

**SERİ PARALEL REZONANS GÜÇ ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZİ
VE SAYISAL KONTROLLU TASARIMININ YAPILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mertcan AŞÇI

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

HAZİRAN 2018

**SERİ PARALEL REZONANS GÜÇ ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZİ
VE SAYISAL KONTROLLU TASARIMININ YAPILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mertcan AŞÇI
(504151026)**

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Dr. Öğr. Üyesi Deniz YILDIRIM

HAZİRAN 2018

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504151026 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi Mertcan AŞÇI, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “SERİ PARALEL REZONANS GÜÇ ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZİ VE SAYISAL KONTROLLÜ TASARIMININ YAPILMASI” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Dr. Öğr. Üyesi Deniz YILDIRIM**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Dr. Öğr. Üyesi Murat YILMAZ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Dr. Öğr. Üyesi Nihan ALTINTAŞ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Teslim Tarihi : **4 Mayıs 2018**
Savunma Tarihi : **5 Haziran 2018**



ÖNSÖZ

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, endüstriyel uygulamalarda kullanılan güç çeviricileri araştırılmış ve LLC rezonans güç çeviricisinin yapısı incelenerek gerekli analizleri yapılmıştır. Bu analizler doğrultusunda belirlenen çıkış gücünde sayısal kontrollü LLC rezonans güç çeviricisi tasarımı yapılarak benzetimleri incelenmiş ve prototip devresi hazırlanarak gerçekleştirilen ölçümleri sunulmuştur.

Tez çalışma konusunun belirlenmesinde ve çalışma süreci boyunca bilgi ve tecrübeleriyle destek olan danışman hocam Dr. Öğr. Üyesi Deniz Yıldırım'a teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca tez çalışması boyunca gerekli imkanları sunan Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi Tasarım Uygulama ekibine teşekkürlerimi iletirim.

Çalışmalarım boyunca maddi manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan aileme de teşekkürlerimi sunarım.

Haziran 2018

Mertcan AŞÇI
Elektrik Mühendisi



İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR.....	ix
SEMBOLLER	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
ÖZET	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Araştırması	1
1.2 Tezin Amacı.....	5
1.3 Hipotez	7
2. REZONANS ÇEVİRİCİ TÜRLERİ	9
2.1 Seri Rezonans Çeviriciler	9
2.2 Paralel Rezonans Çeviriciler	13
2.3 Seri Paralel Rezonans Çeviriciler	15
2.3.1 LCC rezonans çeviriciler	16
2.3.2 LLC rezonans çeviriciler	18
3. LLC ÇEVİRİCİ DEVRE ANALİZİ	23
3.1 LLC Çeviricilerin Temel Harmonik Yaklaşım Analizi.....	23
3.2 LLC Çeviricilerin Durum Uzayı Analizi.....	32
4. SAYISAL KONTROLLU LLC REZONANS ÇEVİRİCİ TASARIMI	45
4.1 Rezonans Tank Parametrelerinin Belirlenmesi.....	45
4.2 Devre Benzetim Sonuçları.....	50
4.3 Kontrol Bloğunun Tasarımı	54
5. DEVRE ÖLÇÜM SONUÇLARININ İNCELENMESİ	61
6. SONUÇ VE ÖNERİLER	75
KAYNAKLAR.....	77
EKLER	81
EK A.....	83
EK B	91
ÖZGEÇMİŞ	95



KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
GaN	: Galyum Nitrür
MOSFET	: Metal Oksit Yarıiletken Alan Etkili Transistör
PCB	: Baskılı Devre Kartı
PI	: Oransal İntegral
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SiC	: Silisyum Karbür
USB	: Evrensel Seri Veriyolu

SEMBOLLER

A	: Kapasite oranı
C	: Kapasitans
C_{pr}	: Paralel rezonans kapasitesi
C_r	: Rezonans kapasitesi
C_{sr}	: Seri rezonans kapasitesi
F	: Frekans oranı
f_r	: Rezonans frekansı
f_s	: Anahtarlama frekansı
I_d	: Sekonder diyot akımı
I_y	: Yük akımı
i_{ac}	: Transformator sekonder akımı
i_c	: Kapasite akımı
i_m	: Manyetiklenme endüktansı akımı
i_p	: Rezonans tank akımı
K	: Kazanç
L_m	: Manyetiklenme endüktansı
L_p	: Primerden görülen endüktans
L_{pk}	: Transformatorün primer kaçak endüktansı
L_{sk}	: Transformatorün sekonder kaçak endüktansı
L_r	: Rezonans endüktansı
M_k	: Transformator ek kazanç katsayısı
m	: Primerden görülen endüktansın rezonans endüktansına oranı
n	: Transformator sarım sayısı oranı
Q	: Kalite faktörü
Q_L	: LCC kalite faktörü
R_{AC}	: Primere yansıyan eşdeğer yük empedansı
V_{AC}	: Primere yansıyan yük gerilimi
v_c	: Kapasite gerilimi
$v_{d,1}$	: Rezonans tankına uygulanan gerilimin temel harmonik bileşeni
V_g	: Giriş gerilimi
V_k	: Rezonans tankına uygulanan gerilim
V_y	: Yük gerilimi
X_C	: Kapasite empedansı
X_{Cpr}	: Paralel rezonans kapasite empedansı
X_{Cr}	: Rezonans kapasite empedansı
X_{Csr}	: Seri rezonans kapasite empedansı
X_L	: Endüktans empedansı
X_{Lr}	: Rezonans endüktans empedansı
ϕ_{v1}	: Faz farkı
ω	: Açısal frekans



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1: Çevirici iletim durumları.....	40
Çizelge 4.1: Devre gereksinimi.	45
Çizelge 4.2: Devre bileşenleri.	49
Çizelge B.1 Malzeme listesi.....	92





ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 1.1 : Yıllara göre dünyadaki elektrik enerjisi üretimi.....	1
Şekil 1.2 : Modüler güç çevirici yapısı.	2
Şekil 1.3 : Doğrusal çevirici yapısı.	3
Şekil 1.4 : Anahtarlama modlu çevirici örneği.	3
Şekil 1.5 : Anahtarlama sırasındaki akım gerilim değişimi.	4
Şekil 1.6 : Rezonans güç çeviricisi örneği.	5
Şekil 1.7 : Sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlama.	5
Şekil 1.8 : Rezonans çevirici verim yük değişimi.	6
Şekil 1.9 : LLC rezonans güç çeviricisi.	6
Şekil 2.1 : İzoleli seri rezonans güç çeviricisi.	9
Şekil 2.2 : Seri rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.	10
Şekil 2.3 : Seri rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 6$).	11
Şekil 2.4 : Farklı anahtarlama frekanslarında MOSFET üzerindeki gerilim.	12
Şekil 2.5 : İzoleli paralel rezonans güç çeviricisi.	13
Şekil 2.6 : Paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.	14
Şekil 2.7 : Paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 1$).	15
Şekil 2.8 : İzoleli seri paralel LCC rezonans güç çeviricisi.	16
Şekil 2.9 : LCC seri paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.	16
Şekil 2.10 : LCC seri paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 0,8 ; A = 3$).	18
Şekil 2.11 : İzoleli seri paralel LLC rezonans güç çeviricisi.	19
Şekil 2.12 : LLC seri paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.	19
Şekil 2.13 : LLC seri paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 0,4 ; m = 2,5$).	21
Şekil 3.1 : LLC rezonans çevirici devresi.	23
Şekil 3.2 : Rezonans frekansında akım, gerilim grafikleri.	24
Şekil 3.3 : Temel harmonik yaklaşım uygulanarak sadeleştirilmiş LLC çevirici.	26
Şekil 3.4 : Transformatörün eş değer devresi.	30
Şekil 3.5 : Farklı yük koşullarında frekans-kazanç grafiği.	31
Şekil 3.6 : Sabit kalite faktöründe farklı endüktans oranlarında frekans-kazanç grafiği.	32
Şekil 3.7 : Farklı endüktans oranlarında kalite faktörü-kazanç grafiği.	33
Şekil 3.8 : Q1 MOSFET'i ve D3 diyotu iletimde, Q2 MOSFET'i ve D4 diyotu kesimde.	33
Şekil 3.9 : Durum 1'e ait grafik.	35
Şekil 3.10 : Q1 MOSFET'i ve D4 diyotu iletimde, Q2 MOSFET'i ve D3 diyotu kesimde.	35

Şekil 3.11	: Durum 2'ye ait grafik.	35
Şekil 3.12	: Q1 MOSFET'i iletimde, Q2 MOSFET'i ile D3 ve D4 diyotu kesimde.	36
Şekil 3.13	: Durum 3'e ait grafik.	37
Şekil 3.14	: Q1 MOSFET'i ile D3 diyotu kesimde, Q2 MOSFET'i ile D4 diyotu iletimde.	37
Şekil 3.15	: Durum 4'e ait grafik.	38
Şekil 3.16	: Q1 MOSFET'i ile D4 diyotu kesimde, Q2 MOSFET'i ile D3 diyotu iletimde.	38
Şekil 3.17	: Durum 5'e ait grafik.	39
Şekil 3.18	: Q2 MOSFET'i iletimde, Q1 MOSFET'i ile D3 ve D4 diyotu kesimde.	39
Şekil 3.19	: Durum 6'ya ait grafik.	39
Şekil 3.20	: Rezonans frekansında anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.	40
Şekil 3.21	: Rezonans frekansında elde edilen sürekli hal eğrisi.	41
Şekil 3.22	: Rezonans frekansından düşük anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.	41
Şekil 3.23	: Rezonans frekansından düşük anahtarlama durumunda elde edilen sürekli hal eğrisi.	42
Şekil 3.24	: Rezonans frekansından yüksek anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.	42
Şekil 3.25	: Rezonans frekansından yüksek anahtarlama durumunda elde edilen sürekli hal eğrisi.	43
Şekil 4.1	: Tasarım akış diyagramı.	46
Şekil 4.2	: Kalite faktörü seçimi.	48
Şekil 4.3	: Tasarlanan devrenin kazanç eğrileri.	50
Şekil 4.4	: Benzetimi yapılan devre şeması ve değerleri.	51
Şekil 4.5	: Rezonans frekansında ve nominal yükte çalışma durumunda oluşan grafikler.	51
Şekil 4.6	: Rezonans tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.	52
Şekil 4.7	: Kullanılacak en yüksek kazanç olan minimum giriş gerilimi ve nominal yükteki çalışma frekansı durumunda oluşan grafikler.	52
Şekil 4.8	: Minimum giriş gerilimi ve nominal yükteki tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.	53
Şekil 4.9	: Kullanılacak en düşük kazanç olan maksimum giriş gerilimi ve nominal yükteki çalışma frekansı durumunda oluşan grafikler.	53
Şekil 4.10	: Maksimum giriş gerilimi ve nominal yükteki tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.	54
Şekil 4.11	: Analog kontrolör örneği.	55
Şekil 4.12	: C2000 Piccolo LaunchPad.	55
Şekil 4.13	: IR2110 tümleşik devre bağlantı şeması.	56
Şekil 4.14	: FSL306LR tümleşik devre bağlantı şeması.	57
Şekil 4.15	: Tasarımı yapılan devre şeması.	57
Şekil 4.16	: Mikrokontrolör akış diyagramı.	58

Şekil 5.1	: Deneysel ölçüm için kullanılan devre bağlantı şeması.....	61
Şekil 5.2	: Kullanılan DC kaynak ve dijital yük.	62
Şekil 5.3	: Test düzeneği.	62
Şekil 5.4	: 320V DC giriş geriliminde 2.5A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	63
Şekil 5.5	: 320V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	63
Şekil 5.6	: 320V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	64
Şekil 5.7	: 270V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	65
Şekil 5.8	: 200V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	65
Şekil 5.9	: 290V DC giriş geriliminde 0.1A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).....	66
Şekil 5.10	: 270V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede kapı sinyali ile savak-kaynak gerilim, akım grafiği ($CH1 = V_{g2}$, $CH2 = I_{d2}$, $CH4 = V_{ds2}$).....	67
Şekil 5.11	: 270V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede sekonder diyot üzerindeki gerilim - akım grafiği ($CH1 = V_{D3}$, $CH2 = I_{D3}$).....	67
Şekil 5.12	: Tam ve yarı yükte rezonans tank kazancı.	68
Şekil 5.13	: 1/10 yükte ve 1/100 yükte rezonans tank kazancı.	69
Şekil 5.14	: Çeviriciye ait çalışma bölgesi.....	70
Şekil 5.15	: 200V DC giriş geriliminde yüksüz durumdan 240W yük durumuna anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).	70
Şekil 5.16	: 200V DC giriş geriliminde 240W yük durumundan yüksüz duruma anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).	71
Şekil 5.17	: 200V DC giriş geriliminde yüksüz durumdan 480W yük durumuna anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).	71
Şekil 5.18	: 200V DC giriş geriliminde 480W yük durumundan yüksüz duruma anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).	72
Şekil 5.19	: Ölçülen güç verim grafiği.	72
Şekil 5.20	: Kayıpların devre elemanları üzerindeki dağılımı.	74
Şekil A.1	: C2000 Piccolo Launchpad kontrolöre ait bilgi.....	83
Şekil A.2	: IR2110 entegresine ait bilgi.....	84
Şekil A.3	: FSL306LR çevirici entegresine ait bilgi.....	85
Şekil A.4	: FOD817 entegresine ait bilgi.....	86
Şekil A.5	: Güç MOSFET'ine ait bilgi.	87
Şekil A.6	: Sekonder diyotlarına ait bilgi.	88
Şekil A.7	: Sekonder filtre kapasitelerine ait bilgi.	89
Şekil B.1	: LLC çeviriciye ait baskı devre şeması.....	91
Şekil B.2	: Tasarlanan LLC rezonans çevirici devresi.....	93



SERİ PARALEL REZONANS GÜÇ ÇEVİRİCİSİNİN ANALİZİ VE SAYISAL KONTROLLU TASARIMININ YAPILMASI

ÖZET

Teknolojinin gelişimiyle birlikte, kullanılan elektronik cihazların artması ve bu cihazların yaygınlaşmasıyla gereken güç tüketiminin artması, güç çeviricilerinin önemini de arttırmaktadır. Güç elektroniğinin getirdiği değişikliklerle bu güç çeviricileri gün geçtikçe daha küçük boyutlarda ve daha yüksek verimlerde çalışmaktadır. Dünyadaki kaynakların sınırlı olması ve tüketilen enerjinin her geçen gün artmasıyla güç çeviricilerindeki enerji kaybının ve verimsizliğin etkisi artmaktadır. Dolayısıyla bu konu üzerinde çalışmalar daha düşük boyutta ve daha yüksek verimde çeviricileri elde edebilmek için süreklilik göstermektedir.

Yarı iletken teknolojisinin gelişimiyle birlikte güç elektroniği konusunda çeşitli yapılar ortaya çıkmıştır. Anahtarlama modlu güç çeviricileri yapılarıyla yüksek frekanslarda anahtarlama yapılarak düşük değerli endüktans ve kapasite yapıları kullanılarak daha küçük boyutta ve daha yüksek verimde çalışabilen güç çeviricileri kullanılmaya başlanmıştır. Daha yüksek güçlerin gerektiği alanlarda anahtarlama modlu güç çevirici verimlerinin yetersiz kaldığı ve yüksek elektromanyetik girişimlerin görülmesiyle rezonans güç çevirici yapıları geliştirilmiştir. Rezonans çevirici yapılarıyla yüksek güçlerde daha yüksek verimlere ulaşılmıştır. Bu nedenle rezonans güç çeviricileri endüstride ve tüketici elektroniğinde sıkça kullanılmaktadır.

Rezonans güç çevirici yapıları sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama yapabilmeleri sebebiyle anahtarlama modlu güç çeviricilerine göre daha yüksek verimlere ulaşabilmektedir. Bu çalışmada rezonans güç çeviricilerinden bahsedilerek LLC rezonans çeviricisi analizi yapılmıştır. Temel harmonik yaklaşımı yapılarak devre parametrelerinin kazanç üzerindeki etkisi incelenmiş ve çevirici parametrelerinin belirlenme yöntemlerinden bahsedilmiştir. Ayrıca durum uzay analizleri yapılarak devre elemanları üzerindeki gerilim ve akım grafiklerinin frekansa göre değişimi incelenmiştir.

Analizler yapıldıktan sonra belirlenen çalışma değerlerinde LLC güç çeviricisi tasarımı yapılarak devre benzetim programı üzerinde denemesi yapılmıştır. Rezonans tankında bulunan endüktans yerine devrede kullanılan transformatörün kaçak endüktansı kullanılmış ve belirlenen parametrelere uygun biçimde devrenin gerçekleştirilmesi yapılmıştır.

Gerçeklenen devrede kontrolör olarak Texas Instruments firmasına ait C2000 Launchpad mikrokontrolör kullanılmış ve C kodunda programlanarak sayısal olarak devrenin kontrolü sağlanmıştır. Çıkış geriliminin sabit tutulması için de PI algoritması kullanılmıştır. Devrenin çalışma koşulları içerisinde farklı giriş gerilimleri, farklı yük koşullarında testleri yapılmış ve analiz bölümünde oluşturulan kazanç karakteristikleriyle karşılaştırılmıştır. Bu kısımda rezonans tankında dolaşan akım grafiklerinin farklı çalışma frekanslarındaki değişimleri verilmiştir. LLC güç

çeviricisinin sıfır gerilimde anahtarlama yaptığı gözlemlenmiş ve verim grafiği de oluşturularak çalışma sonuçlandırılmıştır.



ANALYSIS OF SERIES PARALLEL RESONANT CONVERTER AND DIGITAL CONTROLLED DESIGN IMPLEMENTATION

SUMMARY

Due to the development of technology, increased use of electronic device and increasing the power consumption required by the spread of these devices cause to increase the importance of power converters. These power converters have small sizes and higher efficiencies day after day with the changes made by power electronics. As the resources of world are limited and the energy consumed increases day by day, the effects of energy loss and inefficiency in power converters are increasing. Therefore, studies on this subject are continuing in order to obtain converters with lower size and higher efficiency.

Various structures have emerged about power electronics with the development of semiconductor technology. Because of efficiency and different requirements, power conversion devices used in modular construction are used in power distribution systems of telecommunication devices in data processing centers. In these modular systems, different type converters are applied according to requirements. Power converters can be grouped in three main categories when considering the working conditions. These titles are; linear, switching mode and resonant power converters. Each converter type has its own places of use because it has different advantages and disadvantages.

Firstly, linear regulators are simple converters that emit low noise because they do not switch, regulate the output voltage at a good level and have a fast response time. These converters are used in low power, low voltage integrated circuit power supplies. In structures with high power and high input voltage, linear converters do not be used because of inefficiency.

Secondly, switching mode power converters have been applied to switch in high frequencies and to use power converters capable of working with smaller size and higher efficiency by using low value inductance and capacitor structures. Switching mode power converters are quite advantageous in terms of efficiency because transmission losses are very low compared to linear converters. However, transmission losses are small relative to linear converters, this loss becomes an important factor affecting high power requirements.

Another important factor limiting the efficiency of these converters is increased switching loss in high frequencies. When the semiconductor elements are switching at high frequency, the power is consumed on the element because the voltage and current is not zero instantaneously. In areas where higher powers are required, resonant converters have been developed with switching mode power converter efficiencies being inadequate and high electromagnetic interference being seen. Higher efficiencies have been achieved with resonant converters at high power applications. For this reason, resonant converters are frequently used in industrial and consumer electronics.

Resonant power converters achieve higher efficiencies than switching mode power converters because they can make zero voltage switching and zero current switching. In this thesis study, LLC resonant converter analysis was performed by mentioning resonant power converters. Resonant power converters according to the type of resonance tank; there are three different categories as serial resonant converter, parallel resonant converter and series-parallel resonant converter. The series resonant converters and the parallel resonant converters are two-component resonant tanks and have a single resonance frequency. Serial parallel resonant converters have two resonant frequencies with three elements. These converters are divided into LCC resonant converter with two capacitances and an inductance, LLC resonant converter with one capacity and two inductances. Due to its structural features, the characteristics of the gain of each converter and the behaviors at the variable conditions are different. After mentioning resonant converters, LLC converters were analyzed.

The effect of circuit parameters on gain is investigated by making fundamental harmonic approach and the methods of determining converter parameters are mentioned. The gain equation of the circuit was obtained by quality factor, inductance ratio and frequency ratio. Variations in the gain graphs are plotted to monitor the gain effect of changes in quality factor and inductance ratios. The decrease in the ratio of the total inductance to the resonance inductance in the resonance tank increases the gain but the increase in the ratio, decreases the gain. The reduction of this ratio reduces the total impedance as it reduces the magnetization inductance and the circulation current flowing from the tank is increasing. This leads to increased power loss and reduced efficiency. For this reason, optimum inductance ratio should be selected when designing a LLC.

During continuous operation, the voltage and current graphs on the resonance elements can be obtained from the operating states of the LLC converters during a switching period. Considering the whole frequency range, the converter can work in 6 different situations. State equations for each circumstances were obtained to achieve these graphs. By using these equations state trajectory analysis were performed and the variation of the voltage and current graphs on the circuit elements according to frequency was investigated.

After the analysis, a LLC power converter is designed by using these analysis results. The design of the LLC power converter for the determined operating values was tested on the circuit simulation program. Instead of the inductance in the resonance tank, the leakage inductance of the transformer used in the circuit is used and the circuit is implemented in accordance with the determined parameters.

In the implemented circuit, a C2000 Launchpad microcontroller which belongs to Texas Instruments was used as a controller and it was programmed in C code to control digitally. The PI algorithm is also used to keep the output voltage constant and achieve the steady state error zero. Optocoupler is used to get feedback from the output voltage. The IR2110 integrated circuit is located between MOSFETs and microcontroller to drive the MOSFETs. The buck converter structure is added using the FSL306LR analog IC to provide IC supply voltages.

The PCB was obtained through the circuit drawing program and the components were assembled. A programmable DC power supply and digital load are used to test the circuit. Different input voltages were tested under different load conditions and compared with the gain characteristics generated in the analysis section within the

operating conditions. In this section, the current in the resonance tank is given the different operating frequencies. In addition graphs of load transient states have been obtained. Finally, it was observed that the LLC power converter was operating at zero voltage switching and the efficiency graph was obtained.

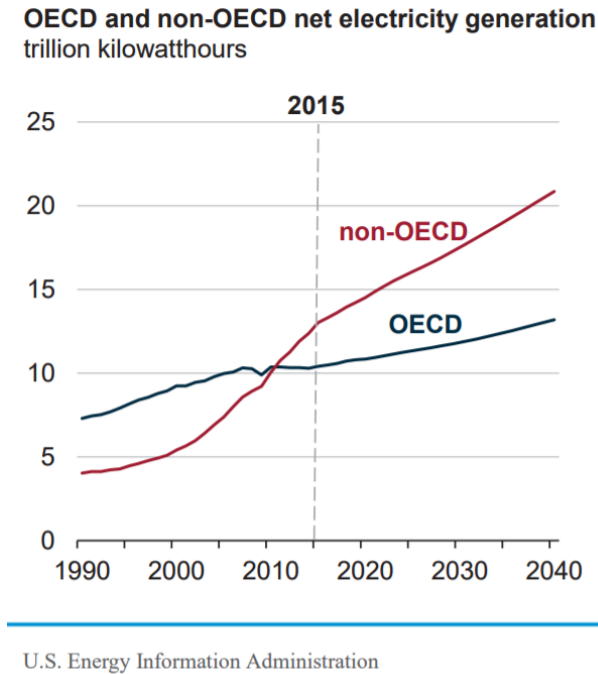




1. GİRİŞ

1.1 Literatür Araştırması

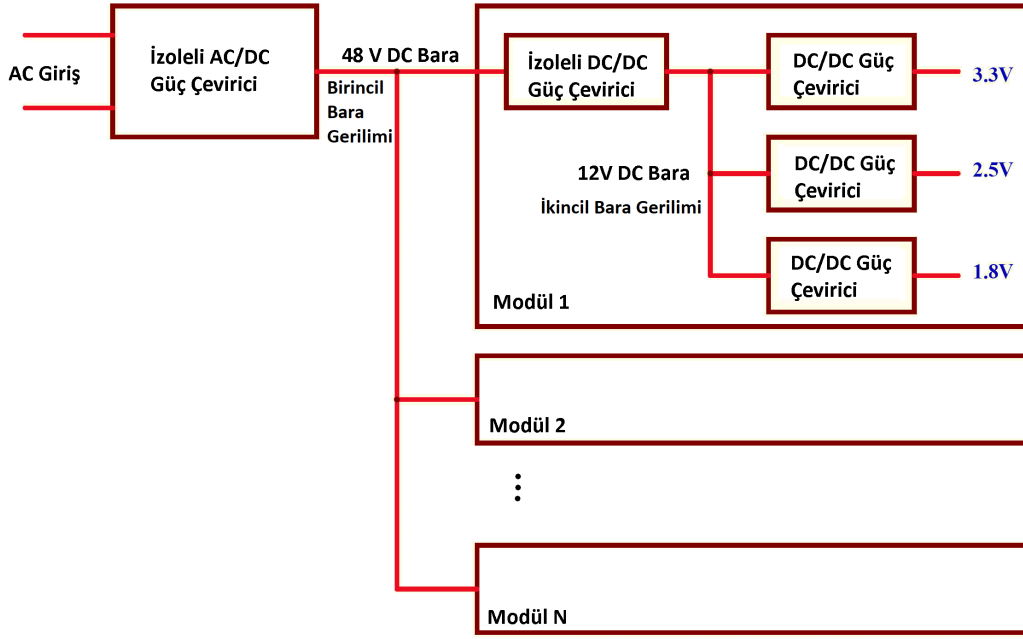
İnovatif çalışmaların gün geçtikçe artarak devam ettiği, teknolojinin büyük bir hızla gelişim gösterdiği günümüzde elektronik cihazların önemi tartışılmazdır. Enerji santralleri, veri merkezleri, sunucular, telekomünikasyon, tüketici elektroniği ve endüstri gibi daha sayılamayan birçok alanda bu cihazlar büyük bir rol oynamaktadır. Hayatın her alanında bulunan elektronik ekipmanların kullanımının çeşitlenmesi ve artmasıyla birlikte global dünyadaki enerji talebi de katlanarak artmaktadır. Şekil 1.1’de Birleşmiş Milletler Enerji Bilgi İdaresi tarafından 1990 ile 2040 yılları arasında dünya elektrik enerjisi üretim grafiği gösterilmiştir. Ayrıca yine bu kurulun açıkladığı rapora göre dünyadaki elektrik enerjisi üretiminin 2015 ile 2040 yılları arasında yıllık ortalama %2.9 artacağı öngörülmektedir [1].



Şekil 1.1 : Yıllara göre dünyadaki elektrik enerjisi üretimi [1].

Dünyanın en büyük arama motoru olan Google firmasına ait veri sunucularının ihtiyacı olan toplam güç 260 MW değerlerinde ve bu da yaklaşık 200 bin kişilik bir

şehirde kullanılan güce denk gelmektedir [2]. Bunun gibi veri depolayan bilgi işlem merkezlerinde, telekomünikasyonda kullanılan cihazlara ait güç dağıtım sistemlerinde modüler yapıda uygulanan güç çevirici cihazları kullanılmaktadır. Bu sistemlerde kullanılan cihazlara ait gerilim taleplerinin birbirlerinden farklı olması, düşük gerilim talepleri nedeniyle de iletim mesafelerinin fazla olduğu durumlarda verimsizliğe yol açması; Şekil 1.2'deki gibi modüler güç çevirici sistemlerinin gerekliliğini ortaya çıkarmıştır.

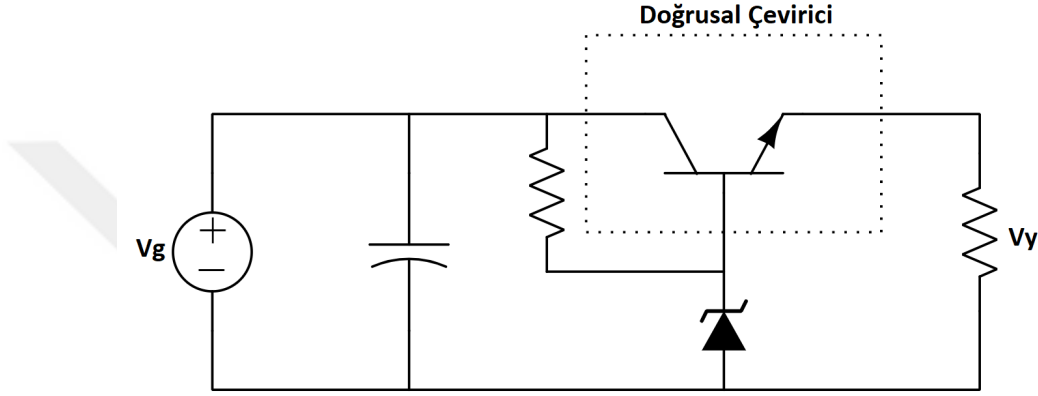


Şekil 1.2 : Modüler güç çevirici yapısı.

Şekil 1.2'de görüldüğü gibi öncelikle şebekeden gelen giriş gerilimi bir DC bara gerilimine çevirilir. Sonrasında ise bara gerilimi giriş alınır ve ikincil bir bara gerilimine çevrilerek farklı gerilim değerleri talep eden cihazların güç çeviricilerine giriş olarak aktarılır [3]. Bu sayede farklı gerilim ve güç değerlerinde çalışan cihazların ihtiyacı karşılanırken şebekedeki dalgalanmaların ve cihazların birbirleri arasındaki etkileşimin önüne geçilmiş olur.

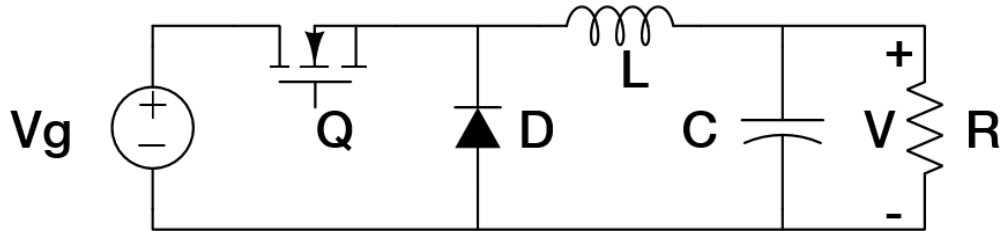
Güç çeviricileri, çalışma yapıları göz önüne alındığında üç ana başlıkta toplanabilmektedir. Bu başlıklar; doğrusal, anahtarlama modlu ve rezonans güç çeviricileri olarak sıralanabilir. Her çeviricinin farklı avantajları ve dezavantajları bulunduğundan dolayı kendine ait kullanım yerleri bulunmaktadır.

Doğrusal çeviriciler; anahtarlama yapmadığı için düşük gürültü yayan, çıkış gerilimini iyi seviyede düzenleyen ve cevap süresi hızlı olan basit yapıda çeviricilerdir [4]. Bu çeviriciler düşük güçte 1.1 V, 3.3 V gibi düşük gerilimler isteyen tümleşik devre besleme yapılarında kullanılmaktadır. Şekil 1.3’de görüldüğü gibi bu çeviriciler giriş gerilimini düşürmekte ve gücü iç yapısında harcamaktadır. Yüksek güç isteyen ve yüksek giriş gerilimleri bulunan yapılarda, üzerinde harcanan güç fazlalığı nedeniyle verimsizlik oluşturacağından doğrusal çeviriciler kullanılmazlar. Şekil 1.2’deki modüler yapıda kendilerine ikincil bara geriliminden sonra yer bulunmaktadır.



Şekil 1.3 : Doğrusal çevirici yapısı.

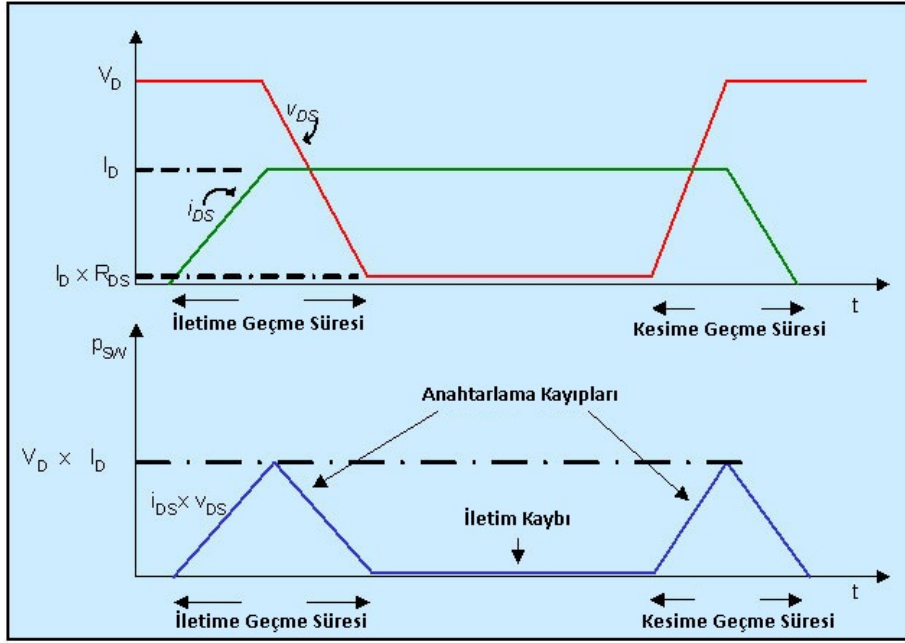
Anahtarlama modlu güç çeviricileri; Şekil 1.4’de görüldüğü gibi yarı iletken elemanlarıyla anahtarlama yaparak topolojisi bulunan endüktans üzerinden enerji aktarımını gerçekleştirmektedir. Doğrusal çeviricilere göre yüksek güçlerde daha yüksek verimlerde çalışabilmektedir [5]. Bu çeviriciler Şekil 1.2’deki modüler yapıda DC bara gerilimini ikincil bara gerilimine çeviren yapılarda kullanılırlar.



Şekil 1.4 : Anahtarlama modlu çevirici örneği.

Anahtarlama modlu güç çeviricileri iletim kayıplarının, doğrusal çeviricilere göre çok düşük olması nedeniyle verim bakımından oldukça avantajlıdır [6, 7]. Ancak iletim kayıpları doğrusal çeviricilere göre küçük olsa da yüksek güç gerektiren uygulamalarda bu kayıp verimi etkileyen önemli bir faktör haline gelmektedir.

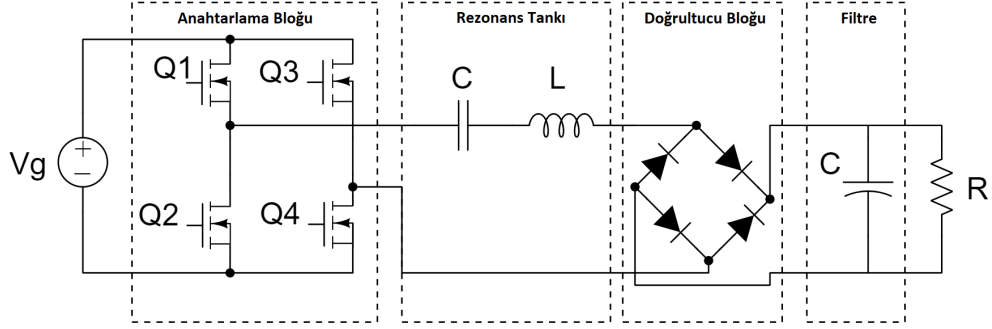
Bu çeviricilerin verimini sınırlayan bir diğer önemli etken ise yüksek frekanslara çıkıldıkça artan anahtarlama kaybıdır. Yarı iletken elemanların yüksek frekanslarda anahtarlama yaparken anahtarın durum değişimi anlarında üzerlerinde bulunan akım ve gerilimin anlık olarak sıfırlanmamasından dolayı eleman üzerinde bir güç harcanır. Şekil 1.5’deki grafikte anahtarın iletme geçme ve kesilme anlarındaki üzerinde tuttuğu gerilim ve üzerinden geçen akım gösterilmiştir. Bu anlarda yarı iletkenin fiziksel yapısı gereği üzerindeki gerilim sıfırlanmadan önce akımın akmaya başladığından güç kayıpları oluşmaktadır [8].



Şekil 1.5 : Anahtarlama sırasında akım gerilim değişimi [8].

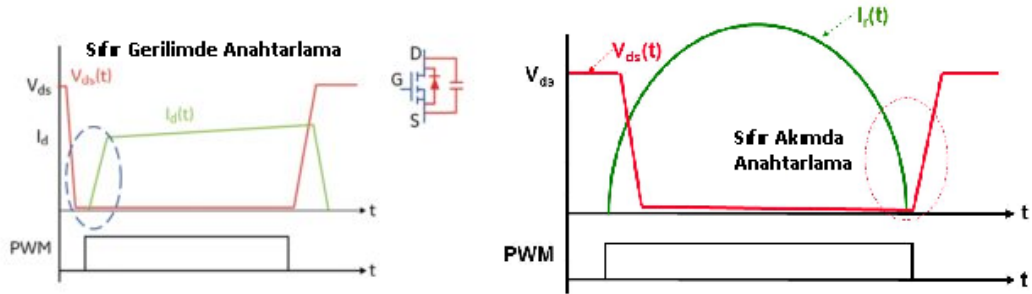
Rezonans güç çeviricileri; yüksek frekansta anahtarlama yaparak ürettiği kare dalga gerilimi rezonans tankına uygulayarak gücü çıkışa aktaran çeviricilerdir. Şekil 1.6’da rezonans güç çeviricisi örneği görülmektedir. Rezonans çeviriciler; anahtarlama bloğu, rezonans tankı, doğrultucu bloğu ve filtre yapılarından oluşmaktadır.

Rezonans çeviriciler de, anahtarlama modlu çeviriciler gibi yüksek frekansta anahtarlama yapmasına rağmen yarı iletken elemanları üzerindeki anahtarlama kaybı oldukça düşüktür [9]. Bu kaybın düşük olmasının getirdiği avantajla daha yüksek verimde çalışabilmekte ve elektromanyetik yayılımını düşük seviyede tutmaktadır [10, 11]. Bu avantajlarından dolayı Şekil 1.2’de gösterilen modüler yapıda şebekeye bağlı izoleli güç çeviricisi olarak bunlar kullanılmaktadır.



Şekil 1.6 : Rezonans güç çeviricisi örneği.

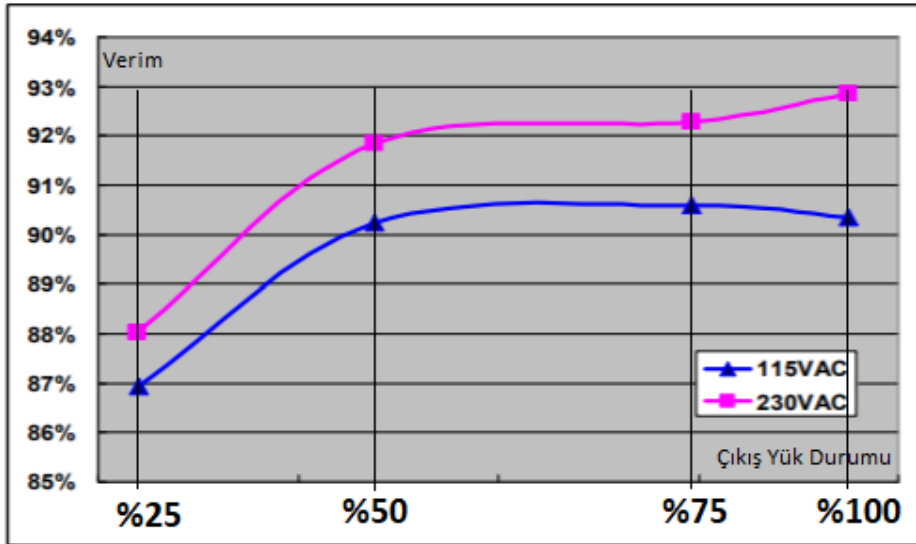
Rezonans çeviriciler anahtarlama kayıplarını, sıfır gerilimde anahtarlama ve sıfır akımda anahtarlama modunda çalışarak düşürmektedir [12, 13]. Şekil 1.7’de anahtarlama bloğunda bulunan elemanın, sıfır gerilimde anahtarlama modunda çalışırken ve sıfır akımda anahtarlama modunda çalışırkenki üzerinde tuttuğu akım ve gerilim görünmektedir. Sıfır gerilimde anahtarlama modunda iken yarı iletken üzerine düşen gerilim sıfıra indikten sonra iletme geçiş sinyali gelmekte ve akım bu andan itibaren akmaya başlamaktadır. Benzer şekilde sıfır akımda anahtarlama modunda çalışırken de üzerinden akan akım sıfıra indikten sonra iletim sinyali kesilmekte ve üzerinde gerilim tutmaya başlamaktadır.



Şekil 1.7 : Sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlama [14].

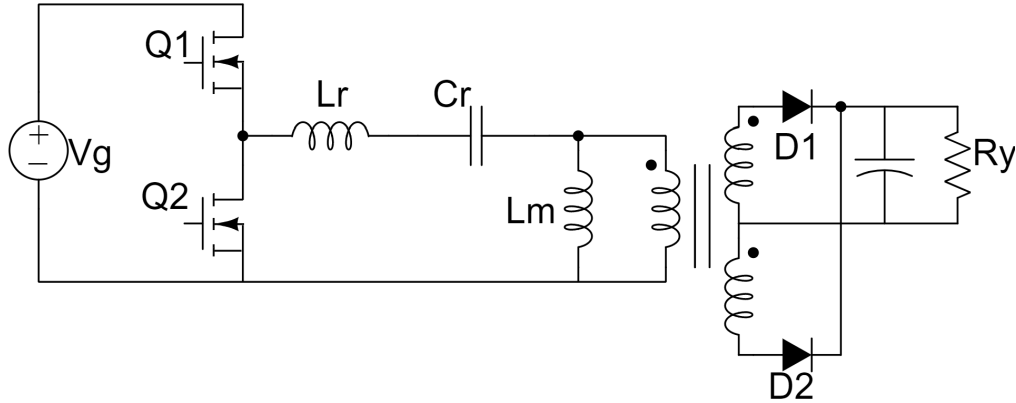
1.2 Tezin Amacı

Modüler güç çevirici yapılarında, izoleli güç çeviricileri için rezonans çeviriciler ağırlıklı tercih edilmektedir. Sıfır gerilimde ve sıfır akımda anahtarlamanın getirdiği avantajla kayıpları azaltarak verimi diğer anahtarlama modlu güç çeviricilerine göre daha yüksekte olmaktadır. Şekil 1.8’de bir rezonans çeviriciye ait verim grafiği gösterilmektedir. Grafik incelendiğinde nominal giriş geriliminde ve nominal yük koşullarında verimin yüksek olduğu görülmektedir.



Şekil 1.8 : Rezonans çevirici verim yük değişimi [15].

Bu tez çalışmasında rezonans güç çeviricilerinden temel olarak bahsedilerek, Şekil 1.9'da gösterilen LLC rezonans çevirici yapısı analiz edilecektir. Bu güç çeviricisi incelendiğinde L_r rezonans endüktansını, L_m manyetiklenme endüktansını ve C_r de rezonans kapasitesini göstermektedir. Bu çalışmada rezonans tankı elemanı olarak kapasite ve transformatör kullanılacaktır. Transformatörün kaçak endüktansı L_r , manyetiklenme endüktansı da L_m olarak kullanılacak ve fazladan rezonans endüktansı kullanılmayacaktır.



Şekil 1.9 : LLC rezonans güç çeviricisi.

Analizi yapıldıktan sonra tasarım aşamaları göz önüne alınarak belirlenen özellikleri karşılayacak biçimde bir güç çevirici devresi tasarlanacaktır. Bu tasarım kullanılarak gerekli benzetimler yapılacak ve baskı devresi çizilerek güç çeviricisi yapılacaktır. Yapılan LLC güç çeviricisi sayısal bir kontrolör kullanılarak belirlenen özelliklerde çalıştırılacak ve sonuçları incelenecektir.

1.3 Hipotez

Bu çalışmada LLC rezonans güç çeviricisinin, rezonans endüktansı olarak transformatörün kaçak endüktansı kullanılacak şekilde tasarımı yapılacaktır. Transformatörün kaçak endüktansının rezonans devresine etkisi hesap edilerek kazanç denklemi elde edilecek ve devre gerçekleştirilecektir. LLC çevirici devresi sayısal kontrolör üzerinden çalıştırılacak, farklı giriş gerilimleri ve farklı yük koşulları uygulanarak bu durumlardaki değişikliklerin, devrenin çalışmasına etkisi incelenecektir.



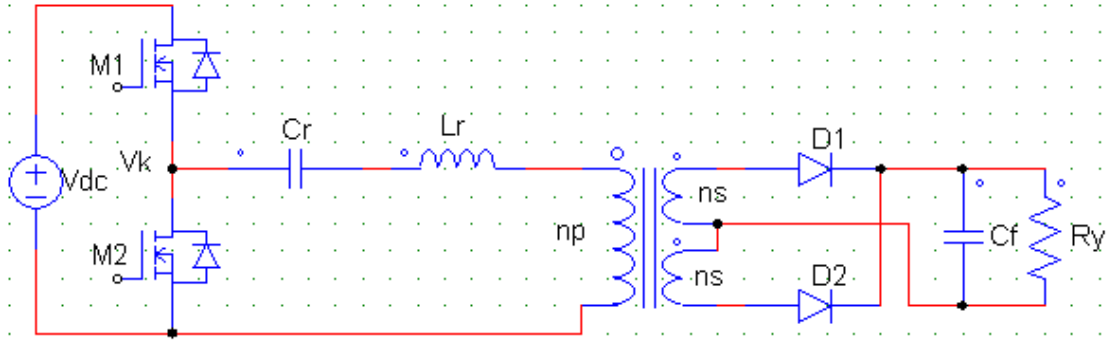


2. REZONANS ÇEVİRİCİ TÜRLERİ

Geniş giriş gerilimi aralığında, ön uç çevirici uygulaması olarak rezonans güç çevirici devreleri kullanılmaktadır. Rezonans güç çevirici yapıları içerisinde bulundurduğu rezonans tankının tipine göre; seri rezonans çevirici, paralel rezonans çevirici ve seri-paralel rezonans çevirici olarak üç farklı kategoriye ayrılmaktadır. Rezonans tankındaki bu farklılıklar devrenin kazanç karakteristiğine, kontrol yapılarına, kullanılan endüktansın ve kapasitenin boyutlarına direkt olarak etki etmektedir.

2.1 Seri Rezonans Çeviriciler

Seri rezonans çevirici yapısında kapasite, rezonans endüktansı ve yük birbirine seri olarak bağlıdır. İzolasyonlu yapılarda kullanılan transformatörde de Şekil 2.1’de gösterildiği gibi transformatörün primer bölgesi seri olarak kapasite ve endüktansa bağlı olduğundan yükün primere yansımaları seri olarak bağlanmış olmaktadır.



Şekil 2.1 : İzoleli seri rezonans güç çeviricisi.

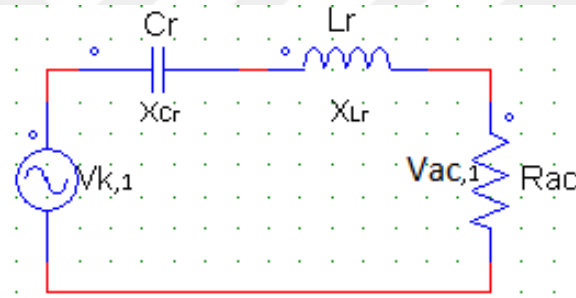
Bu topolojide endüktans, kapasite ve yük empedansı bir gerilim bölücü olarak davranmaktadır. Endüktans ve kapasitenin empedansı frekansa göre değişiklik gösterdiğinden dolayı anahtarlama frekansındaki değişimle gerilim bölücünün kazanç katsayısı değiştirilebilir. Denklem 2.1’deki kapasitenin empedansı ile denklem 2.2’deki endüktansın empedansının birbirine eşit olduğu frekans denklem 2.3’de verilmiştir.

$$X_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (2.1)$$

$$X_L = j\omega L \quad (2.2)$$

$$X_C = X_L \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi R_{ac} yükün primere yansımış halini temsil etmekte ve giriş gerilimi bölünerek yüke aktarıldığından dolayı çıkış gerilimi giriş geriliminden küçük olmaktadır. Ancak rezonans frekansında gerilim bölücünün üst kısmında bulunan endüktans ve kapasite empedansı birbirini götürdüğünden dolayı ideal koşulda giriş gerilimi çıkış yüküne aktarılabilir. Dolayısıyla seri rezonans çeviricilerin bir adet rezonans frekansı bulunmakta ve bu frekanstaki kazanç birim kazanç iken diğer frekanslarda kazanç 1’den düşük olmaktadır. Ayrıca rezonans frekansında anahtarlama durumunda devrenin eşdeğer empedansı yük empedansında eşit olduğundan dolayı rezonans tankının dolaşım akımı fazla olmaktadır.



Şekil 2.2 : Seri rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.

Sadeleştirilmiş devreden yola çıkıldığında çıkış yükü üzerinde oluşan gerilimin temel bileşeni, giriş geriliminin temel bileşeni ve devre elemanlarının empedansları ile denklem 2.4’deki gibi ifade edilebilir. Buradan da kazanç ifadesi denklem 2.5’deki gibi bulunabilir.

$$\tilde{V}_{ac,1} = \tilde{V}_{k,1} \frac{R_{ac}}{X_{Cr} + X_{Lr} + R_{ac}} \quad (2.4)$$

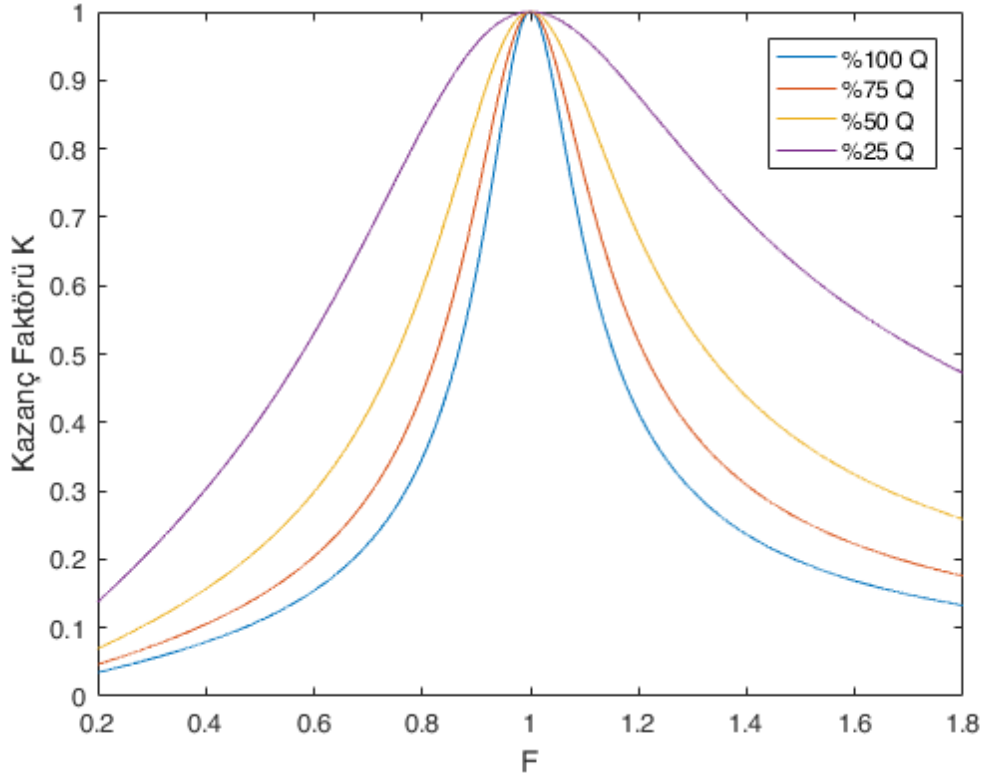
$$K = \frac{R_{ac}}{\frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_r + R_{ac}} \quad (2.5)$$

Denklem 2.6’daki kalite faktörü ve anahtarlama frekansı f_s ile rezonans frekansı f_r oranı olan F kullanılarak sadeleştirme işlemi yapıldığında elde edilen kazanç ifadesi denklem 2.7’de verilmiştir.

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}}, \quad F = \frac{fs}{fr} \quad (2.6)$$

$$|K(F)| = \frac{\frac{F}{Q}}{\sqrt{1 - 2F^2 + F^4 + \frac{F^2}{Q^2}}} \quad (2.7)$$

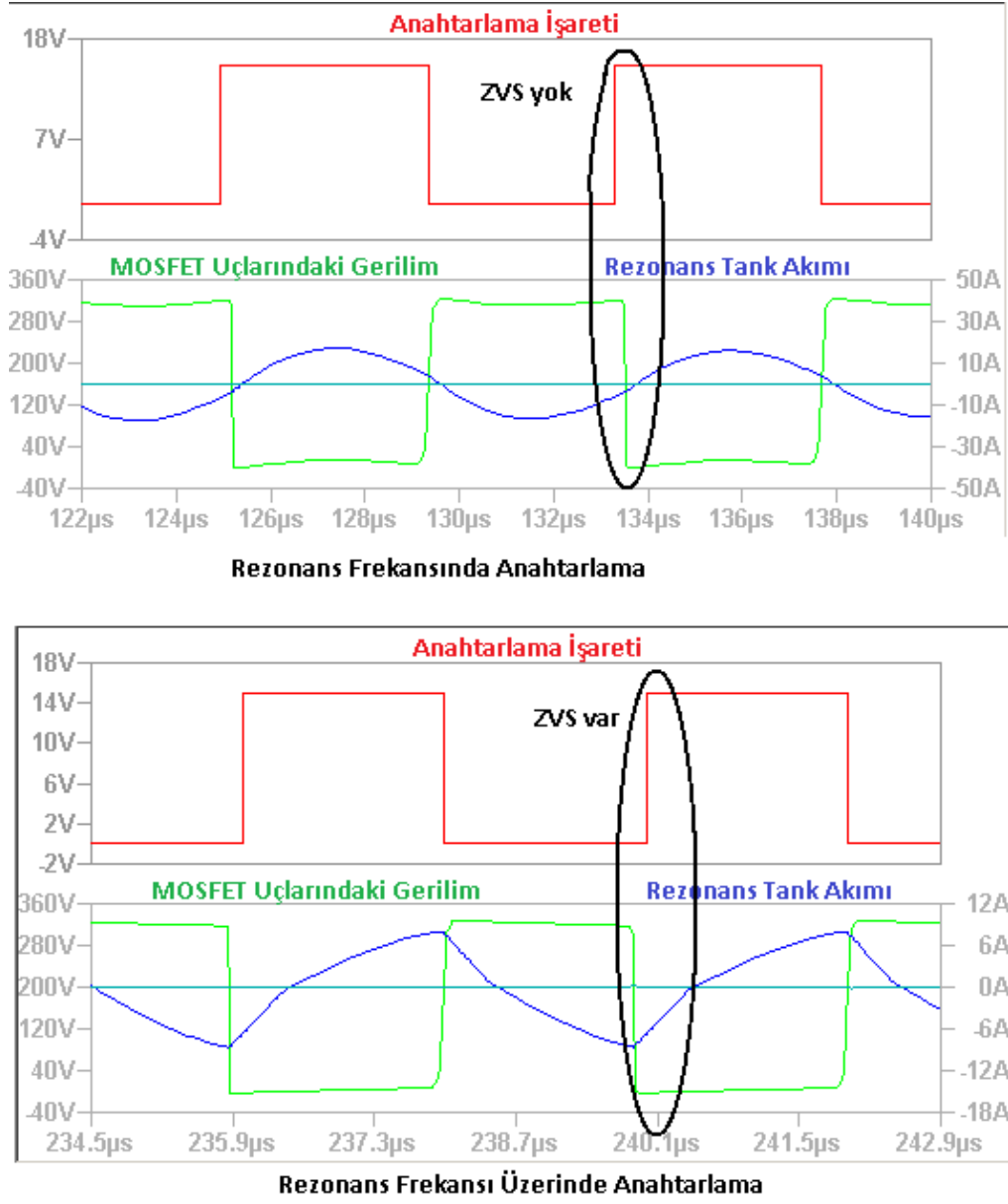
Denklem 2.7 kullanılarak kazanç grafiği çizildiğinde Şekil 2.3'deki seri rezonans tankına ait kazanç karakteristiği elde edilebilir. Grafik incelendiğinde rezonans frekansında çalışmada tank kazancı birim iken rezonans frekansından uzaklaşıldığında endüktif veya kapasitif empedans etkisi baskınlık gösterdiğinden dolayı kazanç düşmektedir. Ayrıca farklı kalite oranının yani denklem 2.6'dan görüldüğü gibi R_{ac} 'nin düşerek yükün arttığı durumlarda kazancın da düştüğü görülmektedir.



Şekil 2.3 : Seri rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 6$).

Anahtarlama frekansı rezonans frekansının üzerine çıktığında, rezonans tankının eşdeğer empedansı endüktif olacağından devrede akan akım, gerilimin gerisinde olacaktır. Bu durum yarı iletken anahtarlama elemanı MOSFET'in sıfır gerilimde anahtarlama yapmasına olanak sağlamaktadır [16]. Şekil 2.4'de görüldüğü gibi rezonans frekansında anahtarlama esnasında MOSFET'in iletme giriş anında üzerinde

gerilim bulunmakta iken, rezonans frekansının üzerinde anahtarlama yaptığı durumda üzerindeki gerilim sıfıra indikten sonra ilettime geçmektedir.



Şekil 2.4 : Farklı anahtarlama frekanslarında MOSFET üzerindeki gerilim.

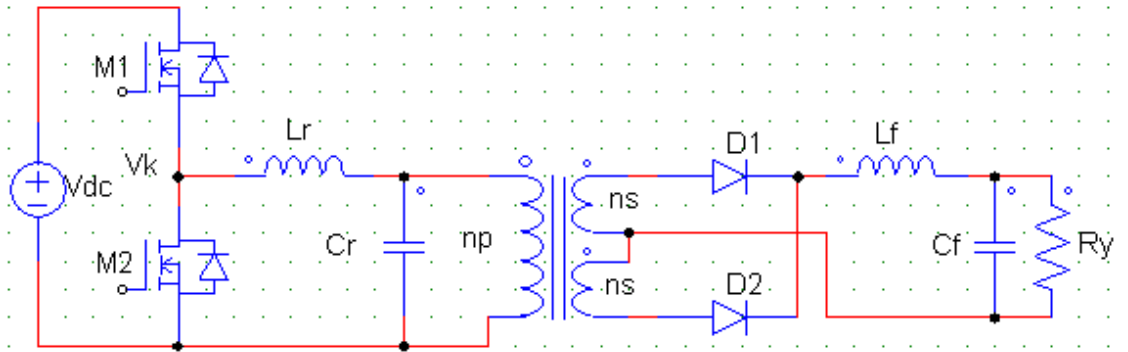
Benzer şekilde anahtarlama frekansı rezonans frekansının altında olduğu durumda rezonans tankının eşdeğer empedansı kapasitif özellikte olacaktır. Dolayısıyla gerilim devreden akan akımın gerisinde olacaktır. Bu durumda da MOSFET sıfır akımda anahtarlama yaparak çalışmasını sürdürmektedir. Ancak anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik yayılımı daha düşük seviyeye indirmek için yarı iletken anahtarlama elemanlarının sıfır gerilimde anahtarlama yapılması tercih edilmektedir [17]. Bu nedenle kazancın eğiminin negatif olduğu bölge olan Şekil 2.3'deki kazanç grafiğinin

sağ tarafında kalan bölge de çalışma aralığı belirlemek devrenin daha verimli çalışmasına olanak sağlamaktadır.

Seri rezonans çeviricilerde, rezonans tankı dolaşım akımının yüksek olması nedeniyle kaynağa her periyotta gönderdiği enerji fazla olmaktadır. Bu da devrede kullanılan malzemelerin iletim kayıplarını arttırmakta ve verime olumsuz etki yapmaktadır. Ayrıca kazanç karakteristiğinde de görüldüğü gibi farklı yük koşullarında veya farklı giriş gerilimlerinde daha geniş frekans aralığında çalışması gerektiğinden dolayı ön uç çevirici olarak seri rezonans çeviricilere yer verilmemiştir [18].

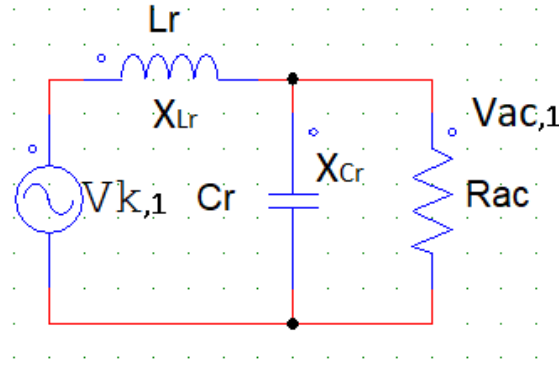
2.2 Paralel Rezonans Çeviriciler

Paralel rezonans çeviriciler, rezonans endüktansının seri, rezonans kapasitesinin ise çıkış yüküne paralel bağlı olduğu çeviricilerdir. Elektriksel izolasyonun sağlandığı transformatörün kullanıldığı durumda Şekil 2.5’de gösterildiği gibi rezonans kapasitesi transformatöre paralel bağlanmaktadır. Ayrıca sekonder bölgede bulunan çıkış filtresi L-C yapısından oluşmaktadır.



Şekil 2.5 : İzoleli paralel rezonans güç çeviricisi.

Paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı da Şekil 2.6’da gösterilmektedir. Benzer şekilde R_{ac} çıkış yükünün primere yansımış halini temsil etmektedir. Seri rezonans çeviricisindeki gibi farklı frekanslarda kapasite ve endüktans empedansları değişiklik göstereceğinden dolayı yük üzerine düşen gerilim de değişiklik göstermektedir. Ancak farklı olarak rezonans kapasitesi yüke paralel bağlı olduğundan dolayı rezonans tank kazancı 1’in üzerinde olabilmektedir.



Şekil 2.6 : Paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.

Sadeleştirilmiş devrenin çözümü yapıldığında rezonans tankının giriş geriliminin temel bileşeni ile çıkış gerilimi temel bileşeni arasındaki ilişki denklem 2.8’de ve buna göre oluşan kazanç ifadesi de 2.9’da verilmiştir.

$$\tilde{V}_{ac,1} = \tilde{V}_{k,1} \frac{X_{Cr} // R_{ac}}{X_{Lr} + X_{Cr} // R_{ac}} \quad (2.8)$$

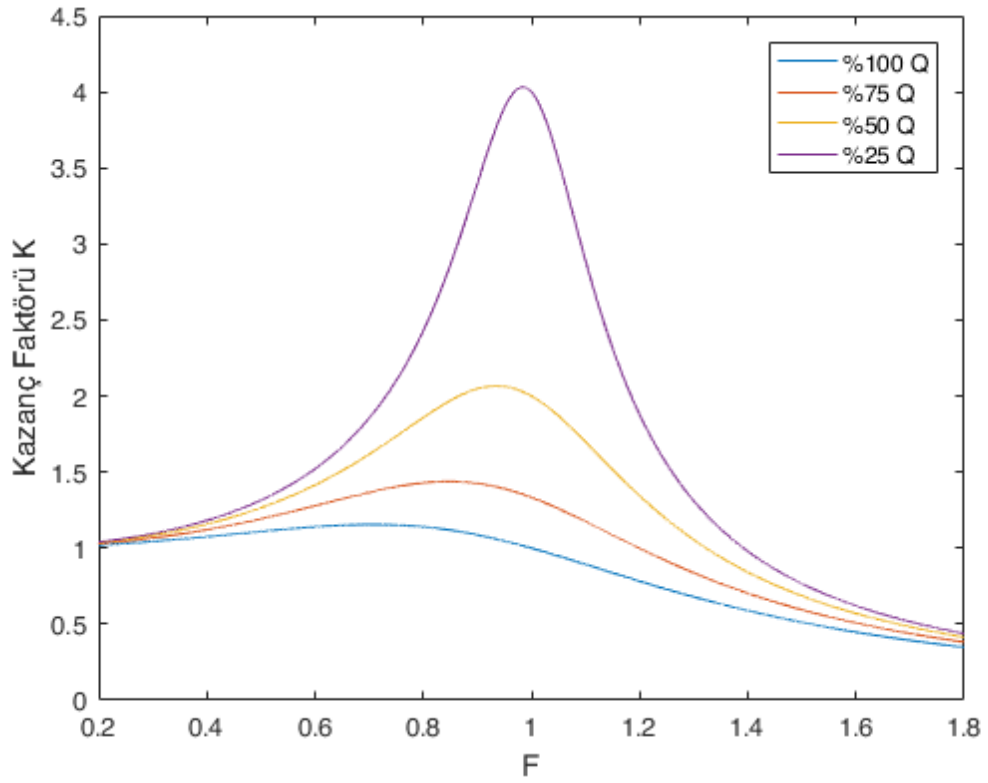
$$K = \frac{\frac{1}{j\omega C_r} // R_{ac}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} // R_{ac}} \quad (2.9)$$

Kalite faktörü ve frekans oran tanımları aynı olacak şekilde düzenleme yapıldığında denklem 2.10 elde edilir.

$$|K(F)| = \frac{1}{\sqrt{1 - 2F^2 + F^4 + Q^2 F^2}} \quad (2.10)$$

Denklem 2.10’daki kazanç ifadesi kullanılarak rezonans tankının kazanç karakteristiği Şekil 2.7’deki biçimde elde edilebilir. Şekil 2.7’deki kazanç karakteristiğinden de görüldüğü gibi paralel rezonans tankı seri rezonans tankına göre daha geniş kazanç aralığında çalışabilmektedir. Ayrıca paralel rezonans çeviricilerde çıkışın düzenlenmesi için seri rezonansa göre daha dar frekans aralığında çalışması da düşük yük durumlarında devrenin kontrolü açısından avantaj sağlamaktadır [19]. Çıkış yükü arttıkça yüksek kalite faktörü değerlerinde kazanç düşmekte ve en yüksek kazanç değerinin sağlandığı frekans değeri de düşmektedir.

Paralel rezonans güç çeviricilerinde de MOSFET’lerin sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmesi için tankın endüktif empedans göstermesi gerekmektedir. Bu da kazanç karakteristiğinin eğiminin negatif olduğu bölge olan rezonans frekansının



Şekil 2.7 : Paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 1$).

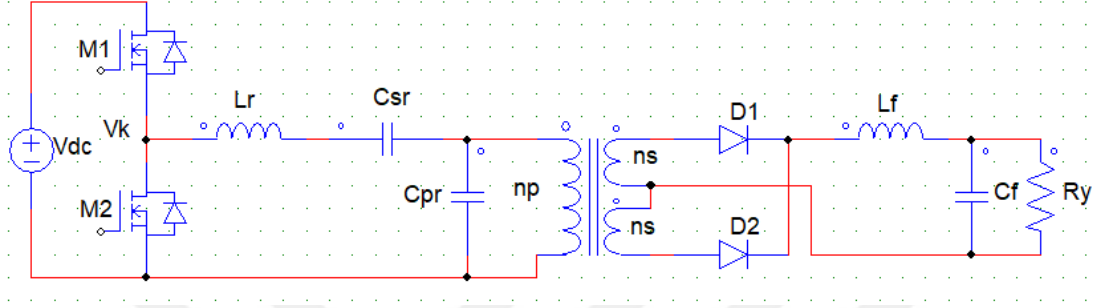
üzerindeki anahtarlama durumunda sağlanmaktadır. Bu çeviricilerde de rezonans tankı dolaşım akımının, özellikle düşük yük koşullarında, yüksek olması nedeniyle iletim kayıplarının fazla olmasına neden olmaktadır. Dar frekans değişiklikleriyle çıkış gerilimi düzenlenebilirken, iletim kayıplarının verime olan negatif etkisi nedeniyle ön uç çeviricisi olarak tercih edilmezler.

2.3 Seri Paralel Rezonans Çeviriciler

Seri rezonans çeviriciler ve paralel rezonans çeviriciler ikişer elemanlı rezonans tankı bulunduran ve tek rezonans frekansı bulunduran çeviricilerdir. Seri paralel rezonans çeviriciler ise üç eleman barındıran ve bu nedenle iki rezonans frekansı bulunan çeviricilerdir. Bu çeviriciler iki kapasite ve bir endüktans bulunan LCC rezonans çevirici, bir kapasite ve iki endüktans bulunan LLC rezonans çevirici olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

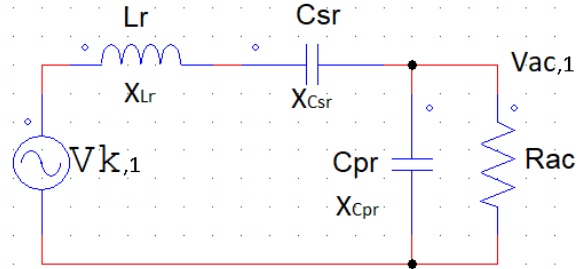
2.3.1 LCC rezonans çeviriciler

LCC rezonans tankı barındıran seri paralel rezonans çeviriciler; rezonans endüktansına seri olarak bağlı rezonans kapasitesi ve çıkış yüküne paralel bağlı kapasiteden oluşmaktadır [20]. Şekil 2.8’de yarım köprü evirici bağlantılı, izoleli LCC rezonans çevirici topolojisi gösterilmektedir. Bu çevirici çıkış filtresi de paralel rezonans çeviricideki gibi L-C yapısından oluşmaktadır [21].



Şekil 2.8 : İzoleli seri paralel LCC rezonans güç çeviricisi.

Devredeki yarı iletken elemanlar ve transformatör kaldırılarak basitleştirilmiş eşdeğer devre Şekil 2.9’daki gibi elde edilir. Bu yapıda da paralel rezonans yapıdaki benzerlikten dolayı rezonans tankın kazancı 1’den büyük olabilmekte ve tank geniş bir kazanç aralığında tasarlanabilmektedir.



Şekil 2.9 : LCC seri paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.

Sadeleştirilmiş devre kullanılarak rezonans tankının çıkış gerilimi temel bileşenler üzerinden denklem 2.11’deki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{V}_{ac,1} = \tilde{V}_{k,1} \frac{X_{Cpr} // R_{ac}}{X_{Lr} + X_{Csr} + X_{Cpr} // R_{ac}} \quad (2.11)$$

$$K = \frac{\frac{1}{j\omega C_{pr}} // R_{ac}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_{sr}} + \frac{1}{j\omega C_{pr}} // R_{ac}} \quad (2.12)$$

Rezonans tankında iki kapasite ve bir endüktans bulunmasından dolayı çevirici iki rezonans frekansına sahiptir. Çıkışın kısa devre edildiği durumdaki rezonans

koşulu olan kısa devre rezonans frekansı denklem 2.13’de, çıkışın açık devre edildiği durumdaki rezonans koşulu olan açık devre rezonans frekansı da denklem 2.14’de verilmiştir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{sr}}} \quad (2.13)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{sr} // C_{pr}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \frac{C_{sr} C_{pr}}{C_{sr} + C_{pr}}}} \quad (2.14)$$

Daha önce tek rezonans frekansının olduğu bölümde bahsedilen frekans oranı, LCC çeviricisi için denklem 2.15’deki gibi alınmaktadır. Bunun nedeni, kazanç ifadesinde bulunan devre parametrelerinin denklemden sadeleştirilerek kapasite oranı ve kalite faktörüyle kazancın ifade edilebilmesinin sağlanmasıdır. Eğer önceki duruma benzer şekilde f_{r1} kullanılırsa kazanç denklemi sadeleştirilmeye çalışıldığında ifade de C_{pr} değeri kalacağından kazanç grafiğini elde etmek için gereken işlem artacaktır.

$$F = \frac{f_s}{f_{r2}} \quad (2.15)$$

Ayrıca kalite faktörü ve kapasite oranı da denklem 2.16 ve denklem 2.17’deki gibi olur.

$$Q_L = \omega_0 \left(\frac{C_{sr} \cdot C_{pr}}{C_{sr} + C_{pr}} \right) \cdot R_{ac} \quad (2.16)$$

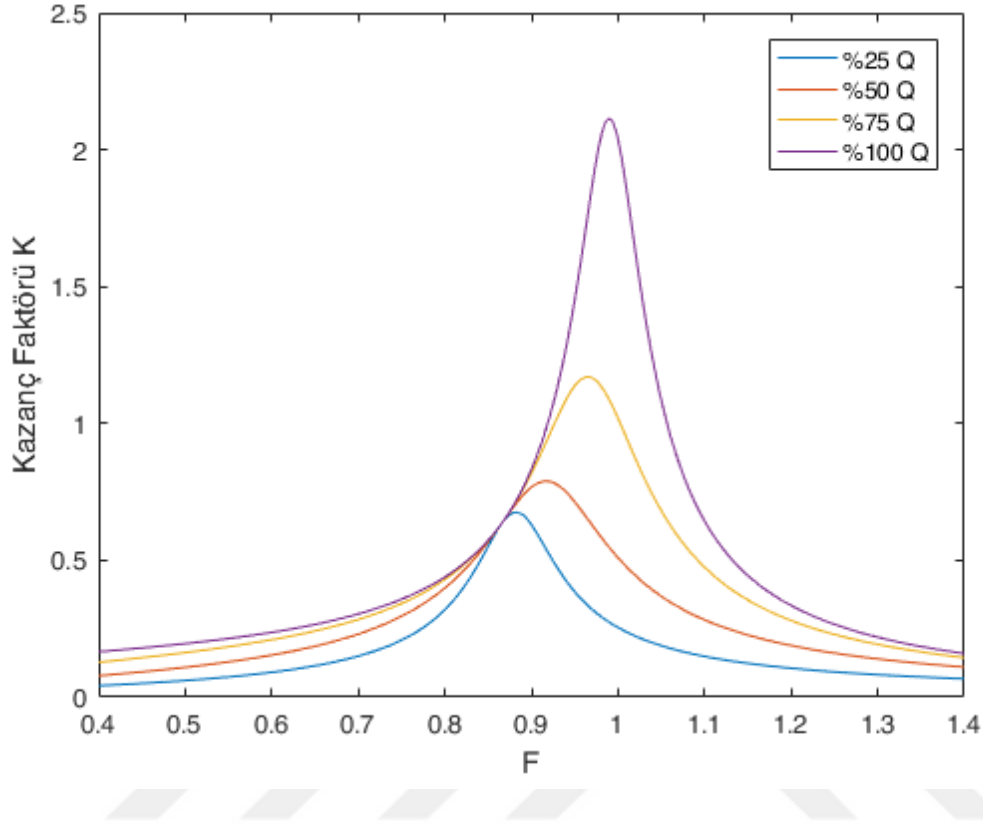
$$A = \frac{C_{pr}}{C_{sr}} \quad (2.17)$$

Denklem 2.12’de elde edilen kazanç eşitliği frekans oranı, kalite faktörü ve kapasite oranı cinsinden denklem 2.18’deki gibi ifade edilir [22].

$$|K(F)| = \frac{2}{\pi \sqrt{(1+A)^2 (1-F^2)^2 + \frac{1}{Q_L^2} \left(F - \frac{A}{F(1+A)} \right)^2}} \quad (2.18)$$

Elde edilen denklem 2.18’in anahtarlama frekansına bağlı değişimi farklı yük koşullarında çizdirilirse Şekil 2.10’daki grafik elde edilir. Şekil 2.10 incelendiğinde açık devre rezonans frekansında anahtarlama esnasında rezonans tankın kazancının en yüksek seviyede olduğu görülmektedir. Artan yük koşullarında kazanç eğrisinin

tepe noktası düşmekte iken kısa devre rezonans frekansında anahtarlama sırasında da rezonans tankının kazancı yük koşullarından bağımsız olarak birim kazanca eşittir.

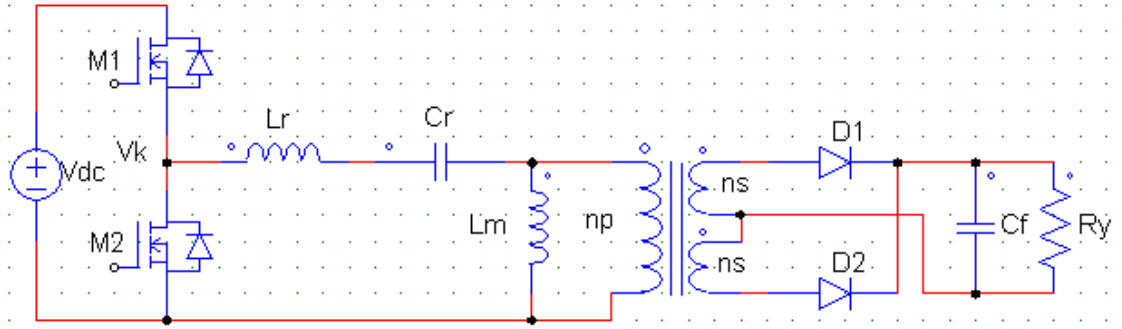


Şekil 2.10 : LCC seri paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği ($Q = 0,8$; $A = 3$).

MOSFET’lerin sıfır gerilimde anahtarlama yapabilmesi için kazanç karakteristiğinin sağ tarafında kalan, eğimin negatif olduğu bölgede devrenin çalışması gerekmektedir. Yüke seri durumda kapasite ve endüktans bulunduğundan dolayı rezonans tankında dolaşan akım paralel rezonans çeviricilerdekine göre daha düşük olmaktadır. Ayrıca düşük yüklerde kazanç eğimi arttığından dolayı çıkış gerilim düzenlemesi de dar frekans değişimleriyle yapılabilmektedir. Ancak giriş gerilimi aralığının yüksek olması durumlarında kazancın düşürülebilmesi için frekans artışı geniş aralıkta yapılacak ve bu durum anahtarlama kayıplarını arttıracaktır.

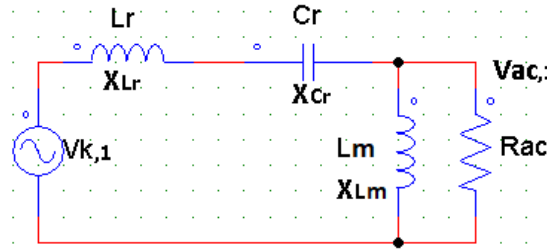
2.3.2 LLC rezonans çeviriciler

LCC rezonans çeviricisine benzer olarak üç elemanlı bir diğer çevirici; rezonans kapasitesine seri bağlı endüktans ve çıkış yüküne paralel bağlı endüktanstan oluşan LLC rezonans çeviricisidir. Şekil 2.11’de yarım köprü evirici bağlantılı, izoleli LLC rezonans çevirici yapısı görülmektedir.



Şekil 2.11 : İzoleli seri paralel LLC rezonans güç çeviricisi.

Devrenin sadeleştirilmiş şekilde eşdeğer devresi elde edilirse, Şekil 2.12'deki duruma gelmektedir.



Şekil 2.12 : LLC seri paralel rezonans çeviricinin sadeleştirilmiş yapısı.

Önceki çeviricilerde yapıldığı gibi sadeleştirilmiş devre üzerinden rezonans tankının girişi ile çıkışı arasındaki ilişki temel bileşenler kullanılarak denklem 2.19'daki gibi ifade edilebilir.

$$\tilde{V}_{ac,1} = \tilde{V}_{k,1} \frac{X_{Lm} // R_{ac}}{X_{Lr} + X_{Cr} + X_{Lm} // R_{ac}} \quad (2.19)$$

Buradan da rezonans tankın kazanç ifadesi denklem 2.20 olarak yazılabilir.

$$K = \frac{j\omega L_m // R_{ac}}{j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} + j\omega L_m // R_{ac}} \quad (2.20)$$

LLC çeviricilerde m değeri endüktans oranını temsil etmekte olup denklem 2.21'de verildiği gibidir.

$$m = \frac{L_m}{L_r} \quad (2.21)$$

Kalite faktörü Q değeri de denklem 2.22'deki gibi ifade edilir.

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (2.22)$$

LCC devresinde olduğu gibi LLC'de de üç elemanlı rezonans tankı yapısı olduğundan dolayı iki rezonans frekansı bulunmaktadır. Çıkışın kısa devre olduğu durumdaki rezonans frekansı denklem 2.23'de, açık devre olduğu durumdaki rezonans frekansı denklem 2.24'de gösterilmiştir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (2.23)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (2.24)$$

Rezonans frekansları eşitliklerinden görüldüğü gibi kısa devre rezonans frekansı, açık devre rezonans frekansından büyüktür. Bu da yükten bağımsız şekilde birim kazancı oluşturan rezonans frekansının, kazanç karakteristiği eğiminin negatif olduğu bölgede bulunduğunu göstermektedir.

LLC çeviricilerde de benzer şekilde kazanç ifadesinin sadeleştirilerek, endüktans oranı ve kalite faktörü bileşenleriyle ifade edilebilmesi için frekans oranı olarak denklem 2.25'deki ifade kullanılır.

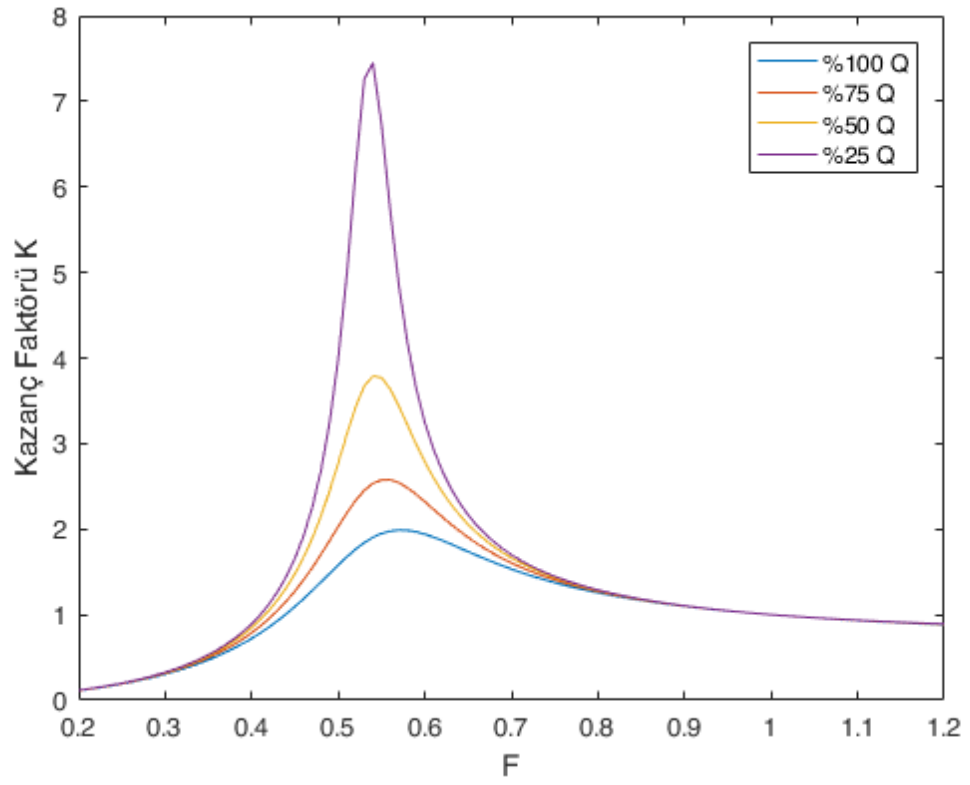
$$F = \frac{f_s}{f_{r1}} \quad (2.25)$$

Denklem 2.20 sadeleştirildiğinde denklem 2.26 elde edilir.

$$|K(F)| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{F^2}))^2 + (Q \cdot (F - \frac{1}{F}))^2}} \quad (2.26)$$

Denklem 2.26'daki kazanç ifadesi çizdirilirse Şekil 2.13'deki kazanç karakteristiği elde edilir. Şekil 2.13 incelendiğinde kısa devre rezonans frekansında rezonans tankına ait kazanç farklı yük koşullarında 1 olur. Diğer frekanslarda ise yükün arttıkça kazancın düştüğü azaldıkça da kazancın yükseldiği görülmektedir.

MOSFET'lerin sıfır gerilimde anahtarlama yapabildiği bölge olan karakteristiğin tepe noktasının sağında kalan bölgede devrenin çalışması gerekmektedir. LLC devresinin yapısından dolayı bu bölgede düşük frekans değişimi ile geniş aralıkta kazanç



Şekil 2.13 : LLC seri paralel rezonans tankı kazanç karakteristiği
($Q = 0,4$; $m = 2,5$).

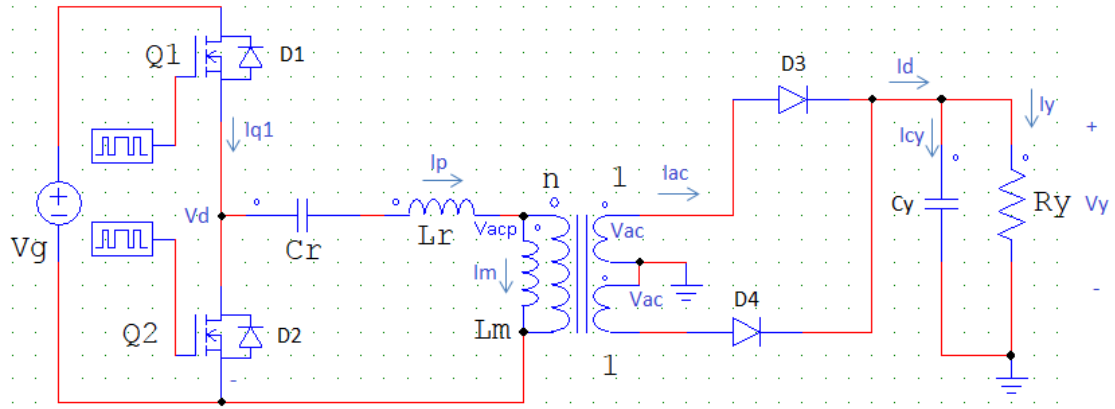
ayarlaması yapılabilmektedir. Bu da LLC çeviricilerin geniş giriş gerilimi aralıklarında daha yüksek verimlerde çalışabilmesine olanak sağlamaktadır [23].



3. LLC ÇEVİRİCİ DEVRE ANALİZİ

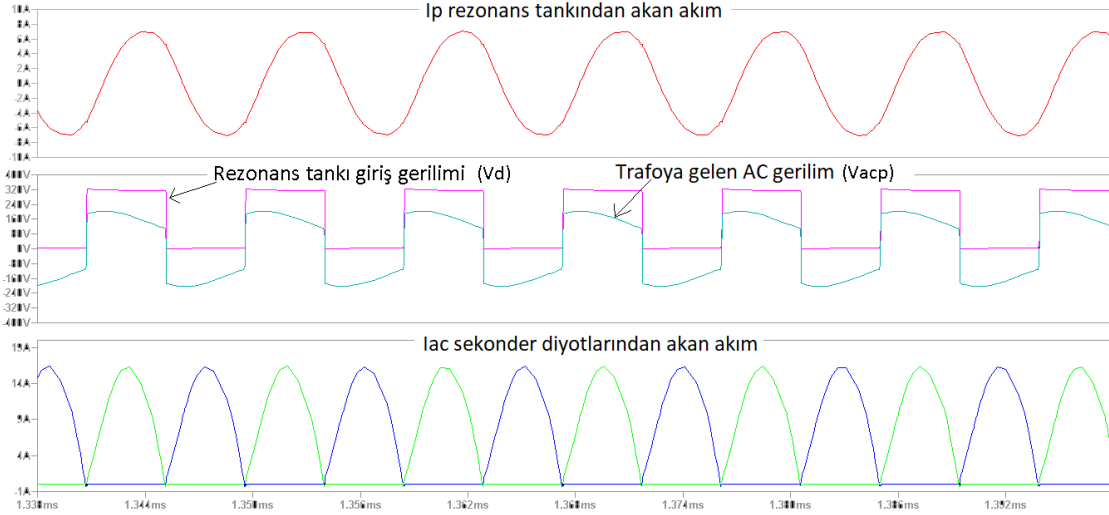
3.1 LLC Çeviricilerin Temel Harmonik Yaklaşım Analizi

LLC çeviricilere ait devre topolojisi Şekil 3.1’de görülmektedir. Bu devre üzerinden bloksal olarak çalışma aşamaları şu şekilde özetlenebilir. Öncelikle giriş gerilimine bağlı olan Q1 ve Q2 anahtarlama elemanlarının oluşturduğu kare dalga üretici, rezonans tankına kare dalga gerilim uygulamaktadır. Rezonans tankına uygulanan kare dalga giriş gerilimi; tankta bulunan seri endüktans L_r , seri rezonans kapasitesi C_r ve paralel endüktans L_m üzerinden yüksek harmoniklerin filtrelenerek sinus biçimde akım akmasını sağlamaktadır. Yüksek frekansta oluşan bu gerilim, transformatörün çevirme oranı kadar sekonder bloğuna aktarılır. Sinusoidal akım bu blokta bulunan doğrultucu elemanları üzerinden doğru akıma çevrilir. Filtre bloğunda bulunan kapasite ile de çıkış geriliminin sabit tutulması sağlanır.



Şekil 3.1 : LLC rezonans çevirici devresi.

Rezonans frekansında uygulanan anahtarlama sonucu devre üzerinde oluşan dalga şekilleri Şekil 3.2’de görülmektedir. Doğrusal giriş gerilimi kare dalgaya rezonans frekansında çevrildiğinde seri endüktans L_r ve seri rezonans kapasitesi C_r empedansları birbirine eşit ve zıt işaretli olduğundan birbirini götürerek ve kare dalga filtrelenerek transformatörün mıknatıslanma L_m endüktansına uygulanmış olacaktır. Bu filtreleme sonucunda da Şekil 3.2’de görüldüğü gibi I_p sinüs biçimli akım akmakta ve AC gerilim oluşmaktadır.



Şekil 3.2 : Rezonans frekansında akım, gerilim grafikleri.

Şekil 3.2’den de görüldüğü gibi rezonans frekansına yakın bölgede çalışma durumunda şekiller sinüs biçimine yaklaştığı için bu bölgeyi ifade etmede temel harmonik bileşenler kullanılabilir.

Temel harmonik yaklaşım analizine ilk olarak rezonans tankına uygulanan gerilimden başlanabilir. Bu gerilimin temel harmonik bileşeni denklem 3.1’de verilmiştir.

$$v_{d,1}(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_g}{2} \cdot \sin(\omega t) \quad (3.1)$$

$$\omega = 2\pi f_s \quad (3.2)$$

Şekil 3.1’de transformatörün sekonder bölümünde oluşan AC gerilim doğrultucu üzerinden çıkış gerilimi V_y ’yi oluşturduğu görülmektedir. Buradan hareketle transformatörün primer bölümünden akan akım ile çıkış geriliminin birbiriyle senkronize şekilde olduğu görülür. Primer bölgede akan akım pozitifken sekonder bölgede $+V_y$, negatifken $-V_y$ gerilimi oluşur. Dolayısıyla sekonder bölge geriliminin temel harmonik bileşeni denklem 3.3’deki gibi olur.

$$v_{ac,1}(t) = \frac{4V_y}{\pi} \sin(\omega t - \phi_{v1}) \quad (3.3)$$

ϕ_{v1} , denklem 3.1’de verilen giriş geriliminin temel harmoniği ile sekonder geriliminin temel harmoniği arasındaki faz farkını göstermektedir. Benzer şekilde primer

bölgesindeki gerilim de sekonder bölgesindeki gerilimin transformatör sarım sayısı oranıyla çarpımına eşit olup denklem 3.4'deki gibidir.

$$v_{acp,1}(t) = \frac{4nV_y}{\pi} \sin(\omega t - \phi_{v1}) \quad (3.4)$$

Sekonder bölgede akan Şekil 3.1'deki I_d akımı olan doğrultulmuş sinüs biçimli akımın ortalaması I_y çıkış akımına eşit olur (3.5).

$$I_y = \frac{2}{\pi} I_d \quad (3.5)$$

Ayrıca sekonderden akan doğrultulmamış i_{ac} akımının tepe değeri I_d akımının tepe değerine eşit olduğundan denklem 3.6'daki gibi ifade edilebilir.

$$I_d = i_{ac,1}^m(t) = \frac{\pi}{2} I_y \quad (3.6)$$

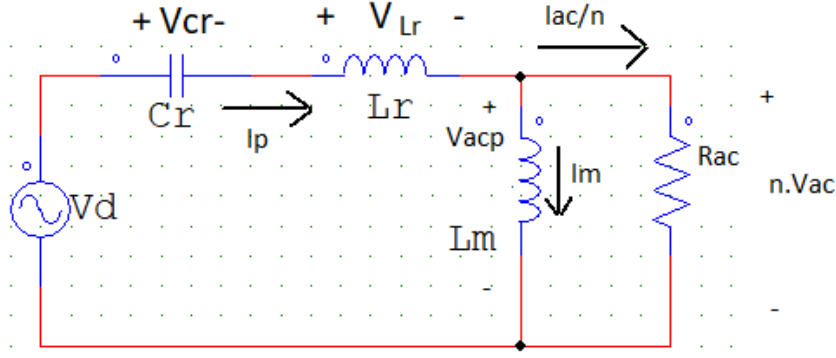
Temel harmonik yaklaşım uygulanarak elde edilen bu denklemler ile LLC devre yapısında bulunan transformatör ve anahtarlama elemanlarını kaldırarak yerine denklem 3.7'de gösterilen eş değer çıkış direnci kullanılabilir. Transformatörün sekonder bölümünde oluşan gerilim ve akımın primer bölge yansıması elde edilerek oranı alınırsa yük direncinin primer bölge eşdeğeri bulunur.

$$R_{ac} = \frac{v_{acp}(t)}{i_p(t)} = \frac{n \cdot v_{ac,1}^m(t)}{\frac{i_{ac,1}^m(t)}{n}} = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{V_y}{I_y} \quad (3.7)$$

Çıkış gerilimi V_y ile çıkış akımı I_y 'nin oranı çıkışa bağlı dirence eşit olarak denklem 3.8'deki gibi yazılabilir .

$$R_y = \frac{V_y}{I_y} \Rightarrow R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} n^2 R_y \quad (3.8)$$

Şekil 3.1'de gösterilen LLC çeviricisinin devre analizini yapabilmek için temel harmonik yaklaşımı uygulanarak oluşturulan sadeleştirilmiş devresi Şekil 3.3'de gösterilmektedir. Rezonans tankı giriş gerilimi V_d , transformatörün sekonder bölgesinde bulunan doğrultucu ve yük direncinin primere yansımış hali R_{ac} olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.3 : Temel harmonik yaklaşım uygulanarak sadeleştirilmiş LLC çevirici.

Bu sadeleştirilmiş eş değer devre incelendiğinde manyetiklenme endüktansından geçen akım denklem 3.9’da gösterilmiştir.

$$i_{m,1}(t) = \frac{v_{acp,1}(t)}{\omega L_m} = \frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} \sin(\omega t - \phi_{v1}) \quad (3.9)$$

Transformatörün sekonder bölgesinden akan akımı, yük akımıyla ifade edilirse denklem 3.10 elde edilir.

$$i_{ac}(t) = \frac{\pi}{2} I_y \sin(\omega t) \quad (3.10)$$

Rezonans tankından akan akım, manyetiklenme endüktansından akan akım ve yük üzerinden akan akımın primere yansmasıyla denklem 3.11’deki gibi ifade edilebilir.

$$i_p(t) = i_m(t) + \frac{i_{ac}(t)}{n} = \left(\frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} + \frac{\pi}{2n} I_y \right) \sin(\omega t) \quad (3.11)$$

Rezonans kapasitesi üzerindeki gerilimin anlık ifadesi de denklem 3.12 kullanılarak, rezonans tankından akan akımın integrali alınarak, denklem 3.13’deki gibi elde edilir.

$$v_{cr}(t) = \frac{1}{C_r} \int i_p(t) dt \quad (3.12)$$

$$v_{cr}(t) = -\frac{1}{\omega C_r} \left(\frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} + \frac{\pi}{2n} I_y \right) \cos(\omega t) + k \quad (3.13)$$

İntegral sonucu gelen k sabitini bulmak için Şekil 3.3’deki sadeleştirilmiş devre kullanılabilir. Giriş geriliminin ortalama değeri, rezonans kapasitesinin ortalama değeri ile rezonans endüktansı ve manyetiklenme endüktansı gerilimlerinin ortalama

değerlerinin toplamına eşit olmaktadır. Bir periyotta endüktanslar üzerindeki ortalama gerilim 0 olduğundan dolayı giriş geriliminin ortalama değeri rezonans kapasitesinin ortalama değerine eşit olur. Dolayısıyla k sabiti denklem 3.14'deki gibi olur.

$$k = \frac{V_g}{2} \quad (3.14)$$

Denklem 3.13 ve 3.14 kullanılarak rezonans kapasitesi üzerindeki gerilimin tepe değeri denklem 3.15 deki gibi bulunabilir.

$$v_{Cr,m} = \frac{1}{\omega C_r} \left(\frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} + \frac{\pi}{2n} I_y \right) + \frac{V_g}{2} \quad (3.15)$$

Rezonans endüktansının da benzer şekilde üzerindeki gerilimin anlık ifadesi ve bu ifade üzerinden gerilimin tepe değeri de denklem 3.16 ve denklem 3.17'deki gibi bulunur.

$$v_{L_r}(t) = L_r \frac{di_p}{dt} = \omega L_r \left(\frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} + \frac{\pi}{2n} I_y \right) \cos(\omega t) \quad (3.16)$$

$$v_{L_r,m}(t) = \omega L_r \left(\frac{4nV_y}{\omega L_m \pi} + \frac{\pi}{2n} I_y \right) \quad (3.17)$$

Filtre kapasitesinden akan akımın tepe değeri diyot üzerinden akan akım ve yük akımı üzerinden ifade edilirse denklem 3.18 elde edilir.

$$I_{Cy,m} = I_d - I_y = I_y \frac{\pi}{2} - I_y = I_y \left(\frac{\pi}{2} - 1 \right) \quad (3.18)$$

Giriş gerilimi ile transformatörün primerine gelen gerilim arasındaki ilişki rezonans tankının empedansları üzerinden denklem 3.19'daki gibi elde edilir [24].

$$v_{acp,1} = v_{d,1} \frac{(j\omega L_m) // R_{ac}}{j\omega L_m // R_{ac} + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (3.19)$$

Buradan da görüldüğü gibi rezonans tankının kazancı denklem 3.20'deki gibi elde edilmektedir.

$$K(\omega) = \frac{(j\omega L_m) // R_{ac}}{j\omega L_m // R_{ac} + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} = \frac{\frac{(j\omega L_m) \cdot R_{ac}}{(j\omega L_m) + R_{ac}}}{\frac{(j\omega L_m) \cdot R_{ac}}{(j\omega L_m) + R_{ac}} + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \quad (3.20)$$

LLC rezonans çeviricinin tamamına bakıldığında da denklem 3.19 kullanılarak giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki bağıntı kayıplar ihmal edildiği takdirde ve rezonans frekansında faz farkı 0 olduğu kabul edilirse denklem 3.21'deki gibi sadeleştirilebilir.

$$v_{acp,1} = v_{d,1} \cdot K(\omega) \Rightarrow \frac{4nV_y}{\pi} \cdot \sin(\omega t - 0) = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_g}{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot K(\omega) \quad (3.21)$$

Buradan da giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki ifade denklem 3.22'deki gibi olur.

$$V_y = \frac{V_g \cdot K(\omega)}{2n} \quad (3.22)$$

Giriş gerilimi yarım köprü kare dalga üretici nedeniyle 1/2 katsayısıyla çarpılır. Ardından rezonans tank kazancı $K(\omega)$ katsayısı gelir ve son olarak da transformatörün çevirme oranı n ile çıkış gerilimini oluşturur [25]. Dolayısıyla tasarım yapılırken transformatör çevirme oranı ve kare dalga üretici bloğu katsayıları sabit olduğundan dolayı rezonans tank kazancı karakteristiği gereksinimleri karşılayacak aralıkta hesaplanmalıdır.

Primerdeki toplam endüktansın rezonans endüktansına oranı denklem 3.23'de gösterildiği gibi m ile ifade edilmiştir.

$$m = \frac{L_p}{L_r} = \frac{L_m + L_r}{L_r} \quad (3.23)$$

Rezonans frekansındaki anahtarlama durumu denklem 3.24'de, açık devre rezonans frekansındaki anahtarlama durumu da denklem 3.25'de belirtilmiştir.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (3.24)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_r}} \quad (3.25)$$

Q ile gösterilen kalite faktörü de denklem 3.26'da belirtilmiştir.

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (3.26)$$

Denklem 3.20 sadeleştirilmesi için öncelikle paydalar eşitlenip düzenlendiğinde denklem 3.27 elde edilir.

$$K(\omega) = \frac{(j\omega C_r) \cdot (j\omega L_m) \cdot R_{ac}}{(j\omega L_m) \cdot R_{ac} \cdot (j\omega C_r) + (j\omega C_r) \cdot (j\omega L_r) \cdot (j\omega L_m + R_{ac}) + j\omega L_m + R_{ac}} \quad (3.27)$$

Elde edilen denklemde pay ve payda denklem 3.28'deki gibi sadeleştirilir.

$$K(\omega) = \frac{\frac{-1}{\omega_r^2 L_r C_r R_{ac}} \cdot \frac{(j\omega C_r) \cdot (j\omega L_m) \cdot R_{ac}}{(j\omega L_m) \cdot R_{ac} \cdot (j\omega C_r) + (j\omega C_r) \cdot (j\omega L_r) \cdot (j\omega L_m + R_{ac}) + j\omega L_m + R_{ac}}}{\frac{-1}{\omega_r^2 L_r C_r R_{ac}}} \quad (3.28)$$

$$K(\omega) = \frac{(\frac{\omega}{\omega_r})^2 \cdot \frac{L_m}{L_r}}{j(\frac{\omega}{\omega_r})^2 \cdot \frac{\omega L_m}{R_{ac}} + \frac{\omega}{\omega_r}^2 - \frac{j\omega L_m}{\omega_r^2 L_r C_r R_{ac}} - \frac{1}{\omega_r^2 L_r C_r} + \frac{\omega^2}{\omega_r^2} \cdot \frac{L_m}{L_r}}$$

Bu denklemi, denklem 3.29'daki gibi frekans oranı, rezonans frekansı olarak f_{r1} kullanılıp elde edilen F , endüktans oranı m ve kalite faktörü Q cinsinden ifade etmek için denklem 3.30 elde edilir.

$$F = \frac{f_s}{f_{r1}} \quad (3.29)$$

$$K(F) = \frac{F^2 \cdot m}{F^2 + j \cdot F^3 \cdot m \cdot Q - j \cdot F \cdot m \cdot Q} = \frac{1}{1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{F^2}) + j \cdot Q \cdot (F - \frac{1}{F})} \quad (3.30)$$

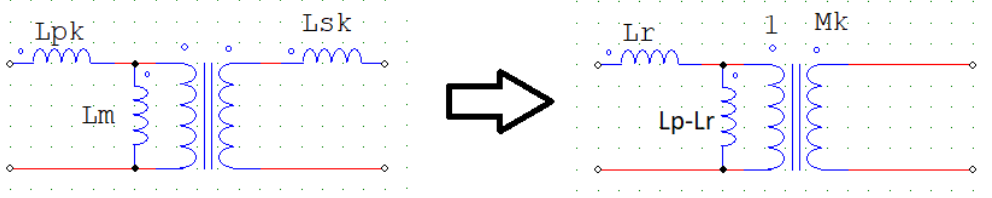
Son olarak denklem 3.30'un mutlak değeri için gerekli işlemler yapıldığında denklem 3.31 elde edilir.

$$|K(F)| = \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{F^2}) + j \cdot Q \cdot (F - \frac{1}{F})} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{F^2}))^2 + (Q \cdot (F - \frac{1}{F}))^2}} \quad (3.31)$$

LLC çeviricilerde seri bağlı olan rezonans endüktansı L_r için ekstra malzeme kullanılması maliyet getirdiğinden dolayı, bu endüktans için transformatörün kaçak

endüktansı kullanılmaktadır. Dolayısıyla transformatör tasarımı yapılırken kaçak endüktansı da göz önüne alınır. Böylece rezonans endüktansı için fazladan bobin kullanılmaz. Ancak bu kaçak endüktans primer bölgede olduğu gibi sekonder bölgede de olmaktadır [26]. Bu nedenle devre karakteristiğinde değişikliğe neden olmaktadır.

Şekil 3.4’de transformatörün eş değer yapısı ve indirgenmiş yapısı görünmektedir.



Şekil 3.4 : Transformatörün eş değer devresi.

Buna göre rezonans endüktansı ve primerden görülen toplam endüktans ifadeleri denklem 3.32 ve 3.33’de verilmiştir.

$$L_r = L_{pk} + L_m / (n^2 L_{sk}) = L_{pk} + L_m / L_{pk} \quad (3.32)$$

$$L_p = L_{pk} + L_m \quad (3.33)$$

Primer endüktansı L_p transformatörün sekonderi açık devre iken primerde ölçülen endüktans değeri olurken, kaçak endüktans L_r ise transformatörün sekonderi kısa devre iken primerden görülen endüktans değeri olmaktadır. Burada transformatörün kaçak endüktansı rezonans tankı devresine dahil olduğundan dolayı çevirme oranı 1 olan ideal transformatör düşünüldüğünde primerde görülen paralel endüktans $L_p - L_r$ olurken sekonderde görülen paralel endüktans L_p olur. Endüktansların oranının karekökü transformatör çevirme oranını vermektedir. Dolayısıyla transformatör çevirme oranına ek bir kazanç katsayısı olarak M_k değeri denklem 3.34’deki gibi olmaktadır.

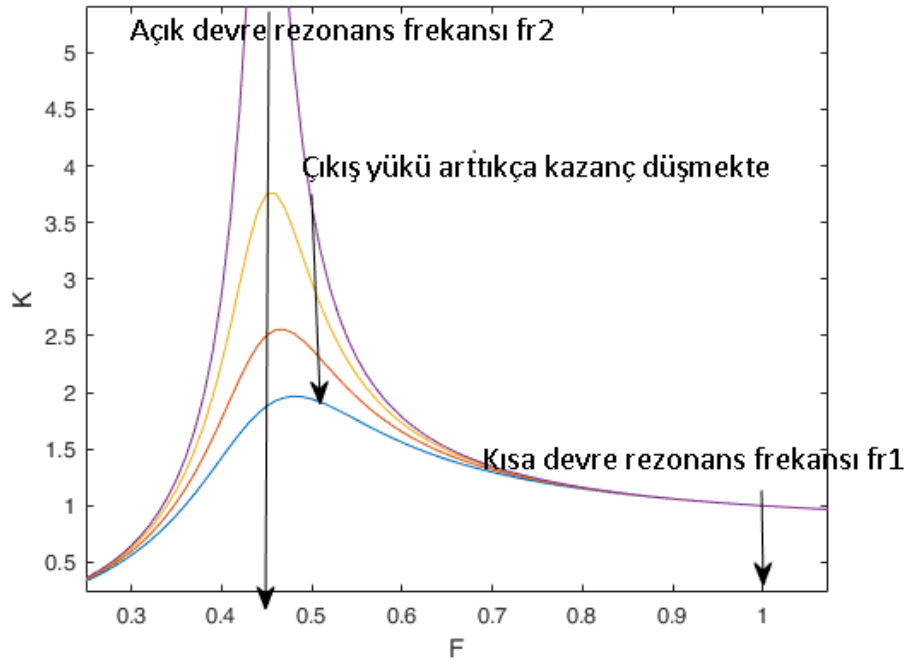
$$M_k = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} \quad (3.34)$$

Bu kazanç katsayısı da kazanç denklemine bir çarpan olarak eklenir. Aynı zamanda girişten görülen eşdeğer direnç denkleminde de çevirme oranının karesi olarak etkiler. Denklem 3.8 ve 3.31 tekrar düzenlenirse denklem 3.35 ve 3.36 elde edilir.

$$R_{AC} = \frac{8}{\pi^2} \frac{n^2}{M_k^2} \frac{V_y}{I_y} \quad (3.35)$$

$$|K(F)| = \frac{M_k}{\sqrt{(1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{F^2}))^2 + (Q \cdot (F - \frac{1}{F}))^2}} \quad (3.36)$$

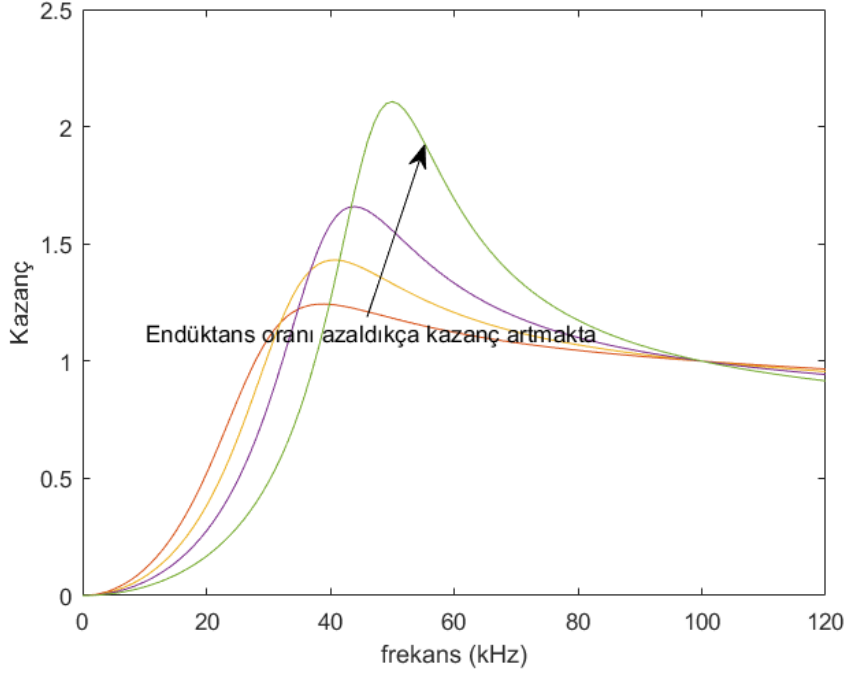
Son olarak elde edilen kazanç denklemi 3.36'dan görüldüğü gibi rezonans endüktansı olarak transformatörün kaçak endüktansının kullanıldığı durumlarda bu katsayının da hesaba katılması gerekmektedir. Bu koşul eklenmeden Denklem 3.31 kullanılarak, frekans kazanç grafiği farklı yük koşullarında çizdirilirse Şekil 3.5 elde edilir.



Şekil 3.5 : Farklı yük koşullarında frekans-kazanç grafiği.

Burada görüldüğü gibi çıkış yükü arttıkça kazanç düşmekte, çıkış gücü azaldıkça da kazanç artmaktadır. Ancak kısa devre rezonans frekansı yükten bağımsız şekilde davranmakta ve kazanç 1 olmaktadır. Kazancı etkileyen diğer bir faktör de endüktans oranıdır. Şekil 3.6'daki grafikte kalite faktörü sabitken endüktans oranının değiştikçe kazanç grafiğinin değişimi görülmektedir.

Rezonans tankındaki toplam endüktansın, rezonans endüktansına oranının azalması kazancı arttırmakta iken; bu oranın artması ise kazancı düşürmektedir. Burada kazancı yüksek tutabilmek için bu oran düşürülmektedir. Ancak bu oranın düşmesi transformatör manyetiklenme endüktansını düşüreceğinden toplam empedansı düşürmekte



Şekil 3.6 : Sabit kalite faktöründe farklı endüktans oranlarında frekans-kazanç grafiği.

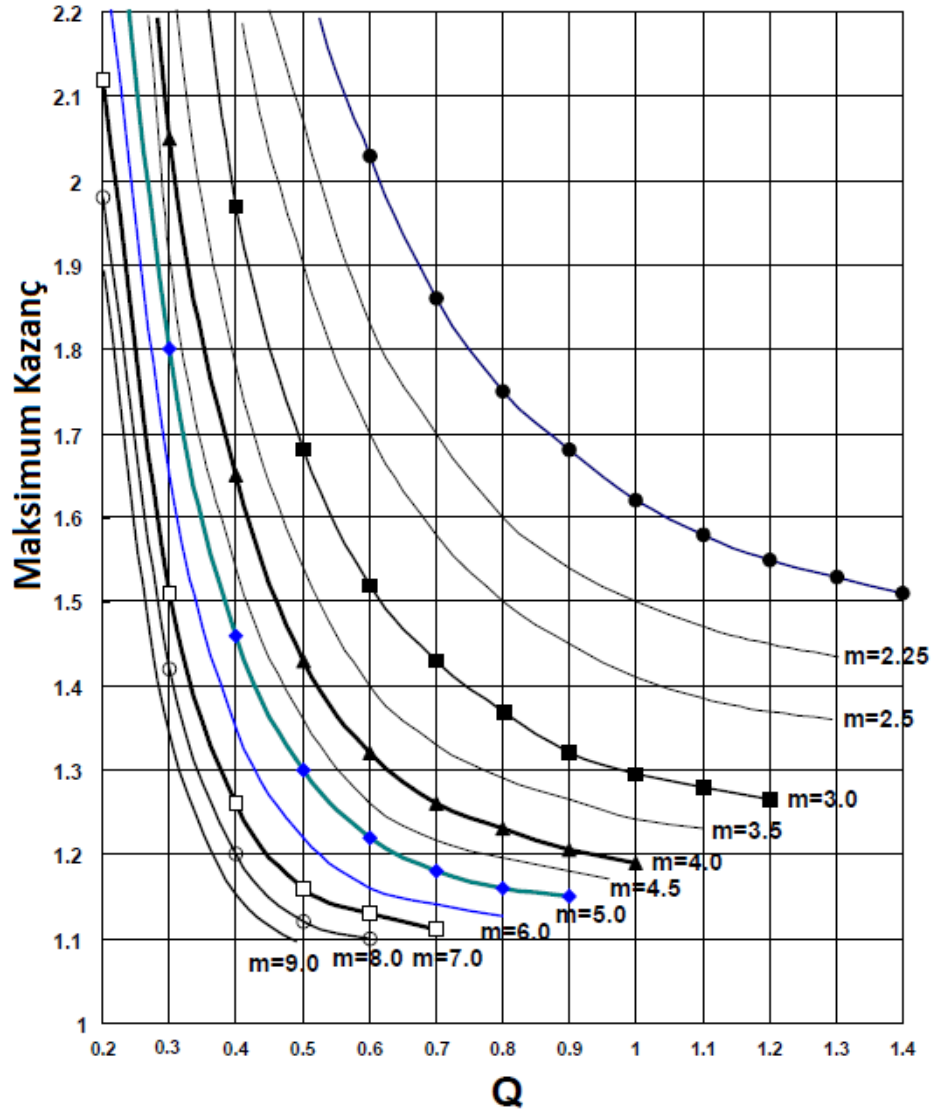
ve tanktan akan dolaşım akımı artmaktadır. Bu da kaybın artmasına ve verimin düşmesine neden olmaktadır. Bu nedenle tasarım yapılırken bu oran seçimine özen gösterilmektedir.

Son olarak kazancı belirleyen diğer bir faktör de kalite faktörü Q 'dur. Denklem 3.26'da da görüldüğü gibi rezonans elemanları oranının karekökünün çıkış yüküne oranı kalite faktörü olarak belirlenmiştir. Şekil 3.7'de farklı endüktans oranlarında, kazancın kalite faktörüne göre değişimleri verilmiştir.

Grafik incelendiğinde kalite faktörünün artması maksimum kazancı düşürmektedir. Burada kalite faktörü belirlenirken maksimum kazanç gereksinimi seçilmeli ve bu kazancı sağlayabilecek uygun değerin belirlenmesi gerekmektedir.

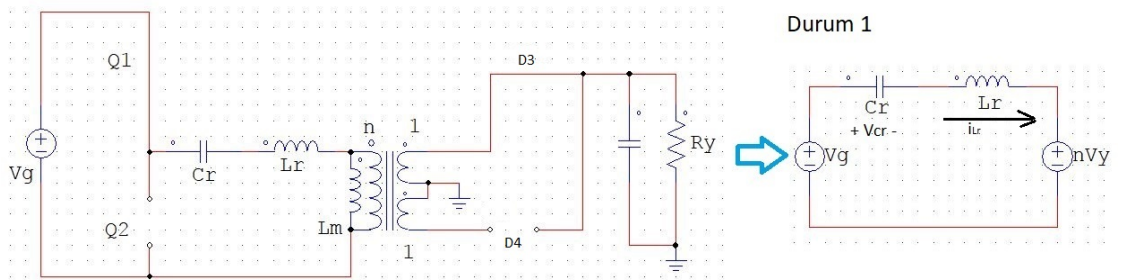
3.2 LLC Çeviricilerin Durum Uzayı Analizi

Sürekli halde çalışma sırasında LLC çeviricilerin bir anahtarlama periyodundaki çalışma durumlarından yola çıkılarak, rezonans elemanları üzerindeki gerilim ve akım grafikleri elde edilebilmektedir. Bu analiz sırasında işlem zorluğunu azaltmak için çıkış gerilimi sabit kabul edilecek ayrıca devredeki anahtarlama ve iletim kayıpları da ihmal edilecektir.



Şekil 3.7 : Farklı endüktans oranlarında kalite faktörü-kazanç grafiği [27].

Tüm frekans aralığı düşünüldüğünde, çevirici 6 farklı durumda çalışabilmektedir [28, 29]. Sırasıyla bu durumlar incelenecektir. Öncelikle Şekil 3.8’de görüldüğü gibi Q1 MOSFET’inin iletimde, Q2 MOSFET’inin kesimde olduğu ve D3 diyotunun iletimde, D4 diyotunun kesimde olduğu durum ile başlanabilir.



Şekil 3.8 : Q1 MOSFET’i ve D3 diyotu iletimde, Q2 MOSFET’i ve D4 diyotu kesimde.

Bu durumda eş değer devreden de görüldüğü gibi manyetiklenme endüktansı üzerine düşen gerilim, çıkış geriliminin primer bölgeye yansıması olarak ifade edilebilir. Buradan yola çıkılarak devre denklemleri 3.37 ve 3.38'deki gibi olur.

$$\frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{1}{C_r} i_{Lr} \quad (3.37)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{1}{L_r} v_{Cr} + \frac{1}{L_r} (V_g - nV_y) \quad (3.38)$$

V_{Cr0} ve I_{Lr0} , t_0 anındaki başlangıç koşulları olacak şekilde, Z_0 ise karakteristik empedansı gösterecek şekilde denklemler düzenlenirse 3.39 ve 3.40 elde edilir [30].

$$v_{Cr} - (V_g - nV_y) = I_{Lr0} \cdot Z_0 \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] + (V_{Cr0} - (V_g - nV_y)) \cdot \cos[\omega_0(t - t_0)] \quad (3.39)$$

$$i_{Lr} = I_{Lr0} \cdot \cos[\omega_0(t - t_0)] - \frac{V_{Cr0} - (V_g - nV_y)}{Z_0} \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] \quad (3.40)$$

Rezonans frekansı f_0 da ω_0 ile gösterilmektedir. Denklemlerde bulunan gerilim ve akımlar V_g ve V_{in}/Z_0 ile bölünerek normalleştirme işlemi yapılırsa denklem 3.41 ve 3.42 elde edilir.

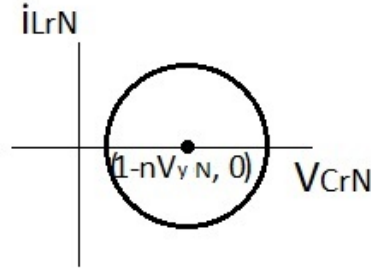
$$v_{CrN} - (1 - nV_{yN}) = I_{Lr0N} \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] + (V_{Cr0N} - (1 - nV_{yN})) \cdot \cos[\omega_0(t - t_0)] \quad (3.41)$$

$$i_{LrN} = I_{Lr0N} \cdot \cos[\omega_0(t - t_0)] - [V_{Cr0N} - (1 - nV_{yN})] \cdot \sin[\omega_0(t - t_0)] \quad (3.42)$$

Bu iki denklemin kareleri alınarak taraf tarafa toplama yapılırsa çember denklemi olan denklem 3.43 elde edilir. Bu denklem kullanılarak elde edilen grafik Şekil 3.9'da gösterilmiştir.

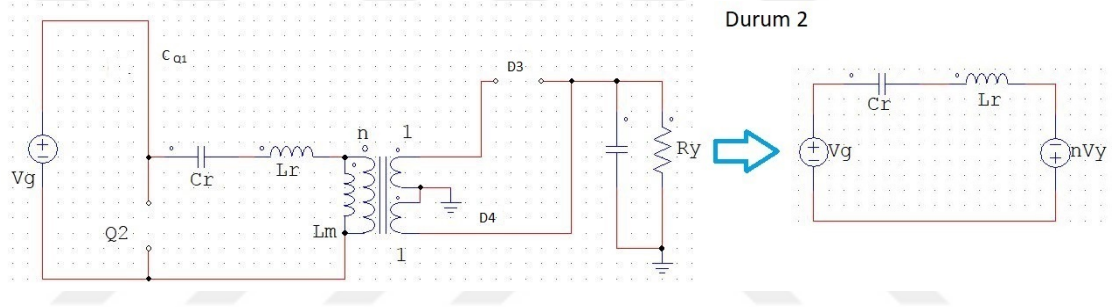
$$[v_{CrN} - (1 - nV_{yN})]^2 + i_{LrN}^2 = [V_{Cr0N} - (1 - nV_{yN})]^2 + I_{Lr0N}^2 \quad (3.43)$$

İkinci durum, Q1'in iletimde, Q2'nin kesimde, D3'ün kesimde ve D4'ün iletimde olduğu durumdur. Bu durumda rezonans tankından akan akım yönünü değiştirdiğinden



Şekil 3.9 : Durum 1'e ait grafik.

dolayı sekonder bölgede iletme geçen diyot değişmiştir. Bu koşulun oluşması için anahtarlama frekansının rezonans frekansından büyük olması gerekmektedir. Şekil 3.10'daki sadeleştirilmiş devreden de görüldüğü gibi birinci durum ile arasındaki fark, rezonans tankı üzerine düşen gerilimin $V_g + nV_y$ olmasıdır.

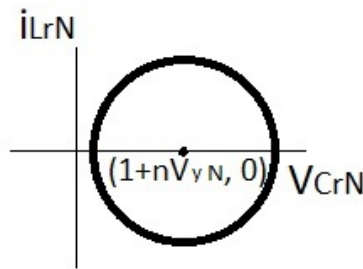


Şekil 3.10 : Q1 MOSFET'i ve D4 diyotu iletimde, Q2 MOSFET'i ve D3 diyotu kesimde.

Dolayısıyla benzer işlemler yapıldığında denklem 3.44 elde edilmektedir.

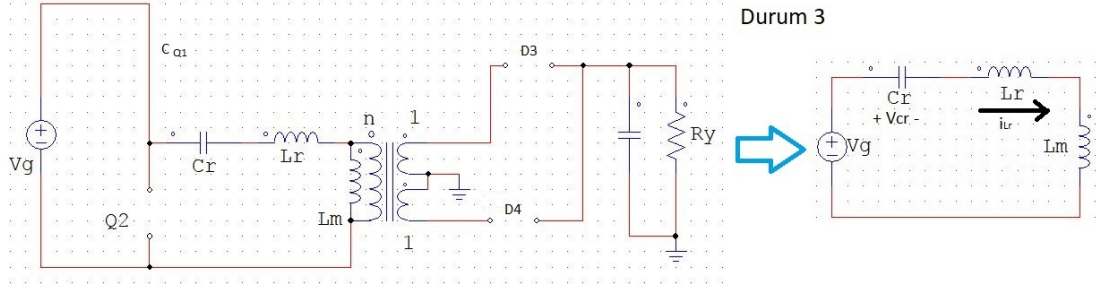
$$[v_{CrN} - (1 + nV_{yN})]^2 + i_{LrN}^2 = [V_{Cr0N} - (1 + nV_{yN})]^2 + I_{Lr0N}^2 \quad (3.44)$$

Bu denklem kullanılarak Şekil 3.11'deki grafik elde edilmiştir.



Şekil 3.11 : Durum 2'ye ait grafik.

Üçüncü durum, Şekil 3.12’de gösterildiği gibi C_{Q1} üzerinden devre tamamlanırken, Q2’nin ve sekonder diyotlarının kesimde olduğu durumdur. Bu durum anahtarlama frekansının rezonans frekansından düşük kaldığı çalışmada oluşmaktadır. Bu koşulda çıkış geriliminin yansıması primerde görülmez ve manyetiklenme endüktansı da rezonansa girer.



Şekil 3.12 : Q1 MOSFET’i iletimde, Q2 MOSFET’i ile D3 ve D4 diyotu kesimde.

Devre denklemleri buna göre uyarlanırsa 3.45 ve 3.46 olarak yazılabilir.

$$\frac{dv_{Cr}}{dt} = \frac{1}{C_r} i_{Lr} \quad (3.45)$$

$$\frac{di_{Lr}}{dt} = -\frac{1}{L_r + L_m} v_{Cr} + \frac{1}{L_r + L_m} V_g \quad (3.46)$$

Başlangıç koşullarıyla denklemler düzenlenirse 3.47 ve 3.48 eşitlikleri elde edilir.

$$v_{Cr} - V_g = I_{Lr0} \cdot Z_1 \cdot \sin[\omega_1(t - t_0)] + (V_{Cr0} - V_g) \cdot \cos[\omega_1(t - t_0)] \quad (3.47)$$

$$i_{Lr} = I_{Lr0} \cdot \cos[\omega_1(t - t_0)] - \frac{V_{Cr0} - V_g}{Z_1} \cdot \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (3.48)$$

Şekil 3.12’deki eş değer devreden görüldüğü gibi tankın karakteristik empedansı $Z_1 = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r}$ olur ve $\omega_1 = 1/\sqrt{(L_r + L_m)/C_r}$ olarak denklemlerde normalleştirme işlemi yapılırsa, 3.49 ve 3.50 eşitlikleri elde edilir.

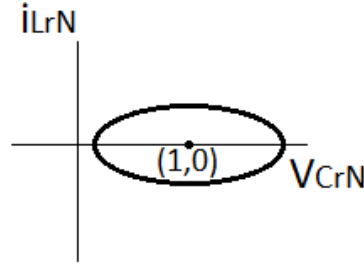
$$v_{CrN} - 1 = \frac{I_{Lr0N}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \cdot \sin[\omega_1(t - t_0)] + (V_{Cr0N} - 1) \cdot \cos[\omega_1(t - t_0)] \quad (3.49)$$

$$\frac{i_{LrN}}{\frac{Z_0}{Z_1}} = \frac{I_{Lr0N}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \cdot \cos[\omega_1(t - t_0)] - (V_{Cr0N} - 1) \cdot \sin[\omega_1(t - t_0)] \quad (3.50)$$

Eşitliklerin kareleri alınarak taraf tarafa toplama yapılırsa denklem 3.51 elde edilir.

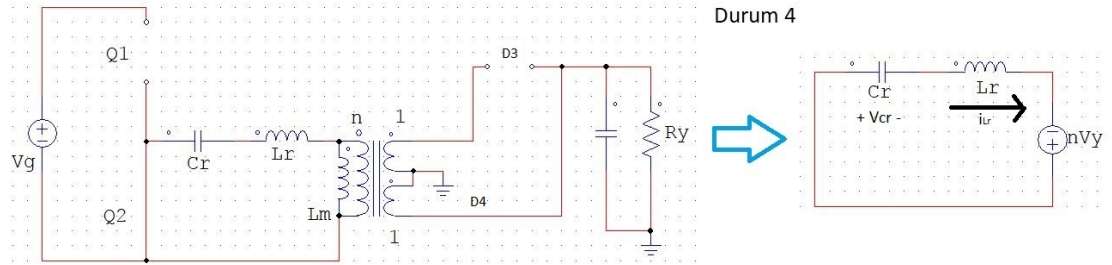
$$(v_{CrN} - 1)^2 + \left(\frac{i_{LrN}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \right)^2 = (V_{Cr0N} - 1)^2 + \left(\frac{i_{Lr0N}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \right)^2 \quad (3.51)$$

Elde edilen denklemin grafiği çizdirilirse Şekil 3.13’de gösterilen elips elde edilir.



Şekil 3.13 : Durum 3’e ait grafik.

İlk üç durumda Q1 MOSFET’inin iletimde, Q2 MOSFET’inin kesimde olduğu anlar incelenmiştir. Son üç durumda ise Q1 MOSFET’i kesimde, Q2 MOSFET’inin iletimde olduğu durumlar incelenecektir. Dördüncü durumda Q2 MOSFET’iyle birlikte D4 diyotu iletimdeyken, Q1 MOSFET’i ve D3 diyotu kesimdedir. Bu duruma ait eşdeğer devre Şekil 3.14’de gösterilmektedir.

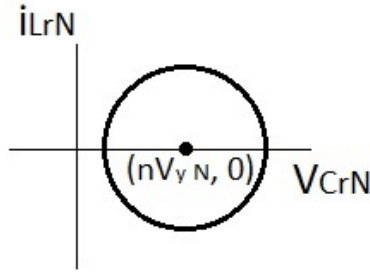


Şekil 3.14 : Q1 MOSFET’i ile D3 diyotu kesimde, Q2 MOSFET’i ile D4 diyotu iletimde.

Bu durum ile birinci durumun eşdeğer devreleri karşılaştırılırsa aralarındaki farkın dördüncü durumda giriş geriliminin olmaması ve çıkış geriliminin yansımasının negatif olmasıdır. Dolayısıyla rezonans tankın üzerine düşen gerilim nV_y olur. Bu şekilde birinci durumdaki denklemler düzenlenirse, normalleştirilmiş denklem 3.52’deki gibi elde edilir.

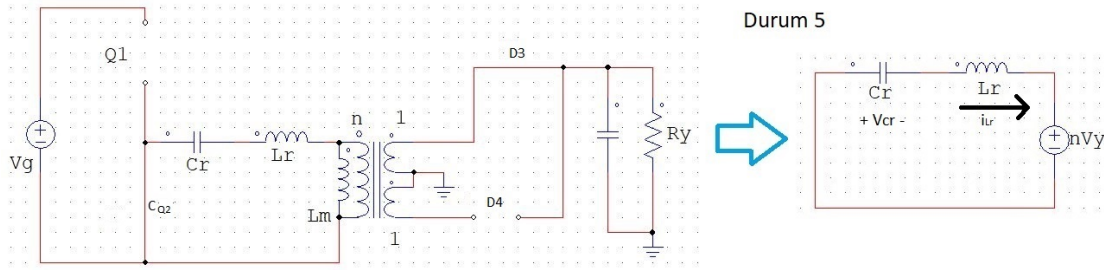
$$(v_{CrN} - nV_{yN})^2 + i_{LrN}^2 = (V_{Cr0N} - nV_{yN})^2 + I_{Lr0N}^2 \quad (3.52)$$

Bu denklemin grafiği de Şekil 3.15'deki gibi olmaktadır.



Şekil 3.15 : Durum 4'e ait grafik.

Beşinci durum da ikinci durumdaki gibi anahtarlama frekansının rezonans frekansının üzerinde olduğu çalışma koşullarında gerçekleşmektedir. Bu durumda sekonder bölgede gerilim terse döneceğinden dolayı akım D3 diyotundan akmaya başlayacaktır. Şekil 3.16'da görüldüğü gibi Q2 ve sekonder D3 diyotu iletimdeyken D4 diyotu kesimdedir.



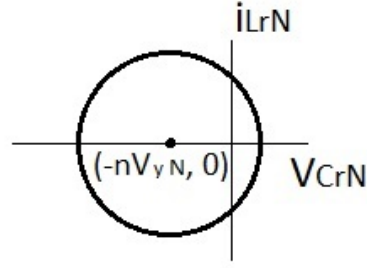
Şekil 3.16 : Q1 MOSFET'i ile D4 diyotu kesimde, Q2 MOSFET'i ile D3 diyotu iletimde.

Eşdeğer devreden görüldüğü gibi rezonans tankı üzerine düşen gerilim $-nV_y$ olacaktır. Dördüncü duruma ait denklemler buna göre düzenlendiğinde, normalleştirilmiş denklem 3.53 olarak elde edilir.

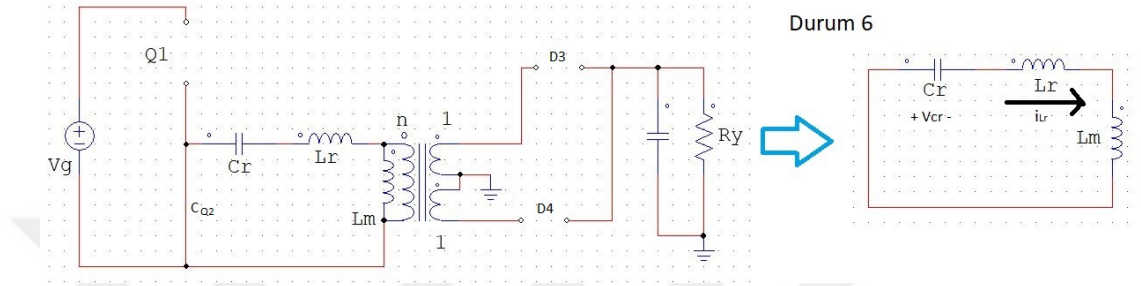
$$(v_{CrN} + nV_{yN})^2 + i_{LrN}^2 = (V_{Cr0N} + nV_{yN})^2 + I_{Lr0N}^2 \quad (3.53)$$

Bu denkleme ait grafik de Şekil 3.17'deki gibi olur.

Son olarak altıncı çalışma durumu, üçüncü çalışma durumunun karşılığı olarak anahtarlama frekansının rezonans frekansından küçük olduğu çalışma anında gerçekleşmektedir. Bu durumda da Q2 MOSFET yapısında bulunan C_{Q2} kapasitesi üzerinden devre tamamlanmaktadır. Ayrıca üçüncü durumdan farklı olarak Şekil 3.18'de gösterildiği gibi rezonans tankı üzerine düşen gerilim 0 olmaktadır.



Şekil 3.17 : Durum 5'e ait grafik.

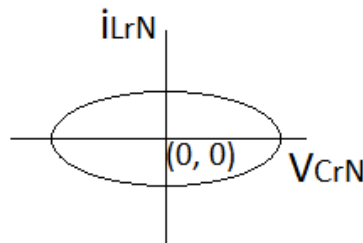


Şekil 3.18 : Q2 MOSFET'i iletimde, Q1 MOSFET'i ile D3 ve D4 diyotu kesimde.

Bu eşdeğer devreye göre üçüncü durum denklemleri düzenlendiğinde normalleştirilmiş denklem 3.54 olarak elde edilir.

$$v_{CrN}^2 + \left(\frac{i_{LrN}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \right)^2 = V_{Cr0N}^2 + \left(\frac{i_{Lr0N}}{\frac{Z_0}{Z_1}} \right)^2 \quad (3.54)$$

Bu denkleme ait grafik de Şekil 3.19'da gösterilmiştir.



Şekil 3.19 : Durum 6'ya ait grafik.

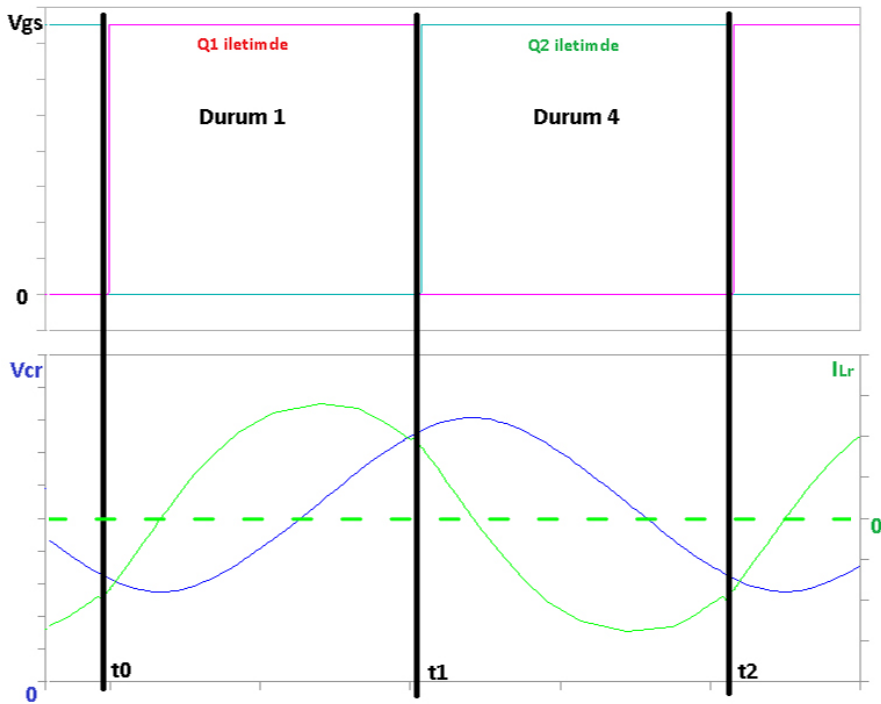
LLC çeviricilerin farklı anahtarlama anlarındaki durum denklemleri elde edilerek grafikleri incelenmiştir. Sürekli çalışma durumundaki eğrileri ise Çizelge 3.1'de verilen bu 6 farklı çalışma anlarının birleşimi olmaktadır.

İlk olarak çeviricinin rezonans frekansında çalışma durumu incelenirse, temel harmonik yaklaşımında belirtildiği gibi rezonans tankının kazancı birim kazanca eşit

Çizelge 3.1 : Çevirici iletim durumları.

Durum	Q1	Q2	D3	D4	Oluştugu Bölge
1	İletimde	Kesimde	İletimde	Kesimde	$f_s < f_r, f_s > f_r$
2	İletimde (C_{Q1})	Kesimde	Kesimde	İletimde	$f_s > f_r$
3	İletimde (C_{Q1})	Kesimde	Kesimde	Kesimde	$f_s < f_r$
4	Kesimde	İletimde	Kesimde	İletimde	$f_s < f_r, f_s > f_r$
5	Kesimde	İletimde (C_{Q2})	İletimde	Kesimde	$f_s > f_r$
6	Kesimde	İletimde (C_{Q2})	Kesimde	Kesimde	$f_s < f_r$

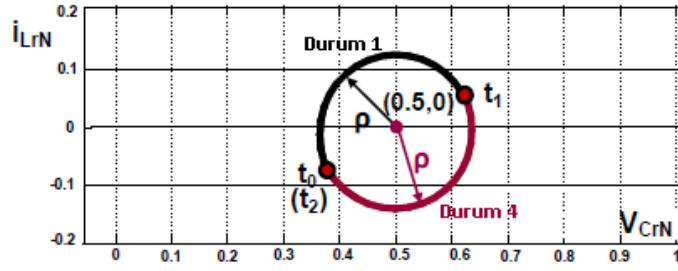
olmaktadır. Rezonans frekansında çalışmaya ait kapasite gerilimi ve rezonans akımının anahtarlama anlarındaki değişimi, bir periyot süresi olan $t_0 - t_2$ boyunca Şekil 3.20’de gösterilmiştir.



Şekil 3.20 : Rezonans frekansında anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.

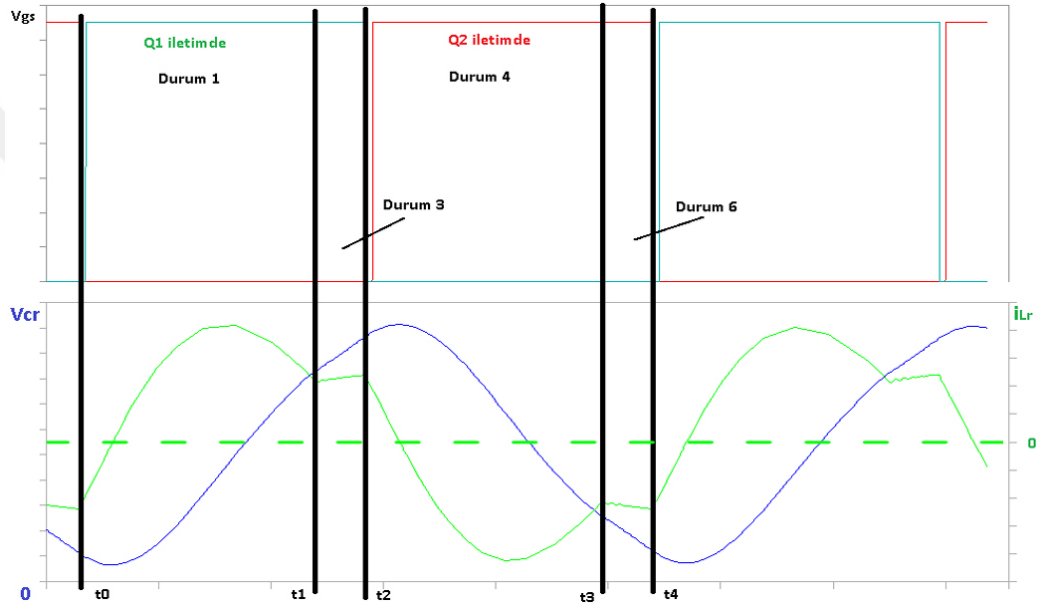
Bu durumda yarım köprü evirici yapısından dolayı $nV_{yN} = 0.5$ olmaktadır. Bundan dolayı durum 1’de elde edilen çemberin merkezi de $(1 - nV_{yN}, 0) = (0.5, 0)$ olmaktadır. Aynı şekilde Durum 4’de elde edilen çemberin merkezi de $(nV_{yN}, 0) = (0.5, 0)$ olmaktadır. Buradan görüldüğü gibi durum 1 ve 4’e ait çemberler ortak merkezlidir. Buna göre rezonans frekansında çalışmaya ait sürekli hal eğrisi Şekil 3.21’de gösterilmiştir.

Rezonans frekansından düşük olan anahtarlama bölgesinde rezonans tankının kazancı 1’den büyük olmaktadır. Bu çalışmada durum 3 ve durum 6 koşullarına girildiğinden rezonans akımı manyetiklenme endüktansının akımıyla desteklenmektedir. Anahtar-



Şekil 3.21 : Rezonans frekansında elde edilen sürekli hal eğrisi.

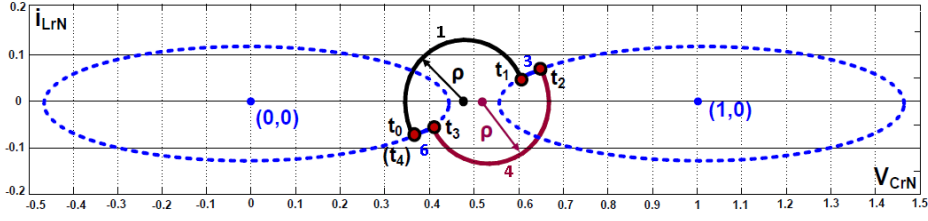
lama anlarındaki gerilim ve akım grafikleri de bir periyot olarak $t_0 - t_4$ aralığında Şekil 3.22'deki gibi olmaktadır.



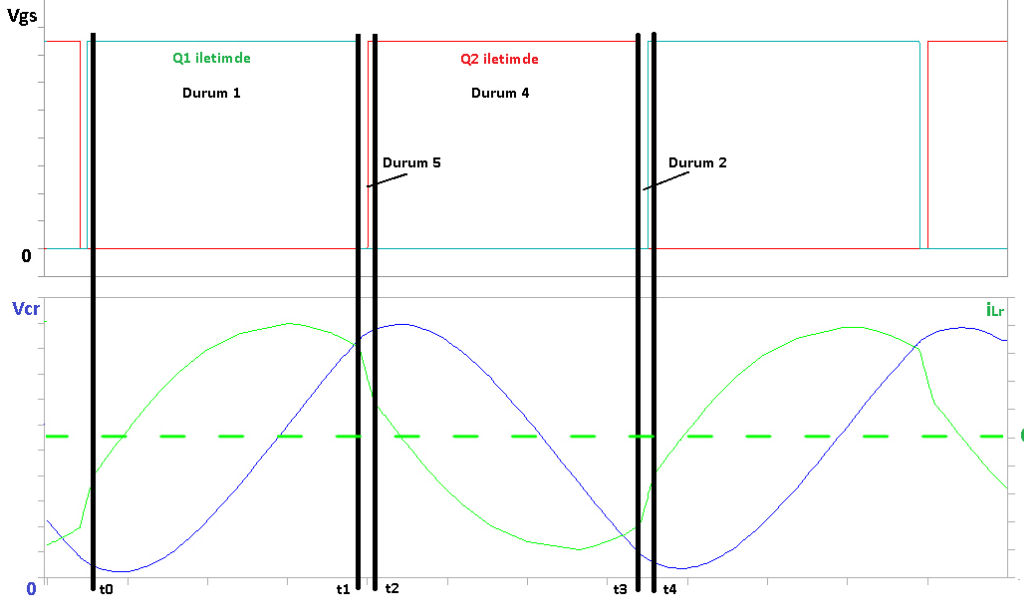
Şekil 3.22 : Rezonans frekansından düşük anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.

Rezonans frekansından düşük frekansta anahtarlama anında kazanç 1'den büyük olduğu için $nV_{yN} > 0.5$ olmaktadır. Dolayısıyla durum 1'i temsil eden çemberin merkez noktası $1 - nV_{yN} < 0.5$ olacağından $(0.5, 0)$ noktasının solunda kalır. Aynı şekilde durum 4'ü temsil eden çemberin merkez noktası ise $(nV_{yN}, 0)$ olduğundan $(0.5, 0)$ noktasının sağında kalır. Burada kalan noktaların karakteristiği de durum 3 ve durum 6 karakteristiklerinin birleşimiyle oluşur. Bu çalışmaya ait sürekli hal eğrisi Şekil 3.23 olarak elde edilir.

Rezonans frekansından yüksek anahtarlama frekansında, rezonans tankı karakteristiğinden dolayı kazanç 1'den düşük olmaktadır. Bu anahtarlama frekanslarında durum 2 ve 5 koşulları oluşmaktadır. Rezonans tankındaki akım ve gerilim grafikleri bir periyot aralığı olan $t_0 - t_4$ süresi boyunca Şekil 3.24'de gösterilmiştir.

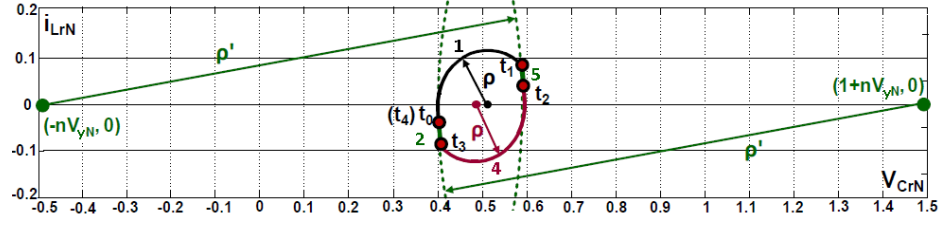


Şekil 3.23 : Rezonans frekansından düşük anahtarlama durumunda elde edilen sürekli hal eğrisi.



Şekil 3.24 : Rezonans frekansından yüksek anahtarlama durumunda rezonans tankı dalga şekilleri.

Anahtarlama frekansının rezonans frekansından yüksek olduğu durumda kazanç 1'den düşük olduğundan dolayı $nV_{yN} < 0.5$ olur. Buna göre durum 1'e ait çemberin merkez noktası $1 - nV_{yN} > 0.5$ olacağından $(0.5, 0)$ noktasının sağında yer alırken, durum 2'ye ait çemberin merkez noktası da $(nV_{yN} < 0.5, 0)$ olduğundan $(0.5, 0)$ noktasının solunda yer alır. Kalan noktaların karakteristiği de durum 2 ve durum 5'e ait sırasıyla $(1 + nV_{yN}, 0)$ ve $(-nV_{yN}, 0)$ merkezli çemberler tarafından oluşturulur. Buna ait sürekli hal eğrisi Şekil 3.25'de gösterilmiştir.



Şekil 3.25 : Rezonans frekansından yüksek anahtarlama durumunda elde edilen sürekli hal eğrisi.



4. SAYISAL KONTROLLU LLC REZONANS ÇEVİRİCİ TASARIMI

Bu bölümde önceki bölümlerde anlatılan ve analizi yapılan LLC rezonans güç çevirici tasarımının yapım aşamalarından bahsedilerek, belirlenen gereksinime uygun bir gerçekleştirme yapılacaktır.

4.1 Rezonans Tank Parametrelerinin Belirlenmesi

Tasarımı yapılacak güç çeviricisine ait gereksinimler Çizelge 4.1’de belirtilmiştir. Gereksinimlere bakılarak rezonans güç çeviricisi için gerekli hesaplamalar önceki

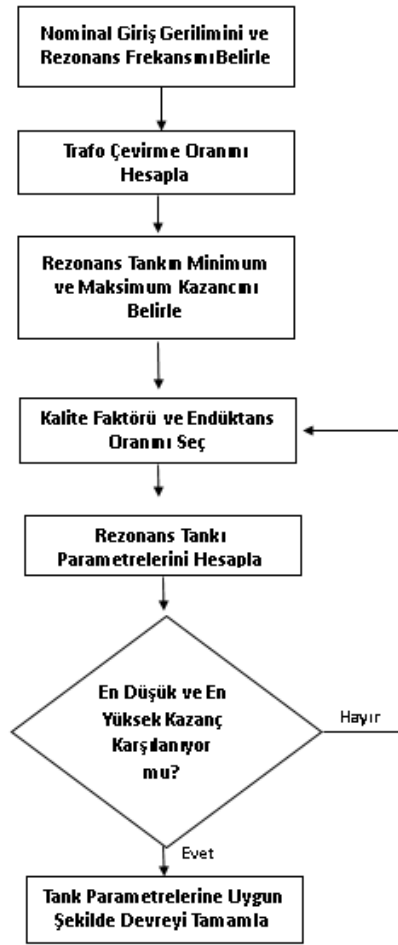
Çizelge 4.1 : Devre gereksinimi.

Nominal Giriş Gerilimi	230 V AC / 325 V DC
Minimum Giriş Gerilimi	130 V AC / 184 V DC
Maksimum Giriş Gerilimi	270 V AC / 382 V DC
Çıkış Gerilimi	48 V DC
Maksimum Güç	480 W

bölümde belirtilen denklemlerle yapılacaktır. Bu hesaplamalar Şekil 4.1’deki akış diyagramına uygun bir biçimde yapılabilir. Şekil 4.1’den görüldüğü gibi ilk olarak kullanılacak transformatörün çevirme oranı seçilmelidir. Nominal giriş geriliminde rezonans tank kazancının 1 olacak şekilde davranacağı varsayılarak denklem 3.22 kullanılırsa, çevirme oranı denklem 4.1’deki gibi elde edilir. Giriş gerilimleri alternatif akım biçiminde verildiğinden doğrultucu çıkışı olarak tepe değerleri kullanılmıştır.

$$V_y = \frac{V_g \cdot K(\omega)}{2n} \Rightarrow n = \frac{230 \cdot \sqrt{2} \cdot 1}{2 \cdot 48} = 3.38 \quad (4.1)$$

Transformatörün çevirme oranı belirlendikten sonra rezonans tankın minimum ve maksimum kazanç gereksinimleri belirlenmelidir. Bunun için giriş geriliminin minimum ve maksimum değerleri yine denklem 3.22 ile kullanılır. Minimum giriş geriliminde rezonans tankı maksimum kazanç sağlaması gerekirken, maksimum giriş geriliminde ise rezonans tankın minimum kazanç sağlaması gerekmektedir. Buna göre kazançlar denklem 4.2’deki gibi elde edilir.



Şekil 4.1 : Tasarım akış diyagramı.

$$V_y = \frac{V_g \cdot K(\omega)}{2n} \Rightarrow K_{min} = \frac{48 \cdot 2 \cdot 3,38}{270 \cdot \sqrt{2}} = 0,85 \Rightarrow K_{maks} = \frac{48 \cdot 2 \cdot 3,38}{130 \cdot \sqrt{2}} = 1,76 \quad (4.2)$$

Denklem 4.2 ile elde edilen minimum ve maksimum kazanç değerini sağlayacak şekilde rezonans tank tasarlayabilmek için uygun kalite faktörü ve endüktans oranının belirlenmesi gerekmektedir. Bu değerler belirlenirken sıfır gerilimde anahtarlama bölgesi olan kazanç grafiğinin eğiminin negatif olduğu bölgeden çıkılmaması için maksimum kazanç değerinin üzerine pay eklenmelidir. Denklem 4.3’de maksimum kazanca yüzde 10 pay eklenmiştir.

$$K'_{maks} = K_{maks} \cdot 1,1 = 1,76 \cdot 1,1 = 1,94 \quad (4.3)$$

Bu kazanç değerini verebilecek şekilde uygun kalite faktörü ve endüktans oranı iterasyonlar yapılarak seçilmelidir. Bu durumlar göz önüne alındığında endüktans oranı da 4 olarak seçilmiştir. Daha önce bahsedildiği gibi rezonans endüktansı olarak

transformatörün kaçak endüktansı kullanılacaktır. Bu durumda kazanç denklemine transformatörün sekonder kaçak endüktansından dolayı bir çarpan gelmektedir. Bu çarpan denklem 4.4'deki gibi hesaplanır.

$$M_k = \sqrt{\frac{L_p}{L_p - L_r}} = \sqrt{\frac{m \cdot L_r}{L_r \cdot (m - 1)}} = \sqrt{\frac{4}{4 - 1}} = 1,15 \quad (4.4)$$

Denklem 4.4'den gelen 1,15 kazanç katsayısı düşünülürse rezonans tankından gelecek maksimum kazanç değeri $1,94/1,15 = 1,68$ olacak şekilde tasarım yapılmalıdır. Şekil 4.2'den yararlanıldığında 1,68 olarak maksimum kazancı sağlayacak kalite faktörü 0,4 olarak seçilmiştir.

Bu kazancı sağlayabilmek için farklı endüktans oranında ve kalite faktörlerinde değerler de seçilebilir. Endüktans oranının düşmesi kazancı arttırmaktadır. Ancak bu aynı zamanda manyetiklenme endüktansının düşmesi ve tanktaki dolaşan rezonans akımını arttırması anlamına da geleceğinden dolayı kaybı arttıracaktır. Diğer taraftan da endüktans oranını arttırmak kazancı düşürecektir.

Bu değerler belirlendikten sonra primerden görülen eş değer direnç değeri denklem 3.35 kullanılarak, denklem 4.5'deki gibi elde edilir.

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} \frac{n^2}{M_k^2} \frac{V_y}{I_y} = \frac{8}{\pi^2} \frac{3,38^2}{1,15^2} \frac{48}{10} = 33,6 \quad (4.5)$$

Tasarlanan LLC çeviricisinin rezonans anahtarlama frekansı da 120 kHz olarak seçilmiştir. Seçilen endüktans oranı m , kalite faktörü ve rezonans frekansları ile denklem 3.26 ve 3.24 kullanılarak rezonans kapasitesinin değeri denklem 4.6'daki gibi elde edilir.

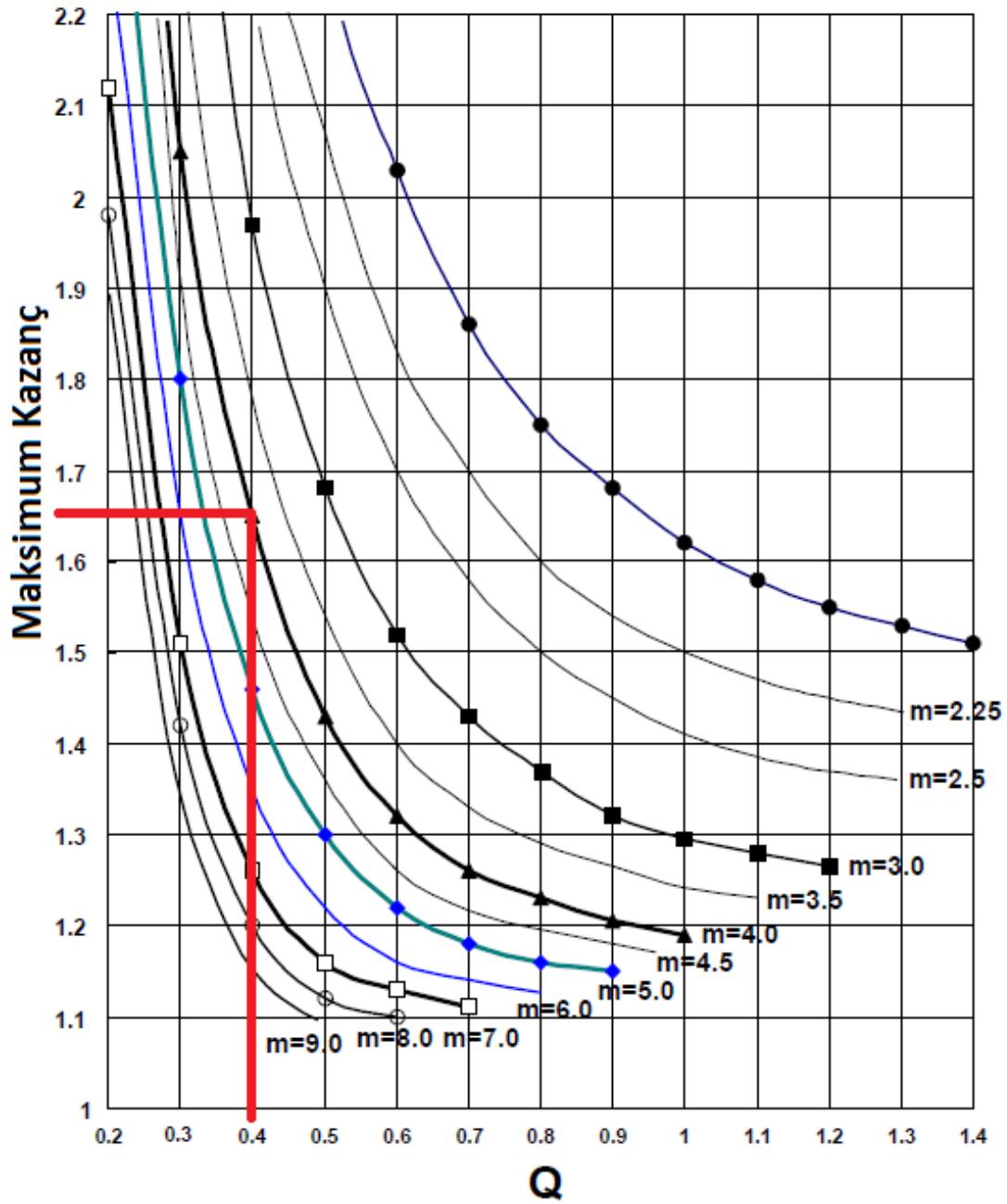
$$\sqrt{L_r} = \frac{1}{\omega_r \sqrt{C_r}} \Rightarrow Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r R_{ac}}} = \frac{1}{\omega_r C_r R_{ac}} \Rightarrow C_r = \frac{1}{2\pi \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 33,6} = 98,7nF \quad (4.6)$$

Bulunan rezonans kapasitesi ile denklem 3.24 kullanılarak rezonans endüktansı denklem 4.7'deki gibi elde edilir.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \Rightarrow L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot 120 \cdot 10^3)^2 \cdot 98,7 \cdot 10^{-9}} = 17,8 \cdot 10^{-6} = 17,8\mu H \quad (4.7)$$

Endüktans oranı kullanılarak primer endüktansı da denklem 4.8'deki gibi hesaplanır.

$$L_p = m \cdot L_r = 4 \cdot 17,8 = 71,2\mu H \quad (4.8)$$



Şekil 4.2 : Kalite faktörü seçimi.

LLC güç çeviricisinde, rezonans endüktansı olarak transformatörün kaçak endüktansından yararlanılacak ve fazladan endüktans kullanılmayacak şekilde tasarım yapılacaktır. Elde edilen bu verilere göre rezonans tankı bileşenleri Çizelge 4.2'deki gibi seçilmiştir.

Çizelge 4.2'deki rezonans endüktansı L_r transformatörün sekonderi kısa devre yapılarak primerinden ölçülmüştür. Primer endüktans değeri L_p de transformatör sekonderi açık devre yapılarak ölçülmüştür.

Çizelge 4.2 : Devre bileşenleri.

Malzeme Değerleri	Hesaplanan	Kullanılan
Transformatör Çevirme Oranı	3,38	3,33
Rezonans Kapasitesi	98,7 nF	100 nF
Rezonans Endüktansı	17,8 μ H	20 μ H
Primer Endüktansı	71,2 μ H	81,5 μ H

Bu devrede kullanılan değerlere göre denklem 3.34 kullanılarak ek kazanç katsayısı denklem 4.9'daki gibi elde edilir.

$$M_k = \sqrt{\frac{81,5}{81,5 - 20}} = 1,15 \quad (4.9)$$

Ek kazanç katsayısıyla birlikte girişten görülen eş değer direnç ve kalite faktörü de denklem 4.10 ve 4.11'deki gibi olur.

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot 3,33^2 \cdot 48}{\pi^2 \cdot 1,15^2 \cdot 10} = 32,66 \quad (4.10)$$

$$Q = \sqrt{\frac{20 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-9}}} \cdot \frac{1}{32,66} = 0,43 \quad (4.11)$$

LLC çeviriciye ait rezonans frekansları denklem 4.12 ve 4.13'deki gibi elde edilir.

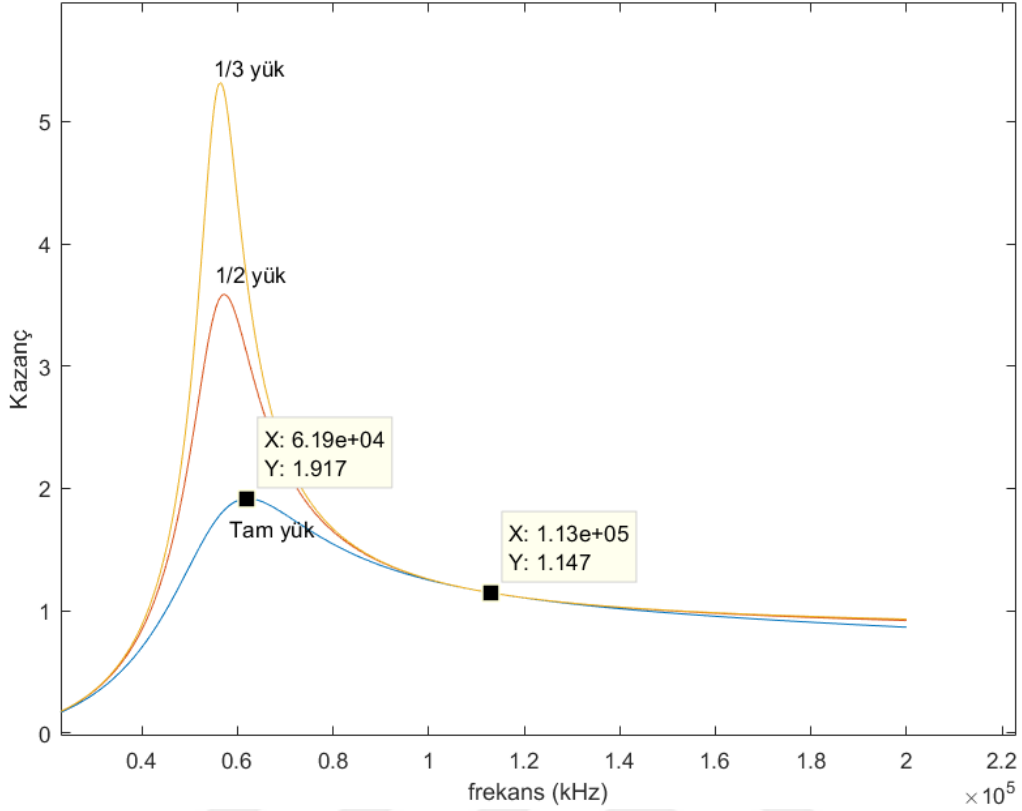
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} = \frac{1}{\sqrt{20 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}} = 707106 \Rightarrow f_{r1} = \frac{707106}{2\pi} = 113kHz \quad (4.12)$$

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p \cdot C_r}} = \frac{1}{\sqrt{81,5 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-9}}} = 350284 \Rightarrow f_{r2} = \frac{350284}{2\pi} = 56kHz \quad (4.13)$$

Elde edilen verilere göre rezonans tankın kazanç ifadesi denklem 4.14'de gösterilmiştir.

$$K(\omega) = \left| \frac{(\frac{\omega}{707106})^2 \cdot (4,075 - 1) \cdot 1,15}{(\frac{\omega^2}{350284^2} - 1) + j \frac{\omega}{707106} \cdot (\frac{\omega^2}{707106^2} - 1) \cdot (4,075 - 1) \cdot 0,43} \right| \quad (4.14)$$

Kazanç ifadesinin farklı yük koşullarında ve değişken anahtarlama frekanslarındaki değişimi Şekil 4.3'de gösterilmiştir.



Şekil 4.3 : Tasarlanan devrenin kazanç eğrileri.

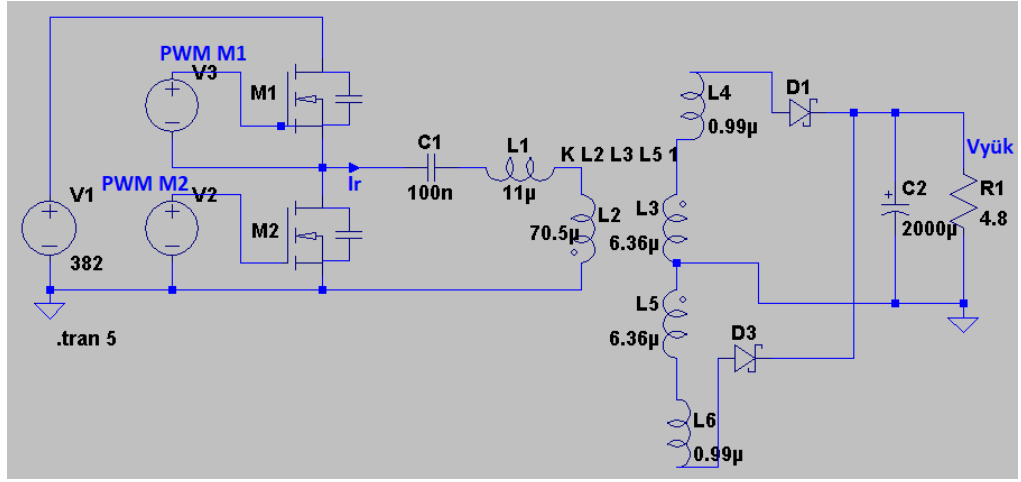
Rezonans tankın kazancı incelendiğinde tam yük durumundaki en yüksek kazanç 1,92 olmaktadır. Rezonans frekansı durumunda da kazanç 1,15 olmakta ve hesaplanan değerleri sağlamaktadır.

4.2 Devre Benzetim Sonuçları

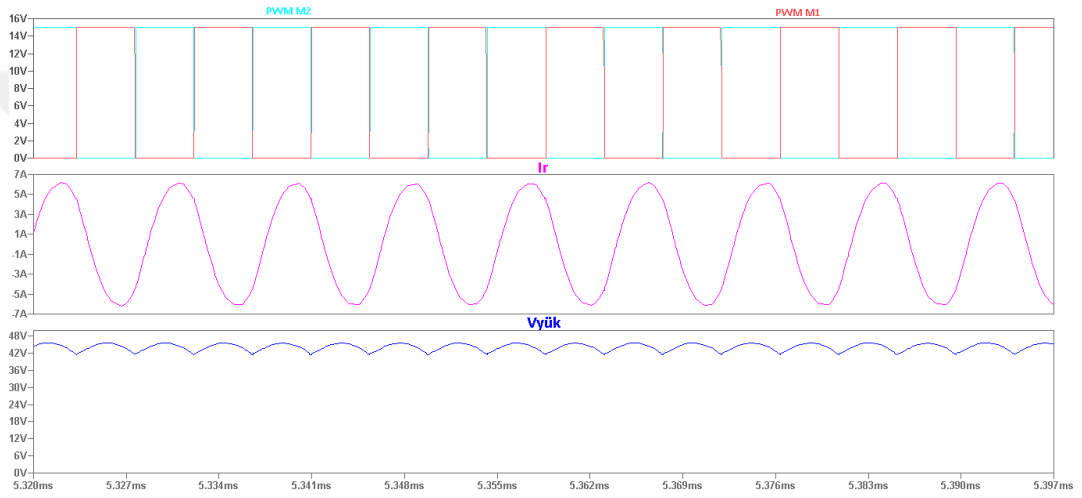
Hesaplanan değerler kullanılarak yapılan malzeme seçimleri sonucunda, LLC güç çeviricisine ait devre, bilgisayar benzetim programı üzerinde kurulmuştur. Şekil 4.4'deki gibi oluşturulan devrenin farklı giriş gerilimlerinde ve anahtarlama frekanslarındaki durumları incelenmiştir.

Öncelikle rezonans frekansında çalışma durumunun gözlenmesi için MOSFET'lere gelen anahtarlama sinyallerinin frekansı 113 kHz olarak ayarlanmıştır. Giriş gerilimi olarak da 280 Volt DC gerilim uygulanmıştır. Buna göre benzetim sonucu elde edilen grafikler Şekil 4.5'de gösterilmiştir.

Şekil 4.5'de en üstte bulunan grafik MOSFET'lerin anahtarlama işaretlerini, ortadaki grafik rezonans tankından akan akımı ve altta bulunan grafik de çıkış gerilimini



Şekil 4.4 : Benzetimi yapılan devre şeması ve değerleri.



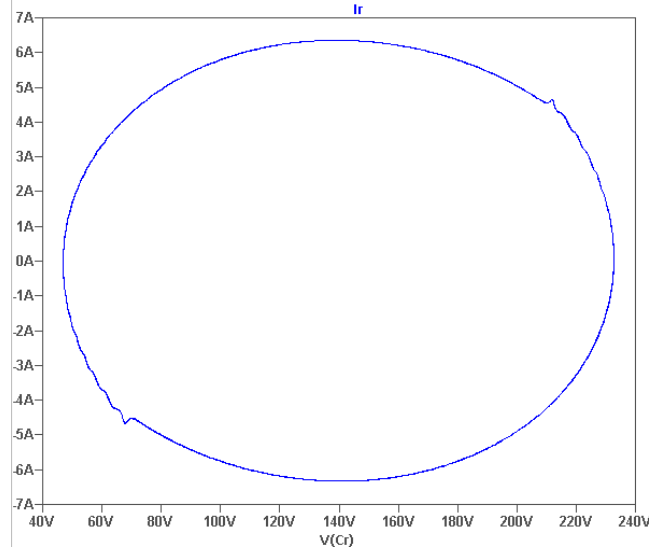
Şekil 4.5 : Rezonans frekansında ve nominal yükte çalışma durumunda oluşan grafikler.

göstermektedir. Rezonans frekansında anahtarlama olduğundan dolayı rezonans tank akımı saf sinusoidal biçimde olmaktadır. Durum uzayı analizi bölümünde gösterilen rezonans tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi, benzetim programı üzerinde çizdirildiğinde Şekil 4.6'daki grafik elde edilmiştir.

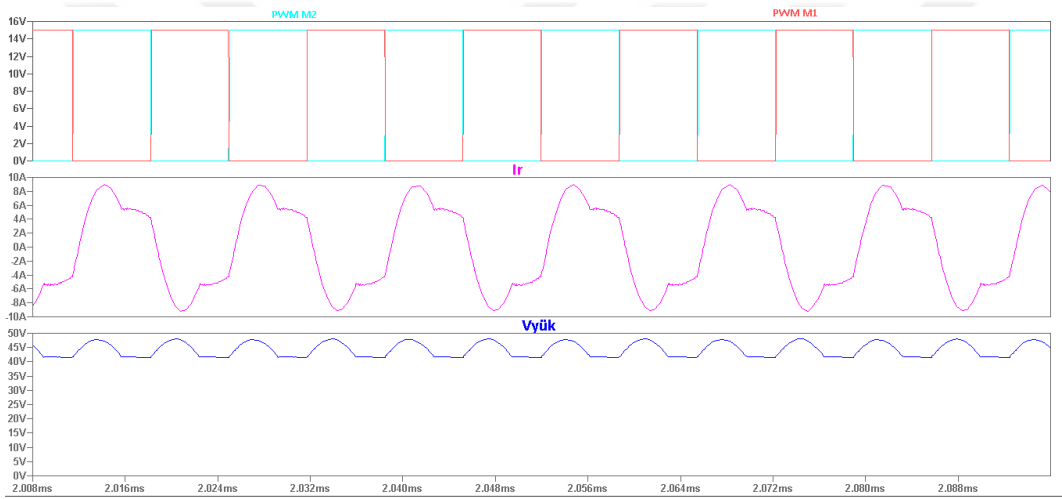
Grafikte görüldüğü gibi durum uzayı analizinde bahsedilen durum 1 ve durum 4 koşulları ortak merkezde oluşmakta ve diğer durumlar oluşmamaktadır. Bu nedenle grafik saf çember olarak oluşmaktadır.

Giriş geriliminin en küçük değeri olan 182 Volt DC gerilim uygulandığında ve MOSFET'lerin anahtarlama işaretlerinin 72 kHz olduğu durumdaki grafikler Şekil 4.7'de gösterilmiştir.

Grafikte görüldüğü gibi rezonans tankından akan akımın tepe değeri, bir önceki çalışma koşulundaki değere göre artmaktadır. Ayrıca rezonans tank akımının



Şekil 4.6 : Rezonans tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.

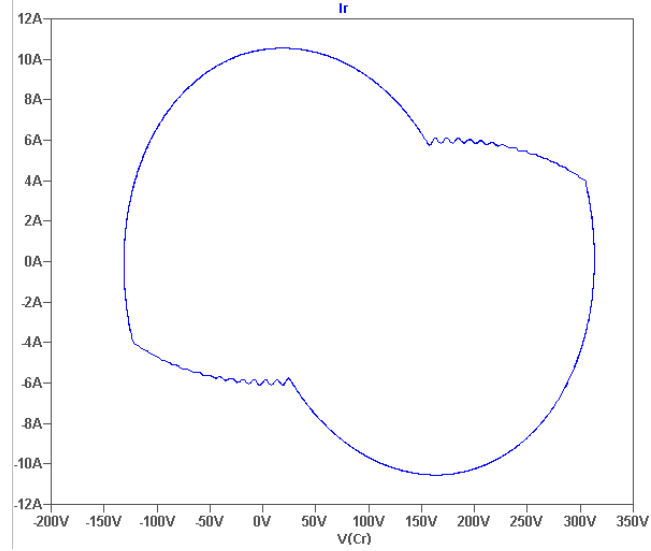


Şekil 4.7 : Kullanılacak en yüksek kazanç olan minimum giriş gerilimi ve nominal yükteki çalışma frekansı durumunda oluşan grafikler.

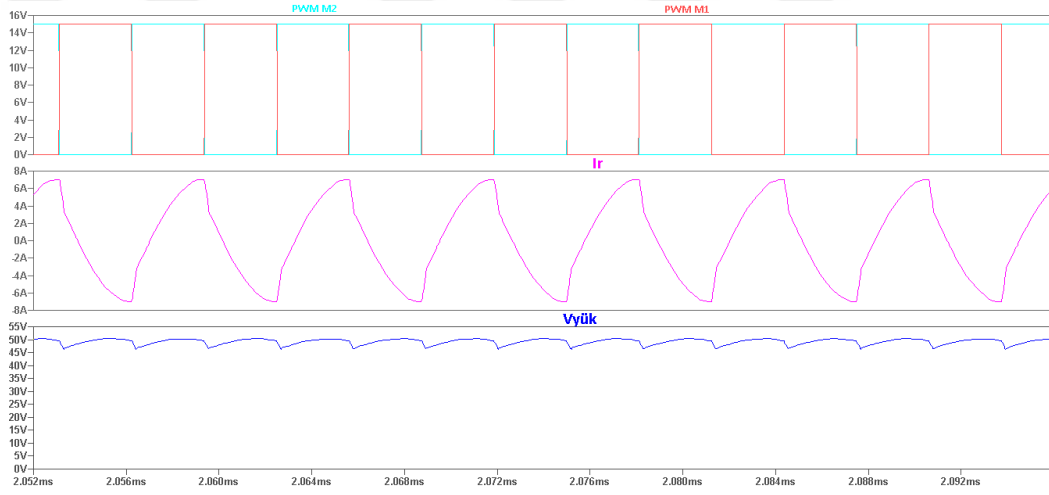
sinusoidalliği de bozulmuştur. Uygun kazanç sağlanarak çıkış geriliminde istenen değer sağlanmıştır. Rezonans tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi Şekil 4.8’de gösterilmektedir.

Grafik incelendiğinde rezonans frekansından düşük frekansta anahtarlama yapıldığından dolayı durum 1 ve durum 4’ün merkezleri ortak değil ve uzaklaşmıştır. Bu nedenle durum 3 ve durum 6 karakteristikleri oluşmuştur.

Son olarak da giriş gerilimin en yüksek değeri olan 382 Volt DC gerilim uygulandığında ve MOSFET’lerin anahtarlama işaretleri 170 kHz olduğunda oluşan grafikler Şekil 4.9’da gösterilmiştir.



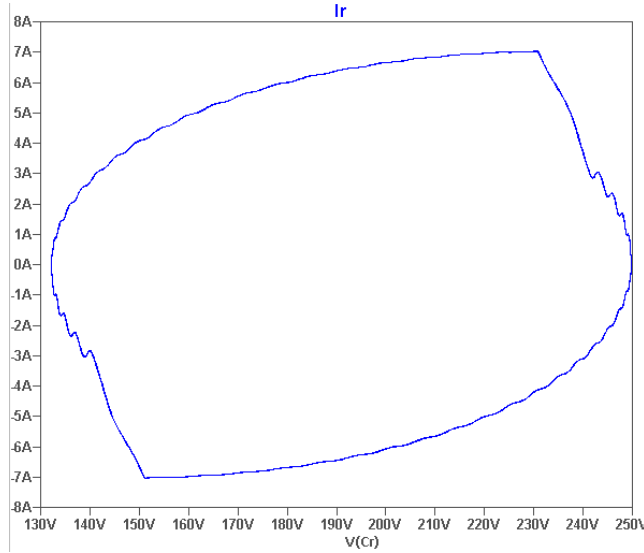
Şekil 4.8 : Minimum giriş gerilimi ve nominal yükteki tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.



Şekil 4.9 : Kullanılacak en düşük kazanç olan maksimum giriş gerilimi ve nominal yükteki çalışma frekansı durumunda oluşan grafikler.

Grafikler incelendiğinde tank akımının tepe değeri, rezonans frekansından düşük çalışmadaki duruma göre daha küçük olmaktadır. Tankın kazanç değeri düşürülerek çıkış geriliminin istenen seviyeye getirildiği görülmektedir. Tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi de Şekil 4.10'da gösterilmektedir.

Grafik incelendiğinde rezonans frekansından yüksek frekansta anahtarlama yapıldığından dolayı durum 1 ve durum 4'ün merkezleri ortak değil ve yakınlaşmıştır. Bu nedenle durum 2 ve durum 5 karakteristikleri oluşmuştur.

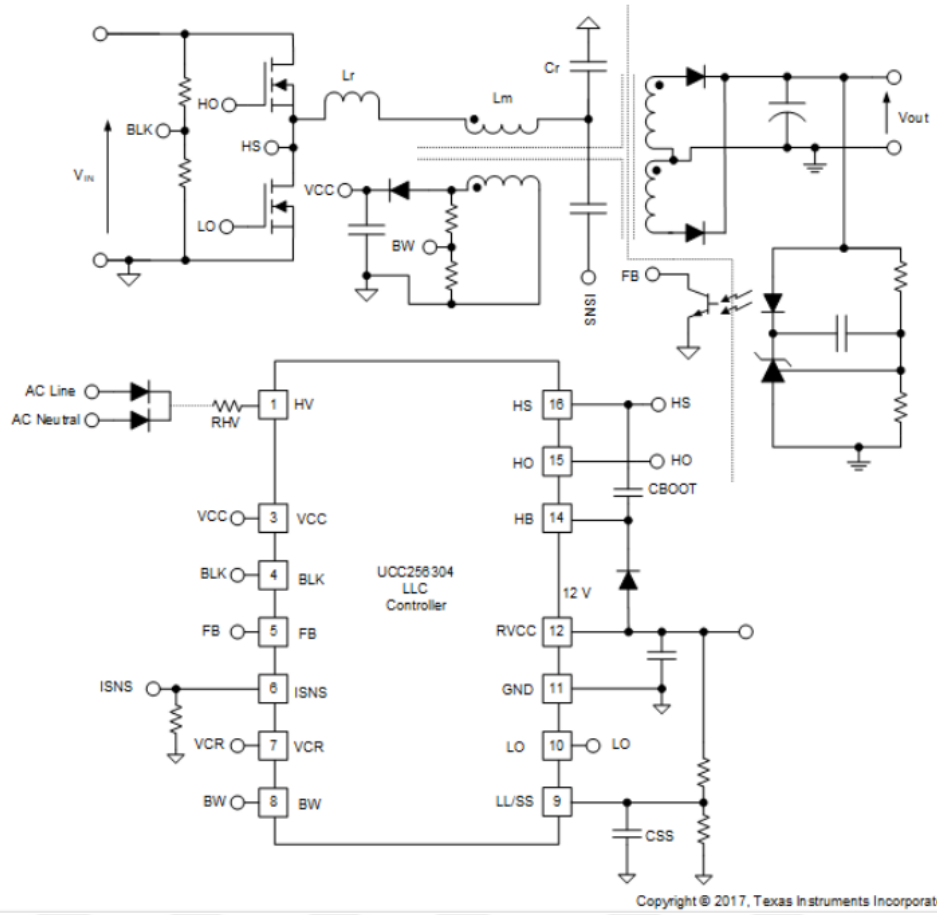


Şekil 4.10 : Maksimum giriş gerilimi ve nominal yükteki tank akımının rezonans kapasitesi gerilimine göre değişimi.

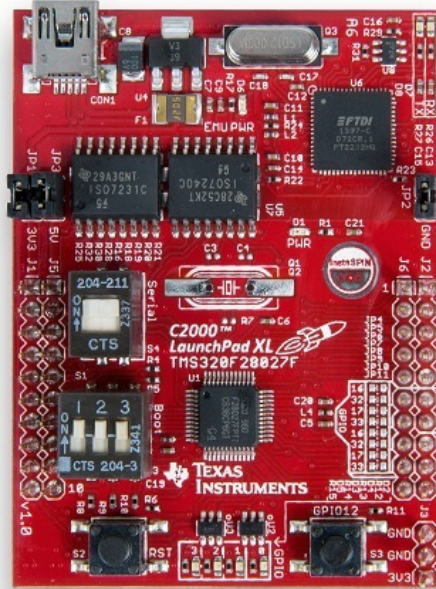
4.3 Kontrol Bloğunun Tasarımı

Tasarlanan rezonans tankının kazanç karakteristiğinden görüldüğü gibi farklı koşullarda çıkış gerilimini düzenleyebilmek için kare dalga üreticinin anahtarlama frekansının ayarlanması gerekmektedir. Bunun sağlanabilmesi için çıkış geriliminin sürekli olarak gözlenmesi ve buna uygun şekilde anahtarlama sinyalinin oluşturulması gerekmektedir. LLC güç çeviricileri için piyasada çeşitli özelliklerde analog kontrolörler bulunmaktadır. Şekil 4.11’de gösterilen Texas Instruments firmasına ait analog kontrolör LLC güç çeviricileri için tasarlanmıştır. Görüldüğü gibi çıkış geriliminden geri besleme olarak uygun anahtarlama sinyalini evirici bloğundaki MOSFET’lere direkt olarak gönderebilmektedir.

Tasarımı yapılacak LLC güç çeviricisinde dijital bir kontrolör kullanılacak ve C dilinde programlanarak çevirici kontrolü sağlanacaktır. Kullanılacak kontrolörde çıkış gerilimini gözleyebilmek için analog dijital çevirici bulunmalı ve anahtarlama sinyallerinin gönderilebilmesi için de yüksek frekanslarda ve ikili PWM çıkış verebilmesi gerekmektedir. Bunlar göz önüne alınarak Texas Instruments firmasının C2000 Piccolo LaunchPad kontrolör kiti kullanılmıştır. Şekil 4.12’de gösterilen kit 3 çift PWM çıkış verebilmekte ve analog dijital çevirici bloğu üzerinden gerilim okuyabilmektedir. Code Composer Studio yazılımı üzerinden C dili kullanılarak bilgisayar üzerinden programlanabilmekte, anlık olarak kayıt değerleri değiştirilebilmekte ve gözlemlenebilmektedir.



Şekil 4.11 : Analog kontrolör örneği [31].

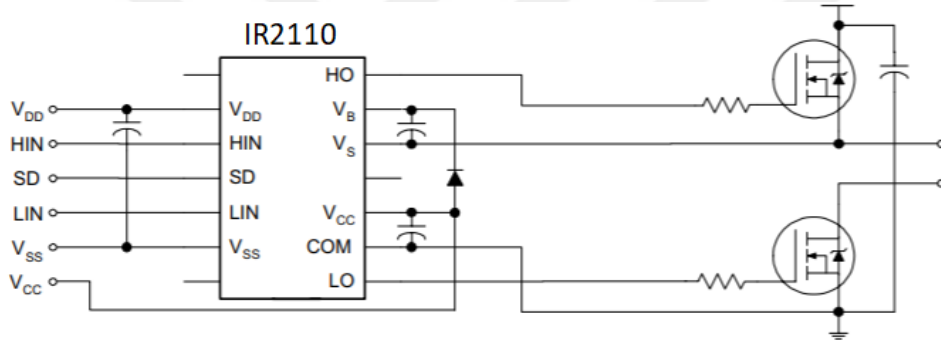


Şekil 4.12 : C2000 Piccolo LaunchPad [32].

En önemli özelliklerinden birisi de USB arayüzü ile kontrolör arasında elektriksel izolasyon bulunmaktadır. Bu sayede bilgisayar bağlantısı olsa da LLC güç çevirici

devresi ile bilgisayar arasında bir elektriksel bağlantı olmayacak ve güvenli çalışma sağlanabilecektir.

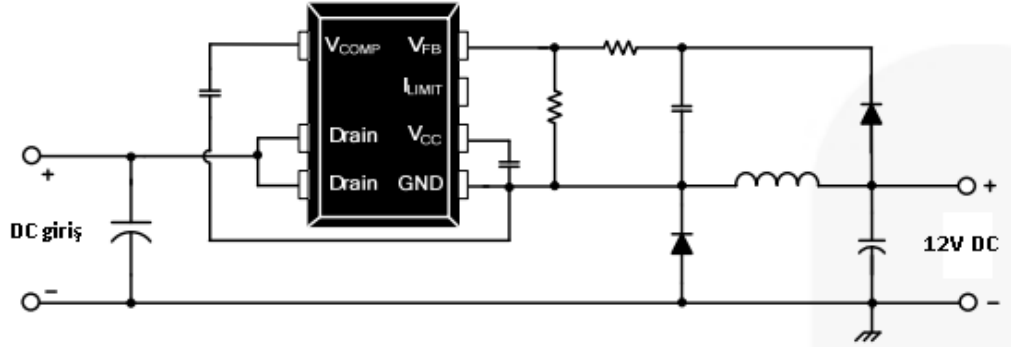
Kontrolörden üretilen anahtarlama sinyalleri LLC çeviricisinde kullanılan MOSFET'leri anahtarlamaya yetecek özellikte olmadığından dolayı bu PWM sinyalleri bir MOSFET sürücü devresine iletilmelidir. Bu sürücü devresi üzerinden de MOSFET'lere bağlanarak anahtarlama yapılması sağlanmalıdır. Bunun için de Infineon firmasına ait IR2110 tümleşik devresi kullanılmıştır. Şekil 4.13'de sürücü devresinin bağlantı şeması gösterilmiştir. Görüldüğü gibi kontrolörden gelen sinyallerin tümleşik devre aracılığıyla genliği artırılır ve MOSFET'lere iletilir. Üst tarafta bulunan MOSFET'in kaynak pini devre referansında olmadığından dolayı tümleşik devre içerisinde bulunan yapı ile kapı ve kaynak arasında anahtarlama sinyali uygun bir şekilde üretilmektedir.



Şekil 4.13 : IR2110 tümleşik devre bağlantı şeması [33].

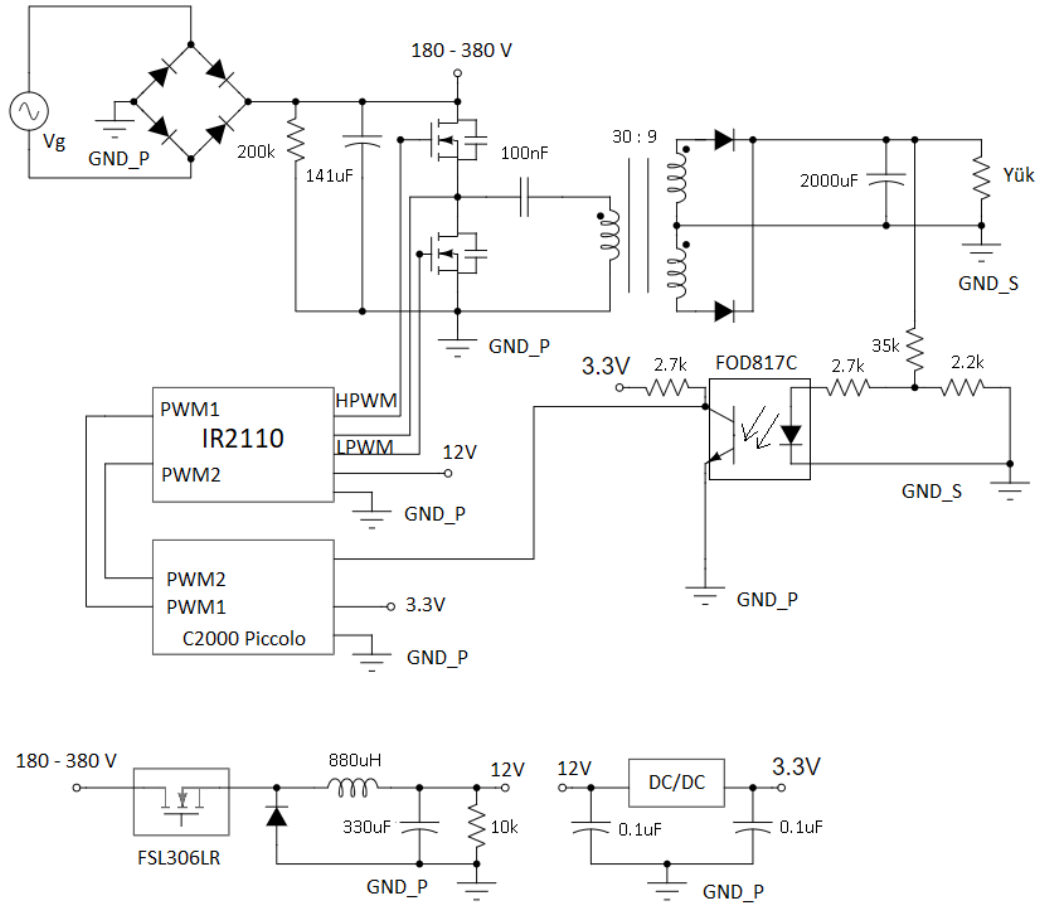
Kullanılan sürücü devresi ve kontrolörün istenen biçimde çalışabilmeleri için besleme gerilimlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu besleme gerilimlerinin sağlanması için alçaltıcı çevirici devresi eklenmiştir. Giriş gerilim aralığı LLC rezonans çeviricisiyle aynı olacak ve çıkışta 12V DC gerilim olacak şekilde çevirici devresi için Şekil 4.14'de gösterildiği gibi FSL306LR tümleşik devresi kullanılmıştır.

Kontrolörün, uygun anahtarlama işaretlerini üretebilmesi için çıkış geriliminden geri besleme alması gerekmektedir. Ancak kontrolör devrenin primer bölgesinde kaldığından ve primer ile sekonder arasında elektriksel izolasyon bulunduğundan dolayı çıkış geriliminin ölçümü için bir yapı gereklidir. Bu ölçüm için Fairchild firmasına ait FOD817 optik tümleşik devresi kullanılmıştır. Bu malzeme kendi içerisinde birbirinden elektriksel olarak izoleli, led ve fototransistör barındırmaktadır. Bu malzemede led üzerinden akım geçtiğinde fototransistör ilettime geçmektedir.



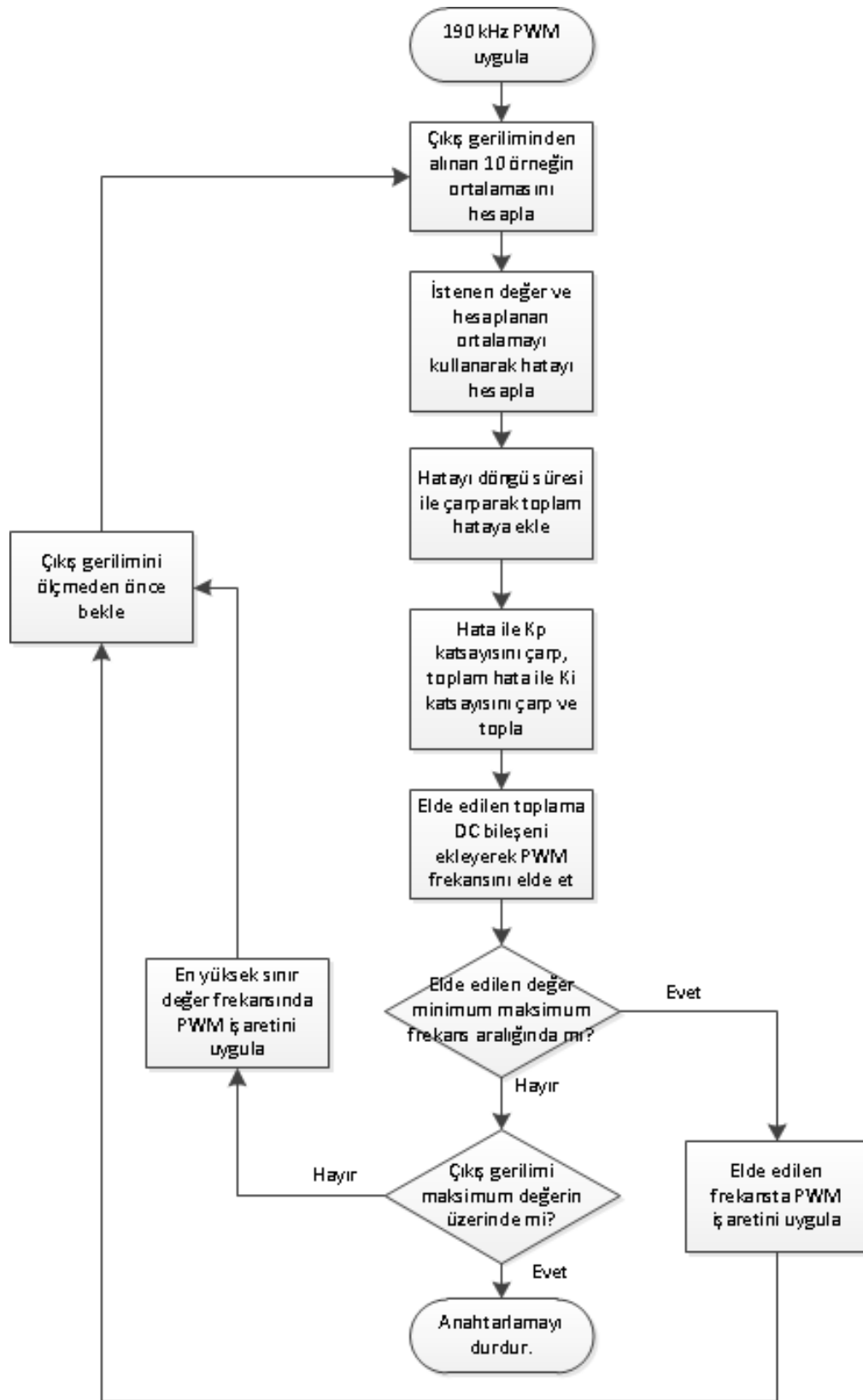
Şekil 4.14 : FSL306LR tümleşik devre bağlantı şeması [34].

Optik olarak çıkış gerilim bilgisi primer bölgesine aktarılarak kontrolöre ulaşır. Donanım tasarımı yapılan çeviriciye ait ayrıntılı PCB şeması Şekil A.5’de gösterilmektedir. Genel hatlarıyla devreye ait çizim Şekil 4.15’de verilmiştir.



Şekil 4.15 : Tasarımı yapılan devre şeması.

LLC güç çeviricisinin farklı giriş gerilimi ve yük koşullarında istenen çıkış gerilimini verebilmesi için çıkış gerilimini geri besleme olarak, uygun anahtarlama işaretinin kontrolör tarafından üretilmesi gerekmektedir.



Şekil 4.16 : Mikrokontrolör akış diyagramı.

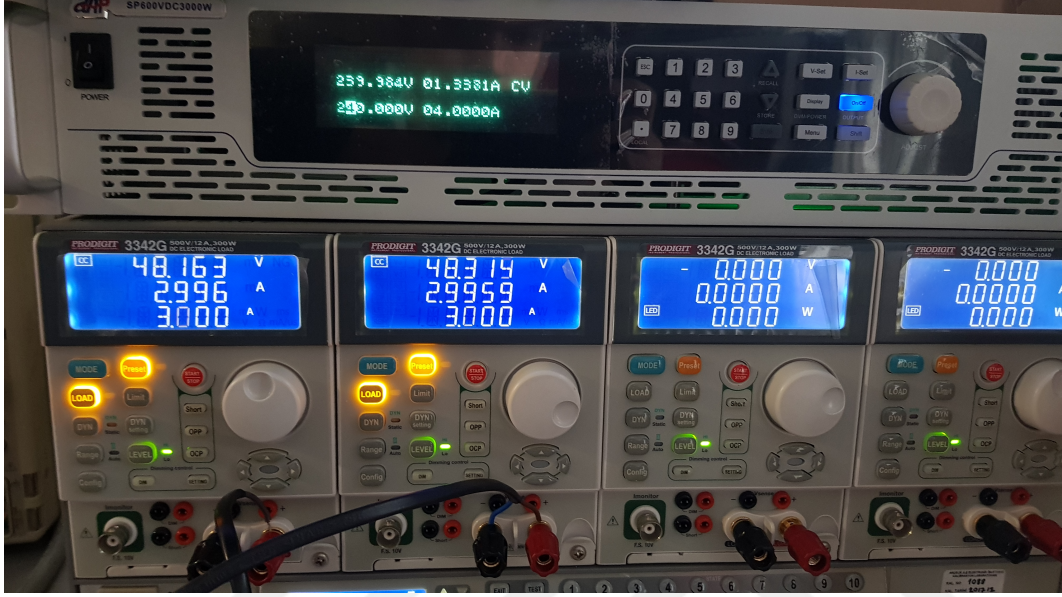
Bunun sağlanabilmesi için kontrolör üzerine PI kontrol algoritması kodlanmıştır. Öncelikle çıkış gerilimi ölçülerek istenen değer ile farkı alınır. Ortaya çıkan hata değeri bir katsayı ile çarpılarak kontrol işaretinin bir döngüde hata ile orantılı biçimde

değiştirilmesi ve istenen değere yaklaştırılması sağlanmaktadır. Ancak tek başına bu katsayı sistemin sürekli halde istenen değere oturmasına yetmediğinden dolayı toplam hatayı da sıfırlayabilmek için bir entegratör fonksiyonu kullanılmalıdır. Bu fonksiyon ile birlikte periyodu yaklaşık 1.6 ms süren her bir döngüde hata toplanarak toplam hatanın sıfıra indirilmesi sağlanmaktadır. Mikrokontrolördeki işlem akışı Şekil 4.16'da gösterilmiştir.

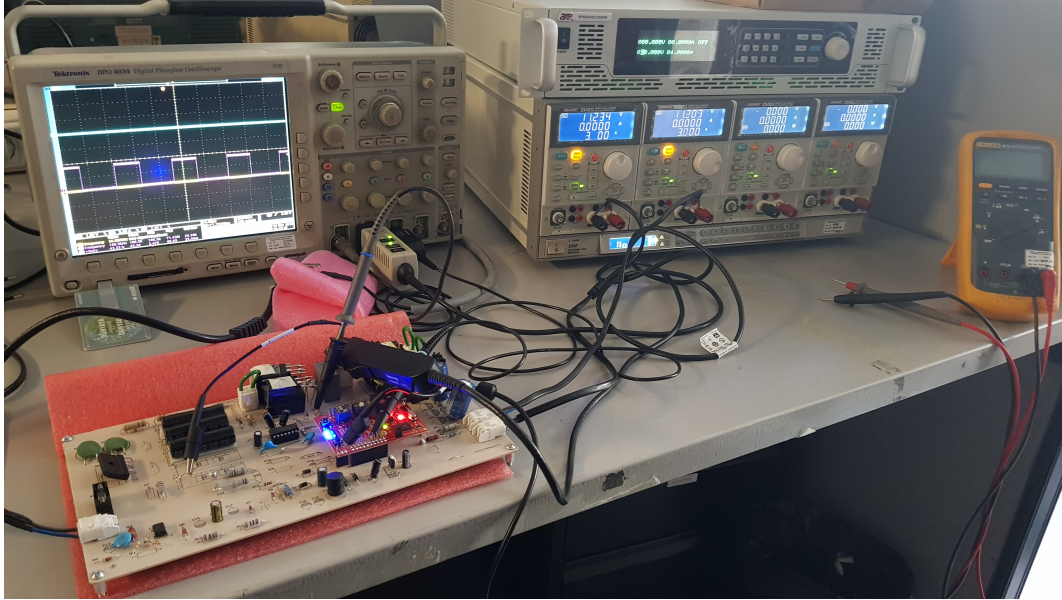




gerilimi APM SP600VDC3000W DC güç kaynağı üzerinden verilmiştir. Ayrıca yük olarak da Prodigit firmasına ait 3342G model numaralı dijital ayarlanabilen yüklerden 2 adedi paralel olarak kullanılmıştır. Güç kaynağı ve dijital yüke ait görsel Şekil 5.2’de verilmiştir. LLC rezonans güç çeviricisinin test edilmesi için kurulan test düzeneğine ait görsel de Şekil 5.3’de gösterilmiştir.

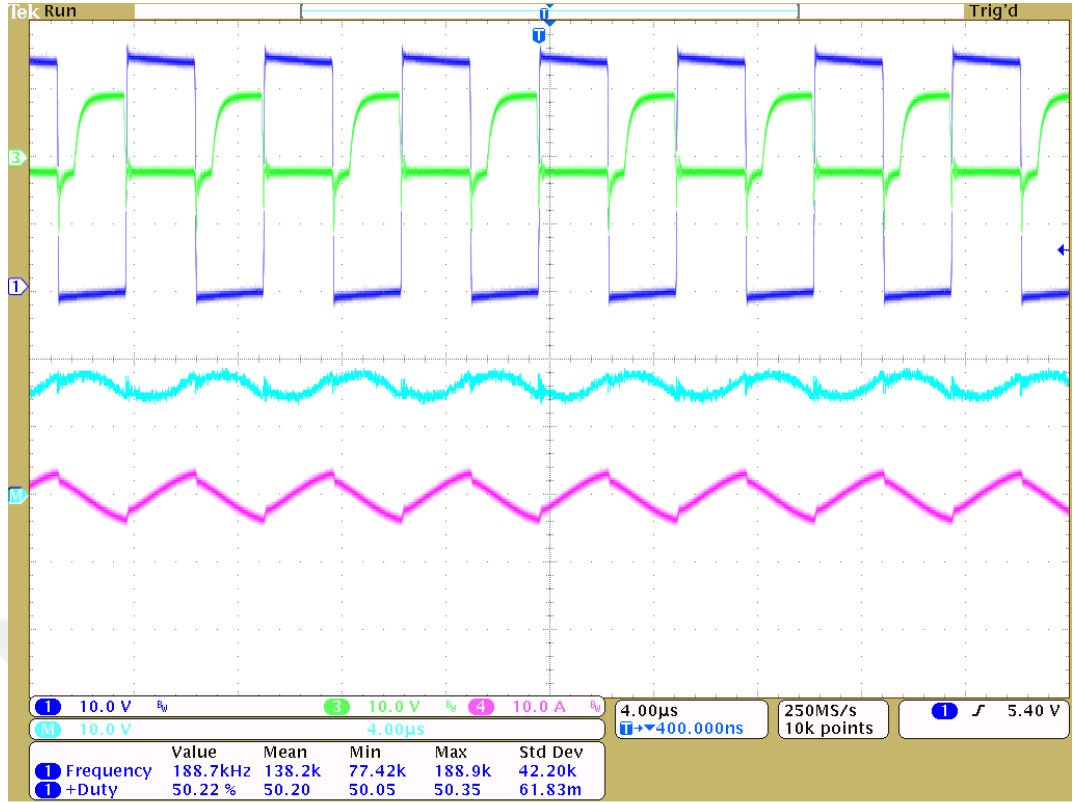


Şekil 5.2 : Kullanılan DC kaynak ve dijital yük.

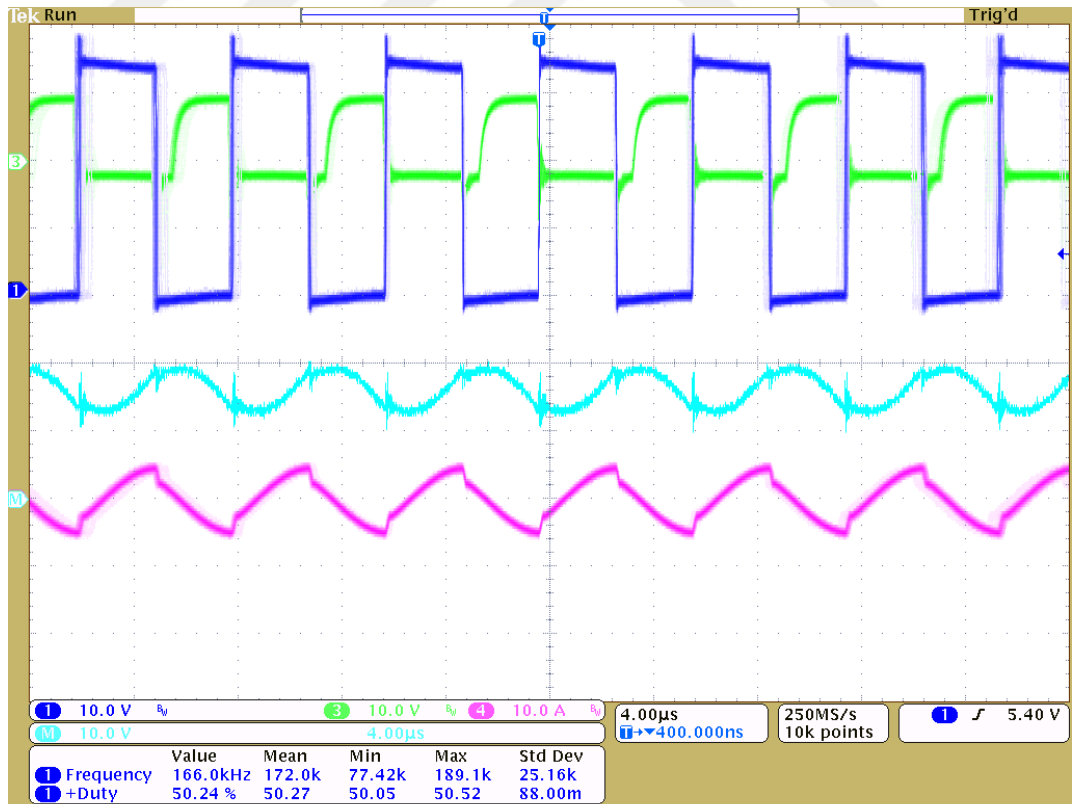


Şekil 5.3 : Test düzeneği.

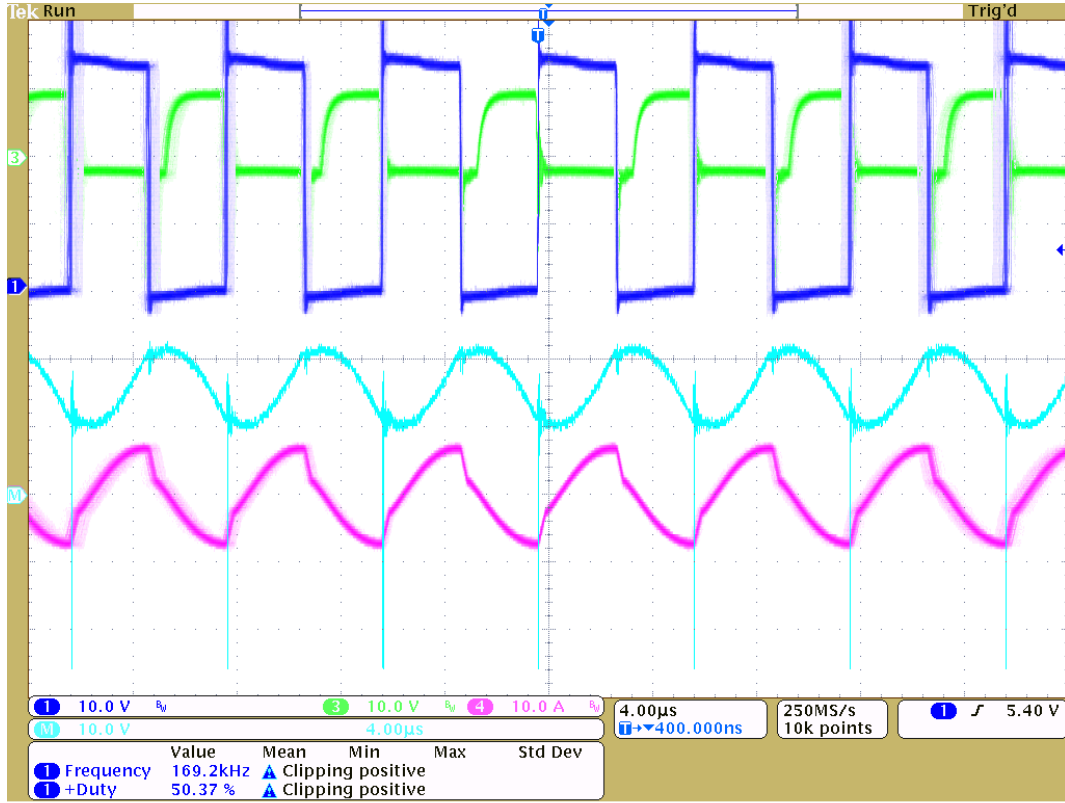
İlk olarak devrenin nominal giriş gerilimindeki çalışma durumu incelenirse giriş 320V DC gerilim uygulandığında 2.5A, 5A ve 10A yük durumlarındaki dalga biçimleri sırasıyla Şekil 5.4, Şekil 5.5 ve Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.4 : 320V DC giriş geriliminde 2.5A yüklenmede oluşan dalga şekilleri
(CH1 = V_{ds2} , CH2 = V_{Cr} , CH3 = V_{g2} , CH4 = I_r).



Şekil 5.5 : 320V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede oluşan dalga şekilleri
(CH1 = V_{ds2} , CH2 = V_{Cr} , CH3 = V_{g2} , CH4 = I_r).



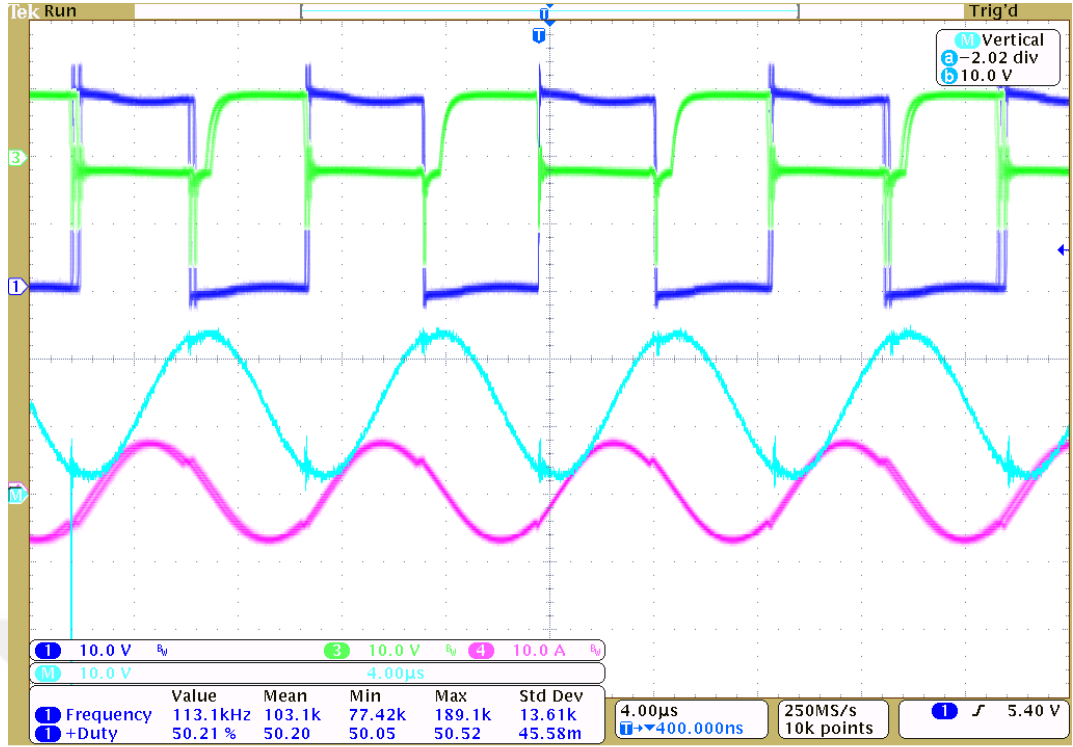
Şekil 5.6 : 320V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri
($CH1 = V_{ds2}$, $CH2 = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).

Nominal giriş gerilimi durumu dalga şekilleri incelendiğinde istenen çıkış geriliminin elde edilebilmesi için devrenin rezonans frekansının üzerinde çalıştığı gözlenmektedir. Devrenin nominal yükte rezonans frekansında çalıştığı durum olan girişten 270V DC gerilimin uygulandığı koşul ve rezonans frekansının altında çalıştığı durum olan 200V DC gerilimin uygulandığı koşullara ait dalga şekilleri de sırasıyla Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de verilmiştir. Grafiklerde rezonans frekansından uzaklaştıkça sinüs biçiminin bozulmaya başladığı görülmektedir.

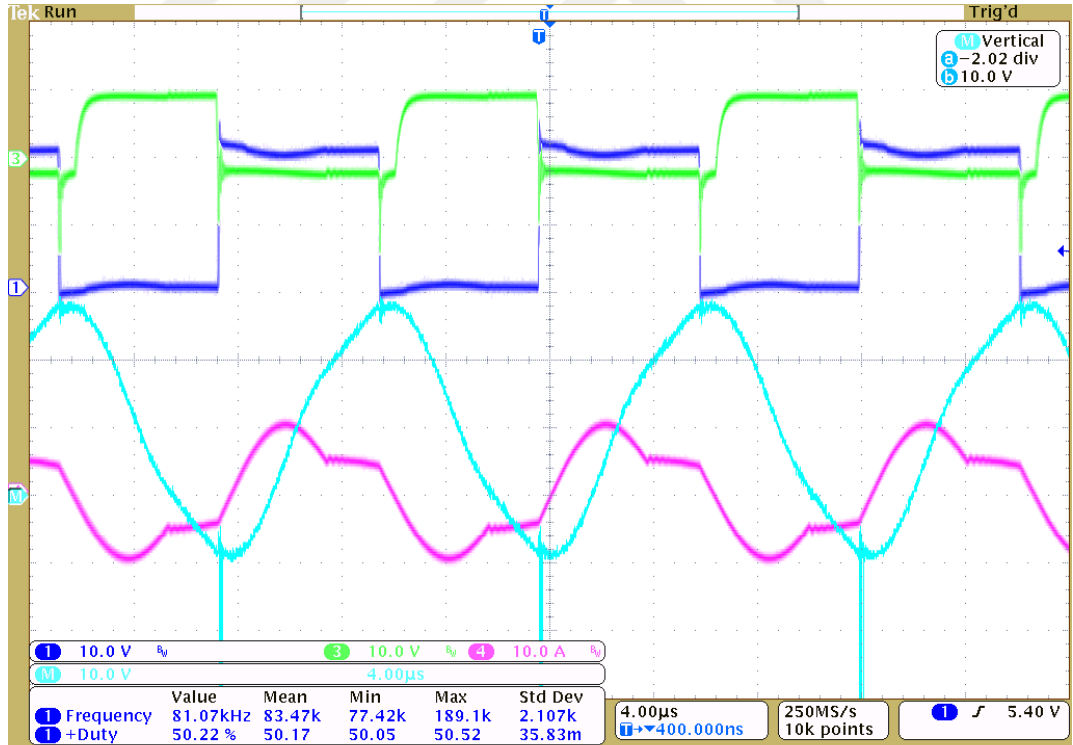
Görüldüğü üzere 113 kHz anahtarlama rezonans tankından akan akım sinüs biçiminde olmakta ve akımın tepe değeri 7A olmaktadır. Anahtarlama sinyallerine bakıldığında kontrolörden gelen 3.3V genlikli kare dalga MOSFET sürücü devresiyle birlikte 12V genlikli kare dalgaya dönüştürülmektedir.

Devrenin, 290V DC giriş geriliminde ve %1 yük durumundaki dalga şekilleri Şekil 5.9’da verilmiştir.

Şekil 5.9’da görüldüğü gibi çıkış yükü azaldıkça rezonans akımı sinüs biçiminden uzaklaşarak üçgen dalga biçimine gelmektedir.

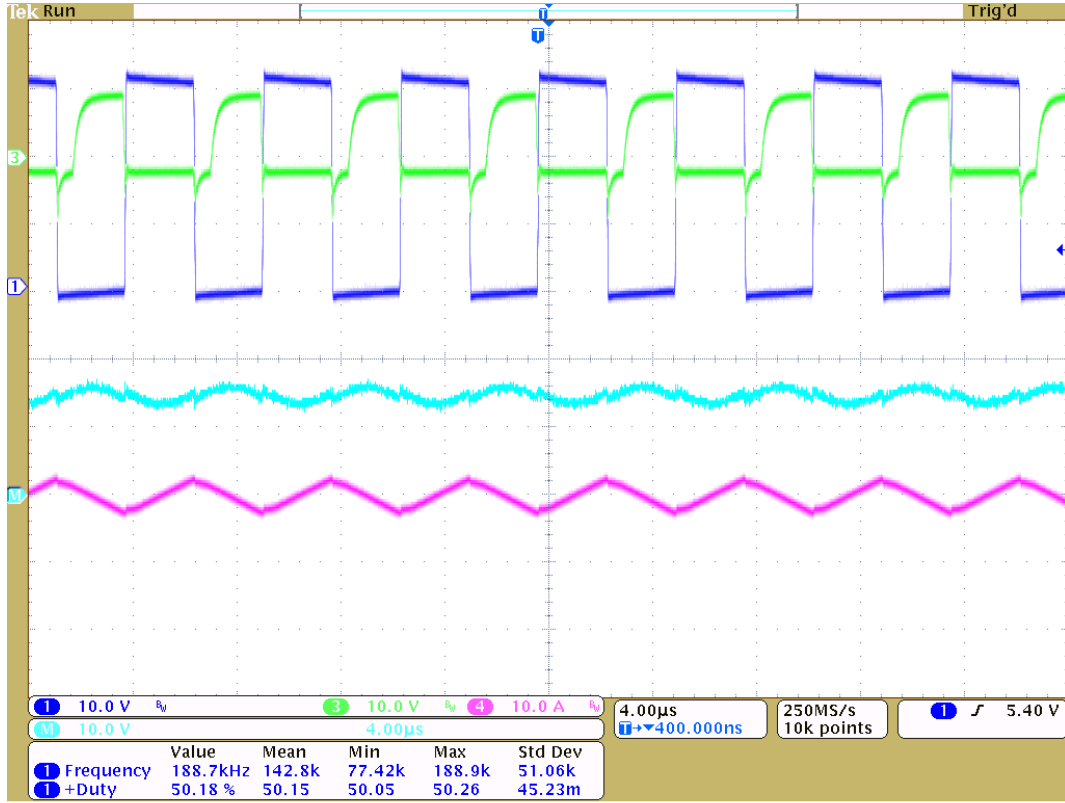


Şekil 5.7 : 270V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).



Şekil 5.8 : 200V DC giriş geriliminde 10A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CHM = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).

Bu çalışmalarda LLC rezonans çeviricisinin yüksek verimi sağlayabilmesi için anahtarlama elemanlarının sıfır gerilimde anahtarlama yapması gerekmektedir. Bunun



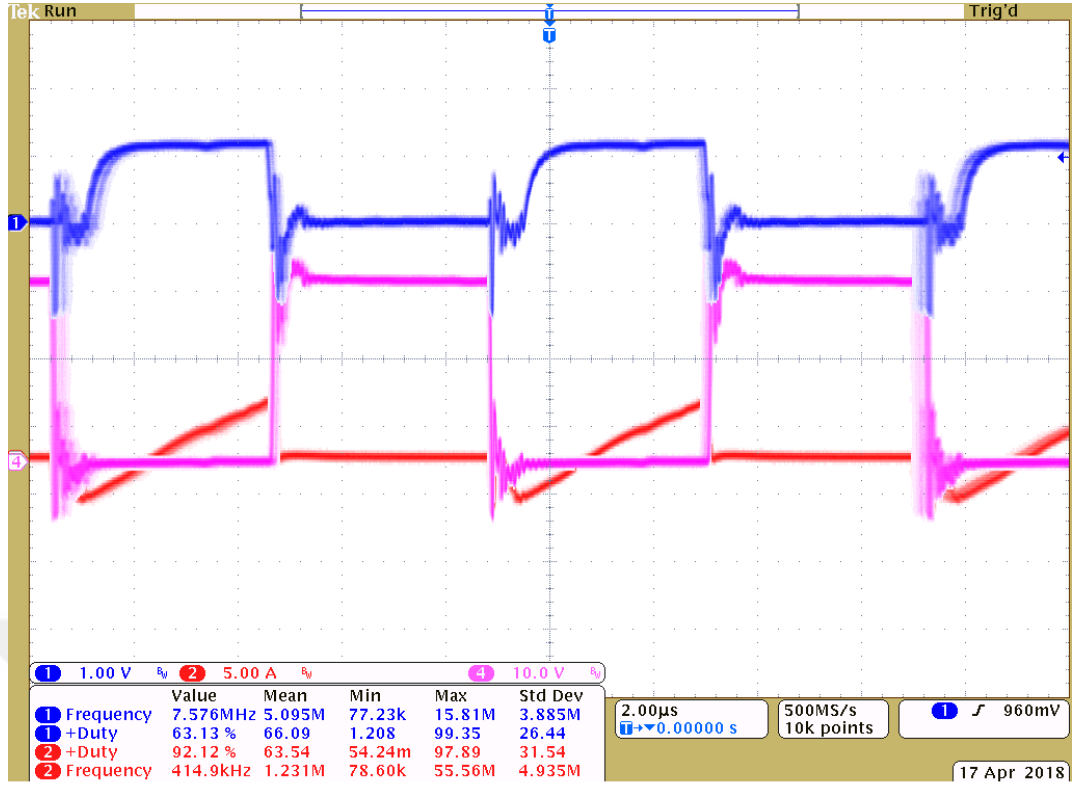
Şekil 5.9 : 290V DC giriş geriliminde 0.1A yüklenmede oluşan dalga şekilleri ($CH1 = V_{ds2}$, $CH2 = V_{Cr}$, $CH3 = V_{g2}$, $CH4 = I_r$).

sağlanabilmesi için rezonans tank karakteristiğinin endüktif bölgesinde çalışıldığı görülmektedir. Anahtarlama elemanına ait durumun gözlenebilmesi için MOSFET'in kapı sinyali ile savak ve kaynağı arasındaki gerilim incelenmiştir. Buna ait grafik Şekil 5.10'da gösterilmektedir.

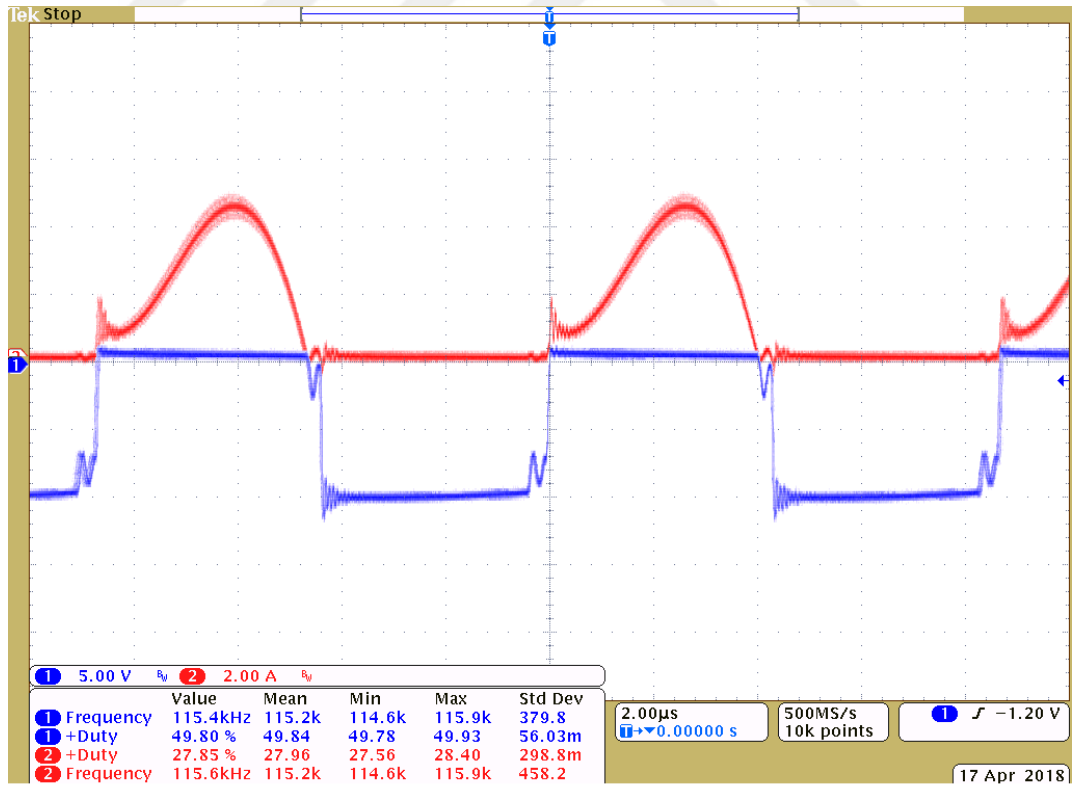
Görüldüğü üzere MOSFET'e iletim işareti gelmeden önce savak-kaynak gerilimi sıfıra düşmekte ve ardından MOSFET iletime geçmektedir. Buradan anahtarlama elemanlarının sıfır gerilimde anahtarlama yaptığı görülebilmektedir.

Ayrıca sekonder doğrultucu diyotları da sıfır akımda anahtarlama yapmaktadır. Şekil 5.11'deki grafikte sekonder diyota ait gerilim ve akım grafikleri görünmektedir. Diyot üzerinden akan akım sıfıra indikten sonra üzerine gerilim düşmeye başlamaktadır. Böylece diyotun ters toparlanma sürecindeki güç kaybı da minimum düzeye inmektedir.

Farklı giriş gerilimlerinde ve farklı yük durumlarında ölçülen rezonans kazanç değeri ile temel harmonik yaklaşımıyla elde edilen rezonans tankın kazanç karakteristiği karşılaştırıldığında elde edilen grafikler incelenmiştir. Şekil 5.12'de tam yük durumu

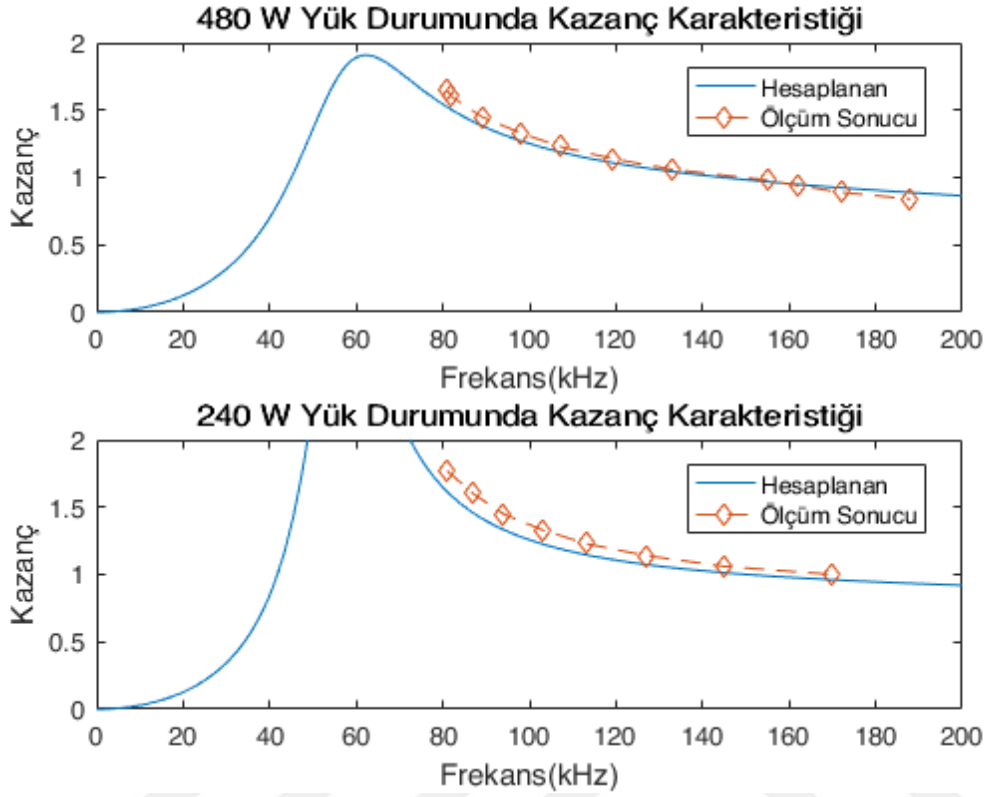


Şekil 5.10 : 270V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede kapı sinyali ile savak-kaynak gerilim, akım grafiği ($CH1 = V_{g2}$, $CH2 = I_{d2}$, $CH4 = V_{ds2}$).



Şekil 5.11 : 270V DC giriş geriliminde 5A yüklenmede sekonder diyot üzerindeki gerilim - akım grafiği ($CH1 = V_{D3}$, $CH2 = I_{D3}$).

olan 480W ve 240W yüklenme ile yani hesaplamalarda kullanılan kalite faktörü değerinde ve kalite faktörünün yarı değerinde oluşan grafikler gösterilmektedir.

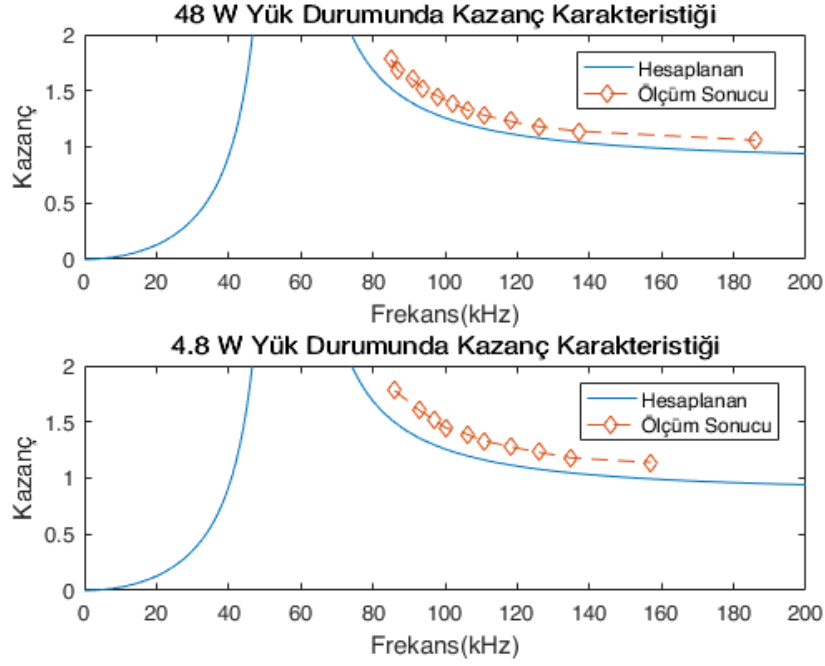


Şekil 5.12 : Tam ve yarı yükte rezonans tank kazancı.

Şekil 5.12 incelendiğinde farklı yüklerde LLC rezonans devresinin endüktif bölgede çalıştığı ve temel harmonik yaklaşımından elde edilen modele uygun bir şekilde davrandığı görülmektedir. Yükün 480W'dan 240W'a düştüğü durumda ise kalite faktörü yarıya inmektedir. Bu durumda kazanç karakteristiği rezonans frekansı dışındaki frekanslarda yukarı doğru kayacaktır. Grafik incelendiğinde ölçülen kazanç değerinin de artış gösterdiği görülmektedir.

Yükün 48W olduğu yani kalite faktörünün onda birine düştüğü durumdaki ve yükün 4.8W olduğu yani kalite faktörünün yüzde birine düştüğü durumdaki kazanç grafikleri Şekil 5.13'de verilmiştir.

Şekil 5.13'deki grafik incelendiğinde yük 48W olduğunda kazancın artmış olduğu görülmektedir. Rezonans frekansına yakın olan bölgede ise artışın çok düşük olduğu görülmektedir. En düşük yük durumunda ise kalite faktörü yüzde birine düşmüştür. Benzer şekilde bu durumda da kazançta artış görülmekteyken; rezonans frekansına yakın bölgede kazanç, önceki durumlara yakın değerlerde kalmaktadır.



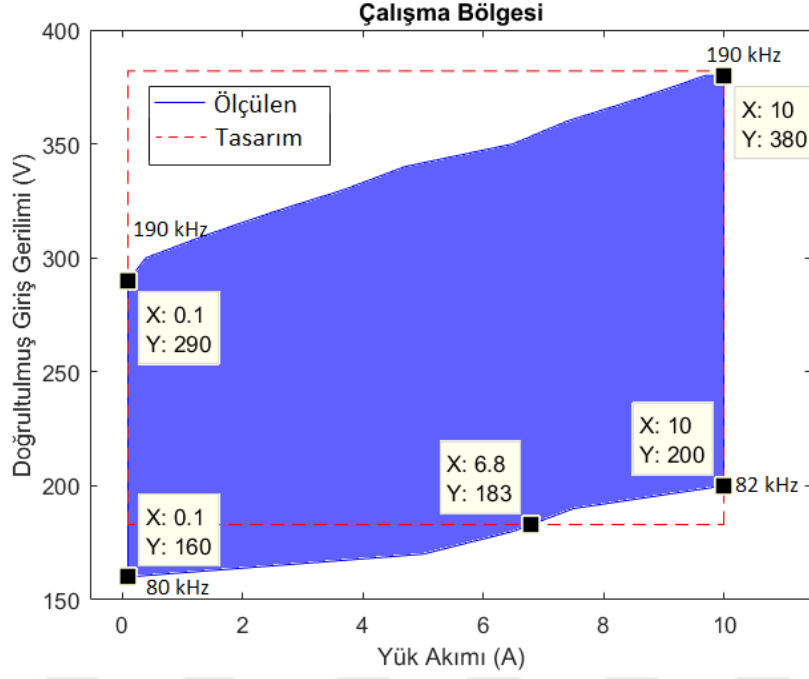
Şekil 5.13 : 1/10 yükte ve 1/100 yükte rezonans tank kazancı.

Bu verilen grafikler incelendiğinde matematiksel model kullanılarak elde edilen karakteristikler ile ölçülenlerin birbirlerine yakın değerlerde olduğu görülmektedir. Ancak hesaplanan kazanç değerlerine göre gerçekleşen değerler daha yüksek olduğundan dolayı devrenin başta belirlenen çalışma bölgesinden kaydıgı görülmektedir. Çalışma bölgesinin ölçülebilmesi için devrenin çıkış gerilimi istenen değerde sabit tutularak farklı giriş gerilimleri ve farklı yük koşullarında devre çalıştırılmıştır. Çalışma bölgesi oluşturulurken anahtarlama frekansının en küçük değeri 80kHz, en büyük değeri de 190kHz olarak tutulmuştur. Devreye ait çalışma bölgesi çizdirildiğinde elde edilen Şekil 5.14'deki grafikte de bu durum gözlenmektedir.

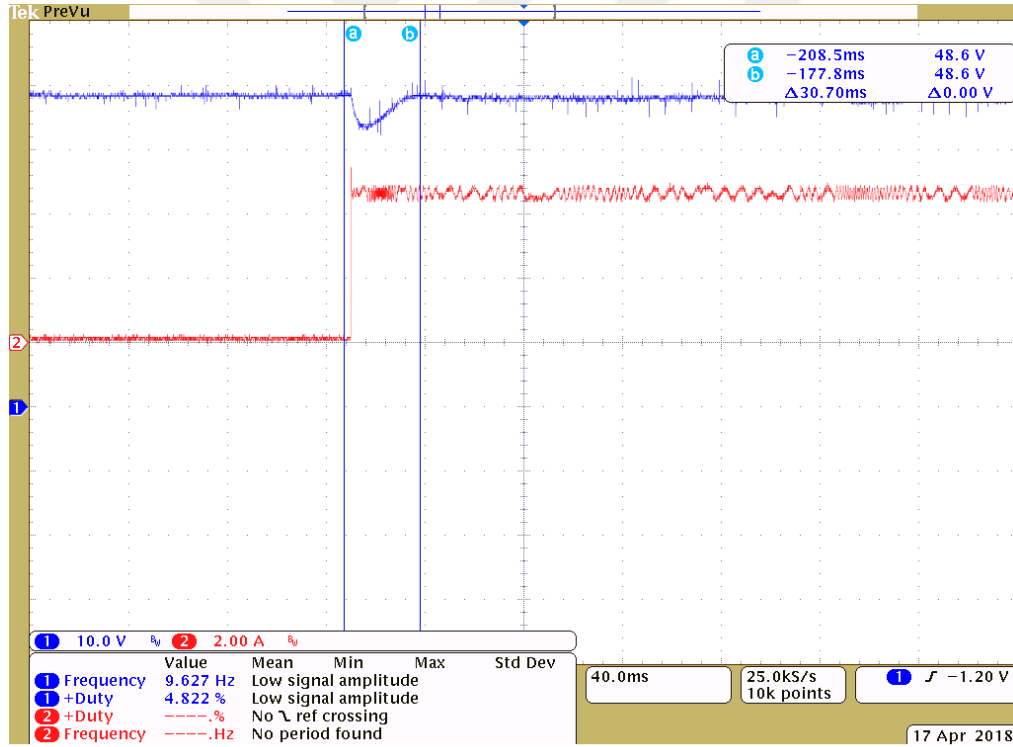
Çıkış yüklerindeki ani değişikliklerde çıkış gerilimlerinin durumları incelenmiştir. Şekil 5.15'de ve 5.16'da sırasıyla yüksüz durumdan yarı yük durumu olan 240W'a ve yarı yük durumundan yüksüz duruma ani geçişlere ait çıkış gerilimleri gösterilmiştir.

Benzer biçimde yüksüz durumdan tam yük durumu olan 480W'a ani geçiş grafikleri de Şekil 5.17'de ve 5.18'de verilmiştir.

Ani yük değişiklik grafikleri incelendiğinde gerilimin olması gereken değerden anlık olarak saptığı ve PI kontrolörle birlikte tekrar istenen değere geldiği görülmektedir.

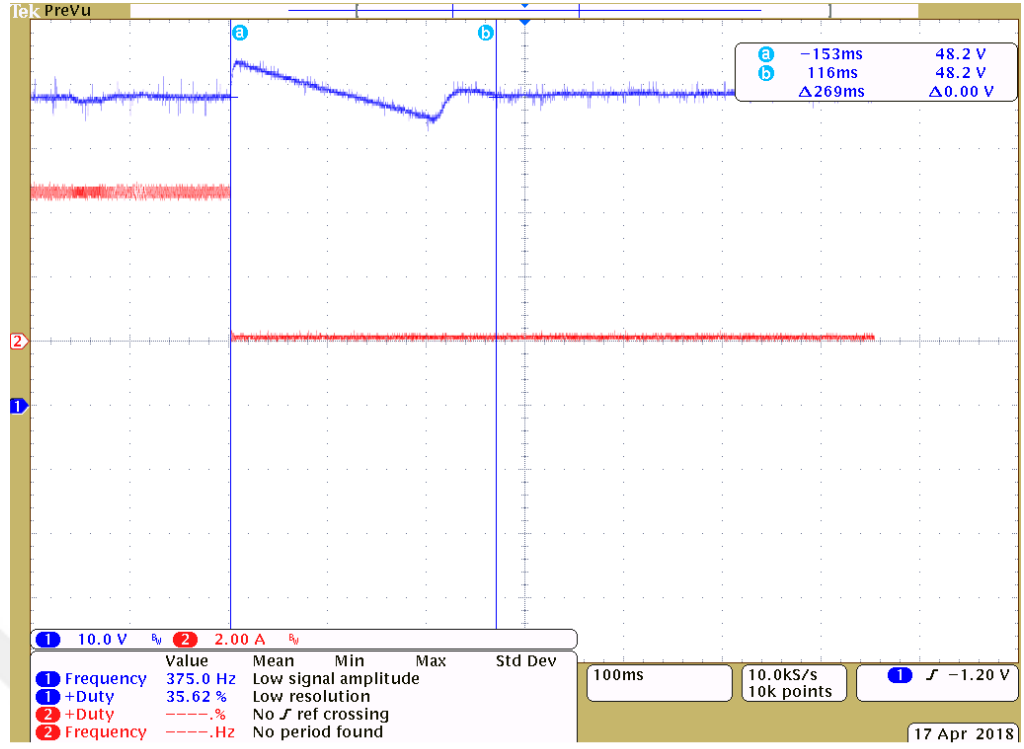


Şekil 5.14 : Çeviriciye ait çalışma bölgesi.

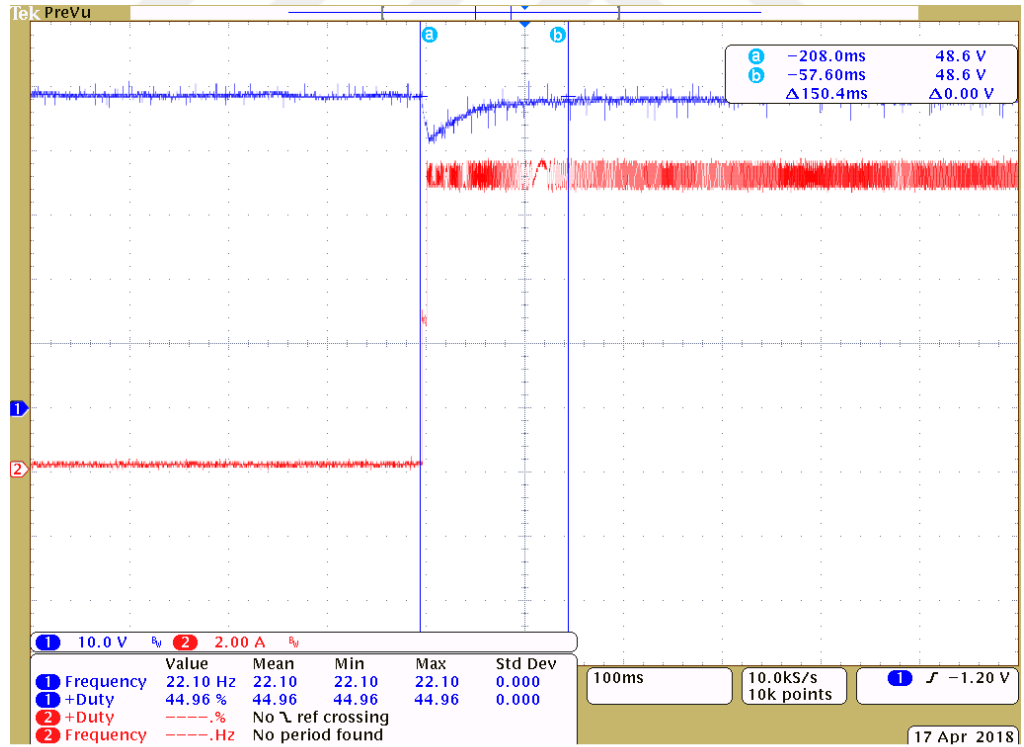


Şekil 5.15 : 200V DC giriş geriliminde yüksüz durumdan 240W yük durumuna anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).

Gerçeklenen LLC rezonans çeviriciye ait verim ölçümü için farklı giriş gerilimlerinde ve farklı yüklenme koşullarında devre çalıştırılarak Şekil 5.19'daki grafik elde edilmiştir.

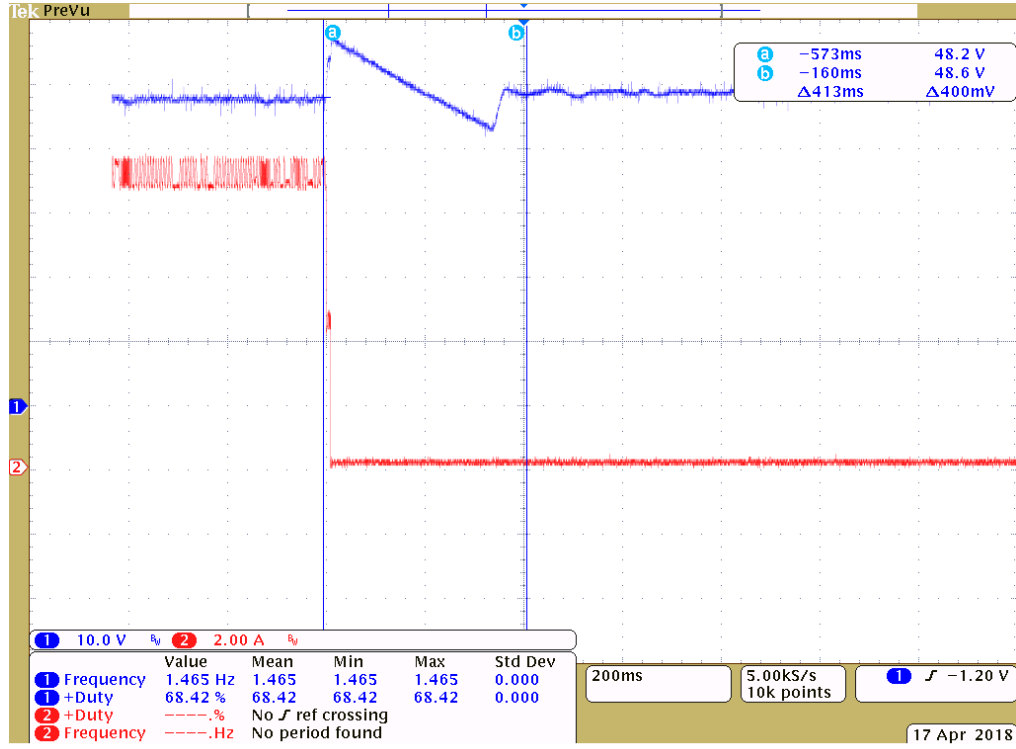


Şekil 5.16 : 200V DC giriş geriliminde 240W yük durumundan yüksüz duruma anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).

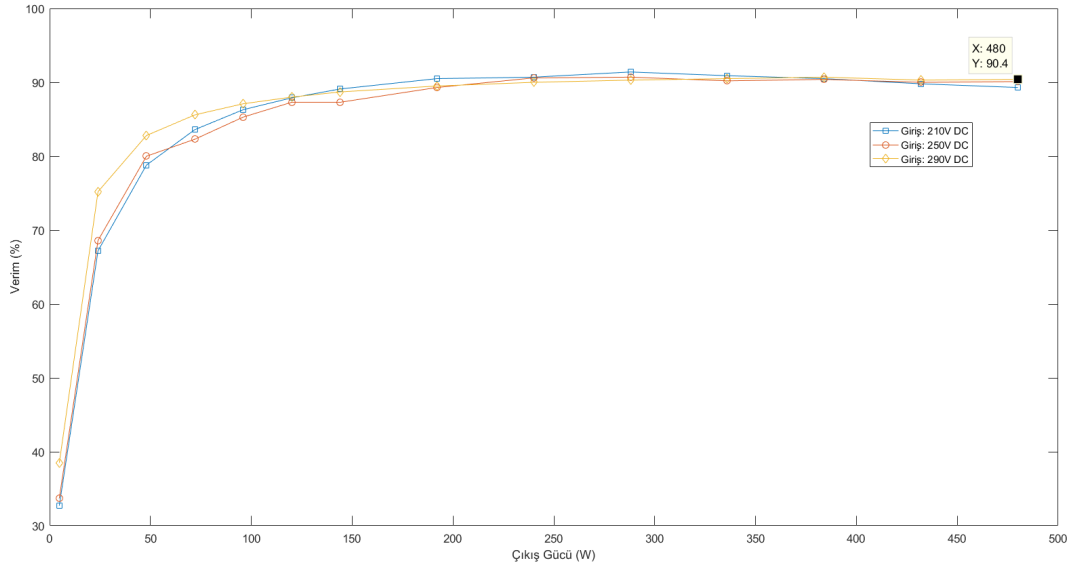


Şekil 5.17 : 200V DC giriş geriliminde yüksüz durumdan 480W yük durumuna anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).

Verim grafiğinden görüldüğü gibi çıkış yükü arttıkça verim artmaktadır. Düşük yüklerde ise rezonans tankından akan akımın etkisiyle verim düşmektedir. Bu-



Şekil 5.18 : 200V DC giriş geriliminde 480W yük durumundan yüksüz duruma anlık geçiş ($CH1 = V_y$, $CH2 = I_y$).



Şekil 5.19 : Ölçülen güç verim grafiği.

rada manyetiklenme endüktansının değeri boşta çalışma akımını etkilemektedir. Dolayısıyla bu endüktans düştükçe düşük güçlerde verim daha da düşecektir.

Giriş rezonans frekansında çalıştığı koşul olan 270V DC uygulandığında ve nominal yük durumunda devrenin %90 verimde olduğu görülmektedir. Dolayısıyla kayıp güç değeri denklem 5.1'deki gibi ifade edilebilir.

$$P_k = 480 \cdot (1 - 0.9) = 48W \quad (5.1)$$

48W kayıp gücün devre elemanları üzerindeki dağılımı incelenirse devre üzerinden ölçülen akımlara göre öncelikle giriş köprü diyotunda harcanan güç denklem 5.2'deki gibi olmaktadır.

$$P_{kp} = 2 \cdot V_F \cdot I = 2 \cdot 1 \cdot 2.11 = 4.22W \quad (5.2)$$

Primer bölgedeki güç MOSFET'lerinin iletim direnci üzerinde harcanan kayıp güç denklem 5.3'deki gibi olur.

$$P_{kmos} = R_{ds} \cdot I_r^2 = 0.37 \cdot 5.66^2 = 11.85W \quad (5.3)$$

Transformatörün demir kaybı ihmal edilerek bakır kayıpları hesaplandığında üzerinde harcanan kayıp güç denklem 5.4'deki gibi ifade edilebilir.

$$P_{ktr} = R_{pr} \cdot I_r^2 + R_{se} \cdot I_{d3}^2 = 61.1 \cdot 10^{-3} \cdot 5.66^2 + 19.5 \cdot 10^{-3} \cdot 11.1^2 = 4.35W \quad (5.4)$$

Sekonder doğrultucu diyotların iletim sırasında üzerinde tuttuğu gerilim bilgisinden yola çıkılarak üzerinde harcadığı kayıp güç denklem 5.5'deki gibi olur.

$$P_{kdog} = V_{d3} \cdot I_{d3} = 0.75 \cdot 11.1 = 8.33W \quad (5.5)$$

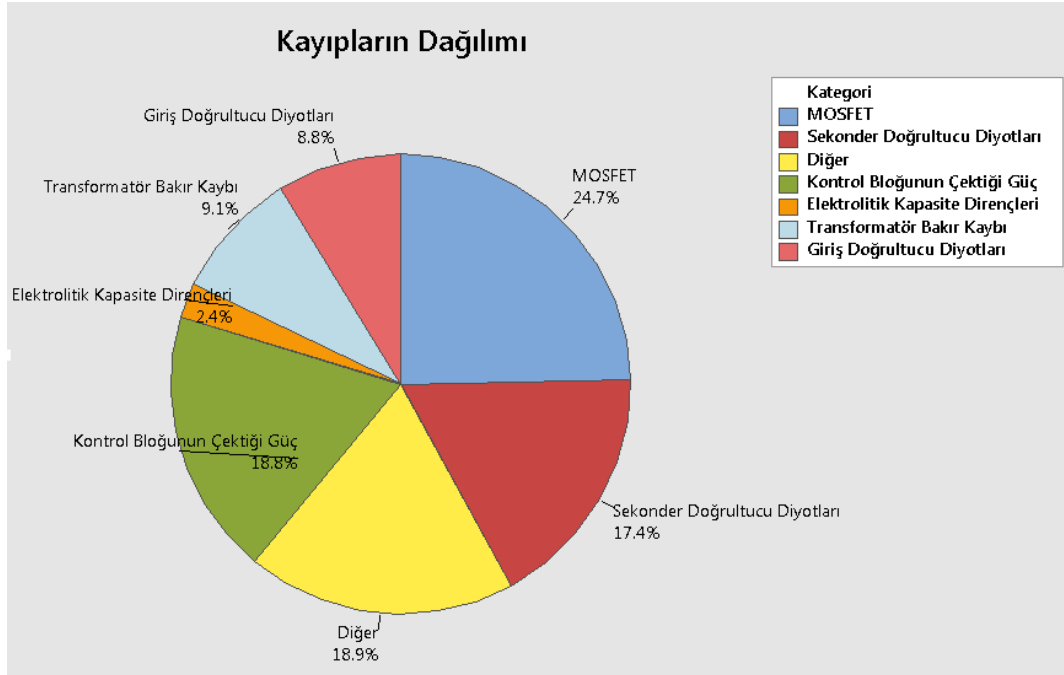
Elektrolitik kapasitelerin eş değer seri direnç değeri üzerinden harcanan kayıp değeri denklem 5.6'daki gibidir.

$$P_{kesr} = \frac{R_{esr}}{2} \cdot I_k^2 = \frac{0.14}{2} \cdot 4.24^2 = 1.17W \quad (5.6)$$

Devrenin kontrol bloğunun çektiği güç, çevirici verimiyle birlikte denklem 5.7'deki gibi hesaplanabilir.

$$P_{kkontrol} = \frac{12 \cdot 0.6}{0.8} = 9W \quad (5.7)$$

Harcanan güç değerlerine göre nominal yükte ve rezonans frekansında çalışma durumunda kayıpların dağılımı Şekil 5.20'deki gibi elde edilir.



Şekil 5.20 : Kayıpların devre elemanları üzerindeki dağılımı.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında rezonans güç çeviricilerinden bahsedilerek LLC rezonans çeviricinin analizi yapılmıştır. Bu analizler doğrultusunda şebeke giriş gerilimi aralığında 48V çıkış gerilimi olacak şekilde 480W gücünde bir devrenin tasarımı yapılmıştır. Yapılan tasarımın benetim sonuçları ve gerçekleşen devreye ait ölçüm sonuçları da tez kapsamında sunulmuştur. Ölçüm sonuçları ile rezonans tankının kazanç modeli karşılaştırıldığında tam yük durumunda model sağlanmakta iken düşük yük durumunda kazanç değerinde %15 sapma olduğu görülmektedir. Hesaplanan kazanç modeli ideal koşul baz alınarak hesaplandığı için bu fark ortaya çıkmıştır.

Devrenin verim ölçümü yapıldığında da nominal yükleme koşulunda %90 verime ulaştığı görülmektedir. Devredeki kayıpların dağılımı yüzdesel olarak incelendiğinde en çok kaybın yüksek frekansta anahtarlama yapan MOSFET'lerin iletim direncinden kaynaklandığı görülmektedir. Bunun yanında da sekonder doğrultucu bloğunda bulunan diyotların iletim esnasında harcadığı güç de verime olumsuz olarak etki etmiştir. Ayrıca kontrol bloğunda bulunan tümdevrelerin de kaybın %18.8 'ini oluşturduğu görülmüştür.

Analiz bölümlerinde elde edilen bulgular gerçekleşen devrenin ölçüm sonuçlarıyla kıyaslanarak analizlerin pratik olarak gerçekleştirilebildiği görülmüştür. Ancak transformatörün kaçak endüktansının rezonans endüktansı olarak kullanıldığı LLC rezonans çevirici tasarımları için bazı önemli noktalar olduğu görülmüştür. Dolayısıyla bu tasarımlar için transformatörün kaçak endüktansının primer ve sekonder bölgesine dağıtılarak rezonans tankının kazanç karakteristiğine etkisi göz önüne alınmalıdır. Bu kısım ihmal edilerek tasarım yapıldığında kazanç değeri tüm frekans aralığında hedeflenen değerden yukarıya kaymış olacaktır. Bu da çıkış geriliminin düzenlenebilmesi için anahtarlama frekansının yükselmesine ve bazı durumlarda istenen çıkış geriliminin elde edilememesine yol açabilmektedir.

Düşük yüklerdeki verimin yükselmesi için sekonder bölgede bulunan doğrultucuların diyot yerine MOSFET gibi kontrol edilebilir doğrultucu elemanı kullanılması mümkün

olabilmektedir. Frekans modülasyonu ve çalışma oranı kontrolünü birlikte kullanarak oluşturulan hibrit kontrol ile yüksüz durumlarda sekonder doğrultucu MOSFET'ini iletimden çıkararak çıkış geriliminin aşırı yükselmesi engellenebilir. Ayrıca ilk çalışma anında da devrenin yumuşak kalkış yapması için çalışma oranının değişimi sağlanarak, sürekli hale oturduktan sonra çevirici frekans kontrolüne geçirilebilir.

Yarı iletken teknolojisindeki gelişmelerle birlikte daha yüksek frekanslarda anahtarlama yapabilen GaN ve SiC yapılarıdaki MOSFET'ler güç elektroniği yapılarında kullanılmaya başlanmıştır. Bu yapılarıdaki anahtarlama elemanları, mevcut durumda kullanılan frekansların üzerine çıkılabilmesine olanak sağlamaktadır. Frekansların MHz mertebesine ulaşılmasıyla birlikte devre parametreleri daha düşük değerlere ve boyutlara ulaşacaktır. Bu da çeviricilerde daha yüksek güç yoğunluğu değerleri elde edilebilmesine olanak sağlayacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] International Energy Outlook 2017, <https://www.eia.gov/outlooks/ieo/>, erişim tarihi: 14.11.2017.
- [2] **Glanz, J.**, (2011), Google Details, and Defends, Its Use of Electricity, The New York Times.
- [3] **Perica, G.**, Optimize System Efficiency, Size, And Cost Using Fixed Output Bus Converters, https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1272383, erişim tarih: 15.11.2017.
- [4] **Bakir, M. S. ve Meindl, J. D.** (2009). *Integrated Interconnect Technologies for 3D Nanoelectronic Systems*, Artech House.
- [5] **Wens, M. ve Steyaert, M.** (2011). *Design And Implementation Of Fully-Integrated Inductive DC-DC Converters In Standard CMOS*, Springer Science and Bussiness Media.
- [6] **Batarseh, I. ve Harb, A.** (2018). *Power Electronics Circuit Analysis and Design*, Springer International Publishing.
- [7] **Outeiro, M. T., Buja, G. ve Carvalho, A.** (2014). Resonant converters for electric equipment power supply, *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, s.5065–5071.
- [8] **Mohan, N., Undeland, T. M. ve Robbins, W. P.** (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley Sons.
- [9] **Luo, F. L., Ye, H. ve Muhammad, R.** (2005). *Digital Power Electronics And Applications*, Elsevier.
- [10] **Andreycak, B.** (1990). Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion, *UNITRODE Power Supply Design Seminar SEM-700*.
- [11] **Ramesh, G. P. ve Sharmeela, C.** (2012). Design And Implementation Of DC/DC Based Zero Voltage Switching QRC Luo-Converter, *International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering*, 2(7).
- [12] **Tiwari, S., Langelid, J. K., Midtgård, O. M. ve Undeland, T. M.** (2017). Hard and soft switching losses of a SiC MOSFET module under realistic topology and loading conditions, *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, s.P.1–P.10.

- [13] **Lu, J., Perreault, D. J., Otten, D. M. ve Afridi, K. K.** (2016). Impedance Control Network Resonant DC-DC Converter for Wide-Range High-Efficiency Operation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 5040–5056.
- [14] **Barnett, R., Fontana, E. ve Montgomery, J.** (2016). Energy Efficiency In LLC Resonant Conversion Topologies, *GE Industrial Solutions Business*.
- [15] **Jin, J.** (2011). Application Note For An LLC Resonant Converter Using Resonant Controller HR1000, *Monolithic Power Systems, Inc.*
- [16] **Jang, Y., Jovanović, M. M., Ruiz, J. M. ve Liu, G.** (2015). Series-resonant converter with reduced-frequency-range control, *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, s.1453–1460.
- [17] **Joshi, M. ve Agarwal, V.** (1997). Design optimization of ZVS and ZCS quasi-resonant converters for EMI reduction, *Electromagnetic Interference and Compatibility '97. Proceedings of the International Conference on*, s.407–413.
- [18] **Rossetto, L. ve Spiazzi, G.** (1998). Series resonant converter with wide load range, *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, cilt 2, s.1326–1331 vol.2.
- [19] **Rashid, M. H.** (2007). *Power Electronics Handbook*, Elsevier.
- [20] **Deepika, G. ve Elakkiya, M.** (2014). Comparison of LLC and LCC Resonant Converter Using Conventional and FUZZY Controller, *IJLTEMAS*, 3(X).
- [21] **Pawellek, A., Bucher, A. ve Duerbaum, T.** (2010). Resonant LCC converter for low-profile applications, *Melecon 2010 - 2010 15th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, s.1309–1314.
- [22] **Gilbert, Adam, J.** (2007). Analysis, design and control of LCC resonant power converters, *Doktora Tezi*, The University of Sheffield, <https://www.sheffield.ac.uk/>.
- [23] **Sharma, R. ve Barve, A.** (2012). Comparative Analysis Between LLC and LCC DC-DC Resonant Converter For High Voltage Applications, *International Journal of Electronics Communication and Computer Engineering*, 3(4).
- [24] **Fang, X.** (2012). Analysis and design optimization of resonant DC-DC converters, *Doktora Tezi*, B.S. Tsinghua University, <http://www.tsinghua.edu.cn>.
- [25] **Jung, J. H., Choi, J. M. ve Kwon, J. G.** (2009). Design Methodology For Transformers Including Integrated And Center-tapped Structures For LLC Resonant Converters, *Journal of Power Electronics*, 9(2).
- [26] **Zhao, C., Wu, X. ve Qian, Z.** (2009). Design and Comparison of Two Front-end DC/DC Converters: LLC Resonant Converter and Soft-switched Phase-shifted Full-bridge Converter with Primary-side Energy Storage Inductor, *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, s.1073–1077.

- [27] **Choi, H.** (2014). Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch, *Fairchild Semiconductor Corporation*.
- [28] **Fang, X., Hu, H., Shen, Z. J. ve Batarseh, I.** (2012). Operation Mode Analysis And Peak Gain Approximation Of The LLC Resonant Converter, *IEEE Transactions On Power Electronics*, 27(4).
- [29] **Fang, Z., Wang, J., Duan, S., Shao, J. ve Hu, G.** (2017). Stability Analysis And Trigger Control Of LLC Resonant Converter For A Wide Operational Range, *Energies*, 10(1448).
- [30] **Feng, W.** (2013). State-Trajectory Analysis And Control Of LLC Resonant Converters, *Doktora Tezi*, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia.
- [31] UCC256304 Ultra Wide VIN LLC Resonant Controller Enabling Low Standby Power, <http://www.ti.com/lit/ds/slusd60/slusd60.pdf>, erişim tarihi: 16.02.2017.
- [32] LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad Experimenter Kit, <http://www.ti.com/lit/ug/spruhh2a/spruhh2a.pdf>, erişim tarihi: 16.02.2017.
- [33] IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF High And Low Side Driver, <http://www.electroscheme.ru/datasheet/InternationalRectifier/IR2110.pdf>, erişim tarihi: 16.02.2017.
- [34] FSL306LR Green Mode Fairchild Buck Switch, <http://www.mouser.com/ds/2/149/FSL306LR-336188.pdf>, erişim tarihi: 16.02.2017.



EKLER

EK A : Tümdevrelere ait bilgiler

EK B : Tasarlanan devreye ait bilgiler





LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad Experimenter Kit

1 LAUNCHXL-F28027 Overview

1.1 Overview

The C2000™ Piccolo™ LaunchPad™, LAUNCHXL-F28027, is a complete low-cost experimenter board for the Texas Instruments Piccolo F2802x devices. The LAUNCHXL-F28027 kit features all the hardware and software necessary to develop applications based on the F2802x microprocessor. The LaunchPad is based on the superset F28027 device, and easily allows users to migrate to lower cost F2802x devices once the design needs are known. It offers an on-board JTAG emulation tool allowing direct interface to a PC for easy programming, debugging, and evaluation. In addition to JTAG emulation, the USB interface provides a UART serial connection from the F2802x device to the host PC.

Users can download an unrestricted version of Code Composer Studio™ IDE version 5 to write, download, and debug applications on the LAUNCHXL-F28027 board. The debugger is unobtrusive, allowing the user to run an application at full speed with hardware breakpoints and single stepping available while consuming no extra hardware resources.

As shown in [Figure 1](#), the LAUNCHXL-F28027 C2000 LaunchPad features include:

- USB debugging and programming interface via a high-speed galvanically isolated XDS100v2 emulator featuring a USB/UART connection.
- Superset F28027 device that allows applications to easily migrate to lower cost devices.
- Nibble (4-bit) wide LED display.
- Two push buttons for user feedback and device reset.
- Easily accessible device pins for debugging purposes or as sockets for adding customized extension boards.
- Boot selection and USB and UART disconnect switches.

C2000, Piccolo, LaunchPad, Code Composer Studio, controlSUITE are trademarks of Texas Instruments.
 Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation in the United States and/or other countries.
 All other trademarks are the property of their respective owners.

Şekil A.1 : C2000 Piccolo Launchpad kontrolöre ait bilgi.

IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

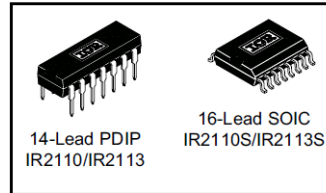
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

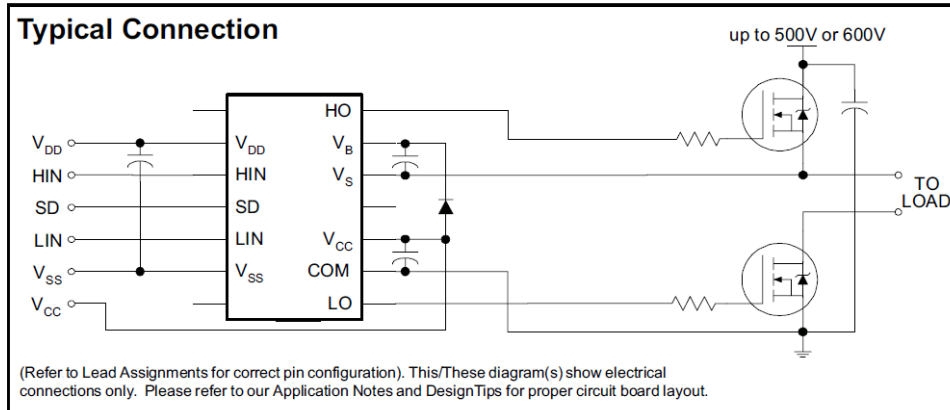
Packages



Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Typical Connection



Şekil A.2 : IR2110 entegresine ait bilgi.



April 2014



FSL306LRN — Green Mode Fairchild Buck Switch

FSL306LR Green Mode Fairchild Buck Switch

Features

- Built-in Avalanche Rugged SenseFET: 650 V
- Fixed Operating Frequency: 50 kHz
- No-Load Power Consumption: < 25 mW at 230 V_{AC} with External Bias; <120 mW at 230 V_{AC} without External Bias
- No Need for Auxiliary Bias Winding
- Frequency Modulation for Attenuating EMI
- Pulse-by-Pulse Current Limiting
- Ultra-Low Operating Current: 250 μ A
- Built-in Soft-Start and Startup Circuit
- Adjustable Peak Current Limit
- Built-in Transconductance (Error) Amplifier
- Various Protections: Overload Protection (OLP), Over-Voltage Protection (OVP), Feedback Open Loop Protection (FB_OLP), AOCP (Abnormal Over-Current Protection), Thermal Shutdown (TSD)
- Fixed 650 ms Restart Time for Safe Auto-Restart Mode of All Protections

Applications

- SMPS for Home Appliances and Industrial Applications
- SMPS for Auxiliary Power

Description

The FSL306LR integrate Pulse Width Modulator (PWM) and SenseFET is specifically designed for high-performance offline buck, buck-boost, and non-isolation flyback Switched Mode Power Supplies (SMPS) with minimal external components. This device integrates a high-voltage power regulator that enables operation without auxiliary bias winding. An internal transconductance amplifier reduces external components for the feedback compensation circuit.

The integrated PWM controller includes: 10 V regulator for no external bias circuit, Under-Voltage Lockout (UVLO), Leading-Edge Blanking (LEB), an optimized gate turn-on / turn-off driver, EMI attenuator, Thermal Shutdown (TSD), temperature-compensated precision current sources for loop compensation, and fault-protection circuitry. Protections include: Overload Protection (OLP), Over-Voltage Protection (OVP), Feedback Open Loop Protection (FB_OLP), and Abnormal Over-Current Protection (AOCP). FSL306LR offers good soft-start performance during startup.

The internal high-voltage startup switch and the Burst-Mode operation with very low operating current reduce the power loss in Standby Mode. As the result, it is possible to reach power loss of 120 mW without external bias and 25 mW with external bias when input voltage is 230 V_{AC}.

Ordering Information

Part Number	Operating Junction Temperature	PKG	Packing Method	Typical Output Power ⁽¹⁾			
				Current Limit	R _{DS(ON),MAX}	85 V _{AC} ~ 265 V _{AC} & Open Frame ⁽²⁾	
						Buck Application ⁽³⁾	Flyback Application
FSL306LRN	-40°C ~ 125°C	7-DIP	Rail	0.45 A	18 Ω	3 W	7 W
FSL306LRLX		7-LSOP	Tape & Reel				

Notes:

1. The junction temperature can limit the maximum output power.
2. Maximum practical continuous power in an open-frame design at 50°C ambient.
3. Based on 15 V output voltage condition. Output voltage can limit the maximum output power.

Şekil A.3 : FSL306LR çevirici entegresine ait bilgi.



ON Semiconductor®

FOD814 Series, FOD817 Series 4-Pin DIP Phototransistor Optocouplers

Features

- AC Input Response (FOD814)
- Current Transfer Ratio in Selected Groups:
 - FOD814: 20–300% FOD817: 50–600%
 - FOD814A: 50–150% FOD817A: 80–160%
 - FOD817B: 130–260%
 - FOD817C: 200–400%
 - FOD817D: 300–600%
- Minimum BV_{CEO} of 70 V Guaranteed
- Safety and Regulatory Approvals
 - UL1577, 5,000 VAC_{RMS} for 1 Minute
 - DIN EN/IEC60747-5-5

Applications

FOD814 Series

- AC Line Monitor
- Unknown Polarity DC Sensor
- Telephone Line Interface

FOD817 Series

- Power Supply Regulators
- Digital Logic Inputs
- Microprocessor Inputs

Description

The FOD814 consists of two gallium arsenide infrared emitting diodes, connected in inverse parallel, driving a silicon phototransistor output in a 4-pin dual in-line package. The FOD817 Series consists of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 4-pin dual in-line package.

Functional Block Diagram

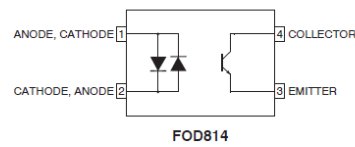


Figure 1. Schematic

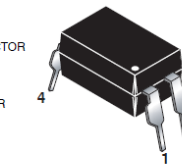
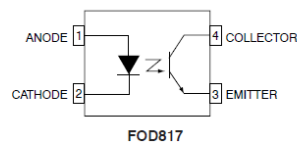


Figure 2. Package Outlines

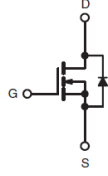
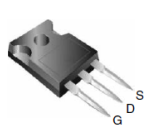
Şekil A.4 : FOD817 entegresine ait bilgi.



Power MOSFET

PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	500	
$R_{DS(on)}$ (Max.) (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$	0.37
Q_g (Max.) (nC)	77	
Q_{gs} (nC)	26	
Q_{gd} (nC)	34	
Configuration	Single	

TO-247



N-Channel MOSFET

FEATURES

- Low Gate Charge Q_g Results in Simple Drive Requirement
- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche Voltage and Current
- Effective C_{oss} Specified
- Lead (Pb)-free

RoHS
COMPLIANT

APPLICATIONS

- Switch Mode Power Supply (SMPS)
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching

TYPICAL SMPS TOPOLOGIES

- Two Transistor Forward
- Half Bridge and Full Bridge
- PFC Boost

ORDERING INFORMATION

Package	TO-247
Lead (Pb)-free	IRFP450NPbF
	SiHFP450N-E3
SnPb	IRFP450N
	SiHFP450N

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_C = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted

PARAMETER	SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage	V_{DS}	500	V
Gate-Source Voltage	V_{GS}	± 30	
Continuous Drain Current	$V_{GS} \text{ at } 10\text{ V}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	14
		$T_C = 100^\circ\text{C}$	8.8
Pulsed Drain Current ^a	I_{DM}	56	A
Linear Derating Factor		1.6	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b	E_{AS}	170	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a	I_{AR}	14	A
Repetitive Avalanche Energy ^a	E_{AR}	20	mJ
Maximum Power Dissipation	P_D	200	W
Peak Diode Recovery dV/dt ^c	dV/dt	5.0	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s	300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw	10	lbf · in
		1.1	N · m

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.7\text{ mH}$, $R_G = 25\ \Omega$, $I_{AS} = 14\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 14\text{ A}$, $dI/dt \leq 510\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

Şekil A.5 : Güç MOSFET'ine ait bilgi.

MBR2080CTG, MBR2090CTG, MBR20100CTG

Switch-mode Power Rectifiers

This series uses the Schottky Barrier principle with a platinum barrier metal. These state-of-the-art devices have the following features:

Features

- 20 A Total (10 A Per Diode Leg)
- Guard-Ring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 175°C Operating Junction Temperature
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- Low Power Loss/High Efficiency
- High Surge Capacity
- Low Stored Charge Majority Carrier Conduction
- Shipped 50 units per plastic tube
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant*

Mechanical Characteristics:

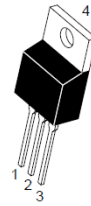
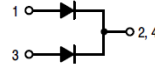
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes:
260°C Max. for 10 Seconds



ON Semiconductor®

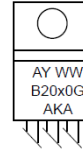
www.onsemi.com

SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS 20 AMPERES 80-100 VOLTS



TO-220
CASE 221A
STYLE 6

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
B20x0 = Device Code
x = 8, 9 or 10
G = Pb-Free Device
AKA = Polarity Designator

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Şekil A.6 : Sekonder diyotlarına ait bilgi.

Upgrude!

GPA Series

- Downsized, low impedance and high-ripple current version of GXE series
- Specified ESR after endurance test
- For high ripple current automotive applications.
(Direct fuel injection and electric power steering etc.)
- Endurance with ripple current : 3,000 to 5,000 hours at 125°C
- Solvent resistant type (see PRECAUTIONS AND GUIDELINES)
- RoHS Compliant

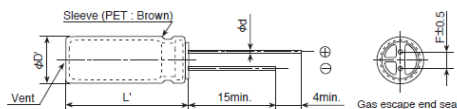


◆ SPECIFICATIONS

Items	Characteristics					
Category Temperature Range	-40 to +125°C					
Rated Voltage Range	25 to 100V _{dc}					
Capacitance Tolerance	±20% (M) (at 20°C, 120Hz)					
Leakage Current	I=0.03CV or 4μA, whichever is greater. Where, I: Max. leakage current (μA), C: Nominal capacitance (μF), V: Rated voltage (V) (at 20°C, 1 minute)					
Dissipation Factor (tanδ)	Rated voltage (V _{dc})	25V	35V	50V	63V	80V 100V
	tanδ (Max.)	0.14	0.12	0.10	0.10	0.08 0.08
	When nominal capacitance exceeds 1,000μF, add 0.02 to the above value for each 1,000μF increase. (at 20°C, 120Hz)					
Low Temperature Characteristics (Max. Impedance Ratio)	Rated voltage (V _{dc})	25V	35V	50V	63V	80V 100V
	Z(-25°C)/Z(+20°C)	2	2	2	2	2 2
	Z(-40°C)/Z(+20°C)	4	4	4	4	4 4 (at 120Hz)
Endurance	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after subjected to DC voltage with the rated ripple current is applied (the peak voltage shall not exceed the rated voltage) for 5,000 hours (3,000 hours for 25L and less) at 125 °C.					
	Capacitance change	≤±30% of the initial value				
	D.F. (tanδ)	≤300% of the initial specified value				
	Leakage current	≤The initial specified value				
Shelf Life	The following specifications shall be satisfied when the capacitors are restored to 20°C after exposing them for 1,000 hours at 125°C without voltage applied. Before the measurement, the capacitor shall be preconditioned by applying voltage according to Item 4.1 of JIS C 5014-4.					
	Capacitance change	≤±30% of the initial value				
	D.F. (tanδ)	≤900% of the initial specified value				
	Leakage current	≤The initial specified value				

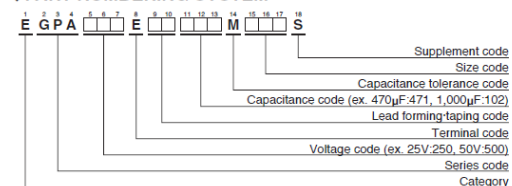
◆DIMENSIONS [mm]

- Terminal Code : E



ϕD	12.5	14.5	16	18
ϕd	0.6	0.8	0.8	0.8
F	5.0	7.5	7.5	7.5
$\phi D'$	$\phi D + 0.5 \max.$			
I'	$I + 1.5 \max.$			

◆PART NUMBERING SYSTEM



Please refer to "Product code guide (radial lead type)"

Product specifications in this catalog are subject to change without notice. Request our product specifications before purchase and/or use. Please use our products based on the information contained in this catalog and product specifications.

(1/3)

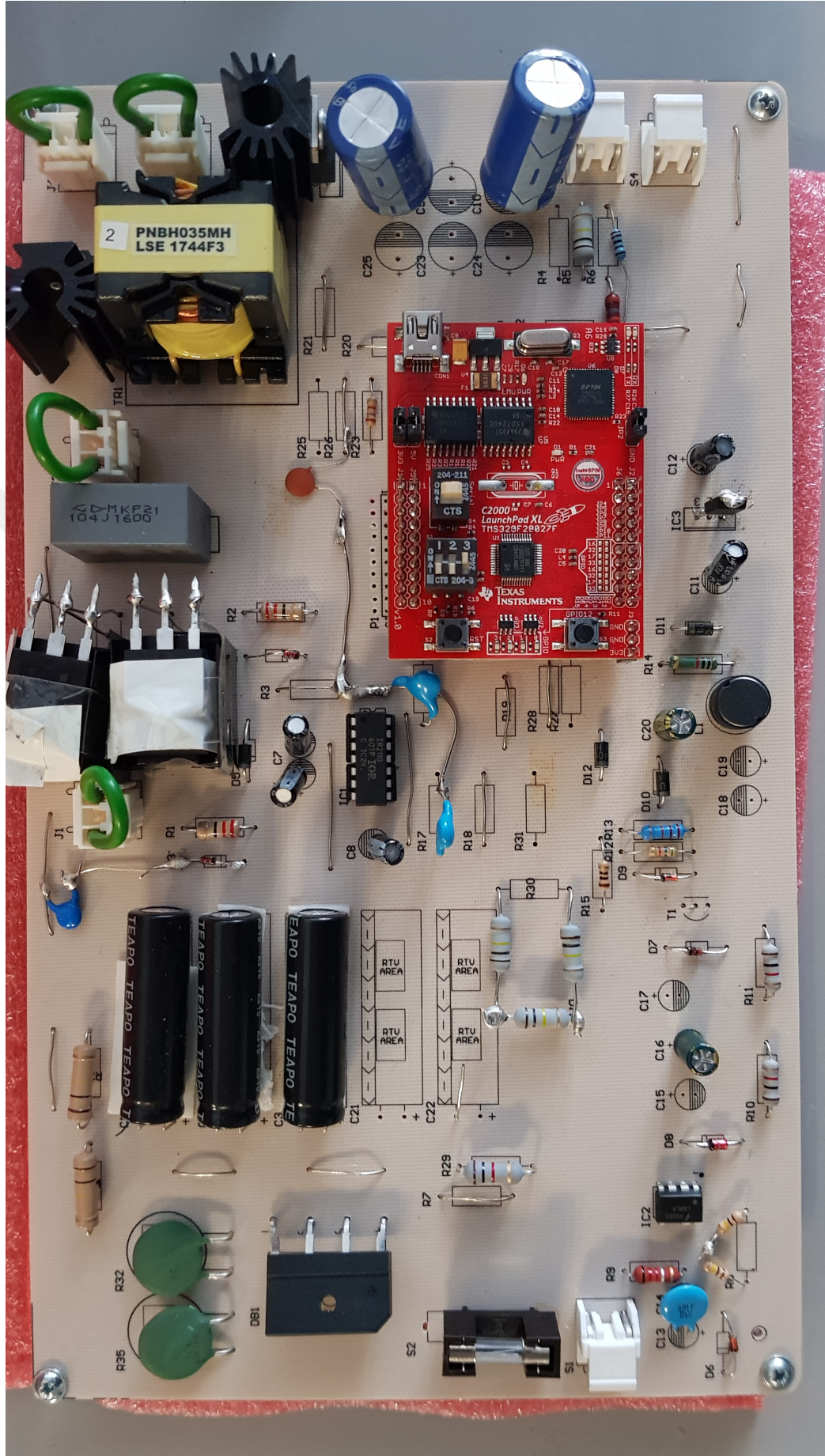
CAT. No. E1001M

Şekil A.7 : Sekonder filtre kapasitelerine ait bilgi.



Çizelge B.1 : Malzeme listesi.

Pozisyon	Malzeme	Tanımı
DB1	GBL06	Köprü doğrultucu
C1, C2, C3	47uF/450V	Kapasite
C9, C10	1000uF/63V	Kapasite
C4, C7, C11, C12	100nF	Kapasite
C13	330pF	Kapasite
C14	220nF	Kapasite
C15, C18, C19	1uF	Kapasite
C16, C20	33uF	Kapasite
C17	10nF	Kapasite
C6, C8	0,47uF	Kapasite
D1,D2	MBR20100CT	Diyot
D10, D11, D12	UF4007F	Diyot
D3, D4, D5	1N4148	Diyot
D6, D7, D9	BZX55C15	Zener
IC1	IR2110	Mosfet sürücü tümdevresi
IC2001	FOD817C	Optocoupler
IC2	FSL306LR	Buck çevirici tümdevresi
IC3	LF33CV	Doğrusal çevirici
P1-P2	C2000 Piccolo	Mikrokontrolör
Q1, Q2	IRFP450N	Mosfet
R1, R2	22ohm	Direnç
R12	5,1kohm	Direnç
R13	20kohm	Direnç
R14	10kohm	Direnç
R22, R23	2,7kohm	Direnç
R34	100kohm	Direnç
R39	35kohm	Direnç
R40	2,2kohm	Direnç
R8	220kohm	Direnç
R9	0,22ohm	Direnç
TR1	PNBH035MH	Transformatör



Şekil B.2 : Tasarlanan LLC rezonans çevirici devresi.



ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Mertcan Aşçı

Doğum Tarihi ve Yeri: 1991 / İstanbul

E-Posta: mertcan_asci@hotmail.com

ÖĞRENİM DURUMU:

- **Lisans:** 2014, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği
- **Lisans:** 2015, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği
- **Y. Lisans:** 2018, İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Programı.

MESLEKİ DENEYİMLER VE ÖDÜLLER:

- 2015 yılından itibaren Arçelik A.Ş. Elektronik İşletmesi'nde Ar-Ge bölümünde tasarım uygulama mühendisi olarak çalışmaktadır.

DİĞER YAYINLAR, SUNUMLAR VE PATENTLER:

- Demircan B., Orkun T., Satılmış E., Aşçı M. 2017. Image Display Device With An Improved Reminder Function During A Broadcast Program. Patent numarası: WO2017190804 (A1)