İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TAM KÖPRÜLÜ BİR DC – DC ÇEVİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Sadık ÖZDEMİR

Anabilim Dalı : Mekatronik Mühendisliği

Programı : Mekatronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Yrd. Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN

HAZİRAN 2010

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TAM KÖPRÜLÜ BİR DC – DC ÇEVİRİCİNİN GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLENMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Sadık ÖZDEMİR
(518071020)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 07 Mayıs 2010
Tezin Savunulduğu Tarih : 10 Haziran 2010

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Özgür ÜSTÜN(İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Metin GÖKAŞAN (İTÜ)
Prof. Dr. Hacı BODUR (YTÜ)

HAZİRAN 2010

ÖNSÖZ

İlk olarak, bu tezimi hem teorik hem de uygulama olarak gerçekleştirebilmemde hiçbir yardımı benden esirgemeyen sayın hocam, tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Özgür Üstün'e teşekkürlerimi bir borç bilirim

Ayrıca, tez konum konusunda beni cesaretlendiren, çalışmaya teşvik eden ve asistanı olarak kabul edip proje masraflarını üstlenen sayın hocam Prof. Dr. R. Nejat Tuncay'a teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Kontrol yazılımının gerçekleştirilmesinde emeği geçen sayın hocam Öğr. Gör. Ali Bahadır'a teşekkürleri bir borç bilirim.

Devrenin gerçekleştirilmesi aşamasında bana eşsiz yardımlarda bulunan sevgili arkadaşlarım Mert Çiftcioğlu ve Gürkan Tosun'a teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak da sevgili aileme ve sonsuz sabrı hoşgörüsü ve sevgisiyle her zaman yanımda olan biricik eşim Melek Özdemir'e bu tezi hazırlamamda bana olan eşsiz katkılarından dolayı sonsuz teşekkürleri bir borç bilirim.

Haziran 2010

Sadık Özdemir

(Elektrik - Elektronik Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **v**
KISALTMALAR ..... **ix**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xi**
ÖZET ..... **xv**
SUMMARY ..... **xvii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 1
1.2 Literatür Özeti 2
2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ TASARIMININ SİSTEM İÇERİSİNDEKİ ROLÜ **7**
2.1 Tasarım Sürecininde Sistem Parametrelerinin Belirlenmesi 7
2.2 Uygun Güç Kaynağı Teknolojisi seçimi 8
2.3 Güç Kaynaklarında Genelleştirilmiş Tasarım Yaklaşımı 9
3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI **11**
3.1 Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Temelleri 11
3.2 PWM Anahtarlamalı Güç Kaynağı Tasarımında Blok-Yapı Yaklaşımı 12
3.2.1 Topolojinin Belirlenmesi 14
3.2.2 Black-Box Hesaplamaları 16
3.2.3 Manyetik Elemanların Tasarımı 21
3.2.3.1 Tam Köprülü Eviricide Kullanılan Transformatör 25
3.2.3.2 Doğru Akım Çıkış Endüktansı Tasarımı 28
3.2.4 Doğrultucu Diyotları 30
3.2.5 Çıkış Filtresi 32
3.2.6 Güç Transistörleri ve Sürücüleri 33
3.2.7 Kontrol Devresi Tasarımı 37
3.2.7.1 Tam Köprülü DC - DC Çevirici Devresi 37
3.2.7.2 Kontrol Devresi 39
3.2.8 Geri Besleme Devreleri 45
3.2.9 Kontrolör Yazılımı 47
3.2.10 Termal Analiz 51
3.2.11 Sönümlendirici Yapı (Snubbers) 54
4. DEVRE BENZETİM SONUÇLARI **56**
5. DENEYSEL SONUÇLAR **65**
5.1 Sonuç ve Değerlendirmeler 78
KAYNAKLAR **81**
EK – A SİMÜLASYON VE DENEYSEL SONUÇLAR **85**

KISALTMALAR

A : Bir İletkenin Kesit Alanı
AC : Alternatif Akım
A_c : Akının İzlediği Yolun Kesit Alanı
A_w : Transformatör Sargısı İletkeninin Kesit Alanı
B_{max} : Manyetik Alan Tepe Değeri
C_i : Giriş Filtre Kondansatör Değeri
C_o : Çıkış Kondansatör Değeri
D : Çalışma Oranı
DC : Doğru Akım
f_s : Anahtarlama Frekansı
I_{cap} : Kondansatör Akımı
I_d : Diyot Akımı
I_{en} : Endüktör Akımı
I_i : Giriş Akımı
I_m : Mıknatıslanma Akımı
I_{out} : Çıkış Akımı
I_{tp} : Transformatör Primer Akımı
K_{fe} : Nüve Demir Kaybı Sabiti
K_m : Motor Sabiti
K_u : Dolgu Sabiti
L_m : Primer Eşdeğer Mıknatıslanma Endüktansı
MLT : Bir Sargı İçin Ortalama Uzunluk
N_p : Transformatör Primer sargı Sayısı
N_s : Transformatör Sekonder sargı Sayısı
P_{cu} : Bakır Kaybı
P_{fe} : Demir Kaybı
P_{in} : Giriş Gücü
P_{out} : Çıkış Gücü
PWM : Darbe Genişlik Modülasyonu
RFI : Radyo Frekans Girişimi
RMS : Efektif Değer
SMPS : Anahtarlamalı Güç Kaynağı
V_{cc} : Kontrol Gerilimi
V_d : Çıkış Diyot Gerilimi
V_i : Giriş Gerilimi
V_L : Endüktans Gerilimi
V_o : Çıkış Gerilimi
V_{tp} : Transformatör Primer Gerilimi
W_a : Nüve Pencere Aralığı
β : Nüve Kayıp Çarpanı
λ : Primere Uygulanan Volt saniye
η : Verimlilik

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : SMPS Teknolojileri (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir) 9
Çizelge 3.1 : SMPS Topolojileri (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir) 15
Çizelge 3.2 : Güç Transistörü Seçiminde Önemli Parametreler 20
Çizelge 3.3 : Devre Elemanları Kayıp Oranları [9] 20
Çizelge 3.4 : Transformatör Parametreleri 26
Çizelge 3.5 : Çıkış Filtresi Endüktans Parametreleri 29
Çizelge 3.6 : Elektrik ve Termal İfade Benzerlikleri 51
Çizelge 3.7 : Termal direnç İfadelerinin Karşılıkları 53
Çizelge 4.1 : 100 V Giriş Gerilimi 56
Çizelge 4.2 : 200 V Giriş Gerilimi 58
Çizelge 4.3 : 300 V Giriş Gerilimi 59
Çizelge 4.4 : 400 V Giriş Gerilimi 60
Çizelge 4.5 : 500 V Giriş Gerilimi 61
Çizelge 4.6 : 600 V Giriş Gerilimi 62
Çizelge 5.1 : 100 V Giriş Gerilimi 66
Çizelge 5.2 : 135 V Giriş Gerilimi 68
Çizelge 5.3 : 200 V Giriş Gerilimi 71
Çizelge 5.4 : 250 V Giriş Gerilimi 73
Çizelge 5.5 : 300 V Giriş Gerilimi 76

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Tam köprülü dc-dc çevirici 2
Şekil 1.2 : Yüksek frekansta dc/dc dönüştürücü, [1]..... 3
Şekil 1.3 : Modifiye edilmiş yarım köprülü evirici modeli [2]..... 4
Şekil 1.4 : TK çevirici (a) orta uç çıkışlı (b) Tek sarım sekonder uçlu [3]..... 4
Şekil 1.5 : Önerilen akım kontrollü tam köprülü çevirici devre [4]..... 5
Şekil 1.6 : FBSSS çevirici devresi [5] 6

Şekil 3.1 : SMPS blok diyagramı 12
Şekil 3.2 : SMPS tasarımı (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir).....13
Şekil 3.3 : Çeşitli topolojilerin kullanım aralıkları [7] 15
Şekil 3.4 : Black-box yaklaşımı [8].....17
Şekil 3.5 : Kayıplar ile akı yoğunluğu arasındaki ilişki [11].....23
Şekil 3.6 : Transformatör imalatı resimleri.....28
Şekil 3.7 : Endüktans sarımı 30
Şekil 3.8 : Semikron doğrultucu diyot.....32
Şekil 3.9 : Diyot diz gerilimleri [12] 32
Şekil 3.10 : GD200HFU1200 IGBT modülü [13] 34
Şekil 3.11 : IGBT modül önemli parametreleri (Marty, Brown (2001)'e göre düzenlenmiştir) 34
Şekil 3.12 : IGBT iç yapısı (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir) 35
Şekil 3.13 : IGBT - sürücü bağlantı şekli [14].....35
Şekil 3.14 : IGBT sürücü blok diyagramı.....36
Şekil 3.15 : Alarm sinyal çıkışı [15].....36
Şekil 3.16 : Tam köprülü dc-dc çevirici 37
Şekil 3.17 : Doğrultucu gerilimi – çıkış gerilimi (V_{oi} - V_o).....38
Şekil 3.18 : S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L - V_{os} 39
Şekil 3.19 : Kontrol devresi şeması.....40
Şekil 3.20 : Kontrol kartı güç kaynağı.....41
Şekil 3.21 : PIC16F877A kontrolör 41
Şekil 3.22 : IGBT sürücü sinyalleri.....42
Şekil 3.23 : Butonlar.....43
Şekil 3.24 : Kontrol devresi baskı devre (a) Üst (b) Alt (c) Tüm (d) Üç boyutlu..45
Şekil 3.25 : Giriş gerilimi takibi.....46
Şekil 3.26 : IGBT Anahtarlama kaybı [17].....52
Şekil 3.27 : IGBT Termal modeli [18] 52
Şekil 3.28 : Güç transistörleri termal modeli 53
Şekil 3.29 : Snubber kondansatör uygulaması.....54
Şekil 4.1 : Tam köprülü dc-dc çevirici devre.....56
Şekil 4.2 : 100 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 57
Şekil 4.3 : 200 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 59
Şekil 4.4 : 300 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 60

Şekil 4.5 : 400V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 61
Şekil 4.6 : 500 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 62
Şekil 4.7 : 600 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o 63
Şekil 5.1 : Deney düzeneği (a) İlk hali (b) Son hali 65
Şekil 5.2 : 100 V Giriş gerilimi (a) I_i (b) I_o (c) V_o 68
Şekil 5.3 : 135 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o 70
Şekil 5.4 : 200 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o 73
Şekil 5.5 : 250 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o 75
Şekil 5.6 : 300 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o 77
Şekil A.1 : 100 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 85
Şekil A.2 : 200 V Simülasyon sonuçları a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 86
Şekil A.3 : 300 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 87
Şekil A.4 : 400 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 88
Şekil A.5 : 500 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 89
Şekil A.6 : 600 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L 90
Şekil A.7 : 100 V Deneysel sonuçlar (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d 91
Şekil A.8 : 135 V Deneysel sonuçlar (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L 92
Şekil A.9 : 200 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d 93
Şekil A.10 : 250 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L 94
Şekil A.11 : 300 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L 95

TAM KÖPRÜ BİR DC – DC ÇEVİRİCİ GELİŞTİRİLMESİ VE GERÇEKLENMESİ

ÖZET

Bu tezde amaç, yüksek verimlilikte akü şarj edebilmektir. Burada, şarj olacak akülere gerilim bir fırçasız doğru akım motorundan sağlanacaktır. Motor dönme hızına bağlı olarak 100 – 600 V arasında değişen gerilim, akülere sabit gerilim sabit akım şeklinde ulaştırılacaktır. Bu amaç doğrultusunda tam köprülü darbe genişlik modülasyonlu doğru akım doğru akım çevirici geliştirilmiştir.

Tezin başlangıcında, çıkış gerilimi sabit tutulacak şekilde anahtarlamalı güç kaynağı tasarlanmıştır ve gerçekleştirilmiştir. Güç kaynağı çıkışında en yüksek 250 V gerilim ve 7 A akım değerlerine göre 1750 W çıkış gücüne ulaşabilecektir.

Circuit Transformer Design programı yardımıyla sistem gereksinimi ve güç değerleri doğrultusunda devre için yüksek frekans izolasyon trafosu (25 kHz için) orta çıkışlı olarak ve çıkış filtre endüktansı tasarlanmış üretimi yapılmıştır. Her iki manyetik elemanda da verimlilik % 99'un üzerindedir. Devre güvenliği açısından, transformatörün üretimi sonrasında 1500 V'da 2 mA izolasyon testleri yapılmıştır.

Black-box hesaplamaları sonrasında elde edilen veriler doğrultusunda, tasarlanan devrenin benzetim sonuçlarının görülebilmesi için Pspice simülasyon programında devre modeli kurulmuştur. Burada giriş – çıkış parametreleri ve zorlamalı durumlarda akım ve gerilim dalgalanmaları incelenmiştir. Transformatör sekonder çıkışında 1200 V alternatif gerilim % 7.3 çalışma oranı ile 180 V'a filtre edilen çıkış geriliminin akım değeri üzerinde en fazla 2 A akım dalgalanması görülmüştür. Bu filtreleme için çıkış da 720 µH endüktans ve 670 µF kondansatör yer almaktadır.

Devre kontrol kartı kontrolörü olarak PIC16F877A tümleşik devresi kullanılmıştır. Kontrol kartı tasarımı ve baskı devre, üç boyutlu çizimleri için Proteus 7 Profesyonel programı kullanılmıştır. 25 kHz'de anahtarlamaların ve kontrol gereksinimlerinin karşılanabilmesi için tümleşik devreye 20 MHz osilatör kristal eklenmiştir. Çıkışta sabit gerilim elde edilebilmesi için giriş gerilimi okunarak, çıkış da istenilen gerilim seviyenin oluşturulabilmesi için yazılım tabanlı hesaplamalar yapılarak PWM çalışma oranı $0.05 < D < 0.45$ arasında her yarı periyot için ayarlanmıştır. Devre için gerekli yazılım PIC BASIC programlama dilinde yazılmıştır.

Tam köprülü eviricide anahtarlama elemanları IGBT'ler yüksek frekansta ve zorlamalı akım, gerilim ve yüksek anahtarlama zamanlarında oluşan ısının sistemden uzaklaştırılması için sistem soğutucusu tasarlanmış, IGBT modüller bu soğutucu üzerine yerleştirilmiştir. IGBT ile soğutucu arasında ısı iletiminin en iyi şekilde gerçekleştirilebilmesi için etkileşim yüzeyine termal pasta uygulaması yapılmıştır.

FULL BRIDGE DC – DC CONVERTER DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION

SUMMARY

The aim of this thesis is to charge a battery with high efficiency. In this system, the voltage source is a brushless dc motor and its output range is 100V to 600 V. The output voltage depends on the rotational speed of the motor. In the output of the system there are batteries and the charging methods of these batteries are constant voltage and limited current. For this purpose, a full bridge PWM modulated dc/dc converter is designed and implemented.

In the first step of this design, the implemented power supply can control only the output voltage and it can keep the output value constant. The maximum output voltage of this power supply is 250 V and the maximum current is 7 A. The product of these two dc values give the power capacity of the power supply which is 1750 W.

The high frequency transformer and the output filter inductance are designed by using Circuit Transformer Design software. The design parameters of magnetic equipment are based on the system requirements. The transformer frequency is 25 kHz. The efficiency of the magnetic equipment is higher than 99 %. The transformer is tested with 1500 V, 2 mA isolation test for safety requirement.

Black-box calculations are performed and the Pspice simulation model is established by using black-box calculation results. The input and output voltage and current waveforms and ripples are carefully examined. When a minimum duty cycle period of 7.3 % is applied to the circuit, a 2A ripple is seen on the output current. The output filter of this power supply circuit filters current ripples with a 720 μH inductance and 670 μF capacitor.

The main integrated circuit of the controller circuit is PIC16F877A. It controls all the main functions of the full bridge dc – dc converter circuit. It produce 25 kHz gate drive signals. The controller software is developed by using PIC Basic program. The controller software alternates the duty cycle of the gate drive signals to keep constant the output voltage. The duty cycle range alternates between 0.05 – 0.45 %.

Finally, the thermal analysis restrictions are calculated to not allow the switching components to exceed their maximum operating junction temperature and to keep them as cool as possible. For this purpose, thermal paste is used to decrease the thermal resistance between the case and heat sink.

1. GİRİŞ

Son yıllarda enerji ihtiyacının hızlı bir şekilde artması, sınırlı enerji kaynaklarından elde edilebilen enerjinin daha verimli olarak kullanılması ihtiyacını doğurmuştur. Buna ek olarak fosil yakıtların sebep olduğu çevre kirliliği ve petrol fiyatlarındaki hızlı artış dönüştürülebilen kaynaklar ile enerji üretimi konusunda bilincin oluşmasını sağlamıştır. Yüksek yakıt maliyetleri ve çevreye olan zararları dolayısıyla hibrit motor seçeneğine sahip ve elektrik motorlu araçlar yakın gelecekte üretim maliyetlerinin de düşmesiyle içten yanmalı motorlu araçların yerini alacaklardır.

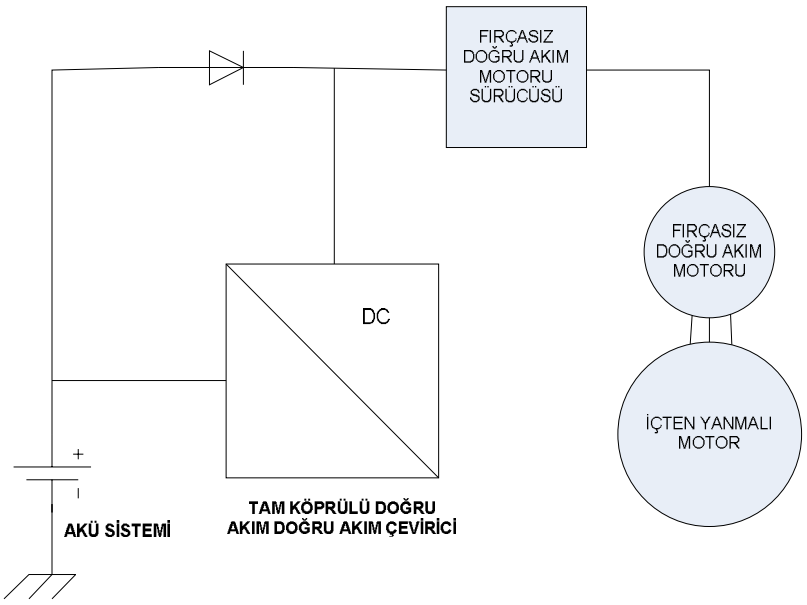
1.1 Tezin Amacı

Elektrikli ve hibrit araçlar için en önemli avantaj kuşkusuz kullanıcıya sağlayacakları ekonomi ve çevrecilikleridir. Ama günümüz teknolojisi elektrik enerjisinin saklanabilirliğini önemli ölçüde kısıtlamaktadır. Aracın elektrik motoru ve elektrik gereksimi duyan diğer elektronik aksamları için gerekli elektrik enerjisinin sağlanacağı akülerin yeterli gerilim seviyesinde tutulabilmesi büyük önem arz etmektedir. Tek bir şarj ile ne kadar yol alınabileceği ifadesi tüm diğer mekanik faktörler göz ardı edildiğinde, kullanılan akü teknolojisiyle birlikte aküye sağlanılan geri kazanımın oranıyla da yakından ilgilidir.

Bu tezin amacı elektrikli ve hibrit araçlarda elektrik motorundan ve hareketli parçalardan geri kazanılacak elektrik enerjisini en yüksek verimlilikle ve doğru akü şarj karakteristiğine uygun bir şekilde akülere aktarabilmektir.

Aracın elektrik motorunun geri kazanım zamanlarında motor dönüş hızı ve motorun geri kazanım karakteristiğine göre 100 V'dan 600 V'a kadar değişen doğru geriliminin akülere sabit gerilim olarak aktarılabilmesi gerekmektedir. Bu değer ise aracın sahip olduğu 14 adet kurşun asit akünün seri olarak bağlanmasından ortaya çıkan yaklaşık 180 V'dur. Yüksek aralıklı giriş geriliminin sabit bir çıkış gerilimine dönüştürülebilmesi probleminin çözülebilmesi için giriş gerilimimiz bazı zamanlarda arttırılmak bazı zamanlarda ise azaltılmak durumundadır.

Bu ihtiyaca cevap verebilecek doğru ve hızlı kontrolü yapabilmemiz ve kararlı enerji aktarımını yüksek verimlilikte gerçekleştirebilmemiz için sahip olduğumuz parametreler doğrultusunda doğru teknolojiye sahip anahtarlamalı güç kaynağı devresini tasarlamamız gerekmektedir. Sistem yapısı aşağıda şekilde gösterildiği gibidir.

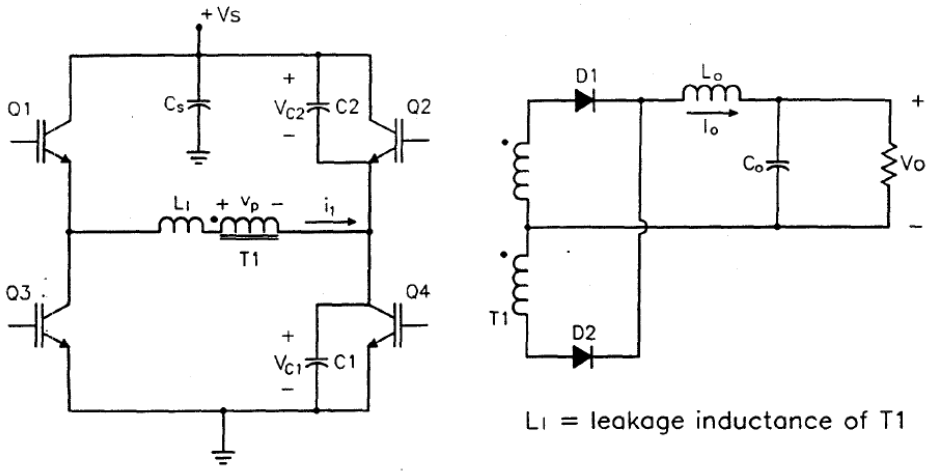


Şekil 1.1 : Tam köprülü dc-dc çevirici

1.2 Literatür Özeti

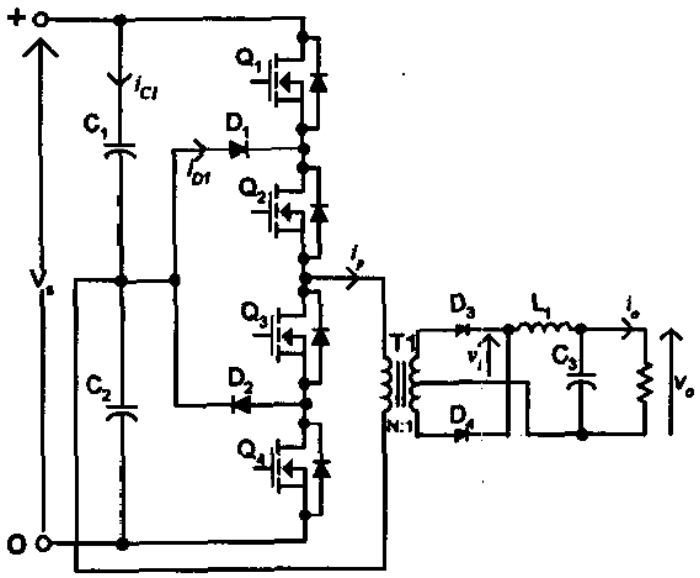
Benzer çalışmaların ne şekilde yapıldığı, kullanılan teknoloji ve topolojilerin incelenebilmesi için yapılan literatür çalışmasının sonuçları aşağıdaki gibidir. Dr. Iqbal Husain danışmanlığında bir proje grubu tarafından yapılan DC/DC Converter projesi Kasım 2003 yılında gerçekleştirilmiş. 21 – 48 V aralığında değişen giriş gerilimi sabit 400 V çıkış gerilimine dönüştürülerek 5 kW'lık çıkış gücü elde edilebilmiş. Topolojilerin karşılıklı özellikleri incelenerek PWM anahtarlamalı tam köprülü doğru akım – doğru akım dönüştürücüsüne karar verilerek devre tasarımı ve uygulaması yapılmış. Tasarım sonucunda devreden % 90 üzerinde verim elde edilmiş. PWM kontrolör olarak UC3825BN, sürücü tümleşik devresi olarak IR2110 ve IRFPS3810 MOSFET ' ler her kolda üçer adet paralel olarak sürülmüştür. Çıkış akım kontrolü için HTR 50 akım dönüştürücüsü ile akım okunabilmiştir.

B.J. Masserant ve T.A. Stuart, "A high frequency dc/dc converter for electric vehicles" başlıklı makalelerinde 1.5 kW tam köprülü doğru akım doğru akım dönüştürücüsünde IGBT'ler normalden daha yüksek olarak 40 kHz'de sürülmüş. Giriş de 120 – 300 V gerilim değişimi olan devre çıkış gerilimi 12.5 V 'dur ve çıkış akımı 0 – 120 A arasında değişmektedir. Tam yük altında devre verimliliği % 79.4 olarak ölçülmüş. Devrede yüksek frekans anahtarlama esnasında oluşacak akım atlamaları önlenmesi ve bastırılması amacıyla 0.47 Ω direnç ve sönümlendirici kondansatörler devreye eklenmiş. Control teknikleri olarak sıfır akım ve sıfır gerilimde geçiş rezonans teknolojileri karşılaştırılmış. Devre modeli aşağıdaki şekilde görülmektedir.



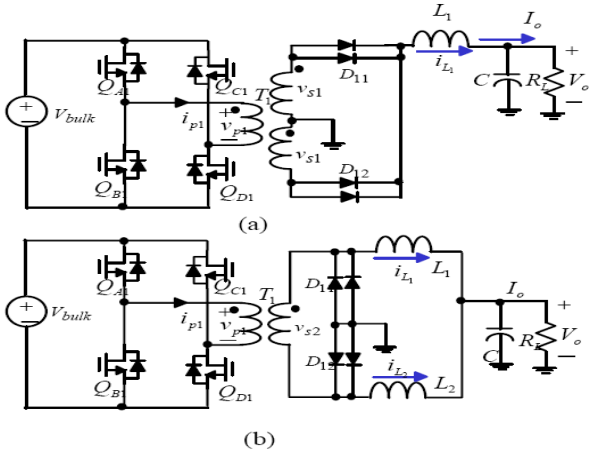
Şekil 1.2 : Yüksek frekansta dc/dc dönüştürücü, [1]

Yanuarsyah Haroen, Pekik Argo Dahonon ve Jasmin Sutanto, "A new type dc-dc converter for rolling stock auxiliary power supply" başlıklı makalelerinde giriş geriliminin 1200 V ve üzeri olduğu sistemlerde kullanılan anahtarlama elemanları Tristör ve GTO tristörlerle kurulan yarım köprü ve azaltıcı tip dönüştürücü topolojilerinin düşük frekanslarda kalması nedeniyle, yeni bir yarım köprü topolojisi geliştirilme aşamaları anlatılarak sonuçlar inceleniyor. Burada 1500 V doğru gerilim 380 V alternatif gerilime dönüştürülen sistemin gücü 15 kW'dır ve sistem çalışma frekansı 5 kHz ' dir. Modifikasyon yapılmış olan yarım köprülü dc-dc dönüştürücü şekil 1.2'de gösterilmiştir.



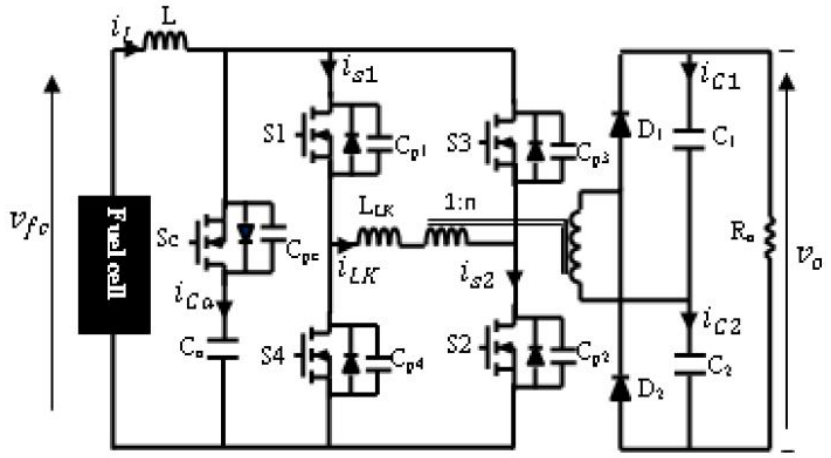
Şekil 1.3 : Modifiye edilmiş yarım köprülü evirici modeli [2]

J.B. Wang ve Ronald Li, Joe Chen, "Efficiency comparison of the full bridge converters in considered magnetic saturation" başlıklı makalelerinde, tam köprülü dc/dc dönüştürücülerinde transformatör orta uç çıkışlı ve tek sarımlı olmalarını referans alarak verimlilik karşılaştırılması yapılmıştır. Tasarlanan örnekte, 385 V giriş gerilimi ve 12 V çıkış gerilimi 66 A çıkış akımına göre 800 W gücünde güç kaynağı her iki transformatör yapısına göre tasarlanmış. Anahtarlama frekansı 125 kHz olan sistemde sıfır gerilim geçişi rezonant teknoloji uygulanmıştır. Yapılan karşılaştırmalı denemeler sonrasında orta uç çıkışlı transformatör uygulamasının daha fazla kayba neden olduğu görülmüş. Uygulamaların yapıldığı devre şemaları şekil 1.3'de göşterilmektedir.



Şekil 1.4 : TK çevirici (a) orta uç çıkışlı (b) Tek sarım sekonder uçlu [3]

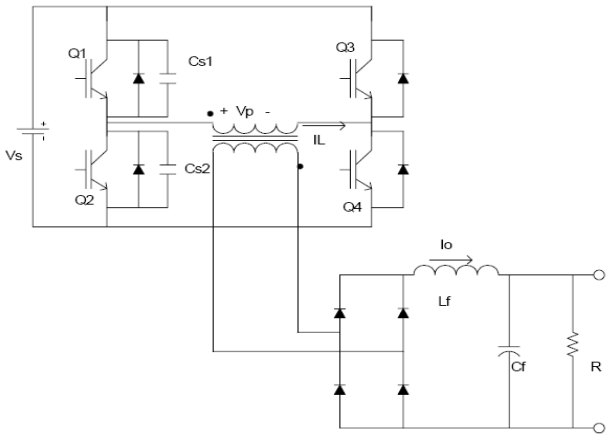
O. A. Ahmet, J.A.M Bleijs, "High efficiency full bridge current-fed dc-dc converter for a fuel cell power system" başlıklı makalelerinde, yakıt pili uygulamaları için aktif kenetleme devresinin eklendiği izoleli tam köprülü doğru akım – doğru akım çeviricisi anlatılmaktadır. Akım kontrollü tam köprülü çeviricinin diğer akım kontrollü çeviriciler ile verimlilikleri ve kayıp oranları karşılaştırılmıştır. 1.2 kW çıkış gücü, 650 V giriş gerilimi ve 26 – 50 V arasında değişen çıkış gerilimine sahip devre 50 kHz anahtarlama frekansıyla sürülmüştür. Aktif kenetleme devresi yardımıyla çıkış akımında dalgalanma % 35'den daha az gerçekleşmiştir. Karşılaştırılan topolojilerin verimlilik oranları, tam köprülü akım kontrollü transformatör orta uçlu çıkışlı % 85.5, önerilen topolojide % 97, aktif kenetleme akım kontrollü tam köprülü çeviricide % 91.7 ve L-type akım kontrollü çeviricide % 92 olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak çok yüksek frekansta önerilen akım kontrollü aktif kenetleme devresi eklenmiş tamköprülü topolojide çok daha yüksek verim elde edilmiştir. Devre diyagramı şekil 1.4 ' de gösterilmektedir.



Şekil 1.5 : Önerilen akım kontrollü tam köprülü çevirici devre [4]

Mehmet Timur Aydemir ve Ashish Bendre, Giri Venkataramanan, "A critical evaluation of high power hard and soft switched isolated dc-dc converter" başlıklı makalelerinde dört farklı dc-dc çevirici topolojilerinin kayıplarını incelenmiş. Topolojiler şunlardır, yarım köprülü çevirici (HBHS), anahtarlamalı sönümlendiricili yarım köprülü çevirici (HBSS), sıfır voltaj geçişli tam köprülü çevirici (FBZVS) ve yarı yumuşak anahtarlamalı tam köprülü çevirici (FBSSS)'dir. Burada çeviriciler, 650 V giriş gerilimi 350 V çıkış gerilimi ve 20 kHz anahtarlama frekansına göre

tasarlanmışlardır. Verimlilik oranları dikkate alındığında HBHS % 94.6, HBSS % 95.1, FBZVS % 96.1 ve FBSSS % 96.4 olarak gerçekleşmiştir. Sonuçlar dikkate alındığında yarı yumuşak anahtarlamalı tam köprülü çevirici en yüksek verimlilik oranına sahiptir. FBSSS çeviricinin devre şeması şekil 1.5'de görüldüğü gibidir.



Şekil 1.6 : FBSSS çevirici devresi [5]

2. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARININ TASARIMININ SİSTEM İÇERİSİNDEKİ ROLÜ

Anahtarlamalı güç kaynakları, içerisinde kullanıldıkları sistem için çok önemli bir role sahiptirler. Pek çok açıdan sistemin ana elemanıdırlar. Sistem devre elemanları için gerekli olan sürekli ve ayarlanabilir enerji, anahtarlamalı güç kaynakları tarafından sağlanır. Ayrıca sistem için zaralı olabilecek şebekeden kaynaklanan gerilim dalgalanmaları gibi problemleri izole ederek sistem elemanlarının zarar görmesini engellerler. Eğer ki güç kaynağımız arızalanırsa da, bu arıza sisteme etki etmemeli sistemde arızaya sebep olmamalıdır.

2.1 Tasarım Sürecinde Sistem Parametrelerinin Belirlenmesi

Sistem ihtiyaçlarına cevap verebilecek iyi bir anahtarlamalı güç kaynağı devresi tasarlamadan önce tasarımcı aşağıdaki soruların cevaplarına mutlaka ulaşmalıdır. Bu temel sorular aşağıdaki gibidir [5] ;

1. Sistem beslemesini nereden alacak ?
2. Sistem için izin verilen elektromanyetik girişim (EMI) ve radyo frekans girişim (RF) miktarı ?
3. Devrenin kullanılacağı çevresel koşullar ?
4. Sistemde kısıtlamaları nelerdir ?
5. Sistemin maksimum ve minimum akım gereksinimi ve giriş ve çıkışlardaki gerilim değerleri nelerdir ?
6. Sistem içerisinde gürültüye duyarlı eleman mevcut mudur ?
7. Anahtarlamalı güç kaynağı devresi için izin verilen boyut ve şekil nedir ?
8. Güç kaynağı için özel bir ara yüz gereksinimi var mıdır ?

