

T.C.
İSTANBUL KÜLTÜR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

YÜKSEKLİSANS TEZİ

Ali Barkın ÖNSOY

1301050027

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Program: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ

HAZİRAN 2022

T.C.
İSTANBUL KÜLTÜR ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

YÜKSEKLİSANS TEZİ

Ali Barkın ÖNSOY

1301050027

Anabilim Dalı: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Program: Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ

Jüri Üyeleri: Prof. Dr. Burcu ERKMEN (Yıldız Teknik Üniv.)

Dr. Öğr. Üyesi Berrak Öztürk ŞİMŞEK

HAZİRAN 2022

TEŐEKKÜR

Yüksek lisans öğrenimim boyunca hiçbir desteğini esirgmeden bana yol gösteren, tez hazırlığı ve yazımı sürecinde yardımlarını her daim hissettiğim, sonsuz bilgi ve tecrübesinden faydalandığım çok kıymetli danışman hocam Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ'e sonsuz saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Desteklerini ve sevgilerini her daim hissettiğim canım aileme en içten sevgilerimi sunarım.

Haziran, 2022

Ali Barkın ÖNSOY



İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER	iv
KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SİMGE LİSTESİ	ix
KISA ÖZET	xi
ABSTRACT	xiii
1. GİRİŞ	1
2. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TÜRLERİ	5
2.1. Seri Rezonans Dönüştürücüleri (SRC)	7
2.2. Paralel Rezonans Dönüştürücüleri (PRC)	15
2.3. Seri-Paralel Rezonans Dönüştürücüleri	23
2.3.1. LLC Rezonans Dönüştürücüleri	23
2.3.2. LCC Rezonans Dönüştürücüleri	31
3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI	40
3.1. SRC Tasarımı	41
3.2. PRC Tasarımı	44
3.3. LLC Tasarımı	47
3.4. LCC Tasarımı	50
4. SONUÇ	55
KAYNAKÇA	57

KISALTMALAR

AC	: Alternatif Akım
DC	: Doğru Akım
EMI	: Elektromanyetik İnterferans
MOSFET	: Metal Oksit Yarı İletken Alan Etkili Transistör
PRC	: Paralel Rezonans Dönüştürücü
SNR	: Sinyal Gürültü Oranı
SRC	: Seri Rezonans Dönüştürücü
ZCS	: Sıfır Akımda Anahtarlama
ZVS	: Sıfır Gerilimde Anahtarlama

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1 Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devre Yapıları.....	5
Tablo 3.1 Rezonans Dönüştürücü Ön Tasarım Kriterleri.....	40
Tablo 3.2 Verimli Çalışma Aralığı.....	54
Tablo 3.3 Rezonans Dönüştürücü Kritik Parametre Çıkarımları	54



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1 ZCS ve ZVS karakteristikleri	2
Şekil 2.1 Tam Köprü Seri Rezonans Dönüştürücü	8
Şekil 2.2 Yarım Köprü Seri Rezonans Dönüştürücü Türleri	9
Şekil 2.3 Seri Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi	9
Şekil 2.4 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)	11
Şekil 2.5 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)	12
Şekil 2.6 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)	13
Şekil 2.7 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi.....	14
Şekil 2.8 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi ($Q = 6$).....	14
Şekil 2.9 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi ($Q = 2.2$).....	15
Şekil 2.10 Tam Köprü Paralel Rezonans Dönüştürücü	16
Şekil 2.11 Yarım Köprü Paralel Rezonans Dönüştürücü Türleri	17
Şekil 2.12 Paralel Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi.....	17
Şekil 2.13 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)	19
Şekil 2.14 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)	20
Şekil 2.15 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)	21
Şekil 2.16 PRC Gerilim Kazanç Eğrisi.....	22
Şekil 2.17 PRC Gerilim Kazancı ($Q = 6$)	22
Şekil 2.18 PRC Gerilim Kazancı ($Q = 3$)	23
Şekil 2.19 Tam Köprü LLC Rezonans Dönüştürücü	24
Şekil 2.20 Yarım Köprü LLC Rezonans Dönüştürücü Türleri	25
Şekil 2.21 LLC Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi	25
Şekil 2.22 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)	27
Şekil 2.23 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)	28
Şekil 2.24 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)	29
Şekil 2.25 LLC Rezonans Dönüştürücü ZCS ve ZVS Bölgeleri	29
Şekil 2.26 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m=2$)	30
Şekil 2.27 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m=3$)	30
Şekil 2.28 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m=4$)	31
Şekil 2.29 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m=9$)	31
Şekil 2.30 Tam Köprü LCC Rezonans Dönüştürücü.....	32
Şekil 2.31 Yarım Köprü LCC Rezonans Dönüştürücü Türleri.....	33
Şekil 2.32 LCC Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi	33
Şekil 2.33 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$).....	35
Şekil 2.34 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r = f_s$).....	36
Şekil 2.35 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$).....	37
Şekil 2.36 LCC Rezonans Dönüştürücü ZCS ve ZVS Bölgeleri.....	38
Şekil 2.37 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A=1$)	38
Şekil 2.38 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A=3$)	39
Şekil 2.39 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A=7$)	39
Şekil 3.1 SRC Tasarım Akış Şeması	41
Şekil 3.2 SRC Lineer Gerilim Kazancı.....	44

Şekil 3.3 PRC Tasarım Akış Şeması	44
Şekil 3.4 PRC Lineer Gerilim Kazancı.....	46
Şekil 3.5 LLC Tasarım Akış Şeması	47
Şekil 3.6 LLC Lineer Gerilim Kazancı ($m=4$)	50
Şekil 3.7 LCC Tasarım Akış Şeması	50
Şekil 3.8 LCC Lineer Gerilim Kazancı ($A=3$).....	53



SİMGE LİSTESİ

A	: Kondansatör Oranı
C	: Kondansatör
C_{pr}	: Paralel Rezonans Kondansatörü
C_r	: Rezonans Kondansatörü
D	: Diyot
f_n	: Normalize Frekans
f_{r1}	: Kısa Devre Rezonans Frekansı
f_{r2}	: Açık Devre Rezonans Frekansı
f_s	: Anahtarlama Frekansı
I_{Co}	: Çıkış Kondansatör Akımı
I_{Cr}	: Rezonans Kondansatör Akımı
I_{Cpr}	: LCC Paralel Kondansatör Akımı
I_D	: Diyot Akımı
I_{Lr}	: Rezonans Tank Akımı
I_{Lm}	: Mıknatıslama Endüktans Akımı
I_o	: Çıkış Akımı
K	: Kazanç
L	: Endüktans
L_m	: Mıknatıslama Endüktansı
L_r	: Rezonans Endüktansı
m	: Endüktans Oranı
n	: Sarım Sayısı Oranı
n_p	: Primer Sarım Sayısı
n_s	: Sekonder Sarım Sayısı
Q	: Kalite Faktörü
R_{ac}	: Primerden görülen eşdeğer yük direnci
R_o	: Çıkış Direnci

- V_{ac} : Primerden görülen yük gerilimi
 V_{Cr} : Rezonans Kondansatör Gerilimi
 V_{Cpr} : LCC Paralel Kondansatör Gerilimi
 V_{Lr} : Rezonans Endüktans Gerilimi
 V_i : Giriş Gerilimi
 V_M : MOSFET Gerilimi
 V_o : Çıkış Gerilimi
 V_{sw} : Anahtarlama Gerilimi
 ω : Açısal Frekans
 ω_o : LCC Açısal Frekansı
 ω_r : Rezonans Açısal Frekansı

Üniversite	: İstanbul Kültür Üniversitesi
Enstitüsü	: Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
Anabilim Dalı	: Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Program	: Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Tez Danışmanı	: Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ
Tez Türü ve Tarihi	: Yüksek lisans – Haziran 2022

KISA ÖZET

REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

ALİ BARKIN ÖNSOY

Teknolojik gelişmelerin hayatımızda her geçen gün daha fazla yer edinmesi ile yüksek verimle çalışan elektronik cihazlara duyulan önem artmıştır. Bu noktada doğrusal ve anahtarlama dönüştürücülere nazaran daha yüksek verime ulaşabilen rezonans dönüştürücüler daha çok tercih edilmiştir. Rezonans dönüştürücülerin daha çok tercih edilir olmasının bir diğer sebebi yüksek frekans aralığında çalışabildiği için daha küçük hacim kaplaması ve kompakt tasarımlara imkan sağlamasıdır. Bu çalışmada anahtarlama kayıplarını minimize etmek adına sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) ve sıfır akımda anahtarlama (ZCS) modlarında çalıştırılabilen rezonans dönüştürücüler incelenmiştir.

Devrenin girişinde DC kaynak ile beslenen yapıda anahtarlama bloğunda bulunan tam veya yarım köprü yapısındaki IRF240 tipi MOSFET'ler aracılığıyla gerilim evirilerek Alternatif Akım (AC) kaynağına dönüştürülüp rezonans tankına iletilmektedir. Rezonans tankı içerisinde rezonans endüktans ve rezonans kondansatör elemanlarının empedans uyumu noktasında maksimum verimin alındığı rezonans tankındaki gerilim, sarım sayısı oranınca izole devrenin primer kısmından sekonder kısmına iletdikten sonra doğrultucu bloğunda Doğru Akım (DC) kaynağına doğrultulmaktadır.

Analizin daha iyi karşılaştırılabilmesi için dönüştürücüler 100 kHz anahtarlama frekansında değerlendirilip bu frekans değerinin altında, kendisinde ve üzerindeki durumları gözlemlenmiştir.

Seri Rezonans Dönüştürücü (SRC), Paralel Rezonans Dönüştürücü (PRC), LLC Rezonans Dönüştürücü ve LCC Rezonans Dönüştürücü yapılarının incelendiği bu çalışma 48 V giriş gerilimi, 24 V çıkış gerilimi ve 200 W çıkış gücü olacak şekilde tasarlanmıştır. Aynı çıkış gücü ve çıkış direnci değerlerinin kullanıldığı durumlarda

tasarımın gerekliliklerini sağlamak adına kalite faktörü ve rezonans tank parametreleri en uygun şekilde seçilmiştir.

Tasarımı gerçekleştirilen tüm rezonans dönüştürücülere ait kazanç eğrileri farklı kalite faktörü seçimleri ile simüle edilmiştir. Devre tasarımlarının oluşturulmasında LTSpice, eleman akım-gerilim parametreleri ile kazanç eğrileri için ise PSpice programından faydalanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Rezonans Dönüştürücü, Kalite Faktörü, Kazanç, Yumuşak Anahtarlama, Tam Köprü, Yarım Köprü.



University : Istanbul Kultur University
Institute : Institute of Graduate Studies
Department : Electric-Electronic Engineering
Programme : Electric-Electronic Engineering
Supervisor : Prof. Dr. Mehmet Oruç BİLGİÇ
Degree Awarded and Date : MS – June 2022

ABSTRACT

RESONANT CONVERTERS

ALİ BARKIN ÖNSOY

With the technological developments taking more and more place in our lives, the importance of electronic devices working with high efficiency has increased. At this point, resonant converters, which can achieve higher efficiency than linear and switched converters, are more preferred. Another reason why resonant converters are more preferred is that they can operate in the high frequency range, thus occupying a smaller size and enabling compact designs. In this study, in order to minimize the switching losses zero voltage switching (ZVS) and zero current switching (ZCS) modes have been examined.

At the input of the circuit, the voltage is converted into an Alternating Current (AC) source and transmitted to the resonance tank through IRF240 type MOSFETs in full or half bridge structure located in the switching block in the structure fed with DC source. The voltage in the resonance tank, where the maximum efficiency is obtained at the point of impedance matching of the resonance inductance and resonance capacitor elements in the resonance tank, is rectified to the Direct Current (DC) source in the rectifier block after being transmitted from the primary side of the isolated circuit to the secondary side in proportion to the number of turns.

In order to make the analysis better comparable, all converters were evaluated at 100 kHz switching frequency and their states below, at and above this frequency were observed.

In this study, the structures of Series Resonant Converter (SRC), Parallel Resonant Converter (PRC), LLC Resonant Converter and LCC Resonant Converter were examined, the design was based on 48 V input voltage, 24 V output voltage and 200

W output power. In cases where the same output power and output resistor values are used, the quality factor and resonance tank parameters were chosen most suitably to meet the design requirements.

Gain curves of all designed resonant converters are simulated with different quality factor selections. LTSpice simulation tool was taken advantage to create the circuit designs and PSpice simulation tool was benefited to demonstrate the current-voltage changes and gain curves.

Key Words: Resonant Converter, Quality Factor, Gain, Soft Switching, Full Bridge, Half Bridge.



1. GİRİŞ

Son yıllarda artan enerji ihtiyacından ötürü daha yüksek verimde çalışan güç dönüştürücülerine olan ihtiyaç artmıştır. Bu doğrultuda, diğer DC-DC dönüştürücü türlerine nazaran daha yüksek verimlilik, daha düşük anahtarlama kayıpları ve Elektromanyetik İnterferansı (EMI) düşük seviyede tutabilme gibi özelliklere sahip olan rezonans dönüştürücüler büyük önem arz etmektedir.

Rezonans dönüştürücülerin genel özellikleri;

- Yüksek verime sahiptir.
- Elektromanyetik İnterferansı düşük seviyede tutabilmektedir.
- Düşük seviyede anahtarlama kayıpları vardır.
- Küçük hacime sahiptir.
- Sıfır gerilimde ve akımda anahtarlama özelliğine sahiptir.
- Yüksek frekanslarda düşük anahtarlama kayıpları vardır.

Başlıca uygulama alanları;

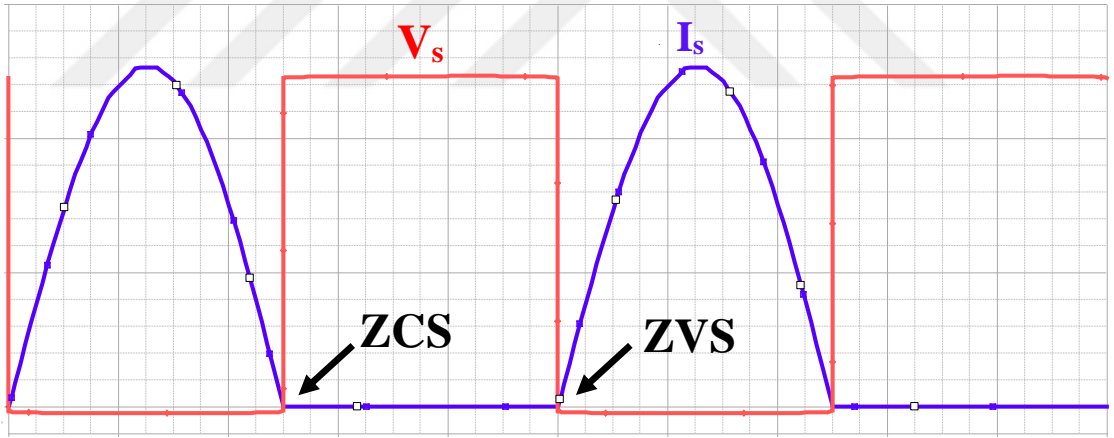
- Akü şarj uygulamaları
- Endüstriyel güç uygulamaları
- Havacılık uygulamaları

Anahtarlama güç dönüştürücüleri ve rezonans dönüştürücüleri uygulamalarında sıklıkla adından söz ettiren Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) ve Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) metotları anahtarlama kayıplarını önlemek adına kullanılmaktadır.

Sıfır Akımda Anahtarlama (ZCS) temelde bir yumuşak anahtarlama tekniği olup ilettime girme esnasında gerçekleşmektedir. ZCS'de çok yüksek olmayan bir endüktansın anahtar elemanına seri olarak bağlanmasıyla ilettime girme esnasında bu eleman üzerinde gerçekleşecek olan akımın anlık yükselmesi kontrol edilir. Bu sayede ilettime geçmeden hemen önce kullanılan anahtar üzerindeki enerji kaybı minimize edilmiş olup bu enerji seri bağlı endüktansa gönderilir.

Sıfır Gerilimde Anahtarlama (ZVS) temelinde bir yumuşak anahtarlama tekniği olup kesime girme esnasında gerçekleşmektedir. ZVS’de çok yüksek olmayan bir kondansatörün anahtar elemanına paralel bağlanmasıyla kesime girme esnasından bu eleman üzerinde gerçekleşecek olan gerilimin anlık yükselmesi kontrol edilir. Bu sayede, kesime geçmeden hemen önce kullanılan anahtar üzerindeki enerji kaybı minimize edilmiş olup bu enerji paralel bağlı kondansatöre gönderilir.

Şekil 1.1’de ZVS ve ZCS durumlarında çalışan anahtarlama yarı iletken elemanının üzerinde oluşan akım-gerilim öz yapısal özellikleri gösterilmiş olup uçlarında oluşan gerilim farkı kırmızı renkle akım değeri ise mavi renkle ifade edilmiştir. ZVS durumunda kullanılan yarı iletken üzerindeki gerilim değeri sıfıra indikten hemen sonra gerekli iletim sinyali ulaşmakta olup eleman üzerinden akım geçme süreci başlar. ZCS’de ise eleman üzerindeki akım değeri sıfıra indikten hemen sonra üzerindeki iletim sinyali sonuçlanmakta ve üzerinde belli bir oranda gerilim oluşmaktadır.



Şekil 1.1 ZCS ve ZVS karakteristikleri

ZCS’de anahtar elemanına seri bağlı endüktans kullanılırken ZVS’de anahtar elemanına paralel bağlı kondansatör kullanılmaktadır. Seri bağlı olarak devrede yer edinen endüktans, güç elemanı üzerinde ekstra bir gerilim stresine neden olurken paralel bağlı olarak devrede yer edinen kondansatör ise ekstra bir akım stresine sebep olmaktadır (Altıntaş).

Yapılan bu tez çalışmasında, DC-DC rezonans dönüştürücü uygulamaları üzerine matematiksel model çıkarımı, tasarımı ve analizi amaçlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

İkinci bölümde dört rezonans dönüştürücü türü de incelenmiş olup, avantaj dezavantajlarıyla beraber karakteristikleri, matematiksel modellemeleri ve çalışma prensiplerine dair detaylar paylaşılmıştır.

İkinci bölümde ele alınan ve DC-DC rezonans dönüştürücülerden en basit yapıda olan Seri Rezonans Dönüştürücüye ait tasarım ve modelleme üzerine incelemeler mevcuttur, (Ben-Yaakov), (Rossetto ve Spiazzi), (Nielsen, Gerard Hurley ve Davar), (Salem, Jusoh ve Idris), (Wang). Bu dönüştürücü üzerine havacılık ve akü şarj uygulamaları üzerine yapılan incelemeler her geçen gün önemini artırmaktadır (F. Schwarz), (Schwarz ve Klaassens), (Robson ve Hancock), (Kim ve Barbosa).

Bu bölümde ele alınan ikinci ve bir diğer temel rezonans dönüştürücü olan Paralel Rezonans Dönüştürücü üzerine tasarımı, modellemesi ile akü şarjı üzerine yapılan araştırmalar mevcut olup özellikle sabit yüklü çıkışın kullanıldığı uygulamalarda tercih edildiği gözlemlenmiştir (S.M.Ferdous, Shoeb ve Asaduzzaman), (Falco, Gargiulo ve Breglio), (Oruganti ve Lee), (Zeng, Li ve Zhang), (Hsu, Chen ve Hsieh), (A G, Pal ve Gurunathan).

Üçüncü olarak ele alınan ve bir kondansatör ile iki endüktans elemanlarından oluşan tasarımıyla LLC dönüştürücülerin uygulama alanları diğer dönüştürücü türleri ile aynı olup elektrikli araç, akü şarj uygulamaları ve güneş enerji sistemleri gibi alanlarda sıklıkla tercih edilmektedir (Çetin), (Murakami, Sato ve Nishijima), (Shah, Sun ve Khan), (Ferraz, Resende ve Braga), (Naraharisetti, Channegowda ve Green), (Tian, Lee ve Li), (Yıldıran), (Huang, Hsieh ve Lin), (Zhang, Wang ve Chen), (Bulut, Aşçı ve Akın, Implementation of 480W LLC Resonant Converter) , (Vu ve Choi), (Jung ve Kwon), (Hsieh, Tsai ve Hsieh), (Hajilou, Khalili ve Farzanehfard) (Tian, Lee ve Li).

Dördüncü ve son olarak ele alınan LCC dönüştürücüler LLC dönüştürücülerin aksine yapısında bir adet rezonans endüktansı ve rezonans kondansatörü barındırırken yüke paralel bağlı bir adet kondansatör daha içermektedir. Diğer dönüştürücü türleri gibi akü şarjı uygulamaları üzerine fazlasıyla araştırma bulunan LCC tipli rezonans dönüştürücülerin uygulama alanlarına kablosuz şarj üniteleri ve güneş enerjisi sistemleri örnek verilebilir (Abramovitz, Horen ve Katz), (Gilbert), (A. Pawellek, C. Oeder ve J. Stahl), (Pawellek, Oeder ve Duerbaum), (Vakacharla ve Rathore), (Song, Cho ve Park), (Koniak, Biczal ve Klos).

Rezonans tankında ikiden fazla eleman içeren bir diğer DC-DC dönüştürücü olan LLC ile kıyaslamalarına da sıklıkla rastlanmaktadır (Mao, Popovic ve Ramabhadran), (Zheng, Lu ve Li).

Üçüncü bölümde bir önceki bölümde ele alınan rezonans dönüştürücülerin tasarım kriterleri, simülasyon sonuçları ve giriş-çıkış gerilim karakteristikleri ortaya konulmuştur.

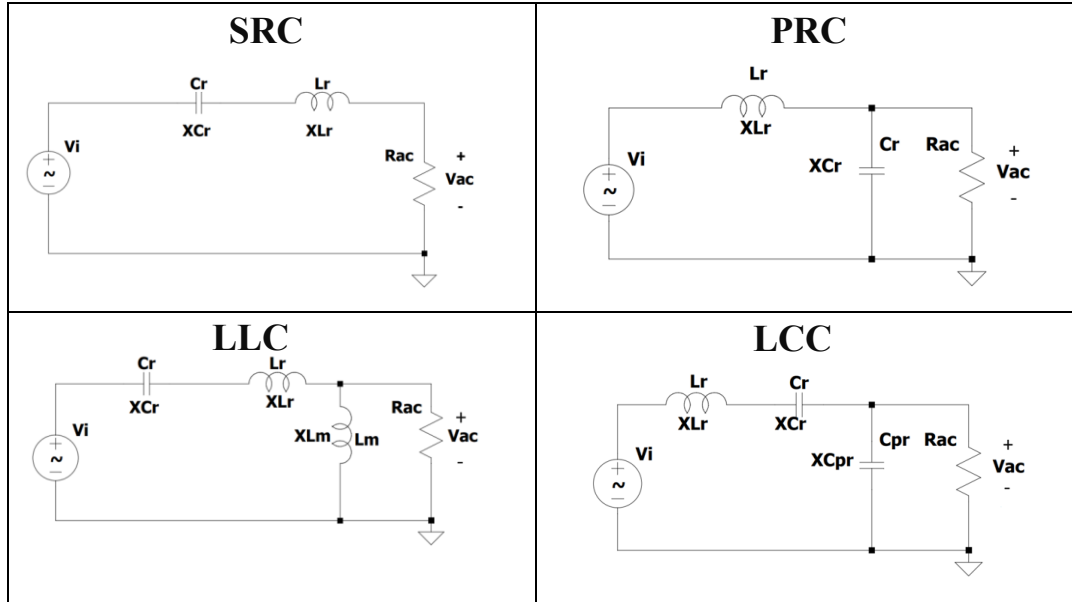
Dördüncü ve son bölümde bu teze dair çıkarımlar paylaşılmış olup dönüştürücülere ait kritik parametre çıkarımlarına dikkat çekilmiştir.



2. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TÜRLERİ

Rezonans dönüştürücüleri yüksek verim ve düşük anahtarlama kayıpları gibi özelliklerinden dolayı DC-DC sistemlerde sıklıkla kullanılan bir dönüştürücü türüdür. Anahtarlama bloğundaki yarı iletken elemanlar sayesinde DC-AC dönüşümü gerçekleşir ve sonrasında anahtarlama bloğunun çıkışında kare dalga oluşur. Daha sonrasında trafo yardımıyla gerilim rezonans tankının bulunduğu primer kısımdan doğrultucu diyotların bulunduğu sekonder kısma sarım sayı oranınca geçirildikten sonra tekrardan DC kaynağa doğrultulur. Son olarak low-pass filtreden geçirilen dalga çıkış bloğuna ulaşır. Rezonans tankının özelliklerine göre üçe ayrılan rezonans dönüştürücüleri sırasıyla; seri rezonans dönüştürücü (SRC), paralel rezonans dönüştürücü (PRC) ve seri-paralel rezonans dönüştürücülerdir. Seri-paralel dönüştürücüler de kendi arasında LLC (endüktans-endüktans-kondansatör) ve LCC (endüktans-kondansatör-kondansatör) olmak üzere ikiye ayrılarak Tablo 2.1.'de eşdeğer devre yapıları gösterildiği üzere toplamda dört adet dönüştürücü türünü oluşturur.

