

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

GENİŞ GİRİŞ GERİLİMİ ARALIKLI BİR REZONANSLI
DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI VE UYGULAMASI

Hasan SAĞLAM

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Danışman
Prof. Dr. Hacı BODUR

Kasım, 2022

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**Geniş Giriş Gerilimi Aralıklı Bir Rezonanslı
Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulaması**

Hasan SAĞLAM tarafından hazırlanan tez çalışması 09.11.2022 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Prof. Dr. Hacı BODUR
Yıldız Teknik Üniversitesi
Danışman

Jüri Üyeleri

Prof. Dr. Hacı BODUR, Danışman
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. A. Hülya OBDAN, Üye
Yıldız Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üy. Metin ÖZTÜRK, Üye
İstanbul Esenyurt Üniversitesi

Danışmanım Prof. Dr. Hacı BODUR sorumluluğunda tarafımca hazırlanan Geniş Giriş Gerilimi Aralıklı Bir Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulaması başlıklı çalışmada veri toplama ve veri kullanımında gerekli yasal izinleri aldığımı, diğer kaynaklardan aldığım bilgileri ana metin ve referanslarda eksiksiz gösterdiğimi, araştırma verilerine ve sonuçlarına ilişkin çarpıtma ve/veya sahtecilik yapmadığımı, çalışmam süresince bilimsel araştırma ve etik ilkelerine uygun davrandığımı beyan ederim. Beyanımın aksinin ispatı halinde her türlü yasal sonucu kabul ederim.

Hasan SAĞLAM

İmza



Bu çalışma Arçelik A. Ş. tarafından desteklenmiştir.



Aileme
ve
biricik eşime

TEŞEKKÜR

Lisansüstü eğitimim ve tez çalışmam boyunca benden hiçbir zaman desteklerini esirgemeyen Prof. Dr. Hacı BODUR ve Dr. Öğr. Üyesi Erdem AKBOY'a teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam sırasında her türlü imkandan faydalanmamı sağlayan ve gerekli ortamın oluşmasını sağlayan Arçelik A.Ş. ailesine teşekkürlerimi borç bilirim.

Beni bildikleri en doğru şekilde büyüterek ve ilk eğitimi vererek bugünlere gelmemi sağlayan annem Güler SAĞLAM, babam Mustafa Sağlam'a sevgilerimi sunuyorum ayrıca abim Fatih. M. SAĞLAM ve kardeşim Gülben SAĞLAM'a bu süreçte verdikleri tüm destek için teşekkür ediyorum.

Beni bu yolda hiçbir zaman yalnız bırakmayan, maddi ve manevi her zaman yanımda olan sevgili eşim Halise SAĞLAM'a en içten sevgimi borç biliyorum.

Hasan SAĞLAM

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ	viii
KISALTMA LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xii
TABLO LİSTESİ	xvi
ÖZET	xvii
ABSTRACT	xix
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Hipotez	3
2 DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	4
2.1 Anahtarlama Güç Kaynakları.....	5
2.1.1 Genel Olarak Anahtarlama Güç Kaynakları.....	6
2.1.2 Düşürücü Dönüştürücü.....	9
2.1.3 Yükseltici Dönüştürücü.....	11
2.1.4 Düşürücü-Yükseltici Dönüştürücü.....	13
2.1.5 Geri Dönüştürücü	14
2.2 Rezonanslı DC-DC Güç Kaynakları	18
2.2.1 Seri Rezonanslı Dönüştürücü.....	20
2.2.2 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü	22
2.2.3 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü.....	24
2.2.4 LLC Rezonanslı Dönüştürücü.....	25
3 YARIM KÖPRÜ LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ	29
3.1 Birinci Harmonik Yaklaşımı.....	29
3.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışma Modları.....	36
3.2.1 Bölge 1 Çalışma Modları	38
3.2.2 Bölge 2 Çalışma Modları	41
3.2.3 Bölge 3 Çalışma Modları	44
3.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları	44
4 GENİŞ GİRİŞ GERİLİMİ ARALIKLI LLC REZONANSLI BİR DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI	49
4.1 DC Bara Kapasitesinin Hesabı.....	49

4.2 LLC Dönüştürücünün Tasarım Parametreleri.....	50
4.3 Transformator Sarım Sayısı Oranının Hesabı.....	51
4.4 Minimum ve Maksimum Gerilim Kazancının Hesabı	51
4.5 L_n ve Q_e Değerlerinin Seçimi	52
4.6 AC Eşdeğer Yük Direncinin Hesabı	53
4.7 Rezonans Tankı Parametrelerinin Hesabı	53
5 TASARLANAN GENİŞ GİRİŞ GERİLİMİ ARALIKLI LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON SONUÇLARI	55
5.1 264 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri.....	57
5.2 220 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri.....	65
5.3 180 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri.....	74
6 SONUÇ VE ÖNERİLER	84
KAYNAKÇA	86
TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR	88

SİMGE LİSTESİ

Re	AC eşdeğer yük direnci
ω	Açısal frekans
I	Akım (sembol)
P	Aktif güç
A	Amper (birim)
VS	Anahtar gerilimi
IS	Anahtar içerisinden geçen akım
VDS	Anahtarın kanal-kaynak gerilimi
VGS	Anahtarın kapı-kaynak gerilimi
Cs	Anahtarın parazitik kapasitesi
VCs	Anahtarın parazitik kapasitesi gerilimi
Ds	Anahtarın ters-paralel diyotu
S	Anahtarlama elemanı, anahtar
fs	Anahtarlama frekansı
fn	Anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranı
fnmin	Anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranının minimum değeri
Io	Çıkış akımı
Vo	Çıkış Gerilimi
R	Direnç (sembol)
D	Diyot (sembol)
ID	Diyot içerisinden geçen akımı
VF	Diyot üzerindeki gerilim düşümü
VD	Diyotun maruz kaldığı gerilim
λ	Doluluk oranı
L	Endüktans (sembol)

ΔI_L	Endüktans akımının dalgalanma miktarı
I_L	Endüktans içerisinde geçen akım
X_L	Endüktif reaktans
f	Frekans (sembol)
MG	Gerilim kazancı
I_{in}	Giriş akımı
V_{in}	Giriş gerilimi
H	Henry (birim)
Q	Kalite faktörü
C	Kapasite (sembol)
ΔV_C	Kapasite geriliminin dalgalanma miktarı
I_C	Kapasite içerisinde geçen akım
X_C	Kapasitif reaktans
$P_{kayıp}$	Kayıp güç
I_{max}	Maksimum akım
V_{omax}	Maksimum çıkış gerilimi
MG_{max}	Maksimum gerilim kazancı
V_{inmax}	Maksimum giriş gerilimi
I_{Lmmax}	Maksimum mıknatıslama akımı
I_{Lm}	Mıknatıslama akımı
L_m	Mıknatıslama endüktansı
V_{Lm}	Mıknatıslama endüktansı uçlarındaki gerilim
m	Mıknatıslama endüktansının rezonans endüktansına oranı
I_{min}	Minimum akım
V_{Omin}	Minimum çıkış gerilimi
Z_{min}	Minimum empedans
MG_{min}	Minimum gerilim kazancı
V_{inmin}	Minimum giriş gerilimi

Ω	Ohm (birim)
td	Ölü zaman
VRLC	Paralel rezonans devresi gerilimi
π	Pi sayısı
Lp	Primer sargısı endüktansı
Lleak	Primer sargısı kaçak endüktansı
Np	Primer sargısı sarım sayısı
Lr	Rezonans endüktansı
VLr	Rezonans endüktansı
ILr	Rezonans endüktansı içerisinde geçen akım
fr	Rezonans frekansı
Cr	Rezonans kapasitesi
ICr	Rezonans kapasitesi içerisinde geçen akım
VCrmin	Rezonans kapasitesi minimum gerilimi
VCr	Rezonans kapasitesi uçlarındaki gerilim
n	Sarım sayısı oranı
Ls	Sekonder sargısı endüktansı
Ns	Sekonder sargısı sarım sayısı
IRLC	Seri rezonans devresi akımı
IP	Transformatörün primerinden geçen akım
V	Volt (birim)
W	Watt (birim)
RL	Yük direnci
t	Zaman (sembol)
Δt	Zaman değişme miktarı
j	90 derece operatörü

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım (AA)
CCM	Sürekli akım modu
CRM	Kritik akım modu
DC	Doğru akım (DA)
DCM	Kesintili akım modu
EMC	Elektromanyetik uyumluluk
EMI	Elektromanyetik girişim
ESR	Eşdeğer seri direnç
FHA	Temel harmonik yaklaşımı
MOSFET	Metal oksit yarıiletken alan etkili transistör
PCB	Baskılı devre kartı
PRC	Paralel rezonanslı dönüştürücü
PWM	Darbe genişlik modülasyonu (DGM)
RMS	Kare kök ortalama (efektif değer)
SMPS	Anahtarlama Güç Kaynağı (AGK)
SPRC	Seri-paralel rezonanslı dönüştürücü
SRC	Seri rezonanslı dönüştürücü
TV	Televizyon
ZCS	Sıfır akımda anahtarlama
ZCT	Sıfır akımda geçiş
ZVS	Sıfır gerilimde anahtarlama
ZVT	Sıfır gerilimde geçiş

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Bir anahtarlamalı güç kaynağının genel blok diyagramı [9]	6
Şekil 2.2 Düşürücü dönüştürücünün temel devre şeması.....	9
Şekil 2.3 Düşürücü dönüştürücünün temel dalga şekilleri	10
Şekil 2.4 Yükseltici dönüştürücünün temel devre şeması.....	12
Şekil 2.5 Yükseltici dönüştürücünün temel dalga şekilleri	13
Şekil 2.6 Düşürücü - yükseltici dönüştürücünün temel devre şeması.....	14
Şekil 2.7 Geri dönüşlü dönüştürücü temel devre şeması.....	16
Şekil 2.8 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri.....	17
Şekil 2.9 DCM modunda çalışan geri dönüşlü dönüştürücünün dalga şekilleri.....	18
Şekil 2.10 Yarım köprü seri rezonanslı dönüştürücünün devre şeması	20
Şekil 2.11 Seri rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği [13].....	21
Şekil 2.12 Yarım köprü paralel rezonanslı dönüştürücünün devre şeması.....	23
Şekil 2.13 Paralel rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği [13]	23
Şekil 2.14 Yarım köprü seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün devre şeması	24
Şekil 2.15 Seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği [13]	25
Şekil 2.16 LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgeleri [2].....	26
Şekil 2.17 Rezonans altı endüktif bölgedeki çalışmada (a) Mıknatıslama akımı (b) LLC giriş akımı (c) Rezonans tankı akımı [2]	27
Şekil 2.18 Rezonans üstü endüktif bölgedeki çalışmada (a) Mıknatıslama akımı (b) LLC giriş akımı (c) Rezonans tankı akımı [2]	27
Şekil 3.1 Yarım köprü LLC rezonanslı dönüştürücünün devre şeması.....	29
Şekil 3.2 Yarım köprü LLC rezonanslı dönüştürücünün devre modelleri	30
Şekil 3.3 Farklı L_n değerleri için gerilim kazancı grafikleri [16]	35
Şekil 3.4 LLC rezonanslı dönüştürücünün ZVS ve ZCS bölgeleri [19].....	37
Şekil 3.5 LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgeleri [19]	38
Şekil 3.6 Bölge 1 Mod 1 Çalışmada Dalga Grafikleri [19].....	39
Şekil 3.7 Bölge 1 Mod 2 Çalışmada Dalga Grafikleri [19].....	40
Şekil 3.8 Bölge 1 Mod 3 Çalışmada Dalga Grafikleri [19].....	41
Şekil 3.9 Bölge 2 Mod 1 Çalışmada Dalga Grafikleri [19].....	42
Şekil 3.10 Bölge 2 Mod 2 Çalışmada Dalga Grafikleri [19]	43

Şekil 3.11	Bölge 3’de Çalışmada Dalga Grafikleri [19]	44
Şekil 3.12	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 1	45
Şekil 3.13	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 2	46
Şekil 3.14	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 3	46
Şekil 3.15	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 4	47
Şekil 3.16	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 5	47
Şekil 3.17	LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralığı 6	48
Şekil 3.18	LLC Rezonans Dönüştürücü Dalga Grafikleri	48
Şekil 4.1	Maksimum Gerilim Kazancı – Kalite Faktörü Grafiği.....	52
Şekil 5.1	Tasarlanan Rezonanslı Dönüştürücü LLC’nin Ana Blok Devresi	56
Şekil 5.2	Tasarlanan Rezonanslı Dönüştürücü LLC’nin Kontrol Devresi.....	56
Şekil 5.3	264 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri.....	57
Şekil 5.4	264 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	58
Şekil 5.5	264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	58
Şekil 5.6	264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	59
Şekil 5.7	264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	59
Şekil 5.8	264 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri.....	60
Şekil 5.9	264 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	60
Şekil 5.10	264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	61
Şekil 5.11	264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	61
Şekil 5.12	264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	62
Şekil 5.13	264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	63
Şekil 5.14	264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	63
Şekil 5.15	264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	64
Şekil 5.16	264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	64
Şekil 5.17	264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	65

Şekil 5.18	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	66
Şekil 5.19	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	66
Şekil 5.20	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	67
Şekil 5.21	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	67
Şekil 5.22	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	68
Şekil 5.23	220 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	69
Şekil 5.24	220 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	69
Şekil 5.25	220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	70
Şekil 5.26	220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	70
Şekil 5.27	220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	71
Şekil 5.28	220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	72
Şekil 5.29	220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	72
Şekil 5.30	220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	73
Şekil 5.31	220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	73
Şekil 5.32	220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	74
Şekil 5.33	180 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	75
Şekil 5.34	180 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	75
Şekil 5.35	180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	76
Şekil 5.36	180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	76
Şekil 5.37	180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	77
Şekil 5.38	180 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	78
Şekil 5.39	180 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	78

Şekil 5.40 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	79
Şekil 5.41 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	79
Şekil 5.42 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	80
Şekil 5.43 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri	81
Şekil 5.44 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri.....	81
Şekil 5.45 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri	82
Şekil 5.46 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	82
Şekil 5.47 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri	83

TABLO LİSTESİ

Tablo 4.1 DC Bara Kapasitesinin Tasarım Parametreleri	49
Tablo 4.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarım Parametreleri	50
Tablo 4.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Hesaplanan Parametreler	54



Geniş Giriş Gerilimi Aralıklı Bir Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarımı ve Uygulaması

Hasan SAĞLAM

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Danışman: Prof. Dr. Hacı BODUR

Televizyon teknolojisi, son 30 sene içinde tüplü ekranlardan sıvı kristal ekran teknolojisine (LCD) doğru gelişmiştir. Son dönemlerde ise quantum dot (QLED) ve organik ışık yayan diyot (OLED) teknolojilerine doğru hızla ilerlemiştir. Led, yarı iletken ve görüntü işleme teknolojilerindeki gelişmeler televizyon dünyasındaki bu ilerlemelerin ana sebebi olmuştur. Üstelik tüm bu yeni teknolojiler, bir ürünün çektiği güç değerini katlayarak arttırmıştır. Özellikle de üretim dünyasındaki gelişimler bu ürünlerin birçok insan tarafından ulaşılabilir olmasını sağlamıştır ve tüm bu ürünlerin yaygınlaşması haneler tarafından çekilen güç değerini oldukça arttırmıştır.

Televizyon gibi ekran teknolojisine sahip birçok cihaz doğru akım (DC) ile çalışmaktadır. Bu tür cihazların şarj olmak veya direk çalışmak için bağlandıkları şebekenin akımı ise alternatif akımdır (AC). Doğru akım ile çalışan cihazların şebeke bağlantılı olarak çalışabilmeleri için alternatif akımın doğru akıma dönüştürülmesi gerekir. Bu tür enerji dönüşümlerini sağlayan dönüştürücüler güç elektroniği alanının konusudur. Bu dönüştürücüler temel olarak AC-DC, DC-DC, DC-AC ve AC-AC dönüştürücülerdir. Televizyon teknolojisinde genel olarak alternatif akımın doğru akıma dönüştürüldüğü AC-DC dönüştürücüler ve DC

gerilimin yine bir DC gerilime dönüştürüldüğü DC-DC dönüştürücüler kullanılır.

Son yıllarda güç tüketiminin oldukça artması ve yeni nesil güç kaynaklarının şebekeden harmonikli akımlar çekmesi sebebi ile enerji standartları tanımlanmıştır. Bu standartlar zamanla üreticiler için daha zorlayıcı hale gelmiştir. Standartlardan biri de güç faktörü standardıdır. 75 W'ın üstünde televizyonların güç faktörü değerinin %95'in üstünde olması beklenmektedir.

Televizyon uygulamalarında 75W üstünde güç faktörü standardının sağlanabilmesi için şebeke ile DC-DC dönüştürücüler arasında bir AC-DC dönüştürücü olan güç faktörü düzeltme (PFC) devresi kullanılır. PFC devrelerinin kullanılması DC-DC dönüştürücülerin girişinde sabit bir DC gerilim sağlanabilmesi avantajı da kazandırır. 75W üstünde, girişte sabit bir DC gerilimin olması, rezonanslı LLC dönüştürücünün kullanılabilmesine de olanak sağlamaktadır. Aynı zamanda, yüksek verim, ince yapı ve yüksek güç yoğunluğu gibi doğal avantajları, LLC dönüştürücünün bu uygulamalar için popülerliğini artırmaktadır. Güç faktörü regülasyonu gerektirmeyen 75W'ın altında ise geniş giriş gerilimi aralığında kolayca çalışabilen geri dönüşlü DC-DC dönüştürücü tercih edilir. Rezonanslı güç kaynağı LLC'nin geniş giriş gerilimi aralığında çalışma zorlukları sebebi ile güç faktörü düzeltme (PFC) devresi gerektirmesi 75W'ın altında avantajını kaybetmesine sebep olmaktadır.

Bu tezde, 75W'ın altında geri dönüşlü topolojiye alternatif olmak üzere, PFC gerektirmeyen ve geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışabilen bir rezonanslı dönüştürücü tasarlanmış ve bu dönüştürücünün bir simülasyon uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: DC güç kaynağı, rezonanslı dönüştürücü, geniş giriş gerilimi aralığı, kazanç faktörü.

Design and Application of a Wide Input Voltage Range Resonant Converter

Hasan SAĞLAM

Department of Electrical Engineering

Master of Science Thesis

Supervisor: Prof. Dr. Hacı BODUR

Television technology has evolved from tube displays to liquid crystal display technology (LCD) in the last 30 years. Recently, it has advanced rapidly towards Quantum dot (QLED) and Organic Light Emitting Diode (OLED) technologies. The developments in LED, semiconductor and image processing technologies have been the main reason for these advances in the television world. Moreover, all these new technologies have increased the power value of a product exponentially. In particular, the developments in the world of production have made these products accessible to many people, and the spread of all these products has greatly increased the value of power drawn by the households.

Many devices with display technology such as televisions work with direct current (DC). The current of the network that these types of devices are connected to for charging or working directly is alternating current (AC). Alternating current must be converted to direct current in order for the devices working with direct current to work in connection with the network. Converters that provide such energy conversions are the subject of power electronics. These converters are basically AC-DC, DC-DC, DC-AC and AC-AC converters. In

television technology, AC-DC converters, in which alternating current is converted into direct current, and DC-DC converters, in which DC voltage is converted into a DC voltage, are generally used.

Energy standards have been defined due to the increase in power consumption in recent years and the new generation power supplies drawing harmonic currents from the network. These standards have become more challenging for manufacturers over time. One of the standards is the power factor standard. It is expected that the power factor value of televisions above 75 W is above 95%.

In order to provide a power factor standard above 75W in television applications, a power factor corrector (PFC) circuit, which is an AC-DC converter between the network and DC-DC converters, is used. Using PFC circuits gives the advantage that a constant DC voltage can be provided at the inputs of DC-DC converters. A constant DC voltage at the input, above 75W, enables the resonant converter LLC to be used. At the same time, the inherent advantages of the LLC converter such as high efficiency, thin construction and high power density make it popular for these applications. For those below 75W, which do not require power factor regulation, a flyback DC-DC converter that can easily operate in a wide input voltage range is preferred. Resonant power supply LLC's need for power factor correction (PFC) circuit due to operating difficulties in wide input voltage range causes it to lose its advantage below 75W.

In this thesis, to be an alternative to the flyback topology below 75W, a resonant converter that does not require PFC and can operate in a wide input voltage range has been designed and a simulation application of this converter has been realized.

Keywords: DC power supply, converter with resonance, wide input voltage range, gain factor.

1.1 Literatür Özeti

Son yıllarda başta yarı iletken teknolojisi olmak üzere teknolojide yaşanan gelişmeler gündelik hayatta kullanılan ev türü cihazların güç tüketimlerinin artmasına neden olmuştur. Güç değerlerinin artmasıyla beraber elektronik cihazların verimliliklerinin iyileştirilmesi oldukça önemli bir konu haline gelmiştir. Bu sebeple birçok ülke ve bölgede yeni enerji standartları tanımlanmıştır. Bu standartlar belli güç değerlerinin üstündeki elektronik cihazlarda enerji verimliliğini ve harmonik seviyesini iyileştirmeyi amaçlamaktadır.

Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler ile gelişen güç elektroniği topolojileri, bu standartlara uygun hale getirilmiştir. Ancak standartların zorlaştırılmaları ile beraber güç elektroniği topolojilerinin de sürekli olarak gelişmeleri gerektiği önemli bir gerçektir.

Günümüzde evlerde kullanılan birçok elektrikli cihaz, AC şebeke geriliminin istenen değerlerde AC veya DC bir gerilime dönüştürülmesiyle çalışabilmektedir. Bu enerji dönüşümleri güç elektroniği topolojileri ile sağlanmaktadır. Özellikle televizyon, monitör, tablet gibi ekran teknolojilerinin kullanıldığı elektrikli cihazlarda ihtiyaç duyulan doğru gerilim, alternatif gerilimin önce doğru gerilime dönüştürülmesi daha sonra bu doğru gerilimin bir anahtarlamalı güç kaynağı ile istenen değere ayarlanması ile elde edilir. Özellikle beyaz eşya ve televizyon gibi elektrikli cihazlarda yoğun kullanımları sebebi ile DC-DC dönüştürücüler önemli güç elektroniği topolojileridir.

DC-DC dönüştürücüler gün geçtikçe daha yaygın kullanım alanı bulmaktadırlar. Temel olarak geniş bir aralıkta ayarlanabilen, düzgün ve regüleli bir DC çıkış gerilimi ile yüksek verim istenen DC-DC dönüştürücüler, anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler ve rezonanslı DC-DC dönüştürücüler olarak iki ana gruba ayrılabilir. Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler, genellikle darbe genişlik modülasyonu (DGM, PWM) ile kontrol edilmektedir. Rezonanslı DC-DC

dönüştürücülerde ise sıfır akım ve sıfır gerilim anları algılanarak, akım veya gerilimin sıfır olduğu noktalarda güç elemanlarının iletim veya kesime girmesi sağlanır [1].

Güç elektroniğinde darbe genişlik modülasyonlu dönüştürücüler, basit tasarımları ve tümleşik kontrol devrelerine sahip olması sebebi ile sıkça tercih edilmektedir. Klasik PWM dönüştürücülerde anahtarlama, yarı iletken üzerinde akım veya gerilim stresi varken yapılmaktadır. Yarı iletkenlerin bu şekilde anahtarlama sert anahtarlama olarak adlandırılmaktadır. Bu tür sert anahtarlama güç kaynaklarında enerji kayıpları ve anahtarlama anında oluşan yüksek frekanslı salınımlar oldukça yüksek değerler alabilmektedir. Bu olumsuzluklar PWM dönüştürücülerin belli güç değerleri üzerindeki uygulamalarını kısıtlamaktadır. PWM DC-DC dönüştürücülerin belirtilen dezavantajları, daha yüksek güç yoğunluğuna sahip olan rezonanslı DC-DC dönüştürücülerin önem kazanmasına sebep olmuştur. Rezonanslı DC-DC dönüştürücülerin doğal olarak sıfır akımda ve sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmeleri bu dönüştürücüler için büyük bir avantajdır [2].

Harmonik standardının karşılanması gereken 75W'ın üstündeki birçok elektronik cihazda güç faktörü düzeltme (PFC) devresi içeren iki aşamalı güç kaynağı kullanılır. Bu iki aşamalı güç kaynaklarının ilk aşaması PFC devresi, ikinci aşaması ise DC-DC güç kaynağıdır. PFC devreleri, aynı zamanda DC-DC güç kaynaklarının girişlerinde sabit bir DC gerilim sağlar. Ancak 75W'ın altında güç faktörü şartı aranmadığından, fiyat ve boyut avantajı sebebi ile endüstride PFC devresi içermeyen tek aşamalı güç kaynakları kullanılmaktadır [3], [4], [5].

Avrupa bölgesi gibi nominal gerilimi 220VAC olan ülkelerde doğrudan şebekeye bağlı çalışan elektronik cihazların 180VAC ve 264VAC gerilim aralığında çalışması beklenmektedir. 75W'ın altında bu şartın sağlanabilmesi için izolasyonlu geri dönüşlü dönüştürücü yaygın olarak kullanılmaktadır. 75W'ın üstünde ise girişinde bir PFC devresi olan rezonanslı dönüştürücüler kullanılmaktadır [3], [4], [5]. Geleneksel rezonanslı dönüştürücüler girişlerinde sabit bir DC gerilime ihtiyaç duymaktadır. Rezonanslı dönüştürücülerin geniş giriş gerilimi aralığında çalışabilmeleri için kazanç faktörü değerinin bu gerilim

aralığını karşılaması gerekir. Bunun için de geniş bir anahtarlama aralığı seçilmeli ve manyetik devrede optimizasyonlar yapılmalıdır [6].

Bu tezde, 75W'ın altında geri dönüşlü topolojiye alternatif olmak üzere, geniş bir giriş gerilimi (180VAC–264VAC) aralığında çalışabilen tek aşamalı bir LLC rezonanslı dönüştürücü tasarlanmış ve bir simülasyon programı ile gerçekleştirilmiştir.

1.2 Tezin Amacı

Televizyon gibi ev türü elektronik cihazların geniş şebeke gerilimi aralığında çalışabilmesi oldukça önemlidir. Güç elektroniği uygulamalarında bu amaca hizmet eden birçok dönüştürücü mevcuttur. Bu dönüştürücülerin her biri kendi içinde çeşitli avantaj ve dezavantaja sahiptir.

Tasarlanan dönüştürücü türleri ülke veya bölge regülasyonlarının isteklerine göre değişmektedir. Güç faktörü uygunluğu aranmayan güç değerlerinde güç faktörü düzeltme devresi içermeyen geri dönüşlü dönüştürücü kullanımı yaygındır.

Bu tezde, 75W'ın altındaki ev tipi elektronik cihazlarda, tek aşamalı geri dönüşlü dönüştürücüye alternatif olabilmesi için geniş giriş gerilimi aralıklı tek aşamalı rezonanslı bir dönüştürücünün tasarımı amaçlanmıştır.

1.3 Hipotez

75W'ın altındaki ev tipi elektronik cihazlarda, tek aşamalı geri dönüşlü topolojiye alternatif olarak, geniş giriş gerilimi aralığında çalışabilen tek aşamalı LLC rezonanslı bir dönüştürücünün tasarlanabileceği düşünülmüştür. AC şebeke geriliminin bir diyot köprüsü ile doğrultulması ve bir DC kondansatör ile düzeltilmesiyle elde edilen ve sabit olmayan DC bara geriliminin yeterli olacağı değerlendirilmiştir. Bu gerilim ile çalışan tek aşamalı LLC rezonanslı bir dönüştürücüde, rezonans elemanları, çalışma frekansı, gerilim kazancı ve trafo özellikleri kullanılarak, yeterince sabit ve regüleli bir DC gerilimin elde edilebileceği düşünülmüştür.

Günümüzde yüksek kalitede, hafif, verimli, küçük boyutlarda ve güvenilir güç kaynakları modern cihazlar için bir zorunluluk haline gelmiştir. Gerilim veya akım bölücü prensibi ile çalışan lineer güç regülatörleri ise verimsiz güç kaynakları olarak bilinirler. Giriş geriliminden daha düşük çıkış gerilimleri ile sınırlı olmaları ve düşük frekanslı (50 veya 60 Hz) hat trafoları ve filtrelerine ihtiyaç duymaları ise diğer olumsuz özellikleridir. Buna rağmen lineer güç kaynaklarının çıkışından yüksek kaliteli ve regüleli gerilim alınabilmektedir. Bununla beraber lineer güç kaynaklarının asıl uygulama alanları düşük güç seviyeleridir. Verimin ve güç yoğunluğunun önemli olduğu daha yüksek güç seviyelerinde ise anahtarlama güç kaynakları kullanılmaktadır. Anahtarlama güç kaynakları (AGK, SMPS), iletim ve kesim durumlarında güç elektroniği yarı iletken anahtarlarını kullanır. Modern güç elektroniği anahtarlama güç kaynakları yüksek frekanslara çıkılabilmektedirler. Çalışma frekansı ne kadar yüksek olursa, transformatör, filtre bobini ve kondansatör o kadar küçük ve hafif olur. Ayrıca, çalışma frekansı arttıkça dönüştürücünün dinamik özellikleri de iyileşir. Dönüştürücü yüksek çalışma frekanslarında, yük akımındaki ve giriş gerilimindeki hızlı değişikliklere daha dinamik cevap verir.

DC-DC enerji dönüşümünü sağlamak için yüksek frekanslı elektronik güç işlemcileri ve yarı iletkenler kullanılmaktadır. DC-DC dönüştürücülerin işlevleri şunlardır [7]:

- Bir DC giriş gerilimini bir DC çıkış gerilimine dönüştürür.
- DC çıkış gerilimini hat gerilimi ve yük akımı değişimlerine karşı regüle eder.
- DC çıkış gerilimindeki dalgalanmaları gerekli seviyenin altına düşürür.
- Giriş kaynağı ile yük arasında elektriksel izolasyon sağlar (transformatör kullanılarak).
- Şebekeyi ve güç kaynağını elektromanyetik parazitlerden koruyarak EMI

uyumluluğunu sağlar.

- Çeşitli uluslararası ve ulusal güvenlik standartlarını karşılar.

Yüksek frekanslı ve anahtarlama dönüştürücüler olarak bilinen DC-DC dönüştürücülerin güç anahtarları tam kesim veya tam iletimde çalıştırılır. Yüksek anahtarlama frekansında çalışmaları bu dönüştürücülere birçok avantaj kazandırır. Bunlar, akım ve gerilimdeki dalgalanmaların azalması, bobin ve kondansatör değerlerinin düşmesi, hacim ve maliyette azalma, devre güç yoğunluğunun artması olarak sayılabilir. Bu avantajlara karşılık anahtarlama güç kayıplarının artması ve yüksek değerlerde elektromanyetik girişimler (EMG, EMI) gibi bazı dezavantajlar da oluşur. Bu dezavantajları ortadan kaldırmak için bastırma hücresi (BH, SC) ve yumuşak anahtarlama (YA, SS) uygulamaları oldukça önem kazanır [8].

DC-DC dönüştürücüler, sert anahtarlama darbe genişlik modülasyonlu (DGM, PWM) dönüştürücüler ve yumuşak anahtarlama rezonanslı dönüştürücüler olarak iki ana gruba ayrılabilirler. Bu bölümde, son yıllarda çok popüler olan ve tüm güç seviyelerinde yaygın olarak kullanılan PWM DC-DC dönüştürücüler ve bazı temel uygulamaları ile temel rezonans devreleri anlatılmıştır. Eleman sayısının azlığı, verimliliğin yüksek olması, sabit frekansta çalışabilme, kontrol devrelerinin basitliği ve entegrelerinin yaygın olarak bulunabilmesi PWM dönüştürücülerin avantajları arasındadır [7].

2.1 Anahtarlama Güç Kaynakları

Zamanla endüstride lineer güç kaynaklarından anahtarlama güç kaynaklarına (AGK, SMPS) kademeli bir geçiş yaşanmıştır. Lineer güç kaynaklarında temel olarak, bir şebeke transformatörü, diyot köprüsü ve bir seri regülatör kullanılmaktadır. Bu durum lineer güç kaynaklarında, oldukça büyük ve ağır 50/60 Hz trafolar kullanılmasına ve ayrıca verimliliğin oldukça düşük olmasına sebep olur. Tipik bir lineer güç kaynağının verimi yaklaşık %30'dur. Aynı amaca hizmet eden standart bir anahtarlama güç kaynağı ise yaklaşık olarak %70 - %80 arasında bir verimliliğe sahip olabilmektedir.

Yüksek anahtarlama frekansları kullanılan anahtarlama güç kaynaklarındaki transformatörlerin ve ilgili filtreleme bileşenlerinin boyutları, lineer güç

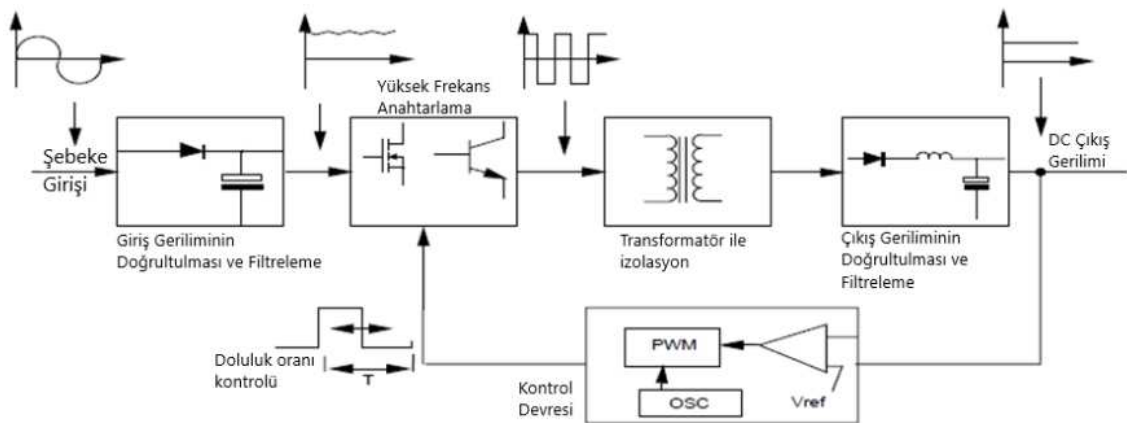
kaynakları ile karşılaştırıldığında önemli ölçüde azalmaktadır. Bu sayede anahtarlama güç kaynaklarında daha yüksek güç yoğunlukları ve küçük boyutlar kolay bir şekilde elde edilebilmektedir.

Giriş geriliminin yüksek frekansta anahtarlama ve DC çıkışın filtrelenecek şekilde düzenlenmesi anahtarlama güç kaynaklarının en önemli kriterlerindendir. Enerjinin nasıl aktarılacağını belirleyen güç katı, anahtarlama güç kaynaklarının topolojisi olarak adlandırılır ve tasarım sürecinin çok önemli bir parçasıdır. Anahtarlama güç kaynaklarının topolojileri transformatör, bobin, güç yarı iletkenleri ve kondansatör gibi elemanların farklı dizilişlerde kullanılması ile oluşur.

Güç elektroniğinde her biri kendi içinde birçok avantaj ve dezavantaja sahip olan topolojiler mevcuttur. Bu topolojiler endüstride birçok farklı uygulama için kullanılmaktadır. Her birinin sahip olduğu avantajlara göre kullanıldığı farklı uygulamalar mevcuttur. Bazı temel topolojilerin avantaj ve dezavantajları aşağıda bölümlerde aktarılmıştır [9].

2.1.1 Genel Olarak Anahtarlama Güç Kaynakları

Genel olarak bir SMPS, Şekil 2.1'de verilen blok diyagramdan görülebileceği gibi, farklı bölümlerden oluşan bir devre yapısına sahiptir. Şebeke gerilimi öncelikle bir diyot köprüsü ile doğrultulur ve sonra bu doğru gerilim bir DC kapasitör ile filtrelenir ve gerilim dalgalanma seviyesi düşürülür. Ayrıca, doğrultulmuş gerilimdeki düşük frekanslı dalgalanma miktarını belirli bir seviyede tutmak için DC bara kapasitörünün oldukça büyük seçilmesi gerekebilir.



Şekil 2.1 Bir anahtarlama güç kaynağının genel blok diyagramı [9]

AC giriş filtresi yüksek frekanslı salınımların sönümlemesi için gereklidir. Bu yüksek frekanslı salınımlara sebep olan akımlar şebekeden güç kaynağına doğru olabildiği gibi güç kaynağından şebeke hattına doğru da olabilmektedir. Aynı zamanda AC giriş filtresi elektromanyetik uyumluluk standartlarının sağlanması için de bir gerekliliktir.

Yarım köprü veya tam köprü uygulamaları kullanılarak alternatif şebeke gerilimi doğrultulur. Doğrultulmuş sinüs şeklinde olan bu gerilim bir DC hat kapasitörü ile düzeltilir. Hat kapasitörü üzerindeki gerilim dalgalanmasının belli bir seviyede kalması için uygun kapasitör seçimi de oldukça önemlidir.