Yukarıdaki soruların cevapları güç kaynağı tasarımındaki temel parametrelerinin oluşturulabilmesinde yardımcı olacaktır.

2.2 Uygun Güç Kaynağı Teknolojisi seçimi

Sistem gereksinimleri doğrultusunda en uygun güç kaynağı teknolojisi seçimi yapılmalıdır. Uygun teknolojinin belirlenmesini etkileyen başlıca faktörler aşağıdaki gibidir.

1. Maliyet
2. Ağırlık ve alan
3. Ne kadar ısı açığa çıkacak ve bunun için gerekli soğutucu sistem yapısı.
4. Ne tür kaynakla sistem beslenecek
5. Yük devresinin gürültü toleransı
6. Güç kaynağından kaç farklı gerilim seviyesinde çıkış yapılacak ve bunları karakteristikleri
7. Projenin tamamlanması için izin verilen süre.

Güç kaynağı sistemlerinde üç ana güç kaynağı teknolojisi göz önünde bulundurulur. Bunlar:

1. Lineer doğrultucular

Lineer regülatörler çoğunlukla düşük maliyet ve kısa tasarım süresi gerektiren durumlarda kullanılırlar. Ama lineer regülatörlerin verimlilikleri düşük ve anahtarlama kayıpları yüksektir. Lineer regülatörler sadece bir çıkış verebilirler ve çıkış gerilim değeri giriş değerinden düşüktür. Lineer regülatörlerin verimlilikleri ortalama % 35 - % 50 seviyelerindedir. Kayıplar ısı olarak açığa çıkar.

2. Darbe genişliği modülasyonlu (PWM) anahtarlamalı güç kaynakları

Darbe genişliği modülasyonlu anahtarlamalı güç kaynakları lineer regülatörlere göre çok daha verimlidirler ve çok daha geniş alanlarda kullanılabilirler. Yaygın olarak taşınabilir cihazlarda, uçak ve uzay teknolojisinde, otomotivde ve birçok endüstriyel uygulamalarda karşımıza çıkan PWM anahtarlamalı güç kaynakları özellikle çok sayıda çıkış verebilen ve yüksek verimlilik gerektiğinde durumlarda

kullanılırlar. Isı kayıpları lineer regülatörlere göre çok daha az olduğu için daha az soğutucu gereksinimi duyarlar bu nedenle çok daha hafiftirler. Fakat üretim maliyetleri yüksek ve tasarlanabilmesi için daha uzun mühendislik zamanına ihtiyaç vardır.

3. Rezonans teknolojili anahtarlamalı güç kaynakları

PWM anahtarlamalı güç kaynaklarına göre daha hafif, küçük boyutlarda ve sistem gürültülerinin azaltılması gerektiği durumlarda rezonans teknoloji anahtarlamalı güç kaynaklarında kullanılır. Havacılık ve uzay elektroniği alanlarında, hafif taşınabilir ekipman ve modüllerde yaygın olarak bu teknoloji tercih edilmektedir. Ama diğer iki teknolojiye göre rezonans teknolojili anahtarlamalı güç kaynağı tasarımı ve üretimi çok yüksek maliyetli ve çok daha fazla mühendislik çalışması gerektirmektedir.

Çizelge 2.1 : SMPS Teknolojileri (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir)

	Lineer Regülatör	PWM Anahtarlamalı Güç Kaynağı	Rezonans Teknolojili Anahtarlamalı Güç Kaynağı
Maliyet	Düşük	Yüksek	Çok yüksek
Ağırlık	Yüksek	Hafif - orta	Hafif – orta
Gürültü	Yok	Yüksek	Orta seviye
Verimlilik	% 35-50	%75-85	%78-92
Çoklu çıkış olanağı	Yok	Var	Var
Tasarım süreci	1 Hafta	5 Kişi / ay	8 Kişi / ay

2.3 Güç Kaynaklarında Genelleştirilmiş Tasarım Yaklaşımı

En genelleştirilmiş ifadesi ile tasarıma yaklaşım aşağıdaki gibi olmalıdır.

1. Gerçeklenecek uygulama için en uygun teknoloji ve topolojinin belirlenmesi
2. Tasarım gereksinimleri göz önünde bulundurularak black-box hesaplamalarının yapılması. Bu hesaplar neticesinde yarı iletken kayıpları, maksimum ve minimum akım ve gerilim değerleri tahmin edilebilecektir.
3. Güç kaynağının şematik olarak tasarlanması.
4. Breadboard olarak güç kaynağını devresinin kurulması.

5. Devrenin test edilerek sistem gereksinimlerini karşılayıp karşılamadığının kontrolü yapılmalıdır. Tasarım gereksiniminden farklı sonuçlar elde edilen bölümler için gerekli modifikasyonların yapılarak tekrar test edilmeli, sonuçlar sistem gereksinimleriyle örtüşene kadar bu tekrarlanmalıdır.
6. Fiziki tasarımın tamamlanabilmesi için son olarak baskı devre (PCB) tasarımının ve soğutucu tasarımı yapılmalıdır.
7. Gerekliyse RFI ve EMI için testler yapılarak gerekli modifikasyonlar yapılmalıdır.
8. Anahtarlamalı güç kaynağımız sistem kullanımı için hazır.

En genel anlamıyla yukarıdaki basamaklarla basitleştirilmiş olarak ifade edilse de fiziki yapım bahsedildiği kadar basit olmayacaktır. Ve karşımıza çıkacak pek çok beklenmedik problem için hazırlıklı olmak gerekmektedir.

3. ANAHTARLAMALI GÜÇ KAYNAKLARI

Anahtarlamalı güç kaynağı teknolojisi uzun yıllardır var olsalar da 1970'li yıllardan beri kabul görmüş ve yaygın olarak kullanılmaya başlanılmışlardır ve lineer regülatörlere göre çok fazla avantaja sahiptir.

Yüksek verimliliğe sahip olan anahtarlamalı güç kaynakları aynı güç değerlerinde lineer regülatörlere göre çok daha küçük boyutlarda olurlar. Fakat tasarım süreleri ve maliyetleri yüksektir. Ayrıca daha fazla miktarda elektromanyetik girişime neden olurlar.

3.1 Anahtarlamalı Güç Kaynaklarının Temelleri

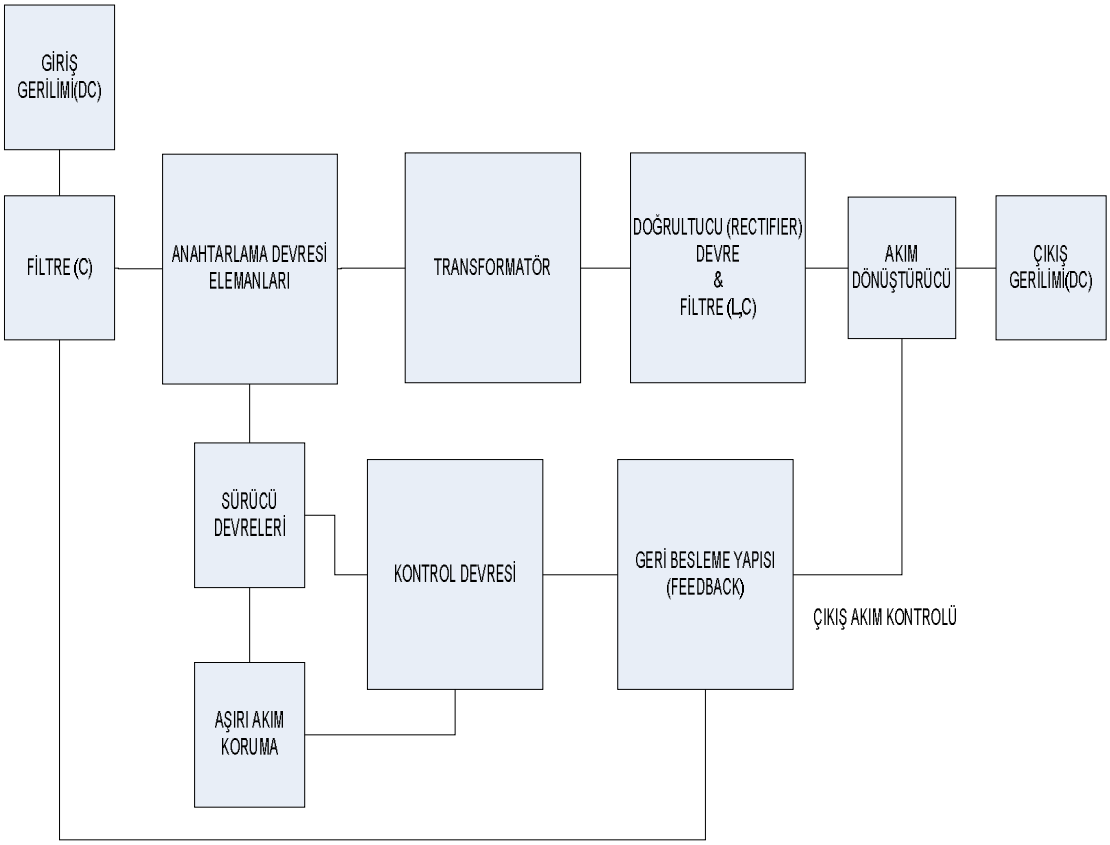
Anahtarlamalı güç kaynaklarının işleyişinin anlaşılabilmesi oldukça kolaydır. PWM anahtarlamalı güç kaynakları güç transistörlerinin iletim ve kesim durumlarında çalışırlar. Bu iki konum için akım-gerilim çarpımları kayıpları azaltmak için minimum seviyede tutulur. Başka bir ifadeyle, transistörler iletimde oldukları durumda minimum gerilim düşümü ve yüksek akım geçişine sebep olurlar. Kesim durumunda ise anahtar yüksek direnç göstererek akım geçişine izin verilmez ve transistör üzerinde yüksek gerilim görülür.

PWM anahtarlamalı güç kaynaklarında yüksek verimlilik doğru giriş geriliminin güç transistörleri yardımıyla kıyılarak (chopping) darbeler oluşturulmasıyla yapılır. Darbelerin genliği giriş gerilim değeri ile çalışma oranı (duty cycle) çarpımı kadardır. Darbe genişlik modülasyonu olarak adlandırılan bu yöntemde de çalışma oranı kontrolör tarafından transistörleri kontrol ederek ayarlanır. Giriş gerilimi bu yöntemle önce kare dalga alternatif gerilim formuna sokularak transformatör yardımıyla yükseltilebilir ya da azaltılabilir. Son olarak da çıkışta doğru gerilim elde edebilmek için sistem verilerine uygun olarak filtreleme yapılır. Burada kontrolörün ana görevi çıkış da elde edilen doğru gerilimi istenilen değere göre regüle edebilmektir. Çalışma prensibine göre iki ana anahtarlamalı güç kaynağı çeşidi vardır.

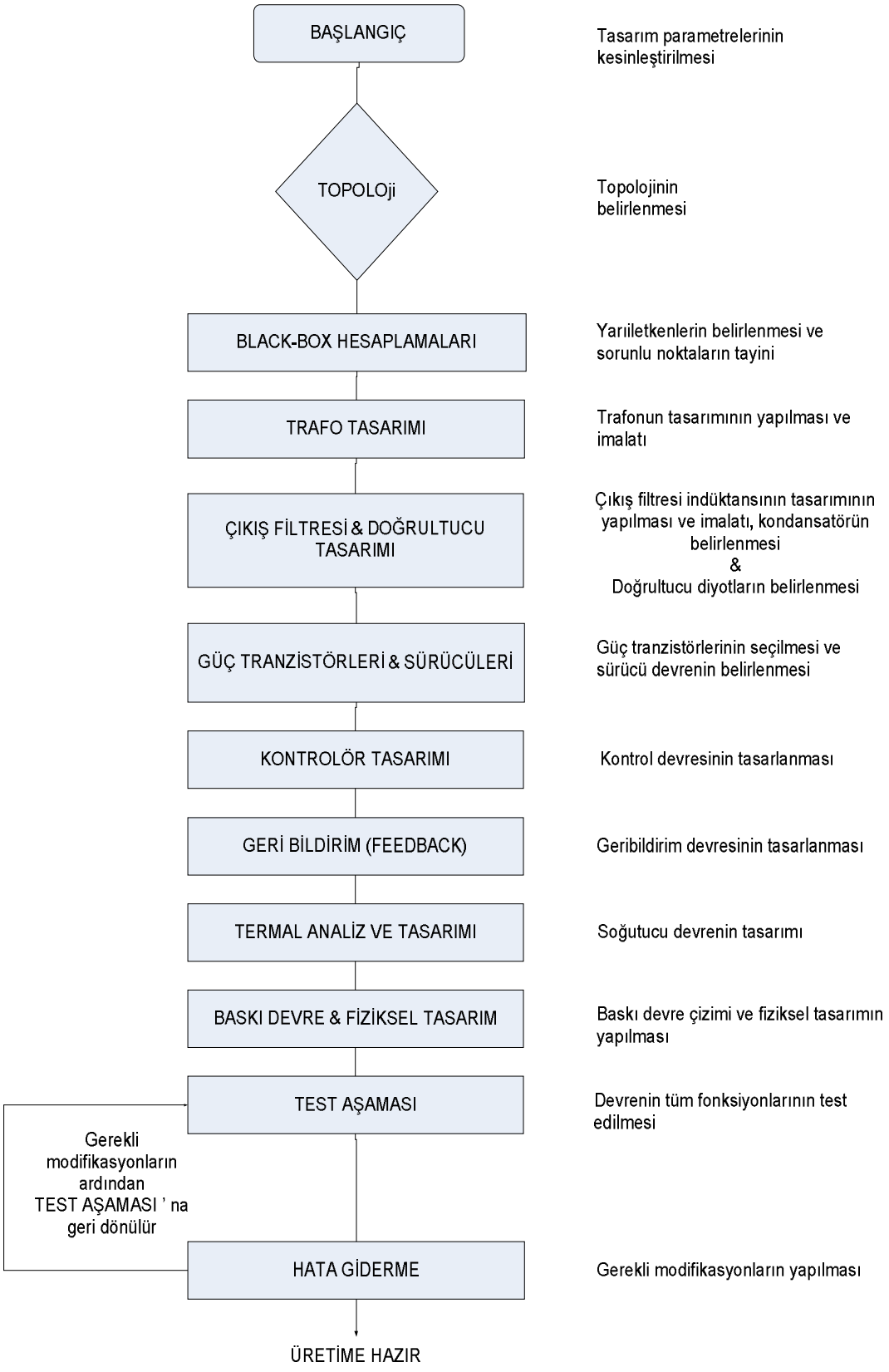
Bunlar ileri mod (forward-mode) dönüştürücüler ve yükseltici tip (boost-mode) dönüştürücülerdir.

3.2 PWM Anahtarlamalı Güç Kaynağı Tasarımında Blok-Yapı Yaklaşımı

PWM anahtarlamalı güç kaynaklarında oldukça güzel bir tasarım yapabilmek için organize bir yaklaşım sergilemek gerekmektedir. PWM anahtarlamalı güç kaynaklarının kompleks yapıları nedeniyle yapılacak tasarımı fonksiyonel bloklara ayırmak tasarım aşamasının daha sorunsuz ve hızlı gerçekleşmesini sağlayacaktır. Ayrıca, karşılaşılabilecek problemlerin önceden tahmininde olanak sağlayacaktır. Genellikle PWM anahtarlamalı güç kaynaklarında tasarım, sistem parametrelerinin belirlenmesi, güç bölümlerinin tasarlanması sonrada kontrol ve yardımcı fonksiyonların tasarıma eklenmesiyle devam eder. Son olarak da devre test edilir ve hataların giderilerek kusursuz çalışır hale getirilmesiyle son bulur. Aşağıdaki şekil 3.1'de bloklar halinde tasarımın nasıl yapılacağı ifade edilmektedir.



Şekil 3.1 : SMPS blok diyagramı



Şekil 3.2 : SMPS tasarımı (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir)

3.2.1 Topolojinin Belirlenmesi

Topoloji terimi, anahtarlamalı güç kaynaklarında güç komponentlerinin ne şekilde dizildiği anlamına gelmektedir. Tasarım yapılmadan önce dikkat edilmesi ve kararlaştırılması gereken en önemli konu hangi topoloji ile devrenin oluşturulacağıdır. Devrenin hangi şartlar altında kullanılacağı ve ne kadar güç taşıması gerektiği, topoloji seçimindeki en önemli etkenlerdir. Her topolojinin kendine özgü yapısı, avantajları ve dezavantajları vardır. Bir topoloji belki düşük maliyetlidir ama sınırlı güç taşıyabilir, bir diğeri de yüksek güçlere cevap verebilir ama maliyeti yüksektir. Herhangi bir uygulama için birden fazla topoloji aynı anda çalışabilir ama sınırlı maliyette istenilen performans tek topoloji uygulaması ile elde edilebilir. Çeşitli topolojilerin artı ve eksi yanları aşağıda şekil 3.3'de karşılaştırılmıştır.

Topoloji seçiminde optimum sonuca ulaşabilmek için gerekli başlıca faktörler şunlardır:

1. Giriş ve çıkış gerilimi için transformatör izolasyonu gerekiyor mu?

PWM anahtarlamalı güç kaynağımız için giriş gerilimi 100 – 600 V arasında olacaktır ve 40 V ve üzeri tüm anahtarlamalı güç kaynakları için transformatör izolasyonu zorunludur.

2. Transformatörün primer sargılarında görülecek gerilim değeri nedir?

Giriş geriliminin 100 V olduğu durumda transformatör primer sargısında tepeden tepeye (peak to peak) 200 $V_{(p-p)}$, girişte 600 V olması durumunda ise bu gerilim 1200 $V_{(p-p)}$ ' a çıkacaktır.

3. Güç transistörlerinden geçecek maksinun akım değeri nedir?

2000 W güç ihtiyacı ve 100 V giriş gerilim değerleri göz önüne alındığında, anahtarlama elemanlarından geçecek maksinum akım değeri 20 A civarında olacaktır.

4. Güç transistörlerinin maksinum çalışma gerilimi nedir?

Giriş gerilimi maksinum 600 V'da çalışacaklardır.

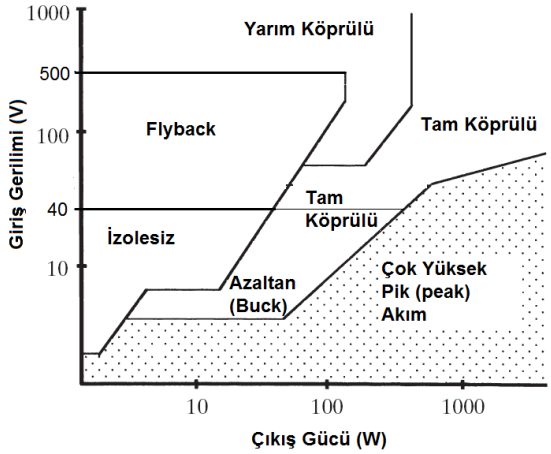
Aşağıdaki çizelgede çeşitli smps topolojilerinin karşılaştırılmaları mevcuttur. Çizelgede yeralan bilgiler doğrultusunda topolojiler hakkında fikir edinilebilir.

Çizelge 3.1 : SMPS Topolojileri (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir)

Topoloji	Güç Aralığı (W)	Giriş Gerilimi V_{dc}	Giriş-Çıkış İzolasyonu	Verimlilik (%)	Göreceli parça maliyeti
Gerilim düşürücü (Buck)	0-1000	5-40	Yok	78	1.0
Gerilim arttırıcı (Boost)	0-150	5-40	Yok	80	1.0
Azaltıcı-arttırıcı (Buck-boost)	0-150	5-40	Yok	80	1.0
İleri Mode (Forward)	0-150	5-500	Var	78	1.4
Flyback	0-150	5-500	Var	80	1.2
Push-Pull	100-1000	50-1000	Var	75	2.0
Yarım Köprülü (Half-bridge)	100-500	50-1000	Var	75	2.2
Tam köprülü (Full-bridge)	400-2000+	50-1000	Var	73	2.5

Transformatör izolasyonu 40V ve üzeri giriş gerilimine sahip tüm anahtarlamalı güç kaynakları için zorunludur.

Transformatörün birincil tarafında görülen gerilim değeri güç transistörleri üzerinden ne kadar akım akacağının göstergesidir. Sabit bir çıkış gücünün olduğu varsayılırsa, giriş gerilim değerinin düşük olduğu durumlarda güç transistörlerinin üzerinden yüksek akım akacak ve tepe akım değerleri yüksek olacaktır. Devre anahtarlama elemanlarını bu yüksek akım piklerinden korumak için uygun topoloji seçimi yapmak bu değerlerin düşürülmesinde yardımcı olabilir.



Şekil 3.3 : Çeşitli topolojilerin kullanım aralıkları [7]

Çizelge 3.1'de görüldüğü gibi 500 W üzeri güç ihtiyaçlarında Tam Köprü topolojisi kullanılır. Bu topolojide köprü devre dört adet güç transistörü gerektirmektedir. Ayrıca bu dört anahtarın üstteki iki tanesi float olarak sürülmesi gerekmektedir. Diğer tüm topolojilere göre en yüksek maliyetli olan tam köprü anahtarlamalı güç kaynaklarıdır ama bu güç değerlerinde yüksek maliyet gereklidir.

3.2.2 Black-Box Hesaplamaları

Black-box hesaplamaları esnasında anahtarlamalı güç kaynağımızda karşımıza çıkabilecek başlıca parametrelerin önceden belirlenmesi gerekmektedir. Bu hesaplamaların yapılmasının ardından bir önceki bölümde yaptığımız topoloji seçiminin doğruluğunun kontrolü de yapılabilir.

Devrenin giriş, çıkış değerleri ve anahtarlamalı güç kaynağı devremizin kullanılacağı sistem parametreleri kullanılarak bu hesaplamalar yapılabir.

Black-box hesaplamalarını aşağıdaki gibi yapacağız:

1. Çıkış gücü:

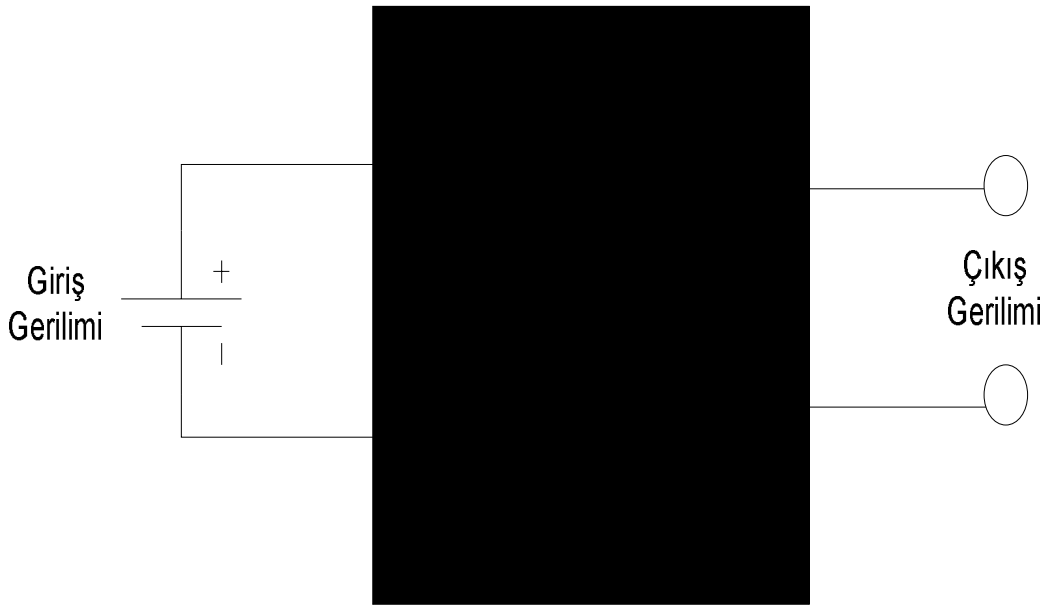
Anahtarlamalı güç kaynağımızın çıkış gerilimi yaklaşık 200 V olacaktır. Bu değer projede kullanılması düşünülen 14 tane seri bağlanmış kurşun asit akünün gerilim değerleri toplamı ve bu aküler için maksinum şarj akım değerinin çarpımıdır.

$$P_{out(\max)} = \sum_{n=0}^{m} V_{out(n)}.I_{out(n)} = V_{out(\max)}.I_{out(\max)} = (200V).(7A) = 1400\ \text{W} \qquad \textbf{(3.1)}$$

2. Giriş gücü:

Çizelge 3.1'de belirtildiği gibi tam köprülü doğru akım doğru akım dönüştürücümüz için verimlilik değerini % 73 olarak alırsak, çıkışta 1400 W elde edebilmek için girişte ihtiyacımız olan güç değeri aşağıdaki gibidir.

$$P_{in} \cong \frac{V_{(out)}}{\eta(Verimlilik : tah\min i)} = \frac{1400}{0.73} \cong 2000W \qquad \textbf{(3.2)}$$



Şekil 3.4 : Black-box yaklaşımı [8]

3. Giriş akım ve gerilim değerleri:

Giriş gerilimimiz 100 - 600 V arasında değişiyor olsa da girişde en yüksek akım değeri en düşük gerilim değerinde görülecektir. Bu nedenle akım hesabı yapılırken girişdeki güç değeri minimum gerilim değerine bölünerek hesaplanabilir.

Öncelikle PWM anahtarlamalı güç kaynağımızın girişinde görülecek gerilim değerlerini hesaplamak gerekmektedir. Sistem gereği, fırçasız doğru akım motorunun jeneratör olarak çalıştığında vereceği çıkış gerilimi doğrultulduğunda güç kaynağı için giriş gerilimi olacaktır. Bu değer motorun dönüş hızlarına göre aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_{in} = K_m W \qquad \textbf{(3.3)}$$

K_m= 1.19064

Hesaplamalarda görüldüğü gibi motorun 850 min^{-1} dönüş hızında motor çıkışında yaklaşık 106 V ve 5000 min^{-1} dönüş hızında 622 V gerilim görülecektir. Anahtarlamalı güç kaynağımız tasarlanırken bu değer 100 - 600 V arasında sınırlandırılacaktır.

$$W_1 = \frac{(850\,\min^{-1})2\pi}{60} = 89 rad/s$$
$$V_1 = K_m W_1 = 105.96V$$
$$W_2 = \frac{(5000\,\min^{-1})2\pi}{60} = 523 rad/s \quad \textbf{(3.4)}$$
$$V_2 = K_m W_2 = 622V$$

Anahtarlama elemanlarından geçecek en yüksek akım değeri denklem 3.5'de görüldüğü gibidir.

$$I_{in(\max)} = \frac{P_{in}}{V_{in(\min)}} = \frac{2000W}{100V} = 20\,\text{A} \quad \textbf{(3.5)}$$

Tasarlanan PWM anahtarlamalı tam köprülü güç kaynağında çalışma oranı 100 - 600 V arasında aşağıdaki gibi değişecektir.

$$V_{out} = 2.V_{in}.D.\frac{N_s}{N_p} \quad \textbf{(3.6)}$$

Burada;

N_s/N_p trafo sarım oranıdır ve 2.05'dir

V_{out} çıkış gerilimini nominal 186 V olarak kabul edersek;

100 V giriş gerilimi için;

186=2x100xDx2

D=0.45

600 V giriş gerilimi için ise bu değer

D=0.075

olacaktır.

Tam köprü topolojisine uygun olarak çalışma oranı 0.075 < D < 0.45 arasında olacaktır.

Giriş akım değeri:

$$I_{rms} = \frac{I_{in}}{2.D} = \frac{20}{2.(0.45)} = 22.22\ \text{A} \qquad \textbf{(3.7)}$$

Giriş kondansatör akımı;

$$I_{cap} = \sqrt{(I_{rms}^2 - I_{in}^2)} = \sqrt{(22.22^2 - 20^2} = 9.68\ \text{A} \qquad \textbf{(3.8)}$$

Fırçasız doğru akım motorundan gelen gerilimin filtre edilebilmesi için gereken kondansatör minimum değeri;

$$C_1 = \frac{I_{cap}}{\omega.\Delta V} = \frac{9.68A}{2\pi f(0.3)} \cong 200\ \mu\text{F} \qquad \textbf{(3.9)}$$

En fazla 300 mV gerilim dalgalanması ve 25 kHz çalışma frekansı için giriş kondansatör değeri yaklaşık 200 µF olmalıdır.

4. Giriş tepe akım değeri:

Seçilen topolojiye göre değişir ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

k: 1.4 tam köprü doğru akım doğru akım dönüştürücü devreler için

$$I_{pk} = \frac{k.P_{out}}{V_{(in,\min)}} = \frac{(1.4).(1400)}{100} = 19.6\ \text{A} \qquad \textbf{(3.10)}$$

5. Güç transistörlerinin ve doğrultucu diyotların seçimi:

Tam köprü güç kaynağı topolojisine göre belirlenen yukarıdaki akım ve gerilim değerlerinin anahtarlama elemanları ve doğrultucu diyotlar üzerinde yaratacağı stres tahmin edilebilir. Ama bu tahmini değerin içerisine % 90 güven payının da eklenmesi gerekmektedir.

Aşağıdaki çizelge 3.2'de tam köprü topolojisi için anahtarlama elemanları ve doğrultucu diyotlar üzerinde oluşacak stres tahmini yer almaktadır.

Çizelge 3.2 : Güç Transistörü Seçiminde Önemli Parametreler

Topoloji	*Bipolar Güç Anahtarı*		*Mosfet Güç Anahtarı*		*Doğrultucu Diyot*	
	V_{CEO}	I_C	V_{DDD}	I_D	V_R	I_F
Tam Köprü	$V_{in}(\max) = 600V$	$\frac{1.2(P_{out})}{V_{in(\min)}} = 16.8A$	$V_{in}(\max) = 600V$	$\frac{1.2(P_{out})}{V_{in(\min)}} = 16.8A$	$2.V_{out} = 400$ V	$I_{out} \approx 7$ A

6. Devre elemanları üzerinde oluşacak kayıp oranlarının tahmini:

PWM anahtarlamalı güç kaynağı devresini oluşturan komponentler üzerinde oluşacak tahmini kayıplar tam köprülü dc-dc çevirici için çizelge 3.3'de görüldüğü gibi olacaktır.

Çizelge 3.3 : Devre Elemanları Kayıp Oranları [9]

Topoloji	*Anahtarlama elemanı*		*Tüm devrenin Tahmini Verimlilik Oranı (%)*	*Komponentlerin toplam kayıptaki oartalama oranları*			
	Bipolar	Mosfet		Anahtarlama Elemanları ve Sürücü devre	Doğrultucu diyotlar	Mayetik elemanlar	Diğer
Tam köprülü	X		70	50	40	5	5
		x	73	40	50	5	5

Tasarlanan PWM anahtarlamalı güç kaynağında kullanılan bazı elemanların kayıpları yaklaşık olarak aşağıdaki gibi olacaktır:

Her bir IGBT için anahtarlama kaybı:

$$P_{Loss(IGBT)} = I_{\max}^2 R_{on} = (20A)^2.(15m\Omega) = 6 \text{ W} \quad \textbf{(3.11)}$$

Tam köprü topolojisinde enerji dört IGBT üzerinden taşınacağı için bu kayıp 24 W olacaktır. Bu kayıp 125 °C 'de zorlamalı koşullarda oluşabilecek en yüksek kayıp miktarıdır.

Çıkış doğrultucu diyotlardan herbirinin kaybı aşağıdaki gibi olacaktır:

$$P_{Loss(diyot)} = I^2_{out(\max)}.R_{on(\max)} = (7\,A)^2(4m\Omega) \cong 0.2\,\mathrm{W} \quad \textbf{(3.12)}$$

Transformatör çıkışından gelen kare dalga gerilim iki adet diyot ile doğrultacağı için doğrultucu üzerindeki kayıp miktarı 0.4 W olacaktır. Bu kayıp, tasarımda kullanılan diyot özelliklerine göre diyotun iletimde olduğu durumda göstereceği en yüksek gerilim değerine göre hesaplanmıştır.

Transformatör üzerinde oluşacak yaklaşık kayıp miktarı da tasarlanan transformatörün verimliliği üzerinden yapılabilir. Anahtarlamalı güç kaynağı girişinde görülecek güç miktarın da anahtarlama kayıplarının çıkartılması sonucunda trafo birincil sargısında görülecek güç miktarı hesaplanabilir. Bu değerin transformatör kayıp oranı ile çarpılmasıyla trafo üzerindeki kayıp miktarı yaklaşık olarak hesaplanabilecektir.

$$P_{loss_trafo} = P_{giriş_trafo}(1-\eta) = (2000W - 24W).(1-0.98) \cong 40\,\mathrm{W} \quad \textbf{(3.13)}$$

Diğer kayıp ve faktörleri göz ardı edersek devre toplam kaybı denklem 3.14' deki gibi olacaktır.

$$P_{loss_toplam} = P_{loss_trafo} + P_{loss_diyot} + P_{loss_IGBT} \cong 40 + 0.4 + 24 \cong 64.4\,\mathrm{W} \quad \textbf{(3.14)}$$

3.2.3 Manyetik Elemanların Tasarımı

Tam köprülü doğru akım doğru akım dönüştürücüsü için çalışma frekansı 25 kHz olan 1 adet yüksek frekans transformatörü tasarlanmış ve sarılmıştır. 2 adet E tipi nüve ve litz teli kullanılarak sekonder sargıları toplamda 10 A'i taşıyacak şekilde tasarlanmıştır.Transformatör tasarımında dikkat edilmesi gereken noktalar aşağıda belirtilmiştir.

Tam köprülü sisteme ait manyetik devreyi tasarlarken göz önüne bulundurulması gereken bazı faktörler aşağıdaki gibidir [10]:

- Akı yoğunluğunun tepe değeri nüveyi doyuracak kadar büyük olmamalıdır. Ayrıca nüve kayıplarını en düşük değerde tutacak kadar küçük değerlerde seçilmelidir.

- Sargılar için kullanılacak bakır teller nüvenin içerisine sığacak kadar ince olmalıdır. Ancak telin kalınlığı doğru akım direnci ve buna bağlı bakır kayıplarını en küçük değerde tutacak şekilde seçilmelidir.

Transformatör tasarımında nüve geometrik sabiti K_{fe} nüvenin etkin manyetik boyutlarının bir ölçüsüdür. Bu sabit sayesinde transformatöre ait tüm parametreler hesaplanabilmektedir.