Tablo 2.1 Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devre Yapıları



Devredeki reaktif elemanların ve trafonun etkilerini minimize etmek adına yüksek frekanslarda çalışılması tercih edilir ancak bu durum yüksek anahtarlama kayıpları ve düşük verime yol açmaktadır.

Anahtarlama kayıplarını mümkün olduğunca elimine etmek adına primer tarafta bulunan MOSFET'ler ZVS şartlarında çalıştırılmaktadır. Bu sayede devre tasarımında kazanç eğrisi eğiminin negatif olduğu bölgede bir başka deyişle endüktif bölgede çalışılmaktadır (Bulut, LLC Rezonans Dönüştürücü Tasarımı), (Ma, Xie ve Qian). ZVS esnasında MOSFET uçlarındaki gerilim sıfıra düştükten sonra iletim sinyali gelip akım geçmeye başlamaktadır. Üzerindeki akım sıfıra ulaştıktan sonra iletim sinyali kesilip üzerindeki gerilimi tutan anahtarlama sistemine ise ZCS denilmektedir (Doğangüneş).

Bu teze konu olan tüm 4 rezonans dönüştürücü için de devre blok diyagramları aynı olup yapısında bulunan bölgeler sırasıyla;

Güç Kaynağı, Anahtarlama Bloğu, Rezonans Tankı, İdeal Trafo, Doğrultucu Bloğu (Rectifier), Low-Pass Filtre ve Çıkış Yükünden oluşmakta olup devrenin bu bölgeleri aşağıda kısaca tanıtılmıştır.

Güç Kaynağı:

DC güç kaynağı (V_i) anahtarlama bloğuna DC gerilim sağlar.

Anahtarlama Bloğu:

Yarım veya tam köprü anahtarlama vasıtasıyla girişteki DC gerilim kare dalgaya dönüştürülür. Özellikle elektrikli araç şarj uygulamalarında yüksek güç gereklilikleri ve hızlı cevap özelliklerinden ötürü tam köprü anahtarlama sistemi tercih edildiğinden ötürü bu teze konu olan 4 dönüştürücü türünde de tam köprü anahtarlama yapısı kullanılmıştır (Çetin). Yarım köprüde iki, tam köprüde dört adet anahtar kullanılarak gerçekleştirilen bu işlem body diyot özelliğinden dolayı MOSFET'lerle gerçekleştirilir. Bu sayede ZVS şartı sağlanmış olurken, yüksek frekans ve Sinyal Gürültü Oranı (SNR) performanslarına ulaşılabilmektedir.

Rezonans Tankı:

Rezonans tankı içerisinde rezonans endüktansı (L_r) ve kondansatörü (C_r) ortak olarak barındırıp LLC tasarımlarında ek olarak yüke paralel mıknatıslama endüktansı (L_m) ve LCC tasarımlarında ise yüke paralel olacak şekilde paralel kondansatörü (C_{pr}) içermektedir. Bu elemanlar tüm rezonans dönüştürücü türlerinde topolojilerin karakteristiklerini belirlemeye yaramaktadır.

Tanktaki reaktif elemanların seçimi sistemin genel performansının belirlenmesi noktasında oldukça büyük önem arz etmektedir. Devrenin bu bölümünde rezonans akımı oluşurken enerji trafo yardımıyla çıkış yüküne sarım sayısı oranınca aktarılmaktadır (H. Huang).

İdeal Trafo:

Trafo tasarımları normal şartlarda rezonans ve mıknatıslama endüktanslarını içerirken bu tezdeki uygulamalarda ideal trafo kullanılmış olup trafonun parazitik etkiye sahip elemanları ihmal edilmiştir.

Doğrultucu Bloğu:

Anahtarlama bloğunda oluşturulan AC geriliminin trafo vasıtasıyla sekonder kısma geçmesinden sonra bu blokta diyotlar vasıtasıyla gerilim tekrar DC kaynağa doğrultulup low-pass filtreye aktarılır.

Low-Pass Filtre:

Çıkış kondansatörü (C_o) low-pass filtre olarak kullanılıyor olup düşük dalgalanmalı DC çıkış yükünün ortaya çıkmasını sağlamaktadır.

Çıkış Yüğü:

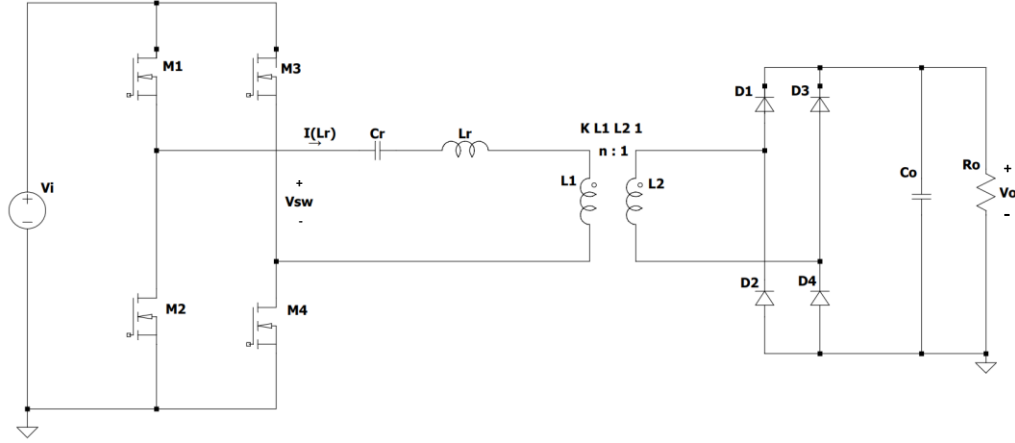
Devrede R_o şeklinde gösterilen çıkış direnci tüm dönüştürücü türlerinde low-pass filtreye paralel bağlı ve resistif bir etkiye sahiptir.

2.1. Seri Rezonans Dönüştürücüleri (SRC)

Rezonans dönüştürücüleri içinde en basit tasarımlarda birine sahip olan Seri Rezonans Dönüştürücüler, rezonans kondansatör ve endüktans elemanlarının yüke seri olarak bağlanmasıyla devreyi oluşturmaktadır. Bu dönüştürücülerde geniş kazanç aralığıyla beraber düz bir verimlilik eğrisine ulaşılabilir.

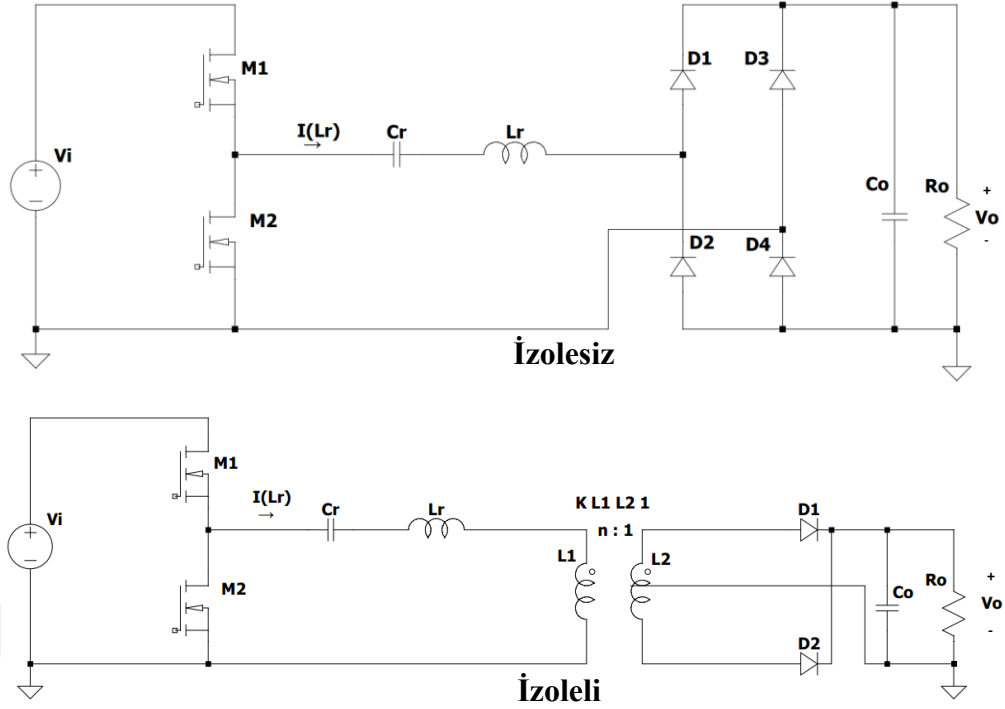
Elektrikli araç şarj ve havacılık uygulamalarında da sıklıkla kullanılan Seri Rezonans Dönüştürücü analizi aşağıda yapılmıştır. Şekil 2.1'de SRC tam köprü devre yapısı paylaşılan Seri Rezonans Dönüştürücülerde DC-AC dönüşümü eş güdümlü çalışan 4 adet anahtar vasıtasıyla gerçekleştirilmektedir. Anahtar elemanları M_1-M_4 ve M_2-M_3 eşgüdümlü çalışarak V_{sw} üzerinde $\pm V_i$ gerilimi oluşturmaktadır.

Rezonans frekansında anahtarlama yapıldığı durumda rezonans akımını ifade eden I_{Lr} tam sinüs şeklini almakta olup ortalaması kararlı halde bir periyot boyunca sıfıra eşittir.



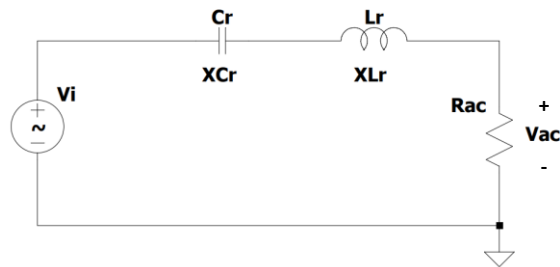
Şekil 2.1 Tam Köprü Seri Rezonans Dönüştürücü

Şekil 2.2’de devre yapıları verilen izolesiz ve izoleli yarım köprü SRC’lerin Şekil 2.1’deki tam köprü devre yapısından temel farkı anahtarlama geriliminin $\pm V_i$ yerine $0-V_i$ aralığında değişmesidir. Ayrıca izoleli dönüştürücü devre yapısında AC-DC doğrultma işlemi 4 yerine 2 adet diyotla yapılabildiği için daha az eleman kullanımına olanak sağlamaktadır.



Şekil 2.2 Yarım Köprü Seri Rezonans Dönüştürücü Türleri

Şekil 2.3’de eşdeğer devre tasarımı paylaşılan SRC’lerde R_{ac} direnci çıkış yükünün primer taraftan görülen değerini ifade etmektedir. Seri rezonans dönüştürücülerde bir tane rezonans frekansı bulunmasından ötürü kazanç empedans uyumu durumunda birim kazanca eşitken diğer durumlarda ise birden küçük olacaktır. Ayrıca normalize frekansın (f_n) bire eşit olduğu durumda eşdeğer empedans ile yük empedansı eşit olacağı için rezonans tankının akımı çok yüksek mertebelere çıkmaktadır.



Şekil 2.3 Seri Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi

Denklem 2.1 ve denklem 2.2’de sırasıyla rezonans endüktansı ve rezonans kondansatörü değerlerinin empedansları paylaşılmıştır.

$$X_{Lr} = \omega \cdot Lr \quad (2.1)$$

$$X_{Cr} = \frac{1}{\omega \cdot Cr} \quad (2.2)$$

Empedans değerlerinin eşit olması durumunda ortaya çıkan rezonans frekansına (f_r) dair eşitlik denklem 2.3'de verilmiştir.

$$X_{Lr} = X_{Cr} \Rightarrow \omega \cdot Lr = \frac{1}{\omega \cdot Cr} \Rightarrow \omega^2 = \frac{1}{Lr \cdot Cr} \Rightarrow f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{Lr \cdot Cr}} \quad (2.3)$$

Kalite faktörünü ifade eden çıkarım denklem 2.4'de, anahtarlama frekansı ile rezonans frekansının oranını ifade eden normalize frekans ise denklem 2.5'de gösterilmiştir.

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{Lr}{Cr}}}{R_{ac}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} \quad (2.4)$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (2.5)$$

Seri rezonans dönüştürücüye ait eşdeğer direnç çıkarımı denklem 2.6'da gerçekleştirilmiştir.

$$R_{ac} = \frac{8 \cdot n^2}{\pi^2} R_o \quad (2.6)$$

Eşdeğer devrenin analizi sonucunda direnç üzerinde oluşan gerilimin temel bileşeni, devredeki elemanların empedansları ile giriş geriliminin temel bileşeni ile denklem 2.7'deki gibi gösterilmiştir. Kazanç ifadesi ise bu denklem kullanılarak denklem 2.8'deki gibi ortaya konmuştur.

$$\tilde{V}_{ac} = \tilde{V}_i \cdot \frac{R_{ac}}{-j \cdot X_{Cr} + j \cdot X_{Lr} + R_{ac}} \quad (2.7)$$

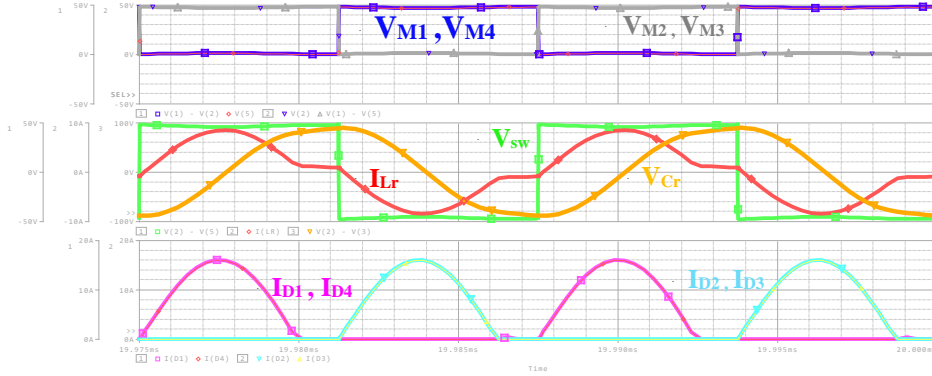
$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{R_{ac}}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cr} + j \cdot \omega \cdot Lr + R_{ac}} \right| \quad (2.8)$$

Denklem 2.8'de kazanç çıkarımı verilen SRC devre yapısı için kazancın normalize frekans ve kalite faktörü cinsinden ifade edildiği çıkarım denklem 2.9'da paylaşılmıştır.

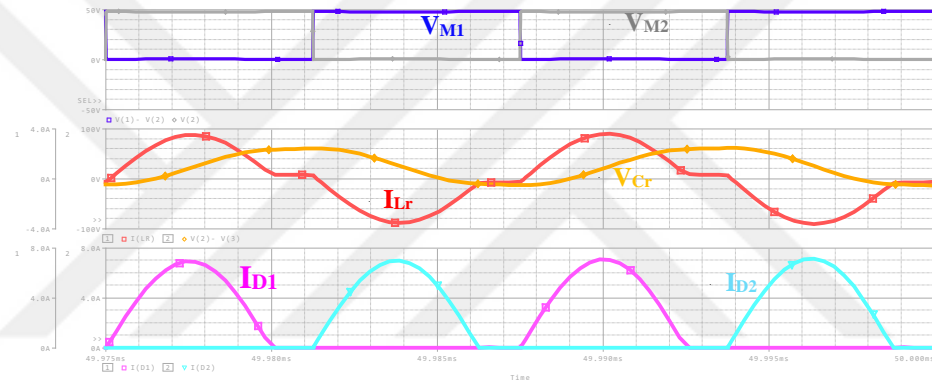
$$K(f_n) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2}} \quad (2.9)$$

Anahtarlama frekansının rezonans frekansının altında seçildiği durumda oluşan kritik elemanların akım-gerilim değerlerini gösteren Şekil 2.4'de I_{Lr} rezonans tank akımı M_2 - M_3 iletimde M_1 - M_4 kesimdeyken mıknatıslama akımının altına iner ve dönüştürücü içerisindeki enerji transferi periyot devam ediyorken durdurur.

SRC'ler bu moda çalışırken sekonder kısımdaki diyotlar için yumuşak anahtarlama sağlanmış olurken devrenin primer kısmındaki sirkülasyon akımı iletim kayıplarının ciddi bir oranda artışına sebebiyet vermektedir.



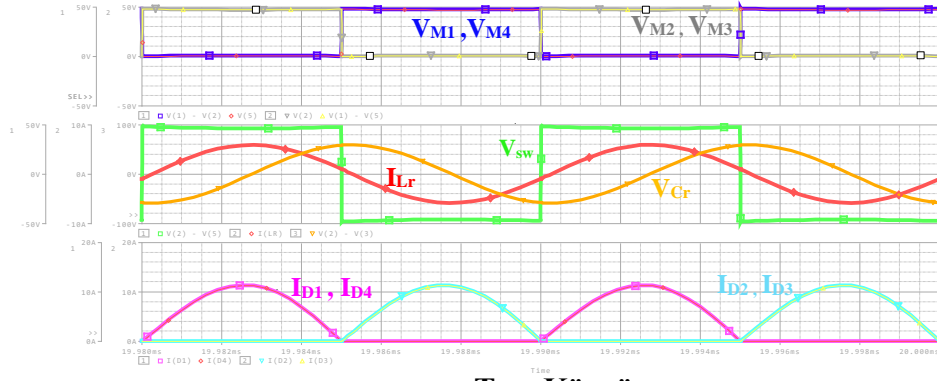
Tam Köprü



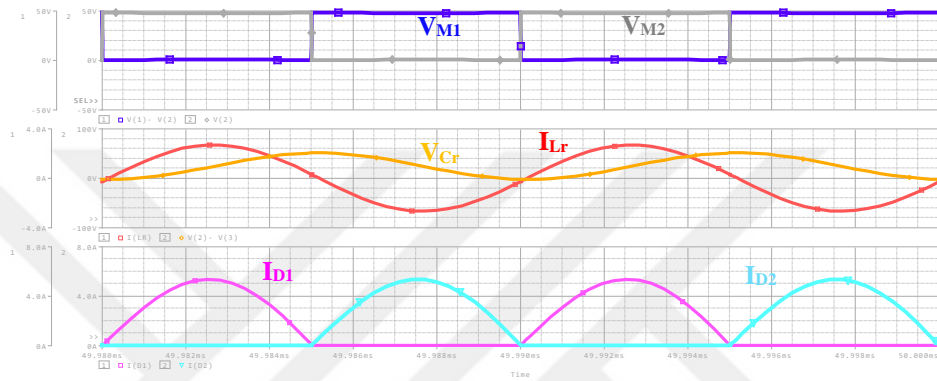
Yarım Köprü

Şekil 2.4 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)

Rezonans frekansında anahtarlama yapıldığı durumda Şekil 2.5'de görüldüğü üzere M_2 ve M_3 MOSFET'leri kesime girdiğinde I_{Lr} ile mıknatıslama endüktansı üzerindeki akım değerleri birbirlerine eşit olmaktadır ve bu durumda primer taraftan sekonder tarafa enerji aktarımı gerçekleşmemektedir. Bu durumda primer taraftaki MOSFET'lerde ZVS sağlanırken sekonder kısımdaki doğrultucu diyotları üzerinde yumuşak anahtarlama gerçekleştirilmiş olur. Ayrıca denklem 2.9'da normalize frekans cinsinden çıkarımı verilen kazanç çıkarımı denkleminde de görülebildiği üzere tepe kazanç değerine $f_s = f_r$ durumunda ulaşılabilir.



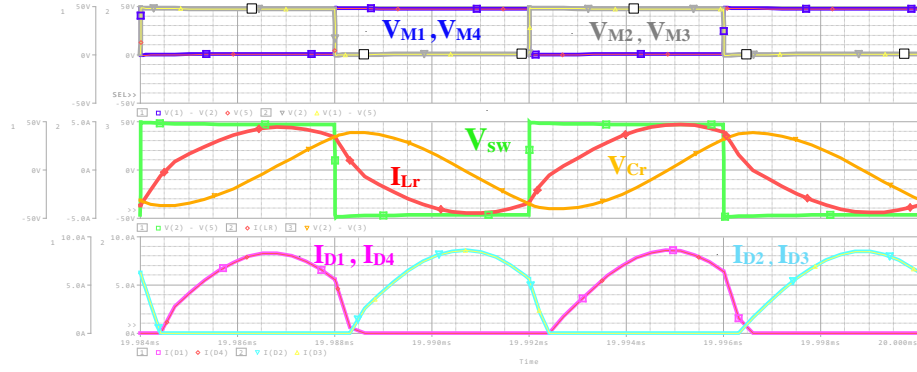
Tam Köprü



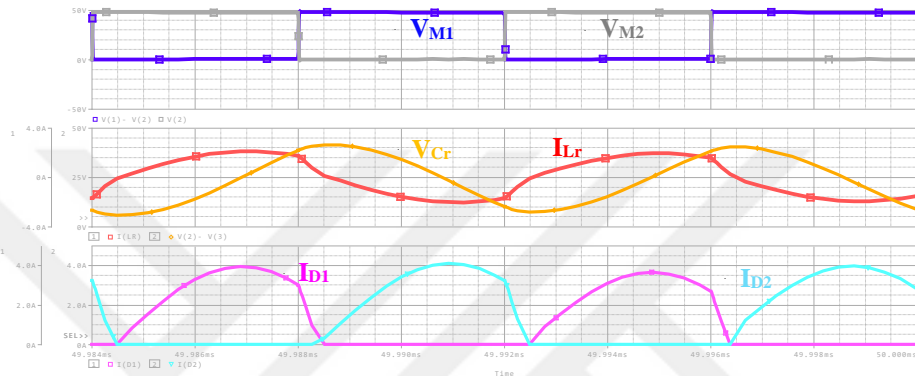
Yarım Köprü

Şekil 2.5 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)

Rezonans frekansının üzerindeki anahtarlama durumunu ifade eden Şekil 2.6'da sekonder kısımda yumuşak anahtarlama Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'deki durumların aksine gerçekleşmemektedir. Rezonans frekansının altındaki anahtarlama durumuna kıyasla sirkülasyon akımı daha düşük olduğu gibi iletim kayıpları da daha düşüktür. Ayrıca eğimin negatif olduğu tarafta çalışıldığı için ZVS'yi sağlamaktadır.



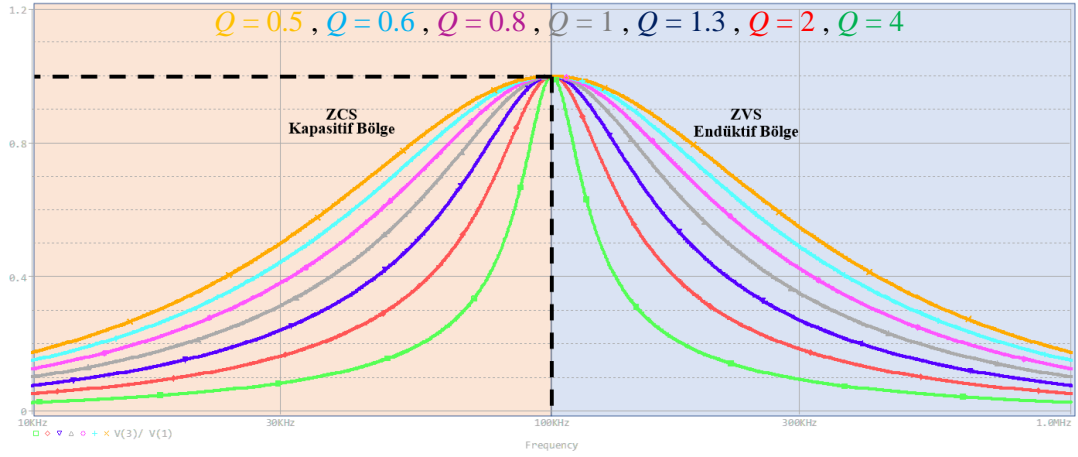
Tam Köprü



Yarım Köprü

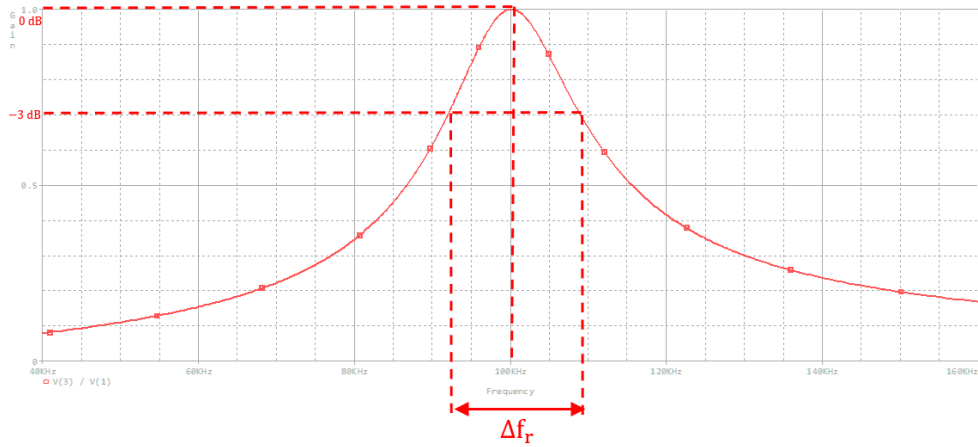
Şekil 2.6 SRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)

Seri bağlı rezonans tank parametrelerinin birbirleriyle empedans uyumu olmaları durumunda maksimum gerilim kazancı sağlanırken bu değer tüm kalite faktörlerinde anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit seçilmesi durumunda gerçekleşecektir. Şekil 2.7’de de görüldüğü üzere tüm Q değerleri için maksimum kazanç 1’e eşittir ve bu durum yalnızca empedans uyumunun olduğu noktada gerçekleşmektedir. Kalite faktörü çıkarımının verildiği denklem 2.4’de eşitliğin paydasında bulunan eşdeğer direncin artması durumunda Q değeri azalacaktır. Bundan ötürü yalnızca empedans uyumunun olduğu noktada kazanç 1’e eşit olmakla beraber seri rezonans dönüştürücülerde kazanç 1’i geçememektedir.



Şekil 2.7 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi

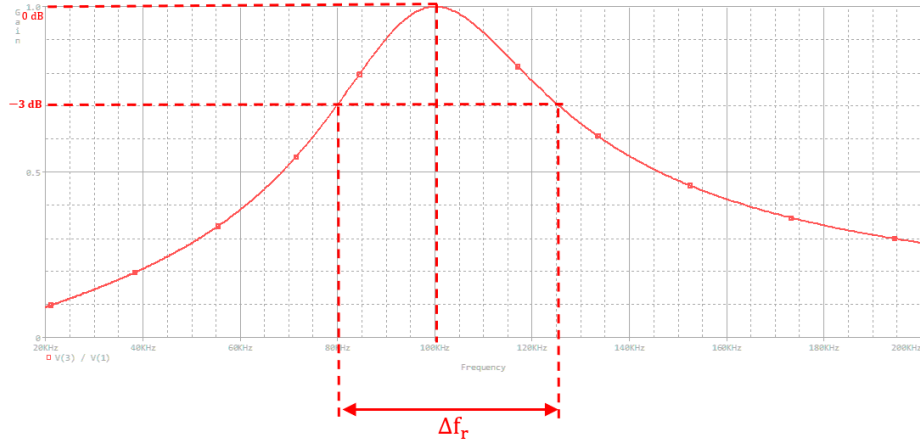
SRC’lerde kalite faktörü çıkarımı denklem 2.4’de hem rezonans tank parametreleri ve R_{ac} ile verilebiliyorken aynı zamanda rezonans frekansının gerilim kazancının -3 dB mertebesine geldiği cut-off noktaları arasındaki farka oranıyla da bulunabilmektedir. Seri rezonans dönüştürücülerde bu çıkarım Şekil 2.8 ve Şekil 2.9 sırasıyla Q değerleri 6 ve 2.2 alınarak çıkartılmıştır.



Şekil 2.8 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi ($Q = 6$)

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} = \frac{100 \text{ kHz}}{108 \text{ kHz} - 92 \text{ kHz}} \cong 6$$

Kalite faktörünün Şekil 2.8’e nazaran daha düşük seçildiği Şekil 2.9’da bant genişliği daha yüksek bir mertebeye ulaşmaktadır. Şekil 2.9’da görülebildiği üzere aynı rezonans frekansında çalışıldığı durumda bant genişliğinin 16 kHz’den yaklaşık 45 kHz mertebelerine geldiği gözlemlenmiştir.



Şekil 2.9 SRC Gerilim Kazanç Eğrisi ($Q = 2.2$)

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_{ac}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} = \frac{100 \text{ kHz}}{125 \text{ kHz} - 80 \text{ kHz}} = 2.2$$

Seri rezonans devrelerinde de görüldüğü üzere kazancı 1’den fazla olmayan seri rezonans dönüştürücülerinde rezonans tankında bulunan akımın yüksek olması devre elemanları üzerindeki enerji kaybını artırıp verimi düşürmektedir. Genelde yüksek güç uygulamalarında tercih edilen SRC’lerde yarım köprüye nazaran tam köprü devreleri daha çok tercih edilmektedir.

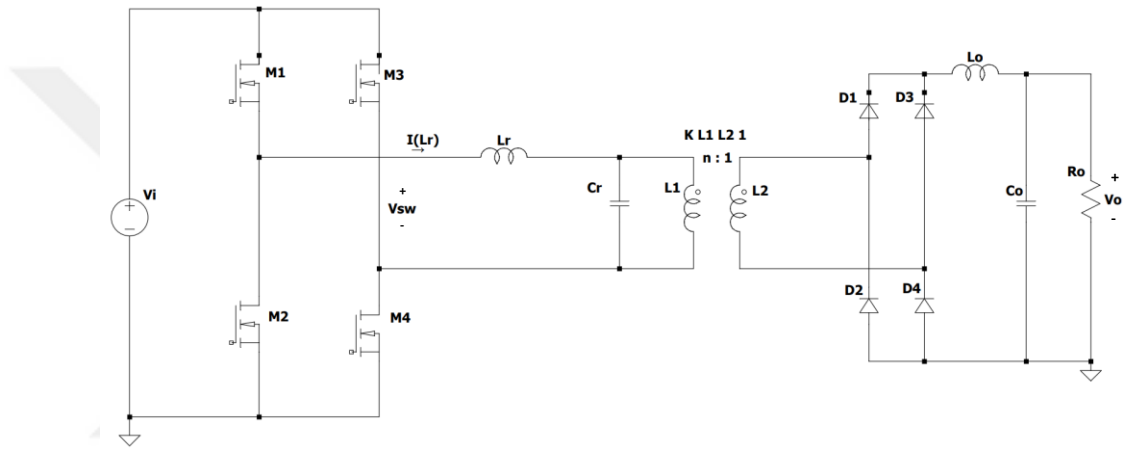
Giriş gerilim aralığının geniş olduğu durumlarda büyük dezavantaj sergileyen SRC’ler yüksek anahtarlama frekansı gerektirmesinden ötürü yüksüz durumda çıkış gerilimini regüle edememektedir (Doğangüneş). Giriş geriliminin yüksek olduğu uygulamalarda nominal çalışma aralığı rezonans frekansından uzak olacağından ve devre içerisindeki yüksek akımdan ötürü verimlilik ciddi oranda düşecektir. Çıkış yükünün azalması sonucunda akım değeri azaltılıp verimlilik değeri daha yüksek mertebelere çekilebilir ve bu sayede iletim kayıpları da azaltılabilmektedir.

2.2. Paralel Rezonans Dönüştürücüler (PRC)

Paralel rezonans dönüştürücülerde rezonans endüktansı çıkış yüküne seri olarak, rezonans kondansatörü ise yüke paralel bağlanarak rezonans tankını oluşturmaktadır. Eşdeğer devre yapısında low-pass filtre elemanına paralel bağlı kondansatör elemanı olmasından ötürü doğrultucu bloğunun çıkışında yüke seri bağlı bir adet çıkış endüktansı (L_o) mevcuttur.

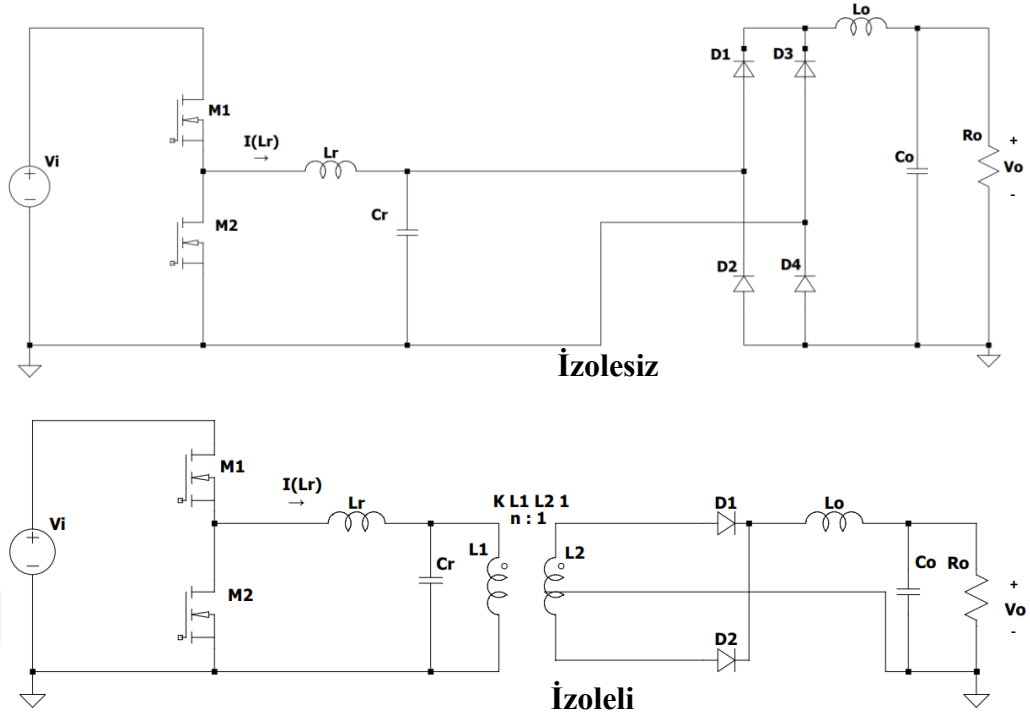
Günümüzde yapılan birçok araştırmada akü şarj uygulamaları üzerine örnekleri paylaşılmış paralel rezonans dönüştürücülerin en büyük avantajı kompleks kontrol mekanizması ve sensör gerektirmeksizin hızlı ve güvenilir şarj imkânı sağlamalarıdır (S.M.Ferdous, Shoeb ve Asaduzzaman), (Zeltser, Evzelman ve Kuperman).

Şekil 2.10'da PRC tam köprü devre yapısı paylaşılan Paralel Rezonans Dönüştürücülerde DC-AC doğrultma işlemi eş güdümlü çalışan 4 adet anahtar vasıtasıyla gerçekleşmektedir. Anahtar elemanları M_1 - M_4 ve M_2 - M_3 eşgüdümlü çalışarak V_{sw} üzerinde $\pm V_i$ gerilimi oluşturmaktadır. Bu durumda rezonans akımını ifade eden I_{Lr} rezonans frekansında çalışıldığı durumda tam sinüs şeklini almaktadır.



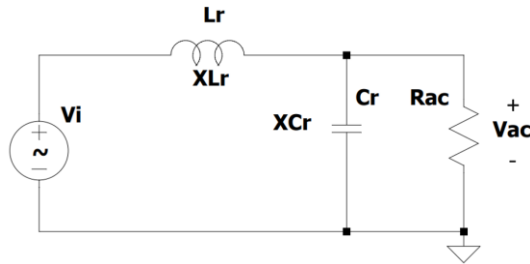
Şekil 2.10 Tam Köprü Paralel Rezonans Dönüştürücü

Şekil 2.11'de devre yapıları verilen izolesiz ve izoleli yarım köprü PRC'lerin Şekil 2.10'daki tam köprü devre yapısından temel farkı anahtarlama geriliminin $\pm V_i$ yerine $0-V_i$ aralığında her bir periyot aralığında eşit sürede olacak şekilde değişmesidir. Ayrıca izoleli dönüştürücü devre yapısında AC-DC doğrultma işlemi 4 yerine 2 adet diyotla yapılabildiği için daha az eleman kullanımına olanak sağlamaktadır.



Şekil 2.11 Yarı Köprü Paralel Rezonans Dönüştürücü Türleri

Şekil 2.12’de eşdeğer devre tasarımı paylaşılan paralel rezonans dönüştürücülerde R_{ac} direnci çıkış yükünün primer taraftan görülen değerini ifade etmektedir. Paralel rezonans dönüştürücülerde bir tane rezonans frekansı bulunmasından ötürü kazanç empedans uyumu durumunda en yüksek mertebeye ulaşmaktadır. Ayrıca normalize frekansın (f_n) bire eşit olduğu durumda eşdeğer empedans ile yük empedansı eşit olacağı için rezonans tankının akımı çok yüksek mertebelere çıkmaktadır.



Şekil 2.12 Paralel Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi

Şekil 2.12’deki eşdeğer devrenin analizi sonucunda direnç üzerinde oluşan gerilimin temel bileşeni, devredeki elemanların empedansları ile giriş geriliminin temel bileşeni ile denklem 2.10’daki gibi gösterilmiştir. Kazanç ifadesi ise bu denklem kullanılarak denklem 2.11’deki gibi ortaya konabilir.

$$\tilde{V}_{ac} = \tilde{V}_i \cdot \frac{-j.X_{C_r} || R_{ac}}{(-j.X_{C_r} || R_{ac}) + j.X_{L_r}} \quad (2.10)$$

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{\frac{1}{j.\omega.C_r} || R_{ac}}{(\frac{1}{j.\omega.C_r} || R_{ac}) + j.\omega.L_r} \right| \quad (2.11)$$

Kalite faktörü olarak ifade edilen Q çıkarımı denklem 2.12’de gösterilmiştir.

$$Q = \frac{R_{ac}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} \quad (2.12)$$

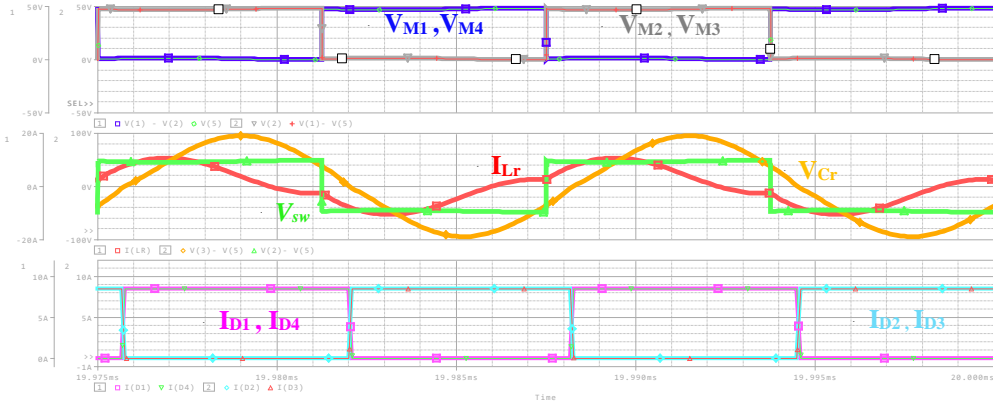
Normalize frekans ve kalite faktörü cinsinden ifade edilen gerilim kazancı denklem 2.13’deki gibi gösterilmektedir.

$$|K(f_n)| = \left| \frac{1}{(1-f_n^2) + \frac{f_n}{Q}} \right| \quad (2.13)$$

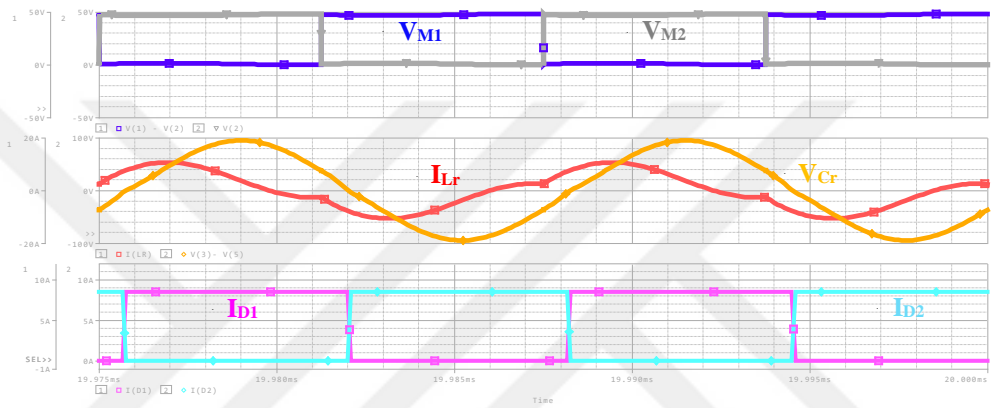
Paralel rezonans dönüştürücüye ait eşdeğer direnç çıkarımı denklem 2.14’de gösterilmektedir.

$$R_{ac} = \frac{\pi^2.n^2}{8} R_o \quad (2.14)$$

En büyük avantajı yüksüz durumdan tam yük durumuna kadarki tüm süreçlerde çalışabiliyor olması olan PRC’lerin düşük yük durumlarında yüke paralel bağlı rezonans kondansatörden ötürü yüksek akım çekmeleri ve bundan dolayı düşük verimde çalışmalarını ise dezavantajlarının başında gösterilebilir. Ayrıca, çıkış gerilimini regüle etmek için değişen frekanstan ötürü rezonans tankındaki akım değeri değişmediğinden iletim kayıpları yaklaşık olarak sabittir.



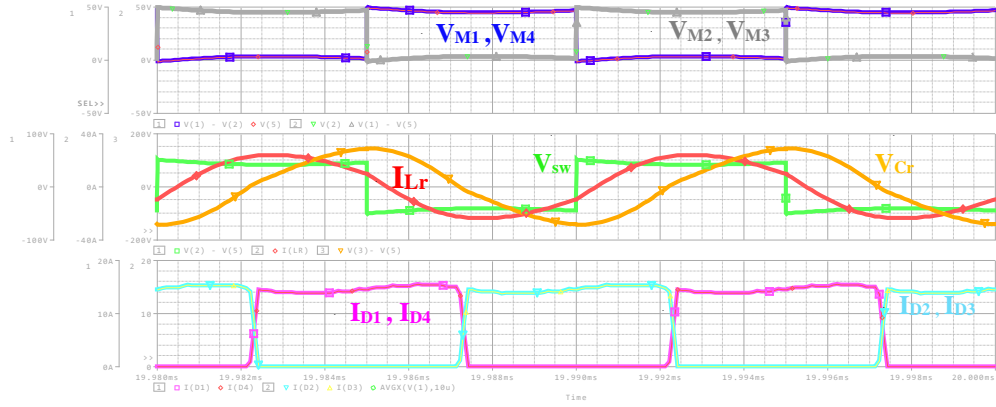
Tam Köprü



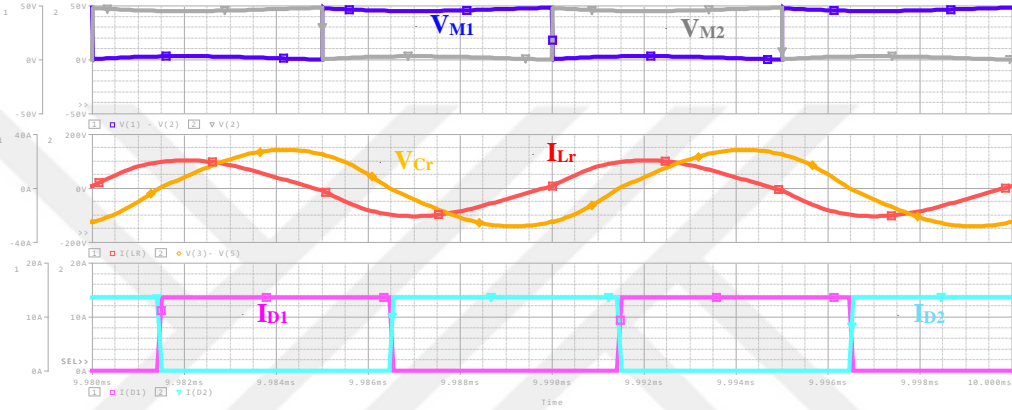
Yarım Köprü

Şekil 2.13 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)

Şekil 2.13’de paralel rezonans dönüştürücülerde rezonans frekansının altındaki anahtarlama durumuna dair akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Tam köprü ve yarım köprü devre yapılarına ait grafikler kıyaslamalı verilmiştir. Eğrileri verilen elemanların davranışları her iki tür dönüştürücü için de aynı olan PRC’lerde anahtarlama frekansının rezonans frekansından düşük seçildiği durumda ZVS durumuna ulaşamadığı için kapasitif bölgede olduğu söylenebilir. Bu modda çalıştırılan paralel rezonans dönüştürücülerde rezonans tank akımı tam sinüs formunda değildir.



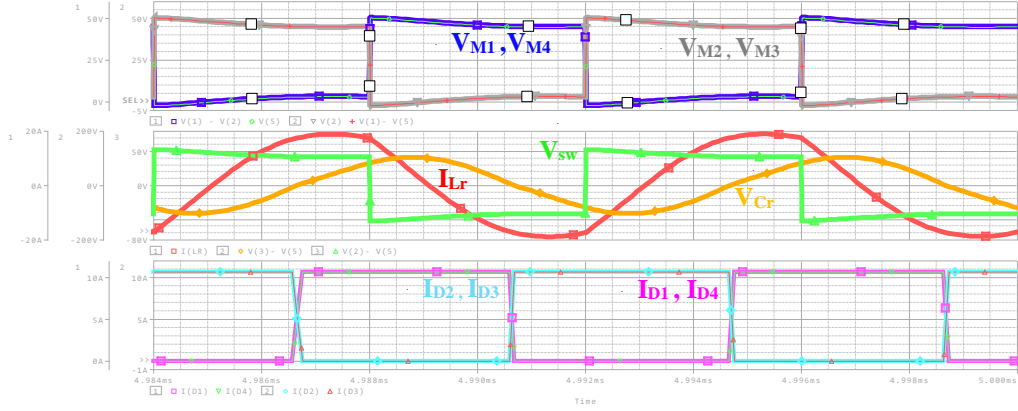
Tam Köprü



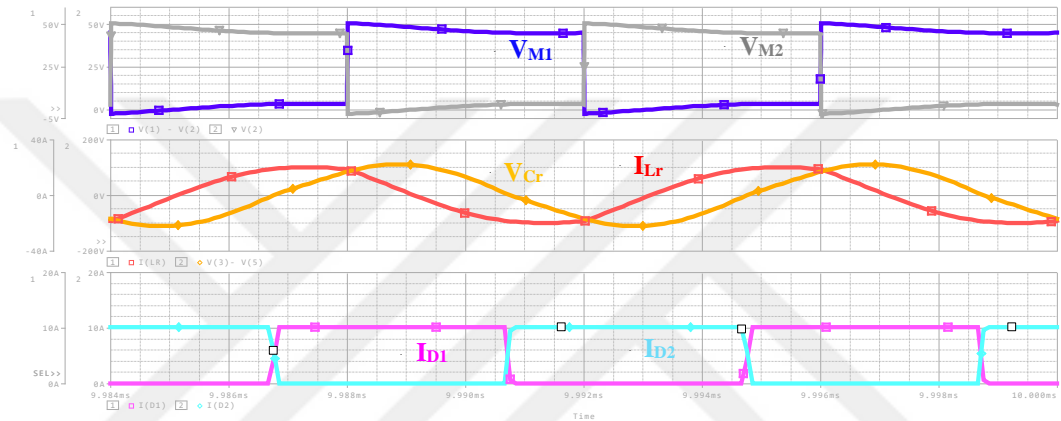
Yarım Köprü

Şekil 2.14 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)

Şekil 2.14’de paralel rezonans dönüştürücülerde rezonans frekansında anahtarlama durumuna dair akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Tam köprü ve yarım köprü devre yapılarına ait grafikler kıyaslamalı verilmiştir. Eğrileri verilen elemanların davranışları her iki tür dönüştürücü için de aynı olan PRC’lerde anahtarlama frekansında seçildiği durumda ZVS durumuna ulaşılabilen kritik nokta olduğu gözlemlenmiştir. Bu modda çalıştırılan paralel rezonans dönüştürücülerde I_{Lr} ve V_{Cr} tam sinüs formunda çalışmaktadır.



Tam Köprü

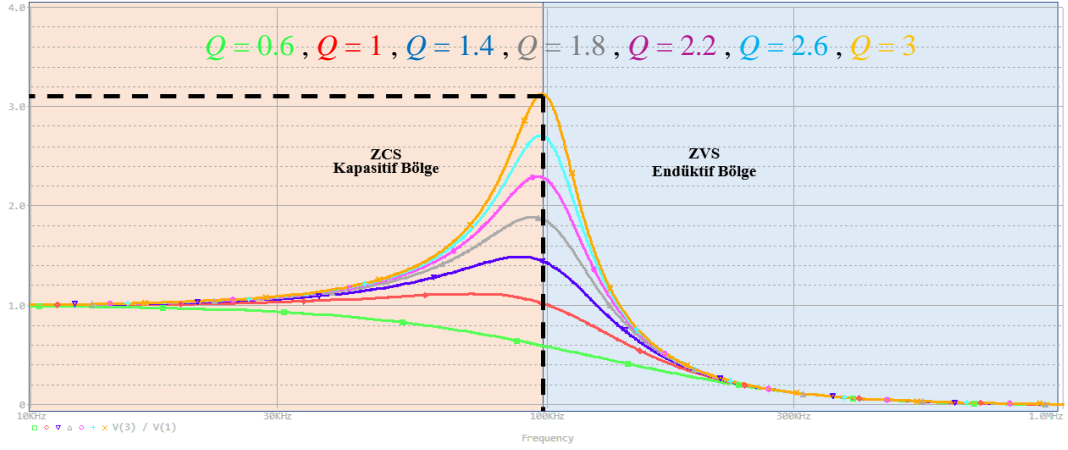


Yarım Köprü

Şekil 2.15 PRC Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)

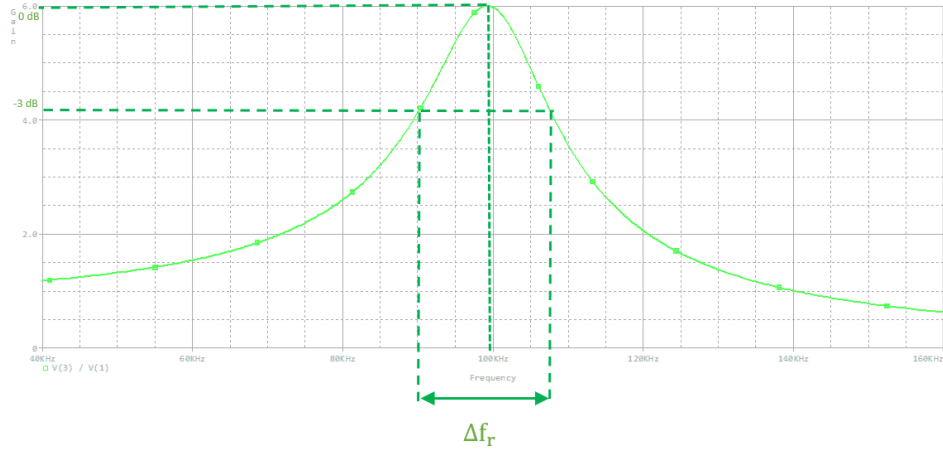
Şekil 2.15’de paralel rezonans dönüştürücülerde rezonans frekansının üzerindeki anahtarlama durumuna dair akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Kazanç eğrisinde eğimin negatif olduğu bölgedeki çalışma durumunda olduğu için bu modda çalışan PRC’lerde ZVS şartları sağlanabilmektedir.

Denklem 2.12’deki kazanç çıkarımı göz önüne alındığında paralel rezonans dönüştürücülerde normalize frekansın 1 alındığı noktadaki kazanç değeri kalite faktörüne eşit olmaktadır. Şekil 2.16’da farklı kalite faktörleri için gerilim kazanç eğrisi çizdirilen PRC eşdeğer devresinde tepe kazanç değeri rezonans ve anahtarlama frekanslarının birbirine eşit ve 100 kHz seçildiği, bir başka deyişle normalize frekansı 1’e eşit seçildiği koşulda Q değerine eşittir. Şekil 2.16’da yeşil renk ile gösterilen ve kalite faktörünün 0.6 olduğu durumdaki kazanç eğrisi dahi rezonans frekansında anahtarlama durumunda Q değerine eşit olduğu görülmektedir.



Şekil 2.16 PRC Gerilim Kazanç Eğrisi

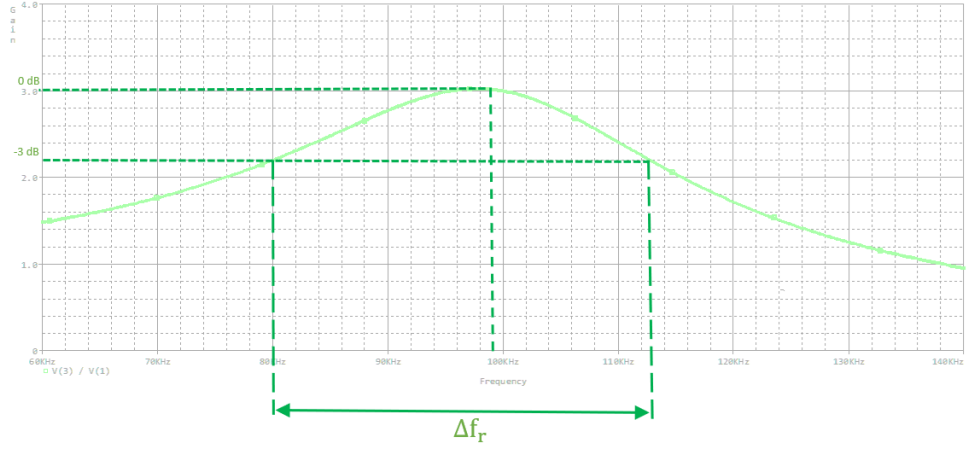
PRC'lerde kalite faktörü çıkarımı denklem 2.12'de hem rezonans tank parametreleri ve R_{ac} ile verilebiliyorken aynı zamanda rezonans frekansının gerilim kazancının -3 dB mertebesine geldiği cut-off noktaları arasındaki farka oranıyla da bulunabilmekte olup bu farka aynı zamanda bant genişliği denilmektedir. Paralel rezonans dönüştürücülerde bu çıkarım Şekil 2.17 ve Şekil 2.18'de sırasıyla Q değerleri sırasıyla 6 ve 3 alınarak çıkartılmıştır.



Şekil 2.17 PRC Gerilim Kazancı ($Q = 6$)

$$Q = \frac{R_{ac}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} = \frac{100 \text{ kHz}}{107.5 \text{ kHz} - 91 \text{ kHz}} \cong 6$$

Kalite faktörünün Şekil 2.17'ye nazaran daha düşük seçildiği Şekil 2.18'de bant genişliği daha yüksek bir mertebeye ulaşmaktadır. Şekil 2.18'de görülebildiği üzere aynı rezonans frekansından çalışıldığı durumda bant genişliğinin yaklaşık 16 kHz mertebesinde 43 kHz seviyesine geldiği gözlemlenmiştir.



Şekil 2.18 PRC Gerilim Kazancı ($Q = 3$)

$$Q = \frac{R_{ac}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{f_r}{\Delta f_r} = \frac{100 \text{ kHz}}{113 \text{ kHz} - 80 \text{ kHz}} \cong 3$$

Düşük Q değerlerinde PRC için kazancın tek bir cut-off frekansı olduğundan ötürü rezonans frekansının kesim frekansları farkının oranına eşit olduğu kalite faktörü denklemi geçerli değildir.

2.3. Seri-Paralel Rezonans Dönüştürücüleri

Seri ve paralel rezonans dönüştürücüler yapılarında bulunan birer adet rezonans endüktansı (L_r) ve rezonans kondansatöründen (C_r) ötürü yalnızca tek bir rezonans frekansa sahiptir. Seri-Paralel dönüştürücüler ise LLC ve LCC olmak üzere ilk alt başlığa ayrılıyor olup seri rezonans elemanlarının yanı sıra, sırasıyla mıknatıslama endüktansı ve paralel kondansatör elemanları çıkış yüküne paralel olarak tasarımlarda ayrı ayrı yer almaktadır.

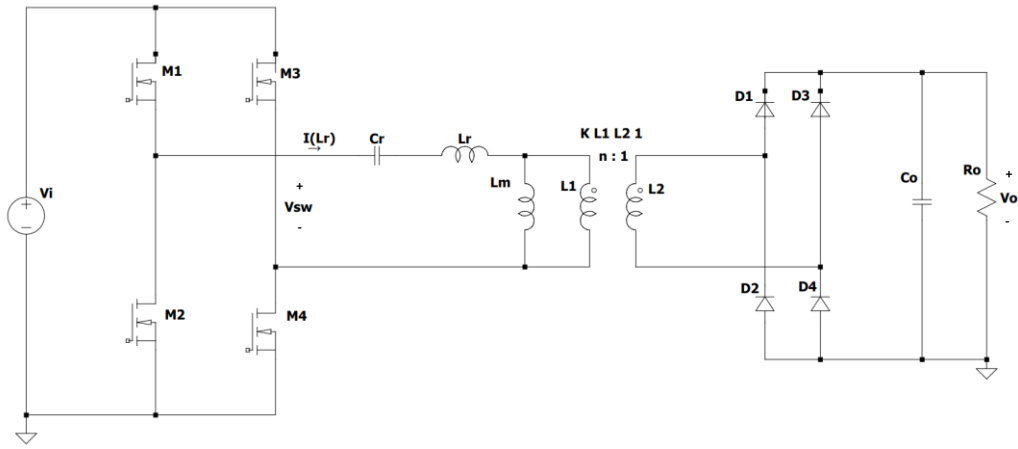
2.3.1. LLC Rezonans Dönüştürücüleri

Bu bölümde incelenen LLC dönüştürücü birbirine seri olarak bağlı rezonans kondansatör ve endüktansa ek olarak yüke paralel bağlı olan mıknatıslama endüktansından oluşmaktadır. İki adet endüktans ve bir adet kondansatör ile toplamda 3 adet reaktif elemandan oluşan bu dönüştürücülere literatürde LLC rezonans dönüştürücü denilmektedir (Jung ve Kwon).

Tam köprü LLC devre yapısı Şekil 2.19’da paylaşılmıştır. Bu şekildeki M_1, M_2, M_3 ve M_4 MOSFET’leri diğer dönüştürücü türlerinde de olduğu üzere girişten gelen DC gerilimi kare dalgaya çevirerek rezonans tankına aktarır.

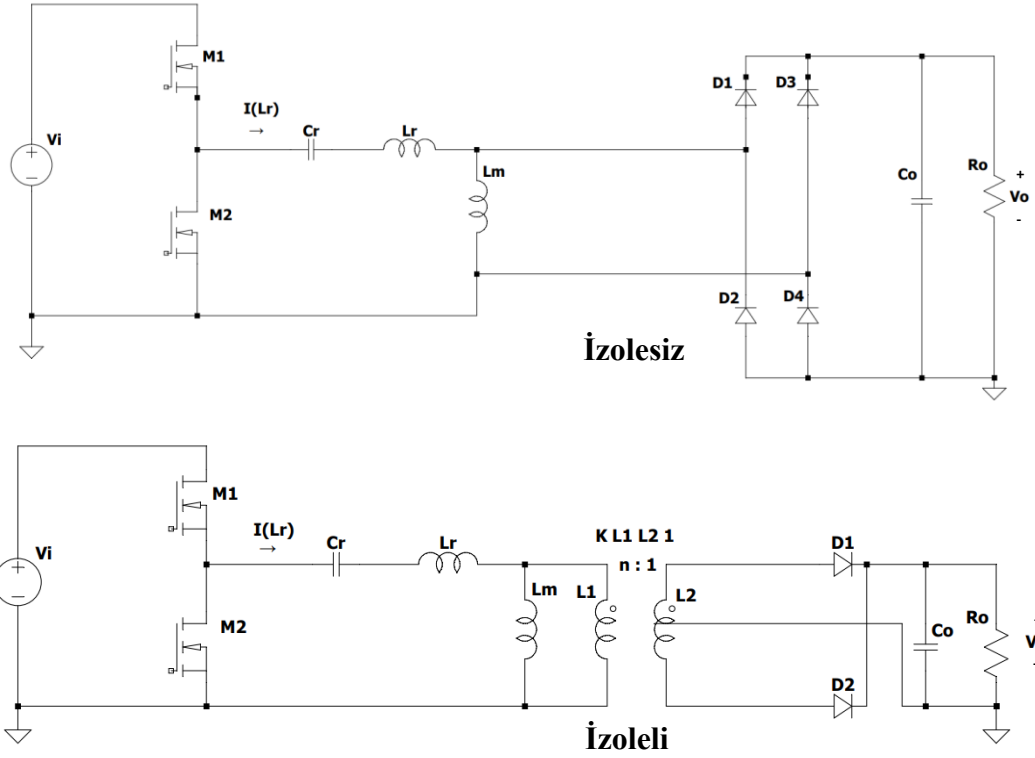
Rezonans bloğundaki rezonans kondansatörü ve endüktansı ile yüke paralel bağlı mıknatıslama endüktansının yüksek harmonikleri filtrelemesi sonucu tank içinde akım sinüs şekline bürünmektedir. Kare dalga ideal trafonun çevrim oranınca sekonder kısma aktarılır ve sonrasında doğrultucu blokta tekrardan DC gerilime çevrilip low-pass filtreden geçtikten sonra çıkış yüküne ulaşır. LLC rezonans dönüştürücüler diğer topolojilere kıyasla çıkış gerilimini dar bir anahtarlama frekansında regüle edebildiği için rezonans dönüştürücü uygulamalarında aralarında en sık tercih edileni olarak karşımıza çıkmaktadır (Steigerwald).

Şekil 2.19’da devre yapısı paylaşılan tam köprü LLC rezonans dönüştürücülerde devre yapısı SRC’lere oldukça benzemektedir. Seri rezonans dönüştürücülerden farkı trafoya paralel bağlı mıknatıslama endüktansı içermesinden ötürü kazanç daha yüksek seviyelere çıkmasıdır.



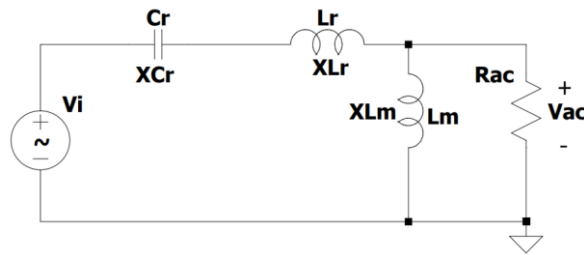
Şekil 2.19 Tam Köprü LLC Rezonans Dönüştürücü

Şekil 2.19’da tam köprü devre yapısı, Şekil 2.20’de yarım köprü devre yapıları paylaşılan LLC dönüştürücüye ait eşdeğer devresi Şekil 2.21’de gösterilmektedir.



Şekil 2.20 Yarım Köprü LLC Rezonans Dönüştürücü Türleri

Yarım köprü anahtarlama gerilim değeri tüm dönüştürücülerde olduğu gibi LLC'lerde de $0-V_i$ arası değişiyor olup anahtar elemanlarının %50 duty cycle ile sürülmesi durumunda ortalama gerilimi kararlı halde $\frac{V_i}{2}$ olmaktadır. Yarım köprü devre dönüştürücü, yapısında bulunan 2 adet diyotla AC-DC doğrultma işlemini sağlamaktadır.



Şekil 2.21 LLC Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi

Eşdeğer devre kullanılarak rezonans giriş-çıkış bağıntısı denklem 2.15'deki gibi oluşmaktadır.

$$\tilde{V}_{ac} = \tilde{V}_i \cdot \frac{j.X_{L_m} \parallel R_{ac}}{(j.X_{L_m} \parallel R_{ac}) + (j.X_{L_r} - j.X_{C_r})} \quad (2.15)$$

Denklem 2.16’da LLC rezonans dönüştürücülerine ait kazanç denklemi gösterilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{j.\omega.L_m || R_{ac}}{(j.\omega.L_m || R_{ac}) + (j.\omega.L_r + \frac{1}{j.\omega.C_r})} \right| \quad (2.16)$$

LLC rezonans dönüştürücüye ait kalite faktörünü ifade eden Q çıkarımı denklem 2.17’de gösterilmektedir.

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_{ac}} \quad (2.17)$$

LLC dönüştürücülerinde endüktans oranı olarak da bilinen m , mıknatıslama ve rezonans endüktanslarının toplamının rezonans endüktansına oranıyla denklem 2.18’deki gibi ifade edilmektedir.

$$m = \frac{L_m + L_r}{L_r} \quad (2.18)$$

Seri ve paralel dönüştürücülerin aksine devrenin 3 reaktif elemanlı yapısından ötürü iki adet rezonans frekansı mevcuttur ve bunlar denklem 2.19 ve 2.20’de sırasıyla kısa devre ve açık devre olacak şekilde verilmiştir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r.C_r}} \quad (2.19)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2.\pi.\sqrt{(L_r + L_m).C_r}} \quad (2.20)$$

Açık devre rezonans frekansı mıknatıslama endüktansını da içerdiği için her zaman kısa devre rezonans frekansından daha küçüktür. Anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranıyla ifade edilen normalize frekans denklem 2.21’de verilmektedir.

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}} \quad (2.21)$$

Endüktans oranı, normalize frekans ve kalite faktörü cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 2.22’deki gibi gösterilmektedir.

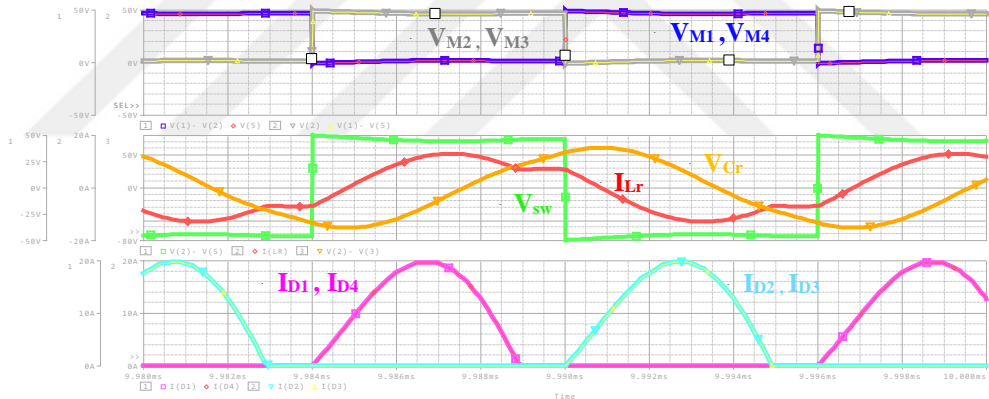
$$K(f_n) = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{1}{m} \cdot (1 - \frac{1}{f_n^2}))^2 + (Q \cdot (f_n - \frac{1}{f_n}))^2}} \quad (2.22)$$

LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer direnç çıkarım denklem 2.23’de paylaşılmıştır.

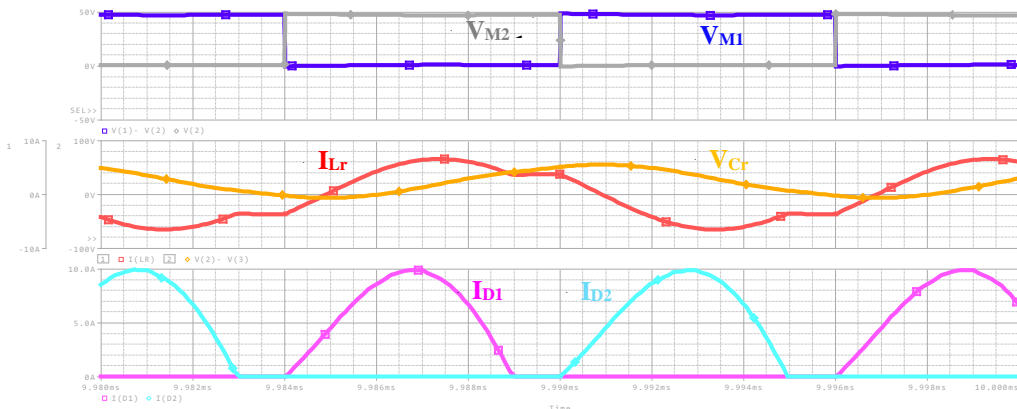
$$R_{ac} = \frac{8.n^2}{\pi^2} R_o \quad (2.23)$$

Diğer dönüştürücü türlerinde de görüldüğü üzere elektrikli araç akü şarj uygulamalarında sıklıkla kullanılan LLC'lerin en büyük avantajları çıkış yükünden bağımsız olacak şekilde ZVS'ye olanak sağlamalarıdır. Ayrıca, tasarımındaki reaktif elemanlara bağlı olarak geniş aralıktaki giriş gerilimini çıkışta dar bir frekans aralığında regüle edebilmektedir.

Anahtarlama frekansının rezonans frekansının altında seçildiği durumda oluşan kritik elemanların akım-gerilim değerlerini gösteren Şekil 2.22'de I_{Lr} rezonans tank akımı M_2 ve M_3 iletimde M_1 ve M_4 kesimdeyken mıknatıslama akımını ifade eden I_{Lm} değerinin altına iner ve dönüştürücü içerisindeki enerji transferi periyot bitmeden önce durdurur. LLC'ler bu modda çalışırken sekonder kısımdaki doğrultucu diyotlar için yumuşak anahtarlama sağlanmış olurken devrenin primer kısmındaki sirkülasyon akımı iletim kayıplarının ciddi bir oranda artışına sebebiyet vermektedir.



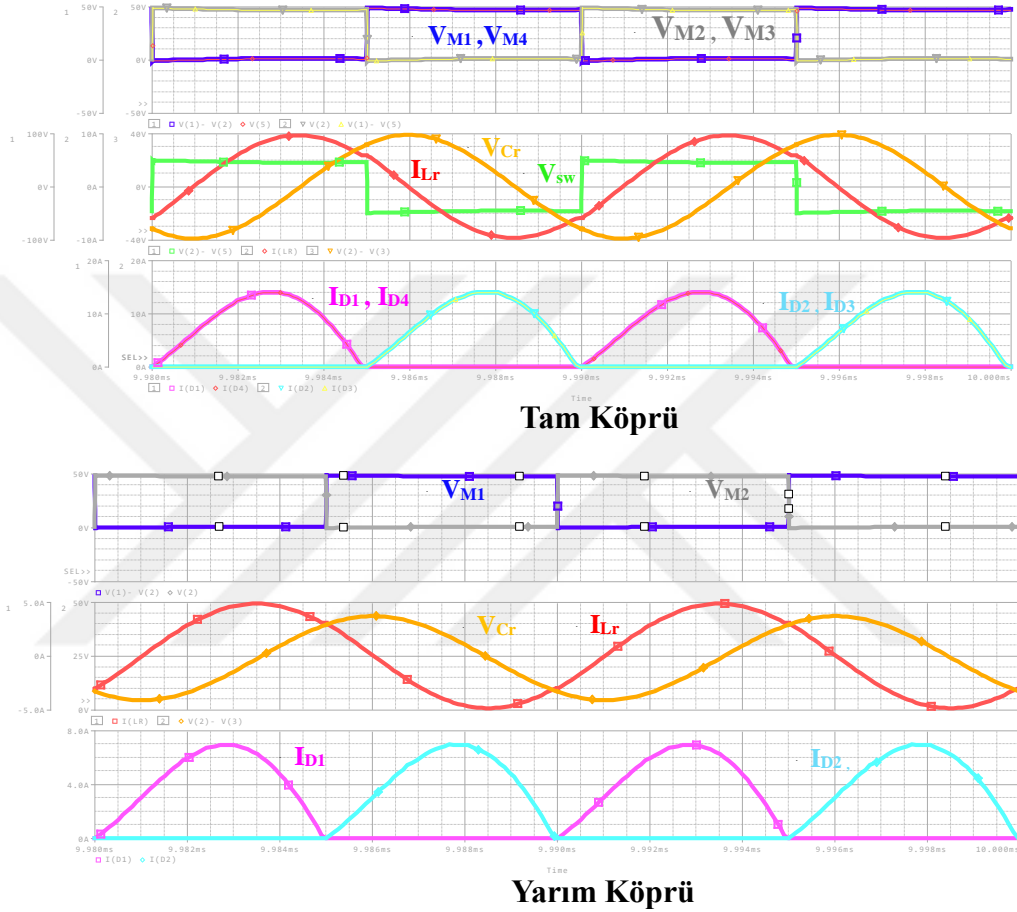
Tam Köprü



Yarım Köprü

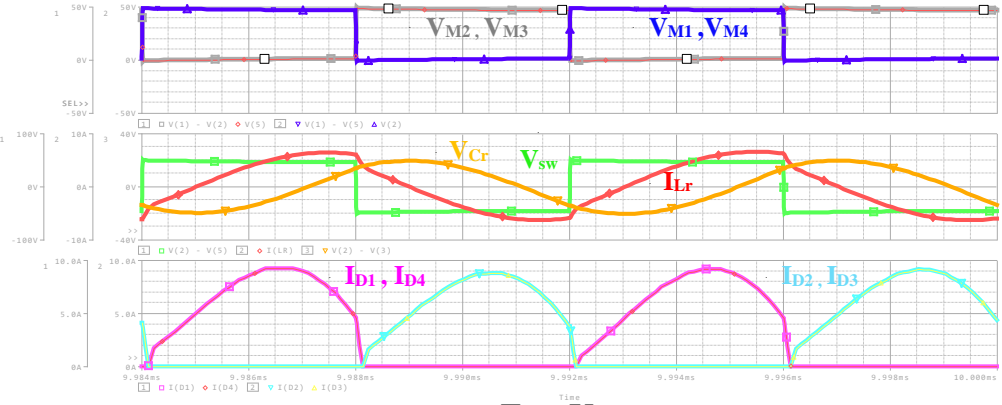
Şekil 2.22 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)

Rezonans frekansında anahtarlama yapıldığı durumda Şekil 2.23’de görüldüğü üzere M_2 ve M_3 MOSFET’leri kesime girdiğinde I_{Lr} ve I_{Lm} birbirlerine eşit olmaktadır ve bu durumda primer taraftan sekonder tarafa enerji aktarımı gerçekleşmemektedir. Bu durumda primer taraftaki MOSFET’lerde ZVS sağlanırken sekonder kısımdaki doğrultucu diyotları üzerinde yumuşak anahtarlama gerçekleştirilmiş olur.

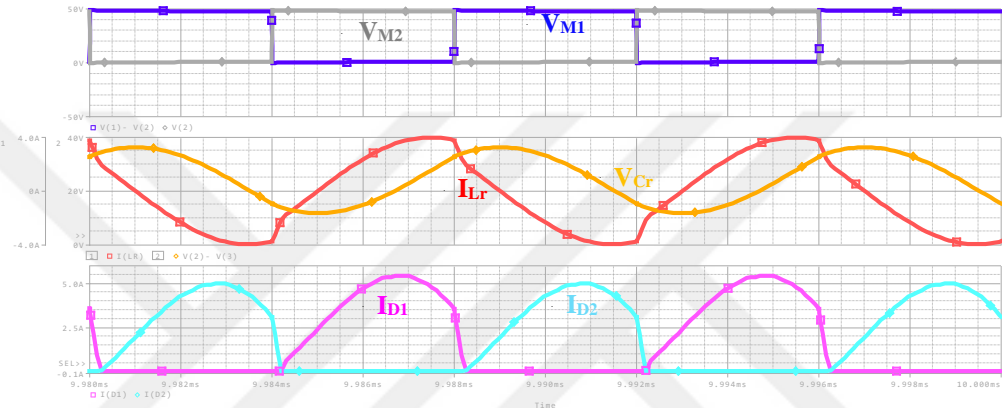


Şekil 2.23 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s = f_r$)

Rezonans frekansının üzerindeki anahtarlama durumunu ifade eden Şekil 2.24’de sekonder kısımda yumuşak anahtarlama Şekil 2.22 ve Şekil 2.23’deki durumların aksine gerçekleşmemektedir. Rezonans frekansının altındaki anahtarlama durumuna kıyasla sirkülasyon akımı daha düşük olduğu gibi iletim kayıpları da daha düşüktür.



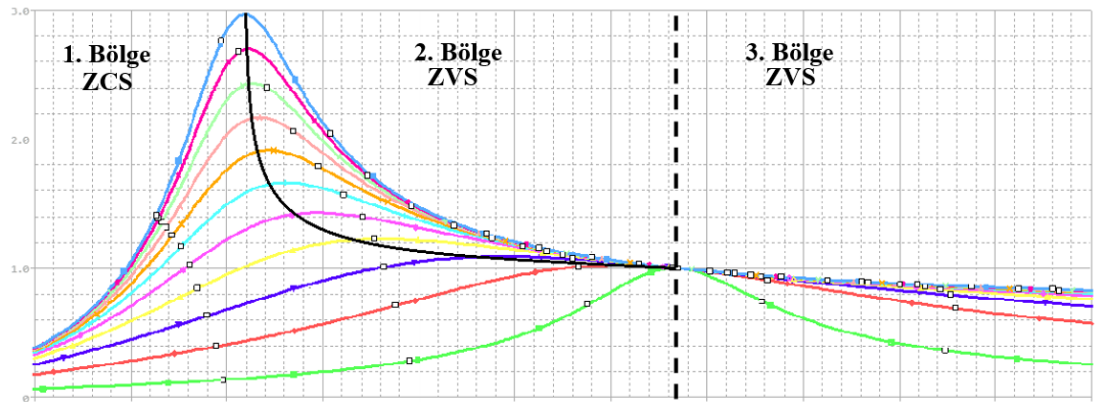
Tam Köprü



Yarım Köprü

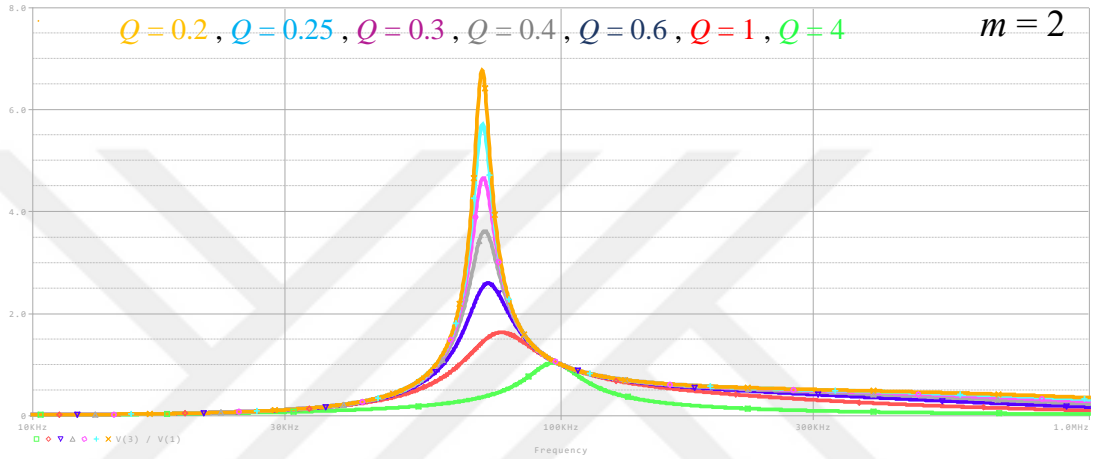
Şekil 2.24 LLC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)

LLC rezonans dönüştürücülerde farklı kalite faktörleriyle ifade edilen kazanç grafiği Şekil 2.25’deki gibi 3 farklı bölgede incelenebilmektedir. ZVS şartlarını sağlaması adına 2. veya 3. bölgede çalışılması gerekirken yüksek verime ulaşmak adına her ne kadar analizi 3. bölgeye nazaran daha karmaşık olsa da 2. bölge tercih edilmektedir (Çetin).



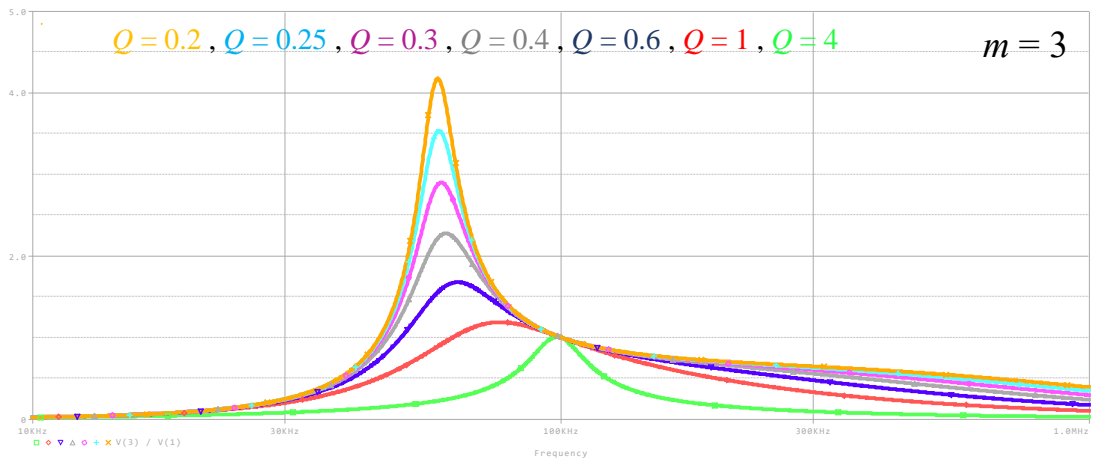
Şekil 2.25 LLC Rezonans Dönüştürücü ZCS ve ZVS Bölgeleri

Şekil 2.26'da endüktans oranının 2'ye eşit olduğu, bir başka deyişle rezonans endüktansı ile mıknatıslama endüktanslarının birbirine eşit olduğu durumda düşük kalite faktöründe yüksek gerilim kazancı, yüksek kalite faktörü olması durumunda ise düşük gerilim kazancına ulaşılmaktadır. Şekil 2.26'da görülebildiği üzere tasarımı gerçekleştirilen bu devre özelinde gerilim kazancı tepe değeri 7 bandına kadar çıkabilmektedir. Normalize gerilim kazanç denkleminin paylaşıldığı denklem 2.22'de Q değeri denklemin paydasında bulunmasından ötürü azalması durumunda kazancın artması gerekmektedir.



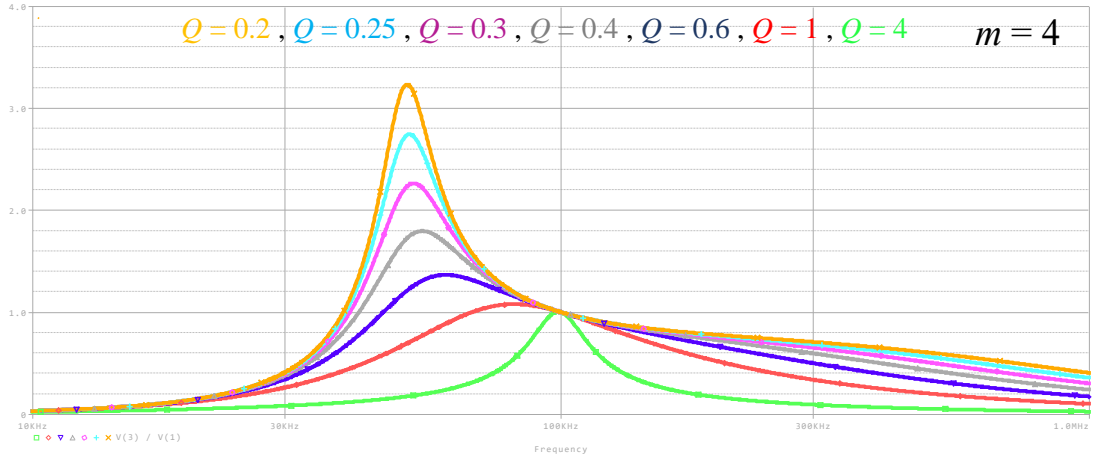
Şekil 2.26 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m = 2$)

Şekil 2.27'de endüktans oranının 3'ye eşit olduğu durum gözlemlenmiştir. Aynı tasarım değerleri göz önüne alındığında gerilim kazancının tepe değerinin 4'ün biraz yukarısında olduğu görülmüştür.

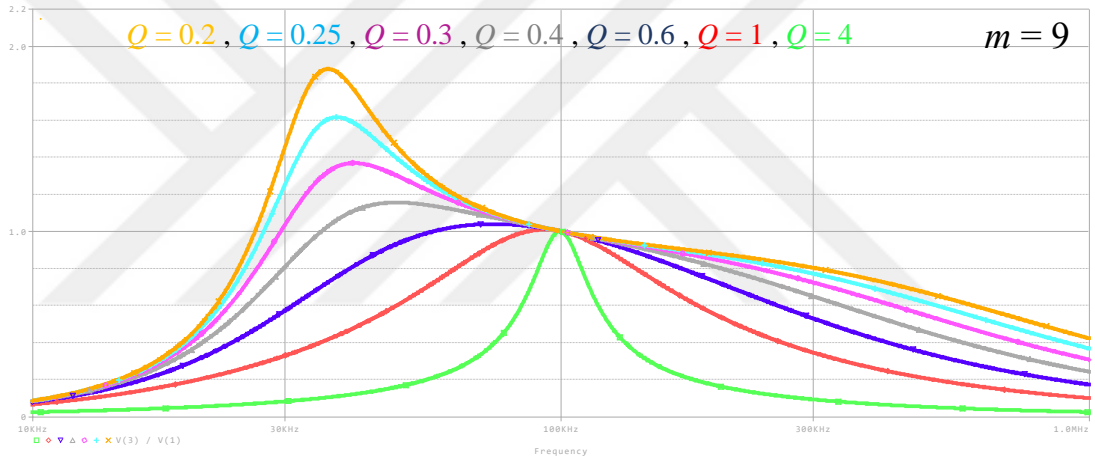


Şekil 2.27 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m = 3$)

Şekil 2.28 ve Şekil 2.29’da endüktans oranının sırasıyla 4 ve 9 değerlerine eşit olduğu durumlara ait gerilim kazanç grafikleri paylaşılmıştır.



Şekil 2.28 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m = 4$)



Şekil 2.29 LLC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($m = 9$)

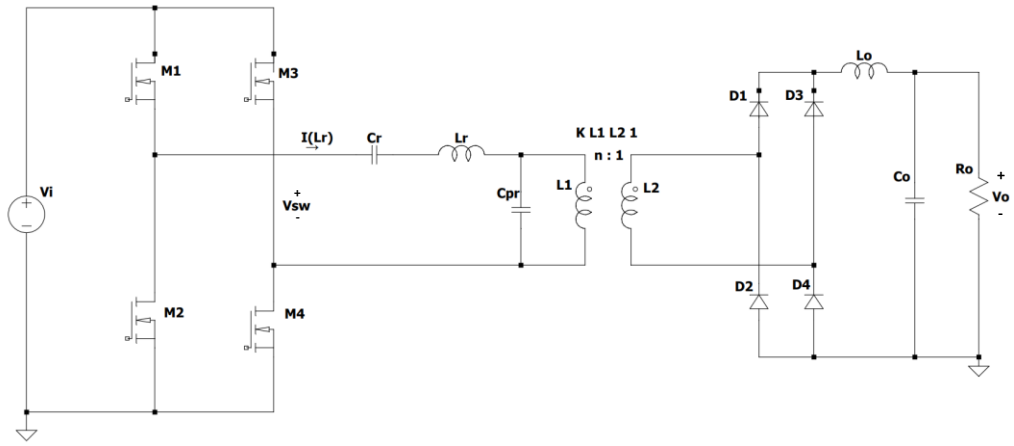
Yukarıda farklı endüktans oranlarına ilişkin verilen aynı tasarıma sahip LLC gerilim kazanç grafiklerinde m değerinin azalması durumunda yüksek gerilim kazancına ulaşıldığı sonucuna ulaşılmıştır. Denklem 2.17’de görüldüğü üzere kalite faktörü ile eşdeğer direnç ters orantı olmakla beraber endüktans oranı ile kazanç ise ters orantılıdır.

2.3.2. LCC Rezonans Dönüştürücüleri

Bu bölümde incelenen LCC dönüştürücü birbirine seri olarak bağlı rezonans kondansatör ve endüktasa ek olarak yüke paralel bağlı olan paralel kondansatörden oluşmaktadır.

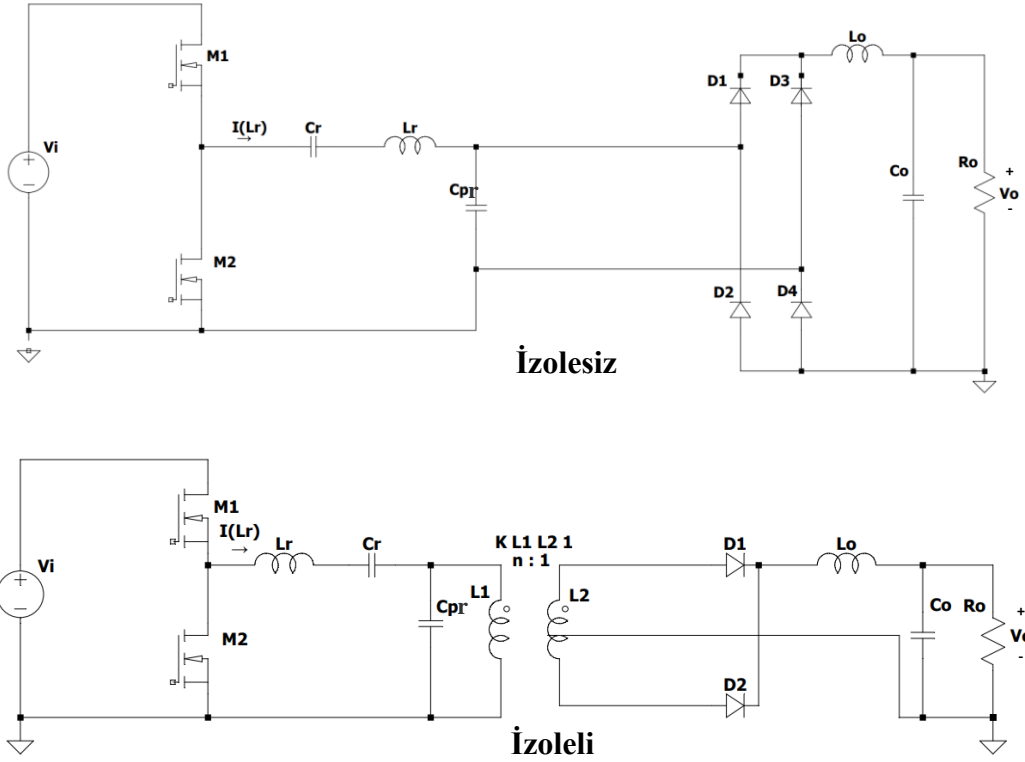
Bir adet endüktans ve iki adet kondansatör ile toplamda 3 adet reaktif elemandan oluşan bu dönüştürücülere literatürde LCC rezonans dönüştürücü denilmektedir. Tam köprü LCC devre yapısı Şekil 2.30'da paylaşılmıştır. Bu şekildeki M_1, M_2, M_3 ve M_4 MOSFET'leri diğer dönüştürücü türlerinde de olduğu üzere girişten gelen DC gerilimi kare dalgaya çevirerek rezonans tankına aktarır. Paralel rezonans dönüştürücülerine benzerliğiyle dikkat çeken LCC'lerde tank kazancı 1'den yüksek olup tank tasarımı geniş bir kazanç aralığında düzenlenebilmektedir. Devrede anahtarlama bloğunda oluşturulan kare dalga ideal trafonun çevrim oranınca sekonder kısma aktarılır ve sonrasında doğrultucu blokta tekrardan DC gerilime çevrilip low-pass filtreden geçirildikten sonra çıkış yüküne ulaşır.

Şekil 2.30'da tam köprü devre yapısı, Şekil 2.31'de yarım köprü devre yapıları paylaşılan LCC dönüştürücüye ait eşdeğer devresi Şekil 2.32'de gösterilmektedir.



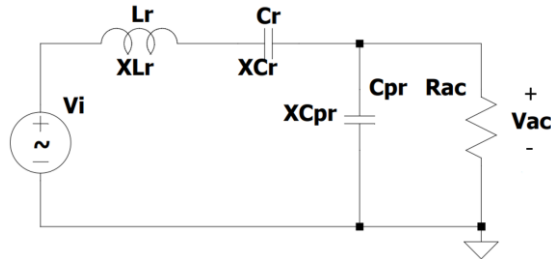
Şekil 2.30 Tam Köprü LCC Rezonans Dönüştürücü

Yarım köprü anahtarlama geriliminin tepe değeri tüm dönüştürücülerde olduğu gibi LCC'lerde de $0-V_i$ arası değişiyor olup M_1 ve M_2 anahtar elemanlarının sırasıyla iletim ve kesime girmesiyle sonuçta ortalama gerilimi kararlı halde $\frac{V_i}{2}$ 'ye eşit olmaktadır. Diğer dönüştürücülerde olduğu üzere izoleli yapısında daha az diyot kullanılarak AC-DC doğrultulması sağlanmaktadır.



Şekil 2.31 Yarı Köprü LCC Rezonans Dönüştürücü Türleri

Şekil 2.32’de eşdeğer devre tasarımı paylaşılan LCC’lerde R_{ac} direnci çıkış yükünün primer taraftan görülen değerini ifade etmektedir.



Şekil 2.32 LCC Rezonans Dönüştürücü Eşdeğer Devresi

Eşdeğer devre şeması kullanılarak rezonans giriş-çıkış bağıntısı denklem 2.24’deki gibi oluşmaktadır.

$$\tilde{V}_{ac} = \tilde{V}_i \cdot \frac{-j.X_{Cpr} \parallel R_{ac}}{(-j.X_{Cpr} \parallel R_{ac}) + (j.X_{Lr} - j.X_{Cr})} \quad (2.24)$$

Denklem 2.25’de LCC rezonans dönüştürücülerine ait kazanç denklemi gösterilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{\frac{1}{j\omega C_{pr}} \parallel R_{ac}}{\left(\frac{1}{j\omega C_{pr}} \parallel R_{ac} \right) + (j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r})} \right| \quad (2.25)$$

Kondansatör oranı, normalize frekans ve kalite faktörü cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 2.26’da gösterilmektedir.

$$K(f_n) = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2 \cdot [1-f_n^2]^2 + \left[\frac{1}{Q} \left(f_n - \frac{A}{f_n(1+A)} \right) \right]^2}} \quad (2.26)$$

LCC dönüştürücülerinde kondansatör oranı olarak da bilinen A, paralel kondansatör ile rezonans kondansatörlerinin oranıyla ifade edilmektedir ve denklemi 2.27’deki gibidir.

$$A = \frac{C_{pr}}{C_r} \quad (2.27)$$

Kalite faktörünü ve LCC dönüştürücü açıl frekansını ifade eden denklemler sırasıyla denklem 2.28’de ve denklem 2.29’da gösterilmektedir (Gilbert).

$$Q = \frac{\pi^2}{8} \cdot n^2 \cdot \frac{R_o}{\omega_o L_r} \quad (2.28)$$

$$\omega_o = \frac{\sqrt{1+A}}{L_r C_{pr}} = 2 \cdot \pi \cdot f_{r2} \quad (2.29)$$

Seri ve paralel dönüştürücülerin aksine devrenin 3 reaktif elemanlı yapısından ötürü iki adet rezonans frekansı mevcuttur ve bunlar denklem 2.30 ve 2.31’de sırasıyla kısa devre ve açık devre için verilmiştir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r C_r}} \quad (2.30)$$

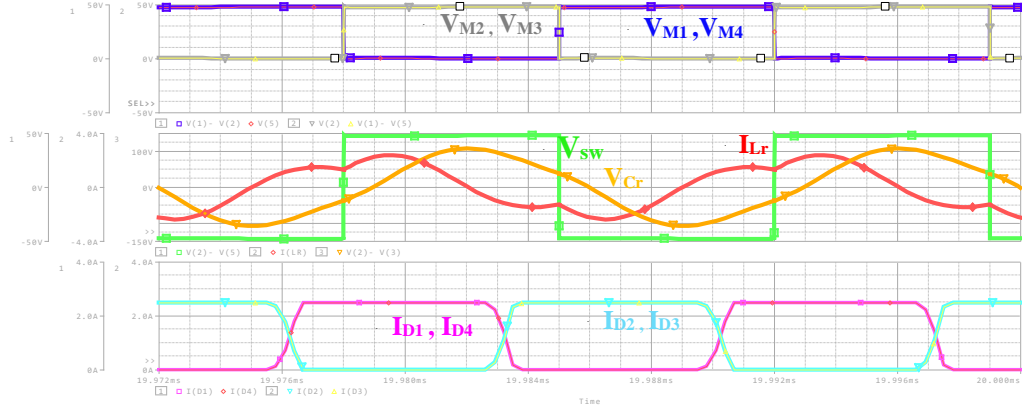
$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_r \cdot (C_r \parallel C_{pr}))}} \quad (2.31)$$

Anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranıyla ifade edilen normalize frekans denklem 2.32’de verilmektedir.

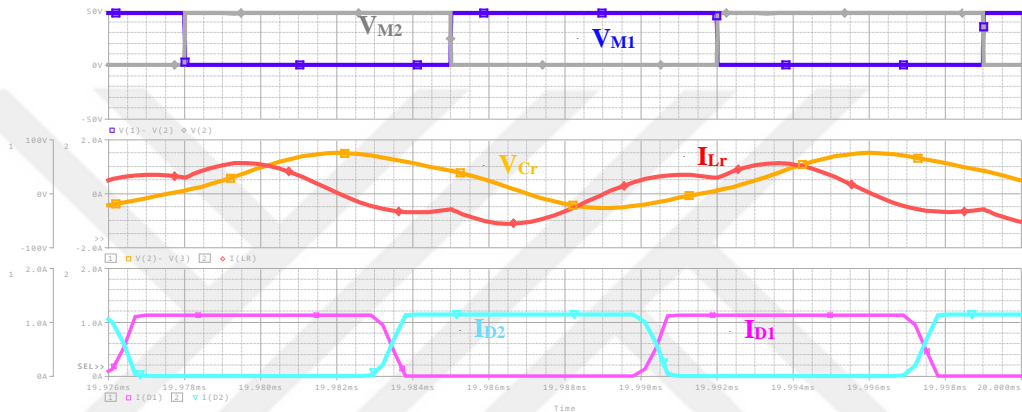
$$f_n = \frac{f_s}{f_{r2}} \quad (2.32)$$

Eşdeğer direnç çıkarım denklem 2.33’de gösterilmektedir (Ma, Xie ve Qian).

$$R_{ac} = \frac{\pi^2 \cdot n^2}{8} R_o \quad (2.33)$$



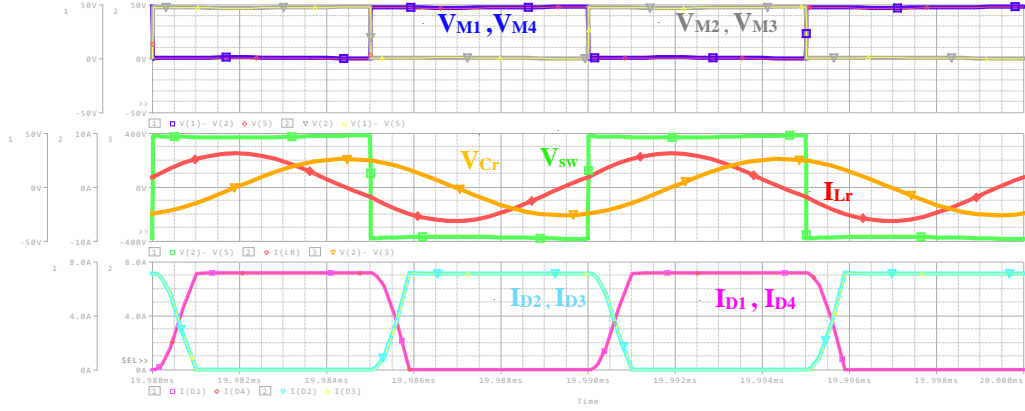
Tam Köprü



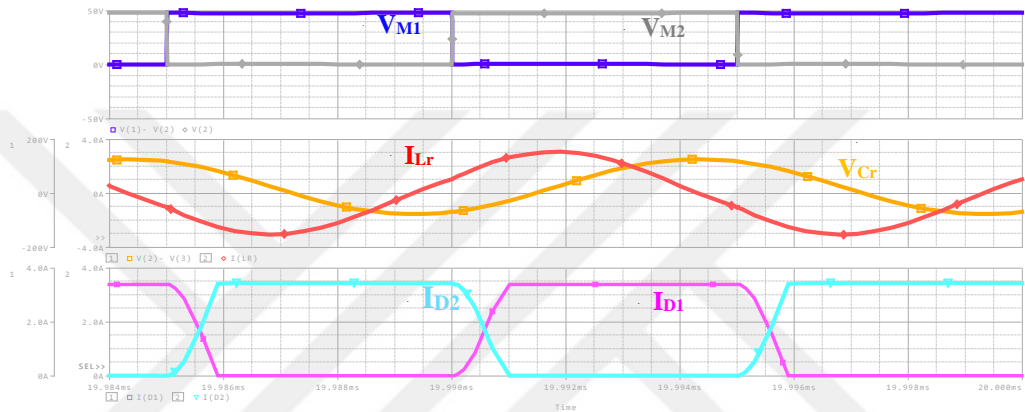
Yarım Köprü

Şekil 2.33 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_s < f_r$)

Şekil 2.33’de LCC rezonans dönüştürücüye ait normalize frekansın 1’den küçük olduğu durumdaki sırasıyla tam köprü ve yarım köprü tasarımlarının akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Her iki tür yapı için de 83.3 kHz anahtarlama frekansı tercih edilmiş olup anahtar elemanları ile rezonans tankındaki kritik elemanların akım-gerilim değerleri incelenmiştir.



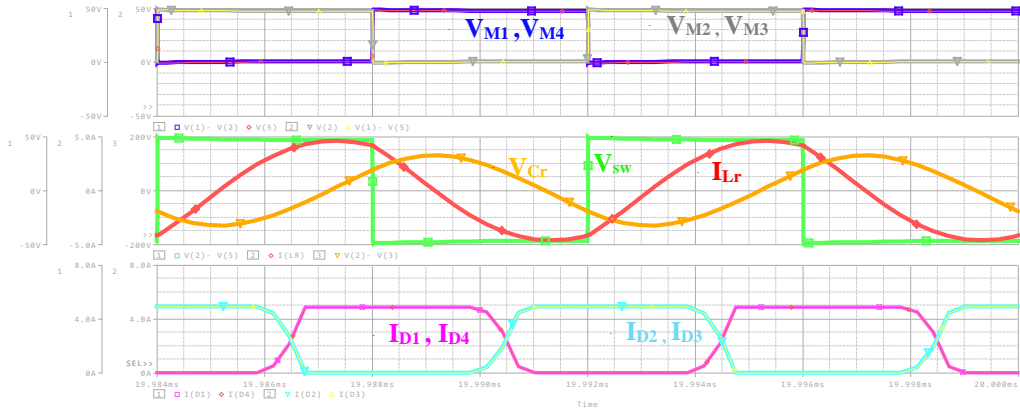
Tam Köprü



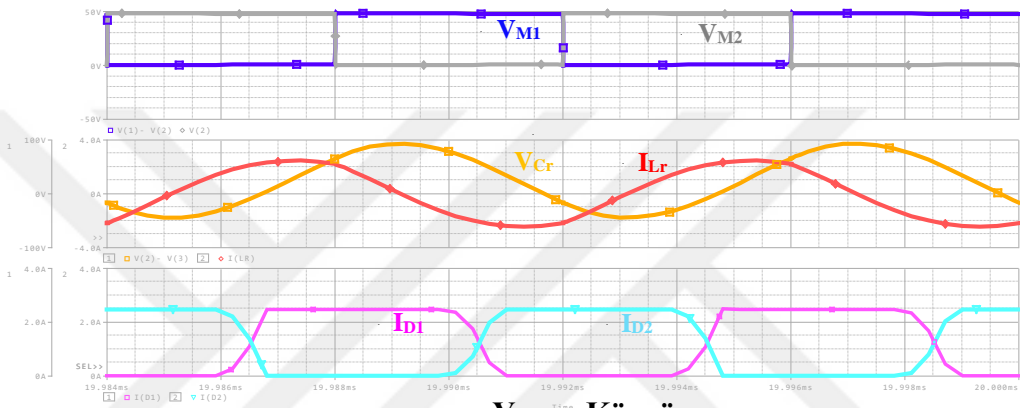
Yarım Köprü

Şekil 2.34 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r = f_s$)

Şekil 2.34’de LCC rezonans dönüştürücüye ait normalize frekansın 1’e eşit olduğu durumdaki sırasıyla tam köprü ve yarım köprü tasarımlarının akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Tam rezonans durumundaki bu incelemede rezonans akımını ifade eden kırmızı eğri tam sinüs şeklindedir.



Tam Köprü

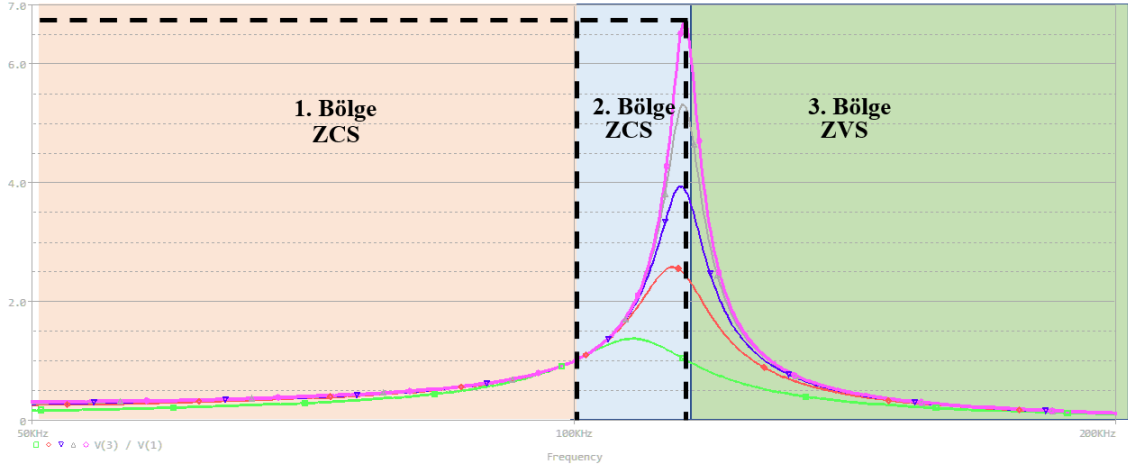


Yarım Köprü

Şekil 2.35 LCC Rezonans Dönüştürücü Akım-Gerilim Değişimleri ($f_r < f_s$)

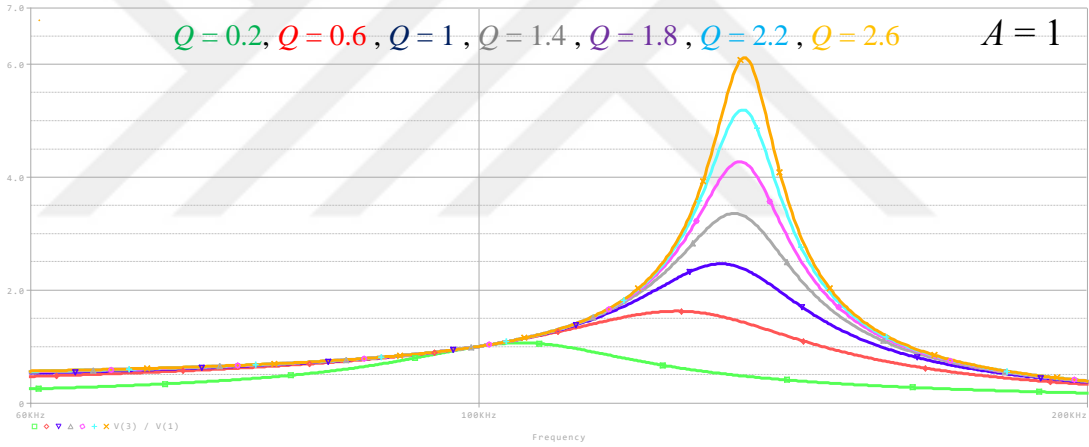
Şekil 2.35’de LCC rezonans dönüştürücüye ait normalize frekansın 1’den büyük olduğu durumdaki sırasıyla tam köprü ve yarım köprü tasarımlarının akım-gerilim değişimleri gösterilmiştir. Her iki tür yapı için de 125 kHz anahtarlama frekansı tercih edilmiş olup anahtar elemanları ile rezonans tankındaki kritik elemanların akım-gerilim değerleri incelenmiştir. Şekil 2.33, Şekil 2.34 ve Şekil 2.35 farklı normalize frekans değerlerine sahip incelemeler yapılmış olup tüm şekillerdeki MOSFET, rezonans kondansatörü ve anahtarlama gerilimi eğrilerinin aynı oldukları gözlemlenmiştir.

LCC rezonans dönüştürücülerde farklı kalite faktörleriyle ifade edilen kazanç grafiği Şekil 2.36’daki gibi 3 farklı bölgede incelenebilmektedir. ZVS şartlarını sağlaması adına 3. bölgede çalışılması gerekmektedir.



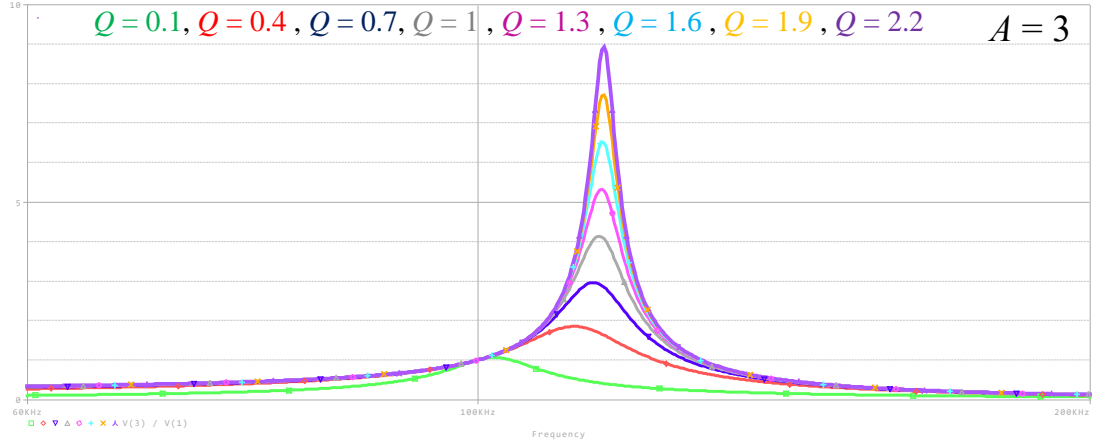
Şekil 2.36 LCC Rezonans Dönüştürücü ZCS ve ZVS Bölgeleri

Şekil 2.37’de kondansatör oranının 1’e eşit olduğu durum gözlemlenmiştir. Gerilim kazancının tepe değerinin en yüksek olduğu eğride en yüksek kalite faktörünün seçildiği gösterilmiştir.

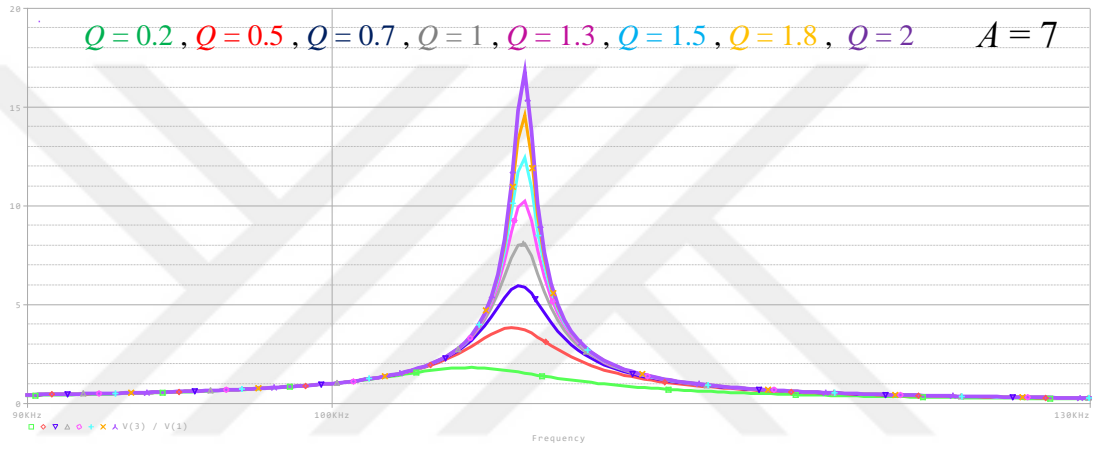


Şekil 2.37 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A = 1$)

Şekil 2.38 ve Şekil 2.39’da kondansatör oranının sırasıyla 3 ve 7 değerlerine eşit olduğu durumlara ait gerilim kazanç grafikleri paylaşılmış olup kondansatör oranının artmasıyla devrenin gerilim kazancının arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 2.38 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A=3$)



Şekil 2.39 LCC Logaritmik Gerilim Kazanç Gösterimi ($A = 7$)

Kondansatör faktörünün 1, 3 ve 7 olarak alındığı Şekil 2.37, Şekil 2.38 ve Şekil 2.39 sırasıyla paylaşılmıştır. Kazancın yanı sıra A değerinin artması durumunda tepe kazancının da arttığı ancak bu durumda daha dar bir bant genişliğinin oluştuğu gözlemlenmiştir. LCC rezonans dönüştürücüye ait normalize kazanç çıkarımının paylaşıldığı denklem 2.26'da anlaşıldığı üzere kalite faktörü ile gerilim kazancı doğru orantılıdır.

3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI

Tezin bu bölümünde, daha önceki bölümlerde analizi yapılmış olan tüm rezonans dönüştürücülerin tasarımlarına ait yapım aşamaları teker teker verilecektir. Tablo 3.1’de sırasıyla giriş gerilimi, çıkış gerilimi, çıkış gücü, rezonans frekansı çevrim oranları ve minimum verim yüzdesi verilmiş olup analizin kolaylığı açısından tüm değerlendirmeler hem rezonans hem de anahtarlama frekansı 100 kHz olacak şekilde gerçekleştirilmiştir.

Tablo 3.1 Rezonans Dönüştürücü Ön Tasarım Kriterleri

Gereklilikler	Değer	Birim
Giriş Gerilimi (V_i)	48	V
Çıkış Gerilimi (V_o)	24	V
Çıkış Gücü (P_o)	200	W
Rezonans Frekansı (f_r)	100	kHz
Çevrim Oranı (n:1)	2:1	-
Verim	> %90	-

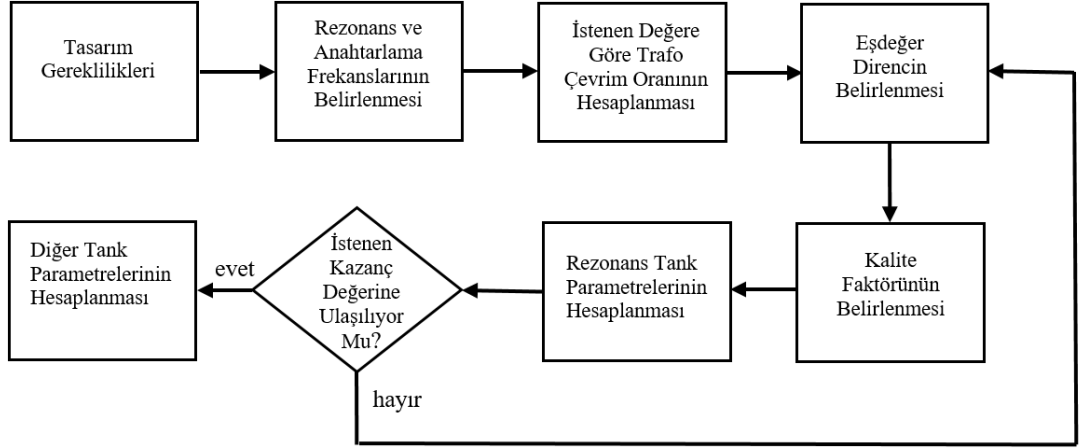
Tablo 3.1’de rezonans frekansı ve çevrim oranı verilen rezonans dönüştürücülerde sırasıyla hesaplanacak ilk parametre eşdeğer dirençtir. Rezonans açısal frekansı, anahtarlama açısal frekansı ve normalize frekans değerleri sırasıyla denklem 3.1, denklem 3.2 ve denklem 3.3’de paylaşılmıştır.

$$\omega_r = 2\pi \cdot f_r \quad (3.1)$$

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

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_r} \quad (3.3)$$

3.1. SRC Tasarımı



Şekil 3.1 SRC Tasarım Akış Şeması

Bu aşamadaki hesaplamalar Şekil 3.1'deki devre tasarım akış şemasına göre yapılacaktır. İlk olarak rezonans ve anahtarlama frekanslarının belirlenmesinden sonra ideal trafonun çevrim oranı seçilmelidir. Denklem 3.4'de fourier serisi kullanılarak kare dalga sinyalinin genliğinin çıkarımı gösterilmiştir.

$$V_{sw} = \frac{4.V}{\pi} \cdot (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + ..) \quad (3.4)$$

Denklem 3.4'deki Fourier Serisi hesabı kullanılarak çıkış gücünün RMS değeri, eşitliğin sol tarafında olacak şekilde denklem 3.5'de eşdeğer direnç çıkarımı oluşturulmaktadır.

$$\frac{(\frac{4.V_o}{\pi \cdot \sqrt{2}} n)^2}{R_{ac}} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.5)$$

Denklem 3.5'deki denklem sadeleştirilerek eşdeğer direnç çıkarımına denklem 3.6'da ulaşılabilmektedir.

$$R_{ac} = \frac{8.n^2}{\pi^2} R_o \quad (3.6)$$

Eşdeğer direncin hesaplanması için bir diğer yol ise giriş gücü ile çıkış gücünün akım cinsinden ifade edilmesi şeklindedir ve bu ifade denklem 3.7'de gösterilmiştir.

$$(\frac{I_{Lr}}{\sqrt{2}})^2 R_{ac} = R_o (\frac{2n.I_{Lr}}{\pi})^2 \quad (3.7)$$

Denklem 3.7'deki denklem sadeleştirilerek eşdeğer direnç çıkarımına denklem 3.8'de ulaşılabilmektedir.

$$R_{ac} = \frac{8.n^2}{\pi^2} R_o = \frac{8.2^2}{\pi^2} \cdot 3 = 10 \Omega \quad (3.8)$$

Eşdeğer yük direnci değeri bulunduktan sonra rezonans tank parametreleri ve kalite faktörü bulunabilmektedir. Denklem 3.9'daki denklem kullanılarak en uygun kalite faktörü seçildikten sonrasında ($Q = 1$ olarak alınmıştır) sırasıyla rezonans kondansatör ve rezonans endüktans parametreleri bulunur.

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_{ac}} = 1 \quad (3.9)$$

Şekil 3.1'de devre akış şemasında da görüldüğü üzere öncelikle rezonans frekansı belirlenmesi, eşdeğer direnç hesabı ve kalite faktörünün seçilmesinden sonra ilk bulunacak rezonans tank elemanı denklem 3.10'daki gibi rezonans kondansatörü olacaktır.

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q \cdot f_r \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 10} = 159 \times 10^{-9} F \quad (3.10)$$

Denklem 3.10'da hesaplanan C_r değeri kullanılarak rezonans endüktansına denklem 3.11'den ulaşılabilmektedir.

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \times 10^3)^2 \cdot (159 \times 10^{-9})} = 15.9 \times 10^{-6} H \quad (3.11)$$

Rezonans frekansı denklem 3.12'deki gibi bulunmaktadır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{15.9 \times 10^{-6} \times 159 \times 10^{-9}}} = 100 \text{ kHz} \quad (3.12)$$

Eşdeğer devre tasarımı üzerinden devrede kullanılan elemanların empedansları cinsinden kazanç ifadesi denklem 3.13'de gösterilmiştir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{R_{ac}}{R_{ac} + j \cdot X_{Lr} - j \cdot X_{Cr}} \right| \quad (3.13)$$

Denklem 3.13'deki kazanç denkleminin payı 1'e eşit olacak şekilde sadeleştirme işlemi yapıldıktan sonraki ifadeye denklem 3.14'e ulaşılabılır.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \frac{j \cdot X_{Lr}}{R_{ac}} - \frac{j \cdot X_{Cr}}{R_{ac}}} \right| \quad (3.14)$$

Mutlak değeri alınıp ω cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 3.15’de paylaşılmıştır.

$$K = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_r}{R_{ac}}\right)^2 - \left(\frac{1}{\omega C_r R_{ac}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_r}{R_{ac}}\right)^2 - \left(\frac{1}{\omega C_r R_{ac}}\right)^2}} \quad (3.15)$$

Eşdeğer direncin açısal frekans cinsinden ifade edilerek sadeleştirildiği kazanç çıkarımı denklem 3.16’da verilmiştir.

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_r Q}{L_r \omega_r}\right)^2 - \left(\frac{Q}{\omega C_r L_r \omega_r}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega Q}{\omega_r}\right)^2 - \left(\frac{Q}{\omega C_r L_r \omega_r}\right)^2}} \quad (3.16)$$

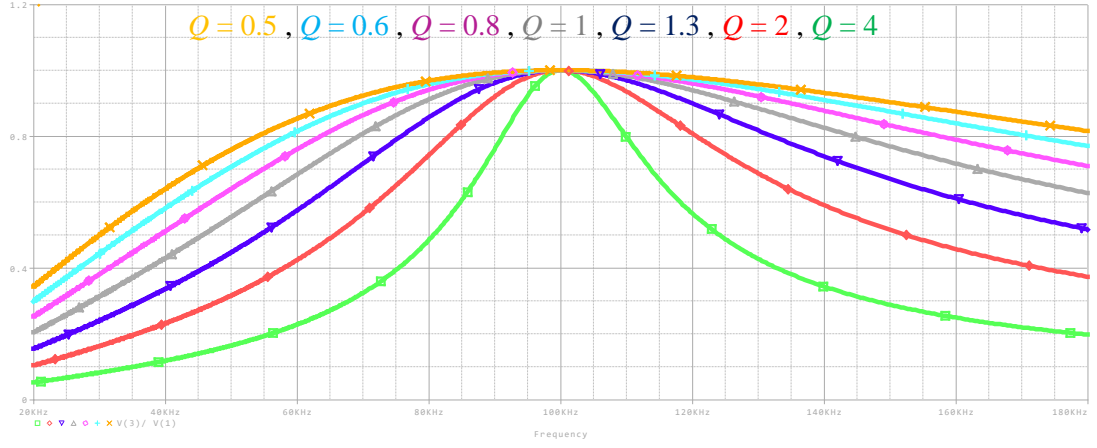
Rezonans endüktans ve rezonans kondansatörünün açısal frekans şeklinde ifade edilmesinden sonra ortaya çıkan kazanç ifadesi denklem 3.17’deki gibi ortaya çıkmıştır.

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r} Q\right)^2 - \left(\frac{\omega_r}{\omega} Q\right)^2}} \quad (3.17)$$

Denklem 3.17’de elde edilen ve ω cinsinden ifade edilen kazanç ifadesinin normalize açısal frekans cinsinden gösterildiği ifade denklem 3.18’de ortaya konulmuştur.

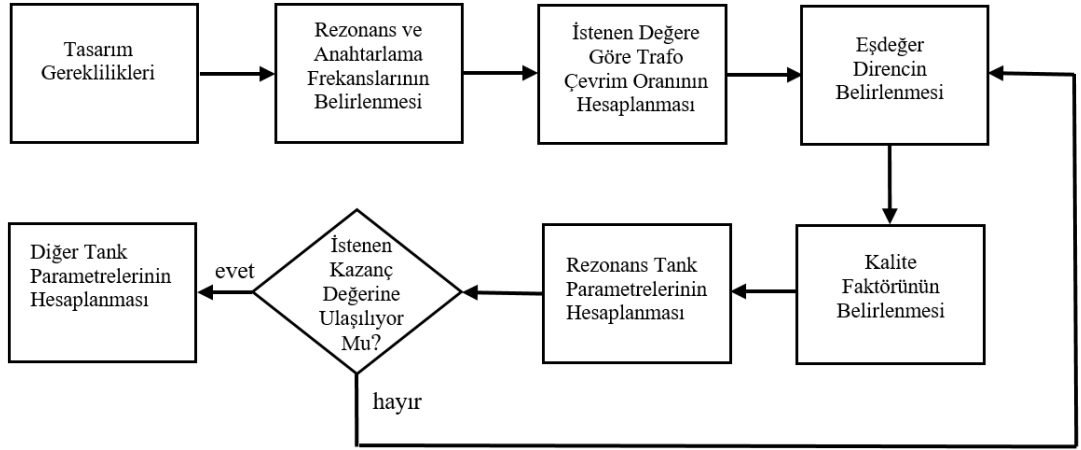
$$K(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (3.18)$$

Şekil 3.2’de tipik bir SRC devresine ait gerilim kazanç eğrisi paylaşılmıştır. Eğride yatay eksen 20 kHz - 180 kHz arasında lineer değişecek şekilde gösterimi yapılmış olup kalite faktörünün kazanç tepe değerine etkisinin olmadığı ortaya konulmuştur. Empedans uyumu noktası olan 100 kHz frekansında tüm kalite faktörlerinden maksimum gerilim kazancı olan 1’e ulaşıldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.2 SRC Linear Gerilim Kazancı

3.2. PRC Tasarımı



Şekil 3.3 PRC Tasarım Akış Şeması

Bu aşamadaki hesaplamalar Şekil 3.3'deki devre tasarım akış şemasına göre yapılacaktır. İlk olarak rezonans ve anahtarlama frekanslarının belirlenmesinden sonra ideal trafonun çevrim oranı seçilmelidir. Çıkış gücünün RMS değeri eşitliğin sol tarafında olacak şekilde eşdeğer direnç çıkarımı denklem 3.19'daki gibi oluşturulmaktadır.

$$\frac{\left(\frac{\pi \cdot V_o \sqrt{2} \cdot n}{4}\right)^2}{R_{ac}} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.19)$$

Denklem 3.19'deki denklem sadeleştirilerek sonuçta eşdeğer direnç değerine denklem 3.20'deki gibi ulaşılabilmektedir (Hashimoto, Ninomiya ve Tanaka).

$$R_{ac} = \frac{\pi^2 \cdot n^2}{8} R_o = \frac{\pi^2 \cdot 2^2}{8} \cdot 3 = 14.8 \Omega \quad (3.20)$$

Eşdeğer yük direnci değeri bulunduktan sonra rezonans tank parametreleri ve kalite faktörü hesaplanabilmektedir. Denklem 3.21'deki denklem kullanılarak en uygun kalite faktörü seçildikten sonra ($Q = 2.5$ olarak alınmıştır) sırasıyla rezonans kondansatörü ve rezonans endüktansı bulunur.

$$Q = \frac{R_{ac}}{\omega_r L_r} = \frac{R_{ac}}{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}} = \frac{14.8}{2\pi f_r L_r} = 2.5 \quad (3.21)$$

Denklem 3.21'de seçilen kalite faktörü eşitliği de kullanarak $\frac{L_r}{C_r}$ oranı ortaya çıkmaktadır. Daha sonrasında denklem 3.22'de rezonans frekansı denklemi kullanılarak bu iki değer çarpımları sonucuna da ulaşılabilmekte ve sonuç olarak çarpımları ve oranları bilinen iki eleman biri diğerinin yerine yazılarak sonuca ulaşılabilmektedir.

$$\frac{R_{ac}}{Q} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 5.92, \frac{L_r}{C_r} = 35, L_r \times C_r = 2.533 \times 10^{-12} \quad (3.22)$$

Rezonans tankında bulunan elemanlar kullanılarak hesaplanan f_r eşitliği denklem 3.23'deki gibidir.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{9.4 \times 10^{-6} \times 269 \times 10^{-9}}} = 100 \text{ kHz} \quad (3.23)$$

3.24 numaralı denklemde eşdeğer devresinin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranından kazanç denklemine ulaşılabilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{-j.X_{C_r} \parallel \frac{1}{R_{ac}}}{-j.X_{C_r} \parallel \frac{1}{R_{ac}} + j.X_{L_r}} \right| \quad (3.24)$$

Eşdeğer dirence paralel bağlı C_r ve seri bağlı L_r değerlerinin empedansları biçiminde kazanç ifadesi ω cinsinden denklem 3.25'deki gibi verilmektedir.

$$|K(\omega)| = \left| \frac{\frac{1}{j.\omega.C_r + \frac{1}{R_{ac}}}}{\frac{1}{j.\omega.C_r + \frac{1}{R_{ac}}} + j.\omega.L_r} \right| = \left| \frac{\frac{1}{\frac{(j.\omega.C_r).R_{ac} + 1}{R_{ac}}}}{\frac{1}{\frac{(j.\omega.C_r).R_{ac} + 1}{R_{ac}}} + j.\omega.L_r} \right| \quad (3.25)$$

Yapılan payda eşitlemelerden sonra ω cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 3.26'da gösterilmiştir.

$$|K(\omega)| = \left| \frac{\frac{R_{ac}}{\frac{(j.\omega.C_r).R_{ac} + 1}{R_{ac}}}}{\frac{R_{ac}}{\frac{(j.\omega.C_r).R_{ac} + 1}{R_{ac}}} + j.\omega.L_r} \right| = \left| \frac{R_{ac}}{R_{ac} + (j.\omega.L_r).[(j.\omega.C_r).R_{ac} + 1]} \right| \quad (3.26)$$

Devam eden payda eşitleme işlemlerinden sonra açısal frekans cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 3.27'de gösterilmiştir.

$$|K(\omega)| = \left| \frac{1}{1 + \frac{(j\omega L_r)(j\omega C_r) R_{ac} + 1}{R_{ac}}} \right| = \left| \frac{1}{1 + (j^2 \omega^2 L_r C_r) + \left(\frac{j\omega L_r}{R_{ac}}\right)} \right| \quad (3.27)$$

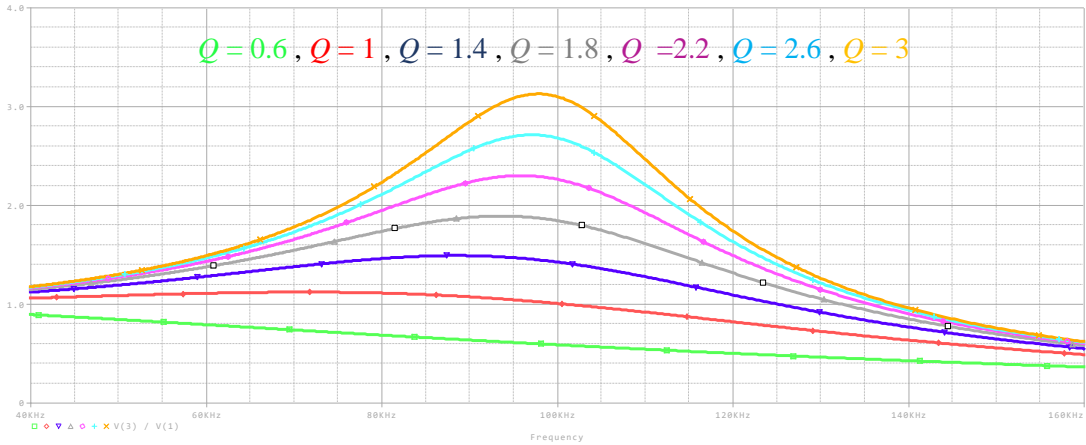
Mutlak değeri alınıp ω cinsinden ifade edilen paralel rezonans dönüştürücü kazanç ifadesi denklem 3.28'de paylaşılmıştır.

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{1}{(1 - \omega^2 L_r C_r)^2 + \left(\frac{\omega L_r}{R_{ac}}\right)^2}} \quad (3.28)$$

L_r ve C_r elemanlarının çarpımlarının açısal rezonans frekansının karesinin çarpmaya göre tersine eşit olduğu bilindiğine göre kazanç çıkarımının normalize frekans cinsinden gösterimi denklem 3.29'daki gibidir.

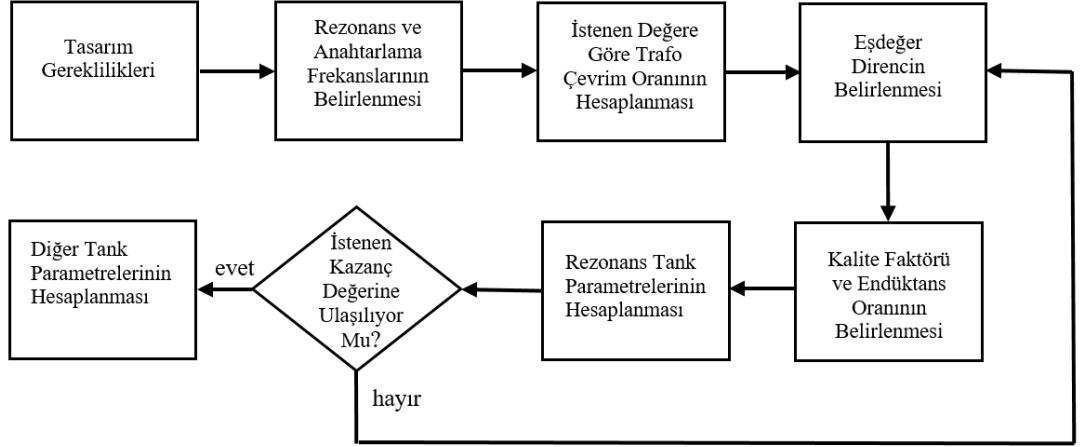
$$K(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q}\right)^2}} \quad (3.29)$$

Şekil 3.4'de tipik bir PRC devresine ait gerilim kazanç eğrisi paylaşılmıştır. Yatay eksen 40 kHz - 160 kHz arasında lineer değişecek şekilde gösterimi yapılan kazanç eğrisinde yüksek kalite faktörü seçimi durumunda kazancın arttığı gözlemlenmiştir.



Şekil 3.4 PRC Lineer Gerilim Kazancı

3.3. LLC Tasarımı



Şekil 3.5 LLC Tasarım Akış Şeması

Bu aşamadaki hesaplamalar Şekil 3.5’deki devre tasarım akış şemasına göre yapılacaktır. İlk olarak rezonans ve anahtarlama frekanslarının belirlenmesinden sonra ideal trafonun çevrim oranı seçilmelidir. Bu noktada çıkış yükü üzerindeki gerilim farkı ve kazanç denklemlerinden faydalanılarak çevrim oranına ulaşılabilir. Denklem 3.4’de bulunan Fourier Serisi denklemi kullanılarak çıkış gücünün RMS değeri eşitliğin sol tarafında olacak şekilde eşdeğer direnç çıkarımı denklem 3.30’daki gibi oluşturulmaktadır.

$$\left(\frac{4.V_o.n}{\pi.\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.30)$$

Denklem 3.30’daki denklem sadeleştirilerek sonuçta eşdeğer direnç çıkarımına ulaşılabilir.

$$R_{ac} = \frac{8.n^2}{\pi^2} R_o \quad (3.31)$$

Eşdeğer direncin hesaplanması için bir diğer yol ise güç hesabının akım cinsinden ifade edilmesi şeklindedir ve bu ifade denklem 3.32’de gösterilmiştir.

$$\left(\frac{I_{Lr}}{\sqrt{2}}\right)^2 . R_{ac} = R_o . \left(\frac{2n.I_{Lr}}{\pi}\right)^2 \quad (3.32)$$

Denklem 3.32’deki denklem sadeleştirilerek sonuçta eşdeğer direnç değerine denklem 3.33’de ulaşılabilir.

$$R_{ac} = \frac{8.n^2}{\pi^2} R_o = \frac{8.2^2}{\pi^2} . 3 = 10 \Omega \quad (3.33)$$

Eşdeğer yük direnci değeri bulunduktan sonra rezonans tank parametreleri ve kalite faktörü bulunabilmektedir. Denklem 3.34 kullanılarak en uygun endüktans oranı ($m = 4$ olarak alınmıştır) ve denklem 3.35'deki kalite faktörü ($Q = 0.4$ olarak alınmıştır) seçildikten sonrasında sırasıyla rezonans kondansatörü ve rezonans endüktansı bulunur.

$$m = \frac{L_m + L_r}{L_r} \quad (3.34)$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \cdot \frac{1}{R_{ac}} = \frac{\omega_r \cdot L_r}{R_{ac}} = \frac{1}{\omega_r \cdot C_r \cdot R_{ac}} = 0.4 \quad (3.35)$$

Sırasıyla f_r , R_{ac} , Q ve m değerlerinin belirlenmesinden sonra rezonans tankında ilk olarak C_r değeri denklem 3.36'daki gibi bulunmaktadır.

$$C_r = \frac{1}{2\pi \cdot Q \cdot f_r \cdot R_{ac}} = \frac{1}{2\pi \times 0.4 \times 100 \times 10^3 \times 10} = 398 \times 10^{-9} F \quad (3.36)$$

Denklem 3.36'da C_r 'nin hesaplanmasının ardından L_r denklem 3.37'deki gibi hesaplanmaktadır.

$$L_r = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2 \cdot C_r} = \frac{1}{(2\pi \cdot 100 \times 10^3)^2 \cdot (398 \times 10^{-9})} = 6.36 \times 10^{-6} H \quad (3.37)$$

Rezonans tankında 2 adet endüktans ve 1 adet kondansatör içeren yapısından ötürü sırasıyla kısa devre ve açık devre rezonans frekansları bulunan LLC dönüştürücülere ait denklemler sırasıyla denklem 3.38 ve 3.39'de verilmiştir.

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{6.36 \times 10^{-6} \times 398 \times 10^{-9}}} = 100 \text{ kHz} \quad (3.38)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{(6.36 \times 10^{-6} + 19.08 \times 10^{-6}) \cdot 398 \times 10^{-9}}} = 50 \text{ kHz} \quad (3.39)$$

3.40 numaralı denklemde eşdeğer devresinin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranından kazanç denkleminde ulaşılabilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{j \cdot X_{Lm} \parallel R_{ac}}{(j \cdot X_{Lm} \parallel R_{ac}) + (j \cdot X_{Lr} - j \cdot X_{Cr})} \right| \quad (3.40)$$

Eşdeğer dirence paralel bağlı mıknatıslama endüktansı ile diğer elemanların empedansları cinsinden kazanç ifadesi denklem 3.41'deki gibi verilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\frac{j \cdot X_{Lm} \cdot R_{ac}}{j \cdot X_{Lm} + R_{ac}}}{\frac{j \cdot X_{Lm} \cdot R_{ac}}{j \cdot X_{Lm} + R_{ac}} + (j \cdot X_{Lr} - j \cdot X_{Cr})} \right| = \left| \frac{j \cdot X_{Lm} \cdot R_{ac}}{j \cdot X_{Lm} \cdot R_{ac} + (j \cdot X_{Lr} - j \cdot X_{Cr}) \cdot (j \cdot X_{Lm} + R_{ac})} \right| \quad (3.41)$$

Denklemden gerekli payda eşitleme işlemlerinden sonra sadeleştirilmiş kazanç ifadesi denklem 3.42'deki gibidir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \frac{(jX_{Lr} - jX_{Cr})(jX_{Lm} + Rac)}{jX_{Lm}Rac}} \right| \quad (3.42)$$

Denklemin 3.42'de payda kısmındaki çarpma işlemlerinde sonra ortaya çıkan kazanç çıkarımı denklem 3.43'deki gibidir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{j^2 X_{Lr} X_{Lm}}{jX_{Lm}Rac} \right) + \left(\frac{jX_{Lr}Rac}{jX_{Lm}Rac} \right) + \left(\frac{j^2 X_{Cr} X_{Lm}}{jX_{Lm}Rac} \right) + \left(\frac{-jX_{Cr}Rac}{jX_{Lm}Rac} \right)} \right| \quad (3.43)$$

Denklemin 3.43'de gerçekleştirilen payda eşitleme işlemlerinden sonra gerekli sadeleştirmeler gerçekleştirilmiş olup basitleştirilmiş kazanç çıkarımı denklem 3.44'deki gibidir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(-\frac{X_{Lr}}{jRac} \right) + \left(\frac{X_{Lr}}{X_{Lm}} \right) + \left(\frac{X_{Cr}}{jRac} \right) + \left(-\frac{X_{Cr}}{X_{Lm}} \right)} \right| \quad (3.44)$$

Payda kısmında j katsayılı bir terim bırakmamak adına yapılan payda eşitleme işlemi sonucu ulaşılan kazanç ifadesi denklem 3.45'de verilmiştir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{jX_{Lr}}{Rac} \right) + \left(\frac{X_{Lr}}{X_{Lm}} \right) - \left(\frac{jX_{Cr}}{Rac} \right) - \left(\frac{X_{Cr}}{X_{Lm}} \right)} \right| \quad (3.45)$$

Reel ve imajiner kesirlerin sırasıyla gruplandırıldığı eşitlik denklem 3.46'da paylaşılmıştır.

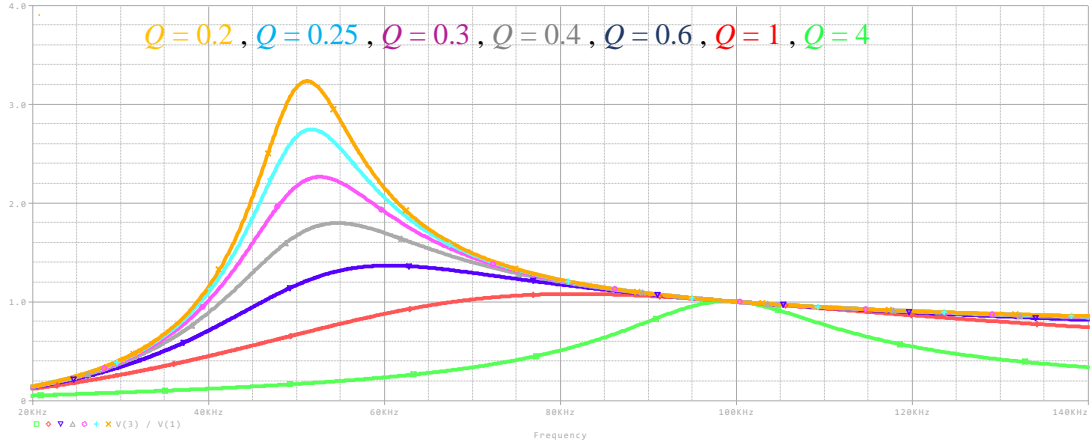
$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{X_{Lr}}{X_{Lm}} \right) - \left(\frac{X_{Cr}}{X_{Lm}} \right) + \left(\frac{jX_{Lr}}{Rac} \right) - \left(\frac{jX_{Cr}}{Rac} \right)} \right| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{X_{Lr} - X_{Cr}}{X_{Lm}} \right) + j \left(\frac{X_{Lr} - X_{Cr}}{Rac} \right)} \right| \quad (3.46)$$

Mutlak değeri alınıp ω cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 3.47'de paylaşılmıştır.

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}}{\omega L_m} \right)^2 + \left(\frac{\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r}}{Rac} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{L_r}{L_m} - \frac{L_r}{\omega^2 L_r L_m C_r} \right)^2 + \left(\frac{\omega L_r}{Rac} - \frac{1}{\omega C_r Rac} \right)^2}} \quad (3.47)$$

Kazanç ifadesinin endüktans oranı, normalize açısal frekans ve kalite faktörü cinsinden ifade edilmiş son hali denklem 3.48'deki gibidir.

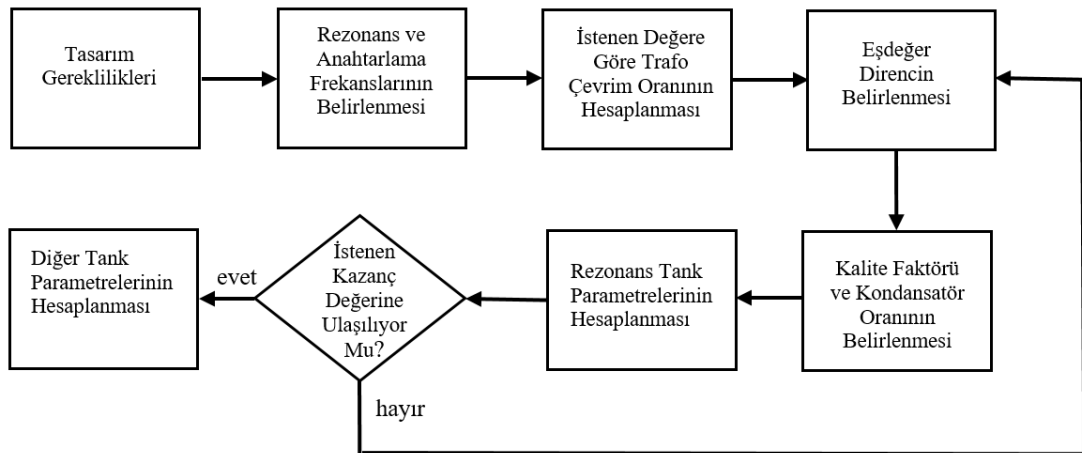
$$K(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{m} \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)^2\right)^2 + \left(Q \cdot \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)\right)^2}} \quad (3.48)$$



Şekil 3.6 LLC Linear Gerilim Kazancı ($m = 4$)

Şekil 3.6’da tasarımı gerçekleştirilen LLC devresine ait gerilim kazanç eğrisi paylaşılmıştır. Yatay eksenini 20 kHz - 140 kHz arasında lineer değişen eğride düşük kalite faktörü seçiminde yüksek kazanç değerlerine ulaşılabilirdiği gözlemlenmiştir. Küçük Q değerlerinde yüksek gerilim kazancına ulaşılıyor olup bu durumda tepe kazanç değeri f_{r2} frekansı noktasında düşük kalite faktörü seçimi gerçekleşmektedir. Kalite faktörünün artması durumunda ise tepe gerilim kazanç değeri azalmakta olup yüksek Q değerlerinde tepe kazanç değeri f_{r1} frekansı noktasında görülmektedir.

3.4. LCC Tasarımı



Şekil 3.7 LCC Tasarım Akış Şeması

Bu aşamadaki hesaplamalar Şekil 3.7'deki devre tasarım akış şemasına göre yapılacaktır. İlk olarak rezonans ve anahtarlama frekanslarının belirlenmesinden sonra ideal trafonun çevrim oranı seçilmelidir. Bu noktada çıkış yükü üzerindeki gerilim farkı ve kazanç denklemlerinden faydalanılarak çevrim oranına ulaşılabılır. Çıkış gücünün RMS değeri eşitliğin sol tarafında olacak şekilde eşdeğer direnç çıkarımı denklem 3.49'daki gibi oluşturulmaktadır.

$$\frac{\left(\frac{\pi V_o \sqrt{2} n}{4}\right)^2}{R_{ac}} = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (3.49)$$

Denklem 3.49'daki denklem sadeleştirilerek sonuçta eşdeğer direnç değerine denklem 3.50'daki gibi ulaşılabilmektedir (Gilbert).

$$R_{ac} = \frac{\pi^2 n^2}{8} R_o = \frac{\pi^2 \cdot 2^2}{8} \cdot 3 = 14.8 \Omega \quad (3.50)$$

Eşdeğer yük direnci değeri bulunduktan sonra rezonans tank parametreleri ve kalite faktörü hesaplanabilmektedir. Tasarımda ilk olarak denklem 3.51'deki gibi en uygun kalite faktörü ($Q = 0.37$ olarak alınmıştır) ve denklem 3.52'deki gibi en uygun kondansatör oranı ($A = 3$ olarak alınmıştır) seçilip rezonans kondansatörü belirlendikten sonra rezonans endüktansı bulunur.

$$A = \frac{C_{pr}}{C_r} = 3 \quad (3.51)$$

$$Q = \frac{\pi^2}{8} \cdot n^2 \cdot \frac{R_o}{\omega_o L_r} = \omega_o \cdot \left(\frac{C_{pr}}{1+A}\right) \cdot R_{ac} = 0.37 \quad (3.52)$$

3.53 numaralı denklemde eşdeğer devresinin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranından kazanç denkleminde ulaşılabilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\tilde{V}_{ac}}{\tilde{V}_i} \right| = \left| \frac{-j X_{Cpr} \| R_{ac}}{-j X_{Cpr} \| R_{ac} + (j X_{Lr} - j X_{Cr})} \right| \quad (3.53)$$

Eşdeğer dirence paralel bağlı paralel kondansatörü ile diğer elemanların empedansları cinsinden kazanç ifadesi denklem 3.54'deki gibi verilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{\frac{-j X_{Cpr} R_{ac}}{-j X_{Cpr} + R_{ac}}}{\frac{-j X_{Cpr} R_{ac}}{-j X_{Cpr} + R_{ac}} + (j X_{Lr} - j X_{Cr})} \right| = \left| \frac{-j X_{Cpr} R_{ac}}{-j X_{Cpr} R_{ac} + (j X_{Lr} - j X_{Cr}) \cdot (-j X_{Cpr} + R_{ac})} \right| \quad (3.54)$$

Denklem 3.54'deki kazanç ifadesinin paydasındaki çarpma işlemi sonucunda denklem 3.55'e ulaşılabilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \frac{(j.X_{Lr} - j.X_{Cr}) \cdot (-j.X_{Cpr} + R_{ac})}{-j.X_{Cpr} \cdot R_{ac}}} \right| \quad (3.55)$$

Denklem 3.55'deki ifadenin paydasındaki çarpma işlemi devam ettirilip tüm elemanlar teker teker yazıldığında denklem 3.56 ortaya çıkmaktadır.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{-j^2 X_{Lr} \cdot X_{Cpr}}{-j \cdot X_{Cpr} \cdot R_{ac}} \right) + \left(\frac{j \cdot X_{Lr} \cdot R_{ac}}{-j \cdot X_{Cpr} \cdot R_{ac}} \right) + \left(\frac{j^2 X_{Cr} \cdot X_{Cpr}}{-j \cdot X_{Cpr} \cdot R_{ac}} \right) + \left(\frac{-j \cdot X_{Cr} \cdot R_{ac}}{-j \cdot X_{Cpr} \cdot R_{ac}} \right)} \right| \quad (3.56)$$

Yapılan çarpma işlemi sonucu sadeleşen ifadelerden sonra basitleştirilmiş kazanç ifadesi denklem 3.57'deki gibidir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{j \cdot X_{Lr}}{R_{ac}} \right) + \left(-\frac{X_{Lr}}{X_{Cpr}} \right) + \left(-\frac{j \cdot X_{Cr}}{R_{ac}} \right) + \left(\frac{X_{Cr}}{X_{Cpr}} \right)} \right| \quad (3.57)$$

Reel ve imajiner kısımların paydada sırasıyla verildiği kazanç ifadesine denklem 3.58'de ulaşılabilmektedir.

$$|K| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{X_{Cr} - X_{Lr}}{X_{Cpr}} \right) + j \cdot \left(\frac{X_{Lr} - X_{Cr}}{R_{ac}} \right)} \right| \quad (3.58)$$

Mutlak değeri alınıp ω cinsinden ifade edilen kazanç ifadesi denklem 3.59'da paylaşılmıştır.

$$|K(\omega)| = \left| \frac{1}{1 + \left(\frac{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cr} - j \cdot \omega \cdot Lr}{\frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cpr}} \right) + j \cdot \left(\frac{j \cdot \omega \cdot Lr - \frac{1}{j \cdot \omega \cdot Cr}}{R_{ac}} \right)} \right| \quad (3.59)$$

C_r ve L_r değerlerinin çarpımlarının rezonans açısal frekansının karesinin çarpma işlemine göre tersine eşit olduğu ve Q ile R_{ac} eşitliklerinin de kullanılmasıyla mutlak değeri alınan ve ω_n cinsinden ifade edilen LCC kazanç ifadesi denklem 3.60'daki gibidir.

$$K(\omega_n) = \frac{1}{\sqrt{(1+A)^2 \cdot [1 - \omega_n^2]^2 + \left[\frac{1}{Q} \left(\omega_n - \frac{A}{\omega_n(1+A)} \right) \right]^2}} \quad (3.60)$$

Rezonans tankında 1 adet endüktans ve 2 adet kondansatör içeren yapısından ötürü kısa devre ve açık devre rezonans frekansları bulunan LCC dönüştürücülere ait denklemler sırasıyla denklem 3.61 ve denklem 3.62’de verilmiştir.

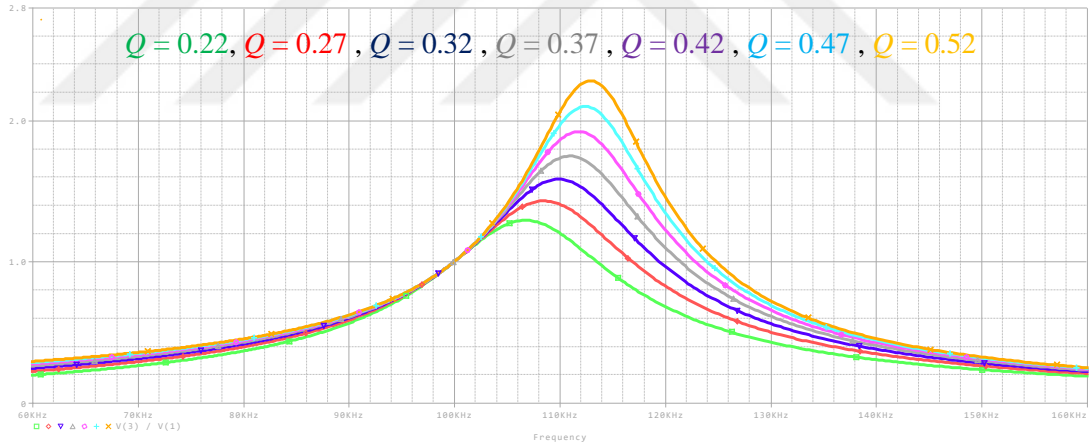
$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{54.6 \times 10^{-6} \cdot 46.4 \times 10^{-9}}} = 100 \text{ kHz} \quad (3.61)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r \left(\frac{C_r C_{pr}}{C_r + C_{pr}} \right)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{54.6 \times 10^{-6} \left(\frac{46.4 \times 10^{-9} \cdot 139.2 \times 10^{-9}}{46.4 \times 10^{-9} + 139.2 \times 10^{-9}} \right)}} = 115.4 \text{ kHz} \quad (3.62)$$

LCC açıl frekansı olarak da bilinen ω_0 ’a ait çıkarımlar hem A , L_r ve C_p hem de açık devre rezonans frekansı cinsinden denklem 3.63’de paylaşılmıştır.

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1+A}{L_r C_p}} = 2\pi \cdot f_{r2} = 725.4 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (3.63)$$

Şekil 3.8’de tasarımı yapılan LCC devresine ait gerilim kazanç eğrisi gösterilmiştir. Yatay eksenini 60 kHz - 160 kHz arasında lineer değişen eğride kalite faktörü ile kazancın doğru orantılı olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 3.8 LCC Lineer Gerilim Kazancı ($A = 3$)

SRC ile LLC rezonans dönüştürücüleri yapısal bağlamda oldukça benzer olup yapılarındaki temel farkın LLC rezonans dönüştürücülerinde çıkış yük direncine paralel bağlı mıknatıslama endüktansına sahip olması ve bu ekstra reaktif eleman sayesinde kazancın birden yüksek çıkabilmesidir. Tüm dönüştürücülere ait verimli çalışma aralıklarının paylaşıldığı Tablo 3.2’de yüksüz durumda çıkış gerilimini regüle edemeyen tek dönüştürücü tipi olan SRC’ler tam yük durumunda yüksek verime çıkabilmektedir. Düşük yük durumunda çıkış direncine paralel bağlı kondansatör elemanından ötürü düşük verimde olan PRC ve LCC’ler tam yük

durumunda yüksek verimli çalışmaktadır. LLC'ler ise Tablo 3.2'de görüldüğü üzere yük durumunda bağımsız olacak şekilde yüksek verimli çalışmaktadır.

Tablo 3.2 Verimli Çalışma Aralığı

Çalışma Aralığı	Yüksüz	Düşük Yüklü	Tam Yüklü
Regüle Edemez	SRC	-	-
Düşük Verimli	PRC, LCC	PRC, LCC	-
Yüksek Verimli	LLC	SRC, LLC	SRC, PRC, LLC ve LCC

Rezonans dönüştürücü kritik parametre çıkarımlarının paylaşıldığı Tablo 3.3'de yapılarındaki benzerlikten ötürü kalite faktörü ve eşdeğer direnç çıkarımları SRC ve LLC tipi rezonans dönüştürücülerde aynıdır. Kısa devre rezonans frekansında yüke paralel bağlı L_m ve C_{pr} reaktif elemanları dahil edilmediği için tüm 4 dönüştürücü türünde de aynı olmakla beraber bu reaktif elemanların rezonansa dahil olmaları durumundaki açık devre rezonans frekansı Tablo 3.3'deki gibi oluşmaktadır. Kalite faktörü ile kazanç SRC ve LLC rezonans dönüştürücülerde ters orantılı iken PRC ve LCC rezonans dönüştürücülerde ise doğru orantılıdır. Eşdeğer direnç değerlerinde sarım sayısı oranı ile ters orantılı olan tek dönüştürücü tipi LCC rezonans dönüştürücü olup diğer türlerde sarım sayısı ile eşdeğer direnç değerleri doğru orantılıdır.

Tablo 3.3 Rezonans Dönüştürücü Kritik Parametre Çıkarımları

Rezonans Dön.	$ K $	$K(\omega_n)$	Q	R_{ac}	f_{r1}	f_{r2}
SRC	$\left \frac{R_{ac}}{j.X_{Lr} - j.X_{Cr} + R_{ac}} \right $	$\frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}}$	$\frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} \sqrt{C_r}}$	$\frac{8.n^2}{\pi^2} R_O$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r.C_r}}$	-
PRC	$\left \frac{-j.X_{Cr} \parallel \frac{1}{R_{ac}}}{-j.X_{Cr} \parallel \frac{1}{R_{ac}} + j.X_{Lr}} \right $	$\frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q} \right)^2}}$	$\frac{R_{ac}}{\sqrt{C_r}}$	$\frac{\pi^2.n^2}{8} R_O$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r.C_r}}$	-
LLC	$\left \frac{j.X_{Lm} \parallel R_{ac}}{(j.X_{Lm} \parallel R_{ac}) + (j.X_{Lr} - j.X_{Cr})} \right $	$\frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega_n^2} \right) \right)^2 + \left(Q \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right)^2}}$	$\frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} \sqrt{C_r}}$	$\frac{8.n^2}{\pi^2} R_O$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r.C_r}}$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{(L_r + L_m).C_r}}$
LCC	$\left \frac{-j.X_{Cp} \parallel R_{ac}}{(-j.X_{Cp} \parallel R_{ac}) + (j.X_{Lr} - j.X_{Cr})} \right $	$\frac{1}{\sqrt{(1+A)^2 [1 - \omega_n^2]^2 + \left[\frac{1}{Q} \left(\omega_n - \frac{A}{\omega_n(1+A)} \right) \right]^2}}$	$\omega_o \cdot \left(\frac{C_p}{1+A} \right) \cdot R_{ac}$	$\frac{8.n^2}{\pi^2} R_O$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r.C_r}}$	$\frac{1}{2.\pi.\sqrt{L_r \left(\frac{C_r.C_p}{C_r + C_p} \right)}}$

4. SONUÇ

Bu tez çalışmasında 48 V giriş gerilimi, 24 V çıkış gerilimi ve 200 W çıkış gücüne sahip rezonans dönüştürücüler incelenmiş olup akım-gerilim değişim eğrileri ile kazanç grafikleri incelenmiştir. Sırasıyla seri rezonans dönüştürücü, paralel rezonans dönüştürücü, LLC rezonans dönüştürücü ve LCC rezonans dönüştürücü türleri incelenmiş olup bu türlerin benzerlikleri ve farklılıkları ile avantaj ve dezavantajlarına değinilmiştir. Dönüştürücü tasarımlarında ideal trafo tercih edilmiş olup trafonun parazitik etkiye sahip elemanları ihmal edilmiştir. İdeal trafonun tercih edilmediği durumda ise rezonans tankında bulunan rezonans endüktansının yerine trafonun kaçak akım endüktansı kullanılarak tasarım gerçekleştirilebilmektedir. Anahtarlama bloğunda anahtar elemanı olarak IRF240 tipi MOSFET tercih edilmiş olup gerekli PSpice modellemeleri kullanılarak simülasyon sonuçları gerçeğe uygun şekilde tasarlanmıştır. Tasarım sonucunda akım-gerilim eğrileri tam köprü ve yarım köprü yapıları için rezonans frekansının altında, rezonans frekansında ve rezonans frekansının üzerinde olacak şekilde gerçekleştirilmiştir.

Sırasıyla seri rezonans dönüştürücü, paralel rezonans dönüştürücü, LLC rezonans dönüştürücü ve LCC rezonans dönüştürücü modellemelerinin incelendiği bu tezde ikinci kısımdaki Rezonans Dönüştürücü Türleri başlığı altında tam köprü ve yarım köprü devre tasarımları ile eşdeğer devre yapıları paylaşılmıştır. Üçüncü kısımdaki Rezonans Dönüştürücü Tasarımı başlığı altındaki kısımda eşdeğer direnç ve kazanç çıkarımlar detaylandırılmış olup dönüştürücü tasarımları ilgili tasarım akış şemalarına göre gerçekleştirilmiştir. Seri rezonans dönüştürücü ve paralel rezonans dönüştürücü yapılarında bulunan birer adet kondansatör ve endüktans elemanlarından ötürü tek bir rezonans frekansına sahiptir. LLC ve LCC rezonans dönüştürücüler ise yapılarında sırasıyla 1 adet kondansatör ile 2 adet endüktans ve 1 adet endüktans ile 2 adet kondansatörden ötürü açık ve kısa devre rezonans frekansları olmak üzere 2 adet rezonans frekansına sahiptir. Açık devre rezonans frekansı yüke paralel bağlı reaktif elemanların etkisini de içermektedir.

Anahtarlama kayıplarını minimize etmek adına kullanılan ZVS şartlarını sağlamak için tüm dönüştürücü türleri kazanç eğrilerinin eğiminin negatif olduğu bölge seçildiği durumlarda gerçekleşecektir. Bu sayede anahtarlama gerilimi ile rezonans akımı aynı fazda olacak olup rezonans devresindeki reaktif güç ve akım stresi azaltılacaktır.



KAYNAKÇA

- A G, Vishal Anand , ve diğ erleri. «Exact Analysis of Parallel Resonant DC-DC Converter using Phase Shift Modulation.» *2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Vancouver, BC, 2021. 2035-2041.
- Abramovitz, A., ve diğ erleri. «Time domain analysis of LCC resonant converter with capacitive output filter.» *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Lille, 2013.
- Altıntaş, Nihan. «Yumuş ak Anahtarlama DC-DC Dönü ş türücülerin İ ncelenmesi.» İ stanbul: Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2007. Yüksek Lisans Tezi.
- Ben-Yaakov, Shmuel (Sam). «Moderate Constant Power Properties of Series Resonant Converter.» *2018 ICSEE International Conference on the Science of Electrical Engineering* . 2018.
- Bulut, Yunus Emre. «LLC Rezonans Dönü ş türücü Tasarımı.» İ stanbul: Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2019. Yüksek Lisans Tezi.
- Bulut, Yunus Emre, Mertcan Aş çı ve Burak Akın. «Implementation of 480W LLC Resonant Converter.» *International Journal of Environmental Pollution and Environmental Modelling*. IJEP, 2020. 34-20.
- Çetin, Sevilay. «High efficiency design approach of a LLC resonant converter for on-board.» *Pamukkale University Journal of Engineering Sciences* (2017): 103-111.
- Doğ angüneş , Serkan. «Design of Digitally Controlled LLC Resonant Converter.» Gebze: Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2016. Yüksek Lisans Tezi.

- Falco, G. De, ve diğerleri. «Design of a parallel resonant converter as a constant current source with microcontroller-based output current regulation control.» *International Symposium on Power Electronics Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*. IEEE. Sorrento, 2012. 632-635.
- Ferraz, Ruan M. , ve diğerleri. «A Novel Design Approach for LLC Resonant Converters in Off-line LED Driving Applications.» *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*. Brazilian Society for Automatics–SBA 2021, 2021. 1758-1770.
- Gilbert, Adam John. «Analysis, Design and Control of LCC Resonant Power Converters.» *PhD Thesis*. Sheffield, 2007. The University of Sheffield.
- Hajilou, Maryam, Siamak Khalili ve Hosein Farzanehfard. «Single Switch ZVS Transformerless Resonant High Step-up Converter.» *2021 12th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*. Tabriz: IEEE, 2021.
- Hashimoto, T., ve diğerleri. «ZVS-PWM-Controlled Parallel-Resonant Converter Applied To a Constant-Current Power Supply.» *Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 1999.
- Hsieh, Guan-Chyn, Cheng-Yuan Tsai ve Shih-Hung Hsieh . «Design Considerations for LLC Series-Resonant Converter in Two-Resonant Regions.» *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Orlando, FL: IEEE, 2007. 731-736.
- Hsu, Wen-Chien, ve diğerleri. «Design and Steady-State Analysis of Parallel Resonant DC–DC Converter for High-Voltage Power Generator.» *IEEE Transaction on Power Electronics*. IEEE, 2017. 957 - 966.
- Huang, Hong. «Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter.» 2010.
- Huang, You-Chun, ve diğerleri. «Study and Implementation on Start-Up Control of Full-Bridge LLC Resonant Converter.» *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. Bangkok, 2018.

- Jung, Jee-hoon ve Joong-gi Kwon . «Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter.» *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. Aalborg, 2007.
- Kim, Jong-Woo ve Peter Barbosa. «PWM-Controlled Series Resonant Converter for Universal Electric Vehicle Charger.» *IEEE Transactions on Power Electronics*. Dü. IEEE. 2021. 13578 - 13588.
- Koniak, Marcin, ve diğerleri. «LCC resonant power electronic converter for photovoltaic system with battery energy storage.» *Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE)*. Leiria, 2011.
- Ma, Yu, Xiaogao Xie ve Zhaoming Qian. «Frequency-Controlled LCC Resonant Converter with Synchronous Rectifier.» *7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems Power Electronics and Drive Systems*,. IEEE, 2007. 1442-1445.
- Mao, Saijun, ve diğerleri. «Comparative study of half-bridge LCC and LLC resonant DC-DC converters for ultra-wide output power range applications.» *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*. Geneva, 2015.
- Murakami, Yusuke, ve diğerleri. «Small signal analysis of LLC current resonant converters using equivalent source model.» *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Florence: IEEE, 2016. 1417-1422.
- Naraharisetti, Kali, Janamejaya Channegowda ve Peter B. Green. «Design of Resonant DC-DC LLC converter.» *2021 IEEE Kansas Power and Energy Conference (KPEC)*. Manhattan, KS, 2021.
- Nielsen, Alex Buus, ve diğerleri. «Design and Optimization Methodology of Transformer for 700/400 V Series Resonant DC/DC Converters with Enhanced Power Density.» *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2020. 3484-3491.

- Oruganti, Ramesh ve Fred C. Lee. «State-plane analysis of parallel resonant converter.» *1985 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. Dü. IEEE. Toulouse, 1985. 56-73.
- Pawellek, A., C. Oeder ve T. Duerbaum. «Comparison of resonant LLC and LCC converters for low-profile applications.» *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. Birmingham, 2011.
- Pawellek, Alexander, ve diğerleri. «The resonant LLC vs. LCC converter - comparing two optimized prototypes.» *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. Phoenix, AZ, 2011. 2229-2235.
- Robson, R.R. ve D.J. Hancock . «A 10-kW series resonant converter design, transistor characterization, and base-drive optimization.» *1982 IEEE Power Electronics Specialists conference*. Cambridge, MA, USA, 1982. 33-44.
- Rossetto, Leopoldo ve Giorgio Spiazzi. «Series Resonant Converter With Wide Load Range.» *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference*. St. Louis, MO, USA: IEEE, 1998. 1326-1331.
- S.M.Ferdous, M.Asaduzzaman Shoeb ve M. Asaduzzaman. «Parallel Resonant Converter for Battery Charging Application.» *2019 9th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*. Dü. IEEE. Perth, WA: IERR, 2019.
- Salem, M., ve diğerleri. «Performance study of series resonant converter using zero voltage switching.» *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON) Energy Conversion (CENCON)*. Johor Bahr, 2014. 96-100.
- Schwarz, Francisc C. «An Improved Method of Resonant Current Pulse Modulation for Power Converters.» *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*. New York, 1976. 133-141.
- Schwarz, Fransisc C. ve J. Ben Klaassens . «A 95-Percent Efficient 1-kW DC Converter with an Internal Frequency of 50 kHz.» *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*. Dü. IEEE. 1978. 326 - 333.

- Shah, Syed Sikandar, ve diğerleri. «Half Bridge LLC resonant Converter Design for Wide Input Voltage Range Applications.» *2021 IEEE 16th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. Chengdu: IEEE, 2021. 746-750.
- Song, Seung-Ho, ve diğerleri. «Design and analysis of an LCC resonant converter for xenon flash lamp simmer circuit.» *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2019. 484 - 491.
- Steigerwald, R.L. «A comparison of half-bridge resonant converter topologies.» *IEEE Transactions on Power Electronics*. IEEE, 1988. 174-182.
- Tian, Shuilin, Fred C. Lee ve Qiang Li. «Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter.» *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Long Beach, CA, 2016. 8833-8845.
- Vakacharla, Venkata R. ve Akshay Kumar Rathore. «Performance Evaluation of LLC-SRC and LCC-T Resonant Tanks in Low-Voltage High-Current applications.» *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Vancouver, BC, 2019.
- Vu, Hai-Nam ve Woojin Choi. «A Novel Dual Full-Bridge LLC Resonant Converter for CC and CV Charges of Batteries for Electric Vehicles.» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2018. 2212 - 2225.
- Wang, Hongjie. «Design and Control of Series Resonant Converters for DC Current Power Distribution Applications.» Utah State University, 2018.
- Yıldiran, Nezihe. «Design Methodology and Implementation of Half-Bridge LLC Resonant Converter.» *Proc. of the 2nd International Conference on Electrical, Communication and Computer Engineering (ICECCE)*. İstanbul, 2020.
- Zeltser, I., ve diğerleri. «Zero Current Switching Resonant Converter Based Parallel Balancing of Serially Connected Batteries String.» *IEEE Transactions on Industry Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019. 7452 - 7460.

Zeng, Yangbin, ve diğerleri. «A Parallel-Resonant Isolated Bidirectional DC-DC Converter with Low Current Ripple for Battery Storage Systems.» *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Baltimore, MD: IEEE, 2019. 5548-5553.

Zhang, Shu-huai, ve diğerleri. «An implementation of flexible topology strategy for an interleaved full-bridge LLC resonant converter in residential photovoltaic power systems.» *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. 2016.

Zheng, Jiaqiang, Shujing Lu ve Jiaqi Li. «LLC and LCC Analysis and Comparison of Resonant Converters.» *2020 35th Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*. Zhanjiang, 2020. 226-231.