

**GAN GÜÇ TRANZİSTÖRÜNE DAYALI, YÜKSEK GÜÇ
YOĞUNLUKLU ÇİFT AKTİF KÖPRÜ DA/DA ÇEVİRGEÇ
TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

**DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HIGH POWER
DENSITY DUAL ACTIVE BRIDGE DC/DC CONVERTER
WITH GAN POWER TRANSISTORS**

AYKUT KIZICI

PROF. DR IŞIK ÇADIRCI

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

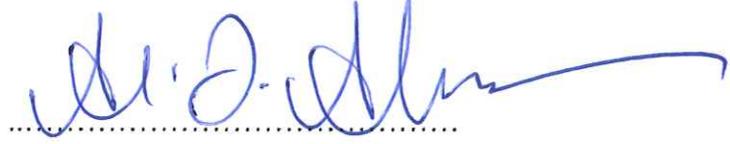
YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak hazırlanmıştır.

2019

AYKUT KIZICI'nın hazırladığı "GAN GÜÇ TRANZİSTÖRÜNE DAYALI, YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU ÇİFT AKTİF KÖPRÜ DA/DA ÇEVİRGEÇ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ" adlı bu çalışma aşağıdaki jüri tarafından **ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI'nda YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Ali Ziya ALKAR

Başkan



Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Danışman



Dr. Öğr. Üyesi Yakup ÖZKAZANÇ

Üye



Dr. Öğr. Üyesi Dinçer GÖKÇEN

Üye



Dr. Öğr. Üyesi Ozan KEYSAN

Üye



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

Prof. Dr. Menemşe GÜMÜŞDERELİOĞLU

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Anneme



ETİK

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

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

beyan ederim.

25 / 09 / 2019

AYKUT KIZICI

YAYINLANMA FİKRİ MÜLKİYET HAKKLARI BEYANI

Enstitü tarafından onaylanan lisansüstü tezimin/raporumun tamamını veya herhangi bir kısmını, basılı (kağıt) ve elektronik formatta arşivleme ve aşağıda verilen koşullarla kullanıma açma iznini Hacettepe üniversitesine verdiğimi bildiririm. Bu izinle Üniversiteye verilen kullanım hakları dışındaki tüm fikri mülkiyet haklarım bende kalacak, tezimin tamamının ya da bir bölümünün gelecekteki çalışmalarda (makale, kitap, lisans ve patent vb.) kullanım hakları bana ait olacaktır.

Tezin kendi orijinal çalışmam olduğunu, başkalarının haklarını ihlal etmediğimi ve tezimin tek yetkili sahibi olduğumu beyan ve taahhüt ederim. Tezimde yer alan telif hakkı bulunan ve sahiplerinden yazılı izin alınarak kullanması zorunlu metinlerin yazılı izin alarak kullandığımı ve istenildiğinde suretlerini Üniversiteye teslim etmeyi taahhüt ederim.

Yükseköğretim Kurulu tarafından yayınlanan “*Lisansüstü Tezlerin Elektronik Ortamda Toplanması, Düzenlenmesi ve Erişime Açılmasına İlişkin Yönerge*” kapsamında tezim aşağıda belirtilen koşullar haricince YÖK Ulusal Tez Merkezi / H. Ü. Kütüphaneleri Açık Erişim Sisteminde erişime açılır.

- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren 2 yıl ertelenmiştir.
- Enstitü / Fakülte yönetim kurulu gerekçeli kararı ile tezimin erişime açılması mezuniyet tarihimden itibaren ay ertelenmiştir.
- Tezim ile ilgili gizlilik kararı verilmiştir.

25 / 09 / 2019

 (İmza)

AYKUT KIZICI

ÖZET

GAN GÜÇ TRANZİSTÖRÜNE DAYALI, YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU ÇİFT AKTİF KÖPRÜ DA/DA ÇEVİRGEÇ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

AYKUT KIZICI

Yüksek Lisans, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Eylül 2019, 74 sayfa

Bu çalışmada elektrikli araç uygulamalarında kullanılacak, giriş gerilimi 350-400 VDC aralığında, anma çıkış gerilimi 14.5 VDC ve çıkış akımı yaklaşık 240A olacak şekilde, 3.5 kW çıkış anma gücünde, 150 kHz anahtarlama frekansında, her iki köprüde GaN HEMT tipi tranzistör kullanılarak Çift Aktif Köprü DA-DA çevirgeç tasarımı ve deneysel çalışmaları yapılmıştır. Tek faz kaymalı modülasyon tekniği ile köprülerin kontrolü sağlanan çevirgeç, özgün transformator tasarımı ve çalışmada yeni nesil güç anahtarlarının kullanılması sayesinde tam yük verimliliği %98'in üzerinde olacak şekilde elde edilmiştir. Tasarımı ve benzetimi yapılan DA-DA çevirgecin başarımını görmek için bir ilk örnek üretimi yapılmış ve laboratuvar ortamında başarıyla test edilmiştir. Son olarak deney sonuçları ile benzetim sonuçları karşılaştırılarak tasarım doğrulaması yapılmıştır.

Anahtar Sözcükler: Çift Aktif Köprü çevirgeç, GaN tranzistör, elektrikli araç uygulamaları, tek faz kaymalı modülasyon.

ABSTRACT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF HIGH POWER DENSITY GAN HEMT BASED DUAL ACTIVE BRIDGE DC/DC CONVERTER

AYKUT KIZICI

Master of Science, Department of Electrical-Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

September 2019, 74 pages

In this study, a Dual Active Bridge DC/DC converter using GaN HEMT type transistors on both bridges is designed and implemented with input voltage in the range of 350-400 VDC, rated output voltage of 14.5 VDC and output current of approximately 240A, 3.5 kW output rated power, 150 kHz switching frequency which can be used in electric vehicle applications. DC-DC converter design and experimental studies were performed. The control of the bridges with single phase shift modulation technique has been achieved with the original transformer design of the converter and the use of new generation power switches in operation, thus achieving full load efficiency above 98%. A first sample was produced to see the performance of the designed and simulated DC-DC converter. Then the design was implemented and tested successfully in laboratory environment. Finally, the design verification was completed by comparing the experimental results with the simulation results.

Keywords: Dual Active Brige converter, GaN transistor, electric vehicle applications, single phase shift modulation.

TEŞEKKÜR

Yüksek lisans eğitimim süresince destekleriyle bana her zaman yol gösteren değerli tez danışmanım Prof.Dr. Işık ÇADIRCI'ya teşekkür ederim.

Tez kapsamında ihtiyaç olan malzemeler için sunduğu mali desteklerinden ötürü Hacettepe Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimine teşekkür ederim.

Proje çalışmaları süresince verdikleri desteklerinden ötürü Arş. Gör. Serkan ÖZTÜRK, Arş. Gör. Asım Reha ÇETİN ve bölüm uzman teknisyeni Bünyamin HASTÜRK'e teşekkür ederim.

Tez süresi boyunca bana desteklerini esirgemeyen eski iş yerim Tübitak Bilgem İltaren'e ve yeni iş yerim Eczacıbaşı SCT Lab'a teşekkür ederim.

Bana sunduğu maddi manevi destekleriyle her zaman yanımda olan değerli eşime teşekkür ederim.

Bana sundukları manevi destekleriyle her zaman yanımda olan değerli aileme ve tüm dostlarıma teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER DİZİNİ	vi
ÇİZELGELER DİZİNİ	ix
SİMGELER	x
KISALTMALAR	xii
1 GİRİŞ	1
2 ÇİFT AKTİF KÖPRÜ ÇALIŞMA PRENSİBİ VE GEÇMİŞ ÇALIŞMALAR	5
2.1 Çift Aktif Köprü Topolojisi ve Çalışma Modeli	5
2.2 Geçmiş Çalışmalar ve Bu Çalışmada Sunulan Sistem	11
3 TASARIM VE BENZETİMLER	13
3.1 Tasarım Girdilerinin Uygun Şekilde Seçimi	13
3.1.1 $i_L(t)$ Değerinin Hesaplanması	14
3.1.2 Tur Oranı N ve L_{leak} seçimi	15
3.1.3 Anahtarlama Elemanları Seçimi	19
3.1.4 Filtre kapasitörleri seçimi	25
3.1.5 Transformatör tasarımı	27
3.2 Analog bilgisayar benzetimleri	34
4 DENEY SONUÇLARI	40
4.1 Kontrol Kartı	40

4.2 Güç Kartı	41
4.3 Deneysel Çalışmalar	45
5 SONUÇ VE İLERİ ÇALIŞMALAR	54
EKLER	60
EK-1 Benzetimlerde kullanılan Matlab kodu	60
EK-2 Şema ve PCB Çizim	65
EK-2.1 Devrenin Şematik Çizimi	65
EK-2.2 Devrenin BDK Çizimi	70
ÖZGEÇMİŞ	74



ŞEKİLLER DİZİNİ

1.1	Çift yönlü Çapraz Çevirgeç [2]	2
1.2	İleri yönlü-Çapraz çevirgeç [4]	2
1.3	Çift Yarım Köprü çevirgeç [7]	2
1.4	Tam Köprü-İleri yönlü çevirgeç [8]	3
1.5	Yarım Köprü-Tam Köprü çevirgeç [9]	3
1.6	Çift Aktif Köprü çevirgeç [11]	3
2.1	Çift Aktif Köprü Çevirgeç	5
2.2	Topolojinin basitleştirilmiş kayıpsız modeli	6
2.3	Çift Aktif Köprü anahtarlama dalga şekilleri	7
2.4	Mod 1 koşulunda devrenin çalışma şekli	7
2.5	Mod 2 koşulunda devrenin çalışma şekli	8
2.6	Çıkış Gücüne göre faz açısı	10
3.1	Denklem 3.2’de kullanılan $f_u(t)$ dalga şekilleri	14
3.2	$i_L(t)$ akım dalga şekli	15
3.3	N ve L_{leak} e göre toplam güç kaybı grafiği	16
3.4	N ve L_{leak} e göre faz açısı grafiği	17
3.5	Giriş gerilimine göre tam yükte ϕ grafiği	18
3.6	Giriş gerilimine göre tam yükte $I_L(RMS)$ grafiği	19
3.7	ϕ ve d ye göre ZVS oluşma koşulu	22
3.8	Çeşitli giriş gerilimlerinde çıkış gücüne göre ZVS oluşma koşulu	23
3.9	Çevirgeç üzerindeki giriş ve çıkış akımları	26
3.10	ETD 49 çekirdek ve bobin çizimi	28
3.11	Frekansa göre N87 malzemesi çekirdek kayıpları [32]	29
3.12	Katman sayısına göre Dowell eğrileri	32
3.13	F_R/Δ değerlerine göre normalize edilmiş Dowell eğrileri	32
3.14	Tasarlanan transformatördeki sarguların planlaması	33
3.15	LTspice benzetim devre şeması	35
3.16	LTspice benzetim sonuçları	36

3.17	Tranzistörlerin gerilim ve akım dalga şekilleri	37
3.18	Tranzistörlerin gerilim ve akım dalga şekilleri	38
4.1	Kullanılan mikroişlemci kartı	41
4.2	BDK katman yapısı	42
4.3	Tasarlanan kartın görünümü	43
4.4	Sarımı gerçekleştirilmiş transformatörün görüntüleri	44
4.5	Deneysel çalışmalarda kullanılan test düzeneği	45
4.6	Primer köprü tranzistör dalga şekilleri. Turuncu (CH1) V_{GS} gerilimi, mavi (CH2) V_{DS} gerilimi, mor (CH3) kontrol birimi PWM sinyali	47
4.7	Primer köprüde kullanılan GaN tranzistörlerin iletim özellikleri [25]	48
4.8	1.8 kW çıkış gücünde köprü gerilim (mor, CH3) ve akım (mavi, CH2) dalga şekilleri	48
4.9	1.8 kW yük altında primer köprü termal görüntüsü	49
4.10	Faz kaydırmalı kapı sinyallerine göre köprü akım ve gerilim dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), sekonder köprü tranzistör kontrol sinyali yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımı mavi (CH2)	50
4.11	İletime geçilirken köprüler arası faz kayması dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), sekonder köprü tranzistör kontrol sinyali yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımı mavi (CH2)	50
4.12	Kesime geçilirken köprüler arası faz kayması dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), sekonder köprü tranzistör kontrol sinyali yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımı mavi (CH2)	51
4.13	750 W çıkış gücünde primer ve sekonder köprü gerilim ve transformatör akım dalga şekilleri. Primer köprü gerilim mor (CH3), sekonder köprü gerilim yeşil (CH4), transformatör primer sargı akımı mavi (CH2)	51
4.14	750 W çıkış gücünde primer köprü gerilim, çıkış tepecik gerilim ve transformatör akım dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), çıkış tepecik gerilimi yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımı mavi (CH2)	52

4.15 750 W çıkış gücünde tüm devrenin termal görüntüsü	53
EK.1 Ana şematik çizimi	65
EK.2 Güç katının şematik çizimi	66
EK.3 Çıkış filtresinin şematik çizimi	67
EK.4 Sekonder köprü kapı sürücülerinin şematik çizimi	68
EK.5 Devre içindeki yardımcı güç çevirgeçlerinin şematik çizimi	69
EK.6 BDK üst kat çizimi	70
EK.7 BDK iç kat 1 çizimi	71
EK.8 BDK iç kat 2 çizimi	72
EK.9 BDK alt kat çizimi	73



ÇİZELGELER DİZİNİ

1.1	Anahtarlama elemanı sayısına göre Çift Yönlü DA-DA Çevirgeç Sınıflandırılması	1
2.1	Geçmişte Yapılmış Çalışmalar	11
2.2	Tasarlanan Çevirgeçin Genel Özellikleri	11
3.1	Tur sayısı ve kaçak endüktansa göre çeşitli noktalardaki güç kayıpları ve faz açısı değerleri	17
3.2	Tam yükte çeşitli giriş gerilimlerine göre $I_L(RMS)$ ve ϕ değerleri	18
3.3	GS66508T tranzistörünün teknik özellikleri	21
3.4	EPC2023 tranzistörünün teknik özellikleri	25
3.5	Seçilen transformatör çekirdek ve bobin bilgileri [31]	28
3.6	Transformatör sarım ve iletken bilgileri	33
3.7	$V_{giriş} = 370V$ ve tam yükte devre elemanlarının harcadığı güç	39
3.8	Çeşitli giriş gerilim ve yüklerde güç ve verimlilik değerleri	39
4.1	Kullanılan mikroişlemcinin genel özellikleri [37]	40
4.2	Çeşitli giriş gerilim ve yük koşullarında verimlilik değerleri	53

SİMGELER

- B_m Maksimum akı yoğunluğu. 27
- F_R Direnç faktörü. 30
- I_D Tranzistör akaç akımı. 37
- J Akım yoğunluğu. 27
- L_{leak} Transformator kaçak endüktansı. 5
- L_{mag} Transformator manyetize endüktansı. 6
- N Transformator tur oranı. 6
- P_{core} Transformator çekirdek kayıpları. 29
- P_{cu} Transformator bakır kayıpları. 33
- P_{loss} Çevirgeç üzerinde harcanan kayıp güç. 15
- R_{AC} İletkenin AC direnci. 32
- R_{DC} İletkenin DC direnci. 31
- $R_{DS(ON)}$ Tranzistör akaç-kaynak arası iletim direnci. 15
- R_{th} Transformator termal öz direnci. 34
- T_{sw} Anahtarlama periodu. 26
- V_{DS} Tranzistör akaç-kaynak gerilimi. 37
- δ İletken deri kalınlığı. 30
- η Çevirgeç verimliliği. 26
- μ_0 Boşluğun manyetik geçirgenliği. 30
- μ_r Göreceli manyetik geçirgenlik. 30
- ϕ Köprüler arası faz açısı. 6

ρ İletken öz direnci. 30

f_{sw} Anahtarlama frekansı. 9

$i_{L,pri}(t)$ Transformatör primer akımı. 13

$i_{L,sec}(t)$ Transformatör sekonder akımı. 13

$i_L(t)$ Kaçak endüktans akımı. 14



KISALTMALAR

BDK Baskı Devre Kartı. 41

DA Doğru Akım. 1

DGM Darbe Genişlik Modülasyonu. 34

ESR Equivalent Series Resistance. 39

GaN Gallium Nitride. 4

HEMT High Electron Mobility Transistor. 11

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor. 11

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. 11

RMS Root Mean Square. 10

YÇZ Yüksek Çözünürlüklü Zamanlayıcı. 40

ÇAK Çift Aktif Köprü. 5

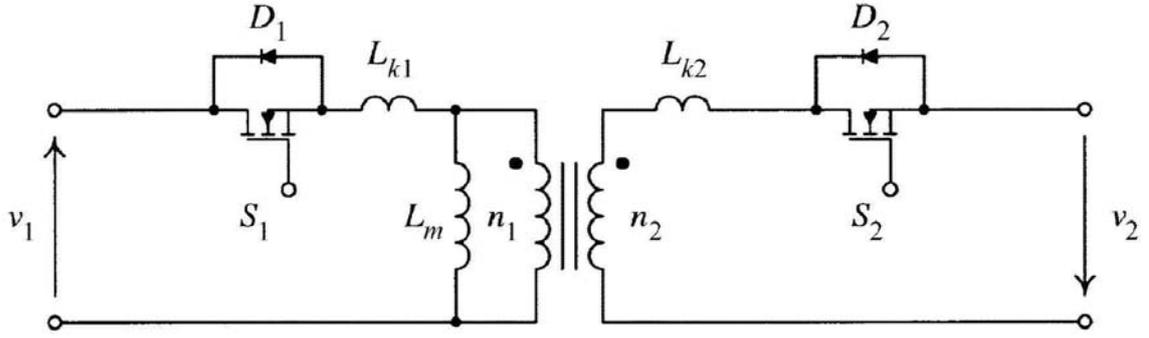
1. GİRİŞ

Günümüzde elektrikli araçların kullanımı gittikçe artmaktadır. Bu araçların önemli bileşenlerinden biri baralar arası DA-DA güç aktarımını sağlayan güç çevirgeçleridir. Araç içinde bulunan farklı bataryalar arasında çift yönlü güç aktarımı ihtiyacı doğmaktadır. Ayrıca mevcut alanın dar olması, yüksek başarımlı ve güvenlik nedeniyle galvanik yalıtım, yüksek güç yoğunluğu, en yüksek menzili sağlayabilmek için yüksek verimlilik ve değişimlere hızlı tepki verme gibi nedenler bulunmaktadır. Bu kapsamda ağırlıklı olarak geçmişte birçok çift yönlü güç aktarımı yapmayı sağlayan DA-DA çevirgeç çalışmaları yapılmıştır. Bu çevirgeçler basit bir sınıflandırma yapılacak olursa aktif devre elemanlarına göre çizelge 1.1'deki gibi sıralanabilir [1].

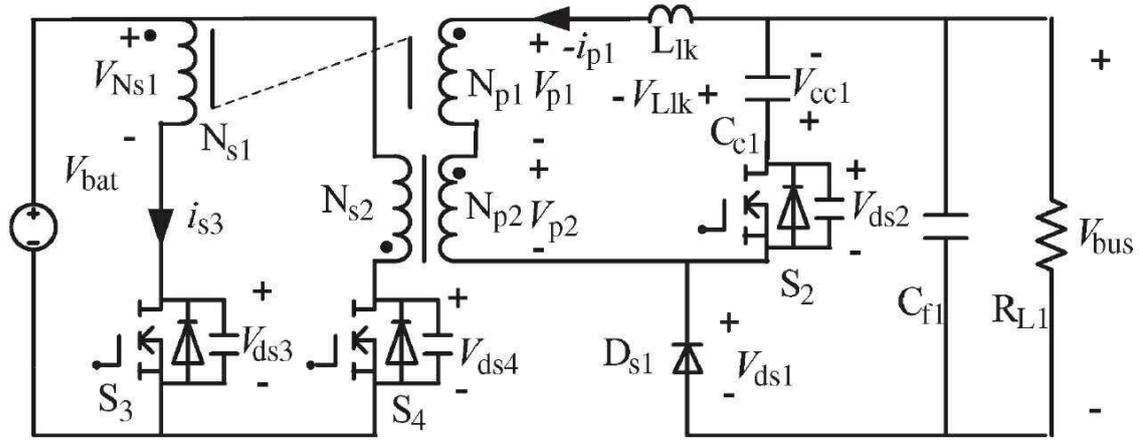
Çizelge 1.1. Anahtarlama elemanı sayısına göre Çift Yönlü DA-DA Çevirgeç Sınıflandırılması

Çevirgeç Tipi	Aktif Anahtarlama Elemanı Sayısı
Çift Çapraz [2], çift Cuk [3]	2
İleri yönlü - çapraz [4]	3
İtme-Çekme-İleri Yönlü [5], İtme-Çekme-çapraz [6], Çift yarım köprü [7]	4
Tam Köprü-İleri Yönlü [8]	5
Yarım-Tam Köprü [9]	6
Tek faz Çift Aktif Köprü [10]	8
3 faz Çift Aktif Köprü [11]	12

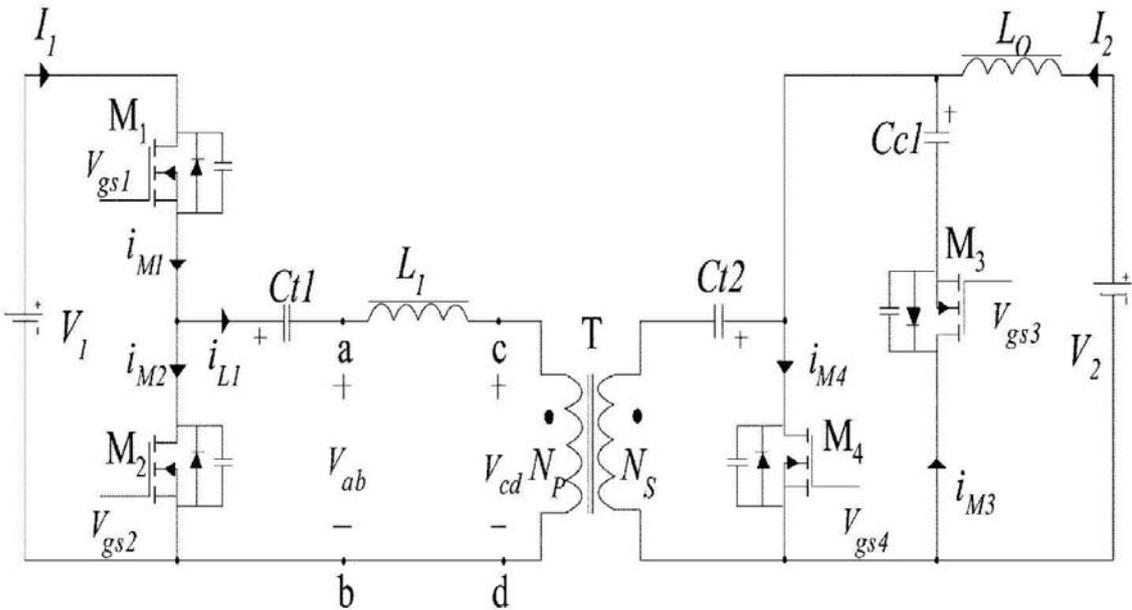
Çizelge 1.1'de verilmiş topolojilerden bazı örnekler şekil 1.1 - 1.6'da verilmiştir. En basit haliyle Çift Çapraz çevirgeçler 2 aktif anahtar kullanmaktadır. Anahtar sayısı arttıkça çevirgeç karmaşıklığı artmakta, ancak güç aktarım kapasitesi de benzer şekilde artmaktadır. Ek olarak köprülerde 2 anahtar kullanmak 4 anahtar kullanmaya nazaran anahtar stresini iki katına çıkarmaktadır. Son olarak çoğu topolojide görüldüğü üzere harici endüktif ve/veya kapasitif devre elemanına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu durum hem tasarım karmaşıklığını arttırmakta, hem de tasarımın uygulanabilirliğini zorlaştırmaktadır. Ancak Çift Aktif Köprü topolojisinde rezonans için kullanılan harici endüktör / kapasitöre ihtiyaç duyulmamaktadır. Transformatörün kaçak endüktansı depolama elemanı olarak kullanılabilir. Bu durum da yüksek güç yoğunluğu için önemli bir avantajdır.



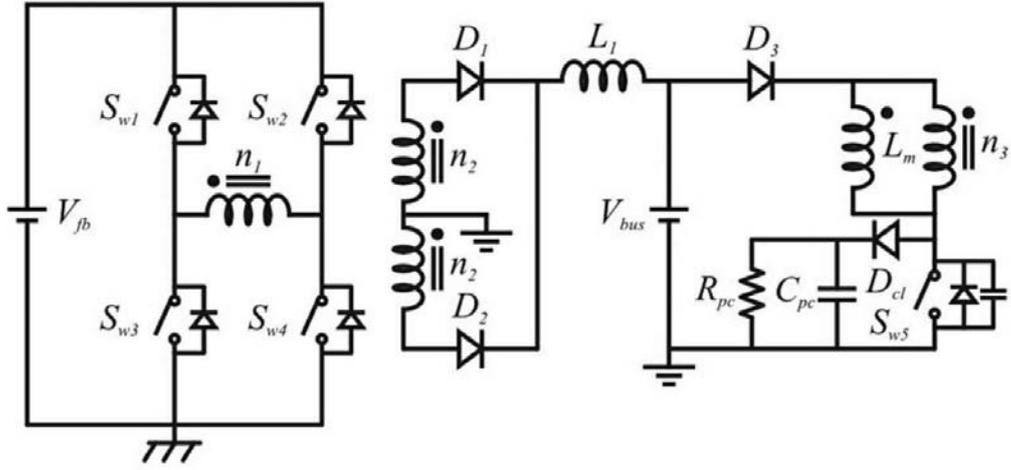
Şekil 1.1. Çift yönlü Çapraz Çevirgeç [2]



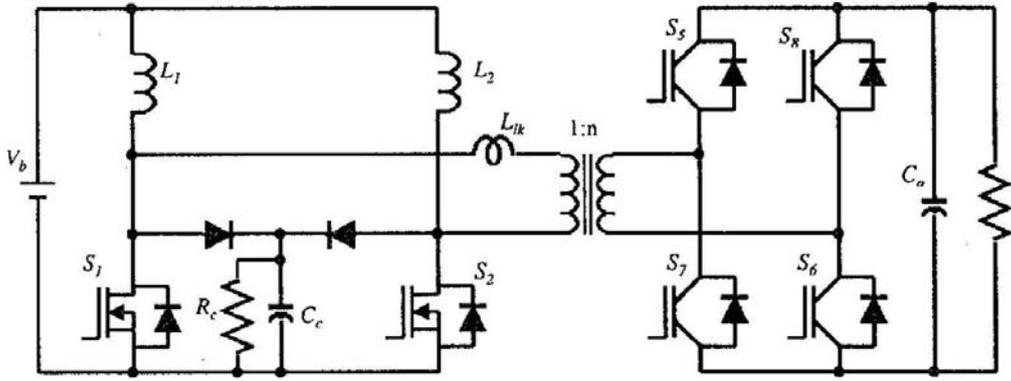
Şekil 1.2. İleri yönlü-Çapraz çevirgeç [4]



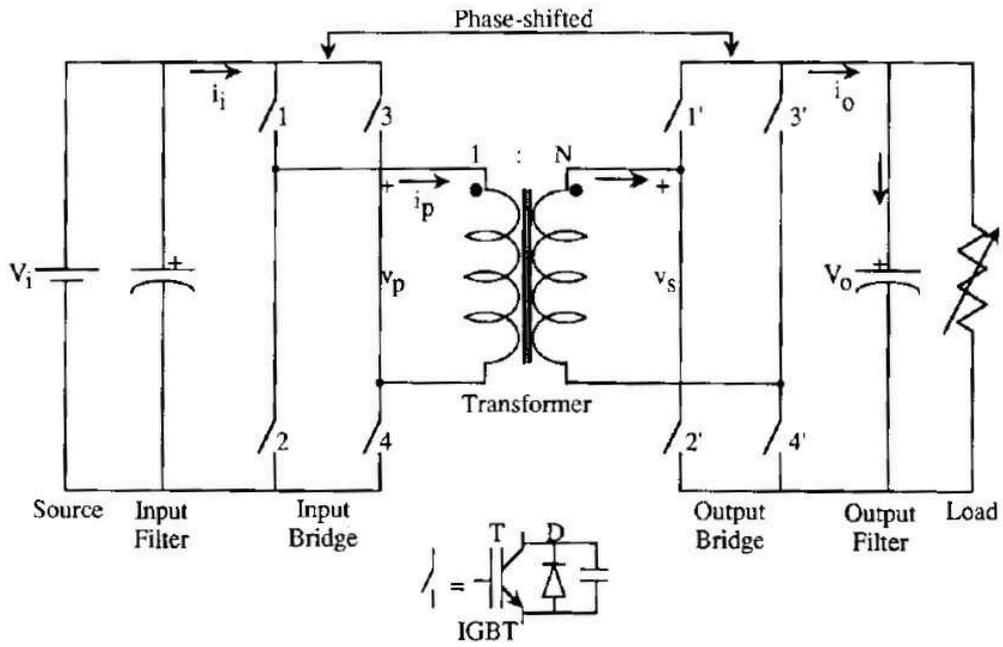
Şekil 1.3. Çift Yarım Köprü çevirgeç [7]



Şekil 1.4. Tam Köprü-İleri yönlü çevirgeç [8]



Şekil 1.5. Yarım Köprü-Tam Köprü çevirgeç [9]



Şekil 1.6. Çift Aktif Köprü çevirgeç [11]

Şekiller incelendiğinde Çift Aktif Köprü ve Çift Çapraz çevirgeç topolojilerinin diğerlerine nazaran daha az karmaşık olduğu görülebilir. Ayrıca girişinde veya çıkışında harici endüktör kullanılmaması bu topolojiyi boyut ve yüksek güç yoğunluğu açısından avantajlı kılmaktadır. Özetle Çift Aktif köprü DA-DA çevirgecin diğer topolojilere nazaran avantajları arasında, geniş alanda yumuşak anahtarlama kabiliyeti, harici rezonans amaçlı aktif ya da pasif devre elemanına ihtiyaç duymaması, yüksek güçlerde çalışabilmesi, simetrik yapıda olması vb. şekilde sıralanabilir. Bu çalışmada tek faz Çift Aktif Köprü kullanılmıştır.