Transformatör tasarımındaki temel kıstaslar şunlardır,

- Nüve kaybı
- Akı yoğunluğu
- Bakır kaybı
- Akı yoğunluğuna göre toplam kayıp

Nüve kaybı akı yoğunluğunun tepe değeri B_{max} ile çalışma frekansının bir fonksiyonudur. Belirli bir frekans için nüve kaybı

$$P_{fe} = K_{fe} B_{\max}^{\beta} A_c l_m \qquad \textbf{(3.15)}$$

Burada A_c nüvenin kesiti, I_m manyetik yolun uzunluğudur. K_{fe} çalışma frekansına bağlı bir sabittir. β ise üreticinin kataloglarından alınacak bir sabittir. Bu sabit ferrit nüveler için genellikle 2.6 – 2.8 arasındadır.

Transformatörün primerine kare dalga uygulanmaktadır. Periyotun pozitif kısmında primere uygulanan toplam volt-saniye λ ile gösterilir.

$$\lambda_1 = \int_{t1}^{t2} V_1(t)dt \qquad \textbf{(3.16)}$$

Bu değer transformatörün primerine uygulanan akıdır. Bu akı, akı yoğunluğunun negatif tepe değerinden pozitif tepe değerine ulaşmasını sağlar. Bu nedenle akı yoğunluğunun ac bileşenlerinin tepe değeri

$$B_{\max} = \frac{\lambda_1}{2n_1 A_c} \tag{3.17}$$

ile ifade edilir. Burada görüleceği gibi primerdeki sarım sayısı arttırılarak B_{max} değeri küçültülebilir ve bu da nüve kayıplarının azalmasına neden olur. Fakat bu durumda aynı pencere kesitini kullanabilmek için daha ince iletkenler kullanmak gerekir. Bu da bakır kayıplarının artmasına neden olacaktır. Sonuç olarak tasarım sırasında kayıpları optimum düzeyde tutacak seçimler yapılmalıdır.

Sargıda meydana gelen bakır kayıplarının ifadesi aşağıdaki gibidir,

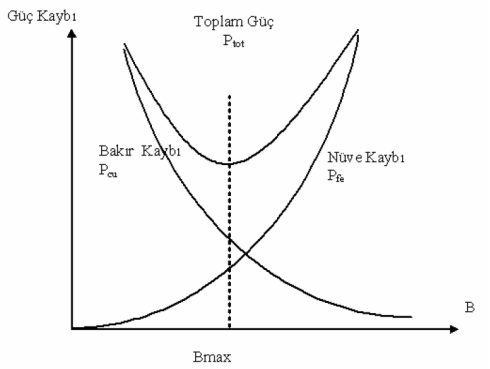
$$P_{cu} = \left(\frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u}\right)\left(\frac{MLT}{W_a A_c^2}\right)\left(\frac{1}{B_{\max}^2}\right) \tag{3.18}$$

Bu ifadede, ilk grup tasarımla ilgili spesifiasyonları gösterirken ikinci grup nüvenin geometrisiyle ilgili parametreleri gösterir. Son terim ise maksinum akı yoğunluğunu göstermektedir. Burada bakır kaybının maksinum akı yoğunluğunun karesi ile ters orantılı olduğuna dikkat edilmelidir. Yani maksinum akı yoğunluğu arttıkca bakır kaybı azalır.

Toplam güç kaybının ifadesi denklem 3.19'daki gibidir.

$$P_{tot} = P_{fe} + P_{cu} \tag{3.19}$$

Bakır kaybı, nüve kaybı ve toplam güç kaybının maksinum akı yoğunluğuna göre değişimi şekil 3.5'de görülmektedir.



Şekil 3.5 : Kayıplar ile akı yoğunluğu arasındaki ilişki [11]

Kayıpların en düşük düzeyde tutulduğu nokta optimum akı yoğunluğunun olduğu noktadır.

Buna göre güç ifadesi.

$$\frac{dP_{tot}}{dB_{\max}} = \frac{dP_{fe}}{dB_{\max}} + \frac{dP_{cu}}{dB_{\max}} = 0 \qquad \textbf{(3.20)}$$

Grafikte optimum akı yoğunluğu noktasının bakır ve nüve kayıplarının eşit olduğu noktanın solunda olduğu görülmektedir. Bu noktada,

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{\max}} = -\frac{dP_{cu}}{dB_{\max}} \qquad \textbf{(3.21)}$$

Demir ve bakır kayıplarının B_{max}'a göre türevleri alınırsa,

$$\frac{dP_{fe}}{dB_{\max}} = \beta K_{fe} B_{\max}^{\beta-1} A_c l_m \qquad \textbf{(3.22)}$$

Bu ifadeler birlikte çözülürse,

$$B_{\max} = \left[\left(\frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \right) \left(\frac{MLT}{W_a A_c^3 l_m} \right) \left(\frac{1}{\beta K_{fe}} \right) \right]^{\left(\frac{1}{\beta+2}\right)} \qquad \textbf{(3.23)}$$

Buna göre güç ifadesi aşağıdaki şekle gelir,

$$B_{\max} = \left[A_c l_m K_{fe} \right]^{\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \left[\left(\frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2}{4K_u} \right) \left(\frac{MLT}{W_a A_c^2} \right) \right]^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \left[\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \right] \qquad \textbf{(3.24)}$$

İfade yeniden gruplandırılırsa,

$$\frac{W_a A_c^{\left(\frac{2(\beta-1)}{\beta}\right)}}{(MLT) I_m^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}} \left[\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} \right]^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} = \frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}}{4K_u P_{tot}^{\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}} \qquad \textbf{(3.25)}$$

Bu ifadenin sol tarafı seçilen nüvenin geometrik özelliklerini içermektedir. İfadenin bu kısmına nüve geometrik sabiti K_{gfe} denir.

$$K_{gfe} \geq \frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{\left(\frac{2}{\beta}\right)}}{4K_u P_{tot}^{\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)}} \qquad \textbf{(3.26)}$$

Şartını sağlamalıdır. Nüve seçildikten sonra A_c, W_a, l_m ve MLT değerleri bilinmektedir. Bu değerler yardımıyla B_{max} ve primer sarım sayısı hesaplanabilir.

3.2.3.1 Tam Köprülü Eviricide Kullanılan Transformatör

P= 2 kW

D= 0.45

V_p= 90 V

V_{out}= 180 V

I_{out}= 10 A

f_s= 25 kHz

$$\begin{aligned} V_s &= V_{out} + 2.V_{d_on} \\ V_s &= 180 + 2.(1.8) \\ V_s &= 183.6V \end{aligned} \qquad \textbf{(3.27)}$$

Transformatör sekonder gerilimini bulabilmek için çıkış gerilimine 2 adet çıkış doğrultucu diyotlarını gerilim düşümleri eklenmelidir.

Buna göre;

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{183.6}{90} = 2.05$$

B_{max} = 0.08 T

Bu akı değeri için primer ve sekonder sarım sayıları,

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{10^{-4}(2B_{\max}A_c)} = 21$$

Buradan da seconder sarım sayısı 43 olarak bulunur.

Demir kaybı,

$$P_{fe} = K_{fe}B_{\max}^{\beta}A_c l_m = 0.548\,\mathrm{W}$$

Bakır kaybı,

$$P_{cu} = \left(\frac{p\lambda_1^2 I_{tot}^2}{K_u}\right)\left(\frac{MLT}{W_a A_c^2}\right)\left(\frac{1}{B_{\max}^2}\right) = 10.754\,\mathrm{W}$$

Toplam kayıp,

$P_{top} = P_{fe} + P_{cu} = 11.302$ W olacaktır.

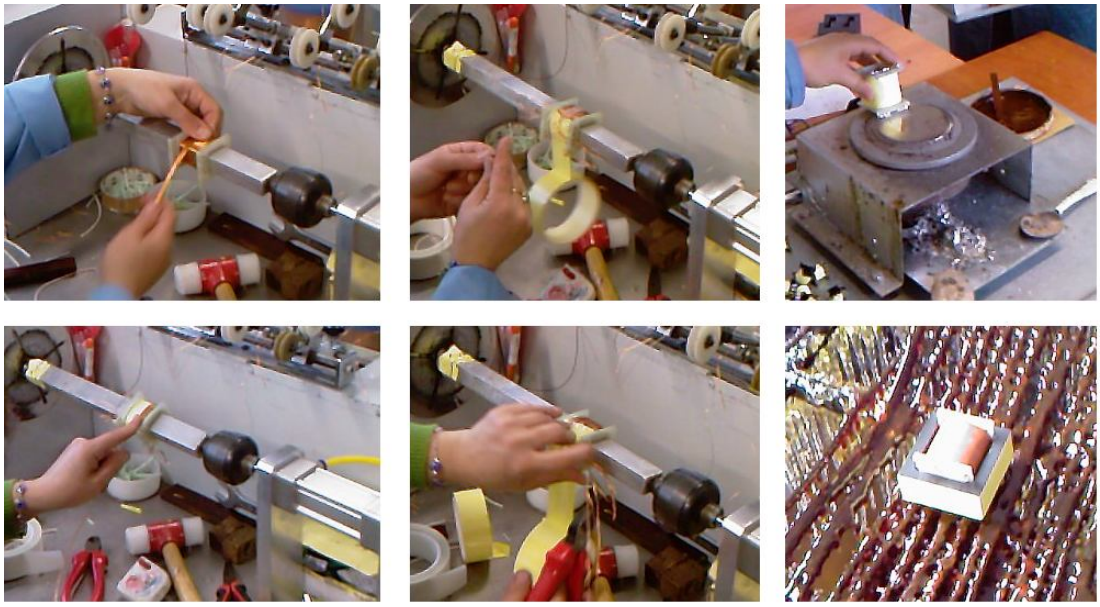
Tasarlanan transformatörün tüm parametreleri çizelge 3.4 ‘de yeralmaktadır.

Çizelge 3.4 : Transformatör Parametreleri

Transformatör primer sargı bilgileri	
Giriş gerilimi	90 V
Dalga şekli	Kare dalga
Primer devre konfigürasyonu	Tek sarım
Transformatör sekonder sargı bilgileri	
1. sekonder gerilimi	180 V
2. sekonder gerilimi	180 V
1. sekonder akımı	5 A
2. sekonder akımı	5 A
Verimlilik	% 98
Frekans	25 kHz
Akı Yoğınluğu	0.08 T
Toplam Güç	1800 W
Nüve geometrisi	1.22465473 cm 5TH
Manyetik materyal	Siemens N27-2000u
Nüve Bilgileri	
Nüve konfigürasyonu	2 adet E tipi
Manyetik yol uzunluğu (l_m)	14.7 cm
Pencere genişliği	4.44 cm
Nüve ağırlığı	394 gram
Ortalama dönüş çapı	13.8874 cm

Nüve alanı (A_c)	5.35 cm^2
Pencere alanı	5.3724 cm^2
Alanların çarpımı	28.74234 cm^4
Nüve geometrisi	4.4291 cm^5
Yüzey alanı	175.5136 cm^2
Nüve geçirgenliği (ρ)	2000
1000 çevrimde endüktans değeri	7200 mH
	Hesaplamalar
Pencere dolgu faktörü (K_u)	0.374
Transformatör akım yoğunluğu	494 $\left(\frac{A}{cm^2}\right)$
$\frac{Volt}{çevrim}$	4.29
$\frac{çevrim}{volt}$	0.23
Primer sarım sayısı	21 tek sarım
Primer tel çapı	0.7299 mm x 9 adet
Primer pencere kullanımı	0.175
Primer akım yoğunluğu	556 $\left(\frac{A}{cm^2}\right)$
Primer rms akım	20.408
Primer direnç	0.014 Ω
Primer bakır kaybı	5.049 W
Primer bakır ağırlığı	95.16 g
1. ve 2. sekonder gerilimi	184.3 V
Sekonder sarım sayısı	86 sarım, 43 turda bir uç çakacak
Sekonder tel çapı	0.505 mm x 5 adet
1. sekonder akımı	5 A
2. sekonder akımı	5 A
Sekonder direnç	0.084 Ω
Sekonder bakır kaybı	5.049 Watts
Sekonder akım yoğunluğu	490 $\left(\frac{A}{cm^2}\right)$
Sekonder pencere dolgu faktörü	0.199
Sekonder bakır ağırlığı	108.25 g
Nüve kaybı	0.548 W
Toplam bakır kaybı	10.754 W
Toplam kayıp	11.302 W
Transformatör verimliliği	% 99.376
Güç yoğunluğu	0.064 $\left(\frac{W}{cm^2}\right)$
Sıcaklık artışı	46.70 °C

Aşağıda şekil 3.6'da transformatörün imalat aşamaları görülmektedir.



Şekil 3.6 : Transformatör imalatı resimleri

3.2.3.2 Doğru Akım Çıkış Endüktansı Tasarımı

Çıkış filtre endüktansı voltaj ve akım üzerindeki dalgalanmayı (ripple) azaltmak için kullanılır. İndüktör çıkışında doğru akımla birlikte bunun üzerine binmiş küçük miktarda alternatif akım vardır. Büyük akım değerlerinde endüktans değerini arttırabilmek için nüveler arasında hava boşluğu bırakmak gerekmektedir.

Devre parametreleri doğrultusunda gerekli filtrelemeyi yapabilecek endüktans değerinin hesabı aşağıdaki gibi olacaktır,

$$V_{L_in} - V_{out} = L\frac{di_{out}}{dt} \qquad \textbf{(3.28)}$$

Burada endüktans üzerindeki gerilim düşümü, endüktans değerinin akım üzerindeki değişimine esit olacaktır.

$$V_{L_in} = \frac{1}{D}V_{out} \qquad \textbf{(3.29)}$$

İzin verilen en yüksek akım dalgalanması 2A,

dt= 20 µs ‘dir. Yarı periyot süresi kadardır.

Denklem düzenlenirse,

$$L = \frac{\frac{T_s}{2}(1-D)V_{out}}{2D} = \frac{(20\mu s)(1-0.7)180}{1.4} \cong 720\,\mu\text{H} \qquad \textbf{(3.30)}$$

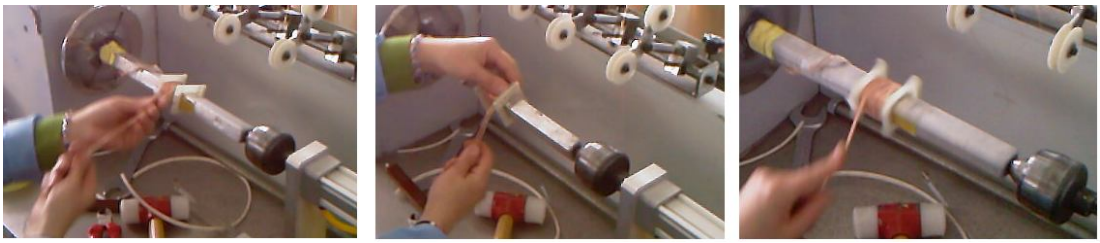
olarak bulunur. Tasarlanan endüktans verileri çizelge 3.5’deki gibidir.

Çizelge 3.5 : Çıkış Filtresi Endüktans Parametreleri

Giriş verileri	
Endüktans	720 µs
Çıkış akımı	8 A
Alternatif akım değişimi	0.56 A
Çıkış gücü	1800 W
Frekans	50 kHz
Akı yoğunluğu	0.15 T
Endüktans üzerinde biriken enerji	0.024681 W/s
Nüve geometrisi	0.648311 cm^5
Manyetik malzeme	Siemens N67-2300u
Nüve Bilgileri	
Nüve konfigürasyonu	2 adet E nüve
Manyetik yol uzunluğu (l_m)	14.7 cm
Pencere yüksekliği	4.44 cm
Nüve ağırlığı	394 g
Bakır ağırlığı	265 g
Ortalama tur uzunluğu	13.8874 cm
Nüve alanı(A_c)	5.35 cm^2
Pencere alanı	5.3724 cm^2
Alanlar çarpımı	28.74234 cm^4
Nüve geometrisi	4.4291 cm^5
Yüzey alanı	175.5136 cm^2
Nüve geçirgenliği	2300
1000 sarımdaki endüktans değeri	7200 H
Hesaplamalar	
Hava aralığı	0.5226 cm
Saçaklanma akısı (fringing lux)	1.639
Tel çapı	0.5168 mm
Tel sayısı	13
Akım yoğunluğu	301 A / cm^2
Pencere dolgu faktörü	0.362
Sarım sayısı	58 tur
Endüktans direnci	0.042 Ω
Endüktans üzerindeki gerilim düşümü	0.332 V
Sarım kaybı	2.658 W
Bakır ağırlığı	190.26 g

Alternatif akı yoğunluğu	0.004 T
Maksinum akı yoğunluğu (B_{max})	0.19 T
Nüve kaybı	8.455341 W
Toplam kayıp	11.113 W
İndüktör verimliliği	% 99.39
Enerji yoğunluğu	0.063 W / cm^2
Sıcaklık artışı	46.1 °C
Göreceli geçirgenlik	28
1000 turdaki endüktans değeri	127 mH
Manyetizasyon gücü	32.7 AT / cm

Endüktansın imalat aşamaları şekil 3.7'deki gibidir.



Şekil 3.7 : Endüktans sarımı

3.2.4 Doğrultucu Diyotları

PWM anahtarlamalı güç kaynağı devresinde doğru gerilim olarak gelen giriş gerilimi tam köprü eviricisi ile yüksek frekanslı kare dalga forma kavuşur. Transformatörden geçerek gerekli seviyeye ulaşan sinyal, son olarak devrenin çıkışında tam dalga doğrultucu diyotlar ile doğrultulur.

Burada ilk olarak doğrultucu teknolojisi seçilmelidir. İlk olarak pasif doğrultucu teknolojisi seçilebilir. Bu teknolojide doğrultucu diyotlar kullanılır. Diğer teknoloji ise senkron doğrultucudur. Bu teknolojide anahtarlamalı güç elemanları kullanılır. Senkron doğrultucu teknolojisi verimliliği arttırdığı için pil ömrü önemli olan taşınabilir cihazlarda sıklıkla kullanılır. Ama, kontrol devresi ve anahtarlamalı güç elemanlarından kaynaklanan ek maliyet de göz önünde bulundurulmalıdır. Pasif doğrultucu teknolojisi pek çok kullanım alanına sahiptir. Tam köprü doğru akım doğru akım çevirici güç kaynağı devrelerinde % 73 - % 85 verimliliğin kabul edilebileceği durumlarda ve devre tarafından açığa çıkacak ısının rahatlıkla kontrol edilebileceği durumlarda kullanılır. Devrenin tüm verimliliğinde çıkış doğrultucusu

kısmının etkisi göz önünde bulundurulduğunda doğrultucu teknolojii seçiminin önemi anlaşılabilmektedir.

Doğrultucu seçimini belirleyen ana faktör, devrenin giriş ve çıkış gerilimleridir. Bu değerler, yarı iletkenlerin kesimde oldukları durumda bloke etmesi gereken en yüksek gerilim değerini belirler. Orta uç çıkışlı transformatörde bu değer doğrultulmuş gerilimin 2 katına karşılık gelir. Denklem 3.33 ile minimum ters gerili seviyesinin belirlenmesini sağlar,

$$V_r = k(\frac{n_2}{n_2})V_{in(\max)} \qquad \textbf{(3.31)}$$

Tam dalga doğrultuculardа, orta uç çıkışlı transformatör uygulamaları için k değeri 2 olarak seçilecektir.

En yüksek giriş gerilimi seviyesi 600V ve transformatörün sarım oranı 2.05 olduğundan dolayı

$$V_r = k(\frac{n_2}{n_2})V_{in(\max)} = 2.(2.05)600 \cong 1200\,\text{V}$$

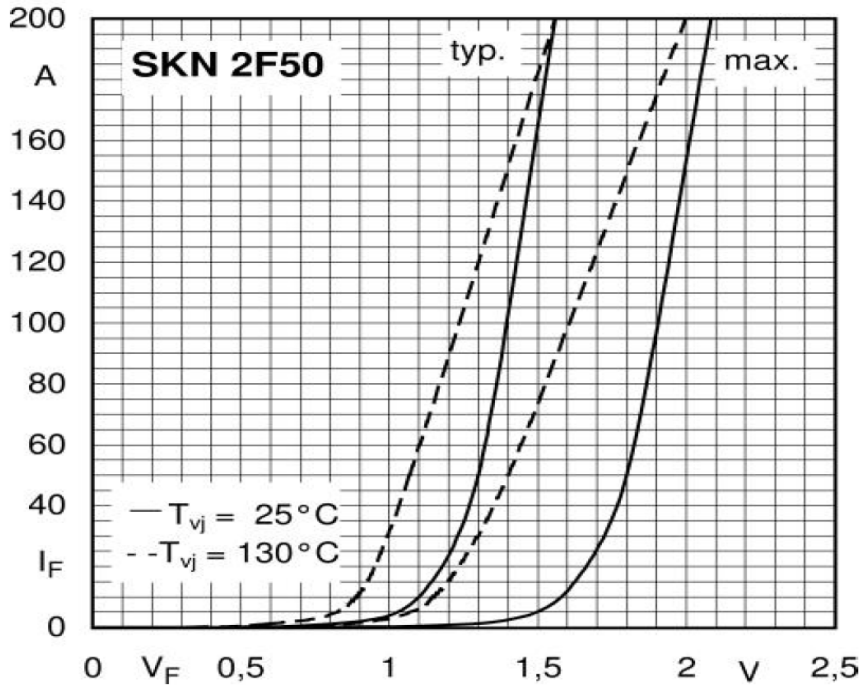
blok edilmesi gereken ters gerilim seviyesi yaklaşık 1200 V'dur.

Devrede Semikron marka SKN F50 model hızlı diyotlardan iki adet kullanılmıştır. Orta uç çıkışlı transistörlerden gelen gerilim bu doğrultucu diyot kullanılarak doğrultulmaktadır.



Şekil 3.8 : Semikron doğrultucu diyot

Diyota ait karakteristik veriler aşağıdaki grafikteki gibidir.



Şekil 3.9 : Diyot diz gerilimleri [12]

3.2.5 Çıkış Filtresi

Çıkış filtresi, doğrultucu diyotlardan gelen kare dalga alternatif akım dalga şeklini doğru akım dalga şekline dönüştürür. İleri mod çeviricilerde çift kutuplu L-C filtre vardır ve bu filtre yardımıyla doğrultulmuş kare dalganın ortalaması açığa çıkar. Yükseltici tip çeviricilerde ise tek kutuplu kapasitif filtre ile doğrultulmuş kare dalganın en yüksek değerin doğru akım olarak çıkış alınır. Her ikiside reaktif empedans filtreleridir ve düşük miktarda kayıba neden olurlar.

Çıkış filtresi için gerekli endüktans tasarımı doğru akım çıkış endüktansı bölüm 3.2.4.2'de anlatılmıştır.

Çıkış filtresi kondansatör değerinin hesaplanabilmesi için öncelikle çıkış gerilimi üzerinde ne kadar dalgalanmaya izin verebileceğine karar verilmelidir. Bu dalgalanma doğru gerilim üzerine binmiş üçgen şekilli küçük bir alternatif gerilim

dalga şeklidir. Yükseltici tip çeviricilerde tipik olarak bu değer 150 mV_{p-p} 'dir. Kondansatör değeri aşağıda denklem 3.34 ' de olduğu gibi hesaplanacaktır.

$$C_{out(\min)} = \frac{I_{out(\max)}(1-\partial_{\min})}{f.V_{ripple_p-p}} \qquad \textbf{(3.32)}$$

Burada $\partial_{\min}$ olabilecek en düşük çalışma oranı miktarına karşılık gelmektedir ve 0.3 olarak kabul edilmiştir.

$$C_{out(\min)} = \frac{I_{out(\max)}(1-\partial_{\min})}{f.V_{ripple_p-p}} = \frac{(7A).(1-0.3)}{(25\times10^{3})(150\times10^{-3})} \cong 650\ \mu F \qquad \textbf{(3.33)}$$

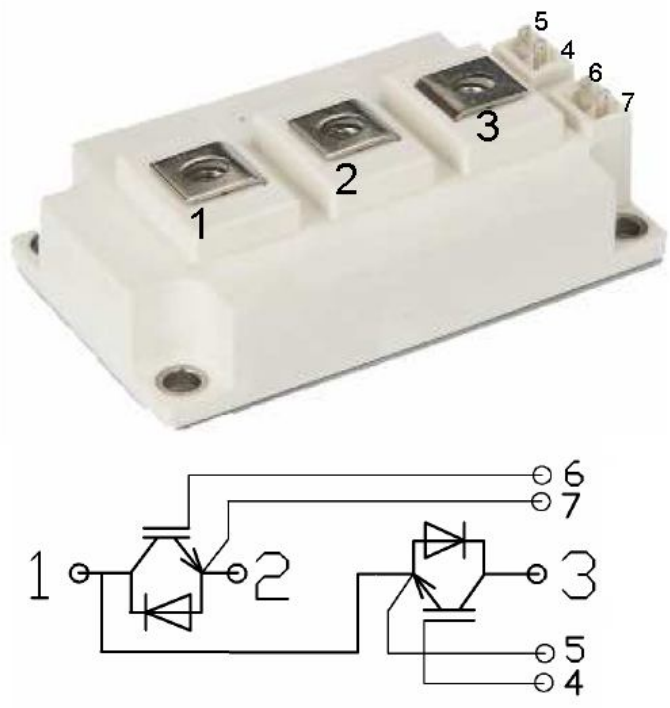
Bu durumda, çıkış filtresi olarak 720 µH indültans ve 650 µF kondansatör kullanılması durumunda en düşük çalışma oranı ve en yüksek akım değerlerinde en fazla 150 mV_{p-p} gerilim dalgalanması görülecektir.

3.2.6 Güç Transistörleri ve Sürücüleri

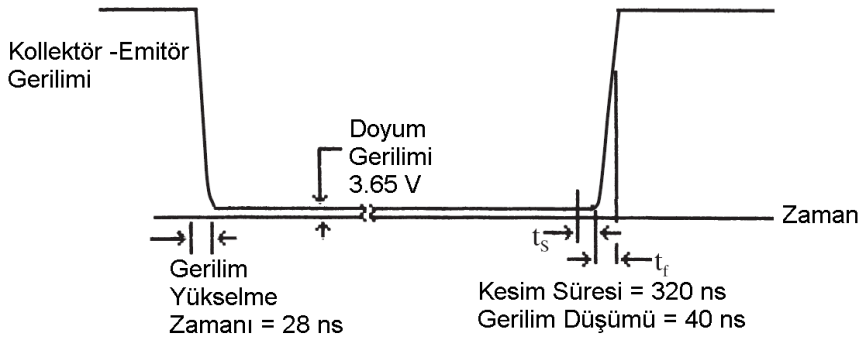
Güç anahtarlarının ana görevi girişten gelen doğru akım gerilimi darbe genişlik modülasyonu ile alternatif akım haline dönüştürmektir ve çalışma frekansını belirlemektir. Takip eden kısımda yüksek frekans transformatörü ile gerilim arttırılır ya da azaltılır ve son bölümde doğrultularak filtre edilir ve istenilen doğru akım çıkış değeri elde edilir. Devrede doğru akım doğru akım çevrimini sağlayabilmek için güç anahtarları doyum ve kesim modlarında çalıştırılırlar ve bu sayede kayıplar en aza indirgenebilir.

Güç transistörleri iki ana gruba ayrılırlar. Bunlar, bipolar güç transistörleri (BJT) ve MOSFET'lerdir. IGBT modüller yüksek güç uygulamalarında kullanılırlar, örneğin >> 1 kW güç kaynakları ve elektronik motor sürücülerde IGBT'ler MOSFET'lere oranla daha yavaş kapanabilme süresine sahiptirler. Bu nedenle 20 kHz uygulamaların altında kullanılırlar. Ama bu projede ultra yüksek hızlı IGBT modülleri kullanılmıştır. Darbe genişliği modülasyonu anahtarlamalı güç kaynaklarında 40 kHz ve rezonant teknolojilerde 100 kHz'e kadar kullanılabilmektedir. Şekil 3.10'da görüldüğü gibi iki adet IGBT tek bir modül içerisinde seri olarak yeralmaktadır.

Kapalı durumda 1200 V gerilim tutabilen modülün kollektör – emitör'ü arasında modül iletimde olduğu durumda doyum gerilimi en yüksek 3.65 V'dur. Açılışta 64 ns gecikme süresi olan modül 28 ns'de 600 V'a yükselebilmektedir. Modül ayrıca 30 ns'de kesime gidebilmektedir.



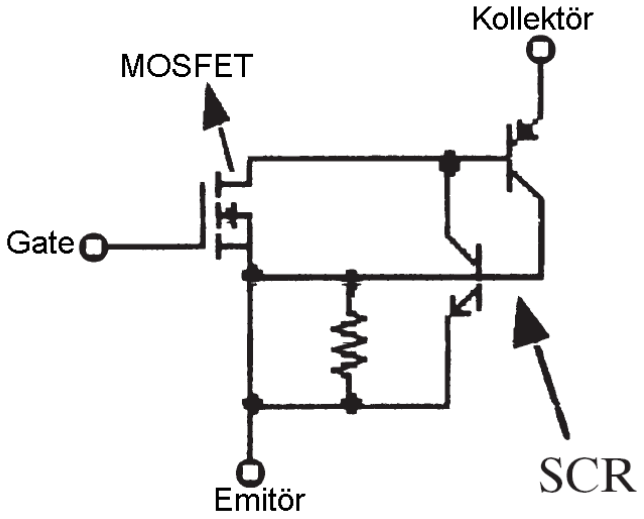
Şekil 3.10 : GD200HFU1200 IGBT modülü [13]



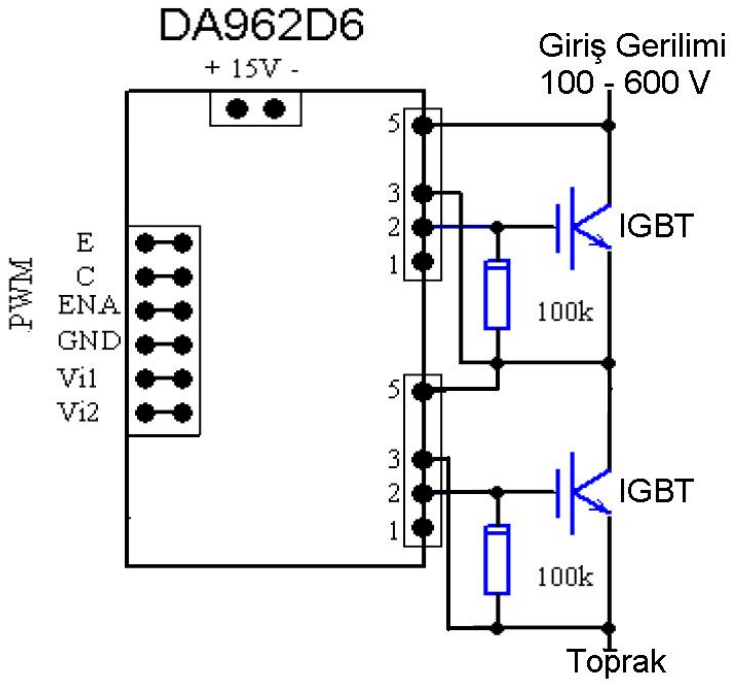
Şekil 3.11 : IGBT modül önemli parametreleri (Marty, Brown (2001)'e göre düzenlenmiştir)

IGBT modül, gate terminalinde güç MOSFET'i ve kollektör – emitör arasında SCR (silikon kontrollü doğrulducu diyot) 'den oluşan hibrit bir bipolar transistördür. Şekil .12'de IGBT iç yapısı görülmektedir.

IGBT modüllerin sürülebimesi için DA962D2V1 yüksek güç IGBT sürücü modüller kullanılmıştır. Her bir modül seri bağlı iki IGBT'yi sürebilmektedir. Yani low – side IGBT ve floating noktada olan üstteki IGBT aynı anda tek modülle sürülebilmektedir. Modüllerin sürücüye bağlantı şekli aşağıda şekil 3.13 ' de gösterilmiştir.

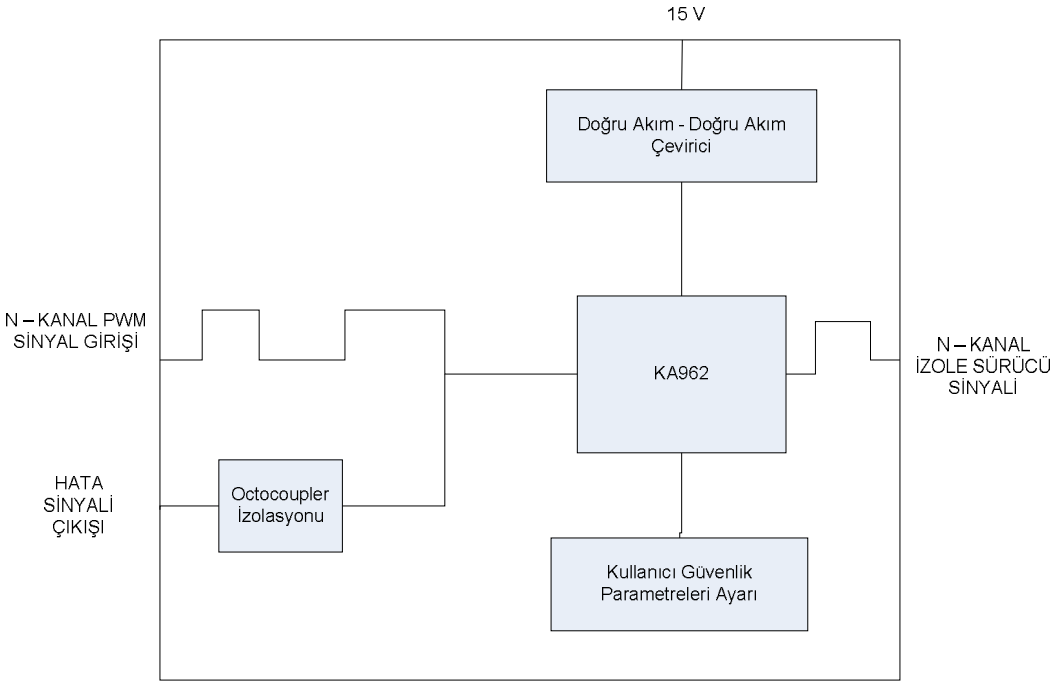


Şekil 3.12 : IGBT iç yapısı (Marty, Brown (2001)' e göre düzenlenmiştir)



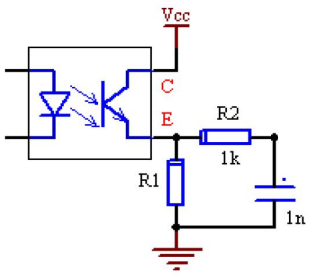
Şekil 3.13 : IGBT - sürücü bağlantı şekli [14]

Sürücü modülde iki adet çıkış vardır ve 300 A / 1700 V altındaki IGBT'leri sürebilen sistem, IGBT'leri sürebilmek için her çıkışdan 6 A akım verebilmektedir. 60 kHz çalışma frekansına kadar çıkabilen modül % 0 - % 100 arasında çalışma oranı oluşturabilmektedir. Modülün iç yapısı şekil 3.14 ' de blok diyagram olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.14 : IGBT sürücü blok diyagramı

Şekil 3.15 ' de ise alarm çıkış devresi gösterilmiştir. Kısa devre, yüksek akım gibi sürücü devrenin kendini kapattığı durumlarda kontrol devresine uyarı gönderen devre yapısıdır. Buradaki R_1 direnci $R_1 = \frac{V_{cc}}{2mA} = \frac{15V}{2mA} = 7.5\,\text{k}\Omega$ değerindedir.



