T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

REZONANSLI DOĞRU AKIM KAYNAKLARININ İNCELENMESİ VE İKİ TRAFOLU BİR UYGULAMANIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

ÇAĞATAY ÖZÇELİK

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI

DANIŞMAN
DR. ÖĞR. ÜYESİ ATİYE HÜLYA OBDAN

İSTANBUL, 2017

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

REZONANSLI DOĞRU AKIM KAYNAKLARININ İNCELENMESİ VE İKİ TRAFOLU BİR UYGULAMANIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Çağatay ÖZÇELİK tarafından hazırlanan tez çalışması 15.12.2017 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Ana Bilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Dr. Öğr. Üyesi Atiye Hülya OBDAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Dr. Öğr. Üyesi Atiye Hülya OBDAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof. Dr. Hacı BODUR

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç. Dr. M. Caner AKÜNER

Marmara Üniversitesi _____

Bu çalışma Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi Tarafından desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans tezi Arçelik A.Ş Elektronik İşletmesi adına "**Endüstride Uygulama Destekli Tez**" projesi kapsamında, OLED TV'lerde kullanılmak üzere yüksek akım çıkışlı LLC rezonanslı dönüştürücü güç kaynağı tasarımı ve uygulama devresinin gerçekleştirilmesi amacıyla yapılmıştır. Bu kapsamda, TV uygulamalarında en yaygın kullanılan uygulamalar incelenip gerekli literatür taraması yapılarak 24V/20A çıkışlı çift transformatör konfigürasyonlu LLC rezonanslı dönüştürücü tasarlanarak detaylı benzetimleri yapılmış ve prototip uygulama devresi sunulmuştur. Deneysel sonuçlar ile detaylı bir şekilde gösterilmiştir. Tez çalışması boyunca desteğini sürdüren değerli tez danışman hocam Yrd. Doç. Dr. A. Hülya Obdan'a teşekkürlerimi iletmeyi borç bilirim. Bu tez çalışması boyunca destek veren Arçelik A.Ş Elektronik İşletmesi Donanım Tasarım Ar-Ge grubu olarak Analog Tasarım ekibine yardımlarından dolayı teşekkürlermi iletirim.

Aralık, 2017

Çağatay ÖZÇELİK

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ vii

KISALTMA LİSTESİ viii

ŞEKİL LİSTESİ ix

ÇİZELGE LİSTESİ xiii

ÖZET xiv

ABSTRACT xvi

BÖLÜM 1

GİRİŞ 1

1.1 Literatür Özeti 1
1.2 Tezin Amacı 5
1.3 Hipotez 10

BÖLÜM 2

REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERE GENEL BİR BAKIŞ 11

2.1 LLC Rezonanslı Dönüştürücüler 11
2.2 Geleneksel Rezonanslı Dönüştürücüler 11
2.2.1 Seri Rezonanslı Dönüştürücü 11
2.2.2 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü 13
2.2.3 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü 15
2.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücü 17
2.4 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışması 21

BÖLÜM 3

LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN TEMEL ANALİZİ 26

3.1 Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması 29
3.2 Kaçak Endüktans ve Mıknatıslama Endüktansı için Transformatör Yapısı .. 33

3.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Çalışma Bölgelerinin Analizi 34

BÖLÜM 4

ÇİFT TRANSFORMATÖR KULLANILARAK LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI 39

4.1 Transformatör Yapısı 39
4.2 Transformatör Nüve Kayıpları Etkisi 40
4.3 İki Transformatör ile Konfigurasyon 42
4.3.1 Çalışma Prensibi 43
4.3.2 Sistem Analizi 49
4.3.3 Devrenin Benzetimi 51
4.3.4 Tasarım Örneği ve Deneysel Sonuçlar 52

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER 78

KAYNAKLAR 80

SİMGE LİSTESİ

V_g	Giriş Gerilimi
C_t	Tutma Kondansatörü
T_t	Tutma Süresi
P_{da}	DA-DA dönüştürücünün gücü
L_r	Seri rezonans endüktansı
C_r	Seri rezonans kapasitesi
L_m	Transformatörlerin mıknatıslama endüktansı
C_p	Paralel rezonans kapasitesi
fr_1	L_r ve C_r'nin oluşturduğu rezonans frekansı
fr_2	Lr+Lm ve Cr'nin oluşturduğu rezonans frekansı
I_{Lr}	Rezonans akımı
I_{ac}	Primer sinusoidal akım kaynağı eşdeğeri
V_{RI}	Sekonder doğrultucu girişinde görülen kare dalga gerilim
V_{RI}^F	V_{RI}'nın temel bileşeni
$I_ç$	Çıkış akımı
R_{ac}	Dönüştürücünün AC eşdeğer direnci
K	Dönüştürücünün gerilim kazancı
n	Transformatörlerin sarım oranı
L_n	L_m/L_r oranı
f_{sw}	Dönüştürücünün çalışma frekansı
f_r	Seri rezonans frekansı
f_n	f_{sw}/f_r oranı
Q	Rezonans devresinin kalite faktörü
ω	Açısal frekans
ω_r	Rezonans açısal frekansı
Lp	Efektif seri primer endüktansı
L_{lkp}	Primer kaçak endüktansı
L_{lks}	Sekonder kaçak endüktansı
C_{oss1}	1. Mosfet'in drain-source kapasitesi
C_{oss2}	2. Mosfet'in drain-source kapasitesi

KISALTMA LİSTESİ

LCD	Liquid Crystal Display
OLED	Organic Light-Emitting Diode
MOSFET	Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor
ZVS	Zero Voltage Switching
ZCS	Zero Current Switching
EMI	Electromagnetic interference
PWM	Pulse Width Modulation
PFM	Pulse Frequency Modulation
DA	Doğru Akım

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1. 1 Enerji kaynaklarının 2010 yılındaki dağılımı 2
Şekil 1. 2 Enerji kaynaklarının 2015 yılındaki dağılımı 2
Şekil 1.3 Dağıtım Güç Sistemi yapısı 3
Şekil 1. 4 Veri Merkezlerindeki enerji tüketim dağılımı 4
Şekil 1. 5 İki aşamalı ön-uç dönüştürücü diagramı 5
Şekil 1. 6 Ön-Uç DA-DA dönüştürücülerde tutma zamanı gerekliliği 6
Şekil 1. 7 Ön-Uç DA-DA Dönüştürücü 6
Şekil 1. 8 Farklı türdeki diyotların ters toparlanma durumları 8
Şekil 1. 9 LLC Rezonanslı Dönüştürücü 9
Şekil 1. 10 LLC Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı gerilim kazancı 10
Şekil 2. 1 Yarım Köprü Seri Rezonanslı Dönüştürücüsü 12
Şekil 2. 2 Seri Rezonans Dönüştürücüsü Frekansa Bağlı Kazanç Eğrisi 12
Şekil 2. 3 Yarım Köprü Paralel Rezonanslı Dönüştürücü 14
Şekil 2. 4 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi 14
Şekil 2. 5 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü 16
Şekil 2. 6 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi 16
Şekil 2. 7 LCC ve LLC rezonans tankları 18
Şekil 2. 8 LCC Rezonanslı Dönüştürücünün frekansa bağlı kazanç eğrisi 19
Şekil 2. 9 LLC Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi 19
Şekil 2. 10 Yarım Köprü LLC Rezonanslı Dönüştürücü 20
Şekil 2. 12 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Çalışma Bölgeleri 22
Şekil 2. 13 2. Bölge için dönüştürücü dalga şekilleri 23
Şekil 2. 14 2. Bölge 1.Mod için devre diyagramı 24
Şekil 2. 15 2. Bölge 2. Mod için devre diyagramı 24
Şekil 2. 16 2. Bölge 3. Mod için devre diyagramı 25
Şekil 3. 1 Yarım Köprü LLC Rezonanslı Dönüştürücü Kademeleri 26
Şekil 3. 2 Rezonans frekansında çalışma için dönüştürücü dalga şekilleri 27
Şekil 3. 3 Eşdeğer Yük Empedansı Oluşumu 29
Şekil 3. 4 Dönüştürücünün AC Eşdeğer Devresi 29
Şekil 3.5 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün tipik gerilim kazancı 33
Şekil 3. 6 Sekonder Kaçak Endüktansı Dahil Edilmiş Eşdeğer Devre 34
Şekil 3. 7 Çalışma frekansına göre çalışma bölgeleri 35
Şekil 3. 8 Çalışma modlarına göre dalge şekilleri(Fairchild) 36
Şekil 3. 9 Endüktif ve kapasitif bölgeler 36
Şekil 3.10 Maksimum kazanç için %10-20 marjin(Fairchild) 37
Şekil 3.11 Q ve m değerlerine bağlı maksimum kazanç 38

Şekil 4. 1 İki trafo için dört farklı bağlantı yapısı 40
Şekil 4. 2 Kaçak endüktansa bağlı akı yoğunluğu dağılımı 41
Şekil 4. 3 Sarım sayısına bağlı akı yoğunluğu dağılımı 41
Şekil 4. 4 Bağlantı yapısına göre devre verimi 41
Şekil 4. 5 Farklı bağlantı şekillerine göre sıcaklık karakteristiği 42
Şekil 4. 7 Mod 1 44
Şekil 4. 8 Mod 2 44
Şekil 4. 9 Mod 3 45
Şekil 4. 10 Mod 4 46
Şekil 4. 11 Mod 5 47
Şekil 4. 12 Mod 6 47
Şekil 4. 13 Mod 7 48
Şekil 4. 14 Mod 8 48
Şekil 4. 15 Çift trafolu sistemin AC eşdeğer devresi 49
Şekil 4. 16 Çift trafolu sistemin basite indirgenmiş hali 49
Şekil 4. 17 Çift Trafo Konfigürasyonlu LLC Rezonanslı Dönüştürücü Benzetim Modeli 51
Şekil 4. 18 Q1 ve Q2 anahtarlarının kapı sinyali. Kırmızı şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Mavi şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali 55
Şekil 4. 19 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için rezonans ve mıknatıslama akımı ile birlikte çıkış gerilimi ve akımı. Üst Kırmızı Şekil: Rezonans akımı; Üst Mavi Şekil: Mıknatıslama akımı; Alt Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Mavi Şekil: Çıkış akımı 55
Şekil 4. 20 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için sekonder taraftaki doğrultucu diyotların akımları. Kırmızı Şekil: Pozitif alternansta iletimde olan diyot; Mavi Şekil: Negatif alternansta iletimde olan diyot 56
Şekil 4. 21 Rezonans frekansının altında çalışma için rezonans ve mıknatıslama akımı ile birlikte çıkış gerilimi ve akımı. Üst Kırmızı Şekil: Rezonans akımı; Üst Mavi Şekil: Mıknatıslama akımı; Alt Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Mavi Şekil: Çıkış akımı 57
Şekil 4. 22 Rezonans frekansının altında çalışma için sekonder taraftaki doğrultucu diyotların akımları. Kırmızı Şekil: Pozitif alternansta iletimde olan diyot; Mavi Şekil: Negatif alternansta iletimde olan diyot 57
Şekil 4. 23 1A yük akımı için çıkış gerilimi, çıkış akımı ve anahtar kapı sinyali. Üst Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Üst Mavi Şekil: Çıkış akımı; Alt Mavi Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali 58
Şekil 4.24 Giriş gerilimi 370V iken çıkış gerilimi ve Q1 anahtarı kapı sinyali. Üst Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Kırmızı Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali .. 59
Şekil 4. 25 Q2 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama. Lacivert Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Turuncu Şekil: Rezonans akımı; Mavi Şekil: Mıknatıslama endüktansının akımı; Kahverengi Şekil: Q2 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali) 59
Şekil 4. 26 Q1 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı 60
Şekil 4. 27 Rezonans tankı gerilimi ve rezonans akımı(fsw<fr) 60
Şekil 4. 28 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için Q1 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanma durumu. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Kırmızı

Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı 61
Şekil 4. 29 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için Q2 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanma durumu. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Mavi Şekil: Q2 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı 61
Şekil 4. 30 Rezonans tankı gerilimi ve rezonans akımı(fsw>fr)..... 61
Şekil 4. 31 5A yük akımı için transformatörlerin primer akımları 62
Şekil 4. 32 5A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları 62
Şekil 4. 33 10A yük akımı için transformatörlerin primer akımları 63
Şekil 4. 34 10A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları 63
Şekil 4. 35 15A yük akımı için transformatörlerin primer akımları 64
Şekil 4. 36 15A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları 64
Şekil 4. 37 7.5A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı..... 65
Şekil 4. 38 15A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı..... 65
Şekil 4. 39 20A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı..... 66
Şekil 4. 40 Düşük yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali 66
Şekil 4. 41 10A yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali..... 67
Şekil 4. 42 20A yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali..... 67
Şekil 4. 43 5A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim 68
Şekil 4. 44 10A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim 68
Şekil 4. 45 20A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim 69
Şekil 4. 46 24V/20A koşullarında dönüştürücünün çalışma frekansı..... 69
Şekil 4. 47 Primer sarım sayısı arttırılmış trafo ile 24V/20A'deki çalışma frekansı 70
Şekil 4. 48 5A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları 71
Şekil 4. 49 5A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların sekonder akımları 71
Şekil 4. 50 10A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları 71
Şekil 4. 51 10A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların sekonder akımları 72
Şekil 4. 52 15A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları 72
Şekil 4. 53 5A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı 73

Şekil 4. 54 15A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı 73
Şekil 4. 55 20A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı 74
Şekil 4. 56 Düşük yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali 74
Şekil 4. 57 10A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali 75
Şekil 4. 58 20A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali 75
Şekil 4. 59 Önerilen dönüştürücünün farklı yük koşullarına göre verim eğrisi 76
Şekil 4. 60 Çift Transformatör Konfigürasyonlu LLC rezonanslı dönüştürücü prototip uygulama devresi(sağda) 76
Şekil 4. 61 TV uygulamaları için 13.5mm yükseklik şartını sağlayan prototip uygulama devresinde kullanılan transformatör 77

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4. 1 LLC rezonanslı dönüştürücü özellikleri 53
Çizelge 4. 2 LLC rezonanslı dönüştürücü devre elemanları 54
Çizelge 4. 3 Hesaplanan ve ölçülen devre parametreleri 54

ÖZET

REZONANSLI DOĞRU AKIM KAYNAKLARININ İNCELENMESİ VE İKİ TRAFOLU BİR UYGULAMANIN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Çağatay ÖZÇELİK

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Atiye Hülya OBDAN

Güç elektroniğindeki teknolojik gelişmeler ile birlikte güç dönüşümlerindeki yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu talebi de her geçen gün artmaktadır. DA-DA güç dönüşümü bir çok güç kaynağı ve enerji ile ilgili olan uygulamalar için kaçınılmaz durumdadır. Özellikle solar panel inverter ve ön-uç güç kaynaklarının performasında, yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu önemli olduğu kadar geniş giriş gerilimi ve yük koşullarında da regülasyonu sağlaması önemlidir. Ayrıca dönüştürücülerin yüksek frekanslarda çalışması devredeki pasif elemanların ebatlarını önemli ölçüde düşürür ve güç yoğunluğu açısından önemlidir. Ancak yüksek frekans sebebi ile oluşan anahtarlama kayıpları bir engel olarak karşımıza çıkar. Rezonanslı DA-DA dönüştürücüleri bu zorlukların üstesinden gelmek için iyi bir seçimdir çünkü yumuşak anahtarlamayı mümkün kılarlar ve ayrıca elektromanyetik girişimleri düşüktür. Farklı rezonanslı dönüştürücü topolojileri arasında olan LLC rezonanslı dönüştürücü, tam yük ve yüksüz koşulları altında yumuşak anahtarlamayı sağlama ve geniş kazanç aralığından dolayı tercih edilirler.

Özellikle TV endüstrisinde televizyonların ince ve küçük ebatlarda olması önemli bir trend olmuştur. OLED TV gibi LCD TV'lere göre yüksek güç ihtiyacı olan televizyonların güç kaynaklarının da küçük ebatlarda olması önem kazanmaktadır. Bu çalışmada, yüksek akım çıkışlı yüksek güçlü LLC rezonanslı dönüştürücüde kullanılan trafoların primerleri seri sekonderleri paralel bağlı olacak şekilde sunulmuştur. Seri rezonans karakteristiğine dayanarak, güç MOSFET'leri yumuşak anahtarlama ile sıfır gerilimde iletime girerler. Dolayısıyla güç elemanı olan MOSFET'lerin üzerindeki anahtarlama güç kaybı da azaltılmış olur. Önerilen dönüştürücüde, trafoların primer bağlantıları seri olduğundan ikisinden de aynı primer akımı geçer ve böylece dengeli yük akımı sağlanmış olur. Sekonder çıkş tarafında ise trafoların bağlantısı paralel

olduğundan yük akımını eşit biçimde paylaşırlar böylece sekonder sargıların ve doğrultucu diyotların üzerindeki akım stresi azaltılmış olur. Bu çalışmada, önerilen dönüştürücünün çalışma prensibi, farklı çalışma modları ve dizayn değerlendirmeleri tartışılmış ve 24V/20A deneysel prototibi sunulmuştur.

Anahtar kelimeler: LLC rezonanslı dönüştürücü, yumuşak anahtarlama(ZVS), güç yoğunluğu, elektromanyetik girişim(EMI)

ABSTRACT

INVESTIGATION OF RESONANT DC SOURCES AND IMPLEMENTATION OF A TWO TRANSFORMERS APPLICATION

Çağatay ÖZÇELİK

Department of Electrical Engineering

Msc. Thesis

Adviser: Assistant Professor Atiye Hülya OBDAN

The development in power conversion is in constant demand of high power efficiency and high power density. The DC-DC power conversion is an inevitable part of numerous power supplies and energy related applications. Especially, in PV micro-inverters and front-end converter of power supplies, great challanges affect the power performances of the DC-DC converter stage, which not only require high efficiency and density but also the capability to regulate a wide variation range of input voltage and load conditions. Moreover, with increasing operating frequency, passive components sizes are dramatically reduced which is essential in terms of power density. However, switching loss with higher frequency pose a problem. The resonant DC-DC converters are good candidates to meet these challenges with the advantages of achieving soft switching and low EMI. Among various resonant converter topologies, the LLC resonant converter is very attractive for its wide gain range and providing ZVS for switches from full load to zero load condition.

Particularly, low profile TV's became a trend in television industry. The power supplies in OLED TV's which require more power than LCD TV's must be low size as well. This thesis presents high output current high power LLC resonant converter with two transformers which are connected in series-primary parallel-secondary. In terms of series resonant characteristic, power MOSFET's achieve soft switching which is zero

voltage switching(ZVS) so that power loss of these semiconducters are reduced. In the proposed converter, the primary windings of two LLC converters are connected in series. Thus two converters have the same currents to ensure that two converters can supply the balance load current. In the output side of two LLC converters are connected in parallel to share the load current and to reduce the current stresses on the secondary windings and the rectifier diodes. In this thesis, the principle of operation, different operating modes and design consideration are provided and discussed and 24V/20A experimental prototype were provided.

Keywords: LLC resonant converter, soft switching(ZVS), power density, electromagnetic interferance

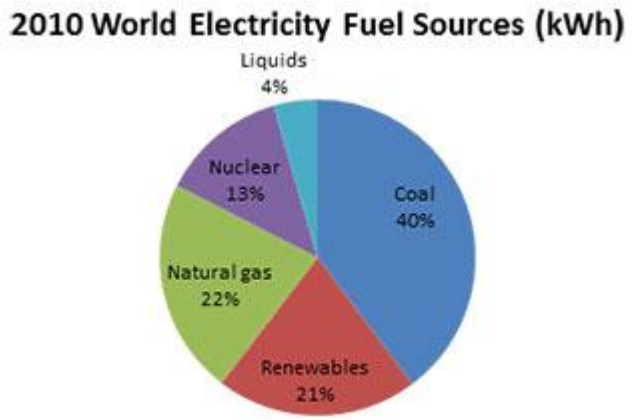
BÖLÜM 1

GİRİŞ

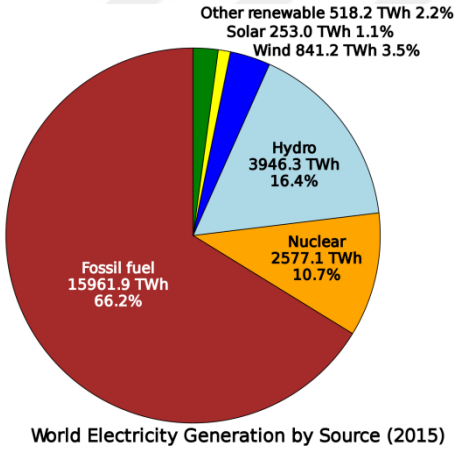
1.1 Literatür Özeti

Güç dönüşümü enerjinin işlenmesi ve iletimi için çok büyük önem taşır ve teknolojinin bu denli geliştiği günümüzde güç dönüştürücüleri ihtiyacı kaçınılmazdır. Güç dönüşümü, enerjinin elde edilmesinden son kullanıcıya gidene kadar veya enerjinin iletimi ya da depolanması açısından oldukça önemlidir. Yenilenebilir enerjiden günlük hayatta kullandığımız dijital cihazlara gelene kadar, teknolojideki hızlı ilerlemeler güç elektroniği için de büyük zorlukları beraberinde getirmiştir. Geçtiğimiz on yılda, elektrik enerjisi üretiminde, iletiminde ve güç kaynaklarındaki gelişmeler ile birlikte yüksek verim ve yüksek güç yoğunluğu talebi daha da artmıştır. Yüksek güç yoğunluğu ve yüksek verim güç dönüşümü araştırmalarının odak noktası olmuştur.

Günümüzde, dünyanın enerji yapısı ciddi bir şekilde yeniden şekillenmektedir. Geleneksel olarak kullanılan fosil yakıt türevi benzin, petrol, kömür büyük çevre sorunlarına neden olmaktadır. Bu durum aternatif olarak insanları güneş enerjisi, hidrolik enerji, rüzgar enerjisi gibi yenilenebilir enerji arayınışına sevk etmektedir [1], [2]. Şekil 1.1'de görüldüğü gibi 2010 yılında üretilen toplam enerjinin %21'i yenilenebilir enerjiden iken Şekil 1.2'de görüldüğü gibi 2015 yılında üretilen toplam enerjinin %23'ü yenilenebilir enerjiden üretilmiştir. Bu da bize göstermektedir ki, enerji üretimi konusunda yenilenebilir enerji günümüzde de gelecekte de büyük potansiyel oluşturmaktadır.



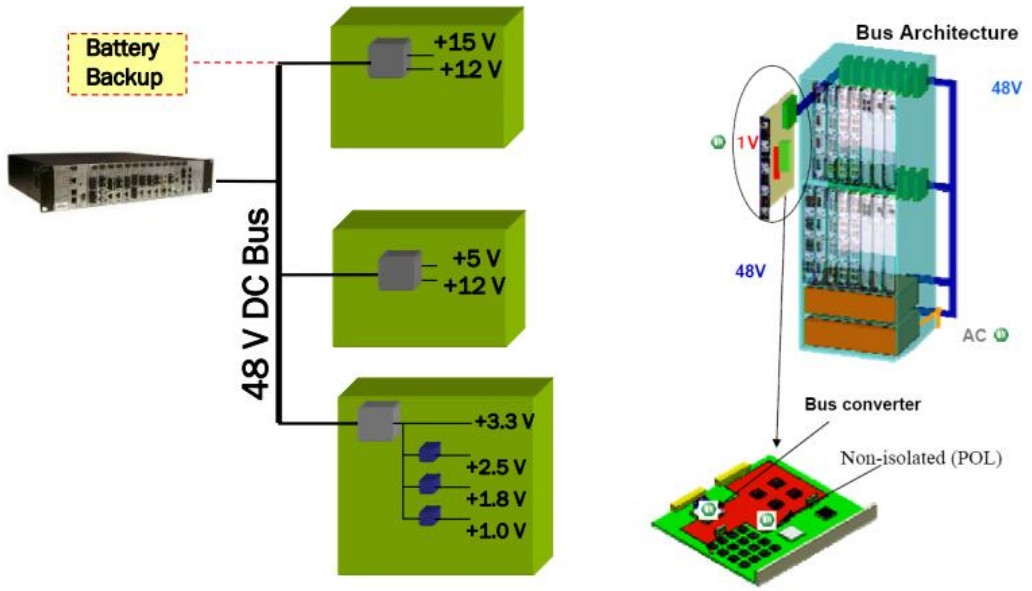
Şekil 1. 1 Enerji kaynaklarının 2010 yılındaki dağılımı



Şekil 1. 2 Enerji kaynaklarının 2015 yılındaki dağılımı

Yarı iletken teknolojisinin gelişimine paralel olarak entegre çiplerin, devrelerin büyük gelişimi sayesinde, binlerce transistör çok küçük ebatlardaki silikon çiplerin içine yerleştirilebilmektedir. Sonuç olarak, çok daha güçlü ve kompakt dijital sistemler daha uygun ve kullanılabilir hale gelmiştir. Aynı zamanda, bu gelişmeler ile birlikte, güç yönetimi çok daha zor hale gelmiştir. Öncelikle, entegre çiplerin içine çok daha fazla transistör yerleştirildiğinden dolayı bu çiplerin güç ihtiyaçları hızlı bir şekilde artmıştır. İkinci olarak transistörlerin yüksek frekanslarda çalışmaları sebebiyle besleme voltajları düşmekte ve dolayısıyla sıkı bir regülasyon gerekmektedir. Entegre çiplerin içlerine binlerce transistör yerleştirilme teknolojisi hızla gelişmekte olduğu için güç yönetimi gerekliliği de hızla odak noktası olmaya başlamıştır.

Server ve telekom güç sistemlerinde Şekil 1.3'de görüldüğü gibi dağıtım güç sistemleri sıklıkla kullanılır. Dağıtım sistemlerinde güç, iki aşamadan geçer. İlk aşamada AC giriş 48V DA bara gerilimine çevrilir. Bu DA gerilim sonra yüklere dağıtılır. Ardından yük dönüştürücüsü birinci aşamadan çıkan gücü ikinci aşamaya sokarak yükün ihtiyacı olan gerilim seviyelerini üretir.



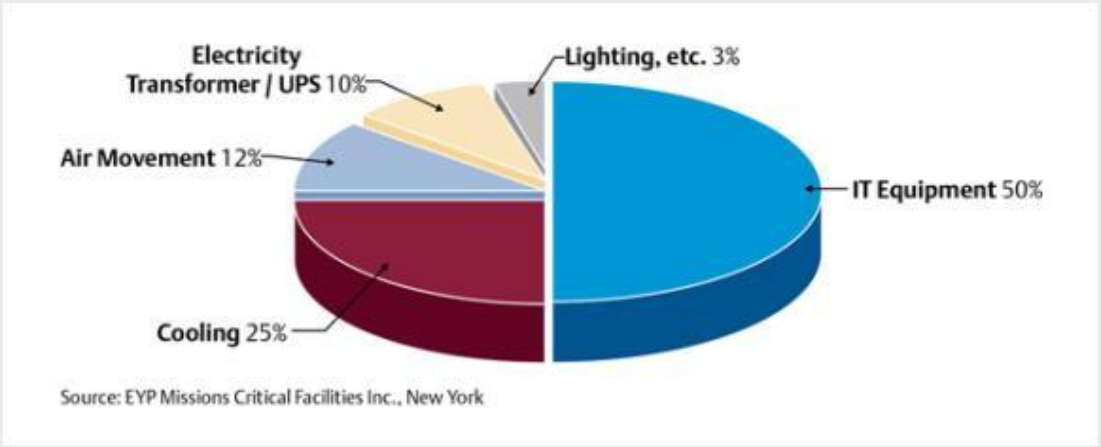
Şekil 1.3 Dağıtım Güç Sistemi yapısı

Dağıtım güç sistemleri bir çok avantaj sağlar. Öncelikle, dağıtım sisteminde gerilimin düşmesi gücün iletilmesi açısından iyi bir durum oluşturmaz. Bu sistemler, gücü dağıtmak için çok daha yüksek gerilim kullanır böylece kayıplar çok daha az olur. İkinci aşamada ise yük dönüştürücüsü yüke çok yakın olduğundan parazitiklerin etkisi minimize edilmiş olur. Son olarak, dağıtım güç sistemlerinde ön-uç dönüştürücü yük durumundan bağımsızdır. Ayrıca her bir yük dönüştürücüsü, diğer yüklerden bağımsız durumdadır. Böylece sistemler, anlık değişimlere hızlı bir şekilde tepki verirler ve teknolojinin gelişimiyle, yük talebinin değişimi ile sadece ilgili yük dönüştürücüsünün tasarımının revize edilmesi yeterlidir. Böylece toplam sisteme etki minimum olur.

Dağıtım güç sistemlerinin diğer avantajlarından biri de modülerize edilebilir olmalarıdır. Yük koşullarının durumuna göre sisteme kolaylıkla müdahale edilip sistem revize edilebilir, gerekli koşullar için düzenlenebilir [3], [4], [5], [6], [7].

Bir çok avantajlarından dolayı dağıtım güç sistemlerinin bir çok uygulama alanı bulunmaktadır. Bu sistemler özellikle server ve telekominikasyon sistemlerinde sıklıkla

kullanılırlar. Ayrıca, maliyetin önemli olduğu örneğin kişisel bilgisayar uygulamalarında da dağıtım güç sistemlerinin kullanıldığı yerler bulunmaktadır.



Şekil 1. 4 Veri Merkezlerindeki enerji tüketim dağılımı

Şekil 1.4'te de görüldüğü üzere veri merkezlerindeki enerji kayıplarının büyük bir bölümünü soğutma ihtiyacı oluşturmaktadır. Bu durum, veri merkezlerindeki enerji kayıplarını minimize etmek için yüksek verimli daha az kayıplı güç kaynakları ihtiyacını oluşturmaktadır. Dağıtım güç sistemleri de özellikle veri merkezleri açısından büyük bir önem oluşturmaktadır.

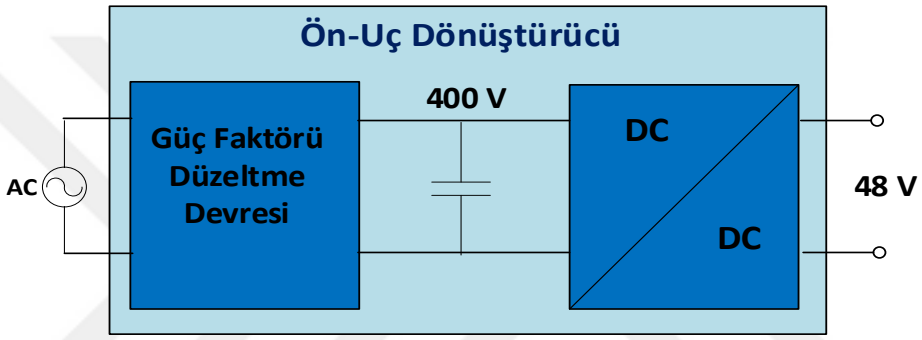
Dağıtım güç sistemlerinin hızlı bir şekilde gelişmesi, bu sistemlerde kullanılan ön-uç dönüştürücüler için bazı problemler oluşturmaktadır. Öncelikle, sistemler geliştikçe ve büyüdükçe çok daha fazla transistör sisteme entegre olamktadır ve bu transistörler çok daha yüksek frekanslarda çalışmaktadır. Dolayısıyla bu dijital sistemler çok daha enerji talep eder hale gelmektedir. Sistemin artan enerji talebi için sonradan eklenen sistemlerin çok maliyetli olmaması istenmektedir. Bu sebeple ihtiyaç duyulan güç sisteminin düşük hacimde yüksek güçlü yani güç yoğunluğunun yüksek olması beklenir. Bir diğer önemli durum ise özellikle TV endüstrisinin de odak noktası olan düşük profil konusudur. Endüstri de üretilen bir çok cihazın düşük profilde olması oldukça önemlidir. Güç yoğunluğunun yüksek olması sayesinde yüksek güçler düşük hacimlerdeki dönüştürücüler ile sağlanabilmektedir bu da beraberinde düşük maliyet getirir.

Yukarıda anlatılanlar ışığında, açıkça görebiliyoruz ki ön-uç dönüştürücü sistemleri oldukça düşük hacimde ve beraberinde düşük maliyette olmalıdır. Ayrıca düşük profilin çok önemli olduğu televizyon endüstrisinde, OLED TV gibi güç ihtiyacının LCD

TV'lere göre çok daha yüksek olduğu endüstriyel uygulamalarda güç yoğunluğunun önemi daha da artmaktadır.

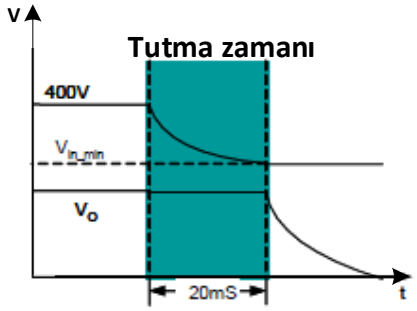
1.2 Tezin Amacı

Ön-uç dönüştürücülerde şekil 1.5'de görüldüğü üzere iki aşamalı yaklaşım yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. İki aşamalı yaklaşım kullanılarak uygulanan ön-uç dönüştürücülerde iki güç aşaması olmaktadır. İlk aşamada AC giriş gerilimi güç faktörü düzeltme devresi kullanılarak 400V bara gerilimine dönüştürülür. Ardından, oluşturulan 400V DA gerilim DA-DA dönüştürücü kullanılarak regüleli 48V gerilime çevrilir ve sonra bu gerilim yüklere dağıtılır.



Şekil 1. 5 İki aşamalı ön-uç dönüştürücü diagramı

Ön-uç dönüştürücülerde özel olarak tutma zamanı denilen özel bir gereklilik vardır. Böylece şebeke gerilimi bir sebepten dolayı kesildiğinde, bir şebeke periyodu yani 20 milisaniye boyunca sistem enerjilenmeye devam eder. Böylece sistem, enerji kesildiğinde bu kesintiye cevap verecek kadar süre kazanmış olur. Şekil 1.6'da ön-uç dönüştürücülerdeki tutma zamanı gerekliliği gösterilmiştir. Bu süreyi sağlayacak büyük hacimli kondansatörler DA-DA dönüştürücünün girişine yerleştirilir. Tutma zamanı boyunca, minimum giriş gerilimine ulaşılıncaya kadar DA-DA dönüştürücünün giriş gerilimi düşmeye devam eder ve çıkış rügeleli bir şekilde devam eder. Tutma zamanından sonra, DA-DA dönüştürücü kapanır.



Şekil 1. 6 Ön-Uç DA-DA dönüştürücülerde tutma zamanı gerekliliği

Gerekli olan tutma zamanı ile DA-DA dönüştürücünün ihtiyaç duyduğu minimum giriş gerilimi arasındaki bağlantı denklem (1.1)' de gösterilmiştir.

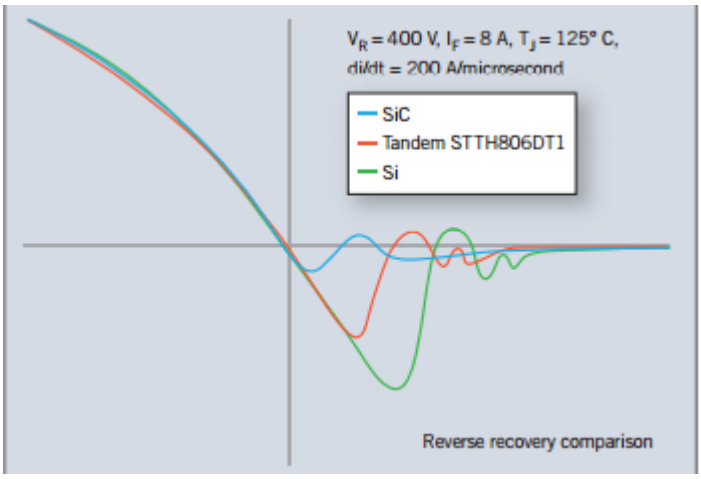
$$^1/_2\, C_t(Vg^2\text{-}Vg_{min}{}^2) = P_{da}T_t \qquad (1.1)$$

Burada Vg gerilimi DA-DA dönüştürücünün nominal giriş gerilimi, Vg_{min} gerilimi izin verilen minimum giriş gerilimi değeri, C_t kondansatörü gerekli olan tutma süresi için kullanılan kondansatör, P_{da} DA-DA dönüştürücünün gücü ve T_t tutma süresidir. Denklemden de görüleceği üzere izin verilen giriş gerilimi seviyesi düştükçe daha düşük değerli C_t kondansatörü kullanımı mümkün olmaktadır. Bu yüzden, daha geniş giriş gerilimi aralığında çalışan DA-DA dönüştürücüler sıklıkla tercih edilirler. PWM DA-DA dönüştürücüleri hem yüksek giriş gerilimi aralığında çalışıp hem de yüksek verime ulaşamazlar [8], [9], [10].



Şekil 1. 7 Ön-Uç DA-DA Dönüştürücü

Şekil 1.7'de güç faktörü düzeltmeli ön-uç DA-DA dönüştürücü gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği üzere devrede manyetik elemanlar ve soğutucu devrenin toplam hacminin büyük bir kısmını oluşturmaktadır. Güç yoğunluğunu artırmak ve profili düşürmek için manyetik elemanların ve soğutucuların boyutlarını düşürmek gereklidir. Çeşitli yöntemler bu konu için uygulanmaktadır. Öncelikle yüksek çalışma frekansında, devrede kullanılan pasif elemanların boyutları küçülür. Ayrıca, devrenin önemli bir kısmı da termal yönetim ile ilgilidir. Devrenin termal yönetimi için pasif elemanların boyutlarını düşürmek yüksek güç yoğunluğuna ulaşmak açısından önemlidir. Ancak bu iki yöntem birlikte çok kolay bir şekilde uygulanamaz. Genellikle çalışma frekansı arttığında buna ters orantılı olarak verim düşer. Verimin düşmesinin sebeplerinden biri yüksek anahtarlama frekansının yanında sekonder taraftaki diyotların ters toparlanma akımlarıdır. Diyotların ters toparlanma akımları elemanlar üzerinden anlık gerilim piklerine sebep olur ve bu durum seçilecek malzemelerin bozulma gerilimi değerini etkiler. Diyotların ters toparlanma akımlarından kaynaklanan kayıplar toplam kayıpların ihmal edilemeyecek bir kısmını oluşturur. Bu durumun önüne geçebilmek için bastırma hücreleri kullanılmaktadır ancak bu uygulamanın da sınırları vardır. Sekonder taraftaki diyotların üzerinden geçen akımlar yüksek olduğundan bu diyotların iletim kayıpları da devrenin toplam kayıplarında önemli bir rol oynar. Schottky diyotların kullanılması ters toparlanma durumunun etkisini azaltır. Ön-uç DA-DA dönüştürücülerde kullanılan sekonder diyotlarının gerilim stresleri genel olarak 200V civarındadır. Bundan dolayı, bu gerilim seviyelerinde bozulmadan çalışabilecek Schottky diyot bulmak oldukça zordur dolayısıyla başka çözümler gerekmektedir. Şekil 1.8'de farklı türdeki diyotların ters toparlanma akımlarının karşılaştırılması gösterilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi ters toparlanma akımları ve süreleri diyotlar arasında farklılık göstermektedir ve bu farklılık devrenin toplam kayıpları üzerinde büyük bir rol oynar.



Şekil 1. 8 Farklı türdeki diyotların ters toparlanma durumları

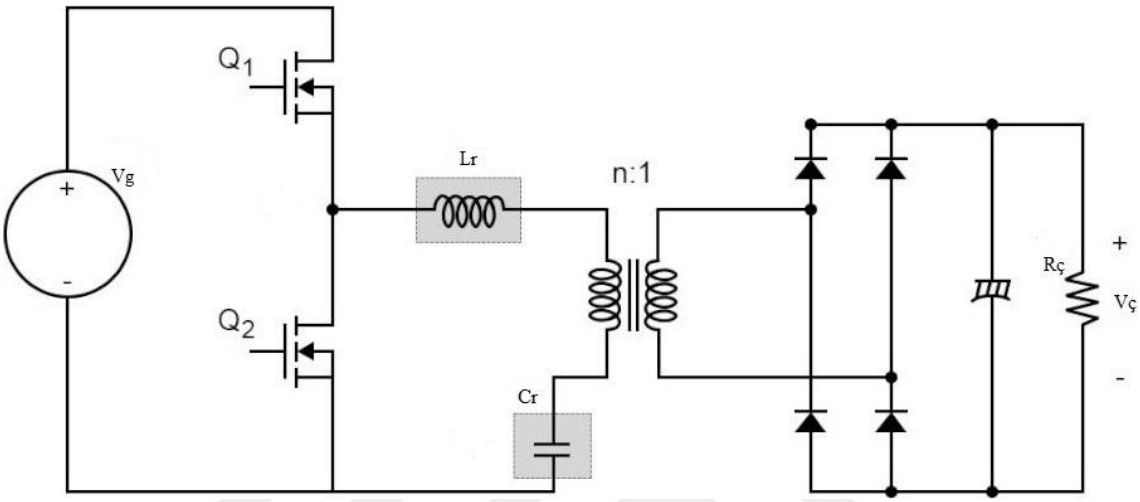
Anahtarlama kayıplarının dışında, yüksek frekansa çıkmayı engelleyen başka önemli faktörler de bulunmaktadır. Parazitik elemanlardan kaynaklanan yüksek stres ve yüksek elektromanyetik girişim de anahtarlama frekansının yükseltilmesinin önünde engeldir.

Yukarıda belirtilen problemleri çözmek ve yüksek frekans, yüksek güç yoğunluğu ve düşük profile ulaşabilmek için bazı yöntemler geliştirilmişir. Yüksek frekanslara çıkıldıkça manyetik malzemenin boyutu manyetik kayıplar tarafından sınırlanır. Daha iyi manyetik malzeme kullanılarak bu malzemelerin boyutu büyük oranda düşürülür. Güç elemanlarının üzerindeki kayıplar toplam kayıpların büyük bir kısmını oluşturmaktadır. Daha iyi güç elemanları kullanılarak bu kayıplar azaltılabilir ve termal olarak devre çok daha iyi noktalara getirilebilir. Ayrıca yumuşak anahtarlama teknikleriyle birlikte, özellikle MOSFET için sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) sayesinde güç kayıpları önemli ölçüde azaltılabilir [35], [36], [37], [38], [39].

Gelişmiş paketleme teknikleri de sistemi önemli ölçüde geliştirmektedir. Gelişmiş paketleme metodları ile malzemelerin elektriksel performansları çok daha iyi noktalara gelmiştir bunun sonucu olarak yüksek verim ve düşük gürültü elde edilebilmektedir. Ayrıca gelişmiş paketleme sayesinde daha iyi termal performanslar mümkün kılınmaktadır.

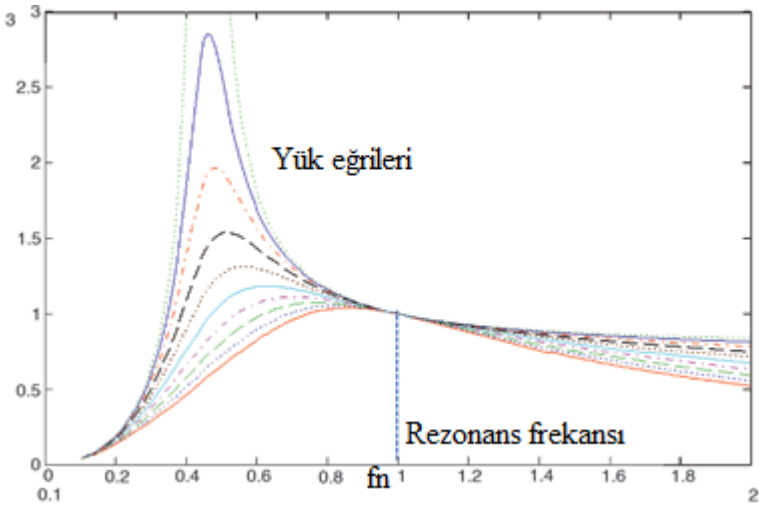
Dönüştürücüler için yüksek kesime girme kayıpları ve normal çalışmada düşük verim, yüksek frekanslara ve yüksek verimlere çıkmayı sınırlar. Gelişmiş topolojiler sayesinde anahtarlama kayıpları minimize edilebilmektedir böylece yüksek frekanslara yüksek verim ile çıkmak mümkündür.

PWM tekniği kullanılan dönüştürücülerde yüksek verim ve geniş giriş gerilimi aralığında çalışabilmeleri için bir çok çalışma yapılmıştır [10], [11], [12]. Bu çalışmalar sonucunda iyi bir kararlı hal durumu oluşturulabilmişken, diğer taraftan kompleks devre yapıları sebebiyle transient geçişler problem oluşturmuştur. Şekil 1.9'da gösterilen LLC rezonanslı dönüştürücü, yüksek verimi ve geniş giriş gerilimi aralığında çalışabilmesi sebepleriyle sıklıkla kullanılmaktadır [13].



Şekil 1. 9 LLC Rezonanslı Dönüştürücü

LLC rezonanslı dönüştürücü, gerilim kazancı karakteristiği (Şekil 1.10) nedeniyle ön-uç DA-DA dönüştürücüler için oldukça uygundur. LLC rezonanslı dönüştürücü rezonans frekansı ve rezonans frekansına yakın bölgelerde çalışır. Tutma zamanı boyunca, LLC rezonanslı dönüştürücü çalışma frekansını düşürüp daha yüksek gerilim kazancı elde ederek çıkışı regüle etmeye devam eder. Uygun gerilim kazancı karakteristiğinin yanında düşük anahtarlama kayıpları da LLC rezonanslı dönüştürücünün bir başka avantajıdır. Primer taraftaki güç elemanları sıfır gerilimde anahtarlanır. Böylece anahtarlama kayıpları ciddi oranda azaltılmış olur. Sekonder tarafta, doğrultucu diyotları, çalışma frekansına da bağlı olarak sıfır akımda anahtarlanır böylece diyotların ters toparlanma stresinin etkileri kaldırılmış olur. LLC rezonanslı dönüştürücü, bu özellikleri sayesinde yüksek verimlere çıkmaktadır [13], [14].



Şekil 1. 10 LLC Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı gerilim kazancı

Bu tez çalışmasında, LCD TV' lere oranla çok daha fazla güç ihtiyacı olan OLED TV' lerin güç ihtiyacını karşılamak için çift transformatörlü 24V/20A çıkışlı LLC rezonanslı dönüştürücü sunulmaktadır. Bu dönüştürücüde transformatörlerin primerleri birbirine seri bağlanmıştır böylece yük akımı dengeli bir şekilde sağlanmaktadır. Çıkış tarafında ise transformatörlerin sekonderleri paralel bağlanmıştır. Böylece yük akımı iki transformatör arasında dağıtılmış olup hem transformatörlerin hem de çıkıştaki doğrultucu diyotlarının akım stresleri azaltılmış olur [15]. Bu çalışmada, önerilen dönüştürücünün çalışma prensibi ve analizi yapılmış, ayrıca tasarım değerlendirmeleri sunulmuştur.

1.3 Hipotez

Bu tez çalışmasında, yüksek güç ihtiyacı olan OLED TV' lerin güç ihtiyacını karşılamak, aynı zamanda endüstriyel olan bu uygulama için 13.5 mm yükseklik kriterini sağlamak amacıyla çift transformatörlü LLC rezonanslı dönüştürücü sunulmuştur. Bu dönüştürücüde transformatörlerin primerleri birbirine seri bağlanmıştır böylece yük akımı dengeli bir şekilde sağlanmaktadır. Çıkış tarafında ise transformatörlerin sekonderleri paralel bağlanmıştır. Böylece yük akımı iki transformatör arasında dağıtılmış olup hem transformatörlerin hem de çıkıştaki doğrultucu diyotlarının akım stresleri azaltılmış olur.

BÖLÜM 2

LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜ

2.1 LLC Rezonanslı Dönüştürücüler

Önceki bölümde trendler ön-uç DA-DA dönüştürücülerin önüne çıkan problemlerle ilgili ele alınmıştır. Yüksek güç yoğunluğu, yüksek verim bu dönüştürücüler için oldukça önemlidir. Tutma zamanı gerekliliği de bu dönüştürücüleri tasarlarken önem verilmesi gereken bir konudur.

Trendi yakalamak için yüksek anahtarlama frekansı, yüksek verim ve gelişmiş paketleme yöntemi kaçınılmazdır. Bu konuların ışığında yüksek frekansta yüksek verimde çalışabilen dönüştürücüler kilit noktadadır.

Rezonans dönüştürücüleri, çok düşük anahtarlama kayıpları ile çalıştıklarından dolayı yüksek frekanslarda çalışmaya uygunlardır [16], [17], [18], [19], [20]. En fazla bilinen rezonans dönüştürücüleri; Seri Rezonans Dönüştürücüsü, Paralel Rezonans Dönüştürücüsü, Seri-Paralel Rezonans dönüştürücüsüdür. Bundan sonraki kısımda, bu rezonans dönüştürücüleri ile ilgili bilgiler verilecektir.

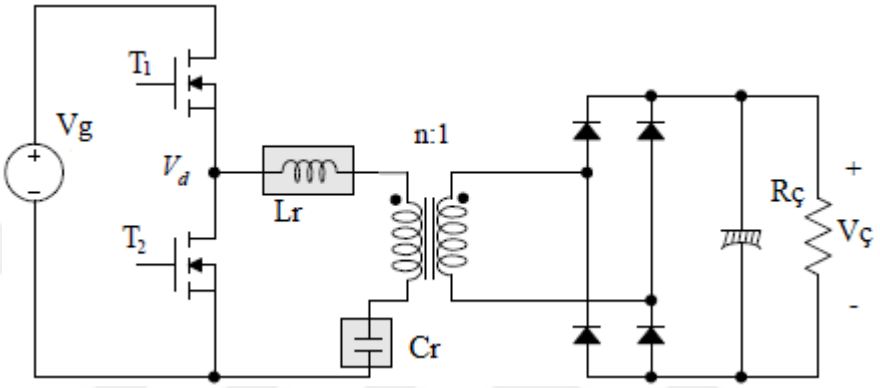
2.2 Geleneksel Rezonanslı Dönüştürücüler

Bu bölümde geleneksel rezonans dönüştürücüleri olan Seri Rezonans Dönüştürücü, Paralel Rezonans Dönüştürücü ve Seri-Paralel Rezonans Dönüştürücüleri ele alınmıştır.

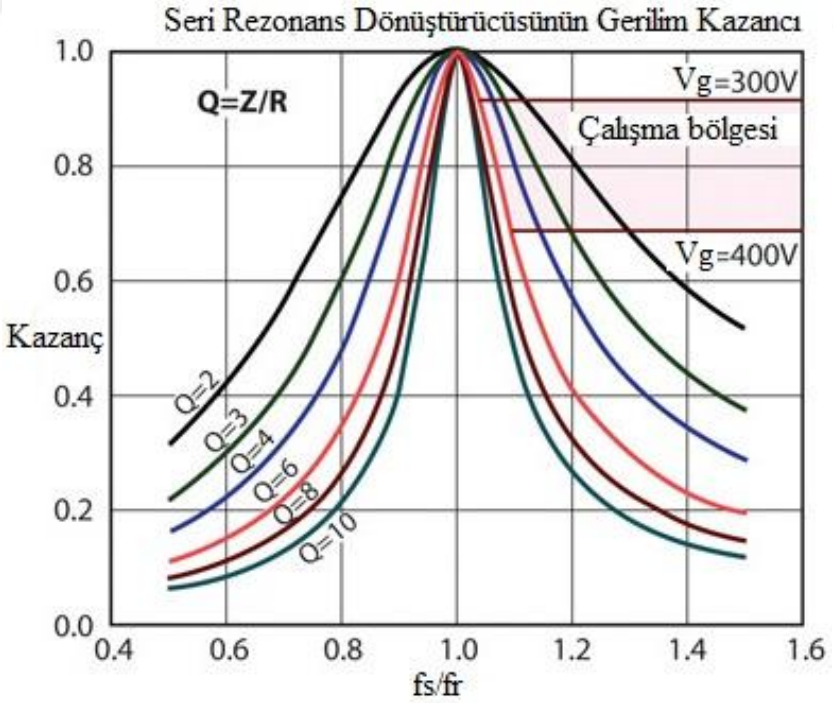
2.2.1 Seri Rezonanslı Dönüştürücü

Şekil 2.1'de Yarım Köprü Seri Rezonans Dönüştürücüsü gösterilmiştir [21], [22], [23], [24], [25]. Bu dönüştürücünün DA karakteristiği şekil 2.2'de gösterilmiştir. Seri rezonans dönüştürücüsünde rezonans endüktansı L_r ve rezonans kapasitesi birbirine seri

bağlıdır. Seri bir rezonans tankı oluştururlar. Rezonans tankı da yük ile seri durumda olur. Bu konfigurasyon ile rezonans tankı ve yük gerilim bölücü gibi davranır. Giriş geriliminin frekansı değiştikçe rezonans tankının empedansı değişir. Bu empedans, giriş gerilimi ile yük arasında bölücü gibi davranır. Bu durum bir gerilim bölücü gibi olduğundan seri rezonans dönüştürücünün gerilim kazancı her zaman 1'in altındadır. Rezonans frekansında, tankın empedansı empedansı minimum olur böylece bütün giriş gerilimi yük üzerinde olur. Bu sebeple, seri rezonans dönüştürücüsünde maksimum gerilim kazancı rezonans frekansında olmaktadır.



Şekil 2. 1 Yarım Köprü Seri Rezonanslı Dönüştürücüsü



Şekil 2. 2 Seri Rezonans Dönüştürücüsü Frekansa Bağlı Kazanç Eğrisi

Seri rezonans dönüştürücüsünün çalışma aralığı f_r rezonans frekansının üzerindedir. Çünkü dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama yapması istenir. Eğer anahtarlama

frekansı rezonans frekansından düşük olursa dönüştürücü sıfır akımda anahtarlama yapar. MOSFET için sıfır gerilimde anahtarlama daha uygun olur.

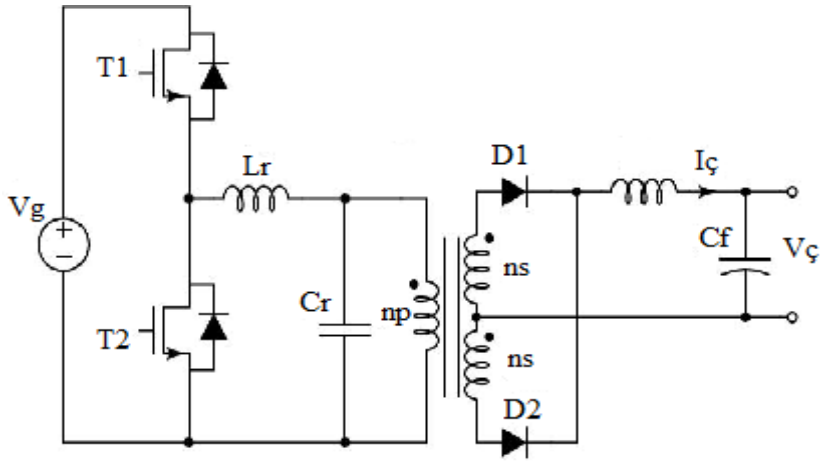
Şekil 2.2'den görüleceği gibi düşük yük koşullarında anahtarlama frekansı çıkışın regüleli halini korumak için çok fazla yükselir. Bu durum, seri rezonanslı dönüştürücünün en büyük problemidir. Yük olmayan durumlarda çıkışın regülasyonunu sağlaması oldukça zordur.

300V'da dönüştürücünün çalışma frekansı rezonans frekansına yakındır. Giriş gerilimi arttıkça dönüştürücü daha yüksek frekanslarda çalışmaya başlar ve rezonans frekansından uzaklaşır. Frekans arttıkça, rezonans tankının empedansı da artar. Bunun anlamı çok daha fazla enerji çıkışa aktarılmak yerine rezonans tankı içinde dolaşır. Sirkülasyon enerjisi her bir anahtarlama periyodunda giriş kaynağına aktarılan enerjiyi gösterir. Her bir anahtarlama periyodunda, giriş kaynağına geri aktarılan enerji ne kadar fazla olursa güç elemanlarından da o kadar fazla enerji dolaşmak zorunda kalır. Bu durum da iletim kayıplarını arttırır. Ayrıca MOSFET'in 300V'daki kesime girme akımı da daha düşük olur bu da kesime girme kayıplarını azaltır.

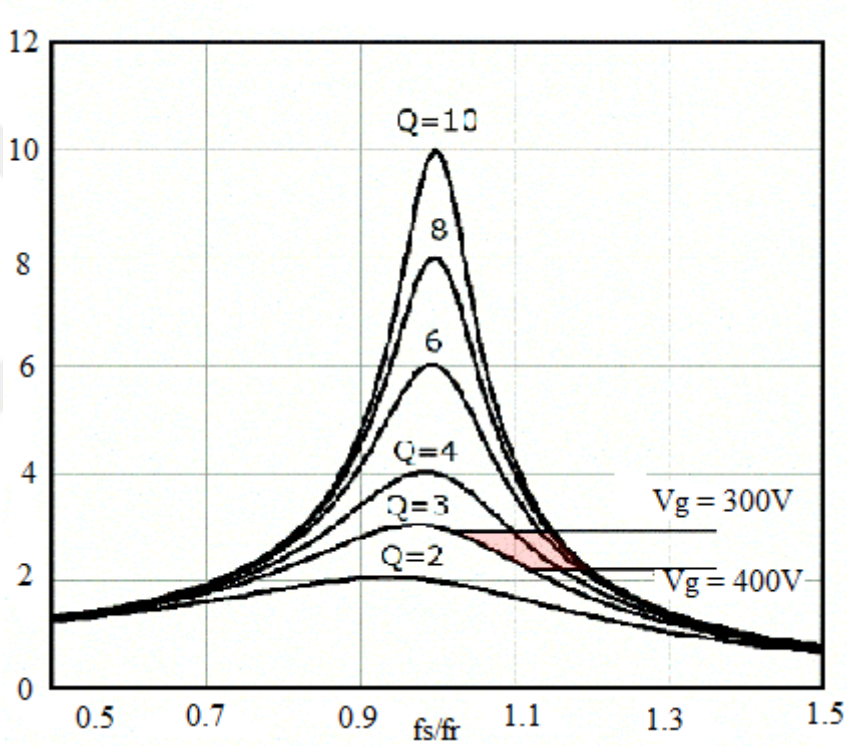
Yukarıda anlatılanların ışığında, seri rezonans dönüştürücüsü ön-uç DA-DA dönüştürücüler için çok uygun değildir. Seri Rezonans Dönüştürücüsünün en önemli dezavantajları; yüksüz durumda çıkış gerilimi regülasyonunun kötü olması, yüksek sirkulasyon enerjisi ve yüksek giriş geriliminde kesime akımlarının yüksek olmasıdır.

2.2.2 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü

Şekil 2.3'de Paralel Rezonanslı Dönüştürücü gösterilmiştir [26], [27], [28]. Bu dönüştürücünün DA gerilim kazancı ise şekil 2.4'te gösterilmiştir. Paralel rezonanslı dönüştürücüde, rezonans tankı birbirine seri durumdadır. Bu dönüştürücüye paralel rezonanslı dönüştürücü denmesinin sebebi, yük, rezonans kapasitesine paraleldir. Bu dönüştürücüye paralel yüklü seri rezonanslı dönüştürücü de denilebilir.



Şekil 2. 3 Yarım Köprü Paralel Rezonanslı Dönüştürücü



Şekil 2. 4 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi

Seri rezonanslı dönüştürücüye benzer şekilde, Paralel Rezonanslı Dönüştürücüde de sıfır gerilimde anahtarlanmanın sağlanabilmesi için bu dönüştürücünün de rezonans frekansının sağ tarafında çalışacak şekilde tasarlanması gerekir.

Seri rezonanslı dönüştürücü ile karşılaştırmak gerekirse, düşük yüklerde çıkış regülasyonunun sağlanabilmesi için çalışma frekansının seri rezonanslı dönüştürücüdeki kadar artması gerekmez. Dolayısıyla düşük yüklerdeki regülasyon paralel rezonanslı dönüştürücü için problem oluşturmaz.

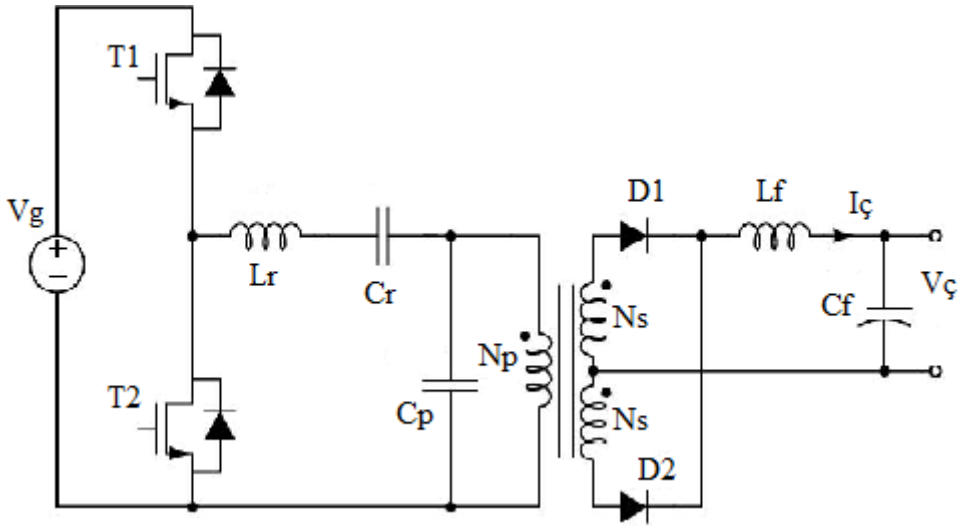
Seri rezonanslı dönüştürücüdeki gibi, paralel rezonanslı dönüştürücüde de 300V da dönüştürücü rezonans frekansına yakın yerlerde çalışır. Giriş gerilimi seviyesi arttıkça, dönüştürücünün çalışma frekansı rezonans frekansından uzaklaşır. Ayrıca, 300V'daki sirkülasyon enerjisi, 400V'daki sirkülasyon enerjisinden düşüktür. Seri rezonanslı dönüştürücüsü ile karşılaştırıldığında, paralel rezonanslı dönüştürücüde sirkülasyon enerjisi çok daha yüksektir. MOSFET'ler için de kesime girme akımları 300V'da daha düşüktür. Giriş gerilimi 400V'a çıktığında ise MOSFET'lerin kesime girme akımları daha da yükselir.

Paralel rezonanslı dönüştürücünün en büyük problemlerinden biri yüksek sirkülasyon enerjisine sahip olmasıdır. Düşük yüklerde dahi sirkülasyon enerjisi yüksektir. Paralel rezonanslı dönüştürücüde, yük, rezonans kapasitesine paralel olduğundan dolayı, düşük yük koşullarında bile seri rezonans tankı oldukça düşük bir empedansa sahip olur. Bu durum, yüksüz durumda bile sirkülasyon enerjisinin yüksek olmasına sebep olur.

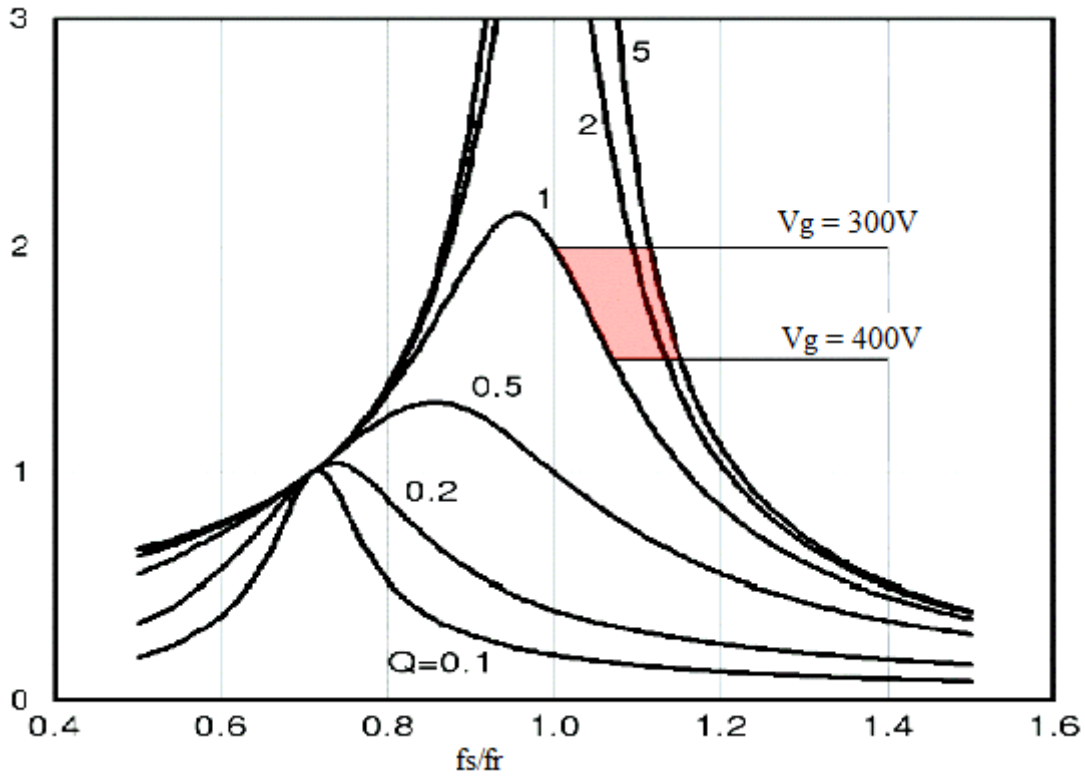
Yukarıda anlatılan durumların ışığında, paralel rezonanslı dönüştürücü ön-uç DA-DA dönüştürücüler için çok uygun değildir. Bu dönüştürücünün ana problemleri; yüksek sirkülasyon enerjisi ve yüksek giriş gerilimi seviyelerinde güç elemanları MOSFET'ler için yüksek kesime girme akımlarıdır.

2.2.3 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü

Şekil 2.5'de seri-paralel rezonanslı dönüştürücü gösterilmiştir [29], [30], [31]. Seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün DA karakteristiği şekil 2.6'da gösterilmiştir. Bu dönüştürücünün rezonans tankı Lr, Cr, Cp elemanlarından oluşmaktadır. Seri-paralel rezonans dönüştürücüsü seri rezonanslı dönüştürücü ve paralel rezonanslı dönüştürücünün kombinasyonu şeklinde de düşünülebilir. Seri-paralel rezonanslı dönüştürücü, seri rezonanslı dönüştürücü ve paralel rezonanslı dönüştürücünün iyi özelliklerini barındırır. Yük, Lr ve Cr'den oluşan seri rezonans tankına seridir. Paralel rezonanslı dönüştürücü ile karşılaştırıldığında, sirkülasyon enerjisi çok daha azdır. Paralel Cp kapasitesi sayesinde, seri-paralel rezonanslı dönüştürücü yüksüz koşullarda da çıkış gerilimini regüle edebilir.



Şekil 2. 5 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü



Şekil 2. 6 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi

Yukarıda anlatılanların ışığında, seri rezonanslı dönüştürücü ve paralel rezonanslı dönüştürücüye benzer şekilde, seri-paralel rezonanslı dönüştürücü de sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanması için rezonans frekansının sağ bölgesinde çalışmaktadır.

Seri rezonanslı dönüştürücüden farklı olarak, seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün yük değişimlerinden dolayı çalışma frekansı çok değişmez. Daha dar bir alanda çalışmasını sürdürür.

Sirkülasyon enerjisi açısından, seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün sirkülasyon akımı, paralel rezonanslı dönüştürücüden düşük, seri rezonanslı dönüştürücüden biraz yüksektir.

Seri rezonanslı ve paralel rezonanslı dönüştürücüdeki gibi, 300V giriş geriliminde seri-paralel rezonanslı dönüştürücü rezonans frekansına yakın bölgelerde çalışır. Yüksek giriş gerilimi durumunda ise dönüştürücü daha yüksek frekanslarda, rezonans frekansından uzakta çalışır. Ayrıca yine seri ve paralel rezonanslı dönüştürücülerdeki gibi giriş gerilimi arttıkça sirkülasyon enerjisi ve MOSFET'lerin kesim akımları da artar.

Yukarıda yapılan analizler ışığında, seri-paralel rezonanslı dönüştürücü, seri ve paralel rezonanslı dönüştürücülerin iyi özelliklerini barındırır. Daha düşük sirkülasyon enerjisine sahiptir ve yük değişimlerine karşı çok hassas değildir. Ancak, seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün geniş giriş gerilimi aralığında çalışacak şekilde tasarlanması zordur. Geniş giriş gerilimi aralığında, giriş gerilimi arttıkça iletim ve anahtarlama kayıpları artar.

Rezonanslı bu üç dönüştürücülerin analizi ışığında, seri, paralel ve seri-paralel rezonans devrelerinin yüksek giriş geriliminde çalışması problem oluşturmaktadır. Yüksek iletim ve anahtarlama kayıpları yüksek giriş gerilimi aralığından kaynaklanır. Yüksek frekansa ve aynı zamanda yüksek verimlere ulaşabilmek için farklı topolojiler kullanılmaktadır.

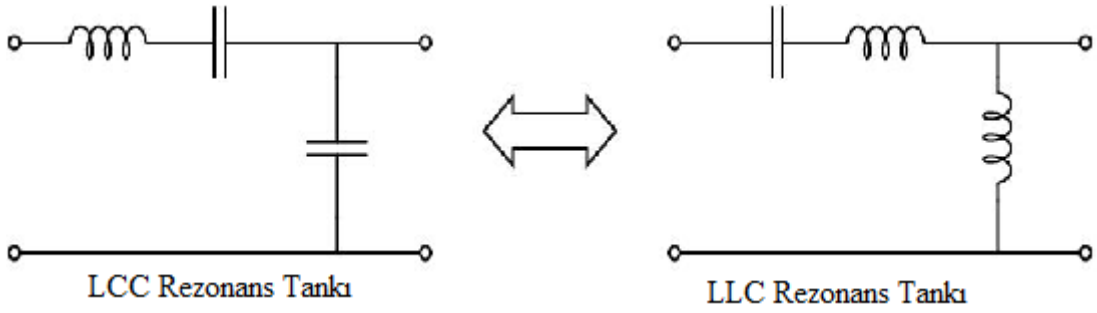
2.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücü

Bir önceki bölümlerde geleneksel rezonanslı dönüştürücülerin analizleri yapılmıştır. Sonuçlardan görüleceği gibi, bu dönüştürücülerin hepsi geniş giriş gerilimi aralığında tasarlandığında problem oluşturmaktadır. Yüksek giriş gerilimi seviyelerinde yüksek sirkülasyon enerjisi ve yüksek anahtarlama kaybı oluşur. Bu sebeplerden ötürü bu dönüştürücüler ön-uç DA-DA uygulamaları için uygun değildir.

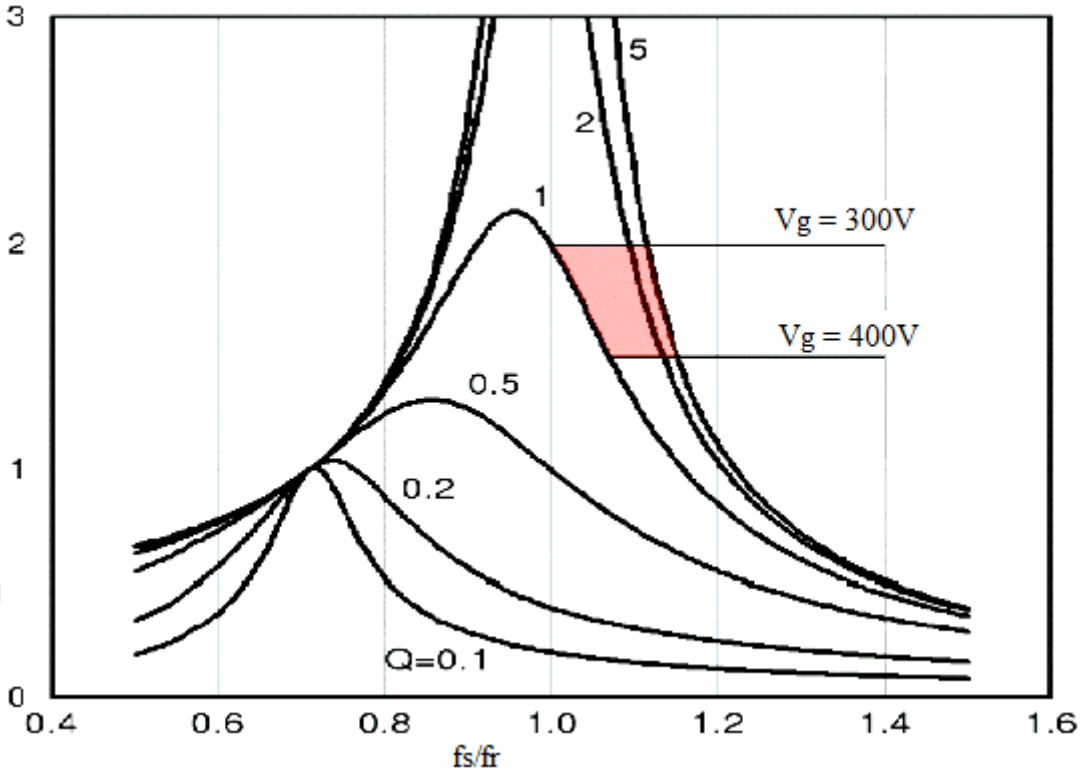
Bu dönüştürücüler ile ilgili yapılan analizler ışığında, rezonans tankı için en verimli durum tankın rezonans frekansında çalışma ile mümkün olur. Bu durum, seri rezonanslı dönüştürücü ve paralel rezonanslı dönüştürücü için de geçerlidir. Seri-paralel rezonanslı

dönüştürücüde iki rezonans frekansı mevcuttur. Yüksek olan rezonans frekansında çalışmak dönüştürücü açısından çok daha verimlidir. Sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlanabilmesi için de dönüştürücünün DA karakteristiğinin negatif eğimli kısmında çalışması gerekir.

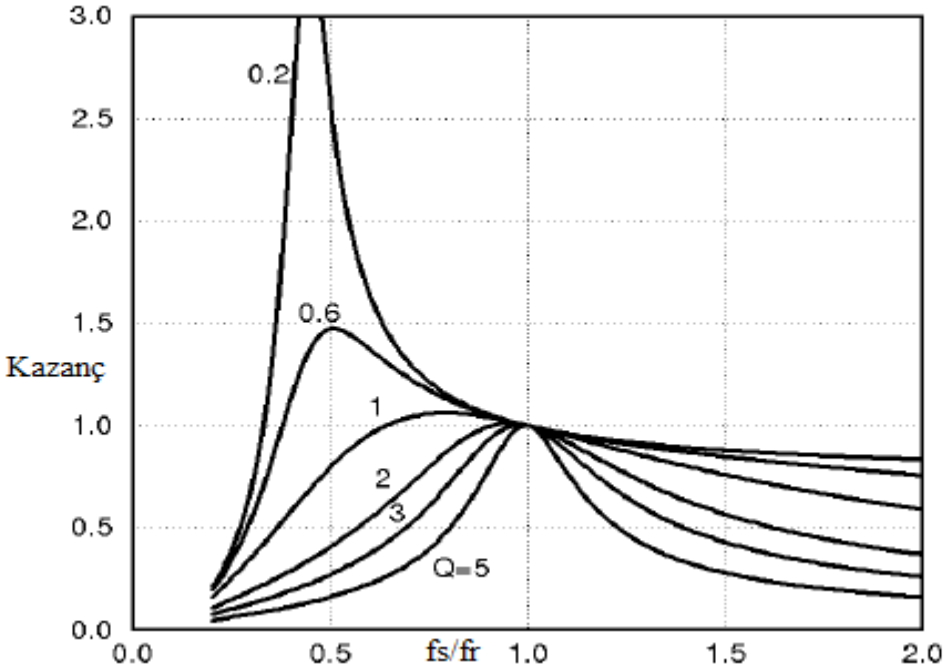
Yukarıda yapılan analizlerin ışığında, seri-paralel rezonanslı dönüştürücü(LCC) yüksek giriş gerilimlerinde çalışma için uygun değildir ve optimize edilemez. Sebebi, seri ve paralel rezonanslı dönüştürücüde olduğu gibi, giriş gerilimi yükseldikçe dönüştürücünün çalışma frekansı rezonans frekansından uzaklaşır. LCC rezonanslı dönüştürücünün DA karakteristiğine bakılırsa iki adet rezonans frekansının olduğu görülür. Düşük olan rezonans frekansı seri rezonans tankı Lr endüktansı ve Cr kapasitesi tarafından belirlenir. Yüksek olan rezonans frekansı ise Lr endüktansı ve Cr ve Cp kapasitelerinin seri eşdeğerinden meydana gelir. Normalde rezonans dönüştürücülerinde, dönüştürücü rezonans frekansında yüksek verimlere ulaşır. LCC rezonans dönüştürücüsü için ise iki adet rezonans frekansına sahip olmasına rağmen düşük rezonans bölgesi sıfır akımda anahtarlama bölgesinde kalır. Mosfet için sıfır gerilimde anahtarlama istediğimizden dönüştürücü bu rezonans bölgesinde tasarlanmaz. Bu dönüştürücüde hala iki adet rezonans frekansı vardır. Bu sefer yüksek rezonans frekansını Lr endüktansı ve Cr kapasitesi tarafından belirlenir. Düşük rezonans frekansı ise Lm ve Lr endüktansları tarafından belirlenir. Bu durumda, yüksek olan rezonans frekansı, sıfır gerilimde anahtarlama bölgesinde kalır. Böylece dönüştürücü bu rezonans frekansı civarında çalıştırılabilir.



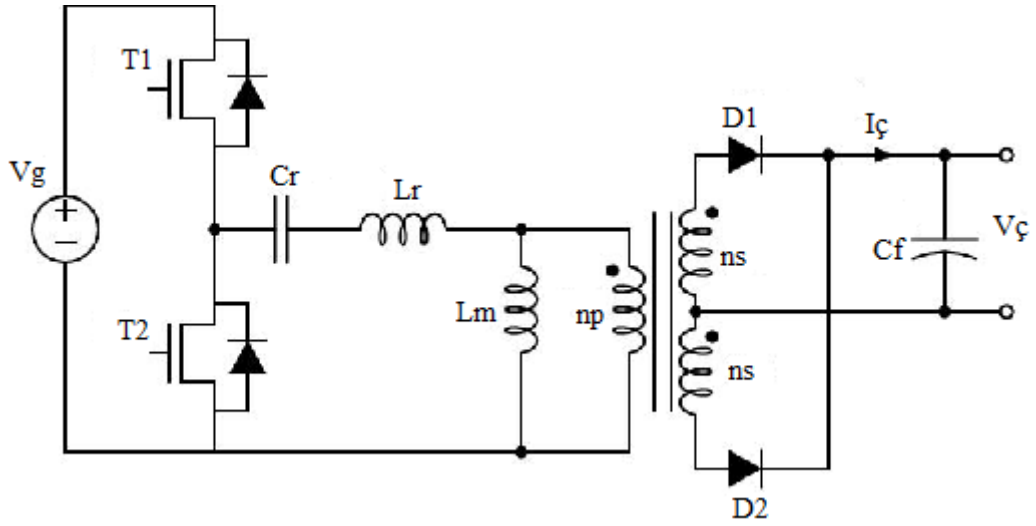
Şekil 2. 7 LCC ve LLC rezonans tankları



Şekil 2. 8 LCC Rezonanslı Dönüştürücünün frekansa bağlı kazanç eğrisi



Şekil 2. 9 LLC Rezonanslı Dönüştürücü frekansa bağlı kazanç eğrisi



Şekil 2. 10 Yarım Köprü LLC Rezonanslı Dönüştürücü

LLC rezonanslı dönüştürücü konusunda, seri rezonanslı sınırlamaları kaldırmak için bir çok çalışma yapılmıştır [32], [33]. Rezonans frekansının üzerinde çalıştırıldığında LLC rezonanslı dönüştürücü, seri rezonanslı dönüştürücünün çalışmasına çok benzemektedir. LLC rezonanslı dönüştürücünün en önemli özelliği, tam yük ve yüksüz koşullar arasında çalışma frekansının dar bir aralıkta değişmesi ve yüksüz durumda da sıfır gerilimde anahtarlamaya olanak sağlamasıdır.

LLC rezonanslı dönüştürücü, seri rezonanslı dönüştürücünün transformatörün primer kısmına paralel endüktans eklenerek modifiye edilmiş halidir. Bu durum, başta primerde dolanan sirkülasyon akımını arttıracağından dolayı çok yararlı görülmemiştir. Ancak bu durum, kayıplar açısından anahtarlama kayıplarının iletim kayıplarından baskın olduğu yüksek giriş gerilime sahip uygulamalarda verimi önemli ölçüde artırır.

Pratikte, trafonun primerine paralel bir şekilde eklenen endüktans, transformatörün mıknatıslama endüktansı olarak düşünülebilir. LLC rezonanslı dönüştürücünün seri rezonanslı dönüştürücüden farkı mıknatıslama endüktansının değeridir. Seri rezonanslı dönüştürücüdeki mıknatıslama endüktansı LC seri rezonans endüktansı Lr' den çok daha yüksektir. Ancak LLC rezonanslı dönüştürücüdeki mıknatıslama endüktansı ile seri rezonans endüktansı arasında belirli bir oran vardır. Bu oran pratik olarak 3~8 arasındadır. Transformatördeki hava aralığının değişimi ile bu oranlar oluşturulur.

LLC rezonanslı dönüştürücünün geniş giriş gerilimi aralığında ve geniş yük koşulları altında çalışma frekansını fazla değiştirmeden çalışması, seri rezonanslı dönüştürücüye göre en önemli avantajıdır. Ayrıca geniş çalışma koşulları altında sıfır gerilimde anahtarlamayı sağlaması, devrenin verimi için oldukça önemlidir. Bütün önemli

parazitik elemanlar, yarı iletkenlerin parazitik kapasiteleri, transformatörün kaçak ve mıknatıslama endüktansları yumuşak anahtarlama için kullanılır.

2.4 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışması

LLC rezonanslı dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama bölgeleri Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Bu dönüştürücü için iki ayrı rezonans frekansı bulunur. Bir tanesi Lr ve Cr endüktansları ile belirlenirken diğer rezonans frekansı Lm, Cr ve yük koşulları tarafından belirlenir. Yük arttıkça, rezonans frekansı daha yüksek bir frekansa kayar. İki ayrı rezonans frekansı denklem (2.1) ve (2.2)'deki gibidir.

$$fr1=\frac{1}{(2\pi\sqrt{LrCr})} \tag{2.1}$$

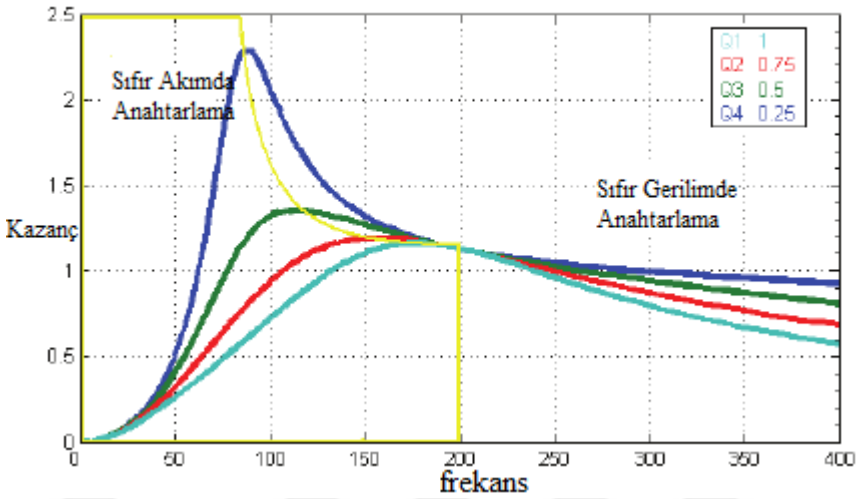
$$fr2=\frac{1}{2\pi\sqrt{(Lm+Lr)Cr}} \tag{2.2}$$

Bu karakteristik birlikte ile 400V giriş gerilimde çalışma için dönüştürücünün çalışma frekansı, Lr endüktansı ve Cr kapasitesi tarafından oluşan fr1 rezonans frekansına göre ayarlanabilir. Giriş gerilimi düştükçe, dönüştürücü daha düşük frekanslarda çalışarak daya yüksek kazanç elde edebilir. Rezonans tankı düzgün bir şekilde seçilirse, dönüştürücü yük varyasyonları olsa da sıfır gerilimde anahtarlama bölgesinde çalışabilir.

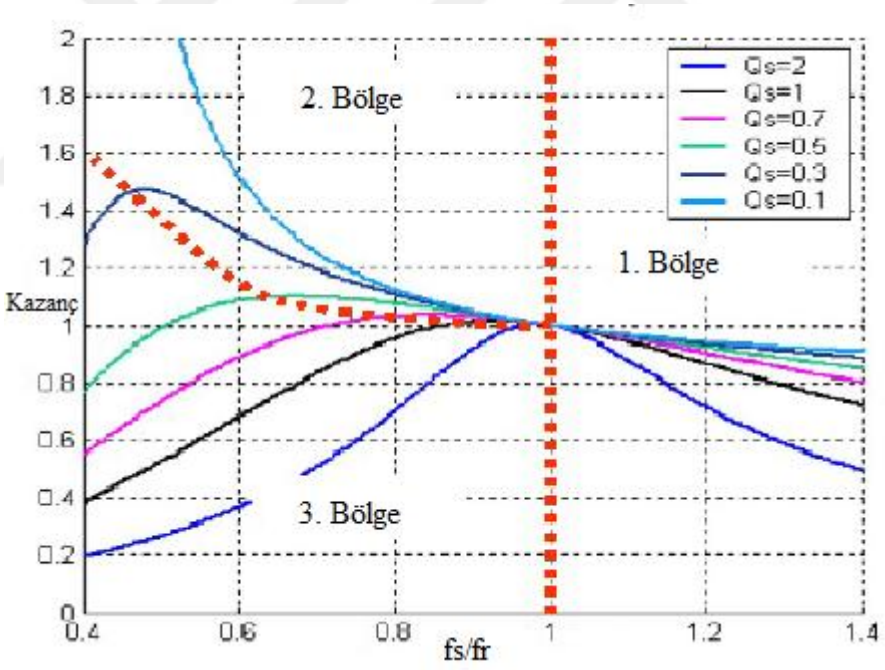
Dönüştürücünün DA karakteristiğine bakılacak olursa, fr1 rezonans frekansının sağ bölgesinde dönüştürücü, seri rezonanslı dönüştürücü ile aynı karakteristiğe sahiptir. fr1 rezonans frekansının sol bölgesinde ise seri rezonanslı dönüştürücü ve paralel rezonanslı dönüştürücü karakteristikleri birbirlerine baskın gelmeye çalışır. Yük arttıkça, seri rezonanslı dönüştürücü karakteristiği baskın gelir yük düştüğünde ise paralel rezonanslı dönüştürücü karakteristiği baskın gelir. Dönüştürücüyü dizayn ederken seri rezonanslı dönüştürücü frekansında tasarlanırsa daha yüksek verim elde edilir. Dolayısıyla seri rezonans frekansının altında çalışılsa bile dönüştürücü sıfır gerilimde anahtarlamaya devam eder çünkü o frekans bölgesinde paralel rezonanslı dönüştürücü daha baskındır.

Yukarıda anlatılanların ışığında, LLC rezonanslı dönüştürücünün DA karakteristiği Şekil 2.12'de gösterildiği gibi 3 bölgeye ayrılabilir. Dönüştürücü dizayn edilirken 1. ve

2. bölge dikkate alınarak dizayn edilir. 3. bölge sıfır akımda anahtarlama bölgesidir ve dönüştürücünün bu bölgeye girmesindan kaçınılır.



Şekil 2. 11 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Sıfır Akımda ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama bölgeleri

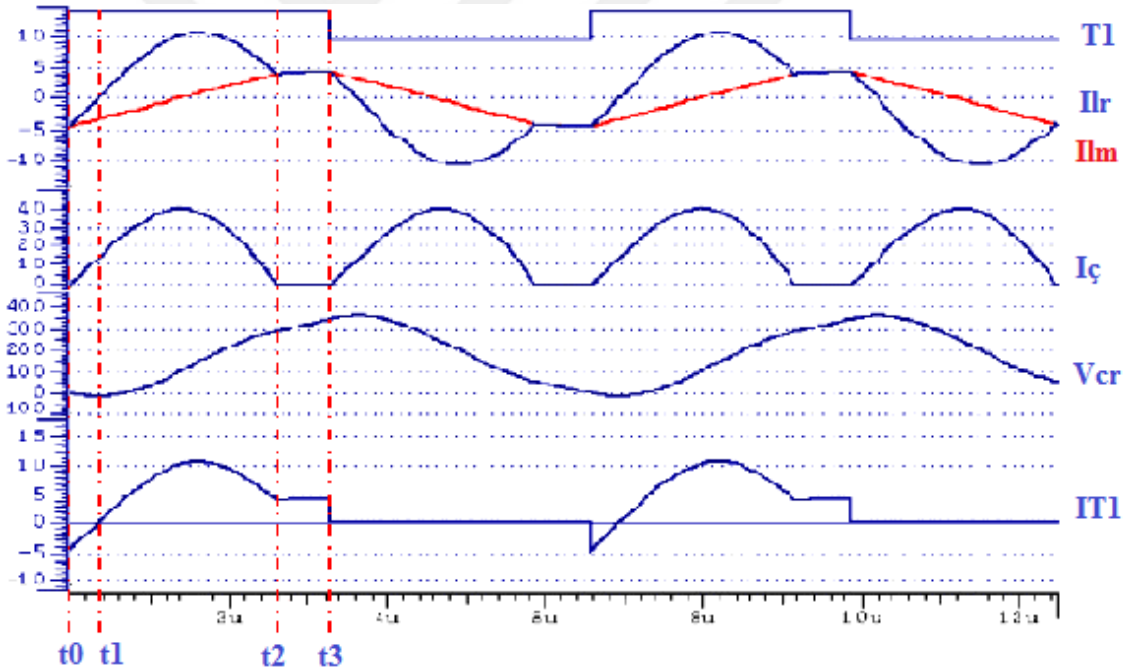


Şekil 2. 12 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Çalışma Bölgeleri

Dönüştürücü 1. Bölgede çalıştığında , seri rezonanslı dönüştürücü ile çok benzer karakteristiğe sahip olur. Bu bölgede, Lm endüktansı, Cr kapasitesi ile hiçbir zaman rezonansa girmez. Üzerinde çıkış gerilimini görür ve seri rezonans tankına yük gibi davranır. Bu pasif yük ile, LLC rezonanslı dönüştürücü yüksüz durumda da çalışabilir

ve çalışma frekansı çok yüksek değerlere ulaşmaz. Ayrıca, bu pasif Lm yükü ile yük koşulları ne olursa olsun sıfır gerilimde anahtarlama sağlanır.

2. bölgede ise LLC rezonanslı dönüştürücünün davranışı daha farklıdır. Başta Lr endüktnası ve Cr kapasitesi rezonansa girer ve Lm endüktansı çıkış gerilimini görür. Lr endüktansının akım değeri Lm endüktansının akım değeri ile aynı seviyeye geldiğinde Lr endüktansı ve Cr kapasitesinin oluşturduğu rezonans durur ve Lm endüktansı da rezonansa katılır. Bu süreçte, rezonans elemanları Cr kapasitesi ve Lm endüktansı, Lr endüktansına seri durumda olur. Bu sebeple LLC rezonanslı dönüştürücülere aynı zamanda çoklu rezonanslı dönüştürücü de denir çünkü farklı zaman aralıklarında rezonans frekansları farklıdır. Lm endüktansı ve Cr kapasitesisinin rezonansından dolayı maksimum kazanç Lm+Lr endüktansları ve Cr kapasitesinin rezonans frekansında meydana gelir. İkinci bölgede dönüştürücünün çalışması 3 bölgeye ayrılarak anlatılmıştır.

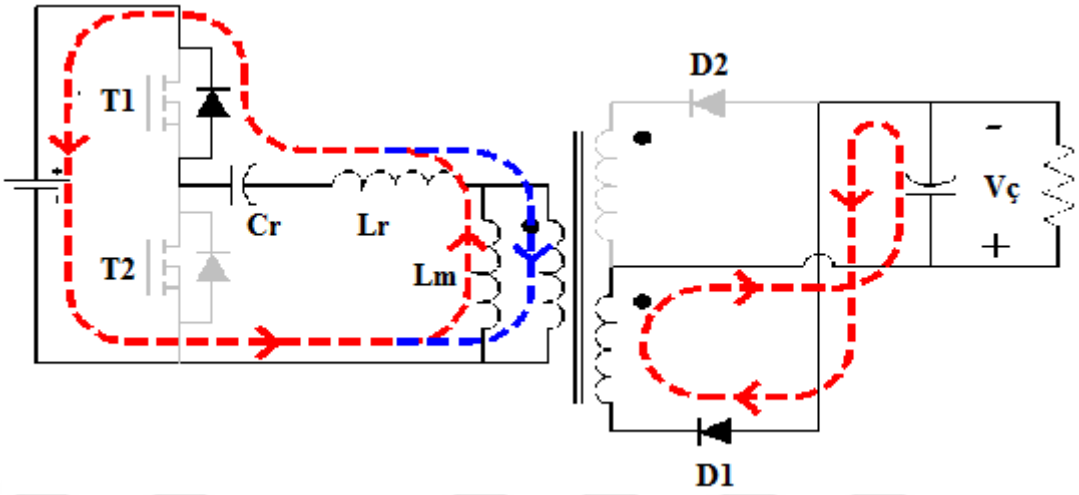


Şekil 2. 13 2. Bölge için dönüştürücü dalga şekilleri

1. Mod (t0-t1) : Bu mod, T2 anahtarının t0 anında kesime girmesi ile başlar. Bu anda, rezonans endüktansı Lr akımı negatiftir ve T1 anahtarının dahili diyodundan geçer böylece T1 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama sağlanmış olur. T1 anahtarının iletim sinyali bu aralıkta uygulanmalıdır.

Lr rezonans endüktansının akımı T1 anahtarının dahili diyodundan geçerken, ILr rezonans akımı yükselmeye başlar ve D1 diyodu iletime girer ve çıkış akımı artmaya

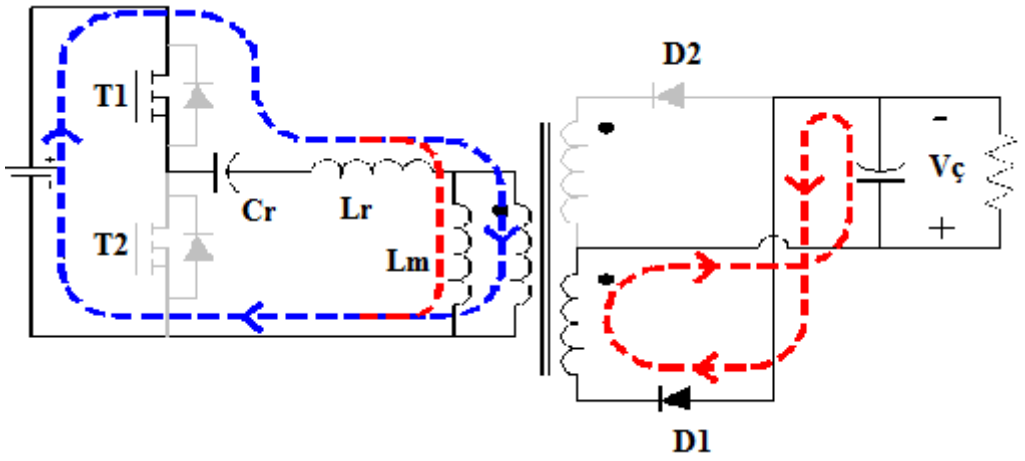
başlar. Ayrıca bu andan sonra transformatör çıkış gerilimini görür ve Lm endüktansı sabit gerilimle şarj olur.



Şekil 2. 14 2. Bölge 1.Mod için devre diyagramı

2. Mod (t1-t2): Bu mod, rezonans endüktansı akımı ILr pozitif olduğunda başlar. T1 anahtarına sinyal verilmiş olduğundan, akım T1 Mosfeti üzerinden geçer. D1 çkış diyodu bu aralıkta iletimdedir. Transformatör çıkış verilimini görür. Lm endüktansı, çıkış gerilimi ile birlikte lineer bir şekilde şarj olur ve bu aralık boyunca rezonansa katılmaz. Bu aralıkta dönüştürücü Lr endüktansı ve Cr kapasitesinin rezonansı ile birlikte seri rezonanslı dönüştürücü gibi çalışır.

Lr endüktansının akımı Lm endüktansının akımına eşit olduğunda bu aralık biter. Çıkışa güç aktarılmaz ve çıkış akımı 0 olur.

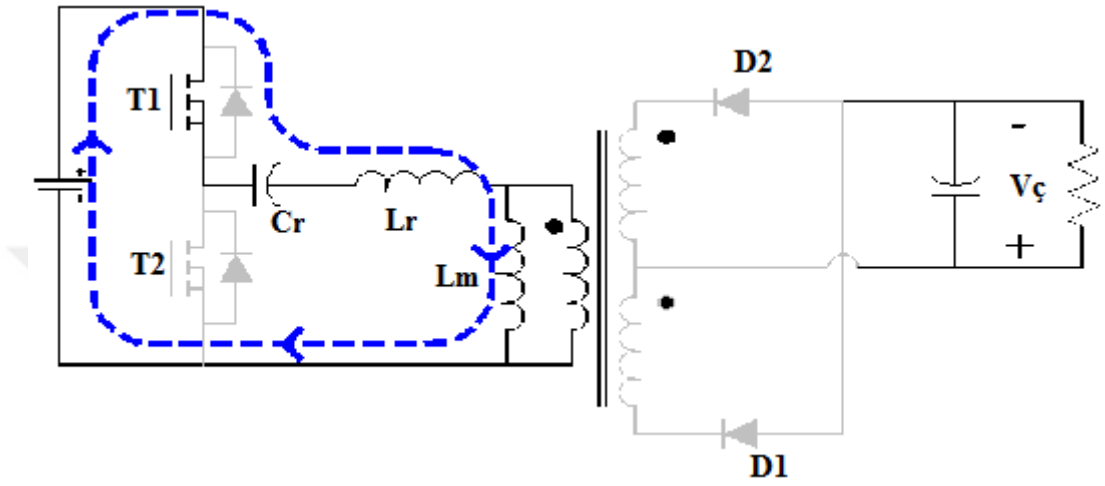


Şekil 2. 15 2. Bölge 2. Mod için devre diyagramı

Mod 3 (t2-t3): t2 anında Lr ve Lm endüktanslarının akımları birbirine eşittir. Çıkış akımı ise sıfırdır. D1 ve D2 diyotları kesime girmiştir.

Bu aralıkta, çıkış ile bağlantı olmadığından Lm endüktansı rezonansa katılır. Lm endüktansı, Cr kapasitesi ve Lr endüktansına seri olarak rezonansa girer.

T1 anahtarı kesime girdiğinde bu aralık biter. Şekil 2.13'deki dalga şekillerinden de görülebileceği gibi T1 anahtarının t3 anındaki kesime girme akımı maksimum akıma oranla oldukça küçüktür. Bir sonraki yarım periyodun da çalışma şekli de yukarıda anlatıldığı gibidir.



Şekil 2. 16 2. Bölge 3. Mod için devre diyagramı

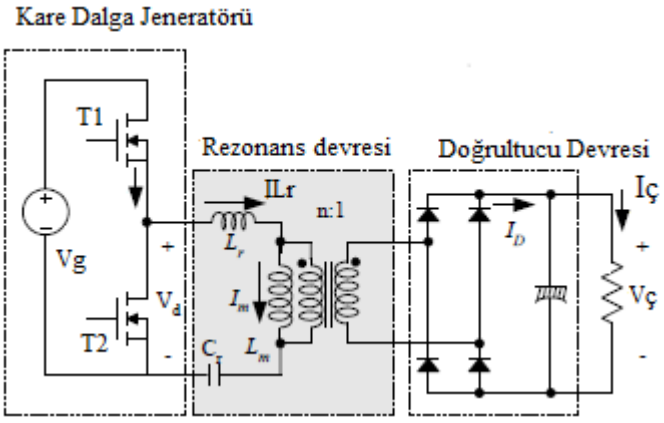
Yapılan analizlerin ışığında, güç elemanları MOSFET'ler sıfır gerilimde iletime girerler. Sıfır gerilimde anahtarlama mıknatıslama akımı ile olur. Dolayısıyla, yüksüz durumda bile sıfır gerilimde anahtarlama gerçekleşir. Bu mıknatıslama akımı aynı zaman MOSFET'lerin kesime girme akımlarıdır. Farklı mıknatıslama endüktansları seçilerek bu akım kontrol edilebilir. Kesime girme akımı, yük akımından çok daha düşük olabilir böylece kesime girme kayıpları azaltılmış olur. Ayrıca, sekonder taraftaki diyot akımları sıfıra düştükten sonra bir süre sıfırda beklediğinden, diyotların ters toparlanma etkileri de elimine edilmiş olur. Böylece, bu dönüştürücünün anahtarlama kayıpları oldukça düşük olur.

BÖLÜM 3

LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN TEMEL ANALİZİ

Şekil 3.1'de basitleştirilmiş olarak Yarım Köprü LLC Rezonanslı Dönüştürücü gösterilmiştir. Burada L_m mıknatıslama endüktansı yüke paralel endüktans olarak, L_r seri rezonans endüktansı ve C_r, seri rezonans kapasitesi olarak davranır. Şekil 3.2'de LLC Rezonanslı Dönüştürücü'nün tipik dalga şekilleri gösterilmiştir. Çalışma frekansı olarak L_r endüktansı ve C_r kapasitesinden oluşan rezonans frekansında çalıştığı varsayılmıştır. Mıknatıslama endüktansı akımı primerde serbest şekilde dolaşır ve güç transferine dahil olmaz. Dolayısıyla, dolaşan mıknatıslama akımının değeri ilave kayıplar açısından önemlidir.

Genel olarak, LLC Rezonanslı Dönüştürücü Şekil 3.1'de görüldüğü gibi 3 aşamadan meydana gelir. 1. aşama kare dalga jeneratörü, 2. aşama rezonans devresi ve 3. aşama doğrultucu devresidir.



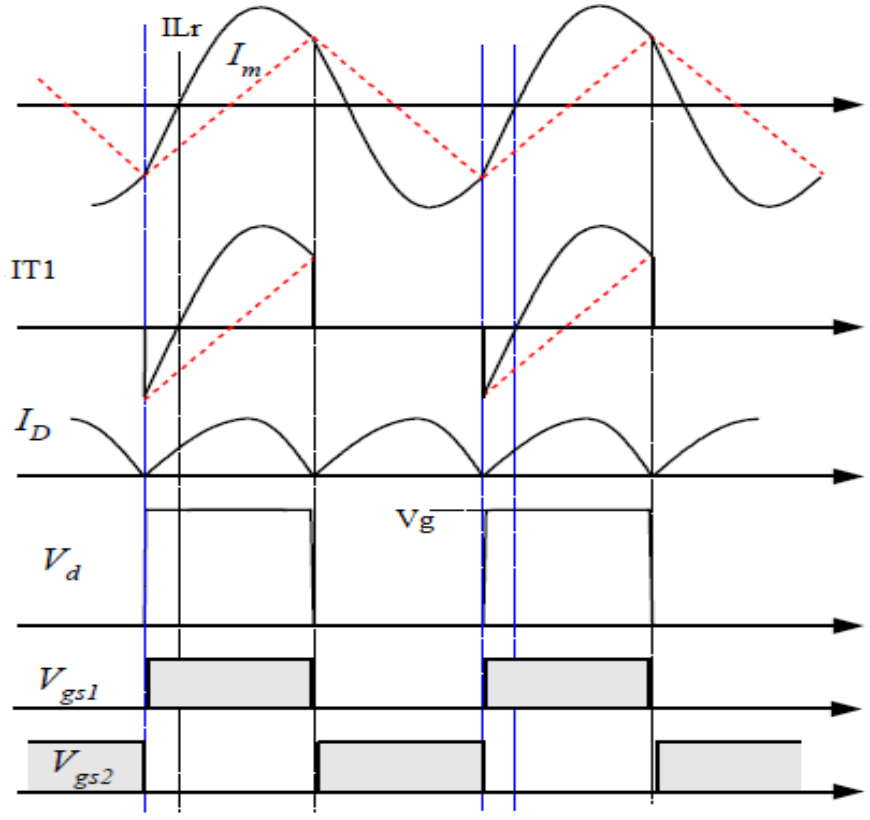
Şekil 3. 1 Yarım Köprü LLC Rezonanslı Dönüştürücü Kademeleri

Kare dalga jeneratörü T1 ve T2 transistörlerinin ihtiyacı olan kontrol sinyallerini üretir. T1 ve T2 transistörleri sıra ile iletime girerler ve % 50 görev çevrimi süresi ile çalışırlar.

Bu transistörler arasında küçük bir süre ölü zaman bırakılır. Kare dalga sinyalleri tam köprü ya da yarım köprü devreleri ile oluşturulabilir.

2. aşama olan rezonans devresi C_r kondansatörü, L_r kaçak endüktansı ve L_m mıknatıslama endüktansından oluşur. Rezonans devresi, yüksek harmonik akımlarını filtreler. Rezonans devresine kare dalga gerilim uygulansa bile rezonans devresinden sadece sinusoidal akım akar. Primerde dolanan rezonans akımı (I_{Lr}) rezonans devresine uygulanan gerilimden geridedir. Böylece T1 ve T2 MOSFET' leri sıfır gerilimde anahtarlanabilir. Şekil 3.2'de görüldüğü gibi MOSFET' in uçlarındaki gerilim sıfır iken iletime sokulur. Bu aşamada akım, ilgili MOSFET'in ters paralel dahili diyodundan akmaktadır.

Doğrultucu devresinde rezonans devresinde oluşan AC akım doğrultularak DA gerilim elde edilir ve çıkıştaki kapasite ile daha düzgün hale getirilir. Doğrultucu aşaması, tam dalga doğrultucu ile de yapılabilir ortak uçlu transformatör kullanılarak da yapılabilir.



Şekil 3. 2 Rezonans frekansında çalışma için dönüştürücü dalga şekilleri

Rezonans devresinin gerilim kazancını bulmak için, rezonans devresinin gösterdiği davranıştan dolayı uygulanan kare dalge gerilimin temel bileşeni kullanılabilir. Sekonder taraftaki doğrultucu katı da devre için bir empedans olarak görüleceğinden,

eşdeğer yük empedansı gerçek yük empedansından farklıdır. Şekil 3.3'de eşdeğer yük empedansının nasıl oluşturulduğu gösterilmiştir. Primer taraftaki devre sinusoidal akım kaynağı I_{ac} ile eşdeğerdir. Doğrultucu tarafının girişinde görülen kare dalga gerilim V_{RI}' dır. I_{ac} akımının ortalama değeri çıkış akımını ($I_ç$) vereceğinden, I_{ac} akımı;

$$I_{ac} = \frac{1}{2}\pi\, I_o \sin(wt) \qquad (3.1)$$

V_{RI} gerilimi ise;

$$V_{RI} = +\, V_ç \qquad \sin(wt) > 0 \qquad (3.2)$$

$$V_{RI} = -\, V_ç \qquad \sin(wt) < 0$$

Denklemde görülen $V_ç$ gerilimi çıkış gerilimidir. V_{RI} geriliminin temel bileşeni;

$$V_{RI}^{F} = 4V_ç/\pi\, \sin(wt) \qquad (3.3)$$

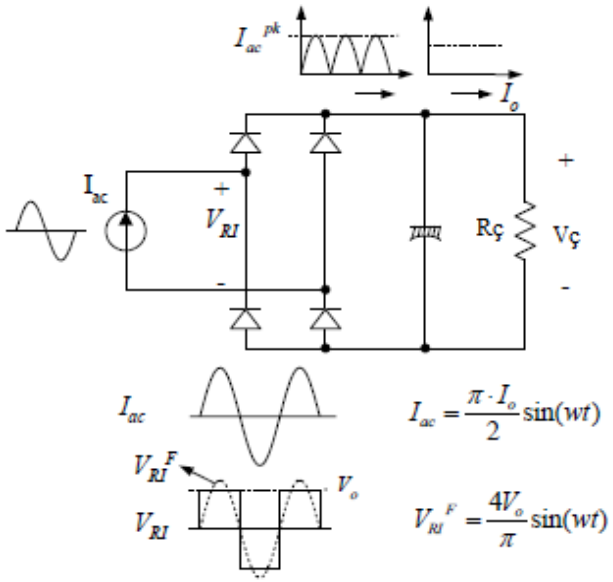
AC eşdeğer yük empedansı V_{RI}^{F} temel bileşeninin I_{ac} bölünmesi ile bulunabilir.

$$R_{ac} = \frac{V_{RI}^{F}}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_ç}{I_ç} = \frac{8}{\pi^2}\, R_ç \qquad (3.4)$$

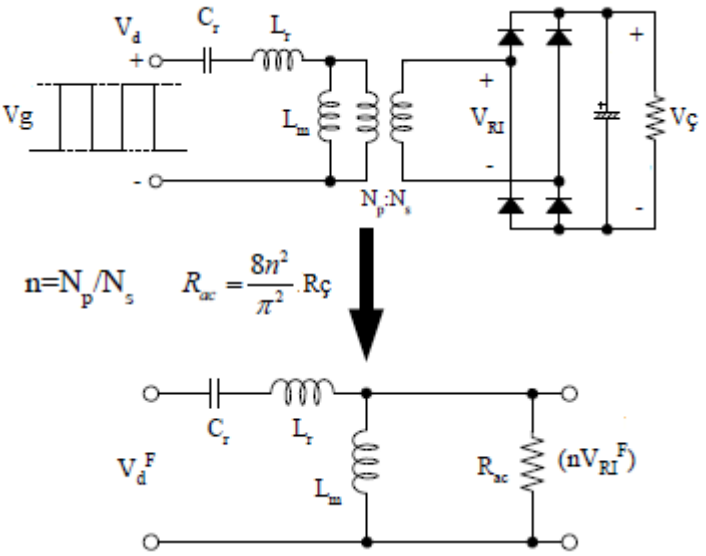
Transformatörün dönüştürme oranı düşünülürse (n = Np/Ns), primer tarafa yansıyan eşdeğer yük empedansı;

$$R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2}\, R_ç \qquad (3.5)$$

Eşdeğer yük empedansını kullanarak oluşturulan AC eşdeğer devre Şekil 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3. 3 Eşdeğer Yük Empedansı Oluşumu



Şekil 3. 4 Dönüştürücünün AC Eşdeğer Devresi

Elde edilen denklemler ile birlikte LLC rezonanslı dönüştürücünün karakteristiği çıkarılabilir. Şekil 3.4'deki AC eşdeğer devreden faydalanarak dönüştürücünün gerilim kazancı, K, aşağıdaki şekilde elde edilebilir;

$$K = \frac{nV_{RI}{}^{F}}{V_d{}^{F}} = \frac{\frac{4nV_ç}{\pi}\sin(wt)}{\frac{4}{\pi}\frac{V_g}{2}\sin(wt)} = \frac{2n\,V_ç}{V_g} \qquad (3.6)$$

3.1 Transfer Fonksiyonunun Çıkarılması

Şekil 3.4'den yola çıkarak LLC rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı fonksiyonu denklem (3.6)'dan yola çıkılarak bulunacak olursa;

$$K = \frac{2n\,V_ç}{V_g}$$

$$= \left| \frac{(j\omega Lm)//(Rac)}{\frac{1}{j\omega Cr} + j\omega Lr + (j\omega Lm)//(Rac)} \right| \qquad (3.7)$$

$$= \left| \frac{\frac{(j\omega Lm)Rac}{(j\omega Lm) + Rac}}{\frac{1}{j\omega Cr} + j\omega Lr + \frac{(j\omega Lm)Rac}{(j\omega Lm) + Rac}} \right| \tag{3.8}$$

Denklem (3.8)'deki paydalar eşitlenip düzenlenirse;

$$= \left| \frac{\frac{(j\omega Lm)Rac}{(j\omega Lm) + Rac}}{\frac{(j\omega Lm) + Rac}{(j\omega Cr)(j\omega Lm + Rac)} + \frac{(j\omega Lr)(j\omega Cr)(j\omega Lm + Rac)}{(j\omega Cr)(j\omega Lm + Rac)} + \frac{(j\omega Lm)Rac(j\omega Cr)}{(j\omega Cr)(j\omega Lm) + Rac)}} \right| \tag{3.9}$$

$$= \left| \frac{\frac{(j\omega Lm)Rac}{(j\omega Lm) + Rac}}{\frac{(j\omega Lm) + Rac}{(j\omega Cr)(j\omega Lm + Rac)} + \frac{(-\omega^2 LrCr)(j\omega Lm + Rac)}{(j\omega Cr)(j\omega Lm + Rac)} + \frac{(-\omega^2 LmCrRac)}{(j\omega Cr)(j\omega Lm) + Rac)}} \right| \tag{3.10}$$

Paydaki ve paydadaki $(j\omega Lm) + Rac$ eşitliği sadeleştirilirse;

$$= \left| \frac{(j\omega Lm)Rac}{\frac{(j\omega Lm)}{(j\omega Cr)} + \frac{Rac}{(j\omega Cr)} - \frac{j\omega^3 LrCrLm}{(j\omega Cr)} - \frac{(-\omega^2 LrCrRac)}{(j\omega Cr)} - \frac{(\omega^2 LmCrRac)}{(j\omega Cr)}} \right| \tag{3.11}$$

$(j\omega Cr)$ ifadesi pay kısmına taşınacak olursa;

$$= \left| \frac{(j\omega Lm)(Rac)(j\omega Cr)}{j\omega Lm - j\omega^3 LmLrCr + Rac - \omega^2 RacLrCr - \omega^2 LmCrRac} \right| \tag{3.12}$$

Denklem (3.12)'de pay ve payda (-) parantezine alınırsa;

$$= \left| \frac{-(\omega^2 LmCrRac)}{-(-j\omega Lm + j\omega^3 LmLrCr - Rac + \omega^2 RacLrCr + \omega^2 LmCrRac)} \right| \tag{3.13}$$

Denklem (3.13)'de pay ve paydadaki (-) ifadeler birbirini götürür.

$$= \left| \frac{(\omega^2 LmCrRac)}{Rac[\omega^2 Cr(Lm + Lr) - 1] + j\omega Lm(\omega^2 LrCr - 1)} \right| \tag{3.14}$$

Denklem (3.14)'de pay ve payda $1/(\omega_r^2 LrCrRac)$ ile çarpılıp bölünürse pay kısmı;

$$= \left| \frac{(\omega^2 LmCrRac)}{(\omega_r^2 LrCrRac)} \right| = \left| \left(\frac{\omega}{\omega r}\right)^2 \left(\frac{Lm}{Lr}\right) \right| \tag{3.15}$$

şekilde olur. Paydanın reel kısmı ise;

$$= \left| \frac{Rac[\omega^2 Cr(Lm + Lr) - 1]}{(\omega r)^2 LrCrRac} \right| = \left| \frac{Rac[\omega^2 Cr(Lm + Lr) - 1]}{(\omega r)^2 LrCrRac} \right| \tag{3.16}$$

Denklem (3.16)'da gerekli sadeleştirmeler yapılırsa;

$$= \left|\frac{\omega^2(Lm+Lr)}{(\omega r)^2 Lr} - \frac{1}{(\omega r)^2 Lrcr}\right| \quad (3.17)$$

Denklem (3.17)'de $(\omega r)^2$ yerine $1/(LrCr)$ yazılacak olursa;

$$= \left|\frac{\omega^2(Lm+Lr)}{(\omega r)^2 Lr} - 1\right| \quad (3.18)$$

elde edilir. Paydanın imaginer kısmı ise;

$$= \left|\frac{\omega Lm(\omega^2 LrCr-1)}{(\omega r)^2 LrCrRac}\right| = \left|\frac{\omega^3 LmLrCr}{(\omega r)^2 LrCrRac} - \frac{\omega Lm}{(\omega r)^2 LrCrRac}\right| \quad (3.19)$$

Denklem (3.19), ${}^{\omega}/_{\omega r}$ parantezine alınacak olursa;

$$= \left|\frac{\omega}{\omega r}\left[\left(\frac{\omega^2 LmLrCr}{(\omega r)LrCrRac}\right) - \left(\frac{Lm}{\omega rLrCrRac}\right)\right]\right| \quad (3.20)$$

$$= \left|\frac{\omega}{\omega r}\,\frac{Lm}{Lr}\,\frac{1}{Rac}\left(\frac{\omega^2 Lr}{\omega r} - \frac{1}{\omega rCr}\right)\right| \quad (3.21)$$

Denklem (3.21)'de $\frac{\omega^2 Lr}{\omega r}$ ifadesi ωr ile çarpılıp bölünürse ve $\frac{1}{\omega rCr}$ ifadesinde ωr ifadesi yerine $1/\sqrt{LrCr}$ yazılırsa;

$$= \left|\frac{\omega}{\omega r}\,\frac{Lm}{Lr}\,\frac{1}{Rac}\left(\frac{\omega^2}{\omega r^2}\sqrt{\frac{Lr}{Cr}} - \sqrt{\frac{Lr}{Cr}}\right)\right| \quad (3.22)$$

ifadesi elde edilir. Denklem (3.22) düzenlenirse;

$$= \left|\frac{\omega}{\omega r}\,\frac{Lm}{Lr}\,\frac{1}{Rac}\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}\left[\left(\frac{\omega}{\omega r}\right)^2 - 1\right]\right| \quad (3.23)$$

Denklemleri belirli biz düzene getirmek adına bazı ifadeler tanımlanacak olursa;

$$Ln = Lm/Lr \quad fn = fsw\Big/fr \quad Q = \sqrt{\frac{Lr}{Cr}}\frac{1}{Rac} \quad Rac = \frac{8n^2}{\pi^2}\frac{V\text{ç}}{I\text{ç}} \quad fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{LrCr}} \quad (3.24)$$

Tranfer fonksiyonunun son hali aşağıdaki şekildedir.

$$= \left| \frac{fn^2 Ln}{fn^2(Ln+1) - 1 + jfn(fn^2-1)LnQ} \right| \quad (3.25)$$

Bu denklemde pay ve payda $fn^2 Ln$ ifadesine bölünecek olursa denklemin payda kısmı aşağıdaki şekilde olur.

$$= \left| \frac{fn^2(Ln+1) - 1}{fn^2 Ln} + j\frac{fn(fn^2-1)LnQ}{fn^2 Ln} \right| \quad (3.26)$$

Denklem (3.26)'nın reel kısmı;

$$= \left| 1 + \frac{1}{Ln} - \frac{1}{fn^2 Ln} \right| = \left| 1 + \frac{1}{Ln}(1 - \frac{1}{fn^2}) \right| \quad (3.27)$$

şeklindedir. Denklem (3.26)'nın imaginer kısmı ise;

$$= \left| j\frac{fn(fn^2-1)LnQ}{fn^2 Ln} \right| = \left| j\frac{(fn^2-1)Q}{fn} \right| \quad (3.28)$$

$$= \left| j\left(fn - \frac{1}{fn}\right)Q \right| \quad (3.29)$$

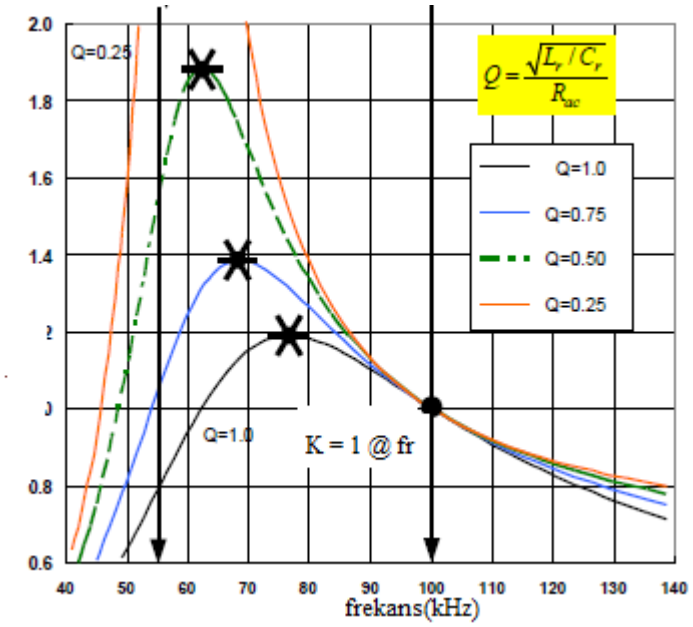
Determinantın son hali yazılacak olursa;

$$= \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{Ln}\left(1 - \frac{1}{fn^2}\right) + j(fn - \frac{1}{fn})Q} \right| \quad (3.30)$$

Sonuç olarak elde edilen transfer fonksiyonundan gerilim kazancı elde edilecek olursa;

$$\frac{1}{\sqrt{[1 + \frac{1}{Ln}(1 - \frac{1}{fn^2})]^2 + Q^2(fn - \frac{1}{fn})^2}} \quad (3.31)$$

Denklem (3.31)'den görüldüğü gibi eğer dönüştürücünün çalışma frekansı rezonans frekansına eşit olursa gerilim kazancı yük değişiminden bağımsız olarak '1' olur.



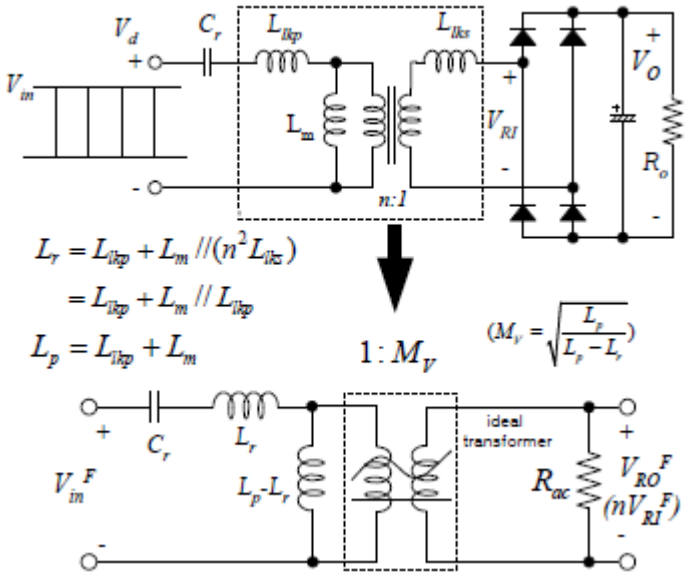
Şekil 3.5 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün tipik gerilim kazancı

Denklem (3.31)'in farklı Q değerlerine göre grafiği Şekil 3.5'de gösterilmiştir. Bu şekilden de görüldüğü gibi dönüştürücü rezonans frekansına yakın bölgelerde çalıştırıldığında yükten bağımsız bir karakteristik göstermektedir. Bu özellik, LLC rezonanslı dönüştürücüyü geleneksel Seri Rezonanslı Dönüştürücü'den çok daha avantajlı bir konuma getirir. Bu yüzden, dönüştürücünün rezonans frekansında yakın çalıştırılması frekans varyasyonlarının minimize edilmesi için önemlidir.

LLC Rezonanslı Dönüştürücü'nün çalışma bölgelerini Şekil 3.5'de işaretlendiği gibi maksimum kazanç noktası belirler. Q değeri azaldıkça(yük düştükçe) maksimum kazanç noktası sol tarafa doğru kayar. Q değeri arttıkça(yük arttıkça) maksimum kazanç noktası rezonans frekansına doğru kayar ve maksimum kazanç değeri düşer. Bu yüzden, maksimum yük değeri rezonans tankının tasarımında en kötü koşul olarak kabul edilmelidir.

3.2 Kaçak Endüktans ve Mıknatıslama Endüktansı için Transformatör Yapısı

Pratik uygulamalar için seri ve paralel rezonans endüktansı için tek bir transformatör kullanılır. Transformatörün kaçak endüktansı seri rezonans endüktansı olarak kullanılır, mıknatıslama endüktansı yüke paralel olan endüktans için kullanılır. Manyetik malzemeler göz önüne alındığında kaçak endüktans sadece primer tarafta değil aynı zamanda sekonder tarafta da bulunur. Tasarım yapılırken sekonder kaçak endüktansının primere yansıması da düşünülmelidir.



Şekil 3. 6 Sekonder Kaçak Endüktansı Dahil Edilmiş Eşdeğer Devre

Şekil 3.6'da efektif seri primer endüktansı (L_p) ile paralel endüktans gösterilmiştir. Sekonder kaçak endüktansının primer tarafa yansıması da $n^2L_{lks}=L_{lkp}$ olacak şekilde varsayılmıştır.

$$L_p=L_m+L_{lkp} \tag{3.32}$$

$$L_r=L_{lkp}+L_m//(n^2L_{lks}) =L_{lkp} + L_m//L_{lkp} \tag{3.33}$$

Pratikte, transformatörün L_p ve L_r değerleri kolayca ölçülebilir. Transformatörün sekonder tarafı açık devre iken primerinden ölçülen değer ilgili transformatörün L_p değerini verirken transformatörün sekonder sargıları kısa devre edildikten sonra primerden ölçülen değer L_r değerini verir.

3.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Çalışma Bölgelerinin Analizi

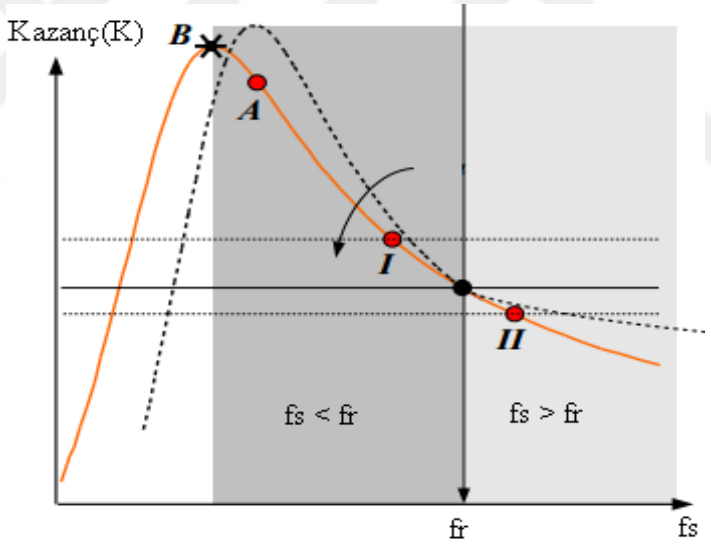
LLC rezonanslı dönüştürücü Şekil 3.7'de görüldüğü gibi seri rezonans frekansının(f_r) altında veya üstünde çalışabilir. Şekil 3.8'de ise bu çalışma bölgeleri için primer ve sekonder dalga şekilleri gösterilmiştir.

- Rezonans frekansının altında çalışma sekonder taraftaki doğrultucu diyotları için sıfır akımda anahtarlama sağlar. Böylece diyotların ters toparlanma etkileri minimize edilmiş olur. Ancak, primerde dolanacak olan sirkülasyon akımı rezonans

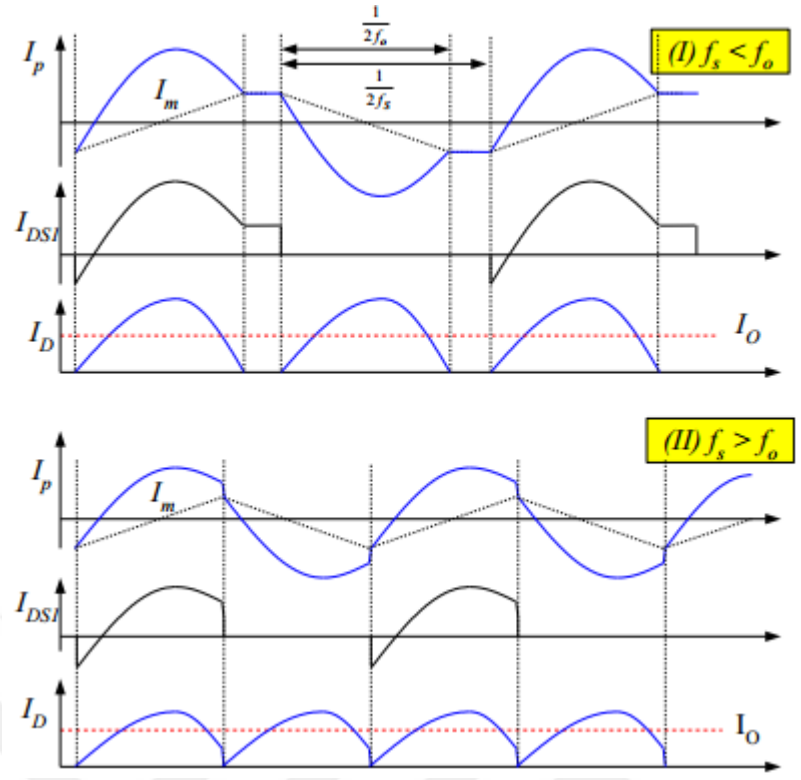
frekansının üzerinde çalışmaya göre daha yüksektir bu da iletim kayıplarını arttırır. Sirkülasyon akımı, çalışma frekansı rezonans frekansından uzaklaştıkça artar.

- Rezonans frekansının üzerinde çalışma durumunda ise sirkülasyon akımı çok daha azdır böylece primerde serbest dolanan akım miktarı azalmış olur ve iletim kayıpları azalır. Diğer taraftan sekonder taraftaki doğrultucu diyotları yumuşak bir şekilde anahtarlanmaz ve sıfır akımda anahtarlama sağlanamaz.

Yukarıda anlatılanların ışığında, yüksek çıkış gerilimine sahip uygulamalarda, rezonans frekansının altında çalışma tercih edilir çünkü bu uygulamalarda sekonder taraftaki diyotların ters toparlanma etkileri oldukça yüksek olur. Diğer taraftan, rezonans frekansının üzerinde çalışmak iletim kayıpları açısından rezonans frekansının altında çalışmaktan iyidir. Çünkü sirkülasyon akımı çok daha azdır. Çıkış gerilimi daha düşük olan uygulamalarda rezonans frekansının üzerinde çalışmak daha verimli olabilir. Bu tür uygulamalarda Schottky Diyotlar kullanılabilir böylece sekonder taraftaki diyotların ters toparlanma etkileri minimize edilebilir.

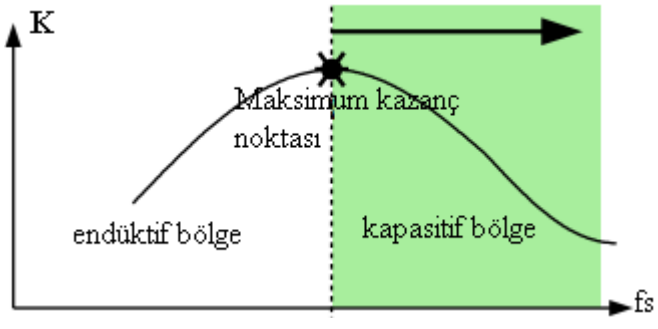


Şekil 3. 7 Çalışma frekansına göre çalışma bölgeleri



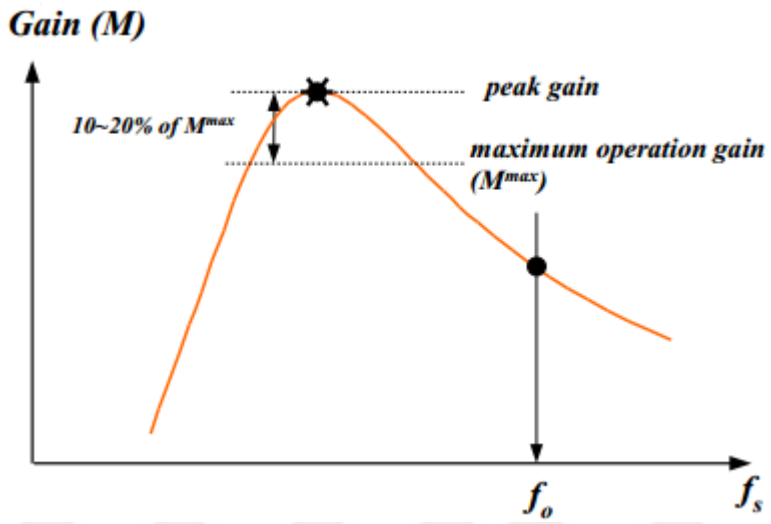
Şekil 3. 8 Çalışma modlarına göre dalge şekilleri(Fairchild)

LLC rezonanslı dönüştürücünün karakteristiğine bakılacak olursa maksimum kazanç noktasının olduğu frekansın üzerinde rezonans tankı endüktif özellik gösterir ve rezonans tankının akımı bu tanka uygulanan gerilimden geride olur. Bu durum, MOSFET'ler için sıfır gerilimde anahtarlanma imkanı sağlar. Diğer taraftan, eğer maksimum kazancın olduğu frekansın altında bir frekansta çalışılırsa rezonans tankı kapasitif özellik gösterir ve rezonans tankının akımı, tanka uygulanan gerilimden önde olur. Kapasitif bölgede çalışıldığında, MOSFET'lerin dahili diyotlarının ters toparlanmaları ciddi gürültülere sebep olur. Ayrıca kapasitif bölgede çalışmanın bir olumsuz durumu da çıkış gerilimi kontrolünün artık sağlanamamasıdır çünkü kazanç karakteristiğindeki eğim tersine döner.



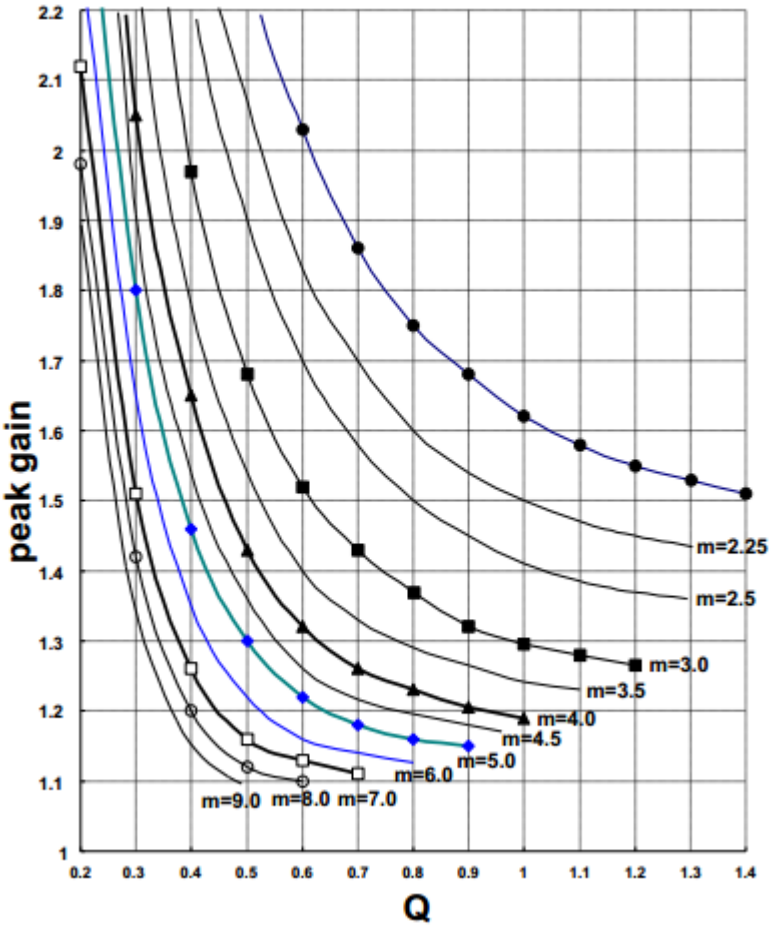
Şekil 3. 9 Endüktif ve kapasitif bölgeler

LLC rezonanlı dönüştürücüde giriş gerilimi aralığını kazanç karakteristiğindeki maksimum kazanç noktası belirler. Dolayısıyla rezonans tankı tasarlanırken giriş gerilimi aralığını karşılayacak şekilde tasarlanmalıdır. Ancak maksimum kazanç noktasındaki frekansın altında sıfır gerilimde anahtarlama sağlanamaz. Anlık yük değişimini ve başlangıç aşamalarını da göz önüne alarak Şekil 3.10'daki gibi gerekli maksimum kazanca %10-20 oranın marjin bırakılarak tasarım yapılabilir.



Şekil 3.10 Maksimum kazanç için %10-20 marjin(Fairchild)

Maksimum kazanç değeri için tasarımı kolaylaştırmak adına simülasyon araçları kullanılır. Örneğin Şekil 3.11'de Q ve m(L_p/L_r) değerlerine bağlı olarak maksimum kazancın değişimi gösterilmiştir. Q ve m değerleri düştükçe daha yüksek maksimum kazanç elde edilebilir. Belirli bir seri rezonans frekansı (f_r) ile belirli bir Q değeri için, m değerinin düşmesi demek mıknatıslama endüktansının düşmesi anlamına gelir ve bunun sonucu olarak sirkülasyon akımı artar bu da devrede ekstra kayba sebebiyet verir. Dolayısıyla, ulaşılabilir kazanç aralığı ile iletim kayıpları arasında bir denge vardır. Elde etmek istediğimiz kazancı sağlamak için m değerini düşürmek iletim kayıpları olarak geri döner.



Şekil 3.11 Q ve m değerlerine bağlı maksimum kazanç

BÖLÜM 4

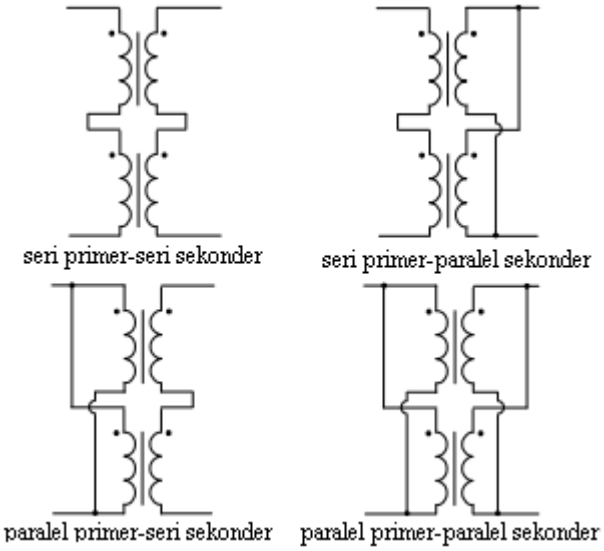
ÇİFT TRANSFORMATÖR KULLANILARAK LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Bu bölümde yüksek akım çıkışlı yüksek güçlü LLC rezonanslı dönüştürücüde kullanılan trafoların primerleri seri sekonderleri paralel bağlı olacak şekilde sunulmuştur. Seri rezonans karakteristiğine dayanarak, güç MOSFET'leri yumuşak anahtarlama ile sıfır gerilimde iletime girerler. Dolayısıyla güç elemanı olan MOSFET'lerin üzerindeki anahtarlama güç kaybı da azaltılmış olur. Önerilen dönüştürücüde, trafoların primer bağlantıları seri olduğundan ikisinden de aynı primer akımı geçer ve böylece dengeli yük akımı sağlanmış olur. Sekonder çıkış tarafında ise trafoların bağlantısı paralel olduğundan yük akımını eşit biçimde paylaşırlar böylece sekonder sargıların ve doğrultucu diyotların üzerindeki akım stresi azaltılmış olur. Ayrıca 24V/20A prototibi gerçekleştirilmiş ve deneysel sonuçları sunulmuştur.

4.1 Transformatör Yapısı

Transformatör kayıpları anahtarlama frekansının artması ile doğru orantılı bir şekilde artar ve kesit alanının artması ile ters orantılı bir şekilde azalır. LLC rezonanslı dönüştürücüde yassı transformatör kullanıldığında transformatörün sıcaklığı oldukça yüksek olur. Bu sebeple, bu çalışmada iki adet yassı transformatör kullanılarak LLC rezonanslı dönüştürücü gerçekleştirilmiştir.

İki transformatör kullanılarak dönüştürücü tasarlanacağı zaman önemli olan bir nokta da bu transformatörlerin bağlantılarının nasıl olacağıdır. 4 adet farklı bağlantı yapısı şekil 4.1'de gösterilmiştir.

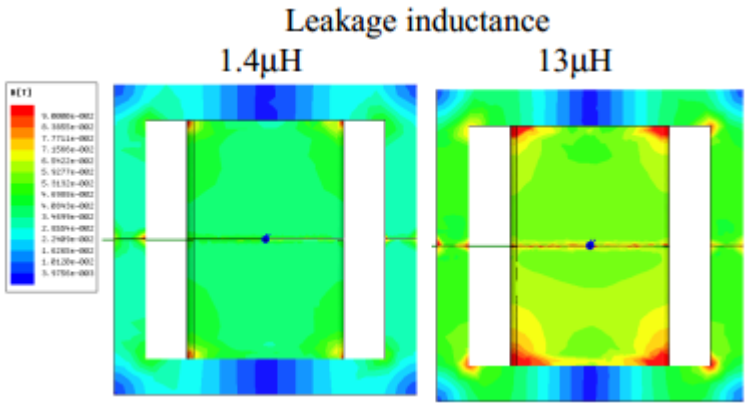


Şekil 4. 1 İki trafo için dört farklı bağlantı yapısı

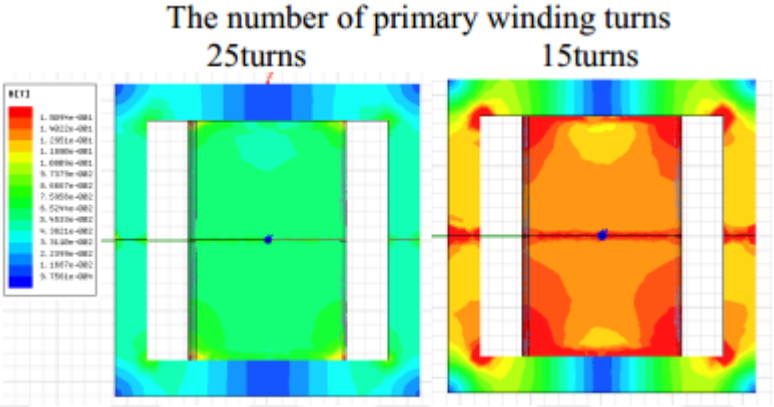
4.2 Transformatör Nüve Kayıpları Etkisi

Transformatörlerin nüve sıcaklığı toplam kayıpların artmasıyla doğru orantılı bir şekilde artar [34]. Bu sebeple transformatörlerin sıcaklığını azaltmak için transformatör kayıplarını göz önüne almak gerekir.

Önerilen LLC rezonanslı dönüştürücünün güzel yanlarından biri de rezonans tankı için gerekli endüktanslar tek bir transformatör ile oluşturulabilir. Örneğin, transformatörün kaçak endüktansı, rezonans endüktansı olarak kullanılır. Ancak, kaçak endüktans değeri çok yüksek olursa ortalama akı yoğunluğu da artar. Bu sebeple nüve kayıpları da artar. Kaçak endüktansa bağlı akı yoğunluğu dağılımı Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Ayrıca sarım sayısına bağlı akı dağılımı Şekil 4.3'de verilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere akı yoğunluğu nüvenin merkez bölgelerinde daha fazla yoğunlaşmıştır çünkü transformatörün nüve kısmının kalınlığı diğer parçalara göre çok daha incedir. Akı daha çok bu bölgede yoğunlaşır.



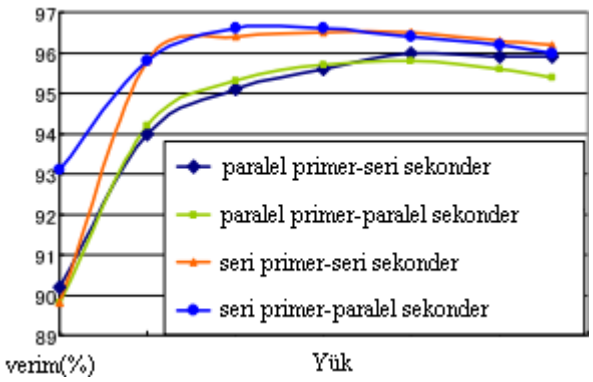
Şekil 4. 2 Kaçak endüktansa bağlı akı yoğunluğu dağılımı



Şekil 4. 3 Sarım sayısına bağlı akı yoğunluğu dağılımı

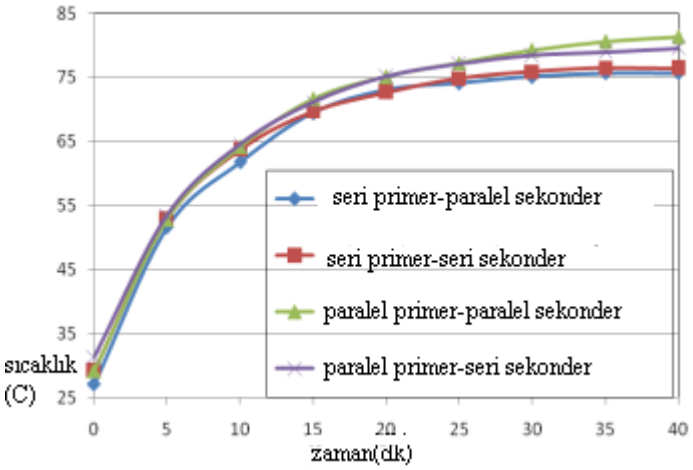
Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'den görüleceği üzere kaçak endüktans değeri arttıkça akı yoğunluğu artar bu da nüve kayıplarını artırır. Ayrıca sarım sayısının azalmasının da nüve kayıpları üzerine olumsuz etkisi görülmektedir.

İki adet transformatör kullanılarak farklı bağlantı şekillerindeki verim grafikleri Şekil 4.4'de verilmiştir.



Şekil 4. 4 Bağlantı yapısına göre devre verimi

Bağlantı şekillerine göre zamana bağlı olarak sıcaklık durumu Şekil 4.5'de gösterilmiştir.

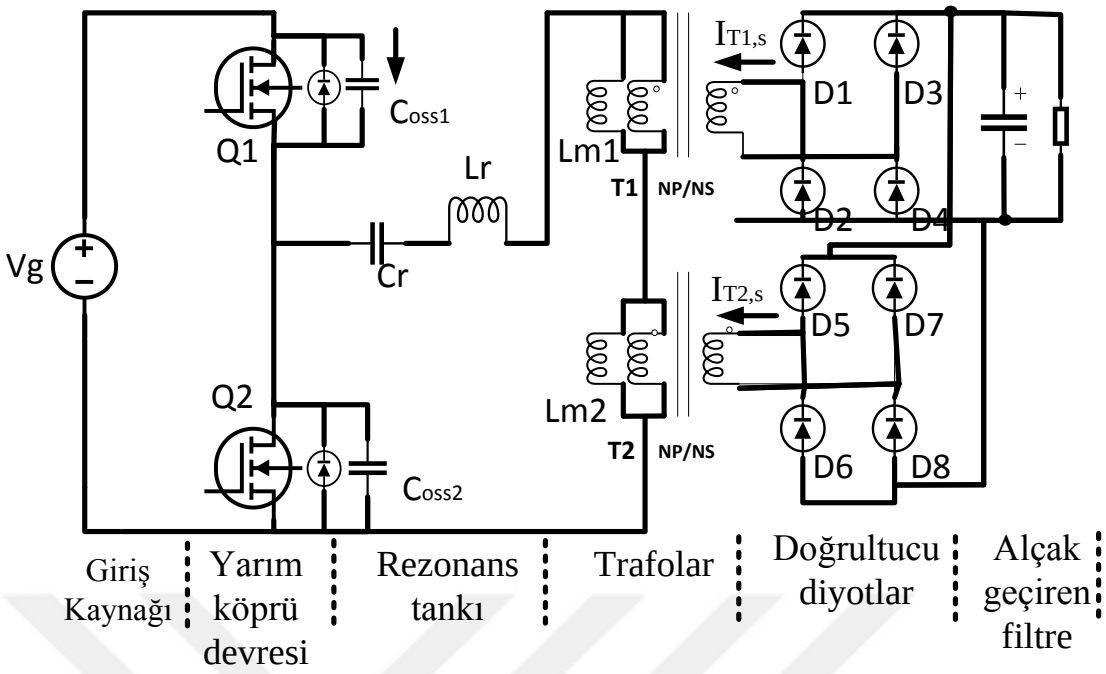


Şekil 4. 5 Farklı bağlantı şekillerine göre sıcaklık karakteristiği

Şekil 4.5'den de görüleceği gibi sıcaklık karakteristiği açısından seri primer-paralel sekonder daha iyi bir karakteristik göstermiştir. Bu bilgiler ışığında bu çalışmada transformatör bağlantı konfigürasyonu olarak seri primer-paralel sekonder bağlantı uygulanmıştır.

4.3 Seri Primer- Paralel Sekonder Bağlantılı LLC Rezonanslı Dönüştürücü

Çift transformatör ile LLC rezonanslı dönüştürücünün devre şeması Şekil 4.6'da gösterilmiştir. LLC rezonanslı dönüştürücünün en büyük avantajı güç elemanları sıfır gerilimde anahtarlanabilir ve sekonder taraftaki çıkış doğrultucu diyotları sıfır akımda anahtarlanabilir. Dolayısıyla anahtarlama kayıpları minimize edilir ve yüksek verimlere ulaşılabilir. Bununla birlikte bu durum elektromanyetik girişim açısından da oldukça iyi bir durumdur. Çıkış geriliminin regülasyonu çalışma frekansının değişimi ile olur. Önerilen dönüştürücüde V_g giriş gerilimi, güç anahtarları S_1 ve S_2 yarım-köprü devresi, C_r, L_r, L_{m1}, L_{m2} rezonans tankı, T_1 ve T_2 transformatörler ve D1~D8 doğrultucu diyotlarıdır. Trasformatörlerin primer sargıları aynı akımın geçmesini sağlamak için seri bağlanmıştır. Bu transformatörlerin sekonder sargıları ise yük akımını paylaştırmak için paralel bağlanmıştır böylece sekonder sargılarının akım stresleri azaltılmış olur. Önerilen dönüştürücü giriş tarafında güç faktörü düzeltme devresi ile de kullanılabilir. Bu uygulamada LLC rezonanslı dönüştürücünün giriş tarafında güç faktörü düzeltme devresi bulunmaktadır.



Şekil 4. 6 Önerilen seri primer-paralel sekonder bağlantılı LLC Rezonanslı Dönüştürücü

4.3.1 Dönüştürücünün Çalışma Prensibi

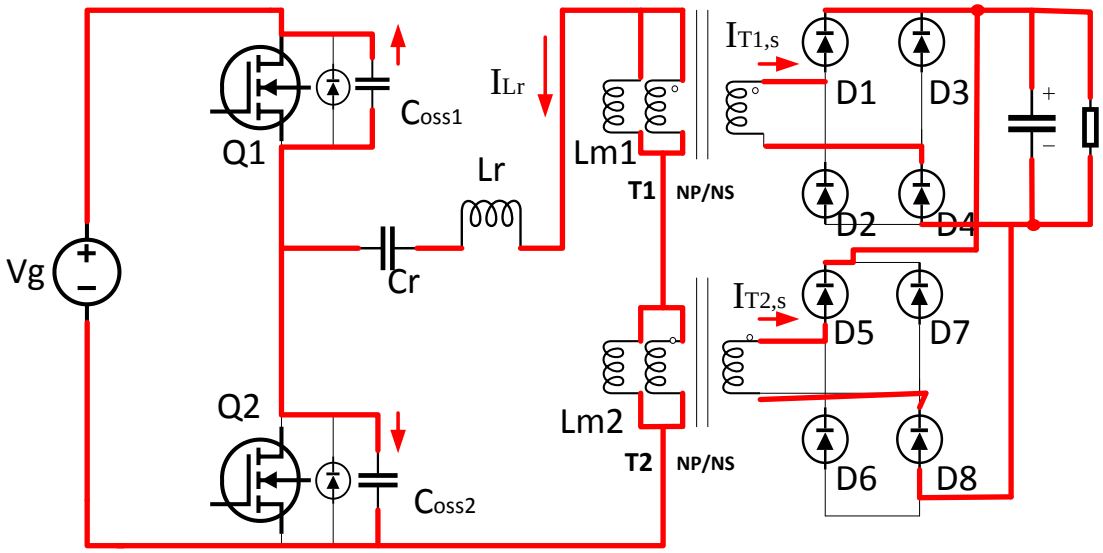
S_1 ve S_2 anahtarlanın iletim ve kesim durumlarına göre sekonder taraftaki doğrultucu diyotların iletim ve kesim durumları oluşur. t_0 anından önce S_2 anahtarı iletimdedir ve rezonans akımı I_{lr} , mıknatıslama akımına eşittir. D1~D8 diyotları kesim durumundadır.

Mod 1[$t_0 \leq t < t1$] : t_0 anında S_2 anahtarı kesime sokulur D_1, D_4, D_5 ve D_8 diyotları iletim durumundadır. Mıknatıslama endüktansları L_{m1} ve L_{m2}, np/ns.Vç gerilimine maruz kalır. Rezonans akımı I_{lr}, C_{oss2} kapasitesini sıfır volttan şarj eder ve C_{oss1} kapasitesini giriş gerilimi V_g'den deşarj eder. L_r rezonans endüktansının enerjisi, C_{oss1} ve C_{oss2} kapasitelerinde depolanan enerjiden yüksek olduğunda, C_{oss1} kondansatörünün gerilimi giriş geriliminden sıfıra deşarj olur ve C_{oss2} kondansatörünün gerilimi sıfırdan giriş gerilimine kadar şarj olur. D_1, D_4, D_5, D_8 diyotları ileimde olduğundan primer gerilimi $V_{Lm1} = V_{Lm2} = n_p/n_s.V_ç$ olur.

$$i_{Lm1}(t)=i_{Lm2}(t)=i_{Lm1}(t_0)+\frac{npV_ç(t-t_0)}{nsL_m} \quad (4.1)$$

$L_{m1} = L_{m2} = L_{m.}$ Sekonder akımları denklem (4.2)'de verilmiştir.

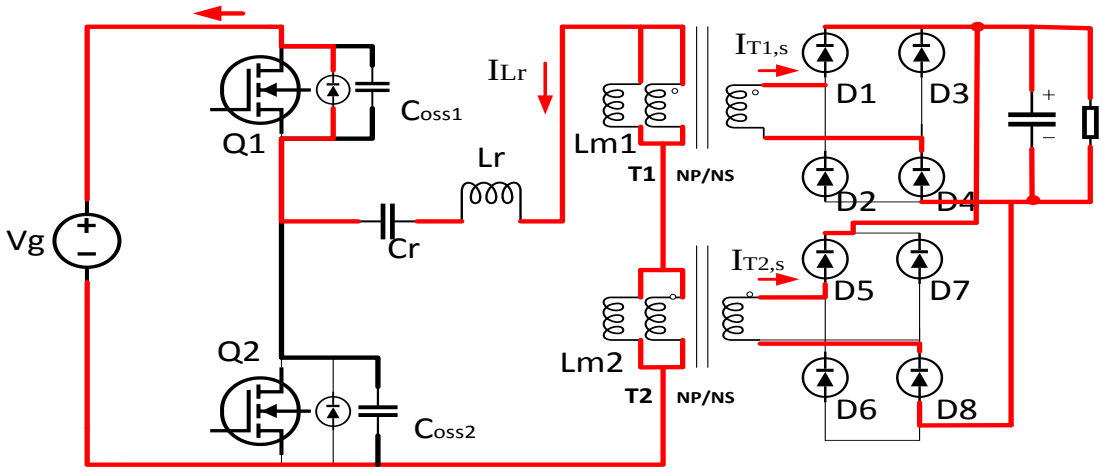
$$I_{s1}(t)=I_{s2}(t)=\frac{np}{ns}(i_{lr}(t)-i_{Lm1}(t)) \quad (4.2)$$



Şekil 4. 7 Mod 1

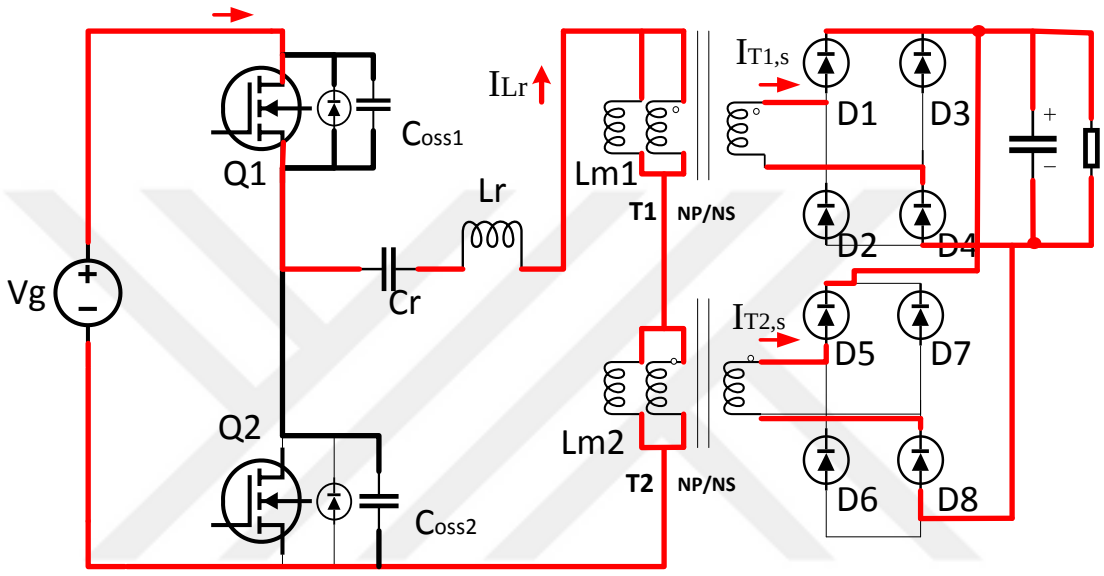
t_1 anında, S_2 anahtarının uçlarındaki gerilim giriş gerilimine eşit olur ve S_1 anahtarının uçlarındaki gerilim sıfıra eşit olur. Bu andan sonra S_1 anahtarının dahili diyodu iletime girer.

Mod 2[t1≤t<t2]: t_1 anında S_1 anahtarının dahili diyodu iletimdedir ve D_1, D_4, D_5, D_8 çıkış diyotları iletim halindedir. Bu sebeple mıknatıslama endüktansının gerilimi $V_{Lm1} = V_{Lm2} = np/ns.V_ç$ olur ve mıknatıslama akımları i_{Lm1} ve i_{Lm2} lineer bir şekilde $npV_ç/(nsL_m)$ eğimi ile artar. L_r endüktansı ve C_r kapasitesi $f_1 = 1/2\pi\sqrt{LrCr}$ rezonans frekansı ile rezonans durumunda olur. Sıfır gerilimde anahtarlamayı gerçekleştirmek için S_1 anahtarına bu aralıkta iletim sinyali verilmelidir. t_2 anında S_1 anahtarına iletim sinyali verilmesi ile bu aralık son bulur.



Şekil 4. 8 Mod 2

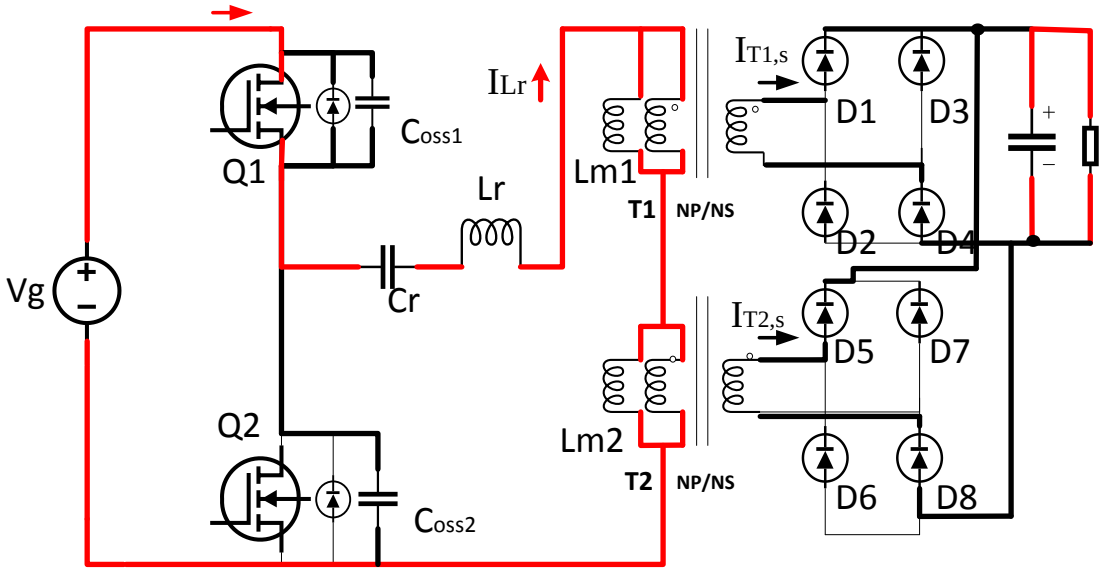
Mod 3[$t_2 \leq t < t_3$]: t_2 anında S_1 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlama ile iletime girer. L_r endüktansı ve C_r kapasitesi $f_1 = 1/2\pi\sqrt{LrCr}$ seri rezonans frekansı ile rezonans halindedirler. i_{Lr} rezonas akımı bu aralıkta negatif değerden pozitif değere geçiş yapar. Mıknatıslama akımı endüktansları i_{Lm1} ve i_{Lm2} akımları lineer bir şekilde artar. i_{Lr} rezonans akımı, i_{Lm1} ve i_{Lm2} mıknatıslama endüktansı akımlarından büyük olduğundan D_1, D_4, D_5, D_8 diyotları iletimde olur. Bu mod, t_3 anında $i_{Lm1} = i_{Lm2} = i_{Lr}$ olduğunda sona erer ve bütün çıkış diyotları kesime girer.



Şekil 4. 9 Mod 3

Mod 4[$t_3 \leq t < t4$]: Bu mod, t_3 anında $i_{Lm1} = i_{Lm2} = i_{Lr}$ olduğunda başlar ve transformatörün sekonder sargılarına bağlı bütün diyotlar kesimdedir. Sekonder sargı akımları i_{s1} ve i_{s2} sıfırdır. Bu modda, C_r ,L_r ,L_{m1} ve L_{m2} elemanları rezonans halindedir. Rezonans frekansı denklem (4.3)'de gösterilmiştir.

$$f_2 = 1/2\pi\sqrt{(2L_m + L_r)C_r} \qquad (4.3)$$



Şekil 4. 10 Mod 4

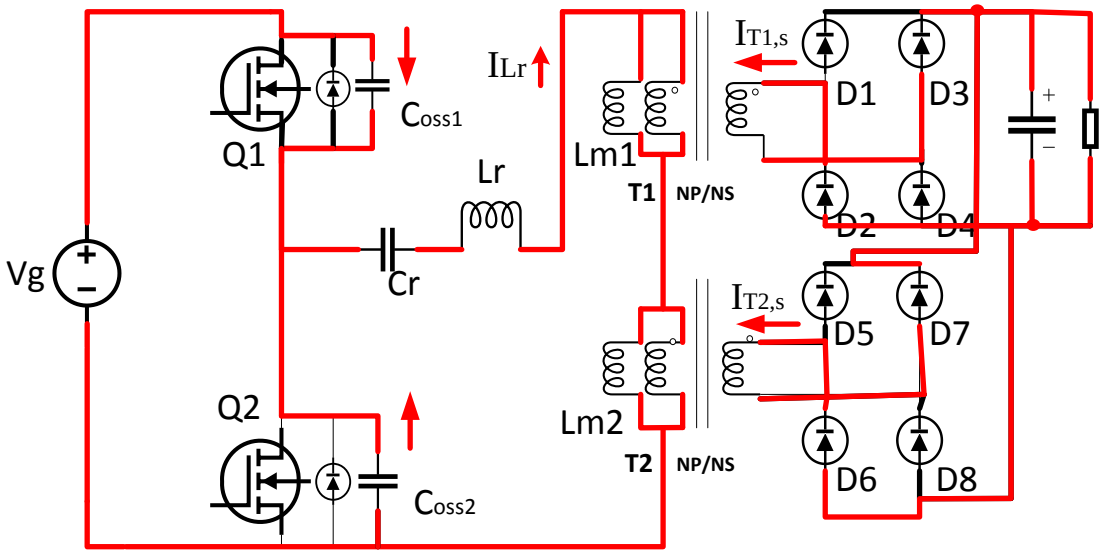
Bu aralıkta rezonans akımı i_{Lr}, mıknatıslama akımları i_{Lm1} ve i_{Lm2}'ye eşittir ve t_4 anında S_1 anahtarına uygulanan sinyalin kesilmesi ile bu aralık son bulur.

Mod 5[$t_4 \leq t < t_5$]: t_4 anında S_1 anahtarının sinyali kesildikten sonra D_2, D_3, D_6 ve D_7 diyotları iletime girer. Rezonans akımı i_{Lr} pozitif durumdadır.C_{oss1} kapasitesi şarj olurken C_{oss2} kapasitesi deşarj olmaya başlar. Eğer L_r seri rezonans endüktansında depolanan enerji Coss1 ve Coss2 kapasitelerinde depolanan enerjiden fazla ise C_{oss1} kapasitesi giriş gerilimine şarj olurken C_{oss2} kapasitesi sıfır volta kadar deşarj olur. S_1 ve S_2 anahtarlarının kanal-kaynak gerilimleri yaklaşık olarak denklem (4.4) ve (4.5)'de gösterildiği şekildedir.

$$V_{S1(ds)}(t) = \frac{i_{Lr}(t_4)}{2C_{oss}} (t-t_4) \tag{4.4}$$

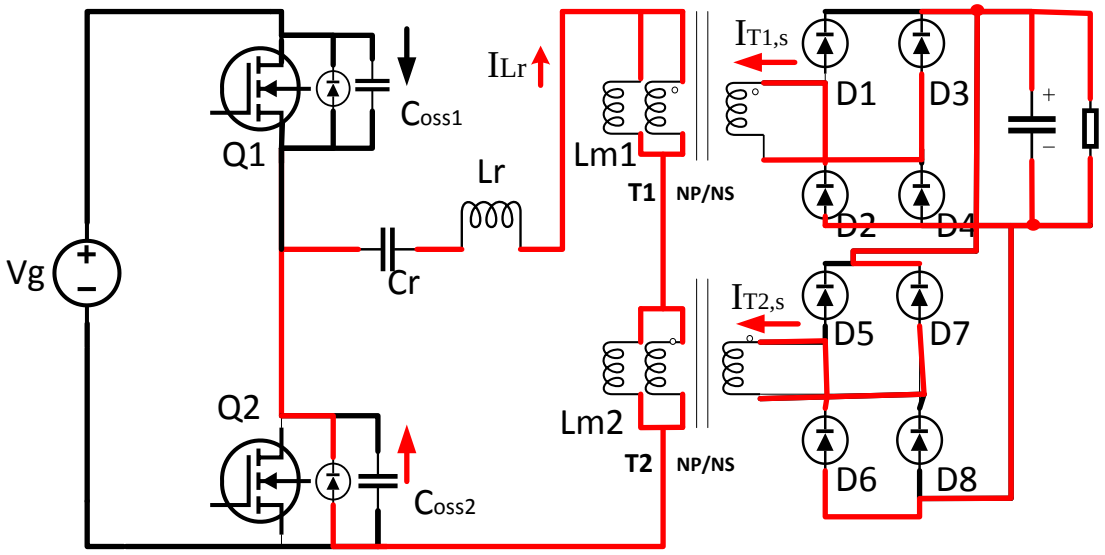
$$V_{S2(ds)}(t) = V_g - \frac{i_{Lr}(t_4)}{2C_{oss}} (t-t_4) \tag{4.5}$$

D_2, D_3, D_6 ve D_7 diyotları iletimde olduğundan mıknatıslama endüktanslarının maruz kaldığı gerilim VLm1 = VLm2 = -np/ns.$V_ç$. Mıknatıslama akımları iLm1 ve iLm2 lineer bir şekilde -np.$V_ç$/(nsL_m) eğimi ile azalır.t_5 anında S_2 anahtarının uçlarındaki gerilim sıfır olur ve S_1 anahtarının uçlarındaki gerilim giriş gerilimine ulaşır.



Şekil 4. 11 Mod 5

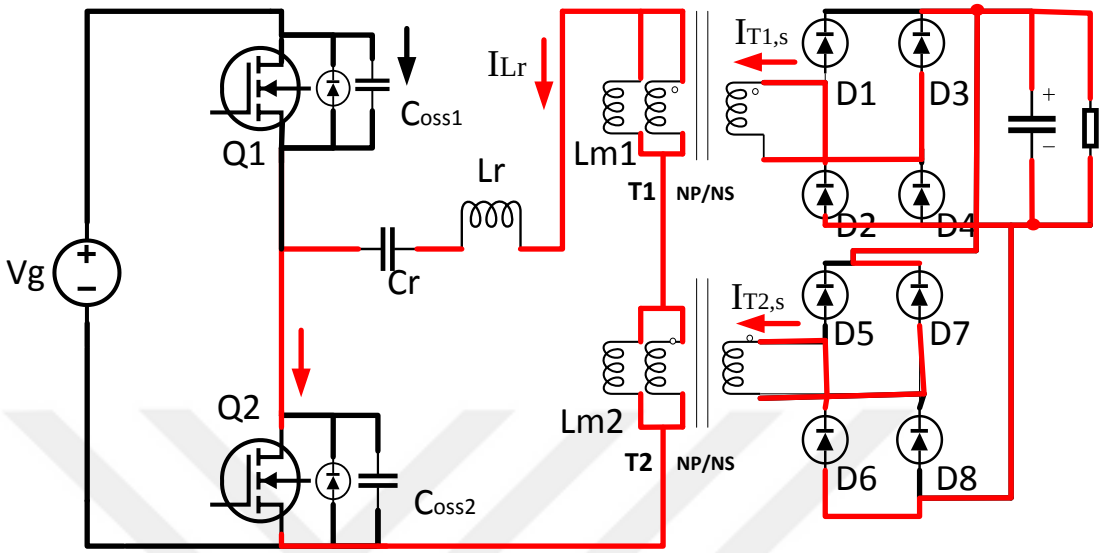
Mod 6[$t_5 \leq t < t_6$]: t_5 anında S_2 anahtarının dahili diyodu iletime geçer. Bu aralıkta D_2, D_3, D_6 ve D_7 diyotları iletimdedir. Mıknatıslama endüktansı gerilimi $V_{Lm1} = V_{Lm2} = -np/ns.V_ç$ ve mıknatıslama endüktansı akımları i_{Lr1} ve i_{Lr2} lineer olarak azalır. L_r ve C_r elemanları rezonans halindedir. Bu aralıkta S_2 anahtarına iletim sinyali verilir ve sıfır gerilimde anahtarlama sağlanır. Bu mod, t_6 anında S_2 anahtarının iletime girmesi ile sona erer.



Şekil 4. 12 Mod 6

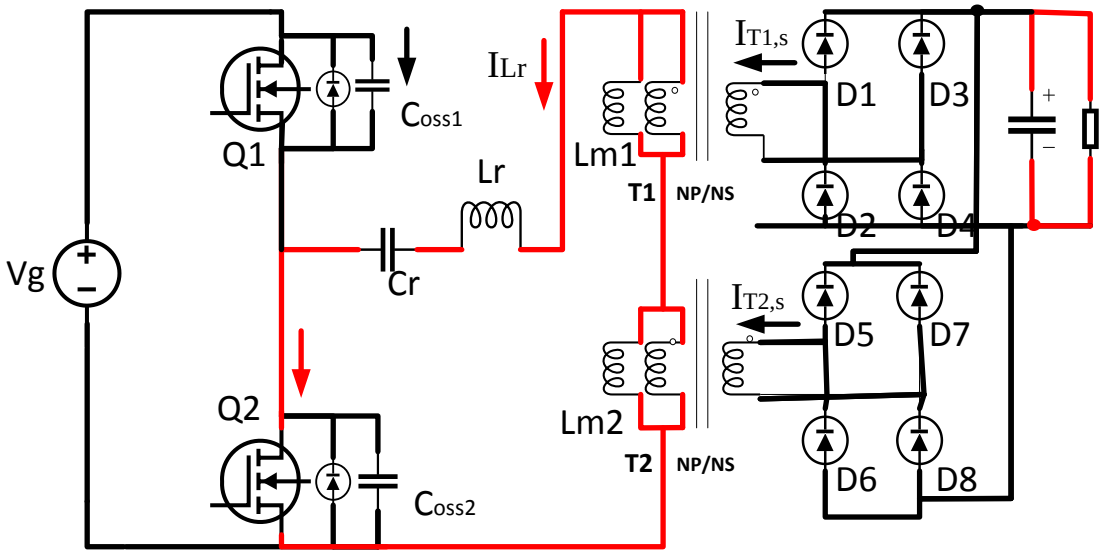
Mod 7[$t_6 \leq t < t_7$]: t_6 anında S_2 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanarak iletime girer. C_r ve L_r endüktansları rezonans halindedir ve i_{Lr} akımı pozitiften negatif duruma geçer. Rezonans frekansı $f_1 = 1/2\pi\sqrt{LrCr}$'dir. Mıknatıslama endüktansı akımları lineer olarak

azalır. Bu aralıkta D_2, D_3, D_6 ve D_7 sekonder çıkış diyotları iletimdedir. t_7 anında mıknatıslama endüktansı akımları rezonans akımına eşit olur($i_{Lm1} = i_{Lm2} = i_{Lr}$) ve bütün çıkış diyotları kesime girer ve çıkışla bağlantı kesilir.



Şekil 4. 13 Mod 7

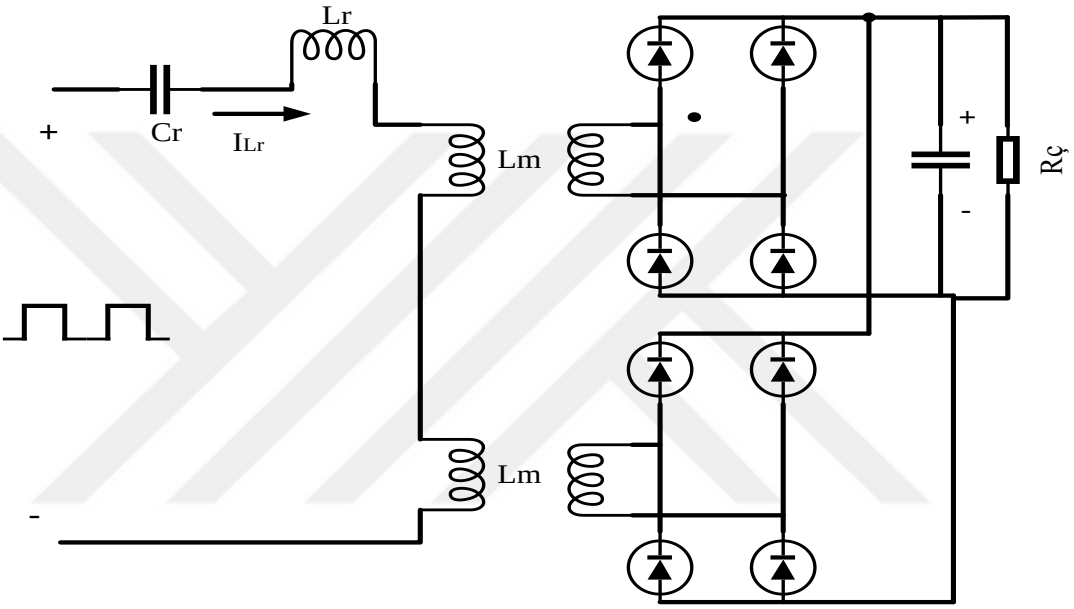
Mod 8[$t_7 \leq t < t_8$]: Bu aralık t_7 anında $i_{Lm1} = i_{Lm2} = i_{Lr}$ olması ve çıkış diyotlarının kesime girmesi ile başlar. Bu modda, C_r ,L_r ,L_{m1} ve L_{m2} elemanları rezonans halindedir ve rezonans frekansı $f2 = 1/2\pi\sqrt{(2Lm + Lr)Cr}$'dir. Bu aralık, t_0 anında S_2 anahtarının kesime girmesi ile son bulur ve bir sonraki anahtarlama periyodu Mod 1'e geri döner.



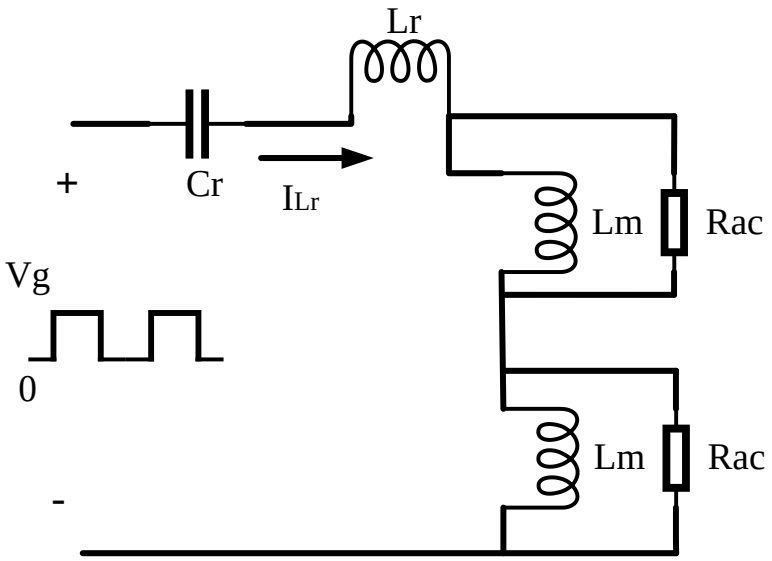
Şekil 4. 14 Mod 8

4.3.2 Devrenin Analizi

LLC rezonanslı dönüştürücünün çıkış gerilimi güç anahtarlarının çalışma frekansını değiştirerek sabit %50 görev çevrimi süresi ile sağlanır. Sistemin analizini basitleştirmek için temel yaklaşım tercih edilir. Giriş terminalinden rezonans tankını da geçerek çıkıştaki yüke ulaşana kadar ilgili frekans temel anahtarlama frekansıdır. Şekil 4. 15 ve Şekil 4.16'da rezonans tankının eşdeğer devresi gösterilmiştir. Rezonans tankının giriş gerilimi kare dalgadır. Fourier serilerinden de yararlanarak bu kare dalga giriş gerilimi denklem (4.6)'da gösterilmiştir.



Şekil 4. 15 Çift trafolu sistemin AC eşdeğer devresi



Şekil 4. 16 Çift trafolu sistemin basite indirgenmiş hali

$$V_d = \frac{V_g}{2} + \sum_{m=1,3,5\ldots} \frac{2V_g}{m\pi} \sin(2\pi m f_s t) \quad (4.6)$$

Rezonans tankına uygulanan temel bileşeninin efektif değeri $V_{d,f} = \sqrt{2}V_g/\pi$'dir.

Şekil 4. 16'dan da görülebileceği gibi transformatörlerin primer kısımları birbirine seri ve sekonder kısımları birbirine paralel bağlıdır. Primer kısım birbirine seri olduğundan primer sarım sayısı da çift olmuş olur ve sekonder ksıımları paralel bağlı olduğundan sekonder sarım sayıları değişmeden aynı kalır.

Eğer rezonans tankı akımı mıknatıslama akımından büyük ise transformatörlerin primer gerilimleri $V_{Lm1} = V_{Lm2} = (np/ns)V_ç$ olur. Eğer rezonans tankı akımı mıknatıslama akımından küçük ise transformatörlerin primer gerilimleri $V_{Lm1} = V_{Lm2} = -(np/ns)V_ç$ olur. Eğer 1, 4, 5, 8'inci aralıklar göz önüne alınmazsa transformatörün primer gerilimleri kare dalga şeklindedir ve denklem (4.7)'de gösterilmiştir.

$$V_{Lm1}=V_{Lm2}= \sum_{m=1,3,5\ldots} \frac{4n_p V_ç}{n_s m\pi} \sin(2\pi m f_s t-\varphi_m) \quad (4.7)$$

bu denklemde φ_m, m. harmonik frekansının faz açısıdır. Transformatörün primer tarafındaki çıkış geriliminin temel bileşeni $V_{Lm,f} = 2\sqrt{2}\, n_p.V_ç/(n_s.\pi)$'dir. Çıkış yüklerinin primer tarafa indirgenmesi denklem (4.8)'deki gibidir.

$$R_{ac}= \frac{16n^2}{\pi^2} R_ç \quad (4.8)$$

Bu denklemde n = np/ns'dir. Bu sebeple AC rezonans tankı efektif sinusoidal giriş gerilimi $V_{d,f}$ ile $2R_{ac}$ omik yükü sürülür. Kompleks AC analiz denklem (4.9)'daki transfer fonksiyonunda gösterilmiştir. Rezonans tankının giriş empedansı;

$$Z_{in}(s)= \frac{1}{sC_r} + sL_r + 2\frac{sL_m.R_{ac}}{sL_m+R_{ac}} \quad (4.9)$$

Sistemin AC kazancı;

$$K(s)= \frac{\frac{2sL_m.R_{ac}}{sL_m+R_{ac}}}{Z_{in}(s)} = \frac{\frac{2sL_m.R_{ac}}{sL_m+R_{ac}}}{\frac{1}{sC_r}+sL_r+\frac{2sL_m.R_{ac}}{s_{Lm}+R_{ac}}} \quad (4.10)$$

Sistemin AC kazancının çalışma frekansına göre gösterimi denklem (4.11)'de gösterilmiştir.

$$|K_{ac}(f)| = \frac{1}{\sqrt{[1+\frac{1}{Ln}(1-\frac{1}{fn^2})]^2 + Q^2(fn-\frac{1}{fn})^2}} \quad (4.11)$$

Bu denklemde $Q = Z_0 / 2R_{ac} = \sqrt{L_rC_r}/2R_{ac}$, $L_n = 2L_m/L_r$, $f_n = f_{sw}/f_r$, $f_r = 1/(2\pi\sqrt{LrCr})$'dir.

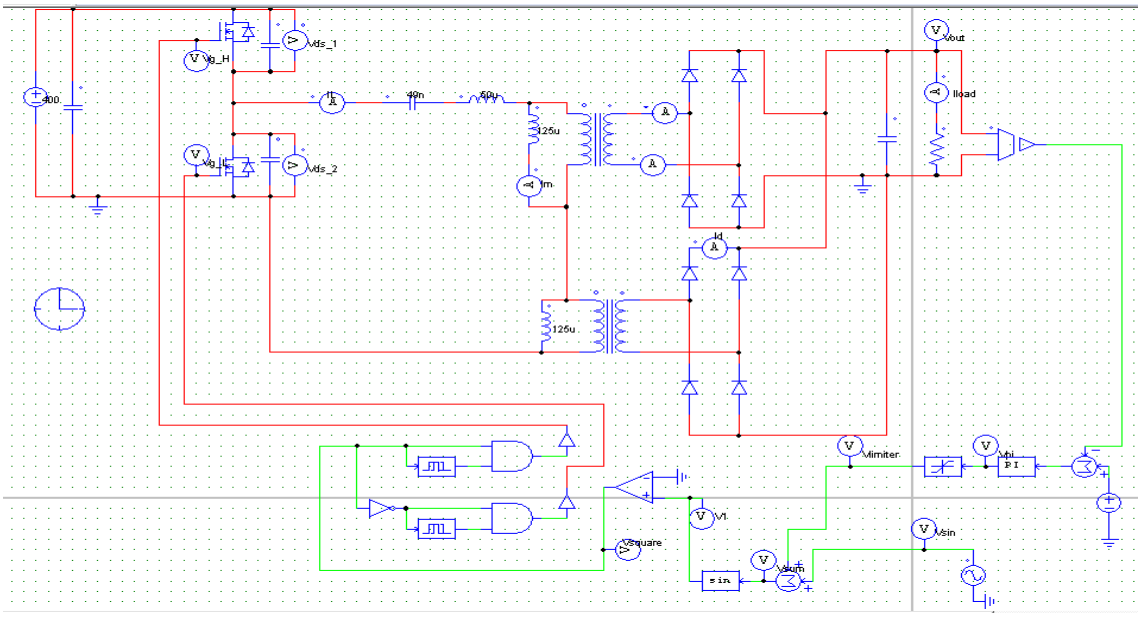
Benzer şekilde sistemin DA kazancı;

$$|K_{da}(f)| = \frac{2V_{Lm,f}}{V_{d,f}} = \frac{\frac{4\sqrt{2}n_pV_ç}{n_s\pi}}{\frac{\sqrt{2}\,V_g}{\pi}} = \frac{4nV_ç}{V_g} \quad (4.12)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{[1+\frac{1}{Ln}(1-\frac{1}{fn^2})]^2 + Q^2(fn-\frac{1}{fn})^2}}$$

4.3.3 Devrenin Benzetimi

Farklı giriş gerilimlerinde ve farklı yük koşulları altında dönüştürücünün davranışı ile ilgili fikir almak adına benzetim modeli gerçekleştirilmiştir. Bu benzetim modelinde, kaçak ve parazitik elemanlar da eklenerek dönüştürücü oluşturulmuştur. Benzetim modeli sayesinde, frekans deviasyonu farklı giriş gerilimi ve farklı yük koşulları altında gözlemlenmiştir. Benzetim modeli için PSIM programı kullanılmıştır. Benzetim sonuçları deneysel sonuçlar ile birlikte verilmiştir.



Şekil 4. 17 Çift Trafo Konfigürasyonlu LLC Rezonanslı Dönüştürücü Benzetim Modeli

4.3.4 Tasarım Örneği ve Deneysel Sonuçlar

Önerilen dönüştürücüyü doğrulamak için 500W'lık dönüştürücü tasarımı yapılmıştır. Daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi dönüştürücü, çift trafo konfigürasyonu ile primer tarafı seri sekonder tarafı bağlı olacak şekilde oluşturulmuştur. Dönüştürücünün çıkış gerilimi ve akımı 24V/20A olacak şekilde tasarlanmıştır. Nominal giriş gerilimi 400V olacak şekilde tasarlanmıştır. Tasarım adımları, kullanılan iki transformatörün tek transformatör kullanılıyormuş gibi varsayılarak oluşturulmuştur. Dönüştürücünün tasarım parametreleri belirlendikten sonra bu parametreler transformatörlere eşit biçimde dağıtılmıştır.

Daha önceki bölümlerde de anlatıldığı üzere LLC rezonanslı dönüştürücüyü rezonans frekansının yakınlarında çalıştırmak frekans varyasyonlarını minimize etmek açısından önemlidir. LLC rezonanslı dönüştürücünün kaynağı, güç faktörü düzeltme devresinin çıkış tarafı olduğundan dönüştürücü, güç faktörü düzeltme devresinin nominal çıkış geriliminde rezonans frekansında çalışacak şekilde tasarlanmalıdır. Ayrıca L_n değeri de ulaşılabilir maksimum kazanç açısından önemlidir. Daha yüksek maksimum kazanç düşük L_n değeri ile sağlanabilir ancak L_n değerini düşürmek mıknatıslama endüktansının değerini düşürmek anlamına gelir ve bu da sirkülasyon akımlarının artmasına dolayısıyla iletim kayıplarının artmasına sebep olur. Tipik olarak L_n değeri 3~7 arasında seçilir. Bu da rezonans frekansındaki kazancın 1.1~1.2 aralığında olması demektir. m değeri 5 seçilerek rezonans frekansındaki kazanç 1.12 olacak şekilde tasarım yapılmıştır.(Fairchild)

Transformatörlerin dönüşüm oranları, giriş ve çıkış gerilimlerinin değerine ve minimum kazanç değerine göre belirlenmiştir. Transformatör dönüşüm oranı (4.13) eşitliğinde gösterilmiştir.

$$n=\frac{N_p}{N_s}=\frac{V_g^{max}}{2(V_ç+V_F)}M_{min} \qquad (4.13)$$

Burada V_F değeri sekonder taraftaki doğrultucu diyotların üzerlerindeki gerilim düşümüdür. V_F değeri 0.8 olarak alınırsa;

$$n=\frac{N_p}{N_s}=\frac{V_g^{max}}{2(V_ç+V_F)}M_{min}=\frac{400}{2(24+0.8)}=9 \qquad (4.14)$$

olarak elde edilir. Transformatörün dönüşüm oranı bulunduktan sonra eşdeğer yük empedansı (4.15) eşitliği yardımı ile bulunabilir.

$$R_{ac}= \frac{8n^2}{\pi^2}\frac{V_ç^2}{P_ç} = \frac{8.9^2}{\pi^2}\frac{24^2}{480} = 78.78\ \text{ohm} \quad (4.15)$$

Q değeri şekil 3.11'de gösterilen Q ve m değerlerine bağlı maksimum kazanç grafiğinden 0.4 olarak seçilmiştir ve rezonans frekansı 100kHz olacak şekilde tasarım yapılmıştır. Q değeri ve rezonans frekansı belirlendikten sonra L_r endüktansı ve C_r kapasitesinin değerleri (4.16) ve (4.17) eşitlikleri yardımıyla hesaplanabilir.

$$C_r= \frac{1}{2\pi.Q.f_r.R_{ac}} = 50\text{nF} \quad (4.16)$$

$$L_r= \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = \sim 50\mu\text{H} \quad (4.17)$$

L_r değeri hesaplandıktan sonra m değeri de başlangıçta 5 olarak seçildiğinden L_m değeri 250µH olarak bulunur.

Önerilen dönüştürücü ile ilgili tasarım parametreleri ve devrede kullanılan malzemelerin özeti çizelge 4.1 ve 4.2'de gösterilmiştir.

Çizelge 4. 1 LLC Rezonanslı Dönüştürücü Özellikleri

Tasarım Özellikleri	
Giriş Gerilimi Aralığı	330V-400V
Çıkış Gerilimi/Akımı	24V/20A
Çıkış Gücü	480W

Çizelge 4. 2 LLC rezonanslı dönüştürücü devre elemanları

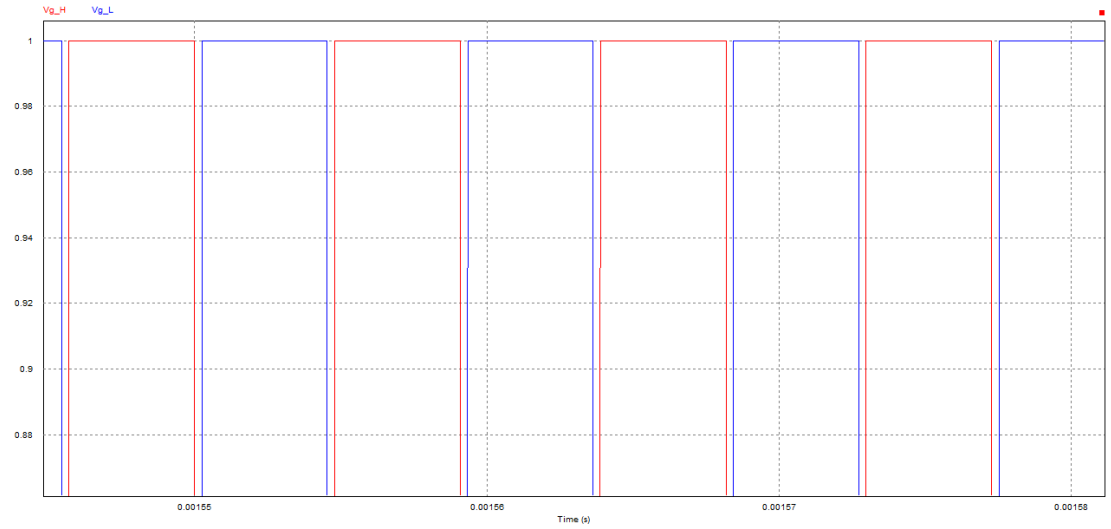
Devre Elemanları	
Transformatörler T1-T2	LITE-ON PNBG006MH
Q1-Q2 Anahtarları	FCPF190N65FL1
Doğrultucu Diyotlar	SBR30100TFP
Analog Entegre	FAN7631

Çizelge 4.3'de önerilen dönüştürücü için hesaplanan ve ölçülen değerler gösterilmiştir. Endüktans değerleri , kullanılan kondansatör değeri ve transformatörlerin sarım sayıları her bir transformatör için verilmiştir.

Çizelge 4. 3 Hesaplanan ve Ölçülen Devre Parametreleri

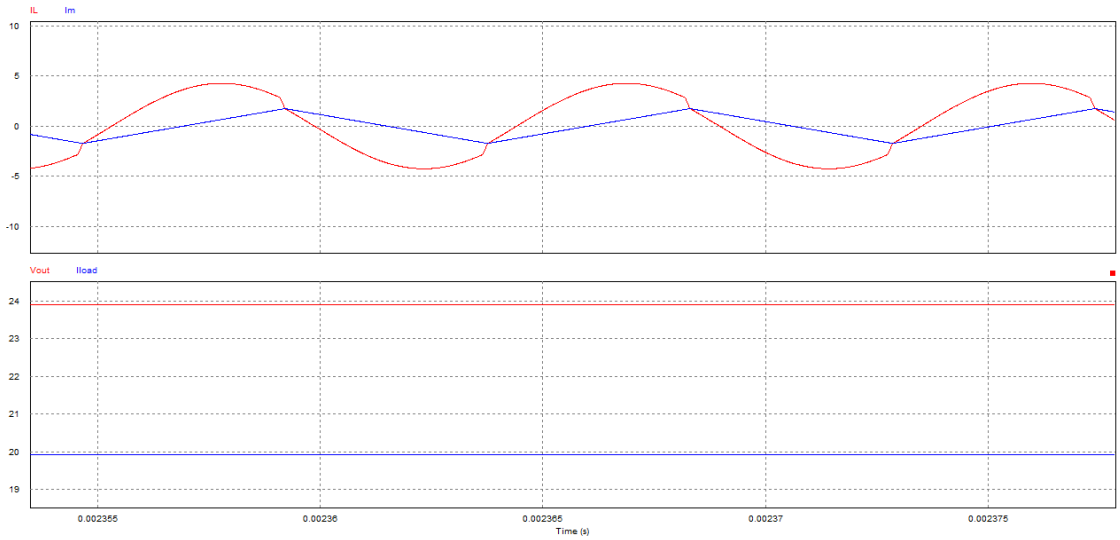
Devre Parametreleri	Hesaplanan	Ölçülen
Mıknatıslama Endüktansı L_m (L_{m1}-L_{m2})	250µH (125 µH-125 µH)	256 µH (126 µH-130 µH)
Kaçak Endüktans L_r (L_{r1}-L_{r2})	50 µH (25 µH-25 µH)	51.4 µH (25.4 µH-26 µH)
Rezonans Kapasitesi C_r	50nF	48.4nF
Sarım Oranı N_p-N_{s1}-N_{s2}	54.66 - 6 (26.33 - 6) (26.33 - 6)	54 - 6 (27 - 6) (27 - 6)

Teorik analizleri doğrulamak için farklı giriş geriliminde ve farklı yük koşullarındaki benzetim sonuçları gösterilmiştir. Benzetim PSIM programında yapılmıştır. Şekil 4.18'de Q1 ve Q2 anahtarlarının iletim sinyalleri gösterilmiştir.



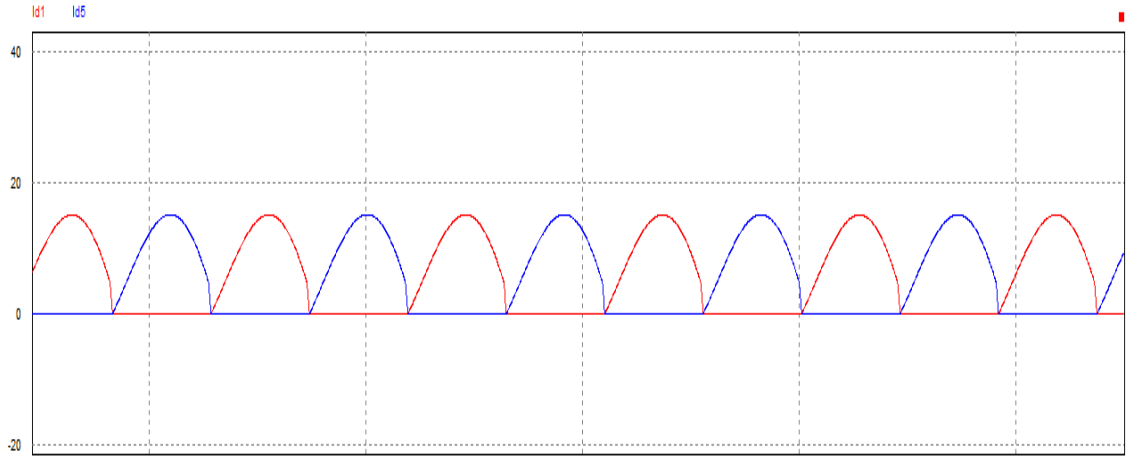
Şekil 4. 18 Q1 ve Q2 anahtarlarının kapı sinyali. Kırmızı şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Mavi şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali

Şekil 4.19'da önerilen dönüştürücünün rezonans akımı, mıknatıslama akımı ile birlikte çıkış gerilimi ve akımı gösterilmiştir. Dönüştürücünün çalışma frekansı 110kHz'dir. Şekil 4.19'dan da anlaşılacağı üzere dönüştürücü rezonans frekansının üzerinde çalışmaktadır ve rezonans periyodu bitmeden çalışma periyodu bittiğiden dolayı bu anda rezonans akımında ani bir değişim gözlemlenmektedir.



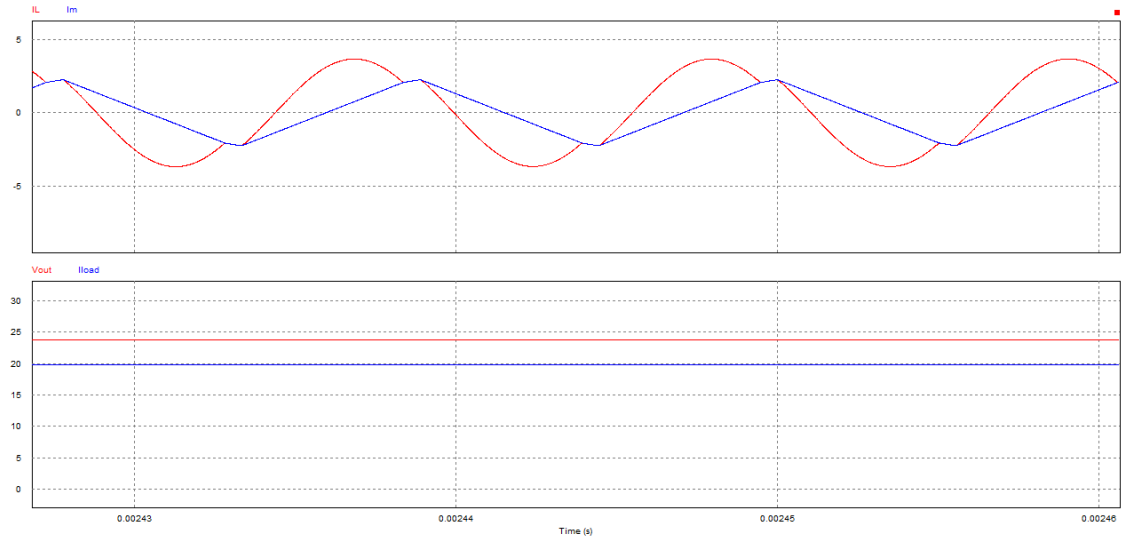
Şekil 4. 19 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için rezonans ve mıknatıslama akımı ile birlikte çıkış gerilimi ve akımı. Üst Kırmızı Şekil: Rezonans akımı; Üst Mavi Şekil: Mıknatıslama akımı; Alt Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Mavi Şekil: Çıkış akımı

Şekil 4.20'de rezonans frekansının üzerinde çalışma için çıkış diyotlarının dalga şekilleri gösterilmiştir. Dönüştürücü rezonans frekansının üzerinde çalıştığı için sekonder taraftaki doğrultucu diyotlar üzerlerinden geçen akım sıfıra düşmeden kesime girdiklerinden sıfır akımda anahtarlanamazlar. Bu da diyotların ters toparlanma süreleri boyunca üzerlerinden ters bir akımın akmasına sebep olur ve bu diyotlar üzerinde ekstra strese sebep olur. Ancak rezonans frekansının üzerinde çalışma için sekonder tarafta Schottky diyotlar kullanıldığından bu ters toparlanma etkileri minimize edilmiş olur.



Şekil 4. 20 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için sekonder taraftaki doğrultucu diyotların akımları. Kırmızı Şekil: Pozitif alternansta iletimde olan diyot; Mavi Şekil: Negatif alternansta iletimde olan diyot

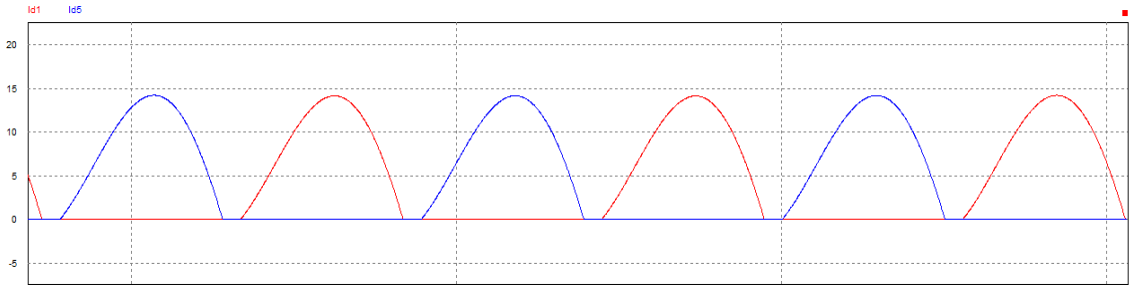
LLC rezonanslı dönüştürücüde kazancı etkileyen iki etken vardır. Transformatörün primer ve sekonder sarım oranından kaynaklı kazanç ve rezonans tankının kendi kazancı. Tasarlanan dönüştürücü 110kHz'de yani rezonans frekansının üzerinde çalışmaktadır. Çalışma frekansını rezonans frekansının altına getirebilmek için transformatörün primer tarafına sargı eklenebilir. Transformatörün primer tarafına sargı eklendiğinde dönüşüm oranı artar ve aynı çıkış gerilimini elde etmek için kazancın artması gerekmektedir. Bu kazancı artırabilmek için çalışma frekansı azaltılmalıdır çünkü Şekil 3.5'den görüldüğü üzere endüktif bölgede çalışırken çalışma frekansı azaldıkça gerilim kazancı artmaktadır. Dolayısıyla dönüştürücü bir noktada çıkış gerilimini regüle edebilmek için rezonans frekansının altında çalışmaya başlayacaktır. Rezonans frekansının altında çalışma için dalga şekilleri Şekil 4.21'de gösterilmiştir.



Şekil 4. 21 Rezonans frekansının altında çalışma için rezonans ve mıknatıslama akımı ile birlikte çıkış gerilimi ve akımı. Üst Kırmızı Şekil: Rezonans akımı; Üst Mavi Şekil: Mıknatıslama akımı; Alt Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Mavi Şekil: Çıkış akımı

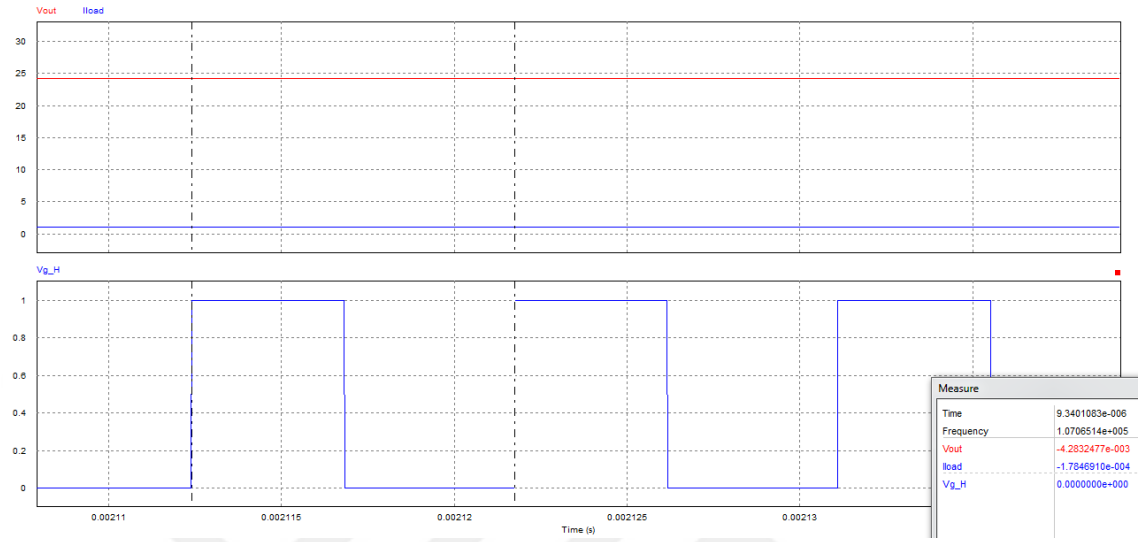
Şekil 4.21'den de görüleceği gibi çalışma frekansı rezonans frekansının altına düşmüştür. Transformatörün primer tarafındaki sarım sayısı artırıldığında çalışma frekansı 90kHz'lere gelmiştir ve çalışma periyodu bitmeden rezonans periyodu bittiğinden belirli bir süre tank devresinde dolanan akım ile mıknatıslama akımı bir sonraki yarı periyoda kadar eşit olmuştur.

Şekil 4.22'de rezonans frekansının altında çalışma için sekonder taraftaki doğrultucu diyotların akımları gösterilmiştir. Çalışma frekansı rezonans frekansının altında olduğundan rezonans bittiğinde çıkış diyotlarının akımları sıfır olur ve akımı sıfır olduktan bir süre sonra kesime girer. Dolayısıyla sıfır akımda kesime girmiş olur ve ters toparlanma etkisi söz konusu değildir. Özellikle çıkış geriliminin yüksek olduğu uygulamalarda bu durum ciddi bir avantaj sağlar.



Şekil 4. 22 Rezonans frekansının altında çalışma için sekonder taraftaki doğrultucu diyotların akımları. Kırmızı Şekil: Pozitif alternansta iletimde olan diyot; Mavi Şekil: Negatif alternansta iletimde olan diyot

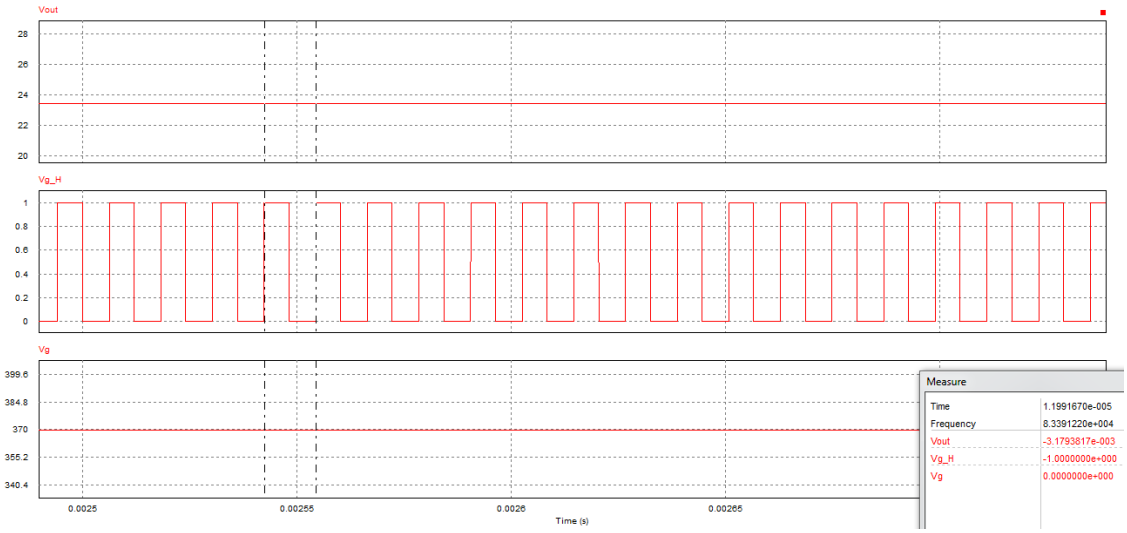
Şekil 4.23'de farklı yük koşullarında dönüştürücünün kapı sinyalleri gösterilmiştir. Yük azaldığında çıkış empedansı artacağından dolayı çıkış gerilimini regüle etmek için gerilim kazancının azalması gerekmektedir bu sebeple çalışma frekansı daha düşük gerilim kazancı elde etmek için artmaktadır.



Şekil 4. 23 1A yük akımı için çıkış gerilimi, çıkış akımı ve anahtar kapı sinyali. Üst Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Üst Mavi Şekil: Çıkış akımı; Alt Mavi Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali

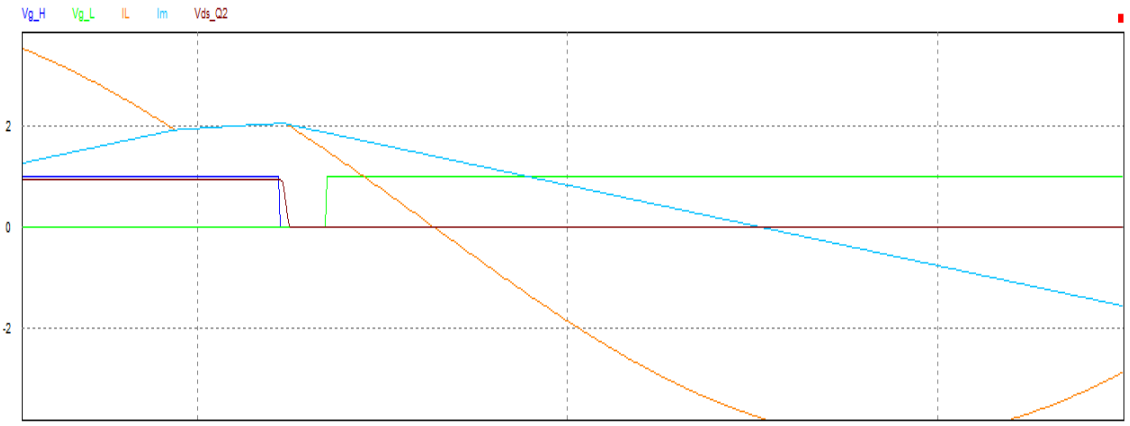
Şekil 4.23'den de görüleceği üzere çıkış akımı 1A'e düştüğünde çıkış gerilimini regüle etmek için dönüştürücü çalışma frekansını 107kHz'e çıkarmıştır. 24A yük koşulunda 90kHz'de çalışmaktaydı. Yük azaldığında çıkış geriliminin gerülasyonunu sağlamak için çalışma frekansı artmıştır.

Farklı giriş gerilimi seviyelerinde de çalışma frekansında değişiklik olmaktadır. Giriş gerilimi azaldığında çıkış gerilimini regüle etmek için dönüştürücü kazancını artırmak durumundadır bu sebeple çalışma frekansını düşürerek gerilim kazancını artırır. Şekil 4.24'de giriş gerilimi 370V iken çıkış gerilimi ve çalışma frekansı gösterilmiştir. Şekil 4.24'den de görüleceği üzere çıkış gerilimi regülasyonunu sağlamak için çalışma frekansı düşmüştür böylece gerilim kazancı artmıştır.

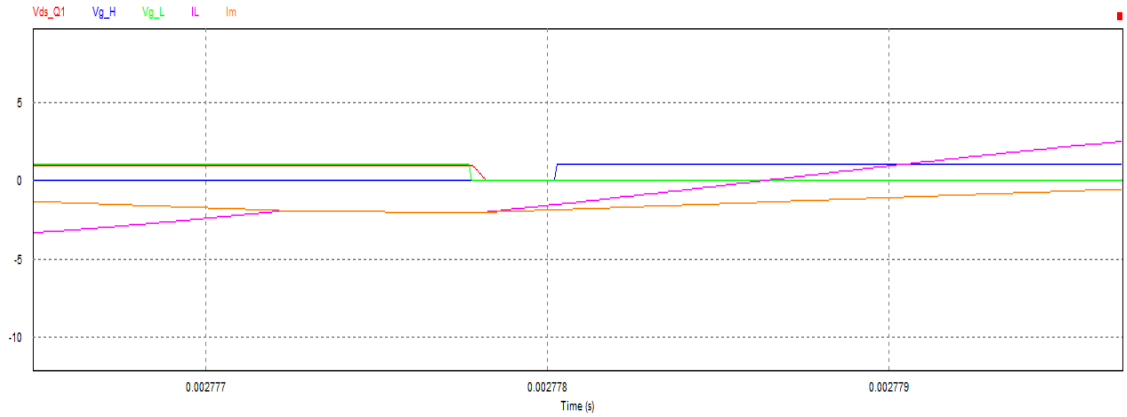


Şekil 4.24 Giriş gerilimi 370V iken çıkış gerilimi ve Q1 anahtarı kapı sinyali. Üst Kırmızı Şekil: Çıkış gerilimi; Alt Kırmızı Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali

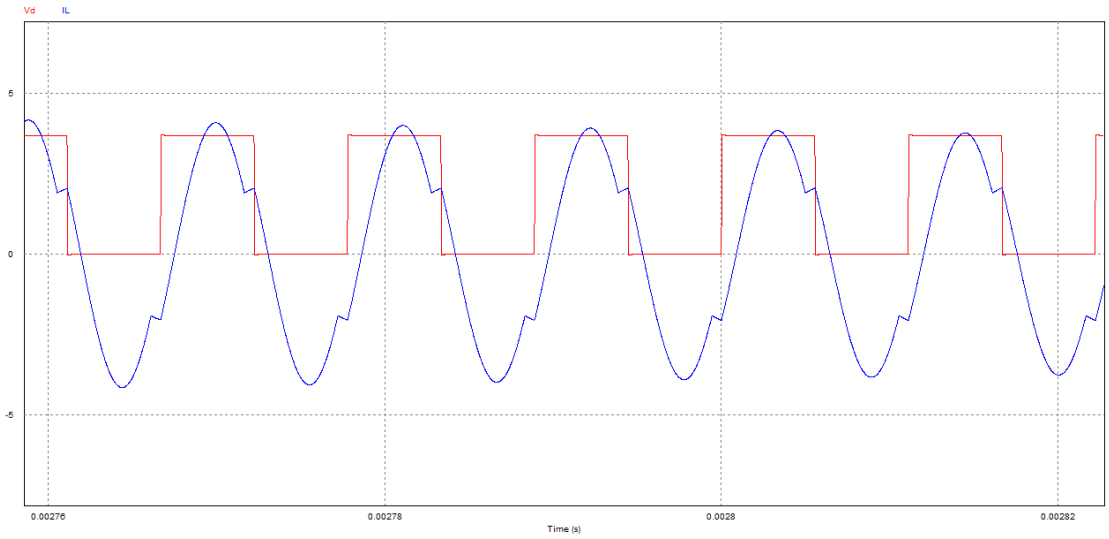
LLC rezonanslı dönüştürücünün en önemli özelliklerinden biri güç anahtarlarının sıfır gerilimde anahtarlanmasına olanak sağlamasıdır. Şekil 4.25'de önerilen dönüştürücünün Q2 güç anahtarlarının sıfır gerilimde anahtarlanma anı gösterilmiştir. Şekil 4.26'da Q1 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanma anı gösterilmiştir. Şekil 4.27'de tank geriliminin ölçeklendirilmiş hali ve rezonans akımı gösterilmiştir.



Şekil 4. 25 Q2 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama. Lacivert Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Turuncu Şekil: Rezonans akımı; Mavi Şekil: Mıknatıslama endüktansının akımı; Kahverengi Şekil: Q2 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali)



Şekil 4. 26 Q1 anahtarı için sıfır gerilimde anahtarlama. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı

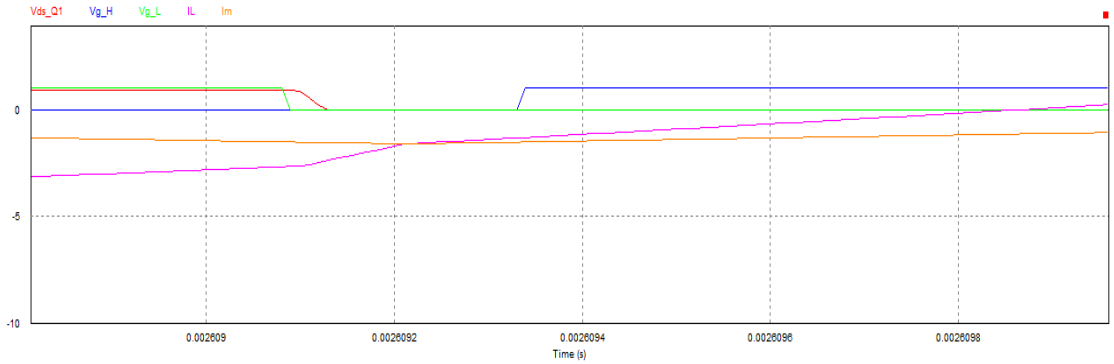


Şekil 4. 27 Rezonans tankı gerilimi ve rezonans akımı(fsw<fr)

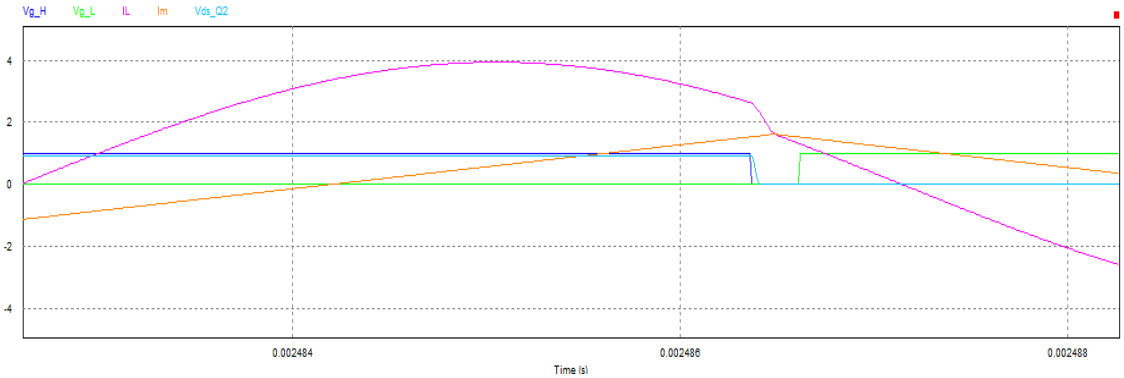
Şekil 4.25'den de görüleceği gibi rezonans akımı mıknatıslama akımına eşit olduktan sonra Q1 anahtarının sinyali kesilir. Q1 anahtarının sinyali kesildikten sonra Q2 anahtarının drain-source gerilimi sıfıra düşer. Q2 anahtarının drain-source gerilimi sıfıra düştükten sonra Q2'ye ait kapı sinyali uygulanır böylece Q2 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanmış olur. Aynı durum Q1 anahtarı için de geçerlidir. Rezonans akımı mıknatıslama akımına eşit olduktan sonra Q2 anahtarının sinyali kesilir. Q2 anahtarının sinyali kesildikten sonra Q1 anahtarının drain-source gerilimi sıfıra düşer. Q1 anahtarının drain-source gerilimi sıfıra düştükten sonra Q1'e ait kapı sinyali uygulanır böylece Q1 anahtarı sıfır gerilimde anahtarlanmış olur.

Şekil 4.28 ve 4.29'da rezonans frekansının üzerinde çalışma için de iki anahtarın da sıfır gerilimde anahtarlama durumunun devam ettiği görülmektedir. Tank devresi endüktif

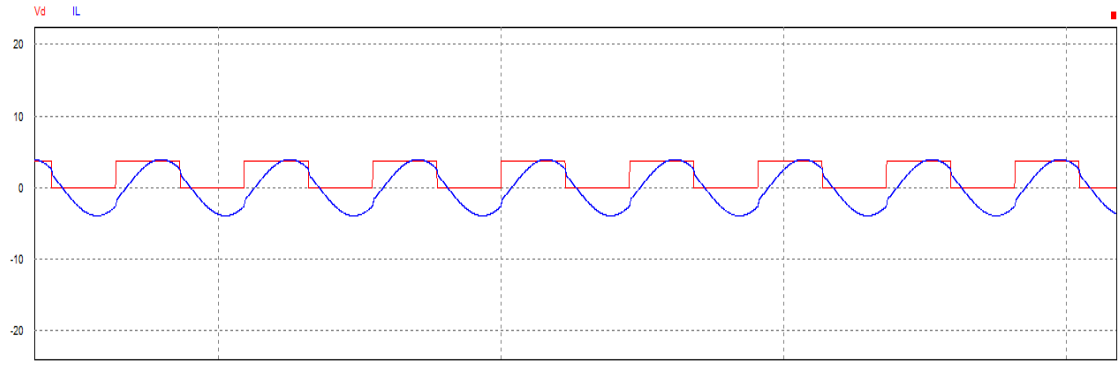
olduğu sürece akım gerilimden sonra gelir ve bu da sıfır gerilimde anahtarlamayı sağlar. Şekil 4.30'da ise tank gerilimi ve tank akımı gösterilmiştir.



Şekil 4. 28 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için Q1 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanma durumu. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı

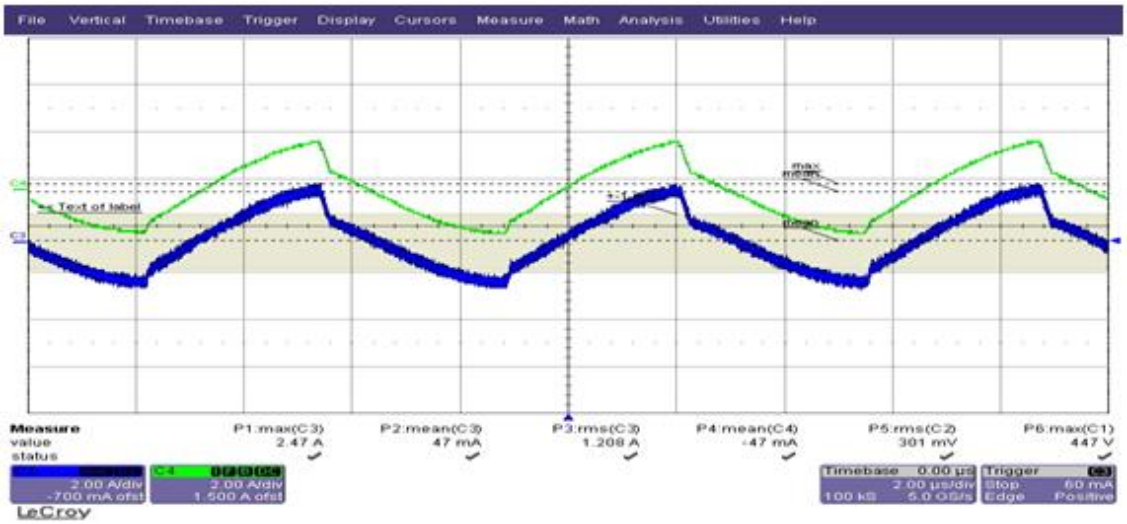


Şekil 4. 29 Rezonans frekansının üzerinde çalışma için Q2 anahtarının sıfır gerilimde anahtarlanma durumu. Lacivert Şekil: Q1 anahtarı kapı sinyali; Mavi Şekil: Q2 anahtarının drain-source gerilimi(ölçeklendirilmiş hali); Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali; Pembe Şekil: Rezonans akımı; Turuncu Şekil: Mıknatıslama endüktansı akımı

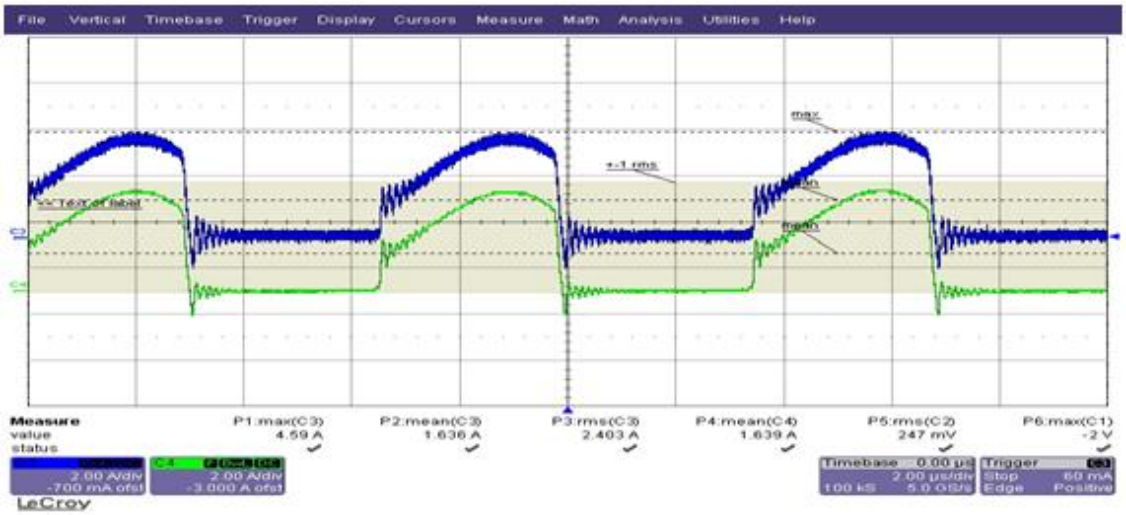


Şekil 4. 30 Rezonans tankı gerilimi ve rezonans akımı(fsw>fr)

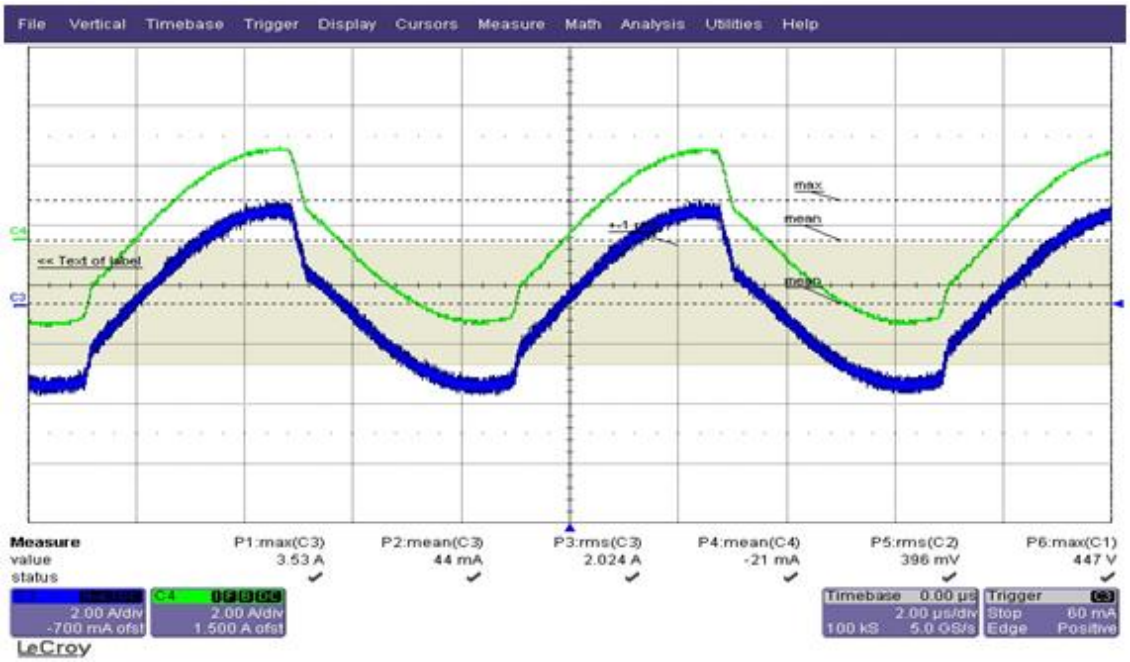
Teorik yaklaşım ve Benzetim sonuçlarının yanında önerilen dönüştürücünün deneysel sonuçları da sunulmuştur. Önerilen dönüştürücüde çift trafo kullanılmıştır ve primer tarafı seri sekonder tarafı paralel bağlanmıştır. Primer tarafının seri olmasının sebebi yük akımını dengeli biçimde paylaştırmak ve sekonder tarafının paralel olmasının sebebi ise yük akımını eşit biçimde dağıtmak ve çıkış diyotları üzerindeki akım stresini azaltmaktır. Şekil 4.31, Şekil 4.32, Şekil 4.33, Şekil 4.34, Şekil 4.35 ve Şekil 4.36'da farklı yük koşulları altında transformatörlerden geçen primer ve sekonder akımları gösterilmiştir. Yükten bağımsız olarak transformatörlerin primerleri seri olduğundan primerlerinden eşit akımlar geçmektedir ve sekonderleri paralel olduğundan yükü paylaşmışlardır.



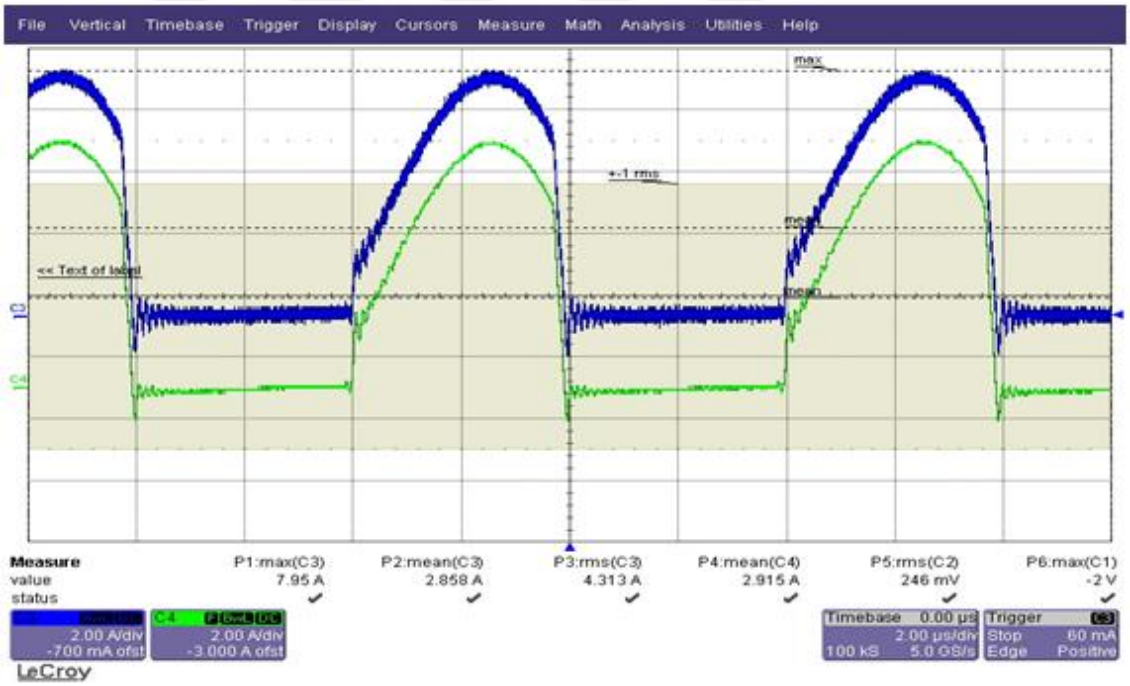
Şekil 4. 31 5A yük akımı için transformatörlerin primer akımları



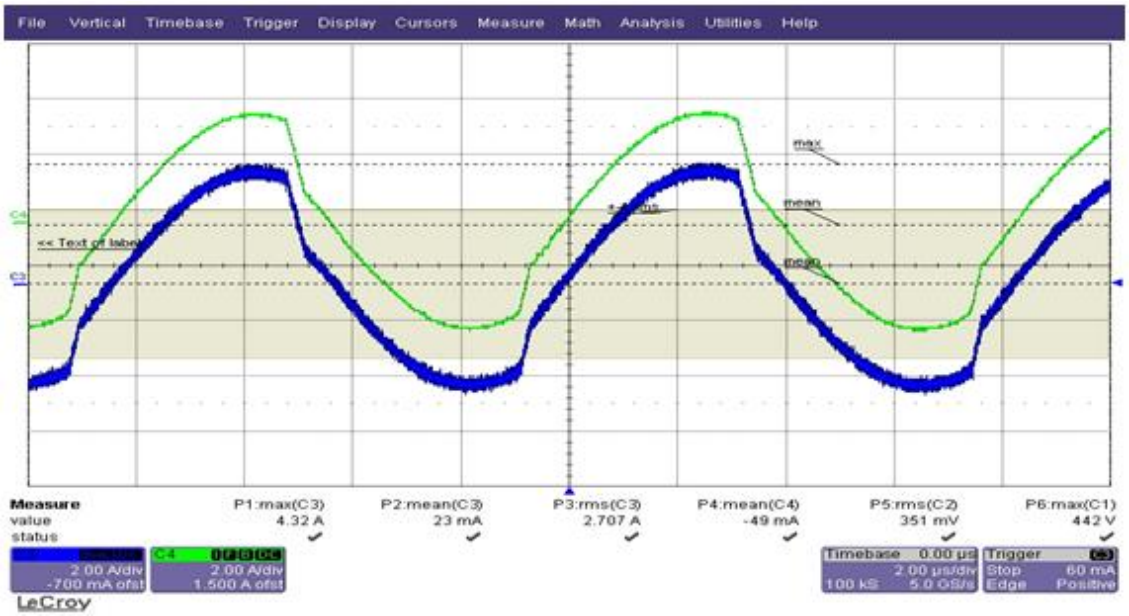
Şekil 4. 32 5A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları



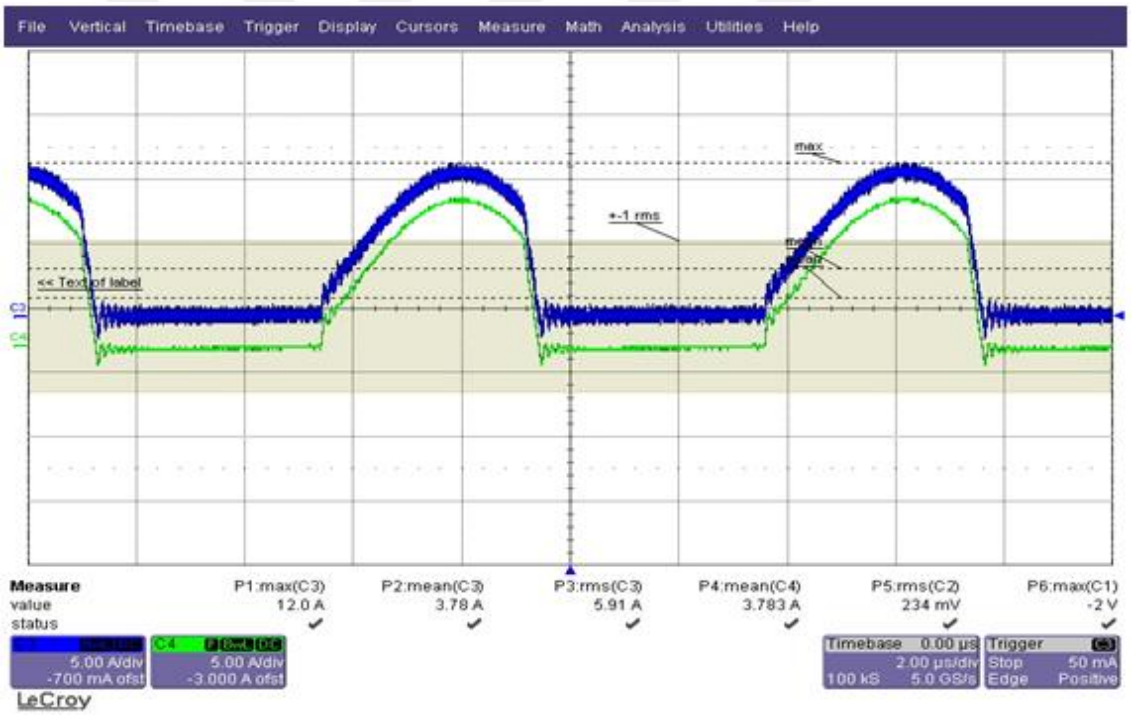
Şekil 4. 33 10A yük akımı için transformatörlerin primer akımları



Şekil 4. 34 10A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları

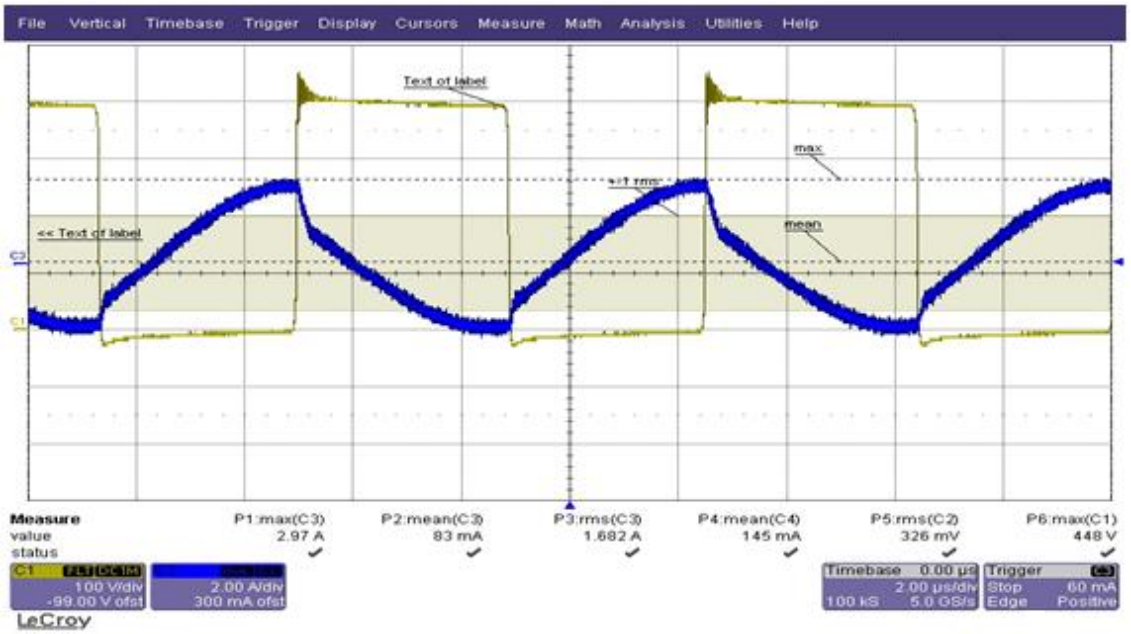


Şekil 4. 35 15A yük akımı için transformatörlerin primer akımları

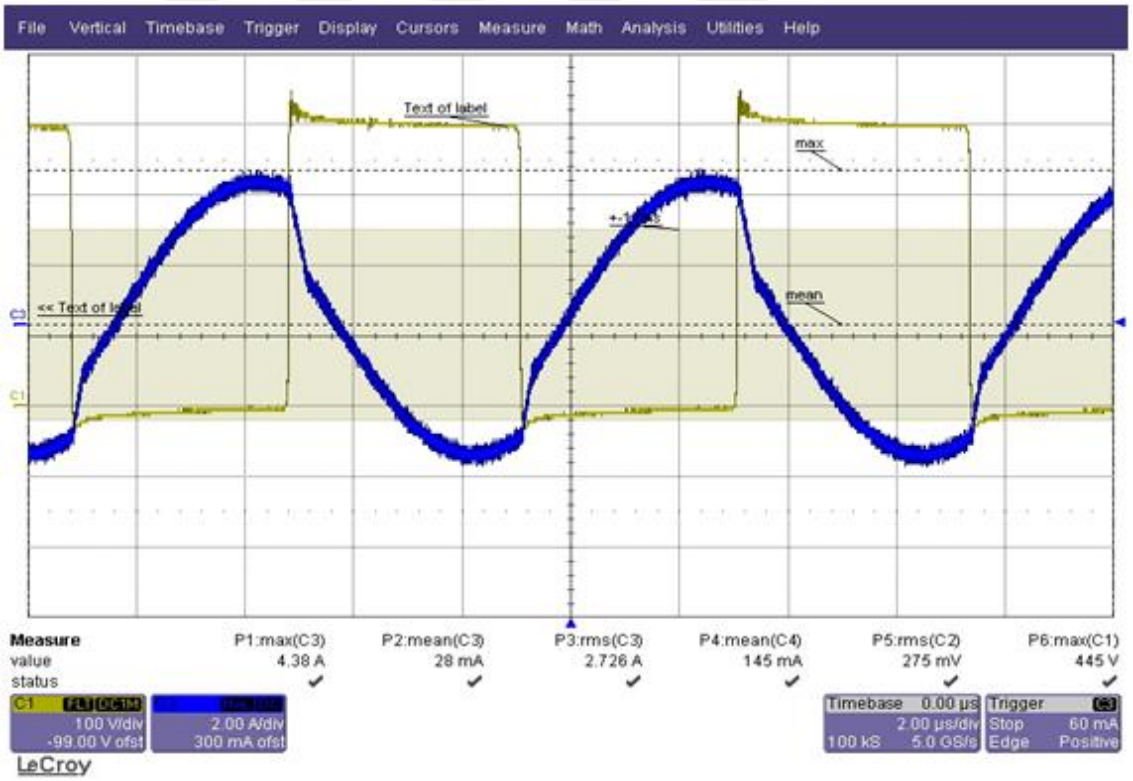


Şekil 4. 36 15A yük akımı için transformatörlerin sekonder akımları

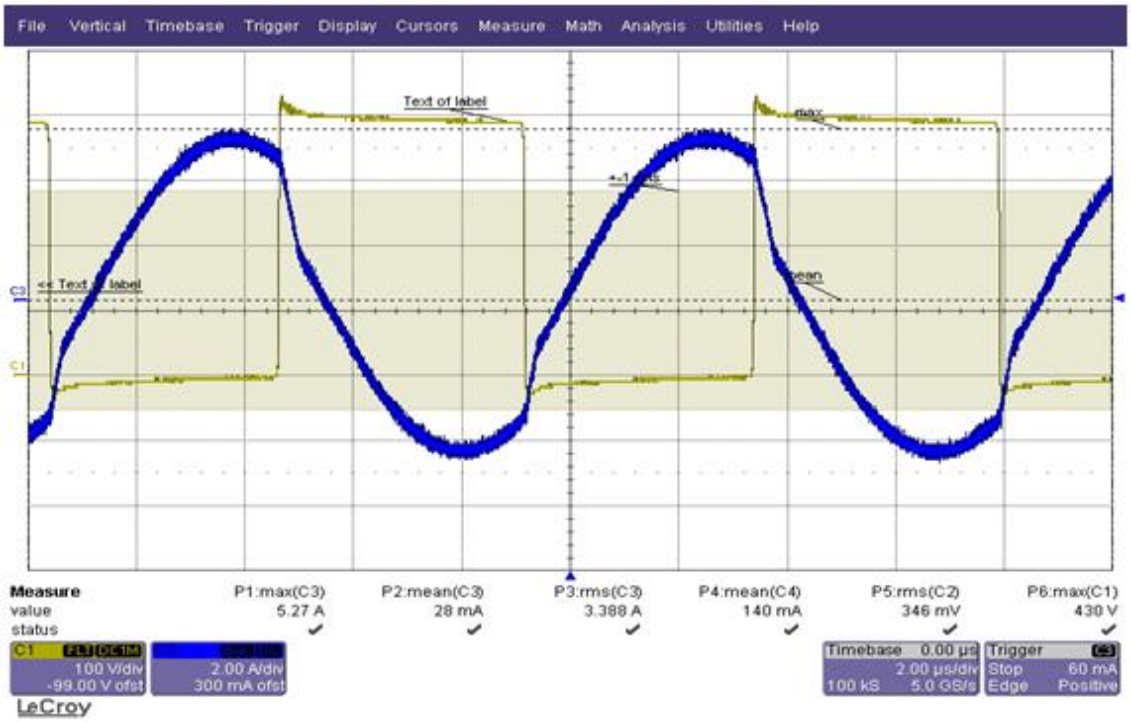
Şekil 4.37, Şekil 4.38 ve Şekil 4.39'da farklı yük koşullarına göre tank gerilimi ve akımı gösterilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere dönüştürücü rezonans frekansının üzerinde çalışmaktadır ve endüktif karakterdedir. Dolayısıyla güç anahtarları için sıfır gerilimde anahtarlama şartı sağlanmış olur.



Şekil 4. 37 7.5A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

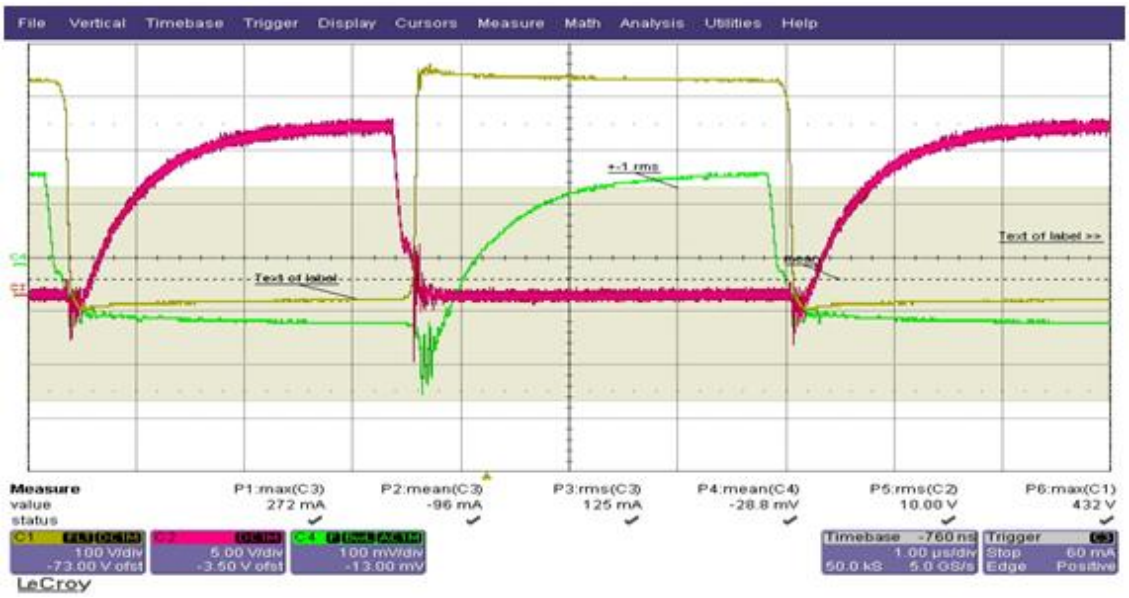


Şekil 4. 38 15A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

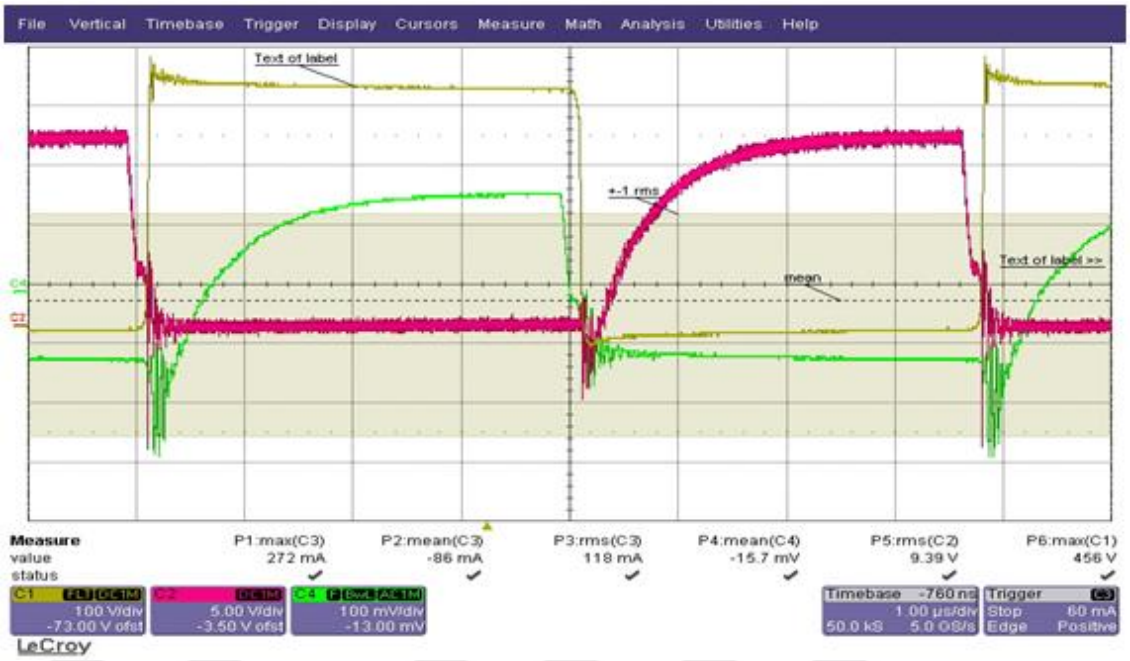


Şekil 4. 39 20A yük akımı için rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

LLC rezonanslı dönüştürücünün en önemli özelliklerinden biri de düşük ve yüksek yüklerde de sıfır gerilimde anahtarlamayı sağlamasıdır. Şekil 4.40, Şekil 4.41 ve Şekil 4.42'de farklı yük koşulları altında güç anahtarları için sıfır gerilimde anahtarlamanın gerçekleştiği gösterilmiştir.



Şekil 4. 40 Düşük yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali



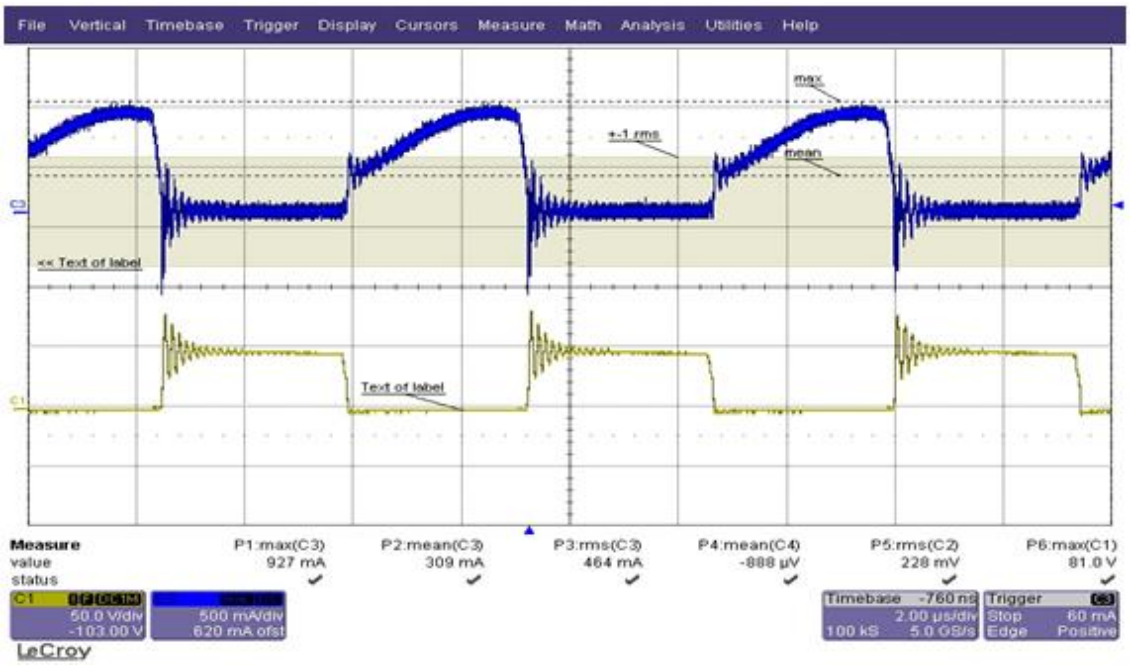
Şekil 4. 41 10A yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali



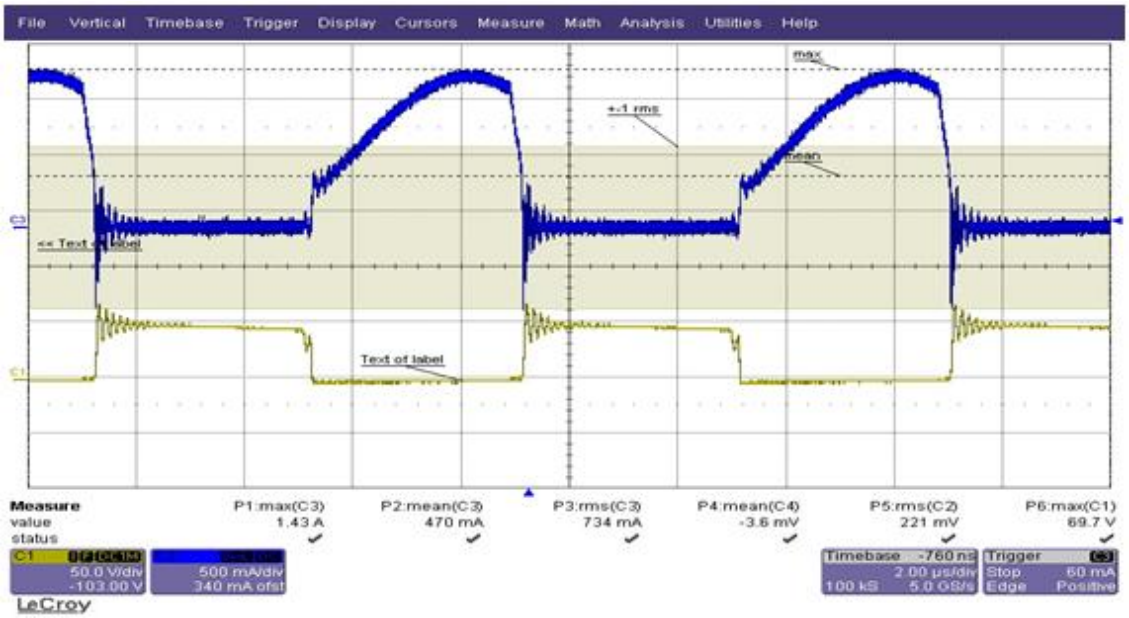
Şekil 4. 42 20A yük akımı için güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali

Şekil 4.43, Şekil 4.44 ve Şekil 4.45'de çıkış diyotlarının farklı yük koşullarındaki gerilim ve akım dalga şekilleri gösterilmiştir. Dönüştürücü rezonans frekansının

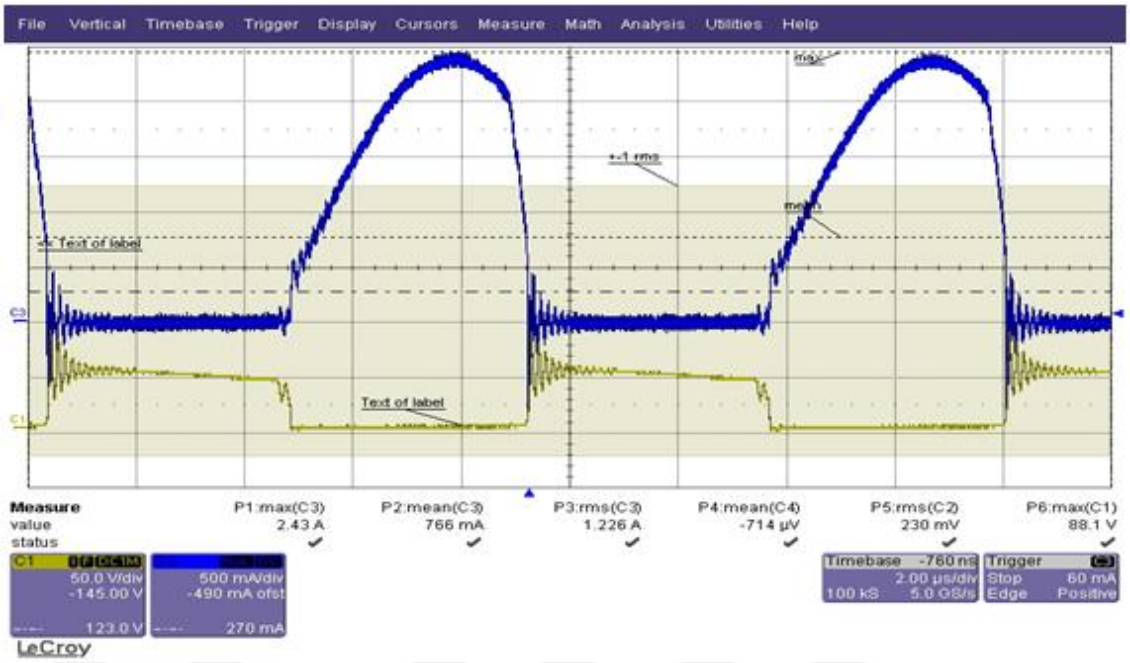
üzerinde çalıştığından dolayı çıkıştaki diyotlar sıfır akım altında anahtarlanmamaktadır. Bunun sonucu olarak sert bir şekilde kesime girerler ve bu da diyotların ters toparlanma etkisinin oluşmasına sebep olur. Önerilen dönüştürücüde sekonder çıkışı tarafında Schottky diyotlar kullanılarak bu etkiler minimize edilmeye çalışılmıştır.



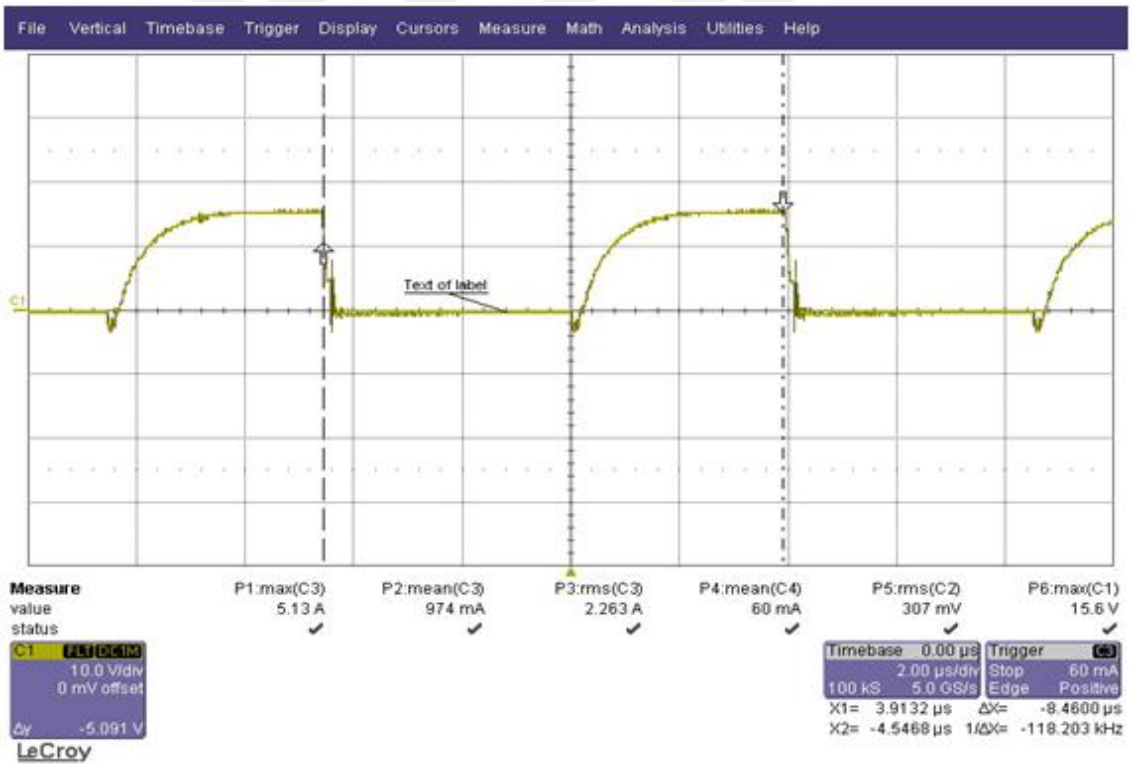
Şekil 4. 43 5A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim



Şekil 4. 44 10A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim



Şekil 4. 45 20A yük akımı için sekonder çıkış diyotlarının gerilim ve akım dalga şekilleri. Mavi Şekil: Diyot akımı; Sarı Şekil: Diyot uçlarındaki gerilim

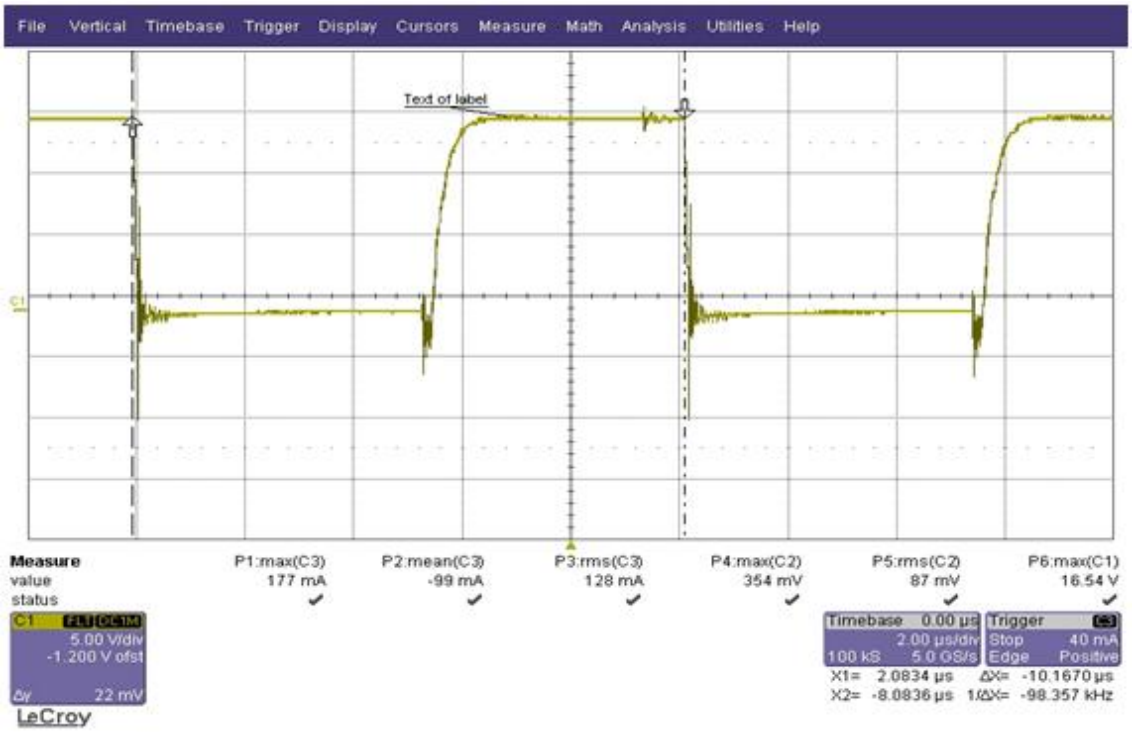


Şekil 4. 46 24V/20A koşullarında dönüştürücünün çalışma frekansı

Şekil 4. 46'dan da görüleceği gibi önerilen dönüştürücünün 24V/20A koşullarındaki çalışma frekansı 118kHz'dir ve rezonans frekansının üzerinde çalışmaktadır. Dönüştürücünün daha düşük frekanslarda çalışmasını sağlamak için transformatörlerin primer sargılarının sayısı arttırılmıştır. Böylece dönüştürücü çıkış gerilimini regüle

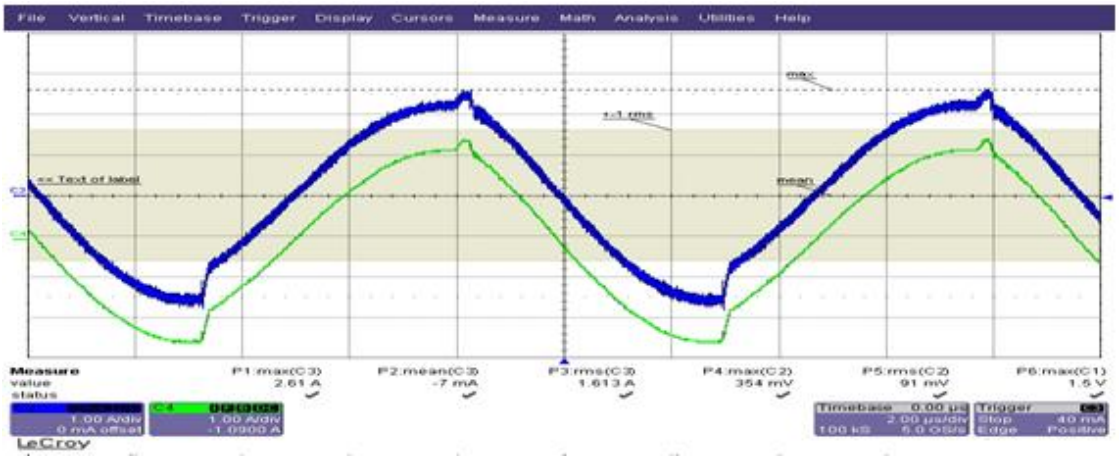
etmek için daha düşük frekansta çalışmak zorunda kalmıştır çünkü transformatörlerin primer sarım sayıları arttığında dönüşüm oranı artar ve sekonder gerilimi düşer. Dolayısıyla rezonans tankının kazancının artması gerekmektedir bu sebeple dönüştürücü çalışma frekansını azaltır.

Şekil 4.47'de görüleceği üzere transformatörlerin primer sarım sayıları arttırıldığında dönüştürücü 24V/20A çalışma koşullarında 98kHz'de çalışmaya başlamıştır. Primer sarım sayısı daha az olan bir önceki trafo konfigürasyonunda ise 118kHz'de çalışmaktaydı. Dolayısıyla dönüştürücü çalışma frekansını düşürerek rezonans frekansına daha yakın bir noktada çalışmaya başlamıştır.

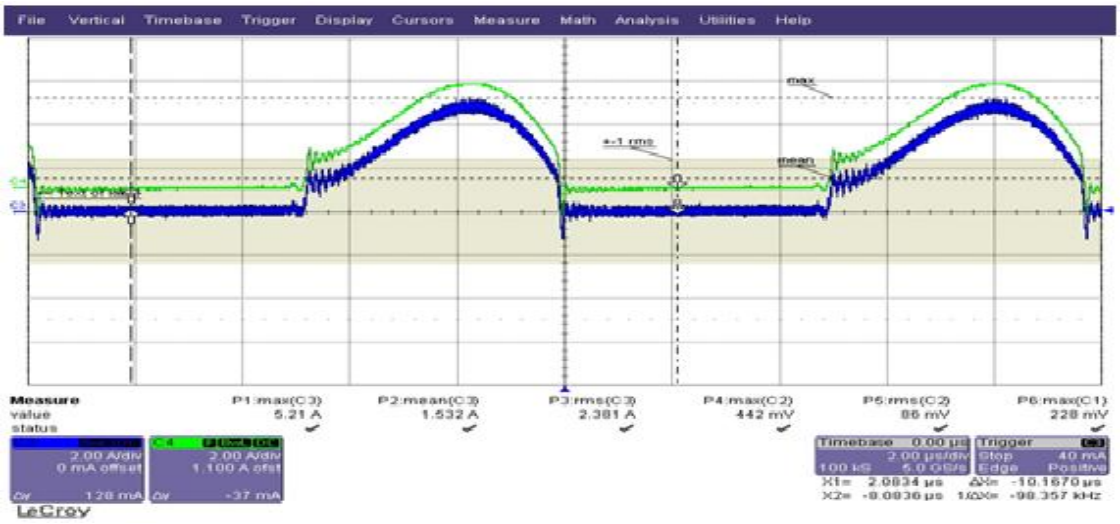


Şekil 4. 47 Primer sarım sayısı arttırılmış trafo ile 24V/20A'deki çalışma frekansı

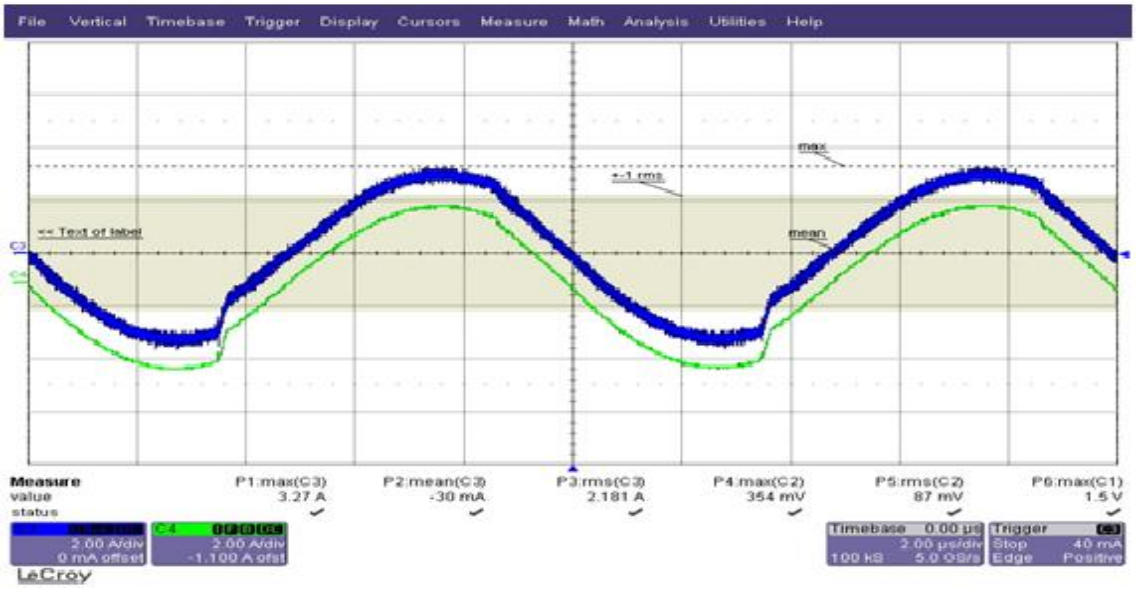
Şekil 4.48, Şekil 4.49, Şekil 4.50, Şekil 4.51 ve Şekil 4.52'de farklı yük koşulları altında transformatörlerden geçen primer ve sekonder akımları gösterilmiştir. Şekillerden de anlaşılacağı üzere rezonans tankının akımı saf sinüse daha da yakınlaşmıştır çünkü çalışma frekansı rezonans frekansına iyice yaklaşmıştır. Ancak transformatörlerin primerlerine ekstra atılan sarımlar sebebiyle transformatörlerin kaçak endüktansları 5µH artmıştır ve bu sebeple rezonans frekansı 100kHz'den 93kHz'e kaymıştır. Dönüştürücü 118kHz'den 98kHz'de çalışmaya başlasa da hala rezonans frekansının biraz üzerinde çalışmaktadır.



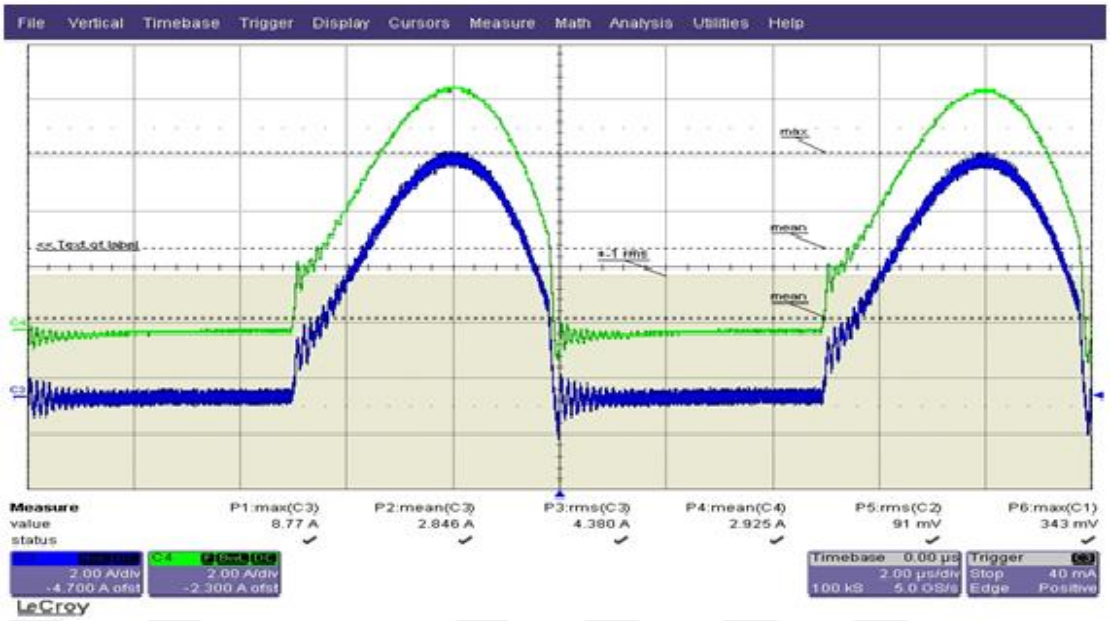
Şekil 4. 48 5A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları



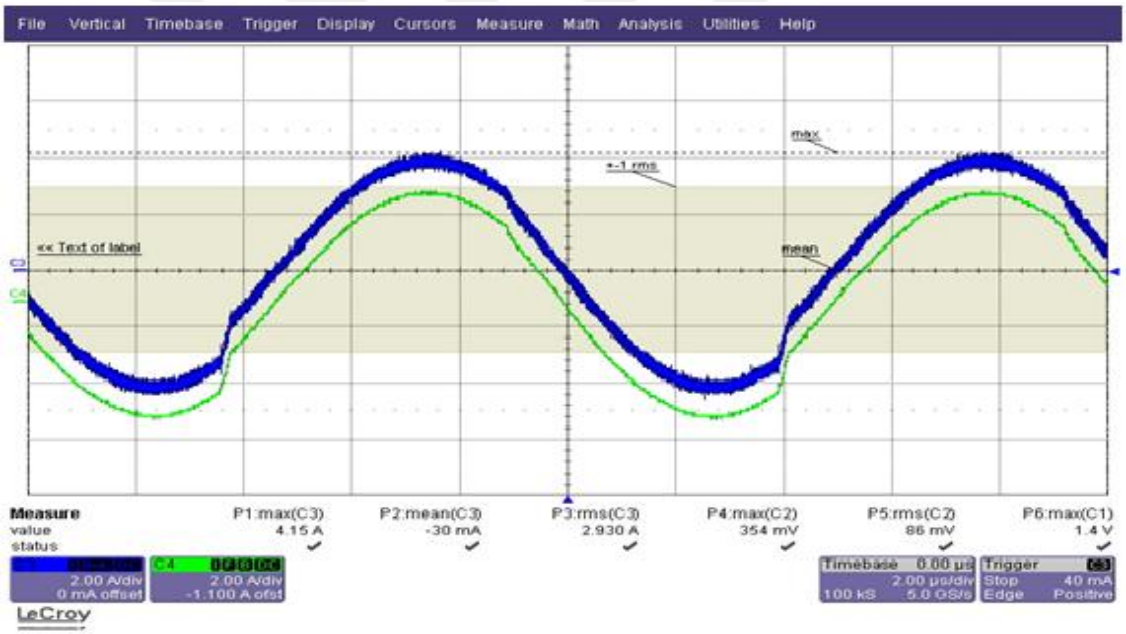
Şekil 4. 49 5A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların sekonder akımları



Şekil 4. 50 10A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları

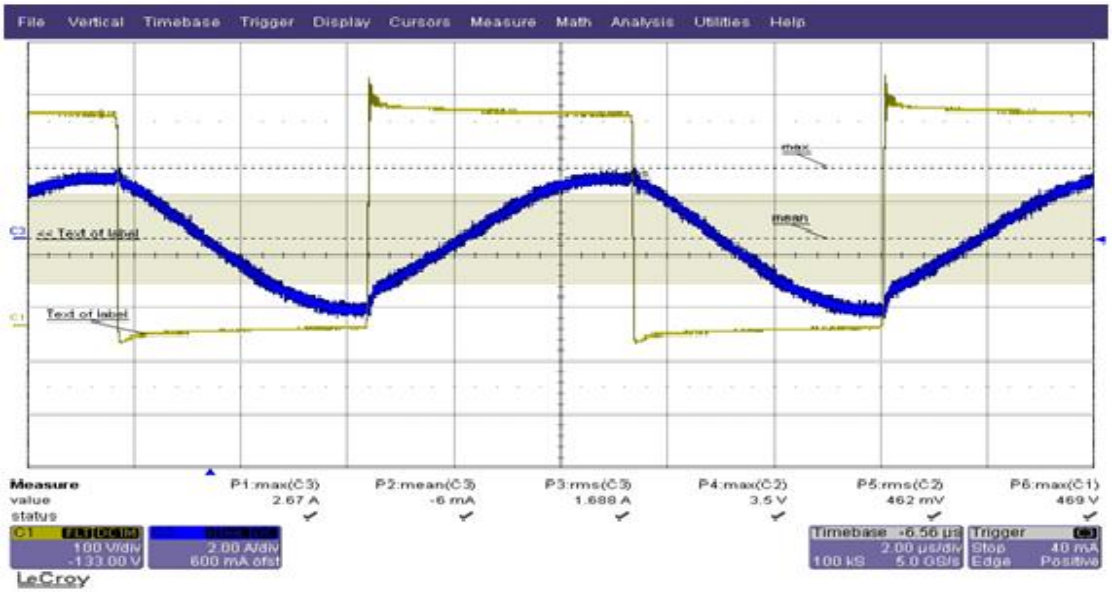


Şekil 4. 51 10A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların sekonder akımları

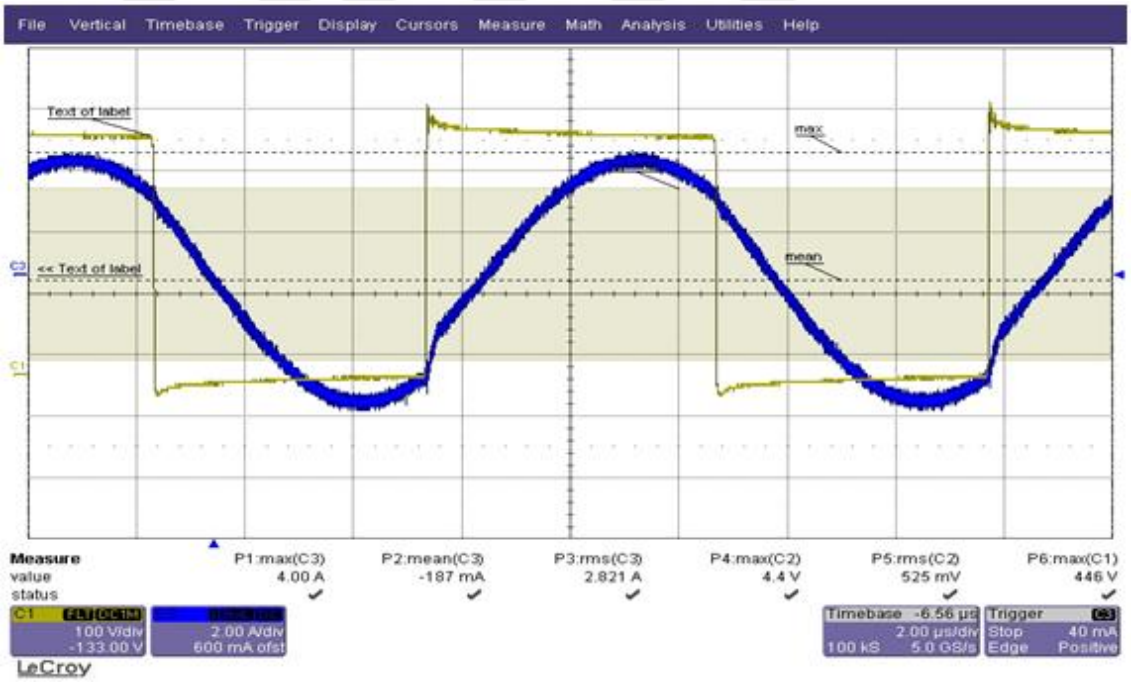


Şekil 4. 52 15A yük koşulunda primer sarım sayısı arttırılmış trafoların primer akımları

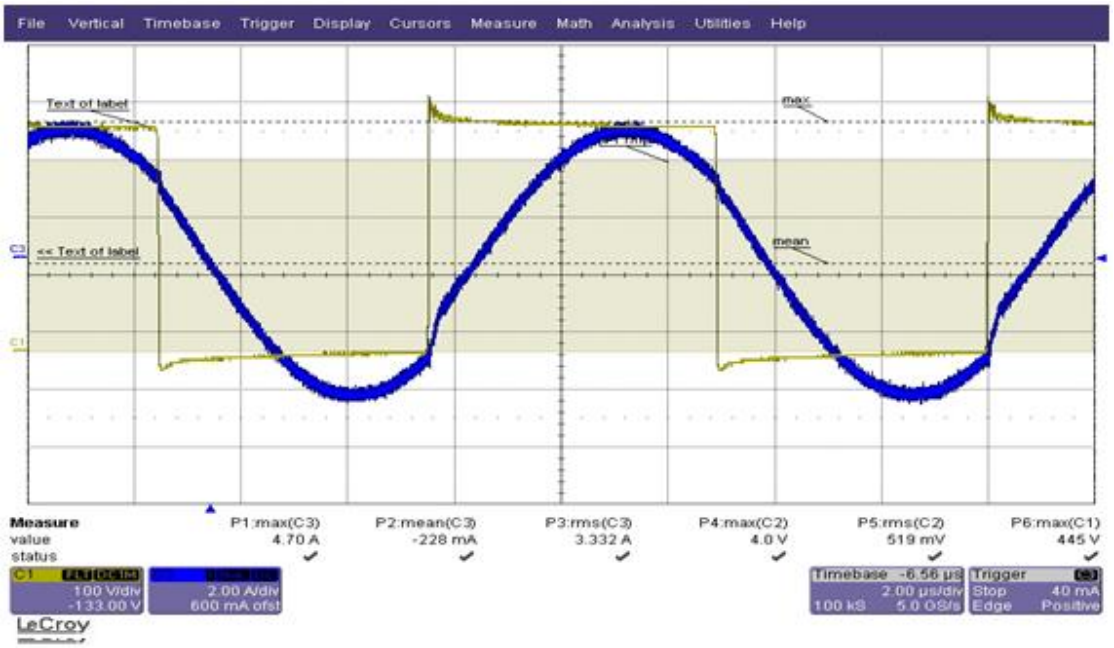
Şekil 4.53, Şekil 4.54, Şekil 4.55'de farklı yük koşulları altında rezonans tankının akım ve gerilimi gösterilmiştir. Rezonans tankı akımı, rezonans tankının geriliminden geridedir yani dönüştürücü endüktif bölgede çalışmaktadır. Böylece güç anahtarları için sıfır gerilimde anahtarlama sağlanmış olur.



Şekil 4. 53 5A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

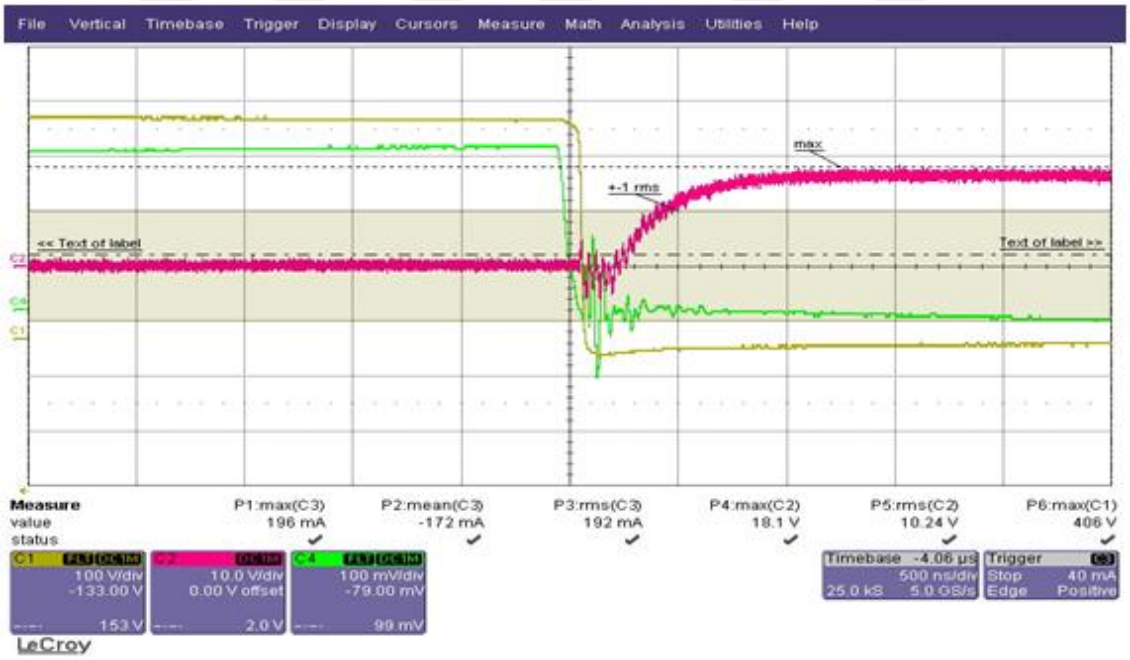


Şekil 4. 54 15A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

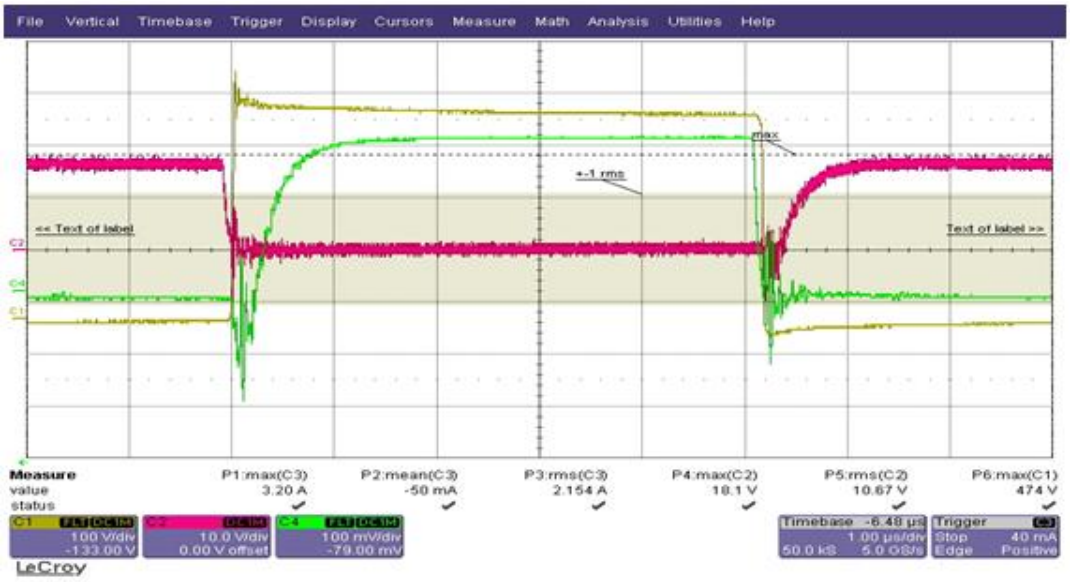


Şekil 4. 55 20A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafoların rezonans tankı gerilimi ve akımı. Sarı Şekil: Tank gerilimi; Mavi Şekil: Tank akımı

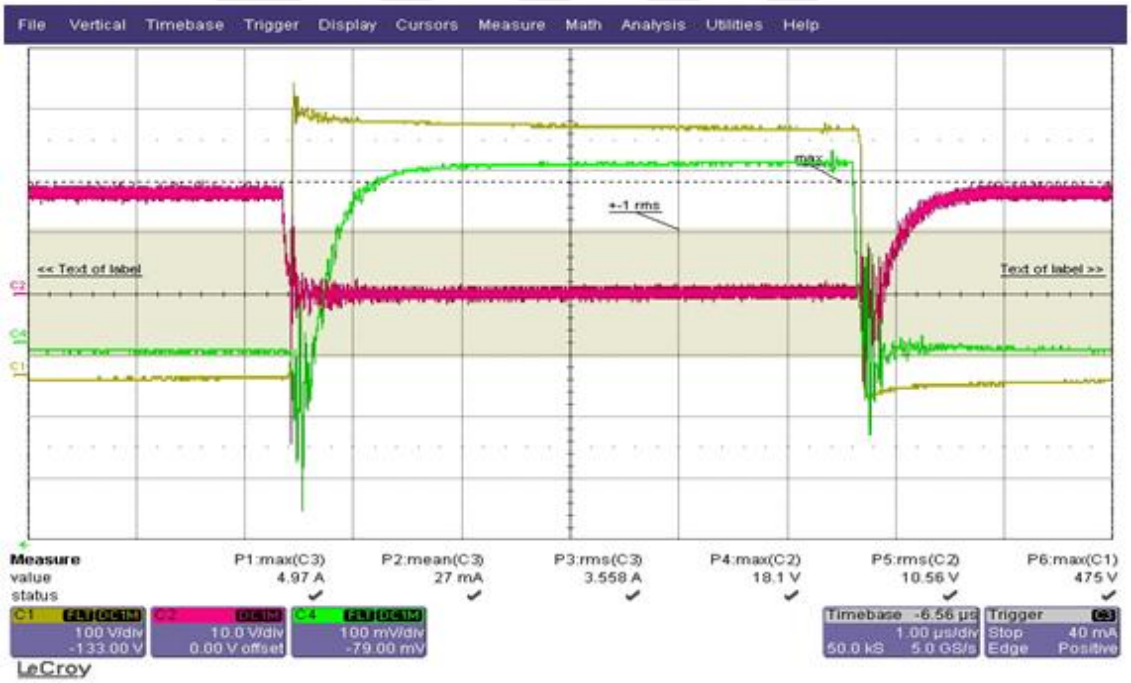
Şekil 4.56, Şekil 4.57 ve Şekil 4.58'de dönüştürücünün farklı yük koşulları altında sıfır gerilimde anahtarlama durumu gösterilmiştir.



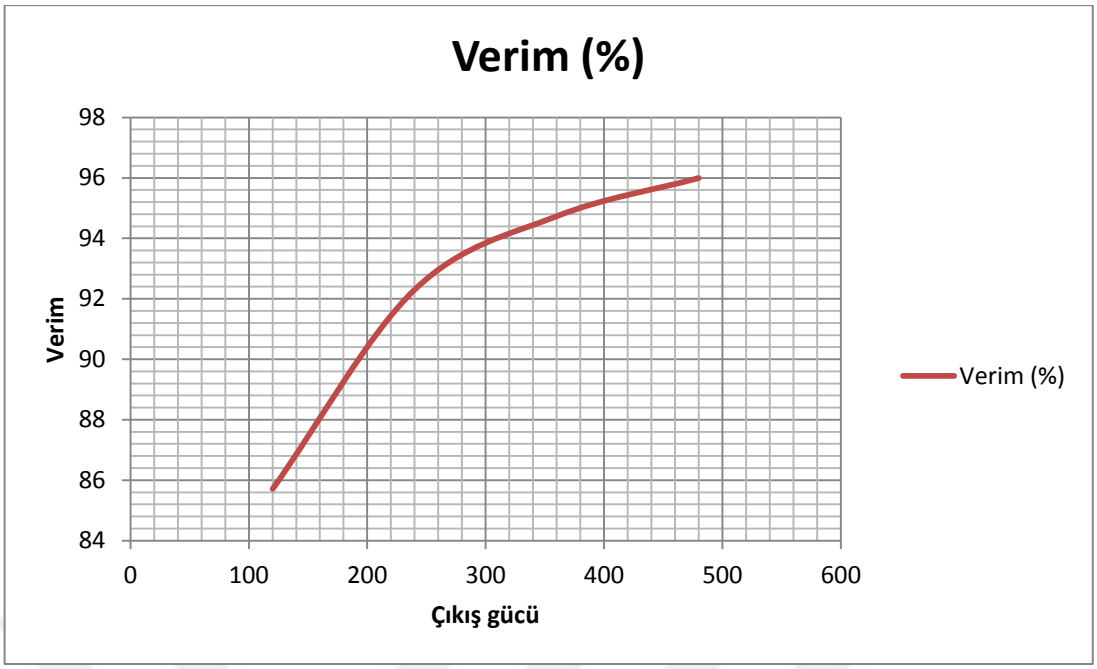
Şekil 4. 56 Düşük yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali



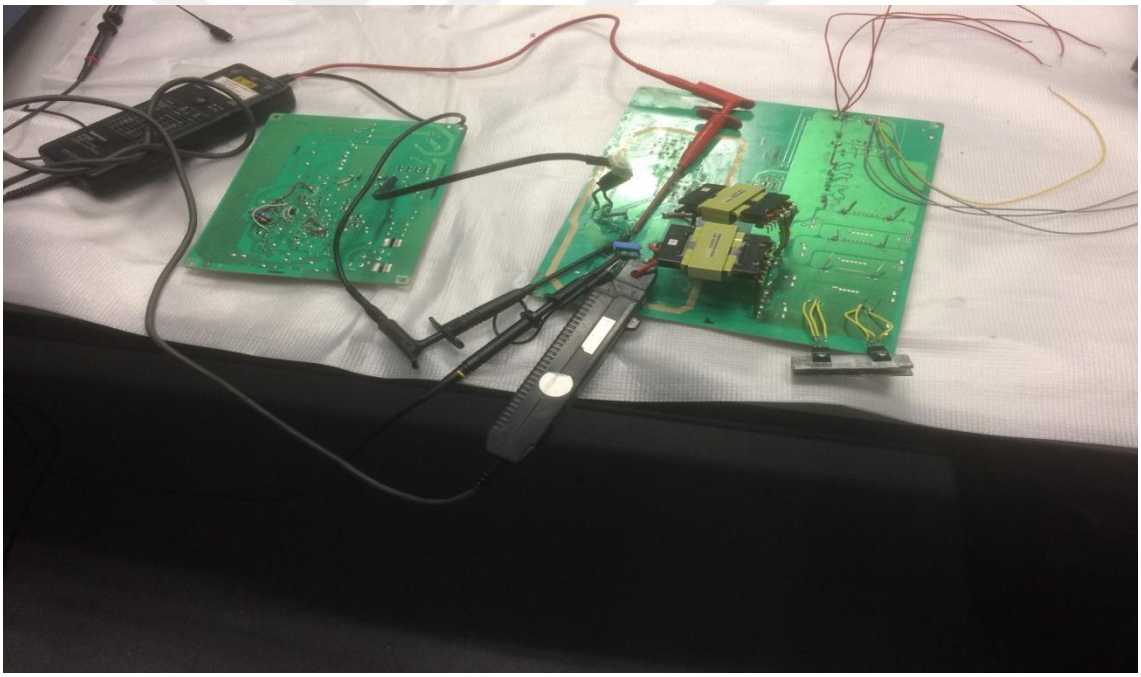
Şekil 4. 57 10A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali



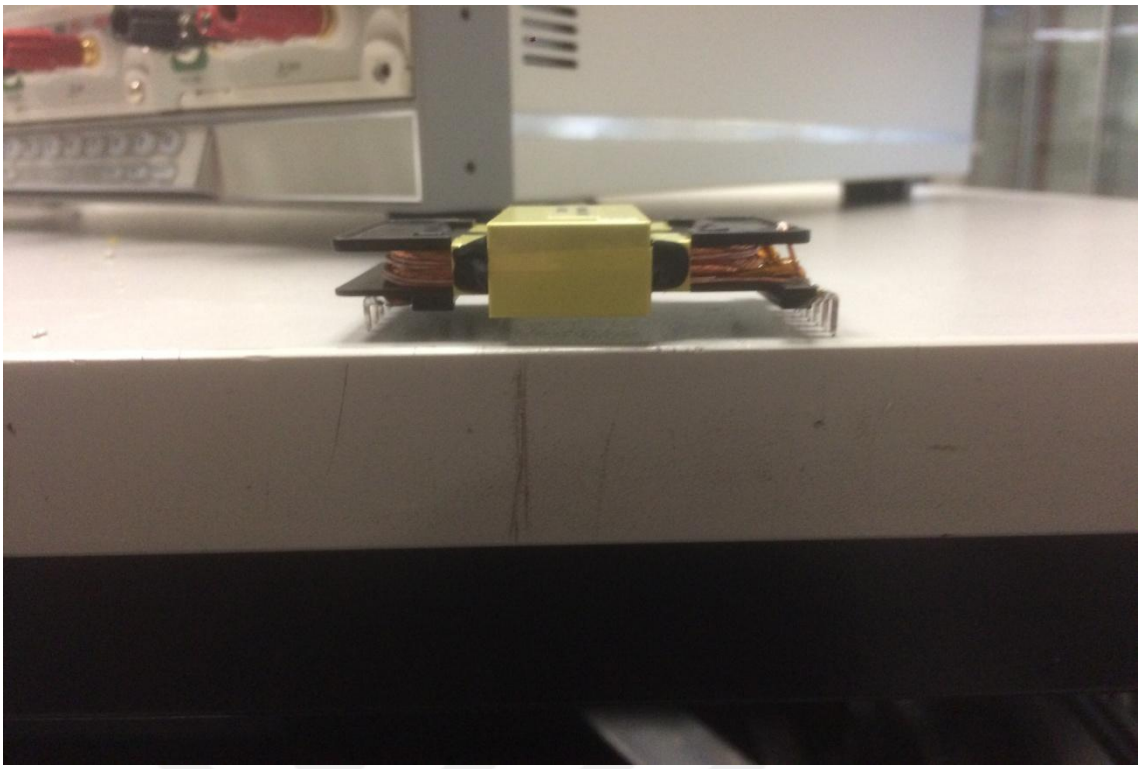
Şekil 4. 58 20A yük akımı için primer sarım sayısı arttırılmış trafolar ile güç anahtarları sinyalleri ve Q1 anahtarının drain-source gerilimi. Sarı Şekil: Q1 anahtarının drain-source gerilimi; Kırmızı Şekil: Q1 anahtarının kapı sinyali; Yeşil Şekil: Q2 anahtarının kapı sinyali



Şekil 4. 59 Önerilen dönüştürücünün farklı yük koşullarına göre verim eğrisi



Şekil 4. 60 Çift Transformatör Konfigürasyonlu LLC rezonanslı dönüştürücü prototip uygulama devresi(sağda)



Şekil 4. 61 TV uygulamaları için 13.5mm yükseklik şartını sağlayan prototip uygulama devresinde kullanılan transformatör

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında çift transformatör konfigürasyonu ile OLED TV'ler için 24V/20A çıkışlı LLC rezonanslı dönüştürücü uygulaması sunulmuştur. İlk bölüm literatür özeti ve tezin amacına dair bilgiler içermektedir.

İkinci bölümde ise LLC rezonanslı dönüştürücü ile ilgili bir giriş yapılmıştır. Daha sonra geleneksel rezonanslı dönüştürücüler olan seri, paralel, seri-paralel rezonanslı dönüştürücüler ele alınmıştır ve avantajları ile dezavantajları ile ilgili konulara değinilmiştir. Daha sonra geleneksel ilk iki dönüştürücünün iyi yanlarına sahip LLC rezonanslı dönüştürücü ve çalışma prensibi anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde LLC rezonanslı dönüştürücü için analizini kolaylaştırmak adına temel yaklaşım anlatılmıştır. Bu yaklaşımda, rezonans devresinin gerilim kazancını bulmak için bu rezonans devresinin gösterdiği davranıştan tanka uygulanan kare dalganın temel bileşeni alınarak analiz yapılmıştır. Daha sonra bu dönüştürücünün transfer fonksiyonunun çıkarılması gösterilerek hangi parametrelerin devrenin kazancına etkisi olduğu görülmüştür. Daha sonra rezonans tankı için gerekli olan kaçak ve mıknatıslama endüktanslarının tek transformatör içinde nasıl ele alınması gerektiği gösterilmiştir. En son ise dönüştürücünün çalışabileceği bölgeler ve bu bölgelere göre nasıl davranacağı ele alınmıştır. LLC rezonanslı dönüşürücü için sıfır gerilimde anahtarlama önemli olduğundan bu dönüştürücünün endüktif bölgede çalışması gerektiği bu bölümde verilmiştir.

Dördüncü bölümde ise çift transformatör konfigürasyonu ile LLC rezonanslı dönüştürücünün tasarımı ve hangi bağlantı şeklinin daha verimli olacağına değil kayıplara bağlı analizler sunulmuştur. Daha sonra bu çift transformatör konfigürasyonu

için çalışma analizi yapılmış ve çalışma aralıkları devre şeması üzerinde gösterilmiştir. En son ise devrenin benzetimi yapılarak sonuçları verilmiş ve deneysel sonuçlar osiloskop görüntüleri ile sunulmuştur. Yüksek akım çıkışlı yüksek verimli bu dönüştürücünün yüke bağlı olarak verim sonuçları gösterilmiştir.

Daha sonraki çalışmalar için, akım çıkışı yüksek olduğundan sekonder tarafta diyotlar üzerinde ciddi kayıplar oluştuğundan dolayı sekonder tarafta iletim kayıplarını azaltmak için senkron doğrultucu devreleri üzerine çalışılabilir. Böylece devrenin verimi %2~3 oranında artırılabilir. Bunun dışında yarı iletken teknolojisinin de gelişmesiyle sıklıkla kullanılan silikon yarı iletkenler yerine silikon karbid veya galyum nitrat yarı iletkenler kullanılarak çok daha efektif ve verimli dönüştürücüler tasarlanabilir.

KAYNAKLAR

[1] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, Renewables 2011 Global Status Report, http://www.ren21.net, 12 Temmuz 2011.

[2] International Energy Agency, Technology Roadmap - Solar Photovoltaic Energy, http://www.iea.org, Eylül 2014.

[3] Heath C.C., (1991). "The Market For Distributed Power Systems", APEC , 10-15 March 1991, Dallas.

[4] Tabisz W.A., Jovanovic M.M ve Lee F.C., (1992). "Present And Future Of Distributed Power Systems", 23-25 February 1992, Boston.

[5] Lee F.C., Barbosa P., Xu P., Zhang J., Yang B. ve Canales F., (2001). "Topologies And Design Considerations For Distributed Power System Applications", Proceedings of the IEEE, 89(6):939-950.

[6] Mazumder Sudip K. ve Shenai Krishna, (2002). "On The Reliability Of Distributed Power Systems: A Macro- To Micro- Level Overview Using A Parallel Dc-Dc Converter", PESC, 23-27 June 2002, Cairns.

[7] Hua G.C., Tabisz W.A., Leu C.S., Dai N., Watson R. ve Lee F.C., (1994). "Development Of A DC Distributed Power System", APEC, 13-17 February 1994, Orlando.

[8] Luo S., (2005). "A review of distributed power systems part I: DC distributed power system", IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 20(8):5-16.

[9] Sarbi Varma, (2005). "Future power solutions", APEC, 06-10 March 2005, Texas.

[10] Bo Yang, (2003). Topology investigation of front end DC/DC converter for distributed power system, PhD. Dissertation, Virginia Tech.

[11] Weiyun Chen, Peng Xu ve Fred C. Lee, (2000). "The Optimization of Asymmetrical Half Bridge Converter", CPES, 2000.

[12] Bo Yang, Peng Xu ve Lee, F.C., (2005). "Range winding for wide input range front end DC/DC converter", APEC, 06-10 March 2015, Texas.

[13] Lu B., Liu W., Liang Y., Lee F.C. ve Van Wyk J.D., (2006). "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", APEC, 19-23 March 2006, Dallas.

[14] Yang B., Lee F.C., Zhang A.J. ve Huang G., (2002). "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion", APEC, 10-14 March 2002, Dallas.

[15] Lin B.R., Chen P.L. ve Huang C.L., (2010). "Analysis of LLC Converter with Series-Parallel Connection", ICIEA, 15-17 June 2010, Taichung.

[16] Oruganti R. ve Lee F.C., (1985). "Resonant Power Processors, Part 2: Methods of Control", IEEE Trans. on Industrial Application, 21(6):1461-1467.

[17] Severns R., (1990). "Topologies For Three Element Resonant Converters", APEC, 11-16 March 1990, Los Angeles.

[18] Vatche Vorperian, (1984). Analysis Of Resonant Converters, Dissertation, California Institute of Technology.

[19] Higashi T., Tsuruta H. ve Nakahara M., (1998). "Comparison of Noise Characteristics for Resonant and PWM Flyback Converters", PESC 98, 22-22 May 1998, Fukuoka.

[20] Liu K.H., (1985). "Resonant Switches Topologies and Characteristics", PESC, 24-28 June 1985, Toulouse.

[21] Oruganti R. ve Lee F.C., (1985). "Effect of Parasitic Losses on the Performance of Series Resonant Converters", IAS, 06-11 October 1985, Toronto.

[22] Oruganti R., Yang J. ve Lee F.C., (1987). "Implementation of Optimal Trajectory Control of Series Resonant Converters", PESC, 12-17 July 1987, San Francisco.

[23] Bhat A.K.S, (1993). "Analysis and Design of a Modified Series Resonant Converter", IEEE Trans. on Power Electronics, 8(4):423-430.

[24] Yang J.T. ve Lee F.C., (1987). "Computer Aided Design and Analysis of Series Resonant Converters", IAS, 18-23 October 1987, Atlanta.

[25] Vorperian V. ve Cuk S., (1982). "A Complete DC Analysis of the Series Resonant Converter", PESC, 31 January-5 February 1982, New York.

[26] Oruganti R., Yang J. ve Lee F.C., (1985). "State Plane Analysis of Parallel Resonant Converters", PESC, 24-28 June 1985, Toulouse.

[27] Liu R., Batarseh I., Lee C.Q., (1993). "Comparison of Capacitively and Inductively Coupled Parallel Resonant Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, 8(4):445-454.

[28] Emsermann M., (1990). "An Approximate Steady State and Small Signal Analysis of the Parallel Resonant Converter Running Above Resonance", Proc. Power Electronics and Variable Speed Drives, 17-19 July 1990, London.

[29] Robert L. Steigerwald, (1988). "A Comparison of Half Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, 3(2):174-182.

[30] Zaki M., Bonsall A., ve Batarseh I., (1994). "Performance Characteristics for the Series Parallel Resonant Converter", Proc. Southcon, 29-31 March 1994, Orlando.

[31] Bhat A.K.S., (1990). “Analysis, Optimization and Design of a Series Parallel Resonant Converter,” APEC, 11-16 March 1990, Los Angeles.

[32] Liu R., ve Lee C.Q., (1992). “Series Resonant Converter with Third-Order Commutation Network”, IEEE Trans. on Power Electronics, 7(3):462-467.

[33] On Semiconductor, Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR Series Fairchild Power Switch (FPS™), https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-4151.pdf, 22 Ekim 2014.

[34] Sihun Yang, Seiya Abe ve Masahito Shoyama, (2010). "Design Consideration of Flat Transformer in LLC Resonant Converter for Low Core Loss", IPEC, 27-29 October 2010, Singapore.

[35] Yoshida K., Nagagata N., Ishii T. ve Handa H., (1999). “ZVS-PWM full-bridge converter using active current clamping with synchronous rectifiers”, PESC, 1-1 July 1999, Charleston.

[36] Acik A. ve Cadirci I., (2003). “Active clamped ZVS forward converter with soft-switchedsynchronous rectifier for high efficiency, low output voltage applications”, Electric Power Applications, 150(2):165-174.

[37] De Hoz A. ve de la Cruz E., (1992). “Analysis and design of a zero current switched quasi-resonant converter with synchronous rectification for low output voltage applications”, APEC, 23-27 February 1992, Boston.

[38] Cobos J.A. ve Garcia O., (1992). “Self Driven Synchronous rectification in Resonant topologies: Forward ZVS-MRC, Forward ZCS-QRC and LCC-PRC”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 13-13 November 1992, San Diego.

[39] Fu D., Liu Y., Lee F.C. ve Xu M., (2009). "A novel driving scheme for synchronous rectifiers in LLC resonant converters", IEEE Transactions on Power Electronics, 24(5):1321-1329.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Çağatay ÖZÇELİK

Doğum Tarihi ve Yeri :04.09.1992 / Samsun

Yabancı Dili :İngilizce / İspanyolca

E-posta :cagatayozcelik55@gmail.com

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	**Alan**	**Okul/Üniversite**	**Mezuniyet Yılı**
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2018
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2015
Lise	Fen	Samsun Fen Lisesi	2010

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	**Firma/Kurum**	**Görevi**
2017-....	Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi	Elektronik Donanım Tasarım Mühendisi
2016	Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi	Proje Mühendisi

YAYINLARI

Uluslararası Bildiri

1. Özçelik, Ç., Obdan, A.H. ve Çınar, A.O., (2016). "Implementation of 24V/20A LLC Resonant Converter for OLED TV", ICES, 21-23 December 2016, İstanbul.

2. Çınar, A.O., Obdan A.H. ve Özçelik, Ç., (2016). "Implementation of Two Phase Interleaved BCM Boost PFC", ICES, 21-23 December 2016, İstanbul.

Proje

1. Brushless DC Motor Velocity and Torque Control