Bu çalışma kapsamında son uygulaması elektrikli araçlar olan yüksek güç yoğunluklu, yüksek verimliliğe sahip Çift Aktif Köprü DA-DA çevirgeç tasarımı ve gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir. Daha yüksek güçlerde ve daha düşük boyutlarda çevirgeç tasarımı yapmak için devredeki manyetik elemanları (endüktör, transformatör) küçültmek adına anahtarlama frekansı arttırılmaktadır. Ancak geleneksel tranzistörlerle yüksek frekansta çevirgeç tasarımı yapmak anahtarlama kayıpları yüksek olacağı için daha zordur. Bu yüzden yeni nesil anahtarlama elemanı tipi olarak GaN tipi tranzistörlerin kullanımı gittikçe artmaktadır. Yüksek frekanslarda anahtarlama kabiliyeti ve düşük anahtarlama kayıpları bu tip tranzistörlerin önemli avantajlarıdır. Bu çalışmada yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verimlilik hedefleri olduğundan ötürü tasarlanan çevirgeçte GaN tipi yüksek elektron hareketliliği bulunan tranzistörler kullanılmıştır.

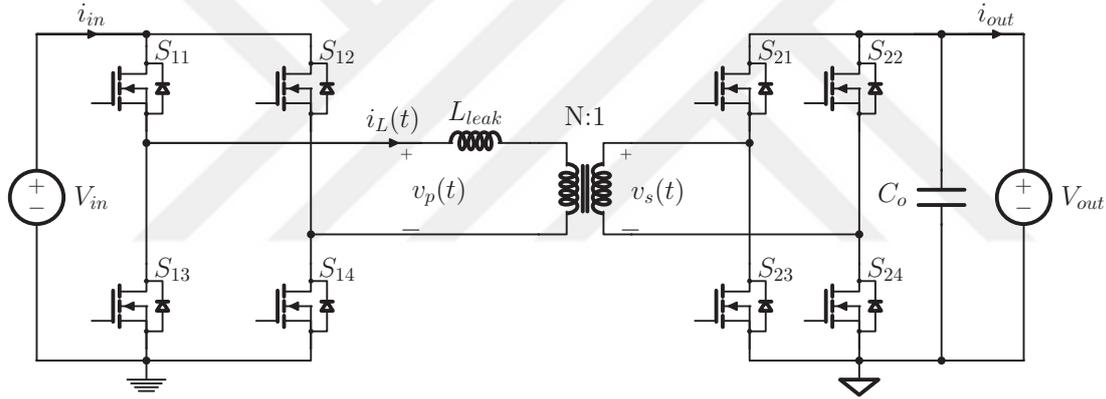
Bu çalışmada Bölüm 2’de Çift Aktif Köprü’nün detaylı çalışma şekli ve geçmişte bu tür çevirgeçle ilgili yapılmış çalışmalar sunulacaktır. Bölüm 3’te tasarlanması planlanan devrenin detayları ve bilgisayar benzetim sonuçları verilecektir. Bölüm 4’te tasarlanan devrenin deney sonuçları verilecek ve bilgisayar benzetimleriyle karşılaştırılması yapılacaktır. Bölüm 5’te sonuçlar ve olası gelecek çalışmalar verilecektir.

2. ÇİFT AKTİF KÖPRÜ ÇALIŞMA PRENSİBİ VE GEÇMİŞ ÇALIŞMALAR

Bu bölümde Çift Aktif Köprü çevirgecin temel çalışma prensibi ve devre içindeki anahtar dalga şekilleri anlatılacaktır. Daha sonrasında bu alanda yapılmış geçmiş çalışmaların özeti verilecektir. Son olarak mevcut çalışmanın tasarım girdileri verilecektir.

2.1 Çift Aktif Köprü Topolojisi ve Çalışma Modeli

Çift Aktif Köprü çevirgecin çalışma prensibi ilk olarak [11] 'de verilmiştir. Bu topolojinin çizimi için şekil 2.1 incelenebilir.

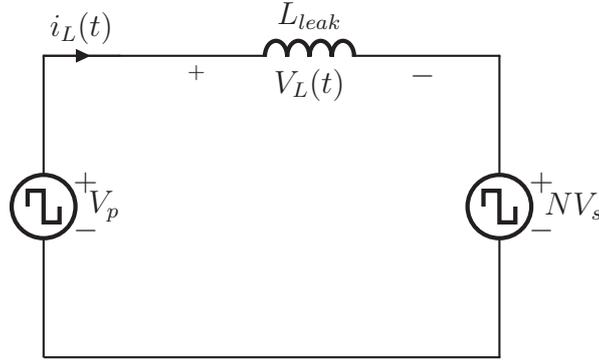


Şekil 2.1. Çift Aktif Köprü Çevirgeç

Şekil 2.1'de görüldüğü üzere, Çift Aktif Köprü (ÇAK) DA-DA çevirgeç iki adet tam köprüden oluşmaktadır. $S_{11}...S_{24}$ 8 adet anahtarlama elemanını, L_{leak} çevirgecin bir döngüdeki enerji depolama birimini, V_{in} , I_{in} , V_{out} , I_{out} sırasıyla giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımını belirtmektedir. İki köprü arasında bulunan transformatör aracılığıyla hem enerji depolama, hem de girişle çıkış arasında izolasyon sağlanmaktadır. Burada L_{leak} transformatörün kaçak endüktansıdır. İki tarafta da aktif ve kontrol edilebilir anahtarlama elemanları bulunduğu için çift yönlü güç aktarımı yapılabilir. 1. ve 2. köprülerin anahtarlamaındaki faz farkı ile güç aktarımının kontrolü yapılmaktadır.

Topolojinin giriş-çıkış ve kontrol anlatımının basitleştirilmesi adına tüm anahtarlama elemanları ve diğer tüm pasif elemanların ideal olduğu varsayılmaktadır. Bu kapsamda

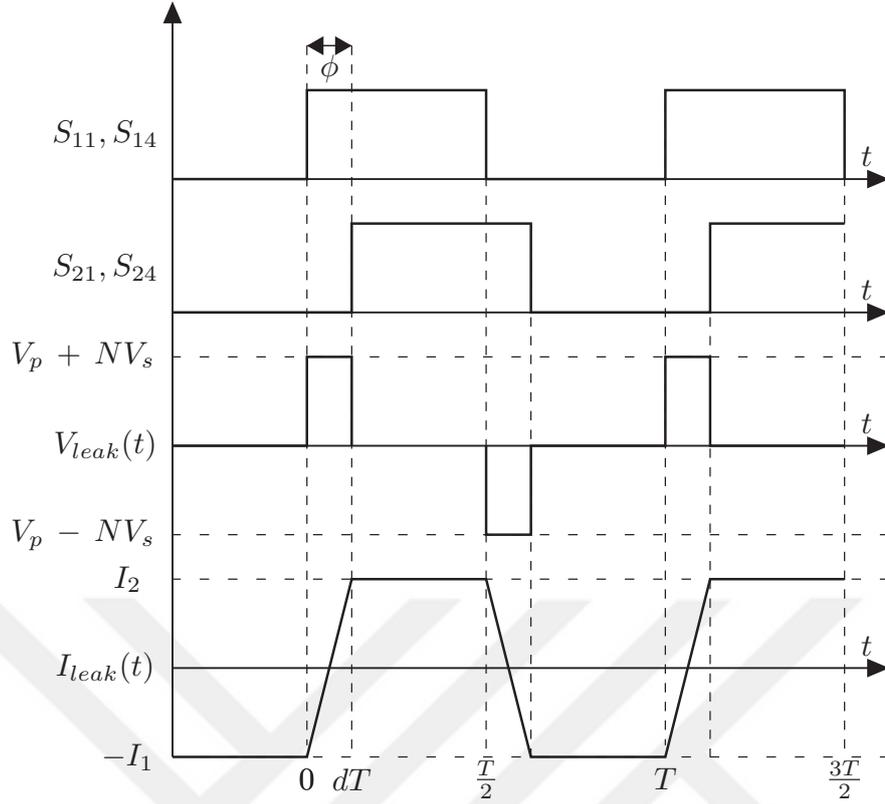
topolojinin basitleştirilmiş modeli şekil 2.2’de verilmiştir.



Şekil 2.2. Topolojinin basitleştirilmiş kayıpsız modeli

Şekil 2.2’de verilmiş kayıpsız temel model incelendiğinde Çift Aktif Köprü’nün birinci ve ikinci köprü arasında bir endüktör ile bağlantısı olduğu düşünülebilir (transformatörün kaçak endüktans haricinde kayıpsız olduğu varsayılmıştır). Sekonder kısmın gerilim değerleri primer tarafa tur sayısı $N = \frac{N_1}{N_2}$ olacak şekilde aktarılmaktadır. Köprülerin birbirleri arasında oluşturduğu gerilim değerleri iki adet gerilim kaynağı ile gösterilmiştir (V_p ve V_s). Bu gerilim kaynakları, anahtarlama frekansında aralarında faz farkı olacak şekilde çalışan kare dalga üreteçleri olarak düşünülebilir.

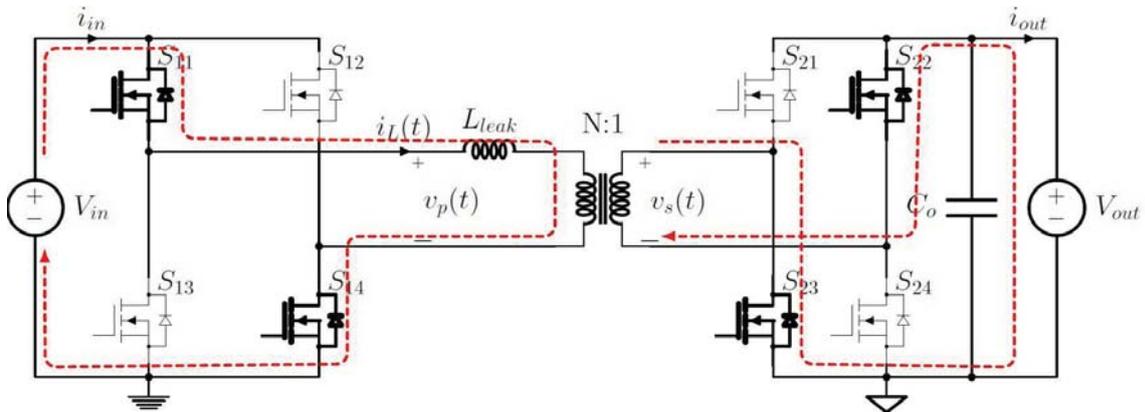
Basitleştirilmiş model kullanılarak bir anahtarlama döngüsündeki temel anahtarlama dalga şekilleri için şekil 2.3 incelenebilir. Bu şekil incelendiğinde, S_{11}, S_{14} birinci köprünün, S_{21}, S_{24} ikinci köprünün anahtarlama elemanı çiftinin iletim/kesim durumunu belirtmektedir. Diğer anahtarlama elemanları da simetrik olarak diğer yarım döngüde açılıp kapanmaktadır. Başka bir deyişle, S_{12} ve S_{13} birinci köprünün simetrik zıt çiftiyken S_{22} ve S_{23} ikinci köprünün simetrik zıt çiftidir. Devrenin anlatımının basitleştirilmesi için bu anahtarlama elemanlarının dalga şekilleri verilmemiştir, ancak diğer yarım döngüde bu elemanların iletimde olduğu düşünülerek döngünün tamamlandığı düşünülebilir. Köprüler arası faz farkı ϕ ile gösterilmiştir. V_{leak} ve I_{leak} sırasıyla kaçak endüktansın (aynı zamanda enerji depolama elemanı) gerilim ve akım dalga şekillerini göstermektedir. Hesaplamalar yapılırken anahtarlama elemanları ve diğer elemanların parazitik özellikleri ihmal edilmiştir. Ek olarak, transformatörün manyetize endüktansı L_{mag} değeri L_{leak} ’ten oldukça yüksek varsayılmıştır. [10].



Şekil 2.3. Çift Aktif Köprü anahtarlama dalga şekilleri

$0 \leq t < dT$ (mod 1) koşulunda (şekil 2.4):

$$\begin{aligned}
 V_L(t) &= V_p + NV_s = L_{leak} \frac{i_L(t) + I_1}{t - 0} \\
 i_L(t) &= \frac{(V_p + NV_s)}{L_{leak}} t - I_1
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

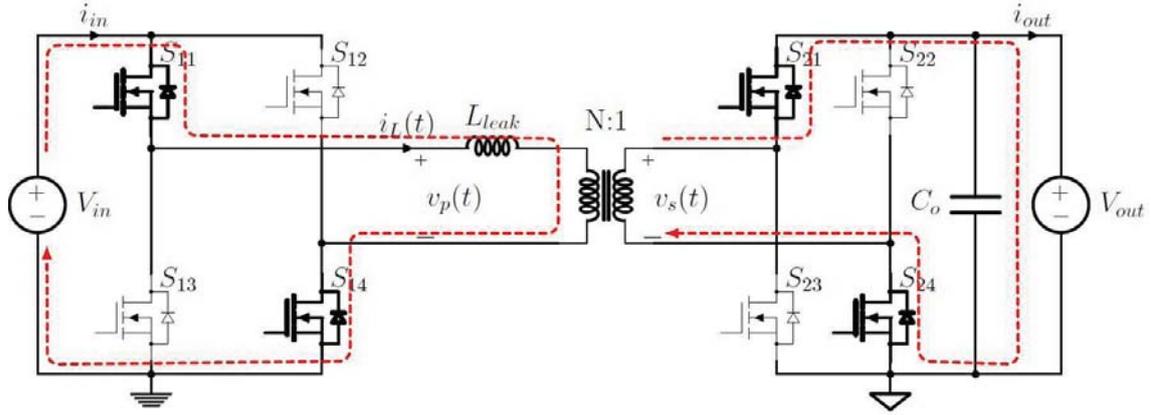


Şekil 2.4. Mod 1 koşulunda devrenin çalışma şekli

$dT \leq t < T/2$ (mod 2) koşulunda (şekil 2.5):

$$V_L(t) = V_p - NV_s = L_{leak} \frac{i_L(t) - I_2}{t - dT}$$

$$i_L(t) = \frac{(V_p - NV_s)}{L_{leak}}(t - dT) + I_2 \quad (2.2)$$



Şekil 2.5. Mod 2 koşulunda devrenin çalışma şekli

Denklem 2.1 'de $t = dT$ koşulunda:

$$i_L(dT) = I_2 = \frac{(V_p + NV_s)}{L_{leak}}dT - I_1 \quad (2.3)$$

Benzer şekilde denklem 2.2'de $t = T/2$ koşulunda:

$$i_L\left(\frac{T}{2}\right) = I_1 = \frac{(V_p - NV_s)}{L_{leak}}\left(\frac{T}{2} - dT\right) + I_2 \quad (2.4)$$

Denklem 2.3 ve 2.4 beraber kullanıldığında ve $dT = \frac{\phi}{2\pi f_{sw}}$ olduğu için, I_1 değeri:

$$I_1 = \frac{2NV_s\phi + \pi(V_p - NV_s)}{4\pi f_{sw} L_{leak}} \quad (2.5)$$

Benzer şekilde denklem 2.4 ve 2.5 kullanılarak I_2 türetildiğinde:

$$I_2 = \frac{2V_p\phi - \pi(V_p - NV_s)}{4\pi f_{sw} L_{leak}} \quad (2.6)$$

Şekil 2.3 incelendiğinde modelin yarım döngü simetrisi olduğu görülebilir. Bu nedenle diğer yarım döngüdeki indüktörün gerilim ve akım değerleri şu şekildedir:

$$V_L(t + T/2) = -V_L(t) \quad \& \quad i_L(t + T/2) = -i_L(t) \quad T/2 < t \leq T \quad (2.7)$$

İdeal sistemde $P_{in} = V_{in}I_{in} = P_o = V_oI_o$ olduğu için:

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T p_o(t)dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_{pri}(t)i_{pri}(t)dt = \frac{2V_p}{T} \int_0^{T/2} i_L(t)dt \quad (2.8)$$

Denklem (2.8) içinde denklemler (2.5) ve (2.6) kullanıldığında, simetri ve denklem 2.7 tüm faz kayması aralığında genişletildiğinde [12]:

$$P_o = V_o I_o = \frac{V_{in} V_o N}{2\pi f_{sw} L_{leak}} \phi \left(1 - \frac{|\phi|}{\pi}\right) \quad -\pi \leq \phi \leq \pi \quad (2.9)$$

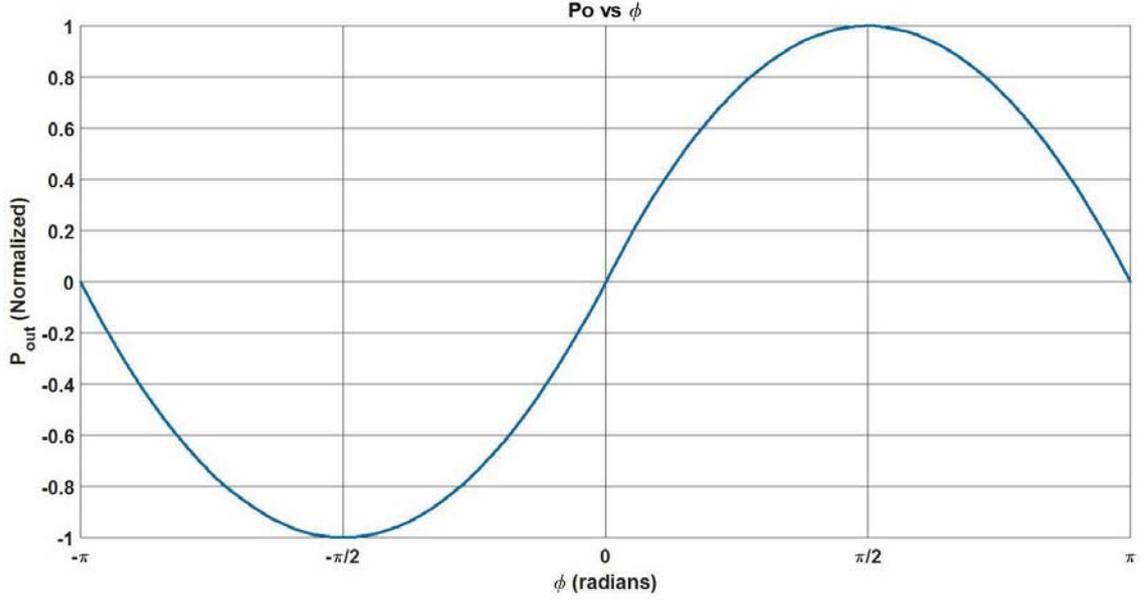
Denklem (2.9)'da yukarıdaki tanımlara ek olarak P_o çıkış gücünü, f_{sw} anahtarlama frekansını, $N = \frac{N_p}{N_s}$ primer-sekonder arasındaki tur oranını ve ϕ de iki köprünün anahtarlama zamanlamaları arasındaki faz farkını belirtmektedir. Sonuç olarak çıkış gücünü köprüler arası faz farkıyla kontrol edebilmek mümkündür. Faz açısına göre çıkış gücü grafiği için Şekil 2.6 incelenebilir.

Şekil 2.6 incelendiğinde, maksimum güç aktarımının $\phi = \frac{\pi}{2}$ olduğunda oluşmaktadır. ϕ değerinin negatif olması durumunda çıkıştan girişe güç aktarımı yapılırken pozitif değerlerde girişten çıkışa güç aktarılmaktadır.

Faz açısı ϕ değerini bulmak için denklem 2.9 içindeki değişkenlerin yeri değiştirilerek çözüldüğünde:

$$\phi = \frac{\pi}{2} \left[1 \pm \sqrt{1 - \frac{8P_o f_{sw} L_{leak}}{V_{in} V_o N}} \right] \quad (2.10)$$

Şekil 2.6'dan da görülebileceği üzere $P_o \geq 0$ ve $P_o < 0$ koşullarında denklem 2.10 şu şekilde sadeleştirilebilir[12]:



Şekil 2.6. Çıkış Gücüne göre faz açısı

$$\phi = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8|P_o|f_{sw}L_{leak}}{V_{in}V_oN}} \right] \quad P_o \geq 0,$$

(2.11)

$$\phi = -\frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8|P_o|f_{sw}L_{leak}}{V_{in}V_oN}} \right] \quad P_o < 0.$$

Özetle, Çift Aktif Köprü topolojisi ile sadece faz kayması ϕ kontrol edilerek giriş ve çıkış arasındaki güç aktarımı kontrol edilebilmektedir. Bu sayede sadece tek kontrol parametresiyle çift yönlü güç aktarımı denklem 2.9 'da belirtildiği üzere sağlanabilmektedir. Bu durum da otomotiv (elektrikli araçlar) ve endüstriyel uygulamalarda Çift Aktif Köprü çevirgeçlerin kullanım sıklıklığını arttırabilir. Ancak, yüksek faz açılarında girişten çıkışa aktarılmayan gücün süresi arttığı için devre içinde dolaşan yüksek RMS akımlar oluşmaktadır. Dolaşan yüksek RMS akımlar nedeniyle hem devre elemanları zorlanmakta, hem de verimlilik düşmektedir. Bu nedenlerle farklı modülasyon teknikleri geçmiş çalışmalarda denenmiştir [12–16]. Fakat bu teknikler oldukça karmaşıktır ve bu çalışmanın odağı dışındadır. Bu sebeplerden ötürü bu çalışmada modülasyon tekniği olarak tekli faz kayması modülasyonu - denklem 2.9- kullanılacaktır.

2.2 Geçmiş Çalışmalar ve Bu Çalışmada Sunulan Sistem

Bu bölümde farklı güçlerde, giriş-çıkış gerilim değerlerinde ve anahtarlama elemanlarıyla yapılmış önceki çalışmaların özet bilgileri verilecektir. Karşılaştırmalı tablo verilecek ve en sonunda bu çalışmanın neden farklı olduğu bilgisi sunulacaktır.

Geçmiş çalışmalar incelendiğinde birçok farklı güçte ve farklı giriş/çıkış gerilimde Çift Aktif Köprü topolojisiyle yapılan çevirgeçler görülmüştür. Bu çalışmaya en yakın olanlar ise çizelge 2.1 de verilmiştir. Çalışmalarda giriş/çıkış gücü, anahtarlama frekansı, anahtarlama elemanı çeşidi ve verimlilik kıstasları karşılaştırılmıştır.

Çizelge 2.1. Geçmişte Yapılmış Çalışmalar

Çalışma adı	Çıkış Gücü	Giriş Gerilimi	Çıkış Gerilimi	Anahtarlama Frekansı	Anahtarlama Elemanı	Maksimum Verimlilik
[10]	50 kW	200 VDC	1600 VDC	50 kHz	IGBT	% 87.2
[17, 18]	150 W	150 VDC	12 VDC	1 MHz	GaN ve MOSFET	%93
[12, 14]	2 kW	340 VDC	12 VDC	100 kHz	MOSFET	%92
[19, 20]	1 kW	250 VDC	250 VDC	500 kHz	GaN	%98.2

Önceki çalışmalarda, yüksek gerilim/ düşük gerilim çevrimi MOSFET kullanılarak [12, 14], yüksek gerilim / yüksek gerilim çevrimi ise GaN HEMT kullanılarak yapılmıştır [19, 20]. GaN HEMT kullanılarak yüksek gerilim / düşük gerilim çevrimi yapılan çalışmalarda ise [17, 18], çıkış gücü ve giriş gerilimi düşüktür. Bu çalışmada ise her iki köprüde GaN HEMT tranzistörler kullanılarak yüksek gerilimden düşük gerilime (370 VDC / 14 VDC) dönüşümlü, yüksek çıkış güçlü (3.5 kW) ve yüksek güç yoğunluklu DA/DA çevirgeç tasarlanacak olması, çalışmayı farklı kılmaktadır. Çizelge 2.2'de tasarlanması planlanan çevirgecin genel özellikleri verilmiştir.

Çizelge 2.2. Tasarlanan Çevirgecin Genel Özellikleri

Giriş Gerilim Aralığı	350 - 400 V_{DC}
Çıkış Gerilimi	14.5 V_{DC}
Çıkış Anma Akımı	240 A
Anma Çıkış Gücü	3.5 kW
Hedef Verimlilik	> %95
Anahtarlama Frekansı	150 kHz
Hedef Güç Yoğunluğu	> 1 kW/L

Tasarım girdisi olarak genel özellikleri çizelge 2.2’de verilen çevirgeçte giriş-çıkış isimleri anlatım kolaylığı nedeniyle verilmiştir, çünkü Çift Aktif Köprü topolojisinde güç her iki yönlü aktarılabilir. Bu çalışmada ilerleyen bölümlerde aksi belirtilmedikçe giriş yüksek gerilim taraf, çıkış da düşük gerilim taraf olarak anılacaktır. Bu kapsamda tasarlanacak çevirgecin detayları sonraki bölümlerde verilmiştir.



3. TASARIM VE BENZETİMLER

Bu bölümde bölüm 2’de sunulan çevirgecin çalışma prensibinin detayları verilmektedir. Aynı zamanda bilgisayar benzetimleri ile çalışmanın bazı kısımları analitik/nümerik olarak hesaplanmış, bazı kısımları ise doğrulanmıştır. Tasarıma uygun girdiler belirlenmiş ve bu girdilere uygun devre tasarımı yapılmıştır. Öncelikle tasarım girdilerinin uygun şekilde seçilmesi için devre parametreleri hesaplanmış ve benzetimleri yapılmıştır. Sonrasında uygun değerler seçilerek tüm devrenin benzetimi yapılmıştır. Yapılan tüm devre benzetimlerinin doğruluğu teorik hesaplamalarla karşılaştırılmış ve uygunluğu kontrol edilmiştir. Sonuçları uygun olan parametreler deneysel çalışmalarda kullanılacak olan devre elemanlarının seçiminde girdi olarak kullanılmıştır.

3.1 Tasarım Girdilerinin Uygun Şekilde Seçimi

Şekil 2.1 ’den görüleceği üzere topolojideki önemli devre elemanları sırasıyla anahtarlama elemanları, giriş / çıkış filtre kapasitörleri ve transformatördür. Bu devre elemanlarının tasarıma uygun belirlenebilmesi için öncelikle çevirgecin bazı parametrelerinin (tur sayısı, kaçak endüktans değeri, vb.) belirlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple öncelik bu parametrelerin belirlenmesi, sonrasında hesaplanan değerler kullanılarak devre elemanlarının seçilmesidir. Sonrasında seçilen devre elemanlarının devrenin tam yükte istenen koşulları sağlayıp sağlamadığı kontrol edilmiştir. Sağlamayan devre elemanları olduğunda alternatifleri araştırılmış, bulunamadığında ise tasarım girdilerine geri dönmüştür ve güncelleme yapılmıştır. Bu döngü birkaç tur olarak yapılmıştır.

Düşük gerilim / yüksek akım uygulamalarda devre içinde dolaşan akım kayıplar anlamında en önemli parametrelerden birisidir. Genellikle devredeki en yüksek kayıplar ohmik ($i^2 R$) iletim kayıplarından kaynaklanmaktadır [14, 21]. Bölüm 2’de bahsedildiği üzere, bu RMS akım değerlerini azaltmaya yönelik birçok çalışma yapılmıştır. Ayrıca yüksek verimlilik hedefi için devre içinde dolaşan akımların minimize edilmesi gerekmektedir.

Devre içinde dolaşan akımlardan en önemlileri transformatör üzerinden geçen akımlardır. Bu çalışmada özellikle $i_{L,pri}(t)$ ve $i_{L,sec}(t)$ incelenerek tasarım girdileri değiştirilerek en uygun noktaya çekilmektedir.

3.1.1 $i_L(t)$ Değerinin Hesaplanması

Bölüm 2.1’de tanımlanmış olan $i_L(t)$ akımının temel dalga grafiği şekil 2.3’de verilmiştir. Verimlilik hesaplamalarında ağırlıklı olarak bu akımın RMS değeri kullanılacaktır. Bu akımın RMS değeri hesaplaması analitik olarak zordur ve geçmiş çalışmalarda detaylı şekilde incelenmiştir [13, 22]. Bu çalışmada $I_L(RMS)$ hesaplamalarında üçgen dalga şekillerinin doğrusal olarak üst üste bindirme modeli kullanılmıştır [22]. Kullanılan model MATLAB kullanılarak çeşitli benzetim çalışmaları yapılmıştır. MATLAB kodu için EK-1 incelenebilir.

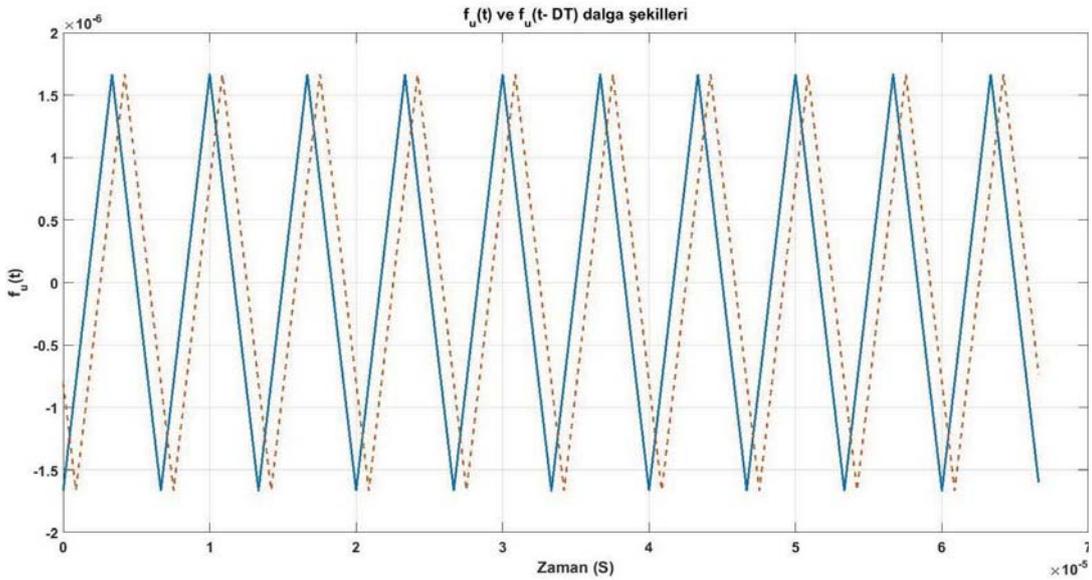
Üçgen bir dalga şekli üretimi için [23]:

$$f_u(t) = A\left(\frac{2}{T}t - 1\right), \quad 0 \leq t \leq T = \frac{1}{f_{sw}} \quad (3.1)$$

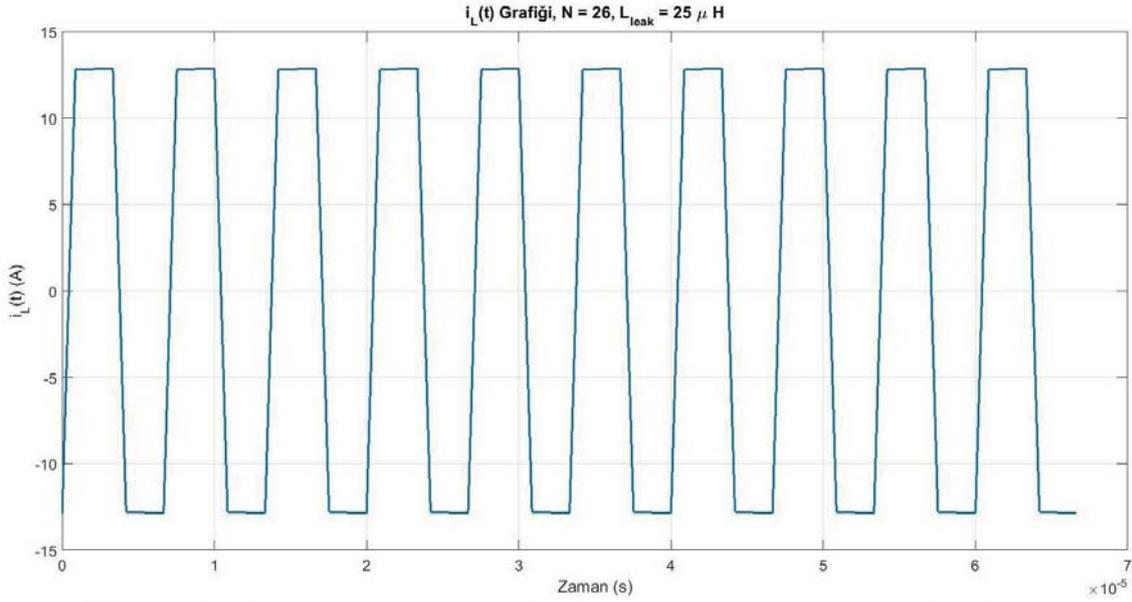
Burada A genliği, T anahtarlama periodunu vermektedir. Denklem 3.1’de $A = \frac{T}{4}$ ve iki adet fazı kaydırılmış üçgen dalga denklem 3.2’deki gibi kullanıldığında [22]:

$$i_L(t) = \frac{1}{L_{leak}} [f_u(t)(V_1 + 1) - f_u(t - dT)(NV_2 + 1)], \quad dT = \frac{\phi}{2\pi f_{sw}} \quad (3.2)$$

Denklem 3.2’de $N = 26$, $L_{leak} = 25 \mu H$, $V_1 = 370V$, $V_2 = 14.5V$ değerleri konulduğunda şekil 3.1 de $f_u(t)$ dalga şekilleri ve şekil 3.2 de $i_L(t)$ akım dalga şekli görülebilir.



Şekil 3.1. Denklem 3.2’de kullanılan $f_u(t)$ dalga şekilleri



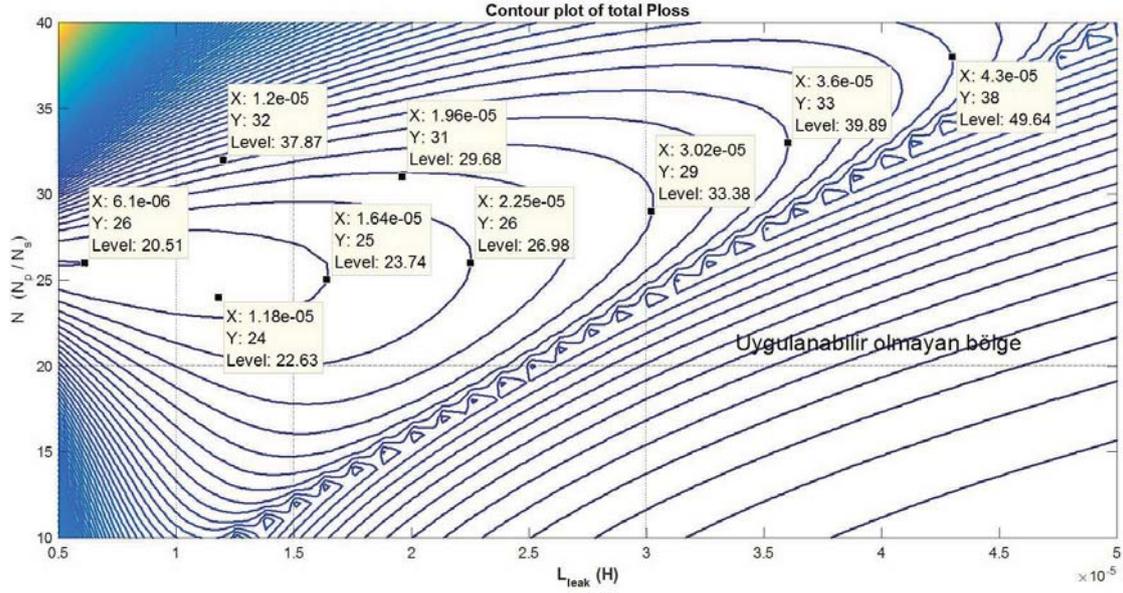
Şekil 3.2. $i_L(t)$ akım dalga şekli

Şekil 3.2 için $i_L(RMS) = 11.67A$, faz açısı da $\phi = 46.71^\circ$ olarak hesaplanmıştır. Tasarım girdilerinin önemli kıstaslarından olan bu değerlerin önemi ilerleyen bölümde daha detaylı verilecektir.

3.1.2 Tur Oranı N ve L_{leak} seçimi

Tasarımda ilk belirlenmesi gereken değerler tur oranı ve kaçak endüktans değerleri olarak düşünülmüştür. Daha da önemlisi denklem 2.8 incelendiğinde bu iki değer beraber seçilmesi gerektiği görülmektedir. Bunun nedeni olarak ilk aşamada şekil 3.3 incelenebilir. Bu grafikte X eksen L_{leak} değerini, Y eksen N tur oranını ve eğriler de eş güç kaybı değerlerini göstermektedir. Güç kaybı hesaplamasında bölüm 3.1.1 'de türetilmiş $i_L(t)$ hesaplama yöntemi kullanılmış ve hesaplama kolaylığı adına sadece anahtarlama elemanlarının iletim kayıpları dikkate alınmıştır (transformatör ve anahtarlama kayıpları ihmal edilmiştir). Primer taraftaki iletim kayıpları için $R_{DS(ON)}(pri) = 0.05\Omega$, sekonder taraf için ise $R_{DS(ON)}(sec) = 0.3m\Omega$ değerleri kullanılmıştır.

Şekil 3.3 incelendiğinde birkaç noktada örnek sonuçlar görülebilir. Şekilden de anlaşılacağı üzere L_{leak} değerinin azaltılması ve tur oranı N 'nin yaklaşık olarak 26'ya yakın seçilmesi P_{loss} değerinin en düşük olduğu bölgeyi göstermektedir. Ayrıca tur oranı ve kaçak endüktans değerlerinin beraber seçilmesi gerektiği görülebilir. Örneğin aynı tur

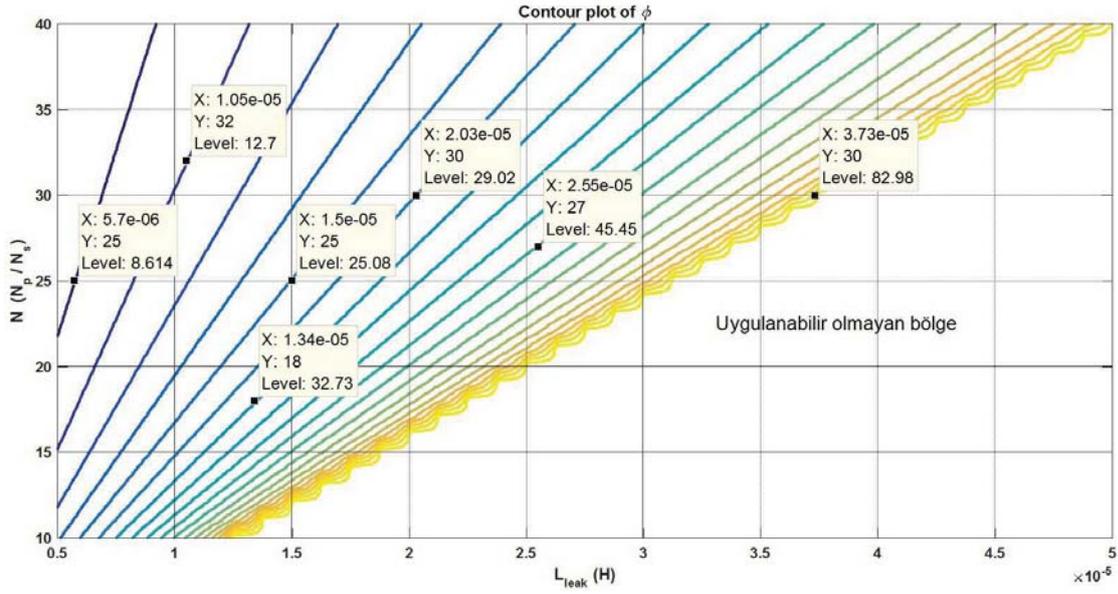


Şekil 3.3. N ve L_{leak} e göre toplam güç kaybı grafiği

oranında ($N = 26$) L_{leak} değerleri sırasıyla 10, 20 ve 30 μH seçildiğinde, P_{loss} değerleri de sırasıyla 21.6, 25.5 ve 35.6 W olarak hesaplanmıştır. Benzer şekilde aynı L_{leak} değerinde (15 μH) sırasıyla N için 15, 25 ve 35 seçildiğinde kayıplar sırasıyla 35.9, 23.2 ve 49.1W olarak hesaplanmıştır. Bu değerlerden anlaşılacağı üzere tasarımda en uygun seçim için iki girdinin bir arada değerlendirilmesi gerekmektedir.

Şekil 3.3 de ek olarak N'nin 25 ya da 26 gibi seçilmesi durumunda kayıp güç kaçak endüktans azaldığında azalmaktadır. Bu sebeple ilk aşamada kaçak endüktans değerini en düşük seçmek uygun gözükabilir. Örneğin şekilden de görüleceği üzere $(N, L_{leak}) = (26, 6.1\mu H)$ seçildiğinde $P_{loss} = 20.5W$ olarak hesaplanmıştır. Ancak denklem 2.11'de verildiği gibi L_{leak} değerinin çok küçük seçilmesi faz açısının da azaltılması anlamına gelmektedir. Bu durum kontrol anlamında sistemi zorlayacaktır, çünkü sistemin kontrol parametresi faz açısıdır. Bu da kontrol aralığının daraltılması anlamına gelmektedir. Bu durumun daha iyi anlaşılması için şekil 3.4 incelenebilir.

Şekil 3.4'den de görülebileceği gibi L_{leak} ve N değerlerinin azaltılması sonucu faz kayma açısı ϕ de azalmaktadır. Diğer bir deyişle tüm güç aralığında çalışma için çok dar bir faz açısı kullanılmaktadır. Örneğin tam güçte 10° faz açısı kullanıldığında kontrol olarak çok kısıtlı bir kontrol parametresi kullanılır. Bu da çoğu yük koşulları altında çıkışın regülasyonunu kaybetmesi, kontrol döngüsünde istenmeyen dalgalanmalar ve düşük verimliliğe neden olabilmektedir [24].



Şekil 3.4. N ve L_{leak} e göre faz açısı grafiği

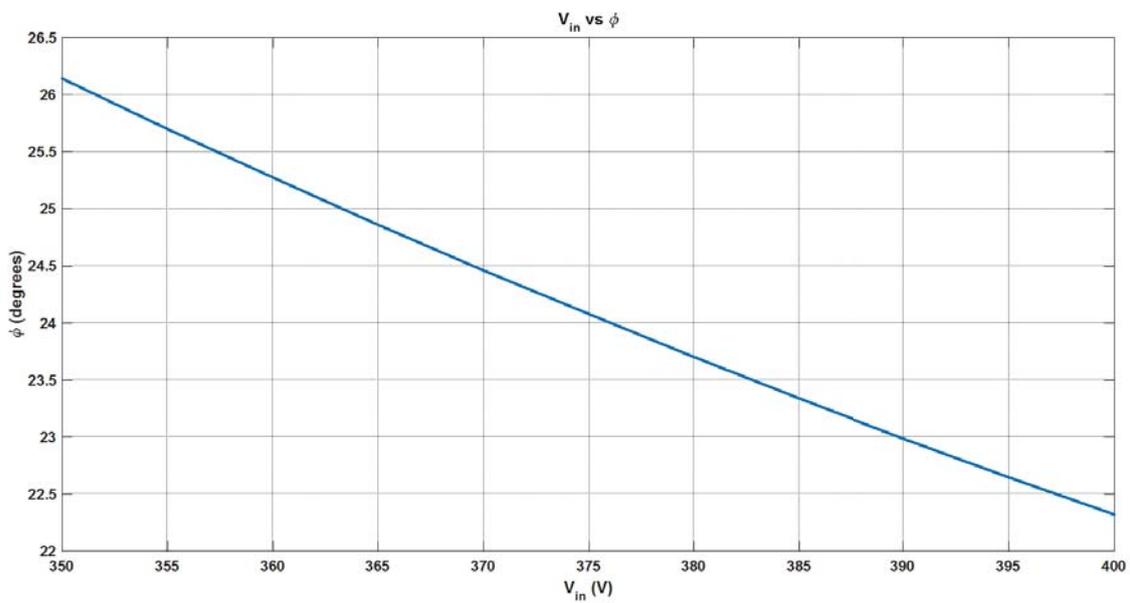
Özetle, en düşük güç kaybı için N ve kaçak endüktans değerleri seçilirken faz açısı kontrol aralığının uygunluğu da hesaba katılmalıdır. Ancak faz açısı kontrol aralığını arttırmak da güç kayıplarını arttırmaktadır. Sonuç olarak tasarımda girdiler seçilirken güç kayıpları ve kontrol arasında bir denge kurulması gerekmektedir. Çizelge 3.1’de çeşitli tasarım girdilerine göre bazı hesaplanmış değerler verilmiştir.

Çizelge 3.1. Tur sayısı ve kaçak endüktansa göre çeşitli noktalardaki güç kayıpları ve faz açısı değerleri

$N = N_p / N_s$	$L_{leak} (\mu H)$	$P_{loss} (W)$	Tam yükte faz açısı (derece)
20	10	30.18	20.3
25	15	23.2	25.1
26	6.1	20.51	8.8
26	12	22.18	18.5
26	22.5	26.98	40.1
28	26.8	30.22	41.9
32	12	37.87	14.7
35	38.4	43.05	58.4
35	42.7	52.3	75.8

Çizelge 3.1 ve önceki şekillerden de görüleceği üzere verimlilik ve maksimum faz açısı arasında bir tasarım dengesi kurulması gerekmektedir. Örneğin aynı tur oranında ($N=26$) $L_{leak} = 6.1 \mu H$ seçimi $26.8 \mu H$ değerine göre yaklaşık 10W daha az güç tüketimi sağlarken maksimum faz açısında ise yaklaşık 34° daha düşüktür. Bu durum köprülerde anahtarlama elemanlarının ölü zamanları da dikkate alındığında kontrol menziline çok

darlaştırmaktadır. Başka bir örnekten aynı L_{leak} değerinde ($12 \mu H$) $N = 26$ seğimini $N = 32$ seğimiyle karşılaştırılmıştır. $N = 26$ seğimini diğerine göre yaklaşık $15.7 W$ daha az kayıp hesaplanmıştır. Bu nedenlerden ötürü bu çalışmada $N = 25$ ve $L_{leak} = 15 \mu H$ değerleri seğilmiştir. Seçilen değerlere göre çevirgecin çeşitli çalışma noktalarında benzetimler yapılmıştır. Bu analizler daha sonrasında ve devre elemanlarının seğimlerinde kullanılmıştır. Örneğin giriş gerilimine göre tam yükte ϕ grafiği Şekil 3.5 'de verilmiştir. Benzer Şekilde giriş gerilimine göre tam yükte $I_L(RMS)$ grafiği de Şekil 3.6 'de verilmiştir.

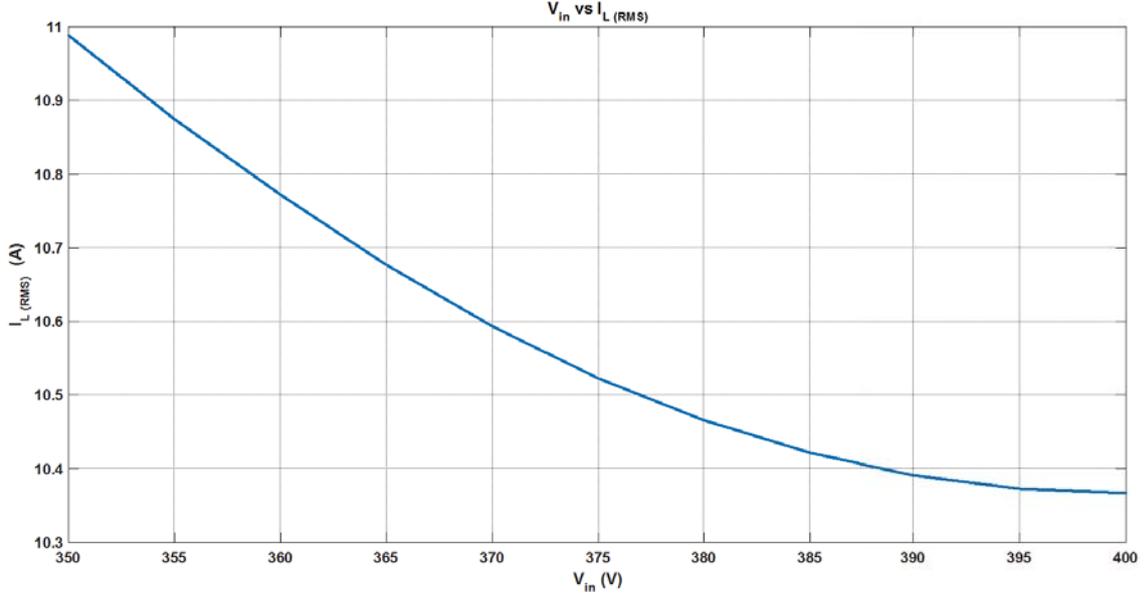


Şekil 3.5. Giriş gerilimine göre tam yükte ϕ grafiği

Grafiklerden anlaşılacağı üzere tam yükte giriş gerilimi arttıķa ϕ ve $I_L(RMS)$ değerleri azalmaktadır. Son olarak izelge 3.2 'de bazı giriş gerilimlerinde örnek değerler verilmiştir. Bu değerler daha sonraki bölümlerde devre elemanlarının seğimlerinde kullanılacaktır. Örneğin çevirgecin maksimum köprü RMS akım değerleri primer köprü için yaklaşık $11A$, sekonder köprü için $275A$ olarak belirlenmiştir. Bir sonraki bölümde bu değerler kullanılarak uygun tranzistör seçimi yapılacaktır.

Çizelge 3.2. Tam yükte çeşitli giriş gerilimlerine göre $I_L(RMS)$ ve ϕ değerleri

V_{in} (V)	$I_{L(pri)}(RMS)$ (A)	$I_{L(sec)}(RMS)$ (A)	$\phi(^{\circ})$
350	10.99	274.7	26.14
375	10.52	263.0	24.08
400	10.37	259.2	22.32



Şekil 3.6. Giriş gerilimine göre tam yükte $I_L(RMS)$ grafiği

3.1.3 Anahtarlama Elemanları Seçimi

Bu bölümde, bölüm 3.1.2 'de hesaplanmış değerler kullanılarak Çift Aktif Köprü'de anahtarlama elemanı olarak kullanılabilir GaN HEMT tipi tranzistörlerin tasarım girdilerine uygun olarak seçimi anlatılacaktır. Ayrıca seçilen tranzistörlerin devre içindeki kayıpları da hesaplanarak uygulanabilirliği incelenecektir.

Primer köprü tranzistör seçimi

Primer köprünün tranzistör kesimindeyken üzerinde oluşan gerilim yaklaşık olarak giriş gerilimine eşit olmaktadır. Bu nedenle seçilecek tranzistörler için % 25 tasarım marjini de eklendiğinde:

$$V_{DS(PRI)}(peak) \approx 1.2V_{in}(max) = 500V \quad (3.3)$$

Tranzistörlerin tepe akımı minimum giriş geriliminde ve tam yükte maksimum değere ulaşmaktadır. Bölüm 3.1.2 'de verilmiş değerler denklemler 2.5 ve 2.6'da yerine konduğunda:

$$I_{d1} = \frac{2 \times 25 \times 14.5 \times 0.456 + \pi(350 - 25 \times 14.5)}{4\pi \times 150k \times 15\mu} = 9.84 A \quad (3.4)$$

$$I_{d2} = \frac{2 \times 350 \times 0.456 - \pi(350 - 25 \times 14.5)}{4\pi \times 150k \times 15\mu} = 12.68 A \quad (3.5)$$

Tepe akım değeri olarak denklem 3.5'nin sonucu daha yüksek olduğu için tranzistör maksimum tepe akımı olarak 12.68A belirlenmiştir. Tranzistör seçiminde bu değer kullanılacaktır.

Tranzistör seçiminde özellikle iletim kayıpları incelenmek istendiğinde sadece tepe akımını kullanmanın yeterli olmayacağı düşünülmektedir. Daha uygun seçim için RMS akım değeri de incelenmelidir. Bölüm 3.1.2 'de anma RMS akım değeri 11A olarak verilmiştir. Köprüdeki farklı bacaklardaki anahtarların (A ve B) RMS akım değerleri ve iletim / kesim anındaki anlık durum ihmal edildiğinde:

$$I_{L(RMS)} = \sqrt{I_{D(A)RMS}^2 + I_{D(B)RMS}^2} \quad (3.6)$$

Denklem 3.6'da $I_{D(A)}$ ve $I_{D(B)}$ değerleri sırasıyla A ve B bacağında bulunan tranzistörlerin RMS değerlerini göstermektedir. Çift Aktif Köprü çevirgeçlerde her bir tranzistör anahtarlama periyodunun yarısında iletimde, diğer yarısında kesimdedir. Ek olarak, I_L akımı simetrik ve ortalaması 0 olduğu için:

$$i_{D(A)}(t) = i_{D(B)}(t + \frac{T_{sw}}{2}), \quad I_{D(A)RMS} = I_{D(B)RMS} = I_{D(RMS)} \quad (3.7)$$

$$I_{D(RMS)} = \frac{I_{L(RMS)}}{\sqrt{2}} = \frac{11}{\sqrt{2}} = 7.78A \quad (3.8)$$

Özetle tepe akımı 12.7A, RMS akımı 7.8A ve $V_{DSS} > 500V$ olan bir tranzistör seçilmesi gerekmektedir. Yapılan araştırmalar sonucunda GaN Systems GS66508T [25] tranzistörü seçilmiştir. Bu tranzistörün tasarım için önemli olan başlıca özellikleri çizelge 3.3 'de verilmiştir.

Çizelge 3.3. GS66508T tranzistörünün teknik özellikleri

Tranzistör adı	GS66508T [25]
V_{DSS} (V)	650
$R_{DS(ON)}$ (m Ω)	50
$I_{D(AV)}$ (A) @ Tc = 100°C	30
Q_G (nC)	5.8 @ Vgs = 6V
C_{oss} (pF)	65 @ Vds = 400V
E_{on} (uJ)	47.5
E_{off} (uJ)	7.5
Paket boyutu	6.9 × 4.5 mm ²

Çevirgeçlerde kullanılan bir anahtarlama elemanının kayıpları için [26]:

$$\begin{aligned}
 P_{loss}(FET) &= P_{cond} + P_{sw} \\
 P_{cond} &= I_{D(RMS)}^2 \times R_{DS(ON)} \\
 P_{sw} &= (E_{ON} + E_{OFF}) \times f_{sw}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Burada, $I_{D(RMS)}$ tranzistör akaç akımı, P_{cond} iletim kayıplarını, P_{sw} anahtarlama kayıplarını, E_{ON} iletme geçme anında harcanan enerjiyi, E_{OFF} kesime geçme anında harcanan enerjiyi belirtmektedir. $R_{DS(ON)}$ değeri de tranzistör iletimdeyken akaç ve kaynak arasındaki iletim direncini belirtmektedir.

Çift Aktif Köprü topolojisinin önemli avantajlarından birisi ZVS yani bazı çalışma noktalarında doğal sıfır-gerilim-anahtarlama ile iletme geçişi sağlamasıdır [10]. Başka bir deyişle anahtarlama kayıplarının en düşük olduğu modları olan bu topolojinin detaylı incelenmesi ve uygun çalışma aralığının seçilmesi anahtarlama kayıplarının ihmal edilebilecek seviyelere getirmektedir [24, 27]. Ek olarak yumuşak anahtarlama koşulu anahtarlama elemanlarının stres altında çalışmasını engellemekte ve istenmeyen elektromanyetik yayılımları azaltmaktadır. Ancak her çalışma koşulunda ZVS oluşmayabilir [27, 28]. Bu nedenle ZVS oluşmasının hangi koşullar altında olduğu incelenmiştir.