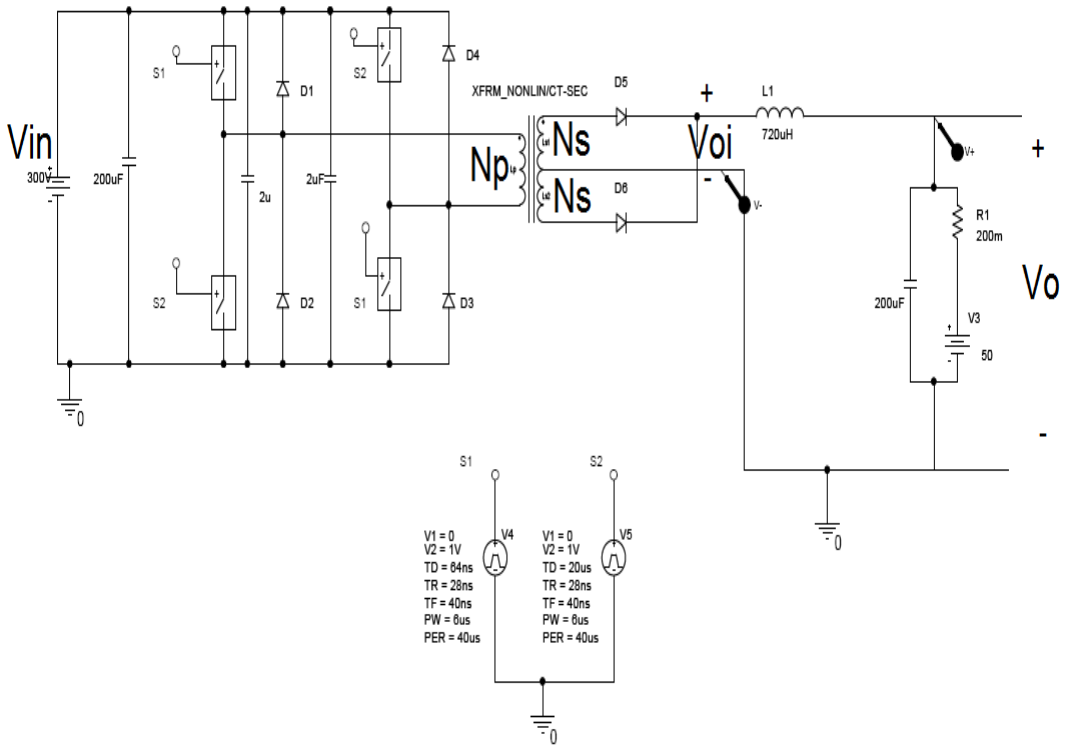
Şekil 3.15 : Alarm sinyal çıkışı [15]

3.2.7 Kontrol Devresi Tasarımı

Devrede kontrolör yongası olarak PIC16F877A serisi kullanılmıştır. Kontrol yöntemi olarakta başlangıçta giriş gerilimi takibi yaparak çıkışta istenilen gerilim seviyesine göre çalışma oranı ayarı yapılacaktır. Devrenin son halinde ise ulaşılmak istenilen sonuç, çıkış akımını giriş gerilimi ve akü doluluk oranlarındaki değişimleri ve bu değişime bağlı olarak akü iç direncinin değişimini dikkate alarak şarj akımını sabit tutabilmektir. Kontrolör devrenin çalışma şekli incelenmeden önce tam köprü doğru akım – doğru akım topolojisinin çalışması incelenecektir.

3.2.7.1 Tam Köprülü DC - DC Çevirici Devresi

Şekil 3.16'da tam köprülü doğru akım – doğru akım şeması görünmektedir. Burada S1 ve S2 anahtarları aynı periyot içerisinde birbirine ters olarak anahtarlanmaktadır. Yani, S1 anahtarları iletimde olduğu yarı periyot zamanında S2 anahtarları kesimde olacaktır. [16]

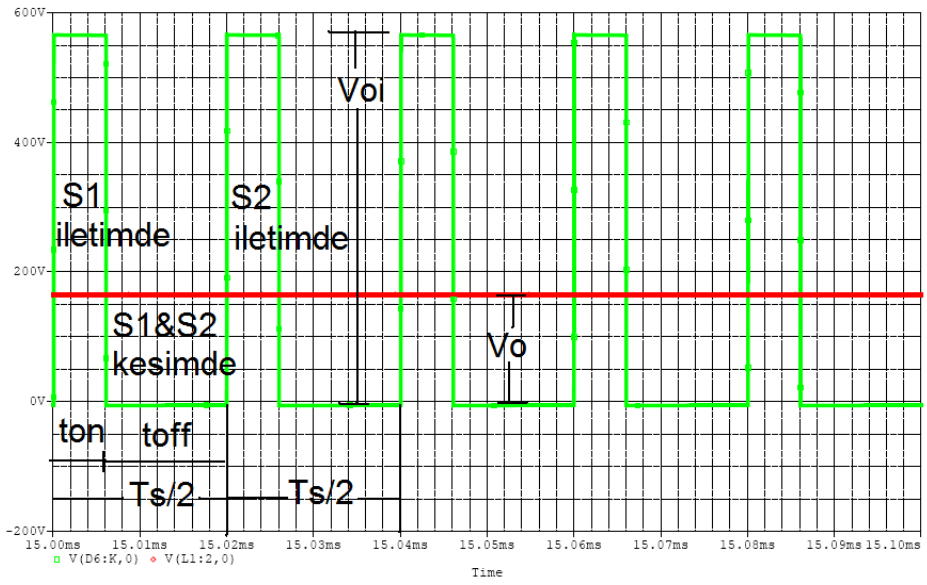


Şekil 3.16 : Tam köprülü dc-dc çevirici

S1 ya da S2 anahtarlarının iletimde olduğunda

$$V_{oi} = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \times V_i \qquad \textbf{(3.34)}$$

olacaktır.



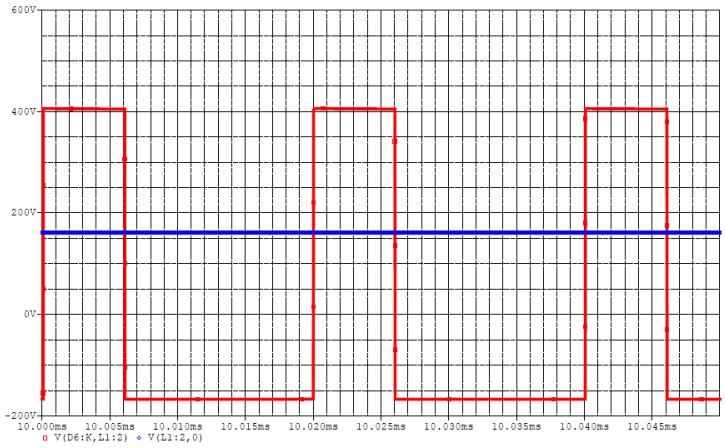
Şekil 3.17 : Doğrultucu gerilimi – çıkış gerilimi (V_{oi} - V_o)

Bir yarı periyotta çıkış endüktansı üzerindeki gerilim denklem 3.35'da olduğu gibi olacaktır.

$$V_L = \frac{N_2}{N_2} V_d - V_o \qquad \textbf{(3.35)}$$

S1 ve S2 anahtar çiftleri birlikte kesimde oldukları t_{off} zamanında endüktans üzerinde çıkış geriliminin tersi görülecektir

$$V_L = -V_o \qquad \textbf{(3.36)}$$



Şekil 3.18 : S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L - V_{os}

Yarı periyot zaman diliminde çıkış ve giriş gerilimleri arasındaki ilişki denklem 3.38'deki gibidir.

$$\frac{V_o}{V_i} = 2\frac{N_s}{N_p} \times D \qquad \textbf{(3.37)}$$

Burada çalışma oranı aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

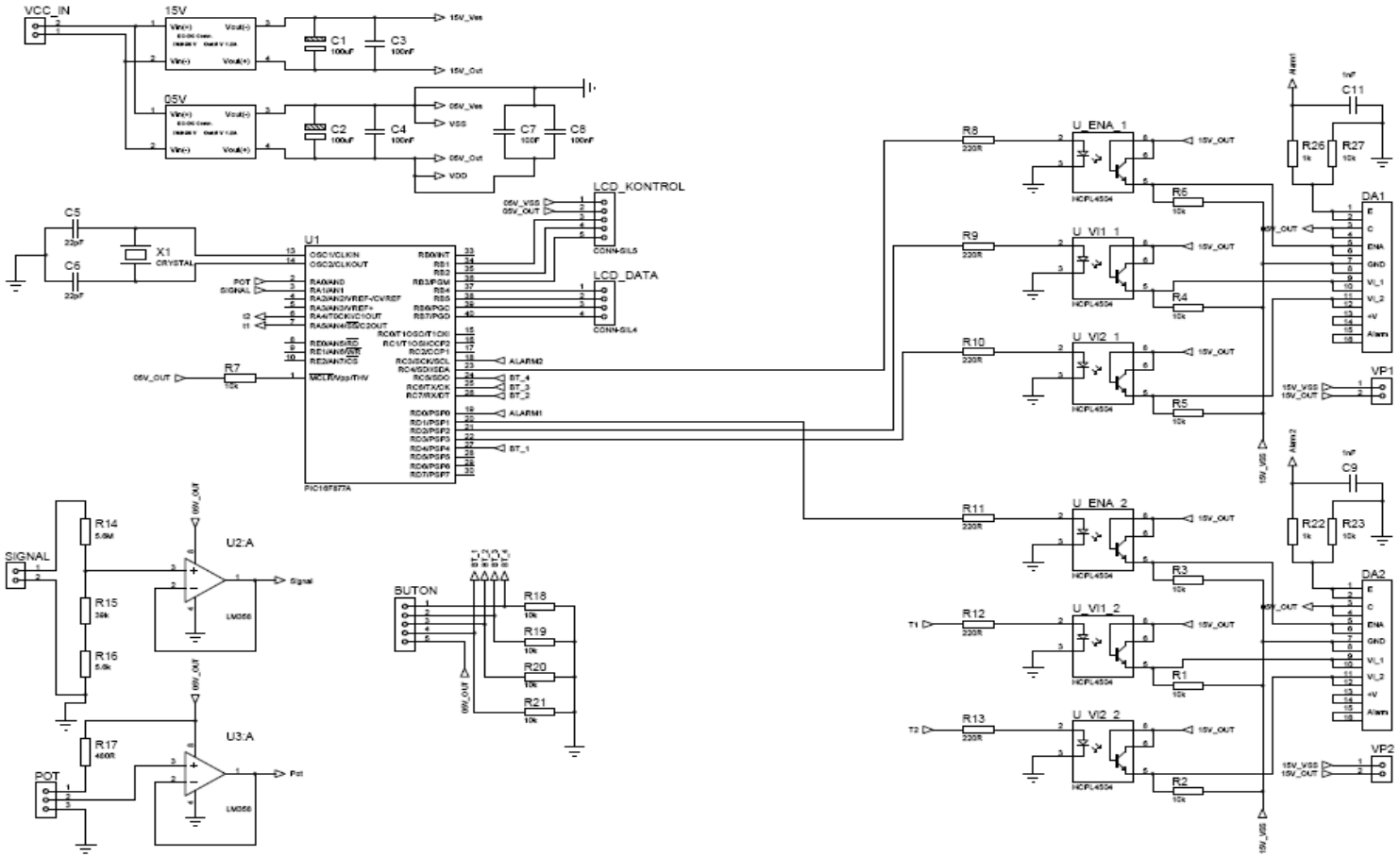
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \qquad \textbf{(3.38)}$$

Ve çalışma oranı $0 < D < 0.5$ arasında olabilir.

Anahtarlama elemanlarına ters yönde bağlanan diyotlar, transformatör primer sargıları üzerindeki sızıntı (leakage) endüktansından kaynaklanan akım için çevrim yolu sağlarlar.

3.2.7.2 Kontrol Devresi

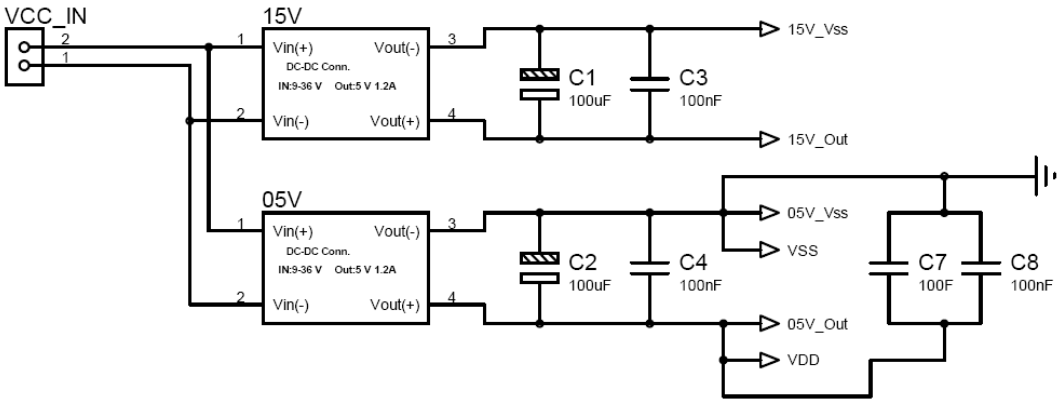
Tam köprülü doğru akım – doğru akım çeviricisinin sistem gereksinimlerine ihtiyaç verebilmesi için gerekli tüm parametrelerin işlendiği kontrol kartında kontrolör olarak PIC16F877A serisi kullanılmıştır. Devre şeması şekil 3.19'da



Şekil 3.19 : Kontrol devresi şeması

Kontrol devresi şeması çizimi için Proteus 7 Profesyonel ISIS programı baskı devre ve üç boyutlu devre şemaları çizimleri için ARES programları kullanılmıştır. Devre içerisinde yeralan alt bölümler aşağıdaki gibidir,

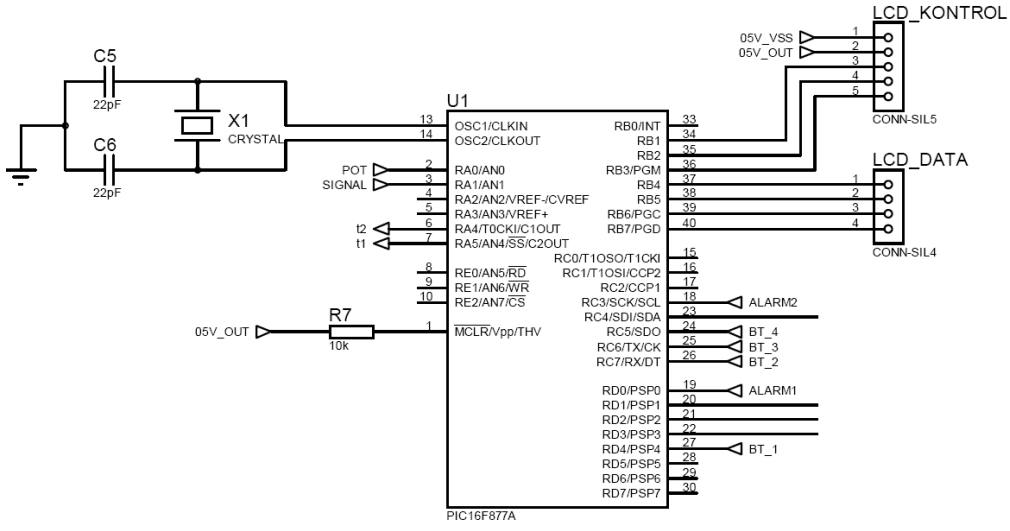
1. Güç kısmı



Şekil 3.20 : Kontrol kartı güç kaynağı

Devrenin bu kısmında kontrol devresin gereksinimi olan güç sağlanmaktadır. Girişte yeralan iki adet doğru akım – doğru akım dönüştürücü girişte gelen 9 – 36 V aralığındaki gerilimi 5 ve 15 V gerilim sevilerine dönüştürmektedir. 5 V gerilim, PIC16F877A kontrolör ve yardımcı entegreler için, 15 V gerilim ise IGBT sürücü devrelerin çalışabilmesi için gerekli gerilim seviyesidir.

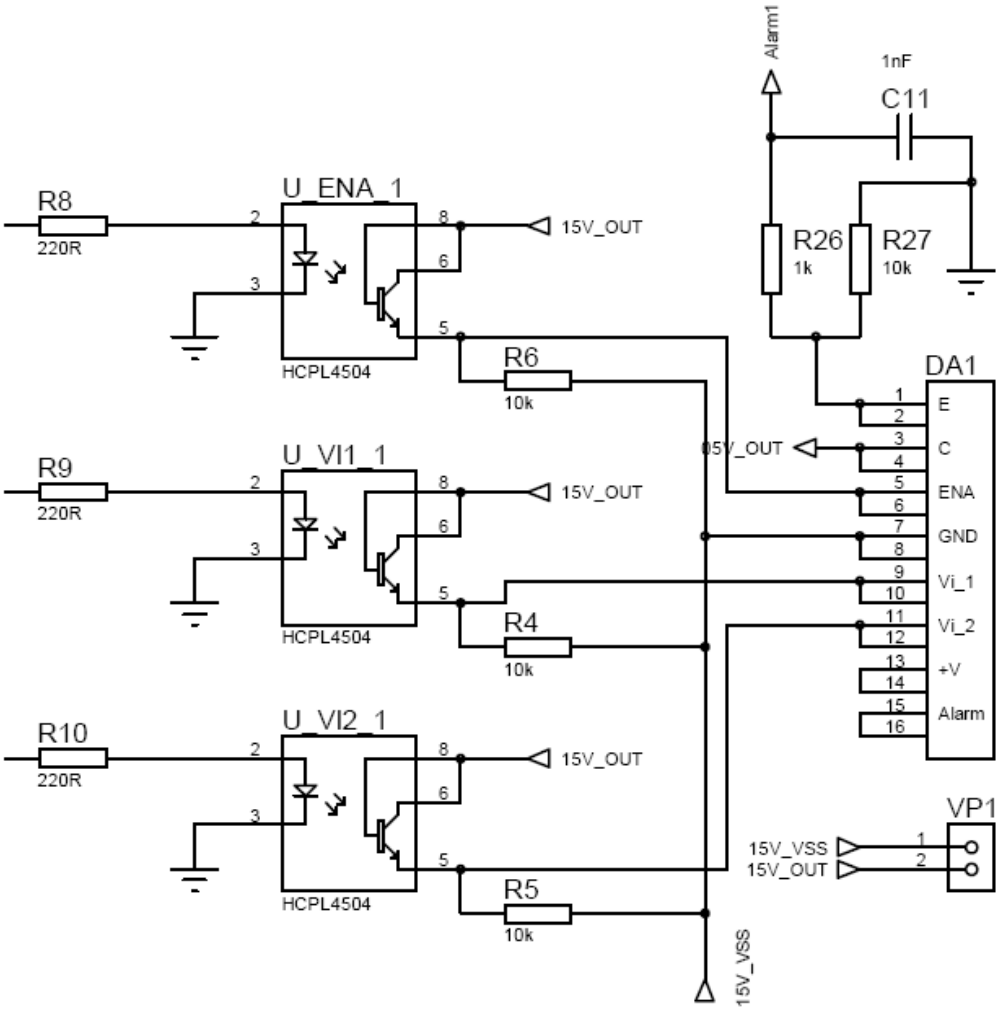
2. PIC16F877A ana kontrolör



Şekil 3.21 : PIC16F877A kontrolör

Tam köprülü doğru akım-doğru akım çevirici devrenin işleyişinin PIC16F877A kontrolör ile sağlanmıştır. Sistem gereksinimleri doğrultusunda yazılımı yapılarak, 25 kHz anahtarlama için iki adet PWM sürüş sinyali üreten ve geri bildirim sinyallerinin işlenerek PWM çalışma oranı belirlendiği ve sistem paremetrelerinin ekrana yazdırıldığı ana merkezdir. Burada sistem cevabının yeterince hızlı olabilmesi için 20 MHz osilatör kristal kullanılmıştır.

3. Anahtarlama sürücü sinyalleri

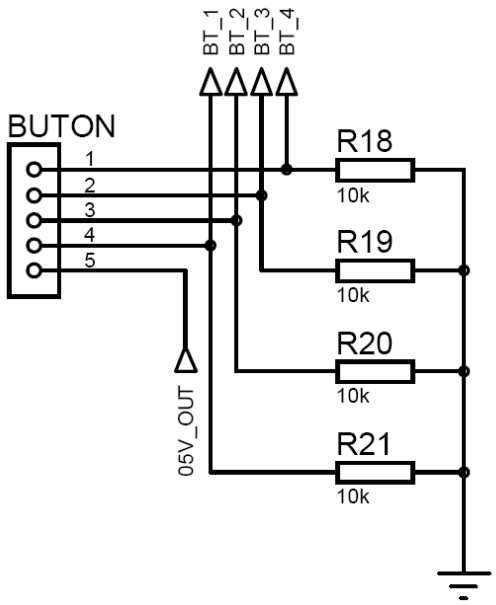


Şekil 3.22 : IGBT sürücü sinyalleri

Kontrolör tarafından IGBT kapı sürücü sinyalleri şekil 3.22 ‘ de gösterilen devre üzerinden IGBT sürücü devrelerine ulaştırılır. PIC kontrolörden çıkan sinyaller, iki adet kapı sürücü PWM sinyal ve bir tane aç-kapa (enable) sinyali HCPL4504 oktokuplör ile izole edilerek IGBT sürücü devrelerine ulaştırılırlar. IGBT emitör-kollektör arasında kısa devre olması durumunda alarm ucundan PIC kontrolöre

iletilen sinyal ile enable ucu sıfır seviyesine çekilerek sistem kapatılacaktır. Dört adet IGBT'nin sürülebilmesi için iki adet PWM sinyal yeterli olacaktır. Çünkü, doğru akım gerilimi alternatif akım gerilimine dönüştürebilmek için bir önceki bölümde tam köprülü evirici topolojisinde anlatıldığı gibi çapraz konumdaki her iki IGBT birlikte iletime ve kesime sokulacaklardır.

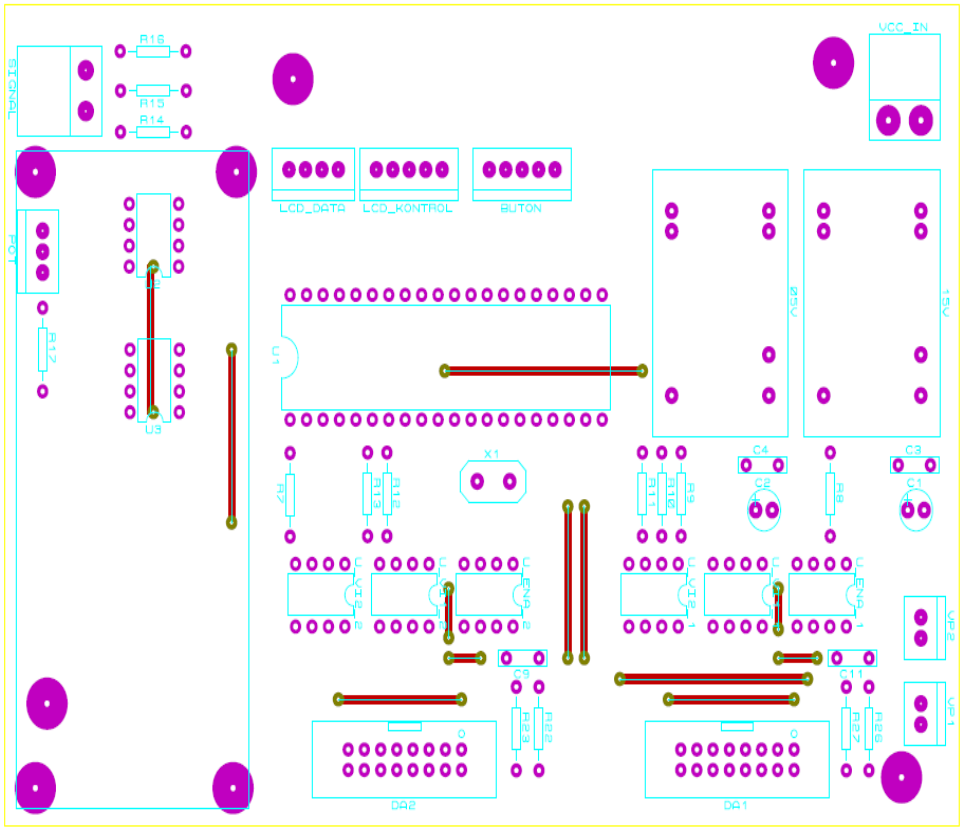
4. Butonlar



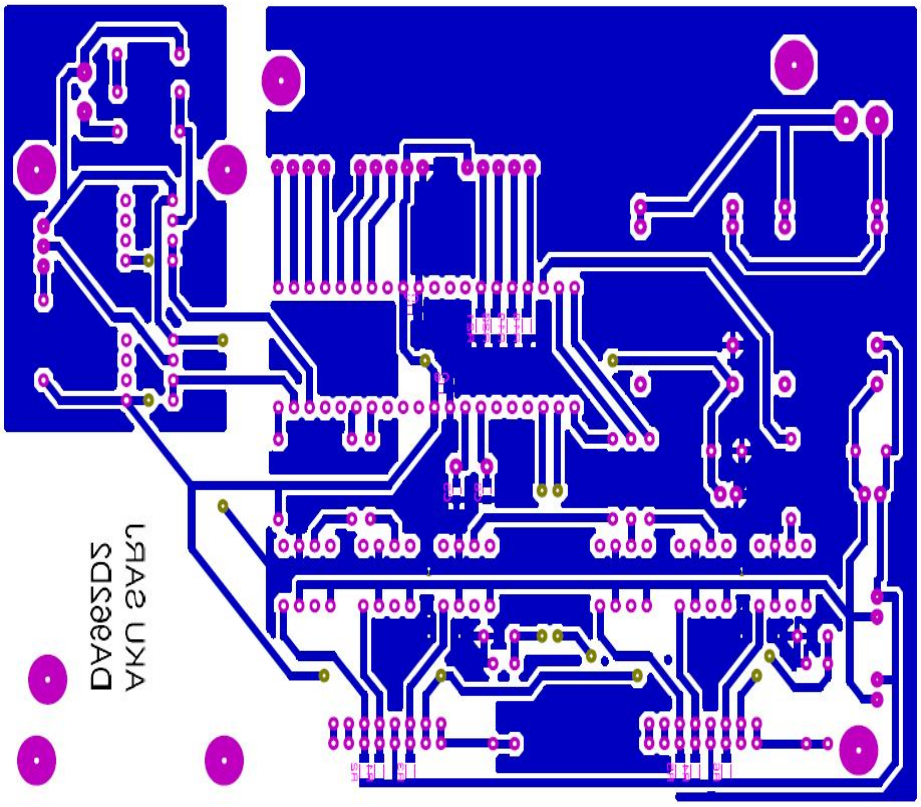
Şekil 3.23 : Butonlar

Kontrol devresinde yeralan şekil 3.23'deki butonlar yardımıyla devreye çeşitli bilgiler girilebilecektir. Örneğin, başlangıç olarak çıkış gerilimini sabit tutmayı amaçladığımız için, çıkışda elde edilmek istenilen gerilim seviyesi girilebilecek, kontrolör bu değere göre darbe genişlik modülasyonunu yaparak giriş gerilimine göre çıkış gerilimini ayarlayabilecektir. Ayrıca LCD ekranda görünmesini istediğimiz değişkenler buradan değiştirilebilecek, bu ararlamalar devre için esneklik sağlayacaktır.

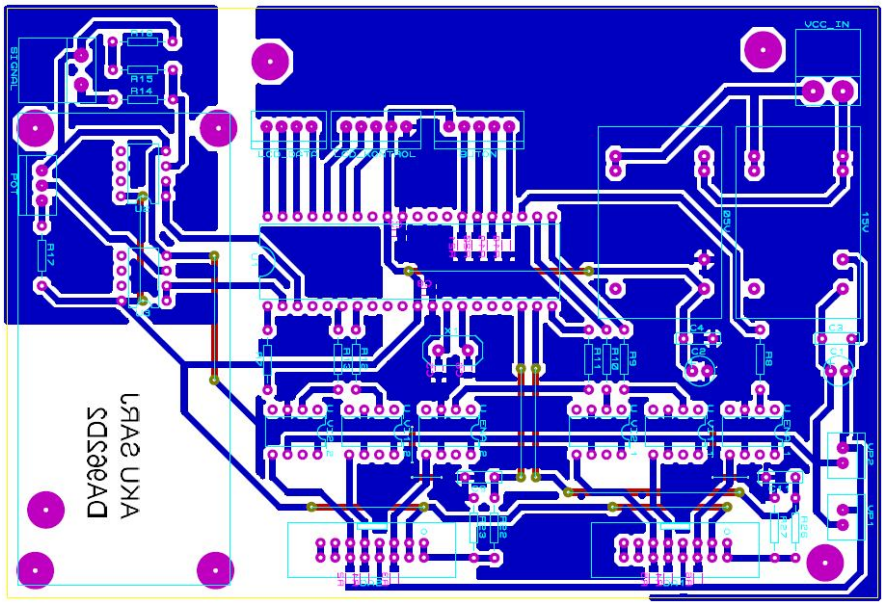
Kontrol devresi için baskı devre şeması ve üç boyutlu çizim şekil 3.24'de gösterilmiştir.



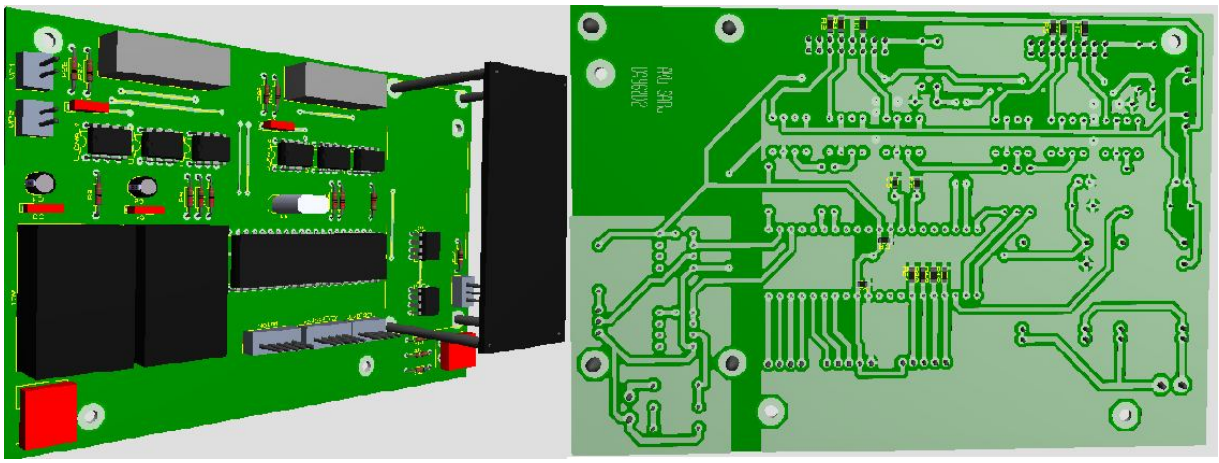
(a)



(b)



(c)

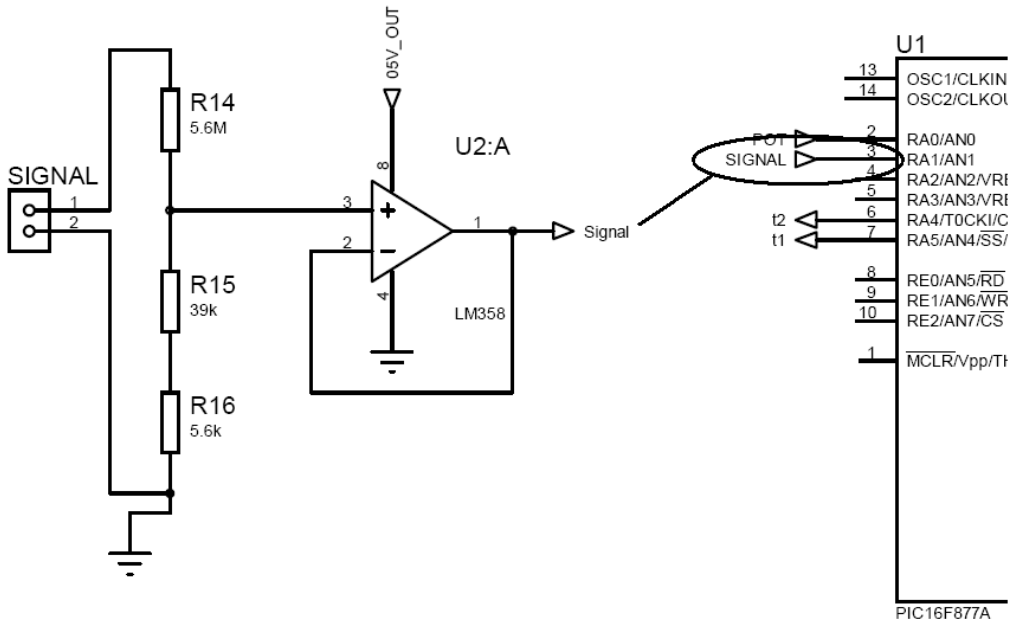


(d)

Şekil 3.24 : Kontrol devresi baskı devre (a) Üst (b) Alt (c) Tüm (d) Üç boyutlu

3.2.8 Geri Besleme Devreleri

Tam köprülü dc - dc çevirici devre başlangıç olarak çıkış gerilimini sabit tutabilmek için 100 – 600 V arasında değişen giriş gerilimini takip ederek, darbe genişlik modülasyonu çalışma oranı ayarlayacak sekilde anahtarlama kapı sinyali üretecektir. Ana devrenin girişinde görülecek olan 100 – 600 V aralığındaki gerilim değerleri, PIC kontrolör'e 0 – 5 V aralığında aktarılabilmesi için gerilim bölücü yöntemi kullanılan şekil 3.26'da görülen devre kontrolör devresine eklenmiştir



Şekil 3.25 : Giriş gerilimi takibi

Kontrolör içerisinde yeralan 10 bit analog – dijital dönüştürücü ile bu veri işlenecek 0.5 V hassasiyet ile değişim algılanarak çıkış gerilimi için gerekli ayarlama yapılacaktır. Ana devre ile dijital devre arasında izolasyonu sağlayabilmek için LM358 OPAMP entegresi kullanılmıştır.

