



**RAYLI ULAŖIM SİSTEMLERİ İÇİN LLC ÇEVİRİCİ TABANLI BİR KATI
HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN MODELLENMESİ VE TASARIMI**

EŖref DOĞAN

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANA BİLİM DALI**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

OCAK 2025

ETİK BEYAN

Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Tez Yazım Kurallarına uygun olarak hazırladığım bu tez çalışmada;

- Tez içinde sunduğum verileri, bilgileri ve dokümanları akademik ve etik kurallar çerçevesinde elde ettiğimi,
 - Tüm bilgi, belge, değerlendirme ve sonuçları bilimsel etik ve ahlak kurallarına uygun olarak sunduğumu,
 - Tez çalışmada yararlandığım eserlerin tümüne uygun atıfta bulunarak kaynak gösterdiğimi,
 - Kullanılan verilerde herhangi bir değişiklik yapmadığımı,
 - Bu tezde sunduğum çalışmanın özgün olduğunu,
- bildirir, aksi bir durumda aleyhime doğabilecek tüm hak kayıplarını kabullendiğimi beyan ederim.

Eşref DOĞAN

24/01/2025

RAYLI ULAŞIM SİSTEMLERİ İÇİN LLC ÇEVİRİCİ TABANLI BİR KATI HAL TRANSFORMATÖRÜNÜN MODELLENMESİ VE TASARIMI

(Yüksek Lisans Tezi)

Eşref DOĞAN

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Ocak 2025

ÖZET

Katı hal transformatörleri kontrol edilebilirlik, gerilim regülasyonu yapabilme ve boyutsal olarak avantajlarıyla geleneksel transformatörlerin yerine kullanılan bir sistemdir. Katı hal transformatörleri yapısında AA/DA dönüştürücü DA/DA dönüştürücü ve DA/AA dönüştürücü bulundurmaktadır. LLC rezonans dönüştürücü, ÇAK dönüştürücü, CLLC rezonans dönüştürücü gibi dönüştürücüler katı hal transformatörleri içerisinde DA/DA dönüştürücü olarak kullanılmaktadır. Bu tez çalışmasında, tam köprü LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı yapılacaktır ve açık devre kontrol yöntemiyle gerçekleştirilecektir. LLC rezonans dönüştürücü katı hal transformatörü için tasarlandığından dönüştürücünün girişinde kapalı döngü kontrol ile çalışan bir izole dönüştürücü olacaktır ve böylelikle dönüştürücünün giriş gerilimi belirli bir aralıkta sınırlı olarak değişecektir. Bu yüzden, LLC rezonans dönüştürücünün kontrolü açık devre olarak gerçekleştirilecektir. Modülasyon tekniği olarak açık devre kontrol ile uyumlu olarak PFM modülasyon kullanılacaktır. Dönüştürücü tasarımında kayıpları en aza indirmek amacıyla sert anahtarlama yerine yumuşak anahtarlama tekniği kullanılacaktır. Böylelikle sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) elde edilecektir. LLC rezonans dönüştürücü açık devre kontrolünde tek bir frekansta çalışacaktır. Bu çalışma frekansı rezonans tankın kazancının birlik olduğu nokta yani rezonans frekansı olacaktır. Böylelikle giriş gerilimi, rezonans tank kazancı olmadan sadece transformatörün döngü oranıyla orantılı olarak çıkışa aktarılacaktır. Bu çalışmada LLC rezonans dönüştürücünün açık devre kontrol yöntemiyle benzetim çalışması yapılacak ve gerçekleştirilen dönüştürücünün ölçüm sonuçları ile benzetim çalışması sonuçları karşılaştırılacaktır.

Bilim Kodu : 93419
Anahtar Kelimeler : DA-DA dönüştürücü, yumuşak anahtarlama, rezonans dönüştürücü
Sayfa Adedi : 81
Danışman : Prof. Dr. Bünyamin TAMYÜREK

MODELLING AND DESIGN OF LLC CONVERTER BASED SOLID STATE
TRANSFORMER FOR RAILWAY TRANSPORTATION SYSTEMS

(M. Sc. Thesis)

Eşref DOĞAN

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

January 2025

ABSTRACT

A solid-state transformer (SST) is an advanced system that serves as an alternative to traditional transformers, offering advantages such as enhanced controllability, precise voltage regulation, and compact form factor. The SST architecture typically consists of AC/DC rectifiers, DC/DC converters, and DC/AC inverters. Various types of DC/DC converters, including LLC resonant converters, dual active bridge converters, and CLLC resonant converters, are commonly employed within SSTs. This study focuses on the analysis, design, and implementation of a full-bridge LLC resonant converter specifically for SST applications. In SST systems, the input voltage to the converter tends to vary within a restricted range, primarily due to the presence of a pre-regulator converter, which employs closed-loop control prior to the isolation stage. As a result, the isolation converter, such as the LLC resonant converter, can be operated with open-loop control. Pulse frequency modulation (PFM) is utilized for the open-loop control of the LLC resonant converter. The design of the converter emphasizes soft-switching techniques to minimize switching losses, as opposed to conventional hard-switching methods. Soft-switching enables zero-voltage switching (ZVS), significantly reducing energy dissipation. Since the converter operates at a constant frequency, specifically at the resonant frequency where the gain equals unity, open-loop control is employed. This ensures that the input voltage is transferred to the output without any additional gain from the resonant tank, relying only on the transformer's turn ratio for voltage scaling. The study will include an open-loop simulation of the LLC resonant converter, accompanied by experimental measurements on a full-scale prototype.

Science Code : 93419

Key Words : DC-DC converter, soft switching, resonant converter

Page Number : 81

Supervisor : Prof. Dr. Bünyamin TAMYÜREK

TEŞEKKÜR

Yüksek Lisans eğitimim süresince bana her zaman yol gösteren ve benden desteklerini esirgemeyen değerli tez danışmanım sayın Prof. Dr. Bünyamin TAMYÜREK'e,

Çalışmalarım boyunca bana verdikleri desteklerden ötürü değerli müdürüm Dr. Doğan YILDIRIM'a, Oğuz ATŞIZ'a ve tüm raylı sürücü ekibine,

Teknik desteklerini esirgemeyen teknisyen çalışma arkadaşlarıma,

Sağladığı destek ve imkanlardan dolayı ASELSAN A.Ş.'ye ve ASELSAN Akademi'ye,

Tüm eğitim hayatım boyunca maddi ve manevi yanımda olup, desteklerini her zaman gösteren canım aileme,

Yüksek Lisans eğitimim boyunca sabır gösteren, desteğini her an olsun arkamda hissettiğim sevgili eşim Dilara DOĞAN'a teşekkürü borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. KATI HAL TRANSFORMATÖRÜ TOPOLOJİLERİ	5
2.1. Tek Aşamalı Katı Hal Transformatör Topolojisi	5
2.2. İki Aşamalı Katı Hal Transformatör Topolojisi	6
2.3. Üç Aşamalı Katı Hal Transformatör Topolojisi	7
2.4. Katı Hal Transformatör Topolojilerinin Karşılaştırılması	8
3. RAYLI ÇEKİŞ SİSTEMLERİNDEKİ KHT TOPOLOJİLERİNİN KARŞILAŞTIRILMASI	9
4. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ	15
4.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Evirici ve Doğrultucu Seçimi	15
4.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Devre Analizi.....	16
4.3. Gerilim-Kazanç Eğrilerinin İncelenmesi	22
4.4. LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Bölgeleri	26
4.4.1. $f_s < f_r$ çalışma bölgesi.....	28
4.4.2. $f_s = f_r$ çalışma bölgesi.....	29
4.4.3. $f_s > f_r$ çalışma bölgesi.....	30

Sayfa

4.5. LLC Rezonans Dönüştürücünün Anahtarlama Frekansı Aralığı Belirlenmesi...	31
4.6. SGA için Gerekli Olan Endüktif Enerji	32
4.7. LLC Rezonans Dönüştürücünün Kayıp Analizi.....	35
5. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI.....	39
5.1. Rezonans Frekansında LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralıkları	39
5.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Parametrelerinin Belirlenmesi	46
6. BENZETİM VE DENEY SONUÇLARI.....	51
6.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Benzetim Sonuçları	51
6.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Deney Sonuçları	57
6.3. LLC Rezonans Dönüştürücü Kayıp Analizi ve Verimlilik Sonucu	66
7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	75
KAYNAKLAR	79
ÖZGEÇMİŞ	81

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. KHT topolojilerinin fonksiyonel karşılaştırılması	8
Çizelge 4.1. Tam köprü ve yarım köprü evirici karşılaştırması	15
Çizelge 4.2. Tam köprü ve yarım köprü doğrultucu karşılaştırması	16
Çizelge 5.1. LLC rezonans dönüştürücü parametreleri	46
Çizelge 6.1. Hafif yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	61
Çizelge 6.2. Yarım yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması....	64
Çizelge 6.3. Tam yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırılması.....	66
Çizelge 6.4. Transformator çekirdek kaybı için değerler	71
Çizelge 6.5. Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirildiğinde LLC rezonans dönüştürücü kayıpları	72
Çizelge 6.6. Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde LLC rezonans dönüştürücü kayıpları.....	72

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Tek aşamalı katı hal transformatör topolojisi	5
Şekil 2.2. DGDA bağlantılı iki aşamalı katı hal transformatör topolojisi	6
Şekil 2.3. YGDA bağlantılı iki aşamalı katı hal transformatör topolojisi	6
Şekil 2.4. Üç aşamalı katı hal transformatör topolojisi.....	7
Şekil 3.1. Düşük frekans transformatör kullanılan çekiş sistemi.....	9
Şekil 3.2. Raylı çekiş sistemlerinde katı hal transformatörü	10
Şekil 3.3. ABB firmasına ait KHT topolojisi.....	11
Şekil 3.4. BOMBARDIER firmasına ait KHT topolojisi	12
Şekil 3.5. ALSTOM firmasına ait KHT topolojisi	13
Şekil 4.1. LLC rezonans dönüştürücü blok şeması.....	15
Şekil 4.2. LLC rezonans dönüştürücü devre şeması	16
Şekil 4.3. LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması.....	17
Şekil 4.4. THY yöntemi ile LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması	18
Şekil 4.5. Farklı yük koşulları ve $k=3$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	22
Şekil 4.6. Farklı yük koşulları ve $k=6$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	23
Şekil 4.7. Farklı yük koşulları ve $k=12$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	23
Şekil 4.8. Farklı k değerleri ve $Q=0.5$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	23
Şekil 4.9. Farklı k değerleri ve $Q=1$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	24
Şekil 4.10. Farklı k değerleri ve $Q=2$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi.....	24
Şekil 4.11. LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrisi bölgeleri.....	27
Şekil 4.12. LLC rezonans dönüştürücü frekans çalışma bölgeleri.....	27
Şekil 4.13. $f_s < f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri.....	28
Şekil 4.14. $f_s = f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri.....	29

Şekil	Sayfa
Şekil 4.15. $f_s > f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri.....	30
Şekil 4.16. LLC rezonans dönüştürücü frekans aralığı.....	31
Şekil 4.17. S_1 ve S_4 iletme geçmeden önce mıknatıslanma akımı dolaşımı.....	33
Şekil 4.18. S_2 ve S_3 iletme geçmeden önce mıknatıslanma akımı dolaşımı.....	33
Şekil 4.19. Ölü zaman sürecindeki dönüştürücünün eşdeğer devresi.....	34
Şekil 5.1. Aralık 1'e ait eşdeğer devre şeması.....	39
Şekil 5.2. Aralık 2'ye ait eşdeğer devre şeması.....	40
Şekil 5.3. Aralık 3'e ait eşdeğer devre şeması.....	40
Şekil 5.4. Aralık 4'e ait eşdeğer devre şeması.....	41
Şekil 5.5. Aralık 5'e ait eşdeğer devre şeması.....	42
Şekil 5.6. Aralık 6'ya ait eşdeğer devre şeması.....	42
Şekil 5.7. Aralık 7'ye ait eşdeğer devre şeması.....	43
Şekil 5.8. Aralık 8'e ait eşdeğer devre şeması.....	44
Şekil 5.9. Aralık 9'a ait eşdeğer devre şeması.....	44
Şekil 5.10. Aralık 10'a ait eşdeğer devre şeması.....	45
Şekil 5.11. $k=5$ değeri için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri.....	46
Şekil 5.12. $k=10$ değeri için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri.....	46
Şekil 5.13. Drain-source gerilimine bağlı MOSFET çıkış kondansatörü değeri.....	49
Şekil 5.14. Hafif yük, yarım yük ve tam yük için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri.....	50
Şekil 6.1. 15 kW LLC rezonans dönüştürücü benzetim devre şeması.....	51
Şekil 6.2. Hafif yük koşulunda SGA benzetim sonucu.....	52
Şekil 6.3. Hafif yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu.....	52
Şekil 6.4. Hafif yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu.....	53
Şekil 6.5. Yarım yük koşulunda SGA benzetim sonucu.....	53

Şekil	Sayfa
Şekil 6.6. Yarım yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu	54
Şekil 6.7. Yarım yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu	54
Şekil 6.8. Yarım yük koşulunda diyot akımı, çıkış gerilimi benzetim sonucu	55
Şekil 6.9. Tam yük koşulunda SGA benzetim sonucu.....	55
Şekil 6.10. Tam yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu....	56
Şekil 6.11. Tam yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu.....	56
Şekil 6.12. Tam yük koşulunda diyot akımı, çıkış gerilimi benzetim sonucu	57
Şekil 6.13. LLC rezonans dönüştürücü prototipi	57
Şekil 6.14. Deney kurulumu	58
Şekil 6.15. Hafif yük koşulunda SGA deney sonucu.....	59
Şekil 6.16. Hafif yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu.....	59
Şekil 6.17. Hafif yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu.....	60
Şekil 6.18. Hafif yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi deney sonucu	60
Şekil 6.19. Yarım yük koşulunda SGA deney sonucu.....	62
Şekil 6.20. Yarım yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu	62
Şekil 6.21. Yarım yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu	63
Şekil 6.22. Yarım yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi deney sonucu	63
Şekil 6.23. Tam yük koşulunda SGA deney sonucu.....	64
Şekil 6.24. Tam yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu	65
Şekil 6.25. Tam yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu.....	65
Şekil 6.26. Tam yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi deney sonucu	66
Şekil 6.27. Drain-source akımına bağlı MOSFET anahtarlama enerjisi değerleri	67
Şekil 6.28. Diyot ters gerilimine bağlı diyot kapasitif yük değerleri.....	69
Şekil 6.29. LLC rezonans dönüştürücü verimlilik eğrisi	73

SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
A	Amper
B_{ac}	Manyetik Akı Yoğunluğu
C_{eq}	MOSFET Eşdeğer Çıkış Kapasitansı
C_{mos,o}	MOSFET Çıkış Kapasitansı
C_o	Çıkış Kapasitansı
C_r	Rezonans Kapasitansı
D	Görev Süresi
E_{on}	MOSFET İletime Geçme Enerjisi
E_{off}	MOSFET İletimden Çıkma Enerjisi
E_{rr}	Diyot Geri Toplama Enerjisi
φ	Eşdeğer Giriş ve Çıkış Gerilimi Arasındaki Faz Açısı
φ_i	Eşdeğer Çıkış Gerilim ve Akımı Arasındaki Faz Açısı
f_n	Normalize Frekans
f_{n,max}	Maksimum Normalize Frekans
f_{n,min}	Minimum Normalize Frekans
f_p	Kutup Frekansı
f_r	Rezonans Frekansı
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı
I_{c,o}	MOSFET Çıkış Kondansatör Akımı
I_D	Diyot Akımı
I_{d,avg}	Diyot Ortalama Akımı
I_{d,RMS}	Diyot RMS Akımı
I_{ev}	Evirici RMS Akımı
I_m	Mıknatıslanma Akımı
I_{m,tepe}	Mıknatıslanma Akımı Tepe Değeri
I_{mos,RMS}	MOSFET RMS Akımı

Simgeler	Açıklamalar
I_o	Çıkış Akımı
I_{os}	Eş Değer Devre Çıkış Akımı
$I_{os,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Çıkış RMS Akımı
I_r	Rezonans Akımı
I_{sec}	Transformatör İkincil Taraf RMS Akımı
$i_{os,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Çıkış Akımı
k	Endüktans Oranı
K_h	Manyetik Çekirdek Malzemesinin Katsayısı
kHz	Kilo-Hertz
kW	Kilo-Watt
L_m	Mıknatıslanma Endüktansı
L_r	Rezonans Endüktansı
M_{core}	Manyetik Çekirdek Ağırlığı
M_g	Rezonans Tank Kazancı
$M_{g,max}$	Maksimum Rezonans Tank Kazancı
$M_{g,min}$	Minimum Rezonans Tank Kazancı
mH	Mili-Henry
MVA	Mega-Volt-Amper
n	Transformatör tur oranı
nF	Nano-Farad
N_p	Transformatör Birincil Taraf Sargı Oranı
N_s	Transformatör İkincil Taraf Sargı Oranı
ns	Nano-Saniye
$P_{cond,C}$	Rezonans Kondansatörü İletim Kaybı
$P_{cond,D}$	Diyot İletim Kaybı
$P_{cond,L}$	Rezonans Endüktörü İletim Kaybı
$P_{cond,m}$	MOSFET İletim Kaybı
$P_{doğrultucu}$	Doğrultucu Toplam Diyot Kaybı
$P_{evirici}$	Evirici Toplam Diyot Kaybı
$P_{evirici,sga}$	SGA ile Evirici Toplam Diyot Kaybı

Simgeler**Açıklamalar**

P_{LLC}	LLC Rezonans Dönüştürücü Toplam Kaybı
$P_{LLC,sga}$	SGA ile LLC Rezonans Dönüştürücü Toplam Kaybı
$P_{sargı,tf}$	Transformatör Sargı Kaybı
$P_{sw,d}$	Diyot Anahtarlama Kaybı
$P_{sw,m}$	MOSFET Anahtarlama Kaybı
$P_{sw,m,sga}$	SGA ile MOSFET Anahtarlama Kaybı
$P_{tf,core}$	Transformatör Çekirdek Kaybı
$P_{Total,cond,d}$	Toplam Diyot İletim Kaybı
$P_{Total,cond,m}$	Toplam MOSFET İletim Kaybı
$P_{Total,sw,m}$	Toplam MOSFET Anahtarlama Kaybı
$P_{Total,sw,m,sga}$	SGA ile Toplam MOSFET Anahtarlama Kaybı
r_{C_r}	Rezonans Kondansatörü Direnci
$r_{d,on}$	Diyot İletim Direnci
$r_{ds,on}$	MOSFET İletim Direnci
R_L	Eşdeğer Devre Çıkış Direnci
r_{L_r}	Rezonans Endüktörü Direnci
$R_{L,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Çıkış Direnci
R_o	Çıkış Direnci
R_p	Transformatör Birincil Taraf Sargı Direnci
R_s	Transformatör İkincil Taraf Sargı Direnci
t_{dead}	Ölü zaman
μH	Mikro-Henry
V	Volt
V_{d0}	Diyot Eşik Gerilimi
$V_{g,S1}$	S1 Anahtarı Kapı Sürücü Sinyali
$V_{g,S2}$	S2 Anahtarı Kapı Sürücü Sinyali
V_{in}	Giriş Gerilimi
$V_{in,max}$	Maksimum Giriş Gerilimi
$V_{in,min}$	Minimum Giriş Gerilimi
V_o	Çıkış Gerilimi

Simgeler**Açıklamalar**

$V_{o,max}$	Maksimum Çıkış Gerilimi
$V_{o,min}$	Minimum Çıkış Gerilimi
V_{os}	Eşdeğer Devre Çıkış Gerilimi
$V_{os,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Çıkış Gerilimi
$V_{os,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Çıkış RMS Gerilimi
V_{rr}	Diyot Ters Gerilimi
V_{sq}	Eşdeğer Devre Giriş Gerilimi
$V_{sq,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Giriş Gerilimi
$V_{sq,THY}$	Temel Harmonik Yaklaşımı Giriş RMS Gerilimi
X_{C_r}	Rezonans Kapasitansı Reaktansı
X_{L_m}	Mıknatıslanma Endüktansı Reaktansı
X_{L_r}	Rezonans Endüktansı Reaktansı
Q	Kalite Faktörü
Q_{max}	Kalite Faktörü Maksimum Değeri
Q_{rr}	Diyot Kapasitif Yük Değeri
ω	Açısal Frekans
Ω	Ohm
η_{LLC}	LLC Rezonans Dönüştürücü Verimliliği
$\eta_{LLC,zvs}$	SGA ile LLC Rezonans Dönüştürücü Verimliliği

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif Akım
AC	Alternating Current
ÇAK	Çift Aktif Köprü
DA	Direkt Akım
DAB	Dual Active Bridge
DC	Direct Current
DGAA	Düşük Gerilim-Alternatif Akım
DGDA	Düşük Gerilim-Direkt Akım
DFT	Düşük Frekanslı Transformatör

Kısaltmalar**Açıklamalar****KHT**

Katı Hal Transformatörü

PFM

Pulse Frequency Modulation

RMS

Root Mean Square

SAA

Sıfır Akımda Anahtarlama

SGA

Sıfır Gerilimde Anahtarlama

THY

Temel Harmonik Yaklaşımı

YGAA

Yüksek Gerilim-Alternatif Akım

YGDA

Yüksek Gerilim-Direkt Akım

ZVS

Zero Voltage Switching

1. GİRİŞ

Günümüzde artan elektrik tüketim ihtiyacıyla birlikte bu ihtiyacı karşılamak için üretim ve depolama ihtiyacı da artmaktadır. Değişen gereksinimlerle birlikte elektriğin farklı gerilim ve frekans seviyelerinde kullanımı ortaya çıkmaktadır [1]. Elektriği farklı gerilim seviyelerine çevirmek için kullanılan en yaygın güç elektroniği bileşenlerinden birisi düşük frekanslı geleneksel transformatörlerdir. Düşük Frekanslı Transformatörler (DFT) çekiş sistemleri, yenilebilir enerji kaynakları, akıllı şebekeler gibi alanlarda kullanılmak üzere uygun maliyetli, son derece güvenilir ve yüksek verimli olacak şekilde geliştirilmişlerdir. DFT'lerin birçok avantajı olmasına rağmen yüksek harmonik kaynaklı güç kayıpları yaşaması, yük altında gerilim regülasyonunun zayıf olması, anormal akımlara, aşırı gerilimlere ve aşırı yüke karşı yetersiz korumaya sahip olması gibi dezavantajları mevcuttur. Ayrıca hacim ve boyut olarak büyük olmaları, güç kontrolünün gerçekleştirilememesi ve transformatör yağının aşırı kullanımı nedenleriyle çevre üzerinde yarattığı olumsuz etkileri içerisinde barındıran bazı dezavantajlara sahiptir [2].

Günümüzde, DFT'lerin dezavantajlarından dolayı gelişen teknoloji ile birlikte onun yerini alacak olan Katı Hal Transformatörleri (KHT) ortaya çıkmıştır [3]. KHT'ler yüksek frekanslı transformatör içerdiği için boyut olarak DFT'lere göre küçük ve hacimsizdirler. Güç faktörü doğrulama, güç kontrolü yapabilme, anlık gerilim regülasyonu yapabilme ve yağsız çalıştırılabilme özellikleriyle çevreye DFT'lere göre çok daha az zarar vererek önemli avantajlara sahiptirler. Bunun yanı sıra, KHT'lerin maliyetleri DFT'lerin maliyetinden fazladır ancak güç elektroniği teknolojisindeki gelişmelerle birlikte KHT'lerin maliyetinin azalması beklenmektedir. KHT'ler karmaşık yapıya sahiptirler ve bu yüzden DFT'lere göre daha güvensiz bulunmaktadır ancak teknolojideki gelişmeyle birlikte KHT'lerin güvenilirliğinin arttığı gözlenmektedir. Verimlilik açısından değerlendirildiğinde DFT'lerin verimi %98.5 ile %99.5 arasında, verimi %90 ile %98.1 arasında olan KHT'lere göre oldukça yüksektir [1].

Gelişen teknoloji ile birlikte büyük şirketler KHT'leri ürünleştirmeye başlamışlardır. Farklı sektörlerden buna örnekler görmekteyiz. ABB, ALSTOM ve BOMBARDIER firmalarının raylı araç çekiş sistemlerinde ürünleri mevcuttur. Akıllı şebeke güç yönetim sistemi olan UNIFLEX firmasının ise güç yönetim sisteminde KHT ürünleri gözlenmektedir. Bunların yanı sıra akademik alanda da ETH Zürih Üniversitesi'nin çalışmaları bulunmaktadır [4].

KHT daha önce de bahsedildiği gibi DFT'ye göre ağırlık ve hacim konusunda daha avantajlıdır. KHT bu avantajı topolojisindeki kritik bileşenlerden olan izole DA-DA çeviriciler ve yüksek frekanslı transformatör ile sağlamaktadır [5]. Literatür incelendiğinde KHT topolojisinde Çift Aktif Köprü (ÇAK) Dönüştürücünün ve LLC Rezonans Dönüştürücünün çoğunlukla izole DA-DA çevirici olarak kullanıldığı görülmektedir [2-4]. ABB firması KHT projesinde izole DA-DA çevirici olarak LLC Rezonans Dönüştürücü kullanırken, FREEDM Sistem Merkezi KHT projesinde DA-DA çevirici olarak ÇAK Dönüştürücüyü kullanmaktadır [4].

Problem durumu / Konunun tanımı

Katı hal transformatörleri, düşük frekans transformatörlere göre birçok avantaja sahiptir. Katı hal transformatörü yüksek frekanslı, ağırlığı düşük ve hacmi küçük transformatör kullanarak izolasyonu sağlamaktadır. Tanımlanan bu transformatör, katı hal transformatörü içerisinde izole DA-DA çeviricisi içerisinde kullanılmaktadır. Literatür incelendiğinde izole DA-DA topolojisi olarak çoğunlukla Çift Aktif Köprü (ÇAK) Dönüştürücünün ve LLC Rezonans Dönüştürücünün kullanıldığı görülmektedir.

ÇAK dönüştürücü ve LLC rezonans dönüştürücü geniş yük aralığında sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) elde etmek için tasarım esnekliği ve uygulanması kolay kontrol stratejileri sağlamaktadır. ÇAK dönüştürücü için faz kaydırmalı kontrol yapılırken, LLC rezonans dönüştürücü için frekans kontrolü yapılmaktadır. LLC rezonans dönüştürücü sekonder tarafta anahtar yerine diyot kullandığı için ÇAK dönüştürücüye göre avantaj sağlamaktadır. ÇAK dönüştürücü büyük yüklerde yüksek verimlilik sağlarken, LLC rezonans dönüştürücü küçük yüklerde daha verimlidir.

ÇAK dönüştürücüde rezonans tankın kondansatör değeri çok büyüktür ve DA engelleme amacıyla kullanılmaktadır. Bu yüzden rezonans frekansında ÇAK dönüştürücü içerisindeki rezonans tankın empedansı tamamen endüktiftir ve giriş eviricisine endüktif yük sunmaktadır. LLC rezonans dönüştürücü içerisindeki rezonans tank kondansatörünün değeri küçüktür ve rezonans frekansında tank içerisindeki endüktör ile rezonansa girmektedir. Bu yüzden rezonans frekansında LLC rezonans dönüştürücü içerisindeki rezonans tankın empedansı sıfır olmaktadır ve giriş eviricisine dirençli yük sunmaktadır.

ÇAK dönüştürücü içerisindeki transformatörde hava aralığı bulunmamaktadır ve bu yüzden mıknatıslanma endüktansı çok büyük olmaktadır. LLC rezonans dönüştürücü içerisindeki transformatörde hava aralığı bulunmaktadır ve mıknatıslanma empedansı küçük olmaktadır. Çevirici içerisindeki transformatörde hava aralığı bulunup bulunmaması yumuşak anahtarlama için önemlidir. Hava aralığı bulunmayan transformatör çok küçük enerji depolayacağından ötürü ÇAK dönüştürücü yumuşak anahtarlama esnasında anahtarların çıkış kondansatörlerini şarj ve deşarj etmek için transformatörün kaçak endüktansında depolanan enerjiyi kullanmaktadır. ÇAK dönüştürücü bu enerjiyi yük akımıyla belirlemektedir ve belli bir yük altında SGA kaybedilebilmektedir. LLC rezonans dönüştürücü SGA sağlamak için mıknatıslanma endüktansı içerisindeki enerjiyi kullanmaktadır. Bu yüzden LLC rezonans dönüştürücü SGA kaybolmadan tüm yüklerde anahtarlama yapabilmektedir ve bu durum ÇAK dönüştürücüyle arasındaki en keskin farktır.