Anahtarlama güç kaynaklarının çalışma frekansları şebeke frekansından çok daha yüksektir. Genellikle PWM tekniği ile kontrol edilen bu dönüştürücüler çalışma frekansının sabit tutulması ve iletim süresinin değiştirilmesi ile kontrol edilir. İletim süresi değiştirilerek endüktans üzerinden çıkışa aktarılan enerji kontrol edilir. Bu şekilde DC çıkış geriliminin kontrolü gerçekleştirilir. Bir anahtarlama periyodu içinde anahtar iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı, doluluk oranı, darbe/periyot oranı veya bağlı iletim süresi olarak tanımlanır ve λ veya D ile gösterilir. Verimliliğin yüksek olabilmesi için güç aktarımı sırasında kayıplar düşük olmalıdır. Verimliliğin bu şekilde yüksek tutulabilmesi için pasif ve manyetik elemanların doğru tasarımı ve yarı iletkenlerin uygun seçimi oldukça önemlidir.

Anahtarlama güç kaynaklarında yüksek verimlilikler için SS tekniklerinin kullanılması da önemli bir gerekliliktir. Anahtarlama kayıplarının ve EMI gürültünün bastırma devreleri ile an aza indirilmesi yumuşak anahtarlama olarak tanımlanır [1].

Anahtarlama elemanlarının iletim durumunda üzerlerinden geçen akım lineer olarak artarken gerilim azalır. Kesim durumunda ise akım azalırken gerilim artar. Gerilim ve akımın çakıştığı bu süreçlerde sert anahtarlama meydana gelir ve yüksek enerji kayıpları oluşur [1].

Yumuşak anahtarlama teknikleri 4 ana gruba ayrılır. Bunlar sıfır akımda anahtarlama (ZCS), sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS), sıfır akımda geçiş (ZCT) ve sıfır gerilimde geçiş (ZVT) [1].

Anahtarlama elemanına küçük değerli seri bir endüktansın bağlandığı SS tekniği sıfır akımda anahtarlama olarak adlandırılır. Bu durumda iletme girme işleminde anahtarlama elemanı üzerinden geçen akımın yükselme hızı sınırlanır [1].

Anahtarlama elemanına küçük değerli paralel bir kondansatörün bağlandığı SS tekniği sıfır gerilimde anahtarlama olarak adlandırılır. Anahtarlama elemanının kesime girme işleminde uçlarında oluşan gerilimin yükselme hızı sınırlanır [1].

Kesime girme işleminde, anahtarlama elemanı üzerinden geçen akımın kısa süreli bir kısmı rezonans ile sıfıra düşürüldüğü ileri SS tekniği sıfır akımda geçiş olarak adlandırılır. Akım bu teknik ile sıfırda tutulurken anahtarlama elemanının kontrol sinyali kesilir. Böylece, akım ve gerilimin üst üste binmesi engellenir ve anahtarlama enerji kaybı tamamen yok edilir [1].

Sıfır gerilimde geçiş ise iletme girme işleminde uygulanan ileri bir SS tekniğidir. Bu teknikte ise anahtarlama elemanı üzerindeki gerilim kısa süreli bir kısmı rezonans ile sıfıra düşürülür. Gerilim sıfırda tutulurken kontrol sinyali uygulanır [1].

Çıkış gerilim ve akımının dalgalanma miktarı DC çıkış filtreleri ile düzenlenir. Doğru DC çıkış filtreleri seçilerek çıkış geriliminin istenen değerler arasında kalması sağlanır.

Sabit ve regüleli bir DC çıkış gerilimi sağlayabilmek için çıkışın düzenlenmesi, kontrol ve geri besleme bloğu tarafından gerçekleştirilir. Sabit frekanslı darbe genişlik modülasyonu çıkış yükünden bağımsız olarak sabit ve regüleli bir gerilim elde edilmesini sağlar. Çıkış geriliminden bir gerilim bölücü ile elde edilen geri besleme gerilimi ve referans gerilimi bir amplifikatörde karşılaştırılır. Amplifikatör tarafından üretilen hata gerilimi belirlenen frekanstaki bir testere dişi gerilim ile karşılaştırılır. Bu sayede güç anahtarlarını kontrolü için gereken sinyal elde edilir. Doğru tasarlanmış bir kontrol devresi oldukça düzgün ve regüleli bir DC gerilim üretilmesini sağlar.

Kontrol devresindeki gecikmelerin minimumda tutulması önemlidir, aksi

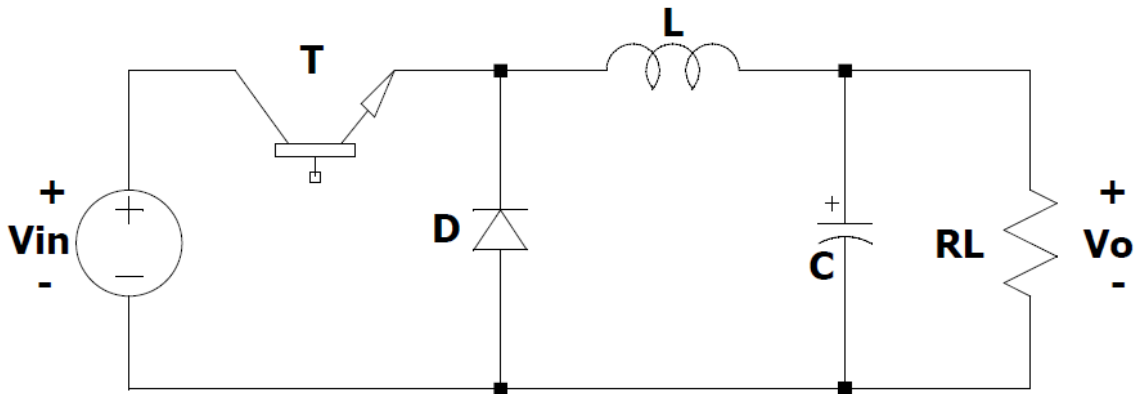
takdirde dinamik yüklerde ve hat gerilimi dalgalanmalarında sorunlar ortaya çıkabilir. Bu gibi sebeplerle geri besleme devrelerinin doğru tasarlanması ve uygun hızlarda komponentlerin seçilmesi oldukça önemlidir. Transformator kullanılan güç kaynaklarında geri besleme devresinde de elektriksel izolasyonun sağlanması gerekmektedir. Geri beslemede istenen bu izolasyon genel olarak manyetik veya optik bağlayıcılar ile elde edilir.

İzolasyon istenen uygulamalarda, SMPS topolojisi bir güç transformatorü içerir. Transformator kullanımı, sarım oranında gerilim dönüştürme ve çoklu çıkış yeteneği sağlar. Bununla birlikte, güç aktarımının bir bobin üzerinden sağlandığı düşürücü ve yükseltici dönüştürücüler gibi yalıtılmış olmayan topolojiler de mevcuttur [9].

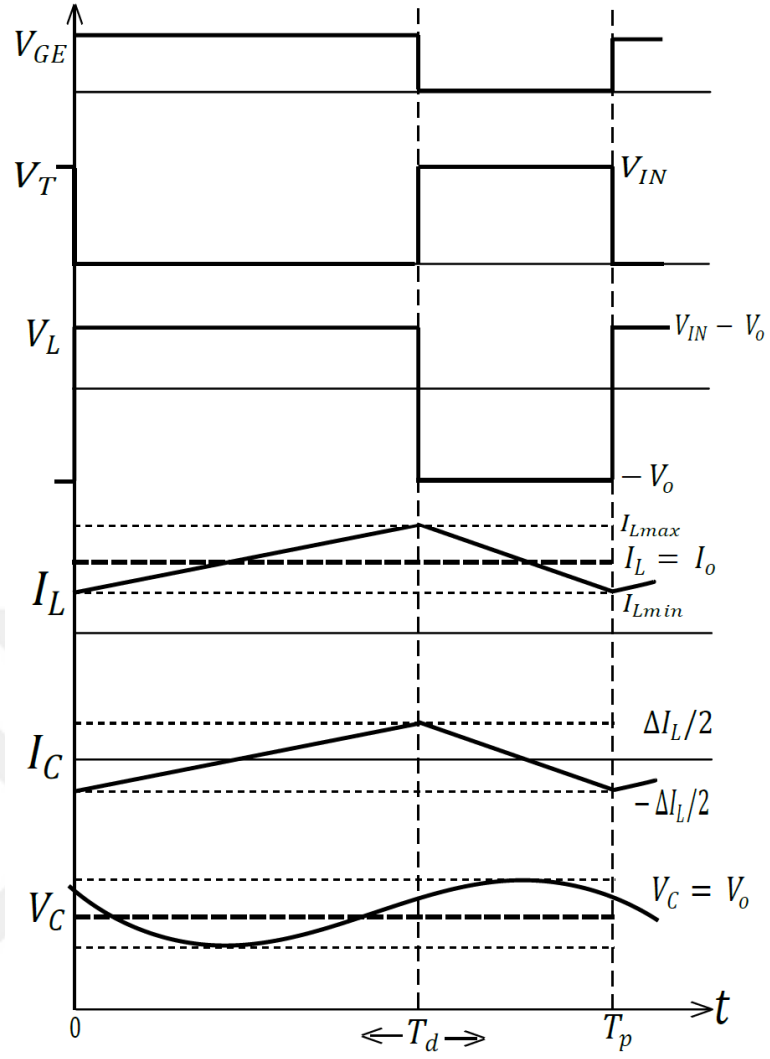
2.1.2 Düşürücü Dönüştürücü

Düşürücü dönüştürücünün temel devre şeması Şekil 2.2'de ve temel dalga şekilleri Şekil 2.3'te verilmiştir. TR1 anahtarı iletimde olduğunda giriş kaynağı tarafından endüktans ve yük beslenir. Endüktans üzerinden geçen akım lineer olarak artar. Bu süre boyunca endüktansın enerjisi yükselir. TR1 anahtarı kesimde olduğunda ise endüktans üzerinde biriken enerji D1 diyodu üzerinden yolunu tamamlayarak çıkışı besler. Çıkıştaki Co kapasitörü bu sürekli akımın düzenlenmesini sağlar. İletim durumunda, endüktansın akım ve gerilimi (1) bağıntısı ile ifade edilebilir. Kesim durumunda, aynı bağıntıda Vin sıfır alınır.

$$V_{in} - V_o = L \frac{d_i}{d_t} \quad (1)$$



Şekil 2.2 Düşürücü dönüştürücünün temel devre şeması



Şekil 2.3 Düşürücü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Kararlı rejimde çalışan düşürücü tür dönüştürücüde, sıfır ile giriş gerilimi arasında kontrol edilen bir DC çıkış gerilimi elde edilir. Burada çıkıştaki endüktans ve kondansatör bir DC filtre olarak görev yapar ve düzgün bir DC çıkış gerilimi üretir. Kararlı durumda, bir anahtarlama periyodu içerisinde endüktans üzerindeki ortalama gerilim sıfıra eşittir. Aynı zamanda, kararlı durumda ortalama endüktans akımı çıkış akımına eşittir.

Devre kayıpları ihmal edildiğinde dönüştürücünün ortalama giriş gerilimi V_{in} ve ortalama çıkış gerilimi ise V_o 'dur. Bu durumda kararlı çalışmada, endüktans üzerindeki ortalama gerilimin sıfıra eşitliğinden aşağıdaki bağıntı elde edilir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \lambda \quad (2)$$

Burada, λ iletim süresinin anahtarlama periyoduna oranı olarak tanımlanır, darbe/periyot oranı veya doluluk oranı olarak anılır. Aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\lambda = \frac{t_{on}}{T} \quad T = t_{on} + t_{off} \quad (3)$$

Doluluk oranı 0 ile 1 arasında olabileceğinden, düşürücü dönüştürücünün çıkış gerilimi her zaman giriş geriliminden düşük olacaktır. Doluluk oranı değiştirilerek çıkış geriliminin kontrolü ve regülasyonu sağlanır. Anahtar ve diyot giriş gerilimine maruz kalır. Endüktans çıkışa seri bağlı olduğundan, endüktans akımı ortalama olarak çıkış akımına eşittir. Aynı zamanda çıkış akımındaki dalgalanma miktarı çok azdır ve gerekli kondansatör değeri düşüktür. Düşürücü tür dönüştürücüler genellikle endüktans akımının hiç sıfıra düşmediği sürekli modda çalıştırılır. Bu sayede tepe akımı görece düşük değerler almakta ve daha küçük çıkış kapasitörü kullanılabilmektedir. Ayrıca sürekli akım modunun kontrol yöntemleri daha kolaydır [1], [9].

2.1.3 Yükseltici Dönüştürücü

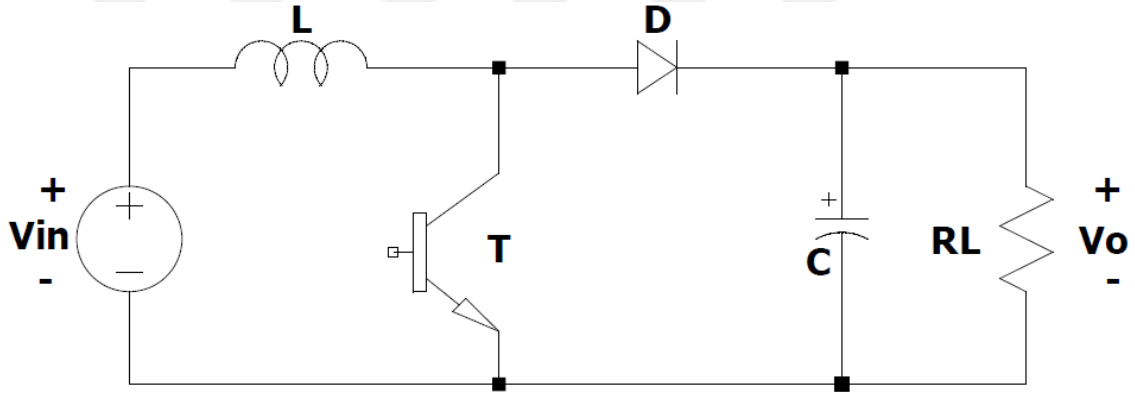
Şekil 2.4'te temel devre şeması ve Şekil 2.5'te temel dalga şekilleri verilen yükseltici dönüştürücü, düşürücü dönüştürücüye göre daha farklı bir konfigürasyona sahiptir. Anahtarlama elemanı iletimde iken endüktansa giriş gerilimi uygulanır ve D diyodu ters yönde kutuplandığından kesimdedir. Anahtar ve diyot çıkış gerilimine maruz kalır. Anahtar sinyali kesildiğinde, L endüktansı üzerindeki gerilim yön değiştirir ve diyot iletime girer. Diyot üzerinden endüktans ve güç kaynağı vasıtasıyla çıkış kondansatörü ve yük beslenir. Kararlı durumda ortalama endüktans geriliminin sıfıra eşitliğinden aşağıdaki bağıntı elde edilir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - \lambda} \quad (4)$$

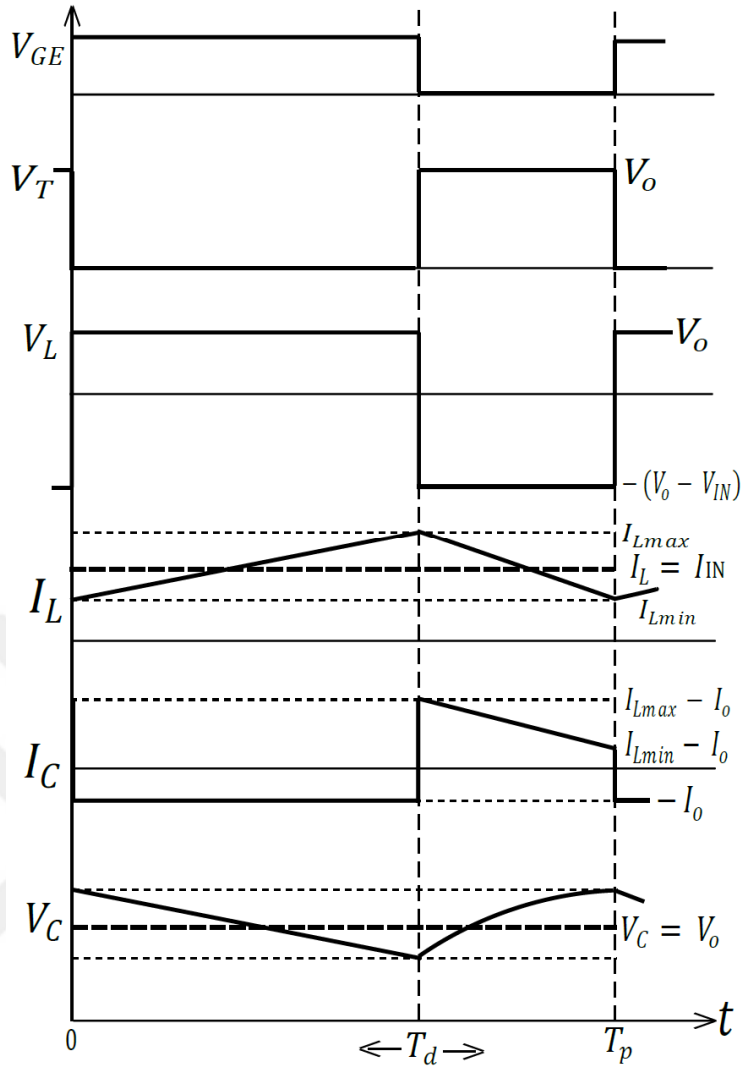
Denklem (4)'ten görüleceği gibi çıkış geriliminin en düşük değeri giriş gerilimidir. Çıkış geriliminin maksimum değeri ise, anahtar gerilimine göre maksimum bir değerde sınırlanmalıdır. Doluluk oranı kontrol edilerek çıkış

geriliminin kontrol ve regülasyonu sağlanır. Anahtarlama elemanı ilettime girdiğinde yük çıkış kapasitörü tarafından beslenir. Anahtarlama elemanı kesime girdiğinde ise kapasitör ve yük giriş gerilim kaynağı ile endüktans tarafından beslenir. Anahtarlama elemanının iletimde olduğu durumlarda yükün kapasitör tarafından beslenmesi yüksek değerli kapasitör ihtiyacına neden olur.

Yükseltici dönüştürücüde giriş akımı her zaman endüktans akımıdır. Bu durumda giriş akımının dalgalanma değeri düşük olmaktadır. Yükseltici dönüştürücünün çıkış gerilimi her zaman giriş gerilimi ile belirlenen bir maksimum değer arasındadır. Belirtilen özellikleri nedeniyle yükseltici dönüştürücü güç faktörü düzeltme (GFD, PFC) devresi olarak yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [1], [9].



Şekil 2.4 Yükseltici dönüştürücünün temel devre şeması

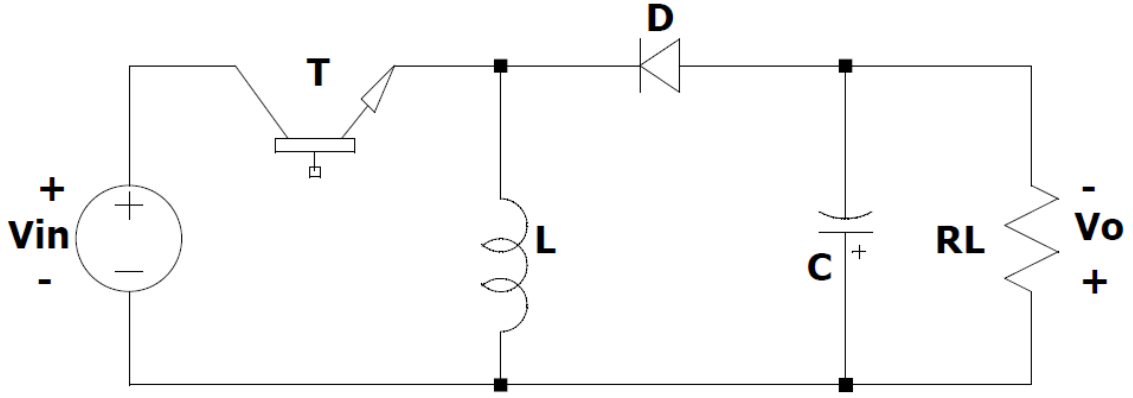


Şekil 2.5 Yükseltici dönüştürücünün temel dalga şekilleri

Yükseltici dönüştürücü kesintili akım modunda çalıştırıldığında, anahtarlama elemanı ile güç diyodunun maksimum akım değerleri daha yüksek olur ve aynı çıkış gerilim dalgalanması için sürekli akım moduna göre daha yüksek değerli çıkış kapasitörlerinin seçilmesi gerekir [9].

2.1.4 Düşürücü-Yükseltici Dönüştürücü

Düşürücü-yükseltici dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.6'da verilmiştir. Bu dönüştürücüde anahtar iletimde iken diyot ters kutuplanır ve yükseltici dönüştürücüde olduğu gibi endüktans giriş gerilimi ile beslenir. Anahtarlama elemanının sinyali kesilip kesime girdiğinde ise, endüktansın gerilimi yön değiştirir ve düşürücü dönüştürücüde olduğu gibi üzerinde biriken enerji ile endüktans çıkışı besler.



Şekil 2.6 Düşürücü - yükseltici dönüştürücünün temel devre şeması

Düşürücü-yükseltici dönüştürücüde güç elemanları giriş ve çıkış gerilimlerinin toplamına maruz kalmaktadır. Endüktans giriş ve çıkışa seri olarak bağlıdır. Bu sebeple endüktans akımı giriş ve çıkış akımlarının toplamına eşittir. Giriş ve çıkış akımlarının dalgalanmaları oldukça yüksektir. Ayrıca bu topolojide çıkış gerilimi giriş gerilimine göre ters polaritededir. Bu dönüştürücüde yine ortalama endüktans geriliminin sıfıra eşitliğinden aşağıdaki bağıntı elde edilir.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\lambda}{1 - \lambda} \quad (5)$$

Yukarıdaki formül incelendiğinde, çıkış geriliminin sıfır ile belirlenen bir maksimum değer arasında ayarlanabileceği görülmektedir. Bu özellik dönüştürücünün çıkış geriliminin giriş geriliminden yüksek veya düşük olabileceğini göstermektedir.

Hem giriş hem de çıkış akımlarında yüksek dalgalanma olduğundan çıkışta yüksek değerli kondansatörlerin seçilmesi gerekmektedir.

Ayrıca güç elemanlarının yüksek tepe akımlarını iletebilmesi ve kesim anlarında daha yüksek toplam gerilimi desteklemesi gerekir. Aynı zamanda güç elemanlarından yüksek tepe değerli akımlar geçtiğinden dolayı yüksek enerji kayıpları meydana gelir [9].

2.1.5 Geri Dönüştürücü

Geri dönüştürücü izolasyonlu bir düşürücü-yükseltici dönüştürücü devresidir. Dönüştürücünün devre şeması ve anahtarlama dalga şekilleri sırasıyla

Şekil 2.7 ve Şekil 2.8’de verilmiştir.

Geri dönüşlü dönüştürücüde, düşürücü-yükseltici dönüştürücüden farklı olarak izolasyon için bir transformatör mevcuttur. Bu dönüştürücüde transformatörün primer sargısı ve anahtar seri bağlıdır. Geri dönüşlü dönüştürücüde transformatörünün primer ve sekonderi eşzamanlı çalışmaz. Bu sebeple kuplajlı endüktans olarak da adlandırılmaktadır.

İletim aralığında giriş gerilimi sadece primer sargısını (L_p) besler. Kesim aralığında ise kuplajlı ve enerjili sekonder sargısı L_s diyotu üzerinden çıkışı besler. İletim aralığında D diyotu ters kutuplanır, girişten çıkışa enerji aktarımı olmaz ve transformatör bir endüktans gibi davranır. Kuplajlı endüktansın primer endüktansının enerji ve pik akım bağıntıları aşağıda verilmiştir.

$$E_p = \frac{1}{2} (I_{pk})^2 L_m \quad (6)$$

$$I_{pk} = I_{Lsmin} + \frac{V_{in} T_{on}}{L_m} \quad (7)$$

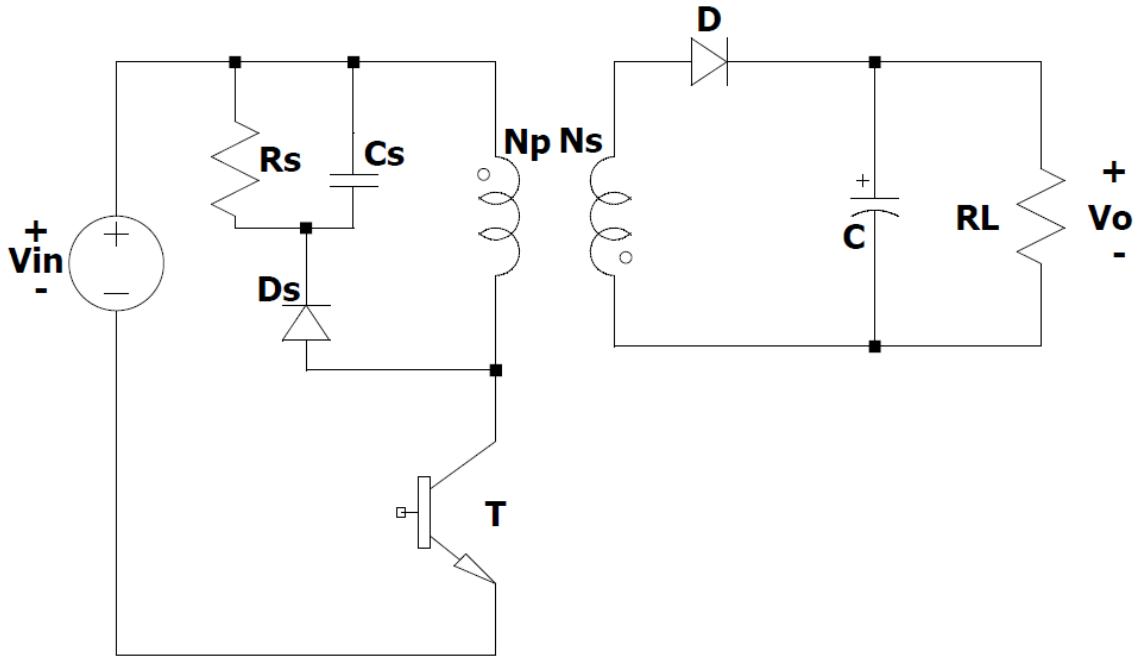
Yukarıdaki bağıntılarda, E_p primer endüktansının enerjisi ve I_{pk} primer endüktansı akımının tepe değeridir.

İletim aralığında D diyotu ters yönlü kutuplandığından yük akımı (I_y) çıkış kondansatöründen (C_o) beslenir. Bu sebeple çıkış kapasitörleri iletim süresince yükü besleyebilecek kadar büyük seçilmelidir [9]. Diğer dönüştürücülere benzer bir şekilde, gerilim dönüşümü için aşağıdaki (8) bağıntısı bulunur.

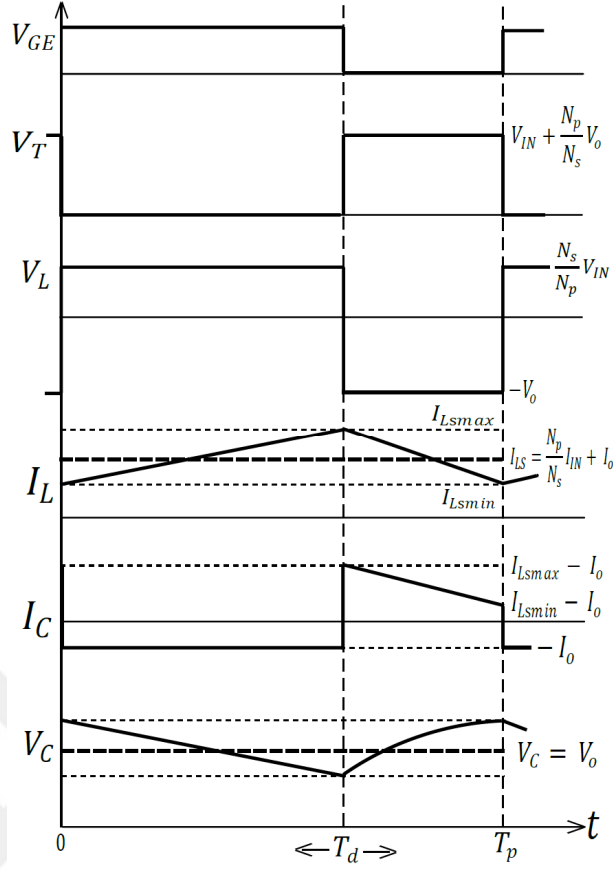
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{\lambda}{1 - \lambda} \right) \frac{N_s}{N_p} \quad (8)$$

Kesim aralığında kuplajlı endüktansın mıknatıslama akımı aynı yönde ancak lineer olarak azalarak akmaya devam eder. Bu aralıkta mıknatıslama akımı kuplajlı endüktansın sekonder sargısı üzerindeki gerilimi ters yönde oluşturur. Bu durumda D diyodu ileri yönde iletimdedir ve kuplajlı endüktans üzerindeki enerji yükü ve çıkış kapasitesini besler. Düşürücü-yükseltici devrede görülen çıkış geriliminin ters polaritede olması dezavantajı, bu dönüştürücüde izolasyon sayesinde ortadan kalkmaktadır.

Geri dönüşlü dönüştürücüde kuplajlı endüktans normal bir transformatör gibi çalışmaz. Giriş ve çıkışlardaki akım aynı zamanda mıknatıslama akımıdır ve tek yönlü olarak akar. Burada ana akım mıknatıslama akımı olduğundan, nüvenin doyuma gitmemesi için hava aralıkları bırakılır. Ancak bu durumda da kaçak endüktans değerleri artmaktadır. Bu sebeple güç elemanları üzerinde oluşan gerilim streslerinin bastırılması için özel bastırma devreleri kullanılmaktadır [1], [9].



Şekil 2.7 Geri dönüşlü dönüştürücü temel devre şeması



Şekil 2.8 Geri dönüşlü dönüştürücünün temel dalga şekilleri

2.1.5.1 Depolanan Kaçak Enerjiyi Bastırma

İletim periyodunun sonunda, anahtar kesime girdiğinde trafonun kaçak endüktansında biriken enerjiyi harcamak için bir akım yolunun bulunması gerekmektedir. Bu kaçak enerjiyi bastırmak için birçok yöntem vardır. Şekil 2.7’de görülen Ds, Rs ve Cs’den oluşan bastırma devresi, bu kaçak enerjiyi sönmölemek için kullanılan yöntemlerden biridir. Bu yöntemde, manyetik çekirdek içinde depolanan kaçak akı, primer sargıda noktasız uç pozitif olacak şekilde bir gerilim indükler. Bu durumda Ds diyotu iletme geçer ve çekirdekte depolanan kaçak enerji Cs kapasitörüne aktarılır. Cs kapasitörüne aktarılan enerji aynı zamanda Rs üzerinde harcanır. Burada kararlı rejimde Cs kondansatör gerilimi, V_o çıkış geriliminin sekonderden primere yansıyan değerinin biraz üzerinde olmak üzere tasarım yapılır [10].

2.1.5.2 Sürekli Akım Modu

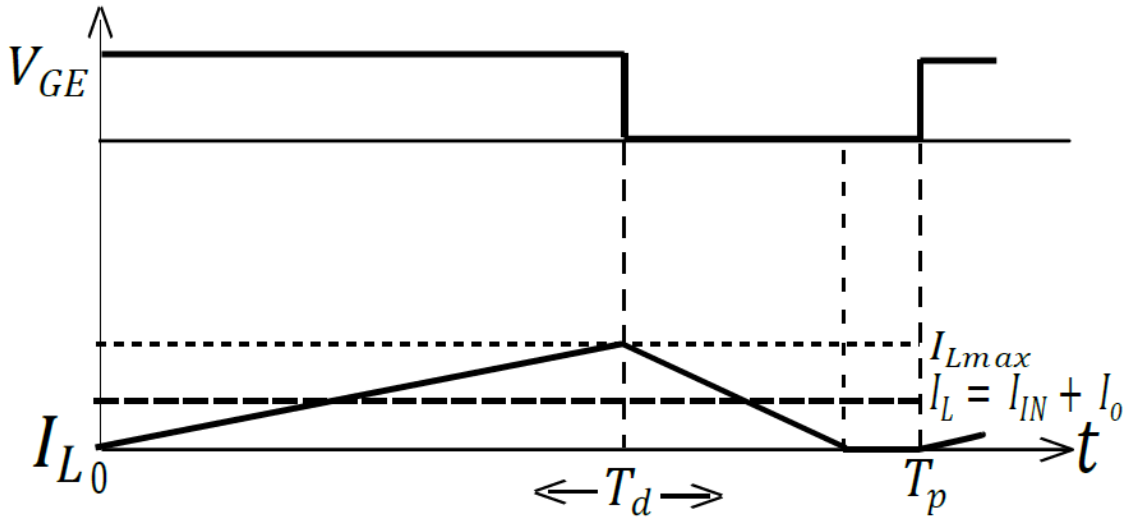
Şekil 2.8’de verilen I_1 dalga biçimi, bir geri dönüşlü dönüştürücüsünün sürekli

akım modunda (CCM) çalışmasını gösterir. Primer sargı akımı, iletim aralığında belli bir başlangıç değerinden tepe değerine doğru doğrusal olarak artar.

Kararlı çalışma durumunda iletim ve kesim aralıklarında çekirdek akısı değişikliği eşit olmalıdır. Bu kuplajlı endüktansın doyuma girmemesi için önemli bir koşuldur. Kararlı çalışma durumunda sürekli akım modu için giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki denklem (8)'de verilmiştir [10].

2.1.5.3 Kesintili Akım Modu

Geri dönüşlü dönüştürücüde kesintili akım modunda (DCM) çalışmada, kuplajlı endüktansın primer sargısındaki akım, anahtarın iletim aralığında sıfırdan (0) başlayarak doğrusal olarak artar. Anahtarın kesim aralığında ise, Şekil 2.9'da görüldüğü gibi, bir sonraki anahtarlama periyodu başlamadan önce transformatör mıknatıslama endüktansındaki akım yine lineer olarak sıfıra düşer. Bu durumda sekonder sargıdaki akım periyot bitmeden önce sıfıra düştüğünden yükü çıkış kapasitörleri besler [11].



Şekil 2.9 DCM modunda çalışan geri dönüşlü dönüştürücünün dalga şekilleri

2.2 Rezonanslı DC-DC Güç Kaynakları

Rezonans devreleri kullanılarak gerçekleştirilen dönüştürücüler rezonanslı devreler olarak adlandırılır. Rezonans elemanlarının çeşitli şekillerde bağlanması ile çok sayıda ve türde dönüştürücü elde edilir. Rezonanslı DC-DC

dönüştürücüler rezonans devrelerinin enerji transferi prensibine göre çalışır. Rezonans devreleri 2 temel amaç için dönüştürücü uygulamalarında kullanılırlar.

1. Tristör komütasyonlarının rezonans devreleri sayesinde doğal olarak gerçekleştirilmesi.
2. Sıfır akımda anahtarlama (ZCS) veya sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) tekniklerinin doğal olarak gerçekleştirilmesi ile güç elemanlarının anahtarlama kayıplarının bastırılması.

Son yıllarda rezonanslı dönüştürücüler sağladıkları avantajlar nedeniyle oldukça popüler hale gelmiştir. Telekom uygulamaları ve tüketici elektroniği gibi çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Rezonanslı dönüştürücülerin en önemli özellikleri, yüksek verimlilikleri ve yüksek frekanslarda dahi yumuşak anahtarlama için uygun çalışabilmeleridir. Ayrıca, transformatörün kaçak endüktansı rezonans devresinin bir parçası olarak kullanılabilir. Bu durum da daha az eleman sayısına sahip olmasını sağlamaktadır. Rezonanslı dönüştürücüler, geleneksel darbe genişlik modülasyonu (PWM) yerine frekans modülasyonu (FM) ile kontrol edilmektedir. Bu nedenle rezonans dönüştürücülerin kontrol edilmesi daha zor hale gelir [1], [12].

Rezonans kontrol tekniğinde, akım ve gerilimin sıfır noktalarını algılayan detektörler kullanılır. Akım veya gerilimin sıfır olduğu noktalarda güç elemanlarının iletme veya kesime girmesi sağlanır. Çalışma frekansı rezonans devresi tarafından belirlenir ve genel olarak çıkış gücüne bağlı olarak değişir [1].

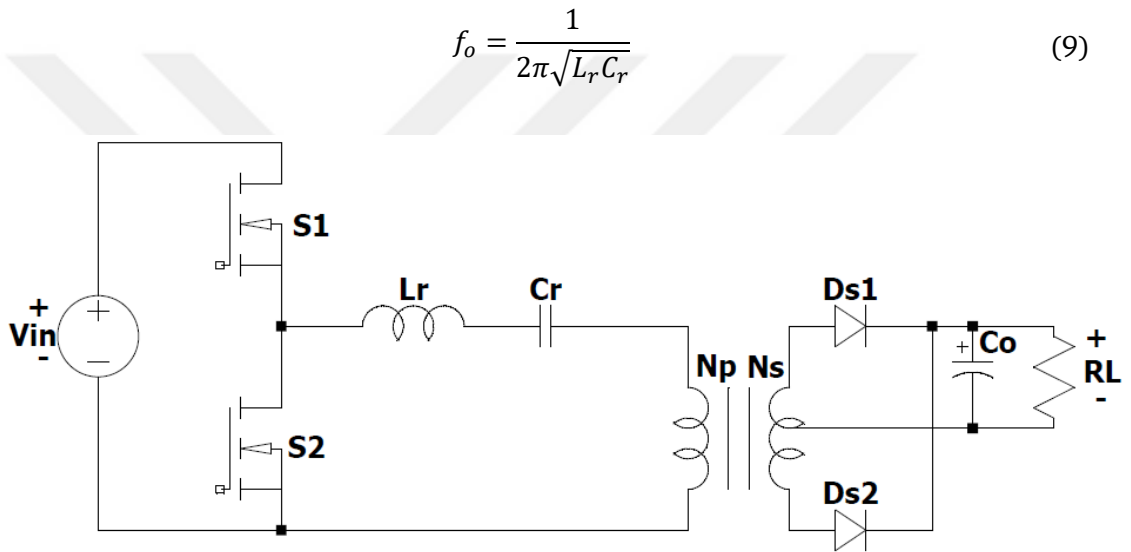
Rezonans mantığının anlaşılabilmesi için kalite faktörü (Q), kapasitif reaktans ve endüktif reaktans kavramlarının tarif edilmesi gerekir. Rezonans devrelerinde rezonansın sönümlenme derecesini belirten değer, kalite faktörü (Q) olarak tanımlanır. Rezonans devresindeki enerji, direnç sebebiyle sönümlenir. Bu sönümleme ne kadar az olursa o kadar yüksek kalite faktörüne sahip bir sistem olduğu anlamına gelir [22].

Kondansatör ve endüktans elemanlarının AC gerilime karşı gösterdikleri direnç reaktans olarak adlandırılır. Kapasitif reaktans ($X_c = 1 / (2\pi f C)$) değeri frekansla

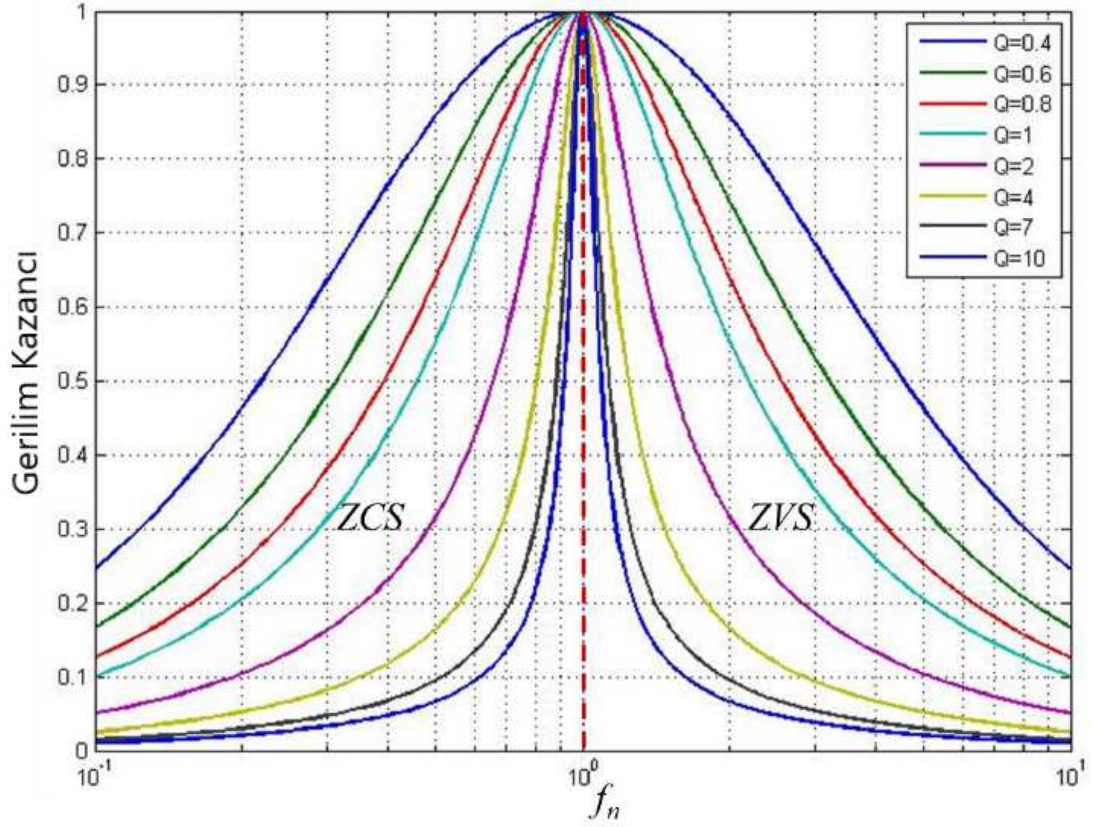
ters orantılı olarak artar. Endüktif reaktans ($X_L = 2\pi fL$) değeri ise frekansla doğru orantılı olarak artar.

2.2.1 Seri Rezonanslı Dönüştürücü

Bir yarım köprü seri rezonanslı dönüştürücü devre seması Şekil 2.10'da verilmiştir. Seri rezonanslı bir dönüştürücünün gerilim kazanç karakteristiği Şekil 2.11'de verilmiştir. Burada f_n , anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranı olarak tanımlanır ($\frac{f_s}{f_o}$). Rezonans frekansı aşağıda denklem (9)'da verilmiştir.



Şekil 2.10 Yarım köprü seri rezonanslı dönüştürücünün devre şeması



Şekil 2.11 Seri rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği [13]

Seri rezonanslı devrede (SRC) rezonans endüktansı L_r ve rezonans kapasitörü C_r seri olarak bağlanmaktadır. Bu yapı rezonans tankı olarak adlandırılmaktadır. Normal olarak transformatörün yüksek değerli L_m mıknatıslama endüktansı rezonans tankı devresine katılmaz. Yük ile seri olan bir rezonans tankı devresi oluşturulmaktadır. Bu devreye bakıldığında rezonans tankı ve yükün bir gerilim bölücü olarak davrandığı görülür. Bu sebeple seri rezonans devresinde DC gerilim kazancı her zaman 1'den küçük olmaktadır. Anahtarlama frekansını değiştirerek rezonans tankının empedansı değiştirilir. Minimum empedans değeri rezonans frekansında oluşur. Bu nedenle SRC'nin DC gerilim kazancı, anahtarlama frekansı rezonans frekansına eşit olduğunda 1 olmaktadır.

Rezonans frekansının üstünde çalışmada endüktif reaktans kapasitif reaktanstan büyük olur. Endüktif bölgede gerilim akımın önündedir. Bu sebeple gerilim daha önce sıfıra düştüğünden sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) koşulu sağlanmış olur. Rezonans frekansının altında çalışmada ise kapasitif reaktans endüktif reaktanstan büyük olmaktadır. Akımın gerilimden önde olduğu kapasitif bölgede ise sıfır akımda anahtarlama (ZCS) koşulu sağlanmış olur.

Son yıllarda güç elektroniği uygulamalarında MOSFET kullanımı yaygınlaşmıştır. MOSFET için sıfır gerilimde anahtarlama, sıfır akımda anahtarlama göre daha çok avantaja sahiptir. Bu sebeple, rezonans devrelerinin genellikle rezonans frekansının üstünde çalışması tercih edilir.

Seri rezonans devresinin rezonans akımı yüke bağlı olarak değişir. Bu sebeple düşük yüklerde rezonans akımının değeri de düşer. Buna bağlı olarak düşük yüklerde veriminin yükselmesi seri rezonans devrelerine avantaj sağlar.

Giriş geriliminin düşük değerlerinde anahtarlama frekansı rezonans frekansına yakındır. Giriş gerilimi yükseldikçe anahtarlama frekansı rezonans frekansından uzaklaşır. Rezonans frekansından uzaklaştıkça rezonans tankında dolanan sirkülasyon akımları artar ve buna bağlı olarak da iletim kayıpları yükselir [13].

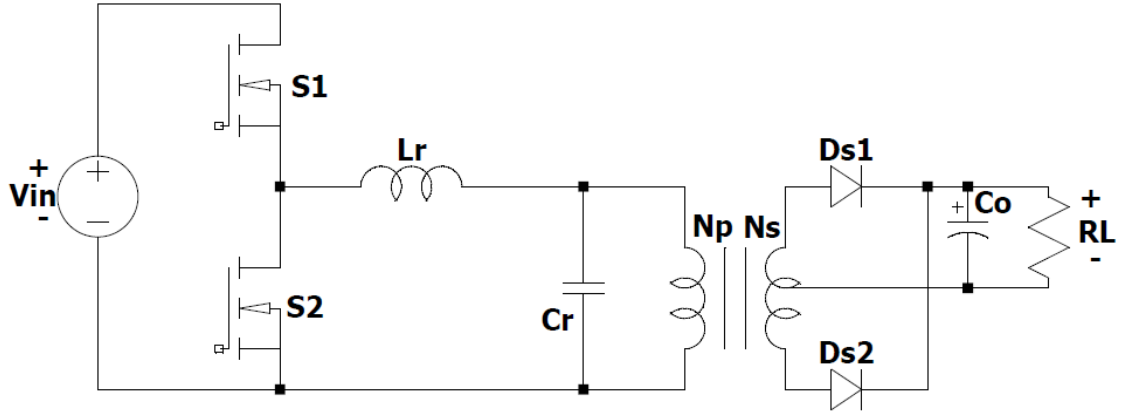
2.2.2 Paralel Rezonanslı Dönüştürücü

Şekil 2.12’de bir yarım köprü paralel rezonanslı dönüştürücünün (PRC) devre şeması görülmektedir [13]. Paralel rezonanslı bir dönüştürücünün gerilim kazanç karakteristiği Şekil 2.13’te verilmiştir. Burada f_n , anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranı olarak tanımlanır ($\frac{f_s}{f_o}$).

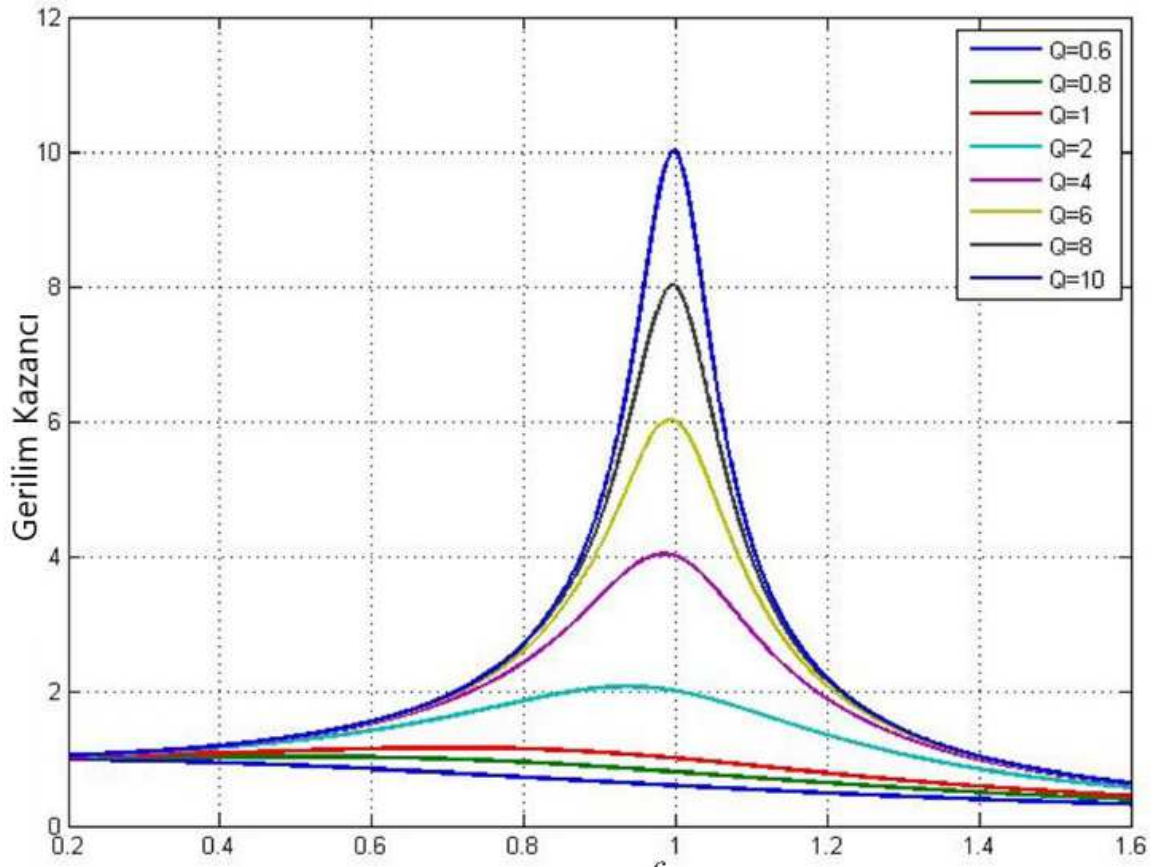
Paralel rezonanslı devredeki rezonans tankı, birbirine seri bir rezonans endüktansı L_r ve rezonans kapasitesi C_r ’den oluşmaktadır. Bu dönüştürücünün paralel rezonans dönüştürücü olarak isimlendirilmesinin sebebi rezonans kapasitesi ile yükün paralel olmasıdır. Seri rezonans devresine benzer şekilde, paralel rezonans devresinin de DC kazanç karakteristiğinin sağ tarafında ZVS ve sol tarafında ZCS elde edilmektedir. Bu iki devre arasındaki en büyük fark, seri rezonans devresinin aksine, paralel rezonans devresinin çıkış gerilimi regülasyonunu daha dar bir frekans aralığında yapılabilmektedir. Bu nedenle, paralel rezonans devresinde hafif yüklerde çıkış gerilimi regülasyonu daha kolay sağlanır.

Bu dönüştürücüde yük ile rezonans kapasitesi paralel olduğu için yüksüz durumda dahi girişte küçük bir rezonans tankı empedansı vardır. Bu, yüksüz ve hafif yük koşullarında bile yüksek sirkülasyon akımlarının oluşmasına neden olarak verimliliği düşürür.

Paralel rezonans devresinin gerilim kazancının 1 değerinden büyük olabilmesi çıkış gerilimlerinin farklı değerler alabilmesini sağlar. Bu da paralel rezonans devresine avantaj kazandırır [13].



Şekil 2.12 Yarı köprü paralel rezonanslı dönüştürücünün devre şeması



Şekil 2.13 Paralel rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği

[13]

2.2.3 Seri-Paralel Rezonanslı Dönüştürücü

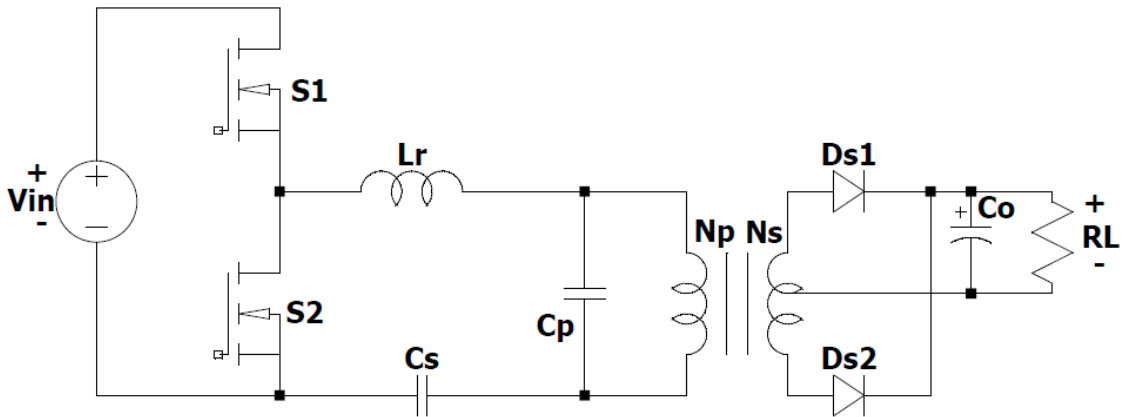
Seri-paralel rezonanslı dönüştürücüler (SPRC), üç rezonans elemanından oluşur. LCC ve LLC olmak üzere iki farklı türü vardır. LCC rezonans dönüştürücüler iki rezonans kapasitörü ve bir endüktansa sahiptir. LLC rezonans dönüştürücüler ise bir rezonans kapasitörü ve iki endüktansa sahiptir. İki dönüştürücü de, rezonans komponentlerinin yerleşimine bağlı olarak farklı konfigürasyonlara sahiptir.

Bir yarım köprü LCC rezonanslı dönüştürücü Şekil 2.14'te verilmiştir. Bu devre bir seri rezonans endüktansı L_r , seri rezonans kapasitörü C_s ve paralel rezonans kapasitörü C_p 'den oluşmaktadır. LCC rezonanslı dönüştürücünün DC gerilim kazancı grafiği Şekil 2.15'te verilmiştir. Seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün kalite faktörü denklem (10)'da verilmiştir.

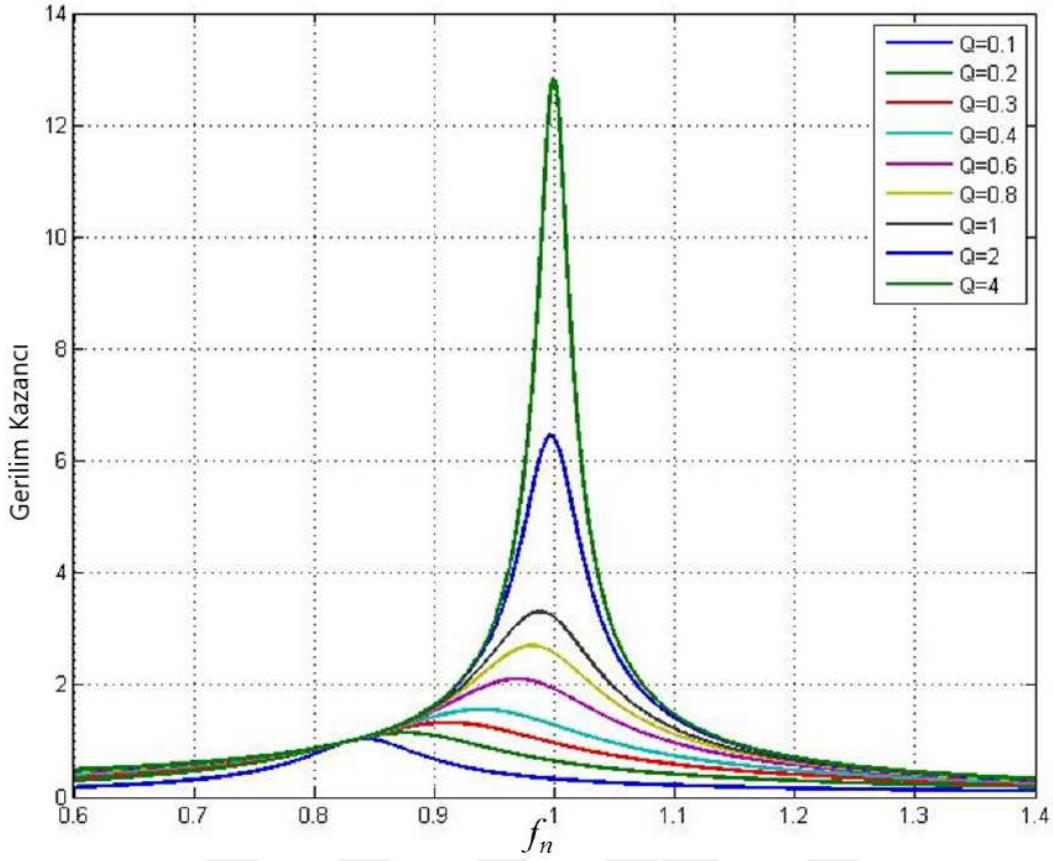
$$Q = \frac{\sqrt[8]{L_r/C_r}}{\pi^2 n^2 R_{yük}} \quad (10)$$

LCC rezonanslı dönüştürücü, PRC ve SRC'nin avantajlarını birleştirir. Yük, L_r ve C_s ile seri olduğu için dolaşan sirkülasyon akımları sınırlıdır. C_p kapasitörü yüke paralel olduğundan dolayı yüksüz durumda dahi çıkış gerilimi kolay regüle edilir. Gerilim kazancı karakteristiği paralel ve seri rezonanslı dönüştürücülerin birleşimi şeklindedir. Bu sebeple iki rezonans frekansı vardır

Seri-paralel rezonanslı dönüştürücü rezonans frekansının üstünde ZVS bölgesinde ve rezonans frekansının altında ZCS bölgesinde çalışır [13].



Şekil 2.14 Yarım köprü seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün devre şeması

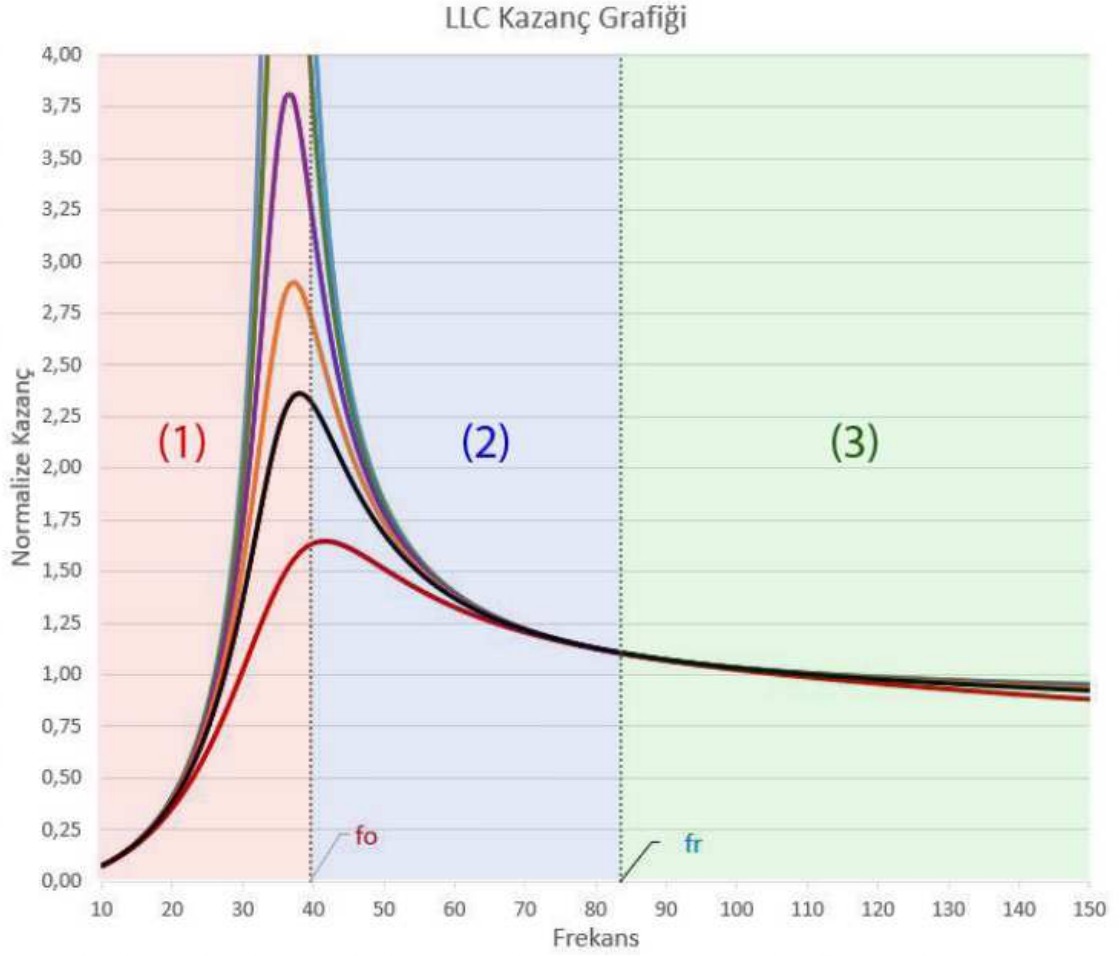


Şekil 2.15 Seri-paralel rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazancı karakteristiği [13]

2.2.4 LLC Rezonanslı Dönüştürücü

LCC rezonanslı dönüştürücülerin gerilim kazanç değerinin yük ve frekansa fazlasıyla bağımlı olması kontrolünü zorlaştırmaktadır. Bu durum rezonans tankına ekstra bir endüktans eklenerek çözülebilir. Rezonans tankındaki yüke paralel kapasitörün yerine bir endüktansın eklenmesi yüke ve frekansa olan bağımlılığı azaltır. Bu sayede farklı yük koşulları altında dönüştürücünün kontrolü, çalışma frekansında küçük değişikliklerle yönetilebilir. LLC dönüştürücülerin kontrolü, seri ve paralel rezonanslı dönüştürücülere kıyasla nispeten kolay olsa da, sadece belli bölgelerde sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama özellikleri sağlayabilirler. Bu nedenle LLC dönüştürücülerin sıfır gerilim ve sıfır akım anahtarlama bölgelerinde çalışacak şekilde tasarlanmaları oldukça önemlidir [14] [2].

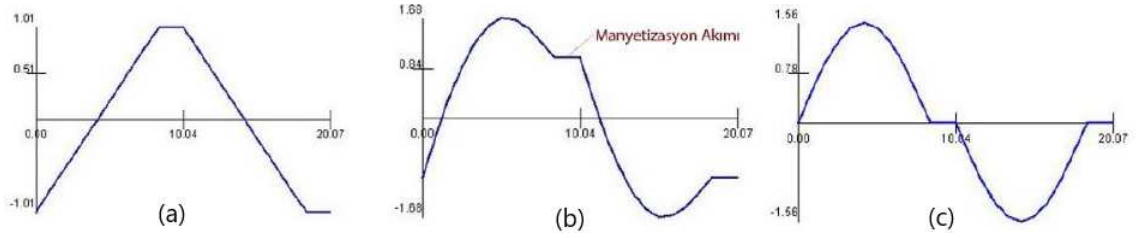
Şekil 2.16'da bir LLC rezonanslı dönüştürücünün gerilim kazanç grafiği verilmiştir.



Şekil 2.16 LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgeleri [2]

Şekilden görüldüğü gibi, LLC rezonanslı dönüştürücülerinin üç farklı çalışma bölgesi vardır. Birinci bölgeye kapasitif çalışma bölgesi, ikinci bölgeye rezonans altı endüktif çalışma bölgesi ve üçüncü bölgeye ise rezonans üstü endüktif çalışma bölgesi denir. Dönüştürücünün sıfır gerilimde anahtarlama sağlayabilmesi için endüktif alanda çalışması gerekir. Kapasitif bölgede çalışmada, primer anahtarlama elemanları sıfır gerilimde anahtarlama avantajlarını kaybetmektedir. Bu nedenle, LLC rezonanslı dönüştürücüleri tasarlanırken bu bölgede çalıştırılmaları tavsiye edilmez [16].

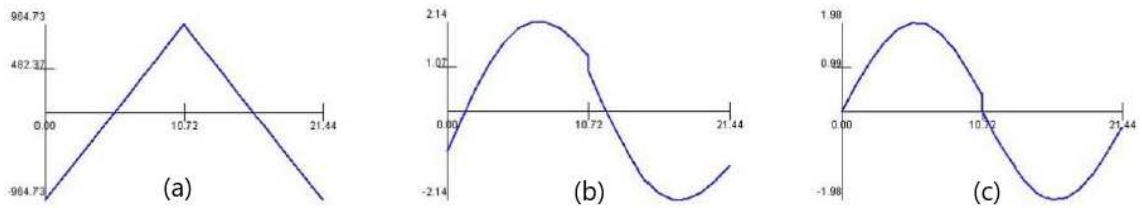
Şekil 2.17’de LLC rezonanslı dönüştürücünün rezonans altı endüktif bölgede çalışma durumunda a) mıknatıslama akımı b) giriş akımı c) rezonans tankı akımı verilmiştir.



Şekil 2.17 Rezonans altı endüktif bölgedeki çalışmada (a) Mıknatıslama akımı (b) LLC giriş akımı (c) Rezonans tankı akımı [2]

Çalışma frekansı rezonans frekansından uzaklaşmaya başladıkça çıkış gücünün aktarılmasında sorunlar görülür. Rezonans tankı akımı olmadan mıknatıslama akımının devre üzerinde aktığı süre çok artmaya baslar, bu durum devrede verimsizliklere yol açar. Rezonans tankı akımı bitip devrede sadece mıknatıslama akımı dolaştığında, primer taraftaki anahtarların parazitik kapasitörleri boşalır ve güç anahtarları sıfır gerilimde anahtarlama koşulunu sağlar. Yeni anahtarlama sinyali gelmeden önce rezonans akımı sıfıra düştüğü için çıkış güç elemanları da sıfır akımda anahtarlama koşulunu sağlar. Rezonans altı endüktif çalışmada, anahtar kapama sinyalinden önce rezonans akımı sıfıra düştüğünden, primer güç anahtarları sadece mıknatıslama akımını iletirken kapanır ve anahtarın kapanma kayıpları da azalır [16], [2].

Şekil 2.17’de LLC rezonanslı dönüştürücünün rezonans üstü endüktif bölgede çalışma durumunda a) mıknatıslama akımı b) giriş akımı c) rezonans tankı akımı verilmiştir.



Şekil 2.18 Rezonans üstü endüktif bölgedeki çalışmada (a) Mıknatıslama akımı (b) LLC giriş akımı (c) Rezonans tankı akımı [2]

Rezonans üstü endüktif bölgede çalışırken, rezonans akımı sıfıra düşmeden bir sonraki anahtarlama periyodu başlar. Güç anahtarlarında sıfır geçişte anahtarlama sağlansa da, anahtarların kapalı kaldığı süre boyunca rezonans akımı sıfıra düşmeyeceği için anahtarlama elemanlarının kayıpları artacaktır. Bu

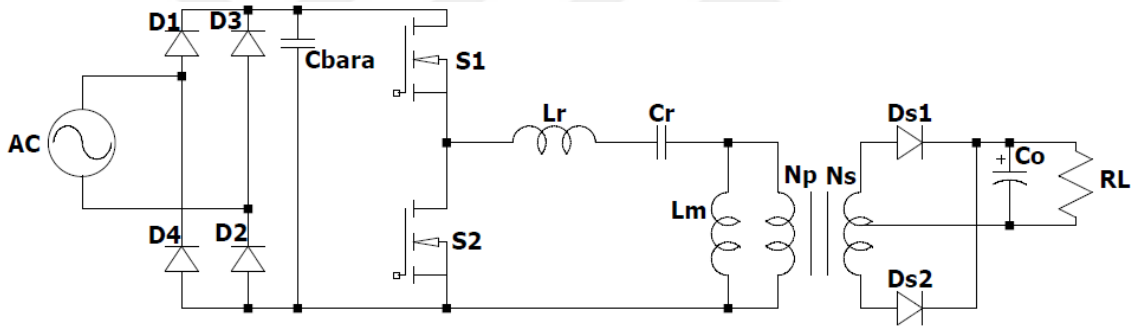
Çalışma modunda rezonans akımı bir sonraki anahtarlama periyoduna kadar sıfıra dūřmemekte, sekonder taraftaki gū elemanlarında sıfır akımda anahtarlama koşulu sağlanamamakta ve kayıpları artmaktadır [2].



YARIM KÖPRÜ LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN ANALİZİ

Yarım köprü LLC rezonanslı dönüştürücü frekans kontrollü bir DC-DC dönüştürücüdür. Rezonans tankına uygulanan kare dalga'nın frekansı değiştirilir. Kare dalga'nın frekansının değişmesi ile rezonans tankının empedans değeri değişir. Bu sayede çıkışa istenilen güç aktarılabilir.

Yapı olarak seri-paralel rezonanslı bir dönüştürücü olan LLC dönüştürücü, çalışma prensibi bakımından seri rezonanslı dönüştürücüye benzer. Seri rezonanslı dönüştürücüden farklı olarak transformatörün mıknatıslama endüktansı L_m rezonans tankına katılır [2]. Yarım köprü bir rezonanslı LLC dönüştürücünün devre şeması Şekil 3.1'de verilmiştir.



Şekil 3.1 Yarım köprü LLC rezonanslı dönüştürücünün devre şeması

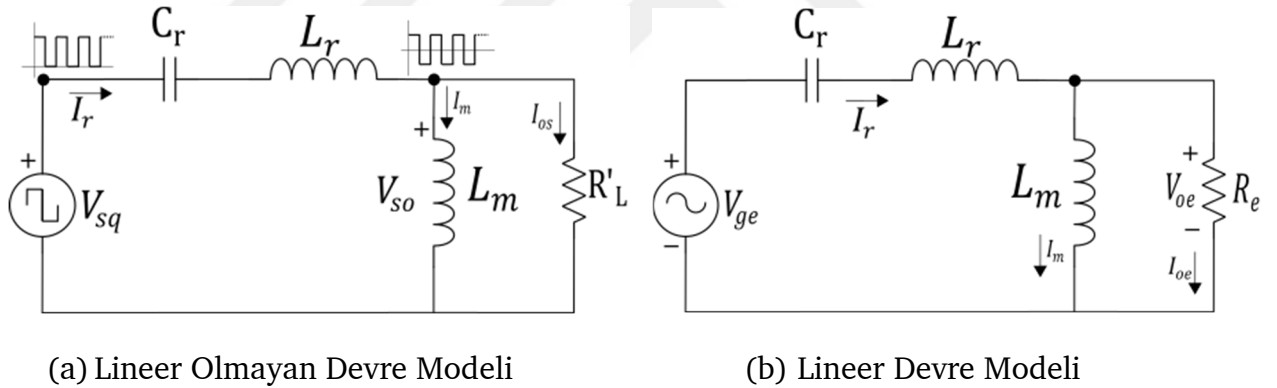
3.1 Birinci Harmonik Yaklaşımı

Dinamik enerji transferi ve çıkış gerilimi regülasyonunun sağlanabilmesi için, tasarım aşamasında bir gerilim transfer fonksiyonunun elde edilmesi gerekir. Bu transfer fonksiyonu giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki bir denklemdir. LLC rezonanslı dönüştürücünün transfer fonksiyonu klasik devre analizleri ile elde edilememektedir. LLC rezonanslı dönüştürücülerin gerilim kazanç fonksiyonunun elde edilmesi için birinci harmonik yaklaşımı metodu kullanılmaktadır. LLC rezonanslı dönüştürücünün kazanç formülünün elde edilme aşamaları ve özellikleri bu bölümde verilmiştir. Ayrıca bu transfer fonksiyonu, LLC dönüştürücünün tasarım parametrelerinin belirlenmesi için de

kullanılmaktadır.

LLC rezonanslı dönüştürücü modellenirken temel devre yapısı 3 parçaya ayrılır. Bunlar kare dalga üretici devresi, rezonans devresi ve transformatörün sekonder kısmıdır. 3 parçaya ayrılarak modellenen LLC rezonanslı dönüştürücünün lineer ve lineer olmayan iki farklı devre modeli oluşturulur. LLC rezonanslı dönüştürücünün lineer ve lineer olmayan devre modelleri Şekil 3.2’de verilmiştir.

Birinci harmonik yaklaşımı (FHA) metodu kullanılırken kare dalgaların sadece birinci harmonik bileşenleri dikkate alınır. Anahtarlama frekansının rezonans frekansına yakın olduğu noktalarda birinci harmonik içeriği çok yüksektir. Bu sebeple bu noktalarda metodun kullanımı uygundur. Rezonans frekansından uzak noktalarda birinci harmonik dışındaki harmonik bileşenleri de baskın hale gelir. Bu sebeple rezonans frekansından uzak noktalarda metodun kullanımı uygun olmaz.



Şekil 3.2 Yarıml köprü LLC rezonanslı dönüştürücünün devre modelleri

Birinci harmonik yaklaşımı yöntemi, gerilim kazancı transfer fonksiyonunu geliştirmek için kullanılır. Bu yöntemde aşağıdaki kabuller yapılır:

- Anahtarlanan kare dalga gerilimi ve akımının temel bileşenleri dikkate alınır ve tüm yüksek mertebeden harmonikler ihmal edilir.
- Çıkış kapasitörlerinin ve transformatörün sekonder kaçak endüktansının etkileri ihmal edilir.
- Sekonder taraftaki değişkenler primer tarafa aktarılır.
- Transformatörün sekonder tarafındaki kare dalga geriliminin ve akımının

sadece temel bileşenleri dikkate alınır, yine tüm yüksek mertebeden harmonikler ihmal edilir.

Belirtilen kabuller yapıldığında, Şekil 3.2 (a)'da verilen LLC rezonanslı yarım köprü dönüştürücüsünün bir devre modeli elde edilir. Şekil 3.2 (b)'de V_{ge} gerilimi, V_{sq} geriliminin temel harmonik bileşenidir. V_{oe} gerilimi ise, V_{so} geriliminin temel harmonik bileşenidir. Böylece, Şekil 3.2 (a)'da verilen lineer olmayan devre yaklaşık olarak Şekil 3.2 (b)'de verilen lineer devre modeline dönüştürülür. Bu devre modelinde rezonans devresi bir sinüzoidal giriş kaynağı tarafından beslenir ve yük omiktir.

Bu model literatürde rezonanslı dönüştürücülerin tasarımı için kullanılan birinci harmonik yaklaşımı devre modeli olarak adlandırılır. Tasarımlar bu devre modeli üzerinden gerçekleştirilir. Ayrıca transfer fonksiyonu ve gerilim kazancı formülleri de bu model kullanılarak elde edilir. Bölümün devam eden kısmında bu formüllerin nasıl üretildiği verilmiştir. Bu fonksiyonlar üretilirken öncelikle Şekil 3.2 (b)'de verilen değişkenlerin ve aralarındaki ilişkinin elde edilmesi gerekir [16].

Giriş tarafında, kare dalga geriliminin (V_{sq}) temel fonksiyonu,

$$V_{ge}(t) = \frac{2}{\pi} V_{DC} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (11)$$

RMS değeri,

$$V_{ge} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (12)$$

şeklindedir. Sekonder tarafta, V_{so} bir kare dalga olarak alındığında, temel gerilim fonksiyonu,

$$V_{oe}(t) = \frac{4}{\pi} n V_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_v) \quad (13)$$

şeklindedir, burada φ_v , V_{oe} ve V_{ge} arasındaki faz açısıdır ve RMS çıkış gerilimi,

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} n V_o \quad (14)$$

I_{oe} akımının temel bileşeni,

$$i_{oe}(t) = \frac{\pi}{2} \frac{1}{n} I_o \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi_i) \quad (15)$$

şeklindedir, burada φ_i , I_{oe} ve V_{oe} arasındaki faz açısıdır ve RMS çıkış akımı aşağıdaki gibidir.

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o \quad (16)$$

AC eşdeğer yük direnci R_e ise aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (17)$$

Şekil 3.2 (b)'de verilen devre modeli sinüzoidal bir AC devresi olduğundan hesaplamalar tamamen sinüzoidal devrelerde olduğu gibi yapılır. Açısal frekans aşağıdaki gibidir.

$$\omega = \omega_{sw} = 2\pi f_{sw} \quad (18)$$

Sırasıyla rezonans tank elemanları C_r, L_r ve L_m'nin (19), (20), (21), bağıntıları aşağıdaki gibidir.

$$X_{cr} = \frac{1}{\omega C_r} \quad (19)$$

$$X_{Lr} = \omega L_r \quad (20)$$

$$X_{Lm} = \omega m \quad (21)$$

Mıknatıslama akımının RMS değeri,

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} \quad (22)$$

Seri rezonans devresindeki sirkülasyon akımı,

$$I_r = \sqrt{I_m^2 I_{oe}^2} \quad (23)$$

şeklinde yazılabilir. Bağlıntıların aralarındaki ilişkiler oluşturulduğundan, bir sonraki adımda gerilim kazanç fonksiyonunu elde edilir.

(24) bağıntısında verilen giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki, aralarındaki oran veya kazanç olarak tanımlanabilir [17] [18] .

$$M_{g_DC} = \frac{nV_o}{V_{in}/2} = \frac{nV_o}{V_{DC}/2} \quad (24)$$

Aynı zamanda denklem (24), V_{so} kare dalga geriliminin V_{sq} kare dalga gerilimine oranı olarak aşağıdaki gibi de yazılabilir.

$$M_{g_AC} \approx M_{g_sw} = \frac{V_{so}}{V_{sq}} \quad (25)$$

AC gerilim oranı M_{g_AC} denklemi (25)'de V_{sq} ve V_{so}'nun yerine sırasıyla V_{ga} ve V_{oe} temel bileşenleri konularak aşağıdaki gibi de yazılabilir.

$$M_{g_DC} = \frac{nV_o}{V_{in}/2} \approx M_{g_sw} = \frac{V_{so}}{V_{sq}} \approx M_{g_AC} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} \quad (26)$$

Gösterimi basitleştirmek için M_{g_AC} yerine M_g kısaltması kullanılacaktır. Şekil 3.2 (b)'de verilen V_{oe} ve V_{ga} gerilimleri arasındaki bağlantı L_r, L_m, C_r ve R_e parametreleri kullanılarak yazılabilir. Daha sonra gerilim kazancı veya gerilim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi yazılır [17] [18].

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{Lm} \| R_e}{(jX_{Lm} \| R_e) + j(X_{Lr} - X_{Cr})} \right| \quad (27)$$

$$= \left| \frac{j\omega L_m \| R_e}{(j\omega L_m) \| R_e + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \right|, J = \sqrt{-1} \quad (28)$$

Denklem (28), LLC rezonans dönüştürücü giriş gerilimi (V_{in}) ile çıkış gerilimi (V_o) arasındaki bir bağıntıyı göstermektedir. Daha önce de belirtildiği gibi bu metot anahtarlama frekansının rezonans frekansına yakın olduğu noktalarda geçerlidir. Yaklaşım doğru olarak kabul edildiğinde denklem (29) elde edilir.

$$V_o = M_g \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{n} \quad (29)$$

Denklem (29)'da görüldüğü üzere, M_g , n ve V_{in} değerleri bilindiğinde çıkış gerilimi elde edilir.

Denklem (28) ile açıklanan gerilim kazancı fonksiyonu mutlak değer ile ifade edilir. Fonksiyonu basitleştirmek ve bazı ifadeleri normalize edilmiş şekilde göstermek tasarım aşamasını daha kolay hale getirir. Bunu yapmak için, seri rezonans frekansı (f_0) normalizasyon için temel ifade olarak kabul edilir. Daha sonra normalleştirilmiş frekans aşağıdaki şekilde elde edilir [17] [18].

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_0} \quad (30)$$

Ayrıca, mıknatıslama ve kaçak endüktanslarını bir araya getirmek için bunların oranları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (31)$$

Seri rezonanslı devrenin kalite faktörü (32)'deki gibi tanımlanır.

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (32)$$

F_n , L_n ve Q_e değişkenlerinin birime sahip olmadıklarına dikkat edilmelidir.

Bu tanımların yardımıyla gerilim kazancı fonksiyonu normalleştirilebilir ve denklem (33) ile ifade edilebilir.

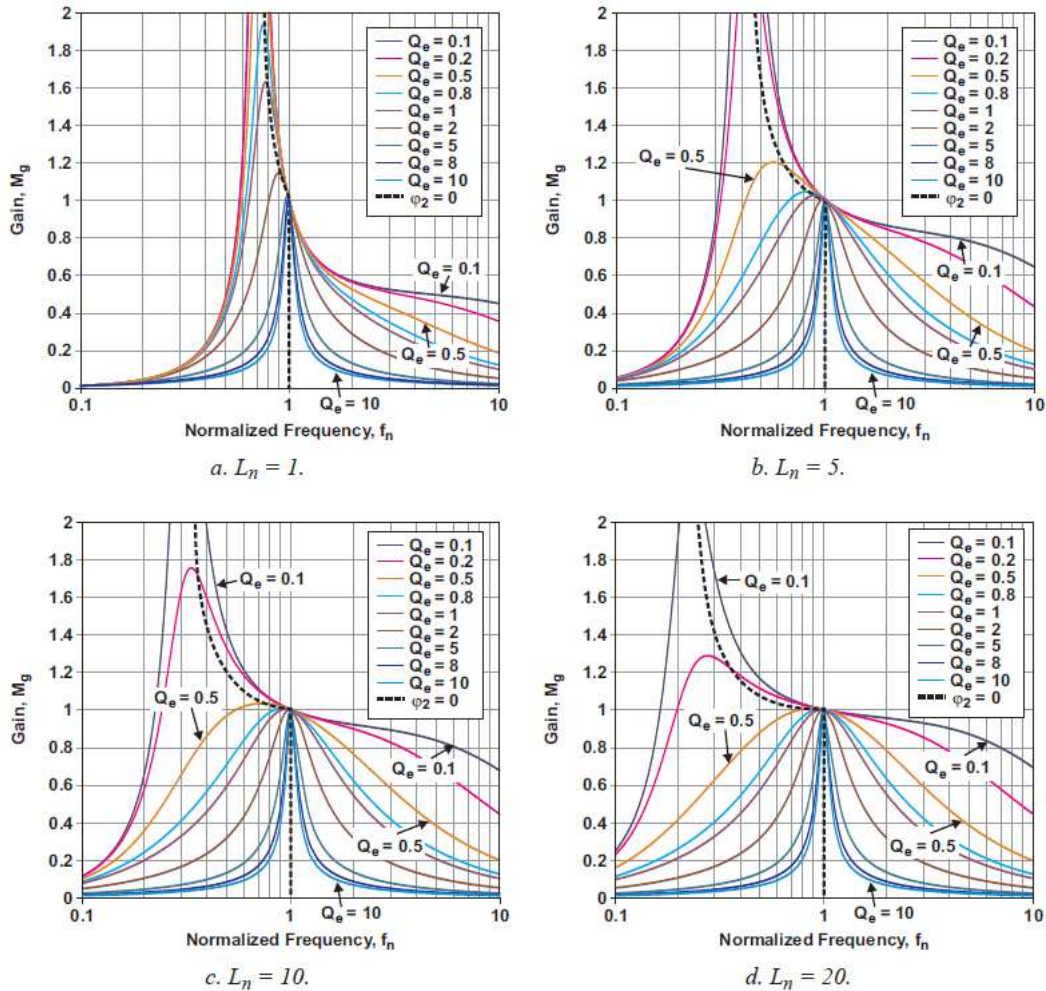
$$M_g = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1)f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1)f_n Q_e L_n]} \right| \quad (33)$$

Giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişki fonksiyonu, $V_{in}=V_{DC}$ olmak üzere (34)'teki gibi yazılabilir.

$$V_o = M_g \frac{V_{in}}{2} \frac{1}{n} = M_g (f_n Q_e L_n) \frac{1}{n} \frac{V_{DC}}{2} \quad (34)$$

Denklem (33) ile ifade edilen gerilim kazancı fonksiyonu ve Şekil 3.2 (b)'de verilen devre modeli, bu metotta açıklanan tasarım yönteminin temelini oluşturur. Bu sebeple bu tasarım yönteminde M_g kazanç faktörünün f_n , L_n ve Q_e değişkenlerinin bir fonksiyonu olarak nasıl davrandığını anlamak gerekir. Anahtarlama frekansı ve rezonans frekansının oranı olan f_n , kazanç fonksiyonu için bir kontrol değişkenidir. L_n ve Q_e değerleri, parametreleri belirlendikten sonra sabit kalan değişkenlerdir. Kazanç faktörü M_g , tasarım parametreleri belirlendikten sonra f_n tarafından değiştirilir. Bu sebeple, L_n ve Q_e değişkenlerinin farklı değerleri için f_n 'nin değişimi ile M_g kazanç faktörünün nasıl etkilendiğini anlamak gerekir.

Şekil (3.3)'te farklı L_n değerleri için gerilim kazancı grafikleri verilmiştir.



Şekil 3.3 Farklı L_n değerleri için gerilim kazancı grafikleri [16]

Şekil 3.3'teki her bir grafik sabit bir L_n değeri için verilmiştir. Her bir grafikte Q_e

kalite faktörünün 0,1 ile 10 arasındaki dokuz değeri için dokuz (9) eğri mevcuttur. Kazanç faktörü M_g hiçbir zaman sıfırdan düşük bir değerde olamaz. Sabit L_n ve Q_e değerleri için kazanç faktörü M_g , rezonans frekansına yakın noktalarda dışbükey bir eğri oluşturur.

Tüm kazanç faktörü eğrileri anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu noktada birleşir. Bu noktada rezonans tankının kapasitif ve endüktif reaktansları eşittir. Bu durumda rezonans kapasitörü ve rezonans endüktansı arasındaki gerilim farkı sıfır olur ve giriş gerilimi doğrudan yüke uygulanır. Bu noktada kazanç faktörü M_g , bir (1) değerini alır [16].

Sabit L_n değeri için, kalite faktörü Q_e değeri arttıkça kazanç faktörü grafiğinin frekans bandı daralır. Ayrıca kalite faktörü Q_e arttıkça kazanç faktörünün tepe değeri küçülür.

Yüksüz durumda, kalite faktörü Q_e sıfır (0) değerini alır ve devrenin tepe rezonans frekansı (f_{c0}), L_m 'nin de dahil olduğu rezonans frekansına (f_p) eşit olur. Bu noktaya karşılık gelen tepe kazanç değeri çok yüksektir ve teoride sonsuz olur. Bu noktanın kontrol devresi ile özel olarak yönetilmesi gerekir.

Yükün kısa devre olduğu durumda, kalite faktörü Q_e sonsuz olur ve mıknatıslama endüktansı L_m tamamen devreden çıkar. Bu durum, L_m 'nin kazanç faktörü üzerindeki etkisinin ortadan kalkmasına neden olur. Devrenin tepe rezonans frekans değeri f_{c0} , sadece rezonans tankı elemanları C_r ve L_r 'nin dahil olduğu f_0 frekansına eşit olur.

Daha küçük L_n değeri, daha dar frekans bandına sahip kazanç faktörü eğrilerinin oluşmasına sebep olur. Ayrıca bu durumda kazanç faktörü eğrilerinin tepe frekans değerleri, f_0 değerine doğru yaklaşır [16].

3.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışma Modları

LLC rezonanslı dönüştürücüsünün kazanç faktörü karakteristiği, Şekil 3.4'te görüldüğü gibi sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) olmak üzere 2 bölgeye ayrılabilir. LLC rezonanslı dönüştürücü için iki farklı rezonans frekansı vardır. Rezonans tankının rezonans elemanları L_r ve C_r bu iki frekanstan birini belirler. Diğer rezonans frekansı ise rezonans tankına

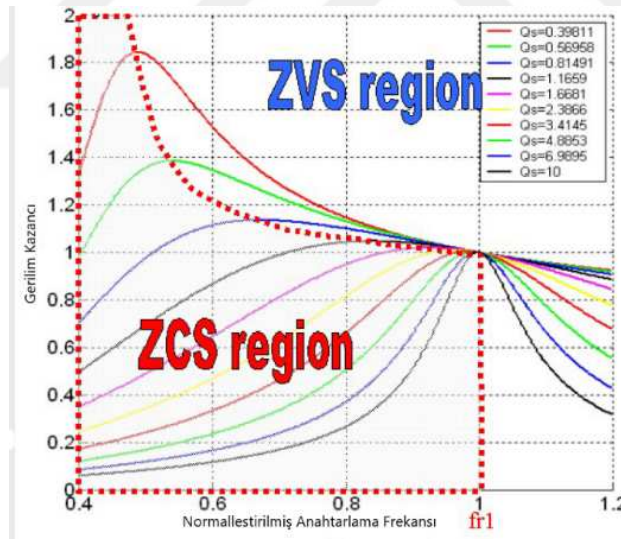
mıknatıslama endüktansının (L_m) dahil olması ile belirlenir. Rezonans frekansı çıkış gücünün artması ile daha yüksek değerler alacaktır. Bu iki rezonans frekansı sırasıyla (35) ve (36) bağıntıları ile ifade edilebilir.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (35)$$

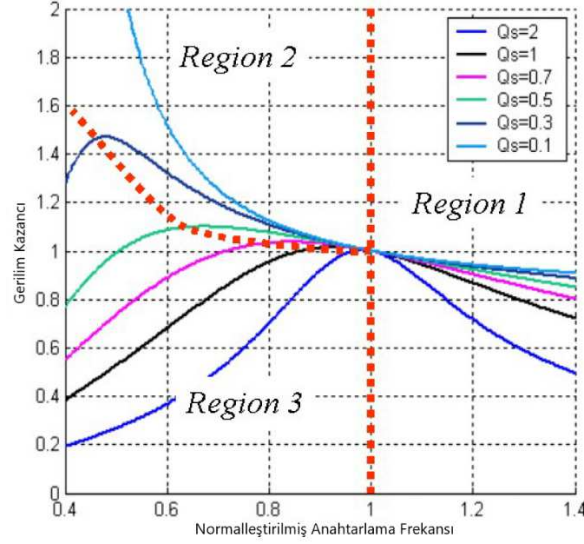
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (36)$$

LLC rezonans dönüştürücünün çalışma karakteristiği Şekil 3.5'te görüldüğü gibi üç farklı çalışma modu bölgesine ayrılır. Normal şartlarda LLC dönüştürücü 1. ve 2. bölgelerde çalışacak şekilde tasarlanmaktadır. Bölge 3 ZCS bölgesi olarak adlandırılmaktadır. Genellikle LLC rezonans dönüştürücü bölge 3'te çalıştırılmaz [19].

Şekil 3.4'te LLC rezonans dönüştürücünün ZVS ve ZCS bölgeleri verilmiştir. Şekil 3.5'te ise LLC rezonans dönüştürücünün çalışma bölgeleri verilmiştir.



Şekil 3.4 LLC rezonanslı dönüştürücünün ZVS ve ZCS bölgeleri [19]



Şekil 3.5 LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgeleri [19]

LLC rezonanslı dönüştürücü anahtarlama frekansına bağlı olarak 3 farklı bölgede çalışabilir. Bölge 1 ve bölge 2, LLC rezonanslı dönüştürücü için tercih edilen ZVS bölgeleridir. Bölge 3 ise ZCS bölgesidir. Bu bölgede çalıştırılması tercih edilmez [19]. Çıkış gücüne bağlı olarak mıknatıslama endüktansı rezonans devresine dahil olabilir. Mıknatıslama endüktansının rezonans tankına dahil olması rezonans frekansını değiştirir. Rezonans frekansının değişimi, her bölge için farklı çalışma modları oluşturur. Bölge 1, 3 farklı çalışma moduna bölünerek anlatılmıştır. Bölge 2 ise 2 farklı mod ile anlatılmıştır. Bölge 3 tek bir mod ile verilmiştir [19].

3.2.1 Bölge 1 Çalışma Modları

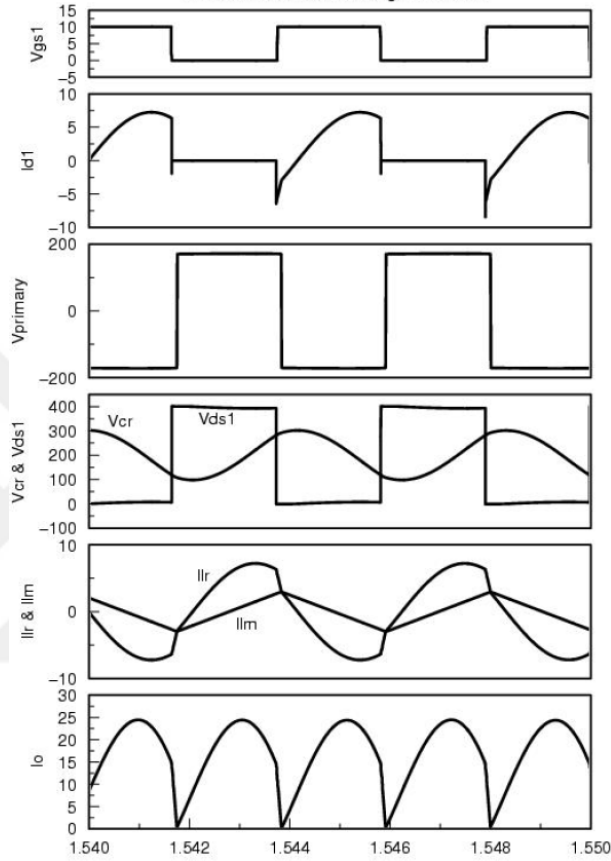
LLC rezonanslı dönüştürücünün 1. bölgedeki çalışma şekli seri rezonanslı dönüştürücü ile benzerlikler gösterir. Ancak mıknatıslama endüktansı L_m 'nin etkisi oluştuğunda, LLC rezonanslı dönüştürücü farklı çalışma modlarına girer. Bu bölgede, yükün değişimi ile üç farklı çalışma modu oluşur.

3.2.1.1 Bölge 1 Mod 1 ile Çalışma

Bölge 1'deki mod 1 çalışma mantığı seri rezonanslı dönüştürücü ile aynıdır. L_r ve C_r seri rezonans tankının parametreleridir. Mıknatıslama endüktansı L_m anahtarlama periyodu boyunca rezonans devresine katılmaz. Çıkış akımı sürkeli olduğundan dolayı bu çalışma modu sürekli akım modu olarak da adlandırılır.

Bu çalışma modunda anahtarlama frekansı rezonans frekansının üstündedir. Dolayısıyla rezonans devresi endüktiftir. Bu sebeple gerilim akımın önündedir. Gerilim akımdan daha önce sıfıra düşer ve bu sayede anahtarlama elemanları ZVS ile ilettime girer [19].

Bu mod için dalga grafikleri Şekil 3.6'da verilmiştir.



Şekil 3.6 Bölge 1 Mod 1 ile Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

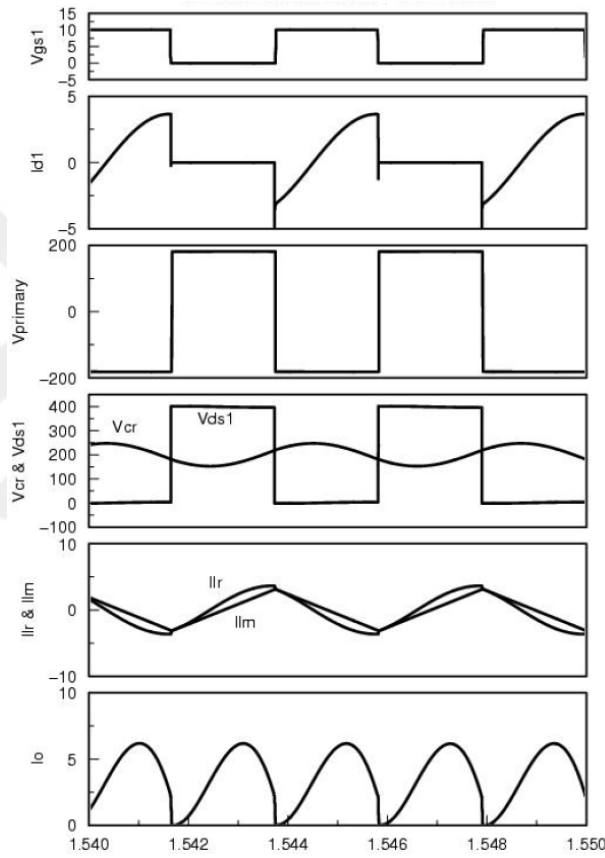
3.2.1.2 Bölge 1 Mod 2 ile Çalışma

Çıkış gücünün düşmesiyle birlikte, dönüştürücü mod 2'ye girer. Mod 2 ve mod 1'in farkı, sekonder akımının mod 2'de sıfıra düşmesidir. Güç elemanlarından biri ilettime girdiğinde rezonans akımı bir süre boyunca mıknatıslama akımına eşit olur. Bu eşitlik denklem (37) şartı sağlandığı sürece korunur. Aynı zamanda bu süre boyunca mıknatıslama endüktansı rezonans devresine katılır ve çıkış diyotlarından akım geçmez. Bu süre boyunca yük çıkış kapasitörleri tarafından beslenir.

$$(V_{in} + V_{cr}) \frac{L_m}{L_r + L_m} < V_o n \quad (37)$$

Bölge 1’de çalışma frekansı rezonans frekansının üstünde olması sebebi ile rezonans devresi endüktiftir. Endüktif olan rezonans devresi sebebi ile gerilim akımdan öndedir. Bu sayede güç elemanları ZVS ile iletme girer.

Bölge 1 mod 2 dalga grafikleri Şekil 3.7’de verilmiştir. L_m ’nin rezonans tankına katılması sebebi ile yüksek dolaşım akımları meydana gelir.



Şekil 3.7 Bölge 1 Mod 2 ile Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

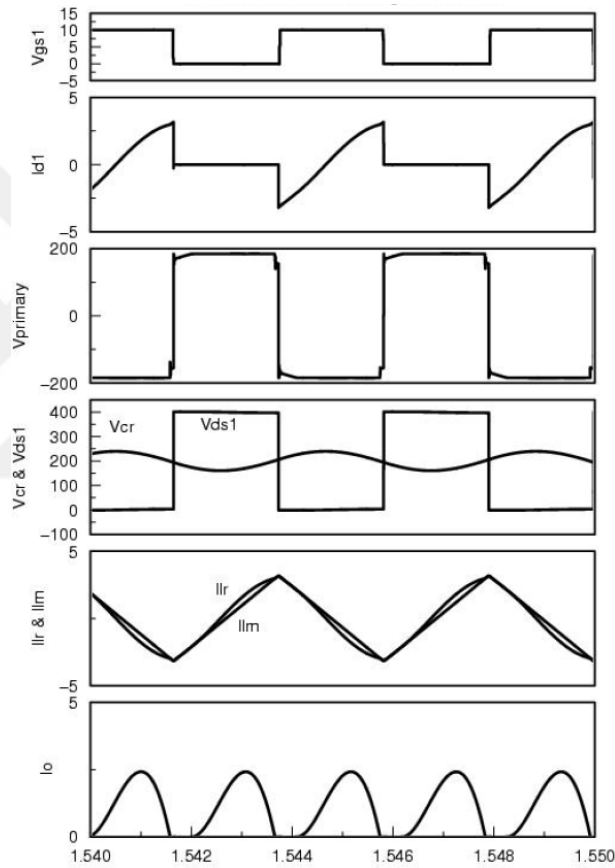
3.2.1.3 Bölge 1 Mod 3 ile Çalışma

Çıkış gücünün çok azaldığı durumlarda, LLC rezonans dönüştürücü 3. moda girer. Mod 2 ve Mod 3 çalışma modları birbirlerine benzemektedir. Güç anahtarlarından biri iletme girdiğinde rezonans akımı bir süre boyunca mıknatıslama akımına eşit olur. Aynı zamanda bu süre boyunca mıknatıslama endüktansı rezonans devresine katılır ve çıkış diyotlarından akım geçmez. Bu süre boyunca yük çıkış kapasitörleri tarafından beslenir.

İletimde olan güç anahtarının sinyali kesilip diğer güç anahtarına sinyal verilene kadar rezonans akımı hızla mıknatıslama akımına eşitlenir.

Anahtarlama frekansı rezonans frekansının üstünde olduğundan dolayı rezonans devresi endüktiftir. Çıkış gücünün düşmesi ile mıknatıslama endüktansının rezonans devresine katılması rezonans devresinin endüktif reaktansını daha da artırır. Endüktif olan rezonans devresi sebebi ile gerilim akımdan öndedir. Bu sayede güç elemanları ZVS ile ilettime girer [19].

Bölge 1 Mod 3 dalga grafikleri Şekil 3.8'te verilmiştir.



Şekil 3.8 Bölge 1 Mod 3 ile Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

3.2.2 Bölge 2 Çalışma Modları

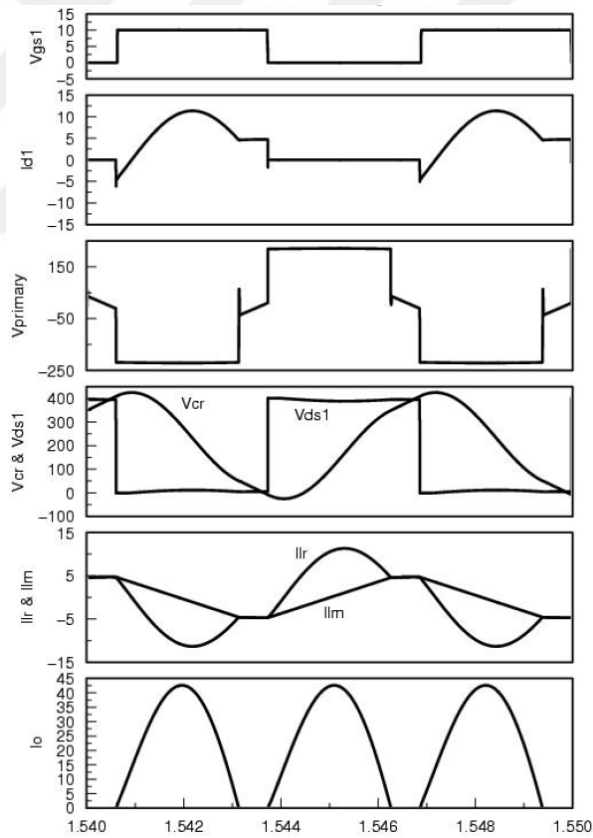
Bu bölgede anahtarlama frekansı L_r ve C_r 'nin dahil olduğu rezonans frekansından düşüktür. Bu sebeple seri rezonanslı dönüştürücü bu bölgede ZVS şartını sağlayamaz. Seri rezonanslı dönüştürücünün güç elemanları bu bölgede sadece ZCS ile ilettime girebilir. Ancak LLC rezonanslı dönüştürücüde mıknatıslama endüktansı L_m 'nin rezonans devresine dahil olması ile bu durum

değişir.

LLC rezonanslı dönüştürücüde, anahtarlama frekansı L_m 'nin de dahil olduğu rezonans frekansından yüksek ise ZVS koşulu sağlanır.

3.2.2.1 Bölge 2 Mod 1 ile Çalışma

Bölge 2 mod 1 ile çalışma dalga grafikleri Şekil 3.9'da verilmiştir. Güç anahtarlarından biri ilettime girdiğinde L_r ve C_r rezonansa girer. Rezonans akımı sinüzoidal olarak yükselir. Rezonans akımı mıknatıslama akımı ile aynı seviyeye düştüğünde mıknatıslama endüktansı rezonans devresine katılır. Bu süre boyunca L_m , L_r ve C_r rezonansa girer ve çıkış diyotlarından akım geçmez. Mıknatıslama endüktansının rezonans devresine katılması ile rezonans tankı endüktif değerde kalmaya devam eder. Bu sayede bölge 2 mod 1 çalışmada güç anahtarları ZVS ile ilettime girer [19].



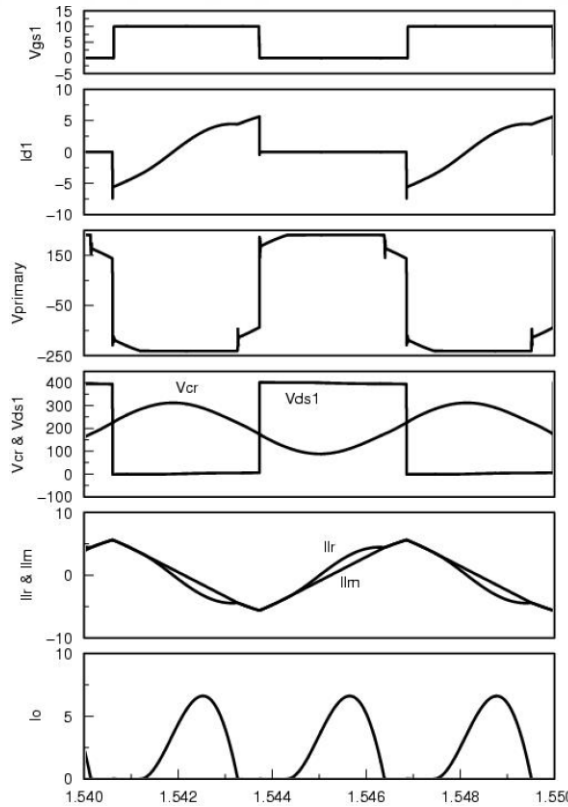
Şekil 3.9 Bölge 2 Mod 1 ile Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

3.2.2.2 Bölge 2 Mod 2 ile Çalışma

Çıkış gücünün düşmesi ile LLC rezonanslı dönüştürücü mod 2 çalışmaya girer. Bölge 2'de mod 1 ve mod 2 çalışma birbirine benzer. Ancak bu çalışmada güç elemanlarından biri ilettime girdiğinde rezonans akımı bir süre boyunca mıknatıslama akımına eşit olur. Bu eşitlik denklem (38) şartı sağlandığı sürece korunur. Aynı zamanda bu süre boyunca mıknatıslama endüktansı rezonans devresine katılır ve çıkış diyotlarından akım geçmez. Bu süre boyunca yük çıkış kapasitörleri tarafından beslenir.

$$(V_{in} + V_{cr}) \frac{L_m}{L_r + L_m} < V_o n \quad (38)$$

Rezonans akımı mıknatıslama akımı ile aynı seviyeye düştüğünde mıknatıslama endüktansı rezonans devresine katılır. Bu süre boyunca L_m , L_r ve C_r rezonansa girer. Mıknatıslama endüktansının rezonans devresine katılması ile rezonans tankı endüktif değerde kalmaya devam eder. Bu sayede bölge 2 mod 2 çalışmada da güç anahtarları ZVS ile ilettime girer [19]. Bu çalışma durumu Şekil 3.10'da verilmiştir.

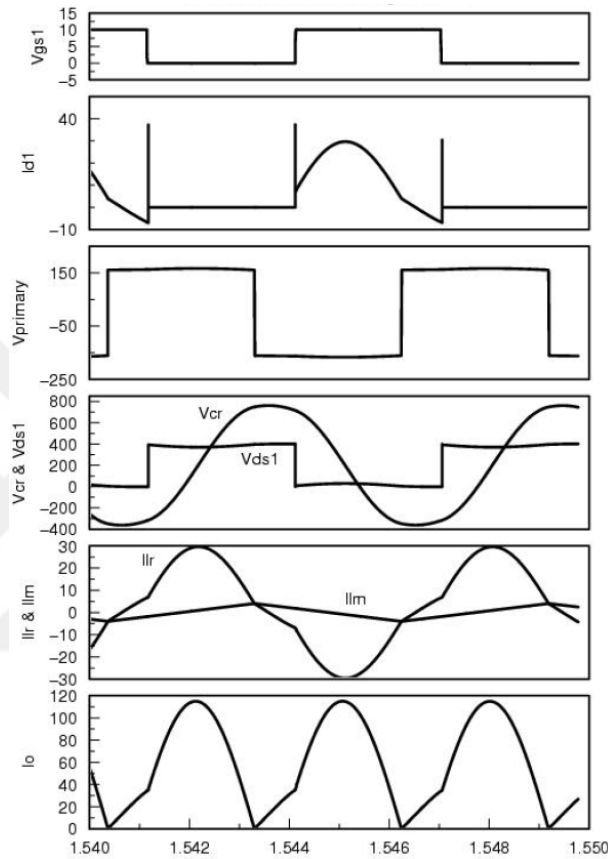


Şekil 3.10 Bölge 2 Mod 2 ile Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

3.2.3 Bölge 3 Çalışma Modları

Bölge 3 LLC rezonans dönüştürücü için bir ZCS bölgesidir. ZCS çalışma güç anahtarlama elemanı MOSFET için tercih edilen bir yöntem değildir. Bu sebeple LLC rezonanslı dönüştürücünün bu bölgede çalıştırılması tercih edilmez [19].

Bölge 3'te çalışmanın dalga grafikleri Şekil 3.11'de verilmiştir.



Şekil 3.11 Bölge 3'teki Çalışmada Dalga Grafikleri [19]

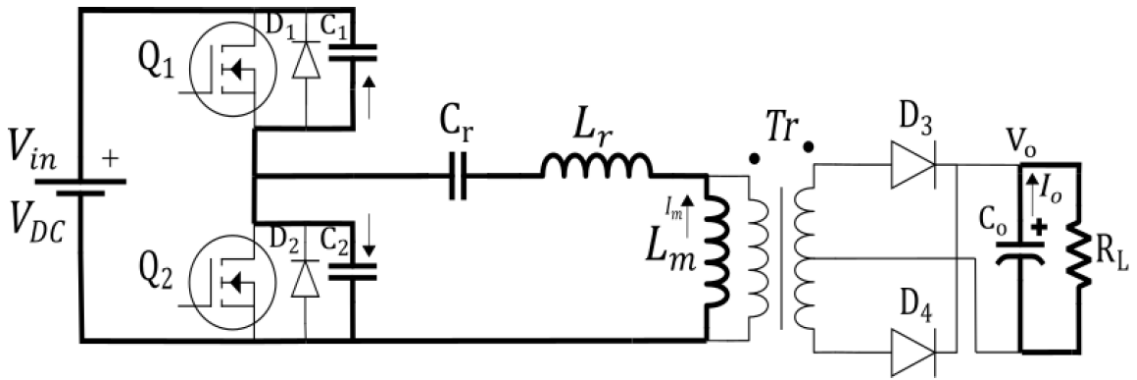
3.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Çalışma Aralıkları

Kararlı çalışma durumunda, toplam anahtarlama periyodunun yarısında LLC rezonanslı dönüştürücüde altı çalışma aralığı oluşur. Çalışma aralıklarına ait temel dalga şekilleri Şekil 3.18'de verilmiştir. Yarım anahtarlama periyodundaki ($t_1 \leq t \leq t_7$) çalışma aralıkları aşağıda anlatılmıştır.

3.3.1 Çalışma Aralığı 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

Eşdeğer devre şeması Şekil 3.12'de verilen bu aralık, bir önceki çalışma aralığındaki anahtarlama elemanı Q2'nin sinyali kesildiğinde başlar. Bu aralıkta

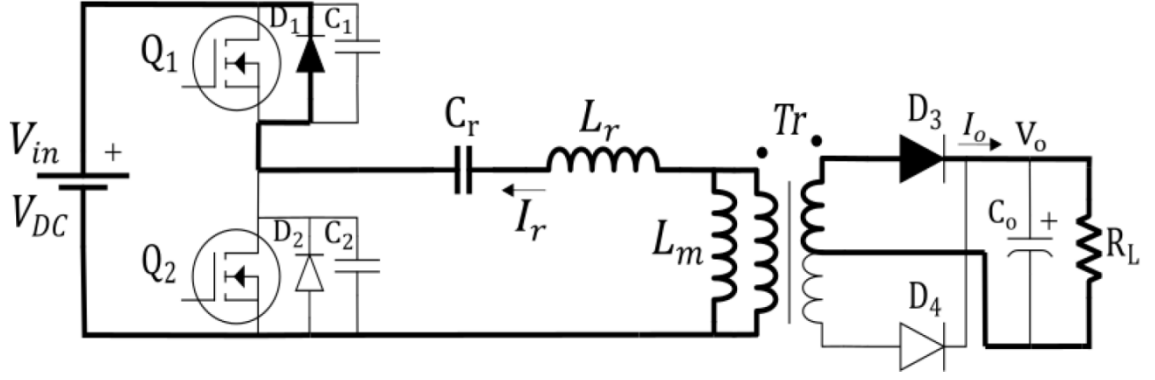
rezonans akımı (I_r) ve mıknatıslama akımı (I_m) eşittir. Bu aralık başladığında giriş gerilimi (V_{in}) ile dolu olan C_1 kondansatörü deşarj olmaya başlarken, C_2 kondansatörü mıknatıslama akımı ile şarj olmaya başlar. Bu aralık, C_2 kondansatörü D_1 diyotunun iletim gerilimi ve giriş geriliminin toplamı kadar dolduğunda sona erer. Ölü zaman olarak adlandırılan bu aralıkta her iki anahtarlama elemanı da kesimdedir. C_1 kapasitesini deşarj ve C_2 kapasitesini şarj etmek için yeterince yüksek bir mıknatıslama akımının seçilmesi bu aralık için oldukça önemlidir.



Şekil 3.12 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 1

3.3.2 Çalışma Aralığı 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

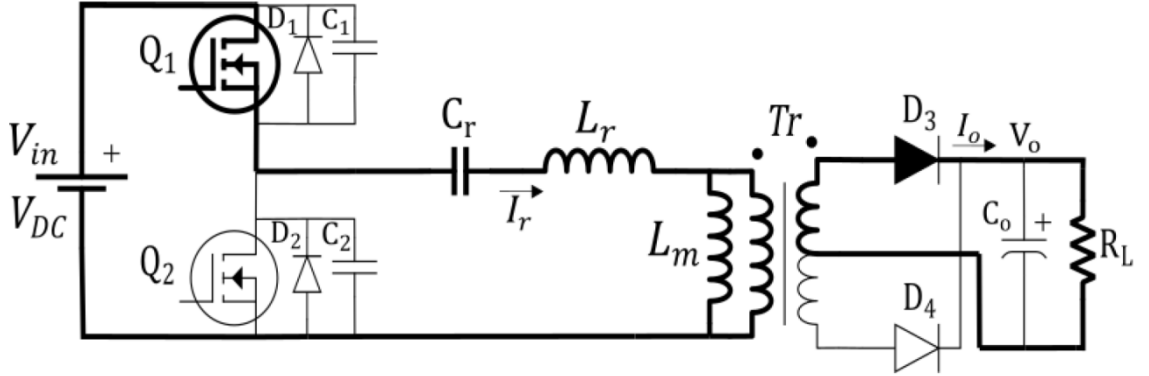
Eşdeğer devre şeması Şekil 3.13'te verilen bu aralık, mıknatıslama akımı D_1 diyodunu iletime soktuğunda başlar. Bu aralıkta rezonans akımı (I_r) negatiftir. Q_1 anahtarlama elemanına bu aralıkta herhangi bir zamanda sinyal verebilir. Q_1 anahtarlama elemanına sinyal verildiği anda D_1 diyodunun uçları arasındaki gerilim farkı sıfıra çok yakın olduğu için Q_1 anahtarlama elemanı sıfır gerilimde iletime girer.



Şekil 3.13 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 2

3.3.3 Çalışma Aralığı 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

Eşdeğer devre şeması Şekil 3.14'te verilen bu aralık, rezonans akımının pozitif olması ile başlar. Q1 anahtarlama elemanından sinüzoidal olarak yükselmeye başlayan rezonans akımı akar. Primer sargıdan akan akım transformatör nüvesi üzerinden sekonder sargıya uygulanır ve bu akım D3 üzerinden çıkışa aktarılır. Aralık, rezonans akımı mıknatıslama akımına eşit olduğunda sona erer. Bu aralık sona erdiğinde, D3'ten geçen akım sıfır olur. Bu, D3'te sıfır akımda anahtarlama (ZCS) koşulunu sağlar.

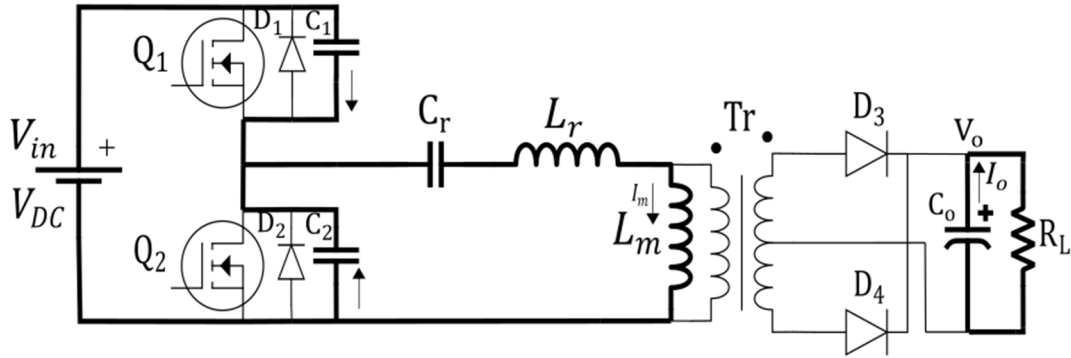


Şekil 3.14 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 3

3.3.4 Çalışma Aralığı 4 ($t_3 \leq t \leq t_4$)

Eşdeğer devre şeması Şekil 3.15'te verilen bu aralık, bir önceki çalışma aralığındaki anahtarlama elemanı Q1'in sinyali kesildiğinde başlar. Bu aralıkta rezonans akımı (I_r) ve mıknatıslama akımı (I_m) eşittir. Bu aralık başladığında giriş gerilimi (V_{in}) ile dolu olan C2 kondansatörü deşarj olmaya başlarken, C1

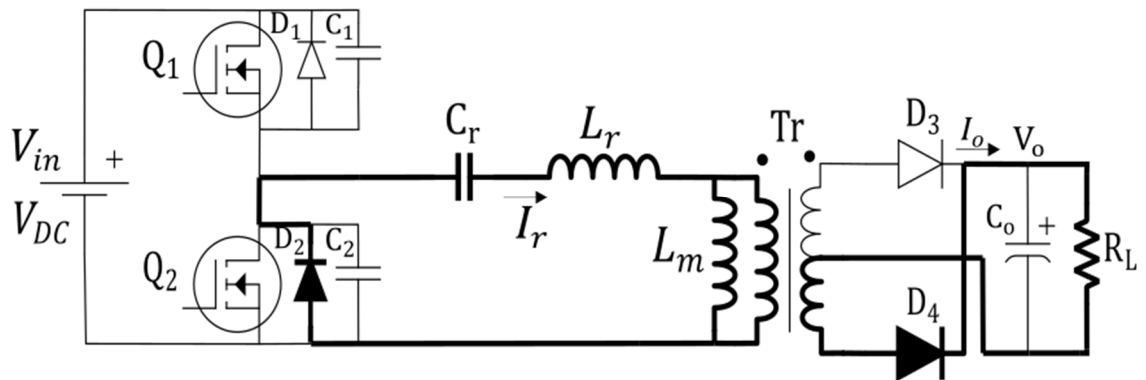
kondansatörü mıknatıslama akımı ile şarj olmaya başlar. Bu aralık, C1 kondansatörü D2 diyotunun iletim gerilimi ve giriş geriliminin toplamı kadar dolduğunda sona erer. Ölü zaman olarak adlandırılan bu aralıkta her iki anahtarlama elemanı da kesimdedir. C2 kapasitesini deşarj ve C1 kapasitesini şarj etmek için yeterince yüksek bir mıknatıslama akımının seçilmesi bu aralık için oldukça önemlidir.



Şekil 3.15 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 4

3.3.5 Çalışma Aralığı 5 ($t_4 \leq t \leq t_5$)

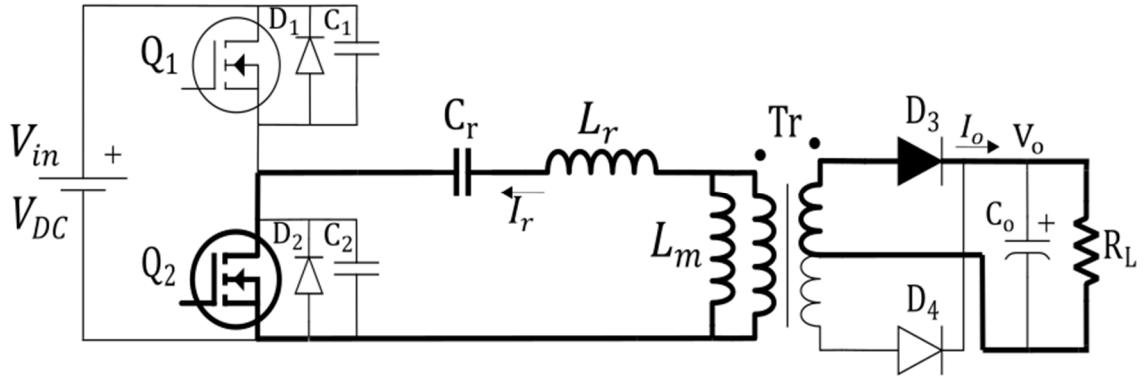
Eşdeğer devre şeması Şekil 3.16'da verilen bu aralık, mıknatıslama akımı D2 diyodunu iletime soktuğunda başlar. Bu aralıkta rezonans akımı (I_r) pozitifdir. Q2 anahtarlama elemanına bu aralıkta herhangi bir zamanda sinyal verebilir. Q2 anahtarlama elemanına sinyal verildiği anda D2 diyodunun uçları arasındaki gerilim farkı sıfıra çok yakın olduğu için Q2 anahtarlama elemanı sıfır gerilimde iletime girer.



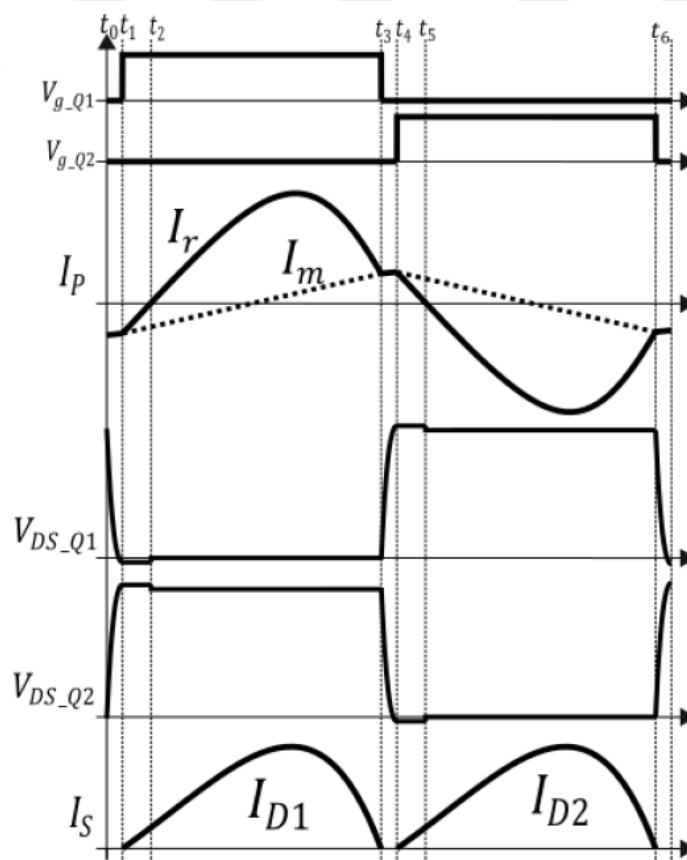
Şekil 3.16 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 5

3.3.6 Çalışma Aralığı 5 ($t_5 \leq t \leq t_6$)

Eşdeğer devre şeması Şekil 3.17'de verilen bu aralık, rezonans akımının tekrar negatif olması ile başlar. Q2 anahtarlama elemanından sinüzoidal olarak yükselmeye başlayan rezonans akımı akar. Primer sargıdan akan akım transformatör nüvesi üzerinden sekonder sargıya uygulanır ve bu akım D4 üzerinden çıkışa aktarılır. Aralık, rezonans akımı mıknatıslama akımına eşit olduğunda sona erer. Bu aralık sona erdiğinde, D4'ten geçen akım sıfır olur. Bu, D4'te sıfır akımda anahtarlama (ZCS) koşulunu sağlar.



Şekil 3.17 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Çalışma Aralığı 6



Şekil 3.18 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Temel Dalga Şekilleri

GENİŞ GİRİŞ GERİLİMİ ARALIKLI LLC REZONANSLI BİR DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN TASARIMI

Girişte bir PFC devresinin kullanılması, reaktif gücü ve dağıtım sisteminden çekilen toplam gücü azaltır. Bununla birlikte, bir PFC devresinin kullanımı, malzeme maliyetini arttırmakta ve güç yoğunluğunu azaltmaktadır. PFC devresinin DC-DC dönüştürücünün girişinden çıkarılması bu dönüştürücünün çok daha yüksek bir giriş gerilimi aralığında çalışmasını gerektirir. Harmonik standardı istenmeyen 75 W altındaki uygulamalarda PFC devresi kullanma zorunluluğu olmadığından geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışabilen tek aşamalı DC-DC güç kaynakları kullanılabilir.

4.1 DC Bara Kapasitesinin Hesabı

Burada AC şebeke gerilimi doğrultulur ve bir DC bara kondansatörü ile biraz düzeltilir. Daha sonra bu gerilim LLC rezonanslı DC-DC dönüştürücüye uygulanır. LLC dönüştürücü tek aşamalı olduğundan ve PFC kullanılmadığından baranın kapasite seçimi oldukça önemlidir.

AC şebeke giriş gerilimi aralığı 180Vac–264Vac seçilmiştir. DC bara kapasitesi hesabında, 180 Vac şebeke gerilimi için kondansatör uçlarındaki minimum ve maksimum gerilim aralığı 240V-255V olarak alınmıştır. Seçilen kondansatörün maksimum güçte 240V minimum gerilimi sağlayabilmesi gerekmektedir. Bara kapasite hesabı için kullanılan parametreler Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 4.1 DC Bara Kapasitesinin Tasarım Parametreleri

P_o	75	W
$Verim$	%90	
V_{min}	240	V
V_{peak}	255	V
f_{line}	50	Hz

DC bara kondansatörü [21] nolu kaynakta verilen formüle göre aşağıda verildiği gibi hesaplanmıştır.

$$C_{bara} = \frac{2P_o \left[\frac{1}{4f_{line}} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{V_{min}}{V_{peak}}\right)}{2\pi f_{line}} \right]}{\eta(V_{peak}^2 - V_{min}^2)}$$

$$C_{bara} = \frac{2 \times 75 \times \left[\frac{1}{4 \times 50} + \frac{\sin^{-1}\left(\frac{240}{255}\right)}{2 \times \pi \times 50} \right]}{0.90 \times (255^2 - 240^2)}$$

$$C_{bara} = 200 \mu F$$

Yapılan hesap neticesinde minimum 240Vdc gerilim şartının sağlanabilmesi için en düşük 200μF'lık DC bara kapasitesi kullanılmalıdır. Tasarımda 560μF'lık DC bara kondansatörü seçilmiştir.

4.2 LLC Dönüştürücünün Tasarım Parametreleri

LLC rezonanslı dönüştürücünün tasarımında belirlenen parametreler Tablo 4.2'de verilmiştir. DC bara kondansatörünün minimum gerilimi 220Vdc ve maksimum gerilimi 380Vdc olarak seçilmiştir. Böylece bara için seçilen 560μF'lık kondansatör 220vdc gerilimi kolaylıkla sağlayacaktır. Bu parametreler tasarım aşamasında sabit değerler olarak kabul edilmiştir.

Tablo 4.2 LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Tasarım Parametreleri

$V_{in_ac_min}$	180	Vac
$V_{in_ac_nom}$	220	Vac
$V_{in_ac_max}$	264	Vac
f_{line}	50	Hz
$V_{in_dc_min}$	220	Vdc
$V_{in_dc_max}$	380	Vdc
P_o	75	W

Verim	%90	
V_o	12	VDC
Çıkış Gerilim Dalgalanması	∓ 5	V
Çıkış Akım Dalgalanması	∓ 1	A
Anahtarlama Frekansı	95	kHz

4.3 Transformator Sarım Sayısı Oranının Hesabı

Transformatörün sarım sayısı oranı (n) gerilim kazancı (M_g) değerinin 1 olduğu durumda maksimum gerilime göre aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$n = M_g \frac{\frac{V_{in}}{2}}{V_o} = \frac{\frac{V_{in_{maks_{dc}}}}{2}}{V_{o_{nom}}}$$

Bu durumda, maksimum DC giriş gerilimi 380V ve nominal çıkış gerilimi 12V olduğuna göre, transformatörün dönüşüm oranı,

$$n = \frac{380/2}{12} = 16$$

olarak hesaplanmıştır.

4.4 Minimum ve Maksimum Gerilim Kazancının Hesabı

Transformatörün dönüşüm oranı belirlendikten sonra gerilim kazancının maksimum ve minimum değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$M_{g_{min}} = \frac{n(V_{o_{min}} + V_f)}{V_{in_{maks}}/2}$$

$$= \frac{16x[12x(1 - \%5) + 0.7]}{380/2}$$

$$M_{g_{min}} = 1.01$$

$$M_{g_maks} = \frac{n(V_{o_maks} + V_f)}{V_{in_min}/2}$$

$$= \frac{16x[12x(1 + \%5) + 0.7]}{220/2}$$

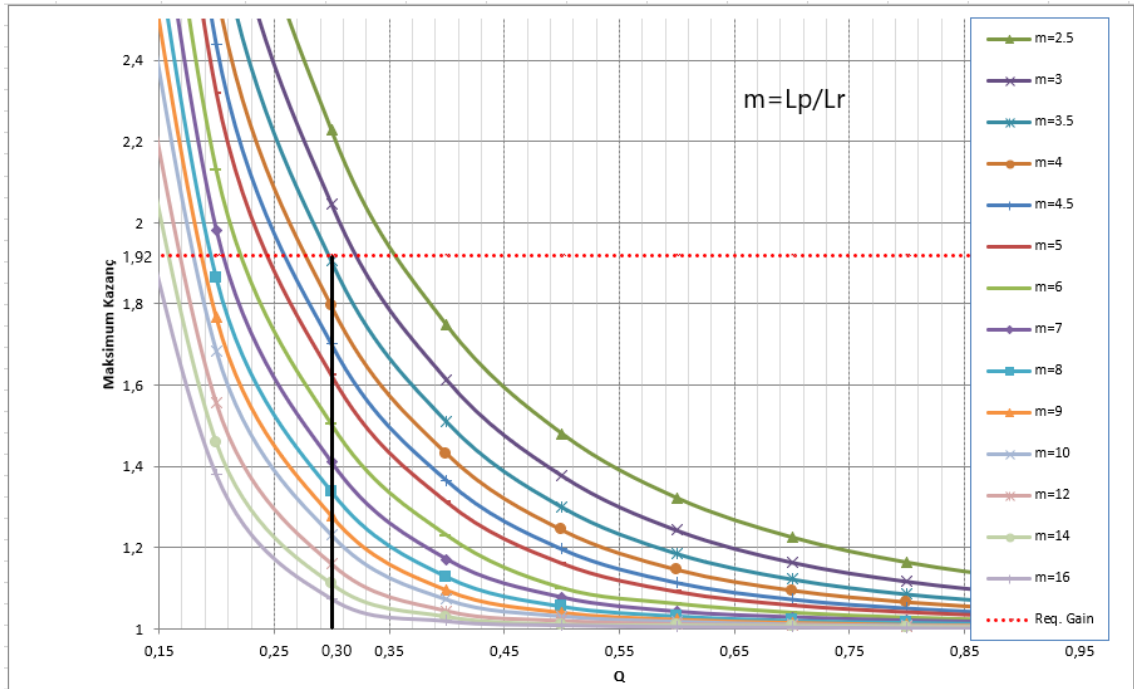
$$M_{g_maks} = 1.92$$

4.5 Ln ve Qe Değerlerinin Seçimi

Gerilim kazancının maksimum ve minimum değerleri belirlendikten sonra mıknatıslama endüktansının ve kaçak endüktansa oranı Ln seçilir ve Şekil 4.1’de verilen maksimum gerilim kazancı – kalite faktörü grafiğinden kalite faktörü değeri belirlenir.

LLC rezonanslı dönüştürücünün geniş bir giriş gerilimi aralığında çalışabilmesi için Ln değeri küçük bir değer olarak 2.5 seçilmiştir. Maksimum kazanç değeri de 1.92 olarak hesaplandığından kalite faktörü Şekil 4.1’den belirlenmiştir.

Şekil 4.1’deki grafikte eğriler Lp/Lr (m) oranına göre çizdirilmiştir. Ln değeri 2.5 olduğundan dolayı m değeri Ln değerinin 1 fazlası olur. Bu durumda Şekil 4.1’de m değeri 3.5 olan grafik üzerinden kalite faktörü seçilir.



Şekil 4.1 Maksimum Gerilim Kazancı – Kalite Faktörü Grafiği

Şekil 4.1'den de görüleceği üzere m değerinin 3.5 olduğu grafik üzerinde 1.92 maksimum gerilim kazancı için kalite faktörü 0.30 olarak seçilir.

4.6 AC Eşdeğer Yük Direncinin Hesabı

Kalite faktörünün seçiminden sonra tasarlanan devrenin AC eşdeğer yük direnci (R_e) aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$R_e = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o}$$

$$\frac{8 \times 16^2}{\pi^2} \times \frac{12}{6.25}$$

$$R_e = 398.4 \text{ ohm}$$

4.7 Rezonans Tankı Parametrelerinin Hesabı

AC eşdeğer yük direnci R_e de belirlendikten sonra rezonans tankı parametreleri hesaplanır. Öncelikle rezonans tank parametrelerinden rezonans kapasitesi C_r değeri belirlenir. Tasarım girdi parametresi olarak anahtarlama frekansı 95kHz olarak seçildiğinden, rezonans kapasitesi C_r , rezonans endüktansı L_r ve mıknatıslama endüktansı L_m değerleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e f_0 R_e}$$

$$= \frac{1}{2 \times \pi \times 0.30 \times 95 \times 10^3 \times 398.4}$$

$$C_r = 14 \text{ nF}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r}$$

$$= \frac{1}{(2 \times \pi \times 95 \times 10^3)^2 \times 14 \times 10^{-9}}$$

$$L_r = 200 \text{ uH}$$

$$L_m = L_n L_r = 2.5 \times 200 \text{ uH}$$

$$L_m = 500 \text{ uH}$$

Bu durumda, LLC rezonanslı dönüştürücünün rezonans frekansı kolayca aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times \sqrt{200 \times 10^{-6} \times 14 \times 10^{-9}}}$$

$$f_r = 95.1 \text{ kHz}$$

Seçilen anahtarlama frekansının rezonans frekansında olduğu görülmektedir. Hesaplanan parametreler Tablo 4.3'te özetlenmiştir.

Tablo 4.3 LLC Rezonanslı Dönüştürücüde Hesaplanan Parametreler

n	16	
N_p	32	Sarım
N_s	2	Sarım
C_r	14	nF
L_r	200	uH
L_m	500	uH
L_p	700	uH
C_{bara}	560	uF

TASARLANAN GENİŞ GİRİŞ GERİLİMİ ARALIKLI LLC REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜNÜN SİMÜLASYON SONUÇLARI

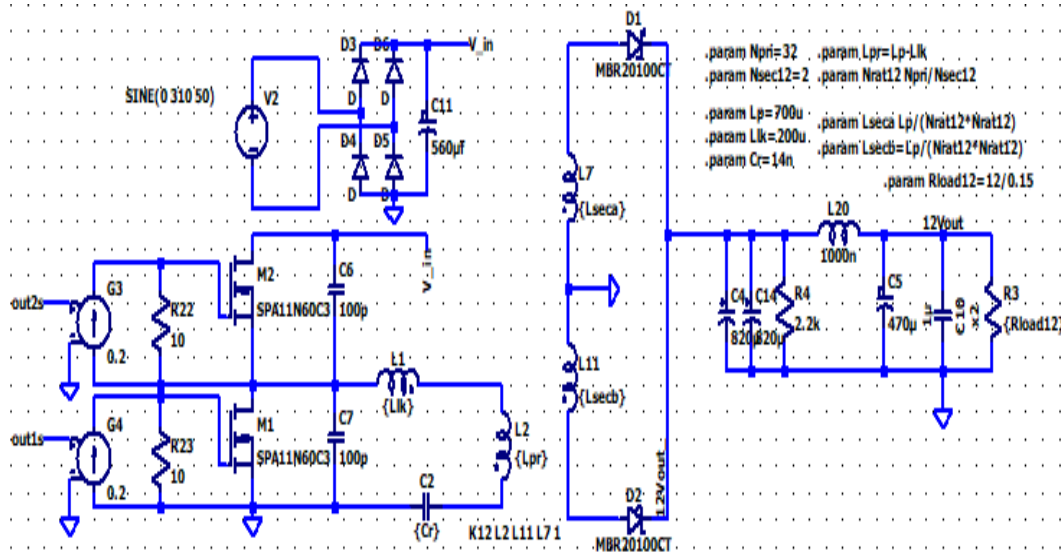
Tasarımı yapılarak parametreleri hesaplanan geniş giriş gerilimi aralıklı LLC dönüştürücünün hesaplanan değerlerde beklenen sonuçları verdiğini gözlemlemek için simülasyon devresi kurulmuştur. Simülasyon, LTspice simülasyon programı ile gerçekleştirilmiştir.

Simülasyon devresi iki devre içermektedir. Bunlardan biri ana akım devresi diğeri ise kontrol devresidir. Ana akım devresi sinüzoidal giriş gerilimini doğrultan köprü diyotlar, anahtarlama elemanları, rezonans tankı elemanları ve çıkış diyotlarını içermektedir. Kontrol devresi ise kontrol bloklarını içermektedir.

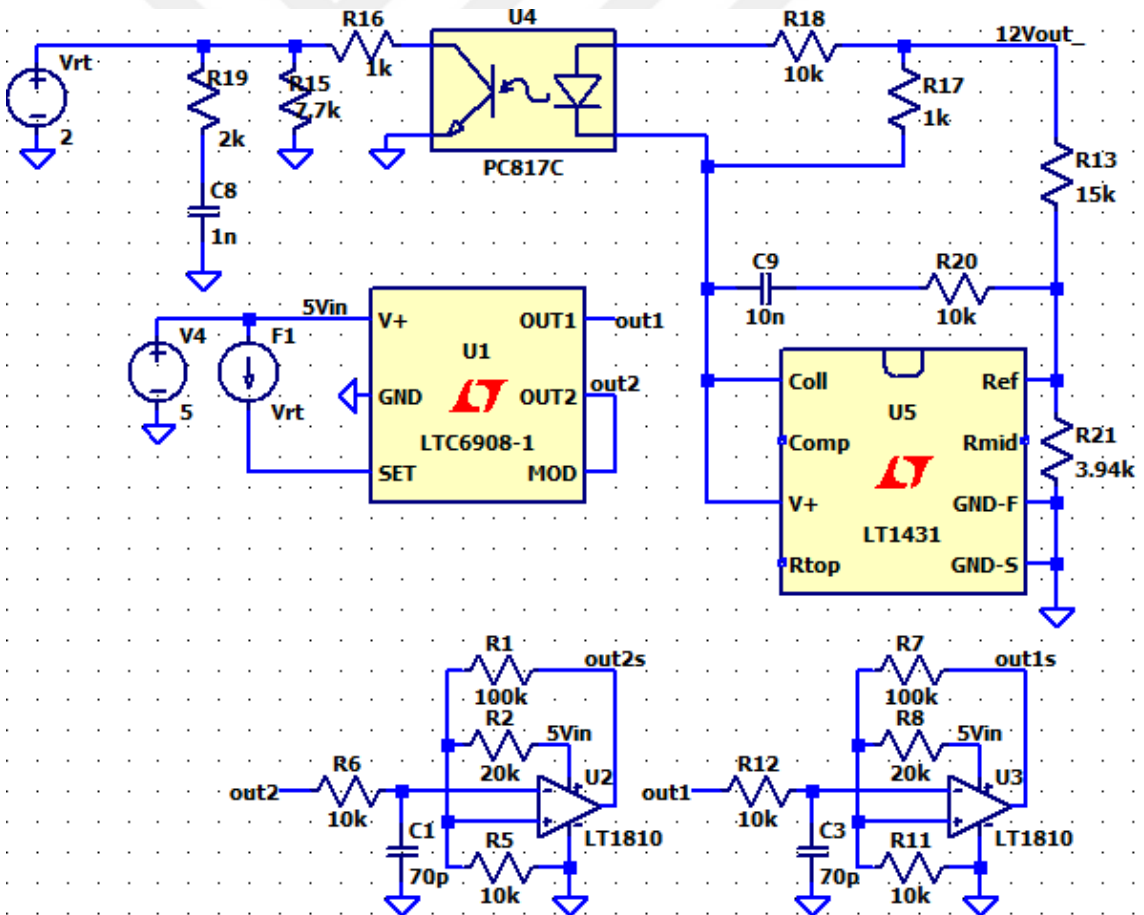
Ana akım devresinde anahtarlama elemanlarına paralel diyotlar harici olarak gösterilmemiş MOSFETlerin parazitik diyotları kullanılmıştır. Lr endüktansı transformatörün kaçak endüktansı olarak tasarlanmış ve devre üzerinde Llk olarak ayrı olarak gösterilmiştir. Mıknatıslama endüktansı ise ayrı olarak gösterilmemiştir.

Transformatörün sekonderi orta uçlu olarak tasarlanmış ve çıkışta 2 adet doğrultucu diyot kullanılmıştır.

Tasarlanan devrenin ana akım devre şeması Şekil 5.1’de verilmiştir. Kontrol devresi ise Şekil 5.2’de görülmektedir.



Şekil 5.1 Tasarlanan LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Ana Akım Devresi



Şekil 5.2 Tasarlanan LLC Rezonanslı Dönüştürücünün Kontrol Devresi

Tasarlanan devrenin simülasyon sonuçlarına ait, çıkış gerilim ve akım dalga şekilleri, mıknatıslama ve rezonans akım dalga şekilleri, çıkış diyotları gerilim ve akım dalga şekilleri, MOSFET kapı sinyalleri ile gerilim ve akım dalga şekilleri anlatılan tüm koşullar için verilmiştir.

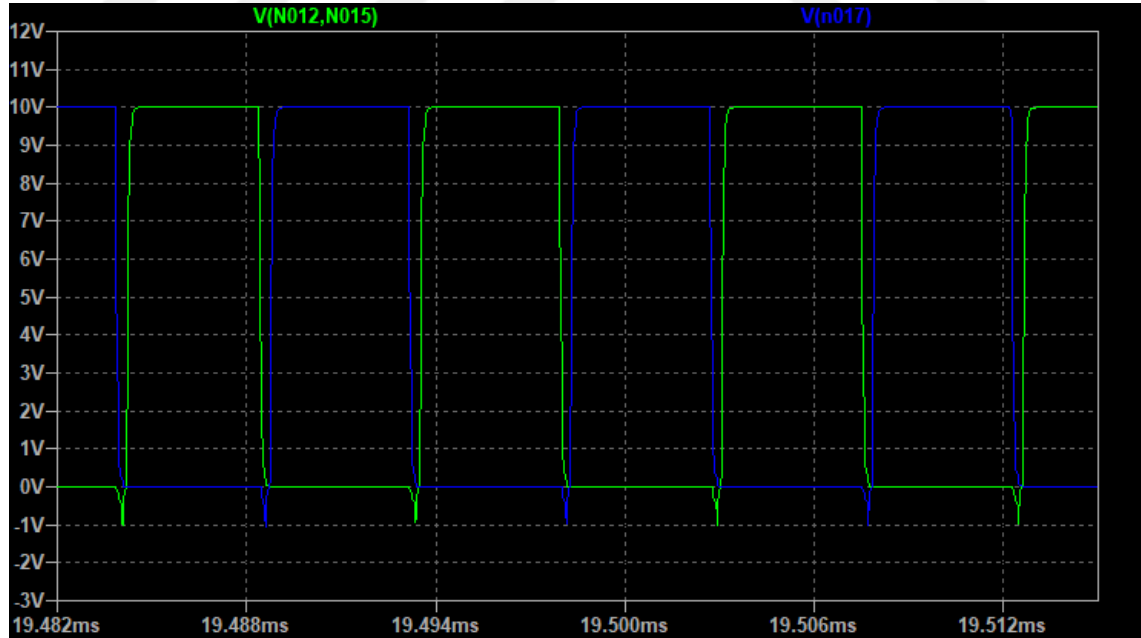
Daha önce de belirtildiği gibi LLC dönüştürücü 180Vac ve 264Vac gerilimleri arasında çalışacak şekilde tasarlanmıştır. Bu sebeple belirtilen dalga şekilleri giriş geriliminin minimum, maksimum ve nominal değerleri için ayrı ayrı verilmiştir. Minimum 180Vac, maksimum 264Vac ve nominal 220Vac olarak seçilmiştir.

Aynı zamanda belirtilen gerilim ve akım dalga şekilleri farklı yüklenme durumları için de verilmiştir. Dalga şekilleri %100 yüklenme, %50 yüklenme ve %0.25 yüklenme durumları için ayrı ayrı verilmiştir.

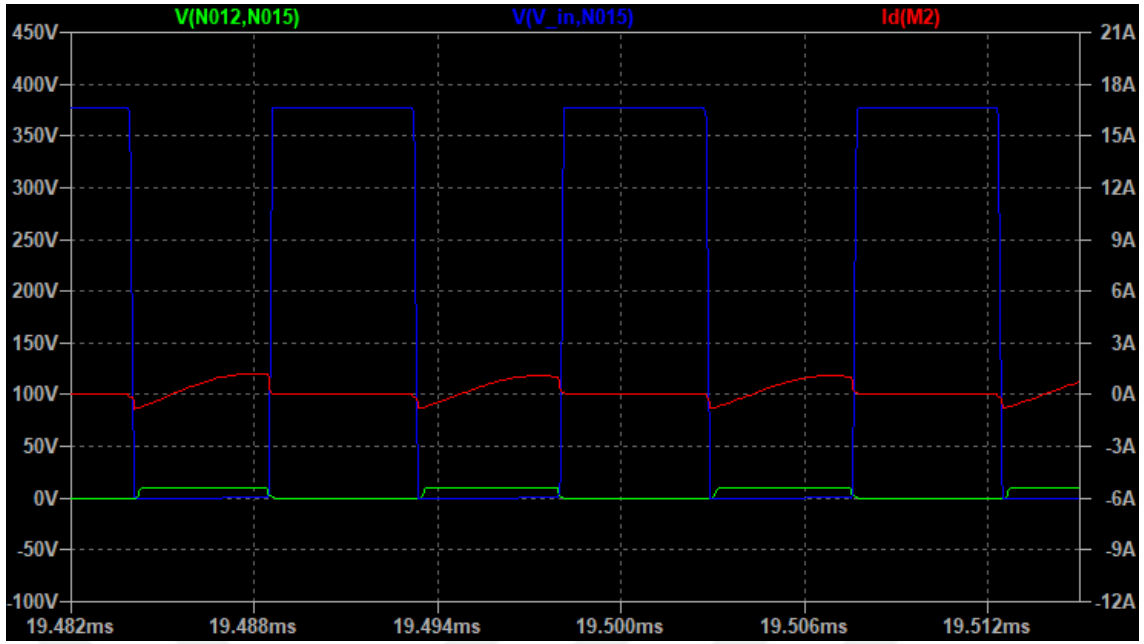
5.1 264 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri

264Vac şebeke geriliminde, %100, %50 ve %25 yüklenme veya sırasıyla 6.25A, 3.125A ve 0.15A çıkış akımı için dalga şekilleri sıralanmıştır.

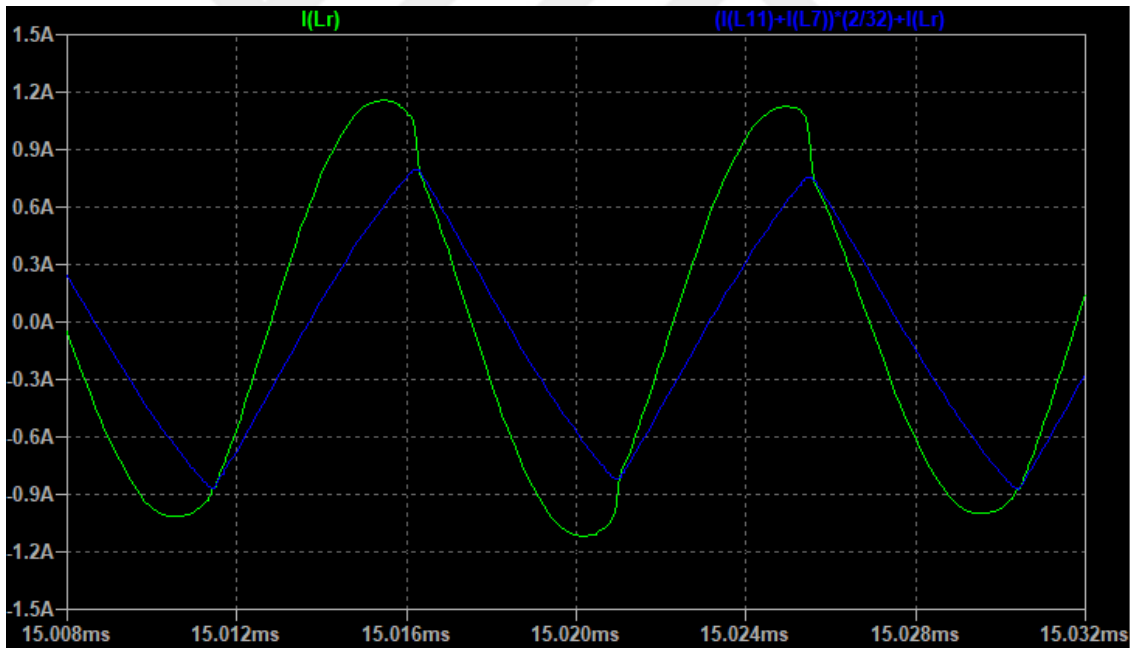
%100 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



Şekil 5.3 264 Vac, %100 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



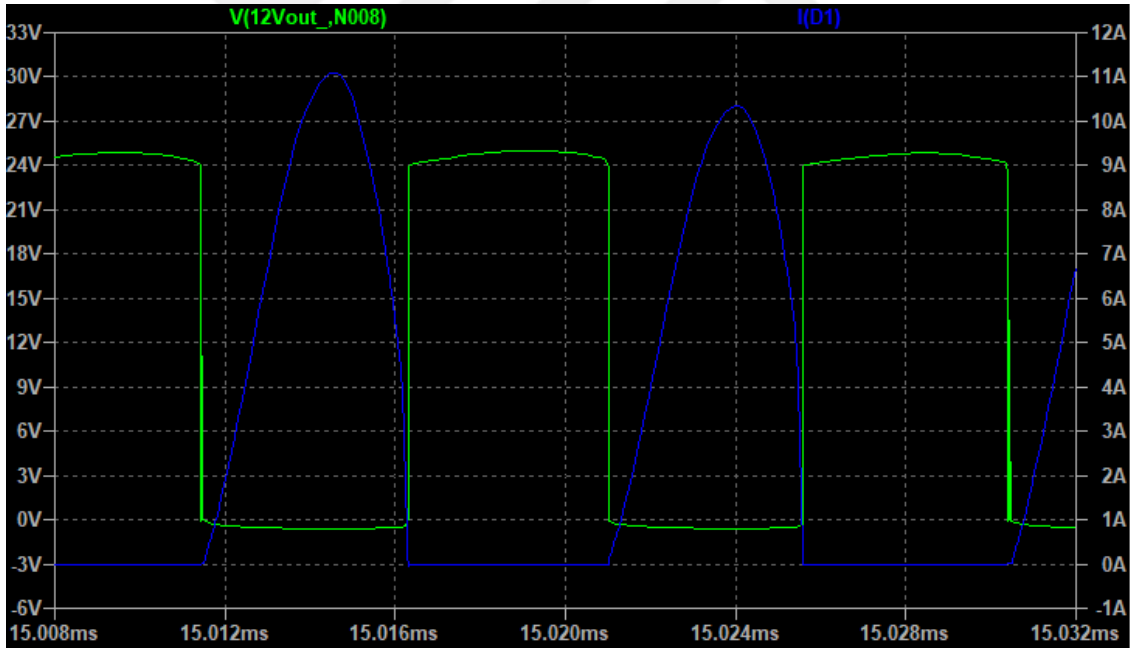
Şekil 5.4 264 Vac, %100 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.5 264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



Şekil 5.6 264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

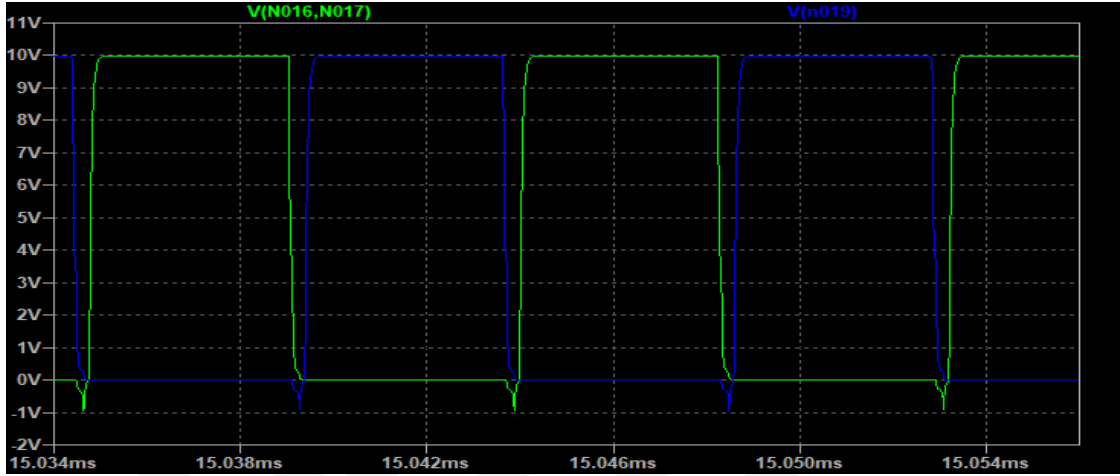


Şekil 5.7 264 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

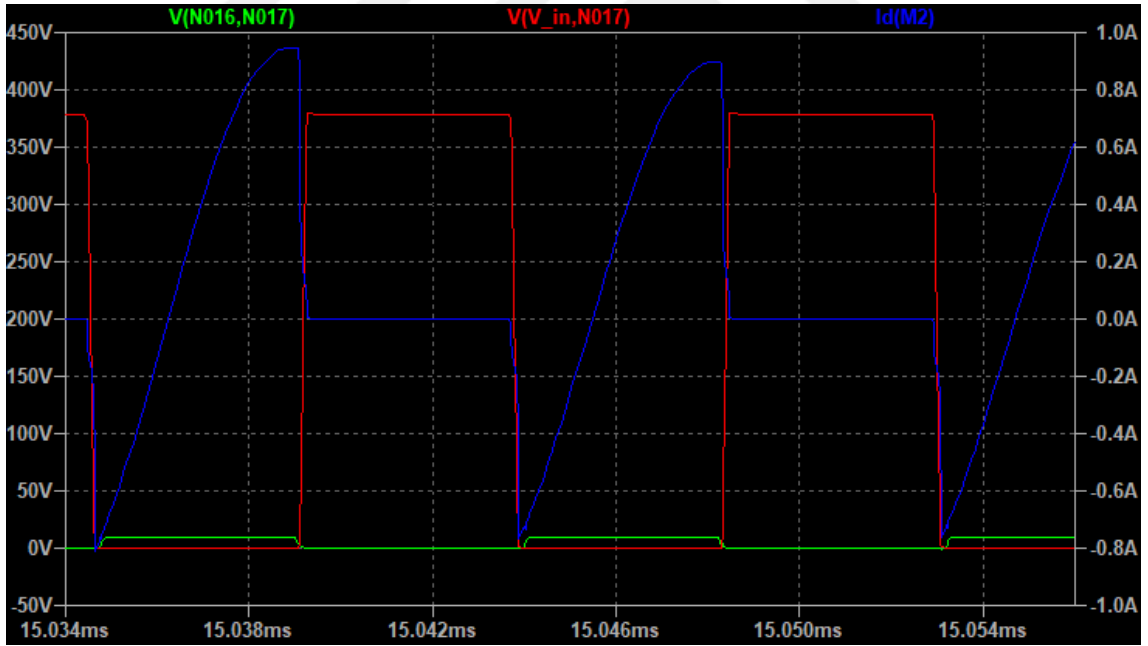
Şekil 5.3'te kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.4'te ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.5'te mıknatıslama ve rezonans akımları

görülmektedir. Bu dalga şekline bakıldığında dönüştürücünün bu şartlar altında bölge 1 mod 1’de çalıştığı anlaşılmaktadır. Şekil 5.6’da 6.25 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

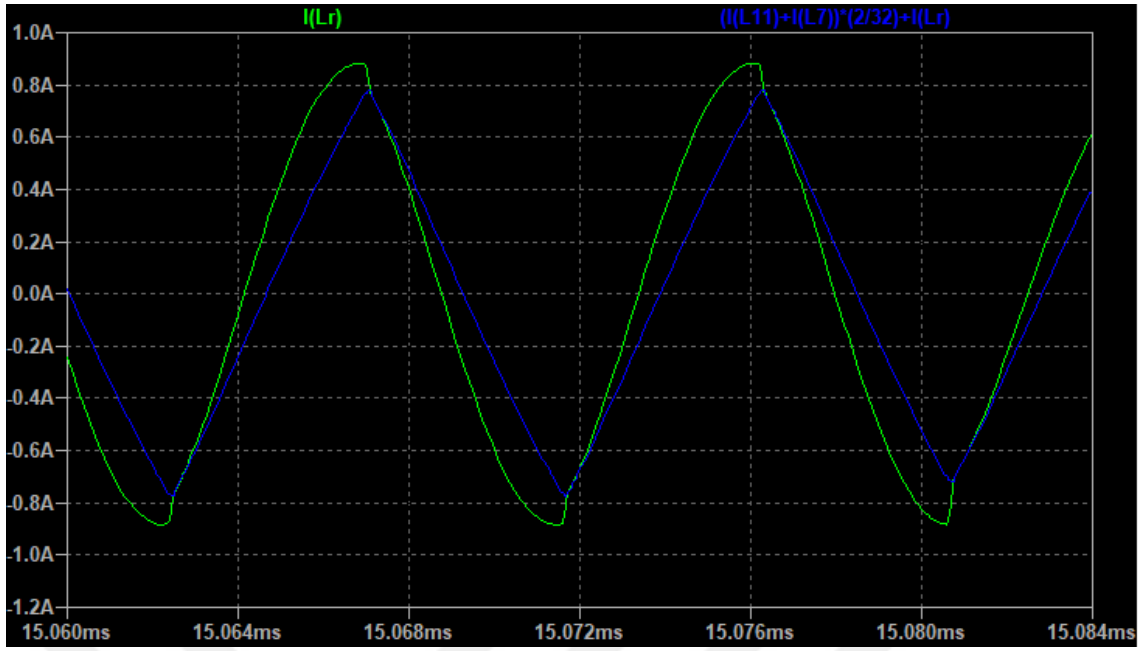
%50 Yükleme durumundaki Dalga Şekilleri



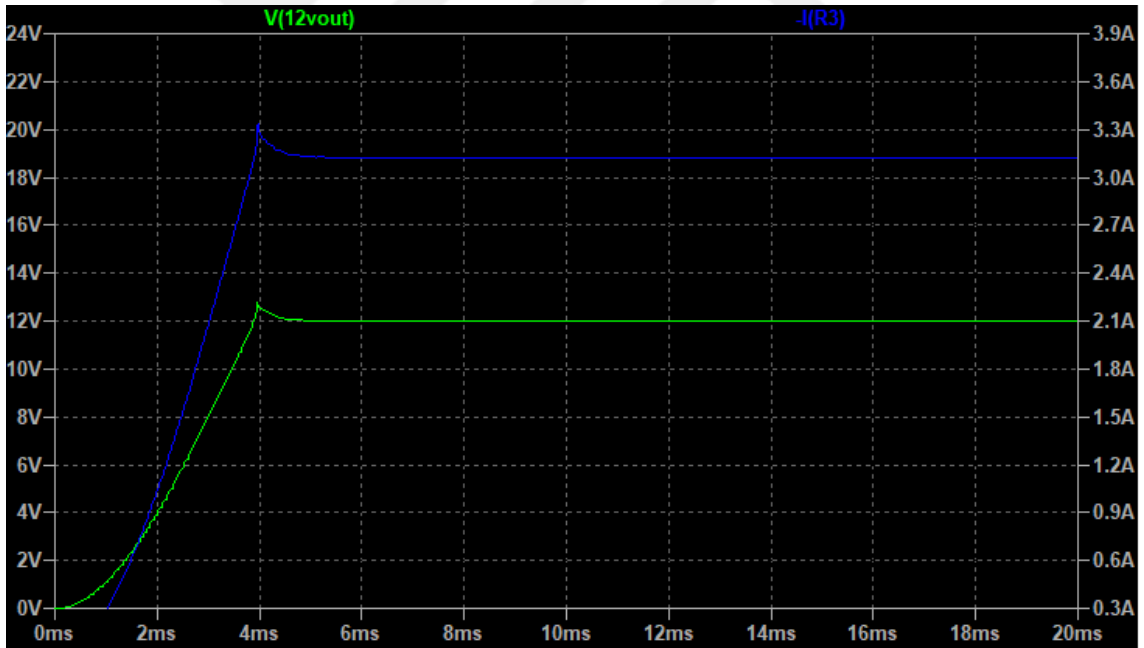
Şekil 5.8 264 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



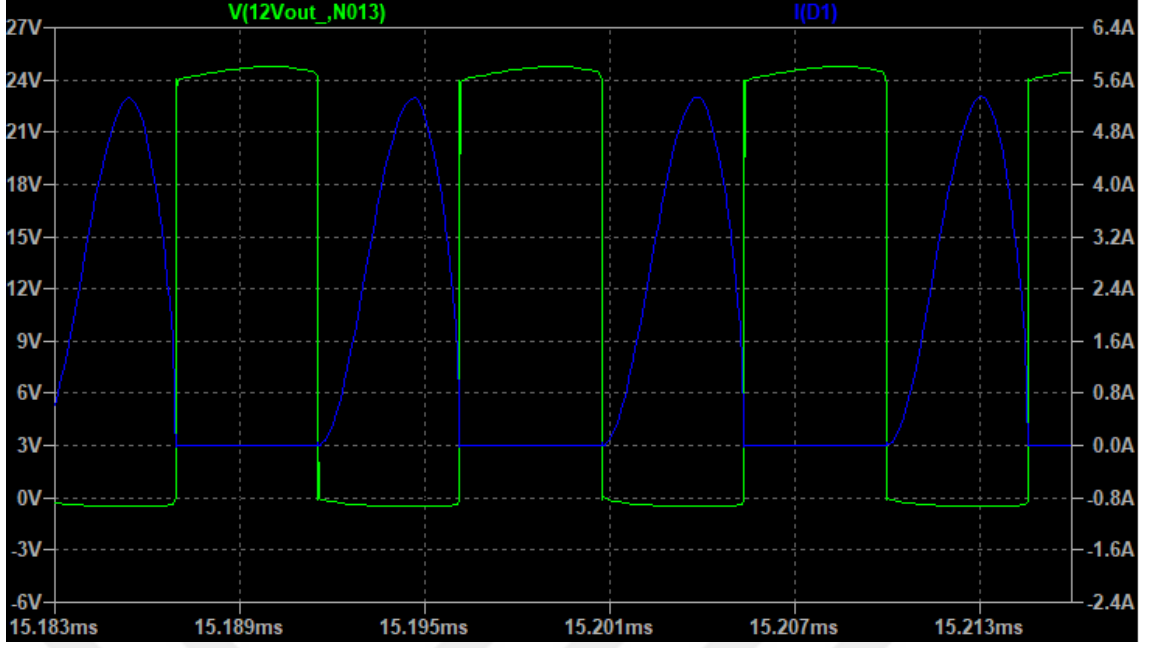
Şekil 5.9 264 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.10 264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



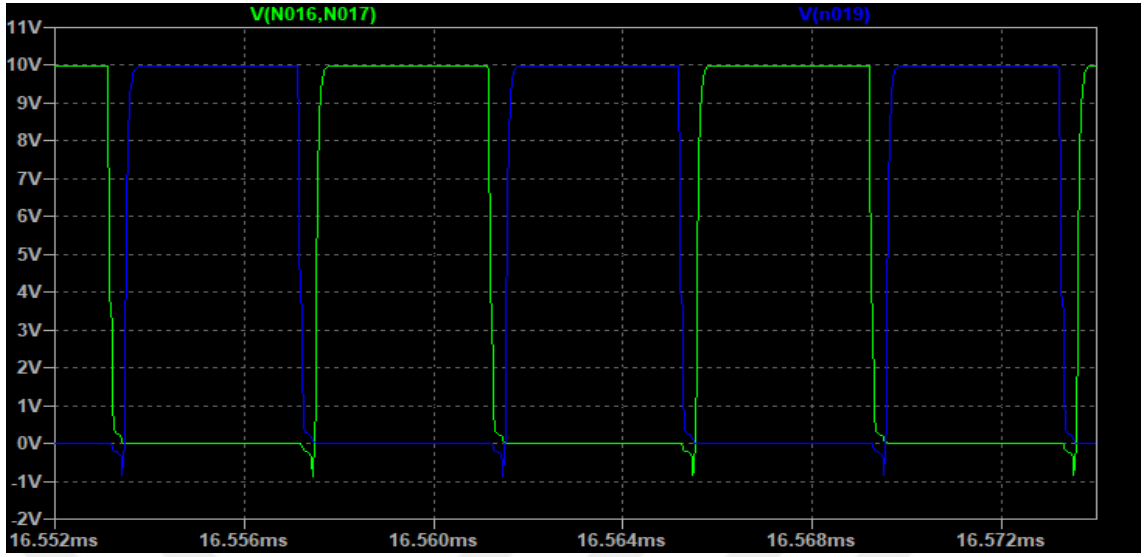
Şekil 5.11 264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



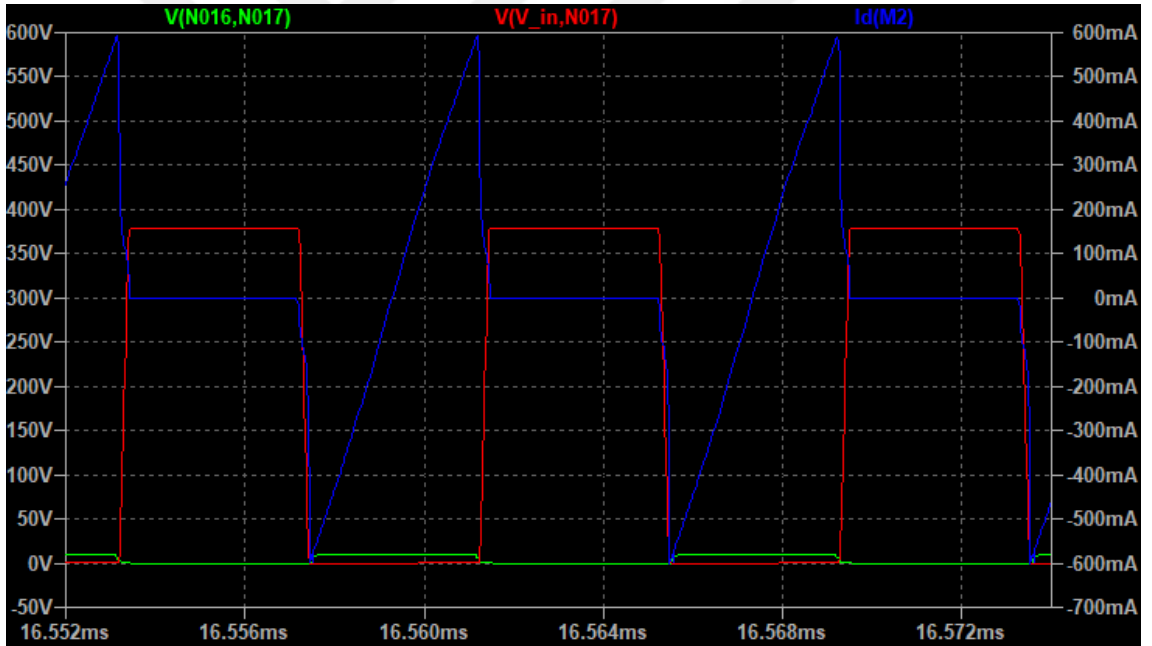
Şekil 5.12 264 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.8’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.9’da ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.10’da mıknatıslama ve rezonans akımları görülmektedir. Bu dalga şekline bakıldığında dönüştürücünün bu şartlar altında bölge 1 mod 1’de çalıştığı görülmektedir. Şekil 5.11’de 3.125 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

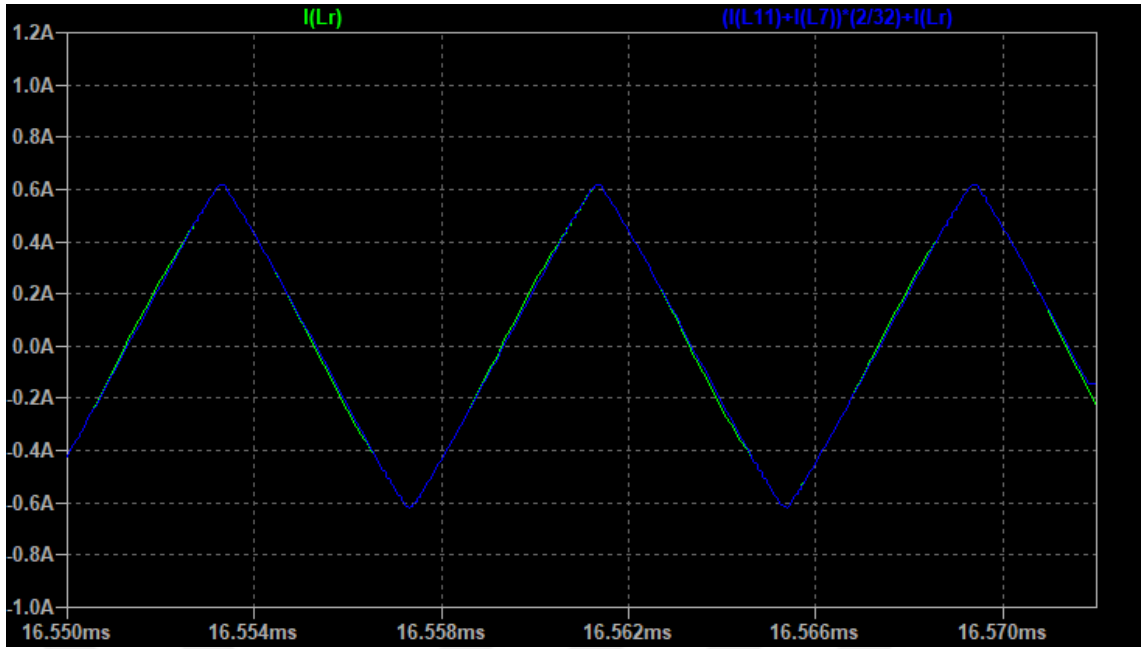
%0.25 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



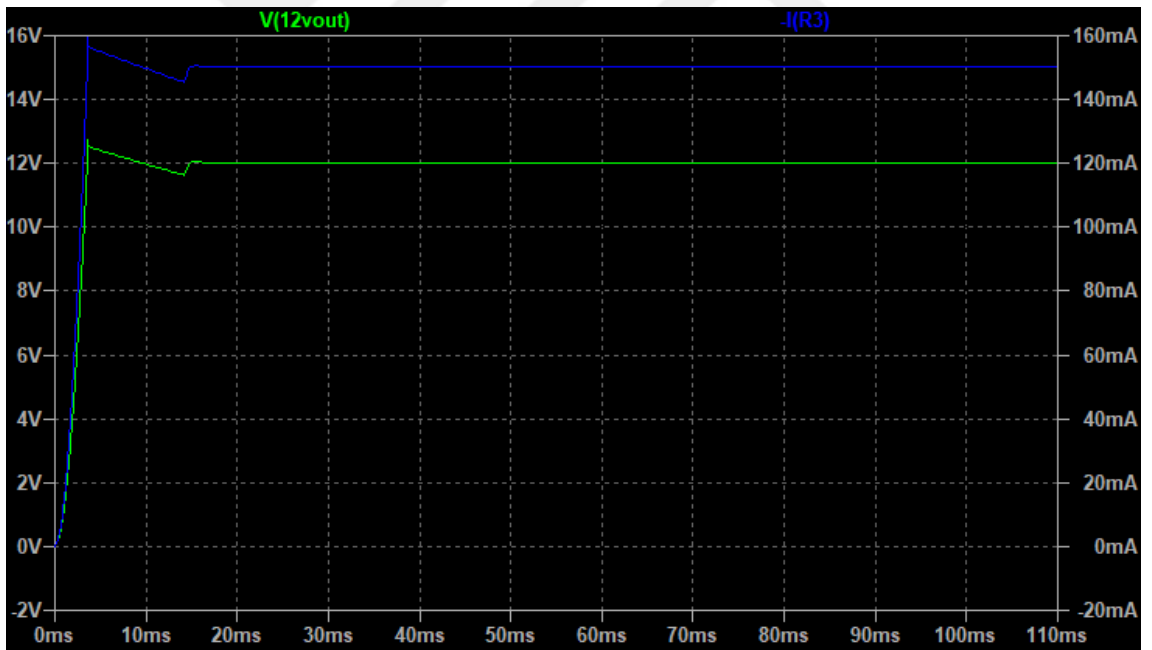
Şekil 5.13 264 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



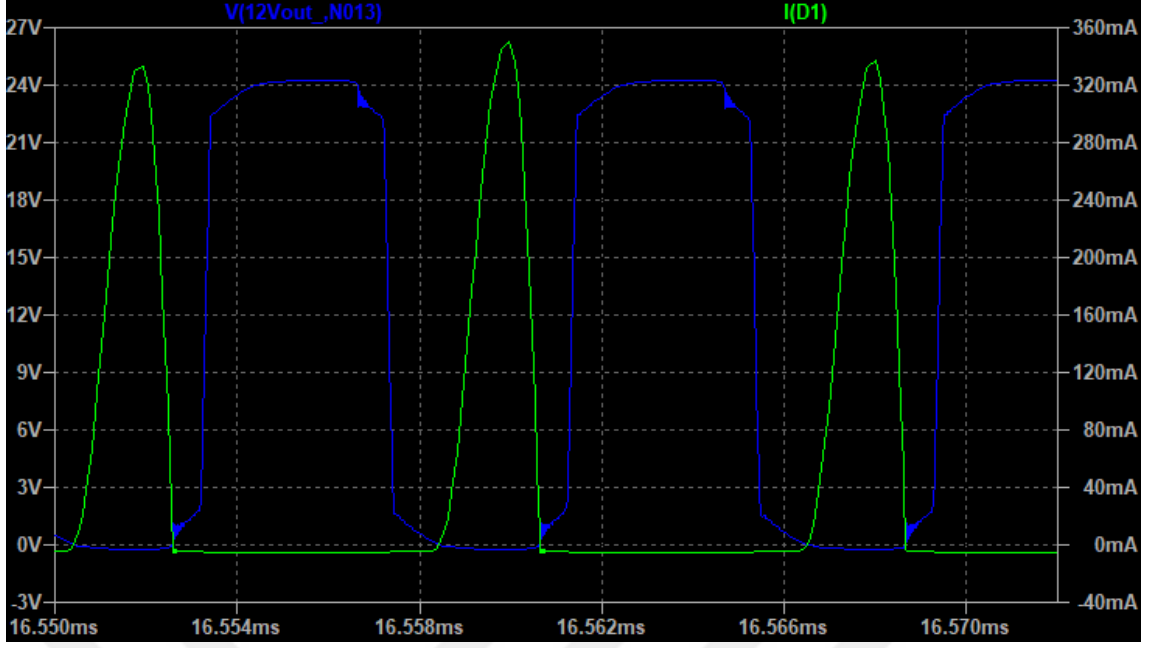
Şekil 5.14 264 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.15 264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



Şekil 5.16 264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



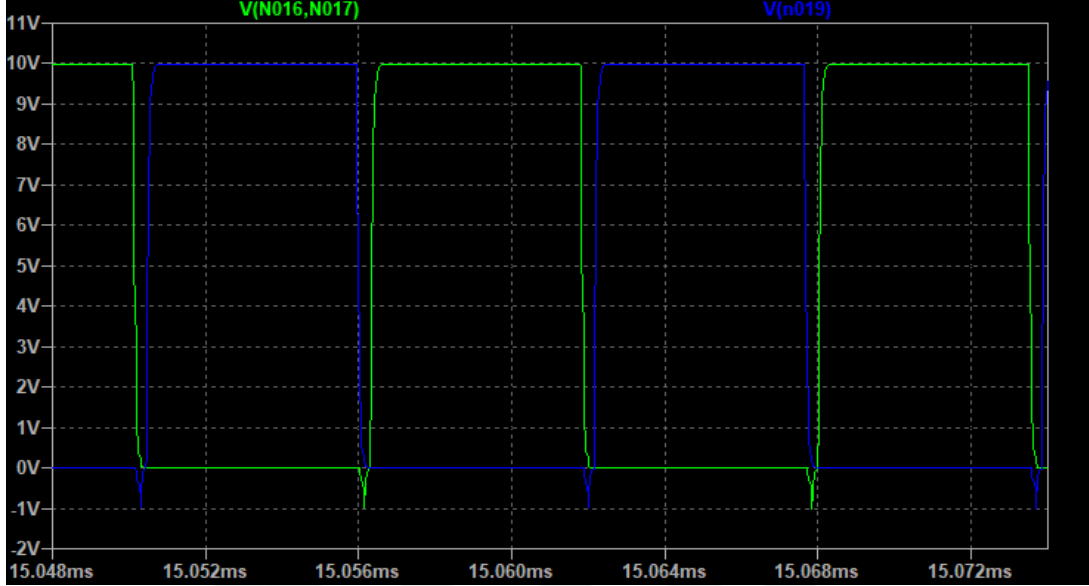
Şekil 5.17 264 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.13’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.14’de iş MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.15’de görüleceği üzere yük çok düşük olduğundan dolayı rezonans akımı neredeyse mıknatıslama akımına yakın olmaktadır. Bu şekilden de anlaşılabileceği üzere dönüştürücü bölge 1 mod 3 durumunda çalışmaktadır. Şekil 5.16’da is 0.15 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

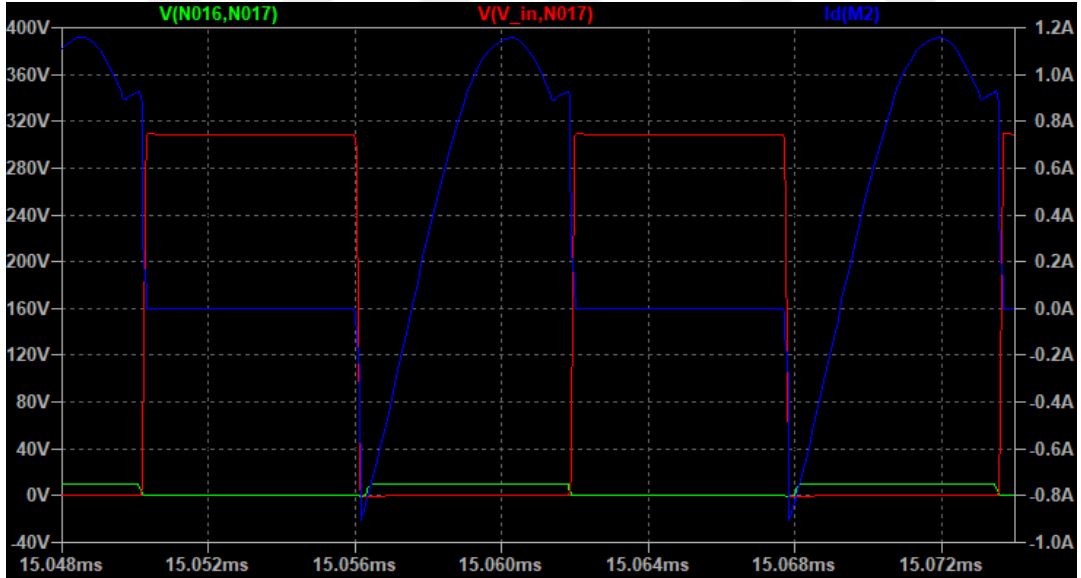
5.2 220 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri

220Vac şebeke geriliminde, %100, %50 ve %25 yüklenme veya sırasıyla 6.25A, 3.125A ve 0.15A çıkış akımı için dalga şekilleri sıralanmıştır.

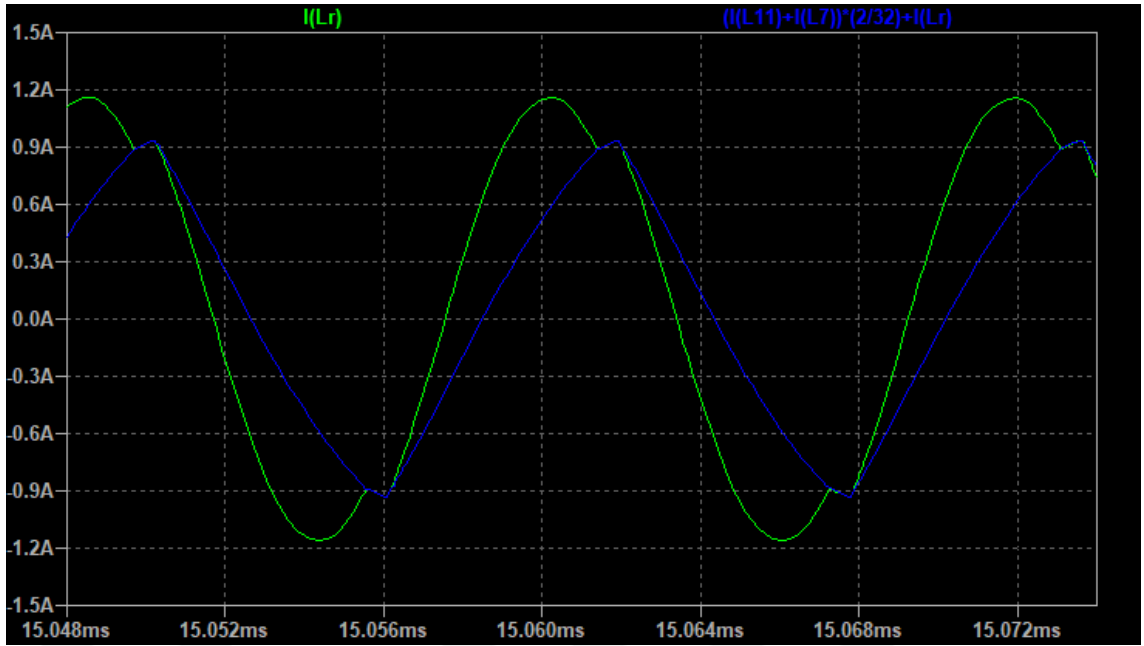
%100 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



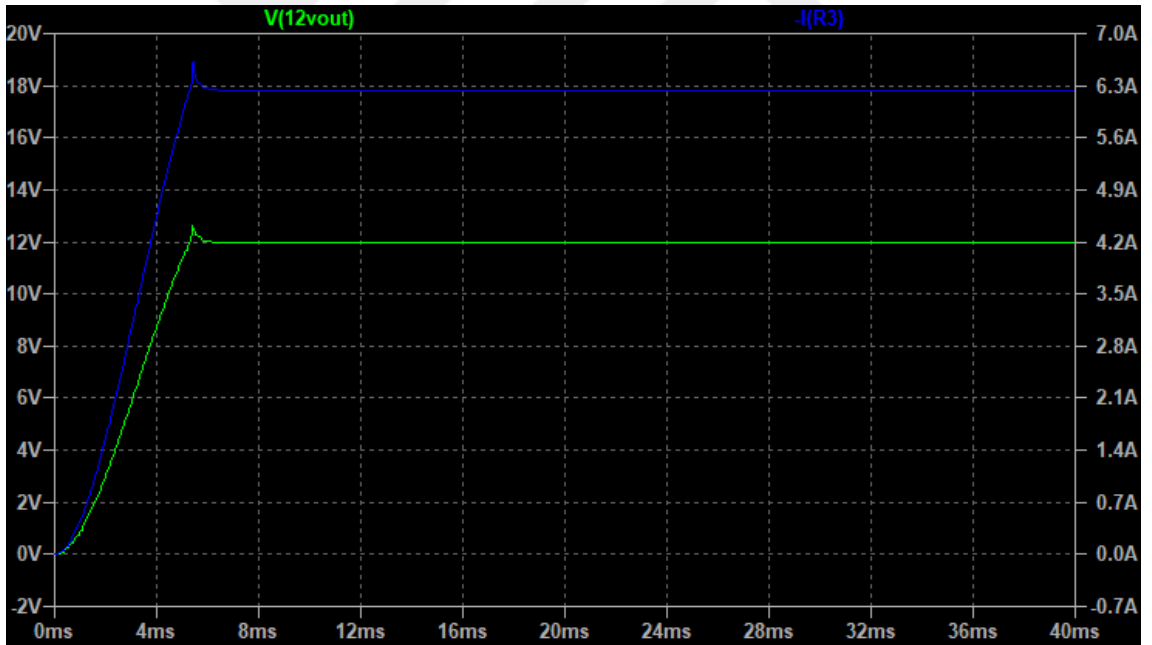
Şekil 5.18 220 Vac, %100 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



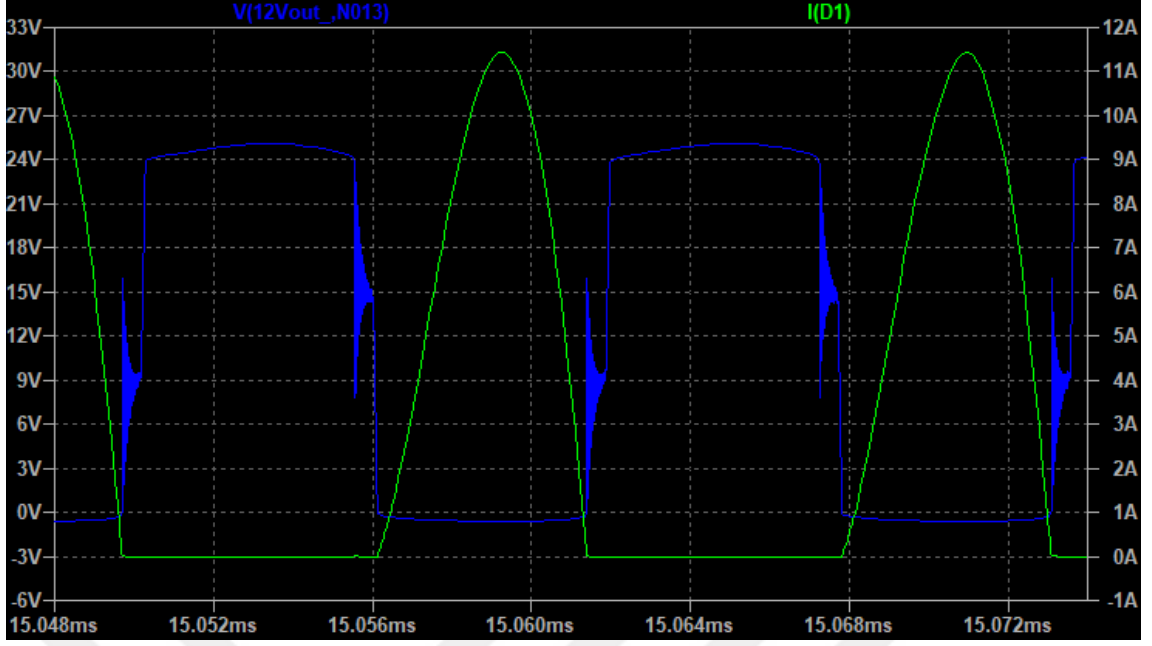
Şekil 5.19 220 Vac, %100 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.20 220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



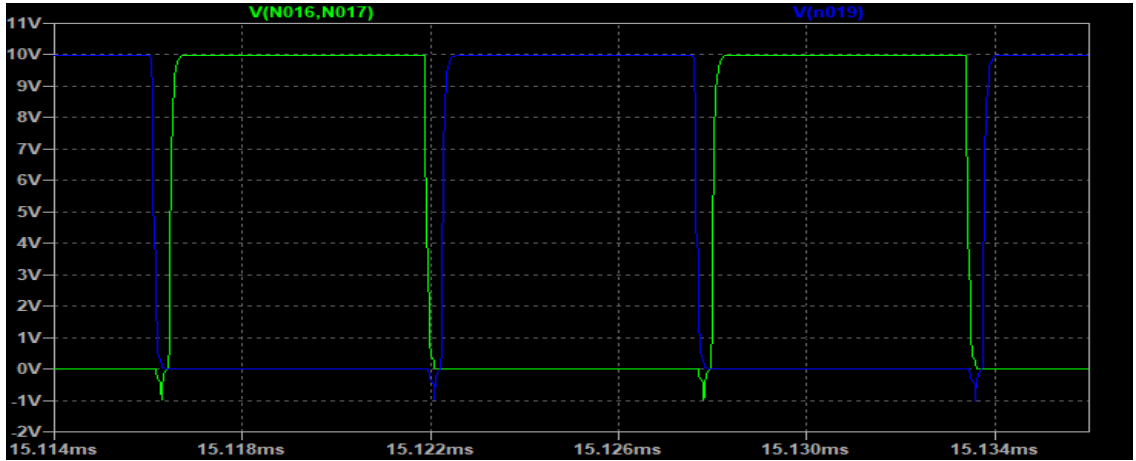
Şekil 5.21 220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



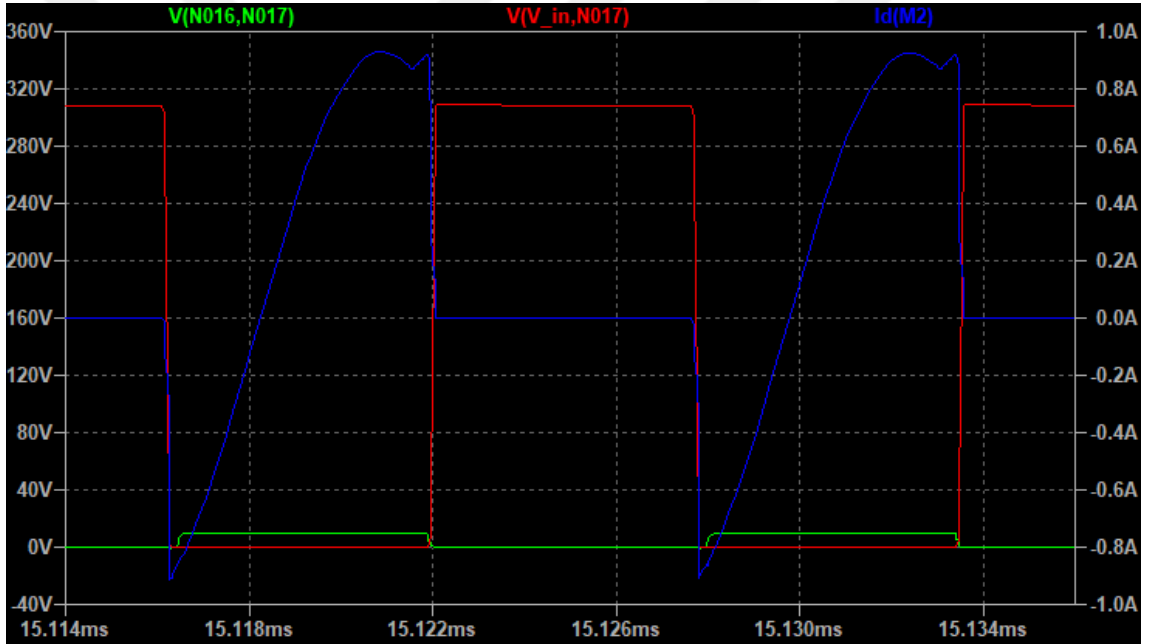
Şekil 5.22 220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.18’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.19’da iş MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.20’de mıknatıslama ve rezonans akımları görülmektedir. Dalga şekillerine bakıldığında rezonans akımının anahtarlama periyodu bitmeden mıknatıslama akımına düştüğü görülmektedir. Bu durumda dönüştürücünün bölge 2 mod 1’de çalıştığı görülmektedir. Şekil 5.21’de 6.25 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

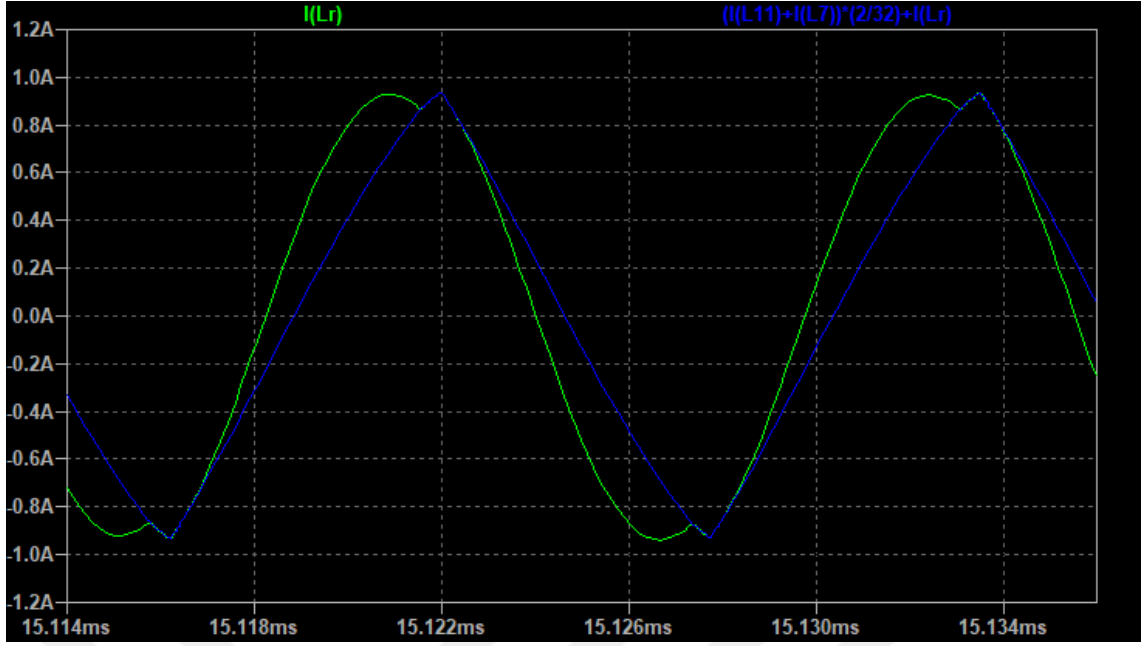
%50 Yükleme durumundaki Dalga Şekilleri



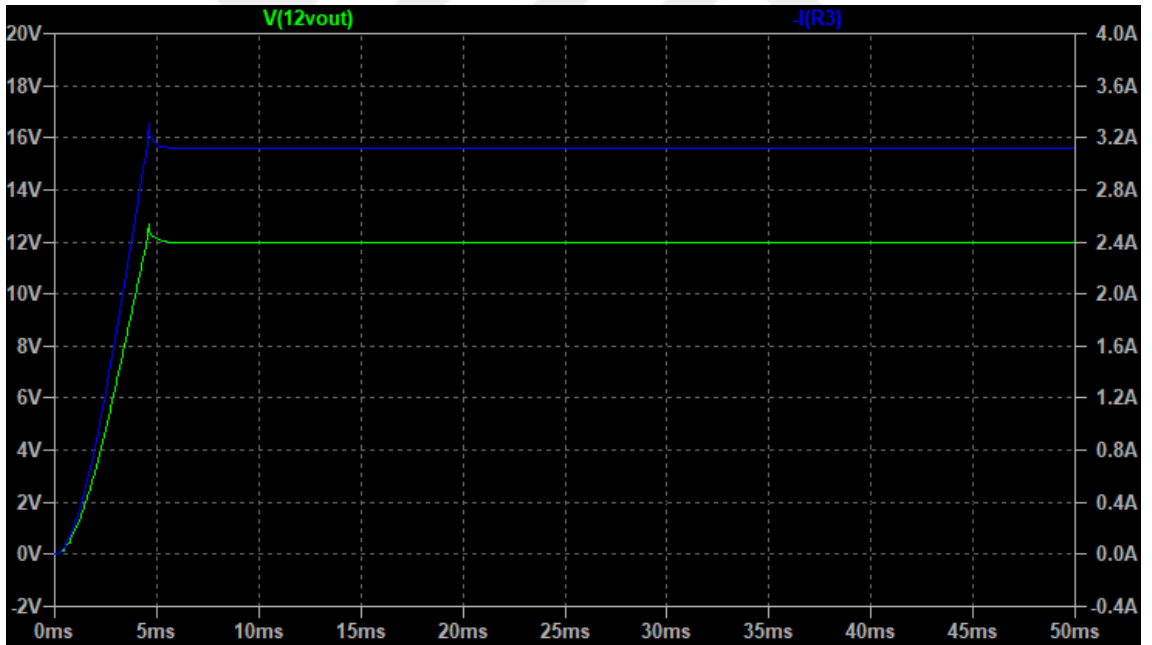
Şekil 5.23 220 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



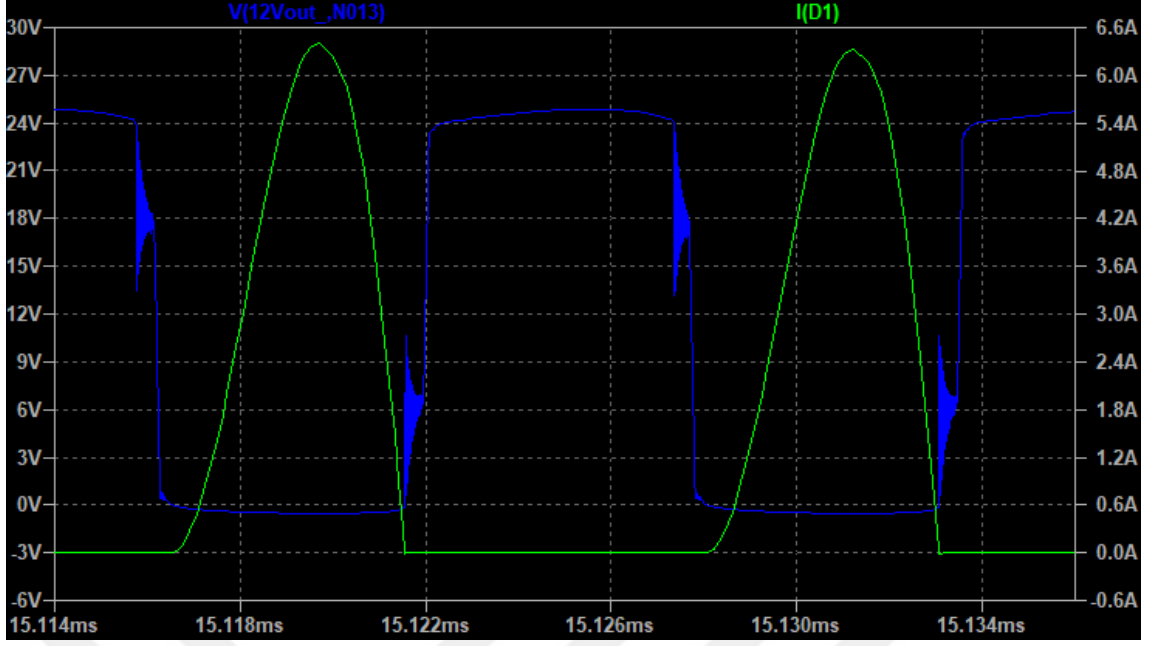
Şekil 5.24 220 Vac, %50 Yükleme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.25 220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



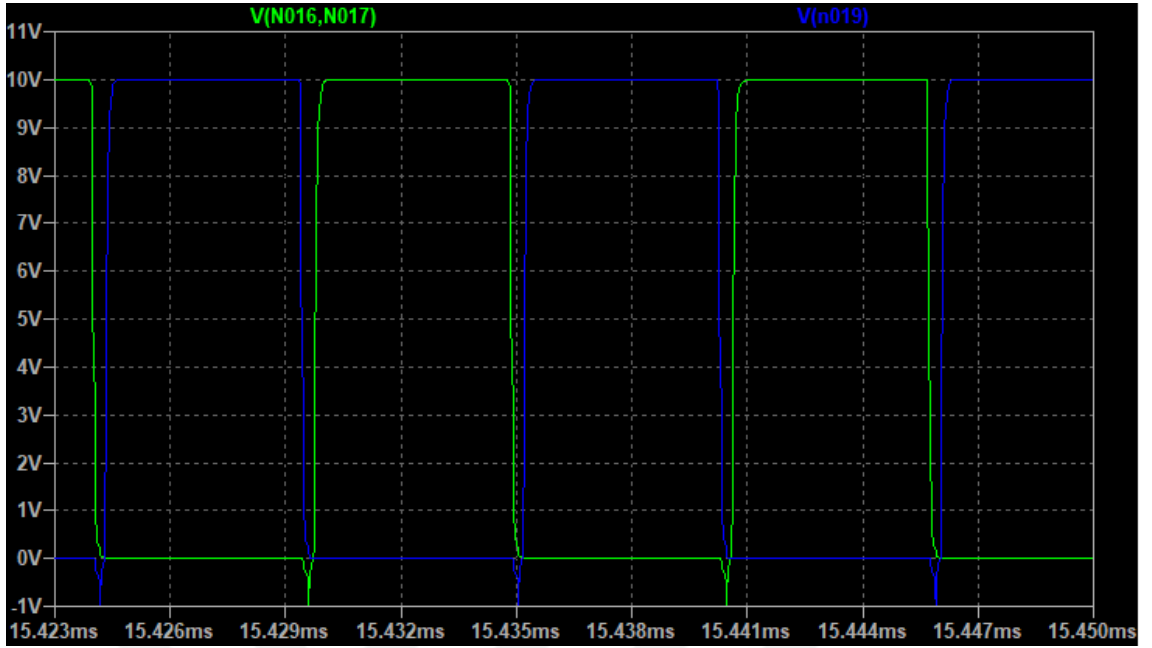
Şekil 5.26 220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



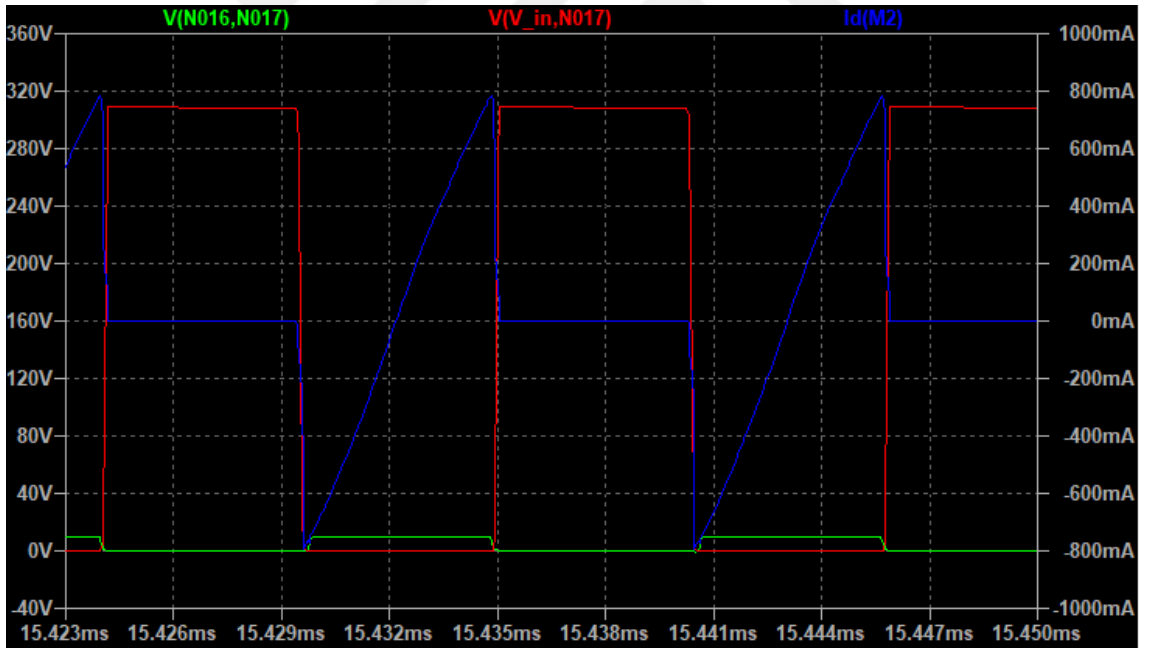
Şekil 5.27 220 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.23’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.24’de ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.25’de mıknatıslama ve rezonans akımları görülmektedir. Dalga şekillerine bakıldığında rezonans akımının anahtarlama periyodu bitmeden mıknatıslama akımına düştüğü görülmektedir. Bu durumda dönüştürücünün bölge 2 mod 1’de çalıştığı görülmektedir. Şekil 5.26’de 3.125 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

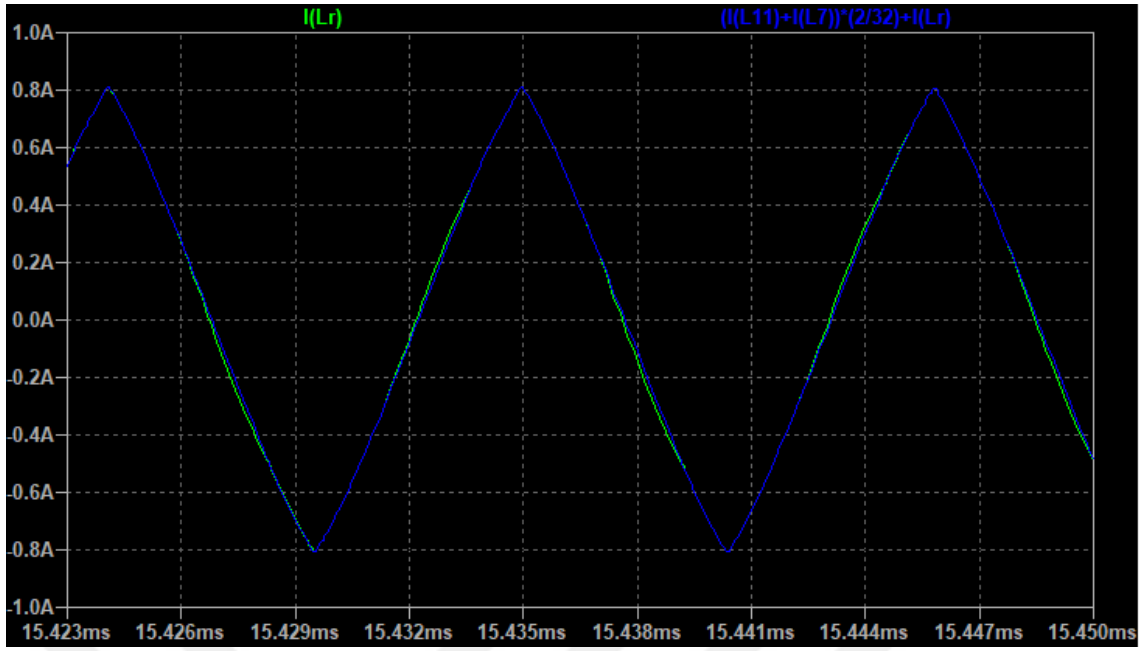
%0.25 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



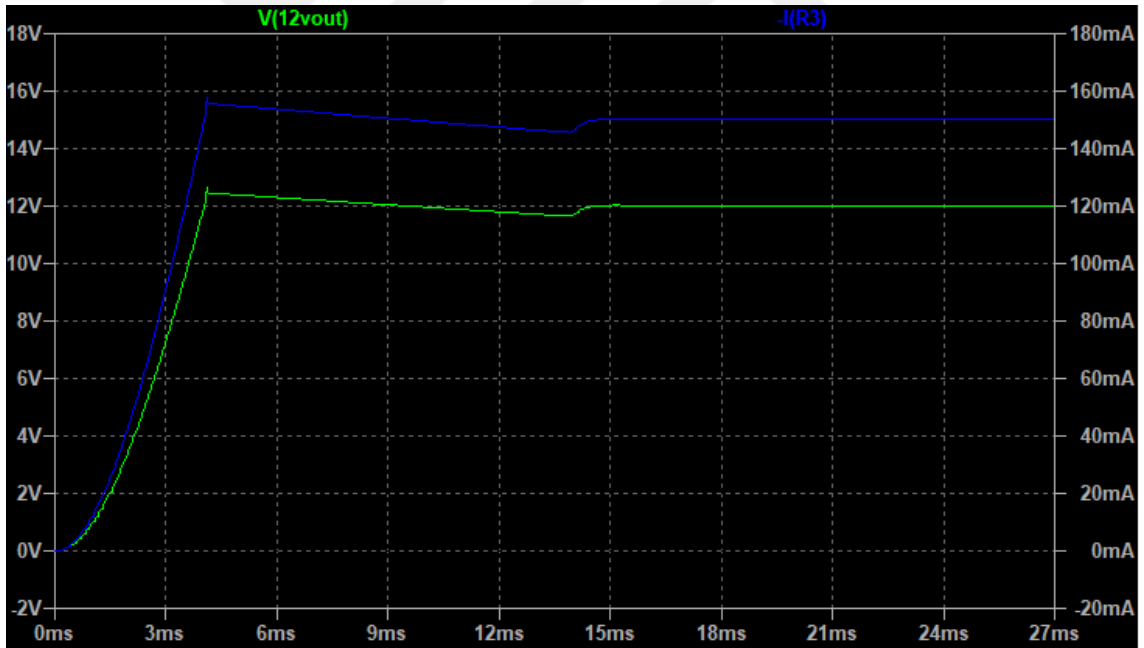
Şekil 5.28 220 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



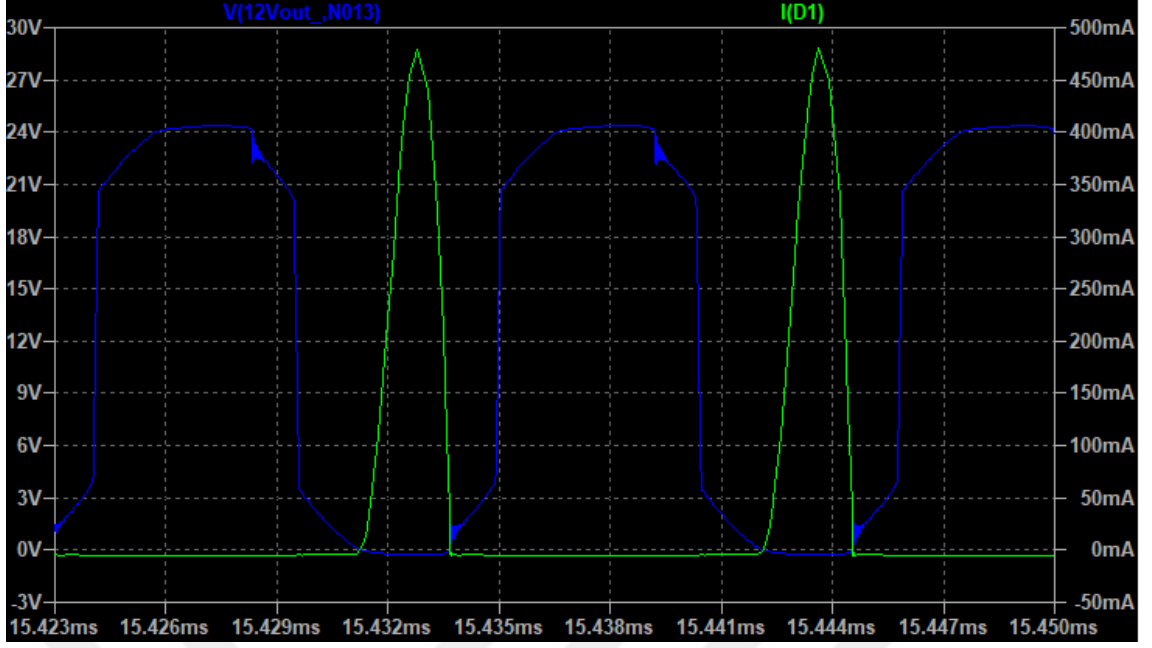
Şekil 5.29 220 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.30 220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



Şekil 5.31 220 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



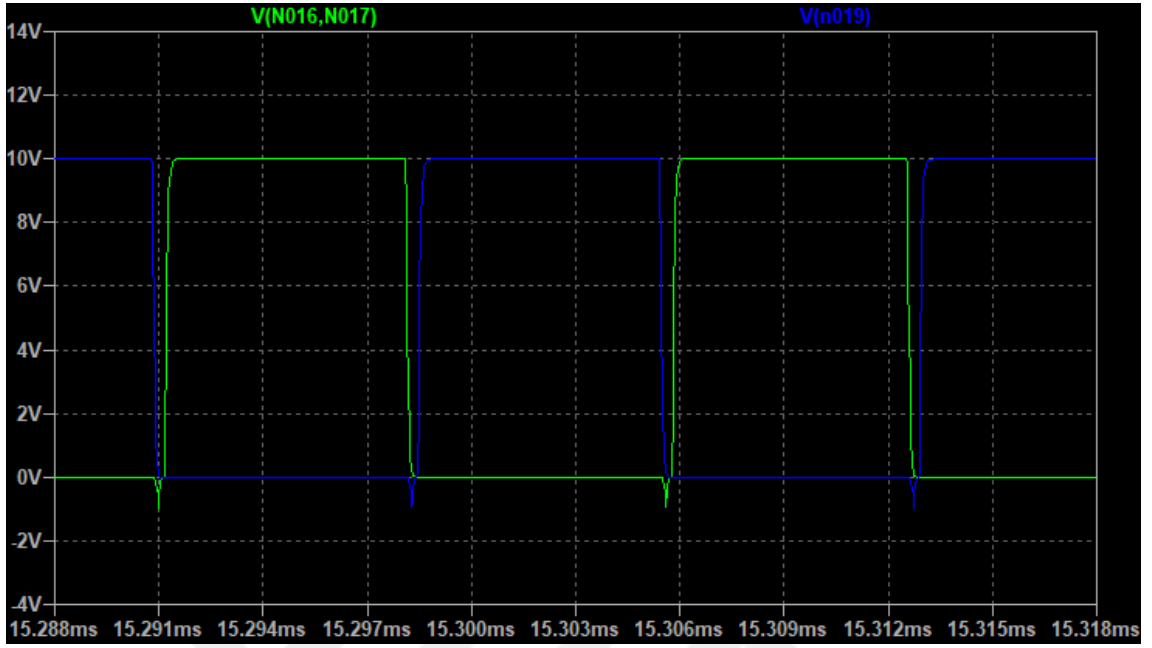
Şekil 5.32 220 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.28’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.29’da iş MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.30’da görüleceği üzere yük çok düşük olduğundan dolayı rezonans akımı neredeyse mıknatıslama akımına yakın durumdadır. Bu şekilden de anlaşılacağı üzere dönüştürücü bölge 1 mod 3 durumunda çalışmaktadır. Şekil 5.31’de is 0.15 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

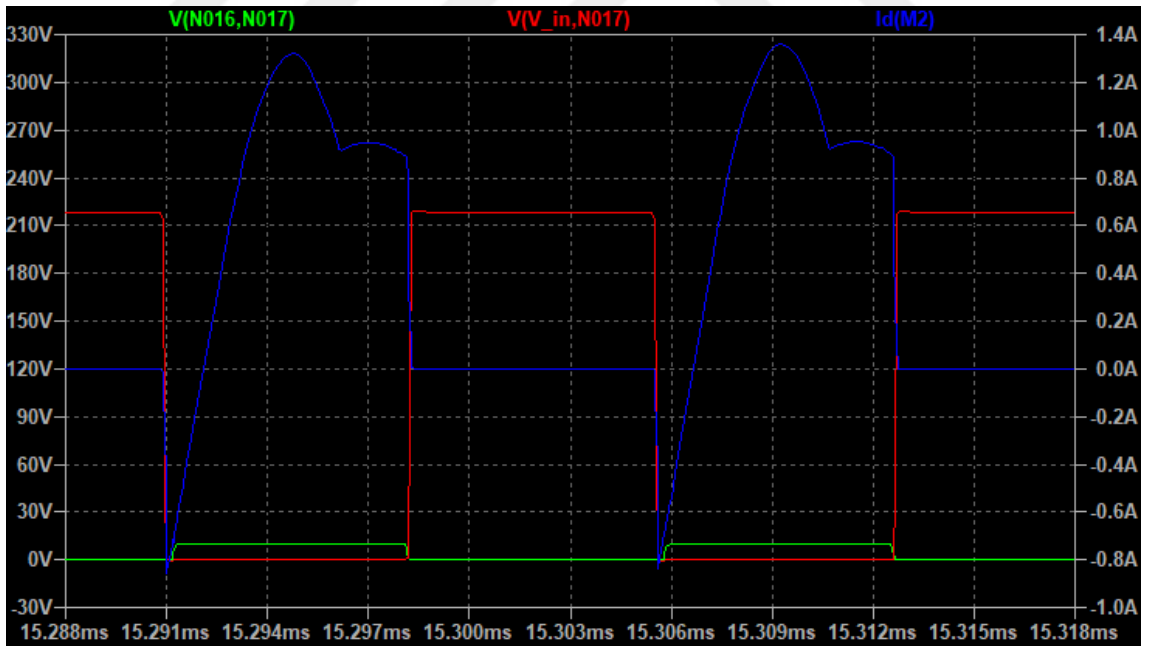
5.3 180 Vac Giriş Gerilimi İçin Dalga Şekilleri

180Vac şebeke geriliminde, %100, %50 ve %25 yükleme veya sırasıyla 6.25A, 3.125A ve 0.15A çıkış akımı için dalga şekilleri sıralanmıştır.

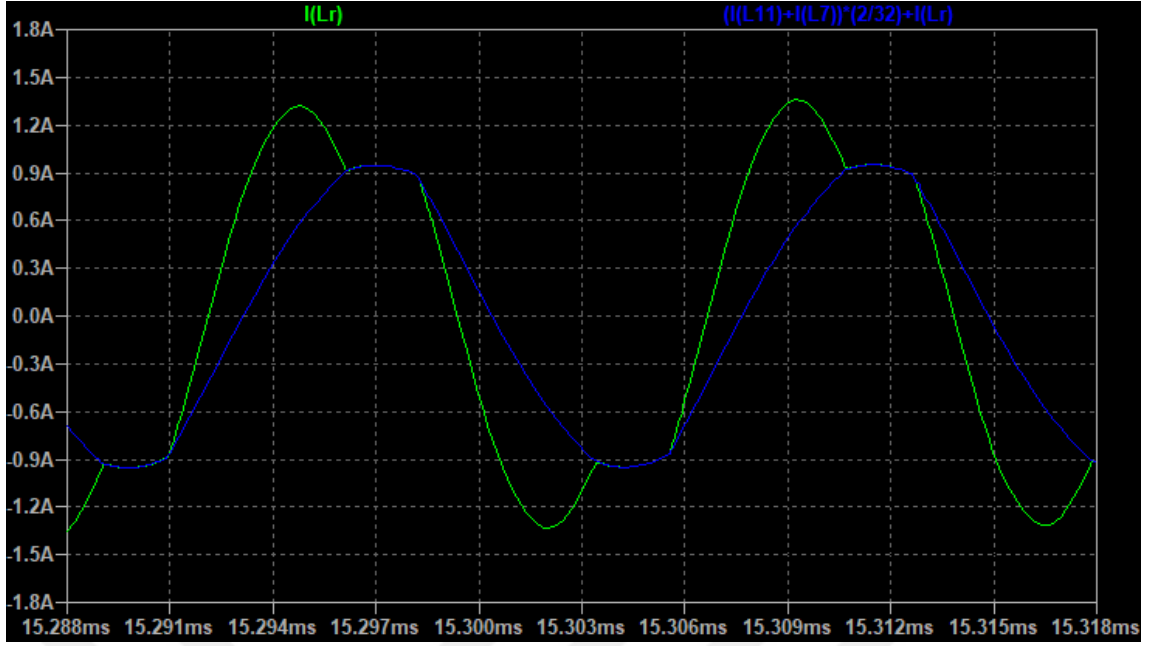
%100 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



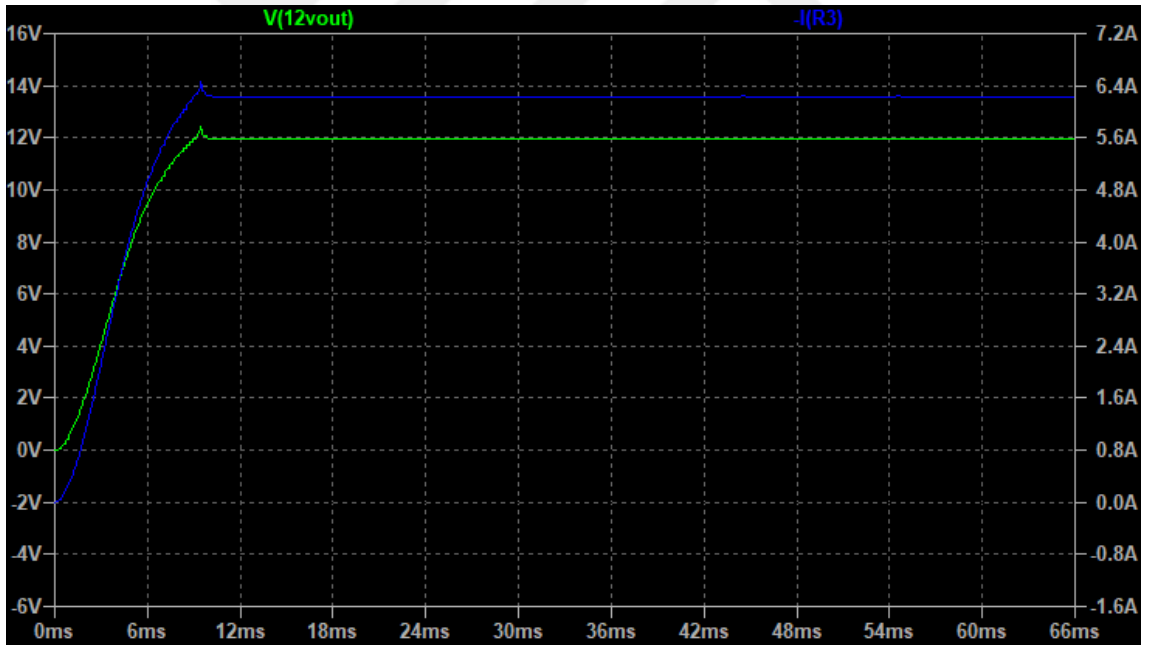
Şekil 5.33 180 Vac, %100 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



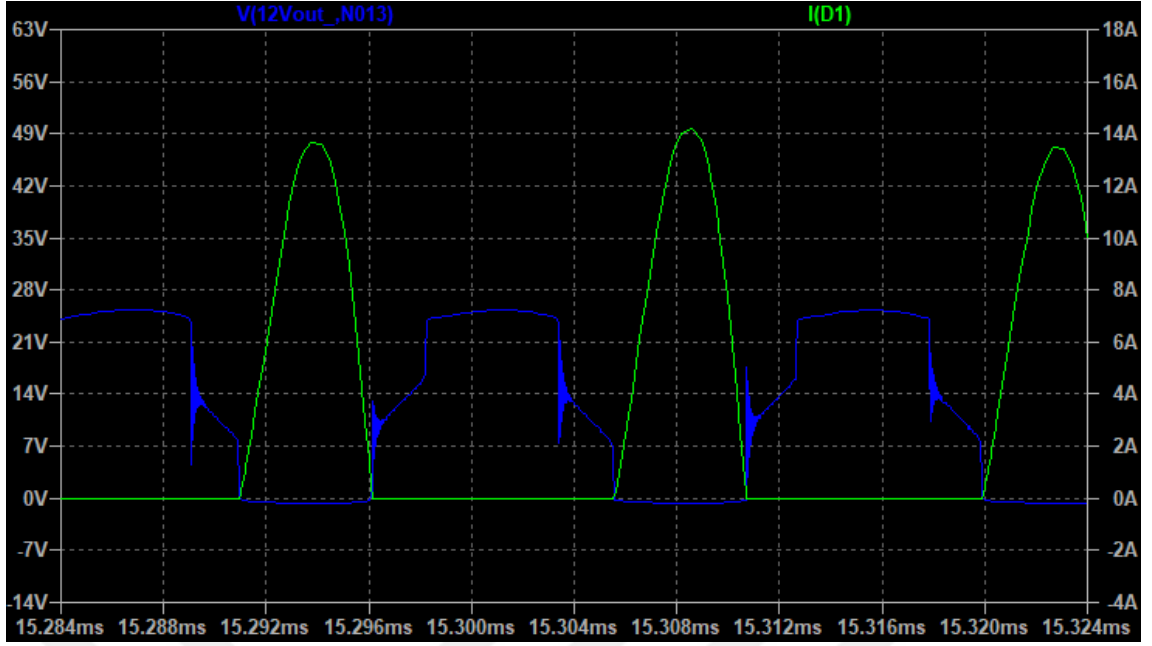
Şekil 5.34 180 Vac, %100 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.35 180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



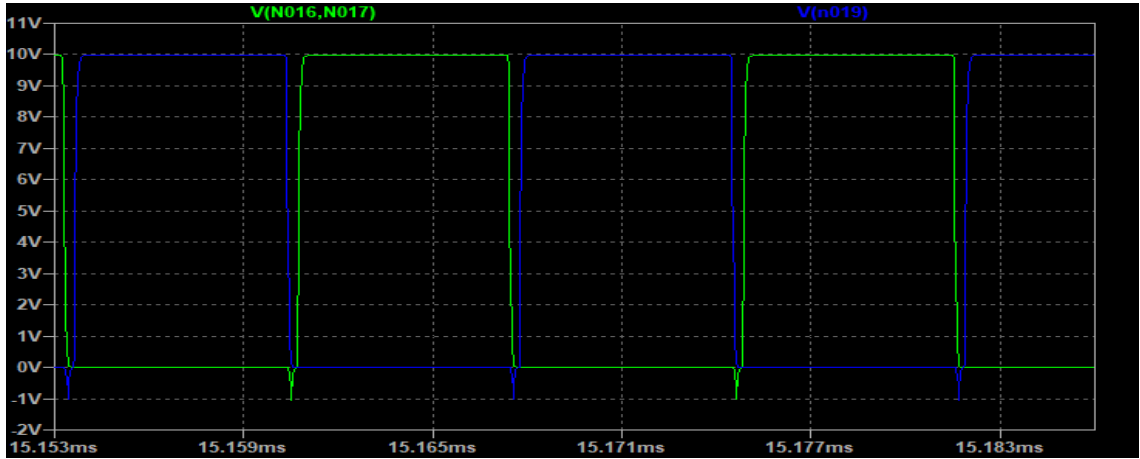
Şekil 5.36 180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



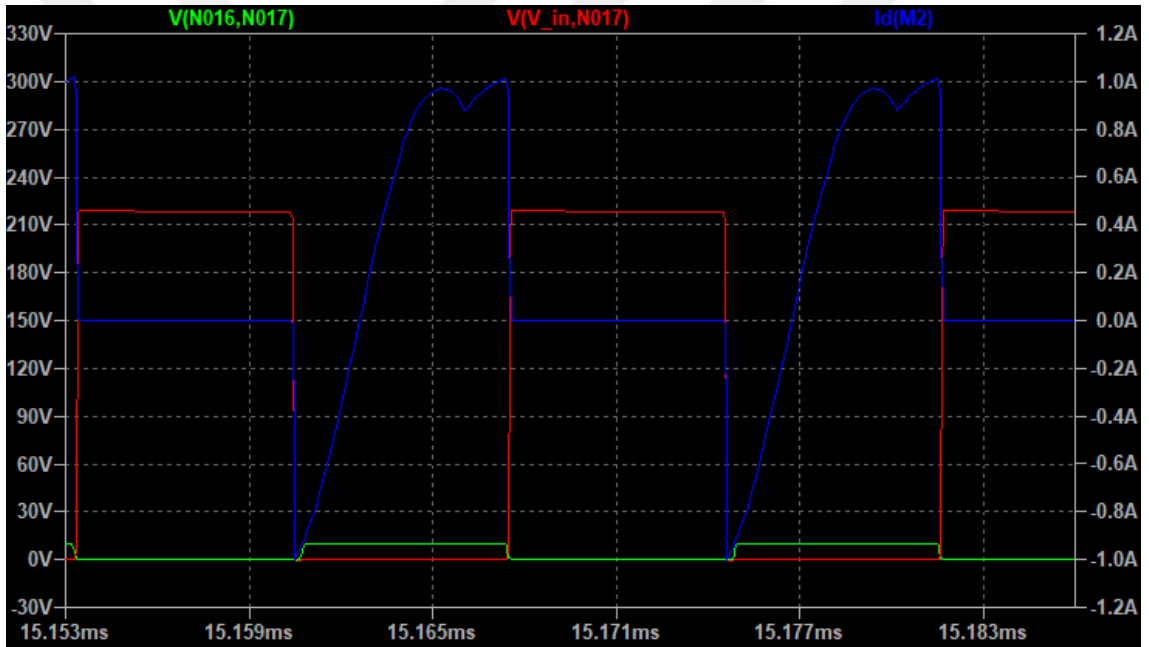
Şekil 5.37 180 Vac, %100 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.33’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.34’de ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.35’de mıknatıslama ve rezonans akımları görülmektedir. Dalga şekillerine bakıldığında rezonans akımının anahtarlama periyodu bitmeden mıknatıslama akımına düştüğü görülmektedir. Bu durumda dönüştürücünün bölge 2 mod 1’de çalıştığı anlaşılmaktadır. Şekil 5.36’da 6.25 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

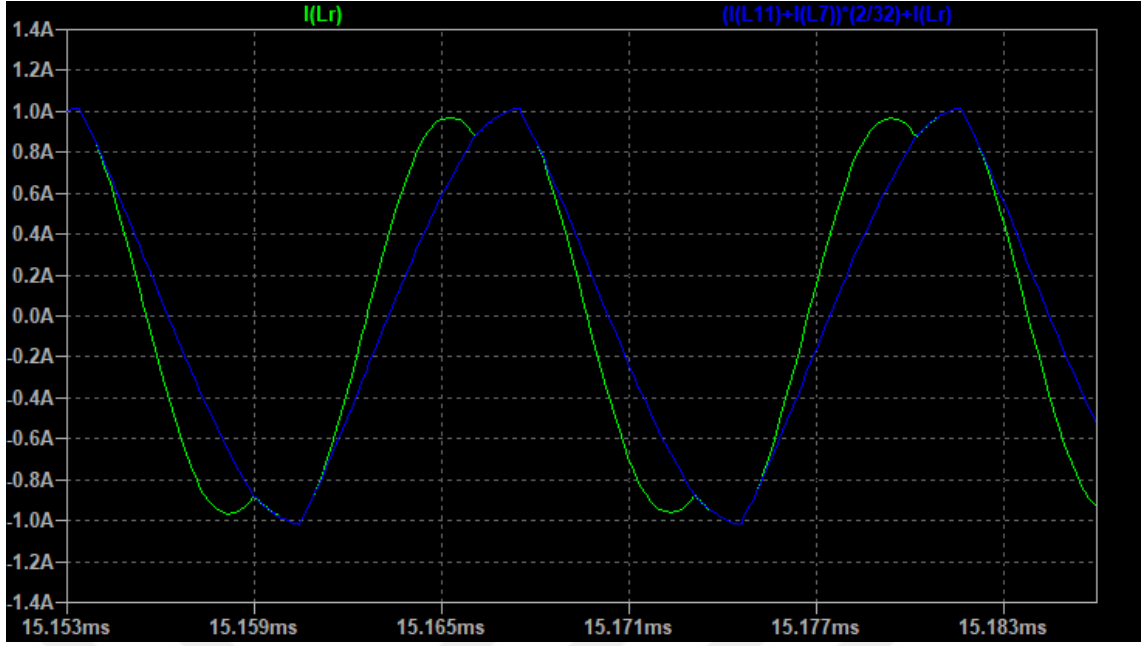
%50 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



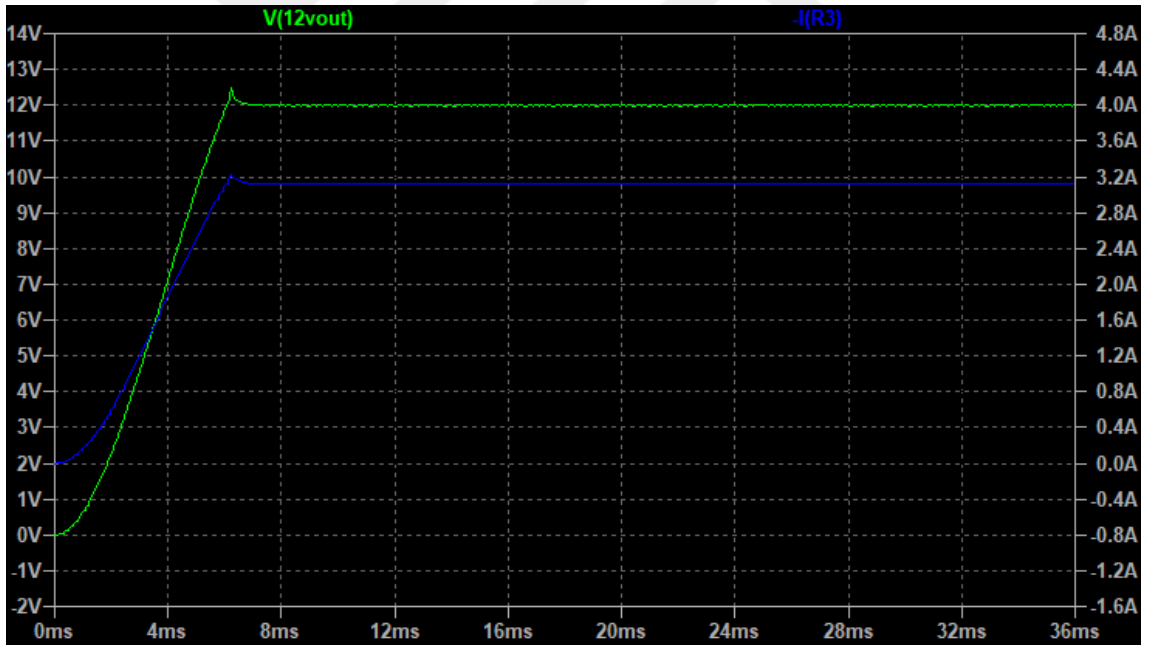
Şekil 5.38 180 Vac, %50 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



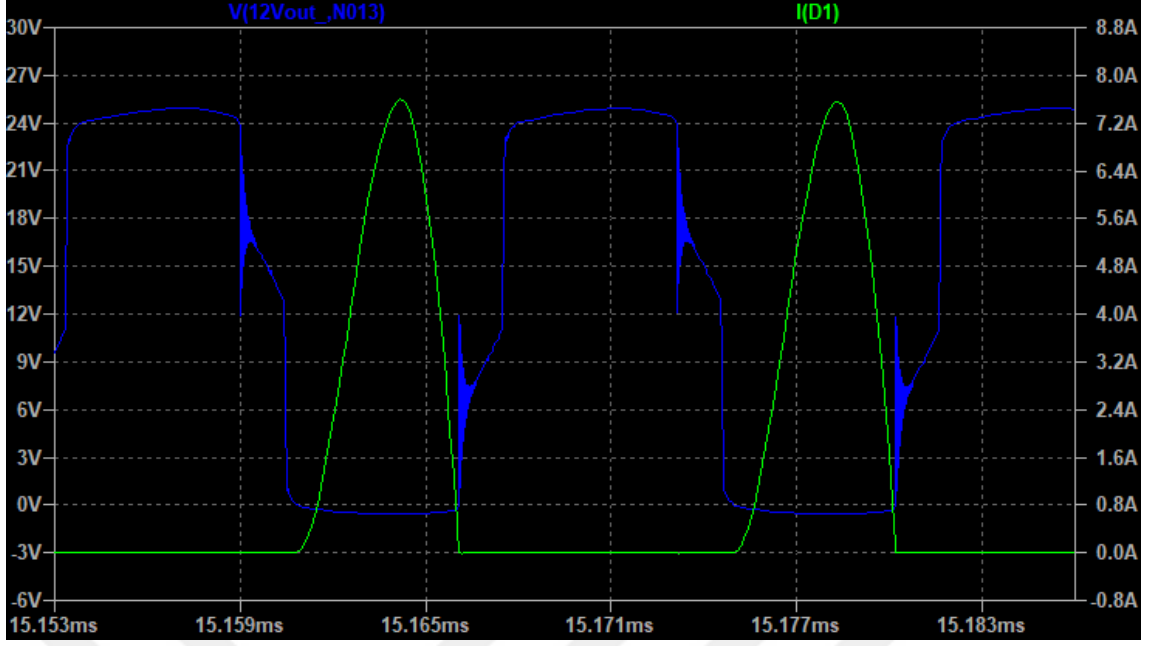
Şekil 5.39 180 Vac, %50 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.40 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Mıknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



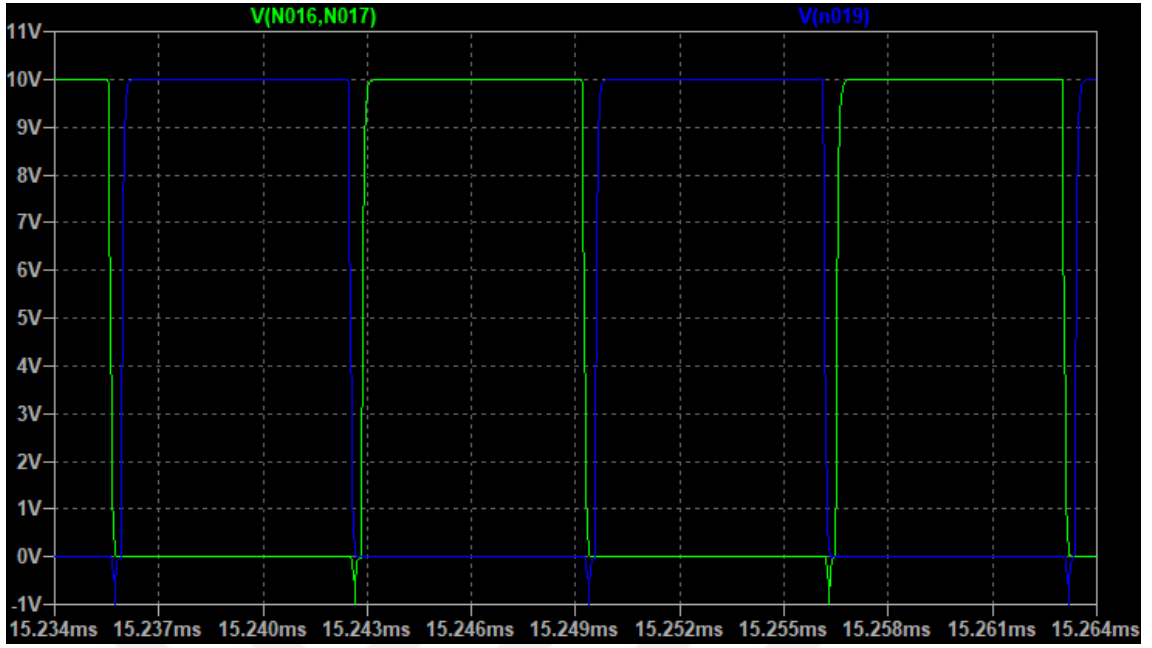
Şekil 5.41 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



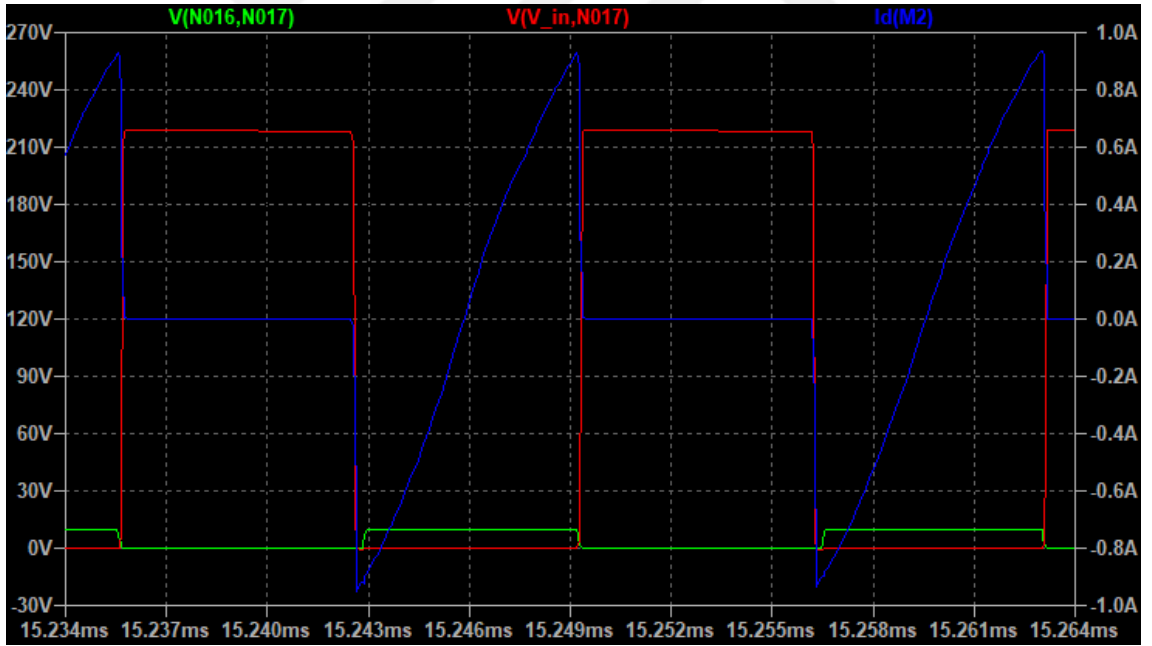
Şekil 5.42 180 Vac, %50 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.38’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.39’da ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.40’da mıknatıslama ve rezonans akımları görülmektedir. Rezonans akımı anahtarlama sinyali kesilmeden önce mıknatıslama akımına eristiği için dönüştürücünün bu koşullarda bölge 2 mod 1’de çalıştığı görülmektedir. Şekil 5.41’da 3.125 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

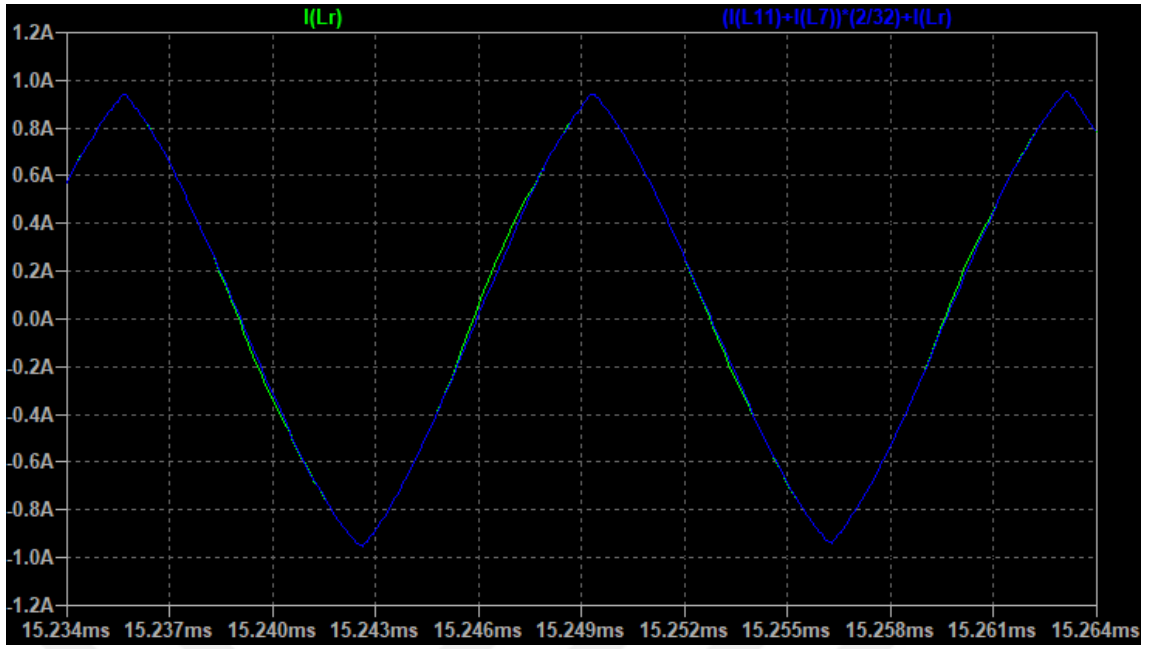
%0.25 Yüklenme durumundaki Dalga Şekilleri



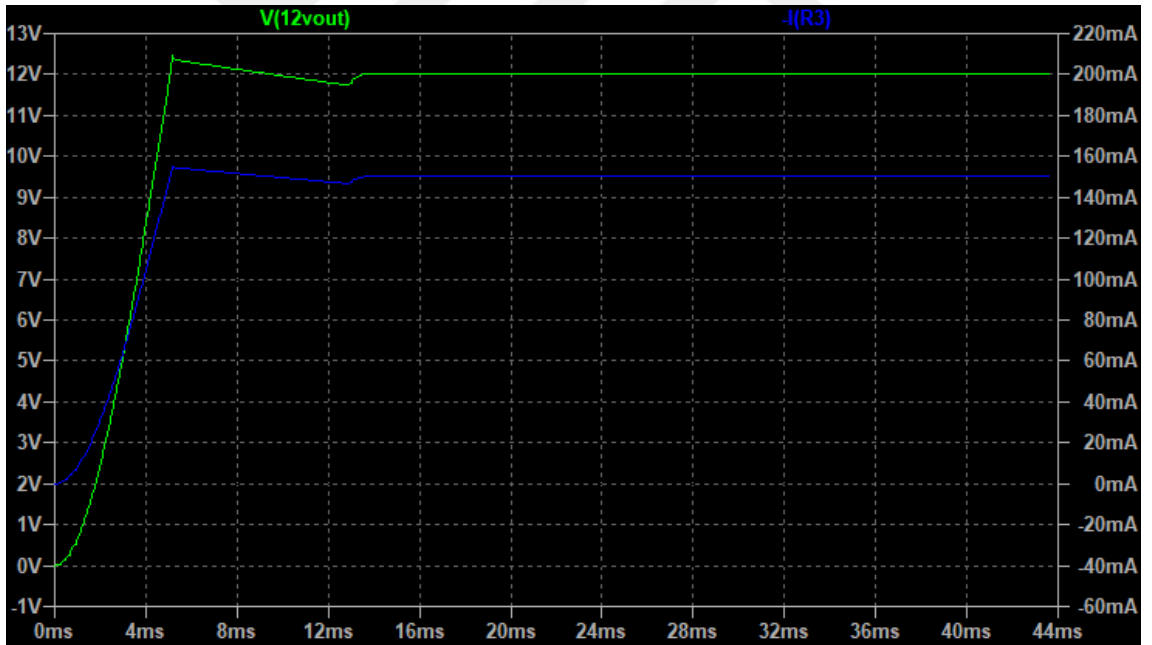
Şekil 5.43 180 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Kapı Sinyalleri



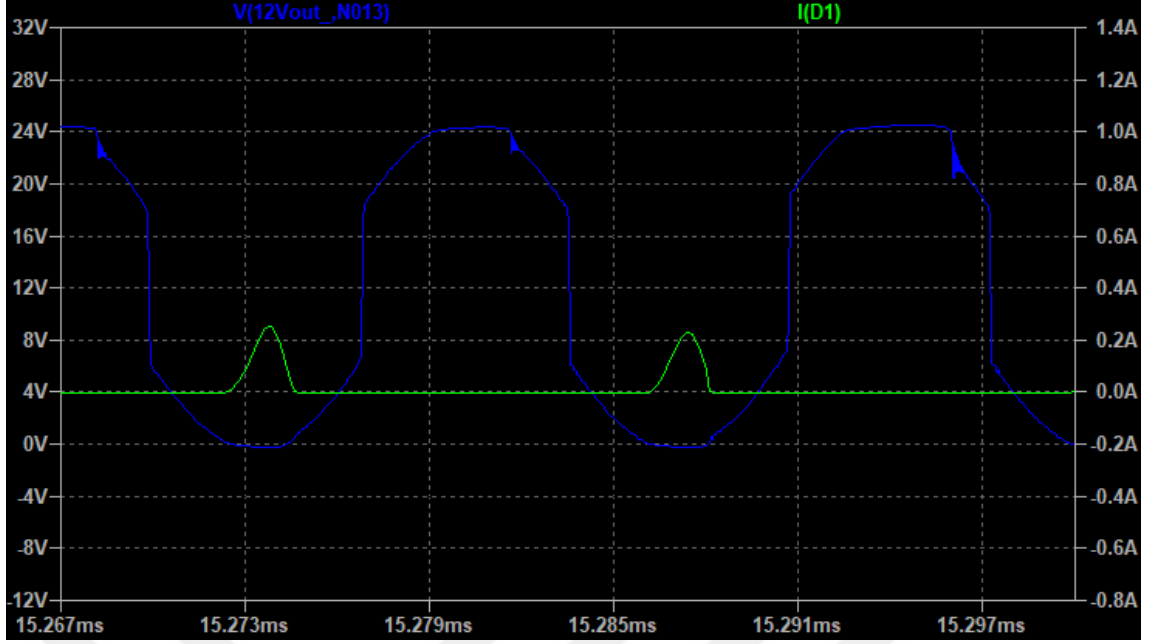
Şekil 5.44 180 Vac, %0.25 Yüklenme Durumunda MOSFET Gerilim, Akım ve Kapı Sinyalleri



Şekil 5.45 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Miknatıslama ve Rezonans Akım Dalga Şekilleri



Şekil 5.46 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri



Şekil 5.47 180 Vac, %0.25 Yükleme Durumunda Çıkış Diyotlarının Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 5.43’de kapı sinyalleri arasında gerekli ölü sinyalin bırakıldığı görülmektedir. Şekil 5.44’de ise MOSFET sinyalinin MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra verildiği görülmektedir. Bu durum MOSFET üzerinde ZVS şartının sağlandığını göstermektedir. Şekil 5.45’de görüleceği üzere yük çok düşük olduğundan dolayı rezonans akımı neredeyse mıknatıslama akımına yakın durumdadır. Bu şekilden de anlaşılacağı üzere dönüştürücü bölge 1 mod 3 durumunda çalışmaktadır. Şekil 5.46’da is 0.15 A yük akımı için 12V gerilim şartının sağlandığı görülmektedir.

Yukarıda verilen bütün dalga şekilleri incelendiğinde, tasarımı yapılan geniş giriş gerilimi aralıklı LLC rezonanslı dönüştürücünün bütün gerilim aralıklarında çeşitli yük durumlarında sağlıklı olarak çalıştığı, ZVS şartlarının tam olarak sağlandığı, çıkış gerilim ve akım değerlerinin de tam olarak elde edildiği görülmektedir. Böylece, tasarımı yapılan geniş giriş gerilimi aralıklı LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma prensibi ve analizi, simülasyon devresiyle tam olarak doğrulanmıştır.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada anahtarlama güç kaynaklarının yapısı, temel topolojilerin çalışma prensipleri anlatılmış ve avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Anahtarlama güç kaynaklarının sert anahtarlama dezavantajını ortadan kaldıran ve yumuşak anahtarlama sağlayan rezonanslı dönüştürücüler anlatılmıştır. Rezonanslı dönüştürücülerin farklı türlerinin yapısı ve çalışma prensipleri anlatılmış, bunların avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Ayrıca LLC rezonanslı dönüştürücülerin çalışma prensibi ve temel özellikleri verilmiştir.

LLC rezonanslı dönüştürücünün tasarımında, birinci harmonik yaklaşımı kullanılarak LLC parametrelerinin nasıl hesaplanabileceği etraflıca anlatılmıştır. Aynı zamanda, bu parametrelerin gerilim kazancı üzerindeki etkileri grafikler ile gösterilmiş, geniş giriş gerilimi aralığı için bu parametrelerin nasıl optimize edilebileceği ve geniş bir gerilim kazancının nasıl elde edilebileceği açıklanmıştır.

LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma bölgeleri ve çalışma modları etraflıca anlatılmış, gerilim kazanç grafikleri ve eşdeğer çalışma aralıkları üzerinden ZVS ve ZCS ile çalışma şartlarının nasıl sağlanabildiği açıklanmıştır. Böylece, AC giriş gerilimi ve yük değerlerine göre, LLC dönüştürücünün hangi bölgede ve hangi mod ile çalışması gerektiği daha kolay anlaşılır hale gelmiştir.

75W'ın altında geri dönüşlü topolojiye alternatif olmak üzere, PFC gerektirmeyen ve geniş bir giriş gerilimi aralığında (180Vac–264Vac) çalışabilen bir LLC rezonanslı dönüştürücü tasarlanmıştır. Tasarımı yapılan LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma prensibi ve analizini doğrulamak üzere Ltspice simülasyon programı ile bir simülasyon devresi oluşturulmuştur. Yapılan simülasyon devresinin bütün gerilim aralıklarında çeşitli yük durumlarında sağlıklı olarak çalıştığı, ZVS şartlarının tam olarak sağlandığı, çıkış gerilim ve akım değerlerinin de tam olarak elde edildiği görülmüştür. Böylece, tasarımı yapılan geniş giriş gerilimi aralıklı LLC rezonanslı dönüştürücünün çalışma prensibi ve analizi, simülasyon devresiyle tam olarak doğrulanmıştır.

LLC dönüştürücü birçok avantajına rağmen tasarımı zor ve karmaşık bir dönüştürücüdür. Bu dönüştürücülerde anahtarların özellikle ZVS ile ilettime girme işlemlerinin sağlanması gerekmektedir. Ancak giriş gerilimi ve yükün değişmesi durumunda bunun kolayca sağlandığı söylenemez. Gelecekte bu tasarım zorluklarını aşmak üzere, yeni tasarım yaklaşımları ve kontrol teknikleri üzerinde çalışılabilir. Bu çalışmanın gelecekteki çalışmalar için iyi bir referans olacağına inanılmaktadır.



KAYNAKÇA

- [1] Bodur, H., (2003), “DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri”, YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ, İstanbul.
- [2] Küçükkuru, Mustafa. Çok Çıkışlı LLC Rezonans Çeviricilerde Transformatör Değişkenlerinin Devrenin Verimine Etkisinin Tespitine Katkıları. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi, 2019.
- [3] C. Kim, J. Baek and J. Lee, "High-Efficiency Single-Stage LLC Resonant Converter for Wide-Input-Voltage Range," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 9, pp. 7832-7840, Sept. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2772443.
- [4] Lai, C.M.; Shyu, K.K. (2007). A single-stage AC/DC converter based on zero voltage switching LLC resonant topology. , 1(5), 743–0. doi:10.1049/iet-epa:20060322
- [5] IEC 61000-3-2, Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2: Limits – Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)
- [6] F. Canales, P. Barbosa and F. C. Lee, "A wide input voltage and load output variations fixed-frequency ZVS DC/DC LLC resonant converter for high-power applications," Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344), 2002, pp. 2306-2313 vol.4, doi: 10.1109/IAS.2002.1042768.
- [7] Rashid, Muhammad H., (2018), Power Electronics Handbook 4th Edition.
- [8] Bodur, H., (2014), “Güç elektroniği” Güncellenmiş 3. Baskı. Birsen Yayınevi, 2014.
- [9] Philips Semiconductors, Power Semiconductor Applications, 1998. [online]. Available: <https://www.thierry-lequeu.fr/data/APPCHP2.pdf>.
- [10] Microchip, Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part I). 2007. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01114A.pdf>
- [11] Hart, Daniel W., (2011), “Power Electronics”.
- [12] Texas Instruments Incorporated, Survey of Resonant Converter Topologies, 2018, Texas Instruments Power Supply Design Seminar.
- [13] SM SeyedAmouzandeh, “Auto-Tuned Minimum-Deviation Digital Controller For Llc Resonant Converters”, Master thesis, University of Toronto, 2015.

- [14] Yang, B. & Lee, F.C. & Zhang, A.J. & Huang, G. (2002). LLC Resonant Converter For Front End DC/DC Conversion, APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (pp.1108-1112). USA: Adam's Mark Hotel, Dallas, Texas, March 10-14.
- [15] Lazar, J.F. & Martinelli, R. & Chen, R. (2001). Steady-State Analysis Of The LLC Series Resonant Converter, APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, (pp.728-735). USA: Disneyland Hotel, Anaheim, California, March 4-8.
- [16] Huang, H. (2010). Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, SLUP263. Texas Instruments.
- [17] T. Duerbaum, "First harmonic approximation including design constraints," in INTELEC-Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat.No. 98CH36263), IEEE, 1998, pp. 321–328.
- [18] G. Ivensky, S. Bronshtein, A. Abramovitz, "Approximate analysis of resonant llc dc-dc converter," IEEE Transactions on power electronics, vol. 26, no. 11, pp. 3274–3284, 2011.
- [19] B. Yang, "Topology investigation of front end dc/dc converter for distributed power system," PhD thesis, Virginia Tech, 2003.
- [20] Zhang, Jun, "Analysis and design of high frequency gapped transformers and planar transformers in LLC resonant converters" PhD thesis, Zhejiang University, 2015.
- [21] Basso, Chris, " Full-wave rectification, bulk capacitor calculations" OcaK 2009.
- [22] A. McHutchon, "Rlc resonant circuits," 2013. [Online]. Available: <http://mlg.eng.cam.ac.uk/mchutchon/ResonantCircuits.pdf>. [Accessed: 20-Apr- 2013].

TEZDEN ÜRETİLMİŞ YAYINLAR

Konferans Bildirisi:

1. Sağlam, H., Bodur, H., Akboy, E., “Geniş Giriş Gerilimi Aralıklı Rezonanslı LLC Dönüştürücülerin Analizi”, 6. Uluslararası Mühendislik, Mimarlık ve Tasarım Kongresi, 2020.