Çıkış gerilimi hesabı için tam köprülü doğru akım – doğru akım çevirici giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki bağıntı 3.38 kullanılacaktır. Buna göre, çalışma oranı hesabı için gerekli bağıntı aşağıdaki gibi olmaktadır.

$$\frac{N_s}{N_p} = 2.05 \qquad \textbf{(3.39)}$$

ise,

$$D = \frac{V_o}{4.1 \times V_i} \qquad \textbf{(3.40)}$$

Burada V_o, butonlar yardımıyla devreye girilecek, V_i değeriyse geri besleme devresi yardımıyla okunacak ve kontrolör yardımıyla işlenecektir.

3.2.9 Kontrolör Yazılımı

Kontrolör devresi özelliklerinin oluşturulabilmesi için gerekli yazılım PIC Basic programında yazılmıştır. Yazılım içerisinde anahtarlama elemanlarının anahtarlama süreleri, frekans ve geri besleme sistemi cevabı olarak çalışma oranının belirlenmesi bölümleri vardır. Ayrıca, sistem için istenilen değişkenlerin LCD ekran tarafından gösterilmesi kontrolüde kontrolör içerisindeki yazılım ile yapılabilmektedir. Sistem içerisinde kullanılan yaılım aşağıdaki gibidir.

```
Name    : DC-DC Convertors16F877.BAS

Author  : Araş. Gör. Sadık ÖZDEMİR

Date    : 12.04.2010

Notes   : 0-600 DC gerilimi akülere uygun sabit 180V'ta çıkış verir.

DEFINE OSC 20

TRISA=%00000011

TRISB=%00000001

TRISC=%11101111

TRISD=%00010001

DEFINE LCD_DREGPORTB 'LCD data bacakları`

DEFINE LCD_DBIT4 'LCD data bacakları`

DEFINE LCD_EREGPORTB 'LCD Enable bacağı`

DEFINE LCD_EBIT3 'LCD Enable bacağı`

Define LCD RWREG    PORTB   'LCD R/W bacağı`

Define LCD_RWBIT2       'LCD R/W bacağı`

DEFINE LCD_RSREGPORTB 'LCD RS bacağı`

DEFINE LCD_RSBIT1 'LCD RS bacağı`

DEFINE LCD_BITS4 'LCD 4 bit`

DEFINE LCD_LINES2 'LCD 2 sira`

DEFINEADC_BITS8 'A/D çevirim sonucu`
```

```
DEFINEADC_CLOCK3 'Clock kaynağı (3=rc)`
DEFINEADC_SAMPLEUS100 'Örnekleme zamanı mikro saniye cinsinden`
HAM VAR WORD  'ADC den okunan ham dijital değer`
VOLT VAR WORD `16 bit değişken tipi seçtik kullanacağımız değer 10 bit olacak`
AKIM VAR WORD '16 bit değişken tipi seçtik kullanacağımız değer 10 bit olacak`
Mvolt VAR BYTE
Makim VAR BYTE
VOLTT VAR WORD
PORTA = 0
PORTB = 0
PORTC = 0
PORTD = 0
PORTKONTROL VAR PORTA.0
SENSORIN VAR PORTA.1
START VAR PORTD.4
STOPP VAR PORTC.7
UP VAR PORTC.6
DOWN VAR PORTC.5
ROLE VAR PORTB.0
ALARM1 VAR PORTD.0
ALARM2 VAR PORTC.3
T1 VAR PORTD.2
T2 VAR PORTA.3
T3 VAR PORTA.5
T4 VAR PORTD.3
E  VAR PORTC.4
```

```
EN VAR PORTD.1

E=1

EN=1

PAUSE 200 ' LCD nin açılması için gerekli süredir`

lCDOUT $FE,$84, "SADIK OZDEMIR"

PAUSE 100

lcdout $fe,$C0, "DC-DC Converter"

PAUSE 1000

BASLA:

IF START=1

THEN  GOTO BASLA2

GOTO BASLA

BASLA2:

IF STOPP=1 THEN GOTO BASLA3

ADCIN 0, HAM  '0 nolu kanaldan Analog değeri oku ve RAW değişkenine aktar.

BAK:  IF ADCON0.2=1 THEN BAK 'Çevirme işlemi tamamlanınca ADCON0.2 = 0 olacak`

Ham=Ham+1

Volt=(Ham */ 1250)/100 'Ham ile 1250 yi 32 bit olarak çarp ve 100'e böl`

Mvolt=volt//10

Volt=Volt/10

AKIM=VOLT*40

VOLTT=VOLT*40

Makim=AKIM//10
```

```
LCDOUT $FE,1,  " DIGITAL =", # HAM
LCDOUT $FE,$C0," GERILIM =",#VOLT,",",# Mvolt ," V"
LCDOUT $FE,$94,"CIKIS_GERILIMI  =",#AKIM,",",# Makim ," A"

IF VOLTT<100 THEN
LCDOUT $FE,$D4, "GERILIM DUSUK"
T1=1
ENDIF
IF VOLTT>600 THEN
LCDOUT $FE,$D4,"GERILIM YUKSEK"
T1=1
ENDIF
IF VOLTT<600 AND VOLTT>100 THEN
LCDOUT $FE,$D4,"   SISTEM NORMAL"
T1=0
ENDIF
T1=1
T2=1
T3=0
T4=0
pauseus 6
T1=0
T2=0
T3=0
T4=0
PAUSEus 14
```

T1=0

T2=0

T3=1

T4=1

PAUSEus 6

T1=0

T2=0

T3=0

T4=0

PAUSEus 14

GOTO BASLA2

END

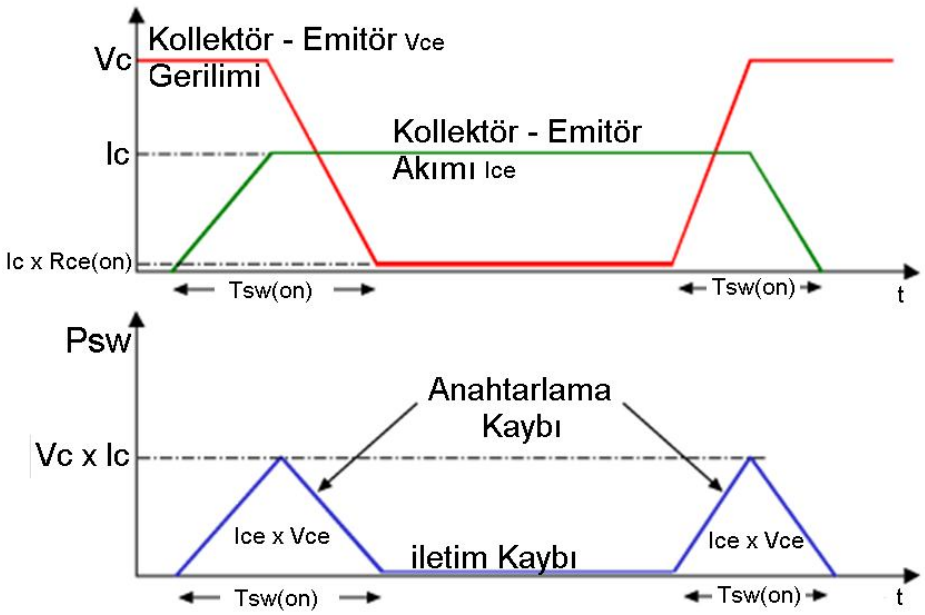
3.2.10 Termal Analiz

Termal sistem analizi aslında ohm kanunun bir çeşitidir. Sistem içerisinde eşdeğer devre elemanları vardır ve aynı elektriksel domain içerisinde yeralırlar.

Çizelge 3.6 : Elektrik ve Termal İfade Benzerlikleri

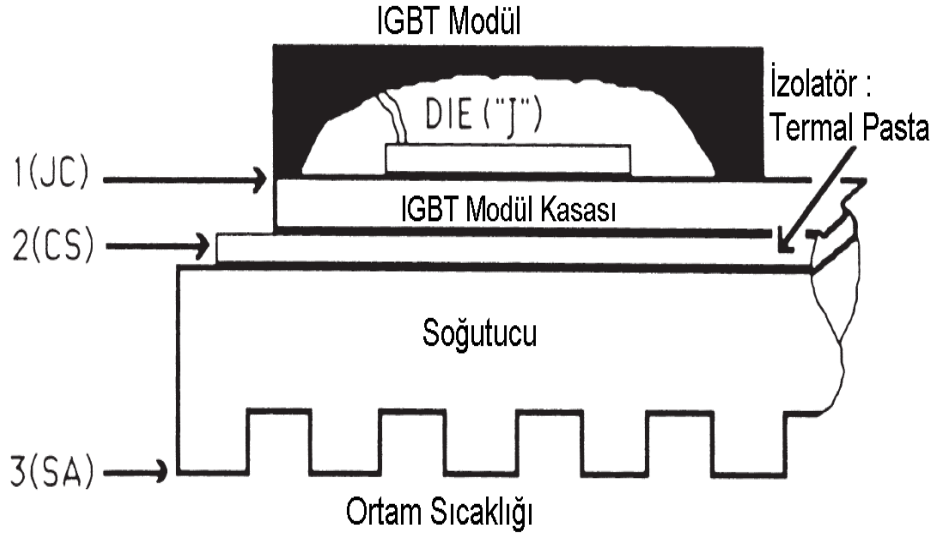
Elektrik İfadeleri	Termal Karşılıkları
Gerilim kaynağı	Isı kaynağı
Direnç	Termal direnç
Düğüm gerilimi	Devre elemanının sıcaklığı
Akım döngüsü	Isı döngüsü
Devre toprağı	Ortam sıcaklığı

Bu devre elemanlarından güç transistörleri yüksek frekans anahtarlama nedeniyle başlıca ısı açığa çıkaran devre elemanıdır. Isı olarak açığa çıkacak olan güç miktarı gerilim ve akım çarpımı ile bulunabilir. Şekil 3. 16'da kayıp gösterilmiştir. Anahtarlama kayıpları sonucu ortaya çıkan ısı basit termal elementlerle ifade edilebilir.



Şekil 3.26 : IGBT Anahtarlama kaybı [17]

Termal resistör Yunanca sembol theta ile tanımlanır ve selsius bölü watt ($^{\circ}C/W$) ile ifade edilir. Bu ifade, açığa çıkan belli miktar ısı enerjisinin bir sınır etrafında iki yüzey arasındaki sıcaklık farkını temsil eder. Yarı iletkenlerde termal dirençlerin ifadesi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.27 : IGBT Termal modeli [18]

Şekil 3.17'de belirtilen bağlantı ısı geçiş noktalarının ifadesi aşağıda çizelge 3.6'da yeralmaktadır.

Çizelge 3.7 : Termal direnç İfadelerinin Karşılıkları

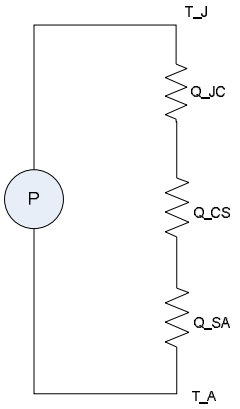
Güç Transistörleri	
R_{QJA}	Bağlantı noktası(junction) - hava
R_{QJC}	Bağlantı noktası – kılıf
R_{QCS}	Kılıf – soğutucu
R_{QSA}	Soğutucu - hava

Termal analiz fiziki olarak aşağıdaki gibi modellenebilir.

$$T_{j\max} = P_D \times \left[4 \times \left(R_{QJC} + R_{QCS}\right) + R_{QSA}\right] + T_A \quad \textbf{(3.41)}$$

$$R_{QJC} = R_{QJC_PS} + R_{QJC_Diyot} = 0.10 + 0.20 = 0.30\ °\text{C/W} \quad \textbf{(3.42)}$$

$$R_{QCS} = 0.04\ °\text{C/W}$$



Şekil 3.28 : Güç transistörleri termal modeli

Tam köprülü eviricimizde yaklaşık 200 W anahtarlama kaybı olduğu düşünülürse, soğutucu aracılığıyla atılması gereken sıcaklık miktarı Δt ve alüminyum soğutucu yüzey alanı aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{aligned} T_{j\max} &= P_D \times \left[4 \times \left(R_{QJC} + R_{QCS}\right) + R_{QSA}\right] + T_A \\ &= 200 \times \left[4 \times \left(0.3 + 0.04\right) + 0.04\right] + 25 = 305^{\circ}C \end{aligned} \quad \textbf{(3.43)}$$

Devre içerisinde 2 adet IGBT modül içerisinde 4 adet IGBT güç transistörü tek bir soğutucu üzerine monte edilmiştir.

$$\Delta t = 305^{\circ}C - 80^{\circ}C = 225\ ^{\circ}\mathrm{C} \tag{3.44}$$

$$\theta = P_D = 200W$$

$$\theta = K \times A \times \Delta t$$

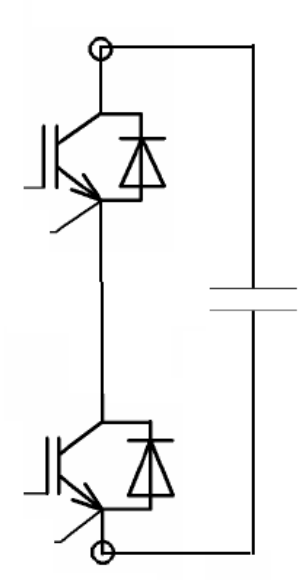
$$200W = \left(200\frac{W}{m^{2\,\circ}C}\right) \times A(m^2) \times \left(225^{\circ}C\right) \tag{3.45}$$

$$A \cong 45cm^2$$

Soğutucuya bağlanan güç modüllerinin zayıf noktası modül ile soğutucu arasındaki boşluktur. Havanın ısı iletkenlik direnci çok yüksek olduğundan dolayı, oluşan bu hava boşluklarının ısıl iletken bir malzemeyle doldurulması gerekmektedir. Yani ısı iletiminin sağlıklı yapılabilmesi için temas yüzeyinin tam temas halinde ve düzgün olması gerekmektedir.

3.2.11 Sönümlendirici Yapı (Snubbers)

Anahtarlama elemanları IGBT modüller, kesime girdikleri durumda hızlı bir gerilim yükselmesi, iletime geçme anlarında is hızlı bir akım yükselmesine maruz kalırlar. Bu durumda IGBT modülün izin verilen di/dt ve dv/dt akım ve gerilim yükselme hızlarının önüne geçilebilmesi, transistörler üzerinde aşırı akım ya da aşırı gerilim oluşmaması için sönümlendirme (snubber) kondansatörü kullanılmıştır.

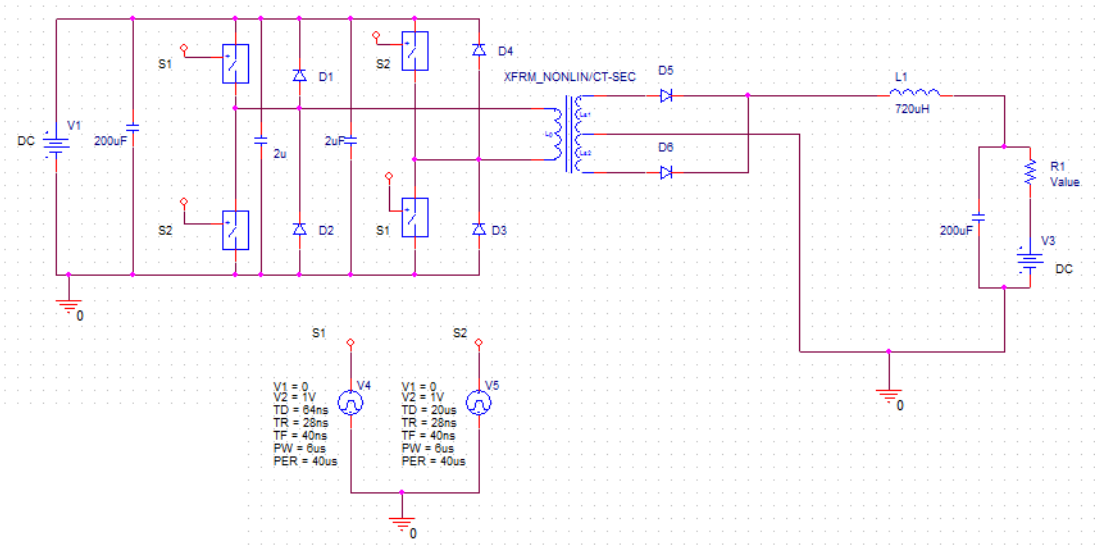


Şekil 3.29 : Snubber kondansatör uygulaması

Anahtarlama elemanlarının kesim ve iletim geçişleri esnasında akım ve gerilim yükselme zamanlarının geciktiren snubber kondansatörleri, akım ve gerilim dalga şekillerinin biçimlendirlmesinde, aşırı akım ve aşırı gerilimden kaynaklanacak anahtarlama kayıplarının azaltılmasında önemli rol oynar.

4. DEVRE BENZETİM SONUÇLARI

Tam köprülü dc - dc çevirici devre benzetim sonuçlarının elde edilebilmesi için Pspice simülasyon programı kullanılmıştır. 100 – 600 V arasında değişen giriş gerilimine bağlı olarak devre paremetrelerindeki değişim izlenebilmesi için kurulan simülason devresi şekil 4.1'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1 : Tam köprülü dc-dc çevirici devre

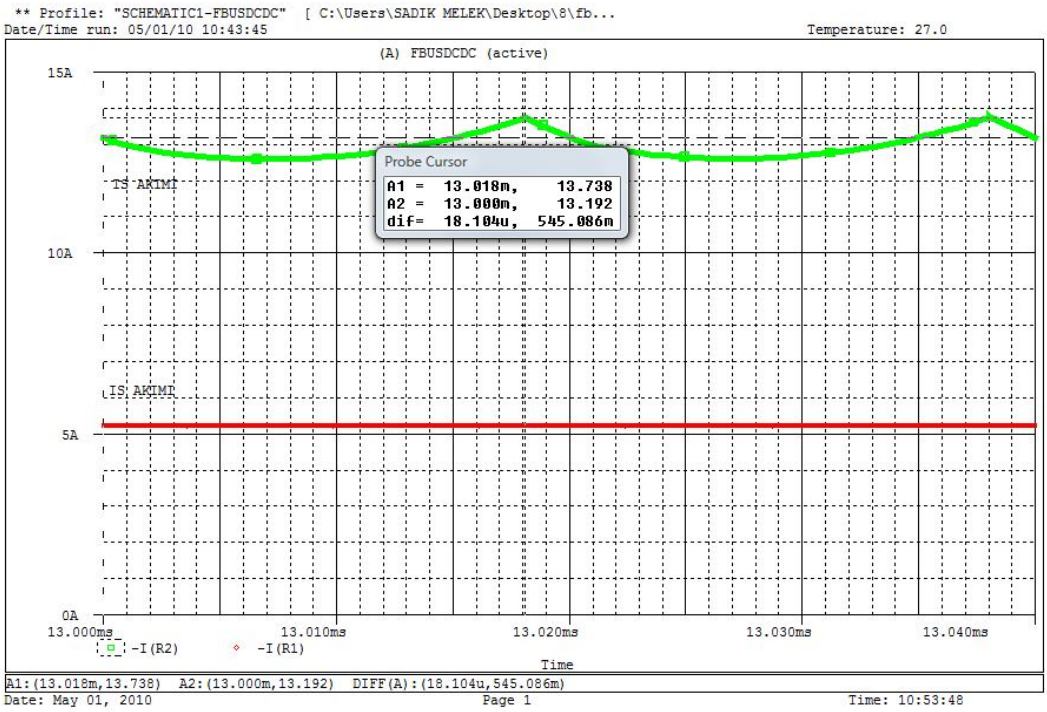
1. 100 V giriş gerilimi için simülasyon sonuçları

Denklem 3.40 ' a göre, 100 V giriş gerilimi için, 180 V çıkış gerilimi elde edebilmek için % 43 çalışma oranı, yarı periyotta 20 µs çalışma oranı içerinde $t_{on} = 17.56$ µs olmalıdır.

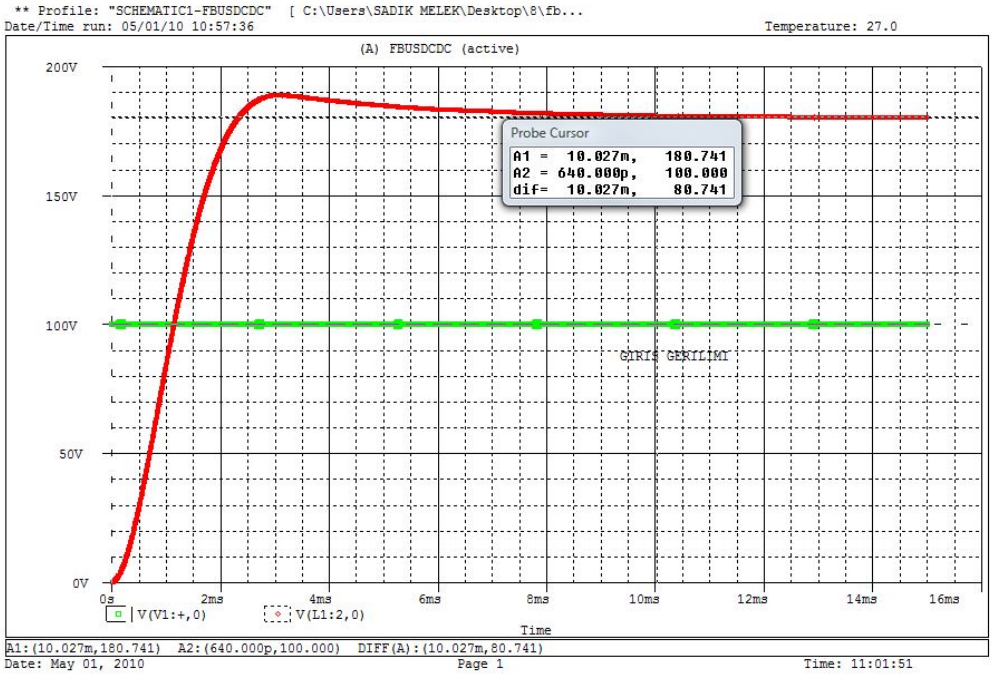
Çizelge 4.1 : 100 V Giriş Gerilimi

V_{in}	100 V
V_{out}	180 V
D	44 %
t_{on}	17.56 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)



(b)

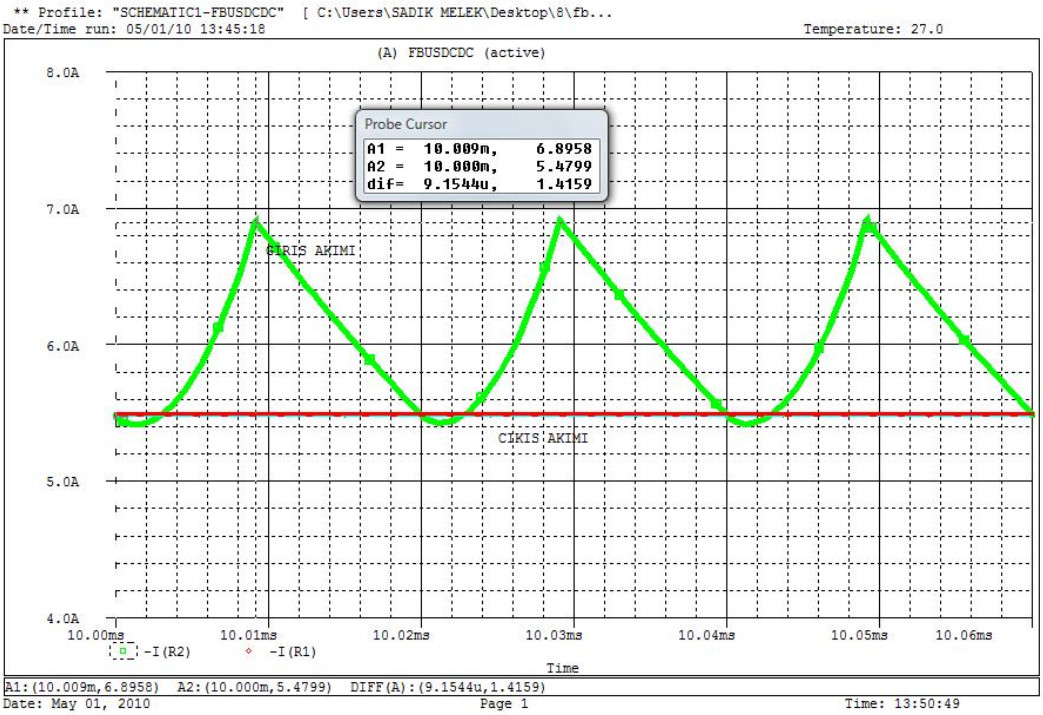
Şekil 4.2 : 100 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

2. 200 V giriş gerilimi için simülasyon sonuçları

Çizelge 4.2 : 200 V Giriş Gerilimi

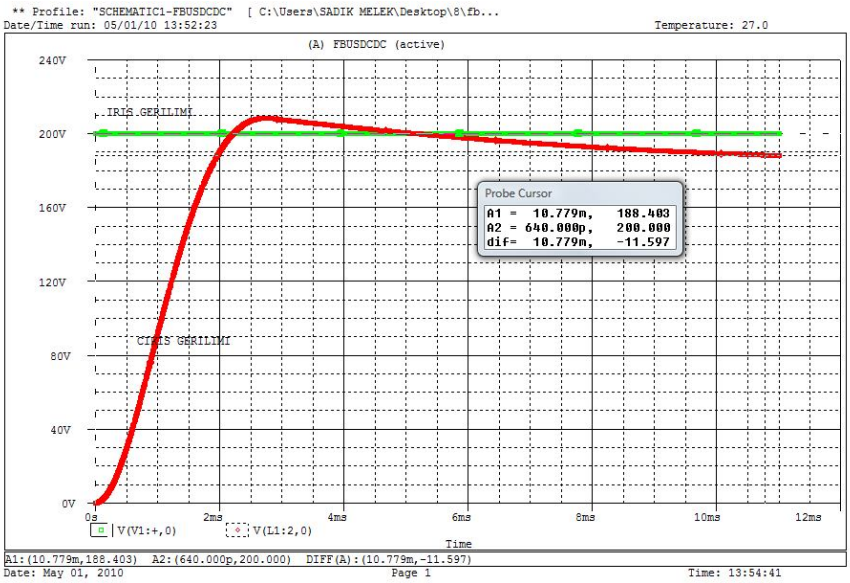
V_{in}	200 V
V_{out}	180 V
D	% 22
t_{on}	8.78 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)

Giriş ve çıkış gerilimleri değerleri,



(b)

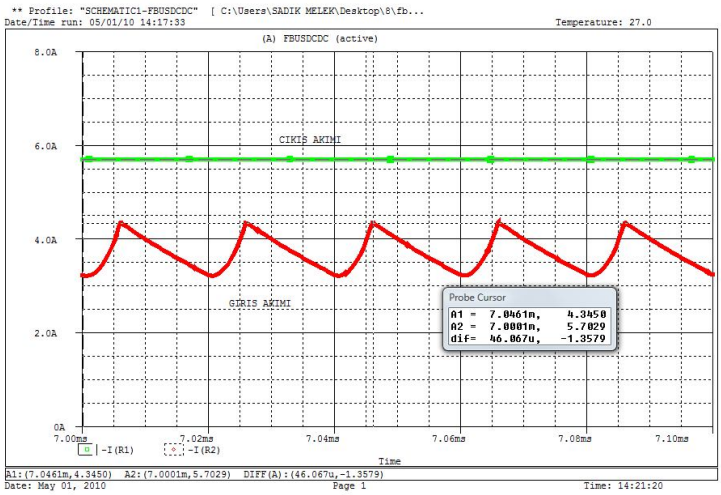
Şekil 4.3 : 200 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

3. 300 V giriş gerilimi için simülasyon sonuçları

Çizelge 4.3 : 300 V Giriş Gerilimi

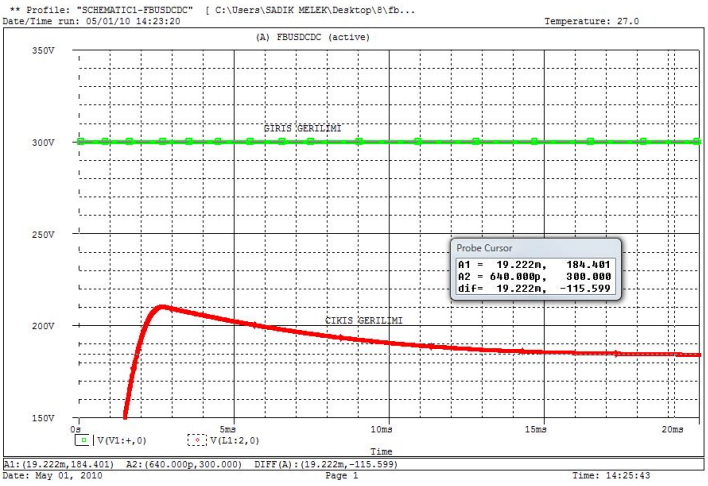
V_{in}	300 V
V_{out}	180 V
D	% 14
t_{on}	5.85 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)

Giriş ve çıkış gerilimleri değerleri,



(b)

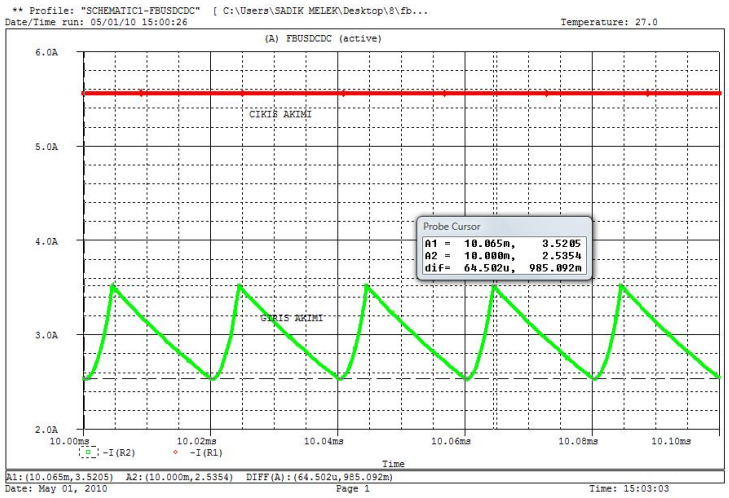
Şekil 4.4 : 300 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

4. 400 V giriş gerilimi için simülasyon sonuçları

Çizelge 4.4 : 400 V Giriş Gerilimi

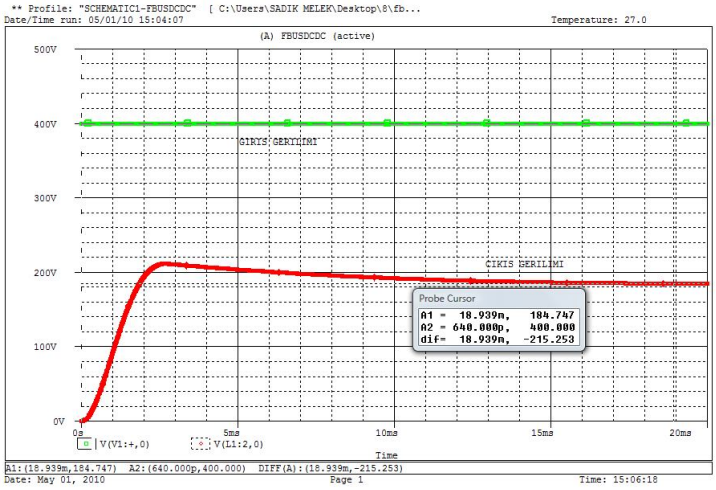
V_{in}	400 V
V_{out}	180 V
D	% 11
t_{on}	4.44 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)

Giriş ve çıkış gerilimleri değerleri,



(b)

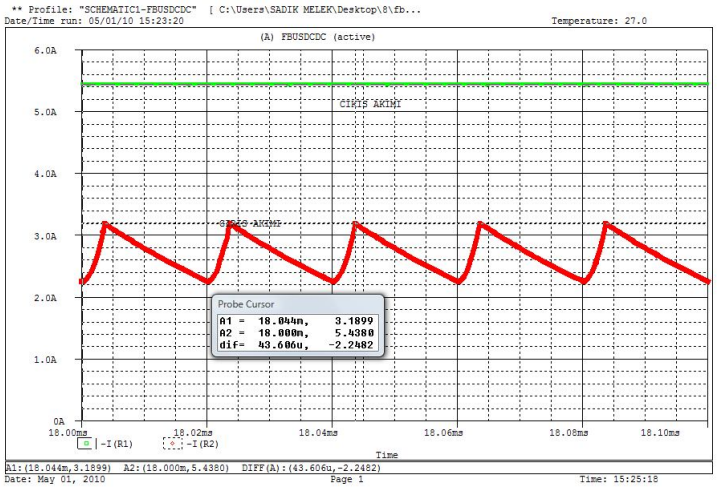
Şekil 4.5 : 400V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

5. 500 V giriş geriliminde simülasyon sonuçları

Çizelge 4.5 : 500 V Giriş Gerilimi

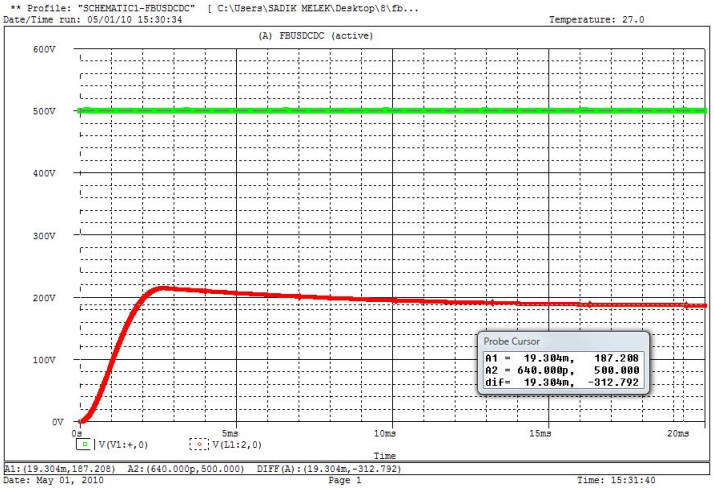
V_{in}	500 V
V_{out}	180 V
D	% 8.7
t_{on}	3.51 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)

Giriş ve çıkış gerilimleri değerleri,



(b)