Araştırmanın amacı

Katı hal transformatörü içerisindeki kullanılan LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı yapılacaktır. Tasarımı yapılan dönüştürücünün PSIM ortamında modellenmesi yapılacaktır ve modelleme bitirdikten sonra dönüştürücüyü gerçekleştirerek doğrulaması yapılacaktır. Bu çalışmalar yapılırken dönüştürücünün avantajları, dezavantajları incelenecek, doğrulama aşamasında karşılaşılabilecek zorluklar görülecek ve elde edilen sonuçlar gözlemlenerek literatürdeki örnekleriyle karşılaştırılacaktır.

Araştırmanın önemi

Katı hal transformatörleri, düşük frekans transformatörlere göre farklı avantajlara sahiptir. Katı hal transformatörünün boyutunun küçük olması ve hacimsiz olması bu avantajlardan bir tanesidir. Katı hal transformatörü bu avantajı, izole DA-DA dönüştürücü içerisindeki transformatörün hem izolasyon sağlaması hem de küçük boyutlara sahip olmasıyla sağlamaktadır. Bu nedenle katı hal transformatörü için izole DA-DA dönüştürücü önem arz etmektedir. Tasarımı yapılacak olan izole LLC rezonans dönüştürücünün de yapılacak olan katı hal transformatörü çalışmalarına yol göstereceği değerlendirilmektedir.

Sınırlılıklar

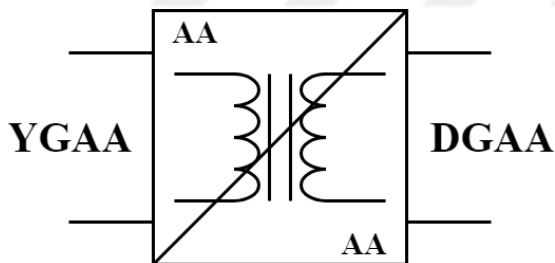
Test aşamasında kullanılan pasif yükün 15 kW ile sınırlı olmasından dolayı, daha yüksek güçlerde testler gerçekleştirilememiştir.

2. KATI HAL TRANSFORMATÖRÜ TOPOLOJİLERİ

Tek aşamalı, iki aşamalı ve üç aşamalı olarak sınıflandırılmış çeşitli KHT topolojileri bulunmaktadır. KHT topolojilerinin çoğu DA veya AA girişi, DA veya AA çıkışa çevirmek amacıyla kullanılmaktadır.

2.1. Tek Aşamalı Katı Hal Transformatör Topolojisi

AA yüksek gerilimi yüksek frekanslı transformatör kullanarak AA düşük gerilime çeviren topoloji yapısıdır. Bu topolojiye ait devre şeması Şekil 2.1'de gösterilmektedir. Basit yapıda olması ve az sayıda anahtarlama elemanına sahip olduğundan dolayı maliyeti az ve ağırlığı düşüktür [1]. Çıkış gerilimi dalga formunun sinüs olması amacıyla primer ve sekonder taraftaki anahtarlama faz kaydırma yöntemi ile yapılarak harmonikler kontrol edilir. Anahtarlama frekansı küçük olduğundan dolayı gerilim değişim oranı da küçüktür. Ancak, tam yükte limitli bir aralıkta yumuşak anahtarlama gerçekleştirebilir. Bu topoloji yapısı daha çok sabit yük uygulamalarına uygundur [2,6].

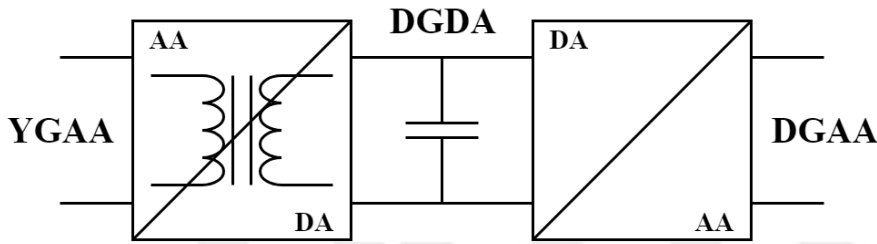


Şekil 2.1. Tek aşamalı katı hal transformatör topolojisi

Bu topoloji yapısının çeşitli dezavantajları vardır ve en büyük dezavantajı DA bağlantısının olmamasıdır. DA bağlantısının olmaması nedeniyle reaktif güç kompanzasyonu yapılamamaktadır, enerji depolanmamaktadır ve kontrolü zordur. Giriş ve çıkış akımlarını regüle edememesi sebebiyle büyük filtreleme ihtiyacı duyulmaktadır. Düşük frekanslı geleneksel transformatörlerdeki ana problem olan transformatörün bir tarafındaki bozukluğun diğer tarafı da etkilemesi bu topoloji yapısında da devam etmektedir [1].

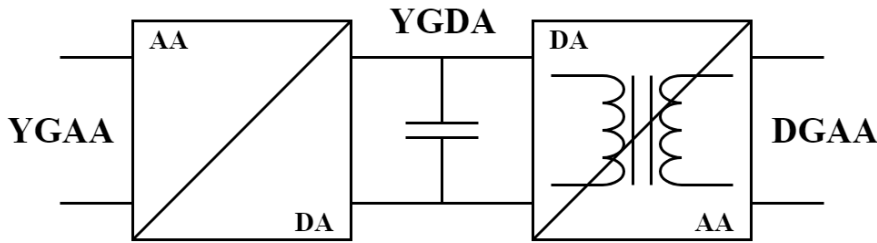
2.2. İki Aşamalı Katı Hal Transformator Topolojisi

Tek aşamalı katı hal transformator topolojisine benzer şekilde, AA yüksek gerilimi ek olarak DA bağlantısı kullanarak AA düşük gerilime çeviren topolojisi yapısıdır. Bu topoloji yapısı iki tür konfigürasyona sahiptir. Birinci konfigürasyon yapısı düşük gerilim DA bağlantısına sahiptir ve izolasyonu yüksek gerilim tarafında sağlamaktadır. Bu konfigürasyona ait devre şeması Şekil 2.2’de verilmiştir [2].



Şekil 2.2. DGDA bağlantılı iki aşamalı katı hal transformator topolojisi

İkinci konfigürasyon yapısı yüksek gerilim DA bağlantısına sahiptir ve izolasyonu düşük gerilim tarafında sağlamaktadır. Bu konfigürasyona ait devre şeması Şekil 2.3’de verilmiştir [2].

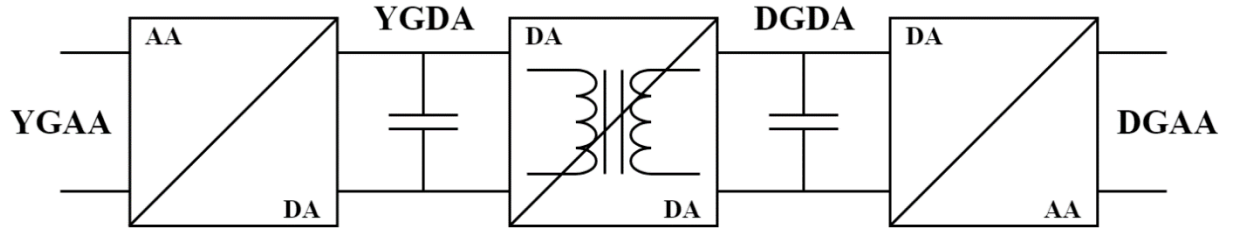


Şekil 2.3. YGDA bağlantılı iki aşamalı katı hal transformator topolojisi

İki aşamalı katı hal topolojisine ait iki konfigürasyon da reaktif güç kompanzasyonu yapabileme, bağımsız frekans ve bağımsız güç faktörüne sahip olma, çıkış gerilimini ve giriş akımını regüle edebilme, giriş ve çıkış akımlarını sınırlama avantajlarına sahiptirler. Birinci konfigürasyon yapısı yüksek gerilim uygulamalarında yumuşak anahtarlama sağlayan sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) özelliğini kullanamaz. Ayrıca yine birinci konfigürasyonda yüksek gerilim DA bağlantısı olmadığı için düşük gerilim DA bağlantısı fazla akım dalgalanmasına sahiptir. Genel olarak iki konfigürasyon da yüksek anahtarlama kayıplarına sahiptir ve bu da verimin düşmesine neden olmaktadır [1].

2.3. Üç Aşamalı Katı Hal Transformatör Topolojisi

Üç aşamalı topoloji yapısı bir yüksek gerilim DA bağlantısı ve bir düşük gerilim bağlantısı olmak üzere toplamda iki DA bağlantısı içermektedir. Bu topoloji yapısında izolasyon DA-DA dönüştürücü içerisinde sağlanmaktadır. Üç aşamalı topoloji yapısına ait devre şeması Şekil 2.4'te verilmiştir.



Şekil 2.4. Üç aşamalı katı hal transformatör topolojisi

Reaktif güç kompanzasyonu yapabileme, çıkış gerilimini ve giriş akımını regüle edebilme, kontrol edilebilme, yüksek gerilim ve düşük gerilim DA bağlantısını regüle edebilme gibi avantajlara sahiptir. Ancak, çok sayıda anahtarlama elemanı içermesi kayıpları artırmaktadır ve verimliliği düşürmektedir. Kullanılan devre elemanların fazla olması sebebiyle maliyeti de artmaktadır [1-2].

2.4. Katı Hal Transformatör Topolojilerinin Karşılaştırılması

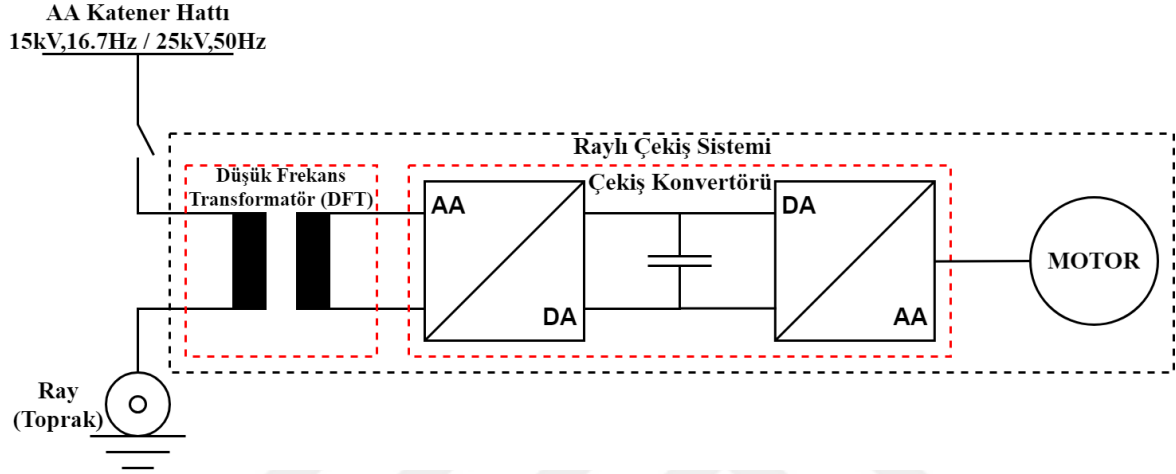
Katı hal transformatör topolojilerinin fonksiyonel kapasitelerine ait karşılaştırılması aşağıdaki Çizelge 2.1’de verilmiştir [1].

Çizelge 2.1. KHT topolojilerinin fonksiyonel karşılaştırılması

Fonksiyon	Tek Aşamalı	İki Aşamalı	Üç Aşamalı
Çıkış Gerilim Regülasyonu	Zayıf	İyi	İyi
YGDA Bağlantısı Regülasyonu	Uygulanabilir değil	Uygulanabilir değil	İyi
DGDA Bağlantısı Regülasyonu	Uygulanabilir değil	İyi	Çok iyi
Giriş Akımı Regülasyonu	Yok	Çok iyi	Çok iyi
Giriş Akımı Sınırlandırma	Yok	Var	Var
Çıkış Gerilimi Sınırlandırma	Yok	Var	Var
YGDA Gerilim Altı Koruma	Uygulanabilir değil	Uygulanabilir değil	Var
YGDA Gerilim Üstü Koruma	Uygulanabilir değil	Uygulanabilir değil	Var
DGDA Gerilim Altı Koruma	Uygulanabilir değil	Var	Var
DGDA Gerilim Üstü Koruma	Uygulanabilir değil	Var	Var

3. RAYLI ÇEKİŞ SİSTEMLERİNDE KHT TOPOLOJİLERİNİN İNCELENMESİ

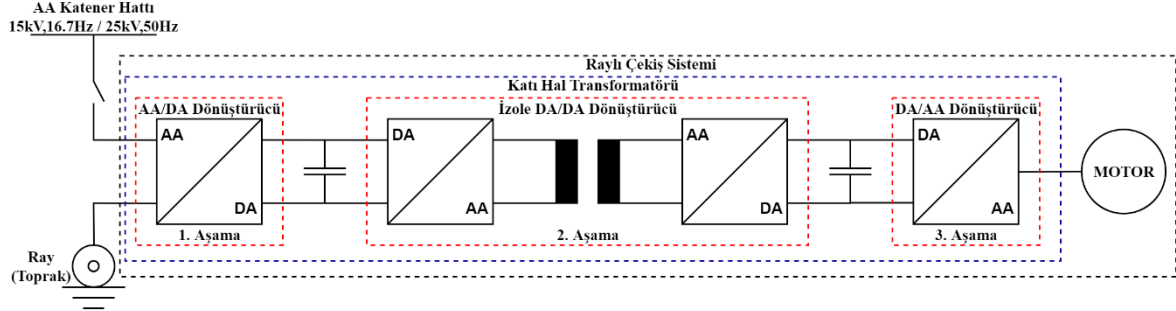
Günümüzde raylı çekiş sistemlerinde DFT'ler yaygın olarak kullanılmaktadır ve Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Düşük frekans transformatör kullanılan çekiş sistemi

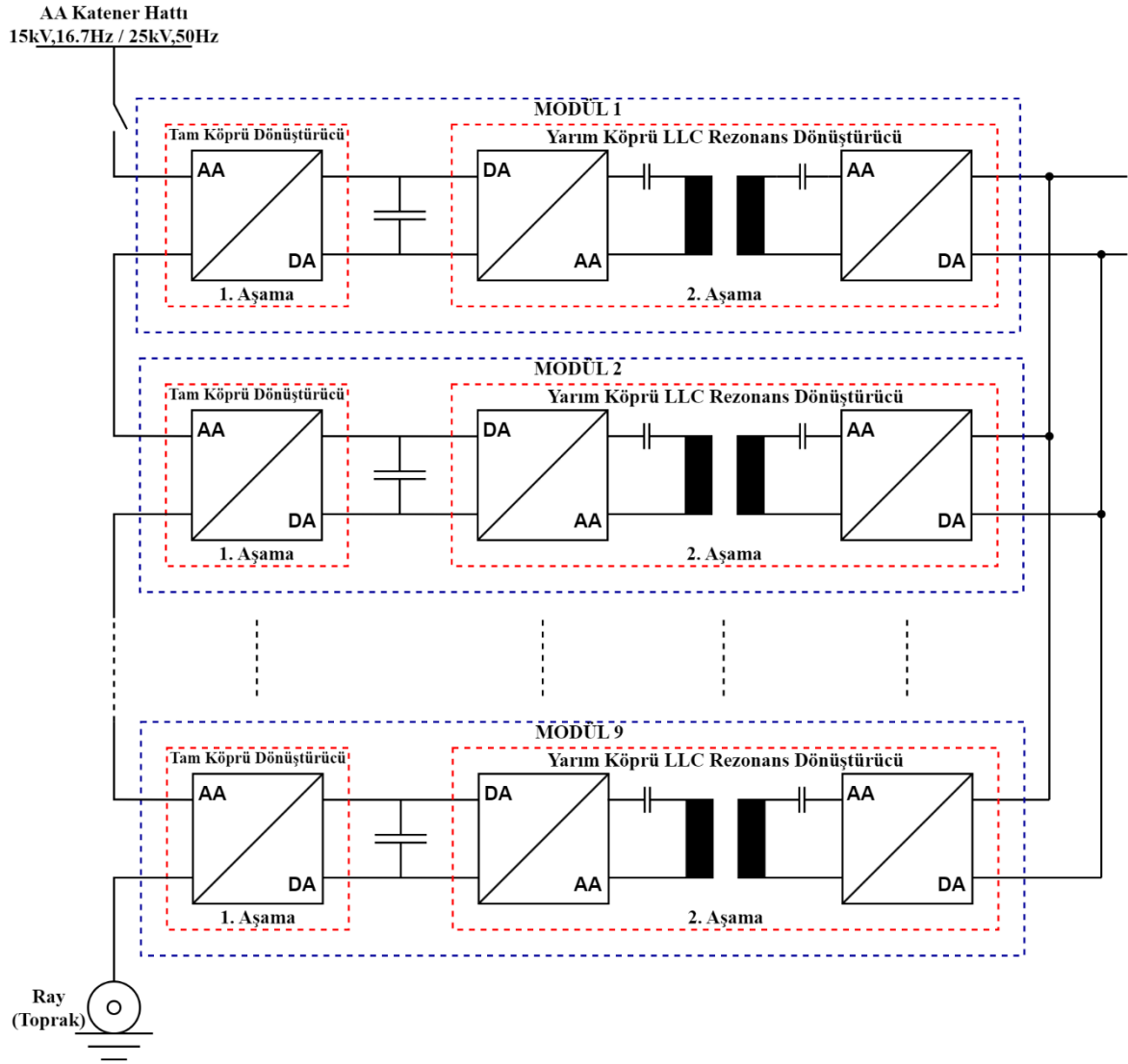
DFT'ler hacim ve boyut olarak büyüktürler ve raylı çekiş sistemlerinin toplam ağırlığının %33'ü DFT'lere aittir. Hacim ve boyutu azaltarak enerji kaybı azaltılabilir, trenin çalışma hızı artırılabilir, yolculara ve kargolara daha çok boş alan açılabilir ve tren ile raylar arası basınç düşürülebilir. Hacim ve boyutu düşürmek amacıyla süper kondansatörler ve lityum bataryalar gibi enerji depolayan bileşenler trenlerde kullanılmaktadır. Ancak, DFT'ler ile birlikte hacim ve boyutlardaki küçülmeler sınırlıdır [7].

Raylı çekiş sistemlerinde hacim ve boyutu azaltmak için KHT'ler ortaya çıkmıştır ve Şekil 3.2'de gösterilmiştir [7-9].



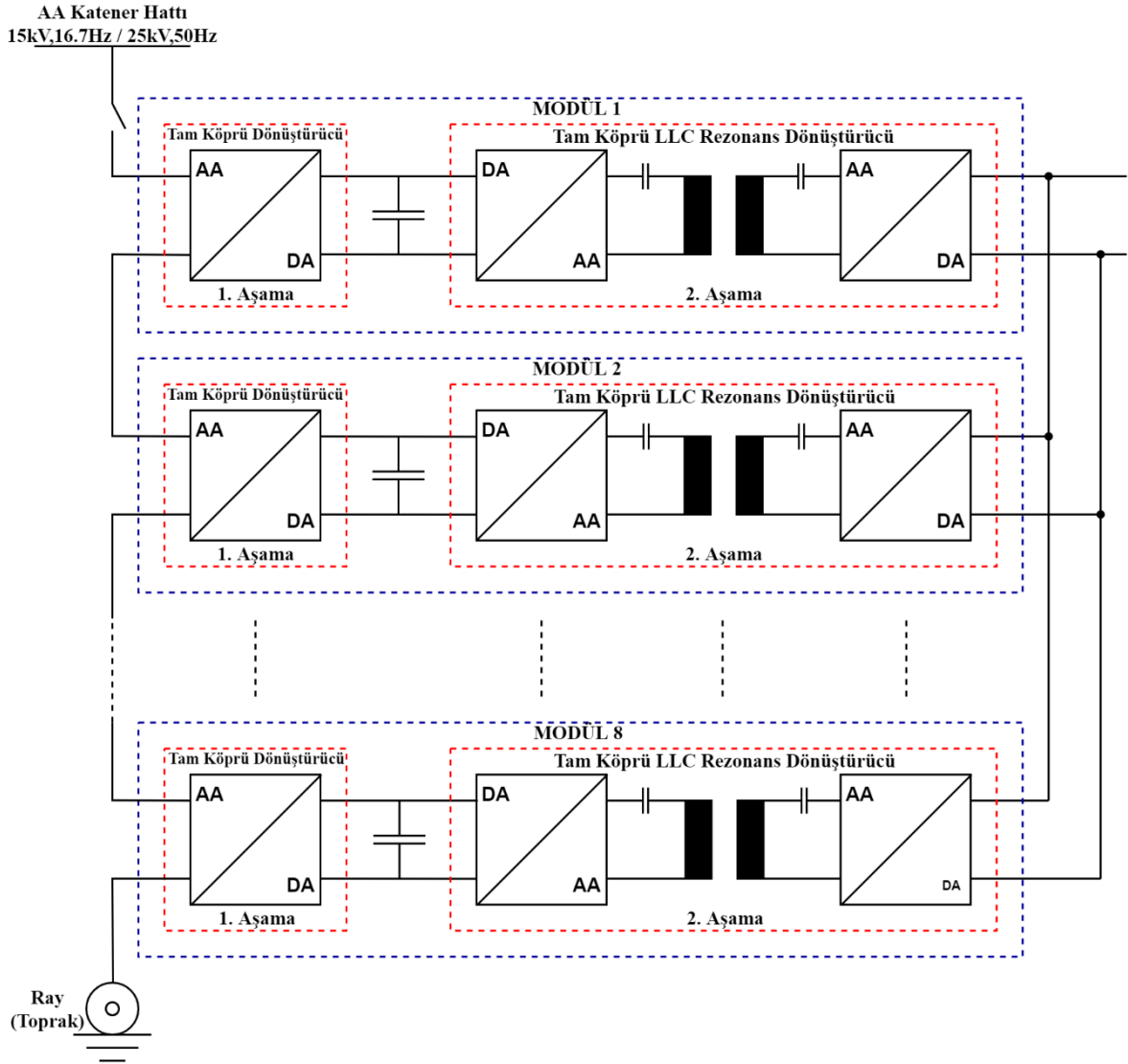
Şekil 3.2. Raylı çekiş sistemlerinde katı hal transformatörü

Son zamanlarda ABB, ALSTOM, BOMBARDIER gibi raylı çekiş sistemi üreticileri çeşitli topolojiler öne sürerek ve prototip üreterek KHT çalışmaları yapmışlardır [7]. ABB, İsviçre Federal Demiryollarına ait bir shunt lokomotif için 1.2MVA güce sahip KHT geliştirmiş ve lokomotif üzerinde test etmiştir. ABB firması Şekil 3.3'de gösterilen KHT topolojisinde birinci aşamada 9 modül art arda bağlanmış tam köprü dönüştürücü ve ikinci aşamada yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü kullanmaktadır ve üç aşamalı topoloji yapısının iki aşamasını tasarımına dahil etmiştir [7-8].



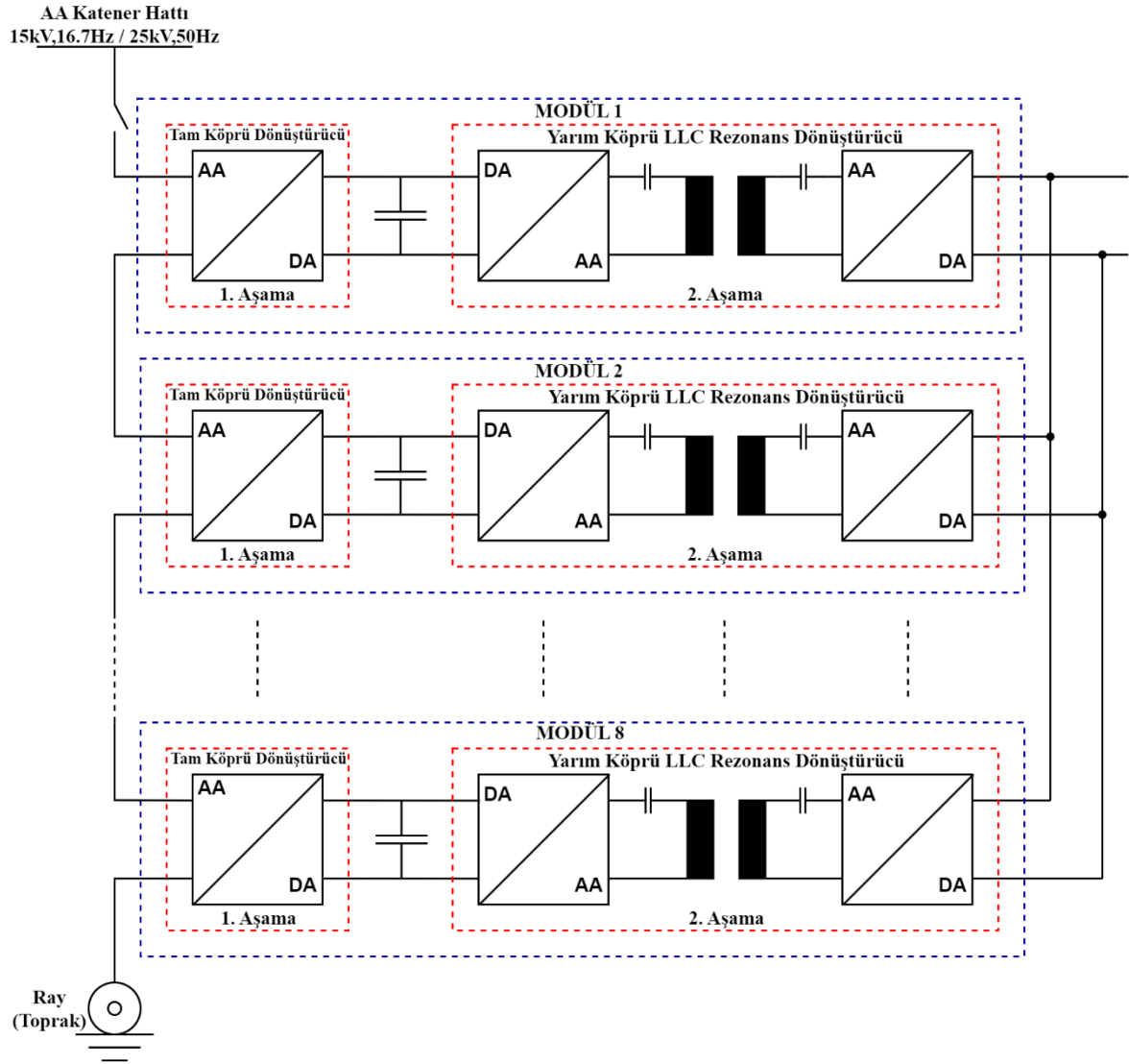
Şekil 3.3. ABB firmasına ait KHT topolojisi

BOMBARDIER firması Şekil 3.4'te gösterilen 5 MW güce sahip olan KHT topolojisinde birinci aşamada 8 modül art arda bağlanmış tam köprü dönüştürücü ve ikinci aşamada tam köprü LLC rezonans dönüştürücü kullanmaktadır ve üç aşamalı topoloji yapısının iki aşamasını tasarımına dahil etmiştir [7,8,10].



Şekil 3.4. BOMBARDIER firmasına ait KHT topolojisi

ALSTOM firması Şekil 3.5'te gösterilen 1.5 MVA güce sahip olan KHT topolojisinde birinci aşamada 8 modül art arda bağlanmış tam köprü dönüştürücü ve ikinci aşamada yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü kullanmaktadır ve üç aşamalı topoloji yapısının iki aşamasını tasarımına dahil etmiştir [7,8,11].



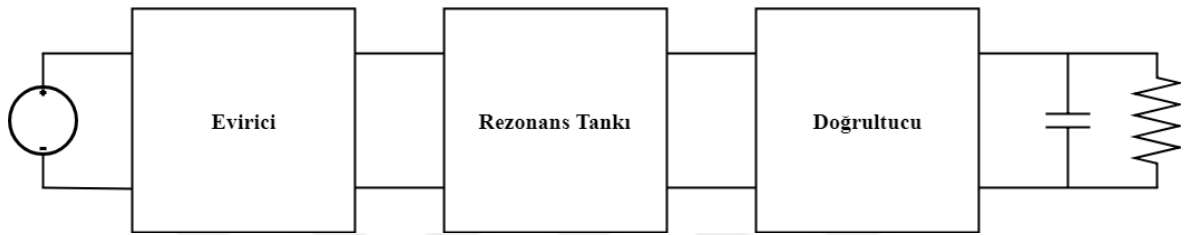
Şekil 3.5. ALSTOM firmasına ait KHT topolojisi



4. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

4.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Evirici ve Doğrultucu Seçimi

LLC rezonans dönüştürücünün topoloji yapısı Şekil 4.1'de blok diyagram olarak verilmiştir. Giriş bölümünde bir evirici, eviriciden sonra rezonans tank ve çıkışında sırayla doğrultucu, DA bağlantı kondansatörü ve yükten oluşmaktadır.



Şekil 4.1. LLC rezonans dönüştürücü blok şeması

LLC rezonans dönüştürücü girişindeki evirici tam köprü ya da yarım köprü yapıda olabilmektedir. Yarım köprü evirici, tam köprü eviriciye göre iki kat daha fazla akıma ve tam köprü eviricinin sahip olduğu anahtarlama elemanının yarısına sahiptir. Bu nedenle, yarım köprü eviricinin sahip olduğu anahtarların toplam iletim kaybı tam köprü eviriciye göre iki kat fazladır. Ayrıca, aynı gerilim kazancı ve manyetik akı için yarım köprü evirici, transformatörün birincil sargısında tam köprü eviricinin yarısı kadar tur oranına ihtiyaç duymaktadır. Böylelikle birincil sargı direnci tam köprü evirici birincil sargı direncinin yarısı kadardır. Birincil akım, tam köprü eviriciye göre iki kat fazla olduğu için birincil tarafın bakır kayıpları tam köprü eviriciye göre iki kat fazladır. Birincil akımların yüksek olduğu uygulamalarda iletim kayıpları daha baskın olacağı için tam köprü evirici yapısının kullanılması önerilmektedir [12].

Çizelge 4.1. Tam köprü ve yarım köprü evirici karşılaştırması

Evirici – Tam köprüye karşı Yarım Köprü						
I_{ev}	I_{ev}^2	Anahtar Sayısı	Toplam Anahtar İletim Kayıpları	Birincil Tur Oranı (N_p)	Birincil Sargı Direnci (R_p)	Transformatör Birincil Bakır Kayıpları
x2	x4	/2	x2	/2	/2	x2

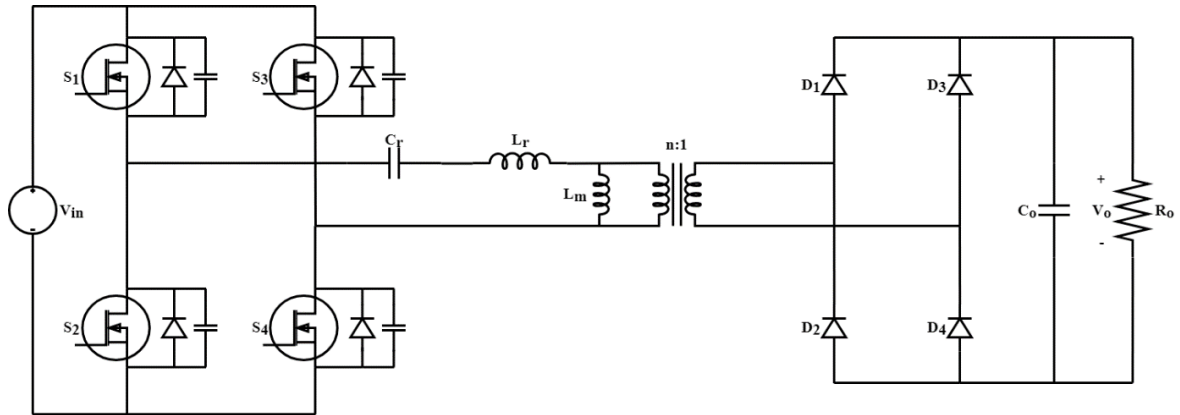
LLC rezonans dönüştürücü çıkışındaki doğrultucu tam köprü diyot doğrultucu ya da tam dalga diyot doğrultucu olabilmektedir. Tam dalga diyot doğrultucuda diyotlar üzerine düşen gerilim tam köprü diyot doğrultucuya göre iki kat fazladır. Tam dalga diyot doğrultucu iki diyot içerirken, tam köprü diyot doğrultucu dört diyot içermektedir. İki doğrultucu da aynı miktarda akım taşımaktadır ve tam dalga diyot köprü doğrultucunun toplam diyot iletim kaybı tam köprü diyot doğrultucunun yarısı kadar olmaktadır. Tam dalga diyot doğrultucu iki tane ikincil sargıya sahiptir ve sargı direnci tam köprü diyot doğrultucunun iki katıdır. Bu nedenle tam dalga diyot doğrultucunun ikincil bakır kayıpları, tam köprü diyot doğrultucunun iki katıdır. Yüksek çıkış gerilimi istenen uygulamalarda, tam köprü diyot doğrultucu kullanılırken düşük gerilim istenen uygulamalarda tam dalga diyot doğrultucu kullanılmaktadır [12].

Çizelge 4.2. Tam köprü ve yarım köprü doğrultucu karşılaştırması

Doğrultucu – Tam köprüye karşı Tam dalga					
Diyot Gerilimi	Diyot Sayısı	Toplam Diyot İletim Kayıpları	İkincil Tur Oranı (N_s)	İkincil Sargı Direnci (R_s)	Transformatör İkincil Bakır Kayıpları
x2	/2	/2	x2	x2	x2

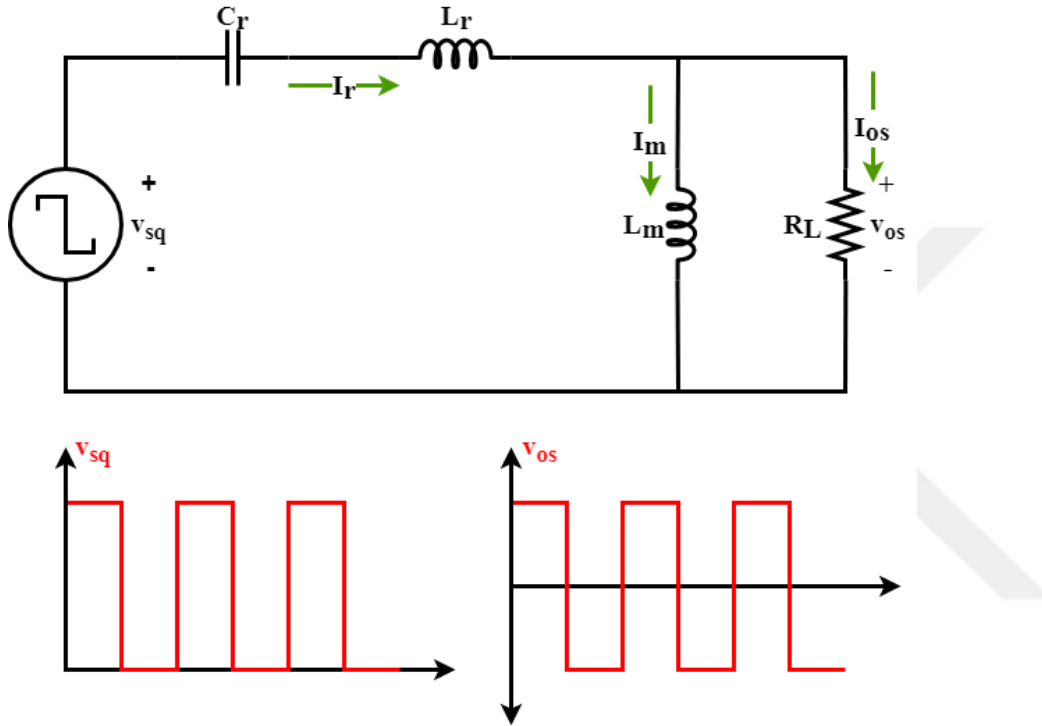
4.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Devre Analizi

LLC rezonans dönüştürücünün devre şeması Şekil 4.2’de verilmiştir. Önceki bölümde bahsedildiği gibi birincil akımın daha düşük olması için giriş bölümünde tam köprü evirici, çıkış geriliminin yüksek olmasından dolayı da çıkış bölümünde tam köprü diyot doğrultucu kullanılmaktadır.



Şekil 4.2. LLC rezonans dönüştürücü devre şeması

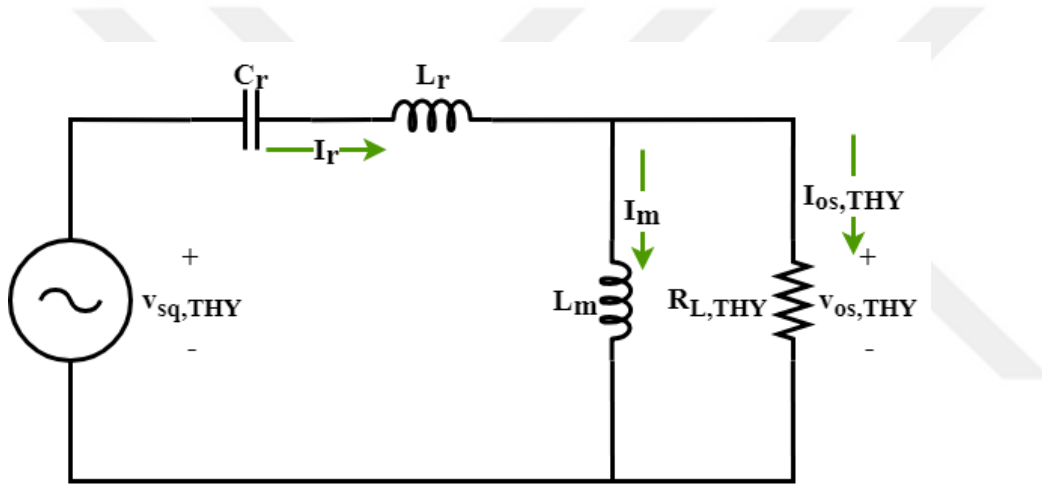
LLC rezonans dönüştürücünün DA karakteristiğini daha iyi anlayabilmek için, dönüştürücünün gerilim kazancı olarak da ifade edilen transfer fonksiyonunu incelemek gerekir. Transfer fonksiyonu seri rezonans dönüştürücünün eş değer devre şemasından elde edilebilir. Seri rezonans dönüştürücünün eşdeğer devre şeması Şekil 4.3'te verilmiştir [13, -14].



Şekil 4.3. LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması

LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresinde görüldüğü gibi giriş gerilimi ve çıkış gerilimi üzerine kare dalga formunda gerilim düşmektedir. Gerilimlerin kare dalga formunda olmasından dolayı eşdeğer devre için gerilim kazancı denklemi tanımlamak zordur [15]. Durum uzayı ortalaması gibi darbe genlikli modüle edilmiş anahtarlamalı dönüştürücülerde başarılı şekilde modelleme yapılan geleneksel yöntemler, rezonans dönüştürücülerde başarılı bir şekilde kullanılmadığı görülmüştür [14].

LLC rezonans dönüştürücü rezonans frekansı çevresinde çalışırken kare dalga formundaki giriş geriliminin yüksek dereceli harmonik bileşenlerini filtreleme etkisi göstermektedir ve sinüzoidal formdaki akım rezonans tank içerisinde dolaşmaktadır. Dönüştürücünün bu özelliğine dayanarak, eşdeğer devre girişindeki kare dalga'nın yüksek dereceli bütün harmonikleri göz ardı edilerek, temel harmonik bileşeni giriş gerilimi olarak kullanılabilir ve böylelikle gerilim kazancı denklemi tanımlanabilir. Tanımlanan bu yöntem literatürde Temel Harmonik Yaklaşımı (THY) olarak geçmektedir. LLC rezonans dönüştürücünün çalışma frekansı rezonans frekansından uzaklaştıkça THY yöntemi kullanılarak elde edilen modelin doğruluğu azalmaktadır. Şekil 4.3'te elde edilen eşdeğer devreye THY yöntemi uyguladığında elde edilen eşdeğer Şekil 4.4'te verilmiştir [14-15].



Şekil 4.4. THY yöntemi ile LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması

Şekil 4.4'te $v_{sq,THY}$, v_{sq} 'nin temel bileşeni ve $v_{os,THY}$, v_{os} 'nin temel bileşenidir. Böylelikle Şekil 4.3'te verilen lineer ve sinüzoidal olmayan eşdeğer devre, Şekil 4.4'te verilen lineer eşdeğer devreye dönüştürülmüştür [14].

Şekil 4.3'te verilen rezonans tank giriş gerilimi v_{sq} tam köprü yapıdan dolayı $+V_{in}$ ile $-V_{in}$ arasında değişmektedir. Bu gerilim Fourier serisi kullanılarak matematiksel olarak Eş. 4.1'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$v_{sq}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_{sw} t) \quad (4.1)$$

Sırasıyla, t zaman parametresini, k Fourier serisi açılımı için tam sayıyı, f_{sw} anahtarların anahtarlama frekansını ifade etmektedir. v_{sq} 'nin temel bileşeni Eş. 4.2'de verildiği gibi THY yöntemi kullanılarak Eş. 4.1'den elde edilmektedir.

$$v_{sq,THY}(t) = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (4.2)$$

$v_{sq,THY}$ 'nin RMS değeri Eş. 4.3'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$V_{sq,THY} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (4.3)$$

Rezonans tankın çıkış gerilimi, giriş gerilimi ile aynı yol kullanılarak hesaplanmaktadır. Rezonans tank çıkış gerilimi v_{os} Eş. 4.4'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$v_{os}(t) = \frac{4nV_o}{\pi} \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_{sw} t - \varphi) \quad (4.4)$$

φ giriş gerilimine göre faz kaymasını göstermektedir. v_{os} 'nin temel bileşeni Eş. 4.5'te verildiği gibi THY yöntemi kullanılarak Eş. 4.4'ten elde edilmektedir.

$$v_{os,THY}(t) = \frac{4}{\pi} nV_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi) \quad (4.5)$$

$v_{os,THY}$ 'nin RMS değeri Eş. 4.6'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$V_{os,THY} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nV_o \quad (4.6)$$

Şekil 4.4'te verilen THY uygulanarak elde edilen eşdeğer devrenin çıkış akımı Eş. 4.7'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$i_{os,THY}(t) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_i) \quad (4.7)$$

φ_i çıkış gerilimi ile çıkış akımı arasındaki faz kaymasını göstermektedir. $i_{os,THY}$ 'nin RMS değeri Eş. 4.8'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{os,THY} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}n} I_o \quad (4.8)$$

Eşdeğer devre direnci $R_{L,THY}$ Eş. 4.9'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$R_{L,THY} = \frac{V_{os,THY}}{I_{os,THY}} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} \quad (4.9)$$

Şekil 4.4'teki eşdeğer devre tek frekanslı sinüzoidal bir AA devredir ve devrenin açısal frekansı Eş. 4.10'da verilmiştir.

$$\omega = \omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad (4.10)$$

Rezonans tank elemanlarının kapasitif ve endüktif reaktansları aşağıdaki eşitliklerde verilmiştir.

$$X_{C_r} = \frac{1}{\omega C_r} \quad (4.11)$$

$$X_{L_r} = \omega L_r \quad (4.12)$$

$$X_{L_m} = \omega L_m \quad (4.13)$$

Mıknatıslanma akımının RMS değeri Eş. 4.14'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_m = \frac{V_{os,THY}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}nV_o}{\pi\omega L_m} \quad (4.14)$$

Rezonans akımının RMS değeri Eş. 4.15'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_r = \sqrt{(I_m)^2 + (I_{os,THY})^2} \quad (4.15)$$

Eşdeğer devrenin giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi ifade eden gerilim kazanç denklemi Eş. 4.16'da verilmiştir.

$$M_g = \frac{V_{os,THY}}{V_{sq,THY}} = \left| \frac{jX_{L_m} \parallel R_{L,THY}}{(jX_{L_m} \parallel R_{L,THY}) + j(X_{L_R} - X_{C_R})} \right| = \left| \frac{jX_{L_m} \parallel R_{L,THY}}{(jX_{L_m} \parallel R_{L,THY}) + (j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R})} \right| \quad (4.16)$$

LLC rezonans dönüştürücünün giriş gerilimi çıkış gerilimi arasındaki ilişki Eş. 4.17'de verilmiştir.

$$V_o = M_g \frac{1}{n} V_{in} \quad (4.17)$$

Eş. 4.16'da verilen gerilim kazanç denklemini daha kullanışlı ve anlaşılır bir hale dönüştürmek için f_r rezonans frekansı baz alınarak denklem normalize edilmektedir. Normalize edilen frekans f_n Eş. 4.18'de verilmiştir [15].

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (4.18)$$

Normalize edilen frekansa ek olarak Eş. 4.16'da verilen denklemin daha da basitleştirilmesi için iki parametre daha tanımlanmaktadır. Eş. 4.19'da tanımlanan ilk parametre endüktans oranıdır ve Eş. 4.20'de tanımlanan ikinci parametre kalite çarpanıdır.

$$k = \frac{L_m}{L_r} \quad (4.19)$$

$$Q = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_{L,THY}} \quad (4.20)$$

Normalize edilen frekans ve tanımlanan parametreler ile birlikte Eş. 4.16'da verilen gerilim kazanç denklemi Eş. 4.21'de verilen denkleme dönüşmektedir.

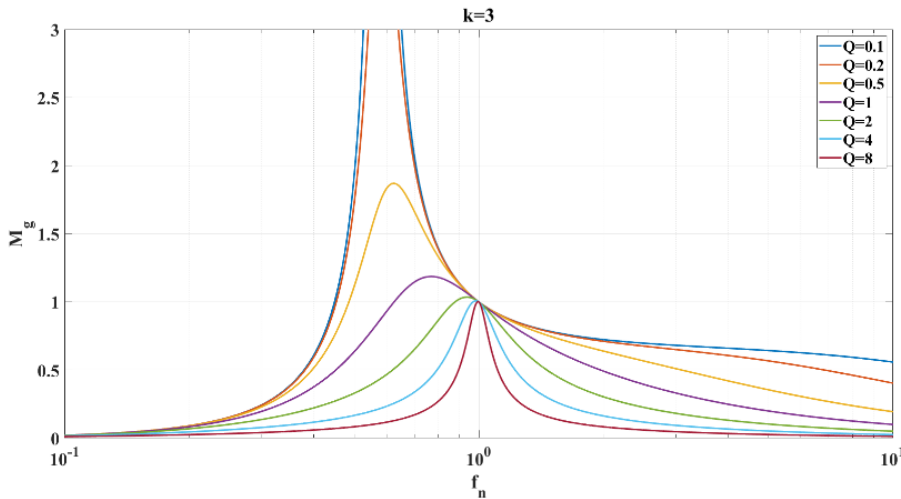
$$M_g = \left| \frac{k f_n^2}{((k+1)f_n^2 - 1) + j((f_n^2 - 1)f_n Q k)} \right| \quad (4.21)$$

Eş. 4.21’de verilen mutlak büyüklük denklemi hesaplandığında elde edilen gerilim kazanç denklemi Eş. 4.22’de verilmiştir [12].

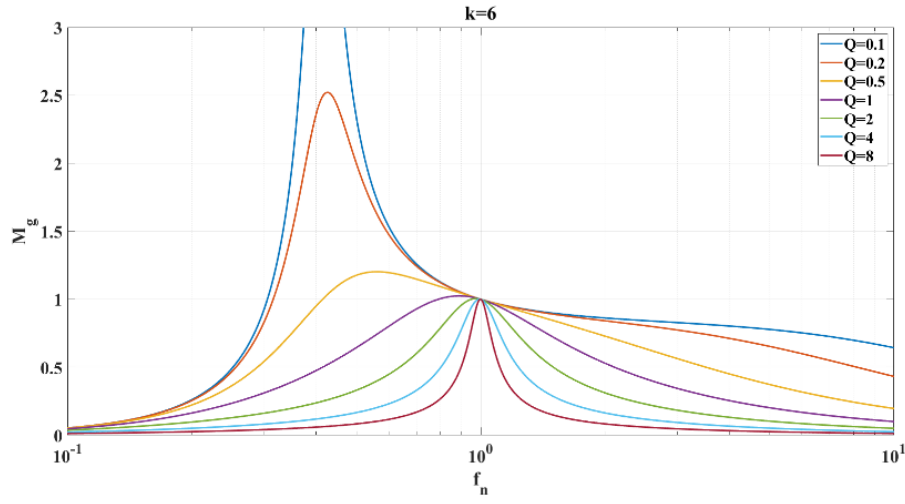
$$M_g = \frac{f_n^2(k-1)}{\sqrt{(kf_n^2-1)^2 + f_n^2(f_n^2-1)^2(k-1)^2Q^2}} \quad (4.22)$$

4.3. Gerilim-Kazanç Eğrilerinin İncelenmesi

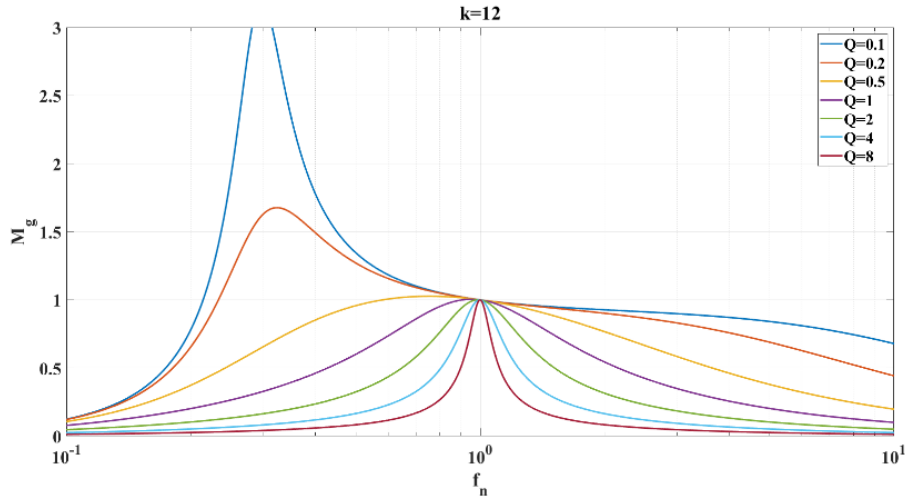
LLC rezonans dönüştürücü tasarımı yapabilmek için dönüştürücünün gerilim-kazanç eğri grafiğinin anlaşılması gerekmektedir. Eş. 4.22’de verilen gerilim-kazanç denkleminde görüldüğü üzere gerilim kazancı (M_g), kalite çarpanı (Q), endüktans oranı (k) ve normalize edilmiş frekansa (f_n) bağlıdır. Gerilim-kazanç denkleminde k ve Q değerleri sırasıyla Eş. 4.19’da ve Eş. 4.20’de görüldüğü üzere dönüştürücünün devre elemanlarına bağlı olarak hesaplanmaktadır. Bu iki değer devre elemanlarına bağlı olduğu için zamanla değişmeyecek ve sabit birer değer olacaklardır. Bu durum göz önünde bulundurulduğunda gerilim-kazanç denkleminde f_n parametresi değişken olduğu için kontrol parametresi olacaktır. Gerilim-kazanç eğrisi farklı Q ve k değerleri için değişken f_n frekansına bağlı olarak MATLAB programı kullanılarak elde edilmiş ve Şekil 4.5’ten Şekil 4.10’a kadar olan grafiklerde gösterilmiştir.



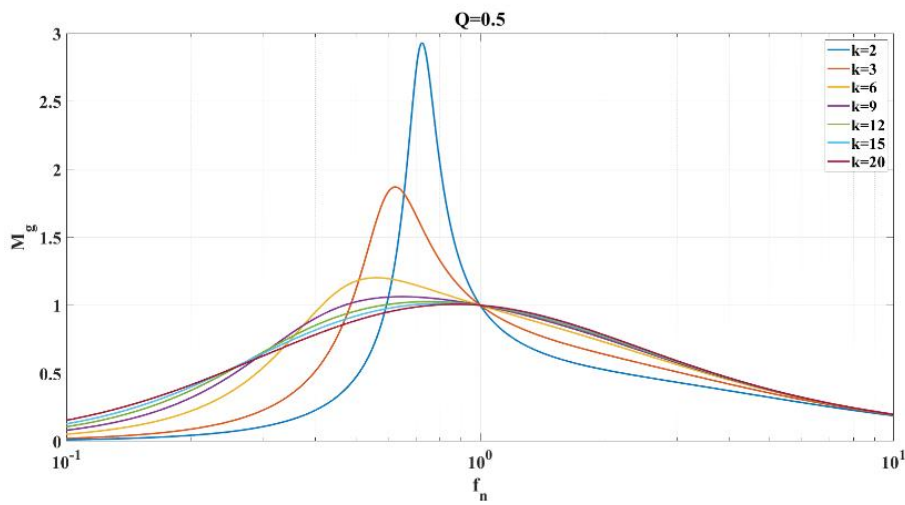
Şekil 4.5. Farklı yük koşulları ve $k=3$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi



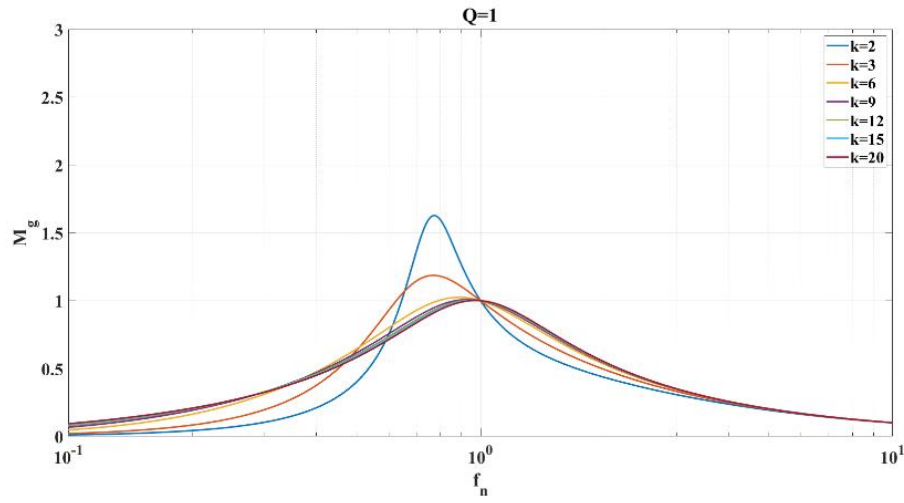
Şekil 4.6. Farklı yük koşulları ve $k=6$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi



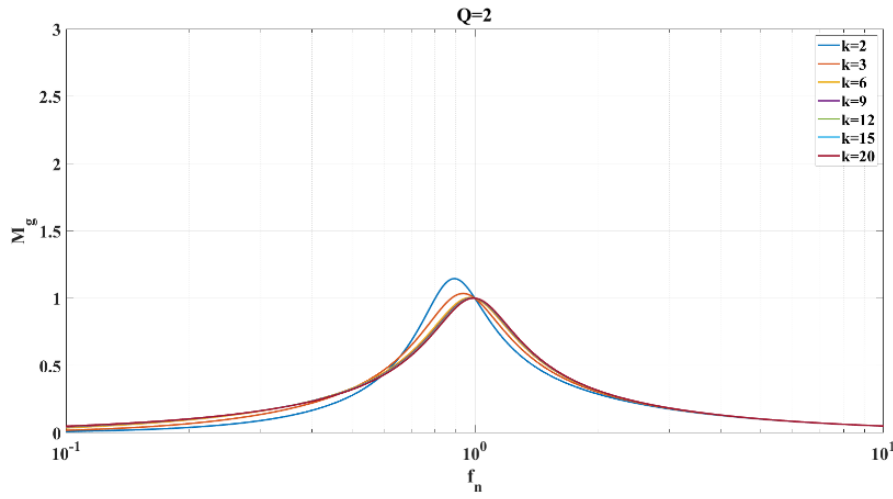
Şekil 4.7. Farklı yük koşulları ve $k=12$ değeri için gerilim-kazanç eğrisi



Şekil 4.8. Farklı k değerleri ve $Q=0,5$ için gerilim-kazanç eğrisi



Şekil 4.9. Farklı k değerleri ve $Q=1$ için gerilim-kazanç eğrisi



Şekil 4.10. Farklı k değerleri ve $Q=2$ için gerilim-kazanç eğrisi

Şekil 4.5'ten Şekil 4.7'ye kadar verilen grafiklerde 0.1 ile 8 arasında değişen farklı Q değerleri ve sırasıyla k 'nın 3, 6 ve 12 değerleri için gerilim-kazanç eğrileri gösterilmiştir. Şekil 4.8'ten Şekil 4.10'a kadar verilen grafiklerde 2 ile 20 arasında değişen farklı k değerleri ve sırasıyla Q 'nun 0,5, 1 ve 2 değerleri için gerilim-kazanç eğrileri gösterilmiştir. Eş. 4.20'de Q değerinin yüke bağlı olduğu görülmektedir. Q 'nun küçük değerleri hafif yükleri ve büyük değerleri de ağır yükleri göstermektedir. Grafikleri incelediğimizde farklı k ve Q değerlerine bakılmaksızın bütün eğriler $(f_n, M_g)=(1,1)$ noktasında kesişmektedir. $f_n=1$ noktası Eş. 4.18'den görüldüğü üzere anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu noktadır. Bu noktada seri rezonans empedansı olan $X_{L_r} - X_{C_r}$ değeri sıfıra eşittir. Başka bir deyişle bu noktada L_r ve C_r üzerinde düşen gerilimlerin toplamı sıfır olmaktadır. Bu çalışma noktası yükten bağımsızdır yani yük akımı ne olursa olsun anahtarlama frekansı (f_{sw}) rezonans frekansına (f_r) eşit olduğu sürece kazanç hep birlik yani $M_g=1$ olacaktır. Bu çalışma noktasında rezonans devresinin empedansı sıfır olduğu için parazitik kayıpları olmayacaktır ve dönüştürücünün giriş gerilimi direkt olarak çıkış yüküne uygulanacaktır. Ancak $(f_n, M_g)=(1,1)$ noktasından uzaklaştıkça rezonans empedansı sıfır olmayacaktır ve farklı yük durumlarına göre gerilim kazancı değişecektir. Böylelikle dönüştürücü yüke bağımlı hale gelecektir [14].

Şekil 4.5'den Şekil 4.7'ye kadar verilen gerilim-kazanç eğrilerinde görüldüğü üzere sabit k değeri için Q değeri artırıldıkça eğriler frekans aralığında daralmaktadır. Frekans aralığında daralan eğrilerle birlikte frekans kontrol aralığı da daralmaktadır. Bu duruma ek olarak, Q değeri arttıkça eğriler $(f_n, M_g)=(1,1)$ noktasına doğru kaymaya başlamaktadır ve tepe değerler küçülmektedir.

Şekil 4.8'den Şekil 4.10'a kadar verilen gerilim-eğrilerinde görüldüğü üzere sabit Q değeri için k değeri azaltıldıkça eğriler frekans aralığında daralmaktadır. Bu durumda frekans kontrol aralığı da daralmaktadır. k değeri azaldıkça eğrilerin tepe değerleri büyümektedir.

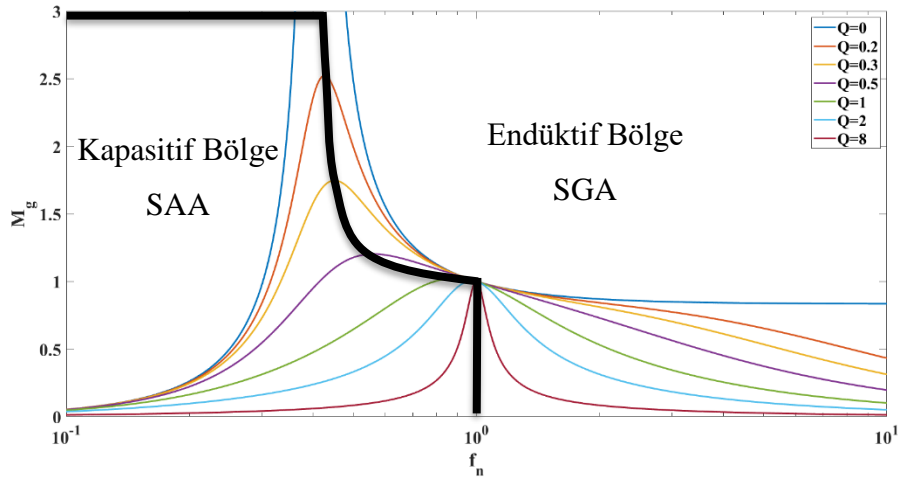
4.4. LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışma Bölgeleri

LLC rezonans dönüştürücüde toplam iki tane rezonans frekansı bulunmaktadır. Birinci frekans f_r , rezonans kondansatörü (C_r) ile rezonans endüktörünün (L_r) rezonans oluşturmasıyla ortaya çıkmaktadır. İkinci frekans f_p , rezonans kondansatörü (C_r) ile rezonans endüktörü (L_r) ve mıknatıslanma endüktörünün (L_m) rezonans oluşturmasıyla orta çıkmaktadır. LLC rezonans dönüştürücüleri diğer rezonans dönüştürücülerden farklı kılan en önemli özellik f_r rezonans frekansında yükten bağımsız şekilde kazancı birlik olmasıdır. Sadece yüksüz koşullarda f_p geçerlidir. f_p ve f_r frekansları sırasıyla Eş. 4.23 ve Eş. 4.24'te verilmiştir.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r+L_m)C_r}} \quad (4.23)$$

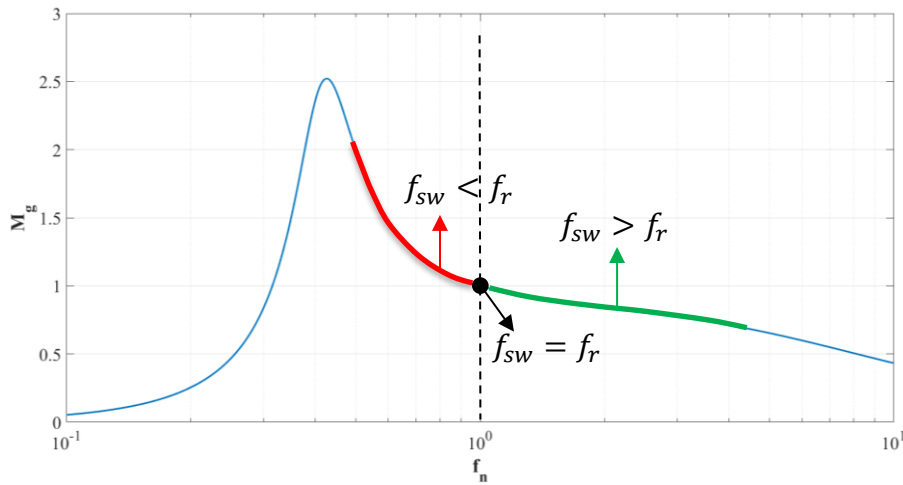
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.24)$$

Şekil 4.11'de verilen gerilim-kazanç eğrisi üzerine çizilen siyah çizgi eğriyi iki bölgeye ayırmaktadır. Siyah çizginin sağ tarafı endüktif bölge olarak adlandırılmaktadır. Bu bölgede rezonans akımı I_r , rezonans tankına uygulanan v_{sq} gerilimine göre geciktiğinden dolayı sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) uygulanmaktadır. Siyah çizginin sol tarafı kapasitif bölge olarak adlandırılmaktadır. Bu bölgede rezonans tankına uygulanan v_{sq} gerilimi, rezonans akımı I_r 'ye göre geciktiğinden dolayı sıfır akımda anahtarlama (SAA) uygulanmaktadır. MOSFET uygulamalarında genellikle SGA tercih edilmektedir. Bu nedenle, LLC rezonans dönüştürücünün SGA'nın uygulandığı endüktif bölgede çalışması için dönüştürücünün anahtarlama frekansı f_{sw} endüktif bölge dışına çıkamayacak şekilde seçilmelidir [16].



Şekil 4.11. LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrisi bölgeleri

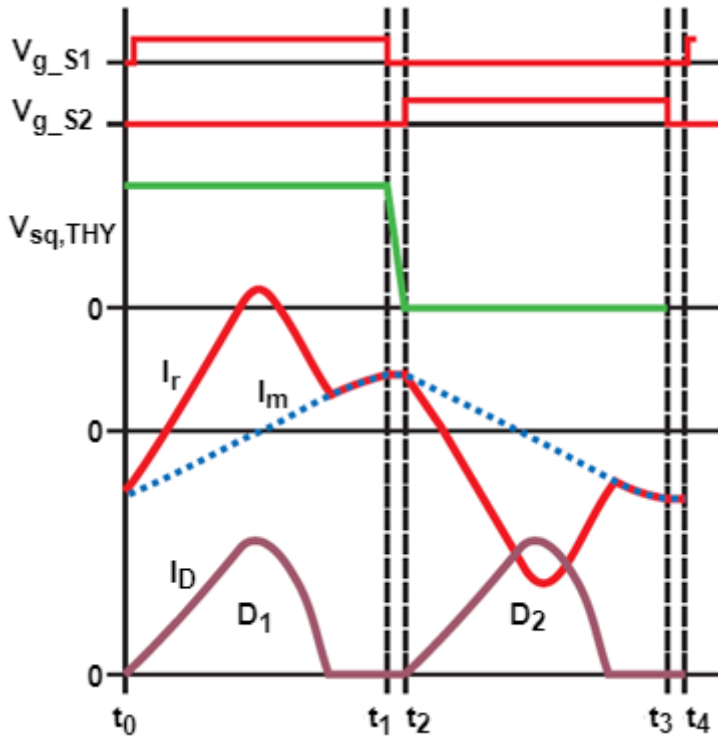
LLC rezonans dönüştürücü anahtarlama frekansına bağlı olarak toplam üç bölgede çalışmaktadır. Birinci bölge anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olduğu bölgedir ve bu durumda kazanç birden büyük olmaktadır. İkinci bölge anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu bölgedir ve bu durumda kazanç bire eşittir. Üçüncü bölge anahtarlama frekansının rezonans frekansından büyük olduğu bölgedir ve bu durumda kazanç birden küçük olmaktadır. Böylelikle LLC rezonans dönüştürücü hem yükseltici hem de düşürücü karakteristikte çalışmaktadır. LLC rezonans dönüştürücünün anahtarlama frekansına bağlı çalışma bölgeleri Şekil 4.12’de verilmiştir [12, 15, 17].



Şekil 4.12. LLC rezonans dönüştürücü frekans çalışma bölgeleri

4.4.1. $f_{sw} < f_r$ çalışma bölgesi

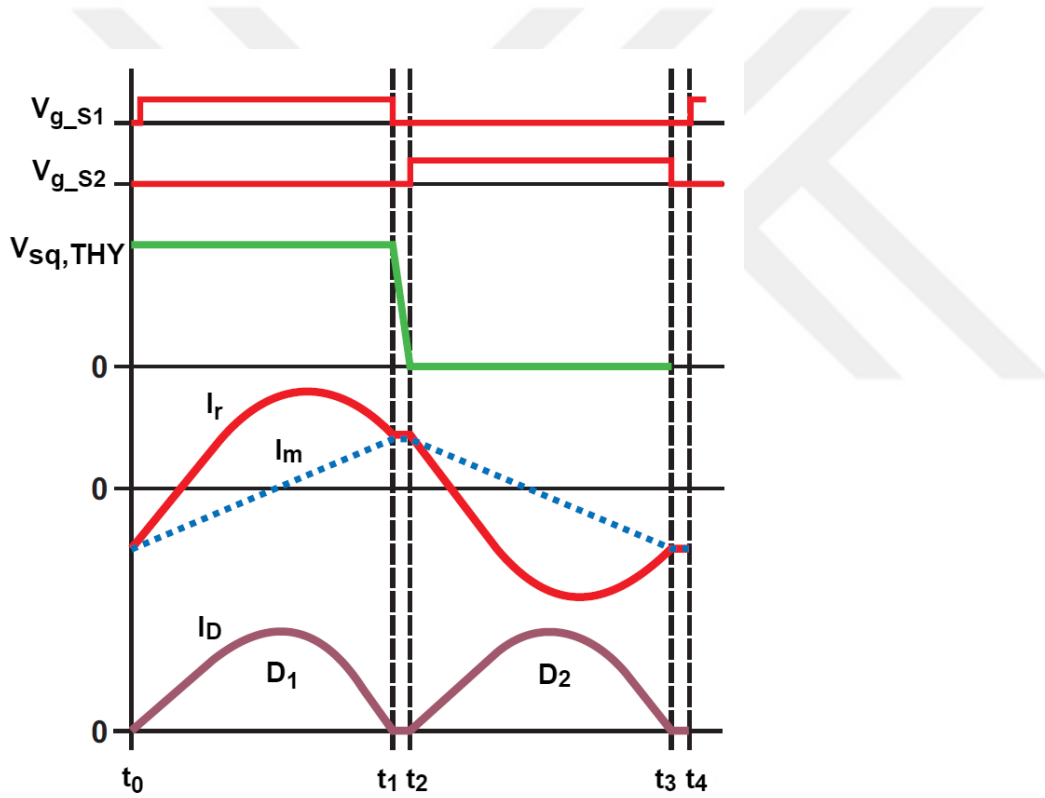
Şekil 4.13'te anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olduğu çalışma bölgesi için rezonans akımı (I_r), mıknatıslanma akımı (I_m), çıkış diyot akımı (I_D), anahtar gerilimi ($V_{sq,THY}$) ve anahtarların kapı sürücü sinyallerine ($V_{g,S1}$ ve $V_{g,S2}$) ait dalga şekilleri verilmiştir. Anahtarlama frekansı rezonans frekansından küçük olduğundan dolayı, anahtarlama periyodu rezonans periyodundan uzundur. Bu yüzden anahtarın kapı sürücüsü sinyali sonlanmadan önce rezonans akımı (I_r) mıknatıslanma akımına (I_m) eşit olmaktadır. Mıknatıslanma akımı devam etmesine rağmen çıkış tarafına güç aktarımı sonlanmaktadır. Yani mıknatıslanma endüktansı rezonansa dahil olmaktadır. Bu çalışma bölgesinde dönüştürücünün kazancı birden büyük olmaktadır. Birincil anahtarlarda SGA sağlanmaktadır ve yüksek dolaşım akımı rezonans tankta dolaşmaktadır. Dolaşım akımının yüksek olması nedeniyle birincil taraftaki anahtarların kayıpları artmaktadır [14-15, 18].



Şekil 4.13. $f_{sw} < f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri [14]

4.4.2. $f_{sw} = f_r$ çalışma bölgesi

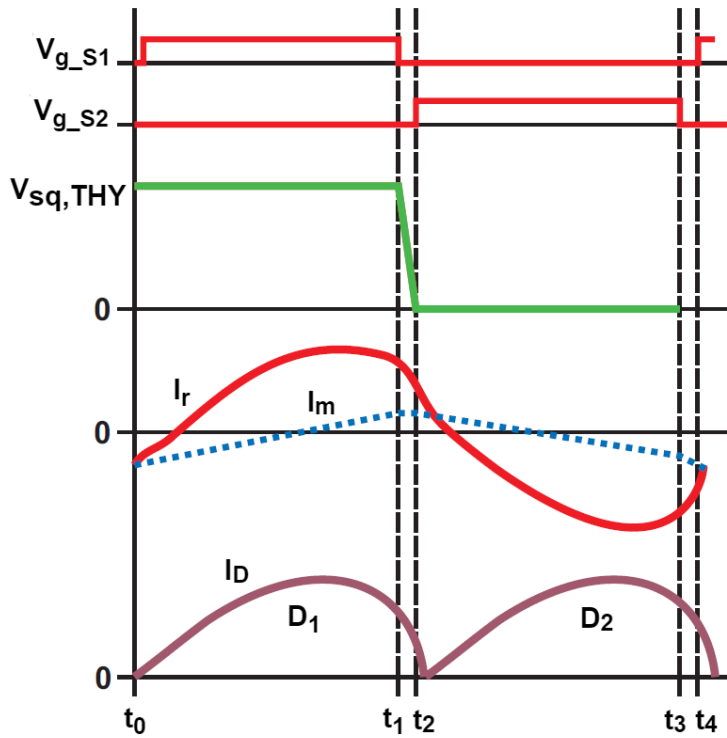
Şekil 4.14'te anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu çalışma bölgesi için rezonans akımı (I_r), mıknatıslanma akımı (I_m), çıkış diyot akımı (I_D), anahtar gerilimi ($V_{sq,THY}$) ve anahtarların kapı sürücü sinyallerine ($V_{g,s1}$ ve $V_{g,s2}$) ait dalga şekilleri verilmiştir. Bu çalışma bölgesinde mıknatıslanma endüktansı rezonansa dahil olmamaktadır ve dönüştürücünün kazancı bire eşit olmaktadır. Rezonans bileşenlerinin empedansı sıfır olmaktadır ve dönüştürücü en yüksek verimliliğe bu bölgede sahip olmaktadır. Çıkışa kesintisiz bir güç aktarımı yapılmaktadır ve birincil taraftaki anahtarlarda SGA sağlanmaktadır [12, 14, 16].



Şekil 4.14. $f_{sw} = f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri [14]

4.4.3. $f_{sw} > f_r$ çalışma bölgesi

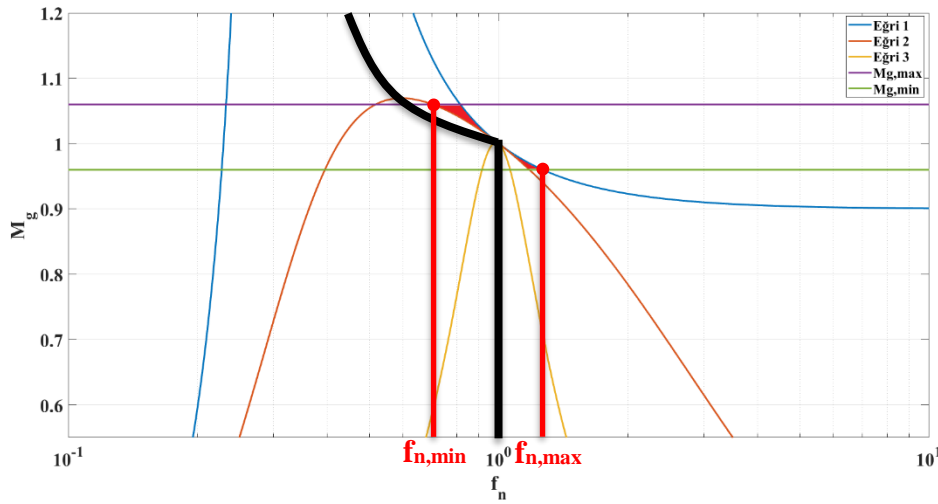
Şekil 4.15'te anahtarlama frekansının rezonans frekansından büyük olduğu çalışma bölgesi için rezonans akımı (I_r), mıknatıslanma akımı (I_m), çıkış diyot akımı (I_D), anahtar gerilimi ($V_{sq,THY}$) ve anahtarların kapı sürücü sinyallerine ($V_{g,S1}$ ve $V_{g,S2}$) ait dalga şekilleri verilmiştir. Anahtarlama frekansı rezonans frekansından büyük olduğundan dolayı, anahtarlama periyodu rezonans periyodundan kısadır. Dönüştürücünün kazancı birden küçük olmaktadır ve mıknatıslanma endüktansı rezonansa dahil olmamaktadır. Birincil anahtarlarda SGA sağlanmaktadır ve düşük dolaşım akımı rezonans tankta dolaşmaktadır. Dolaşım akımının düşük olması nedeniyle birincil taraftaki anahtarların kayıpları azalmaktadır [14, 18].



Şekil 4.15. $f_{sw} > f_r$ çalışma bölgesinde dalga şekilleri [14]

4.5. LLC Rezonans Dönüştürücünün Anahtarlama Frekansı Aralığı Belirlenmesi

Önceki bölümlerde bahsedildiği gibi normalleştirilmiş frekans f_n LLC rezonans dönüştürücü için bir kontrol değişkenidir. Eş. 4.22'ye baktığımızda k ve Q değişkenleri bir sabit olduğundan LLC rezonans dönüştürücünün kazancı yalnızca normalleştirilmiş frekansa bağlıdır. LLC rezonans dönüştürücüde giriş ve çıkış regülasyonunu sağlamak için f_n değişkeni bir aralık içerisinde olmalıdır. Anahtarlama frekansı da bu aralık içerisinde değiştirilerek kapalı döngü kontrol sağlanmaktadır. f_n değişkeninin aralığı belirlenirken LLC rezonans dönüştürücünün gerilim-kazanç eğri grafiği fayda sağlamaktadır. Frekans aralığının belirlenmesi için dönüştürücünün gerilim-kazanç grafiği Şekil 4.16'da verilmiştir [14, 19].



Şekil 4.16. LLC rezonans dönüştürücü frekans aralığı

Şekil 4.16'da verilen $M_{g,max}$ ve $M_{g,min}$ değerleri sırasıyla LLC rezonans dönüştürücünün sağlayacağı maksimum ve minimum kazancı göstermektedir. Bu değerler sırasıyla Eş. 4.25 ve Eş. 4.26'da verildiği gibi hesaplanmaktadır [14].

$$M_{g,max} = \frac{nV_{o,max}}{V_{in,min}} \quad (4.25)$$

$$M_{g,min} = \frac{nV_{o,min}}{V_{in,max}} \quad (4.26)$$

Şekil 4.16’da gösterilen kırmızı boyalı alan normalleştirilmiş frekansın değişeceği frekans aralığını göstermektedir. Birinci eğri yüksüz koşuldaki ($Q=0$) gerilim-kazanç eğrisini göstermektedir. İkinci eğride maksimum yükteki ($Q = Q_{max}$) gerilim kazanç eğrisini göstermektedir. Birinci eğrinin minimum kazanç çizgisini kestiği nokta normalleştirilmiş frekansın maksimum noktası olacaktır. İkinci eğrinin maksimum kazanç çizgisini kestiği nokta ise normalleştirilmiş frekansın minimum noktası olacaktır. Giriş ve çıkış regülasyonunu sağlamak için normalleştirilmiş frekans Eş. 4.27’de verilen aralıkta değişkenlik göstermelidir [14].

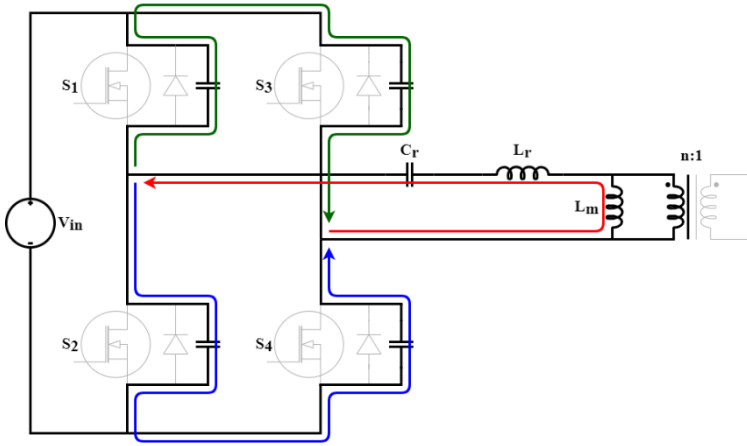
$$f_{n,min} \leq f_n \leq f_{n,max} \quad (4.27)$$

Şekil 4.16’da görüldüğü üzere tam yük koşulu için Q değeri artırılırsa üçüncü eğri elde edilmektedir. Fakat bu eğri maksimum ve minimum kazanç çizgilerini kesmediği için regülasyon özelliğini kaybetmektedir. Frekans aralığı belirlenirken hem yüksüz koşul için oluşturulan eğri hem de tam yük için oluşturulan eğri hem maksimum kazanç çizgisini hem de minimum kazanç çizgisini kesmelidir [14].

4.6. SGA İçin Gerekli Olan Endüktif Enerji Analizi

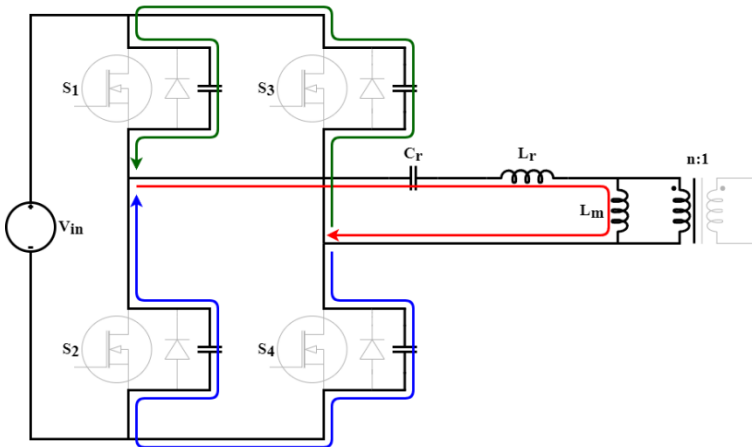
Birincil taraftaki tam köprü yapıdaki anahtarlarda sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) sağlayabilmek için belirlenen ölü zaman boyunca anahtarların çıkış kondansatörlerini şarj veya deşarj edecek yeterli endüktif enerji gereklidir. Ölü zaman boyunca mıknatıslanma akımı I_m , anahtarların çıkış kondansatörleri ve rezonans tank boyunca dolaşmaktadır [14-15]. Bu dolaşım iki durum için de Şekil 4.17 ve 4.18’de gösterilmektedir.

Şekil 4.17’de S_2 ve S_3 anahtarlarının kesime gitmesiyle başlayan ölü zaman süresince kollardaki akım dolaşımını göstermektedir. Bu durumda mıknatıslanma akımı ters yönde akmaktadır. Ölü zamanın başlamasıyla birlikte birinci yarım köprü orta noktasına gelen mıknatıslanma akımı ikiye ayrılmaktadır. Mıknatıslanma akımı dolaşımından görüldüğü üzere dolaşımı yeşil renk ile gösterilen akım ölü zaman boyunca S_1 anahtarının çıkış kondansatörünü deşarj ederken S_3 anahtarının çıkış kondansatörünü de şarj etmektedir. Dolaşımı mavi renk ile gösterilen akım ölü zaman boyunca S_4 anahtarının çıkış kondansatörünü deşarj ederken S_2 anahtarının çıkış kondansatörünü de şarj etmektedir.



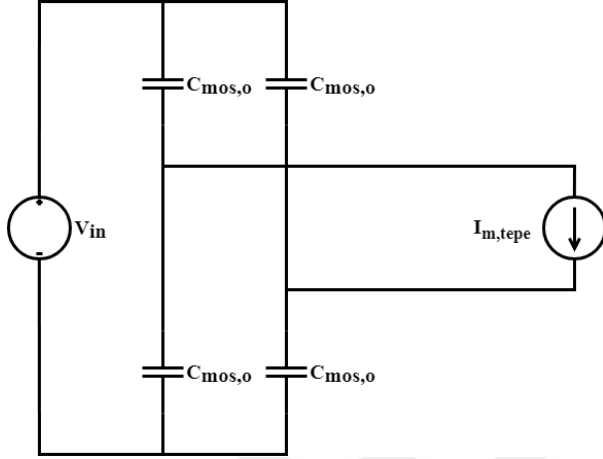
Şekil 4.17. S_1 ve S_4 iletme geçmeden önce mıknatıslanma akımı dolaşımı

Benzer durum Şekil 4.18’de gösterildiği gibi S_1 ve S_4 anahtarlarının kesime gitmesi ve ölü zamanın başlaması ile tekrar etmektedir. Bu durumda mıknatıslanma akımı pozitif yönde akmaktadır ve ikinci yarım köprü orta noktasına gelen mıknatıslanma akımı ikiye ayrılmaktadır. Mıknatıslanma akımı dolaşımından görüldüğü üzere dolaşımı yeşil renk ile gösterilen akım ölü zaman boyunca S_1 anahtarının çıkış kondansatörünü şarj ederken S_3 anahtarının çıkış kondansatörünü de deşarj etmektedir. Dolaşımı mavi renk ile gösterilen akım ölü zaman boyunca S_4 anahtarının çıkış kondansatörünü şarj ederken S_2 anahtarının çıkış kondansatörünü de deşarj etmektedir.



Şekil 4.18. S_2 ve S_3 iletme geçmeden önce mıknatıslanma akımı dolaşımı

Sıfır gerilim anahtarlama için gerekli ölü zamanın hesaplanması için Şekil 4.19’da dönüştürücünün ölü zaman sürecindeki eş değer devresi kullanılmaktadır [14]. Burada $C_{mos,o}$ MOSFETlerin çıkış kapasitanslarını (C_{oss}), $I_{m,tepe}$ de mıknatıslanma akımının tepe değerini temsil etmektedir.



Şekil 4.19. Ölü zaman sürecindeki dönüştürücünün eş değer devresi

Mıknatıslanma akımı yaklaşık olarak üçgen dalga şeklindedir. Şekil 4.19’daki mıknatıslanma tepe akımı, Eş. 4.15’te verilen mıknatıslanma akımının RMS değeri kullanılarak Eş. 4.28’de verildiği gibi hesaplanmaktadır [20].

$$I_{m,tepe} = \sqrt{3} \left(\frac{2\sqrt{2}nV_o}{\pi\omega L_m} \right) \quad (4.28)$$

MOSFET çıkış kondansatörlerinden akan akımın gerilime bağlı değişimi Eş. 4.29’da verilmiştir.

$$I_{c,o} = C_{mos,o} \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (4.29)$$

Anahtarlarda sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) sağlayabilmek için ölü zaman süresince anahtarların çıkış kondansatörleri şarj veya deşarj olmaktadır. Bu durumunun gerçekleşmesi için Eş. 4.30’da verilen denklemin sağlanması gerekmektedir [15].

$$I_{m,tepe} \geq C_{eq} \frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (4.30)$$

Eş. 4.30'da verilen t_{dead} parametresi ölü zamanı, C_{eq} parametresi de devredeki toplam eş değer kondansatör değerini göstermektedir. C_{eq} parametresi Eş. 4.31'de verilmektedir.

$$C_{eq} = 4C_{mos,o} \quad (4.31)$$

Eş. 4.28, 4.30 ve 4.31'de verilen denklemler ilişik şekilde yazıldığında Eş. 4.32'de verilen denklem elde edilmektedir.

$$\sqrt{3} \left(\frac{2\sqrt{2}nV_o}{\pi\omega L_m} \right) \geq 4C_{mos,o} \frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (4.32)$$

Eş 4.32'de verilen denklemde ω yerine $2\pi f_{sw}$ yazıldığında ve denklem toparlanıldığında Eş. 4.33'de verilen ölü zaman denklemi elde edilmektedir.

$$t_{dead} \geq 16C_{mos,o} f_{sw} L_m \quad (4.33)$$

Eş 4.33'de verilen denklem Eş. 4.34'de verilen şekilde yazıldığında L_m 'nin maksimum değer ifadesi elde edilmektedir.

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{16C_{mos,o} f_{sw}} \quad (4.34)$$

4.7. LLC Rezonans Dönüştürücünün Kayıp Analizi

LLC rezonans dönüştürücü anahtarlama kaybı, iletim kaybı, transformatör çekirdek kaybı gibi kayıplara sahiptir. LLC rezonans dönüştürücünün giriş tarafında bulunan tam köprü eviricinin MOSFET'lere ait anahtarlama ve iletim kayıpları sırasıyla Eş. 4.35 ve Eş. 4.36'da verilmiştir [20-21, 23].

$$P_{sw,m} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_{sw} \quad (4.35)$$

$$P_{cond,m} = (I_{mos,rms})^2 \cdot r_{ds,on} \quad (4.36)$$

MOSFET akımının RMS değeri Eş. 4.15'te verilen rezonans akımı ve görev süresi kullanılarak Eş. 4.37'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{mos,rms} = \sqrt{D} \cdot I_r \quad (4.37)$$

LLC rezonans dönüştürücünün çıkış tarafında bulunan tam köprü diyot doğrultucunun diyotlarına ait anahtarlama kaybı diyot geri toplama enerjisi (E_{rr}) kullanılarak Eş. 4.38'de verildiği gibi hesaplanmaktadır. Tam köprü diyot doğrultucunun iletim kayıpları da Eş. 4.39'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sw,d} = E_{rr} \cdot f_{sw} \quad (4.38)$$

$$P_{cond,d} = (I_{d,rms})^2 \cdot r_{d,on} + V_{d0} \cdot I_{d,avg} \quad (4.39)$$

Diyot akımının RMS değeri ve ortalama değeri sırasıyla Eş. 4.40 ve Eş. 4.41'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{d,rms} = \sqrt{D} \cdot I_o \quad (4.40)$$

$$I_{d,avg} = D \cdot I_o \quad (4.41)$$

Transformatöre ait çekirdek ve sargı kayıpları sırasıyla Eş. 4.42 ve Eş. 4.43'te verilmiştir.

$$P_{tf,core} = K_h \cdot (B_{ac})^n \cdot (f_{sw})^m \cdot M_{core} \quad (4.42)$$

$$P_{sargı,tf} = (I_{os,THY})^2 \cdot R_p + (I_{sec})^2 \cdot R_s \quad (4.43)$$

Eş. 4.43'te verilen transformatörün ikincil taraf akımı Eş. 4.8'de verilen birincil taraf akımı kullanılarak Eş. 4.44'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{sec} = n \cdot I_{os,THY} \quad (4.44)$$

Rezonans tanka ait iletim kayıpları sırasıyla Eş. 4.45 ve Eş. 4.46'da verilmiştir.

$$P_{cond,L} = (I_r)^2 \cdot r_{L_r} \quad (4.45)$$

$$P_{cond,C} = (I_r)^2 \cdot r_{C_r} \quad (4.46)$$



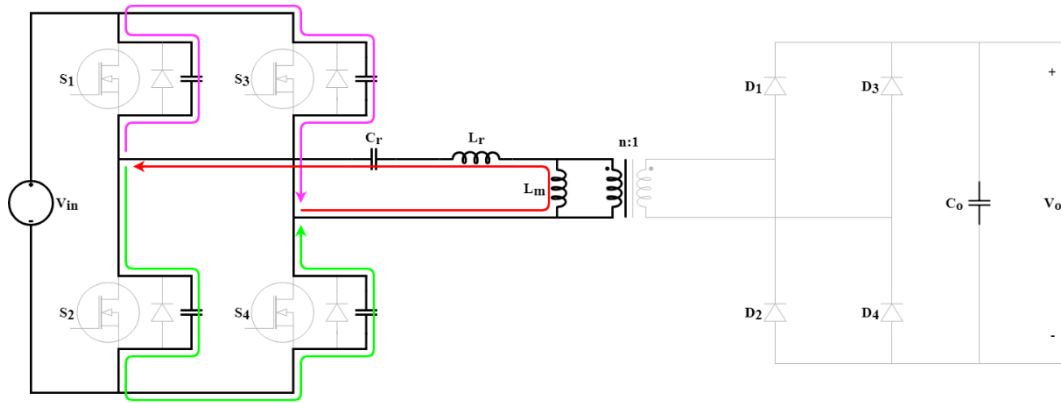


5. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

5.1. Rezonans Frekansında LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralıkları

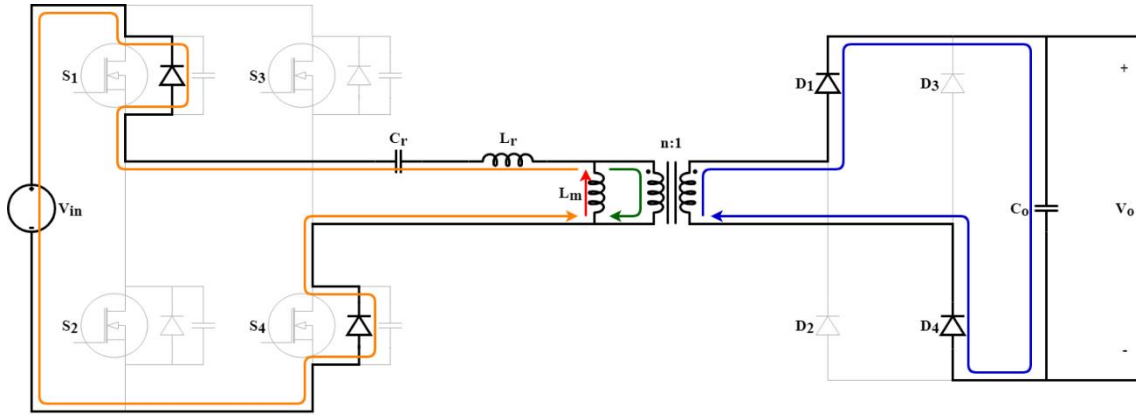
Rezonans frekansında çalışan LLC rezonans dönüştürücünün bir periyotluk çalışmasında oluşan aralıklara ait eş değer devre şemaları Şekil 5.1'den Şekil 5.10'a kadar verilmiştir [22].

Aralık 1



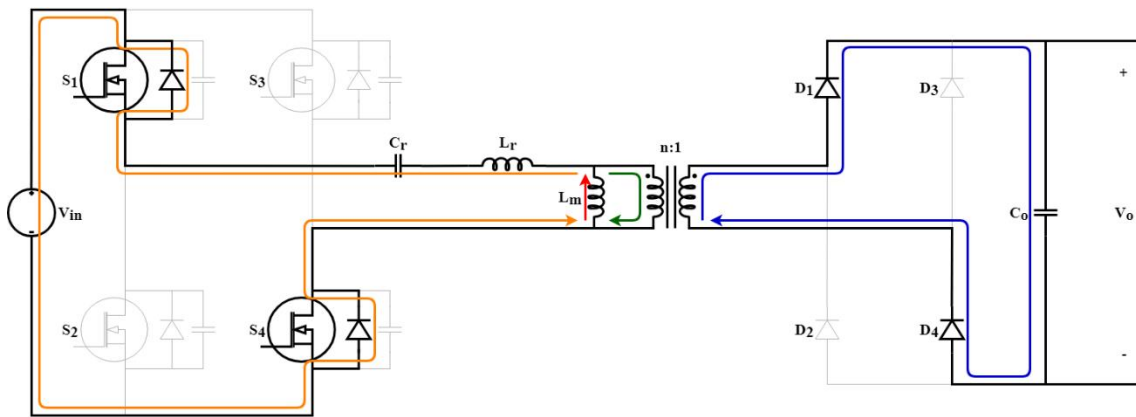
Şekil 5.1. Aralık 1'e ait eş değer devre şeması

Bu aralıkta L_r ve L_m akımları birbirine eşittir, trafo açık devredir. S_2 ve S_3 anahtarlarının kapı sinyallerinin kesilmesiyle başlayan bu aralıkta, negatif yönlü mıknatıslanma akımı I_m ile eş zamanlı olarak S_2 ve S_3 anahtarlarının kondansatörleri şarj olurken S_1 ve S_4 anahtarlarının kondansatörleri deşarj olur. Kondansatörlerin şarj ve deşarj işlemi bittikten sonra diğer aralık başlar.

Aralık 2:

Şekil 5.2. Aralık 2'ye ait eş değer devre şeması

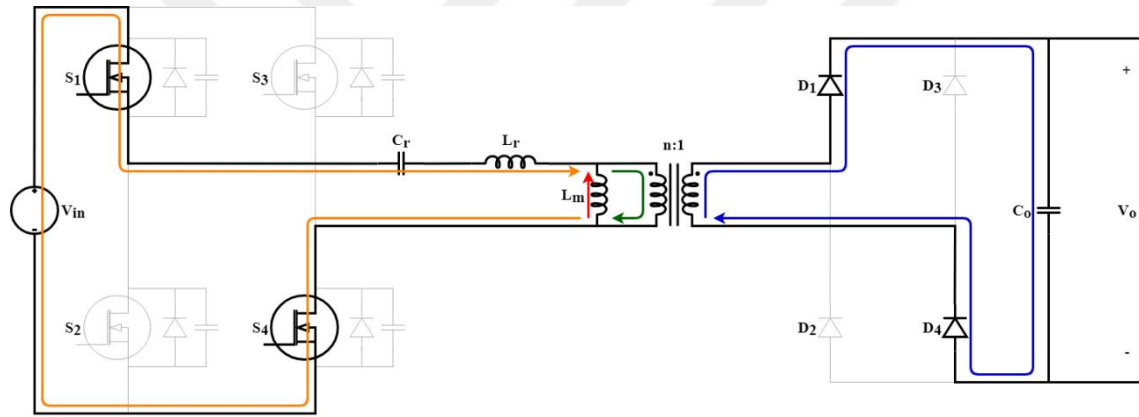
Birincil tarafta S_1 ve S_4 anahtarlarının diyotları, ikincil tarafta da D_1 ve D_4 diyotlarının iletme girmesiyle bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir negatif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Rezonans kondansatörü negatif yönde enerji depolar. Mıknatıslanma ve rezonans endüktörleri negatif yönde enerjilerini boşaltır. Belirlenen ölü zaman sonra S_1 ve S_4 anahtarlarının kapı sinyalleri verilir ve diğer aralık başlar.

Aralık 3

Şekil 5.3. Aralık 3'e ait eş değer devre şeması

S_1 ve S_4 anahtarlarının açılmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir, L_m ve L_r akımı negatif yönlüdür. Bu nedenle S_1 ve S_4 anahtarları açık olmasına rağmen rezonans akımı S_1 ve S_4 anahtarlarının diyotları üzerinden akmaya devam eder. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Mıknatıslanma endüktörü negatif yönde enerjisini boşaltmaya devam eder. Rezonans kondansatörü bu aralıkta tam şarj olur ve gerilim negatif yönde maksimum seviyeye çıkar. Rezonans kondansatörü, şarj olmasıyla beraber gerilim kaynağı gibi davranır. Enerjisinin tamamını boşaltan rezonans endüktörü pozitif yönde şarj olmaya başlar. Bununla birlikte rezonans akımının yönü değişir ve diğer aralık başlar.

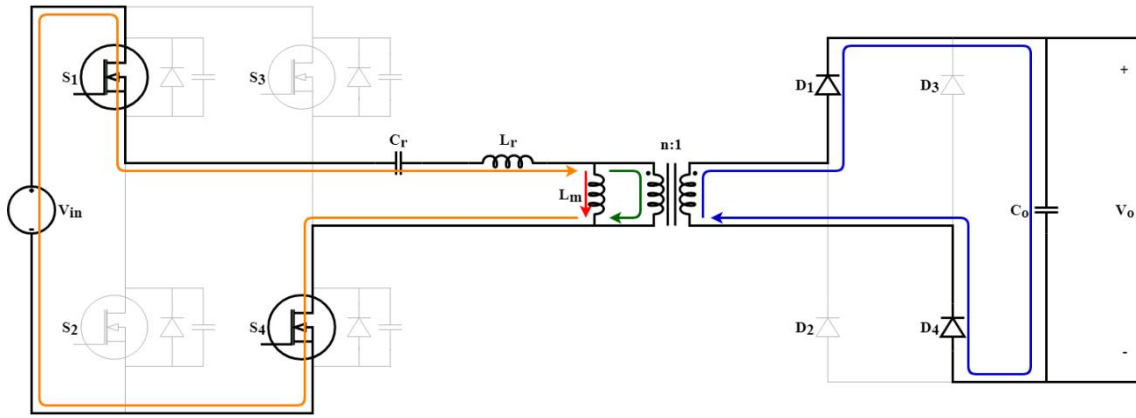
Aralık 4



Şekil 5.4. Aralık 4'e ait eş değer devre şeması

Rezonans kondansatörünün etkisiyle rezonans akımının pozitif yönde akmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir ve L_m akımı negatif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Rezonans kondansatörü pozitif yönde enerjisini boşaltmaya devam eder. Rezonans endüktörü pozitif yönde şarj olmaya devam eder. Mıknatıslanma endüktörü enerjisinin tamamını boşaltıp pozitif yönde şarj olmaya başlamasıyla L_m akımı pozitif yöne akmaya başlar ve diğer aralık başlar.

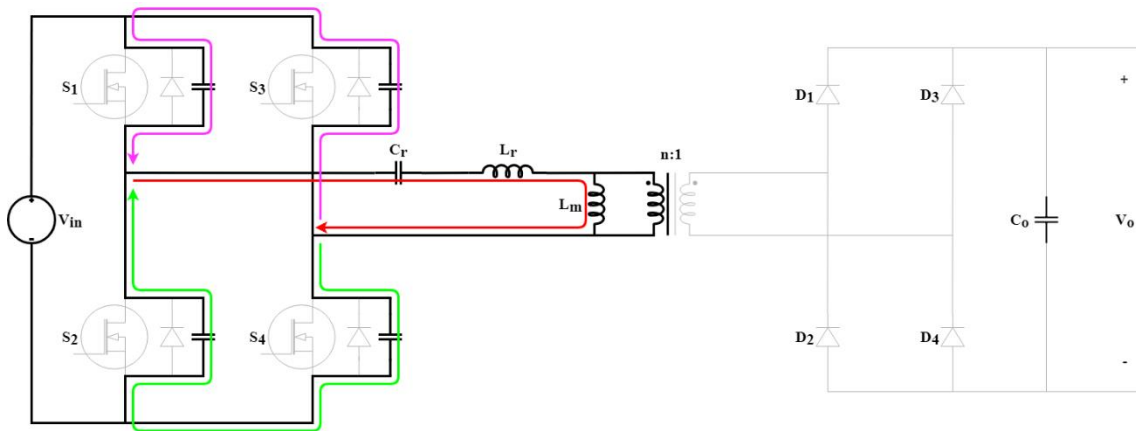
Aralık 5



Şekil 5.5. Aralık 5'e ait eş değer devre şeması

L_m akımının pozitif yöne akmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir ve iki akım da pozitif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Bu aralık içinde rezonans kondansatörü bütün enerjisini boşaltır. Bu enerjinin boşalmasıyla rezonans endüktörü tam şarj olur ve akım pozitif yönde maksimum seviyeye ulaşır. Daha sonra rezonans endüktörü pozitif yönde enerjisini boşaltmaya başlar ve rezonans kondansatörü enerji depolamaya başlar. Bu aralık sonunda mıknatıslanma endüktörü tam şarj olur ve akım pozitif yönde maksimum seviyeye ulaşır. S_1 ve S_4 anahtarlarının kapatılmasıyla diğer aralık başlar.

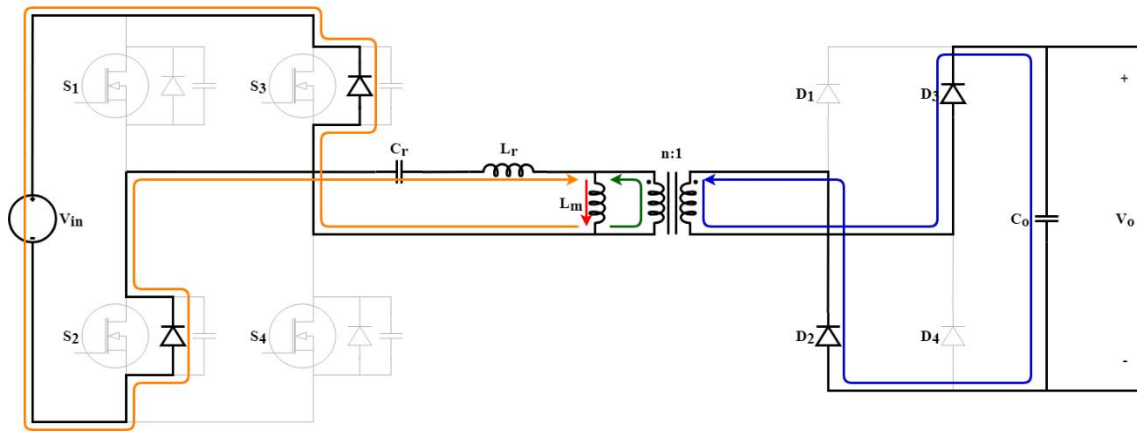
Aralık 6



Şekil 5.6. Aralık 6'ya ait eş değer devre şeması

Bu aralıkta L_r ve L_m akımları birbirine eşittir, trafo açık devredir. S_1 ve S_4 anahtarlarının kapı sinyallerinin kesilmesiyle oluşan bu aralıkta, pozitif yönlü mıknatıslanma akımı I_m ile eş zamanlı olarak S_1 ve S_4 anahtarlarının kondansatörleri şarj olurken S_2 ve S_3 anahtarlarının kondansatörleri deşarj olur. Kondansatörlerin şarj ve deşarj işlemi bittikten sonra diğer aralık başlar.

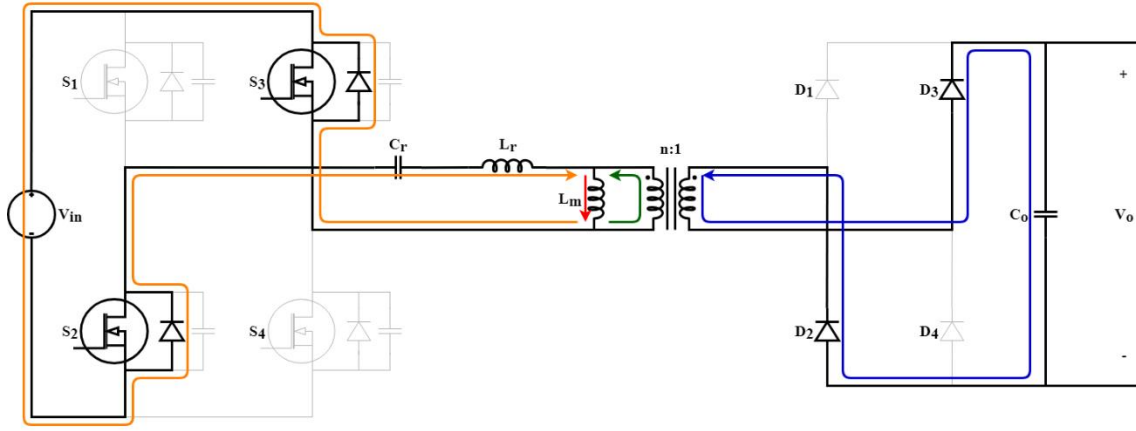
Aralık 7



Şekil 5.7. Aralık 7'ye ait eş değer devre şeması

Birincil tarafta S_2 ve S_3 anahtarlarının diyotları, ikincil tarafta da D_2 ve D_3 diyotlarının iletme girmesiyle bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir, pozitif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Rezonans kondansatörü pozitif yönde enerji depolar. Mıknatıslanma ve rezonans endüktörleri pozitif yönde enerjilerini boşaltır. Belirlenen ölü zaman sonra S_2 ve S_3 anahtarlarının kapı sinyalleri verilir ve diğer aralık başlar.

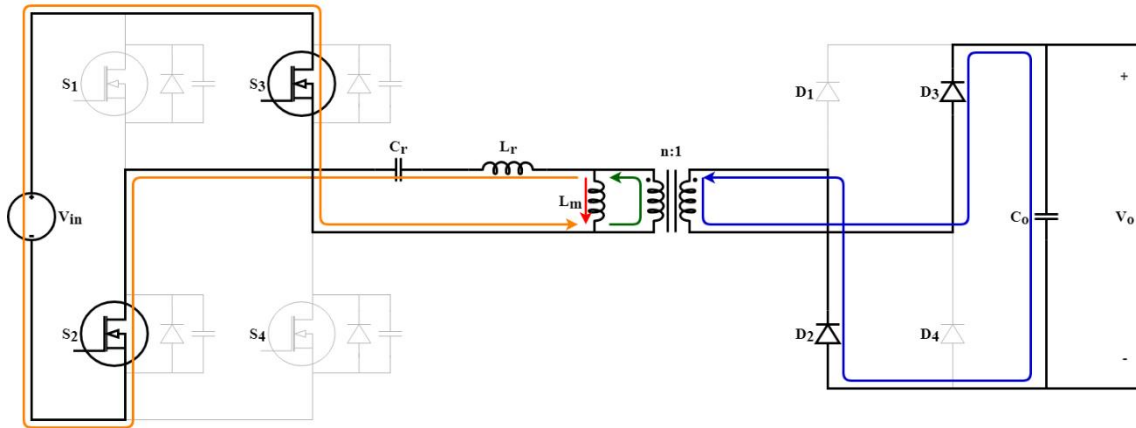
Aralık 8



Şekil 5.8. Aralık 8'e ait eş değer devre şeması

S_2 ve S_3 anahtarlarının açılmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir, L_m ve L_r akımı pozitif yönlüdür. Bu nedenle S_2 ve S_3 anahtarları açık olmasına rağmen rezonans akımı S_2 ve S_3 anahtarlarının diyotları üzerinden akmaya devam eder. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Mıknatıslanma endüktörü pozitif yönde enerjisini boşaltmaya devam eder. Rezonans kondansatörü bu aralıkta tam şarj olur ve gerilim pozitif yönde maksimum seviyeye çıkar. Rezonans kondansatörü, şarj olmasıyla beraber gerilim kaynağı gibi davranır. Enerjisinin tamamını boşaltan rezonans endüktörü negatif yönde şarj olmaya başlar. Bununla birlikte rezonans akımının yönü değişir ve diğer aralık başlar.

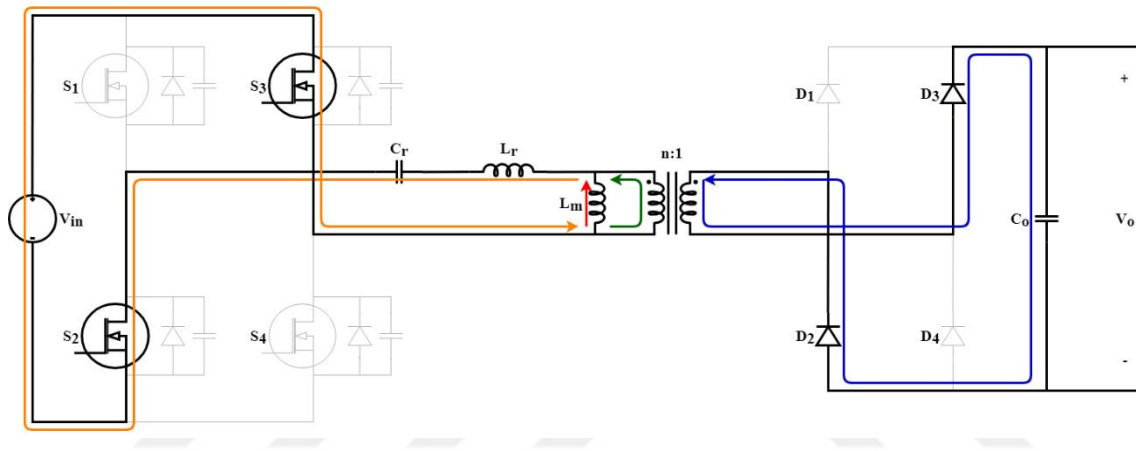
Aralık 9



Şekil 5.9. Aralık 9'a ait eş değer devre şeması

Rezonans kondansatörünün etkisiyle rezonans akımının negatif yönde akmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir ve L_m akımı pozitif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Rezonans kondansatörü negatif yönde enerjisini boşaltmaya devam eder. Rezonans endüktörü negatif yönde şarj olmaya devam eder. Mıknatıslanma endüktörü enerjisinin tamamını boşaltıp negatif yönde şarj olmaya başlamasıyla L_m akımı negatif yöne akmaya başlar ve diğer aralık başlar.

Aralık 10



Şekil 5.10. Aralık 10'a ait eş değer devre şeması

L_m akımının negatif yöne akmasıyla bu aralık başlar. L_r ve L_m akımları birbirine eşit değildir ve iki akım da negatif yönlüdür. Bu aralıkta çıkışa enerji aktarılmaktadır. Bu aralık içinde rezonans kondansatörü bütün enerjisini boşaltır. Bu enerjinin boşalmasıyla rezonans endüktörü tam şarj olur ve akım negatif yönde maksimum seviyeye ulaşır. Daha sonra rezonans endüktörü negatif yönde enerjisini boşaltmaya başlar ve rezonans kondansatörü enerji depolamaya başlar. Bu aralık sonunda mıknatıslanma endüktörü tam şarj olur ve akım negatif yönde maksimum seviyeye ulaşır. S_2 ve S_3 anahtarlarının kapatılmasıyla Aralık 1 ve yeni periyot başlar.

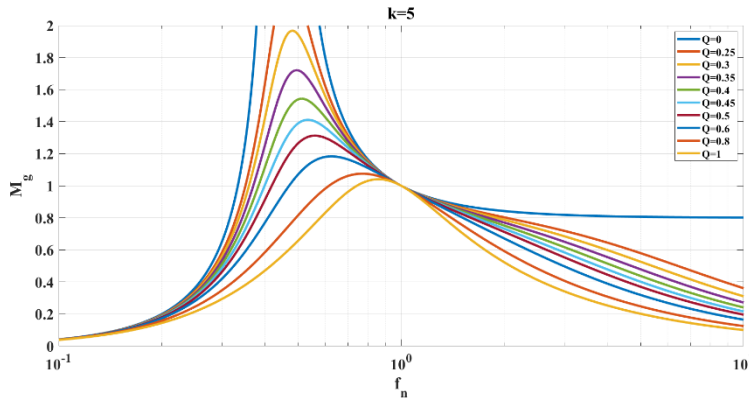
5.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Parametrelerinin Belirlenmesi

LLC rezonans dönüştürücünün tasarım parametreleri Tablo 5.1’de verilmiştir. Tablo 5.1’de verilen tasarım parametrelerine göre LLC rezonans dönüştürücünün rezonans tank elemanlarının değerleri elde edilecektir.

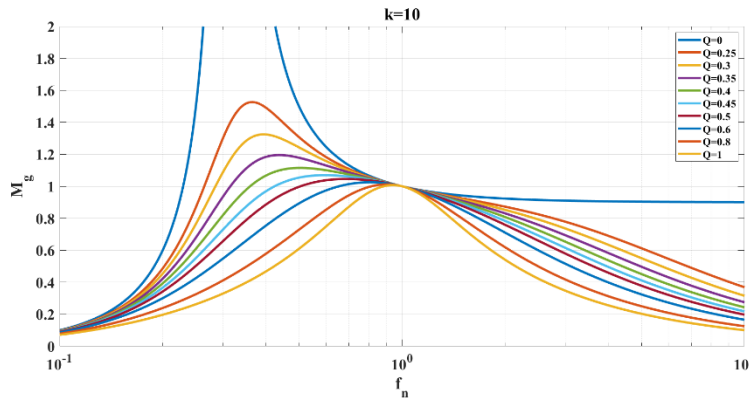
Çizelge 5.1. LLC rezonans dönüştürücü parametreleri

Parametre	Değer
Giriş Gerilimi (V_{in})	750 V
Çıkış Gerilimi (V_o)	900 V
Toplam Güç (P_o)	15 kW
Rezonans Frekansı (f_r)	45 kHz
Hedef Verimlilik	%90

LLC rezonans dönüştürücünün Şekil 5.11 ve Şekil 5.12’de verilen gerilim-kazanç eğrileri Eş. 4.16’da verilen denkleme göre farklı endüktans oranları (k) ve farklı kalite faktörleri (Q) kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 5.11. $k=5$ değeri için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri



Şekil 5.12. $k=10$ değeri için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri

Sabit bir endüktans oranı (k) değeri için, kalite faktörünün (Q) artmasıyla birlikte gerilim-kazanç eğrisi daralmaktadır. Bir başka deyişle, gerilim-kazanç eğrisinin tepe noktası küçülmektedir. Sabit bir kalite faktörü (Q) değeri için, endüktans oranının (k) azalmasıyla birlikte gerilim kazanç eğrisi daralmaktadır. Bu tez çalışmasında LLC rezonans dönüştürücü yalnızca rezonans frekansından çalışacağından dolayı gerilim-kazanç eğrisinin tepe noktasını $(M_g, f_n)=(1,1)$ noktasına yakın seçmek faydalı olacaktır. Bu duruma ek olarak, gelecek çalışmalarda kapalı-döngü kontrol ihtiyacı doğarsa dar bir gerilim-kazanç eğrisi daha iyi frekans kontrolü sağlayacaktır. Bu sebeplerden dolayı tam yük için kalite faktörü (Q) ve endüktans oranı (k) sırasıyla 0,35 ve 5 olarak seçilmiştir.

Tasarlanan dönüştürücünün rezonans tankının kazancının birlik olacağı dikkate alındığında ve Eş. 4.17'de verilen giriş gerilimi ve çıkış gerilimi arasındaki ilişkiyi ifade eden denklemden transformatörün tur oranı Eş. 5.1'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$n = \frac{V_{in}}{V_o} = \frac{750}{900} = 0.83 \quad (5.1)$$

Eşdeğer yük direnci, Eş. 4.9'da verilen denklemden Eş. 5.2'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$R_{L,THY} = \frac{8n^2 (V_o)^2}{\pi^2 P_o} = \frac{8 \times (0.83)^2 \times 900^2}{\pi^2 (15 \times 10^3)} = 30 \Omega \quad (5.2)$$

Rezonans kondansatörü Eş. 4.20 ve Eş. 4.24 denklemleri kullanılarak Eş. 5.3'te verilen denkleme göre hesaplanmaktadır.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q R_{L,THY}} = \frac{1}{2\pi \times (45 \times 10^3) \times (0,35) \times (30)} = 330 \text{ nF} \quad (5.3)$$

Eş. 4.24'de verilen rezonans frekansı denkleminde, rezonans endüktansı değeri Eş. 5.4'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$L_r = \frac{1}{(2\pi)^2 C_r (f_r)^2} = \frac{1}{(2\pi)^2 \times (330 \times 10^{-9}) \times (45 \times 10^3)^2} = 37.5 \mu\text{H} \quad (5.4)$$

Eş. 4.19'da verilen mıknatıslanma endüktansının rezonans endüktansına oranı denklemi kullanılarak mıknatıslanma endüktansı Eş. 5.5'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$L_m = 5 \times (37,5 \times 10^{-6}) = 187,5 \mu\text{H} \quad (5.5)$$

Eş. 4.8'de verilen denklemden, eşdeğer devre çıkış akımı değeri Eş. 5.6'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{os,THY} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{0,83} \frac{15 \times 10^3}{900} = 22,3 \text{ A} \quad (5.6)$$

Eş. 4.14'de verilen denklem kullanılarak mıknatıslanma akımının RMS değeri Eş. 5.7'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

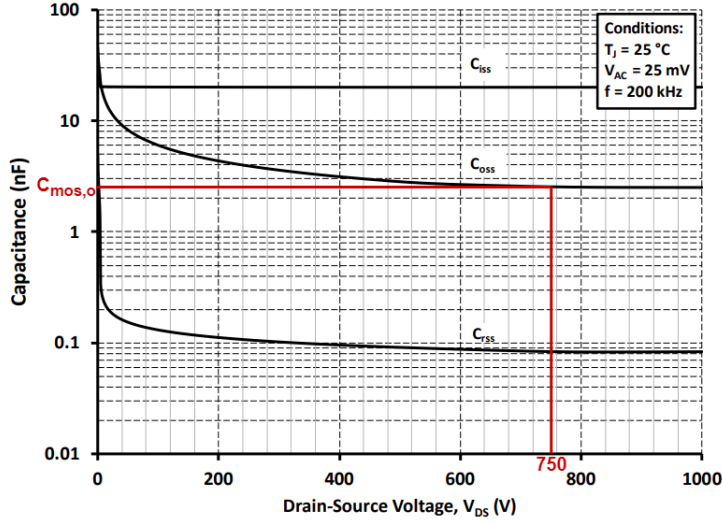
$$I_m = \frac{2\sqrt{2} \times (0,83) \times (900)}{\pi \times 2\pi \times (45 \times 10^3) \times (187,5 \times 10^{-6})} = 12,74 \text{ A} \quad (5.7)$$

Eş. 4.15'de verilen denklemden rezonans akımının RMS değeri Eş. 5.8'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_r = \sqrt{(12,74)^2 + (22,3)^2} = 25,68 \text{ A} \quad (5.8)$$

Uygulama yaparken elimizde hazır bulunan Cree firmasına ait 1700 V 300 A CAS300M17BM2 parça numaralı MOSFET'ler ile elde edilmiş tam köprü evirici devresi LLC rezonans dönüştürücünün giriş kısmındaki evirici olarak kullanılacaktır. Ayrıca, dönüştürücünün çıkış kısmındaki doğrultucuda 1700 V 75 A GD2X75MPS17N parça numaralı diyotu ve izolasyon kısmında yine elimizde hazır bulunan transformatör kullanılacaktır.

MOSFET anahtara ait drain-source gerilimine bağı çıkış kondansatörü değeri grafiği Şekil 5.13'te verilmiştir.



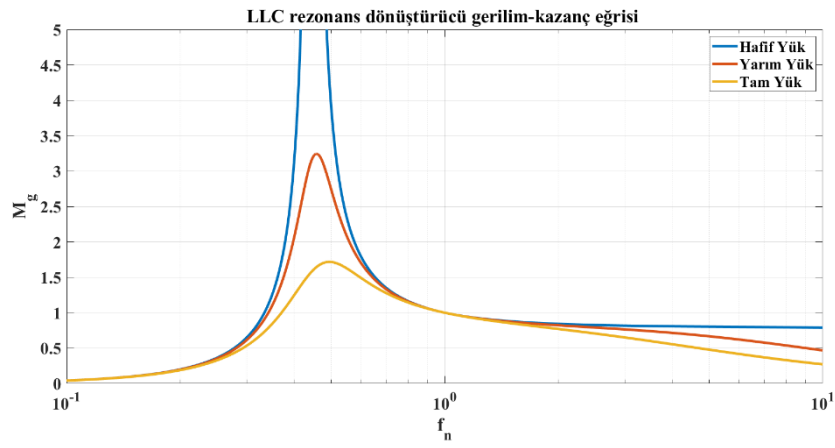
Şekil 5.13. Drain-source gerilimine bağı MOSFET çıkış kondansatörü değeri

Şekil 5.13'te görüldüğü üzere anahtarın çıkış kondansatör değeri 2,5 nF'tır. Anahtarın çıkış kondansatörünün de belirlenmesiyle birlikte Eş. 4.33'de verilen denkleme göre LLC rezonans dönüştürücünün anahtarlarının kapı sürücüleri arasındaki minimum ölü zaman Eş. 5.12'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$t_{dead} \geq 16 \times (2,5 \times 10^{-9}) \times (45 \times 10^3) \times (187,5 \times 10^{-6}) = 340 \text{ ns} \quad (5.9)$$

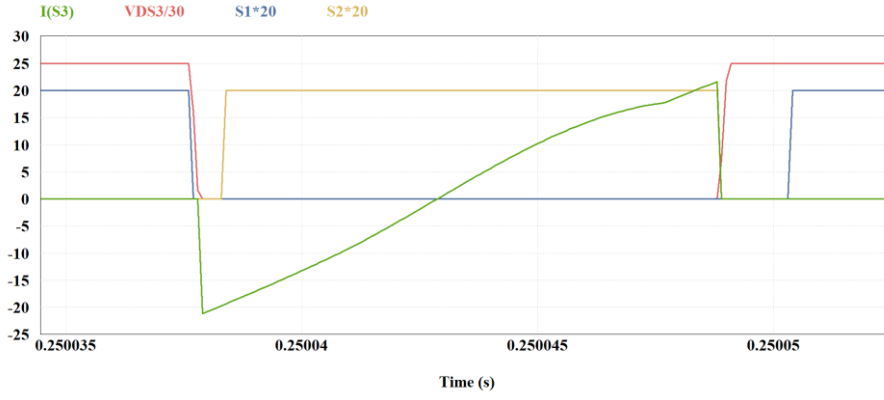
LLC rezonans dönüştürücünün anahtarlarının kapı sürücüleri arasındaki ölü zaman Eş. 5.9'daki değer dikkate alınarak ve güvenlik payı bırakılarak 750 ns olarak seçilmiştir.

LLC rezonans dönüştürücünün gerilim-kazanç eğri grafiği bütün parametreler belirlendikten sonra Eş. 4.22'de verilen denkleme göre elde edilmiştir. Hafif yükte, yarım yükte ve tam yükte elde edilen gerilim-kazanç eğrileri Şekil 5.14'te verilmiştir.



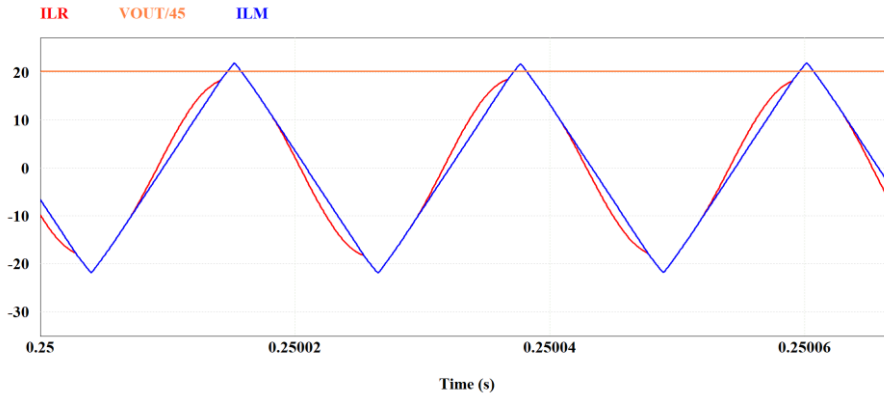
Şekil 5.14. Hafif yük, yarım yük ve tam yük için LLC rezonans dönüştürücü gerilim-kazanç eğrileri





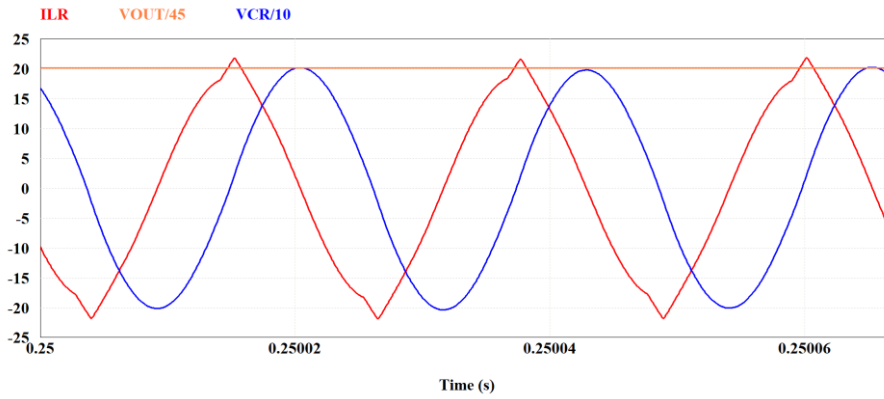
Şekil 6.2. Hafif yük koşulunda SGA benzetim sonucu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.3'te verilmiştir. Mavi sinyal mıknatıslanma akımını, kırmızı sinyal rezonans akımını ve turuncu sinyal de çıkış gerilimini göstermektedir.



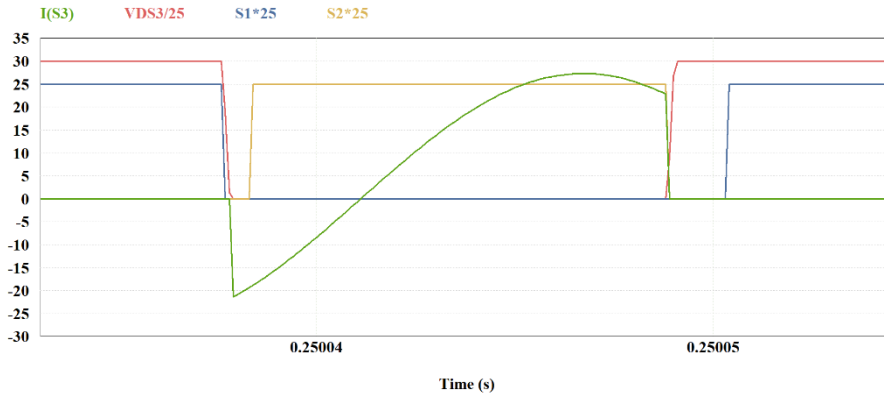
Şekil 6.3. Hafif yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.4'te verilmiştir. Kırmızı sinyal rezonans akımını, mavi sinyal rezonans gerilimini ve turuncu sinyal de çıkış gerilimini göstermektedir.



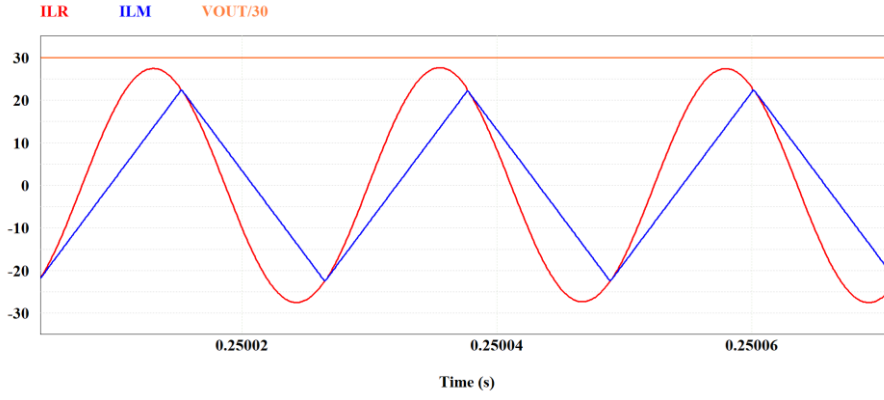
Şekil 6.4. Hafif yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün, Şekil 6.1'deki isimlendirilmesine göre, S_3 MOSFET'ine ait gerilim ve akım, S_3 ve S_4 MOSFET'lerine ait kapı sürücü sinyalleri Şekil 6.5'te verilmiştir. Yeşil sinyal MOSFET akımını, kırmızı sinyal MOSFET gerilimini, sarı sinyal S_3 MOSFET'ine ait kapı sürücü sinyalini ve lacivert sinyal S_4 MOSFET'ine ait kapı sürücü sinyalini göstermektedir. Şekil 6.5'te görüldüğü üzere S_4 MOSFET'inin kapı sürücü sinyali kesildiğinde S_3 MOSFET'inin gerilimi sıfır gerilime düşmektedir. MOSFET gerilimi sıfıra düştüğünde MOSFET'in diyotundan akım akmaktadır. S_3 MOSFET'inin kapı sürücü sinyali verildiğinde akım artık MOSFET üzerinden akmaya başlamaktadır ve SGA gerçekleşmektedir.



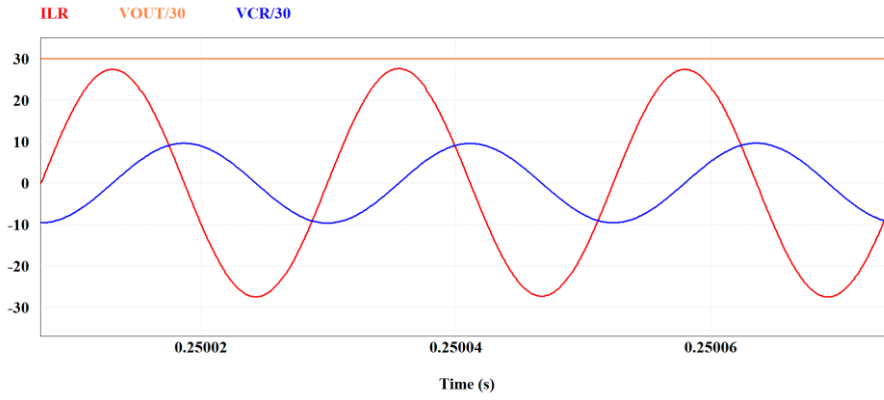
Şekil 6.5. Yarım yük koşulunda SGA benzetim sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.6'da verilmiştir. Mavi sinyal mıknatıslanma akımını, kırmızı sinyal rezonans akımını ve turuncu sinyal de çıkış gerilimini göstermektedir.



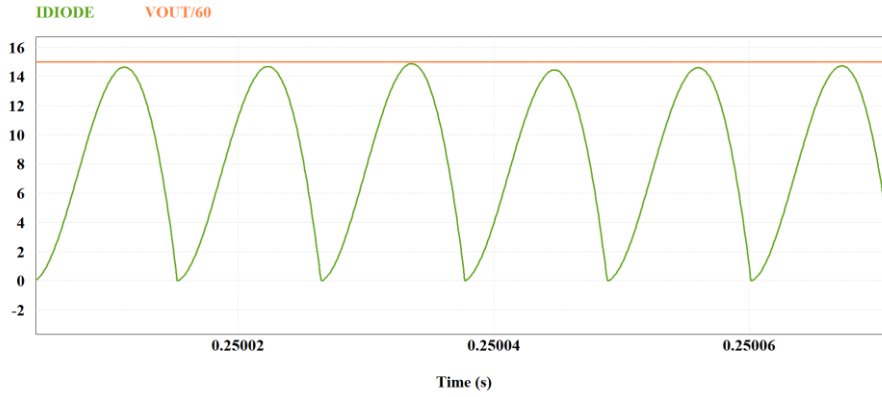
Şekil 6.6. Yarım yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.7’de verilmiştir. Kırmızı sinyal rezonans akımını, mavi sinyal rezonans gerilimini ve turuncu sinyal çıkış gerilimini göstermektedir.



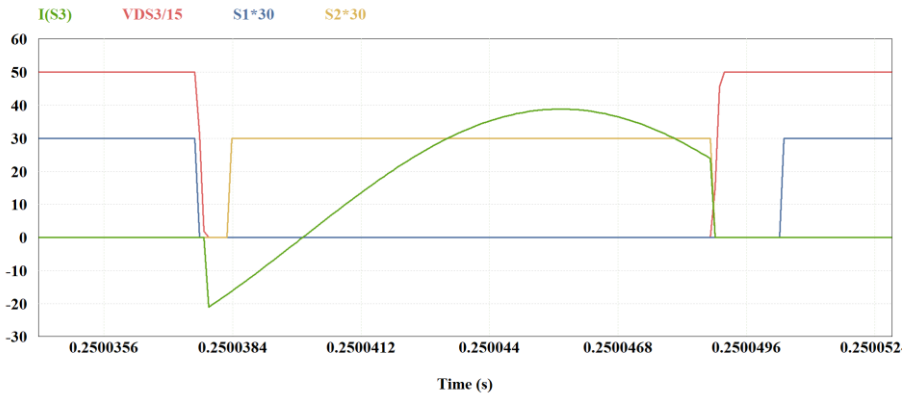
Şekil 6.7. Yarım yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün diyot akımı ve çıkış gerilimi Şekil 6.8'de verilmiştir. Yeşil sinyal diyot akımını ve turuncu sinyal de çıkış gerilimini göstermektedir.



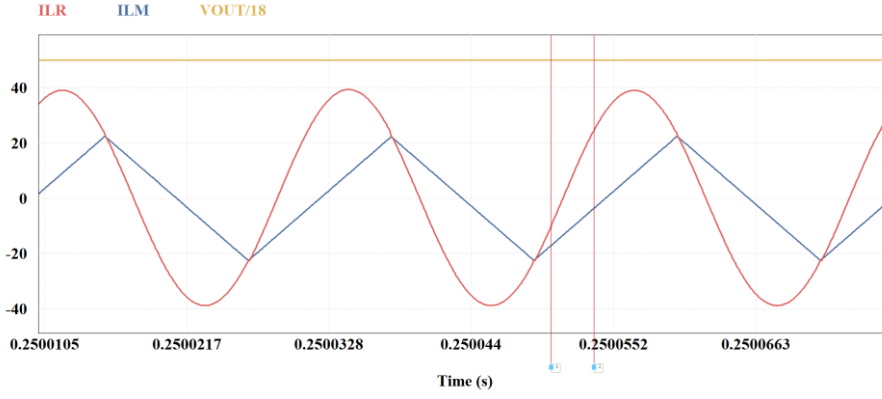
Şekil 6.8. Yarım yük koşulunda diyot akımı, çıkış gerilimi benzetim sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün, Şekil 6.1'deki isimlendirilmesine göre, S_3 MOSFET'ine ait gerilim ve akım, S_3 ve S_4 MOSFET'lerine ait kapı sürücü sinyalleri Şekil 6.9'da verilmiştir. Yeşil sinyal MOSFET akımını, kırmızı sinyal MOSFET gerilimini, sarı sinyal S_3 MOSFET'ine ait kapı sürücü sinyalini ve lacivert sinyal S_4 MOSFET'ine ait kapı sürücü sinyalini göstermektedir. Şekil 6.9'da görüldüğü üzere S_4 MOSFET'inin kapı sürücü sinyali kesildiğinde S_3 MOSFET'inin gerilimi sıfır gerilime düşmektedir. MOSFET gerilimi sıfıra düştüğünde MOSFET'in diyotundan akım akmaktadır. S_3 MOSFET'inin kapı sürücü sinyali verildiğinde akım artık MOSFET üzerinden akmaya başlamaktadır ve SGA gerçekleşmektedir.



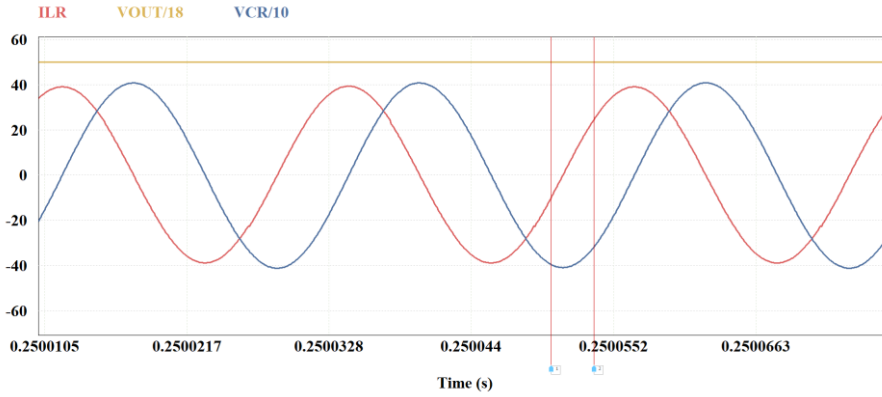
Şekil 6.9. Tam yük koşulunda SGA benzetim sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.10'da verilmiştir. Lacivert sinyal mıknatıslanma akımını, kırmızı sinyal rezonans akımını ve turuncu sinyal çıkış gerilimini göstermektedir.



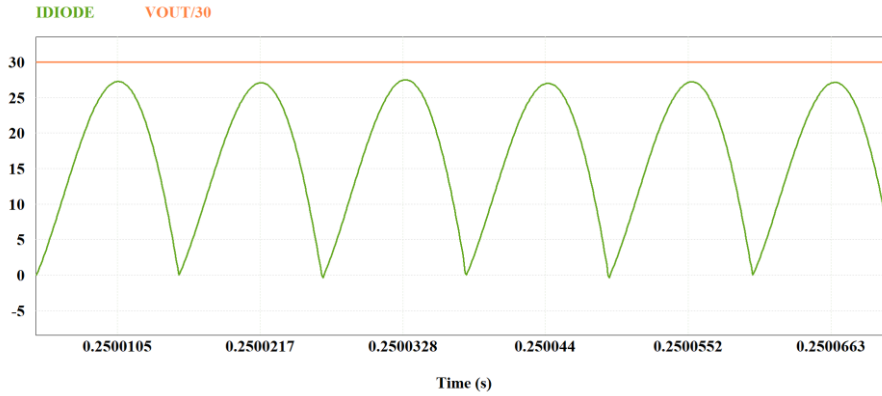
Şekil 6.10. Tam yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı benzetim sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.1'de verilmiştir. Kırmızı sinyal rezonans akımını, lacivert sinyal rezonans gerilimini ve turuncu sinyal çıkış gerilimini göstermektedir.



Şekil 6.11. Tam yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi benzetim sonucu

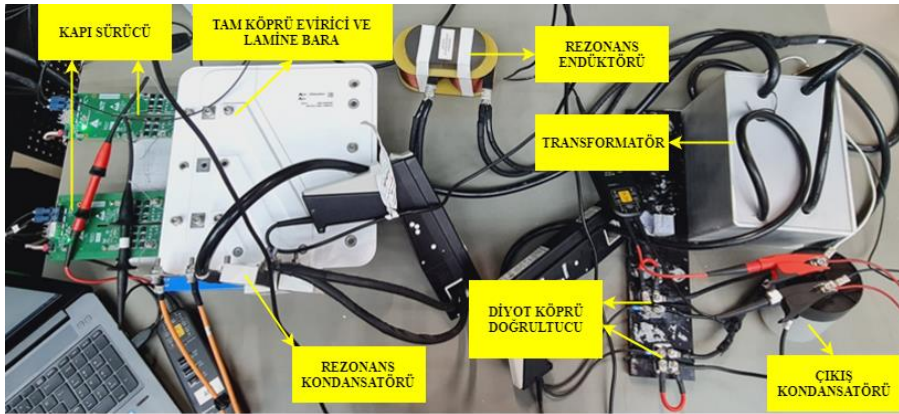
Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün diyot akımı ve çıkış gerilimi Şekil 6.12’de verilmiştir. Yeşil sinyal diyot akımını ve turuncu sinyal de çıkış gerilimini göstermektedir.



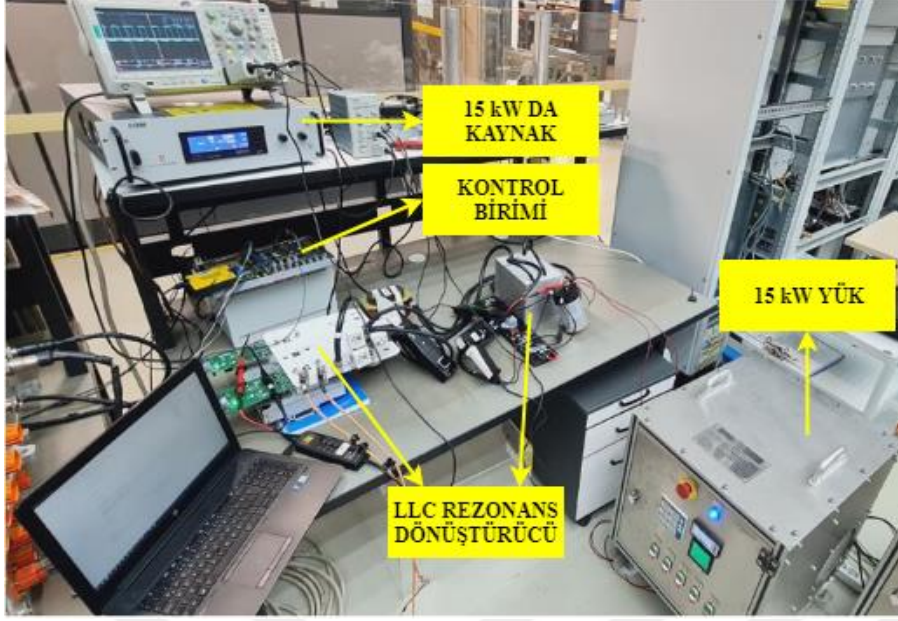
Şekil 6.12. Tam yük koşulunda diyot akımı, çıkış akımı ve gerilimi benzetim sonucu

6.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Deney Sonuçları

LLC rezonans dönüştürücü prototipi Şekil 6.13’te ve deney kurulumu Şekil 6.14’te verilmiştir. Kurulumda deneysel ölçümler için 15 kW gerilim kaynağı, 15 kW pasif direnç yükü, osiloskop ve ölçüm problemleri kullanılmıştır.

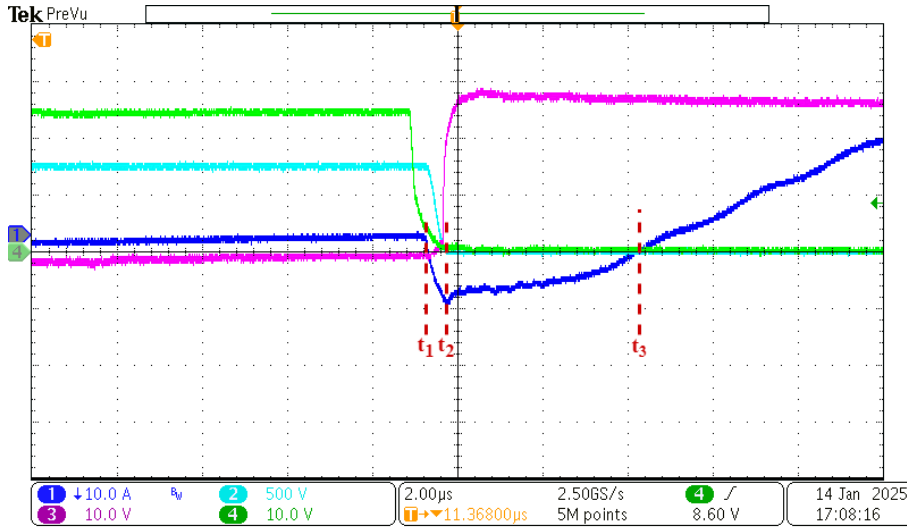


Şekil 6.13. LLC rezonans dönüştürücü prototipi



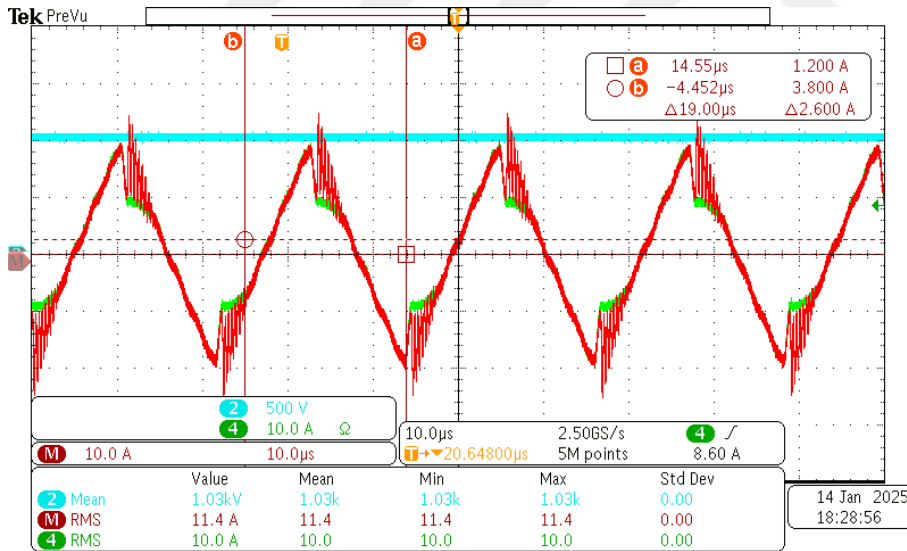
Şekil 6.14. Deney kurulumu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün, Şekil 6.1'deki isimlendirilmesine göre, S_3 anahtarına ait gerilim, akım ve kapı sürücü sinyali, S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali Şekil 6.15'te verilmiştir. Kanal 1 anahtar akımını, Kanal 2 MOSFET gerilimini, Kanal 3 S_3 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini ve Kanal 4 S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini göstermektedir. Şekil 6.15'te görüldüğü üzere S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali kesildiğinde MOSFET anahtarın çıkış kondansatörü üzerinden t_1 ile t_2 aralığındaki anahtar akımı akmaya başlamaktadır ve kondansatör deşarj olup gerilimi azalmaya başlamaktadır. MOSFET gerilimi sıfıra düştüğünde anahtarın ters diyotu iletme girmekte ve devre akımı t_2 ile t_3 aralığında anahtarın ters diyotundan akmaktadır. S_1 anahtarının kapı sürücü sinyali verildiğinde akım bir süre daha anahtarın diyotu üzerinden akmaya devam etmektedir. t_3 zamanından sonra anahtar akımı artık MOSFET kanalından akmaya başlamaktadır ve SGA gerçekleşmektedir.



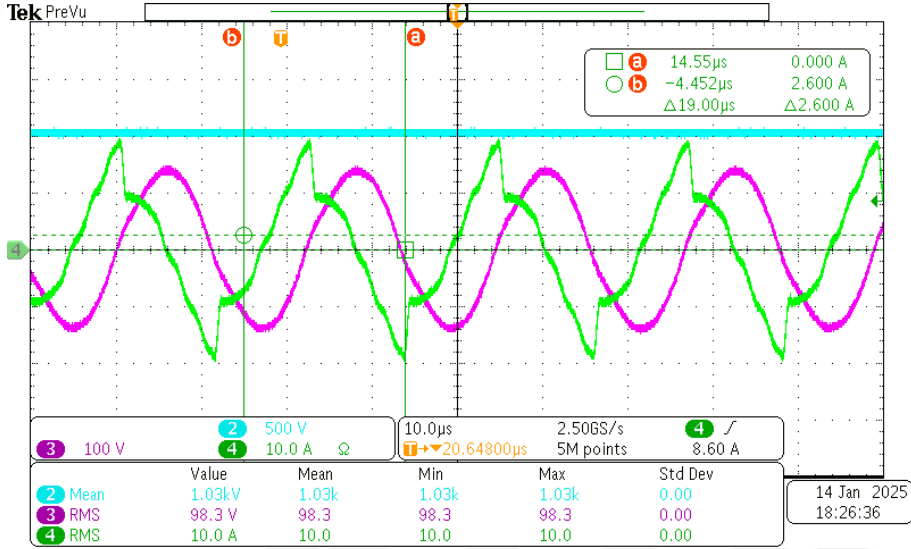
Şekil 6.15. Hafif yük koşulunda SGA deney sonucu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.16’da verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 mıknatıslanma akımını ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



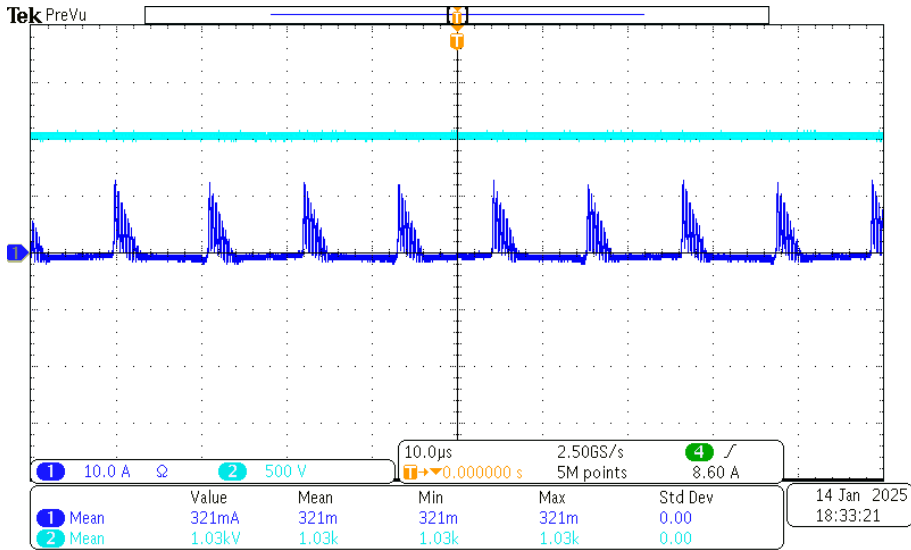
Şekil 6.16. Hafif yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.17'de verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 rezonans gerilimini ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



Şekil 6.17. Hafif yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu

Hafif yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün toplam diyot akımı, çıkış gerilimi ve akımı Şekil 6.18'de verilmiştir. Kanal 1 toplam diyot akımını ve Kanal 2 çıkış gerilimini göstermektedir.



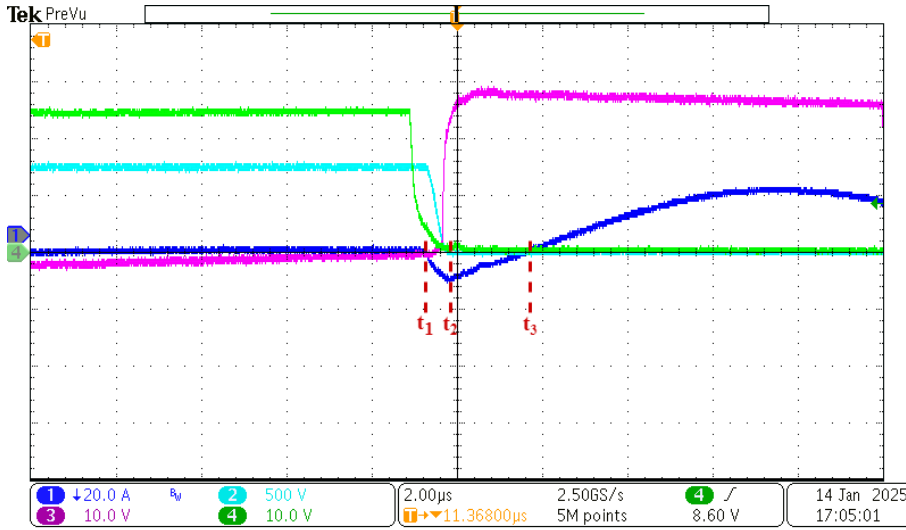
Şekil 6.18. Hafif yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi deney sonucu

Hafif yük koşulundaki teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması Çizelge 6.1'de verilmiştir.

Çizelge 6.1. Hafif yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması

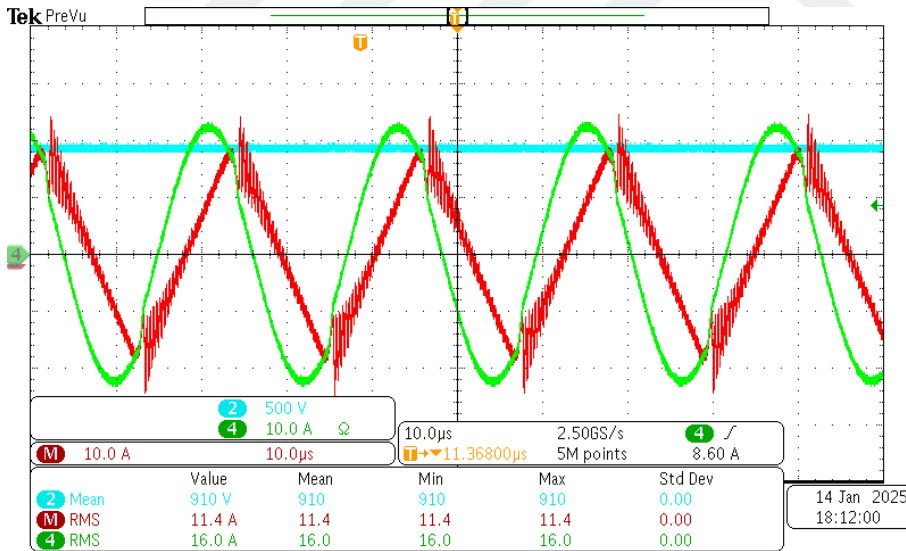
Sonuç	Analitik	Deneysel
I_m	12,74 A _{RMS}	11,4 A _{RMS}
I_{Lr}	12,82 A _{RMS}	10 A _{RMS}
V_{Cr}	137 V _{RMS}	98,3 V _{RMS}
V_o	900 V	1030 V
I_o	1,11 A	0,32 A

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün, Şekil 6.1'deki isimlendirilmesine göre, S_3 anahtarına ait gerilim, akım ve kapı sürücü sinyali, S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali Şekil 6.19'da verilmiştir. Kanal 1 anahtar akımını, Kanal 2 MOSFET gerilimini, Kanal 3 S_3 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini ve Kanal 4 S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini göstermektedir. Şekil 6.19'da görüldüğü üzere S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali kesildiğinde devre akımı MOSFET anahtarının çıkış kondansatörü üzerinden t_1 ile t_2 aralığındaki akıma başlamaktadır ve kondansatör deşarj olup gerilimi azalmaya başlamaktadır. MOSFET gerilimi sıfıra düştüğünde anahtarın ters diyotu iletme geçip devre akımı t_2 ile t_3 aralığında ters diyot üzerinden akmaktadır. S_1 anahtarının kapı sürücü sinyali verildiğinde devre akımı negatif olduğu için bir süre daha anahtarın ters diyotu üzerinden akıma devam etmekte ve anahtar gerilimini sıfır seviyesinde tutmaktadır. t_3 zamanından sonra devre akımı pozitif olduğu için akım artık MOSFET kanalından akıma başlamaktadır ve SGA gerçekleşmektedir.



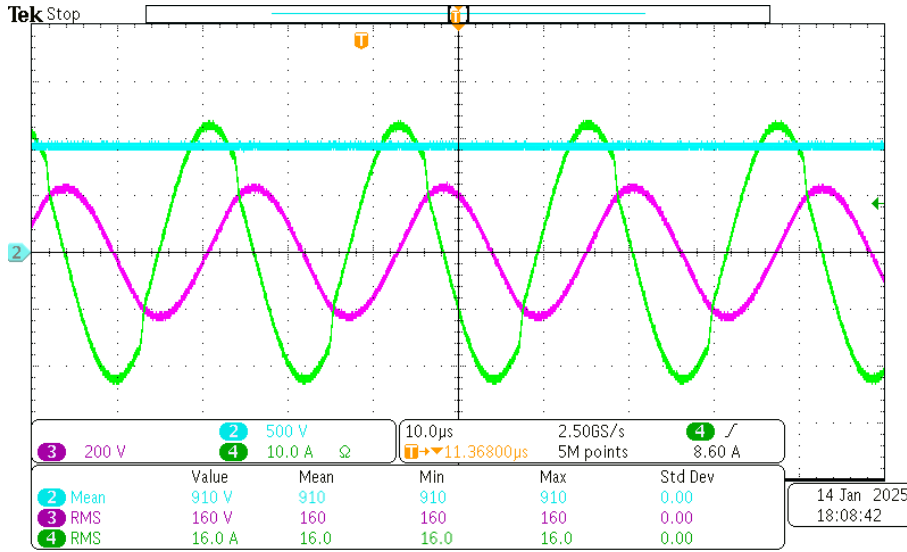
Şekil 6.19. Yarım yük koşulunda SGA deney sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.20’de verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 mıknatıslanma akımını ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



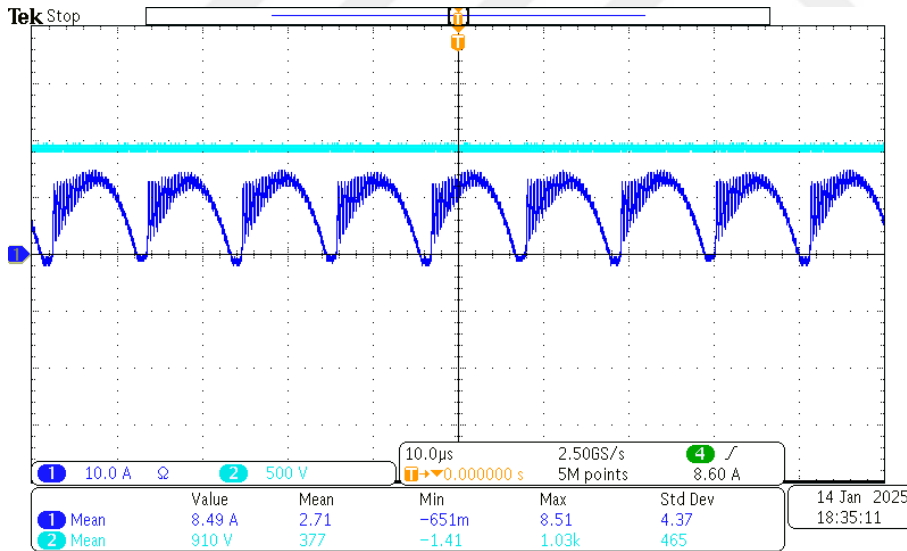
Şekil 6.20. Yarım yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.21’de verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 rezonans gerilimini ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



Şekil 6.21. Yarım yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu

Yarım yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün toplam diyot akımı, çıkış gerilimi ve akımı Şekil 6.22’de verilmiştir. Kanal 1 toplam diyot akımını ve Kanal 2 çıkış gerilimini göstermektedir.



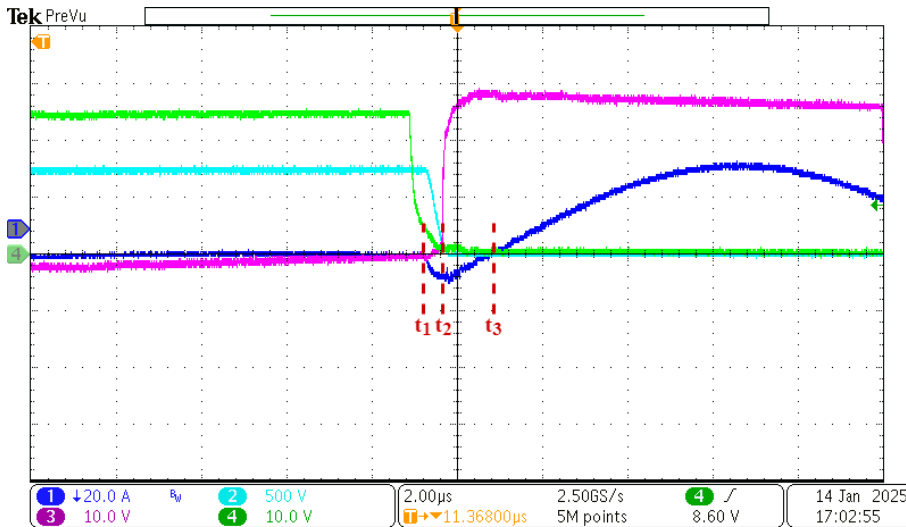
Şekil 6.22. Yarım yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi deney sonucu

Yarım yük koşulundaki teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması Çizelge 6.2’de verilmiştir.

Çizelge 6.2. Yarım yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması

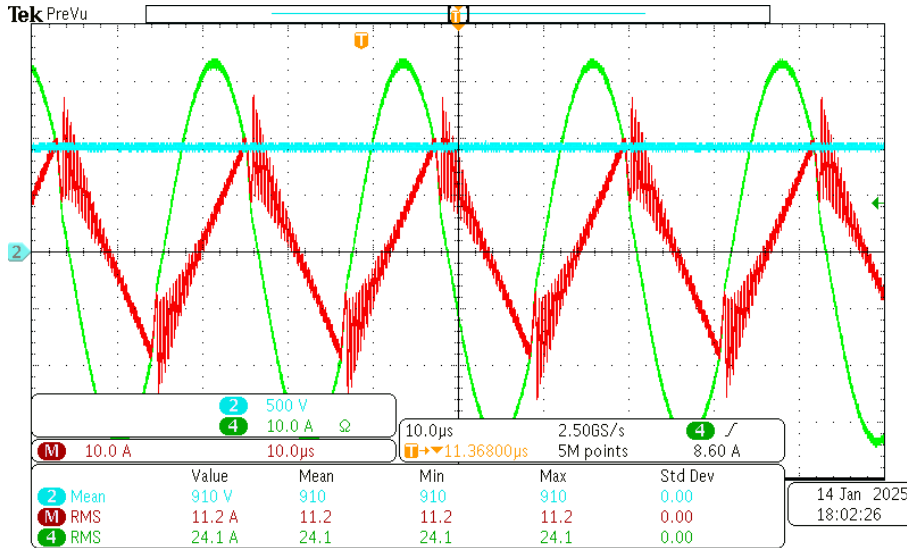
Sonuç	Analitik	Deneysel
I_m	12,74 A _{RMS}	11,4 A _{RMS}
I_{Lr}	16,9 A _{RMS}	16 A _{RMS}
V_{Cr}	181 V _{RMS}	160 V _{RMS}
V_o	900 V	910 V
I_o	8,33 A	8,49 A

Diğer yük durumlarına benzer şekilde tam yük koşulunda da LLC rezonans dönüştürücünün, Şekil 6.1’deki isimlendirilmesine göre, S_3 anahtarına ait gerilim, akım ve kapı sürücü sinyali, S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali Şekil 6.23’te verilmiştir. Kanal 1 anahtar akımını, Kanal 2 MOSFET gerilimini, Kanal 3 S_3 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini ve Kanal 4 S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyalini göstermektedir. Şekil 6.23’te görüldüğü üzere S_4 anahtarına ait kapı sürücü sinyali kesildiğinde devre akımı MOSFET anahtarının çıkış kondansatöründen akmakta ve deşarj işlemi gerçekleşmektedir. t_1 de başlayan bu süreç t_2 anında ters diyotun iletme girmesi ile tamamlanmaktadır. Devre akımı negatif olduğu için ters diyot bir süre daha iletimde kalacaktır. Bu süre zarfında S_1 anahtarının kapı sürücü sinyali verilerek MOSFET sıfır gerilim altında iletme sokulmuştur. t_3 zamanından sonra anahtar akımı artık MOSFET kanalından akmaya başlamaktadır. Tüm süreç SGA’nın başarılı ile gerçekleştiğini göstermektedir.



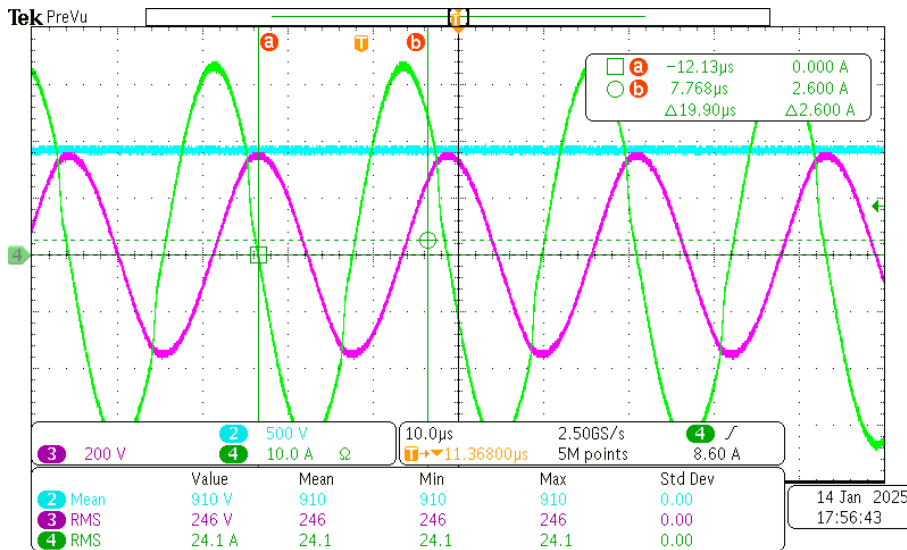
Şekil 6.23. Tam yük koşulunda SGA deney sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve mıknatıslanma akımı Şekil 6.24'te verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 mıknatıslanma akımını ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



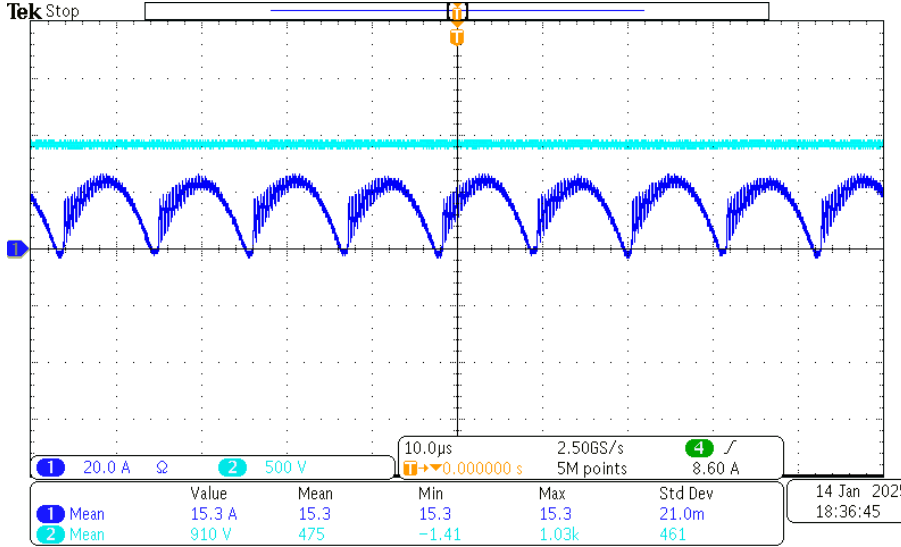
Şekil 6.24. Tam yük koşulunda rezonans ve mıknatıslanma akımı deney sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün rezonans akımı ve gerilimi Şekil 6.25'te verilmiştir. Kanal 2 çıkış gerilimini, Kanal 3 rezonans gerilimini ve Kanal 4 rezonans akımını göstermektedir.



Şekil 6.25. Tam yük koşulunda rezonans akımı ve gerilimi deney sonucu

Tam yük koşulunda LLC rezonans dönüştürücünün toplam diyot akımı ve çıkış gerilimi Şekil 6.26'da verilmiştir. Kanal 1 diyot akımının ve Kanal 2 çıkış gerilimini göstermektedir.



Şekil 6.26. Tam yük koşulunda diyot akımı ve çıkış gerilimi

Tam yük koşulundaki teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması Çizelge 6.3'te verilmiştir.

Çizelge 6.3. Tam yük altında teorik ve deneysel ölçüm sonuçlarının karşılaştırması

Sonuç	Anolitik	Deneysel
I_m	12,74 A _{RMS}	11,4 A _{RMS}
I_{Lr}	25,68 A _{RMS}	24,1 A _{RMS}
V_{Cr}	274,4 V _{RMS}	246 V _{RMS}
V_o	900 V	910 V
I_o	16,7 A	15,3 A

6.3. LLC Rezonans Dönüştürücü Kayıp Analizi ve Verimlilik Sonucu

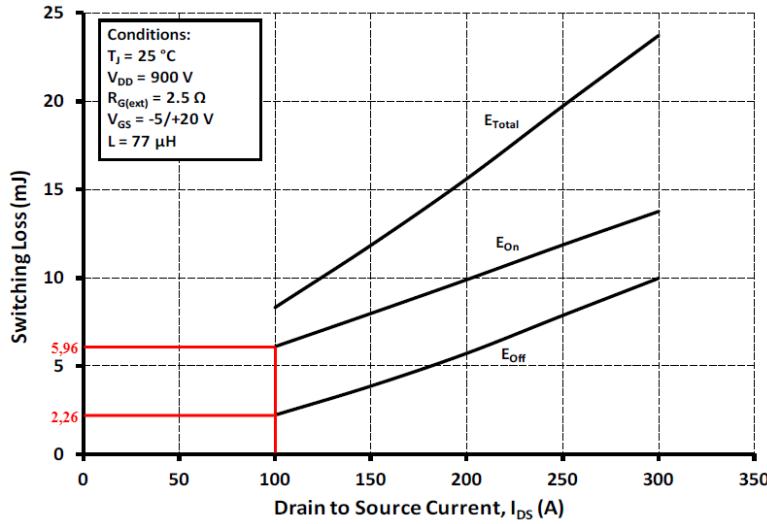
LLC rezonans dönüştürücü eviricisinde kullanılan MOSFET'lerin iletim esnasındaki iletim direnci ($r_{ds,on}$) anahtarın veri sayfasından 5,2 mΩ olarak elde edilmiştir. MOSFET'in iletim esnasında üzerinden geçen akımın RMS değeri Eş. 4.37'de verilen denklemden hesaplanmaktadır. MOSFET'e ait iletim kaybı da Eş. 4.36'da verilen denklemden hesaplanmaktadır. MOSFET'in iletim esnasındaki akımının RMS değeri, MOSFET'in iletim kaybı ve eviricideki toplam MOSFET iletim kaybı sırasıyla Eş. 6.1, Eş. 6.2 ve Eş. 6.3'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{mos,rms} = \sqrt{0,5} \times 25,68 = 18,1 \text{ A}_{RMS} \quad (6.1)$$

$$P_{cond,m} = (18,1)^2 \times (5,2 \times 10^{-3}) = 1,7 \text{ W} \quad (6.2)$$

$$P_{Total_{cond,m}} = 4 \times P_{cond,m} = 6,8 \text{ W} \quad (6.3)$$

LLC rezonans dönüştürücü evircisinde kullanılan MOSFET'lerin kayıplarının hesaplanabilmesi için açılış esnasındaki anahtarlama enerjisini (E_{on}) ve kapanış esnasındaki anahtarlama enerjisini (E_{off}) elde etmek gerekmektedir. Bu iki enerji aşağıda verilen Şekil 6.27 kullanılarak hesaplanmaktadır.



Şekil 6.27. Drain-source akımına bağlı MOSFET anahtarlama enerjisi değerleri

Şekil 6.27'de drain-source akımı 100A iken E_{on} değeri 5,96 mJ ve E_{off} değeri 2,26 mJ elde edilmektedir. Eş. 6.1'de MOSFET drain-source akımı 18.1 A_{RMS} olarak hesaplanmıştır. Bu akım değerinde E_{on} ve E_{off} değeri Eş. 6.4 ve Eş. 6.5'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$E_{on} = 5,96 \times \frac{18,1}{100} = 1,08 \text{ mJ} \quad (6.4)$$

$$E_{off} = 2,26 \times \frac{18,1}{100} = 0,41 \text{ mJ} \quad (6.5)$$

Eş. 6.4 ve Eş. 6.5'te elde edilen E_{on} ve E_{off} değeri Şekil 6.27'ye göre giriş gerilimi 900 V iken elde edilen anahtarlama enerjileridir. LLC rezonans dönüştürücünün giriş gerilimi 750 V olduğu için E_{on} ve E_{off} değeri Eş. 6.6 ve Eş. 6.7'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$E_{on} = 1,08 \times \frac{750}{900} = 0,9 \text{ mJ} \quad (6.6)$$

$$E_{off} = 0,41 \times \frac{750}{900} = 0,34 \text{ mJ} \quad (6.7)$$

Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirildiğinden ötürü anahtarların açılış esnasında kayıpları sıfıra eşittir. Böylelikle MOSFET'inin açılış esnasındaki anahtarlama enerjisi (E_{on}) de sıfıra eşittir. MOSFET'in kapanış esnasındaki anahtarlama enerjisi (E_{off}) Eş. 6.7'de elde edilmiştir. LLC rezonans dönüştürücünün girişindeki eviricinin MOSFET'ine ait anahtarlama kaybı Eş. 4.35'te verilen denklemden hesaplanmaktadır. Tek bir MOSFET'in kaybı ve eviricideki toplam MOSFET kaybı sırasıyla Eş. 6.8 ve Eş. 6.9'da verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sw,m,sga} = (0,34 \times 10^{-3}) \times (45 \times 10^3) = 15,3 \text{ W} \quad (6.8)$$

$$P_{Totalsw,m,sga} = 4 \times P_{sw,m,sga} = 61,2 \text{ W} \quad (6.9)$$

Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde anahtarların açılış esnasında anahtarlama enerjisi (E_{on}) Eş. 6.6'da elde edilmiştir. MOSFET'in kapanış esnasındaki anahtarlama enerjisi (E_{off}) Eş. 6.7'de elde edilmiştir. LLC rezonans dönüştürücünün girişindeki eviricinin MOSFET'ine ait anahtarlama kaybı Eş. 4.35'te verilen denklemden hesaplanmaktadır. Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde tek bir MOSFET'in kaybı ve eviricideki toplam MOSFET kaybı sırasıyla Eş. 6.10 ve Eş. 6.11'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sw,m} = (0,9 \times 10^{-3} + 0,34 \times 10^{-3}) \times (45 \times 10^3) = 55,8 \text{ W} \quad (6.10)$$

$$P_{Totalsw,m} = 4 \times P_{sw,m} = 223,2 \text{ W} \quad (6.11)$$

Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirildiğinde eviricinin toplam MOSFET kaybı Eş. 6.12’de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{evirici,sga} = P_{Total_{sw,m,sga}} + P_{Total_{cond,m}} = 68 \text{ W} \quad (6.12)$$

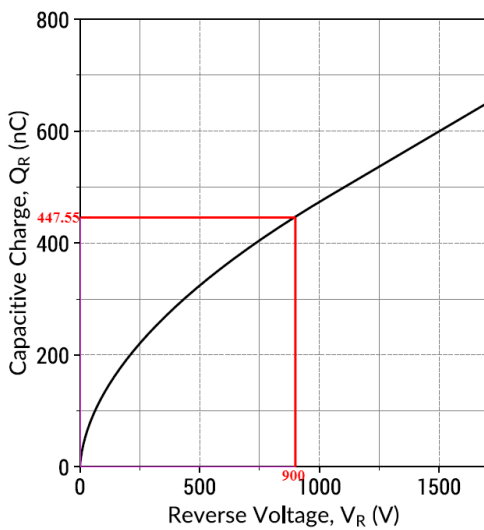
Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde eviricinin toplam MOSFET kaybı Eş. 6.13’te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{evirici} = P_{Total_{sw,m}} + P_{Total_{cond,m}} = 230 \text{ W} \quad (6.13)$$

Eviricinin çıkış tarafındaki doğrultucuda bulunan diyotların kapanışı esnasındaki enerji (E_{rr}), diyotun kapasitif yük değeri (Q_{rr}) ve diyot ters gerilimi (V_{rr}) kullanılarak Eş. 6.14’te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$E_{rr} = \frac{1}{4} Q_{rr} V_{rr} \quad (6.14)$$

Diyotun ters gerilim değeri çıkış gerilimine eşit olacağı için 900 V olarak elde edilmiştir. Diyot kapasitif yük değeri ise aşağıda verilen Şekil 6.28’de 447,55 nC olarak elde edilmiştir.



Şekil 6.28. Diyot ters gerilimine bağlı diyot kapasitif yük değerleri

Eş. 6.14'te verilen denklem kullanılarak diyotların kapanışı esnasındaki enerji (E_{rr}) Eş. 6.15'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$E_{rr} = \frac{1}{4} \times 447,55 \times 10^{-9} \times 900 = 0,1 \text{ mJ} \quad (6.15)$$

Diyotlara ait anahtarlama kaybı Eş. 4.38'de verilen denklemden hesaplanmaktadır. Tek bir diyotun kaybı ve doğrultucudaki toplam diyot kaybı sırasıyla Eş. 6.16 ve Eş. 6.17'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sw,d} = (0,1 \times 10^{-3}) \times (45 \times 10^3) = 4,5 \text{ W} \quad (6.16)$$

$$P_{Total_{sw,d}} = 4 \times P_{sw,d} = 18 \text{ W} \quad (6.17)$$

Diyotun iletim esnasındaki iletim direnci ($r_{d,on}$) ve diyot eşik gerilimi (V_{d0}) sırasıyla diyotun veri sayfasından 11,9 mΩ ve 0,9 V olarak elde edilmiştir. Diyotun iletim esnasında üzerinden geçen akımın RMS değeri Eş. 4.40'da verilen denklemden ve akımın ortalama değeri Eş. 4.41'de verilen denklemden hesaplanmaktadır. Diyota ait iletim kaybı da Eş. 4.39'da verilen denklemden hesaplanmaktadır. Diyotun iletim esnasındaki akımının RMS ve ortalama değeri, diyotun iletim kaybı ve doğrultucudaki toplam diyot iletim kaybı sırasıyla Eş. 6.18, Eş. 6.19, Eş. 6.20 ve Eş. 6.21'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{d,rms} = \sqrt{0,5} \times 16,7 = 11,8 \text{ A}_{RMS} \quad (6.18)$$

$$I_{d,avg} = 0,5 \times 25,6 = 8,35 \text{ A} \quad (6.19)$$

$$P_{cond,d} = (11,8)^2 \times (11,9 \times 10^{-3}) + (0,9) \times (8,35) = 9,17 \text{ W} \quad (6.20)$$

$$P_{Total_{cond,d}} = 4 \times P_{cond,d} = 36,7 \text{ W} \quad (6.21)$$

Doğrultucunun toplam diyot kaybı Eş. 6.22'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{doğrultucu} = P_{Total_{sw,d}} + P_{Total_{cond,d}} = 54,7 \text{ W} \quad (6.22)$$

Transformatöre ait çekirdek kaybı ($P_{tf,core}$) Çizelge 6.4'te verilen değerler kullanılarak Eş. 4.42'de verilen denklemden 60W hesaplanmıştır.

Çizelge 6.4. Transformatör çekirdek kaybı için değerler

Değişken	Değer
K_h	671×10^{-9}
B_{ac} (mT)	100
f_{sw} (kHz)	45
M_{core}	2,91
n	2,57
m	1,42

Transformatöre ait birincil akımı RMS değeri Eş. 4.8'de verilen denklemden ve ikincil akımı RMS değeri Eş. 4.44'te verilen denklemden hesaplanmaktadır. Transformatöre ait birincil akımı ve ikincil akımı sırasıyla Eş. 6.23 ve Eş. 6.24'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$I_{os,THY} = \frac{\pi \times 16,7}{2\sqrt{2} \times 0,83} = 22,3 \text{ A}_{RMS} \quad (6.23)$$

$$I_{sec} = 0,83 \times 22,3 = 18,5 \text{ A}_{RMS} \quad (6.24)$$

Transformatörün birincil sargı direnci (R_p) ve ikincil sargı direnci (R_s) LCR metre kullanılarak sırasıyla 500 mΩ ve 350 mΩ olarak ölçülmüştür. Transformatöre ait iletim kaybı Eş. 4.43'te verilen denklemden Eş. 6.25'te verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sargı,tf} = (22,3)^2 \times (500 \times 10^{-3}) + (18,5)^2 \times (350 \times 10^{-3}) = 368,4 \text{ W} \quad (6.25)$$

Rezonans kondansatörü direnci (r_{C_r}) ve rezonans endüktörü direnci (r_{L_r}) LCR metre kullanılarak sırasıyla 18 m Ω ve 250 m Ω olarak ölçülmüştür. Rezonans kondansatör iletim kaybı ve rezonans endüktör iletim kaybı Eş. 5.8'de hesaplanan rezonans akımı kullanılarak Eş. 4.45 ve Eş. 4.46'da verilen denklemlerden sırasıyla Eş. 6.26 ve Eş. 6.27'de verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{cond,C} = (25,68)^2 \times (18 \times 10^{-3}) = 11,9 \text{ W} \quad (6.26)$$

$$P_{cond,L} = (25,68)^2 \times (250 \times 10^{-3}) = 164,9 \text{ W} \quad (6.27)$$

LLC rezonans dönüştürücü tam yükte çalışırken teorik olarak hesaplanan bileşenlerine ait kayıplar ve toplam dönüştürücü kaybı Çizelge 6.5 ve Çizelge 6.6'da verilmiştir.

Çizelge 6.5. Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirildiğinde LLC rezonans dönüştürücü kayıpları

Kayıp	Sonuç
$P_{evirici,sga}$	68 W
$P_{doğrultucu}$	54,7 W
$P_{tf,core}$	60 W
$P_{sargu,tf}$	368,4 W
$P_{cond,C}$	11,9 W
$P_{cond,L}$	164,9 W
Toplam Kayıplar: $P_{LLC,sga}$	727,9 W

Çizelge 6.6. Sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde LLC rezonans dönüştürücü kayıpları

Kayıp	Sonuç
$P_{evirici}$	230 W
$P_{doğrultucu}$	54,7 W
$P_{tf,core}$	60 W
$P_{sargu,tf}$	368,4 W
$P_{cond,C}$	11,9 W
$P_{cond,L}$	164,9 W
Toplam Kayıplar: P_{LLC}	889,9 W

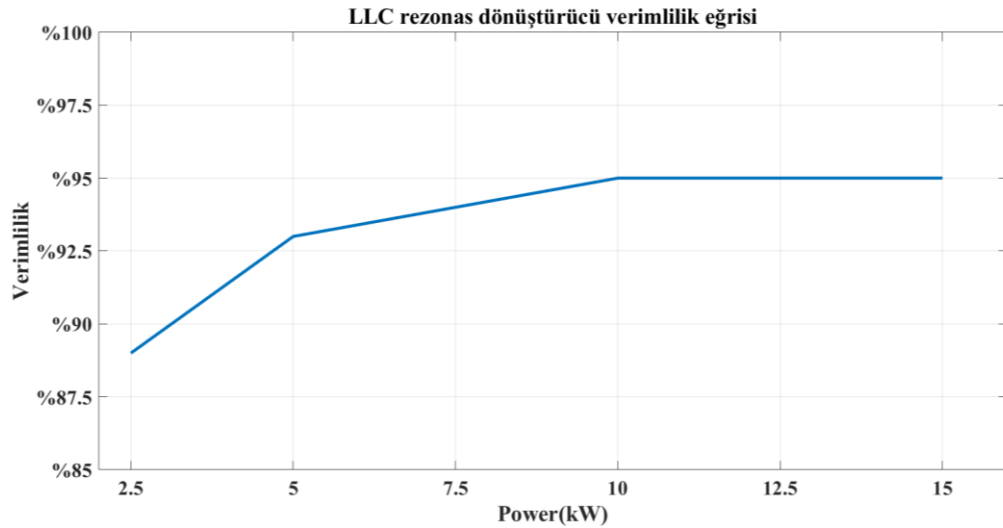
LLC rezonans dönüştürücü tam yükte çalışırken ve sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirildiğinde verimliliği teorik olarak Eş. 6.28’de verilen denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\eta_{LLC,zvs} = \frac{P_o - P_{LLC,zvs}}{P_o} \times 100 = \frac{15000 - 727,9}{15000} \times 100 = \%95,1 \quad (6.28)$$

LLC rezonans dönüştürücü tam yükte çalışırken ve sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilmediğinde verimliliği teorik olarak Eş. 6.29’da verilen denklemde verildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\eta_{LLC} = \frac{P_o - P_{LLC}}{P_o} \times 100 = \frac{15000 - 889,9}{15000} \times 100 = \%94,1 \quad (6.29)$$

LLC rezonans dönüştürücü prototipinde farklı güç seviyelerinde HBM güç analizörü cihazı kullanılarak verimlilik ölçümü gerçekleştirilmiştir. Tam yük altında %95 verimlilik elde edilen bu ölçüme ait verimlilik eğrisi Şekil 6.29’da verilmiştir.



Şekil 6.29. LLC rezonans dönüştürücü verimlilik eğrisi

Teorik olarak hesaplanan kayıpları incelediğimizde transformatörün sahip olduğu kayıplar diğer kayıplara göre baskın gelmektedir. Burada kayıpları optimize edilmiş yeni bir transformatörle yeniden tasarım yapılabilir ve böylelikle LLC rezonans dönüştürücünün verimliliği artırılabilir. Tam yük altında ve sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleştirilirken elde edilen verimlilik ile güç analizörü ile elde edilen verimliliğin tutarlı olduğu görülmektedir.

Verimlilik eğrisini incelediğimizde rezonans dönüştürücünün çalıştığı yük seviyesi azaldıkça verimlilik oranı azalmaktadır. LLC rezonans dönüştürücünün çalıştığı tüm yüklerde anahtarlama kayıpları ve transformatör çekirdek kaybı değişmemektedir. Geriye kalan tüm kayıplar akımların değişmesiyle birlikte değişmektedir. Yük azaldıkça anahtarlama kayıpları ve transformatör çekirdek kaybı baskın olacağından LLC rezonans dönüştürücü verimliliği de azalmaktadır.

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Literatürde LLC rezonans dönüştürücüsünün yüksek güç seviyelerinde uygulanması konusunda çok sınırlı sayıda çalışma bulunmaktadır. Çoğu çalışma düşük güç seviyelerinde yoğunlaşmıştır. Ancak, yüksek güç seviyelerindeki LLC rezonans dönüştürücüsünün performansı hakkında daha fazla araştırma yapılması, bu topolojiye dayalı yeni uygulamaların geliştirilmesine olanak tanıyacaktır. Bu çalışma, LLC rezonans dönüştürücüsünün yüksek güç seviyesindeki verimlilik performansını inceleyen çalışmalardan biri olup, gelecekte yapılacak diğer çalışmalara referans olacağı düşünülmektedir.

LLC rezonans dönüştürücüsünün yüksek güç uygulamaları için verimli hale getirilmesi, özellikle yüksek verimlilik ve güvenilirlik gereksinimlerinin olduğu alanda önemli bir adım olacaktır. Literatürdeki eksiklikleri gidermek ve yüksek güç seviyelerinde LLC rezonans dönüştürücüsünün potansiyelini daha iyi anlayabilmek için, bu alandaki çalışmaların artırılması büyük önem taşımaktadır.

Bu bağlamda, tez çalışmasında 15 kW güç kapasitesine sahip ve %95 verimlilik sağlayan LLC rezonans dönüştürücüsünün tasarımı ve prototip çalışması ele alınmıştır. LLC rezonans dönüştürücüsü, yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim gibi avantajlar sunarak, katı hal transformatörleri için uygun bir DA/DA güç dönüştürme çözümü olarak öne çıkmaktadır. Ancak, düşük yük koşullarında çıkış geriliminin yükselmesi ve sistemin verimliliğinde gözlemlenen düşüş, birkaç önemli faktöre dayanmaktadır. Bu sorun, transformatörün rezonans devreleri için özel olarak tasarlanmamış olmasından kaynaklanmasının yanı sıra, dönüştürücü içinde kullanılan elemanların parasitik etkilerinde de kaynaklanmaktadır.

Düşük yüklerde, LLC rezonans dönüştürücüsündeki elemanların parasitik etkisi, çıkış gerilimi ile kazanç arasındaki ilişkiyi değiştirmekte ve bu da çıkış geriliminin yükselmesine neden olmaktadır. Özellikle transformatör ve diyot gibi elemanların parasitik özellikleri, rezonans frekansının ve sistemin genel davranışının bozulmasına yol açmaktadır. Bu durum, düşük yük koşullarında çıkış geriliminin hedeflenen seviyenin üzerine çıkmasına sebep olmakta ve bu da verimlilik kayıplarına yol açmaktadır. Parasitiklerin etkileri, yük değişimlerine karşı yeterince stabil olmayan bir çalışma noktası yaratmakta ve sistemin verimli çalışmasını engellemektedir.

Bu noktada, çıkış geriliminin stabil kalabilmesi ve düşük yüklerde verimli bir çalışma sağlanabilmesi için kapalı döngü kontrol sistemlerinin uygulanması büyük önem taşımaktadır. Kapalı döngü kontrol, çıkış gerilimini sabit tutarak, düşük yük koşullarındaki parasitik etkilerden kaynaklanan dalgalanmalara karşı sistemi dengelemeyi sağlayacaktır. Böylece, LLC rezonans dönüştürücüsünün performansı düşük yüklerde daha stabil hale gelecek ve verimliliği artacaktır.

Gelecek çalışmalarda, LLC rezonans dönüştürücüsünün düşük yük koşullarındaki verimliliğini artırmak adına kapalı döngü kontrol yöntemiyle çalışılması önerilmektedir. Kapalı döngü kontrol, parasitik etkilerden kaynaklanan çıkış gerilimi yükselmesini engelleyerek, sistemin verimliliğini artırabileceğini ve stabiliteyi sağlayabileceği değerlendirilmektedir. Ayrıca LLC rezonans dönüştürücü elemanlarının parasitik etkileri minimize edilerek sistemin genel performansı iyileştirilebilir.

Son olarak, çift yönlü güç aktarımının sağlanabilmesi amacıyla CLLC rezonans dönüştürücü topolojisinin kullanılması önerilmektedir. CLLC topolojisi, enerji geri kazanımını sağlamak için avantaj sağlamakta ve iki yönlü güç akışına olanak tanımaktadır. Bu topoloji, LLC rezonans dönüştürücüsünün mevcut avantajlarını daha güçlendirerek, sistem verimliliğini artırabilir ve enerji aktarımını optimize edebilir.

Sonuç olarak, LLC rezonans dönüştürücüsü yüksek verimlilikle çalıştığı ve katı hal transformatörlerine uygun bir çözüm sunduğu gibi, yüksek güç seviyelerinde de etkili ve verimli bir çözüm sağlayabilecek potansiyele sahiptir. Bu çalışmanın bulguları, LLC rezonans dönüştürücüsünün yüksek güç seviyelerindeki performansı hakkında yapılacak gelecekteki araştırmalar için temel bir kaynak oluşturarak, bu teknolojinin daha geniş bir uygulama yelpazesinde daha verimli ve stabil bir çalışma sunmasını sağlayacaktır.





KAYNAKLAR

1. Shadfar, H., Pashakolaei, M. G., and Foroud, A. A. (2021). Solid-state transformers: An overview of the concept, topology, and its applications in the smart grid, *International Transactions on Electrical Energy Systems 2021*, 31(9), e12996.
2. Khan, S., Rahman, K., Tariq, M., Hameed, S., Alamri, B., and Babu, T. S. (2022). Solid-State Transformers: Fundamentals, Topologies, Applications, and Future Challenges. *MDPI, Sustainability*, 14(1), 319.
3. Hannan, M. A., Ker, P. J., Lipu, M. S. H., Choi, Z. H., Rahman, M. S. A., Muttaqi, K. M., and Blaabjerg, F. (2020). State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements. *IEEE Access*, 8, 19113-19132.
4. Zhao, S. (2016). *High Frequency Isolated Power Conversion from Medium Voltage AC to Low Voltage DC*. Master's Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 1-94.
5. Leibl, M., Ortiz, G., and Kolar, J., W. (2017, March). Design and Experimental Analysis of a Medium-Frequency Transformer for Solid-State Transformer Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 5(1), 110-123.
6. Abu-Siada, A., Budiri, J., and Abdou, A. F. (2018). Solid State Transformers Topologies, Controllers, and Applications: State-of-the-Art Literature Review. *MDPI, Electronics*, 7(11), 298.
7. Zhang, J., Liu, J., Zhong, S., Yang, J., Zhao, N., and Zheng, T. Q. (2019, September). A Power Electronic Traction Transformer Configuration With Low-Voltage IGBTs for Onboard Traction Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9), 8453-8467.
8. Ronanki, D., and Williamson, S. S. (2018). *Topological Overview on Solid-state Transformer Traction Technology in High-speed Trains*. 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 32-37.
9. Dujic, D., Kieferndorf, F., Canales, F., and Drofenik, U. (2012). *Power Electronic Traction Transformer Technology*. Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference, 636-642.
10. Steiner, M., and Reinold, H. (2007). *Medium Frequency Topology in Railway Applications*. 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, 1-10.
11. Taufiq, J. (2007). *Power Electronics Technologies for Railway Vehicles*. 2007 Power Conversion Conference - Nagoya, 1388-1393.

12. Rahman, S. A. (2012, September). *Resonant LLC Converter: Operation and Design*, Application Note, Infineon Technologies, 4-14.
13. Topuz, N. E. (2019, June). *Design and Implementation of LLC Resonant Converter and High Frequency Transformer*. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 9-41.
14. Huang, H. (2010). *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter*, Application Note, Texas Instruments, 1-19.
15. Alemdar, Ö. Ş. (2016, December). *Design and Implementation of an Unregulated DC-DC Transformet Module Using LLC Resonant Converter*. Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 9-42.
16. Kubilay, M. (2020, Eylül). *LLC Rezonanslı DA-DA Dönüştürücü Tasarımı için Grafıksel bir Arayüzün Geliştirilmesi*. Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara, 7-37.
17. Yang, B. (2003, September). *Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 94-140.
18. Feng, W. (2013, March). *State Trajectory Analysis and Control of LLC Resonant Converters*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia, 34-54.
19. Cittanti, D., Gregorio, M., Armando, E., and Bojoi, R. (2020). *Digital Multi-Loop Control of an LLC Resonant Converter for Electric Vehicle DC Fast Charging*. 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 4423-4430.
20. Yang, C. -H., Liang, T. -J., Chen, K. -H., Li, J. -S., and Lee, J. -S. (2013). *Loss Analysis of Half-Bridge LLC Resonant Converter*. 2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 155-160.
21. Farooq, H., Khalid, H. A., Khalid, M. Uzair, Farooqi, M. M., and Malik, Q. (2021). *Loss Analysis of Full Bridge LLC Resonant Converter with Wide Input Range Using Si and SiC Switches*. 2021 16th International Conference on Emerging Technologies (ICET), 1-6.
22. Toshiba Electronic Devices and Storage Corporation. (2019). *Resonant Circuits and Soft Switching*, Application Note, 6-24.
23. Graovac, D., and Pürschel, M. (2009). *IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Application Note, Infineon Technologies, 3-12.



Gazili olmak ayrıcalıktır