Tranzistör iletme geçişinde yumuşak anahtarlama için I_x ve I_y tanımlandığında [29]:

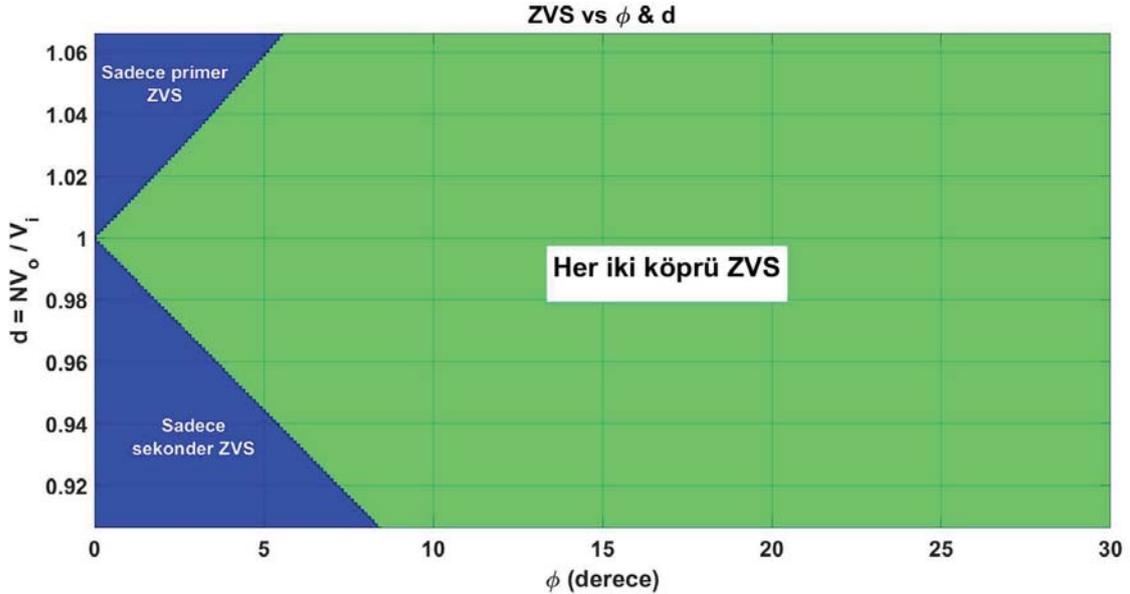
$$I_x = \frac{((2\phi - 1) + d) V_{in}}{4 f_{sw} L_{leak}} \tag{3.10}$$

$$I_y = \frac{1 + d(2\phi - 1) V_{in}}{4 f_{sw} L_{leak}} \quad (3.11)$$

Burada $d = \frac{NV_o}{V_{in}}$ olarak tanımlanmıştır. Denklem 3.10 ve 3.11 beraber kullanıldığında:

$$ZVS = \begin{cases} 0, & I_x \times I_y < 0 \\ 1, & I_x \times I_y \geq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

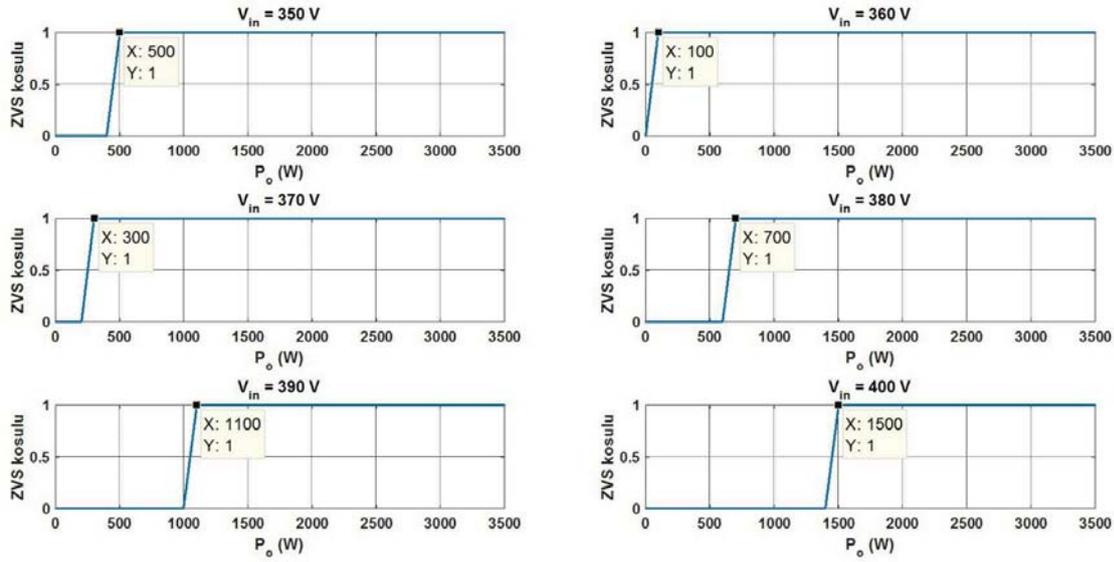
Denklem 3.12 içinde $ZVS = 0$ koşulu en az bir köprünün sert anahtarlama modunda olduğunu, $ZVS = 1$ ise her iki köprünün de anahtarlama elemanlarının ilettime geçerken yumuşak anahtarlama modunda olduğunu belirtmektedir. Bu koşulda ilettime geçişte anahtarlama kayıpları çok düşüktür, sadece kesime geçişteki anahtarlama kayıpları dikkate alınabilir. Şekil 3.7 'de faz açısı ϕ ve d ' ye göre ZVS koşulu verilmiştir. Yeşil alan tüm köprülerin ZVS ile anahtarlama yapabildiğini gösterirken mavi alanlar koşullara göre ya primer köprünün ya da sekonder köprünün ZVS ile anahtarlama yapabildiğini göstermektedir. $d = 1$ koşulunda neredeyse tüm faz aralığında (tüm yük koşullarında) ZVS koşulu sağlandığı görülebilir.



Şekil 3.7. ϕ ve d ye göre ZVS oluşma koşulu

Şekil 3.8'de bu çalışmaya özgü giriş gerilimlerine göre ZVS koşulları verilmiştir. X ekseninde çıkış gücü, Y ekseninde ZVS koşulu verilmiştir. Grafiklerden görüldüğü üzere

belirli bir çıkış gücünün üstünde her iki köprüde ZVS koşulu sağlanmaktadır. Örneğin $V_{in} = 350V$ koşulunda çıkış gücü 500 W üzerinde olduğunda, $V_{in} = 390V$ koşulunda ise çıkış gücü 1100 W üzerinde olduğunda tüm köprülerde ZVS koşulu sağlanmaktadır. Özetle, tüm giriş gerilim aralığında çıkış gücü anma gücünün yarısının üstünde olduğunda yumuşak anahtarlama koşulu sağlanmaktadır. Düşük güçlerde iletim kayıplarının az olması ve tranzistör üzerinden geçen akımın düşük olması nedeniyle bu çalışmada yüksek güçlere odaklanılmıştır.



Şekil 3.8. Çeşitli giriş gerilimlerinde çıkış gücüne göre ZVS oluşma koşulu

Seçilen tranzistör için kayıplar denklem 3.9 ve ZVS koşulları dikkate alındığında ($E_{on} \approx 0$) ve kapı sürücü kayıpları ihmal edildiğinde şu şekilde hesaplanmıştır:

$$P_{cond} = 7.8^2 \times 50m = 3.04W \quad (3.13a)$$

$$P_{sw} = (0 + 7.5\mu) \times 150k \times 0.5 = 0.56W \quad (3.13b)$$

Denklem 3.13'e göre primer köprüdeki anahtarlama elemanlarının maksimum güç kayıpları 3.6 W olarak hesaplanmıştır. Ek olarak iletim kayıpları anahtarlama kayıplarına göre daha fazladır. Seçilen tranzistörün bu kaybı bir pasif soğutucu ile dışarıya atılabileceği öngörülmektedir.

Sekonder köprü tranzistör seçimi

Sekonder köprünün anahtarlama elemanı da primer köprünün anahtarlama elemanına benzer şekilde seçilebilir. Bunun nedeni Çift Aktif Köprü’de köprülerin çalışma şekilleri birbirlerine göre simetriklerdir.

Sekonder köprünün tranzistör kesimindeyken üzerinde oluşan gerilim yaklaşık olarak çıkış gerilimine eşit olmaktadır. Primer köprüden farklı olarak tasarımı rahatlatmak adına seçilecek tranzistörler için % 50 tasarım marjini eklenmesi tercih edilmiştir.

$$V_{DS(SEC)}(peak) \approx 1.5V_o(max) = 21.75V \quad (3.14)$$

Sekonder köprüdeki tranzistör akımları primer köprüdeki akımların tur oranıyla çarpılmasıyla elde edilmektedir. Başka bir deyişle:

$$I_{D(PK)}(SEC) = I_{D(PK)}(PRI) \times N = 12.68 \times 25 = 317A \quad (3.15a)$$

$$I_{D(RMS)}(SEC) = I_{D(RMS)}(PRI) \times N = 7.78 \times 25 = 194.5A \quad (3.15b)$$

Denklem 3.15’de görüldüğü üzere sekonder köprüdeki tepe ve RMS akım değerleri bir anahtarlama elemanı için oldukça yüksektir ve bu akım değerlerini kaldırabilecek GaN tipi bir tranzistör piyasada henüz bulunmamaktadır. Bu nedenle tranzistörleri paralel kullanarak akım paylaşımı sağlanması hedeflenmektedir. Ayrıca iletim kayıplarının anahtarlama kayıplarına nazaran daha yüksek olması nedeniyle paralel tranzistör kullanmanın daha uygun olacağı düşünülmüştür. Bu bilgiler ışığında seçilen tranzistör EPC Co. EPC2023 olarak belirlenmiştir [30]. Bu tranzistörün bu çalışma için önemli olan bilgileri çizelge 3.4 ’de görülebilir.

Çizelge 3.4 ’deki veriler kullanılarak tranzistörün kayıpları hesaplanmıştır. Bu hesaplamalar yapılırken $m = 4$ adet paralel tranzistör kullanılacağı ve devrenin sekonder kısmında eş paralel sargı olacak şekilde (iki eşit akım çıkışı) transformator tasarlanacağı varsayılmıştır. Bu nedenle her bir anahtarlama elemanı denklem 3.15’de verilen akım değerlerinin yarısını iletacaktır.

Çizelge 3.4. EPC2023 tranzistörünün teknik özellikleri

Tranzistör adı	EPC2023 [30]
V_{DSS} (V)	30
$R_{DS(ON)}$ (m Ω)	1.15
$I_{D(AV)}$ (A) @ Tc = 100°C	90
Q_G (nC)	19 @ Vgs = 5 V
C_{oss} (pF)	1.53 @ Vds = 400 V
E_{on} (uJ)	1.2
E_{off} (uJ)	1.1
Paket boyutu	6.05 × 2.3 mm ²

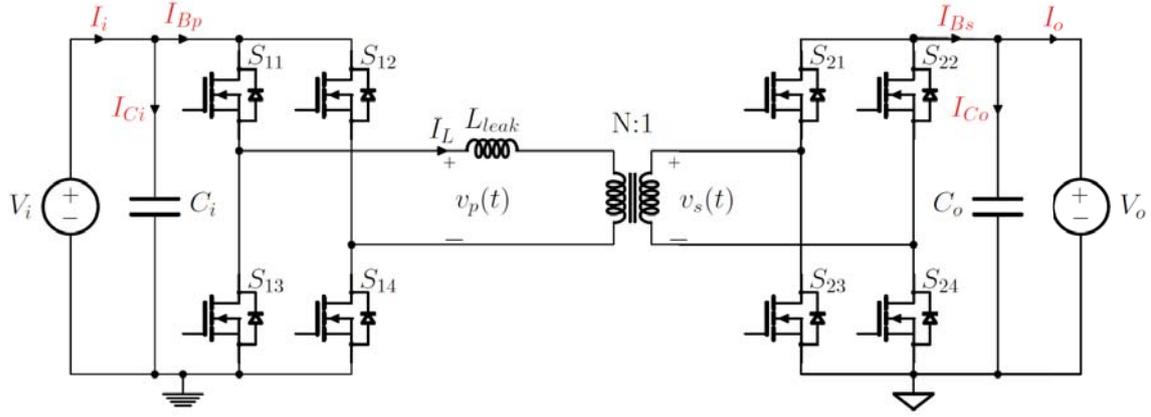
$$P_{cond} = \frac{194.5^2}{2} \times \frac{1.15m\Omega}{4} = 2.72W \quad (3.16a)$$

$$P_{sw} = (0 + 1.1\mu) \times 150k \times 0.5 = 0.083W \quad (3.16b)$$

Denklem 3.16'ya göre sekonder köprüdeki anahtarlama elemanlarının maksimum güç kayıpları 2.8 W olarak hesaplanmıştır. Yine primer köprüdeki tranzistörler gibi, harcanacak gücü pasif soğutucu kullanarak tranzistörden uzaklaştırmanın mümkün olduğu düşünülmektedir. Ayrıca kartın baskı devre üzerinde de büyük güç hatlarında montajı yapılacağı için ısının bir kısmı karta da atılabilecektir. Son olarak iletim kayıplarının anahtarlama kayıplarına göre daha büyük olduğu görülebilir.

3.1.4 Filtre kapasitörleri seçimi

Şekil 3.9 incelendiğinde Çift Aktif Köprü topolojisinde girişte ve çıkışta endüktör olmadığı için tüm filtreleme kapasitörler tarafından yapılmaktadır. Dolayısıyla kapasitörler üzerinden yüksek RMS akımlar geçmektedir. Ayrıca giriş ve çıkışta tepecik gerilim değerlerinin tasarım girdisi olarak belirli bir aralık arasında olması gerekmektedir. Bu çalışmada çıkış tepecik geriliminin anma gerilimine oranla %5 altında ($14.5V \times 0.05 = 0.725V$) olması hedeflenmektedir.



Şekil 3.9. Çevirgeç üzerindeki giriş ve çıkış akımları

Çıkıştaki kapasitör akımı için:

$$I_{Co} = I_{Bs} - I_o \quad (3.17)$$

Burada köprü çıkış akımı olan I_{Bs} değeri [10]:

$$I_{Bs} = \frac{NV_i}{2\pi f_{sw} L_{leak}} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right), \quad \phi \geq 0 \quad (3.18)$$

Denklem 3.18, denklem 3.17 içinde kullanıldığında ve $i_c = C \frac{dV_c}{dt}$ olduğu için:

$$C_o = \left[\frac{NV_i}{2\pi f_{sw} L_{leak}} \phi \left(1 - \frac{\phi}{\pi}\right) - I_o \right] \frac{\Delta t}{\Delta V_o} \quad (3.19)$$

Denklem 3.19 'de $\Delta t = T_{sw}$, $\Delta V_o = 0.125V$ ise istenen tepecik gerilim değerini belirtmektedir. Tasarım girdileri bu denklemin içinde kullanıldığında $C_o \geq 520 \mu F$ olarak hesaplanmıştır.

Benzer hesaplamalar şekil 3.9 'de verildiği gibi giriş kapasitörleri için yapıldığında:

$$I_{Ci} = I_i - I_{Bp} = \frac{I_o}{N\eta} - \frac{I_{Bs}}{N} \quad (3.20)$$

Denklem 3.20 'de η verimliliği vermektedir. Verimlilik %95 olarak alındığında ve $\Delta V_i = 3.4V$ seçildiğinde $C_i \geq 1.37 \mu F$ olarak hesaplanmıştır.

3.1.5 Transformator tasarımı

Çift Aktif Köprü’de de olduğu gibi birçok çevirgeçte transformatorün devrenin en önemli elemanı olduğu düşünülmektedir. Bu çalışmada diğer bilinen özelliklerine (izolasyon, gerilim dönüşümü, vb.) ek olarak çevirgeçte kullanılan enerji depolama birimi olan kaçak endüktans L_{leak} transformatorün içerisinde bulunmaktadır. Harici endüktör birimi kullanılmayacak olması transformator tasarımı daha da önemli kılmaktadır.

Transformator tasarımında ilk olarak alan çarpanı kuralı kullanılarak çekirdek boyutu hesaplanmıştır.

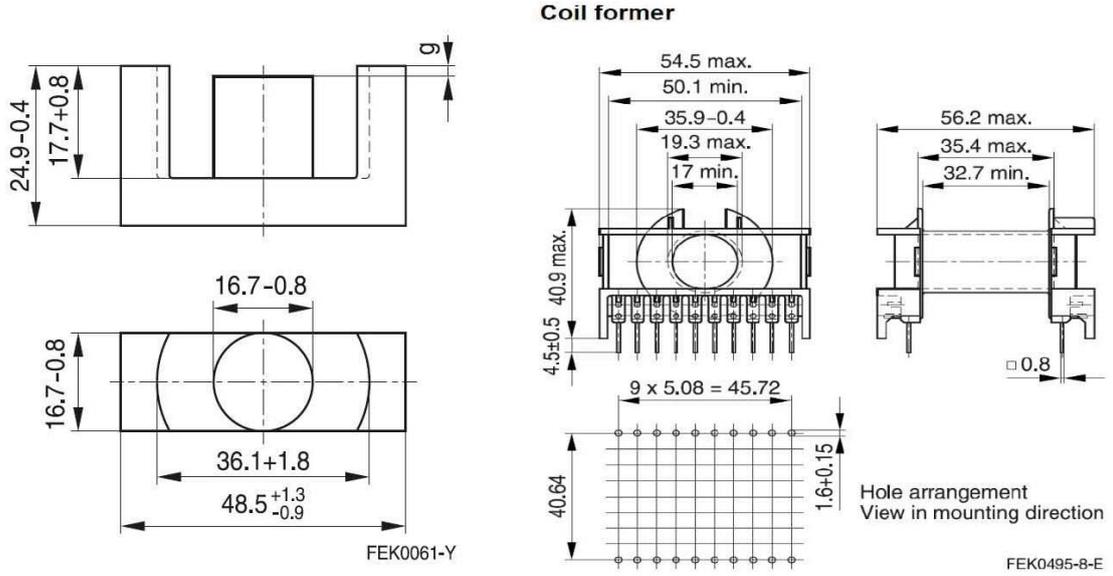
$$AP = \frac{P_t 10^4}{B_m f_{sw} J K_f K_u} \quad (cm^4) \quad (3.21)$$

Bu denklemde:

- $P_t = P_{in} + P_{out}$, toplam güç = $\frac{3500}{0.95} + 3500 = 7184W$
- $B_m = 0.1 T$
- $f_{sw} = 150 kHz$
- $J = 600 \frac{A}{cm^2}$
- K_f dalga faktörü (kare dalga için 4, sinüs dalga için 4.44 alınabilir)
- K_u kullanım faktörü = 0.4

Denklem 3.21 'de bahsedilen değerler kullanıldığında alan çarpanı değeri $AP = 4.98 cm^4$ olarak hesaplanmıştır. Bu değere göre piyasada bulunan çeşitli çekirdek tipleri araştırılmış ve seçilen çekirdek Epcos ETD49 olmuştur. Bu çekirdeğin ve beraber kullanılacak bobinin çizimi şekil 3.10 'de, teknik özellikleri çizelge 3.5 'de verilmiştir [31].

Çekirdek ve bobin verileri belirlendikten sonra B_m değeri hesaplanmıştır. B_m değeri için Faraday'ın kanunu kullanılmıştır:



Şekil 3.10. ETD 49 çekirdek ve bobin çizimi

Çizelge 3.5. Seçilen transformatör çekirdek ve bobin bilgileri [31]

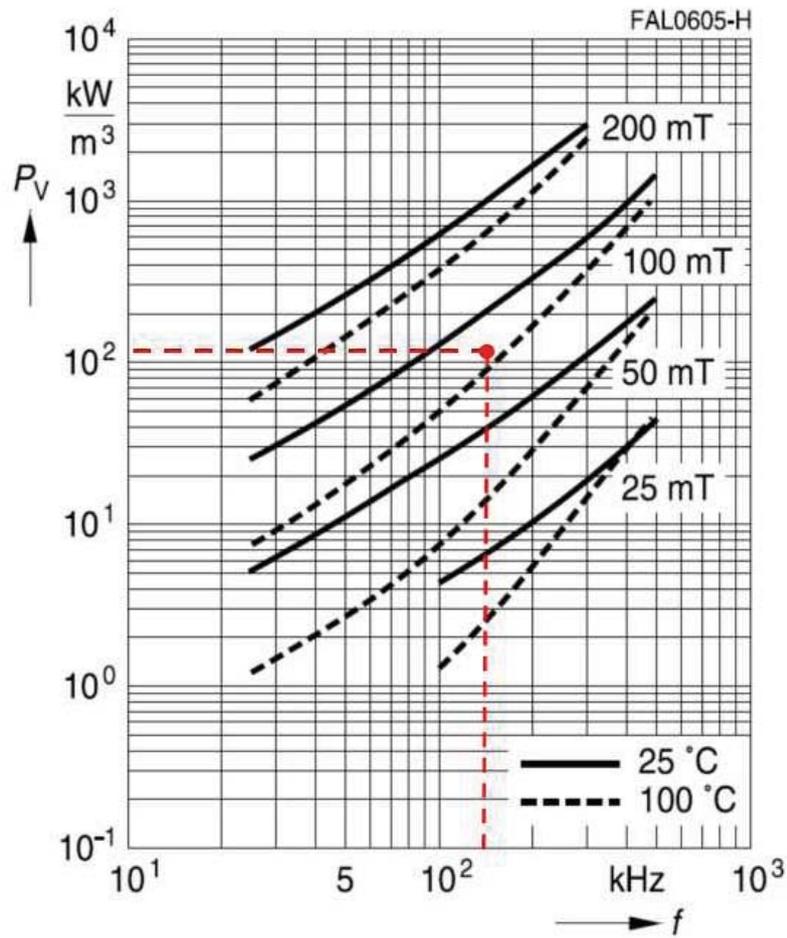
Çekirdek Adı	ETD49
Çekirdek malzemesi	N87
AP	5.68 cm^4
A_e	211 mm^2
V_e	24100 mm^3
l_e	114 mm
A_w	269.4 mm^2
b_w	32.7 mm
h_w	9.4 mm
MLT	86 mm
R_{th}	8 K/W

$$\begin{aligned}
 B_m &= \frac{V_{in}}{4 N_p A_e f} \\
 &= \frac{350}{4 \times 25 \times 211 \times 10^{-6} \times 150 \times 10^3} \\
 &= 0.11 \text{ T}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Hesaplanan B_m değerine göre N87 malzemesinin verileri kullanılarak çekirdek kaybı hesaplanmıştır[32]. Şekil 3.11 'da üreticinin frekansa göre çekirdek kayıp eğrileri verilmiştir. Şekilden de görülebileceği üzere $f = 150 \text{ kHz}$ durumunda ve çekirdek sıcaklığı yaklaşık 90° alındığında, $B_m = 0.11 \text{ T}$ noktasına göre birim hacimde güç kaybı

yaklaşık olarak $P_v = 120 \text{ kW}/m^3$ olarak belirlenmiştir. Bu değerlere göre çekirdek kayıpları (P_{core}) denklem 3.23 ile hesaplanmıştır.

Relative core losses
versus frequency
(measured on R34 toroids)



Şekil 3.11. Frekansa göre N87 malzemesi çekirdek kayıpları [32]

$$P_{core} = P_v V_e = 120 \cdot 10^3 \times 2.41 \cdot 10^{-5} = 2.89 \text{ W} \quad (3.23)$$

Çekirdek kayıplarının hesaplanmasından sonra sargıların tasarımı ve sargı kayıpları hesaplanmıştır. Bunun için öncelikle ilgili frekanstaki deri kalınlığının bilinmesi gerekmektedir. Bir iletkenindeki deri kalınlığı için:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}} \quad (3.24)$$

Denklem 3.24’de ρ bakır için $1.678 \mu\Omega.cm$, $f = 150kHz$, μ_r bakır için ≈ 1 ve $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$ olarak alındığında $\delta_{150kHz} = 0.168mm$ olarak hesaplanmıştır. Eddy akımı etkilerini en aza indirmek için seçilecek iletken kalınlığı δ değerinden az olması gerekmektedir. Ancak düşük çapta iletken kullanılması akım yoğunluğunu çok arttırmakta ve artan iletim kayıplarına neden olmaktadır. Çizelge 3.2 de verildiği üzere primer taraftaki maksimum RMS akım değeri 11A olarak alındığında minimum iletken çapı $d_{cond(MIN)}$ hesaplanmıştır.

$$d_{cond(MIN)} = 2 \sqrt{\frac{I}{\pi J}} = 1.528 mm \quad (3.25)$$

Bir folyo iletken ve üzerinden sinüzoidal akım geçtiğinde Dowell’in denklemi kullanılabilir [33]:

$$F_R = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \Delta \left[\eta_1 + \frac{2}{3} (p^2 - 1) \eta_2 \right] \quad (3.26)$$

Bu denklemde F_R direnç faktörünü ve p sarımdaki katman sayısını belirtmektedir. Diğer terimler için:

$$\eta_1 = \frac{\sinh(2\Delta) + \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (3.27a)$$

$$\eta_2 = \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) + \cos(\Delta)} \quad (3.27b)$$

Denklemler 3.26 ve 3.27 içinde iletkenin penetrasyon oranı Δ olarak tanımlandığında:

$$\Delta = \frac{d}{\delta} \quad (3.28)$$

Denklem 3.28’de d iletken çapını, δ ise denklem 3.24 deri kalınlığını belirtmektedir.

Son olarak, iletkenin DC'deki direnci R_{DC} için:

$$R_{DC} = \frac{4}{\pi} \left(\frac{\rho MLT}{d^2} \right) \quad (3.29)$$

olarak verilmiş olup MLT bobinde sarılan ortalama bir turun uzunluğunu ifade etmektedir.

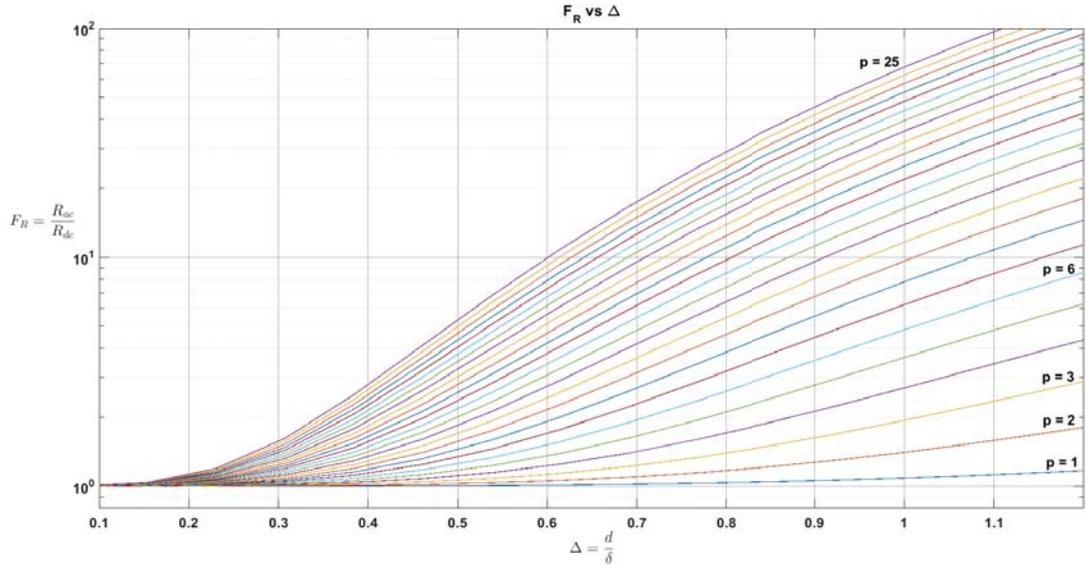
Dowell'in denklemi folyo iletkenler ve sinüs tipi akımlar için geçerlidir. Ancak bu çalışmada şekil 3.2 'de verildiği gibi transformatör akımları sınırlı yükselme/düşme süreleri bulunan dikdörtgen dalgalar ve harmonikleri bulunmaktadır. Bu sebepten ötürü Dowell eğrilerini tutarlı bir şekilde kullanabilmek için sinüzoidal olmayan dalga şekillerini efektif frekans çevrimi ile daha yüksek frekansta sinüzoidal bir dalgaymış gibi kullanabilmenin mümkün olduğu araştırılmıştır [34].

Dikdörtgen tipli ve sınırlı yükselme/düşme zamanlı periyodik dalga için [35] :

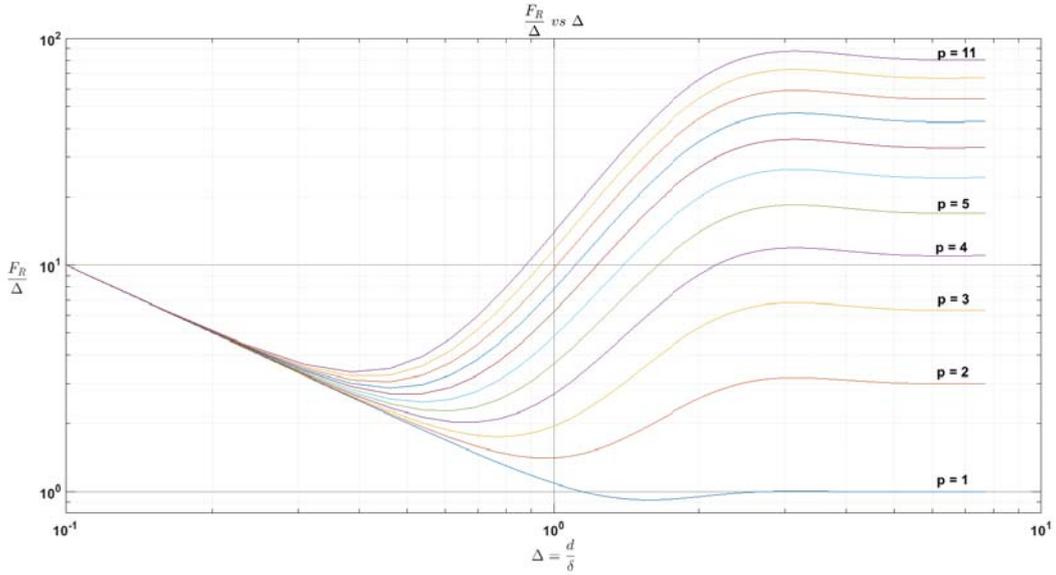
$$f_{eff} = \frac{f_1}{\pi} \sqrt{\frac{6}{\zeta(3-4\zeta)}} \quad (3.30)$$

Denklem 3.30 içinde f_{eff} efektif frekansı, $f_1 = f_{sw}$, diğer parametre ζ ise akım dalga şeklinin yükselme / düşme süresinin tüm periyoda oranıdır. Çizelge 3.2 'deki bilgi kullanılarak ve transformatörün maksimum stresinin minimum giriş geriliminde olduğu varsayıldığında ($\phi = 26.14^\circ$), $\zeta = \frac{26.14}{360} = 0.073$ olarak hesaplanmıştır. Bu değer denklem 3.30 içerisinde kullanıldığında $f_{eff} \approx 263 \text{ kHz}$ olarak hesaplanmıştır. Efektif frekansa (f_{eff}) göre de deri kalınlığı denklem 3.24 kullanılarak $\delta = 0.13 \text{ mm}$ olarak hesaplanmıştır. Bu değerlere göre denklem 3.26 çeşitli ilekten kalınlıkları ve katmanlara göre yeniden hesaplanmıştır. Şekil 3.12 'de F_R 'ın denklem 3.28'de verilmiş Δ 'ya göre eğrileri verilmiştir. Şekil 3.13 'de ise y ekseninde $\frac{F_R}{\Delta}$ kullanılmıştır.

Eğrileri tam anlamıyla kullanabilmek için katman sayısının belirlenmesi gerekmektedir. Transformatörün primer sargısı 25 tur olacağı için 13 ve 12 tur olarak ikiye ayrılmıştır. Sekonderde yüksek akım olduğu için 2 adet birbirine paralel tek tur sargı olacak şekilde planlanmıştır. Bu sekonder sargıların köprüleri ayrı olup çıkışta birleşecektir. Köprüleri ayırmanın nedeni sargıların tam eşit dirençte olamayacağı düşünüldüğü için akım paylaşımını tam yapamayacak olmalarıdır. Bu nedenle sekonder köprülerin faz kaydırma



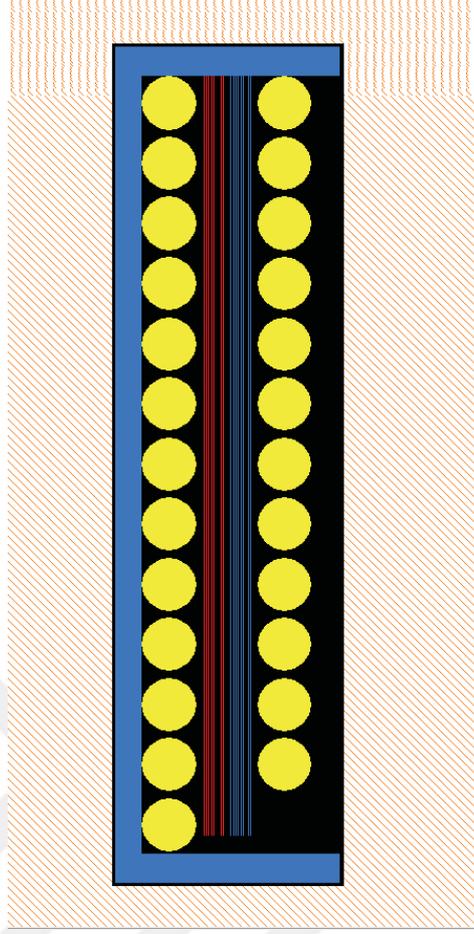
Şekil 3.12. Katman sayısına göre Dowell eğrileri



Şekil 3.13. F_R/Δ değerlerine göre normalize edilmiş Dowell eğrileri

açılarında ufak ayarlama yapılarak akımı eşit paylaşımları sağlanması hedeflenmektedir. Şekil 3.14’de tasarlanan sargıların taslak çizimi verilmiştir. Burada primer sargılar sarıyla, sekonder sargılar sırasıyla kırmızı ve mavi olarak verilmiştir. Tasarımda primer sargılar için Litz teli, sekonder sargılar için ise bakır folyo iletken kullanılmıştır. Sargılar ve buna bağlı kayıplarla ilgili detaylar çizelge 3.6’de verilmiştir.

Çizelge 3.6’de seçilen iletken kalınlıkları ve katman sayısına göre Dowell eğrilerinden denk geldikleri F_R değerleri hesaplanmıştır. Sonrasında R_{AC} hesaplanmış ve bölüm 3.1.2 ’de verilen akım değerlerine göre sargı kayıpları hesaplanmıştır. Son olarak bu kayıplara



Şekil 3.14. Tasarlanan transformatördeki sargıların planlaması

Çizelge 3.6. Transformatör sarım ve iletken bilgileri

Sargı Adı	Primer	Sekonder 1	Sekonder 2
İletken tipi	Litz	Folyo	Folyo
Sargı boyutu	0.1 mm x 200	0.035mm x 30mm x 24	0.035mm x 30mm x 24
Tur sayısı	25	1	1
Yaklaşık İletken uzunluğu (N * MLT)	2.15 m	120 mm	140 mm
R_{DC}	23.5 mΩ	79 μΩ	91 μΩ
Katman sayısı (p)	1	24	24
Δ	0.77	0.27	0.27
F_R	1.03	1.37	1.37
R_{AC}	24.2 mΩ	0.108 mΩ	0.125 mΩ
P_{cu}	2.93 W	2.05 W	2.36 W

P_{core} eklenerek toplam transformatör kayıpları hesaplanmıştır.

$$P_{xfrm} = P_{core} + P_{cu} = 2.89 + 7.34 = 10.23W \quad (3.31)$$

Denklemler 3.31 ve çizelge 3.5’de verilen R_{th} değeri kullanıldığında:

$$T_r = R_{th}P_{xfrmr} = 81.8^\circ \quad (3.32)$$

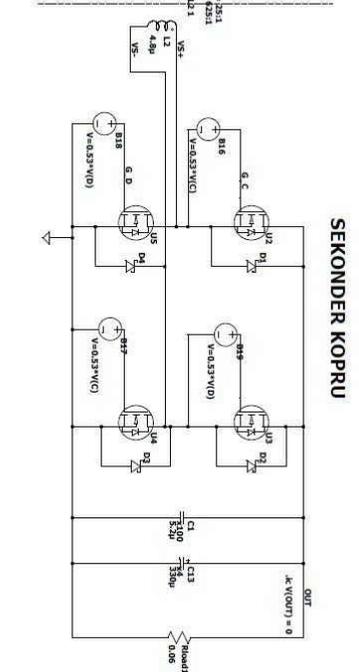
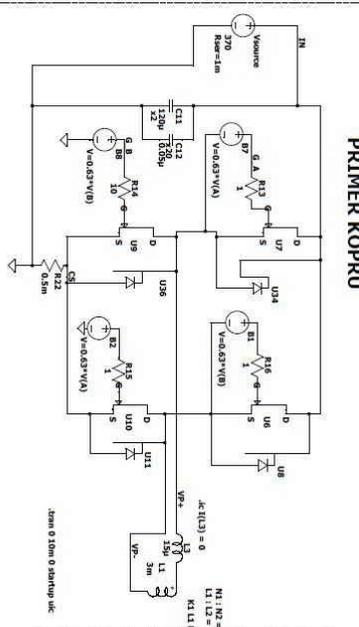
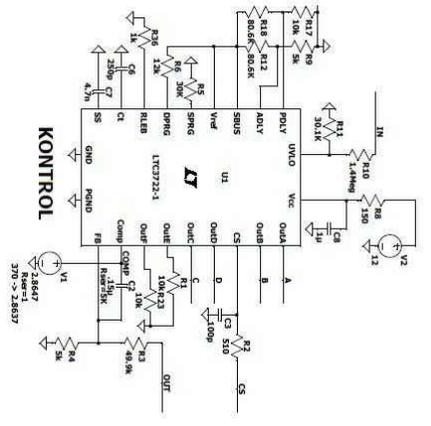
Burada T_r transformatör sıcaklığının doğal soğutma koşulunda ortam sıcaklığından ne kadar yükseldiğini belirtmektedir. Hesaplanan 81.8° oldukça yüksektir. Bu nedenle transformatörün olduğu bölgede fan kullanılarak R_{th} ’nin 6 K/W ’a düşmesi hedeflenmektedir. Bu durumda sıcaklık yükselmesi yaklaşık olarak 61.4° olacaktır.

Transformatör tasarımının tamamlanmasıyla birlikte temel devre elemanlarının tümü belirlenmiştir. Bu sayede çevirgecin devre elemanlarının kayıplı modelleri kullanılarak tüm devrenin analog benzetimleri yapılmıştır. Bir sonraki bölümde benzetimlerin detayları verilecektir.

3.2 Analog bilgisayar benzetimleri

Bölüm 3.1’de seçilen / tasarlanan devre elemanları kullanılarak tüm çevirgecin analog benzetimleri yapılmıştır. Analog devre benzetimi LTspice kullanılarak yapılmıştır. Benzetimde mümkün olduğunca gerçekçi modeller kullanılmıştır. Ayrıca benzetim hızını arttırmak için bazı devre elemanları yerine ideal modelleri kullanılmıştır. Son olarak analog benzetimlerde tasarım kolaylığı için analog kontrol devresi kullanılmıştır. Kullanılan analog kontrol devre elemanı LTC3722 aslında faz kaydırmalı tam köprü çevirgeç için tasarlanmıştır [36]. Kontrol birimi üzerinde ufak değişikliklerle Çift Aktif Köprü çevirgecin de kontrol edilebilmesi mümkündür. Analog benzetim devresi şekil 3.15 ’de verilmiştir. Bu benzetimlerde primer köprüdeki tranzistörler için GaN Systems GS66508T [25],sekonder köprüdeki tranzistörler için EPC Co. EPC2023 spice modelleri kullanılmıştır [30]. Ayrıca transformatörün sargı kayıpları da (R_{AC}) modele eklenmiştir. Şekil 3.16’da giriş gerilimi 370V olduğunda tam yükte benzetim sonuçlarının bir kısmı verilmiştir.

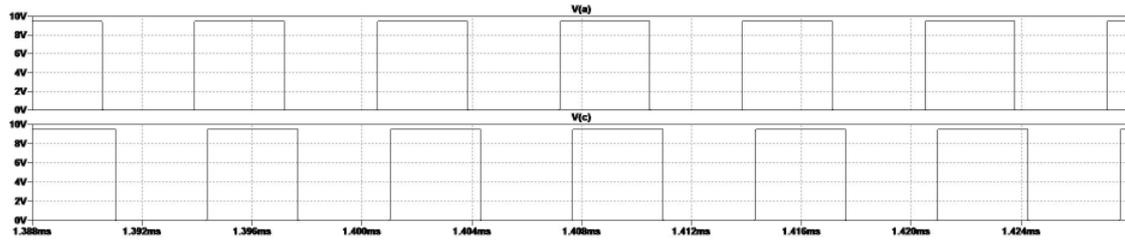
Şekil 3.16a ’da görüldüğü üzere primer köprü ve sekonder köprü anahtarlama elemanlarına faz kaydırmalı DGM (darbe genişlik modülasyonu) sinyalleri ile



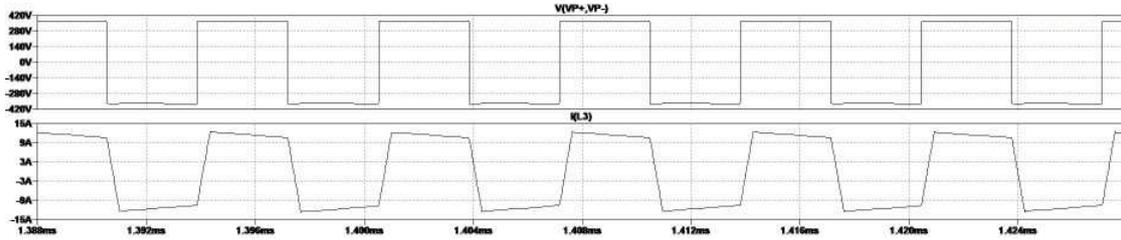
PRIMER KOPRU

SEKONDER KOPRU

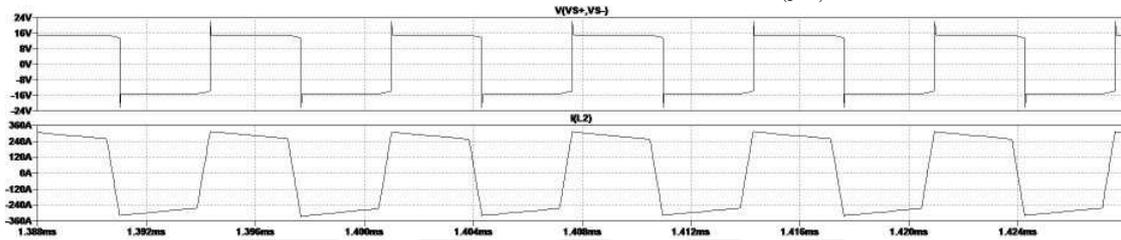
Şekil 3.15. LTSpice benzetim devre şeması



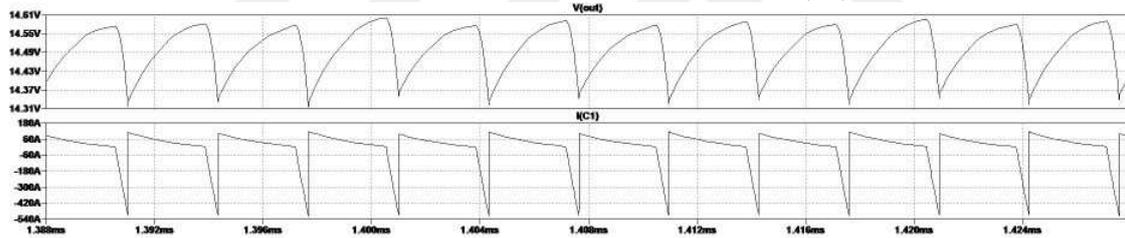
(a) PWM sinyalleri, primer köprü (üst), sekonder köprü(alt)



(b) Primer köprü orta bacak gerilim (üst) ve $i_{L(pr)}(t)$ (alt)



(c) Sekonder köprü orta bacak gerilimi (üst) ve $i_{L(sec)}(t)$ (alt)



(d) Çıkış gerilimi (üst) ve çıkış kapasitör akımı (alt)

Şekil 3.16. LTspice benzetim sonuçları

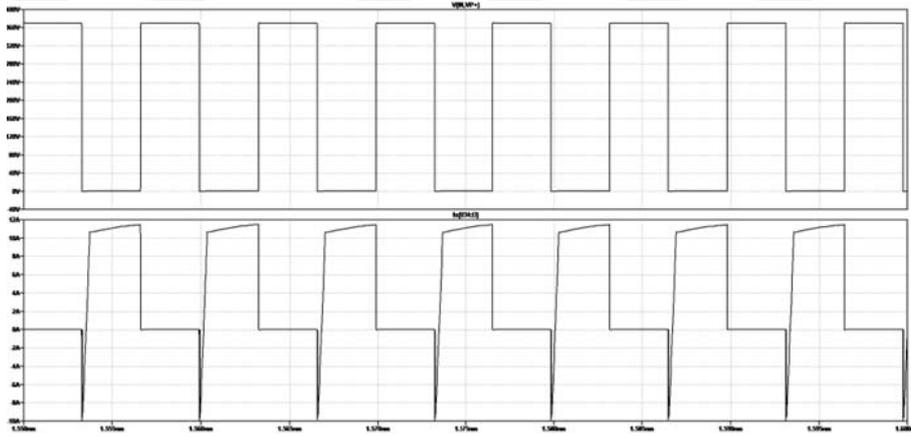
sürülmüştür. V(A) sinyali primer köprüdeki şekil 2.1 deki S11 tranzistörü için, V(C) sinyali ise sekonder köprüdeki S21 tranzistörü için kullanılmıştır. Diğer tranzistörlerin kapı sinyalleri ise bu sinyallerin kendisi veya zıt simetrik sinyalleri olarak düşünülebilir. İki köprü DGM sinyalleri arasındaki faz farkı 424.8 ns olarak ölçülmüş, faz açısı da 22.94 °olarak hesaplanmıştır. Bu değer ile çizelge 3.2'deki değerle($\phi = 26.08^\circ$) karşılaştırıldığında ϕ değerinin örtüştüğü görülebilir.

Şekil 3.16b 'de primer tam köprünün uygulanmış DGM sinyallerine göre köprü çıkış gerilim ($V_p(+), V_p(-)$) ve akım ($i_L(t)$) dalga şekilleri verilmiştir. Özellikle $i_L(t)$ benzetim sonucu daha önceden hesaplanmış ve şekil 3.2 'de örneği verilmiş dalga şekliyle uyumaktadır. Benzetim sonucu olarak tam yükte $I_{L(RMS)}$ değeri 10.68A olarak

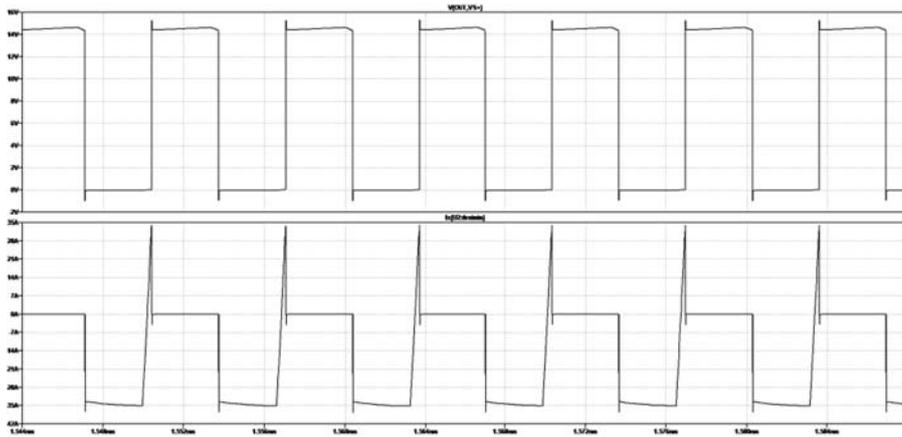
ölçülmüştür. Bu değer MATLAB benzetimlerinde şekil 3.6 'den görüleceği üzere 10.6A olarak hesaplanmıştır. Sonuç olarak Matlab ile LTspice benzetim sonuçlarının birbiriyle örtüştüğü gözlemlenmiştir. Benzer durum şekil 3.16c için de geçerlidir.

Şekil 3.16d 'de çıkış gerilimi ve çıkış kapasitör akım dalga şekilleri verilmiştir. Çıkış kapasitörleri şekil 3.16c 'de verilen transformatörün sekonder sargısından çıkan yüksek harmonikli $I_{L(sec)}$ akımını süzmek zorundadır. Çıkışta endüktif bir filtre elemanı olmadığı ve çıkış yükünün rezistif olduğu varsayıldığında çıkış filtre kapasitör akımı oldukça yüksektir. Yapılan benzetim sonucunda kapasitör RMS akımı 110 A olarak verilmiştir. Çıkış gerilimindeki tepecik değeri de $190 mV_{pp}$ olarak verilmiştir.

Anahtarlama elemanlarının dalga şekilleri için şekil 3.17 incelenebilir.



(a) Primer köprüdeki tranzistör gerilim (üst) ve akım (alt) dalga şekilleri



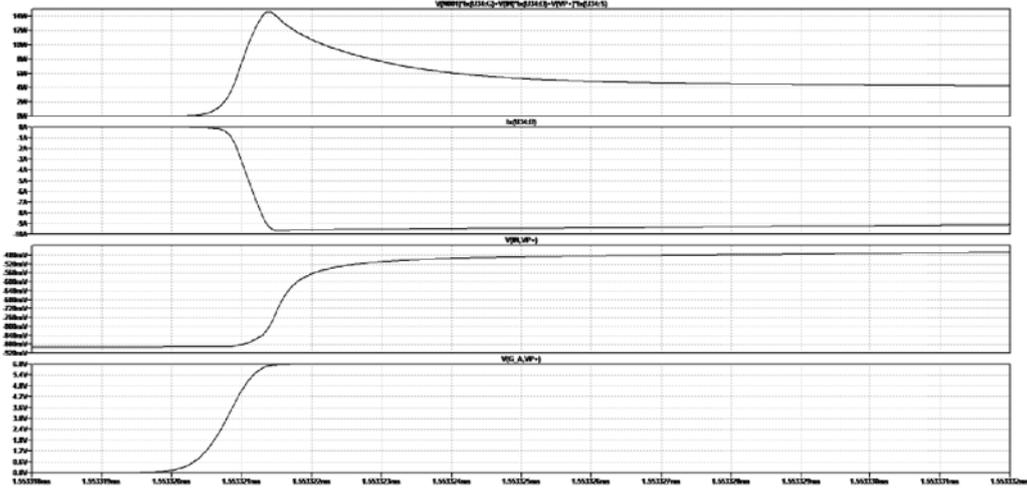
(b) Sekonder köprüdeki tranzistör gerilim (üst) ve akım (alt) dalga şekilleri

Şekil 3.17. Tranzistörlerin gerilim ve akım dalga şekilleri

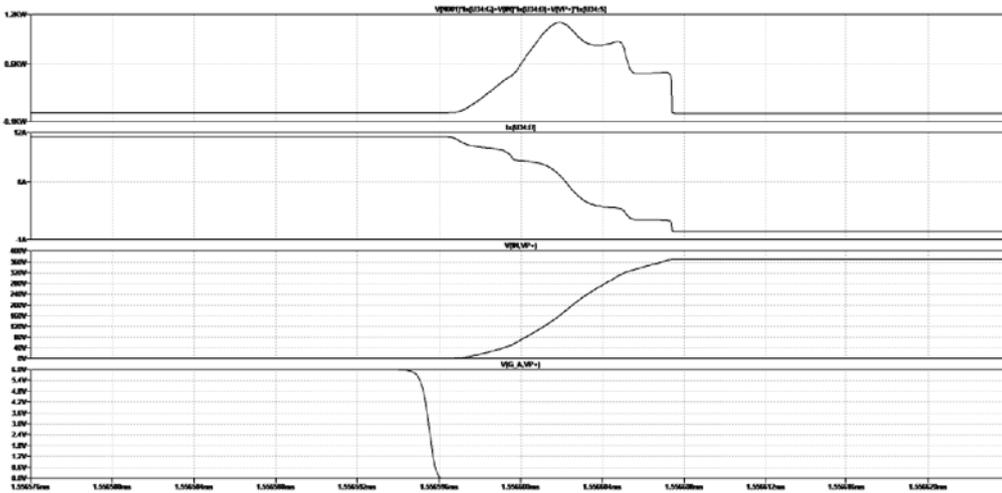
Şekil 3.17a'da primer köprüdeki bir tranzistörün V_{DS} gerilim ve I_D akım dalga şekilleri verilmiştir. Anahtar kesimdeyken V_{DS} tepe gerilimi yaklaşık olarak giriş gerilimi olan

370V'a eşittir. Tranzistörün iletimdeyken akaç RMS akımı 7.49A olarak hesaplanmıştır. 3.17a'de ise benzer şekilde sekonder köprüdeki tranzistör için verilmiştir. Bu tranzistörün de iletimdeki akaç RMS akımı 23.4A olarak hesaplanmıştır.

Bölüm 3.1.3'de yumuşak anahtarlama koşulları detaylı olarak incelenmiştir. Şekil 3.18'de tranzistörün iletme ve kesime geçme anındaki akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Şekilden görüleceği üzere iletme geçme anında neredeyse anahtarlama kaybı olmamaktadır, çünkü V_{ds} gerilimi oldukça düşüktür (yaklaşık 0.9V). İletime geçme esnasında harcanan gücün tepe değeri yaklaşık olarak 15W'tır. Ancak kesime geçişte ise tranzistör sert anahtarlama yaptığı için anlık güç tüketimi oldukça yüksektir. Şekilden ölçüldüğü üzere tepe değer 1.1 kW, enerji de 6.72 uJ olarak hesaplanmıştır.



(a) Tranzistör iletme geçme anı dalga şekilleri. Sırasıyla en üstten aşağıya harcanan güç, V_{DS} gerilimi, I_D akımı, V_{GS} gerilimi.



(b) Tranzistör kesime geçme anı dalga şekilleri

Şekil 3.18. Tranzistörlerin gerilim ve akım dalga şekilleri

Benzetim sonuçları incelendikten sonra teorik sonuçlarla uyum gözlemlenmiştir. Sonrasında devre elemanlarının devre içerisindeki güç kayıpları incelenmiştir. Giriş gerilimi 370V iken tam yükte ($P_o = 3500 \text{ W}$) oluşan güç kayıpları çizelge 3.7’de verilmiştir. Çevirgeç içerisinde güç kayıplarının yarısından fazlası anahtarlama elemanları üzerinde olmaktadır. Üzerinden geçen yüksek RMS akımlar ($\approx 270A$) nedeniyle sekonder köprü en yüksek kayıplı bölgedir. Transformatör kayıplarına çekirdek kayıpları da eklenmiştir. Bir diğer husus çıkış kapasitörleri üzerinde harcanan güçtür. Bunun nedeni kapasitörlerin dahili ESR direnci ve yine üzerinden geçen yüksek RMS akımdan ($\approx 110A$) ötürüdür. Serbest döngü diyotları üzerinde harcanan güç oldukça düşüktür, bunun nedeni sadece iletme geçişte aktif olmalarından ötürüdür.

Çizelge 3.7. $V_{giriş} = 370V$ ve tam yükte devre elemanlarının harcadığı güç

Devre elemanı	Harcanan güç (W)	Toplam kayıptaki oran (%)
Primer GaN	11.36	24.22
Sekonder GaN	17.6	37.53
Çıkış kapasitörü	4.26	9.08
Transformatör	8.8	18.76
Primer diyot	0.18	0.38
Sekonder diyot	3.86	8.23
Diğer	0.84	1.79
Toplam	46.9	100

Son olarak tüm giriş gerilim aralığında, yarım ve tam yükte benzetimler yapılmış ve verimlilik analizi yapılmıştır. Bu benzetimlerin sonuçları çizelge 3.8’de verilmiştir.

Çizelge 3.8. Çeşitli giriş gerilim ve yüklerde güç ve verimlilik değerleri

Giriş Gerilimi (V)	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Kayıp (W)	Verimlilik (%)
350	1750	1781	23	98.3
	3500	3571	68	98.0
370	1750	1787	37	97.9
	3500	3547	47	98.7
400	1750	1798	48	97.3
	3500	3564	64	98.2

Bilgisayar benzetimleri tamamlandıktan sonra toplanan verilerle çevirgecin fiziksel tasarımına başlanılmıştır. Bu verilerle anahtarlama elemanları, diyotlar, kapasitör ve transformatör gibi önemli devre elemanları seçilmiş/tasarlanmıştır. Sonrasında deneysel çalışmalara başlanılmıştır. Bir sonraki bölümde bu çalışmaların detayları verilecek ve benzetim sonuçlarıyla doğrulama çalışması yapılacaktır.

4. DENEY SONUÇLARI

Bu bölümde bölüm 3'te verilmiş tasarım detaylarına göre prototip bir ÇAK güç çevirgeci üretilmiş, üretilen devre çeşitli yük koşulları, giriş ve çıkış gerilimlerinde test edilmiş ve deney sonuçları verilmiştir. Yapılan testlerle benzetim sonuçları karşılaştırılarak tasarımın doğrulaması yapılmıştır.