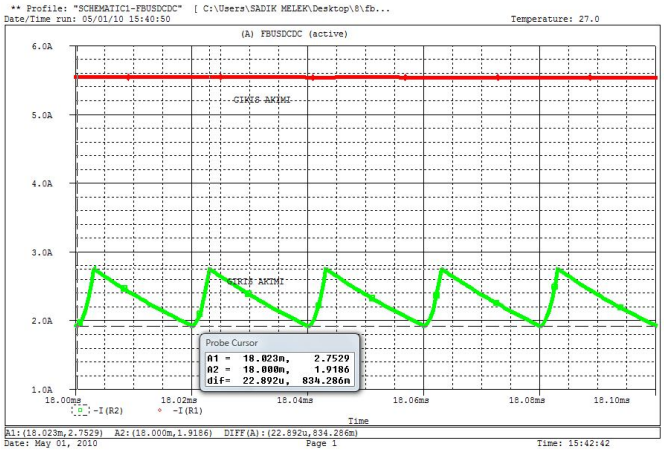
Şekil 4.6 : 500 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

6. 600 V giriş geriliminde simülasyon sonuçları

Çizelge 4.6 : 600 V Giriş Gerilimi

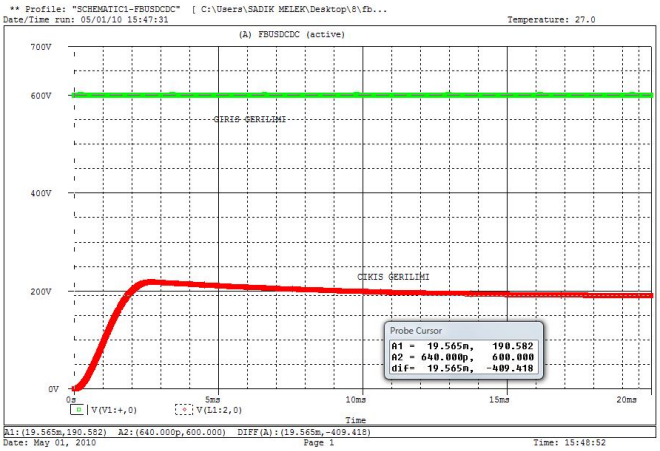
V_{in}	600 V
V_{out}	180 V
D	% 7.3
t_{on}	2.92 µs

Giriş ve çıkış akımları (I_o - I_i) değerleri,



(a)

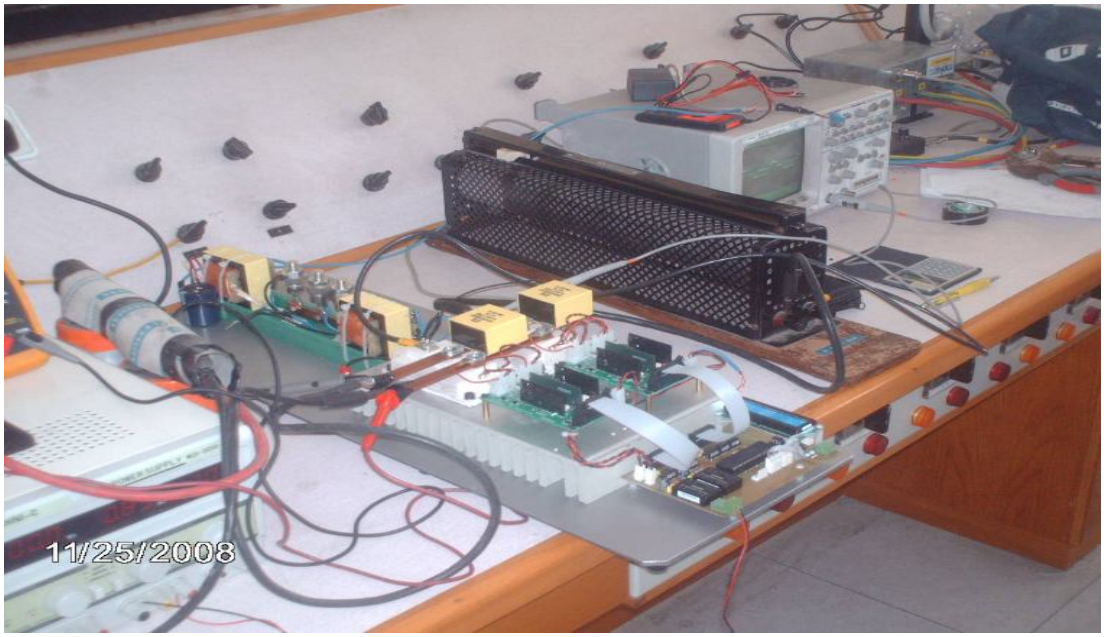
Giriş ve çıkış gerilimleri değerleri,



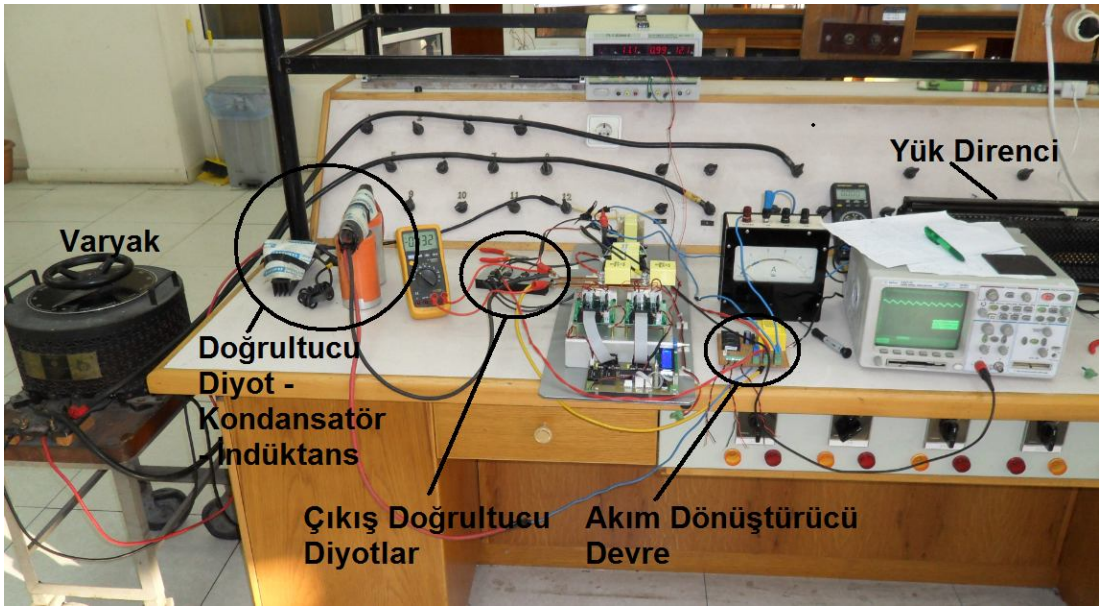
(b)

Şekil 4.7 : 600 V (a) I_i-I_o (b) V_i-V_o

5. DENEYSEL SONUÇLAR



(a)



(b)

Şekil 5.1 : Deney düzeneği (a) İlk hali (b) Son hali

Yukarıda deney düzeneklerinde görüldüğü gibi, tam köprülü doğru akım – doğru akım çevirici devre 36 Ω yük altında ve farklı gerilim değerlerinde çalıştırılmıştır. Devre 0 – 270 V_{ac} gerilim verebilen varyak ile beslenmiştir. Varyaktan çıkan alternatif akım doğrultucu diyotlar ile doğrultulup, endüktans ve kondansatör ile filtre edilerek 0 – 310 V_{dc} gerilim değerleri ile devre beslenmiştir. Şekil 5.1 'de görüldüğü gibi düzenekte, devrenin giriş ve çıkışındaki 2 adet multimetre yardımıyla sürekli olarak giriş çıkış gerilim değerleri okunmuştur.

Devrenin giriş akımı, transformatör akımı, çıkış filtre endüktans akımı ve çıkış akım dalga şekilleri akım dönüştürücü devre yardımıyla osiloskopa aktarılarak okunabilmiştir.

Buna ek olarak, devrede transformatör primer ve sekonder gerilimleri, çıkış doğrultucu diyot gerilimi ve çıkış gerilimi dalga şekilleri okunmuştur.

Aşağıda bu dalga şekilleri ve değerler yorumlanarak, devre verimlilik ve performansı değerlendirilecektir.

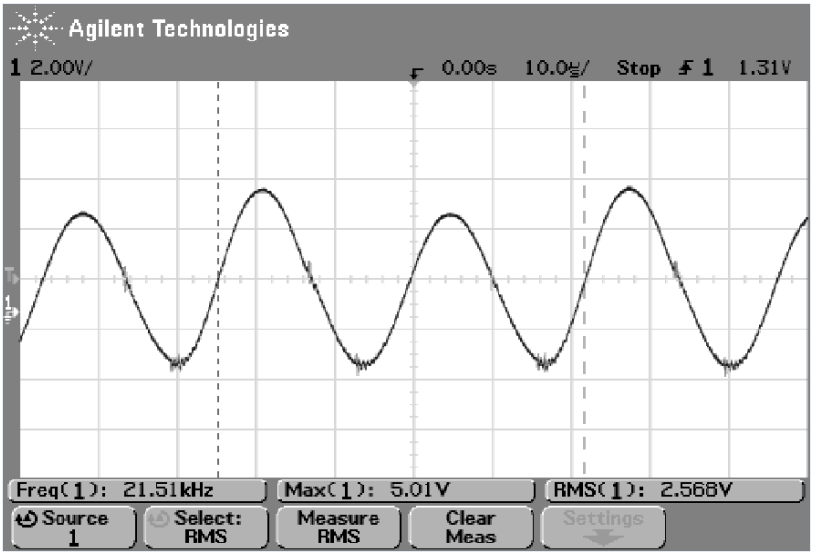
1. 100 V_{dc} giriş geriliminde elde edilen deneysel sonuçlar aşağıda şekillerde açıklanmaktadır. 100 V giriş geriliminde % 45 çalışma oranı ile 180 V çıkış gerilimine ulaşılabilmek ve 25 kHz'de anahtarlama frekansına ulaşılabilmek için pic kontrolörde 20 µs'lik yarı periyot anahtarlama süresinin 18 µs iletimde ve 2 µs kesimde olarak yazılımdan ayarlanmış olsada, kontrolör ve IGBT sürücü devre çıkışında ancak 21.46 kHz anahtarlama frekansına ve % 36.7'lik çalışma oranına ulaşılabilmiştir.

Bu nedenle, 100 V giriş gerilimi uygulandığında devre çıkışında 145 V gerilim elde edilebilmiştir.

Çizelge 5.1 : 100 V Giriş Gerilimi

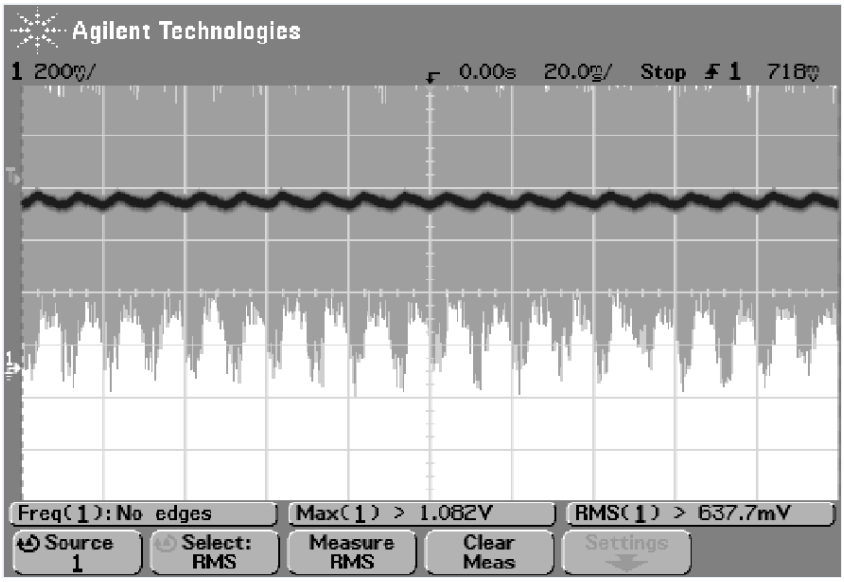
V_{in}	100 V
V_{out}	145 V
D	% 36.7
t_{on} -t_{off}	18 µs - 2 µs
f_s	21.46 kHz

Devre giriş ve çıkış akımları dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



(a)

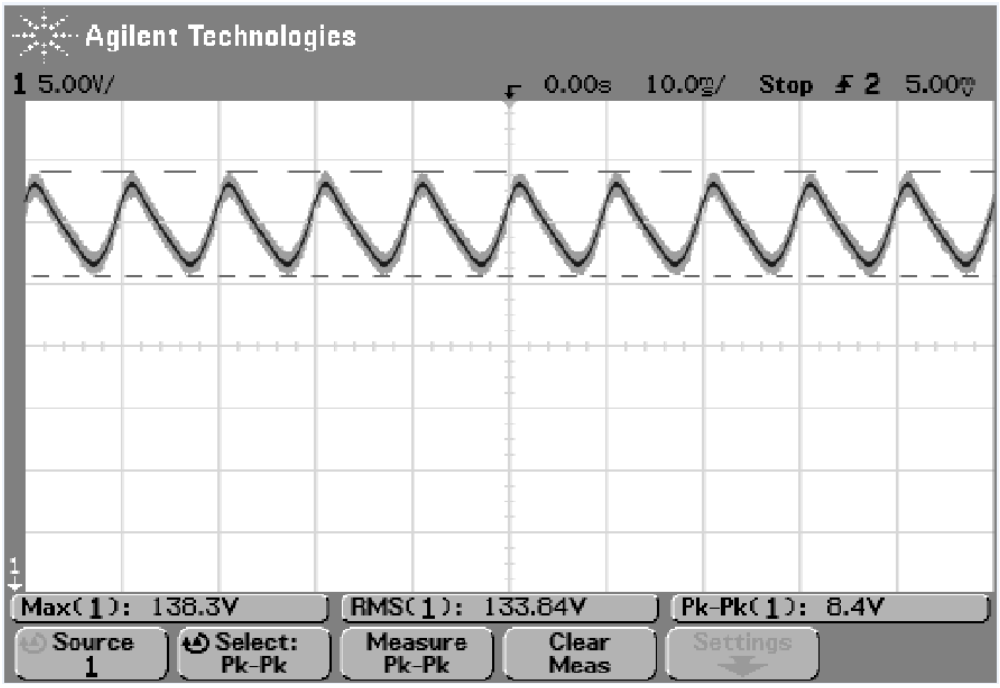
Burada giriş akımı akım dönüştürücü ile okunmuştur. Dalga şeklinde ortalama değer 800 mV bu da 5 A'e karşılık gelmektedir. Buna göre devrede giriş gücü 500 W'dır.



(b)

Yukarıda görüldüğü gibi çıkış akımı ortalama 460.9 mV olarak okunmuştur. Bu da akım dönüştürücüsü çevrim oranı ile 2.88 A'dir. Devrenin çıkışında 397.44 W güç aktarılmıştır.

Yukarıda okunan değerlere göre devrede 100 V giriş gerilimi olduğunda verimlilik oranı $\eta = \frac{397.44W}{500W} = \%\ 79$ olarak bulunmaktadır.



(c)

100 V giriş gerilimi ve % 36.7 çalışma oranı oranıyla devre çıkışında 133.84 V çıkış gerilimi elde edilebilmektedir.

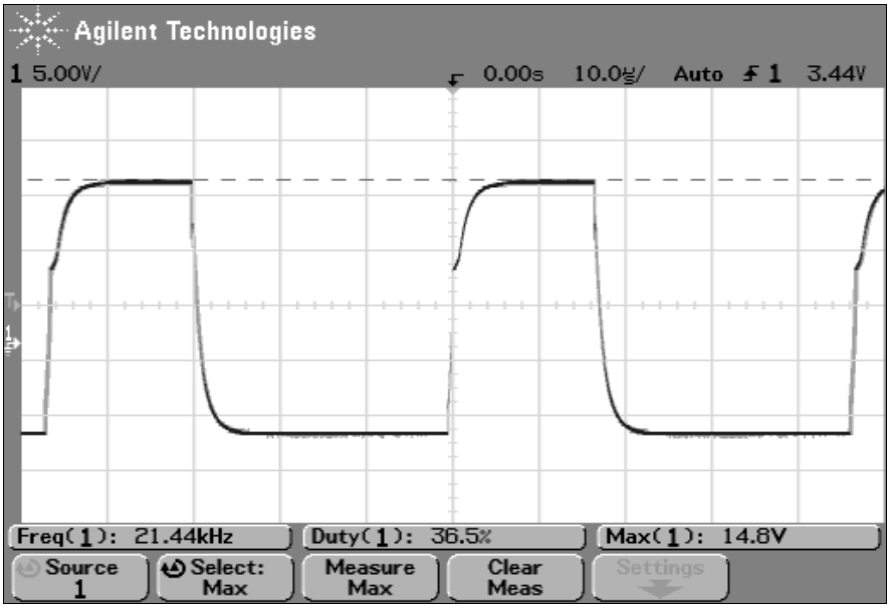
Şekil 5.2 : 100 V Giriş gerilimi (a) I_i (b) I_o (c) V_o

2. 135 V giriş geriliminde elde edilen deneysel sonuçlar aşağıdaki gibidir. 100 V giriş geriliminde 138 V çıkış elde edilebilmesi sonucunda % 36.7 çalışma oranı ile 180 V çıkış gerilimine 135 V giriş gerilimi ile ulaşılabilmiştir.

Çizelge 5.2 : 135 V Giriş Gerilimi

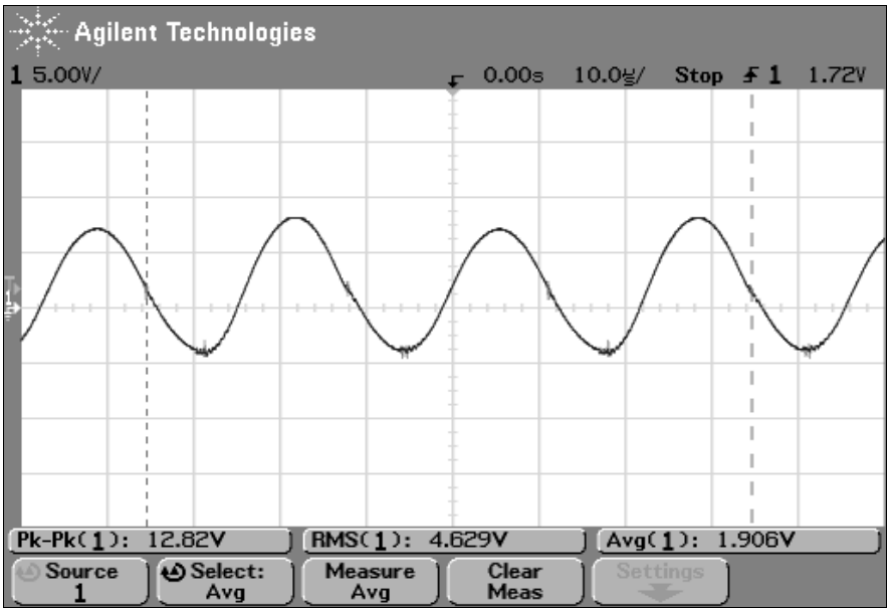
V_{in}	135 V
V_{out}	180 V
D	% 36.7
t_{on} -t_{off}	18 µs - 2 µs
f_s	21.46 kHz

Bu durumda verimlilik ve gerilim – akım dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



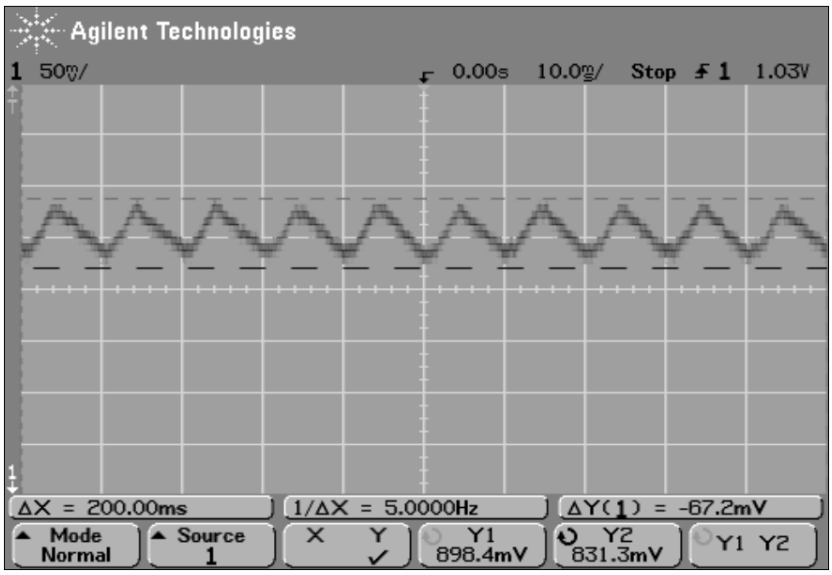
(a)

IGBT sürücü devre tarafından üretilen dalga şeklidir.



(b)

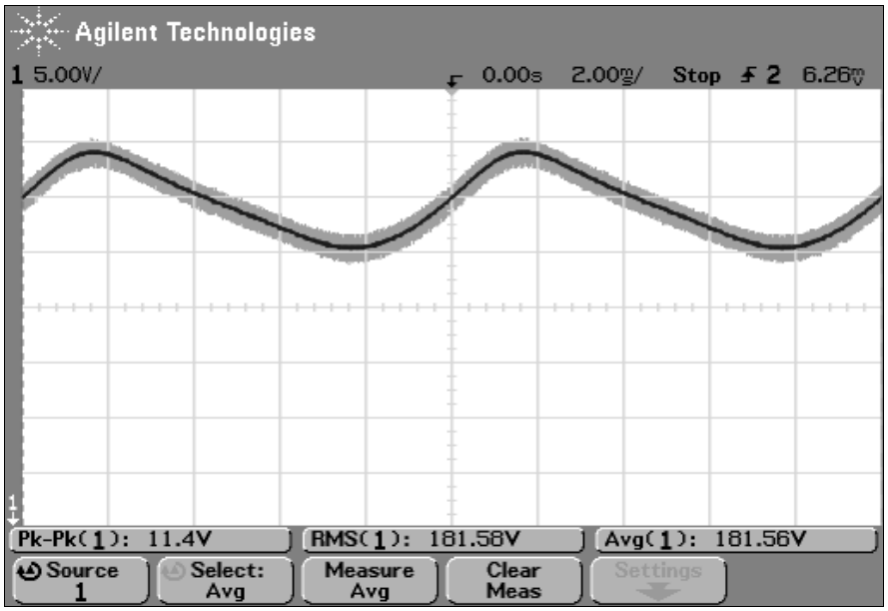
Devre girişinde görülen akım dalga şekli yukarıda görüldüğü gibidir. Akım dönüştürücü gerilimi ortalama değeri 1.9 V bunun akım karşılığı 6.25 x 1.9 V = 11 A'dir. Bu durumda devrenin girişinde 1485 W güç değeri görülmektedir.



(c)

Devrenin çıkış akım dalga şekli yukarıda görüldüğü gibidir. Burada 860 mV gerilim değeri 5.65 A çıkış akımına karşılık gelmektedir. Buna göre devrede çıkış gücü 1023 W olmaktadır.

Yukarıda belirtilen giriş ve çıkış gücü ifadelerine göre devrenin verimliliği η= % 68.8 olarak hesaplanmaktadır.



(d)

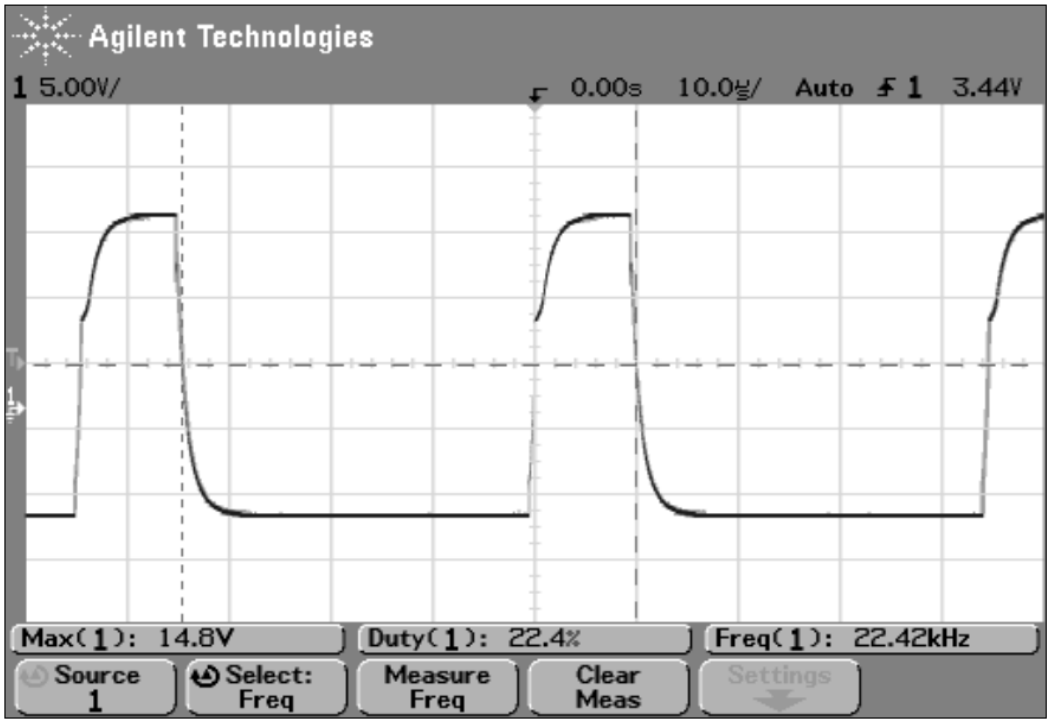
Şekil 5.3 : 135 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o

3. 200 V giriş geriliminde 180 V çıkış gerilimi elde edebilmek için çalışma oraanı % 22.5 olarak ayarlanmıştır ve 22.45 kHz anahtarlama frekansına ulaşılabilmiştir.

Çizelge 5.3 : 200 V Giriş Gerilimi

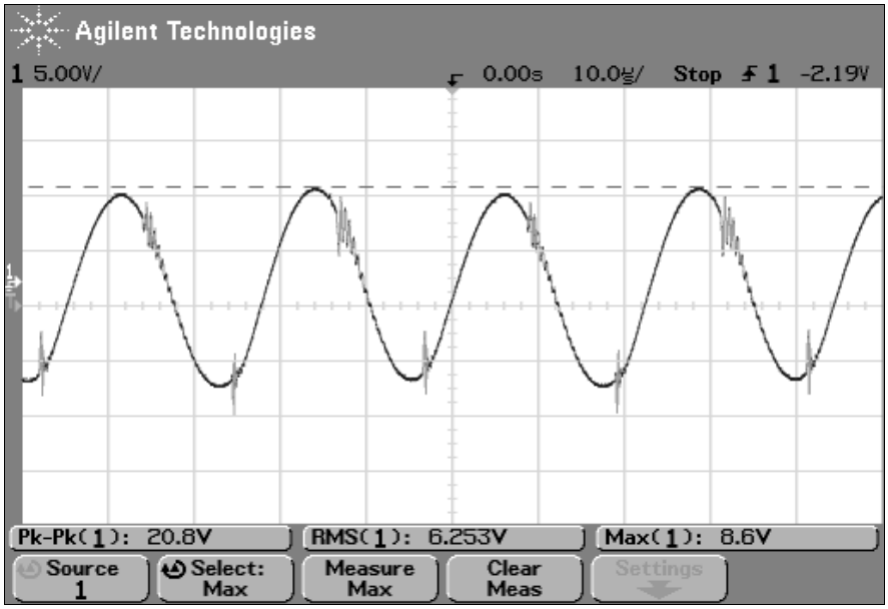
V_{in}	200 V
V_{out}	180 V
D	% 22.5
t_{on} -t_{off}	11 µs - 9 µs
f_s	22.45 kHz

Bu durumda verimlilik ve gerilim – akım dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



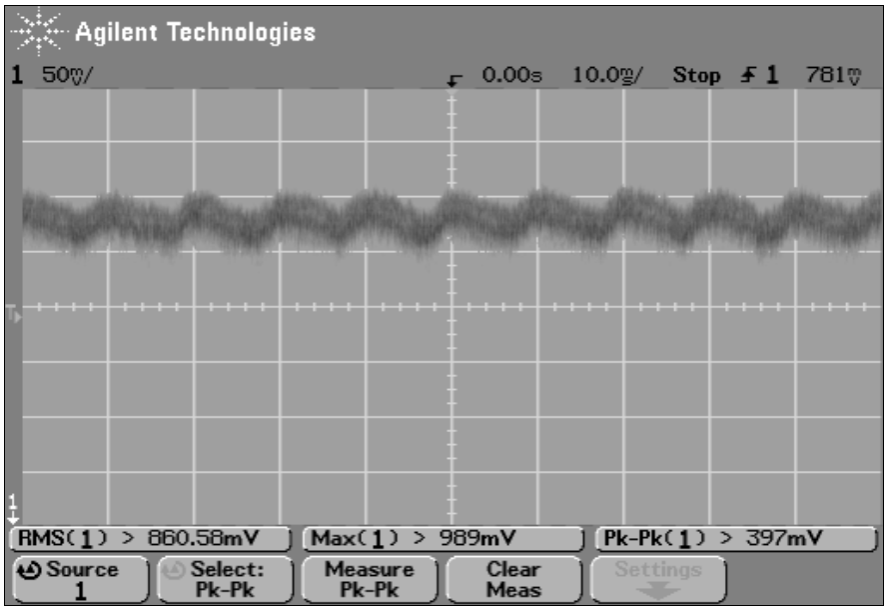
(a)

IGBT anahtarlama elemanları için bir çapraz bağlantının sürücü devre sinyali yukarıdaki gibidir.



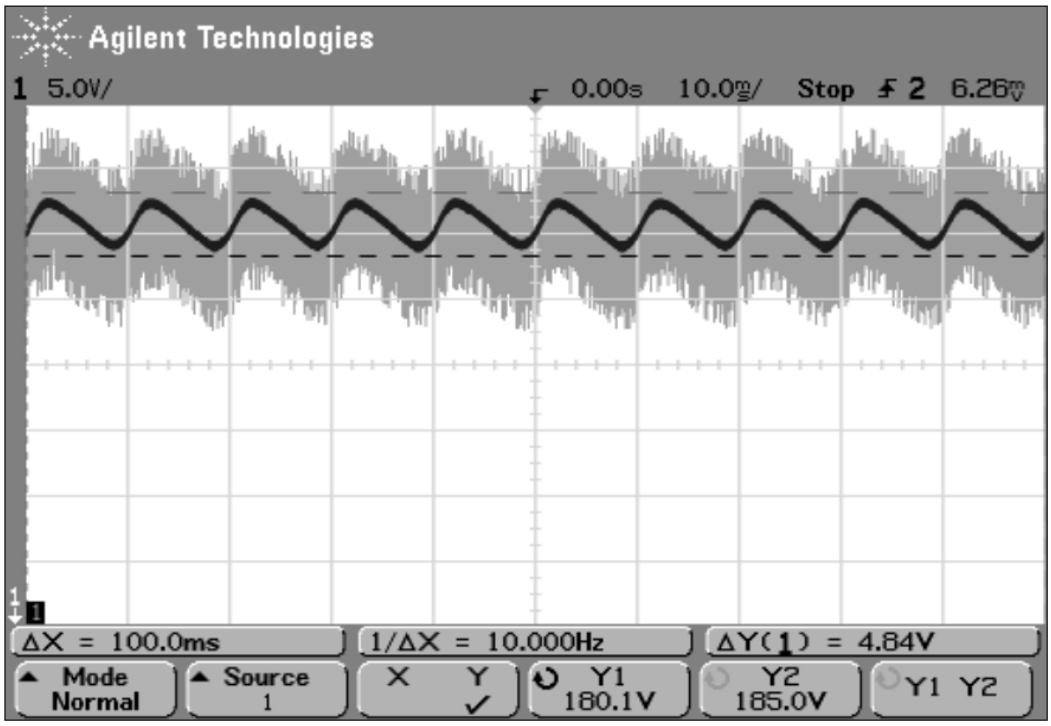
(b)

Devre girişinde 0.8 V ortalama akım dönüştürücü gerilimine karşılık akım değeri yaklaşık 5 A'dir. Bu da devre girişinden 1140 W güç aktarıldığını göstermektedir.



(c)

Devre çıkışında 5.4 A çıkış akımı görülmektedir. Bu da devrenin çıkışına 972 W güç aktarıldığını göstermektedir. Yukarıdaki güç değerleri göz önüne alındığında 200 V giriş geriliminde devre verimliliği η= % 85 olarak görülmüştür.



(d)

Devre çıkış gerilimi yaklaşık olarak 180 V olarak görülmektedir.

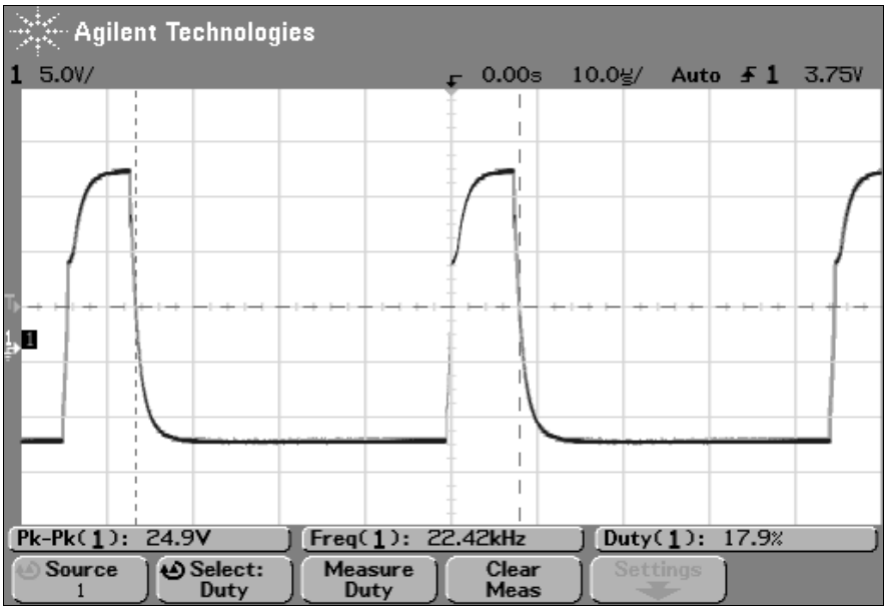
Şekil 5.4 : 200 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o

4. 250 V giriş geriliminde 180 V çıkış gerilimine ulaşabilmek için % 18 çalışma oranı 22.40 kHz anahtarlama frekansına ulaşılabilmiştir. Kontrolör parametreleri aşağıdaki gibidir.

