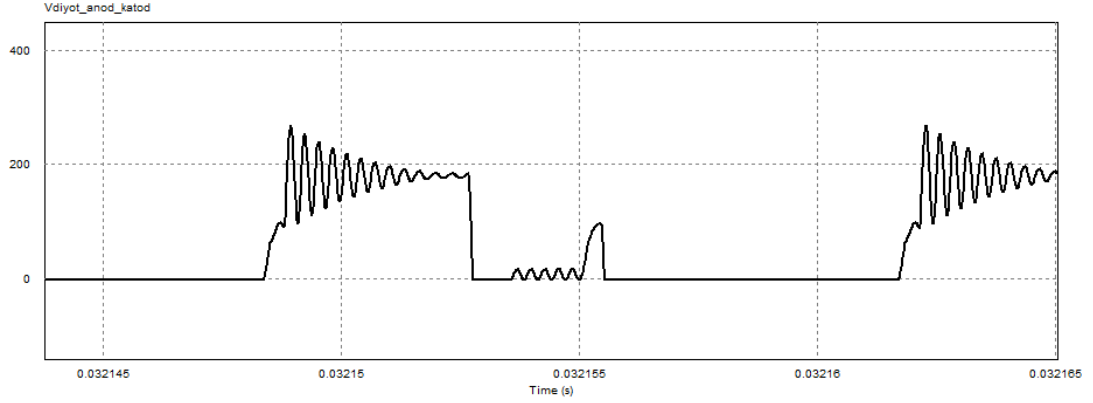
Şekil 4.2’de her iki devre ayağından alınan Mosfet drain-source gerilimleri ve kapı sürme sinyalleri verilmektedir. Düşük yüklerde görüleceği üzere her iki ayak da sıfır gerilimde anahtarlama yapamamaktadır. Eksenler yukarıdan aşağı sırasıyla T4 anahtarı D-S (Drain-Source) gerilimi, T4 anahtarı kapı gerilimi, T2 anahtarı D-S gerilimi, T2 anahtarı kapı gerilimi şekillerini göstermektedir. Anahtarlama yapıldığı sırada daha yüksek primer akımının geçmesi dolayısıyla rezonant endüktansta daha fazla enerji birikmekte ve T4 anahtarı düşük yüklerde de D-S gerilimi sıfıra düştükten sonra anahtarlanaabilmektedir.



Şekil 4.2 : 5 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri.

Şekil 4.3’te ise trafo çıkışındaki doğrultucu diyotun üzerindeki gerilim görülmektedir. Diyotun gerilimi üzerine binen osilasyon ise diyot jonksiyon kondansatörleri ile sekondere yansıyan giriş rezonant endüktansı ve trafo kaçak

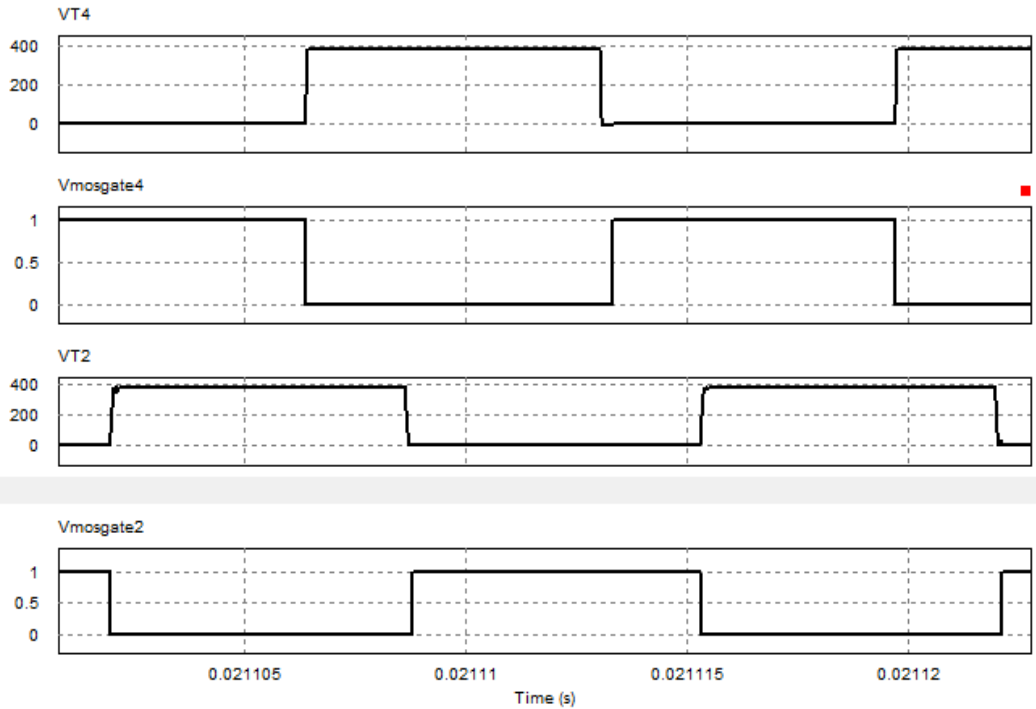
endüktansının rezonansı sonucu oluşmaktadır. Gerilim ölçümü katod pozitif olmak üzere katod ile anod arasında alınmıştır. Diyotların herbirine 500 pF paralel kondansatör, jonksiyon kondansatörlerini temsilen bağlanmıştır.



Şekil 4.3 : 5 A yük değerinde doğrultucu diyot üzerindeki osilasyon.

4.2 Çıkış 57.6 V – 11 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları

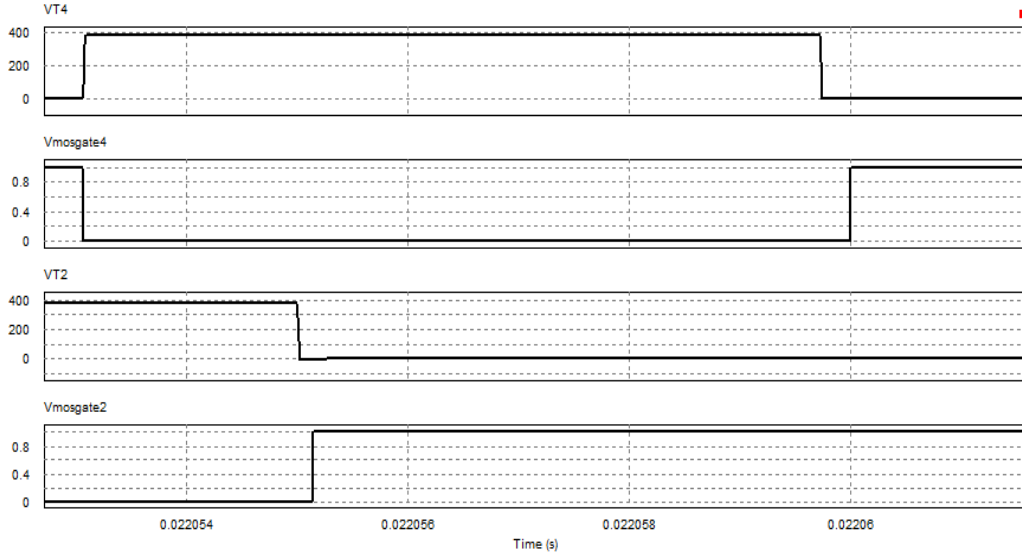
Şekil 4.4’te T2 ve T4 Mosfet’lerinin D-S ve kapı gerilimleri görülmektedir. T2 mosfetinin yine sıfır gerilimde anahtarlanamadığı görülmektedir. Bu yük değerinden sonraki daha yüksek yüklerde T2 Mosfet’i de sıfır gerilimde anahtarlanabilecektir. 11 A yük değerinde rezonant endüktansta depolanan enerji D-S gerilimini tam olarak sıfıra indirememiştir.



Şekil 4.4 : 11 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri.

4.3 Çıkış 57.6 V – 22 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları

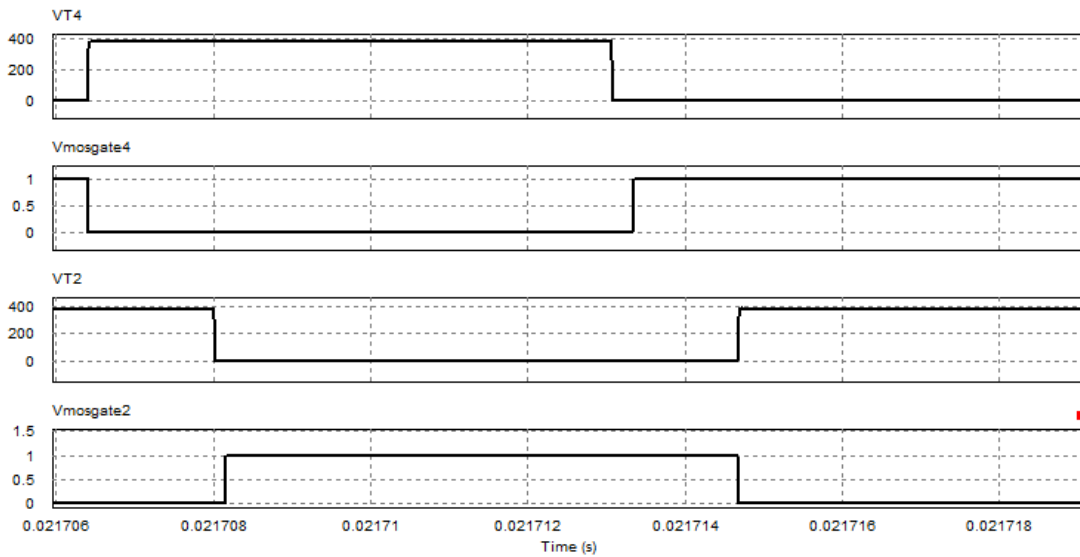
Şekil 4.5'te çıkış akımı 22 A olduğunda Mosfet'lerin D-S ve kapı sürme gerilimleri verilmiştir. Dikkat edilirse bu yükte her iki ayakta da sıfır gerilimde anahtarlama durumu belirgin bir şekilde oluşmaktadır.



Şekil 4.5 : 22 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri.

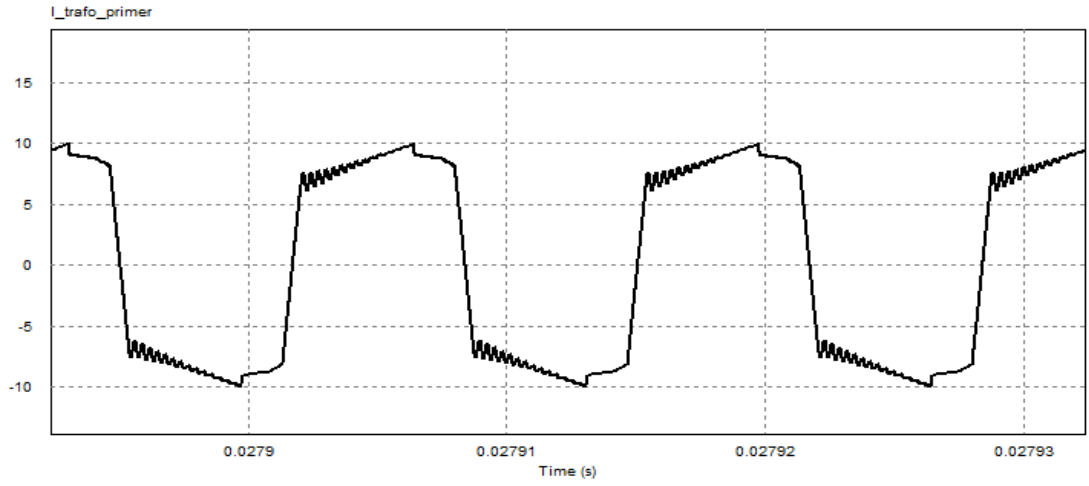
4.4 Çıkış 57.6 V – 33 A Değerlerinde Simülasyon Sonuçları

Şekil 4.6'da çıkış akımı 33 A olduğunda Mosfet'lerin D-S ve kapı sürme gerilimleri verilmiştir. Tam yük değeri olan 33 A'de Mosfet'ler beklendiği gibi her iki bacak için de sıfır gerilimde anahtarlarmıştır.



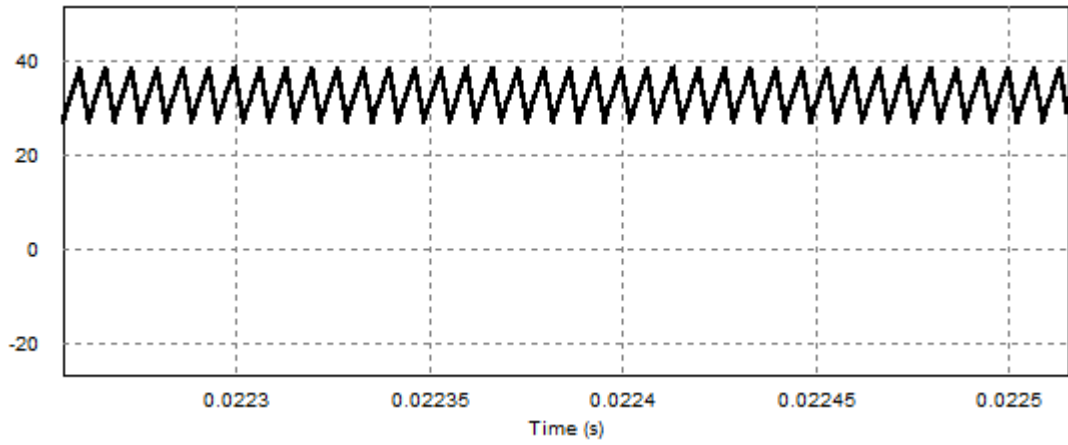
Şekil 4.6 : 33 A yük değerinde D-S ve kapı gerilimleri.

Şekil 4.7’de tam yükte trafo primer akımı görülmektedir.



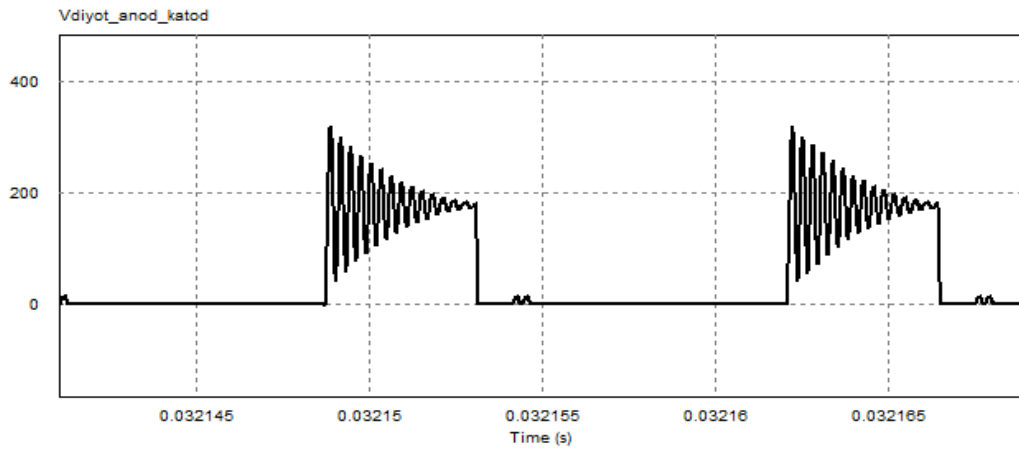
Şekil 4.7 : Tam yükte trafo primer akımı.

Şekil 4.8’de tam yükte çıkış endüktans akımı görülmektedir.



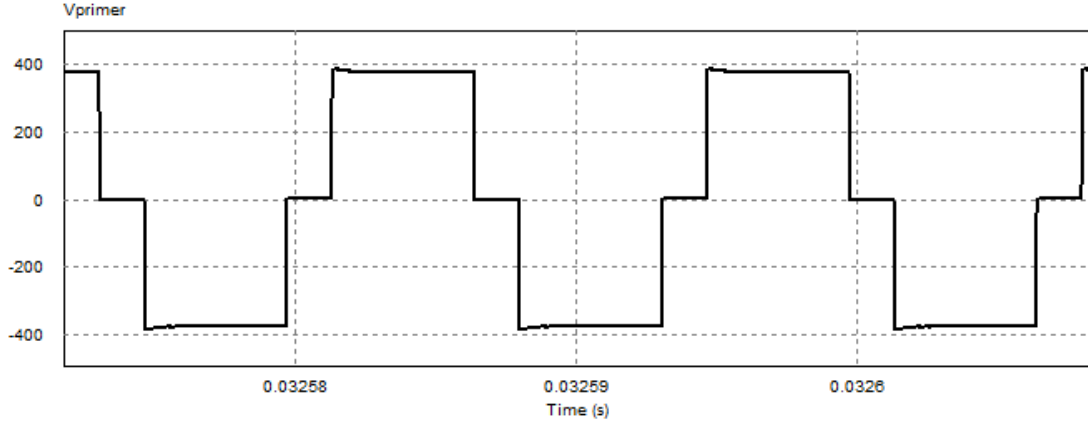
Şekil 4.8 : Tam yükte çıkış endüktans akımı.

Şekil 4.9’da tam yükte doğrultucu diyot üzerindeki gerilim görülmektedir.



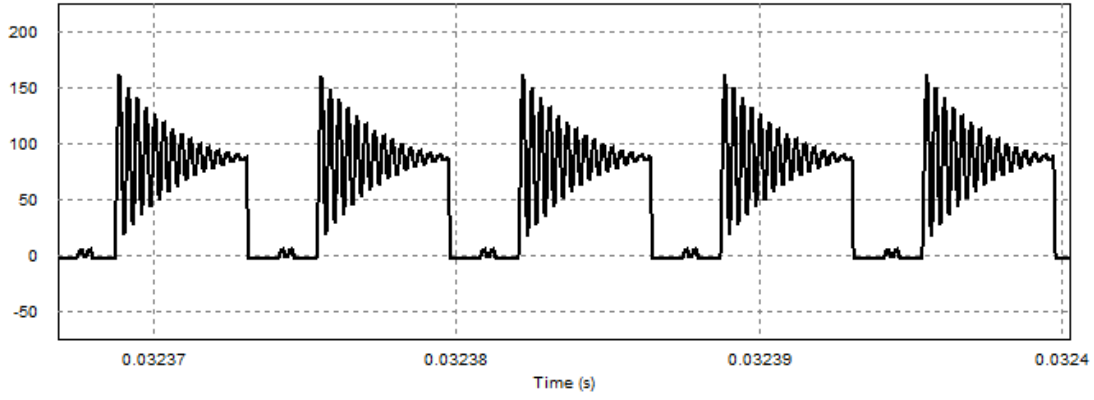
Şekil 4.9 : Tam yükte doğrultucu diyot üzerindeki osilasyon.

Şekil 4.10'da tam yükte doğrultucu trafo primer gerilimi rezonant endüktansın gerisinden görülmektedir.



Şekil 4.10 : Tam yükte trafo primer gerilimi.

Şekil 4.11'de tam yükte çıkış filtresi öncesi gerilim görülmektedir.



Şekil 4.11 : Tam yükte çıkış filtresi öncesi gerilim.

5. DEVRENİN UYGULANMASI

Tasarımı yapılan devrenin uygulama detayları ve sonuçları bu bölümde anlatılmaktadır.

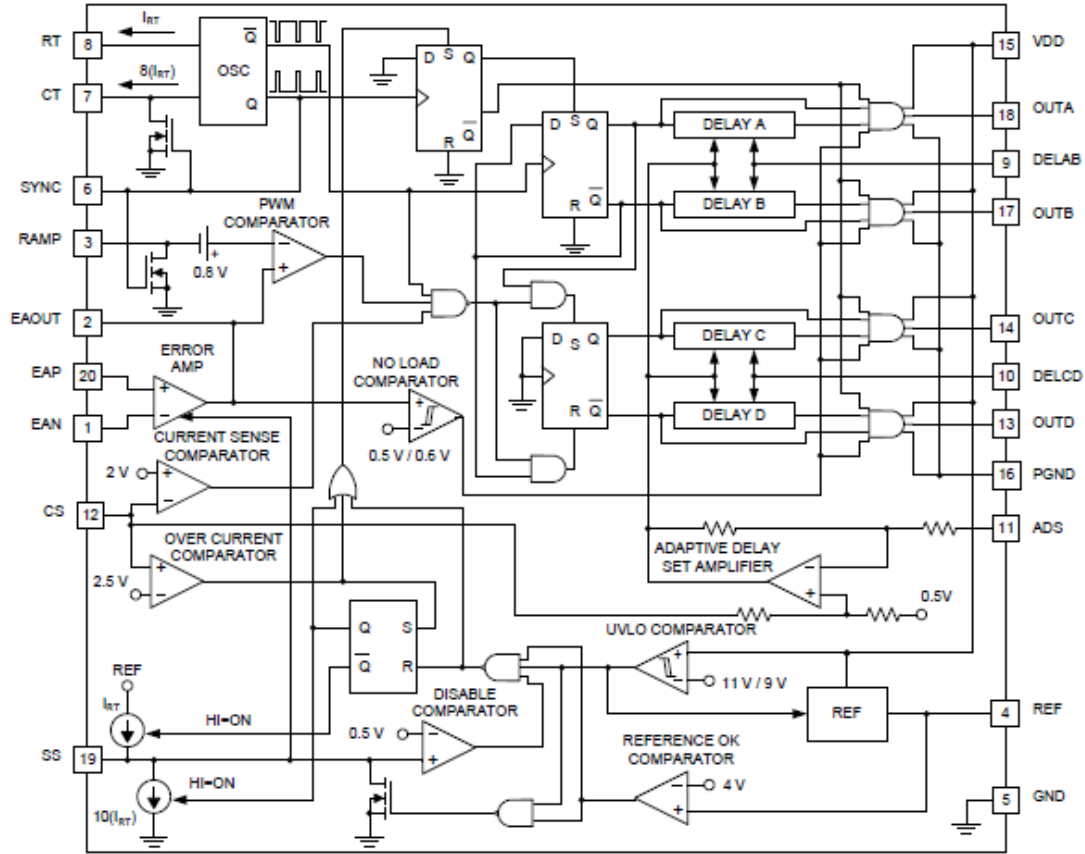
5.1 Kontrol Entegresi Çalışma Prensipleri ve Hesapları

Devrenin kontrolü Texas Instruments firmasının ürettiği UCC3895 kodlu kontrol entegresi ile yapılmaktadır. Ek B.1’de entegrenin veri dokümanının ilgili sayfaları sunulmuştur.

İlk olarak entegrenin Şekil 5.1’de verilen blok diyagramı incelenecektir. Entegre SGA Tam Köprü dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmesi için ihtiyacı olan anahtarlama sinyallerini üretmektedir. A, B, C, D olmak üzere dört adet PWM çıkışı üretmektedir.. Bunlardan A ve B çıkışları sabit, C ve D çıkışları ise fazca kayma işlemini gerçekleştirmektedirler. Entegre gerilim modlu kontrol yöntemiyle kendi içerisinde ürettiği rampa sinyali sayesinde çalışabildiği gibi akım modlu kontrole de olanak sağlamaktadır. Tez çalışmasında tepe akım modlu kontrol yöntemi kullanılmıştır. Devrenin gerilim geri beslemesini sağlamak üzere kendi içerisinde bütünleşik hata kuvvetlendiricisi bulunmakta ve dışarıdan pasif elemanlarla kompanze edilebilmektedir. Entegrenin önemli özelliklerinden bir tanesi A, B ve C, D çıkışları arasında harici direnç değerleriyle ayarlanan gecikmelerin akım ölçüm ucu ile ilişkilendirilerek modüle edilebilmesidir. Aynı faz ayağındaki sürme sinyalleri arasında bilinçli olarak bırakılan ölü zamanlar sayesinde anahtarlanaç olan Mosfet’in gerilimi sıfıra düşmekte ve gerilimi sıfıra düştükten sonra anahtarlama sinyalinin gönderilmesine olanak sağlamaktadır. Yük arttıkça rezonant endüktansta depolanan enerji artmakta ve dolayısıyla gerilimin düşmesi için gerekli ölü zaman daha düşük seviyelere getirilebilmektedir.

Entegrenin akım ölçüm pini (CS) sayesinde aşırı akım koruması yapılabilmekte ve driver çıkışları susturulmaktadır. Akım trafosu ile alınan akım sinyali gerilime çevrilerek ve alçak geçiren filtre ile filtrelenerek bu pine ve tepe akım modlu kontrol

için “ramp” pinine götürülmektedir. Blok diyagramda görüleceği üzere “ramp” pini ile gerilim geri beslemesinden gelen işaretin referans ile karşılaştırılması sonucu hata kuvvetlendiricisi çıkışında oluşan işaretle bir opamp karşılaştırıcı aracılığıyla karşılaştırılmakta ve koruma fonksiyonları veya senkronizasyon sinyali müsaade ederse gerekli sürme sinyalini sürücü kata göndermektedir. Çıkış gerilim regülasyonu bu şekilde yapılmaktadır.



Şekil 5.1 : UCC3895 blok diyagramı [Ek B.1].

Entegrenin yumuşak başlama (soft start) ve durdurma gibi standart özellikleri de vardır ve “SS” pini ile bu özellikler kullanılabilir.

Entegrenin besleme gerilimi 12 V olarak bir iç besleme devresi flyback dönüştürücü ile sağlanmıştır. PWM çıkışları ise opto mosfet driver katı aracılığıyla sürücü devreye gitmekte ve Mosfet’leri sürmektedir.

Entegrenin veri dokümanında belirtilen sürme frekansının hesabı denklem (5.1)’de verilmiştir [Ek B.1], 75 kHz anahtarlama frekansını ayarlamak için osilatör zamanlama hesabını anahtarlama periyodunun yarısı olan 6.6 μ s değerini elde edecek şekilde pasif komponentler seçilmiştir.

$$t_{osc} = \frac{5 \times R_T \times C_T}{48} + 120 \text{ ns} \quad (5.1)$$

R_T ohm ve C_T Farad cinsinden olmak üzere (5.2)'de hesaplanırsa;

$$t_{osc} = \frac{5 \times 100000 \times 620 \times 10^{-12}}{48} + 120 \text{ ns} = 6.57 \mu\text{s} \quad (5.2)$$

(5.2)'de hesaplanan değer anahtarlama frekansı yarı periyot zamanına eşit olup, anahtarlama frekansı 75 kHz olarak ayarlanmış olmaktadır.

Yumuşak başlama zamanının ayarlanması için SS/DISB pinine bir kondansatör bağlanması gerekmektedir. Daha sonra bu pindeki akım kaynağı tarafından bu kondansatör şarj edilmekte ve üzerindeki gerilim 0.5 V değerine ulaştığında entegre çalışmaya başlamaktadır. Bu pinin dışarıdan sifıra çekilmesi ve dolayısıyla geriliminin 0.5 V'un altına inmesi halinde ise entegre çalışmayı durdurmaktadır. Bu özellikler standart özellikler olmakla birlikte devrenin çalışması ve kontrolü esnasında çok faydalı bir şekilde kullanılmaktadır. Tasarlanan SGA tam köprü dönüştürücüde de DC bara gerilimi 350 V'a ulaşana kadar bu pin bir transistör vasıtasıyla sifirda tutulmakta ve daha sonra DC bara istenen değere ulaştığında serbest bırakılarak yumuşak başlama zamanının geçmesinin ardından çalışmaya başlamaktadır.

Yumuşak başlama kondansatörünü şarj eden akım veri dokümanından da görüleceği üzere 35 μA değerindedir. Bu değer kullanılarak denklem (5.3)'te yumuşak başlama zamanı hesaplanmaktadır;

$$\Delta t = \frac{C_{ss} \times \Delta V}{i} = \frac{2.2 \times 10^{-6} \times 0.5}{35 \times 10^{-6}} = 31 \text{ ms} \quad (5.3)$$

Bundan sonraki adımda A,B ve C,D çıkışları arasında bırakılacak minimum ölü zamanın hesaplanması yapılacaktır. Rezonant endüktans ve Mosfet'lerin üzerlerindeki gerilime göre son değerini alan C_{oss} çıkış kondansatörleri bir rezonant tank meydana getirmektedirler. Özellikle düşük yüklerde primer akımı da düşük olacağından anahtar üzerindeki gerilim, yüksek yüklerdeki gibi hızlı bir şekilde sifıra düşmemekte ve rezonant tank periyodunun dörtte biri zamanda sıfır gerilime inmektedir. Rezonant periyodun dörtte biri kadar bir zaman aralığı düşük yüklerde birbirinin eşleniği olarak çalışan iki anahtar arasına bırakılırsa, anahtarın geriliminin

sıfıra düşmesi için ek olarak zaman kalabilmektedir. Bu sayede tam olarak sıfır gerilimde olmasa bile DC bara geriliminden daha düşük gerilim değerlerinde anahtara iletim sinyali verilebilmekte ve anahtarlama kayıpları azaltılmaktadır. Denklem (5.4)'te rezonant tank periyodunun dörtte biri olan zaman hesaplanmaktadır [4].

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_{\text{rezonant}} \times 2 \times C_{\text{oss_ortalama}}}} \quad (5.4)$$

Denklem (5.4)'te daha önce hesaplanan rezonant endüktans ve çıkış kondansatörü değerleri yerine konulursa sonuç (5.5)'de hesaplanmaktadır;

$$f_r = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{18 \times 10^{-6} \times 2 \times 115 \times 10^{-12}}} = 2473.54 \text{ khz} \quad (5.5)$$

Rezonant periyodun dörtte biri ise denklem (5.6)'da hesaplanmaktadır;

$$\frac{T_r}{4} = \frac{1}{f_r \times 4} = \frac{1}{2473540 \times 4} = 101 \text{ ns} \quad (5.5)$$

Eşlenik olarak çalışan iki anahtar arasında özellikle düşük yüklerde minimum 101 ns ölü zaman bırakılmalıdır.

Minimum akımda DELAB ve DELCD pinlerinin özellikleri kullanılarak eşlenik sürme sinyalleri arasında bırakılacak ölü zaman denklem (5.6) ile hesaplanabilir [Ek B.1];

$$t_{\text{gecikme}} = \frac{25 \times 10^{-12} \times 4700}{0.5} + 25 \times 10^{-9} = 260 \text{ ns} \quad (5.6)$$

DELAB ve DELCD direnç değerleri 4k7 olarak seçildiğinde minimum yük akımında 260 ns ölü zaman bırakılmaktadır.

SGA Tam Köprü DC-DC dönüştürücünün çıkış gerilimi regülasyonu bir geri besleme hattı aracılığıyla yapılmaktadır. UCC3895 entegresinde gömülü olarak bulunan hata kuvvetlendiricisi opamp çevre birimleri ile aynı zamanda kontrol hattının kompanzasyonu da yapılabilmektedir. Bu dönüştürücü için ve tepe akım modlu kontrol için en uygun olan tip 2 kompanzasyon yapısı kullanılarak geri besleme hattının kararlılığı sağlanmıştır. Tip 2 kompanzasyon yapısının genel şeması

Şekil 5.2’de verilmiştir. Bu yapı UCC3895 kontrolü için de aynen kullanılmıştır. Referans gerilim çipin kendi içindeki regülatörden çıkan 5V gerilimin gerilim bölücü ile 2.5V’a indirilmesiyle oluşturulmuştur. Devrenin kutup ve sıfır değerleri ise önce anahtarlama frekansı ve transfer fonksiyonu göz önünde bulundurularak hesaplanmış ve ardından uygulamaya koyulmuştur. Gerçeklenen devre üzerinde de testler yapılarak cevabı iyileştirilmiştir.

Devrenin kontrol hattı-çıkış arasındaki bağıntıyı belirleyen transfer fonksiyonu denklem (5.7)’de belirtilmiştir [4].

$$\begin{aligned}
 G_{CO}(f) &\approx \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_C} & (5.7) \\
 &= a_{trafo} \times a_{akım_trf} \times \frac{R_{yük}}{R_{ölçüm}} \\
 &\times \left(\frac{1 + 2\pi j \times f \times ESR_{çıkış} \times C_{çıkış}}{1 + 2\pi j \times f \times R_{yük} \times C_{çıkış}} \right) \\
 &\times \frac{1}{1 + \frac{s(f)}{2\pi \times f_{pp}} + \left(\frac{s(f)}{2\pi \times f_{pp}} \right)^2}
 \end{aligned}$$

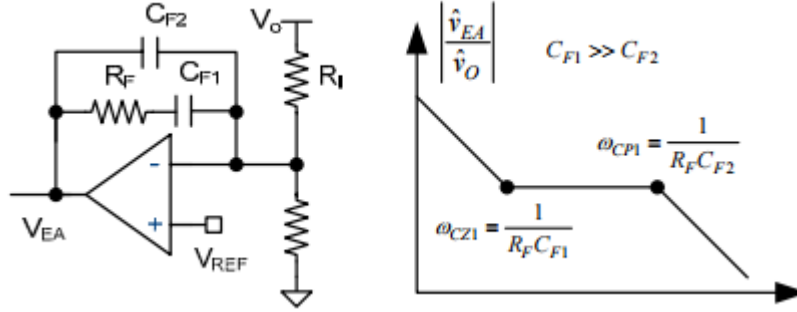
Denklem (5.7)’de f_{pp} ile belirtilen sistemin çifte kutbu olup, çıkış endüktansı üzerindeki anahtarlama frekansı olan 150 kHz’in dörtte biri değerine 37.5 kHz olarak denklemde kullanılmaktadır [4].

Geri besleme hattının DC kazanç değerini sağlayacak olan RF direnci çifte kutup frekansının otuzda biri değerde kazancın sıfır olacağı noktayı belirlemek için kullanılmaktadır.

Tip 2 geribesleme transfer fonksiyonu denklem (5.8)’de verilmiştir [4].

$$\begin{aligned}
 G_C(f) &= \frac{\Delta V_C}{\Delta V_{OUT}} & (5.8) \\
 &= \frac{2\pi j \times f \times R_F \times C_Z + 1}{2\pi j \times f \times (C_Z + C_p) \times R_I \times \left(\frac{2\pi j \times f \times C_Z \times C_P \times R_F}{C_Z + C_P} + 1 \right)}
 \end{aligned}$$

Rf direnci 27 kΩ, eklenecek sıfır değerini sağlayacak C_{F1} kondansatörü 6.8 nF, kutup değerini sağlayacak C_{F2} kondansatörü ise 470 pF olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.2’de tip 2 kompanzasyon genel yapısı gösterilmektedir.



Şekil 5.2 : Tip 2 kompanzasyon şeması [15].

Kompanzasyon devresi ile birlikte geribesleme çevrim kazancı için denklem (5.9)’un sonucu olan transfer fonksiyonu kullanılmaktadır [4]. Bu transfer fonksiyonunun çeşitli frekanslara göre sonucu ise Şekil 5.3’de grafik olatak gösterilmiştir.

$$T_{dB}(f) = 20\log(|G_c(f) \times G_{CO}(f)|) \quad (5.9)$$

Ayarlanan geribesleme hattı değerlerinin belirlediği frekanslar denklem (5.10) ve (5.11)’de hesaplanmıştır.

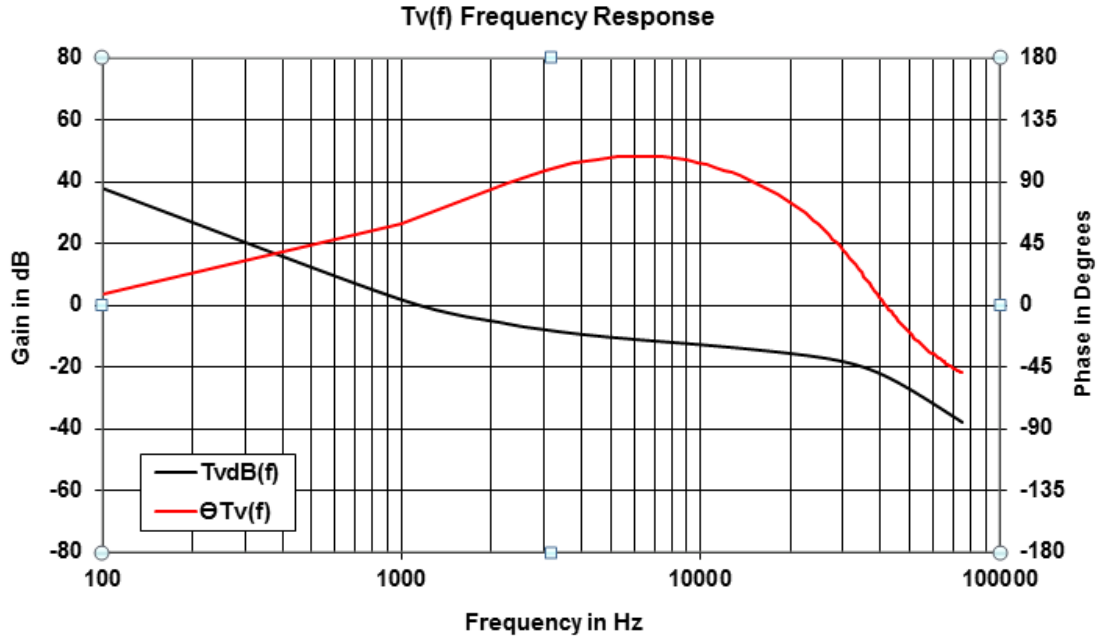
$$f_{sıfır} = \frac{1}{2 \times \pi \times 27000 \times 6.8 \times 10^{-9}} = 866 \text{ Hz} \quad (5.10)$$

$$f_{kutup} = \frac{1}{2 \times \pi \times 27000 \times 470 \times 10^{-12}} = 12541 \text{ Hz} \quad (5.11)$$

Yukarıda hesaplanan değerlere göre kazanç ve faz eğrisi ise aşağıdaki Şekil 5.3’deki gibi olmaktadır [16];

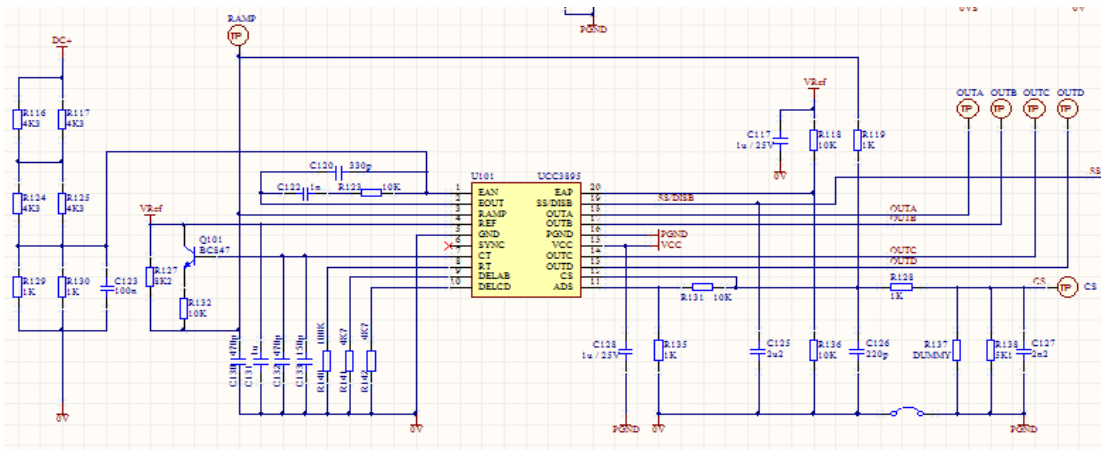
Kazanç eğrisinden de görülebileceği üzere kazanç değerinin sıfır eksenini geçtiği geçiş frekansı çifte kutup frekansının otuzda biri olmaktadır. Bu sıradaki faz cevabı da kırmızı eğri ile gösterilmiştir. Kazancın sıfırı geçtiği noktadaki faz marjı da yaklaşık olarak 60 derece olmakta ve geribesleme hattı kararlılığı açısından uygun

gözükmemektedir. 100 kHz frekansa kadar da geri besleme hattı faz kayması kararsızlık noktasına gidecek şekilde geribesleme işareti üzerine eklenmemektedir.



Şekil 5.3 : Kompanzasyon ile birlikte devrenin frekans ve faz cevabı [16].

UCC3895 için oluşturulan devre şeması Şekil 5.4'te verilmektedir.



Şekil 5.4 : UCC3895 ile oluşturulan devre şeması.

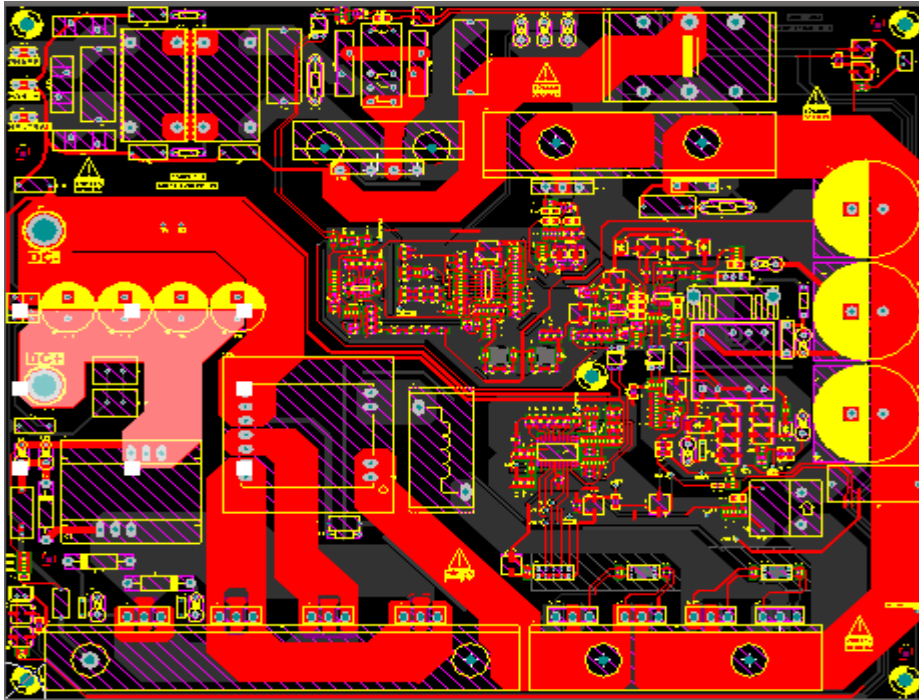
5.2 PCB Tasarımı

PCB tasarımı özellikle tezin konusu olan yüksek güçlü ve yüksek frekanslı devrelerde, doğru çalışma açısından çok önemli olmaktadır. PCB tasarımında temel

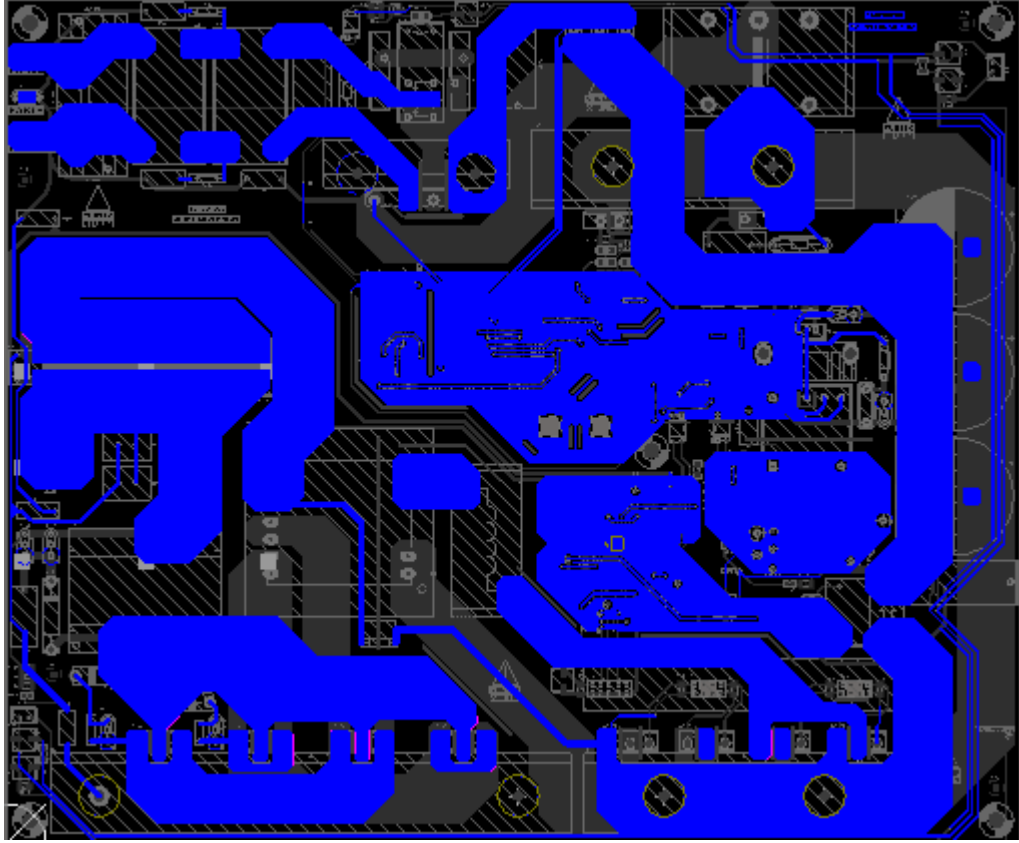
kural kontrol ve güç sinyallerinin birbirinden ayrılması, birbirlerinden etkilenmeyecek ve yolda bozulmayacak şekilde yolların ve referans alanlarının düzenlenmesidir. Devre için tasarlanan PCB'nin genel özellikleri aşağıdaki gibidir;

- FR4 epoksi malzemesi 1.6 mm kalınlıkta
- Çift katlı
- Delik içi kaplamalı
- 70 µm bakır kalınlığına
- Yüzeyler kaplamalı
- 25 X 30 cm boyutlarında

Şekil 5.5'de PCB'nin üstten görünüşü verilmiştir. Ayrıca Ek B.2'de PCB'nin fotoğrafı da verilmiştir. PCB çizimi Altium programında yapılmış olup Şekil 5.5'te gösterilen görüntü de yine aynı programdan alınmıştır. Şekil 5.6'da ise PCB'nin alttan görünüşü verilmiştir.



Şekil 5.5 : PCB'nin üstten görünüşü.

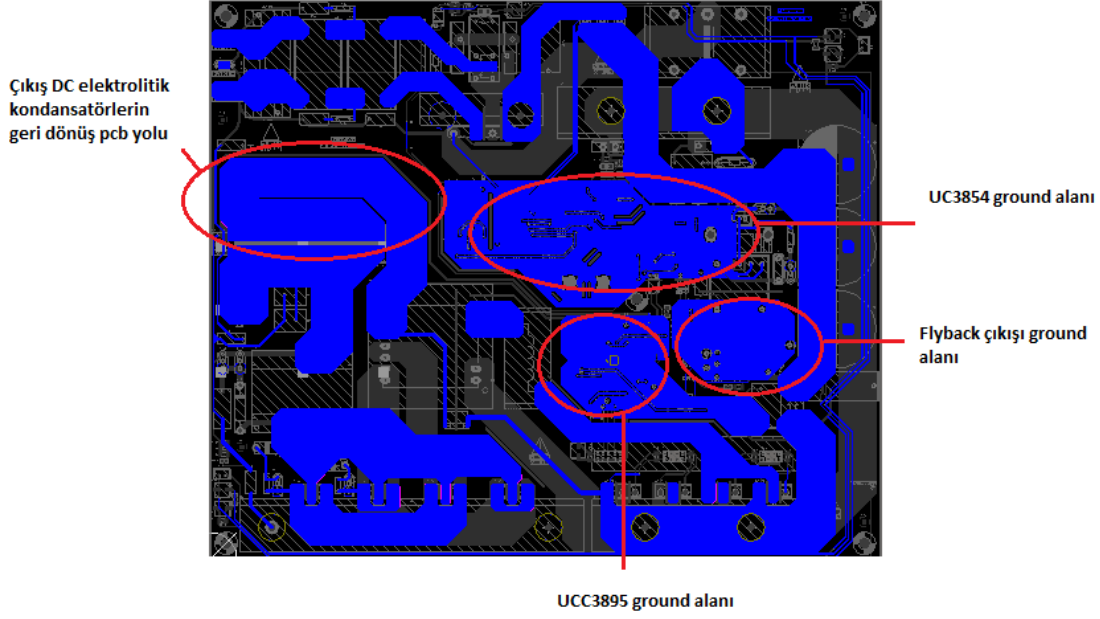


Şekil 5.6 : PCB'nin alttan görünüşü.

PCB'nin özellikle alttan görünüşü incelendiğinde referans ground alanlarının kontrol entegreleri için birbirinden ayrı adalar halinde ve aynı referansa sahip güç ve kontrol yollarının tek bir nokta üzerinden birleştiği görülmektedir.

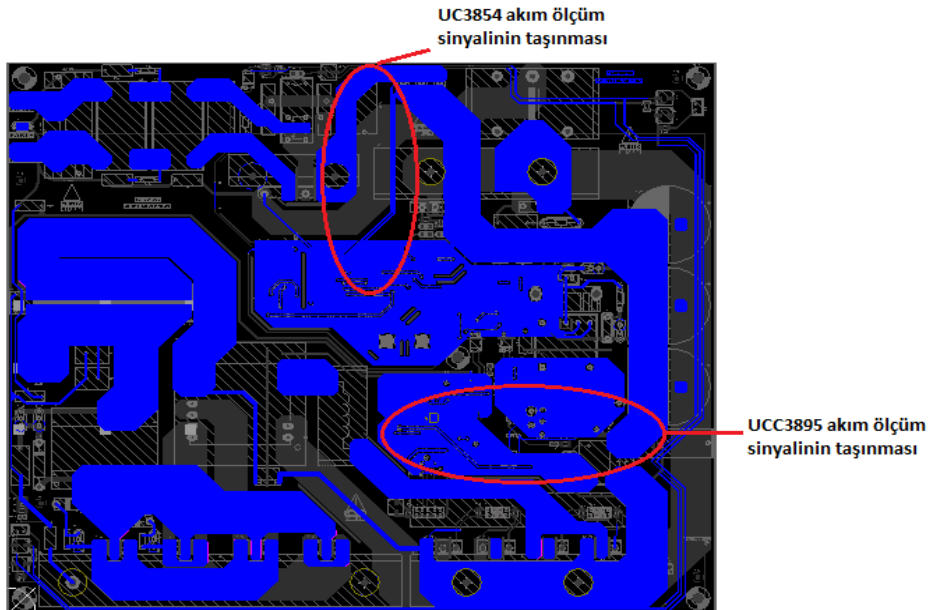
Güç devresi içinse önemli bir nokta olan çıkış DC elektrolitik kondansatörlerinin filtrelediği çıkış endüktansı üzerindeki salınım akımlarını eşit bir şekilde paylaşmalarını sağlamak üzere PCB yolları her bir kondansatörün çıkış filtre endüktansına eşit mesafede toplam PCB yolu görmesi için özellikle tasarlanmıştır.

Şekil 5.7'de pcb alt yüzeyi üzerinde ground bölgelerinin yerleri açıklamalı olarak belirtilmiştir. UCC3895 kontrol çipi ground alanı çıkış DC eksi referansında, UC3854 PFC kontrol entegresinin ground alanı DC bara eksi referansında ve flyback DC-DC dönüştürücü ground alanı da UCC3895 ve fanları beslemek üzere ayrı bir ada olarak tasarlanmıştır. UCC3895 referansı ise bu adaya bağlanmıştır.



Şekil 5.7 : PCB alttan görünüşünde ground bölgeleri.

PFC katında akım ölçüm direncinden alınan sinyal ve SGA tam köprü katında akım trafosu ile alınan akım sinyali kendi ground alanı ile birlikte kontrol çiplerine getirilmiştir. Bu sayede bir sinyal çifti oluşması sağlanmış ve sinyal yolunun endüktansı minimize edilerek bir anten gibi davranıp çevredeki yüksek değişken manyetik alanlardan etkilenmemesi veya etkinin olabildiğince azaltılması sağlanmıştır. Şekil 5.8’de akım ölçüm sinyallerinin PCB üzerinde, kontrol çiplerine nasıl taşındığı gösterilmektedir.



Şekil 5.8 : PCB üzerinde akım sinyallerinin taşınması.

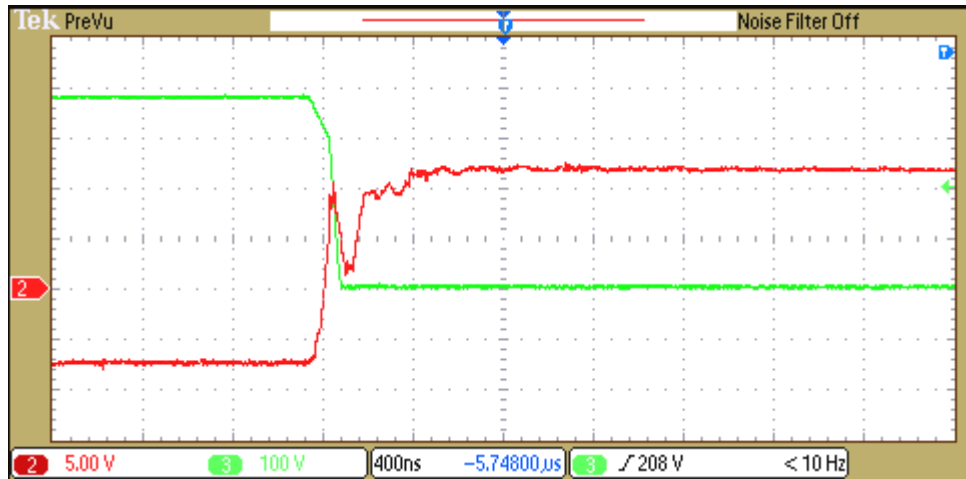
5.3 Devrenin Çalışması Esnasında Alınan Osiloskop Ekran Görüntüleri

Devrenin tasarımı sonucunda çalıştırılarak ve tüm yük değerlerinde yüklenerek osiloskop ekran görüntüleri alınmıştır. Tezin konusuna girmediği için PFC katının yalnızca giriş akımı ekran görüntülerine dahil edilmiştir.

UCC3895 kontrol çipinin ürettiği dört adet A, B, C, D isimindeki pinlerden çıkan Mosfet sürme sinyalleri, Şekil 2.4'te belirtilen devre düşünüldüğünde sırasıyla T1, T4, T3, T2 Mosfet'lerine uygulanmaktadır.

5.3.1 Çıkış 57.6 V – 5.7 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri

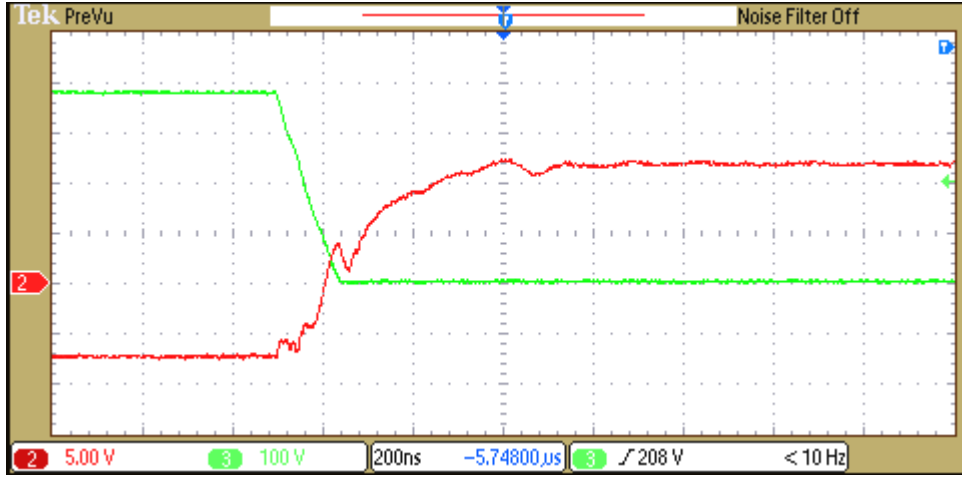
Şekil 5.9'da çıkış akımı 5.7 A değerindeyken alınan B kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Görüleceği üzere tam sıfır gerilimde anahtarlama yapılamamıştır. D-S gerilimi kapı sürme geriliminden önce düşmeye başlamış fakat ölü zaman yeterli kalmayıp sert anahtarlama yapılmıştır. Yine de bu düşük yük durumunda standart tam köprü dönüştürücüye oranla daha düşük bir gerilimde anahtar iletme girdiği için avantajlı durumdadır. Mosfet kapı geriliminde görülen Miller plato şekli de anahtar çıkış kondansatörü C_{oss} değerinin sıfıra indirilemediğini göstermektedir [17].



Şekil 5.9 : Çıkış akımı 5.7 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

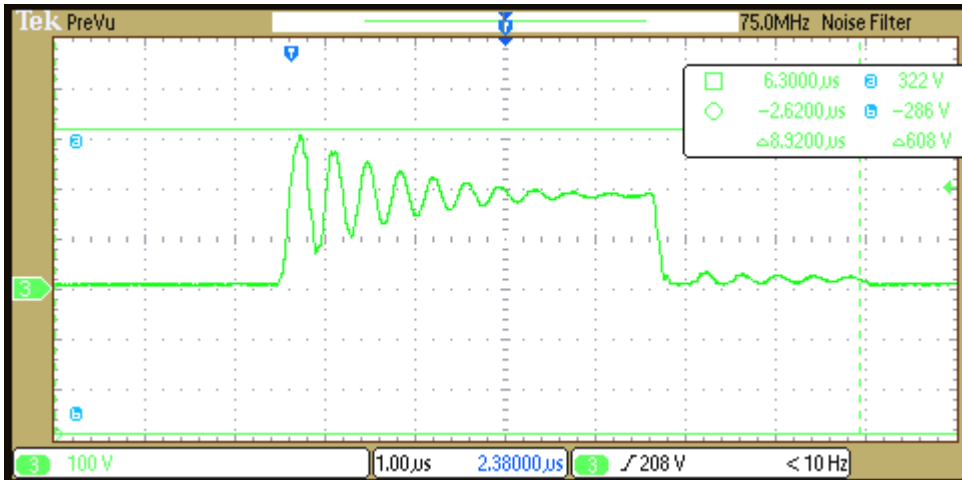
Şekil 5.10'da ise D kanalı ile sürülen Mosfet D-S ve kapı gerilimleri görülmektedir. Bu Mosfetin iletme girme aşamasından önce avantajı daha yüksek primer devresi akımından dolayı rezonant endüktansta depolanan enerjinin daha yüksek olmasıdır. Bundan dolayı neredeyse sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmektedir. Burada kapı

gerilim şekline dikkat edilirse Miller platosu şeklinin yok olmaya başlaması, Mosfet çıkış kondansatörünün önemli bir derecede deşarj edildiğini göstermektedir.



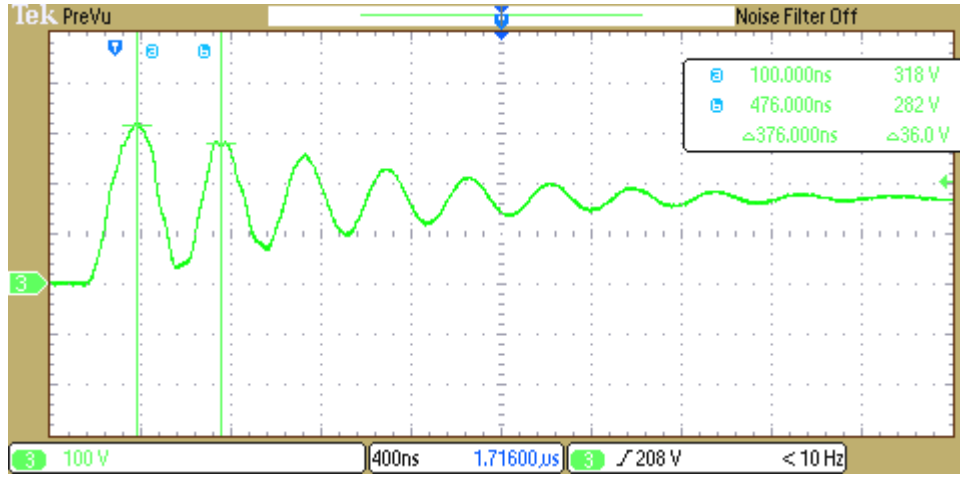
Şekil 5.10 : Çıkış akımı 5.7 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

Şekil 5.11’de ise doğrultucu diyot üzerindeki osilasyon gözlemlenebilir. Bu osilasyonun sebebi ise primer devresinden sekondere yansıyan kaçak endüktansın diyot jonksiyon kondansatörleri ile rezonansa girmesidir.



Şekil 5.11 : Çıkış akımı 5.7 A, diyot üzerindeki osilasyon.

Şekil 5.12’de ise diyot üzerindeki bu osilasyonun frekansı gösterilmektedir. Osilasyon frekansından hareketle diyotların jonksiyon kondansatör değeri yaklaşık olarak hesaplanacaktır. Hesaplanan kondansatör değeri içerisinde hattın ve trafonun kapasitesi de bulunmaktadır.



Şekil 5.12 : Çıkış diyotu üzerindeki osilasyonun periyodu.

Osiloskop ekran görüntüsünden de görüleceği üzere osilasyon periyodu 376 ns olmaktadır. Osilasyonun frekansı denklem (5.12) ile hesaplanabilir.

$$f_{\text{osilasyon}} = \frac{1}{376 \times 10^{-9}} = 2659574 \text{ Hz} = 2.65 \text{ MHz} \quad (5.12)$$

Trafo primer kaçak endüktansının sekondere indirgenmiş değeri de denklem (5.13) ile hesaplanmaktadır. Primer kaçak endüktansı, trafo kaçak endüktansı ve rezonant endüktans değerinin toplamı olmaktadır. Denklemde de bu iki değer toplamı kullanılmıştır.

$$L'_{\text{kaçak}} = \frac{L_{\text{rezonant}} + L_{\text{primer_kaçak}}}{a^2} \quad (5.13)$$

Denklem (5.13)'de değerler yerine konulursa, denklem (5.14)'de sekondere indirgenmiş primer kaçak endüktansı aşağıdaki gibi belirlenmektedir;

$$L'_{\text{kaçak}} = \frac{18 \times 10^{-6} + 1.628 \times 10^{-6}}{4^2} = 1.22 \mu\text{H} \quad (5.14)$$

Rezonans frekansı denkleminde değerler denklem (5.15)'de yerine konulursa, diyotların jonksiyon kondansatörü değeri yaklaşık olarak hesaplanmış olacaktır.

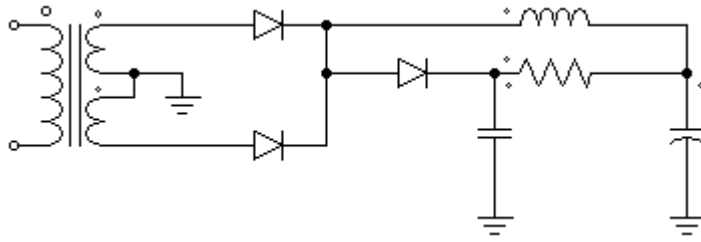
$$f_{\text{osilasyon}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L'_{\text{kaçak}} \times C_{\text{diyet_jonksiyon}}}} \quad (5.15)$$

Denklem (5.15)'de belirli olan değerler yerine konulduğunda diyot jonksiyon kondansatörü değeri denklem (5.16) aracılığıyla hesaplanabilir;

$$C_{\text{diyot_jonksiyon}} = \frac{1}{4 \times \pi^2 \times 1.22 \times 10^{-6} \times 2.65^2 \times 10^{12}} \quad (5.16)$$

$$= 2.95 \text{ nF}$$

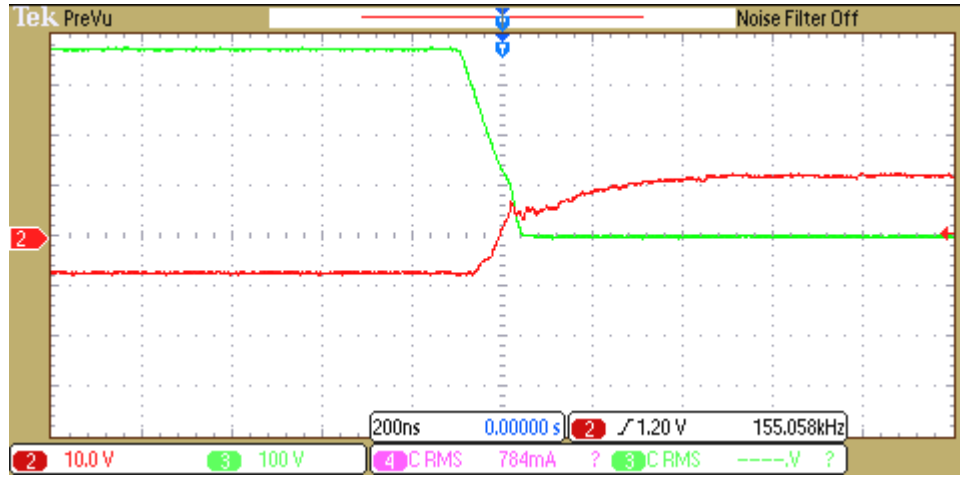
Çıkış doğrultucu diyotları üzerindeki bu osilasyonun maksimum değerinin sınırlandırılması için bir RCD snubber devresi kullanılmaktadır. Simülasyon şemasında çıkış bobini çevresinde bağlı diyot, komdansatör ve direnç grubu bir snubber görevi görmektedir. Burada kullanılan kondansatörün rezonans periyodu boyunca geriliminin sabit kalması sayesinde çok yüksek değerlere çıkabilecek olan osilasyon gerilimi diyot vasıtasıyla snubber kondansatörü gerilimini geçemeyecek şekilde kırılmaktadır [18]. Şekil 5.13'de RCD snubber ve bağlantı şekli çıkış endüktansı için görülmektedir.



Şekil 5.13 : RCD snubber devresi.

5.3.2 Çıkış 57.6 V – 11 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri

Şekil 5.14'de çıkış akımı 11 A değerindeyken alınan B kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Bu akım değerinde sıfır gerilimde anahtarlama her iki faz ayağı için de başlamıştır.



Şekil 5.14 : Çıkış akımı 11 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

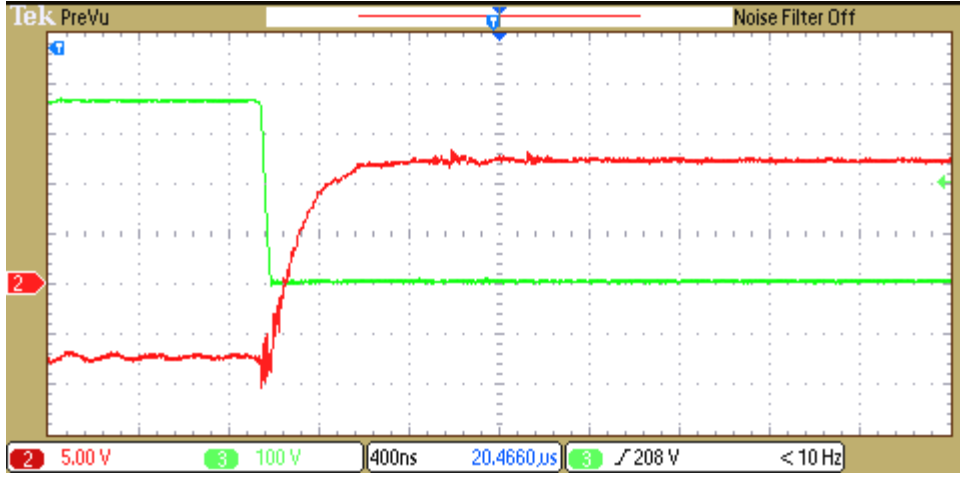
Şekil 5.15’de çıkış akımı 11 A değerindeyken alınan D kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Tam sıfır gerilimde anahtarlama gözlemlenmektedir.



Şekil 5.15 : Çıkış akımı 11 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

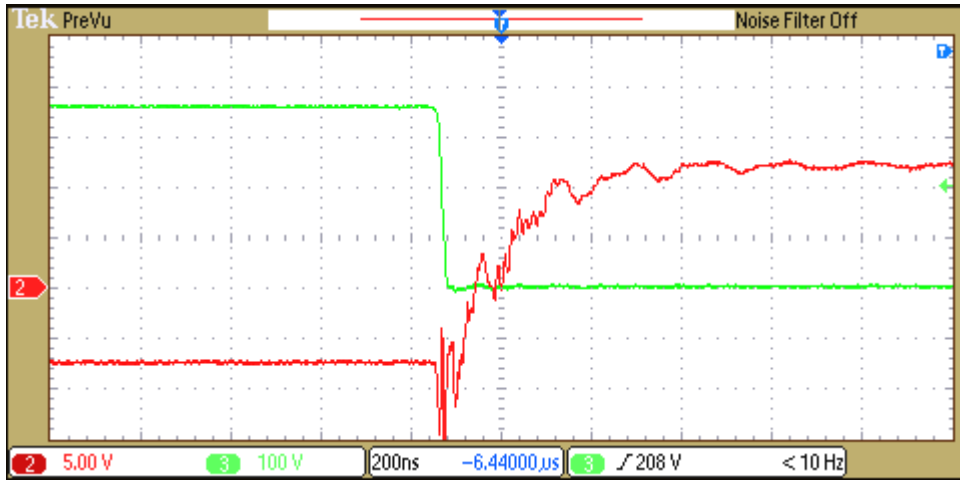
5.3.3 Çıkış 57.6 V – 22 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri

Şekil 5.16’da çıkış akımı 22 A değerindeyken alınan B kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Bu akım değerinde sıfır gerilimde anahtarlama yapılmaktadır.



Şekil 5.16 : Çıkış akımı 22 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

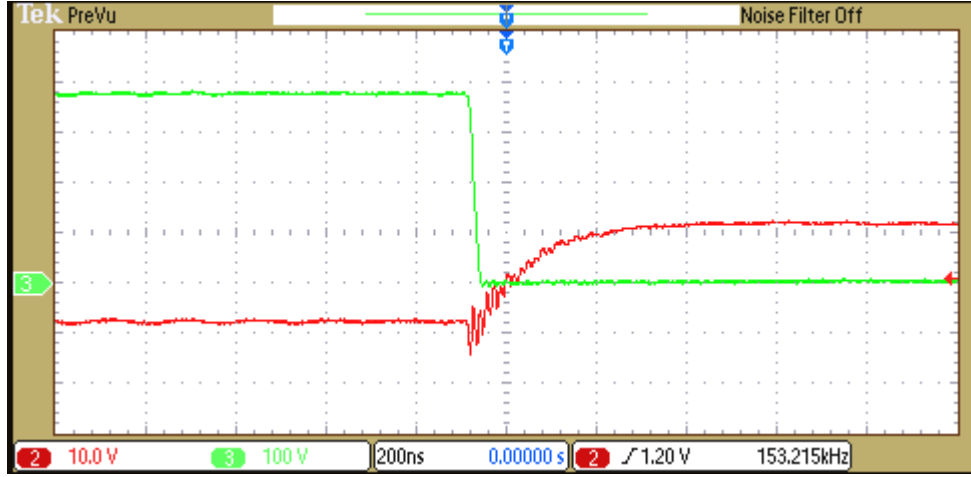
Şekil 5.17’de çıkış akımı 22 A değerindeyken alınan D kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Tam sıfır gerilimde anahtarlama gözlemlenmektedir.



Şekil 5.17 : Çıkış akımı 22 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

5.3.4 Çıkış 57.6 V – 33 A değerlerinde osiloskop ekran görüntüleri

Şekil 5.18’de çıkış akımı 33 A değerindeyken alınan B kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Bu akım değerinde sıfır gerilimde anahtarlama yapılmaktadır.



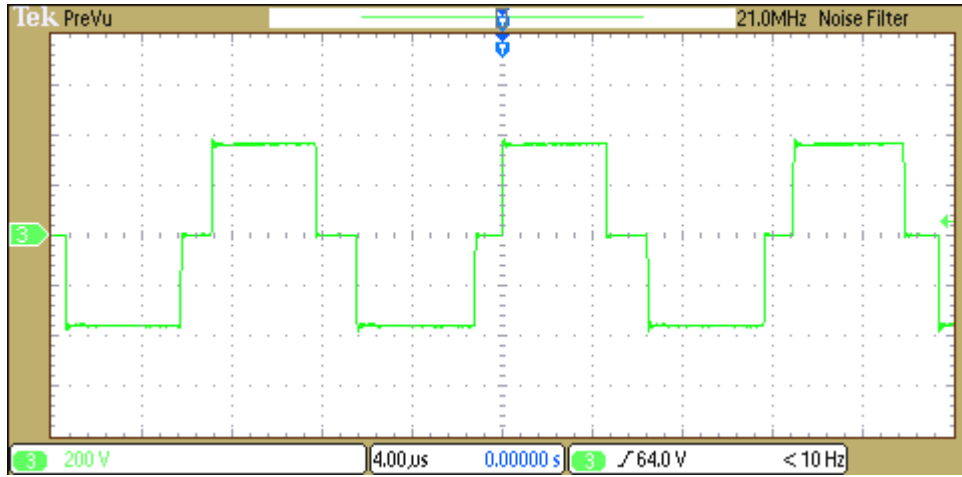
Şekil 5.18 : Çıkış akımı 33 A, B Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

Şekil 5.19’da çıkış akımı 33 A değerindeyken alınan D kanalı ile sürülen Mosfet D-S (drain-source) ve kapı gerilimleri görülmektedir. Tam sıfır gerilimde anahtarlama gözlemlenmektedir.



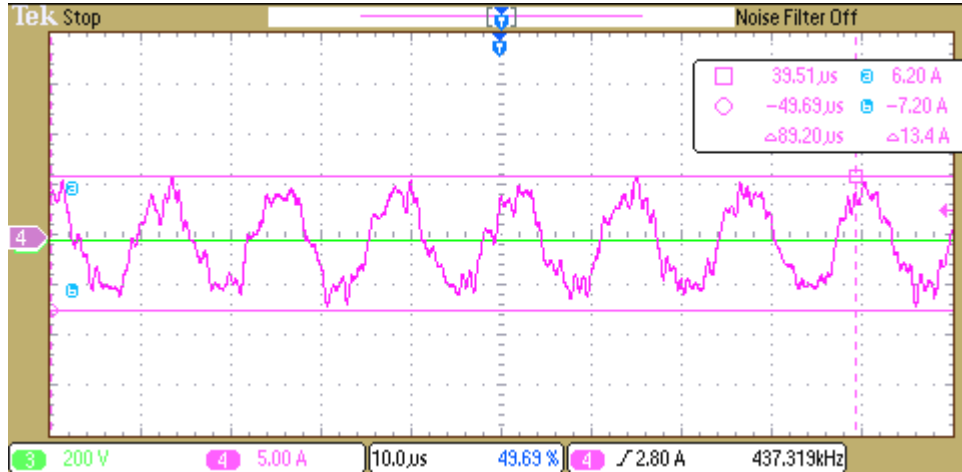
Şekil 5.19 : Çıkış akımı 33 A, D Mosfeti D-S ve kapı gerilimi.

Şekil 5.20’de tam yükte trafo primer gerilimi bulunmaktadır. Görüleceği üzere trafo üzerindeki görev çevrimi süresi 0.69 olmakta ve hesaplanan maksimum görev çevrimi süresine yakın değerlerdedir.



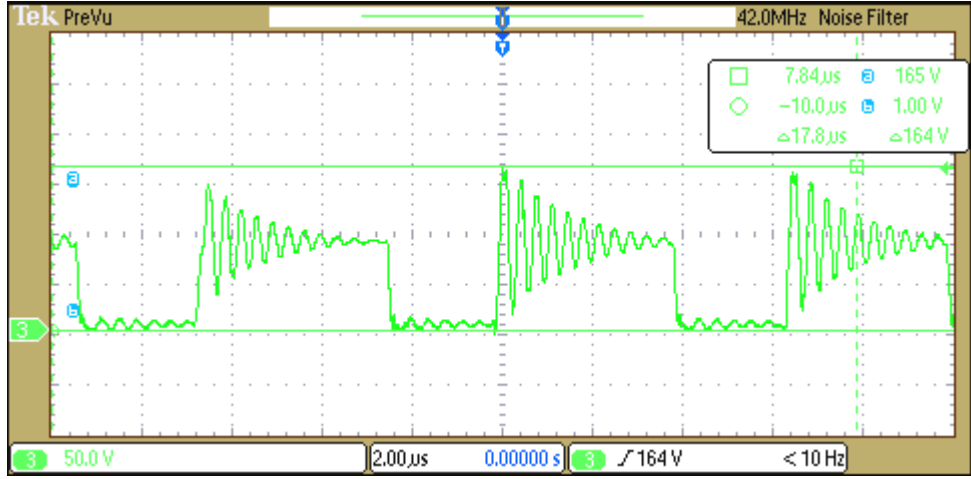
Şekil 5.20 : Çıkış akımı 33 A, trafo primer gerilimi.

Şekil 5.21’de tam yükte trafo primer akımının osiloskop üzerinden alınan ortalama değeri bulunmaktadır. Yüksek frekansta ve genlikte bir değer olduğundan akım probunun bant genişliği ölçüm yetmemiş ve ortalama alınırken de genlik ve faz kaymasına neden olmuştur.



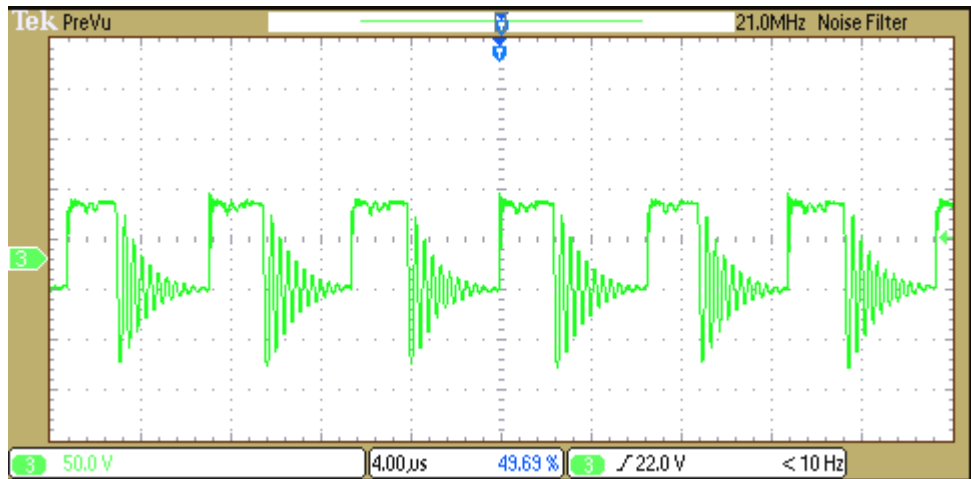
Şekil 5.21 : Çıkış akımı 33 A, trafo primer akımı.

Şekil 5.22’de tam yükte çıkış filtre endüktansı öncesindeki gerilim şekli görülmektedir. Görüleceği üzere çıkış endüktansının maruz kaldığı gerilimin frekansı anahtarlama frekansının iki katı olup 150 kHz olmaktadır. Bundan dolayı endüktansın nüvesi 150 kHz anahtarlama frekansında çalışabilecek şekilde hesaplanmış ve tasarlanmıştır.



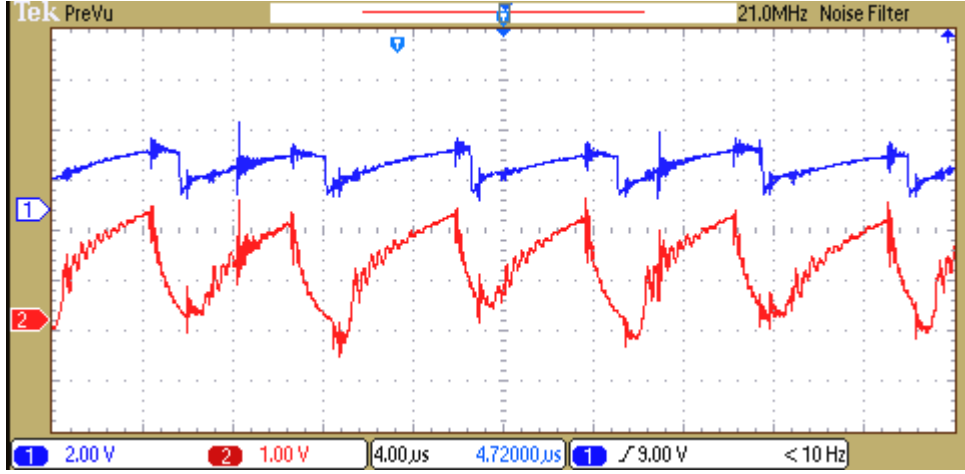
Şekil 5.22 : Çıkış akımı 33 A, çıkış endüktansı öncesi gerilim.

Şekil 5.23’de ise çıkış filtre endüktansı üzerindeki gerilim şekli görülmektedir.



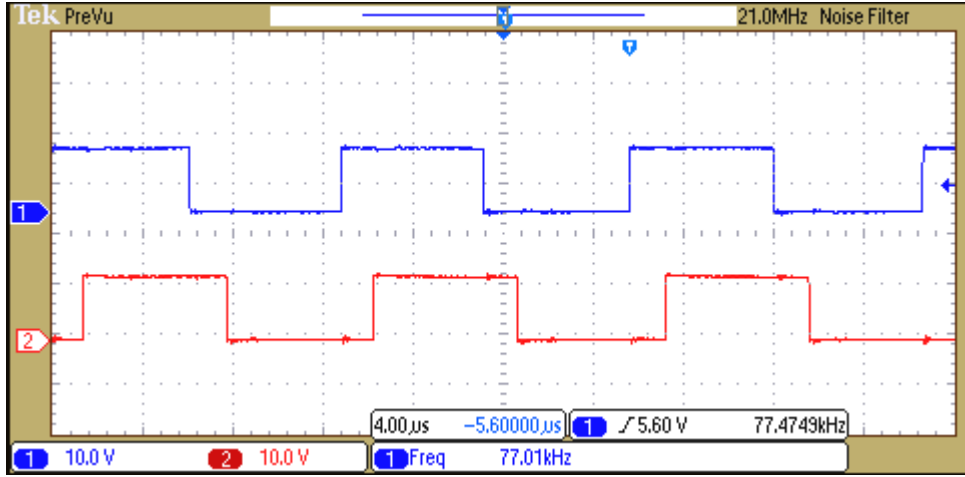
Şekil 5.23 : Çıkış akımı 33 A, çıkış endüktansı üzerindeki gerilim.

Şekil 5.24’de tam yükte UCC3895 entegresinin göreceği akım ölçüm ve rampa sinyalleri görülmektedir. Kanal 1 rampa sinyalini, kanal 2 ise akım ölçüm sinyalini göstermektedir.



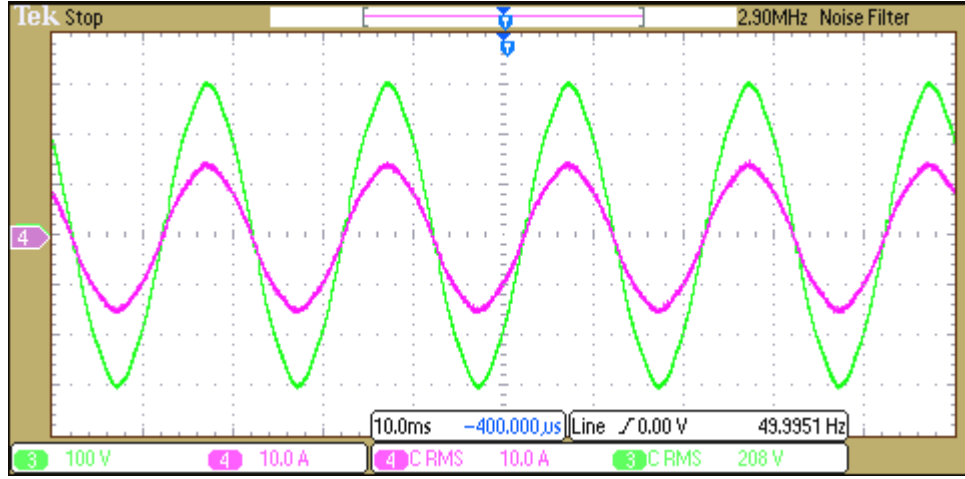
Şekil 5.24 : Çıkış akımı 33 A, akım ölçüm ve rampa sinyalleri.

Şekil 5.25’de tam yükte UCC3895 entegresi çıkış A ve çıkış D sinyalleri görülmektedir.



Şekil 5.25 : UCC3895 çıkış A ve Çıkış B sinyalleri.

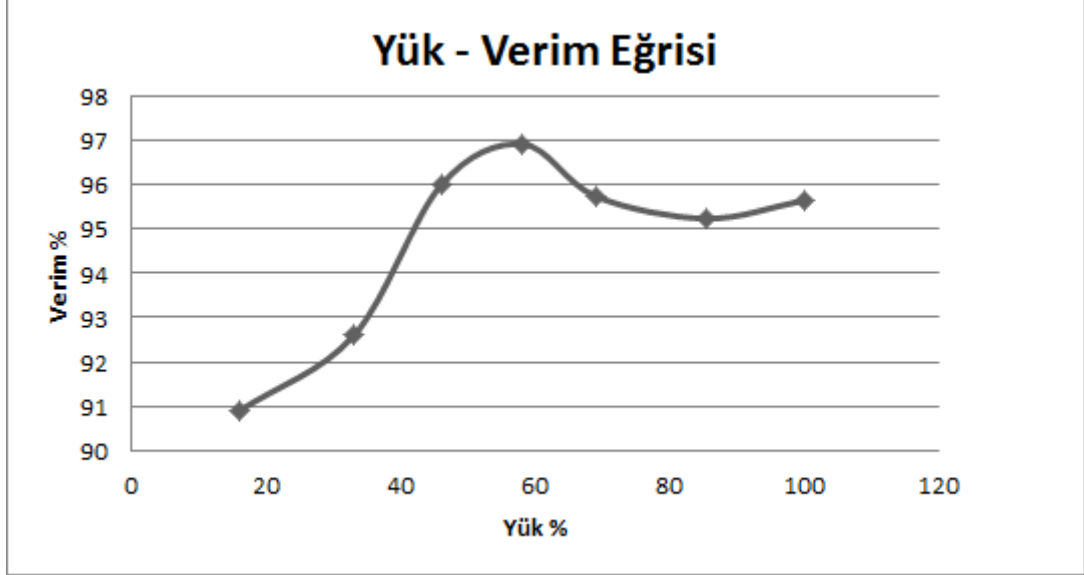
Şekil 5.26’da tam yükte güç faktörü düzeltici devrenin şebekeden çektiği akım ve şebeke gerilimi görülmektedir. Şebekeden çekilen akım, şebeke gerilimi ile aynı fazda ve saf sinüzoidal şekle yakın olacak şekilde düşük akım harmoniğine sahiptir.



Şekil 5.26 : Şebeke gerilimi ve şebekeden çekilen akım.

5.4 Devrenin Verim Ölçümü

Şekil 5.27'deki grafikte devrenin veriminin yüke bağlı olarak değişimi görülmektedir. Verim ölçümü DC bara ile çıkış arasında 380 V DC giriş geriliminde yapılmıştır SGA tam köprü DC-DC dönüştürücü için verilmiştir.



Şekil 5.27 : Yük-Verim Eğrisi.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

SGA Tam Köprü DC-DC Dönüştürücü birçok yönden geliştirilmeye açık bir güç elektroniği devresi olarak görülmektedir. Özellikle çıkış diyotu üzerindeki osilasyonun söndürülmesi ve primer devresindeki harici rezonant endüktansın kullanılmadan tamamen parazitik yüksek frekanslı trafo elemanları ile yapılabilecek tasarımlar konusunda yeni çalışmalar bulunmaktadır. Ayrıca çıkış katında diyotlar yerine Mosfet elemanlarının kullanılması ile verim değerleri daha da yukarılara taşınabilmektedir.

Sabit frekansta sıfır gerilimde anahtarlama yapabilme özellikleriyle diğer değişken frekanslı dönüştürücülere göre ön plana çıkan bu dönüştürücü elektromanyetik gürültüye hassas uygulamalarda kullanılabileceği gibi yüksek verim özellikleriyle de geleneksel olarak kullanılan tam köprü dönüştürücünün kullanıldığı çoğu uygulamada tercih edilebilmektedir.

Devrenin temel yapısı baz alınarak geliştirilebilecek kısımlarında, gelecekteki akademik ve sanayi projelerinde yeni çalışmalar yapılacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] **Bodur, H.** (t.y.). Güç Elektroniği 1 (Ders Notları), Alındığı tarih: 10.04.2015, adres: <http://www2.aku.edu.tr/~mcaner/getr.pdf>
- [2] **Texas Instruments**, UCC3895 datasheet.
- [3] **Andreycak, B.** (1997). Phase Shifted Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller,U-136A.
- [4] **O'Loughlin, M.** (2010). UCC28950 600 W, Phase-Shifted Full-Bridge Application Report,SLUA560B.
- [5] **TDK** Ferrite and Accessories Siferit Material N87 datasheet.
- [6] **Billings, K. ve Morey, T.** (2011). Switch Mode Power Supply Handbook, Third Edition, McGrawHill.
- [7] **Epcos Magnetic Design Tool** ver.5.1.5529.27723
- [8] **Pressman, A. I., Billings, K. ve Morey, T.** (2009). Switching Power Supply Design 3rd Edition, McGrawHill.
- [9] **Epcos Data Book 2013, Ferrites and Accessories** (2013). Sayfa 82.
- [10] **Url-1** <<http://www.koshin.com.hk/en/catalog.asp?titleName=KLH>>, alındığı tarih: 15.04.2015.
- [11] **Patrick, A.** (t.y). Fundamentals of current sense transformer design.
- [12] **Balogh, L.** (t.y). Design and Application Guide for High Speed Mosfet Gate Drive Circuits, Texas Instruments.
- [13] **Rahman, S. A.** (2013). Design of Phase Shifted Full-Bridge Converter with Current Doubler Rectifier, Design Note DN2013-01, V1.0, Infineon.
- [14] **Dixon, L.** (2001). Magnetics Design for Switching Power Supplies, Section 4 Power Transformer Design, SLUP126.
- [15] **Hangseok, C.** (2011). Practical Feedback Loop Design Considerations for Switch Mode Power Supplies, Fairchild Power Seminar.
- [16] **Texas Instruments** UCC28950 Excel Design Tool
- [17] **Francesco, D.D. ve Rene, M.** (2013). ZVS Phase Shift Full Bridge CFD2 Optimized Design, AN2013-03, V1.0, Infineon.
- [18] **Jangwanitlert, A. ve Balda, J. C.** (2004). Phase Shifted PWM Full Bridge DC-DC Converters for Automotive Applications: Reduction of Ringing Voltages. Power Electronics in Transportation, 111-115.

EKLER

- Ek A.1:** E55/28/25 nüve veri dokümanı
- Ek A.2 :** IXFH26N50 Mosfet veri dokümanı
- Ek A.3 :** DSEK60-06A Diyot veri dokümanı
- Ek A.4 :** Micrometals MP-157014-2 veri dokümanı
- Ek A.5 :** Kendeil 470 uF 450 V kondansatör veri dokümanı
- Ek A.6 :** E42/21/20 nüve veri dokümanı
- Ek A.7 :** E20/10/6 nüve veri dokümanı
- Ek A.8 :** E13/7/4 nüve veri dokümanı
- Ek B.1 :** UCC3895 veri dokümanı
- Ek B.2 :** Gerçeklenen devrenin fotoğrafları

EK A.1



E 55/28/25	
Core	B66344

■ Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

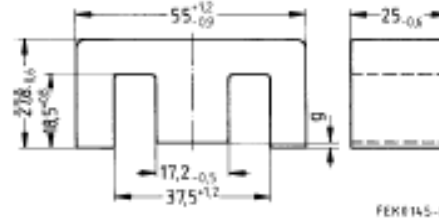
$$\Sigma l/A = 0.3 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_0 = 124 \text{ mm}$$

$$A_0 = 420 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 420 \text{ mm}^2$$

$$V_0 = 52100 \text{ mm}^3$$



Approx. weight 256 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_0	P_V W/set	Ordering code
N27	6800 +30/-20%	1600	< 9.50 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66344G0000X127
N87	7300 +30/-20%	1740	< 4.80 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66344G0000X187

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_0	Ordering code
N27	2.50 ±0.05	295	70	B66344G2500X127

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information")

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	596	-0.769	992	-0.847	927	-0.865
N87	596	-0.769	950	-0.796	905	-0.873

Validity range: K1, K2: 0.15 mm < s < 3.50 mm
K3, K4: 220 nH < A_L < 2130 nH

Şekil A.1: E55/28/25 nüve veri dokümanı.



HiPerFET™ Power MOSFETs

IXFH/IXFM21N50
IXFH/IXFM/IXFT24N50
IXFH/IXFT26N50

N-Channel Enhancement Mode
High dv/dt, Low t_{rr} , HDMOS™ Family

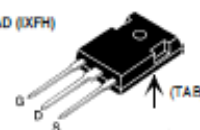


V_{DS}	I_{DS}	$R_{DS(on)}$
500 V	21 A	0.25 Ω
500 V	24 A	0.23 Ω
500 V	26 A	0.20 Ω

$$t_{rr} \leq 250 \text{ ns}$$

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings		
V_{DS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	500	V	
V_{DSR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{\theta JA} = 1 \text{ M}\Omega$	500	V	
V_{GS}	Continuous	± 20	V	
V_{GSR}	Transient	± 30	V	
I_{DS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	21N50: 21 24N50: 24 26N50: 26	A	
I_{DR}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JA}	21N50: 84 24N50: 96 26N50: 104	A	
I_{AK}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	21N50: 21 24N50: 24 26N50: 26	A	
E_{AS}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	30	mJ	
dv/dt	$I_G \leq I_{GAT}$, $di/dt \leq 100 \text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{GS} \leq V_{GSR}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$, $R_{\theta JA} = 2 \Omega$	5	V/μs	
P_D	$T_C = 25^\circ\text{C}$	300	W	
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$	
T_{JA}		150	$^\circ\text{C}$	
T_{ry}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$	
T_L	1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s	300	$^\circ\text{C}$	
M_s	Mounting torque	1.13/10	Nm/lb.in.	
Weight		TO-204 = 18 g, TO-247 = 6 g		

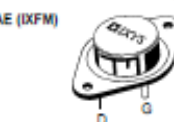
TO-247 AD (IXFH)



TO-268 (D3) Case Style



TO-204 AE (IXFM)



G = Gate, D = Drain,
S = Source, TAB = Drain

Features

- International standard packages
- Low $R_{DS(on)}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Unclassified Inductive Switching (UIS) rated
- Low package inductance
- easy to drive and to protect
- Fast Intrinsic Rectifier

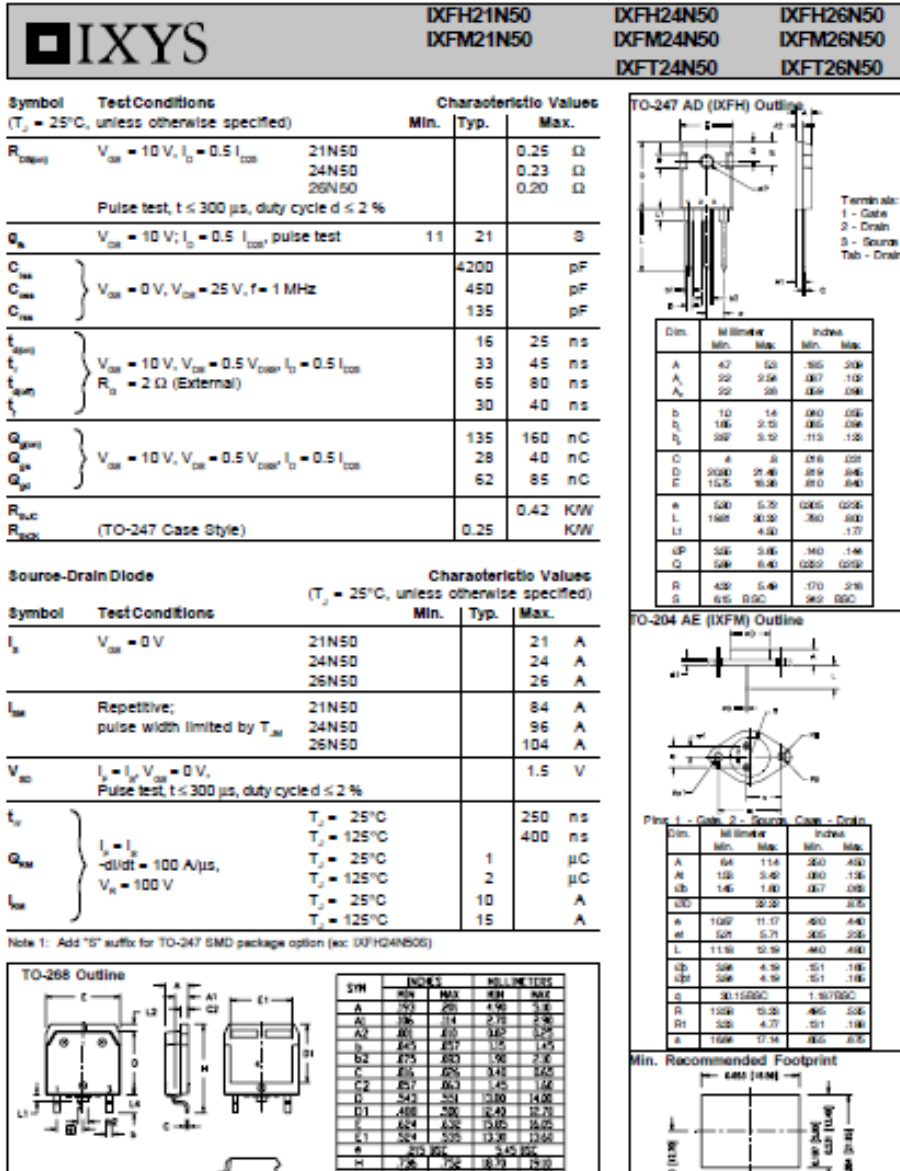
Applications

- DC-DC converters
- Synchronous rectification
- Battery chargers
- Switched-mode and resonant-mode power supplies
- DC choppers
- AC motor control
- Temperature and lighting controls
- Low voltage relays

Advantages

- Easy to mount with 1 screw (TO-247) (isolated mounting screw hole)
- High power surface mountable package
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_{DS}	$V_{GS} = 0 \text{ V}$, $I_D = 250 \mu\text{A}$	500		V
$V_{DS(ON)}$	$V_{GS} = V_{GAT}$, $I_D = 4 \text{ mA}$	2		4 V
I_{SS}	$V_{GS} = \pm 20 \text{ V}$, $V_{DS} = 0$			$\pm 100 \text{ nA}$
I_{DS}	$V_{GS} = 0.8 \cdot V_{DS}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{GS} = 0 \text{ V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$			200 μA 1 mA



Şekil A.2 : IXFH26N50 Mosfet veri dokümanı.



Common Cathode Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

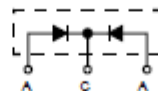
DSEK 60

$$I_{FAVM} = 2 \times 30 \text{ A}$$

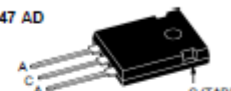
$$V_{RRM} = 600 \text{ V}$$

$$t_{rr} = 35 \text{ ns}$$

V_{RRM}	V_{RRM}	Type
600	600	DSEK 60-06A



TO-247 AD



A = Anode, C = Cathode, TAB = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings
I_{VRM}	$T_{vj} = T_{vjmax}$	50 A
I_{RRM} ①	$T_{vj} = 85^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	30 A
I_{VRM}	$t_p < 10 \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{vjmax}	375 A
I_{VRM}	$T_{vj} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	300 A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	320 A
	$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	260 A
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	280 A
PF	$T_{vj} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	450 A's
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	420 A's
	$T_{vj} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine	340 A's
	$t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine	320 A's
T_{vj}		-40...+150 $^\circ\text{C}$
T_{vjmax}		150 $^\circ\text{C}$
T_{aj}		-40...+150 $^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	125 W
M_s	Mounting torque	0.8...1.2 Nm
Weight		6 g

Features

- International standard package JEDEC TO-247 AD
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RRM} -values
- Soft recovery behavior
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values
		typ. max.
I_k	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$; $V_R = V_{RRM}$	100 μA
	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$; $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	50 μA
	$T_{vj} = 125^\circ\text{C}$; $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	7 mA
V_F	$I_F = 37 \text{ A}$; $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$	1.4 V
	$T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	1.6 V
V_{rr}	For power-loss calculations only	1.01 V
r_r	$T_{vj} = T_{vjmax}$	7.1 m Ω
R_{thJC}		1 K/W
R_{thCK}	0.25	K/W
R_{thJA}		70 K/W
t_p	$I_F = 1 \text{ A}$; $-di/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30 \text{ V}$; $T_{vj} = 25^\circ\text{C}$	35 ns
t_{rr}	$V_R = 350 \text{ V}$; $I_F = 30 \text{ A}$; $-di/dt = 240 \text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05 \mu\text{H}$; $T_{vj} = 100^\circ\text{C}$	11 ns

① I_{RRM} rating includes reverse blocking losses at T_{vjmax} ; $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$; duty cycle $d = 0.5$

Data according to IEC 60747 and refer to a single diode unless otherwise stated.

IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

IXYS

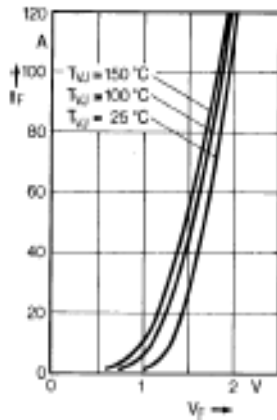


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

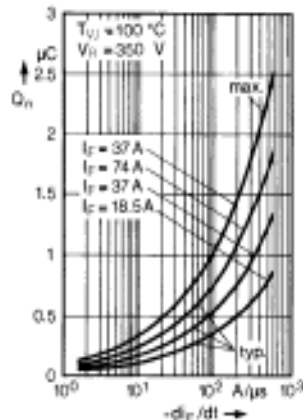


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

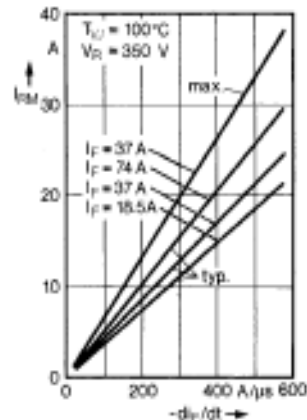


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

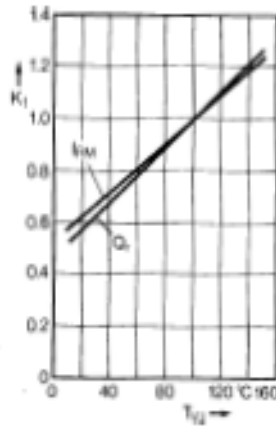


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

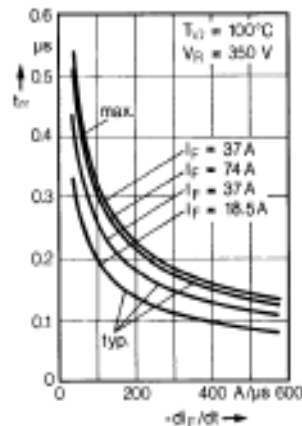


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

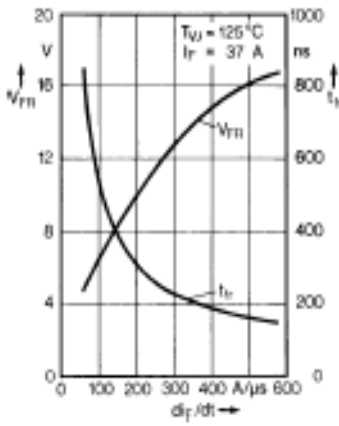


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

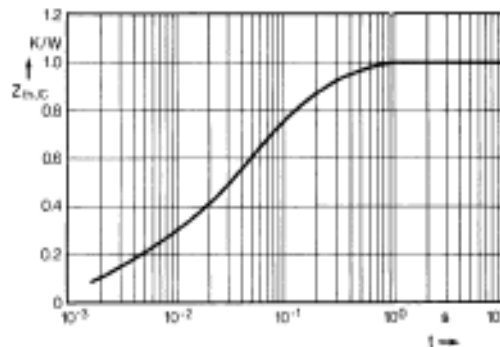
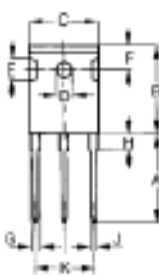


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

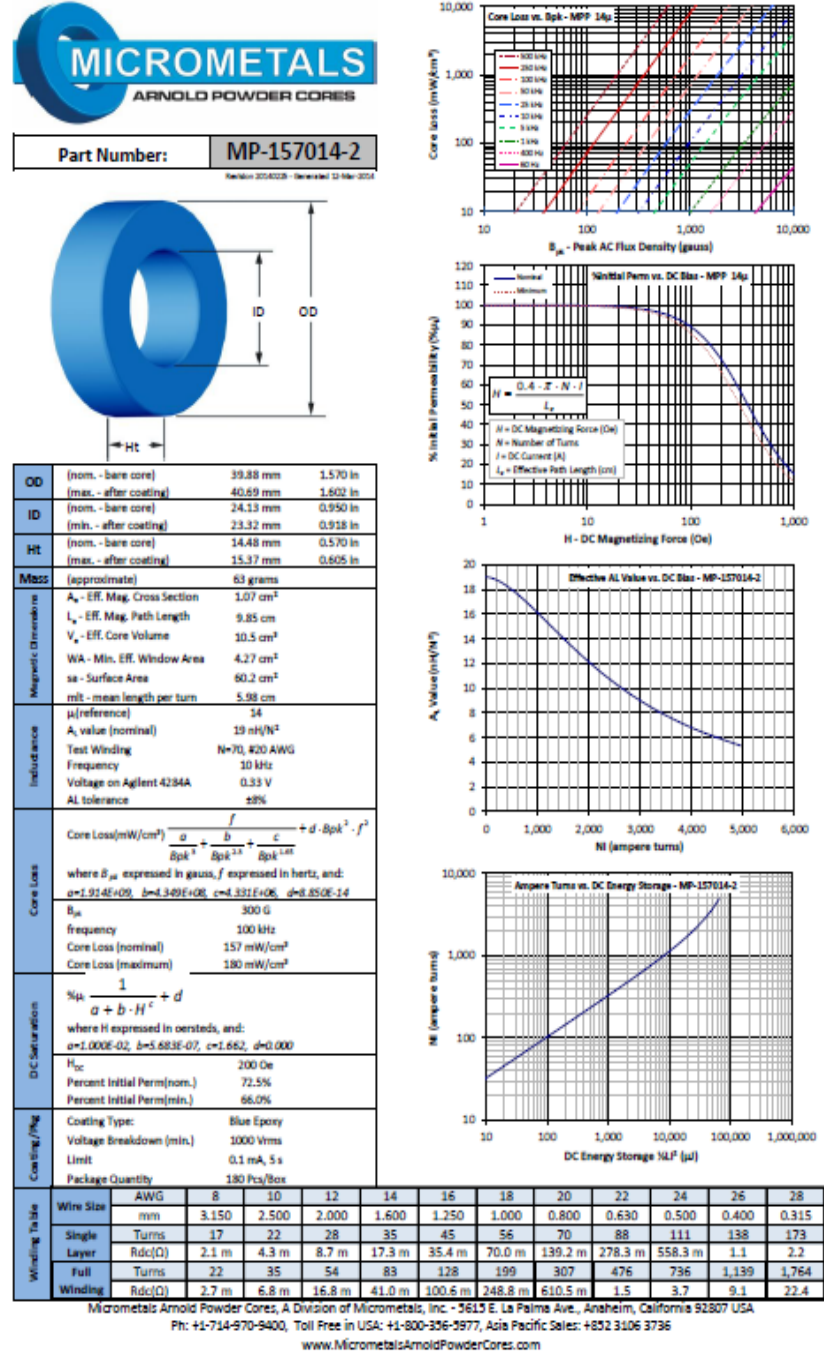
Dimensions



Dim.	Millimeter	Min.	Max.	Min.	Max.
A	19.81	20.32	0.780	0.800	
B	20.80	21.46	0.819	0.845	
C	15.75	16.26	0.610	0.640	
D	3.55	3.65	0.140	0.144	
E	4.32	5.49	0.170	0.216	
F	5.4	6.2	0.212	0.244	
G	1.65	2.13	0.065	0.084	
H	-	4.5	-	0.177	
J	1.0	1.4	0.040	0.055	
K	10.8	11.0	0.426	0.433	
L	4.7	5.3	0.185	0.209	
M	0.4	0.8	0.016	0.031	
N	2.2	2.54	0.087	0.102	

Şekil A.3 : DSEK60-06A Diyot veri dokümanı.

Ek A.4



Şekil A.4 : Micrometals MP-157014-2 veri dokümanı.

Ek A.5



CAPACITOR SPECIFICATION

DATASHEET - K05

PART NUMBER: K05450471_PM0E050

Termination digit excluded [*]

Dimensions	35X50 (ØD x L)	
Diameter [mm]	35	± 1
Length [mm]	50	± 2
PIN LENGTH P 4.5 short pin P 6.3 long pin (standard)		
Marking		
Type - Identification Code Lot		
Rated capacitance (µF), Rated voltage (Vdc)		
Negative polarity: gold row		
Product compliant RoHS Directive		

ELECTRICAL PARAMETERS

Nominal Capacitance	470	µF at 100 Hz
Tolerance Standard	M	±20%
Temperature Range		-40°C to 105°C
Rated Voltage / Surge Voltage	450/495	VDC
Max Tang δ	0.10	at 100 Hz
Typical ESR	170	mΩ at 100 Hz
Typical Impedance Z	125	mΩ at 10 kHz
Maximum Leakage Current	1.27	mA after 5 mins at 20°C
Maximum Ripple Current	1.80	A _{rms} at 105°C
Useful Life	> 5000	hours at 105°C

Reference Standards CECC 30.301.042 IEC 384.4 Long Life Grade

When ambient temperature and ripple frequency are different from 105°C and 100 Hz, ripple current shall be multiplied by the following compensating factor:

Şekil A.5 : Kendeil 470 uF 450 V kondansatör veri dokümanı.

Ek A.6



E 42/21/20

Core

B66329

- To IEC 61246
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.41 \text{ mm}^{-1}$$

$$l_0 = 97 \text{ mm}$$

$$A_0 = 234 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 229 \text{ mm}^2$$

$$V_0 = 22700 \text{ mm}^3$$

FEK0157-X

Approx. weight 116 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_0	P_V W/set	Ordering code
N27	4750 +30/-20%	1560	< 4.4 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66329G0000X127
N87	5200 +30/-20%	1690	< 12.0 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66329G0000X187

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_0	Ordering code
N27	0.25 ±0.02	1029	338	B66329G0250X127
	0.50 ±0.05	603	198	B66329G0500X127
	1.00 ±0.05	354	116	B66329G1000X127
	1.50 ±0.05	259	85	B66329G1500X127

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension g = 0) and one gapped core (dimension g > 0).

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information")

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	354	-0.770	574	-0.847	534	-0.865
N87	354	-0.770	555	-0.796	521	-0.873

Validity range: K1, K2: 0.10 mm < s < 3.00 mm
K3, K4: 160 nH < A_L < 1500 nH

Please read Cautions and warnings and
important notes at the end of this document.

2

09/06

Ek A.6 : E42/21/20 nüve veri dokümanı.

Ek A.7

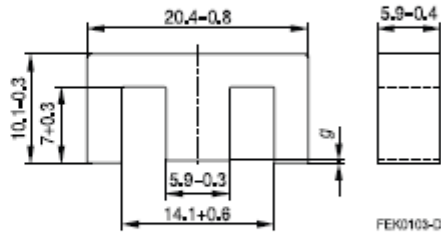


E 20/10/6 (EF 20)	
Core	B66311

- To IEC 61246
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 1.44 \text{ mm}^{-1}$
 $l_e = 46.3 \text{ mm}$
 $A_e = 32.1 \text{ mm}^2$
 $A_{min} = 31.9 \text{ mm}^2$
 $V_e = 1490 \text{ mm}^3$



Approx. weight 7.3 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	P_V W/set	Ordering code
N30	2150 +30/-20%	2460		B66311G0000X130
N27	1300 +30/-20%	1490	< 0.27 (200 mT, 25 kHz, 100 °C)	B66311G0000X127
N87	1470 +30/-20%	1680	< 0.75 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66311G0000X187

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_e	Ordering code ** = 27 (N27) = 87 (N87)
N27, N87	0.09 ±0.01	363	415	B66311G0090X1**
	0.17 ±0.02	227	259	B66311G0170X1**
	0.25 ±0.02	171	195	B66311G0250X1**
	0.50 ±0.05	103	118	B66311G0500X1**

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension $g = 0$) and one gapped core (dimension $g > 0$).

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information")

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N27	61.6	-0.737	88.1	-0.847	80.9	-0.865
N87	61.6	-0.737	88.5	-0.796	78.4	-0.873

Ek A.7 : E20/10/6 nüve veri dokümanı.

Ek A.8



E 13/7/4 (EF 12.6)

Core
B66305

- To IEC 61246
- For miniature transformers
- Available with SMD coil former
- E cores with high permeability for common-mode chokes and broadband applications
- Delivery mode: single units

Magnetic characteristics (per set)

$\Sigma l/A = 2.39 \text{ mm}^{-1}$

$l_o = 29.6 \text{ mm}$

$A_o = 12.4 \text{ mm}^2$

$A_{min} = 12.2 \text{ mm}^2$

$V_o = 367 \text{ mm}^3$

Approx. weight 2 g/set

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_o	P_V W/set	Ordering code
N30	1000 +30/-20%	1900		B66305G0000X130
T46	3600 ±30%	6839		B66305F0000X146
N27	800 +30/-20%	1510	< 0.40 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66305G0000X127
N87	850 +30/-20%	1620	< 0.20 (200 mT, 100 kHz, 100 °C)	B66305G0000X187

Gapped

Material	g mm	A_L value approx. nH	μ_o	Ordering code
N27	0.04 ±0.01	250	454	B66305G0040X127

The A_L value in the table applies to a core set comprising one ungapped core (dimension g = 0) and one gapped core (dimension g > 0).

Calculation factors (for formulas, see "E cores: general information")

Material	Relationship between air gap – A_L value		Calculation of saturation current			
	K1 (25 °C)	K2 (25 °C)	K3 (25 °C)	K4 (25 °C)	K3 (100 °C)	K4 (100 °C)
N30	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001
T46	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001
N27	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001
N87	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001	0.0001

Ek A.8 : E13/7/4 nüve veri dokümanı.



BiCMOS Advanced Phase-Shift PWM Controller

Check for Samples: [UCC1895](#), [UCC2895](#), [UCC3895](#)

FEATURES

- Programmable-Output Turnon Delay
- Adaptive Delay Set
- Bidirectional Oscillator Synchronization
- Voltage-Mode, Peak Current-Mode, or Average Current-Mode Control
- Programmable Softstart, Softstop and Chip Disable via a Single Pin
- 0% to 100% Duty-Cycle Control
- 7-MHz Error Amplifier
- Operation to 1 MHz
- Typical 5-mA Operating Current at 500 kHz
- Very Low 150- μ A Current During UVLO

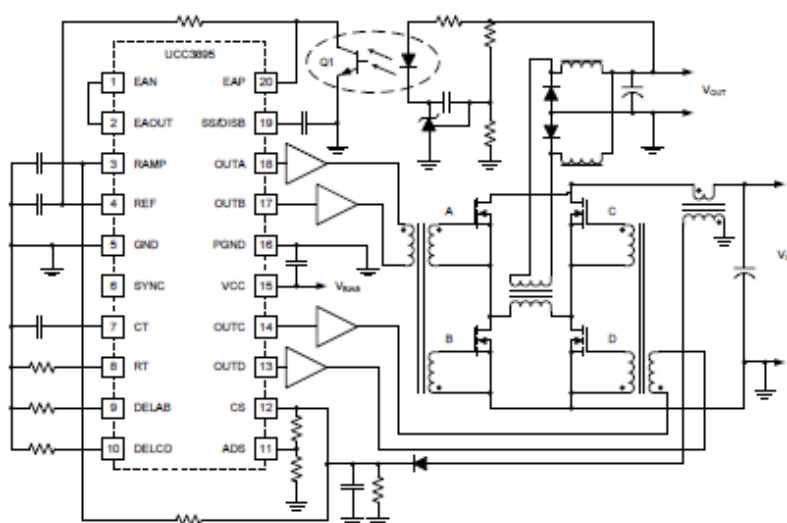
APPLICATIONS

- Phase-Shifted Full-Bridge Converters
- Off-Line, Telecom, Datacom and Servers
- Distributed Power Architecture
- High-Density Power Modules

DESCRIPTION

The UCC3895 is a phase-shift PWM controller that implements control of a full-bridge power stage by phase shifting the switching of one half-bridge with respect to the other. The device allows constant frequency pulse-width modulation in conjunction with resonant zero-voltage switching to provide high efficiency at high frequencies. The part is used either as a voltage-mode or current-mode controller.

While the UCC3895 maintains the functionality of the UC3875/6/7/8 family and UC3879, it improves on that controller family with additional features such as enhanced control logic, adaptive delay set, and shutdown capability. Because the device is built using the BCD MOS process, it operates with dramatically less supply current than its bipolar counterparts. The UCC3895 operates with a maximum clock frequency of 1 MHz.



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.

PRODUCTION DATA: Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of the Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1999–2013, Texas Instruments Incorporated

BLOCK DIAGRAM

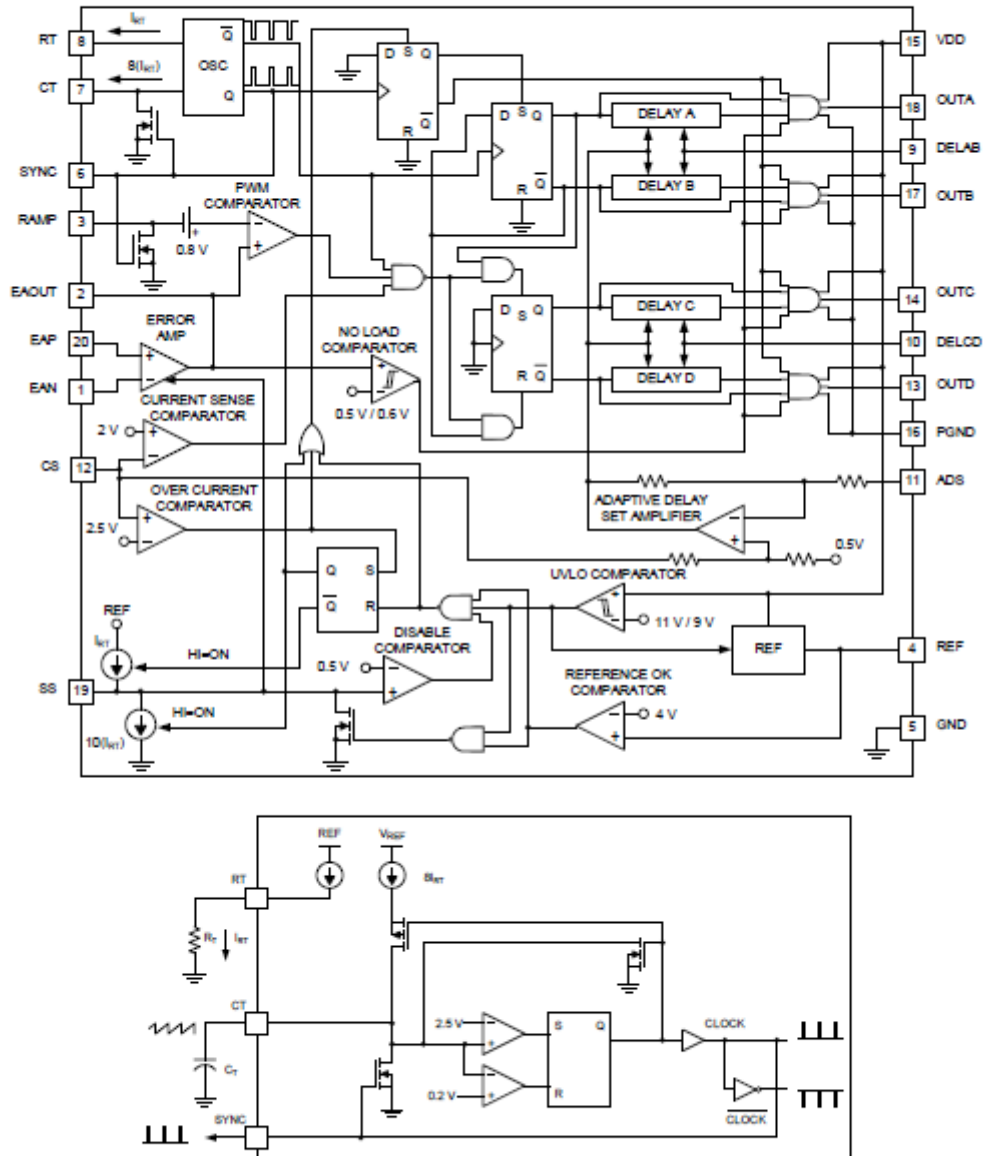
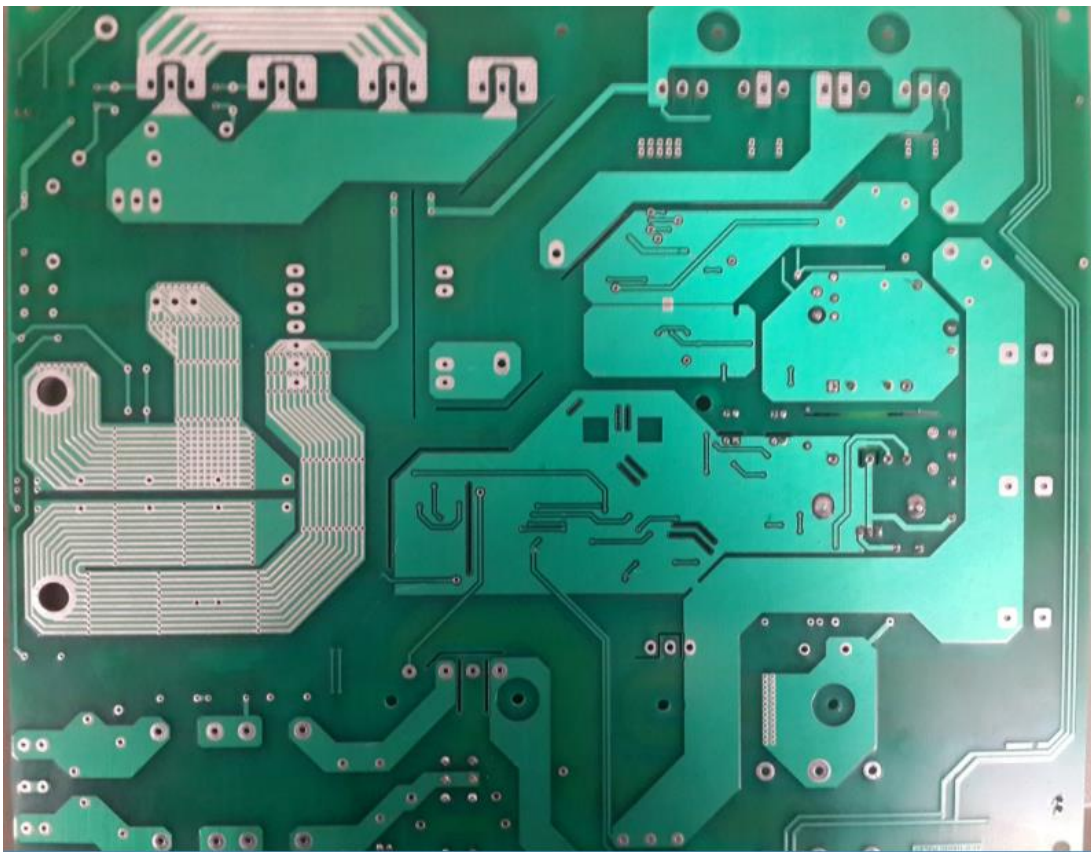
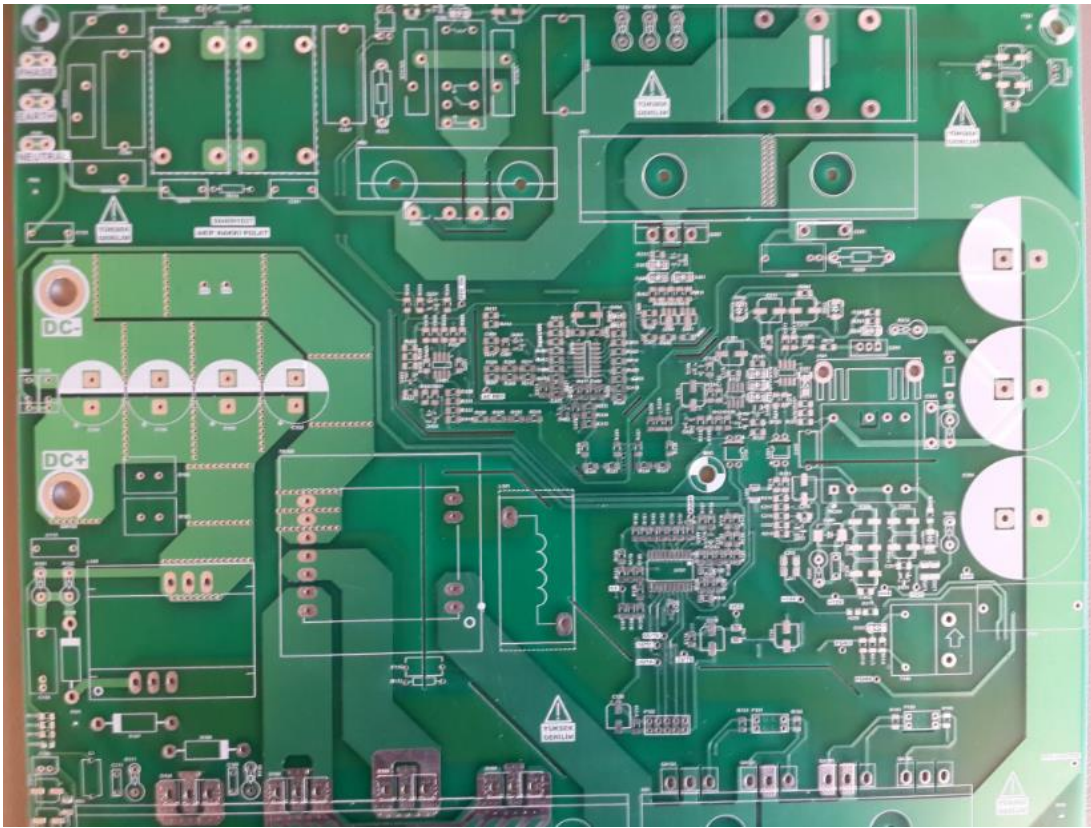
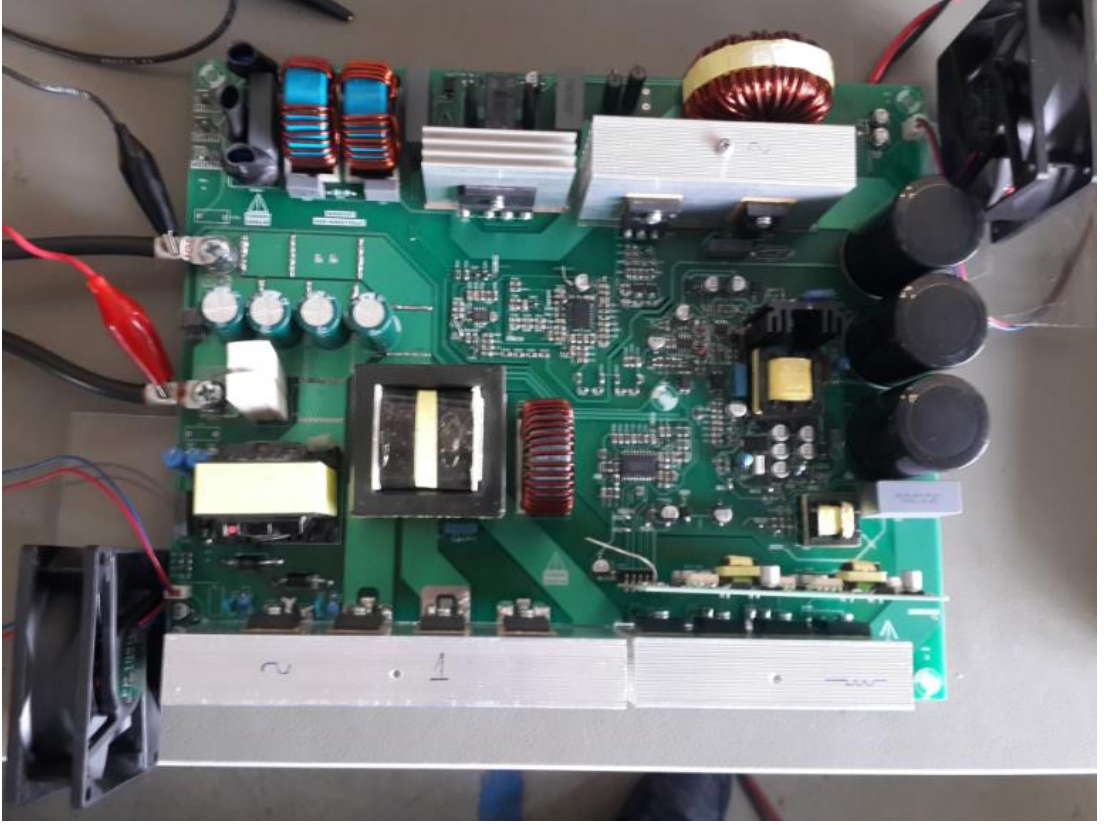


Figure 3. Oscillator Block Diagram

Ek B.1 : UCC3895 veri dokümanı.

Ek B.2





Ek B.2 : Gerçeklenen devrenin fotoğrafları.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Akif Hakkı POLAT
Doğum Yeri ve Tarihi: 27.11.1983, Ankara
E-Posta: ahakkipolat@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2009, Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümü

MESLEKİ DENEYİM:

İnform Elektronik A.Ş. Ar-Ge Donanım Tasarım Mühendisi (2010 – Devam ediyor)