4.1 Kontrol Kartı

Çevirgecin kontrolünde kullanılan kontrol birimi tasarım kolaylığı nedeniyle güç kartından harici olarak kullanılmıştır. Devrede kullanılan kontrol sinyalleri için STM32F334R8 mikroişlemci kullanılmıştır. Mikroişlemcinin bu çalışma için önemli olan teknik bilgileri çizelge 4.1'de verilmiştir [37]. DGM sinyallerinin doğru şekilde üretilebilmesi için yüksek çözünürlüklü zamanlayıcıya (YÇZ) ihtiyaç duyulmaktadır. Bu mikroişlemci biriminin YÇZ zaman çözünürlüğü 217 ps değerine kadar düşebilmektedir. Deneylerde 256 ps çözünürlük kullanılmıştır. Bu durumda kontrol edilebilir minimum faz açısı ϕ_{min} için:

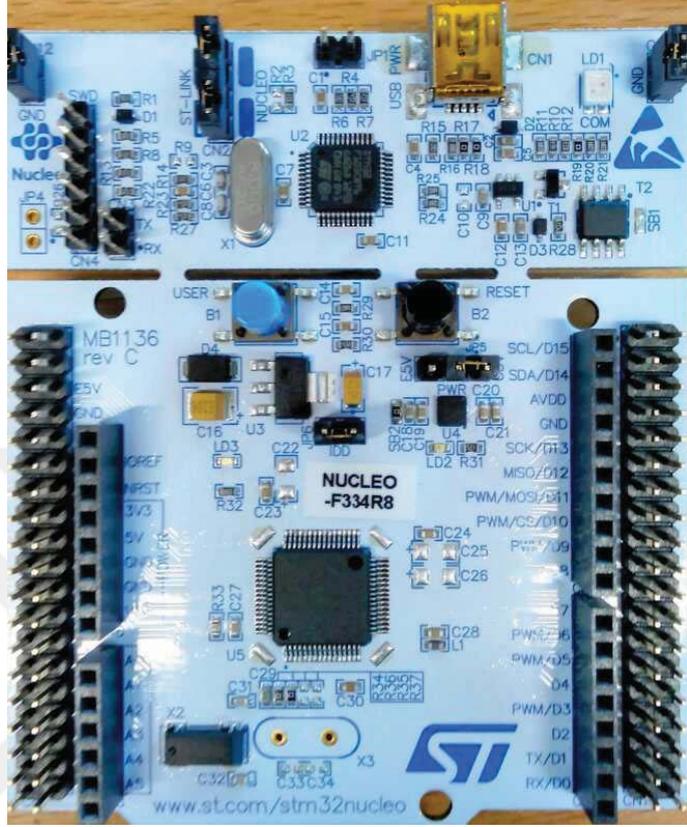
$$\phi_{min} = \frac{t_{HRTIM}}{T_{sw}} \times 360^\circ = \frac{256ps}{6.667\mu s} \times 360 = 0.014^\circ \quad (4.1)$$

Çizelge 4.1. Kullanılan mikroişlemcinin genel özellikleri [37]

Birim adı	STM32F334R8
Çekirdek tipi	ARM Cortex-M4F 32 bit
Çekirdek hızı	72 MHz
Flash boyutu	64 KB
RAM boyutu	16 KB
ADC sayısı	2 x 5 MSPS, 12 bit
DAC sayısı	2 x 12 bit
Yüksek Çözünürlüklü Zamanlayıcı	1 x 4.608 GHz, 10 PWM kanalı
GPIO	51
Analog Karşılaştırıcı	3 x Hızlı mod (32 ns ilerleme gecikmesi)

Bahsedilen mikroişlemci birimini kullanabilmek için piyasada hazır olarak bulunan ST Microelectronics firmasının ürettiği Nucleo kartı tercih edilmiştir [38]. Bunun nedenleri

arasında maliyetinin düşük olması ve prototip çalışmalarının daha hızlı yapılabilmesi sayılabilir. Örnek bir Nucleo kartının görüntüsü şekil 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.1. Kullanılan mikroişlemci kartı

4.2 Güç Kartı

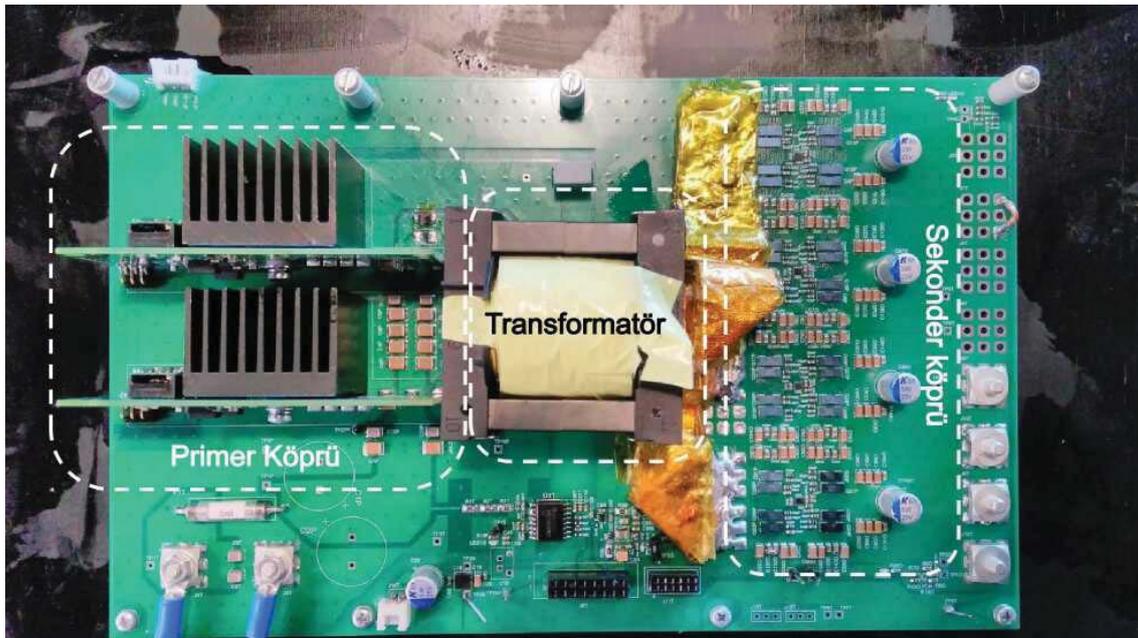
Tüm tasarım girdileri belirlendikten sonra laboratuvar ortamında testlerin yapılabilmesi için çevirgecin güç kartının üretimi gerçekleştirilmiştir. Öncelikle tasarlanan çevirgecin şematik ve BDK (Baskı Devre Kartı) tasarımı yapılmıştır. BDK çizimleri EK-2’de verilmiştir. Kart üzerinde dolaşan yüksek $\frac{di}{dt}$ döngüleri nedeniyle BDK 4 katlı olarak planlanmıştır. Tasarlanan kartın BDK katman görüntüsü şekil 4.2’de verilmiştir. Üretim maliyetlerini düşük tutmak için düşük bakır yoğunluklu katmanlar kullanılmıştır.

Kart üretimi gerçekleştirildikten sonra seçilen malzemelerin kart üzerine montajı yapılmıştır. Daha sonrasında kontrol ve güç testleri yapılmıştır. Tasarlanan devrenin görüntüsü şekil 4.3’de verilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere kontrol birimi harici olarak kullanılmıştır. Primer köprüde dahili soğutucuları bulunan GaN Systems

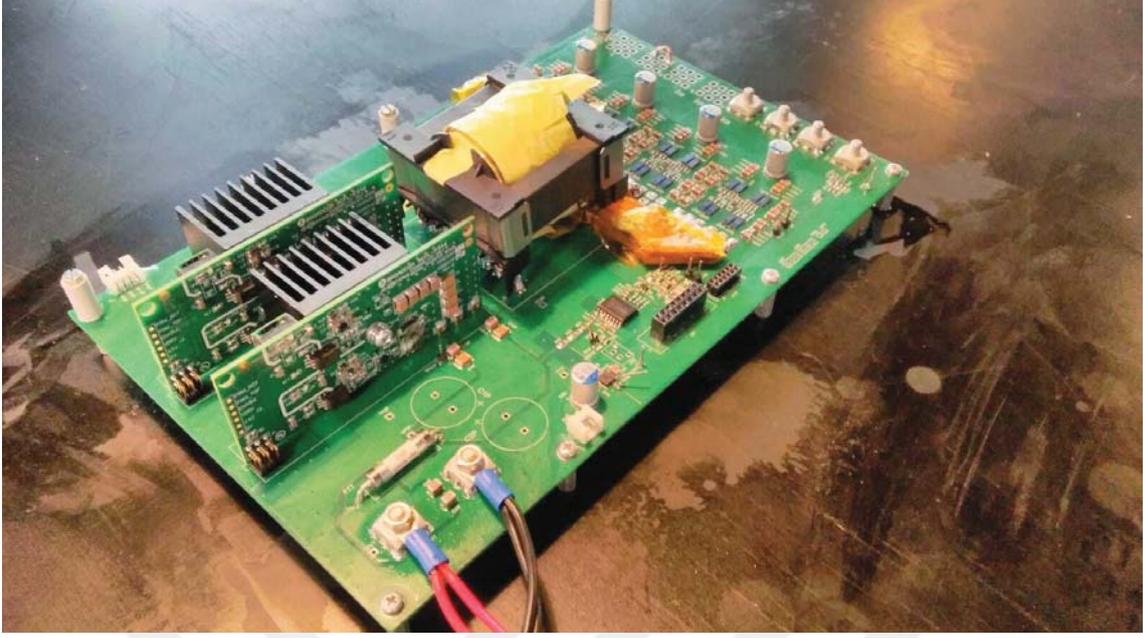


Şekil 4.2. BDK katman yapısı

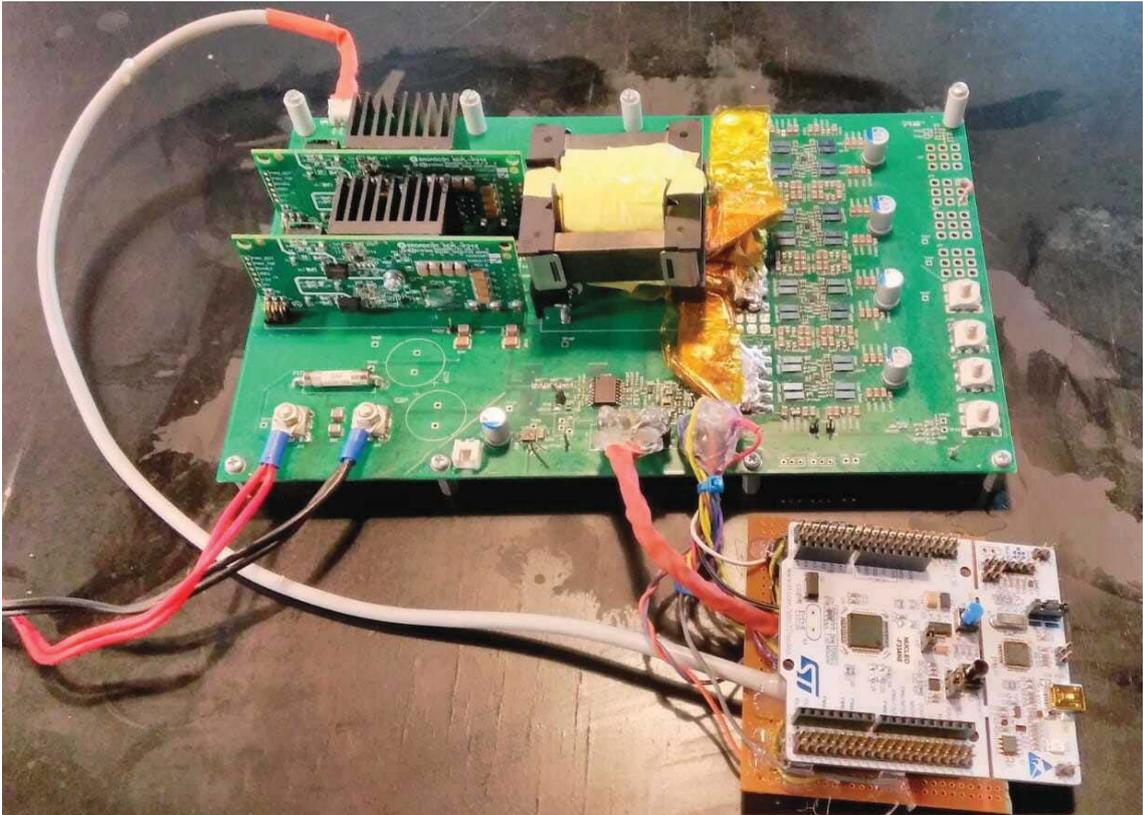
firmanın ürettiği yarım köprü modüller kullanılmıştır [39]. Sekonder köprüde ise hazır modül kullanılmamış olup transistörler kart üzerine takılmıştır. Transistörler arası akım paylaşımının incelenmesi için sekonder köprüdeki anahtarlama elemanları üzerine soğutucu takılmadan deneyler gerçekleştirilmiştir. Bu sayede montajı tam yapılamamış veya arızalı olan devre elemanlarının belirlenmesi sağlanmıştır. Çıkış filtre kapasitörlerinin yüksek frekansta filtreleme yapması gerektiği için ağırlıklı olarak seramik ve yüzeye montaj kapasitörler tercih edilmiştir.



(a) Tasarlanan kartın üstten görünümü



(b) Tasarlanan kartın açılı görünümü



(c) Tasarlanan kartın kontrol kartıyla birlikte görünümü

Şekil 4.3. Tasarlanan kartın görünümü

Çevirgecin güç yoğunluğu hesaplamaları denklem 4.2’de verilmiştir. Burada yükseklik

hesaplamasında en yüksek devre elemanına ek olarak güvenlik marjini eklenmiştir.

$$V_{conv} = W \times L \times H = 24 \text{ cm} \times 15 \text{ cm} \times 3.5 \text{ cm} = 1276 \text{ cm}^3 = 1.276 \text{ L} \quad (4.2a)$$

$$P_d = \frac{P_o}{V_{conv}} = \frac{3500}{1.276} = 2.74 \text{ kW/L} \quad (4.2b)$$

Denklem 4.2'den güç yoğunluğu 2.74 kW/L (45W/in³) olarak hesaplanmıştır. Bu değerin yüksek güç yoğunluğu kıstası için yeterli olduğu düşünülmektedir.

Çevirgeçte kullanılacak olan transformatörün görüntüleri şekil 4.4' de verilmiştir. Transformatör yapımında bölüm 3'te detayları verilmiş tasarım girdileri kullanılmıştır. Transformatör çekirdeği olarak ETD49 N87 kullanılmıştır. Sekonder sargı kısmında yüksek akımı taşıyabilmek için çok katlı bakır folyolar kullanılmıştır. Primer sargıda toplamda 0.1 x 200 Litz teli kullanılmıştır. Yapılan ölçümler sonucunda manyetize endüktans $L_{mag} = 2.7mH$, kaçak endüktans $L_{leak} = 11.5\mu H$ değerleri elde edilmiştir. Bu değerler tasarım girdilerine yakın olarak çıkmıştır.



(a) Üstten görünüm

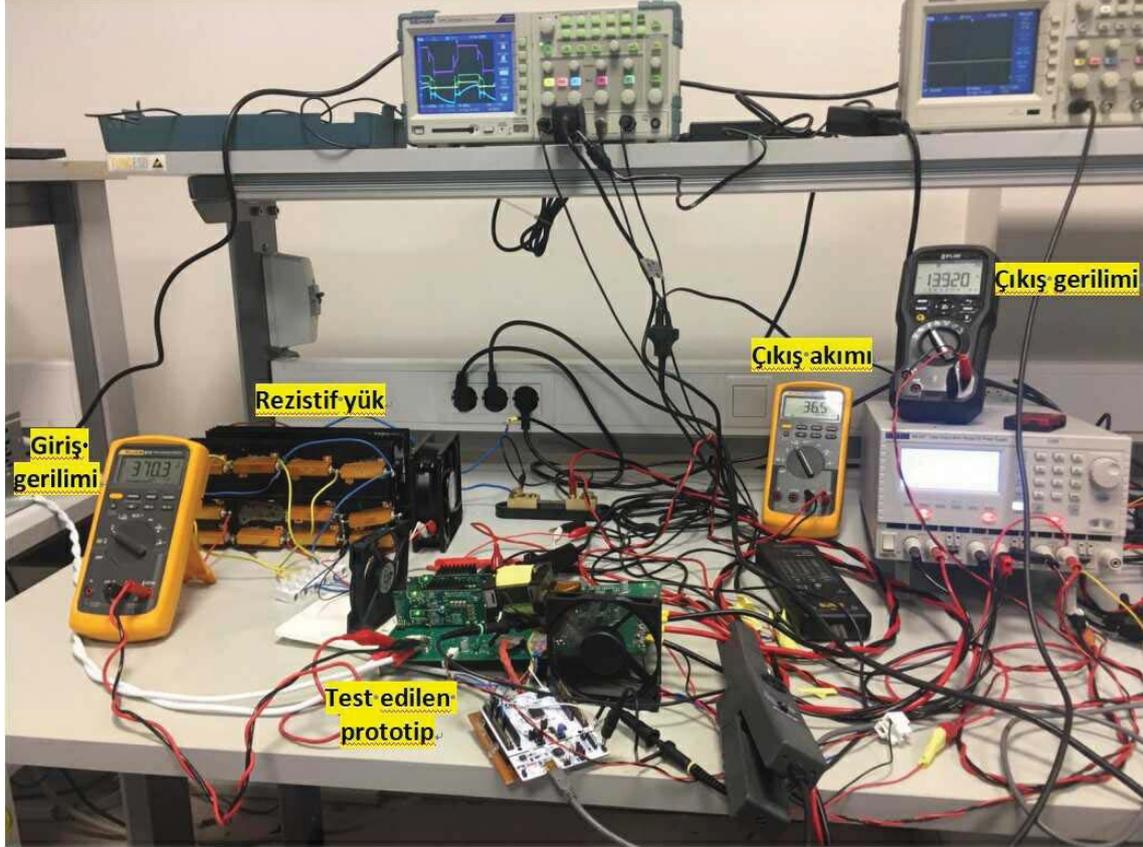


(b) Alttan görünüm

Şekil 4.4. Sarımı gerçekleştirilmiş transformatörün görüntüleri

4.3 Deneysel Çalışmalar

Güç kartı ve kontrol kartı birleştirilerek şekil 4.5’de verilmiş test düzeneği kurulmuştur. Giriş gerilimi, giriş akımı, çıkış gerilimi ve çıkış akımı gerçek zamanlı olarak gözlemlenmiştir. Osiloskop yardımıyla çevirgecin çalışmasını gösteren anahtar dalga şekilleri gözlemlenmiştir.



Şekil 4.5. Deneysel çalışmalarda kullanılan test düzeneği

Deneysel çalışmaların ilk bölümünde sadece primer köprü test edilmiştir. Primer köprüde kullanılan tranzistörlerden biri için V_{GS} ve V_{DS} sinyalleri şekil 4.6’de verilmiştir. Osiloskop görüntülerinde turuncu (CH1) tranzistör V_{GS} gerilimini, mavi (CH2) V_{DS} gerilimini, mor (CH3) ise kontrol birimi tarafından üretilen DGM sinyalini göstermektedir. Kontrol birimi ile tranzistör V_{GS} arasında yaklaşık olarak 100 ns gecikme bulunmaktadır. Bunun nedeni tranzistör sürücü devresinden kaynaklıdır [40]. Ek olarak tranzistör V_{GS} gerilimi iletimde 6V, kesimde -4V olacak şekilde sürülmektedir. Bunun nedeni devredeki parazitik elemanlardan kaynaklanan gürültü nedeniyle tranzistörün istemsiz olarak ilettime geçmesini engellemektir. Örneğin şekil 4.6b incelendiğinde ilgili

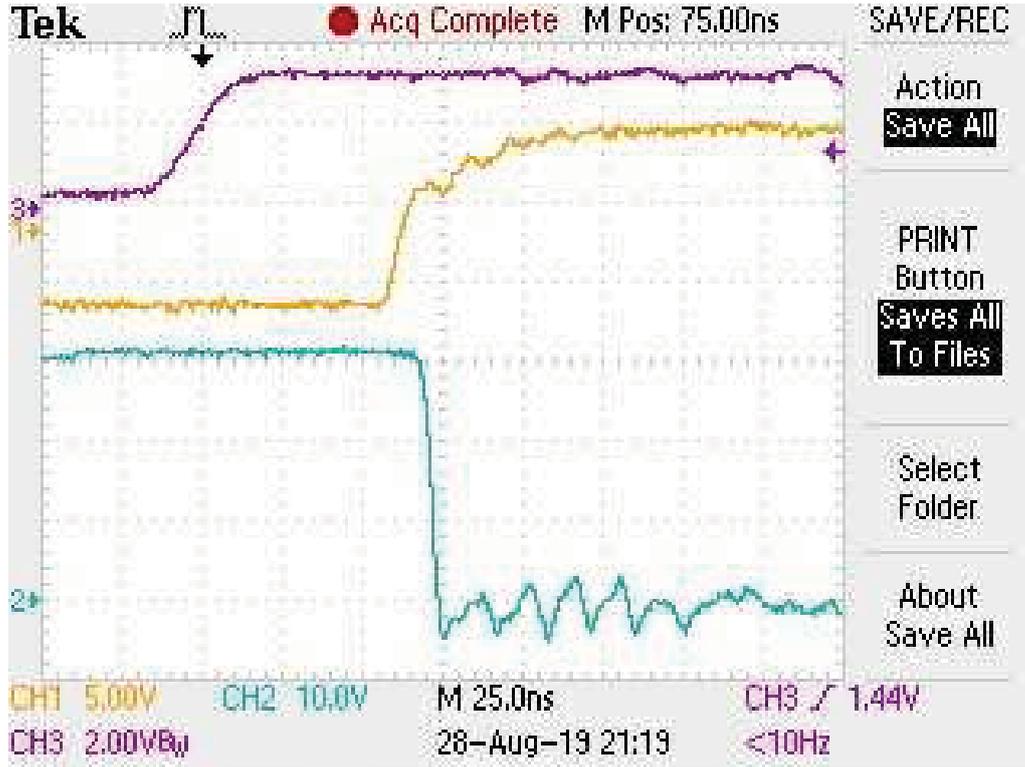
tranzistör kesimdeyken köprüdeki diğer tranzistör iletime geçtiğinde devre içerisindeki parazitik elemanlardan ötürü V_{GS} gerilimi yaklaşık olarak $-4V$ 'tan $-2.5V$ 'a kadar yükselmektedir. Eğer ki kesim anında bu değer $0V$ olsaydı bu yükselme kapı gerilimini $1.5V$ 'a getirip tranzistörü iletime sokması ve köprü bacağına kısa devre olmasına neden olması beklenirdi. Bu durumun daha iyi anlaşılması için tranzistörün iletim özelliklerini gösteren şekil 4.7 incelenebilir. Şekilden de görüleceği üzere tranzistör V_{GS} gerilimi $1.5V - 2V$ arasında iletime başlamaktadır. Dolayısıyla köprü tranzistörlerinden anlık olarak çok yüksek akımların geçmesi ve tranzistörlerin bozulmasına neden olabilmektedir. V_{GS} gerilimi kesimde $-4V$ ile sürülerek bu durum önlenmiştir.

Şekil 4.6'den de görüleceği üzere GaN tipi tranzistörlerin anahtarlama hızları oldukça yüksektir. Örneğin primer köprüde iletime geçme süresi yaklaşık 5 ns olarak ölçülmüştür. Osiloskop bant genişliği 200 MHz ile sınırlı olduğundan iletime geçme süresinin daha düşük olup olmadığı tespit edilememiştir. Test modülünün uygulama notunda iletime/kesime geçme hızı olarak $\frac{dV}{dt} = 90\text{ V/ns}$ olarak ölçülmüştür [39]. Bu da $370V$ giriş geriliminde 4.1 ns içinde tranzistörün iletime veya kesime geçebildiğini göstermektedir.

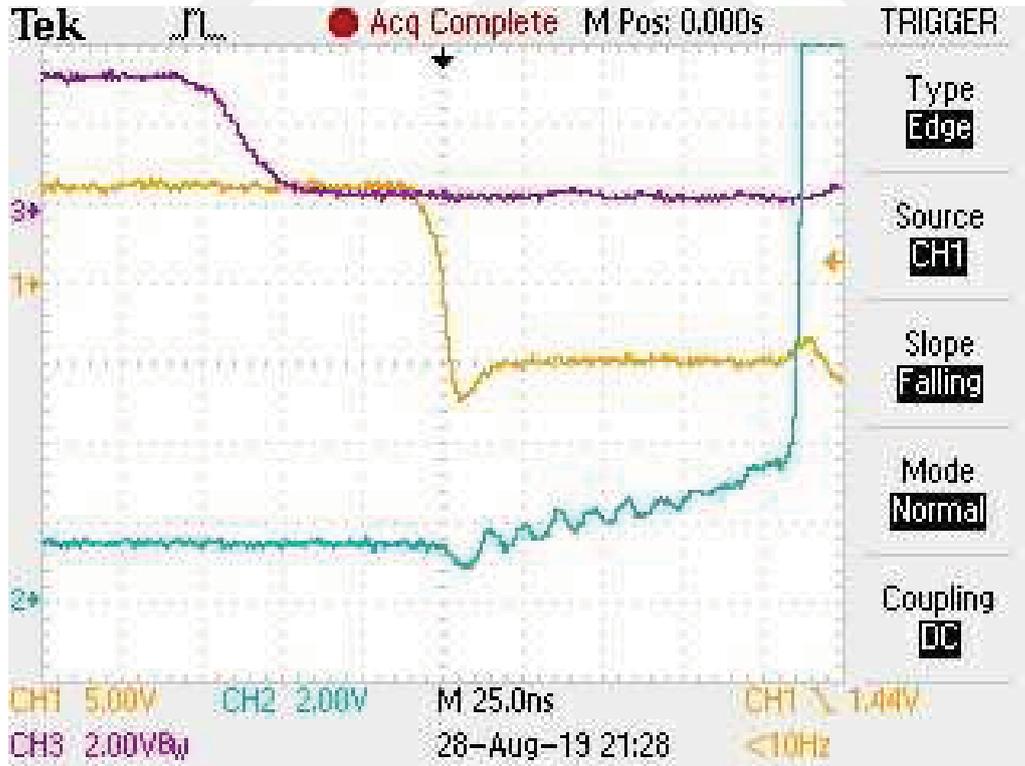
Kapı sinyallerinin kararlı olduğu gözlemlendikten sonra önce primer köprünün rezistif yük altında denemeleri yapılmış, köprünün ve koruma devrelerinin doğru çalışıp çalışmadığı test edilmiştir. Çıkış gücü kademeli olarak arttırılmıştır. Şekil 4.8' de 1.8 kW köprü çıkış gücünde anahtar dalga şekilleri verilmiştir. Testler esnasında görev çevrimi $d = 0.3$ olarak ayarlanmıştır. Gerilim ve akım şeklindeki darbeler anahtarlama elemanlarının iletim veya kesime geçme anında oluşmakta olup, devre içerisinde bulunan parazitik elemanlar (tranzistör kapasitansları, BDK hatlarının endüktansları vb.) kaynaklıdır. Köprü çıkış tepe akımı yaklaşık $8A$ olup, giriş gerilimi $370V$ olarak test edilmiştir. Sonuç olarak primer köprünün 2 kW 'a kadar kararlı bir şekilde çalıştığı gözlemlenmiştir.

Primer köprü 2 kW yük altındayken termal kamera yardımıyla ısındığı seviye incelenmiştir. Şekil 4.9' de termal görüntü görülebilir. En yüksek nokta sıcaklığı 44.5 derece olarak ölçülmüş olup ortam sıcaklığından 20 derecelik bir yükselme söz konusu olmuştur. Bu yükselme 2 kW yükte normal olduğu sonucuna varılmıştır. Son olarak devrede en çok ısınan yerin tranzistörler olduğu gözlemlenmiştir.

Primer köprünün rezistif yük altında başarılı çalışmasından sonra transformatör

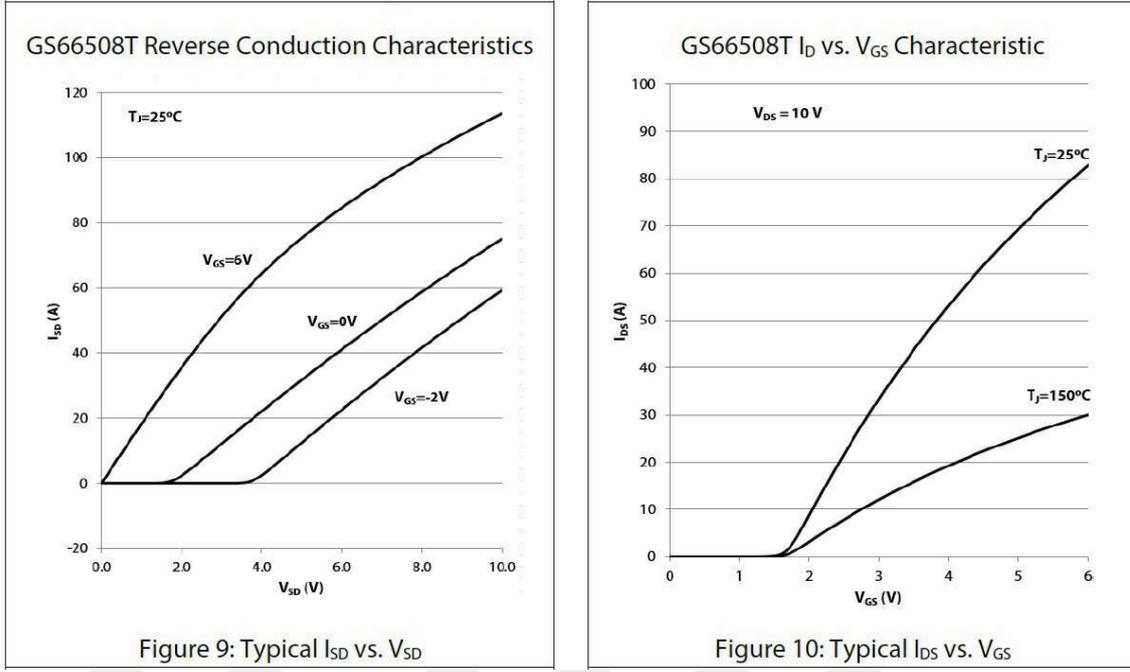


(a) İletime geçiş

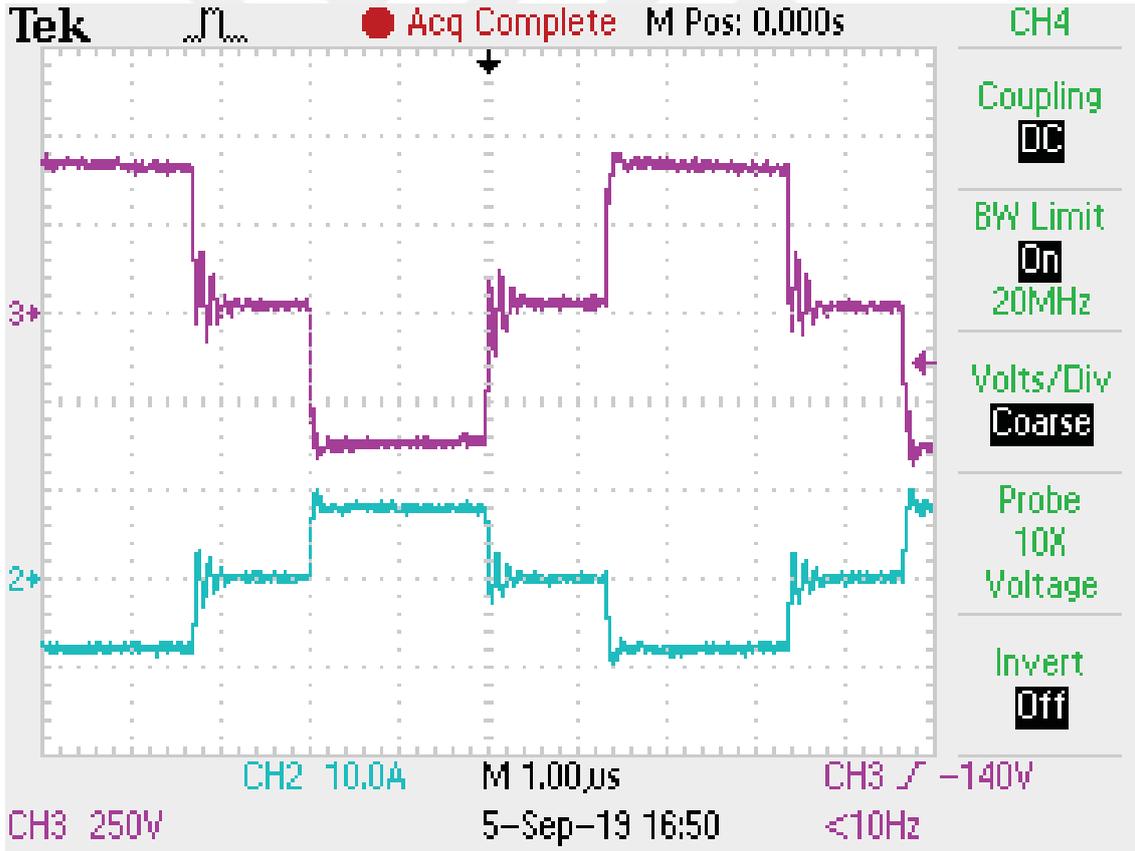


(b) Kesime geçiş

Şekil 4.6. Primer köprü tranzistör dalga şekilleri. Turuncu (CH1) V_{GS} gerilimi, mavi (CH2) V_{DS} gerilimi, mor (CH3) kontrol birimi PWM sinyali

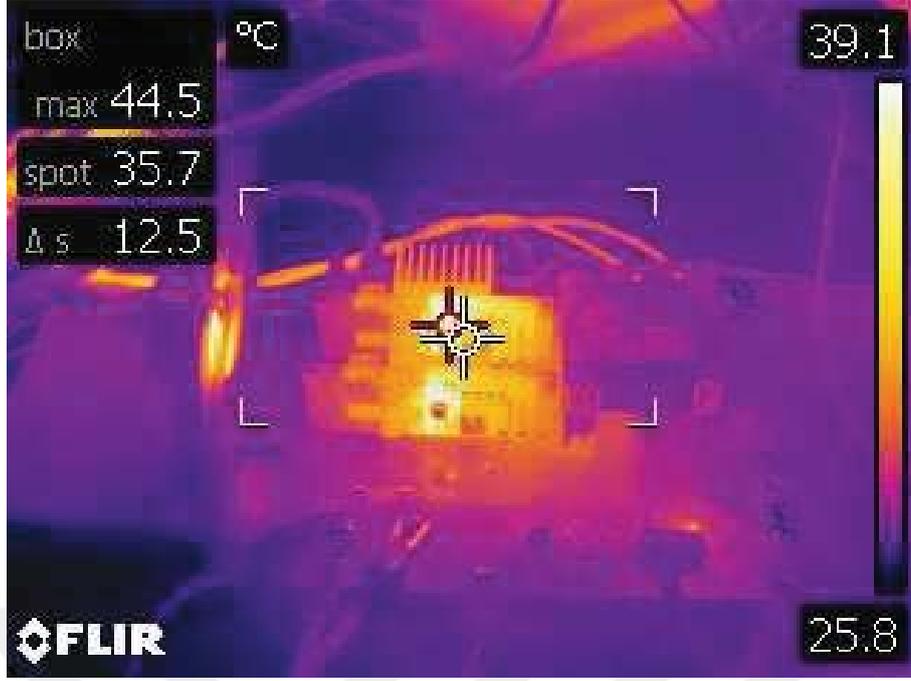


Şekil 4.7. Primer köprüde kullanılan GaN tranzistörlerin iletim özellikleri [25]



Şekil 4.8. 1.8 kW çıkış gücünde köprü gerilim (mor, CH3) ve akım (mavi, CH2) dalga şekilleri

bağlanarak tüm devrenin testlerine geçilmiştir. Şekil 4.10'de tranzistörlerin kapı sinyalleri arasındaki faz farkı ve ona bağlı olarak primer köprü gerilim ve transformatör akım dalga

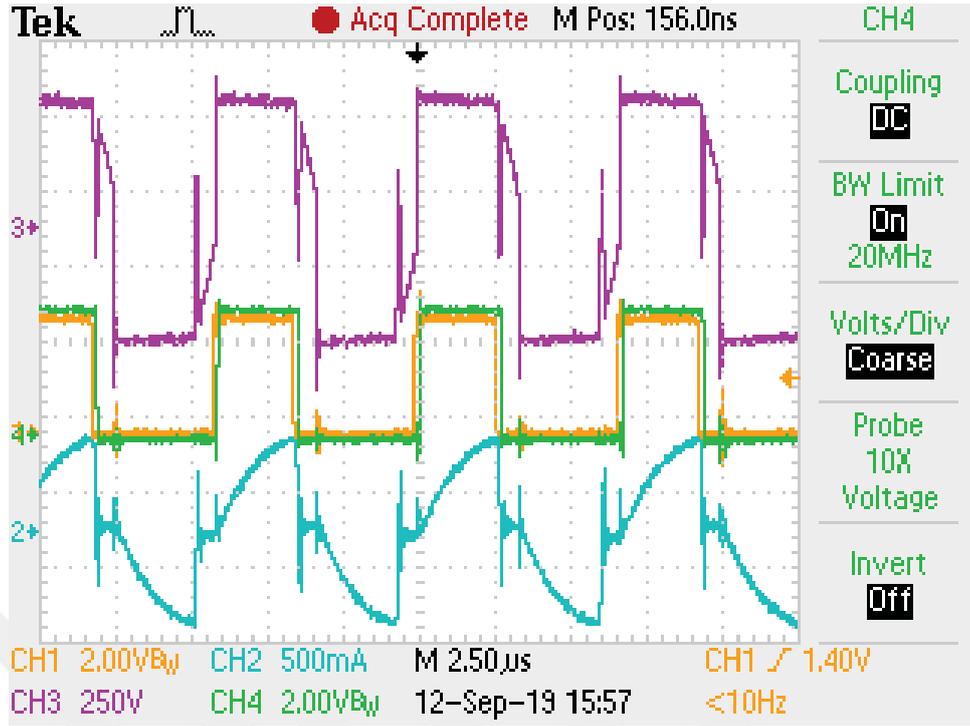


Şekil 4.9. 1.8 kW yük altında primer köprü termal görüntüsü

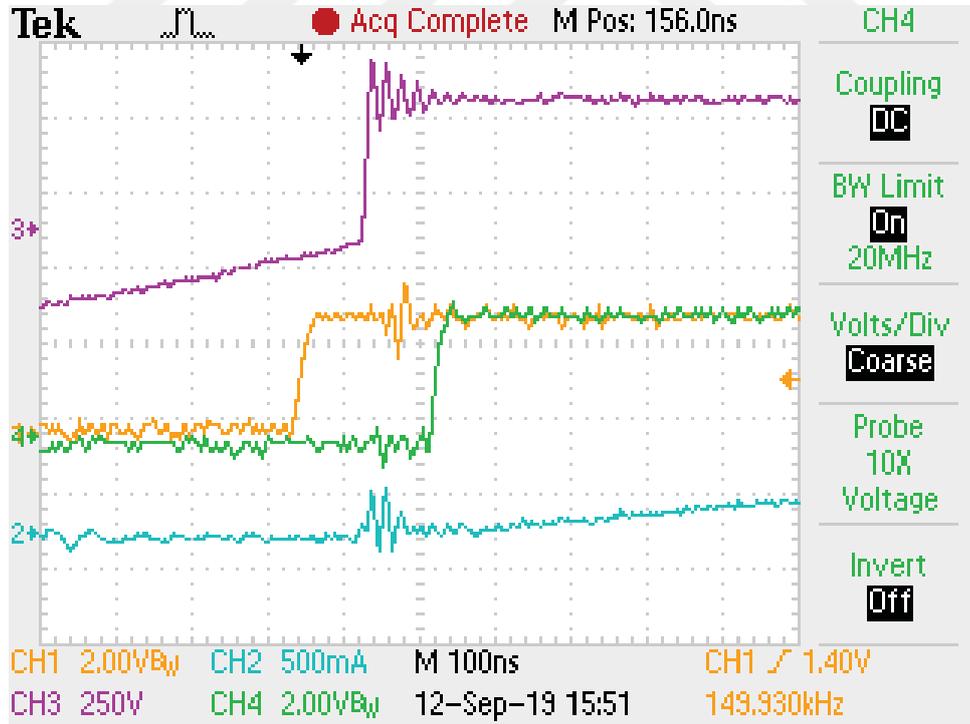
şekilleri verilmiştir. Burada primer köprü tarafındaki bir tranzistörün kapı sinyali turuncu (CH1), benzer şekilde sekonder köprüde fazı kaydırılmış kapı sinyali yeşil (CH4), primer köprü çıkış gerilimi mor (CH3) ve transformatör primer sargı akımı mavi (CH2) renklerle belirtilmiştir. Giriş gerilimi 370 VDC'dir. Akım probu gerçek akım değerinin üçte biri olacak şekilde devreye eklenmiştir. İki köprü arasındaki faz farkı yaklaşık 180 ns olup faz açısı karşılığı olarak 9.7°'dir.

Şekil 4.10'deki dalga şekillerinin daha düşük zaman dilimindeki osiloskop dalga şekilleri incelenmiştir. İki köprüde iletme geçen anahtarlama elemanlarının dalga şekilleri şekil 4.11'de verilmiştir. Benzer şekilde anahtarlama elemanlarının faz kaydırmalı olarak kesime geçme dalga şekilleri şekil 4.12'de verilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere GaN tipi anahtarlama elemanları primerde yüksek voltaj, sekonderde yüksek akım altında iletme ve kesime hızlı bir şekilde geçebilmektedir. Örneğin şekil 4.12 'de transformatör sekonder sargıdaki kesime geçme anındaki anlık akım değeri $1.8 \times 25 = 45A$ 'dir.

Şekil 4.13'de çıkıştan yaklaşık 700W güç çekilirken oluşan primer köprü, sekonder köprü ve transformatör primer sargı akım dalga şekilleri verilmiştir. Burada giriş gerilimi 370 VDC, çıkış gerilimi de 14.2 VDC olarak ölçülmüştür. Giriş ve çıkış akımları sırasıyla 50A ve 1.97A olarak ölçülmüş olup çevirgeç verimliliği %97 olarak hesaplanmıştır.

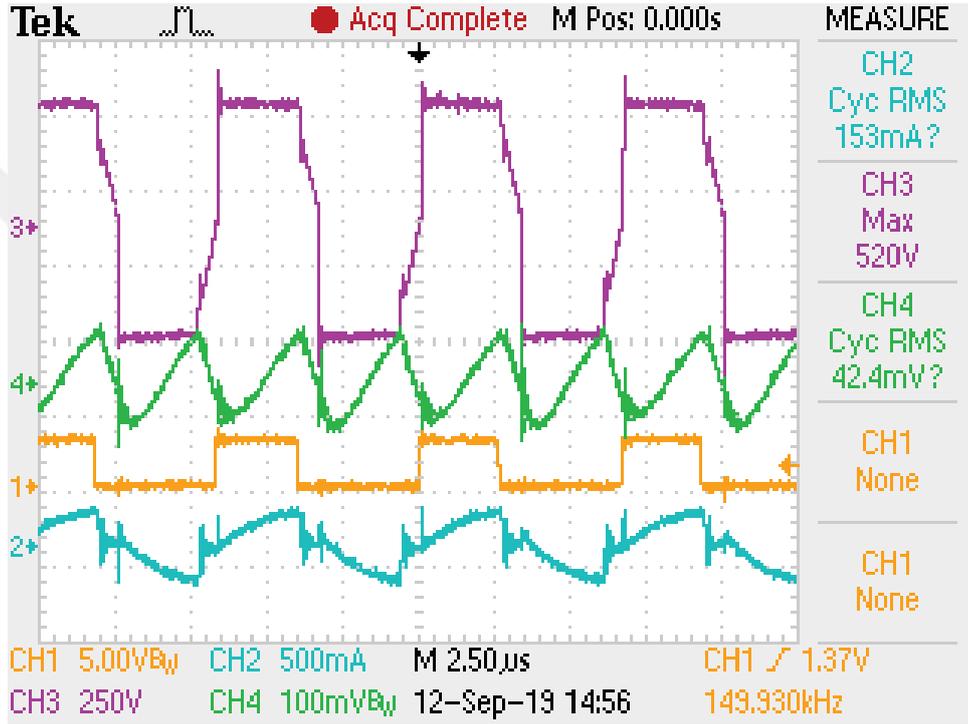


Şekil 4.10. Faz kaydırmalı kapı sinyallerine göre köprü akım ve gerilim dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), sekonder köprü tranzistör kontrol sinyali yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımını mavi (CH2)



Şekil 4.11. İletime geçilirken köprüler arası faz kayması dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), sekonder köprü tranzistör kontrol sinyali yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımını mavi (CH2)

Şekil 4.14’de verilen 750W çıkış gücünde çıkış gerilimi üzerindeki tepecik dalga şekli incelenmiştir. Ölçümler esnasında kanalın osiloskop bant genişliği 20 MHz olarak ayarlanmıştır. Bu durum çıkıştaki osiloskop probu kaynaklı parazitik darbeleri engellemek içindir. Bu yük koşulunda tepecik gerilim değeri 100 mV_{pp} , frekansı beklenildiği üzere $2 f_{sw} = 300\text{ kHz}$ olarak hesaplanmıştır. Bu yük koşulu altında tepecik gerilimin DC gerilime oranı yaklaşık %0.8 olarak hesaplanmıştır. Çıkışa daha fazla filtre kapasitör eklenerek bu değer daha da düşürülebilir.



Şekil 4.14. 750 W çıkış gücünde primer köprü gerilim, çıkış tepecik gerilim ve transformatör akım dalga şekilleri. Primer köprü tranzistör kontrol sinyali turuncu (CH1), çıkış tepecik gerilimi yeşil (CH4), primer köprü gerilimi mor(CH3), primer köprü akımı mavi (CH2)

Şekil 4.15’de 750W çıkış gücünde tüm kartın termal görüntüsü verilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere sekonder köprüde bulunan anahtarlama elemanları devrede en yüksek sıcaklığa ulaşmışlardır. Primer köprü ve transformatör sıcaklığı uygun seviyededir. Ayrıca sekonder köprüdeki paralel bağlanmış GaN tranzistörlerin akım paylaşımı incelenmiştir. Şekilden de görüleceği üzere transformatör sargılarına daha yakın olan grup uzak olan gruba nazaran daha çok ısınmaktadır. Sıcaklık farkı 10° ’den az olarak ölçülmüştür.

Son olarak çizelge 4.2’de çeşitli yük koşulları altında giriş-çıkış güç değerleri ve verimlilik hesaplamaları yapılmıştır. Verimliliğin 250W üzeri yüklerde %95’in üzerinde olduğu



Şekil 4.15. 750 W çıkış gücünde tüm devrenin termal görüntüsü

görülmüştür.

Çizelge 4.2. Çeşitli giriş gerilim ve yük koşullarında verimlilik değerleri

Giriş Gerilimi	Çıkış gerilim ve akımı	Çıkış gücü	Giriş gücü	Kayıp güç	Verimlilik
370 V	14.4V, 17.3A	249 W	265 W	15 W	%93.9
370 V	14.1V, 34.1A	481 W	500 W	19 W	%96.2
370 V	14.3V, 42A	600 W	620 W	20 W	%96.8
370 V	14.1V, 50A	705 W	727 W	22 W	%97.0

Sonuç olarak tasarım girdileri belirlenmiş Çift Aktif Köprü DA-DA çevirgecin gerçekleştirilmesi yapılmış ve laboratuvar ortamında başarımlı testleri tamamlanmıştır. Yapılan testler sonucunda yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verimlilik değerlerine ulaşılmıştır. Verilen değerlerin bölüm 3'teki değerlerden farklı olma nedenleri ideal olmayan parazitik elemanlardır. Bunlar arasında PCB üzerindeki iletim kayıpları, devre elemanlarının üzerinde ve çevresinde bulunan parazitik kapasitör ve endüktörlerin etkisinden kaynaklanmaktadır. Ölçülen değerler ile benzetim sonuçlarının birbiriyle uyumu doğrulanmıştır.

5. SONUÇ VE İLERİ ÇALIŞMALAR

Bu çalışmada her iki köprüde de GaN tipi tranzistörler kullanılarak yüksek güç yoğunluklu, yüksek verimliliğe sahip Çift Aktif Köprü tasarımı yapılmış, bilgisayar benzetimleriyle tasarımın uygun parametreleri ve çevirgeçte kullanılacak güç elemanları seçilmiştir. Seçilen devre elemanlarıyla bir laboratuvar prototipi üretilmiş ve bu prototiple deneyler yapılmıştır. Yapılan deneylerle tasarım doğrulaması gerçekleştirilmiştir. Harici kontrol birimiyle DGM sinyalleri üretilmiş ve kontrollü bir şekilde faz kaydırma yapıldığı doğrulanmıştır. Ardından primer köprünün çıkışına rezistif yük bağlanarak 2 kW'a kadar başarımlı testleri tamamlanmıştır. Ek olarak bu köprünün tüm giriş gerilim aralığında (350 - 400 VDC) başarımlı testleri de yapılmıştır. Primer köprünün testlerden geçmesi sonucunda tüm çevirgecin güç testleri yapılmıştır. Köprüler arası faz kaydırılması yapılarak çıkış gerilimi ve gücünün değiştirilebileceği gözlemlenmiştir. Yapılan deneylerle teorik hesaplamalar ve bilgisayar benzetim sonuçları karşılaştırılmış, sonuçların birbirine uyumu ve farklılıkları incelenmiştir. 370V giriş geriliminde çıkışta 250W ve üzeri yüklerde çıkışta 14.5V gerilimde %95'in üzerinde verimlilik elde edilmiştir. Güç yoğunluğu 2.74 kW/L olarak belirlenmiş olup tasarım girdisi olan %95 üzeri verimlilik ve 1 kW/L üzere güç yoğunluğu değerleri gerçekleştirilmiştir. Son olarak termal analizler yapılarak hangi malzemelerin en çok ısındığı incelenmiş ve ona göre pasif ve aktif soğutucu önlemler alınmıştır.

İleride yapılacak olan çalışmalarda ilk olarak çıkış gücü artırılarak anma değerinde deneylerin yapılması planlanmaktadır. Sekonder köprüdeki yüksek akım nedeniyle ilgili GaN tranzistörlerin akım paylaşımı daha detaylı incelenecektir. Ardından kapalı döngü kontrol ile tüm çevirgecin kontrolü yapılacaktır. Daha sonrasında kapalı döngü kontrol sisteminin anlık yük değişimleri ile kararlılığı ölçülerek sistemin en uygun noktada çalıştırılması hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Biao Zhao et al. “Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional DC–DC converter for high-frequency-link power-conversion system”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 29.8 (2013), pp. 4091–4106.
- [2] HS-H Chung, Wai-Leung Cheung, and KS Tang. “A ZCS bidirectional flyback dc/dc converter”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 19.6 (2004), pp. 1426–1434.
- [3] AA Aboulnaga and Ali Emadi. “Performance evaluation of the isolated bidirectional Cuk converter with integrated magnetics”. In: *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No. 04CH37551)*. Vol. 2. IEEE. 2004, pp. 1557–1562.
- [4] Fanghua Zhang and Yangguang Yan. “Novel forward–flyback hybrid bidirectional DC–DC converter”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.5 (2008), pp. 1578–1584.
- [5] Zhe Zhang, Ole C Thomsen, and Michael AE Andersen. “Optimal design of a push-pull-forward half-bridge (PPFHB) bidirectional DC–DC converter with variable input voltage”. In: *IEEE Transactions on industrial electronics* 59.7 (2011), pp. 2761–2771.
- [6] Eduardo Valmir De Souza and Ivo Barbi. “Bidirectional current-fed flyback-push-pull DC-DC converter”. In: *XI Brazilian Power Electronics Conference*. IEEE. 2011, pp. 8–13.
- [7] Dehong Xu, Chuanhong Zhao, and Haifeng Fan. “A PWM plus phase-shift control bidirectional DC-DC converter”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 19.3 (2004), pp. 666–675.
- [8] Leandro Roggia et al. “Integrated full-bridge-forward DC–DC converter for a residential microgrid application”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.4 (2012), pp. 1728–1740.
- [9] Kunrong Wang et al. “Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems”. In: *Power Electronics in Transportation (Cat. No. 98TH8349)*. IEEE. 1998, pp. 47–51.

- [10] MN Kheraluwala et al. “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter”. In: *IEEE Transactions on industry applications* 28.6 (1992), pp. 1294–1301.
- [11] Rik W De Doncker, Deepakraj M Divan, and Mustansir H Kheraluwala. “A three-phase soft-switched high power density DC/DC converter for high power applications”. In: *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. IEEE. 1988, pp. 796–805.
- [12] Kolar Florian Krismer. “Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC–DC Converter Topologies”. In: *Thesis* 19177 (2010), p. 459. DOI: 10.3929/ethz-a-006395373.
- [13] Hua Bai, Chris Mi, et al. “Eliminate reactive power and increase system efficiency of isolated bidirectional dual-active-bridge DC-DC converters using novel dual-phase-shift control”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23.6 (2008), p. 2905.
- [14] Florian Krismer and Johann W. Kolar. “Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.7 (2012), pp. 2745–2760. DOI: 10.1109/TIE.2011.2112312.
- [15] German G Oggier, Guillermo O Garcia, and Alejandro R Oliva. “Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 24.7 (2009), pp. 1826–1838.
- [16] Biao Zhao, Qiang Song, and Wenhua Liu. “Efficiency characterization and optimization of isolated bidirectional DC–DC converter based on dual-phase-shift control for DC distribution application”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.4 (2012), pp. 1711–1727.
- [17] Daniel Costinett et al. “GaN-FET based dual active bridge DC-DC converter”. In: *2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. 2011, pp. 1425–1432.
- [18] Daniel Costinett, Dragan Maksimovic, and Regan Zane. “Design and control for high efficiency in high step-down dual active bridge converters operating at high

- switching frequency”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 28.8 (2012), pp. 3931–3940.
- [19] Lingxiao Xue et al. “Bi-directional PHEV battery charger based on normally-off GaN-on-Si multi-chip module”. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*. IEEE. 2014, pp. 1662–1668.
- [20] Lingxiao Xue et al. “Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.12 (2015), pp. 7299–7307.
- [21] Biao Zhao et al. “Universal high-frequency-link characterization and practical fundamental-optimal strategy for dual-active-bridge DC-DC converter under PWM plus phase-shift control”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.12 (2015), pp. 6488–6494.
- [22] Anping Tong et al. “Modeling and analysis of a dual-active-bridge-isolated bidirectional DC/DC converter to minimize RMS current with whole operating range”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.6 (2017), pp. 5302–5316.
- [23] Vladimir Blasko. “Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods”. In: *IEEE Transactions on industry applications* 33.3 (1997), pp. 756–764.
- [24] Daniel Costinett, Regan Zane, and Dragan Maksimovic. “Automatic voltage and dead time control for efficiency optimization in a dual active bridge converter”. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE. 2012, pp. 1104–1111.
- [25] GaN Systems. *GS66508T Top-side cooled 650 V E-mode GaN transistor Datasheet*. Tech. rep. 2019. URL: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2019/04/GS66508T-DS-Rev-190423.pdf>.
- [26] George Lakkas. *MOSFET power losses and how they affect power-supply efficiency*. Tech. rep. 2016. URL: <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>.
- [27] Jan Riedel et al. “ZVS soft switching boundaries for dual active bridge DC-DC converters using frequency domain analysis”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 32.4 (2016), pp. 3166–3179.

- [28] Alberto Rodriguez et al. “Different purpose design strategies and techniques to improve the performance of a dual active bridge with phase-shift control”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30.2 (2014), pp. 790–804.
- [29] Germán G Oggier et al. “Extending the ZVS operating range of dual active bridge high-power DC-DC converters”. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE. 2006, pp. 1–7.
- [30] EPC. *EPC2023 – Enhancement Mode Power Transistor*. Tech. rep. 2019. URL: https://epc-co.com/epc/Portals/0/epc/documents/datasheets/EPC2023%7B%5C_%7Ddatasheet.pdf.
- [31] Epcos Ag. *ETD 49/25/16 Core and accessories*. Tech. rep. 2017. URL: https://www.tdk-electronics.tdk.com/inf/80/db/fer/etd%7B%5C_%7D49%7B%5C_%7D25%7B%5C_%7D16.pdf.
- [32] Epcos Ag. *SIFERRIT material N87*. Tech. rep. 2017. URL: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf>.
- [33] PL Dowell. “Effects of eddy currents in transformer windings”. In: *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. Vol. 113. 8. IET. 1966, pp. 1387–1394.
- [34] Charles R Sullivan. “Litz-Wire Transformer Winding Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding”. In: 14 (1999), pp. 283–291.
- [35] Charles R Sullivan and Richard Y Zhang. “Simplified design method for litz wire”. In: *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*. IEEE. 2014, pp. 2667–2674.
- [36] Linear Technology. *LTC3722 Datasheet*. Tech. rep. 2018. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTC3722-1-3722-2.pdf>.
- [37] ST Microelectronics. *STM32F334R8 Mixed signal MCU ARM Cortex-M4 core with DSP and FPU Datasheet*. 2017. URL: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/d1/cd/3d/18/a2/2c/4e/d0/DM00097745.pdf/files/DM00097745.pdf/jcr:content/translations/en.DM00097745.pdf>.

- [38] ST Microelectronics. *NUCLEO □ F334R8 Data brief*. 2019. URL: https://www.st.com/resource/en/data%7B%5C_%7Dbrief/nucleo-f334r8.pdf.
- [39] GaN Systems. *GS66508T / GS66516T-EVBDB GaN E- HEMT Daughter Board and GS665MB-EVB Evaluation Platform*. 2018. URL: <https://gansystems.com/wp-content/uploads/2018/10/GS665xxT-EVBDB2-UserGuide-rev-20180905.pdf>.
- [40] Broadcom. *ACPL-P346/ACPL-W346 2.5-Amp Output Current Power, GaN and SiC MOSFET Gate Drive Optocoupler with Rail-to-Rail Output Datasheet*. 2017. URL: <https://docs.broadcom.com/docs/AV02-4078EN>.



EKLER

EK-1 Benzetimlerde kullanılan Matlab kodu

```
1 clear all;
2 close all;
3 Vo = 14.2;      %output voltage
4 Po = 3500;     %output power
5 N = (10:1:40); %turns ratio
6 Lleak = (5:0.1:50) * 1e-6;      %leakage inductance
7 f =150e3;      %switching frequency
8 Vi = 370;     %input voltage
9 %Get some sample points to plot graphs
10 T = 10 * (1/f);
11 Fs = 100*f;
12 dt = 1 / Fs;
13 t = 0:dt: T-dt;
14 x1 = (0.25/f)*sawtooth(2*pi*f*t,0.5); %generate base
15 %triangle wave
16 plot(t,x1); hold on; grid on;
17 phi = (10:10:90) /360;
18 d = (0.8:0.05:1.2); % d = N*Vo/Vi
19
20 Lleak2 = 15e-6;
21 N2 = 26;
22 for i = 1:length(phi) %loop for each phi
23     x2 = (0.25/f)*sawtooth(2*pi*f*(t-phi(i)*(1/f)), 0.5);
24     phi_rad = 2*pi*phi(i);
25     for j = 1:length(d)
26         Lleak(j)=( (N^2 * Vo^2) / (2*pi*f*Po*d(j)) )...
27         /(phi_rad*(1-phi_rad/pi));
28         %iL = (N2*Vo/Lleak2)*((x1/d(j)) - x2);
```

```

29         iL=(1/Lleak2)*( (x1*(Vi+1))...
30         - ( x2 * (N2*Vo + 1)) ); %calculate iL
31         iL_RMS(i,j) = rms(iL); %calculate RMS value
32     end
33     plot(d,iL_RMS'); grid on;
34 end
35 figure;
36 plot(t, iL); grid on;
37
38 for i=1:length(N) %loop for each N
39     d(i)= N(i)*Vo / Vi; %calculate d
40     for j = 1: length(Lleak)
41         poly = [1 -pi ( ( Po * 2 * pi^2*f*Lleak(j) )...
42         / ( Vi^2 *d(i) ) ) ];
43         roots_phi = (roots(poly)) * (180/pi);%solve for phi
44         %only positive phi values
45         a = abs(roots_phi(abs(roots_phi) <= 90));
46         if isempty(a)
47             phi(i,j) = 90;
48         else
49             phi(i,j) = min(a(1),90);
50         end
51         x2 = (0.25/f)*sawtooth(2*pi*f* (t-(phi(i,j)/360)*...
52         (1/f)), 0.5);
53         iL = (1/Lleak(j)) * ( (x1*(N(i)*Vo/d(i)+1)) -...
54         ( x2 * (N(i)*Vo + 1) ) );
55         if (j == 201) && (i == 17) %check if 50 degrees
56             d(i)
57             Lleak(j)
58             phi(i,j)
59             figure;
60             plot(t,x1,t,x2); grid on; title('f_u(t) ve...

```

```

61         f_u(t- DT) dalga Şekilleri ');
62         xlabel('Zaman (S)'); ylabel('f_u(t)');
63         figure;
64         plot(t, iL); grid on; title('i_L(t), N = 26,...
65         L_{leak} = 25 \mu H')
66         rms(iL)
67     end
68     iL_RMS(i,j) = rms(iL);
69     %100 mohm for 2 transistors
70     Ploss_pri(i,j) = (iL_RMS(i,j)^2) * 0.05;
71     iL_Sec(i,j) = N(i)*iL_RMS(i,j);
72     Ploss_sec(i,j) = (iL_Sec(i,j)^2) * 0.24e-03;
73     Ploss_tot(i,j) = Ploss_pri(i,j) + Ploss_sec(i,j);
74
75     i1 = ( ( (2*phi(i,j)/180 - 1) + d(i) ) * Vi ) / ...
76     (4*Lleak(j)*f) ; %I1 = ( (2d-1) + m) * vs * /4fsw*1
77     i2 = ( ( 1 + d(i) * ( 2*phi(i,j)/180 - 1 ) ) * Vi) ...
78     / (4*Lleak(j)*f); %I2 = (1 + m(2d-1)) * vs / 4fsw * 1
79     i_pri_rms(i,j) = abs (sqrt((i1^2 + i2^2 + i1*i2*...
80     (1-2*phi(i,j)/180)) / 3 ) );
81     if(i1*i2 >= 0) %check for ZVS condition
82         ZVS(i,j) = 1;
83     else
84         ZVS(i,j) = 0;
85     end
86 end
87 end
88
89 figure;
90 contour(Lleak,N,iL_RMS,500);
91 title('Lleak vs N contour plot of iL_{RMS}'); grid on;
92 figure;

```

```

93 contour(Lleak,N,iL_Sec,500);
94 title('Lleak vs N contour plot of Isec_RMS');
95 figure;
96 contour(Lleak,N, phi, 20);
97 title('Contour plot of \phi'); grid on;
98 figure;
99 contour(Lleak,N, Ploss_tot, 200);
100 title('Contour plot of total Ploss');
101
102 % check for various input voltages for selected N and
103 %L_leak values
104 Vi = [350 355 360 365 370 375 380 385 390 395 400];
105 N_selected = 25;
106 Lleak_selected = 15e-6;
107 iL_RMS = zeros(length(Vi),1);
108 phi = zeros(length(Vi),1);
109 d = zeros(length(Vi),1);
110 ZVS = zeros(length(Vi),1);
111 Ploss_tot2 = zeros(length(Vi),1);
112
113 for i=1:length(Vi)
114     d(i)= N_selected*Vo / Vi(i);
115     poly = [1 -pi ( ( Po * 2 * pi^2*f*Lleak_selected )/...
116         ( Vi(i)^2 *d(i) ) ) ];
117     roots_phi = (roots(poly)) * (180/pi);
118     a = abs(roots_phi(abs(roots_phi) <= 90));
119     if isempty(a)
120         phi(i) = 90;
121     else
122         phi(i) = min(a(1),90);
123     end
124     x2 = (0.25/f)*sawtooth(2*pi*f* (t-(phi(i))/360)*...

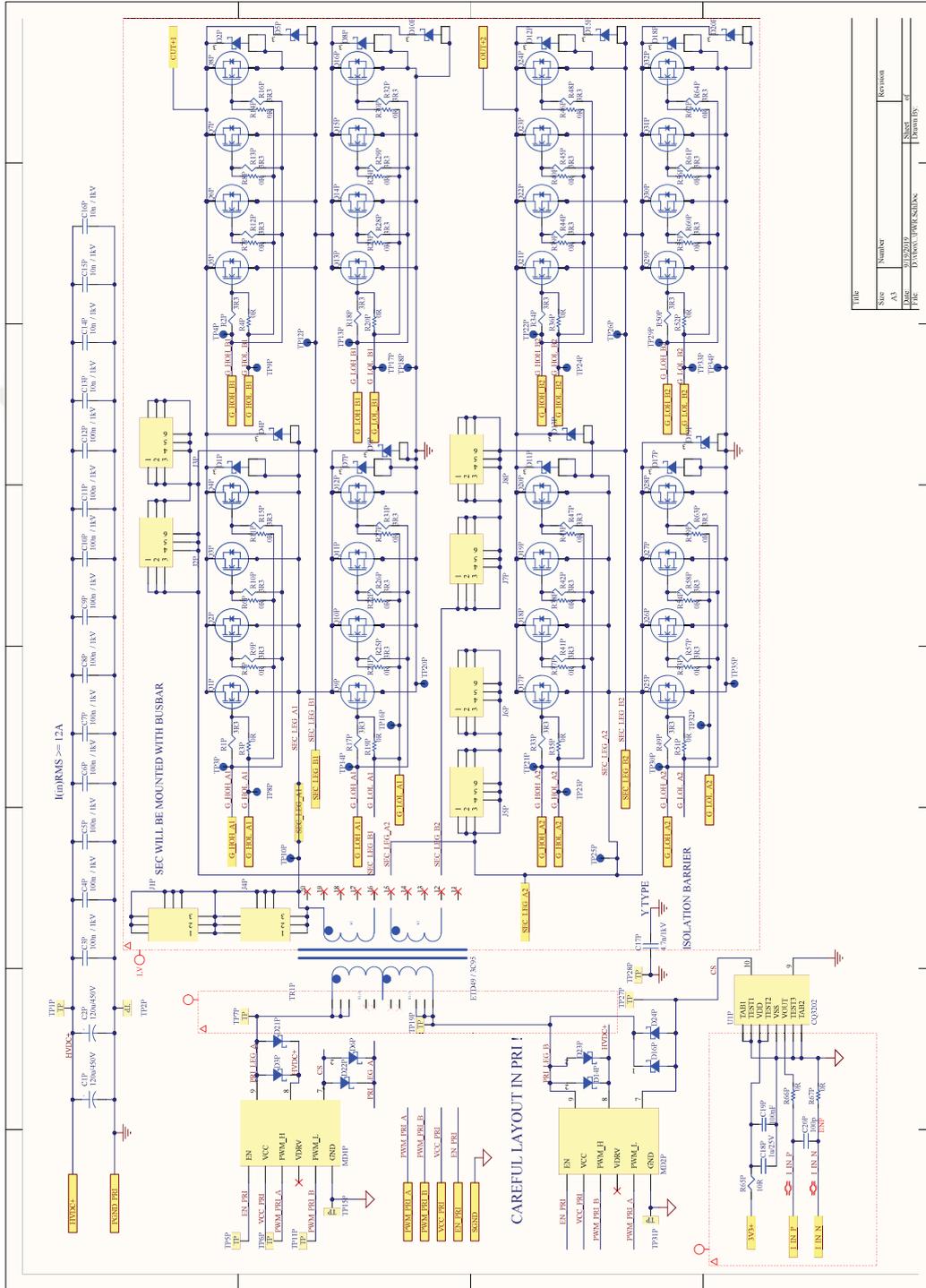
```



```

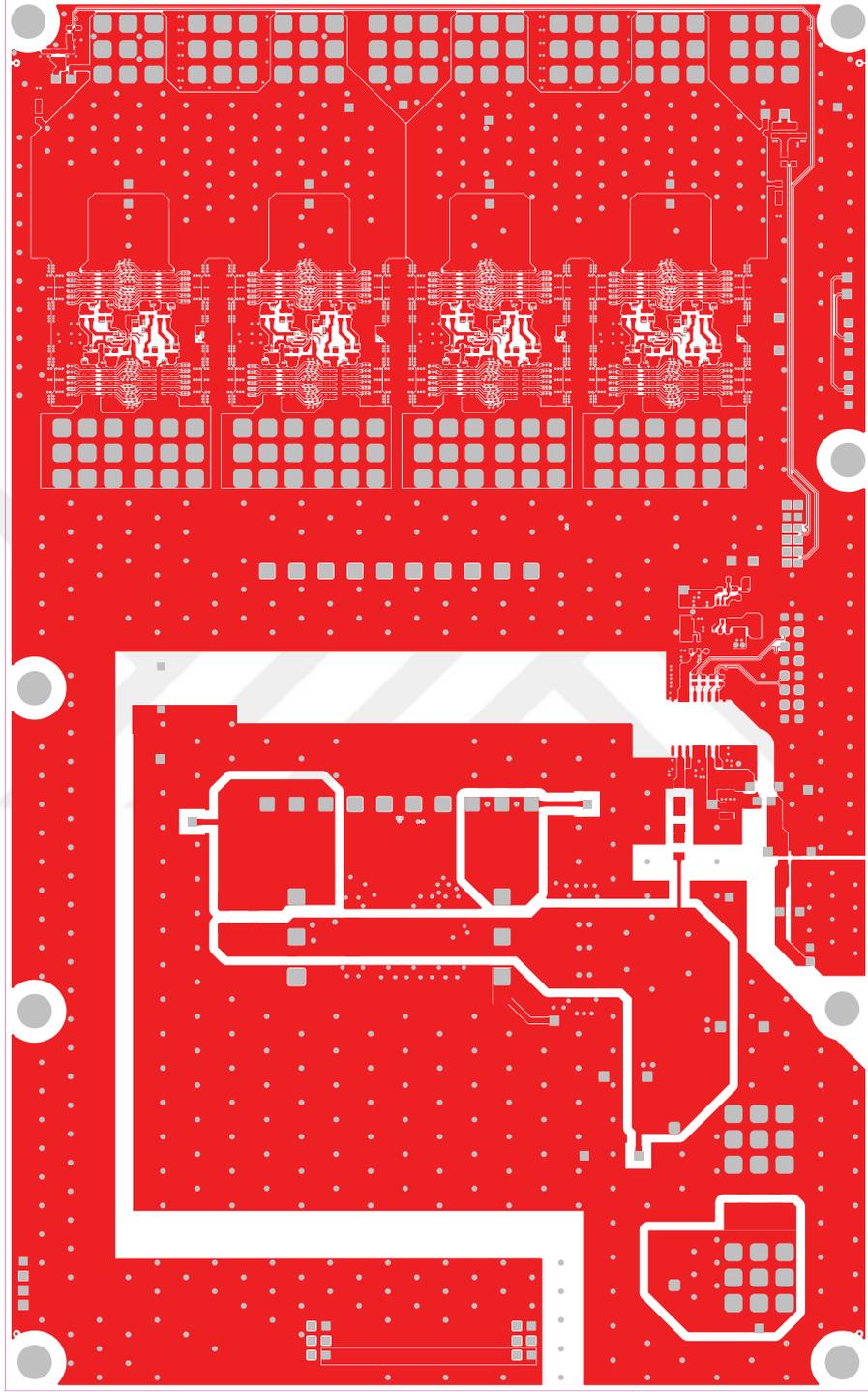
125     (1/f)), 0.5);
126     iL =(1/Lleak_selected)*((x1*(N_selected*Vo/d(i)+1))...
127     - ( x2 * (N_selected*Vo + 1) ) );
128
129     iL_RMS(i) = rms(iL);
130     %100 mohm for 2 transistors
131     Ploss_pri(i) = (iL_RMS(i)^2) * 0.05;
132     iL_Sec(i) = N(i)*iL_RMS(i);
133     Ploss_sec(i) = (iL_Sec(i)^2) * 0.24e-03;
134     Ploss_tot2(i) = Ploss_pri(i) + Ploss_sec(i);
135
136     i1 = ( ( (2*phi(i)/180 - 1) + d(i) ) * Vi(i) ) /...
137     (4*Lleak_selected*f) ; %I1= ( (2d-1) + m) * vs* /4fsw*1
138     i2 = ( ( 1 + d(i) * ( 2*phi(i)/180 - 1 ) ) * Vi(i) )...
139     / (4*Lleak_selected*f);
140     %I2 = (1 + m(2d-1)) * vs/4fsw*1
141     i_pri_rms(i) = abs (sqrt((i1^2 + i2^2 +...
142     i1*i2*(1-2*phi(i)/180)) /3 ) );
143     if(i1*i2 >= 0)
144         ZVS(i) = 1;
145     else
146         ZVS(i) = 0;
147     end
148 end
149
150 figure;
151 plot(Vi,iL_RMS); grid on;
152 figure;
153 plot(Vi,Ploss_tot2); grid on;

```

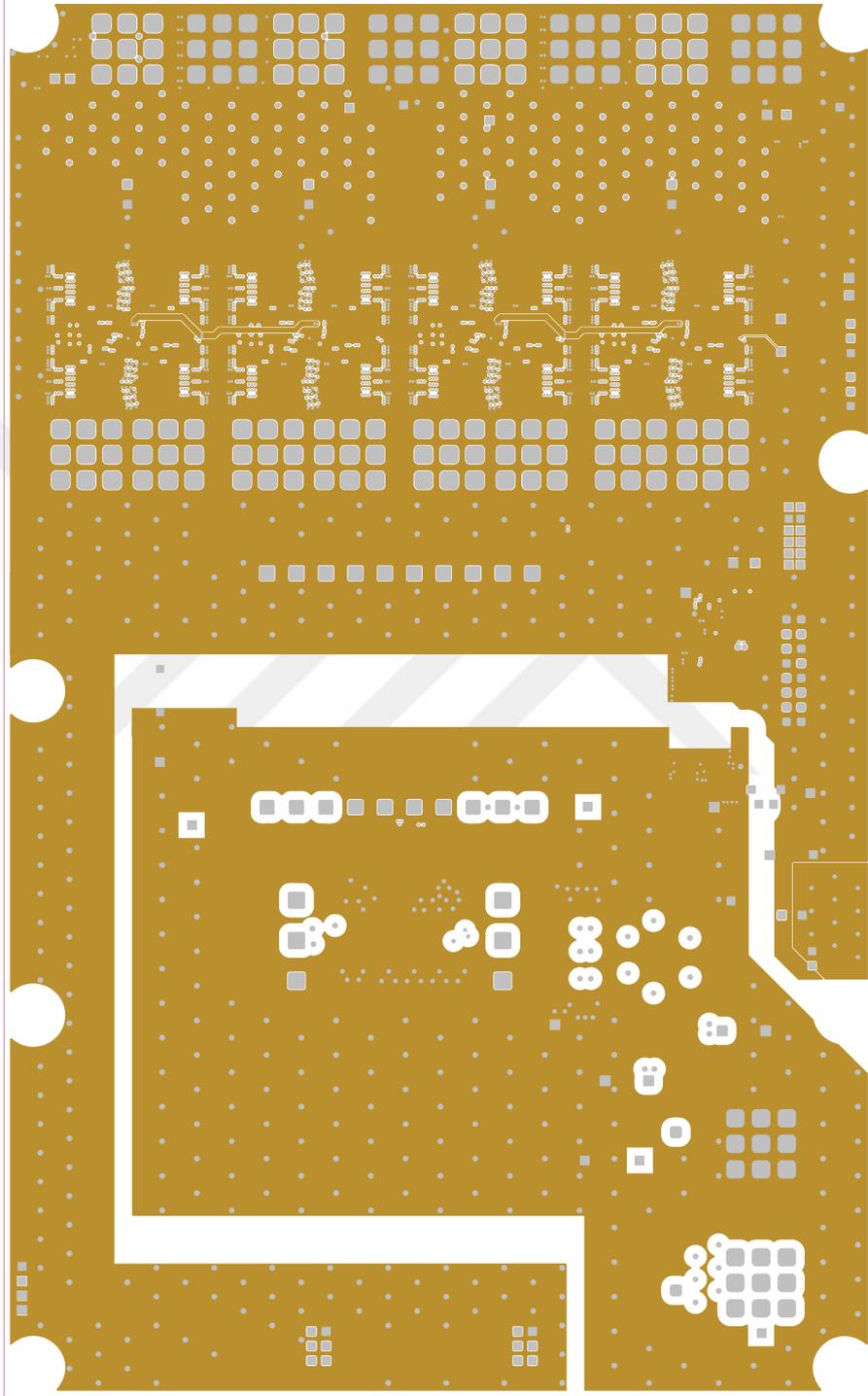



Şekil EK.2. Güç katını şematik çizimi

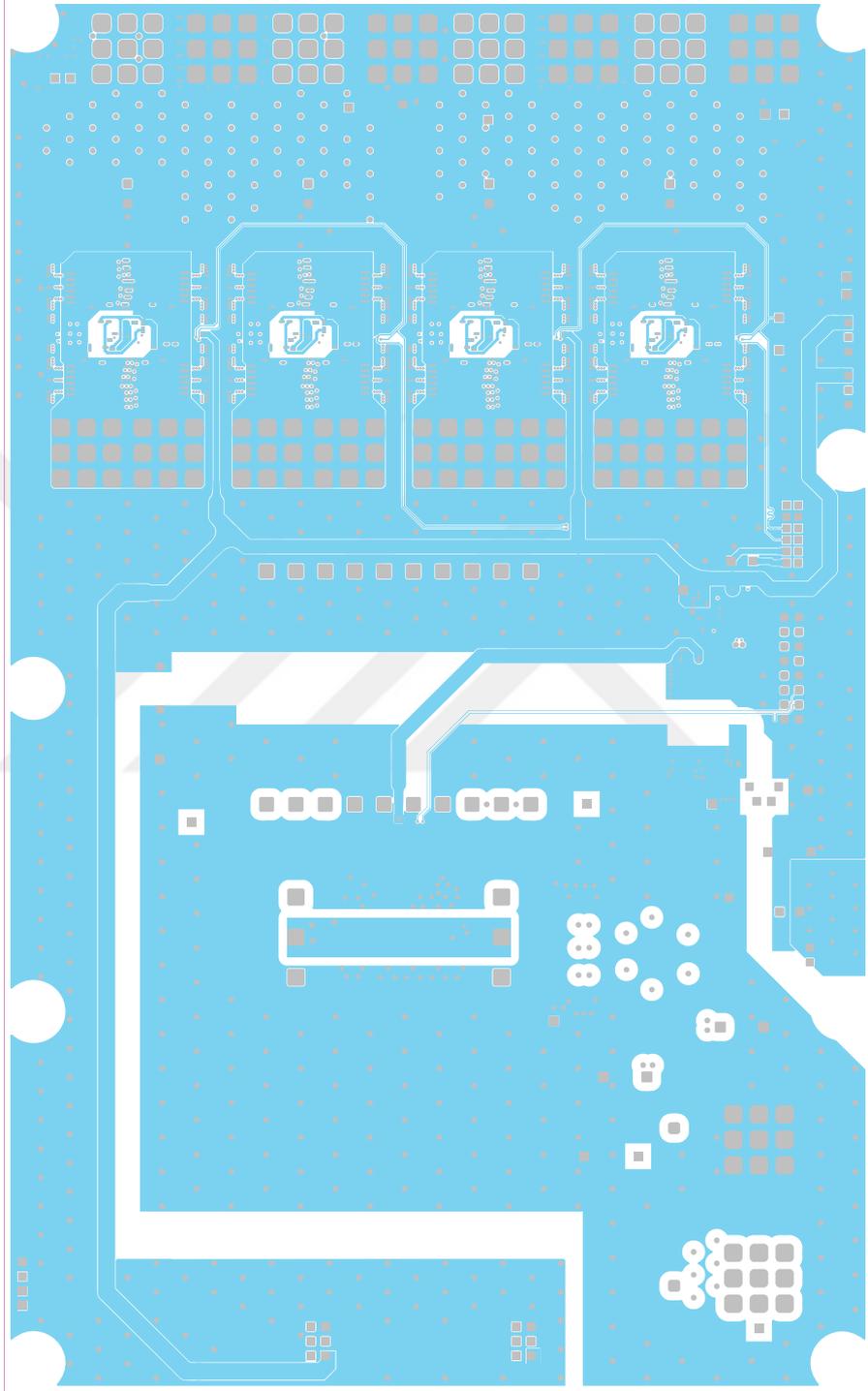
EK-2.2 Devrenin BDK Çizimi



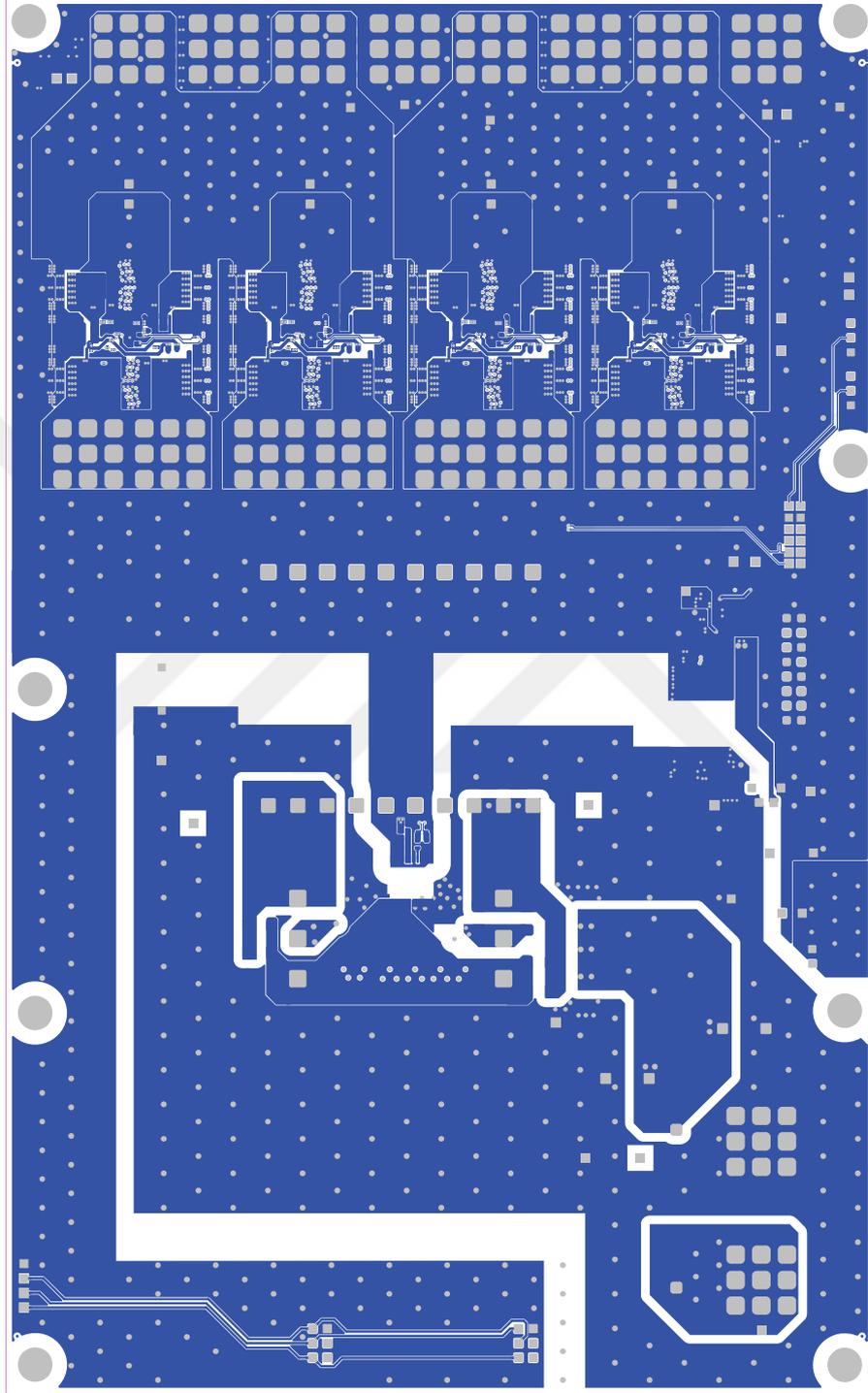
Şekil EK.6. BDK üst kat çizimi



Şekil EK.7. BDK iç kat 1 çizimi



Şekil EK.8. BDK iç kat 2 çizimi



Şekil EK.9. BDK alt kat çizimi



HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
YÜKSEK LİSANS/~~DOKTORA~~ TEZ ÇALIŞMASI ORJİNALLİK RAPORU

HACETTEPE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLER ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH. ANABİLİM DALI BAŞKANLIĞI'NA

Tarih:25/09/2019

Tez Başlığı / Konusu: GAN GÜÇ TRANZİSTÖRÜNE DAYALI, YÜKSEK GÜÇ YOĞUNLUKLU ÇİFT AKTİF KÖPRÜ DA/DA ÇEVİRGEÇ TASARIMI VE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Yukarıda başlığı/konusu gösterilen tez çalışmamın a) Kapak sayfası, b) Giriş, c) Ana bölümler d) Sonuç kısımlarından oluşan toplam 69 sayfalık kısmına ilişkin, 25/09/2019 tarihinde ~~şahım~~/tez danışmanım tarafından Turnitin adlı intihal tespit programından aşağıda belirtilen filtrelemeler uygulanarak alınmış olan orijinallik raporuna göre, tezimin benzerlik oranı % 4 'tür.

Uygulanan filtrelemeler:

- 1- Kaynakça hariç
- 2- Alıntılar hariç/~~dâhil~~
- 3- 5 kelimedenden daha az örtüşme içeren metin kısımları hariç

Hacettepe Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Çalışması Orjinallik Raporu Alınması ve Kullanılması Uygulama Esasları'nı inceledim ve bu Uygulama Esasları'nda belirtilen azami benzerlik oranlarına göre tez çalışmamın herhangi bir intihal içermediğini; aksinin tespit edileceği muhtemel durumda doğabilecek her türlü hukuki sorumluluğu kabul ettiğimi ve yukarıda vermiş olduğum bilgilerin doğru olduğunu beyan ederim.

Gereğini saygılarımla arz ederim.

Tarih ve İmza

Adı Soyadı: Aykut KIZICI
Öğrenci No: N14321748
Anabilim Dalı: Elektrik - Elektronik Mühendisliği
Programı:
Statüsü: Y.Lisans Doktora Bütünleşik Dr.

25/09/2019

DANIŞMAN ONAYI

UYGUNDUR.

Prof. Dr. Işık GADIRCI
(Unvan, Ad Soyad, İmza)

ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Aykut KIZICI

Doğum yeri : Erdemli

Doğum tarihi : 09.02.1987

Medeni hali : Evli

Yazışma adresi : SCT Lab. Eczacıbaşı Teknopark İstanbul 4.Blok No:210 Pendik /
İstanbul

Telefon : 0216 999 6012

Elektronik posta adresi : aykut.kizici@gmail.com

Yabancı dili : İngilizce (akıcı)

EĞİTİM DURUMU

Lisans : ODTÜ Elektrik-Elektronik Müh. 2004 - 2009

İş Tecrübesi

2018- — Eczacıbaşı SCT Lab. / İstanbul

2014- 2018 : Tübitak Bilgem İltaren / Ankara

2012- 2013 : Güçelsan Ltd. / Ankara

2009 - 2011 : Elsis AŞ / Ankara