Çizelge 5.4 : 250 V Giriş Gerilimi

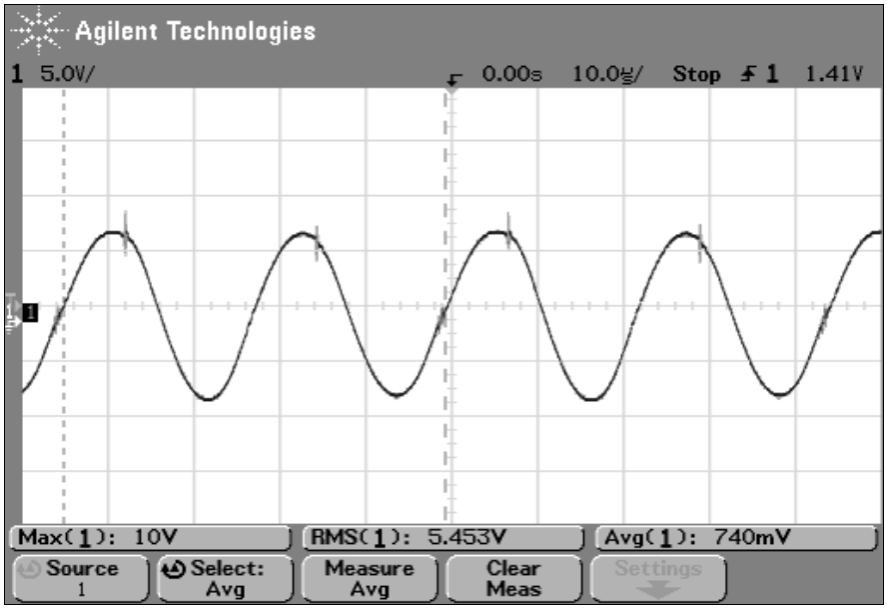
V_{in}	250 V
V_{out}	180 V
D	% 18
t_{on} -t_{off}	9 μs - 11 μs
f_s	22.40 kHz

250 V giriş gerilimi uygulandığında devre verimlilik ve akım – gerilim dalga şekilleri aşağıdaki gibidir.



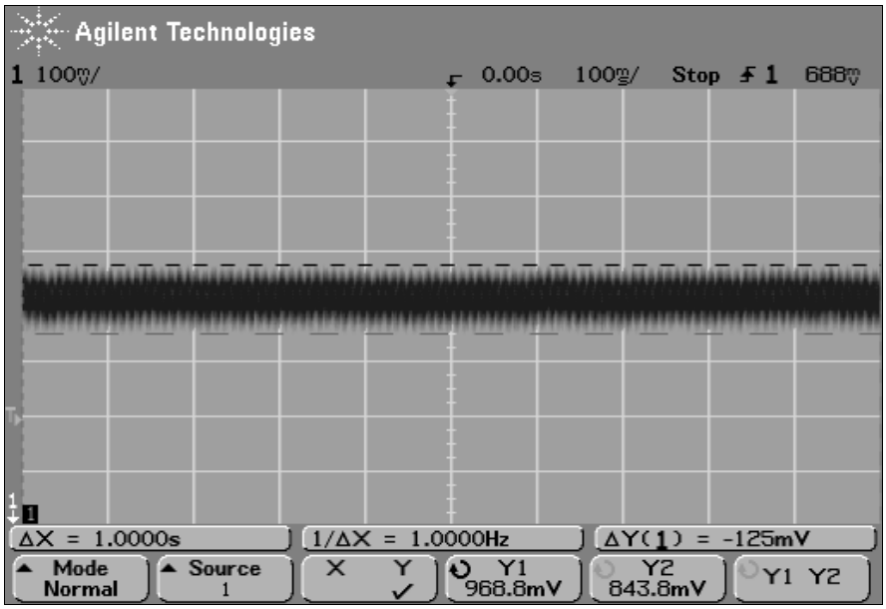
(a)

IGBT anahtarlama elemanları sürülebilmesi için sürücü devre tarafından üretilen sürücü sinyali yukarıdaki gibidir. %18 çalışma oranı ve 22.42 kHz anahtarlama frekansına ulaşılabilmiştir.



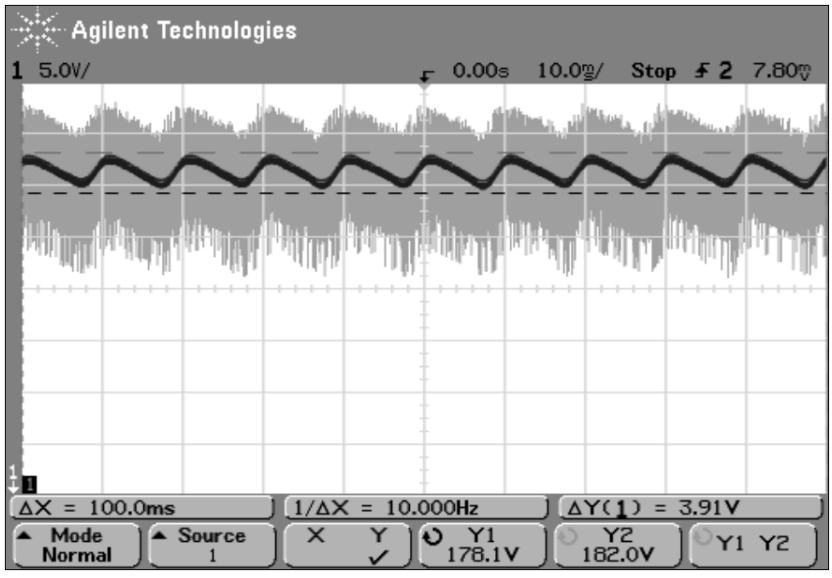
(b)

Giriş akım dalga şekli yukarıdaki gibidir. Akım dönüştürücüde ortalama 740 mV gerilim değerine karşılık 4.625 A giriş akımı değeri okunmuştur. Bu da girişten 1262 W'lık güç aktarımı yapıldığını göstermektedir.



(c)

Devrede çıkış akımı değeri 5.62 A'dir. Yani devrede çıkışa 1012 W'lık güç aktarımı yapılabilmiştir. Yukarıda görülen güç değerlerine göre 250 V giriş geriliminde devre verimliliği η=% 80 olarak görülmektedir.



(d)

Devrede çıkış gerilimi 180 V ve üzerinde yaklaşık 4 V'luk salınım görülmektedir.

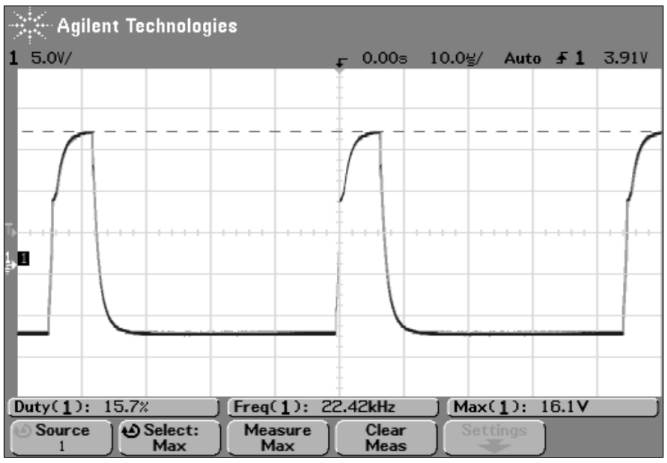
Şekil 5.5 : 250 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o

300 V giriş geriliminde 180 V çıkış gerilimine ulaşılabilmek için % 15 çalışma oranı ayarlanmıştır. Devre kontrol parametreleri aşağıdaki gibidir.

Çizelge 5.5 : 300 V Giriş Gerilimi

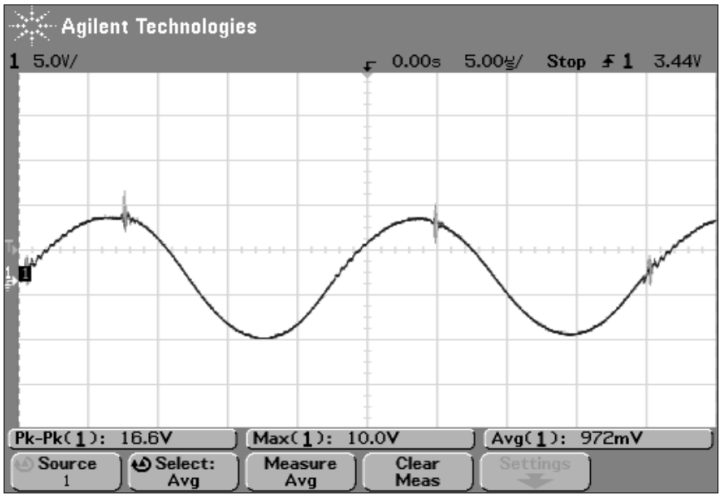
V_{in}	300 V
V_{out}	180 V
D	% 15
t_{on} -t_{off}	8 µs - 12 µs
f_s	22.40 kHz

Devreye 300 V giriş gerilimi uygulandığında verim ve akım – gerilim dalga şekilleri aşağıdaki gibi olacaktır.



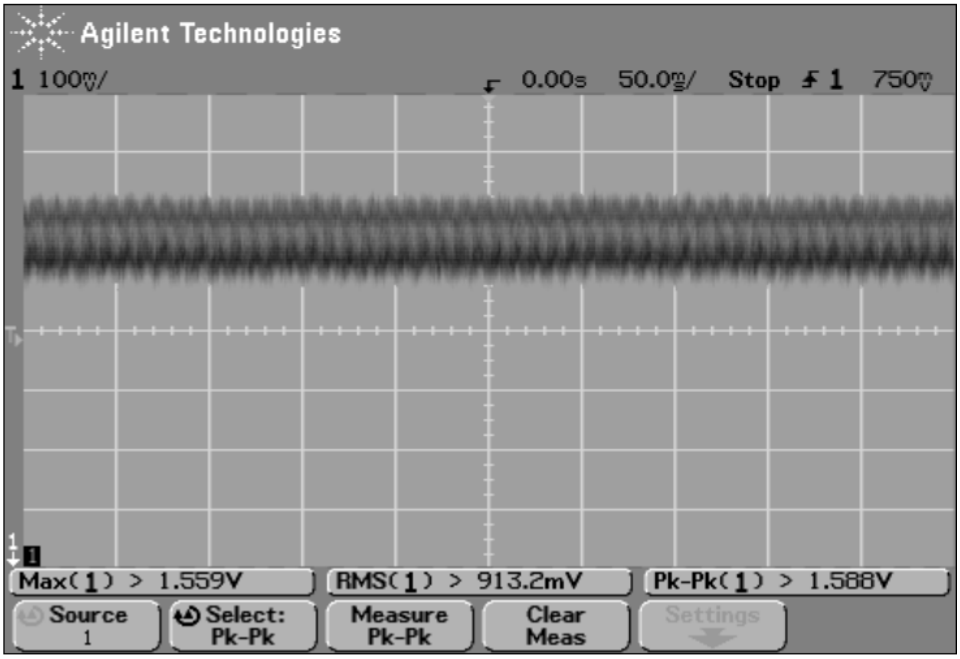
(a)

IGBT sürücü devre sinyali, % 15 çalışma oranı ve 22.42 kHz anahtarlama frekansı oluşturmaktadır.



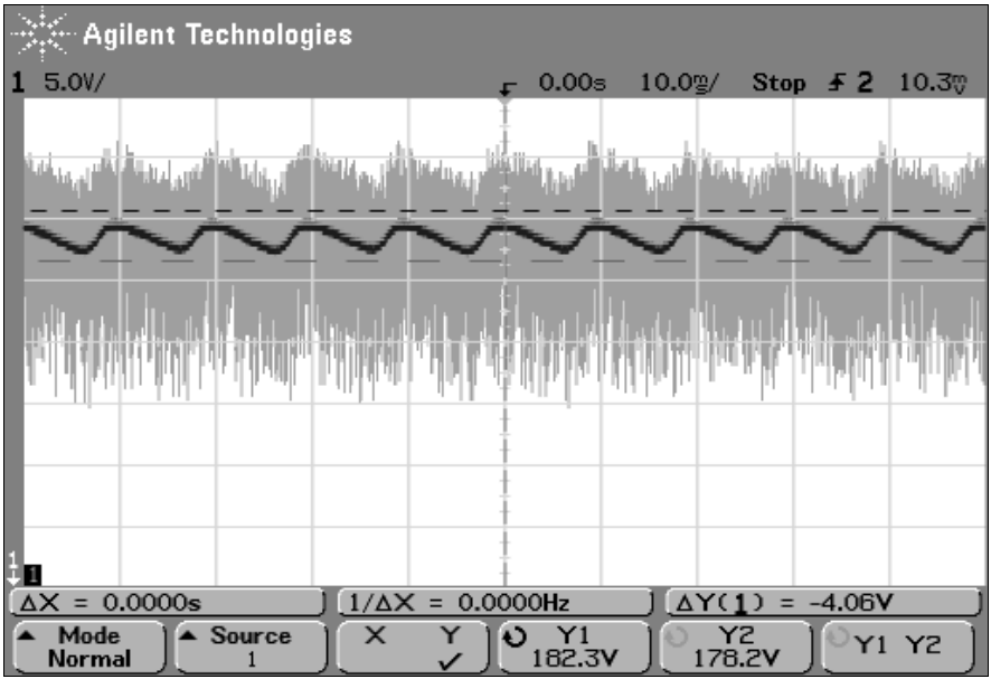
(b)

Devre giriş akım değeri 4.1 A ve girişten 1250 W güç aktarılmaktadır.



(c)

Devre çıkış akımı yaklaşık 5 A ve devrede çıkışa aktarılan güç miktarı 900 W'dır.



(d)

Şekil 5.6 : 300 V Giriş gerilimi (a) V_s (b) I_i (c) I_o (d) V_o

Yukarıda görülen güç değerlerine göre 300 V giriş geriliminde devre verimlilik oranı η= 0.72 olarak hesaplanmaktadır.

5.1 Sonuç ve Değerlendirmeler

Sonuç olarak tam köprülü dc - dc dönüştürücü devre farklı giriş gerilimlerinde sabit 180 V_{dc} çıkış gerilimi verecek şekilde ayarlanarak 36 Ω yük altında denenmiştir. Çıkışta yaklaşık 5 A akım ve ortalama 900 W çıkış gücü elde edilmiştir. Ayrıca giriş gerilim değerine göre çıkışda sabit değerde gerilim elde edebilmek için farklı çalışma oranında devre içerisinde akım – gerilim dalga şekilleri ve devre verimlilik oranları incelenmiştir.

Devre yük altında incelenmeye başlandığı ilk andan itibaren karşılaşılan prıblemler ve yapılan çözümlemeler şöyledir:

İlk olarak devre çalıştırıldığında devre için tasarlanıp üretilen 2 adet transformatör (biri orta uç çıkışlı) yanmış, bunun sonrasında daha yüksek güçlü yeni bir transformatör tasarlanmıştır. Transformatörlerin yanmasında neden olabileceği düşünülen çıkış doğrultucu hızlı diyotlar, ultrafast doğrultucu diyotlar ile değiştirilmiş çıkış doğrultucu devresi yeni diyotlar ile değiştirilmiştir.

Devre çalışma esnasında devre içerisindeki akım dalga şekillerinin incelenebilmesi için üç adet akım dönüştürücü devre yapılmıştır. Bu devreler yardımıyla devrede giriş, çıkış, transformatör ve çıkış endüktans akım dalga şekilleri incelenmiş ve değerleri kaydedilmiştir.

Devre güçlü bir varyak'a bağlanarak tam köprülü evirici devrede anahtarlama esnasında gerilim düşümlerinin önüne geçilmiştir.

Varyak'tan sistem alternatif akım ile beslenmiştir. Tam köprülü eviriciye düzgün bir doğru akım aktarılabilmesi için kondansatör ve diyotlar ile doğrultulan sisteme ek olarak toroit endüktans sarılarak filtreleme güçlendirilmiştir.

Yukarıda bahsi geçen modifikasyonlar tam köprülü doğru akım – doğru akım çevirici devre yük altında çalışır duruma getirilebilmesi için karşılaşılan pek çok problemden bir kaçını ifade eder. Buna ek olarak, devrenin sistem içerisinde daha stabil ve daha yüksek verimlilikte çalışabilmesini sağlayacak önlemler ve yapılması gerekenler de aşağıda ifade edildiği gibidir.

Devre farklı giriş gerilim seviyelerinde farklı verimliliklerde çalışabilmiştir. Bu verimlilik oranı % 69 - % 85 arasında değişmektedir. Devre kayıplarında en etkili olan etken şüphesiz anahtarlama kayıplarıdır. Öncelikle, kontrolör tarafından istenilen çalışma oranına ve anahtarlama frekansına ulaşılamamıştır. 25 kHz olarak ayarlanılmak istenilen anahtarlama frekansı 22.45 kHz değerinin üzerine çıkamamıştır. Ayrıca düşük gerilim değerlerinden 100 V'da istenilen % 45 çalışma oranına ulaşılamadığı için 180 V çıkış gerilimine ulaşılamamıştır. Bu durum, kontrolör içerisinde yazılım modifikasyonlarıyla kısmen çözülebilecek olsada daha hızlı tişlem yapabilen bir kontrolör devresi kurmak sistem cevabı ve yüksek verimlilik için katkı sağlayacaktır.

Anahtarlama kayıplarında etkili olan overshootlar, primer tarafta snubber kondansatörleriyle bastırılabilmiş olsada, sekonder tarafta diyotlar üzerinde gerilim üzerinde yüksek değerlere ulaştığı görülmüştür. Bu gerilim yükselmeleri diyot snubber sönümlendirici devre ile çözümlendirilecektir ve bu da devre verimliliğinde önemli katkıda bulunacaktır.

Buna ek olarak, anahtarlama elemanları olan IGBT'ler üzerine sandaviç bara tasarımı yapılarak yüksek frekansta anahtarlamadan kaynaklanan gürültüler devre toprağına aktarılacaktır.

Devre çıkış gerilimi üzerindeki gerilim dalgalanması göz önüne alındığında bu değer 11 V tepeden tepeye ulaşmaktadır. Bu dalgalanmanın azaltılması için çıkış kondansatör değeri şu an devre üzerinde bulunan değer 470 µF'tan hesaplana değer 700 µF seviyelerine arttırılmalıdır.

Çıkış akım dalgalanması simülasyonlarda belirlenen seviyelerin üzerine çıkmamıştır. Ama daha hassas akım kontrolü ve sistem gereksinimine göre 720 µH endüktans değeri arttırılabilir.

Son olarak devrede soğutucusu yeterli soğutma yüzey alanına sahiptir. Anahtarlama elemanları üzerinde ve transformatör'de ısınma problemiyle karşılaşılmamıştır. Bu da ek soğutma önlemi ya da fan takılması gereksiniminin bulunmadığını göstermekte ve verimliliğe önemli katkıda bulunmaktadır. Buna ek olarak manyetik komponentlerde rezonans ve ses oluştuğu gözlemlenmemiştir.

KAYNAKLAR

Acha, E., Agelidis, V.G., Anaya-Lara, O., Miller, T.J.E., 2002. Power Electronic Control In Electrical Systems, Butterworth-Heinemann, Wounburn, MA 01801-2041.

Basso, P. Christopher., 2001. Switch-Mode Power Supply Spice Cookbook, R. R. Donnelley & Sons Company, New York.

Billings, H. Keith., 1989. Switch–Mode Power Supply Handbook, Hammond Manufacturing Company, Ltd.

B.J. Masserant ve T.A. Stuart., A High Frequency Dc/Dc Converter For Electric Vehicles, University of Toledo, Ohio

Brown, Marty., 2001. Power Supply Cookbook, Butterworth-Heinemann, Wounburg, MA.

Brown, Marty., **1990**. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A.

Husain, Iqbal., 2003. DC / DC Converter: Design project.

Giovanni Franceschini, Emilio Lorenzani, Matteo Cavatorta, and Alberto Bellini., 2008., A High-Power Three-Phase Step-Up Full-Bridge Converter for Automotive Applications, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 1, JANUARY 2008

J.B. Wang ve Ronald Li, Joe Chen, Efficiency., Comparison of the full bridge converters in considered magnetic saturation, Acbel Polytech Inc.

Kassakian, John, G., Schlecht, Martin, F., Varghese, George, C., 1991. Principles of Power Electronics, Addison Publishing Company, Inc, 1991

Mclyman, WM. T. Clooney., 2004: Transformer And Inductor Design Handbook. Third Edition, Kg Magnetics, Inc. Idyllwill, California, U.S.A.

Mehmet Timur Aydemir ve Ashish Bendre, Giri Venkataramanan., A critical evaluation of high power hard and soft switched isolated dc-dc converter, Gazi University, Ankara, Türkiye

Mohan, Ned., Underland, M. Tore., Robbins, P. William., 1995. Power Electronics Converters, Applications and Design, Second Edition, John Willey, 1995

O. A. Ahmet, J.A.M Bleijs., High efficiency full bridge current-fed dc-dc converter for a fuel cell power system, University of Leicester, Leicester, United Kingdom

ON, Semiconductor., 2002. Switch-Mode Power Supplies: Reference Manual And Design Guide, SMPSRM/D Rev. 3B, Literature distribution center for ON Semiconductor, July 2002, Colorado, U.S.A.

Rahman, F., 1997. Power Electronics, Lecture Note: 17- Isolated DC – DC Converters.

Razak, Abdul, Taib, S., Daut, I., 2005. Design And Development of High Frequency Transformer For Renewable Energy Application, Proceedings of The International Conference On Robotics, Vision, Information And Signal Processing PROVISP 2005.

Yanuarsyah Haroen, Pekik Argo Dahonon ve Jasmin Sutanto., A new type dc-dc converter for rolling stock auxiliary power supply, Electrical Energy Conversion Laboratory, Bandung Institude of Technology, bandung, Indonesia

Url-1 <*http://www.semikron.com*>, alındığı tarih 01.04.2010.

Url-2 <*http://www.smps.us* >, alındığı tarih 10.01.2010.

Url-3 <*http://www.starpower.com*>, alındığı tarih 21.03.2010.

Url-4 <*http://www.elseelektrik.com.tr*>, alındığı tarih 15.02.2010.

[1] **B.J. Masserant ve T.A. Stuart.,** A High Frequency Dc/Dc Converter For Electric Vehicles, University of Toledo, Ohio

[2] **Yanuarsyah Haroen, Pekik Argo Dahonon ve Jasmin Sutanto.,** A new type dc-dc converter for rolling stock auxiliary power supply, Electrical Energy Conversion Laboratory, Bandung Institude of Technology, bandung, Indonesia

[3] **J.B. Wang ve Ronald Li, Joe Chen, Efficiency.,** Comparison of the full bridge converters in considered magnetic saturation, Acbel Polytech Inc.

[4] **O. A. Ahmet, J.A.M Bleijs**., High efficiency full bridge current-fed dc-dc converter for a fuel cell power system, University of Leicester, Leicester, United Kingdom

[5] **Mehmet Timur Aydemir ve Ashish Bendre, Giri Venkataramanan.,** A critical evaluation of high power hard and soft switched isolated dc-dc converter, Gazi University, Ankara, Türkiye

[6] **Brown, Marty.**, **1990**. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A.

[7] **Brown, Marty.**, **1990**. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A.

[8] **Brown, Marty.**, **1990**. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A.

[9] **Rahman, F., 1997.** Power Electronics, Lecture Note: 17- Isolated DC – DC Converters.

[10] **Mclyman, WM. T. Coloney**., 2004: Transformer And Inductor Design Handbook. Third Edition, Kg Magnetics, Inc. Idyllwill, California, U.S.A.

[11] **Mclyman, WM. T. Coloney**., 2004: Transformer And Inductor Design Handbook. Third Edition, Kg Magnetics, Inc. Idyllwill, California, U.S.A.

[12] **Url-1** <*http://www.semikron.com*>, alındığı tarih 01.04.2010.

[13] **Url-3** <*http://www.starpower.com*>, alındığı tarih 21.03.2010.

[14] **Url-4** <*http://www.elseelektrik.com.tr*>, alındığı tarih 15.02.2010.

[15] **Url-4** <*http://www.elseelektrik.com.tr*>, alındığı tarih 15.02.2010.

[16] **Mohan, Ned., Underland, M. Tore., Robbins, P. William., 1995.** Power Electronics Converters, Applications and Design, Second Edition, John Willey, 1995

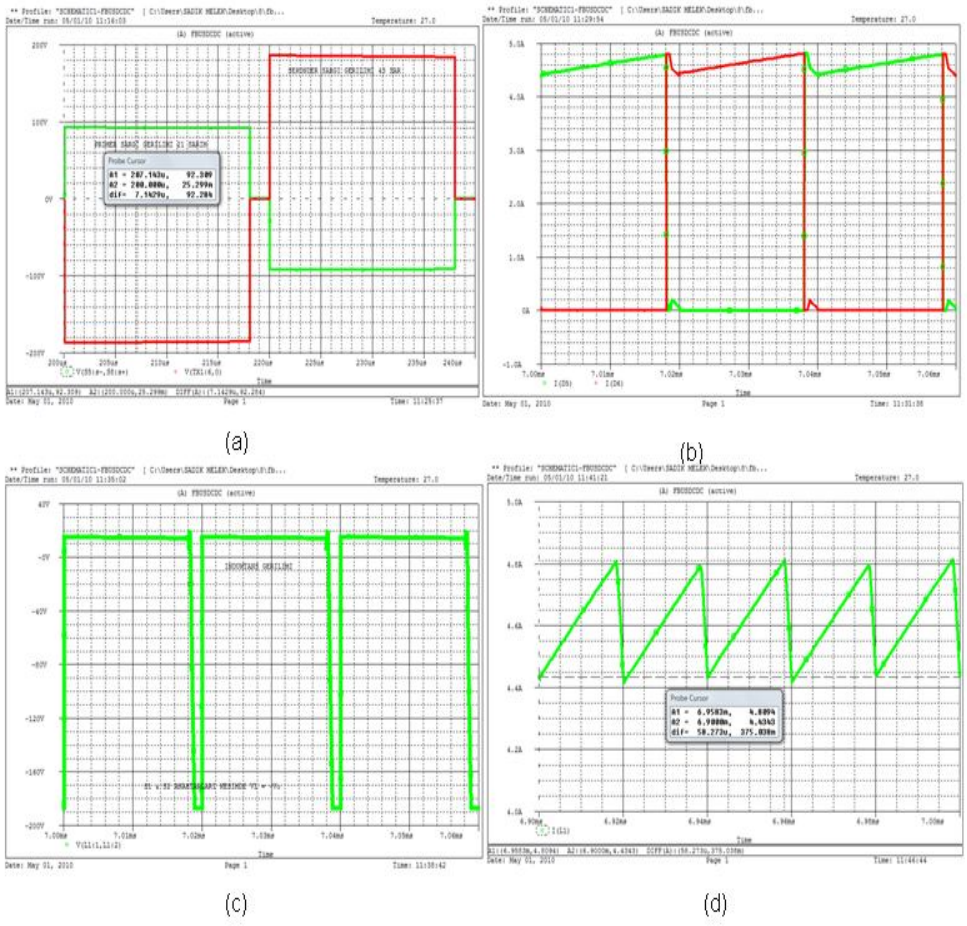
[17] **Razak, Abdul, Taib, S., Daut, I., 2005.** Design And Development of High Frequency Transformer For Renewable Energy Application, Proceedings of The International Conference On Robotics, Vision, Information And Signal Processing PROVISP 2005.

[18] **Brown, Marty.**, **1990**. Practical Switch-Mode Power Supply Design, Academic Press, San Diego, U.S.A.

EK – A SİMÜLASYON VE DENEYSEL SONUÇLAR

Simülasyonlar sonucunda elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri aşağıda görüldüğü gibidir.

1) 100 V için sonuçlar:



Şekil A.1 : 100 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

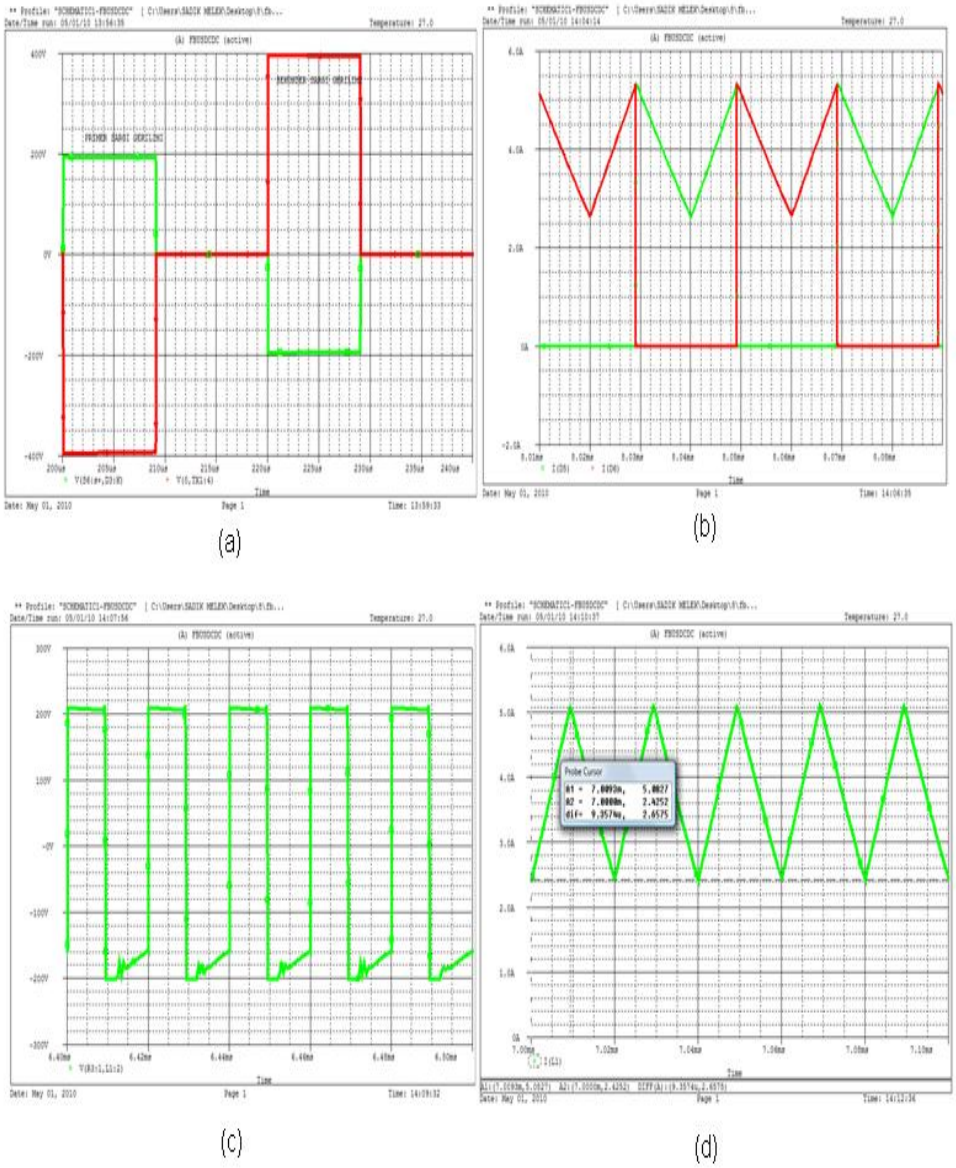
Transformatör primer ve sekonder gerilimleri

Çıkış doğrultucu diyot akımları

Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 0.375 A‘dir.

2) 200 V için sonuçlar:



Şekil A.2 : 200 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

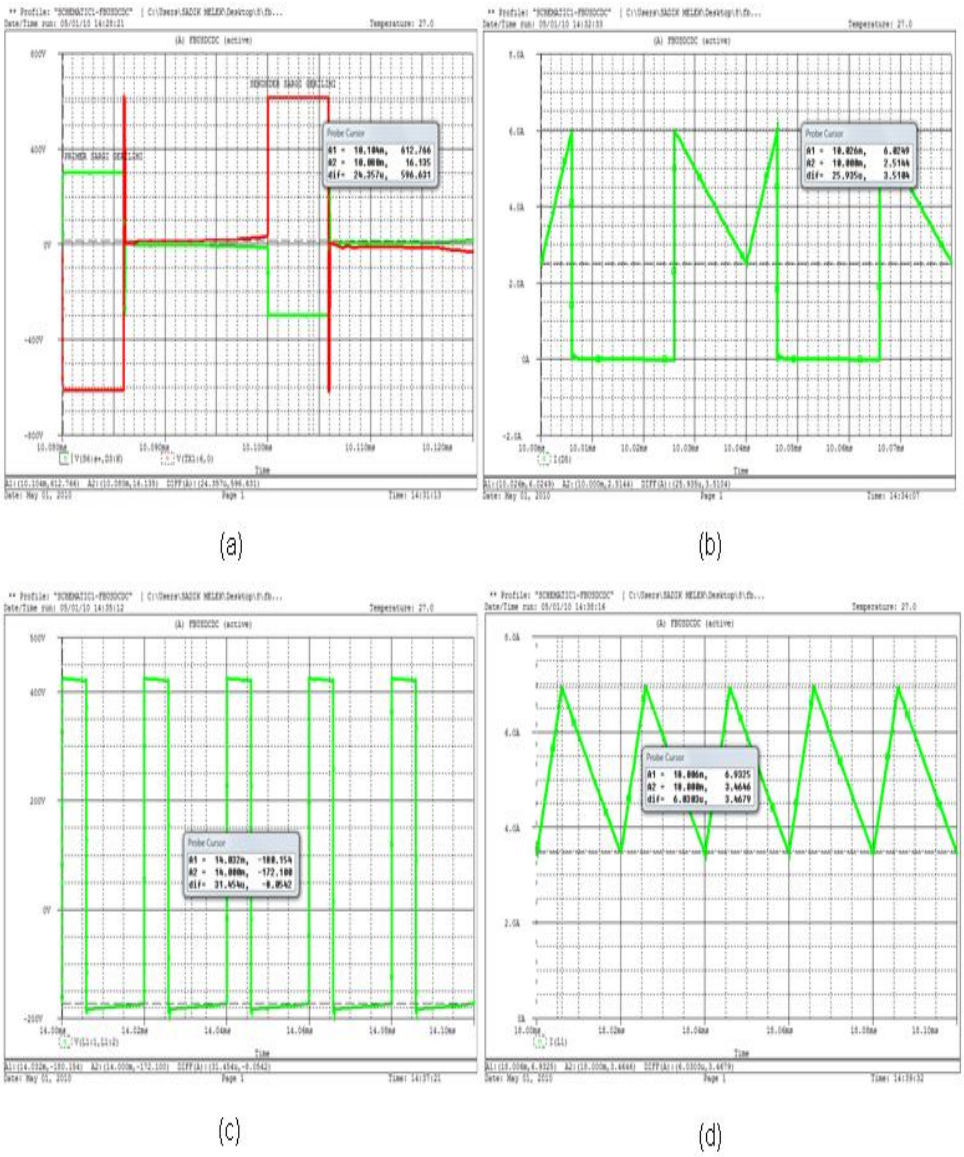
Transformatör primer ve sekonder gerilimleri

Çıkış doğrultucu diyot akımları

200 V Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 2.65 A‘dir.

3) 300 V için sonuçlar:



Şekil A.3 : 300 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

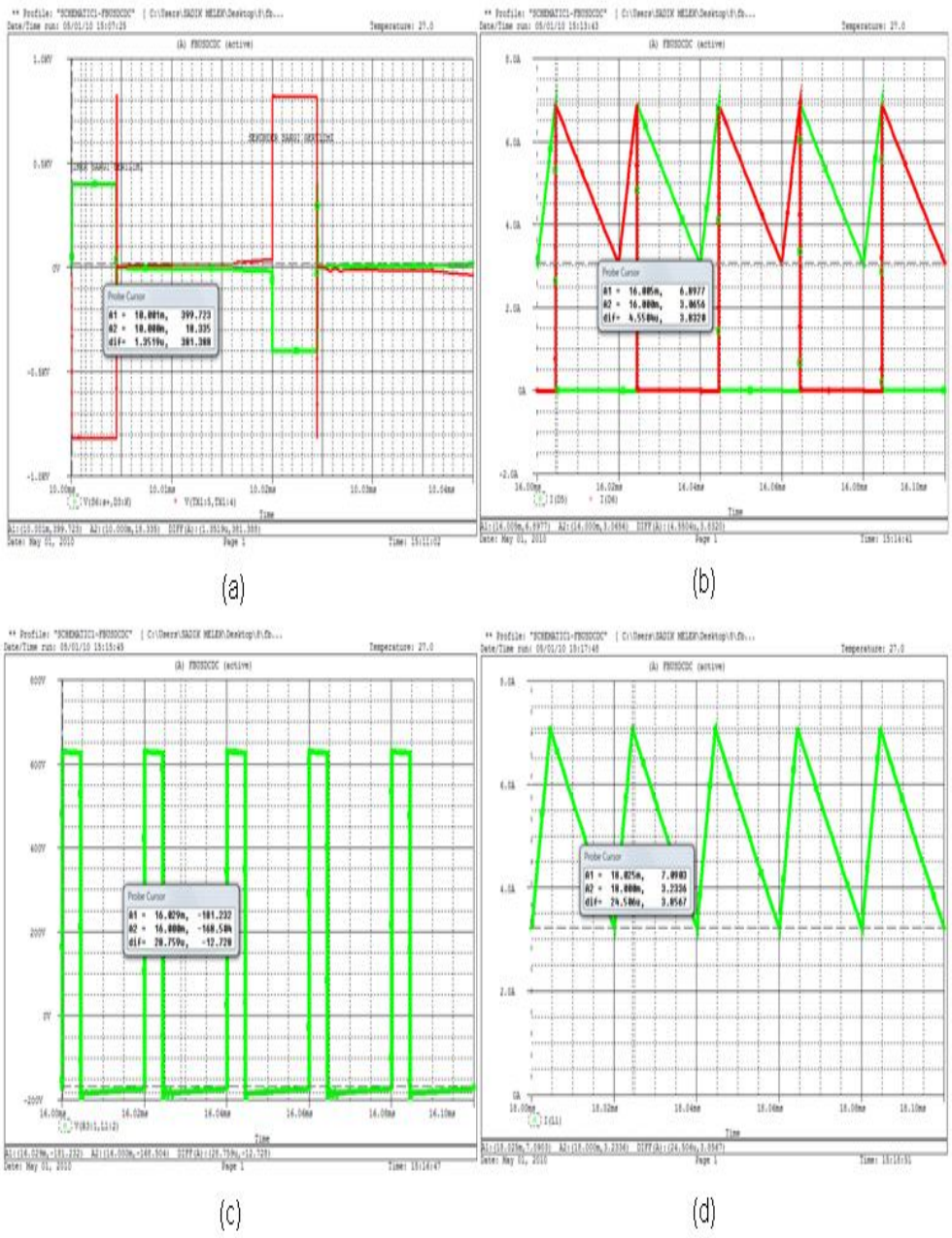
Transformatör primer ve sekonder gerilimleri

Çıkış doğrultucu diyot akımları

300 V Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

300 V Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 3.46 A ‘ dir.

4) 400 V için sonuçlar:



Şekil A.4 : 400 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

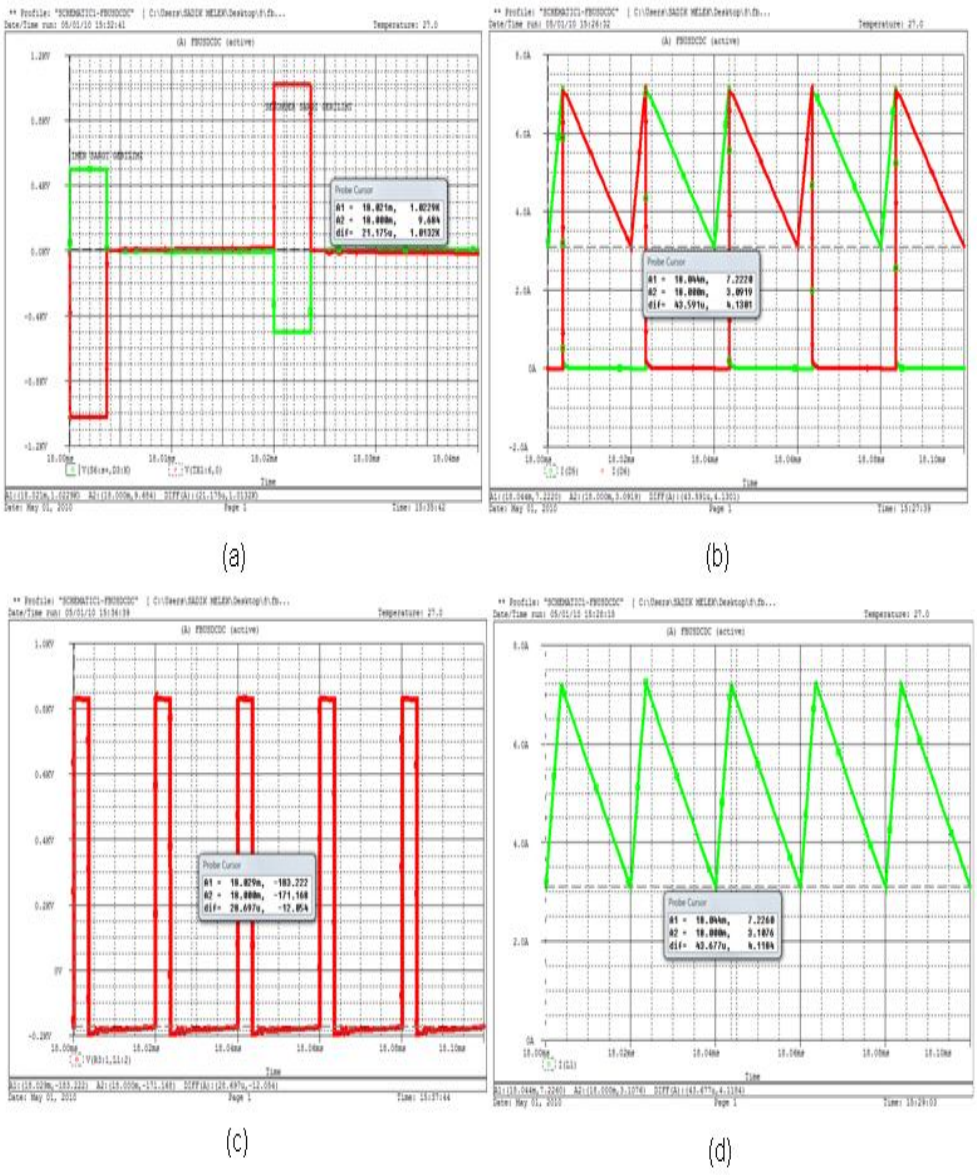
Transformatör primer ve sekonder gerilimleri

Çıkış doğrultucu diyot akımları

Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 3.85 A'dir.

5) 500 V için sonuçlar:



Şekil A.5 : 500 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

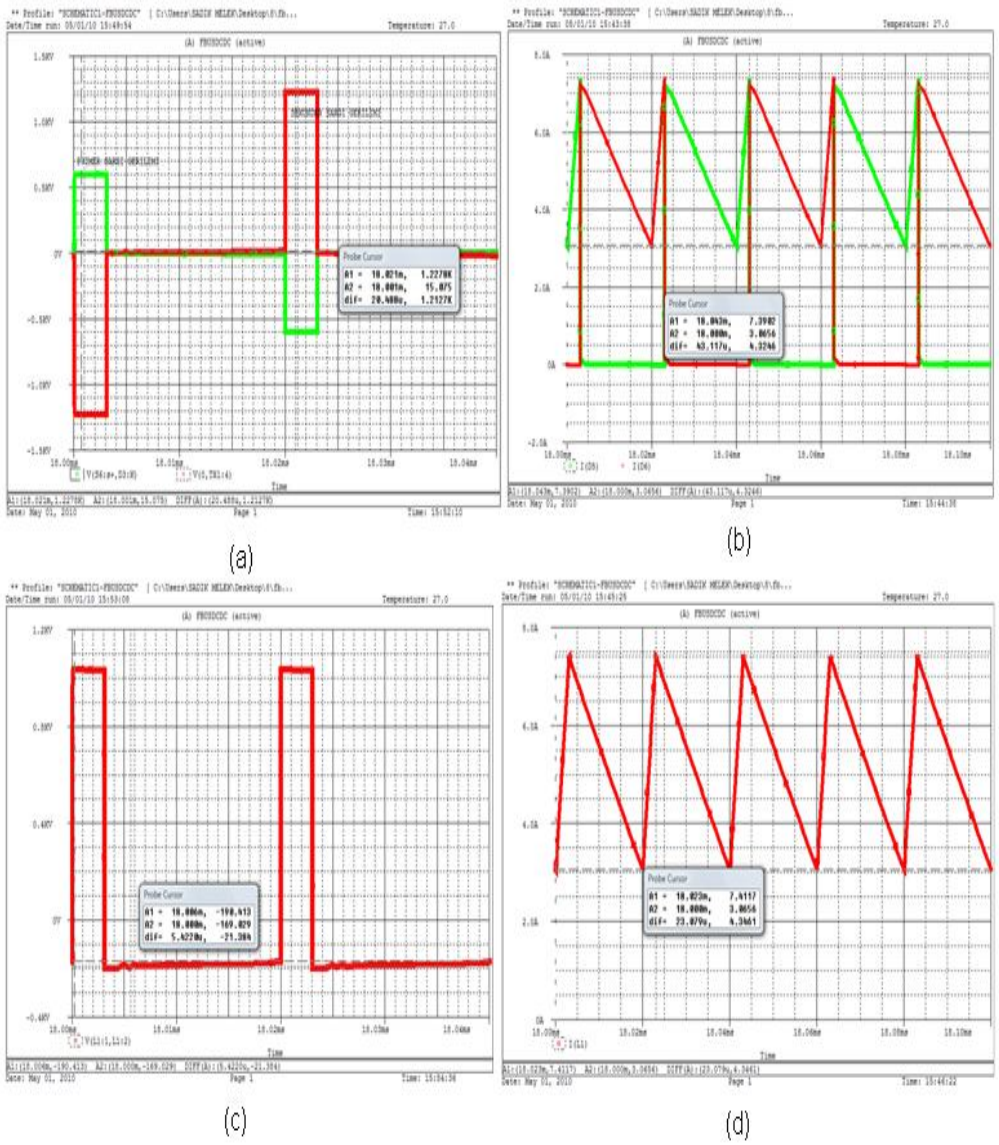
Transformatör primer ve sekonder gerilimleri

Çıkış doğrultucu diyot akımları

Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 4.11 A‘dir,

6) 600 V için sonuçlar:



Şekil A.6 : 600 V Simülasyon sonuçları (a) V_{tp}-V_{ts} (b) I_d (c) V_L (d) I_L

Transformatör primer ve sekonder gerilimleri,

Çıkış doğrultucu diyot akımları,

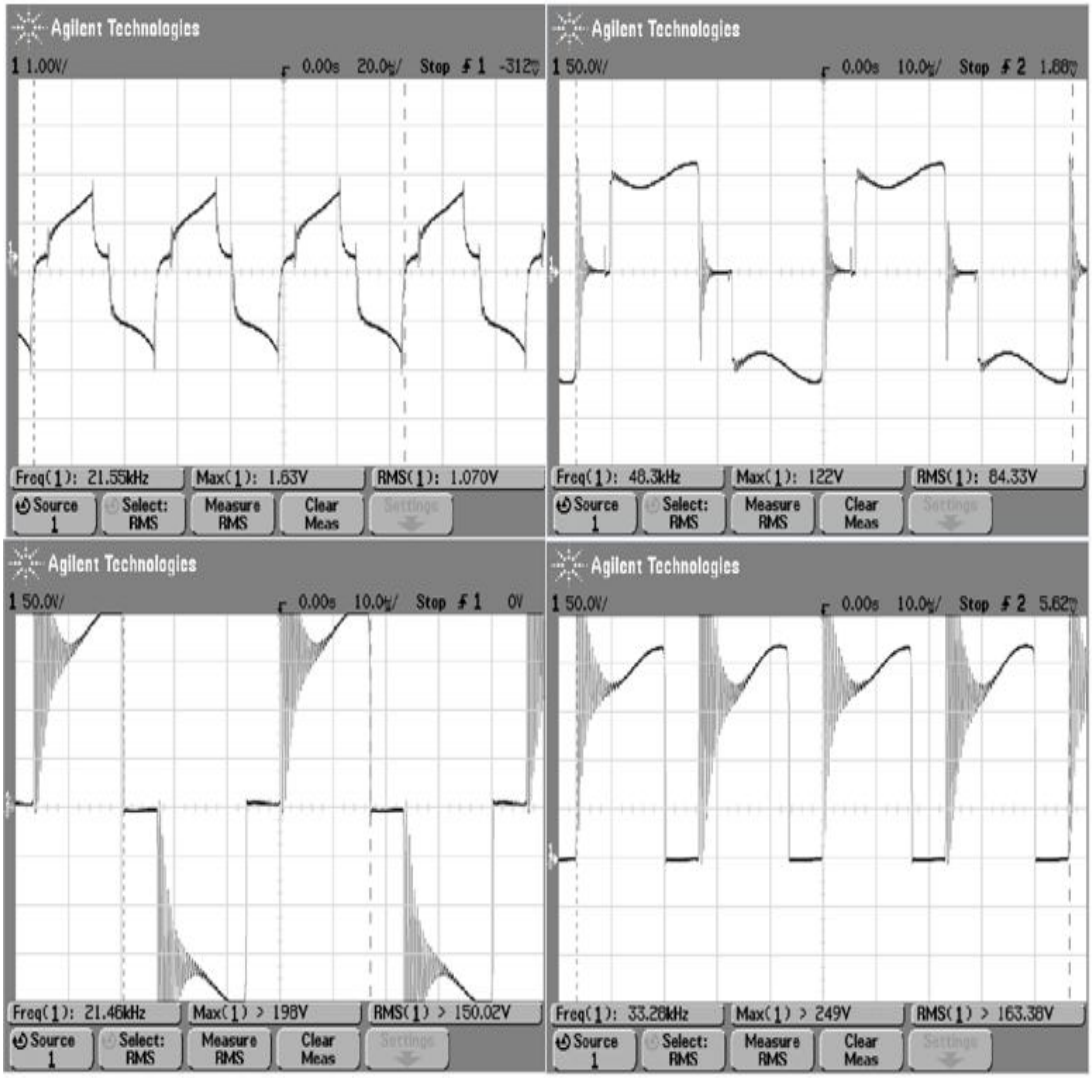
Endüktans üzerinde S_1&S_2 anahtarları kesimde olduğunda V_L=V_o gerilimi görülür.

Endüktans akım dalgalanması yaklaşık 4.34 A'dir,

Yukarıda gösterilen simülasyon gerilim ve akım dalga şekillerine ek olarak deneysel sonuçlardan elde edilen gerilim ve akım dalga şekilleri aşağıda görüldüğü gibidir.

Transformatör primer ve sekonderden, çıkış diyotmarından ve çıkış endüktansından elde edilen sonuçlar aşağıda gösterilmektedir.

1) 100 V için sonuçlar:



Şekil A.7 : 100 V Deneysel sonuçlar (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d

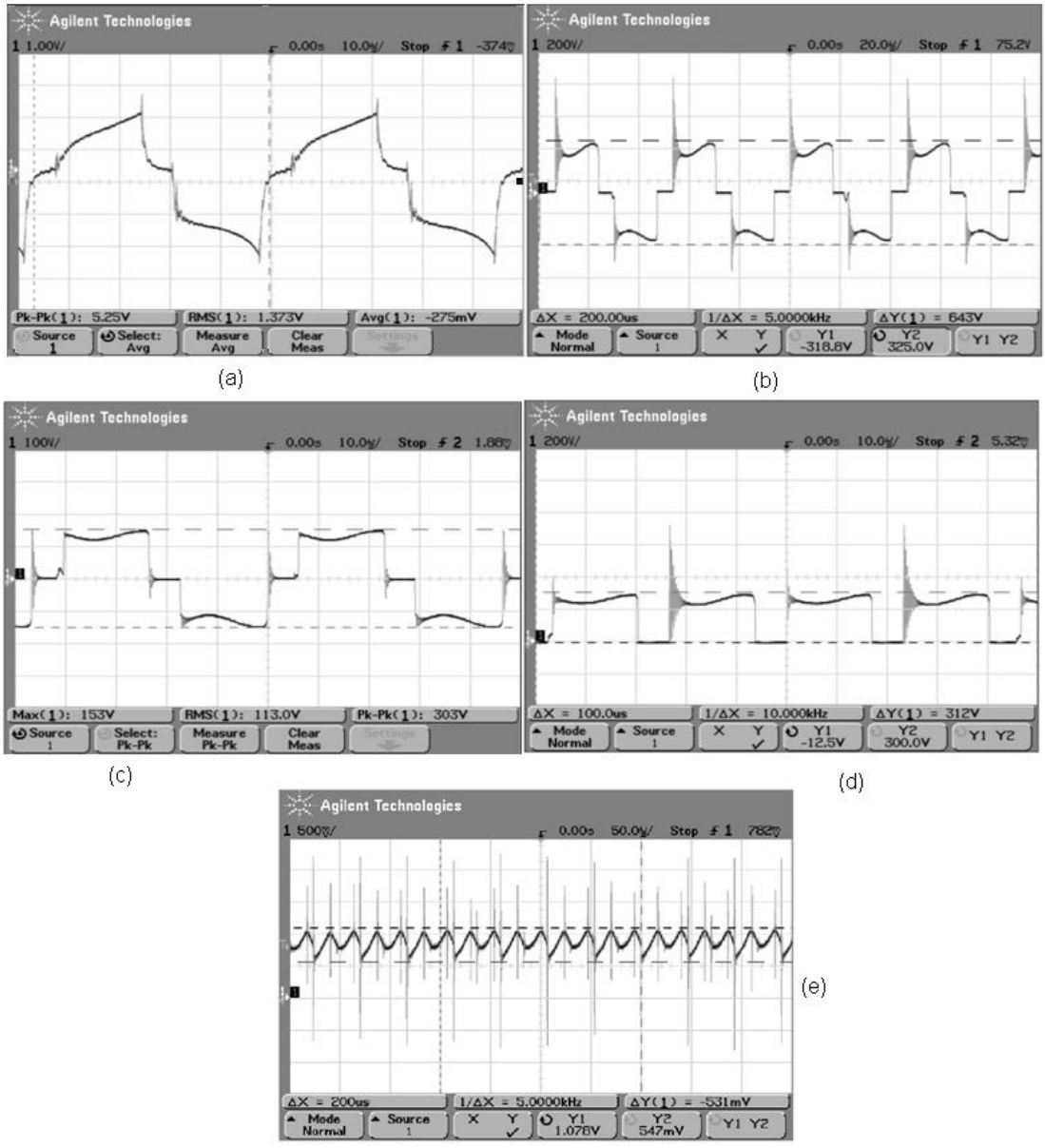
Burada transformatör akımı dalga şekli görülmektedir.

Transformatör primer sargılarda arasında görülen dalga şeklidir.

Transformatör sekonder – primer sargı oranı 2 oluğu için sekonder sargılarda tepeden tepeye 400 V gerilim görülmektedir.

Çıkış doğrultucu diyotların çıkışında, negatif yöndeki gerilim dalga şekilleri pozitif tarafa aktarılmış ve yukarıdaki dalga şekli elde edilmiştir. Buradan sonra şekil 5.2'de görüldüğü gibi filtre edilen çıkış gerilimi elde edilmektedir.

2) 135 V için sonuçlar:



Şekil A.8 : 135 V Deneysel sonuçlar (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L

Transformatör akım değeri yaklaşık 1.8 A'dir.

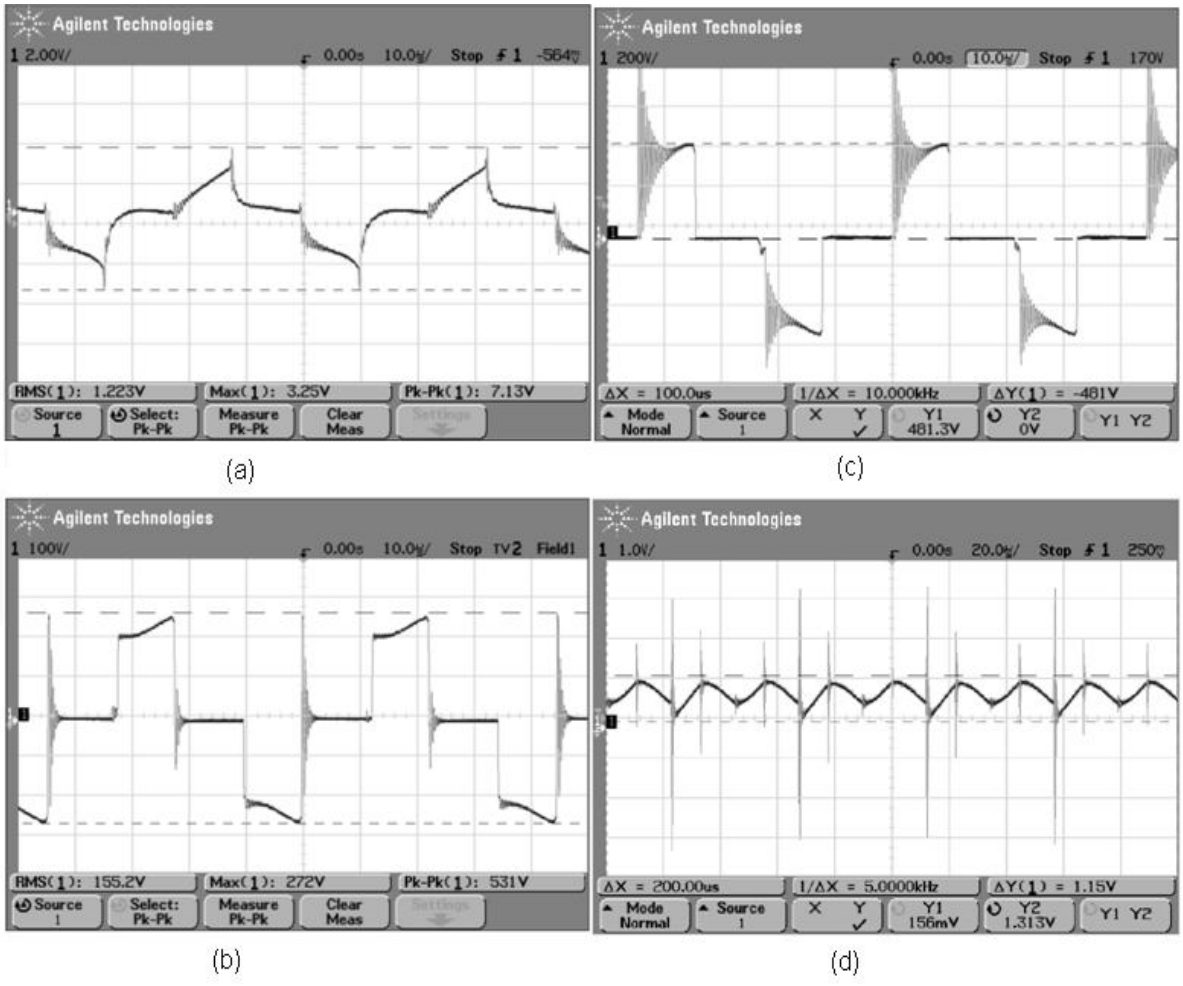
Transformatör primer sargısında tepeden tepeye yaklaşık 300 V gerilim görülmektedir.

Sekonder sargılarda bu değer 600 V olarak görülmektedir.

Transformatör sekonder sargıda görülen alternatif gerilim poziif tarafa doğrultularak çıkış filtrelerine aktarılmaktadır.

135 V giriş geriliminde çıkış endüktansında görülen akım dalga şekli yukarıdaki gibidir. Akım dalga şekli üzerinde yaklaşık 0.6 A ripple görülmektedir.

3) 200 V için sonuçlar:



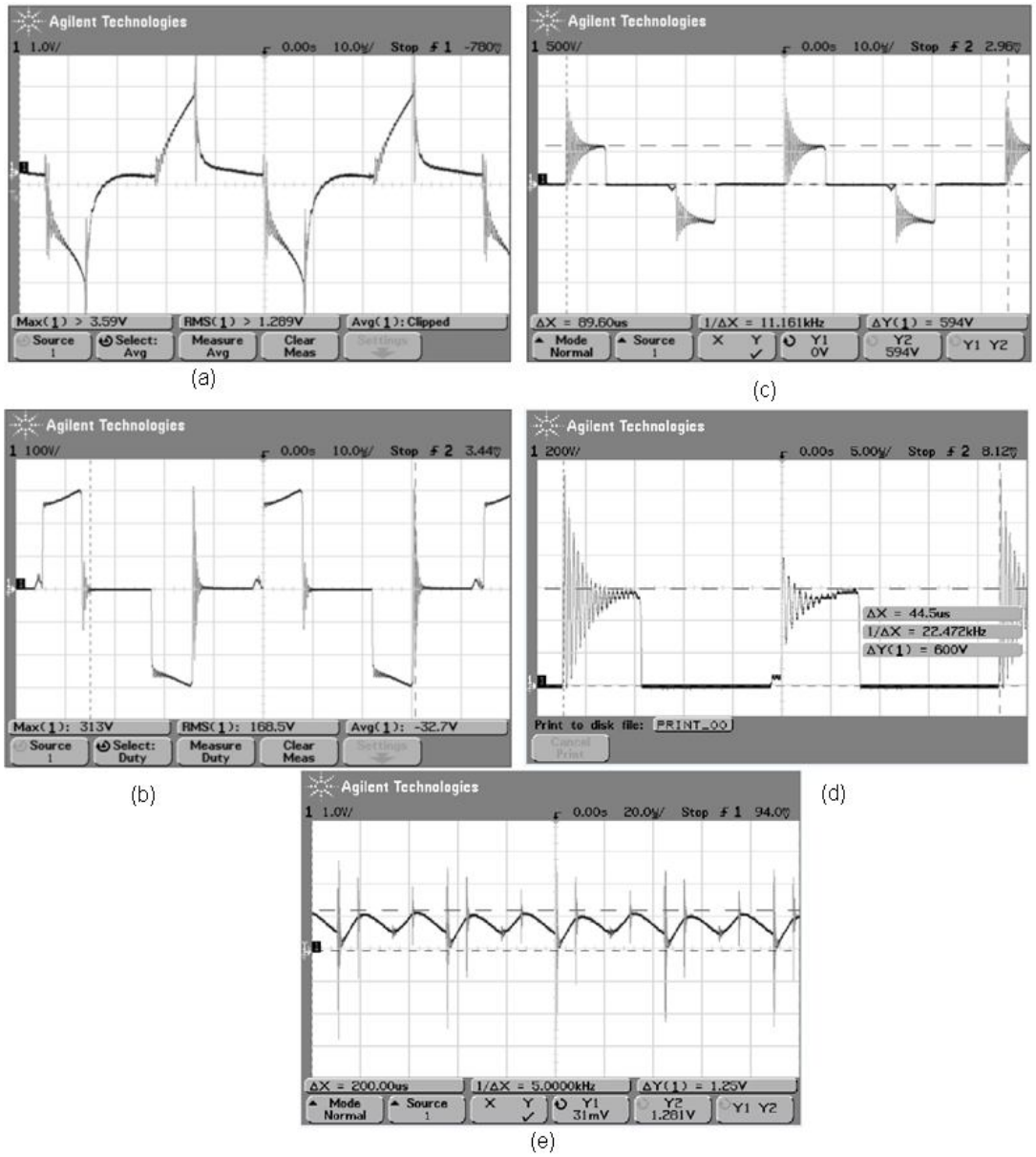
Şekil A.9 : 200 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d

Transformatör primer sargı akımı yukarıdaki gibidir.

Transformatör primer ve sekonder sargı gerilimleri (b) ve (c)'de görüldüğü gibidir. Primer tarafta yaklaşık 400 V tepeden tepeye gerilim görülmekte bu sekonder tarafta 800 V'a çevrilmektedir

Devrede 200 V giriş geriliminde çıkış endüktansı üzerinde görülen akım dalga şekli yukarıdaki gibidir. Akım dalga şekli üzerinde yaklaşık 0.8 A'lik ripple görünmektedir.

4) 250 V için sonuçlar:



Şekil A.10 : 250 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L

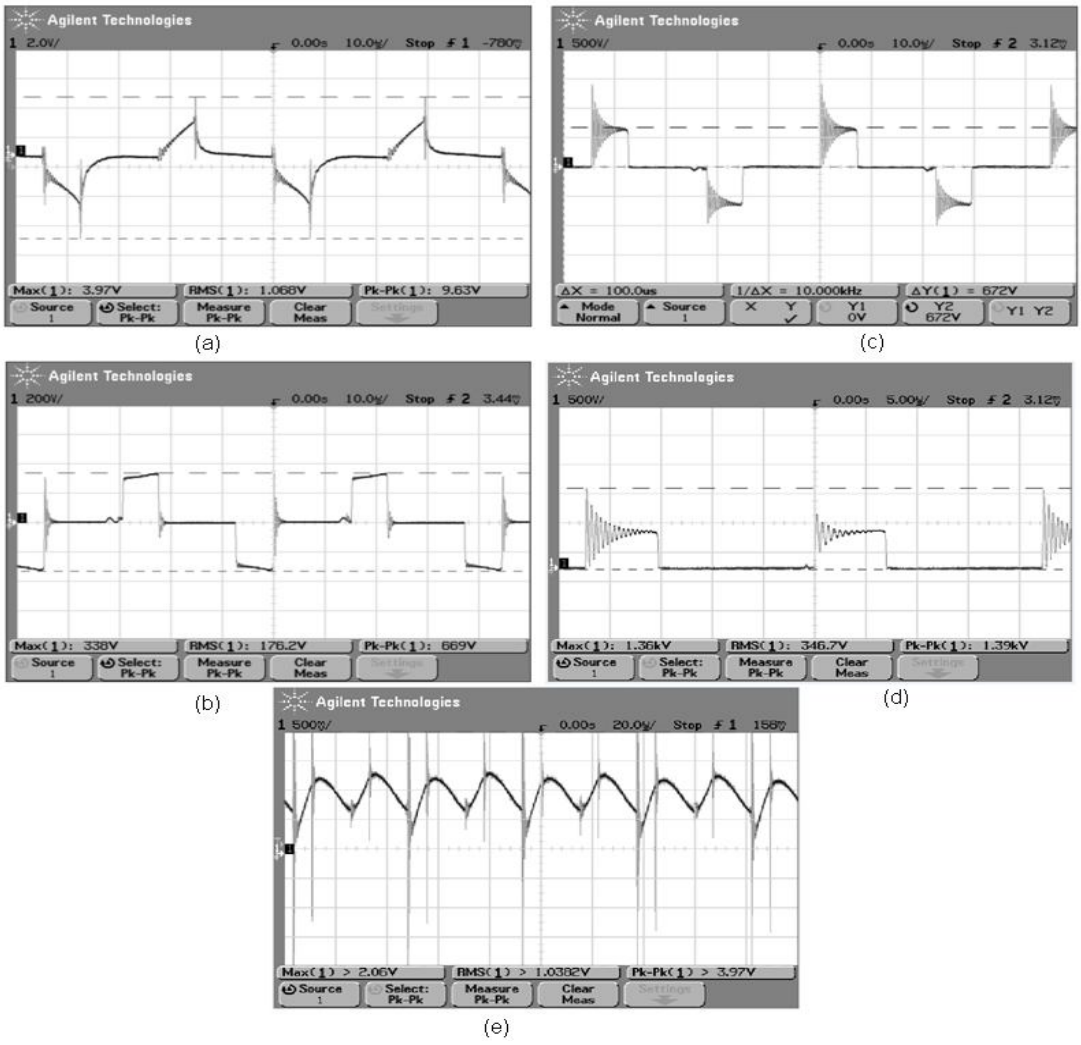
Transformatör akım dalga şekli yukarıdaki gibidir.

Yukarıda (b) ve (c)'de sırasıyla transformatör primer ve sekonder gerilim dalga şekileri görülmektedir.

Çıkış doğrultucularda görülen dalga şekli yukarıda görülmektedir.

Devre çıkış endüktansı akım dalga şekli yukarıdaki gibidir. Akım dalga şekli üzerinde yaklaşık 1 A'lik ripple görülmektedir.

5) 300 V için sonuçlar:



Şekil A.11 : 300 V Deneysel sonuçları (a) I_{tp} (b) V_{tp} (c) V_{ts} (d) V_d (e) I_L

Transformatör akım dalga şekli yukarıda görüldüğü gibidir.

Yukarıda (b) ve (c)'de sırasıyla transformatör primer ve sekonder gerilim dalga şekilleri görülmektedir. Primerde 600 V tepeden tepeye olan gerilim seviyesi sekonder tarafta 1200 V üzerine çıkmaktadır.

Çıkış diyotlarında negatif sinyaller pozitif tarafa doğrultularak çalışma oranı % 30'a çıkarılır. 600 V, % 30 çalışma oranında çıkış gerilimi çıkış filtresinde filtre edilerek

180 V çıkış gerilimi oluşturulur. Gerilim dalga şekilleri üzerinde görülen 1.4 kV'u bulan overshoot'lar da diyot sönümlendirici devre ile bastırılmalıdır.

Çıkış endüktans akımı dalga şeklinde görüldüğü gibi yaklaşık 1.5 A ripple vardır.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: : Sadık Özdemir

Doğum Yeri ve Tarihi: : Denizli, 28.02.1983

Adres: : Ünalan mahallesi Ünalan caddesi 4/H Üsküdar İstanbul

Lisans Üniversite: : Yeditepe Üniversitesi

Yayın Listesi: