



**LLC REZONANSLI DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI İÇİN BİR
GRAFİKSEL ARAYÜZÜN GELİŞTİRİLMESİ**

Mehmet KUBİLAY

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

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

EYLÜL 2020

Mehmet KUBİLAY tarafından hazırlanan " LLC REZONANSLI DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI İÇİN BİR GRAFİKSEL ARAYÜZÜN GELİŞTİRİLMESİ " adlı tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından OY BİRLİĞİ ile Gazi Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalında YÜKSEK LİSANS TEZİ olarak kabul edilmiştir.

Danışman: Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Başkan: Prof. Dr. Hamit ERDEM

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Başkent Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Üye: Doç. Dr. Bünyamin TAMYÜREK

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı, Gazi Üniversitesi

Bu tezin, kapsam ve kalite olarak Yüksek Lisans Tezi olduğunu onaylıyorum.

Tez Savunma Tarihi: 01/09/2020

Jüri tarafından kabul edilen bu tezin Yüksek Lisans Tezi olması için gerekli şartları yerine getirdiğini onaylıyorum.

.....
Prof. Dr. Cevriye GENCER
Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

ETİK BEYAN

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

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

Mehmet KUBİLAY

01/09/2020

LLC REZONANSLI DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ TASARIMI İÇİN BİR GRAFİKSEL ARAYÜZÜN GELİŞTİRİLMESİ

(Yüksek Lisans Tezi)

Mehmet KUBİLAY

GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Eylül 2020

ÖZET

Bu çalışmada yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMG) ve yüksek güç yoğunluğu gibi avantajlara sahip olan LLC rezonans DA-DA dönüştürücü tasarımı ele alınmıştır. MATLAB programı ile temel harmonik yaklaşım (THY) analiz metodu kullanarak devre parametrelerini hesaplayan bir arayüz tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan arayüzde, yüksek verimlilik elde edebilmek için en uygun kalite çarpanı ve endüktans oranı seçimini hedefleyen bir optimizasyon yapılmıştır. Arayüz ile hesaplanan parametrelerin doğruluğunun test edilebilmesi için PLECS programı kullanılarak 3 farklı güç seviyesinde benzetimler yapılmıştır. LLC rezonans dönüştürücünün çıkış gerilimini düzenlemek için değişken frekans kontrol yöntemi kullanılmıştır. Benzetim sonuçlarıyla düşük yük durumları da dahil olmak üzere geniş bir yük aralığında sıfır gerilim anahtarlamasının (SGA) sağlandığı görülmüştür. Yine bu yük durumları için verim ölçümleri yapılarak verim grafikleri çıkarılmıştır. Grafikler incelendiğinde üç farklı çıkış gücü için maksimum verimin %94 ile %97 arasında elde edildiği görülmüştür. Yapılan verim hesaplamalarının gerçek koşullara uygun olması amacıyla PLECS programında ısıl modelleme yöntemi kullanılmıştır.

Bilim Kodu : 90522
Anahtar Kelimeler : LLC Rezonans Dönüştürücü, Grafikselsel Kullanıcı Arayüzü, Yumuşak Anahtarlama, Yüksek Verim
Sayfa Adedi : 71
Danışman : Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

DEVELOPMENT OF A GRAPHICAL INTERFACE FOR THE DESIGN OF LLC
RESONANT DC-DC CONVERTERS

(M. Sc. Thesis)

Mehmet KUBİLAY

GAZİ UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

September 2020

ABSTRACT

In this paper, the design process of LLC resonant DC-DC converters, which have advantages such as high efficiency, low electromagnetic interference (EMI) and high power density, is presented. An interface which uses the first harmonic approximation (FHA) analysis method to calculate circuit parameters has been designed in MATLAB environment. The interface was optimized to choose the most suitable quality factor and inductance ratio in order to provide high efficiency. Simulations have been carried out in PLECS software for three different power levels to verify the parameters calculated by the developed interface. Variable frequency control method has been used to regulate the output voltage of the LLC resonant converter. Simulation results shows that zero voltage switching (ZVS) is achieved over a wide load range, including low load conditions. Also, efficiencies in these load conditions have been measured and the efficiency graphs are presented. When the graphics are examined, it is observed that the maximum efficiency is between 94% and 97% for the three different output power levels chosen. Thermal modeling method has been used in PLECS in order to make the efficiency calculations to resemble the realistic conditions.

Science Code : 90522

Key Words : LLC Resonant Converter, Graphical User Interface, Soft Switching,
High Efficiency

Page Number : 71

Supervisor : Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR

TEŐEKKÖR

Öncelikle yüksek lisans eğitimin ve bu tezin hazırlanması sırasında benden hiçbir desteğini esirgemeyen ve değerli vaktini bana ayıran saygıdeğer danışman hocam Prof. Dr. M. Timur AYDEMİR'e ve yüksek lisans çalışmalarımı destekleyen ASELSAN A.Ő.'ye teşekkürlerimi sunarım. Ayrıca bu noktaya gelmemde büyük rol oynamış, maddi ve manevi hiçbir desteği esirgememiş sevgili aileme ve bu süreçte yaşadığım zorluklarda her zaman yanımda olan sevgili eşim Simge Öykü KUBİLAY'a sonsuz sevgi ve saygılarımı sunarım.



İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	iv
ABSTRACT.....	v
TEŞEKKÜR.....	vi
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLERİN LİSTESİ.....	x
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xii
1. GİRİŞ.....	1
2. ANAHTARLAMA YÖNTEMLERİ VE YARI İLETKEN GÜÇ KAYIPLARI.....	7
2.1. Anahtarlama Yöntemleri.....	7
2.2. Yarı İletken Güç Kayıpları.....	8
2.2.1. İletim kayıpları	9
2.2.2. Anahtarlama kayıpları.....	9
3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER.....	13
3.1. Seri Rezonans Dönüştürücü.....	14
3.2. Paralel Rezonans Dönüştürücü.....	17
3.3. LCC Rezonans Dönüştürücü	19
3.4. Topolojilerin Değerlendirilmesi	21
4. LLC REZONANS DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇALIŞMA PRENSİBİ	23
4.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Gerilim Transfer Fonksiyonu.....	25
4.2. Gerilim Transfer Fonksiyonunun Davranışı.....	30
4.3. LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Bölgeleri	33

	Sayfa
4.3.1. Rezonans frekansta çalışma.....	35
4.3.1. Rezonans frekans altında çalışma	35
4.3.1. Rezonans frekans üstünde çalışma.....	36
5. LLC REZONANS DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE PARAMETRELERİNİ HESAPLAYAN ARAYÜZ TASARIMI.....	39
5.1. Yazılımın Genel Akışı.....	39
5.2. Maksimum ve Minimum Kazanç Değerlerinin Belirlenmesi.....	44
5.3. Q_e ve L_n Parametrelerini Seçimi	45
5.4. SGA Tasarım Kriterleri.....	47
6. BENZETİM ÇALIŞMALARINI VE SONUÇLARI	49
6.1. Hazırlanan Benzetimler.....	49
6.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Kontrol Yöntemi	51
6.3. Isıl Modelleme Yöntemi	52
6.4. Benzetim Sonuçları	54
7. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	63
KAYNAKLAR	67
ÖZGEÇMİŞ	71

ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 5.1. Arayüzün girdileri ve çıktıları	41
Çizelge 6.1. Hedeflenen dönüştürücü özellikleri.....	49
Çizelge 6.2. Arayüz tarafından hesaplanan parametreler	50



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1. Sert anahtarlama dalga şekli	7
Şekil 2.2. Yumuşak anahtarlama dalga şekli	8
Şekil 2.3. Basit diyot modeli.....	9
Şekil 2.4. Diyot ters toparlanma karakteristiği	11
Şekil 3.1. DA-DA rezonans dönüştürücü genel şeması.....	13
Şekil 3.2. Yarım köprü seri rezonans dönüştürücü devre şeması	14
Şekil 3.3. Seri rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi	15
Şekil 3.4. Seri rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği	16
Şekil 3.5. Yarım köprü paralel rezonans dönüştürücü devre şeması	17
Şekil 3.6. Paralel rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi.....	18
Şekil 3.7. Paralel rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği	19
Şekil 3.8. Yarım köprü LCC rezonans dönüştürücü devre şeması	20
Şekil 3.9. LCC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği.....	21
Şekil 4.1. Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devre şeması	23
Şekil 4.2. LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması.....	25
Şekil 4.3. Basitleştirilmiş LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi.....	26
Şekil 4.4. Gerilim kazanç fonksiyonunun (M_g) farklı L_n ve Q_e değerleri için grafikleri (a) $L_n = 1$, (b) $L_n = 5$, (c) $L_n = 10$	30
Şekil 4.5. LLC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği.....	34
Şekil 4.6. LLC rezonans dönüştürücü çalışma bölgeleri	34
Şekil 4.7. Rezonans frekansta çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri	35
Şekil 4.8. Rezonans frekans altında çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri	36
Şekil 4.9. Rezonans frekans üstünde çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri	37

Şekil	Sayfa
Şekil 5.1. Arayüz görünümü	40
Şekil 5.2. Arayüz yazılımının genel akışının yalancı kod yöntemi ile gösterimi	41
Şekil 5.3. Maksimum kazanç değerinin belirlenmesi	44
Şekil 5.4. LLC rezonans dönüştürücü çalışma bölgesi sınırları.....	45
Şekil 5.5. Ln - Qe çiftlerine karşılık gelen tepe kazanç değerleri	46
Şekil 5.6. LLC rezonans dönüştürücü ölü zaman eşdeğer devresi	47
Şekil 6.1. PLECS programında hazırlanan LLC rezonans dönüştürücü devresi	51
Şekil 6.2. Infineon - IPW60R280P6 MOSFET için ısı modelleme.....	53
Şekil 6.3. Minimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri	54
Şekil 6.4. Nominal giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri	55
Şekil 6.5. Maksimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri	55
Şekil 6.6. Tam yük koşulunda rezonans akım dalga şekli ve MOSFET gerilim, akım dalga şekilleri	56
Şekil 6.7. %10 yük koşulunda rezonans akım dalga şekli ve MOSFET gerilim, akım dalga şekilleri	57
Şekil 6.8. Minimum giriş gerilimi ve aşırı yük koşulunda rezonans kondansatör gerilimi ve rezonans tank akımı dalga şekilleri.....	58
Şekil 6.9. Tam yük koşulunda doğrultucu diyot gerilim ve akım dalga şekilleri	58
Şekil 6.10. Tam yük koşulunda çıkış gerilim ve akım dalgalanması.....	59
Şekil 6.11. %10 yük koşulunda çıkış gerilim ve akım dalgalanması.....	59
Şekil 6.12. Hazırlanan benzetimlerden elde edilen verim sonuçları.....	60

SİMGELER VE KISALTMALAR

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

Simgeler	Açıklamalar
A	Amper
C_r	Rezonans Kapasitans
C_p	Rezonans Paralel Kapasitans
C_{ds}	MOSFET Drain-Source Kapasitansı
di/dt	Akım Değişimi
dv/dt	Gerilim Değişimi
E_{sw_on_mos}	MOSFET İletime Geçiş Enerji Kayıpları
E_{sw_off_mos}	MOSFET Kesime Geçiş Enerji Kayıpları
E_{sw_on_D}	Diyot İletime Geçiş Enerji Kayıpları
f₀	Rezonans Frekansı
f_p	Kutup Frekansı
f_n	Normalize Frekans
f_{sw}	Anahtarlama Frekansı
I_r	Rezonans Tank Akımı
I_m	Mıknatıslanma Akımı
I_o	Çıkış Akımı
I_{ds}	MOSFET Drain-Source Akımı
L_n	Endüktans Oranı
L_r	Rezonans Endüktansı
L_m	Mıknatıslanma Endüktansı
M_g	Gerilim Kazancı
n	Transformatör Sarım Oranı
R_{ds}	MOSFET Drain-Source Direnci
R_e	Eşdeğer Direnç
T_{sw}	Anahtarlama Periyodu
t_{dead}	Ölü Zaman
V	Volt

Simgeler**Açıklamalar**

V_{in}	Giriş Gerilimi
V_o	Çıkış Gerilimi
V_{ds}	MOSFET Drain-Source Gerilimi
V_{th}	Diyot Eşik Gerilimi
Q_e	Kalite Çarpanı
W	Vat
ω	Açısal Frekans
Ω	Ohm

Kısaltmalar**Açıklamalar**

AA	Alternatif Akım
DA	Doğru Akım
EMG	Elektromanyetik Girişim
ESR	Equivalent Series Resistance
MOSFET	Metal Oxide Field Effect Transistor
PRC	Parallel Resonant Converter
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SAA	Sıfır Akım Anahtarlama
SGA	Sıfır Gerilim Anahtarlama
SRC	Series Resonant Converter
THY	Temel Harmonik Yaklaşım

1. GİRİŞ

Günümüzün gelişmekte olan güç elektroniği dünyasında, güç dönüştürücülerinden beklenen özellikler değişmektedir. Güç dönüştürücüleri için küçük boyut, yüksek verimlilik ve yüksek güç yoğunluğu en önemli isterler haline gelmiştir. Dönüştürücü boyutunu küçültebilmek ve güç yoğunluğunu arttırabilmek için yüksek anahtarlama frekanslarında çalışarak transformatör, endüktör ve kondansatör gibi hacimli pasif elemanların boyutlarını küçültmek gerekmektedir. Fakat anahtarlama frekansını arttırmak paralelde anahtarlama kayıplarını da arttırmaktadır [1, 2].

Endüstriyel birçok alanda DA-DA dönüştürücülere ihtiyaç duyulmaktadır. Genel olarak DA-DA dönüştürücüler iki temel kategoride sınıflandırılabilir. Bunlar, darbe genişlik modülasyon (PWM) anahtarlama güç dönüştürücüleri ve yumuşak anahtarlama güç dönüştürücüleri [3].

PWM dönüştürücülerde gerilim regülasyonu için kare dalga darbe genişlik modülasyon yöntemi kullanılır [4, 5]. Yarı iletken güç anahtarlarının görev döngüsü değiştirilerek çıkış gerilimi ayarlanabilir. PWM dönüştürücüler basit matematiksel modellemeleri, kolay devre tasarımları, sabit frekansta çalışmaları, geniş bir hat ve yük kontrol aralığında yüksek verimlilikleri nedeniyle tercih edilirler. Buna karşın PWM dönüştürücülerin sert anahtarlama devreler olması nedeniyle anahtarlama kayıpları yüksektir. Sert anahtarlama anahtar açma ve kapama işlemi yük altında yapılmaktadır. Bu durum yüksek frekanslarda çalışmayı kısıtlar. Kondansatör, endüktör ve transformatör gibi elemanların değerleri yükseleceği için dönüştürücü boyutu da artacaktır. Ayrıca yüksek di/dt ve dv/dt nedeniyle yüksek elektromanyetik girişime (EMG) sahiptirler [6].

Yumuşak anahtarlama dönüştürücülerde anahtarlama sıfır gerilim ya da sıfır akım altında yapılmaktadır. İki tip yumuşak anahtarlama yöntemi vardır. Bunlardan biri iletime geçiş kayıplarını azaltan sıfır gerilim anahtarlama (SGA) diğeri ise kesime geçiş kayıplarını azaltan sıfır akım anahtarlama (SAA) yöntemidir. Yumuşak anahtarlama dönüştürücüler endüktör ve kondansatörden oluşan bir rezonans tank devresine sahiptirler. Rezonans tank sayesinde dönüştürücü sıfır gerilim ya da sıfır akım altında anahtarlama yapabilir. Yumuşak anahtarlama, anahtarlama kayıplarını azaltır ve yüksek frekanslarda çalışabilmeyi sağlar.

Böylece dönüştürücü boyutları küçülür ve güç yoğunluğu artırılmış olur. Ayrıca PWM dönüştürücülerin aksine düşük elektromanyetik girişim (EMG) ile çalışırlar. Sahip oldukları bu avantajlar nedeniyle rezonans dönüştürücüler PWM dönüştürücülerden çok daha fazla tercih edilir duruma gelmiştir [1].

Seri rezonans (SRC) ve paralel rezonans dönüştürücüler (PRC), iki rezonans elemanından oluşan en temel rezonans dönüştürücülerdir. Rezonans tank çıkış yüküne seri ise seri rezonans dönüştürücü olarak, rezonans tank çıkış yüküne paralel ise paralel rezonans dönüştürücü olarak adlandırılırlar [2]. Seri rezonans dönüştürücüler, reaktif akımları minimuma indirerek yüksek kısmi yük verimi sağlarken yüksüz durumda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayamazlar [7]. Paralel rezonans dönüştürücüler ise, seri rezonans dönüştürücülerin aksine yüksüz durumlarda rezonans frekans üzerinde çalışarak çıkış gerilimini kontrol edebilirler. Buna karşın hafif yüklerde düşük verimlidirler [8]. SRC ve PRC'nin bahsedilen bu dezavantajlarını önleyebilmek için üç rezonans elemanına sahip LCC ve LLC rezonans dönüştürücüler kullanılmaktadır. LCC bir seri endüktör ve bir seri bir de paralel kondansatör içerir. LLC ise bir seri kondansatör ve bir seri bir de paralel endüktör içerir. Paralel endüktör, transformatörün mıknatıslanma endüktansıdır [2]. Üç rezonans elemanına sahip rezonans dönüştürücüler arasında LLC en yaygın kullanılan topolojilerdendir. LLC rezonans dönüştürücüler çıkış gerilimi regülasyonunu dar bir frekans aralığında gerçekleştirirler [9]. Bunun yanı sıra primer anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve senkron doğrultucular için sıfır akım anahtarlama (SAA) özellikleri ile anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMG) azaltırlar [10, 11].

Problem durumu / Konunun tanımı

LLC rezonans dönüştürücüler PWM dönüştürücülere göre birçok avantaja sahiptir. Buna karşın darbe genişlik modülasyonu yerine frekans modülasyonu ile güç dönüşümü gerçekleştirilmesi, LLC rezonans dönüştürücü tasarımını ve optimizasyonunu karmaşık hale getirmektedir [12]. LLC rezonans dönüştürücü tasarım parametreleri belirlenirken dikkat edilmesi gereken bazı noktalar vardır.

İki rezonans elemanlı topolojilerden farklı olarak ikinci endüktans olan mıknatıslanma endüktansının eklenmesiyle LLC dönüştürücü iki rezonans frekansa sahip hale gelir. Bunlardan biri (f_0), seri kapasitans ve seri endüktansın rezonansa girmesi ile elde edilir.

Diğeri ise seri kapasitans, seri endüktans ve mıknatıslanma endüktansının rezonansa girmesi ile elde edilen f_p 'dir. İleride detaylı olarak anlatılacağı üzere f_0 rezonans frekansında yükten bağımsız olarak kazanç bire eşittir. Fakat f_p için bu sadece yüksüz durumlar için geçerlidir. Bu nedenle geniş bir yük aralığında dönüştürücünün dar bir frekans bandında kontrolünün sağlanabilmesi için LLC rezonans dönüştürücü f_0 rezonans frekansı civarında çalışacak şekilde tasarlanmalıdır [13].

Bunun yanı sıra LLC rezonans dönüştürücünün en önemli avantajlarından biri verimliliğidir. Bu verimlilik tüm çalışma aralığında primer taraf anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlamanın (SGA) sağlanabilmesiyle büyük ölçüde elde edilir. SGA kazanç eğrilerinin her noktasında sağlanamaz. Bu nedenle maksimum ve minimum kazanç eğrileri bu durum göz önüne alınarak tasarlanmalıdır. Kazanç eğrileri, kalite çarpanı (Q_e) ve endüktans oranına (L_n) bağlı olduğu için en uygun $L_n - Q_e$ değeri yapılan yinelemeli işlemler sonucunda hesaplanır [13].

Yukarıda da bahsedildiği gibi LLC rezonans dönüştürücünün hedeflenen şekilde tasarlanabilmesi için dikkat edilmesi gereken birçok nokta vardır ve optimizasyonu yinelemeli işlemler sonucunda sağlanabilmektedir. Bu durum PWM dönüştürücüler ve temel rezonans dönüştürücülere kıyasla tasarımcılar için LLC rezonans dönüştürücüyü karmaşık hale getirmektedir.

Araştırmanın amacı

Araştırmanın amacı yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMG) ve yüksek güç yoğunluğu gibi özellikler ile dikkat çeken LLC rezonans dönüştürücü topolojisinin dezavantajı olan karmaşık tasarım ve optimizasyonu konusunda tasarımcılara kolaylık sağlayacak bir arayüz yazılımı geliştirmektir. Arayüz yazılımı için geliştirme ortamı olarak MATLAB programı seçilmiştir. Arayüz ile hesaplanan parametrelerin doğruluğunun test edilebilmesi için PLECS programı kullanılarak 3 farklı güç seviyesinde benzetimler hazırlanmıştır. Elde edilen sonuçlar ile geniş bir yük aralığında dönüştürücünün sıfır gerilim anahtarlama (SGA) koşulunda çalışabilirliği incelenmiştir. Yine bu yük durumları için elde edilen verim sonuçları literatürdeki örnekleri ile karşılaştırılmıştır.

Araştırmanın önemi

Literatürde LLC rezonans dönüştürücü tasarımı hakkında birçok araştırma bulunmaktadır [12-14]. Ancak LLC rezonans dönüştürücü tasarımının karmaşıklığı konusunda kullanıcılara kolaylık sağlayacak bir arayüz geliştirilmemiştir. Geliştirilen bu arayüz ile LLC rezonans dönüştürücü parametreleri ve devre elemanlarının seçimine yardımcı olacak veriler hesaplanmaktadır. Arayüzün, sunduğu veriler ve grafikler sayesinde kullanıcılara LLC topolojisinin çalışma mantığı ve tasarım kriterleri açısından öğretici bilgiler vereceği düşünülmektedir. Bunun yanı sıra tasarım ve optimizasyon süresini kısaltacağı ve devre elemanlarının seçimi konusunda kullanıcıya büyük kolaylık sağlayacağı için LLC rezonans dönüştürücü topolojisi kullanımının yaygınlaşmasına fayda sağlayacağı değerlendirilmektedir.

Sınırlılıklar

Bu çalışmada yapılan tasarımlar, gerçek donanımlar kullanılarak doğrulanmamış, bunun yerine benzetim programı yardımıyla benzetimi gerçekleştirilmiştir. Benzetimler ile tasarlanan devrelerde, kullanılan endüktör ve kondensatör gibi elemanların değerleri küçük ondalık basamaklara kadar verilebilmektedir. Fakat tasarım gerçek donanımlarla gerçekleştirilirken bu mümkün olmamaktadır.

İkinci bir durum ise geliştirilen arayüz yazılımının yüksek giriş gerilimi uygulamaları hedef alınarak tasarlanmış olmasıdır. Bu nedenle düşük giriş gerilimi uygulamaları için arayüz test edilmemiştir.

Tezin yapısı

Tezin 2. Bölümünde anahtarlama yöntemleri ve yarı iletken güç kayıpları hakkında genel bilgiler verilmiştir. Yumuşak anahtarlama ve sert anahtarlama yöntemleri kıyaslanmıştır. Yumuşak anahtarlamanın anahtarlama kayıpları üzerindeki olumlu etkisinden bahsedilmiştir. Buna bağlı olarak verimlilik ve elektromanyetik girişimin (EMG) nasıl etkilendiği anlatılmıştır. 3. Bölümde rezonans dönüştürücülerin temel çalışma ilkesi genel olarak verilmiştir. Üç temel rezonans dönüştürücü topolojisi olan seri rezonans, paralel rezonans ve LCC topolojileri tanıtılarak avantajları ve dezavantajları değerlendirilmiştir. Bu

üç temel rezonans dönüştürücü topolojisinin birbirlerine göre farklılıkları incelenerek neden LLC rezonans dönüştürücü topolojisine ihtiyaç duyulduğu belirtilmiştir. 4. Bölümde LLC rezonans dönüştürücünün temel çalışma ilkesi genel hatları ile anlatılmıştır. LLC rezonans dönüştürücü transfer fonksiyonunu elde etmek için kullanılan temel harmonik yaklaşım (THY) yöntemi detaylı bir şekilde verilmiştir. Dönüştürücünün çalışma mantığının daha iyi anlaşılabilmesi için transfer fonksiyonun davranışı incelenmiştir. Bunlara ek olarak LLC rezonans dönüştürücünün rezonans frekansına bağlı olan 3 çalışma bölgesi tanıtılarak, tavsiye edilen çalışma bölgesi gösterilmiştir. 5. Bölümde LLC rezonans dönüştürücü tasarımında kullanılacak ve tasarımcılara büyük ölçüde kolaylık sağlayacak bir arayüzün nasıl geliştirildiği anlatılmıştır. Geliştirilen arayüzün genel çalışma mantığı yazılımın genel akış diyagramı üzerinden tanıtılmıştır. LLC rezonans dönüştürücü tasarımında hesaplanması ve seçimi kritik olan maksimum ve minimum kazanç değerleri, kalite çarpanı (Q_e) ve endüktans oranı (L_n) gibi parametrelerin arayüz tarafından nasıl belirlendiği detaylı bir şekilde ele alınmıştır. 6. Bölümde geliştirilen arayüzün güvenilirliğinin test edilebilmesi için 192 W, 300 W ve 600 W çıkış gücünde üç farklı dönüştürücü için PLECS programında benzetim çalışmaları yapılmıştır. Yapılan bu benzetimlerde seçilen frekans kontrol yöntemi ve verim hesaplamalarının gerçek koşullara uygun olması amacıyla kullanılan ısı modelleme yöntemi hakkında bilgiler verilmiştir. Geliştirilen arayüzün hedeflenen LLC rezonans dönüştürücü özelliklerine göre hesapladığı devre elemanları ve parametreleri kullanılarak hazırlanan benzetimler incelenmiştir. Elde edilen kritik dalga şekilleri ve verim sonuçları değerlendirilerek arayüzün oluşturduğu çıktıların doğruluğu tartışılmıştır. Son olarak 7. bölümde ise elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

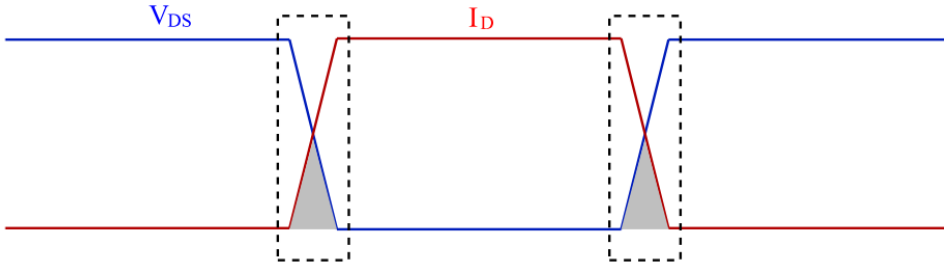


2. ANAHTARLAMA YÖNTEMLERİ VE YARI İLETKEN GÜÇ KAYIPLARI

2.1. Anahtarlama Yöntemleri

Anahtarlama [15]'te, aktif bir elemanın iletim durumundan kesim durumuna veya kesim durumundan iletim durumuna geçmesi olarak açıklanmaktadır. Anahtarlama kayıpları ise bir yarı iletken güç anahtarının iletim ve kesime girme işlemleri esnasında, gerilim ve akımın üst üste binmesi ile oluşan kayıplar olarak tanımlanmaktadır [15]. Temel olarak sert anahtarlama ve yumuşak anahtarlama olmak üzere iki anahtarlama yöntemi mevcuttur.

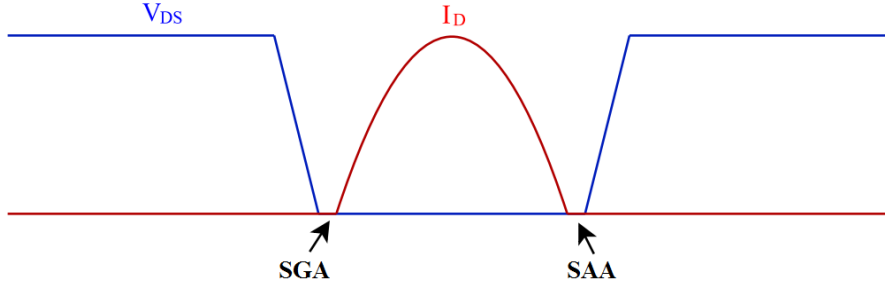
Sert anahtarlama anahtarlama işlemi yük altında yapılmaktadır yani anahtarlama esnasında akım ve gerilim üst üste biner. Şekil 2.1'de MOSFET için sert anahtarlama dalga şekli verilmiştir. Şekilde MOSFET drain-source gerilimi (V_{ds}) ve drain-source akımı (I_d) gösterilmiştir. Şekilde kesikli alanlar, iletim ve kesime geçiş durumlarında meydana gelen anahtarlama kayıplarını göstermektedir [2].



Şekil 2.1. Sert anahtarlama dalga şekli [2]

Dönüştürücü boyutlarını küçültebilmek, güç yoğunluğunu azaltmak ve maliyeti düşürebilmek için yüksek frekanslarda çalışma tercih edilmektedir. Yüksek frekanslarda çalışmak sert anahtarlama devrelerinde bazı dezavantajları beraberinde getirmektedir. Anahtarlama kayıpları, anahtarlama frekansı ile orantılı olarak artmaktadır. Yüksek di/dt ve dv/dt nedeniyle yüksek elektromanyetik girişim (EMG) meydana gelmektedir [16]. Bu olumsuz etkileri minimum seviyeye düşürerek yüksek frekanslarda çalışabilmek için yumuşak anahtarlama yöntemi kullanılmaktadır. Yumuşak anahtarlama anahtarlama işlemi sıfır akım ya da sıfır gerilim altındayken yapılmaktadır. Gerilimin ya da akımın sıfır olduğu noktalarda anahtarlama işlemi yapıldığında, gerilim ve akım çakışması

gerçekleşmeyeceği için anahtarlama kayıpları idealde sıfır olacaktır. Şekil 2.2’de MOSFET için yumuşak anahtarlama dalga şekli verilmiştir.



Şekil 2.2. Yumuşak anahtarlama dalga şekli [2]

Şekil 2.2’de görüldüğü gibi sıfır gerilim anahtarlama (SGA), anahtar iletme geçmeden önce MOSFET drain-source geriliminin (V_{ds}) sıfıra ulaşması ile gerçekleşir. Bu sayede iletme girme anındaki kayıplar önlenir. MOSFET’ten akan akımın yönü tersine çevrilerek MOSFET’in iç kapasitansı boşaltılır böylece V_{ds} ’nin sıfıra ulaşması sağlanabilir. SGA yöntemi MOSFET’ler de dahil yarı iletken cihazların birçoğunda tercih edilmektedir. Genel olarak SGA, endüktif çalışma bölgesinde sağlanır ve endüktif çalışma bölgesinde anahtar akımı, anahtar geriliminden geridedir [10]. Sıfır akım anahtarlama ise Şekil 2.2’de görüldüğü gibi anahtar kesime geçmeden önce MOSFET drain-source akımının (I_d) sıfıra ulaşması ile gerçekleşir. Böylece anahtarın kesime girme anındaki kayıplar önlenir.

2.2. Yarı İletken Güç Kayıpları

Yarı iletken kayıpları anahtarlama kayıpları ve iletim kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır. Anahtarlama kayıpları ise iletme geçiş ve kesime geçiş kayıpları olarak ayrılır. Anahtarlama kayıpları frekansa bağlı olarak değişmekteyken iletim kayıpları frekanstan bağımsızdır [2]. Bu nedenle yukarıda bahsedildiği gibi yumuşak anahtarlama yöntemi, frekans artışı ile artan yarı iletkenlerin anahtarlama kayıplarını önleyebilmek için tercih edilmektedir. Genel olarak sıfır gerilim anahtarlama (SGA) yöntemi yarı iletkenlerin iletme geçiş anahtarlama kayıplarını, sıfır akım anahtarlama (SAA) yöntemi ise kesime geçiş anahtarlama kayıplarını önlemek için tercih edilir.

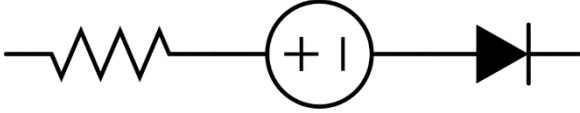
2.2.1. İletim kayıpları

Anahtarlama cihazlarının iletim durumunda sahip oldukları dirençlerin üzerinden akan akım iletim kayıplarına neden olmaktadır. MOSFET iletim kayıpları Eş.2.1’de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır [17].

$$P_{con_MOS} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} R_{DS} i_D^2(t) dt = R_{DS} I_{D_rms}^2 \quad (2.1)$$

Eş. 2.1’de T_{sw} anahtarlama periyodunu, R_{DS} MOSFET’in iletim durumundaki drain-source arası direnci ve i_D ve I_{D_rms} sırasıyla MOSFET’in iletim durumunda üzerinden geçen anlık akımı ve bu akımın RMS değerini temsil etmektedir.

Diyot kayıpları Şekil 2.3’te verilen basit bir model üzerinden anlatılabilir. Modelde bir direnç ve bir gerilim kaynağı kayıpsız bir diyot ile seri olarak bağlanmıştır. Seri direnç iletim kayıplarını, gerilim kaynağı ise diyot üzerindeki gerilim düşümünü yani eşik diyot gerilimini temsil etmektedir. Diyot iletim kayıpları Eş. 2.2’de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır [18].



Şekil 2.3. Basit diyot modeli [18]

$$P_{con_D} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (V_{th} i_F(t) + R_D i_F^2(t)) dt = V_{th} I_{F_av} + R_D I_{F_rms}^2 \quad (2.2)$$

Eş. 2.2’de V_{th} diyot eşik gerilimini, R_D iletim durumundaki diyot direncini, I_{F_av} , I_{F_rms} ise sırasıyla diyot akımının ortalama ve etkin değerlerini ifade etmektedir.

2.2.2. Anahtarlama kayıpları

Anahtarlama kayıpları iletme geçiş kayıpları ve kesime geçiş kayıpları olmak üzere ikiye ayrılır. MOSFET anahtarlama kayıpları, iletme geçiş ve kesime geçiş esnasında drain-

source gerilimi ve drain-source akımının üst üste binmesi ile meydana gelir [18] ve Eş. 2.3'te gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$P_{sw_MOS} = (E_{sw_on_MOS} + E_{sw_off_MOS})f_{sw} \quad (2.3)$$

Eş. 2.3'te f_{sw} anahtarlama frekansını, $E_{sw_on_MOS}$, $E_{sw_off_MOS}$ ise sırasıyla iletme geçiş ve kesime geçiş enerji kayıplarını ifade etmektedir. $E_{sw_on_MOS}$ ve $E_{sw_off_MOS}$ değerleri Eş. 2.4 ve Eş. 2.5'te verildiği gibi hesaplanmaktadır [17].

$$\begin{aligned} E_{sw_on_MOS} &= \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} V_{DS}(t) i_D(t) dt \\ &= V_{DD} I_{D_on} \frac{t_{ri} + t_{fu}}{2} + Q_{rr} V_{DD} \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} E_{sw_off_MOS} &= \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} V_{DS}(t) i_D(t) dt \\ &= V_{DD} I_{D_off} \frac{t_{ru} + t_{fi}}{2} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Eş. 2.4 ve Eş. 2.5'te verilen V_{DD} dönüştürücü besleme gerilimini, I_{D_on} , I_{D_off} sırasıyla MOSFET iletme geçiş ve kesime geçiş akımlarını, Q_{rr} ise diyotun ters toparlanma yükünü ifade etmektedir. t_{ri} ve t_{fi} akımın yükselme ve düşme süresine, t_{ru} ve t_{fu} ise gerilimin yükselme ve düşme süresine karşılık gelmektedir.

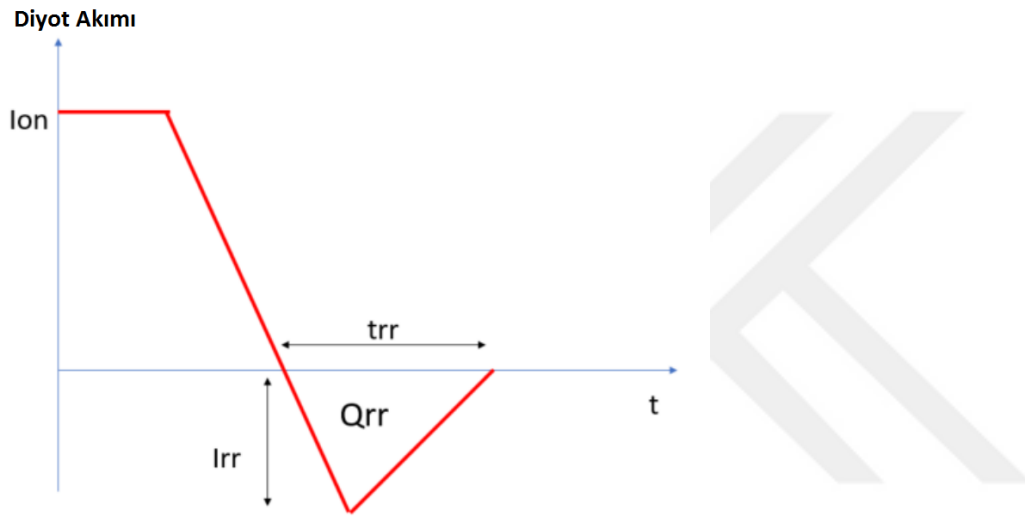
Diyotların iletme geçiş kayıplarının büyük bir kısmı ters toparlanma kayıplarından meydana gelir. Bunun yanı sıra diyotların kesime geçiş kayıpları ise normalde ihmal edilir. Şekil 2.4'te diyot ters toparlanma karakteristiği verilmiştir. Diyotun ters toparlanma yükü Q_{rr} , iletme geçiş ve kesime geçiş enerji kayıpları sırasıyla Eş. 2.6, Eş. 2.7 ve Eş. 2.8'de verildiği gibi hesaplanmaktadır [19].

$$Q_{rr} \approx \frac{I_{rr} t_{rr}}{2} \quad (2.6)$$

$$E_{sw_on_D} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} V_D(t) i_F(t) dt = E_{onDrr} = \frac{1}{4} Q_{rr} V_{Drr} \quad (2.7)$$

$$E_{sw_on_D} \approx 0 \quad (2.8)$$

I_{rr} ters toparlanma tepe akımını, t_{rr} toparlanma süresini ifade eder. E_{onDrr} diyotun ters toparlanma boyunca enerji kaybını, V_{Drr} diyot ters toparlanma gerilimini ifade eder.



Şekil 2.4. Diyot ters toparlanma karakteristiği [18]

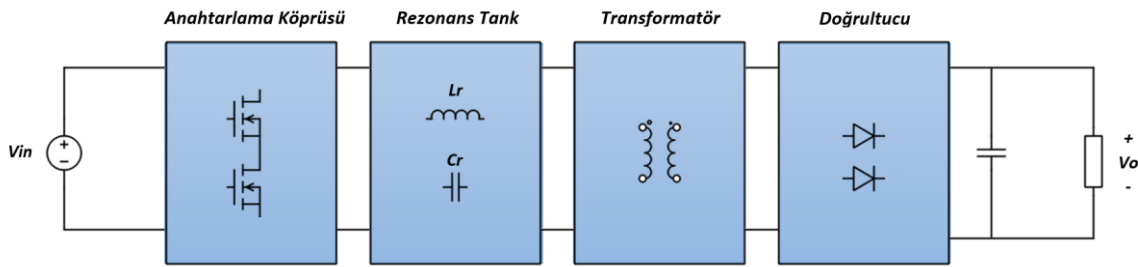
Diyot anahtarlama kayıpları ise anahtarlama enerjisinin anahtarlama frekansı ile çarpımı olarak Eş. 2.9'da gösterildiği gibi hesaplanmaktadır [19].

$$P_{sw_D} = (E_{sw_on_D} + E_{sw_off_D}) f_{sw} \quad (2.9)$$



3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Rezonans DA-DA dönüştürücüler, L-C rezonans tankına sahip olan ve güç dönüşümünde önemli bir rol oynayan dönüştürücü sınıfıdır. Rezonans dönüştürücüler temelde, rezonans tankındaki dolaşım enerjisini, çalışma frekansını değiştirerek ayarlarlar. Bu sayede giriş gücünü istenilen çıkış gerilimini elde edebilecek şekilde kontrol edebilirler [20].



Şekil 3.1. DA-DA rezonans dönüştürücü genel şeması

Şekil 3.1’de görüldüğü gibi genel olarak bir rezonans dönüştürücü; anahtarlama köprüsü, rezonans tankı, transformator ve doğrultucudan oluşur. Anahtarlama köprüsü, tam köprü ya da yarım köprü olarak seçilebilir. Anahtarlama köprüsü rezonans tankı uyarmak için gereken kare dalgayı üretir. Rezonans tank devresi kondansatör ve endüktörlerden oluşur ve yüksek dereceli harmonik akımları süzer. Rezonans tankı, girişine kare dalga uygulanmasına rağmen üzerinden sadece sinüzoidal akımın akmasına izin verir. Anahtarlama frekansını ve yük koşullarını değiştirmek, rezonans tank devresine uygulanan AA dalga formunun genliğini değiştirir ve böylece istenilen akım ya da gerilim regülasyonu sağlanır. Transformator ile primer ve sekonder arasında izolasyon sağlanır. Kullanılan dönüştürücü konfigürasyonuna bağlı olarak transformatorün kaçak endüktansı, rezonans tankının bir parçası olarak kısmen veya tamamen kullanılabilir. Doğrultucu ile transformator tarafından genliği düşürülen rezonans sinüzoidal akım doğrultulur. Çıkış kondansatörü de doğrultulmuş AA akımı süzerek DA çıkış gerilimi sağlar [6, 21].

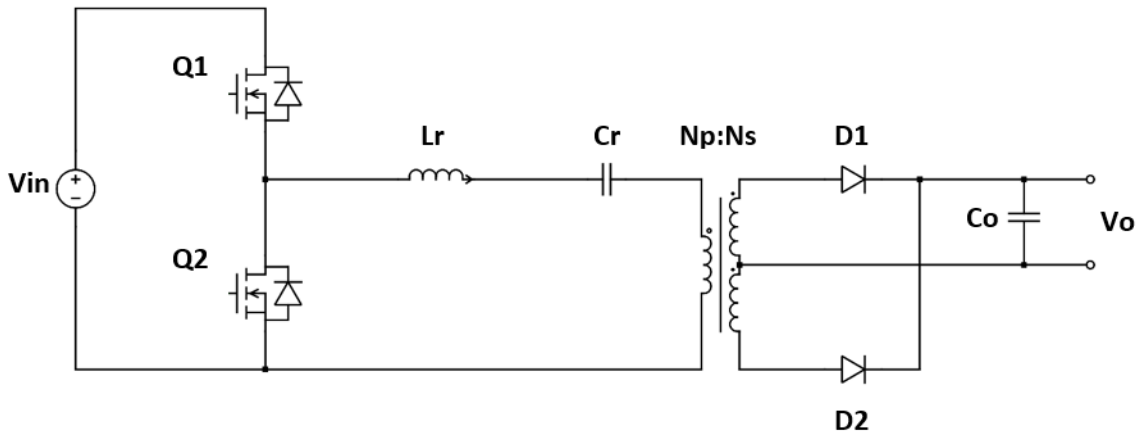
Geleneksel PWM dönüştürücülerde anahtarlama işlemi yük altında yapılmaktadır. Bu durum yüksek anahtarlama ve güç kayıplarına neden olur. Düşük anahtarlama frekanslarında, bu kayıpların etkisi daha az olsa da yüksek anahtarlama frekanslarında sistemin performansını önemli ölçüde etkiler. Rezonans dönüştürücülerde anahtarlama sıfır akım ya da sıfır gerilimde yapılabilir. Bu durum rezonans dönüştürücülerde

anahtarlama kayıplarını azaltarak anahtarlama frekansının artırılabilmesine imkan tanımaktadır. Yüksek frekanslarda çalışabilmeleri nedeniyle, bileşen boyutları azaltılabilir ve böylece dönüştürücünün güç yoğunluğu artar. Bunun yanı sıra yumuşak anahtarlama sayesinde PWM dönüştürücülerde yüksek di/dt ve dv/dt nedeniyle oluşan yüksek elektromanyetik girişim (EMG) azaltılmaktadır [3, 21].

İçerdiği pasif rezonans tank elemanı (L, C) sayısına bağlı olarak değişen bir çok rezonans dönüştürücü konfigürasyonu vardır [22, 23]. Seri rezonans dönüştürücü (SRC) [24, 25] ve paralel rezonans dönüştürücü (PRC) [26], iki rezonans elemanından oluşan en temel rezonans dönüştürücülerdir. Bunların yanı sıra son yıllarda çok sayıdaki uygulamada yaygın olarak kullanılan LCC ve LLC, üç rezonans tank elemanına sahip topolojilerdir.

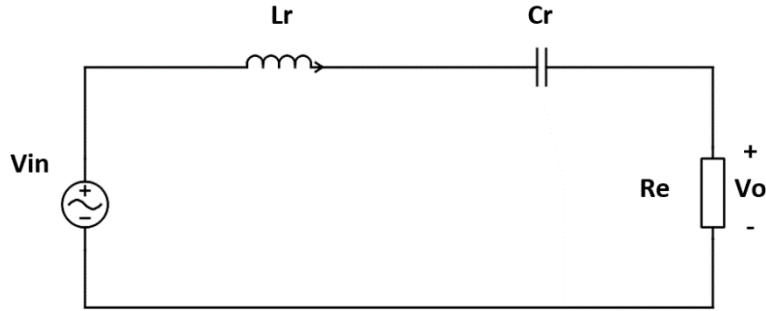
3.1 Seri Rezonans Dönüştürücü

Yarım köprü seri rezonans dönüştürücü devre şeması Şekil 3.2’de verilmiştir. Görüldüğü gibi rezonans tank birbirine seri olan rezonans endüktör (L_r) ve rezonans kondansatörden (C_r) oluşmaktadır. Ayrıca rezonans tank da yük ile seridir. Rezonans tank geriliminin frekansı değiştirilerek, rezonans tankının empedansı değiştirilir. Giriş gerilimi, rezonans tank empedansı ve yük tarafından bölünür. Yani rezonans tankı ve yük bir gerilim bölücü gibi davranır. Bu nedenle DA kazancı her zaman 1’den küçüktür. Rezonans frekansında rezonans tank empedansı sıfırdır ve tüm giriş gerilimi yük üzerine düşer. Bu nedenle kazanç rezonans frekansında 1’dir [27].



Şekil 3.2. Yarım köprü seri rezonans dönüştürücü devre şeması

Dönüştürücünün çalışma mantığını daha iyi anlayabilmek için, dönüştürücü eşdeğer devresi ve transfer fonksiyonunu incelemek gerekir. SRC eşdeğer devresi Şekil 3.3'te verilmiştir [2].



Şekil 3.3. Seri rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi

Eşdeğer devrede elde edilen transfer fonksiyonu Eş. 3.1'de verilmiştir.

$$H(s) = \frac{R_e}{Z_i(s)} = \frac{R_e}{R_e + sL_r + \frac{1}{sC_r}} \quad (3.1)$$

Eş. 3.1 yük ve frekansa bağlı olacak şekilde yeniden yazıldığında Eş. 3.2 elde edilir [2].

$$H(s) = \frac{\frac{s}{Q_e \omega_o}}{1 + \frac{s}{Q_e \omega_o} + \left(\frac{s}{Q_e \omega_o}\right)^2} \quad (3.2)$$

Eşitlikte ω_o doğal frekansı ve Q_e kalite çarpanını ifade etmektedir ve Eş. 3.3 ile Eş. 3.4'te verilmiştir. Eş. 3.5 ise f_n normalize frekansı yani anahtarlama frekansının (f_{sw}) rezonans frekansına (f_r) oranını temsil etmektedir.

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (3.3)$$

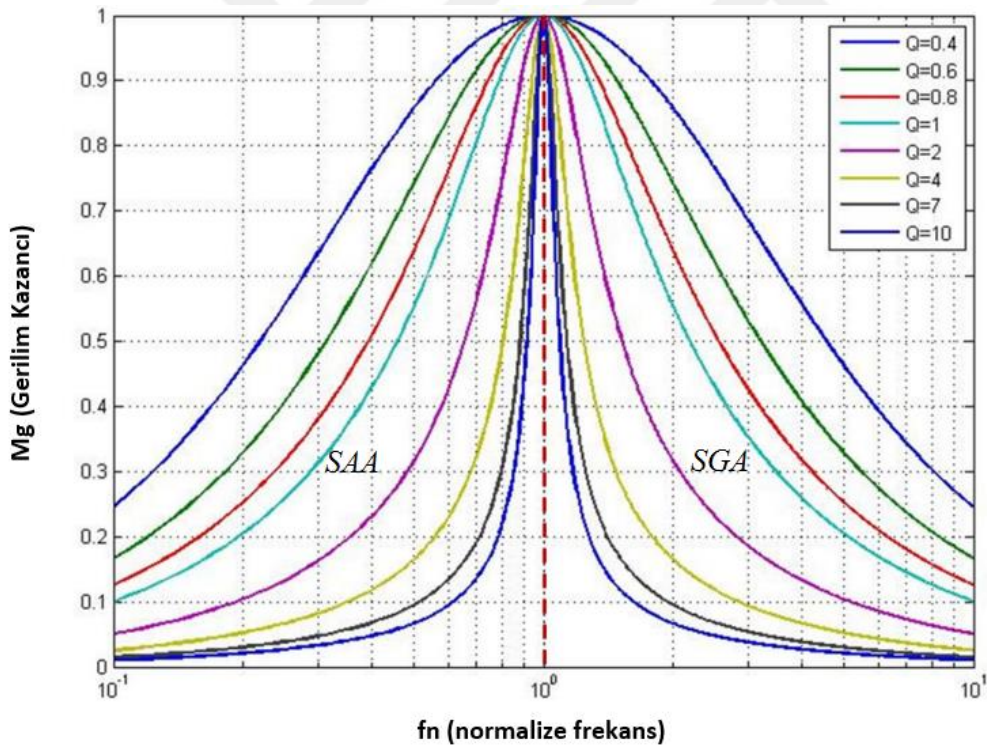
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = 2\pi f_r \quad (3.4)$$

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (3.5)$$

Gerilim kazancı (M_g), çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı olarak elde edilir ve Eş. 3.6'da gösterilmiştir. Eşitlikte de görüldüğü gibi gerilim kazancı, frekans ve yük durumuna bağlı olarak değişmektedir [2].

$$M_g = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_e^2 \left(\frac{1}{f_n} - f_n \right)^2}} \quad (3.6)$$

Seri rezonans dönüştürücü DA kazanç – anahtarlama frekansı karakteristiği kalite çarpanı parametre olarak kullanılarak Şekil 3.4'te verilmiştir.



Şekil 3.4. Seri rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği [28]

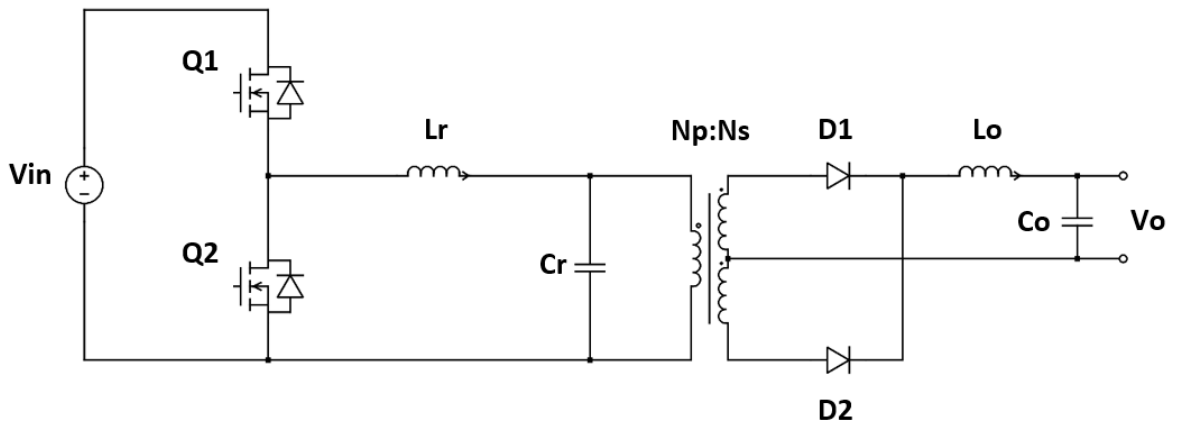
Şekil 3.4'te gösterildiği gibi sıfır akım anahtarlama (SAA) ve sıfır gerilim anahtarlama (SGA) olmak üzere iki çalışma bölgesi mevcuttur. DA kazanç eğiminin pozitif olduğu bölgede dönüştürücü SAA koşulunda çalışır. DA kazanç eğiminin negatif olduğu bölgede

ise dönüştürücü SGA koşulunda çalışmaktadır. Güç MOSFET’i uygulamalarında SGA tercih edilmektedir. Bu nedenle çalışma bölgesi rezonans frekansın sağ tarafıdır. Yani anahtarlama frekansının, rezonans frekansından büyük olması tercih edilmektedir [27].

Şekil 3.4’te de görüldüğü gibi hafif yüklerde (büyük R_e değerleri, dolayısıyla küçük Q_e değerleri) gerilim regülasyonunu sağlayabilmek için anahtarlama frekansının çok yükseltilmesi gerekir. Frekans arttıkça, rezonans tankının empedansı artar. Bu durum rezonans tankında güç aktarımına katkı sağlamayan dolaşım enerjisinin artmasına neden olur. Buna bağlı olarak da iletim kayıpları artar. Ayrıca MOSFET’lerin kesime geçiş akımları artacağı için anahtarlama kayıpları da artacaktır. Yüksüz durumda ise rezonans tank, açık devre ile seri hale geleceğinden çıkış gerilim regülasyonu sağlanamayacaktır [27, 29].

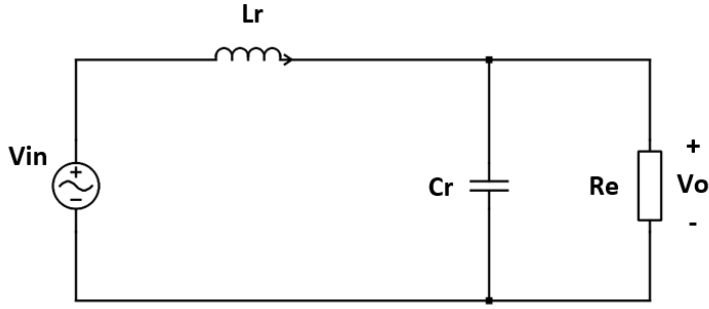
3.2. Paralel Rezonans Dönüştürücü

Yarım köprü paralel rezonans dönüştürücü devre şeması Şekil 3.5’te verilmiştir. Rezonans tank birbirine seri olan rezonans endüktör (L_r) ve rezonans kondansatörden (C_r) oluşmaktadır. Rezonans kondansatör, yüke paralel olduğu için paralel rezonans dönüştürücü olarak adlandırılmaktadır. SRC’den farklı olarak, transformatörün primer tarafı kondansatör olduğu için çıkışta bir kondansatör yerine $L - C$ filtre bulunmaktadır [20].



Şekil 3.5. Yarım köprü paralel rezonans dönüştürücü devre şeması

PRC eşdeğer devresi Şekil 3.6’da verilmiştir. PRC eşdeğer devresi kullanılarak Eş. 3.7, Eş. 3.8, Eş. 3.9 sıralı işlemleri sonucunda Eş. 3.10 ile verilen transfer fonksiyonu elde edilir [2].



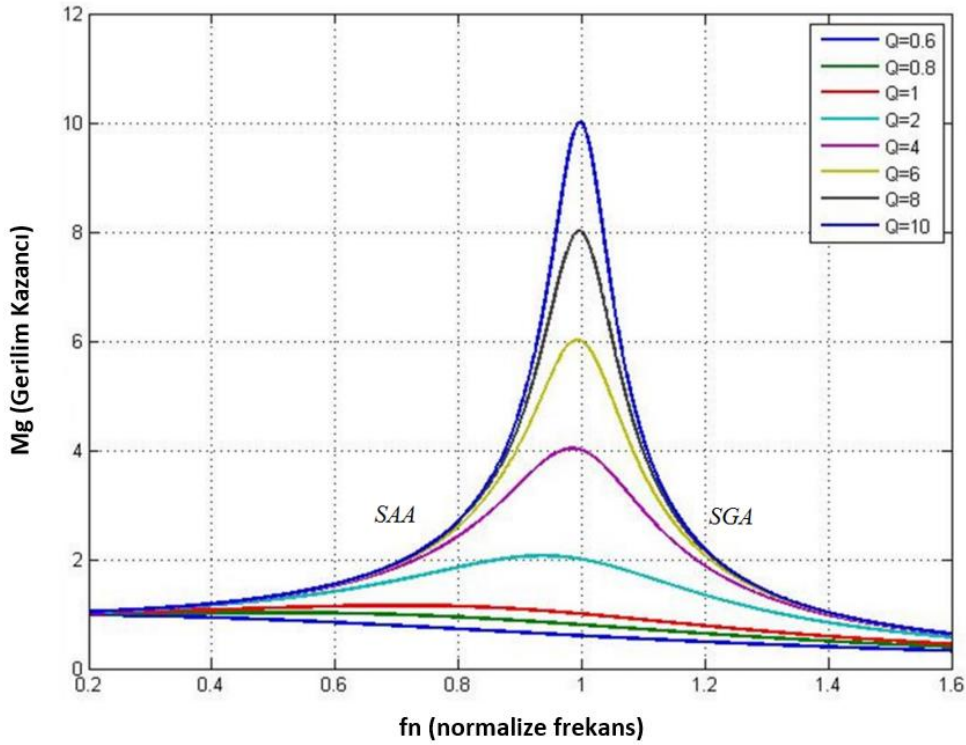
Şekil 3.6. Paralele rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi

$$H(s) = \frac{R_e // sL_r // \frac{1}{sC_r}}{sL_r} \quad (3.7)$$

$$M_g = \frac{8}{\pi^2} \left| \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_e \omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \right| \quad (3.8)$$

$$Q_e = \frac{R_e}{R_o} \quad (3.9)$$

$$M_g = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{(1 - f_n)^2 + \left(\frac{f_n}{Q_e}\right)^2} \quad (3.10)$$



Şekil 3.7. Paralel rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği [28]

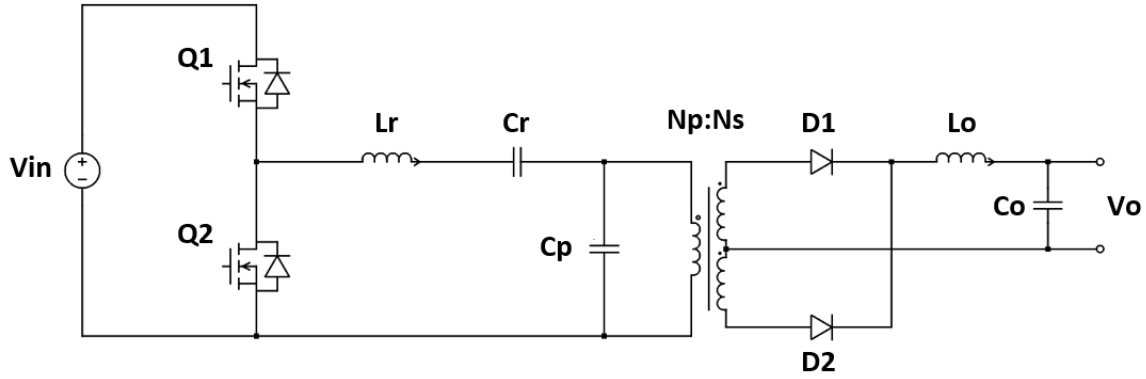
Paralel rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği Şekil 3.7’de verilmiştir. PRC, SRC’ye benzer olarak sıfır gerilim anahtarlama elde edebilmek için çalışma bölgesi rezonans frekansın sağ tarafında kalacak şekilde tasarlanır. Paralel rezonans dönüştürücü çalışma bölgesi, seri rezonans dönüştürücü ile kıyaslandığında çok daha dardır. Bu nedenle SRC’nin aksine, hafif yüklerde gerilim regülasyonunu sağlamak için anahtarlama frekansını dar bir aralıkta değiştirmesi yeterli olur. Paralel rezonans dönüştürücüler hafif yüklerde ve yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilirler [27-29].

Paralel rezonans dönüştürücüde rezonans kondansatörün yüke paralel olması nedeniyle, yüksüz durumda bile devrede küçük bir rezonans tank empedansı vardır. Bu durum PRC için büyük bir dezavantajdır ve yük sıfır da olsa yüksek dolaşım enerjisine neden olur [27].

3.3. LCC Rezonans Dönüştürücü

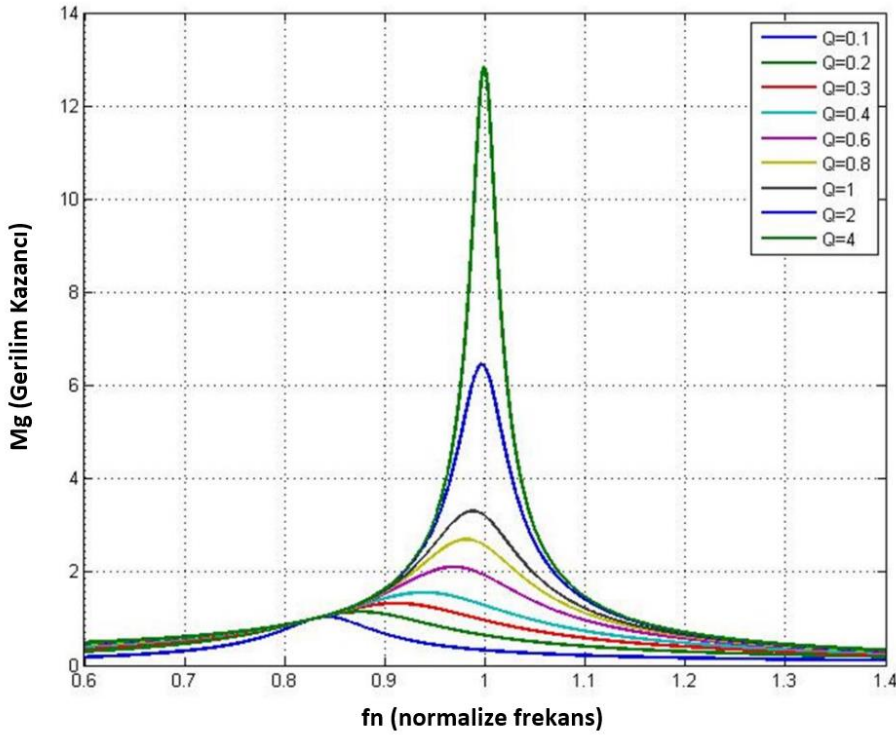
Yarım köprü LCC rezonans dönüştürücü devre şeması Şekil 3.8’de verilmiştir. Rezonans tank, rezonans endüktör (L_r), rezonans seri kondansatör (C_r) ve rezonans paralel kondansatör (C_p) olmak üzere üç rezonans elemanından oluşur. LCC rezonans dönüştürücü

SRC ve PRC'nin kombinasyonu olarak düşünülebilir. Bu nedenle SRC ve PRC ile ortak özelliklere sahip olduğu gibi avantajlı yanları da vardır. PRC ile ortak olan bir özelliği çıkış filtresi için ek bir endüktöre (L_o) ihtiyaç duymasıdır. Diğer taraftan, L_r ve C_r , yüke seri olduğu için PRC'ye kıyasla dolaşım enerjisi daha düşüktür. Bunun yanı sıra, SRC'nin aksine, LCC rezonans dönüştürücü paralel kondansatöre (C_p) sahip olduğu için yüksüz durumda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilir [27, 28].



Şekil 3.8. Yarım köprü LCC rezonans dönüştürücü devre şeması

LCC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği Şekil 3.9'da verilmiştir. SRC ve PRC'de olduğu gibi sıfır gerilim anahtarlamanın (SGA) sağlanabilmesi için LCC rezonans dönüştürücü, çalışma bölgesi rezonans frekansın sağ tarafında kalacak şekilde tasarlanır. Yüksek giriş geriliminde, dönüştürücü rezonans frekanstan çok daha büyük frekans değerlerinde çalışmaktadır. Ayrıca SRC ve PRC'ye benzer şekilde yüksek giriş gerilimlerinde iletim ve anahtarlama kayıpları artmaktadır [27, 28].



Şekil 3.9. LCC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği [28]

3.4. Topolojilerin Değerlendirilmesi

Yukarıda üç temel rezonans dönüştürücü topolojisi incelenmiştir. En temel topolojiler olan SRC ve PRC'nin bazı dezavantajlara sahip olduğu görülmüştür. SRC hafif yüklerde gerilim regülasyonunu sağlayabilmek için çok yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmaktadır. Bu durum iletim ve anahtarlama kayıplarını arttırmaktadır. Bunun yanı sıra, yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonu sağlanamamaktadır. PRC, SRC'ye kıyasla daha dar bir çalışma bölgesine sahiptir. Böylece hafif yüklerde ve yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilir. Fakat, yüke paralel rezonans kondansatör nedeniyle hafif yük koşullarında bile yüksek iletim kayıplarına sahiptir. Bu durum dönüştürücü verimini olumsuz yönde etkiler. Ayrıca SRC'de çıkış filtresi için tek bir kondansatör yeterliyken PRC bir $L - C$ filtreye ihtiyaç duyar [8].

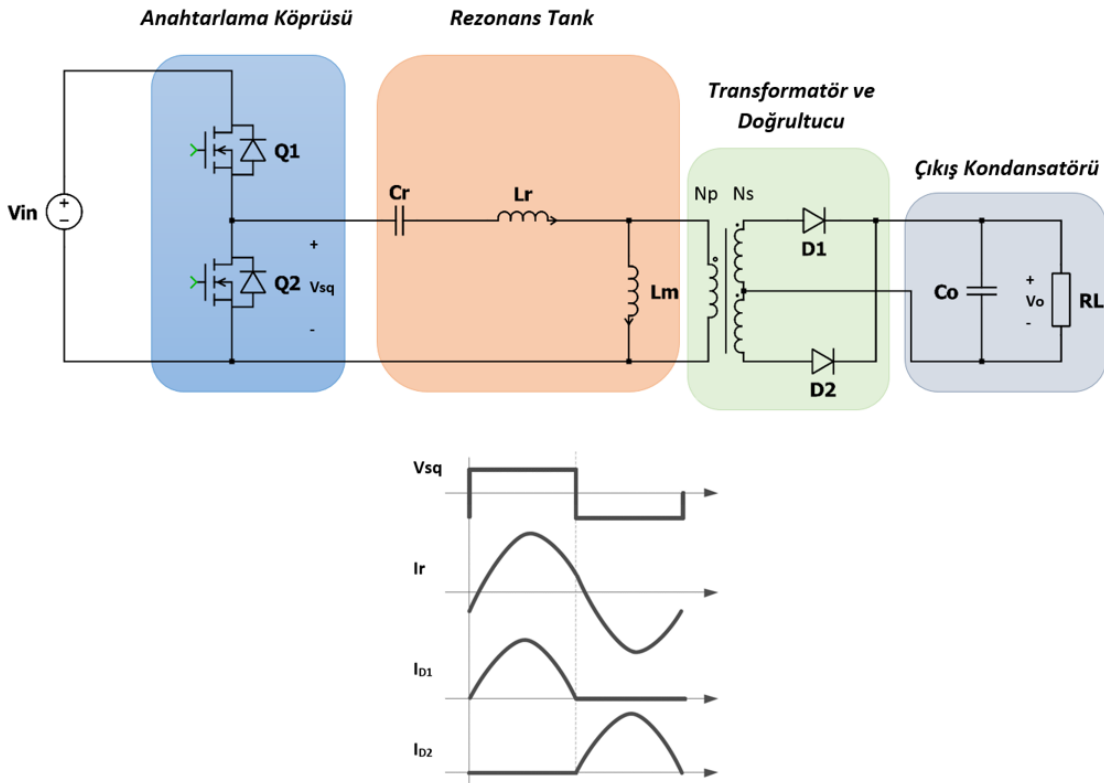
SRC ve PRC'nin yukarıda bahsedilen dezavantajlarının önüne geçebilen ve onların bir kombinasyonu olan üç rezonans elemanlı LCC topolojisi Bölüm 3.3'te anlatılmıştır. LCC rezonans dönüştürücünün, PRC'ye kıyasla hafif yük koşullarında verimliliği daha yüksektir ve SRC'nin aksine yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilir. Fakat SRC

ve PRC'de olduğu gibi yüksek giriş gerilimlerinde yüksek iletim ve anahtarlama kayıpları meydana gelir. Bunun nedeni yüksek giriş geriliminde SRC ve PRC de olduğu gibi LCC rezonans dönüştürücünün de rezonans frekansının üstünde çalışacak olmasıdır.

Rezonans tank için rezonans frekansında çalışmak en verimli noktadır. LCC rezonans dönüştürücü iki rezonans frekansa sahiptir. Düşük rezonans frekansını L_r ve C_r belirler. Yüksek rezonans frekansını ise L_r , C_r ve C_p belirlemektedir. Normalde en yüksek rezonans frekansta çalışmak daha verimli olmalıdır. Fakat LCC rezonans dönüştürücü bu kurala uymamaktadır. Bunun yanı sıra Şekil 3.9'da görüldüğü gibi, verimin en yüksek olduğu düşük rezonans frekansı SAA bölgesindedir. Daha öncede belirtildiği gibi MOSFET uygulamaları için SAA bölgesi tercih edilmemektedir [27]. Bu nedenlerle tezin 4. bölümünde, yukarıda belirtilen dezavantajları önleyen ve yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMG) ve yüksek güç yoğunluğu gibi avantajlara sahip olan LLC rezonans dönüştürücü topolojisi ele alınmıştır.

4. LLC REZONANS DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ ÇALIŞMA PRENSİBİ

Temel topolojiler olan seri, paralel ve LCC rezonans dönüştürücü topolojileri önceki bölümde detaylı olarak ele alınmıştır. Bu topolojilerin, özellikle yüksek ve geniş giriş gerilim aralığı gerektiren uygulamalar için dezavantajlı oldukları gösterilmiştir. Bu bölümde ise bahsedilen bu dezavantajları ortadan kaldıran LLC rezonans DA-DA dönüştürücü topolojisi detaylı olarak ele alınacaktır. LLC rezonans dönüştürücüler çıkış gerilimi regülasyonunu dar bir frekans aralığında gerçekleştirdikleri için geniş giriş gerilim uygulamalarında tercih edilirler [7]. Bunun yanı sıra primer anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve senkron doğrultucular için sıfır akım anahtarlama (SAA) özelliği ile anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi (EMG) de azaltırlar [10, 11]. Bu nedenle anahtarlama kayıplarının iletim kayıplarından çok daha baskın olduğu yüksek giriş gerilim uygulamalarında verimliliği arttırmak için çok etkilidir [14].



Şekil 4.1. Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devre şeması

Temel olarak yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü topolojisinin genel şeması Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi dönüştürücü dört bölümden oluşmaktadır.

Anahtarlama, köprüsü Q_1 , Q_2 MOSFET'lerinden oluşur ve tam köprü ya da yarım köprü olarak seçilebilir. Q_1 ve Q_2 MOSFET'leri, anahtarlama periyodunun yarısında çalışarak rezonans tankı uyarmak için kare dalga üretirler (V_{sq}). Sıfır gerilim anahtarlama (SGA) elde edebilmek için anahtarlama geçişleri arasına küçük bir ölü zaman eklenir [30, 31].

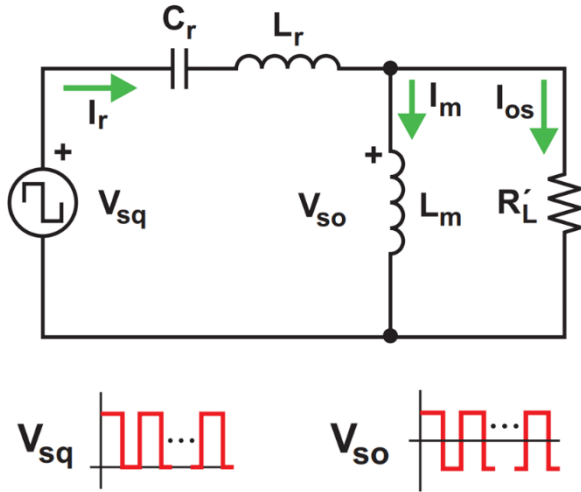
Rezonans tank devresi, rezonans kondansatörü (C_r), rezonans endüktörü (L_r) ve mıknatıslanma endüktörü (L_m) olmak üzere üç elemandan oluşur. Pratikte genellikle paralel endüktans (L_m), transformatörün mıknatıslanma endüktansından elde edilir [2]. Rezonans tank devresi, yüksek dereceli harmonik akımları süzer. Rezonans tankı, girişine kare dalga uygulanmasına rağmen üzerinden sadece sinüzoidal akımın akmasına izin verir. Şekil 4.1'de görüldüğü gibi rezonans tankı üzerinden akan akım (I_r), rezonans tankına uygulanan gerilimden (V_{sq}) geridedir. Bu durum MOSFET'lerin sıfır gerilim altında açılmasını sağlar [14].

Transformatör sarım oranı n ile gösterilir. Rezonans tank üzerinde dolaşan enerji, transformatör aracılığıyla yüke aktarılır. Transformatörün primer taraf sargısında iki kutuplu bir kare dalga gerilimi (V_{sq}) oluşur. Bu gerilim dönüş oranı (n) ile orantılı olarak sekonder tarafa aktarılır [13]. Sekonder tarafında bulunan iki diyot (D_1, D_2) orta uçlu doğrultucuyu oluşturur. Transformatör ile genliği düşürülen rezonans sinüzoidal akım burada doğrultulur. Doğrultucu ağı, tam köprü ya da orta uçlu konfigürasyon ile kullanılabilir. Bunun yanı sıra özellikle düşük gerilim ve yüksek akım gerektiren uygulamalarda iletim kayıplarını azaltabilmek için MOSFET'li senkron doğrultucular da tercih edilmektedir. Son olarak çıkış kondansatörü (C_o), doğrultulmuş AA akımı süzerek DA çıkış gerilimi sağlamaktadır [14].

Şekil 4.1'de görüldüğü gibi LLC rezonans dönüştürücü, transformatörün primer sargısına paralel endüktör eklemiş bir seri rezonans dönüştürücü gibidir. Bu topoloji ilk ortaya atıldığında, primer taraftaki dolaşım akımını paralel bir endüktör ile arttırmanın devre çalışma prensibi için mantıklı olmadığı düşünüldüğünden çok fazla ilgi görmemiştir. Ancak bu anahtarlama kayıplarının iletim kayıplarından çok daha baskın olduğu yüksek giriş gerilimi uygulamalarında verimliliği arttıran etkili bir yöntemdir [14].

4.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Gerilim Transfer Fonksiyonu

LLC rezonans dönüştürücünün çalışma mantığını daha iyi kavrayabilmek için dönüştürücü eşdeğer devresini incelemek ve dönüştürücünün transfer fonksiyonunu çıkarmak gerekmektedir. Giriş-çıkış gerilim kazancı olarak da adlandırılacak olan transfer fonksiyonu, giriş gerilimi ile çıkış gerilimi arasındaki matematiksel ifadedir. LLC rezonans dönüştürücü devre şeması ve sahip olduğu temel bloklar bir önceki bölümde detaylı olarak anlatılmıştır. Bu bilgiler göz önüne alınarak dönüştürücü eşdeğer devresi Şekil 4.2’de gösterildiği gibi elde edilir.

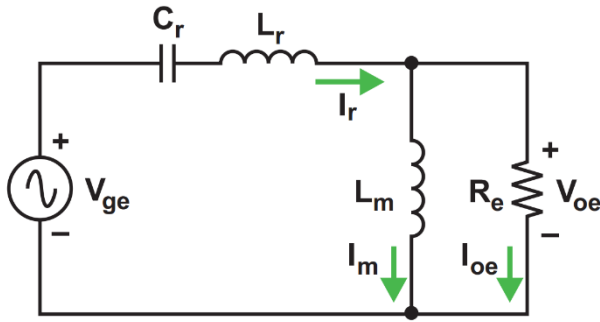


Şekil 4.2. LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devre şeması [13]

Şekil 4.2’de I_r rezonans tank akımı, I_m mıknatıslanma akımı, I_{os} eşdeğer çıkış akımı ve R'_L eşdeğer yük direnci olarak ifade edilmektedir. Şekilde görüldüğü gibi eşdeğer devre giriş gerilimi (V_{sq}) ve L_m üzerine düşen gerilim kare dalga formundadır. Bu durum dönüştürücü devresi için denklemleri tanımlamayı ve dolayısıyla transfer fonksiyonunu çıkarmayı zorlaştırır [30]. Durum uzayı ortalaması gibi geleneksel yöntemler PWM anahtarlamalı dönüştürücülerin modellenmesinde başarılı bir şekilde kullanılmaktadır. Fakat bu yöntemlerin pratikte rezonans dönüştürücüler için başarısız sonuçlar verdiği kanıtlanmıştır. Bu durum tasarımcıları farklı bir yaklaşım arayışına yönlendirmiştir [13].

Rezonans tank, girişine uygulanan kare dalga geriliminin yüksek dereceli harmoniklerini süzer. Ayrıca ilerleyen bölümlerde detaylı olarak anlatılacağı üzere LLC rezonans dönüştürücü tasarımı rezonans frekans çevresinde çalışacak şekilde yapılmaktadır. Bu

durum bize, rezonans tank akımının rezonans frekans civarında bir sinüzoidal olduğu yönünde ipucu verir. Bu noktada rezonans tank girişine uygulanan kare dalga geriliminin, sadece temel bileşenin güç aktarımına katkıda bulunduğunu varsayarak bir yöntem geliştirilebilir. Bu yöntem literatürde temel harmonik yaklaşım (THY) olarak adlandırılmaktadır. THY yöntemi, tank geriliminin ve tank akımının yüksek dereceli harmoniklerini ihmal eder ve tamamen sinüzoidal olarak ele alır. Bu yöntem ile elde edilen modelin doğruluğu, dönüştürücü çalışma frekansı rezonans frekanstan uzaklaştıkça azalmaktadır. Buna karşın dönüştürücü rezonans frekans ve çevresinde çalıştığında güvenilir tasarım sonuçları vermektedir ve günümüzde yaygın olarak rezonans dönüştürücü tasarımında kullanılmaktadır [13, 14, 30]. THY yöntemi kullanılarak elde edilen basitleştirilmiş LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi Şekil 4.3'te verilmiştir.



Şekil 4.3. Basitleştirilmiş LLC rezonans dönüştürücü eşdeğer devresi [13]

Şekil 4.3'te V_{ge} , V_{sq} 'nin temel bileşeni ve V_{oe} , V_{so} 'nun temel bileşenini ifade etmektedir. Bu bölümde Şekil 4.3'te verilen devrenin elektriksel değişkenleri matematiksel olarak tanımlanacak ve dönüştürücü transfer fonksiyonu türetilacaktır [13].

Girişteki kare dalganın (V_{sq}) temel bileşeni olan V_{ge} Eş. 4.1'de verildiği gibi ve V_{ge} 'nin RMS değeri Eş. 4.2'de verildiği gibi hesaplanır. V_{DC} dönüştürücü giriş gerilimini (V_{in}) temsil eder.

$$v_{ge}(t) = \frac{2}{\pi} V_{DC} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (4.1)$$

$$V_{ge} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{DC} \quad (4.2)$$

V_{oe} , V_{so} 'nun temel bileşenidir. V_{oe} ve RMS değeri Eş. 4.3 ve Eş. 4.4'te verilmiştir. φ_v , V_{oe} ve V_{ge} arasındaki faz açısıdır.

$$v_{oe}(t) = \frac{4}{\pi} nV_o \sin(2\pi f_{sw}t - \varphi_v) \quad (4.3)$$

$$V_{oe} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} nV_o \quad (4.4)$$

I_{oe} , I_{os} 'nin temel bileşenidir. I_{oe} ve RMS değeri Eş. 4.5 ve Eş. 4.6'da verilmiştir. φ_i , i_{oe} ve v_{oe} arasındaki faz açısıdır.

$$i_{oe}(t) = \frac{\pi}{2n} I_o \sin(2\pi f_{sw}t - \varphi_i) \quad (4.5)$$

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}n} I_o \quad (4.6)$$

Eşdeğer yük direnci R_e , Eş. 4.7'de verilmiştir.

$$R_e = \frac{V_{oe}}{I_{oe}} = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_L \quad (4.7)$$

Devrenin açılal frekansı Eş. 4.8'de verilmiştir.

$$\omega = \omega_s = 2\pi f_{sw} \quad (4.8)$$

Rezonans tank elemanlarının (C_r , L_r , L_m), reaktansları aşağıdaki eşitlikler ile verilmiştir.

$$X_{C_r} = \frac{1}{\omega C_r} \quad (4.9)$$

$$X_{L_r} = \omega L_r \quad (4.10)$$

$$X_{L_m} = \omega L_m \quad (4.11)$$

Mıknatıslanma akımının RMS değeri Eş. 4.12'de, rezonans tank akımı ise Eş. 4.13'te verilmiştir.

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} \quad (4.12)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (4.13)$$

Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü kazanç oranı yani giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki Eş. 4.14'te verilmiştir.

$$M_{g_DC} = \frac{nV_o}{V_{in}/2} = \frac{nV_o}{V_{DC}/2} \quad (4.14)$$

Şekil 4.2 göz önüne alındığında Eş. 4.14, Eş. 4.15 gibi yazılabilir.

$$M_{g_DC} \approx M_{g_sw} = \frac{V_{so}}{V_{sq}} \quad (4.15)$$

Şekil 4.3'te kullanılan yaklaşım ile V_{so} ve V_{sq} 'nin temel bileşenleri alındığında Eş. 4.15, Eş. 4.16 gibi yazılabilir.

$$M_{g_DC} \approx M_{g_sw} \approx M_{g_AC} = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} \quad (4.16)$$

M_{g_AC} simgesini basitleştirmek için bundan sonra yerine M_g simgesi kullanılacaktır. Şekil 4.3 kullanılarak V_{oe} ve V_{ge} arasındaki ilişki Eş. 4.17 gibi yazılabilir. Denklemden j simgesi $\sqrt{-1}$ olarak alınır.

$$M_g = \frac{V_{oe}}{V_{ge}} = \left| \frac{jX_{L_m} \parallel R_e}{(jX_{L_m} \parallel R_e) + j(X_{L_r} - X_{C_r})} \right| \quad (4.17)$$

$$= \left| \frac{(j\omega L_m) \parallel R_e}{(j\omega L_m) \parallel R_e + j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r}} \right|$$

Bu doğrultuda Eş. 4.14 kullanılarak çıkış gerilimi Eş. 4.18 gibi yazılabilir.

$$V_o = M_g \frac{1}{n} \frac{V_{in}}{2} \quad (4.18)$$

Eş. 4.17'de görüldüğü gibi gerilim kazanç fonksiyonu kullanışsız bir formattadır. Bunu kullanışlı hale getirebilmek için f_0 rezonans frekansı temel alınarak denklem normalize hale getirilir. Normalize frekans (f_n), Eş. 4.19'da verilmiştir [13].

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_0} \quad (4.19)$$

Yapılan normalizasyona ek olarak, dönüştürücü tasarımını basitleştirmek için iki parametre tanımlanır. Bunlar Eş. 4.20'de verilen endüktans oranı (L_n) ve Eş. 4.21'de verilen kalite çarpanıdır (Q_e). f_n , L_n ve Q_e parametreleri birimsizdir.

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (4.20)$$

$$Q_e = \frac{\sqrt{L_r/C_r}}{R_e} \quad (4.21)$$

Yapılan bu tanımlamalar ve normalizasyon sonucunda gerilim kazanç fonksiyonu Eş. 4.22'de gösterildiği gibi yazılabilir.

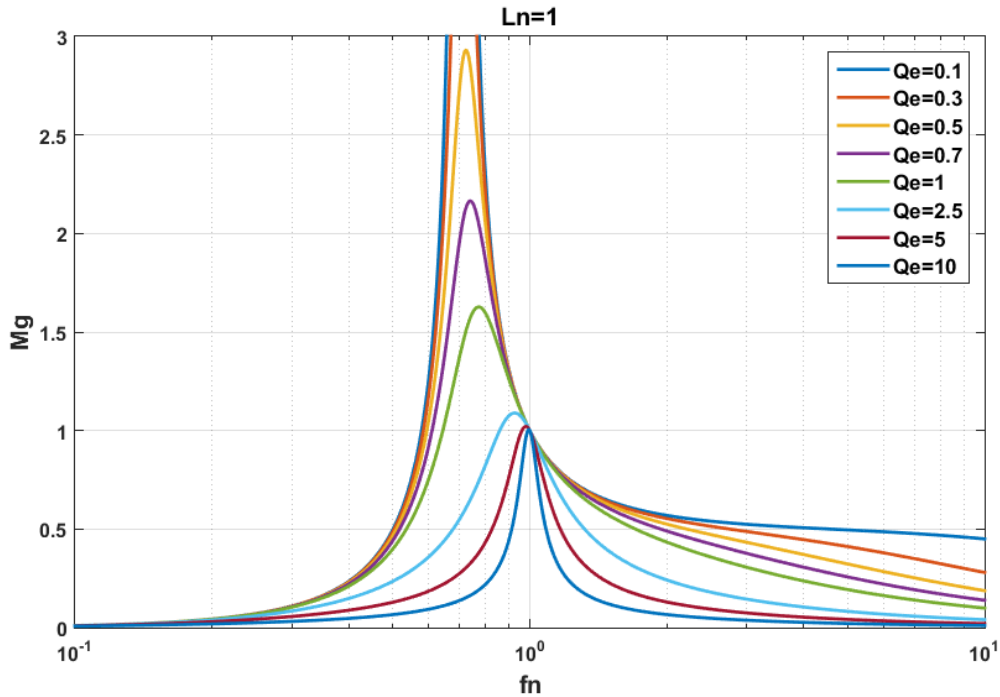
$$M_g = \left| \frac{L_n f_n^2}{[(L_n + 1)f_n^2 - 1] + j[(f_n^2 - 1)f_n Q_e L_n]} \right| \quad (4.22)$$

Böylece giriş ve çıkış gerilimi arasındaki ilişki Eş. 4.23'te gösterildiği gibi elde edilmiş olur.

$$V_o = M_g \frac{1}{n} \frac{V_{in}}{2} = M_g(f_n, L_n, Q_e) \frac{1}{n} \frac{V_{DC}}{2} \quad (4.23)$$

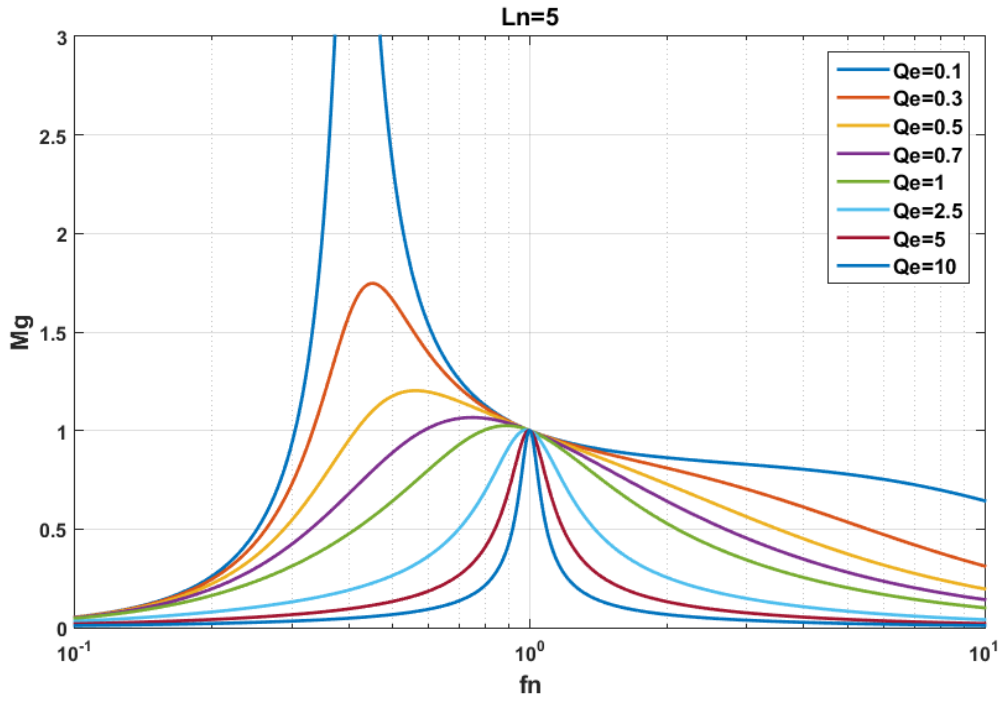
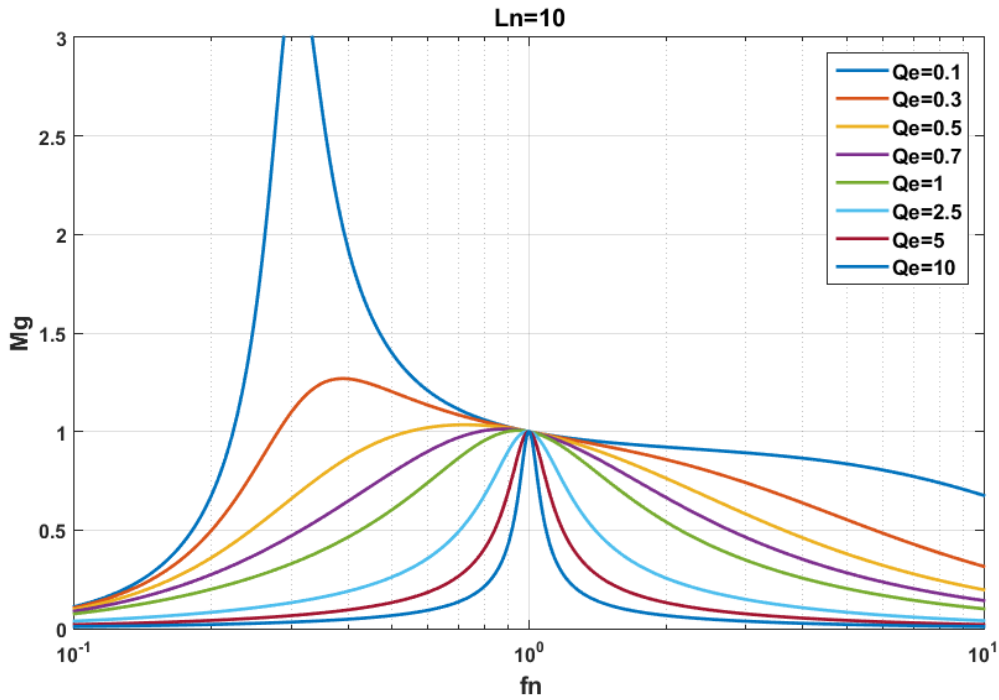
4.2. Gerilim Transfer Fonksiyonunun Davranışı

LLC rezonans dönüştürücü tasarımını doğru bir şekilde yapabilmek için gerilim transfer fonksiyonu davranışını iyi anlamak gerekir. Eş. 4.22’de görüldüğü gibi dönüştürücü gerilim kazancı (M_g); endüktans oranı (L_n), kalite çarpanı (Q_e) ve normalize frekans (f_n) parametrelerine bağlı olarak değişir. Devre elemanları belirlendikten sonra L_n ve Q_e parametreleri sabitleneceği için, bu denklemde, f_n kontrol değişkenidir. Devrenin kontrolü, rezonans frekans sabit olduğu için, anahtarlama frekansı değiştirilerek sağlanır [2]. Gerilim kazanç fonksiyonunun (M_g) davranışını tam olarak görebilmek için M_g ’nin farklı Q_e ve L_n değeri için normalize frekansa (f_n) göre değişimi MATLAB programında çizdirilmiş ve Şekil 4.4’te verilmiştir.



(a) $L_n = 1$

Şekil 4.4. Gerilim kazanç fonksiyonunun (M_g) farklı L_n ve Q_e değerleri için grafikleri (a) $L_n = 1$, (b) $L_n = 5$, (c) $L_n = 10$

(b) $L_n = 5$ (c) $L_n = 10$

Şekil 4.4. (devam) Gerilim kazanç fonksiyonunun (M_g) farklı L_n ve Q_e değerleri için grafikleri (a) $L_n = 1$, (b) $L_n = 5$, (c) $L_n = 10$

Şekil 4.4'te, L_n 'nin 1, 5 ve 10 olarak ayarlandığı 3 farklı grafik verilmiştir ve her bir grafikte Q_e 'nin 0,1 ile 10 arasındaki değerleri için gerilim kazanç eğrileri çizdirilmiştir. Grafikte

düşük Q_e değerleri hafif yükleri, yüksek Q_e değerleri ise ağır yükleri ifade etmektedir. Şekilde görüldüğü gibi tüm kazanç eğrileri $f_n = 1$ noktasından geçmektedir. Bu nokta f_0 rezonans frekansı noktasıdır ve $X_{L_r} - X_{C_r}$ sifıra eşittir. Başka bir deyişle L_r ve C_r üzerine düşen gerilim sıfırdır. Bu nedenle kazancın değeri yükten bağımsız olarak bu noktada bire eşittir. Yükten bağımsız olarak giriş gerilimi doğrudan yüke aktarıldığı için f_0 rezonans frekansı ve etrafında yapılan tasarımlarda frekans kontrolü dar bir aralıkta gerçekleşmekte ve kayıplar minimuma indirilmektedir. Ancak f_0 rezonans frekansından uzaklaştıkça seri rezonans devresi empedansı sıfır olmayacağı için gerilim kazancı yüke bağlı olarak değişir hale gelecektir [13].

Şekil 4.4'te görüldüğü gibi sabit L_n değerinde Q_e arttırılırsa kazanç eğrisi daralmaktadır. Kazanç eğrisinin daralması da kontrol frekans aralığının daralması anlamına gelmektedir. Bu sonuç Q_e 'nin rezonans devresinin kalite çarpanı olması nedeniyle beklenen bir durumdur. Bunun yanı sıra Q_e arttıkça kazanç eğrisinin tepe değeri düşer ve $f_n = 1$ noktasına doğru kayar. Kazanç eğrisinin tepe değerinin küçülmesi bir sonraki bölümde anlatılacağı üzere sıfır gerilim anahtarlama (SGA) bölgesinde çalışmayı olumsuz yönde etkileyen bir durumdur.

Sabit Q_e değerinde L_n azaltılırsa kazanç eğrisi daralmaktadır. Bu durum yine frekans kontrol aralığının daralması anlamına gelir. Bunun yanı sıra kazanç eğrisinin tepe değerinin de yükseldiği görülmektedir. Bu da sıfır gerilim anahtarlama (SGA) bölgesinde çalışmayı olumlu yönde etkiler. Fakat Eş. 4.20'de görüldüğü gibi L_n 'nin artması mıknatıslanma endüktansının (L_m) azalması anlamına gelmektedir. Düşük mıknatıslanma edüktansı da yüksek mıknatıslanma akımına neden olacaktır. Bu durumda da iletim kayıpları artacaktır.

Bu bölümde görüldüğü gibi L_n ve Q_e değerleri çeşitli kombinasyonlar ile seçilebilmektedir. Bu nedenle LLC rezonans devresi tasarımında optimal L_n ve Q_e değerlerinin seçimi önem arz etmektedir. Bölüm 5'te optimal L_n ve Q_e değerlerinin seçimi için hazırlanan prosedür detaylı bir şekilde anlatılacaktır.

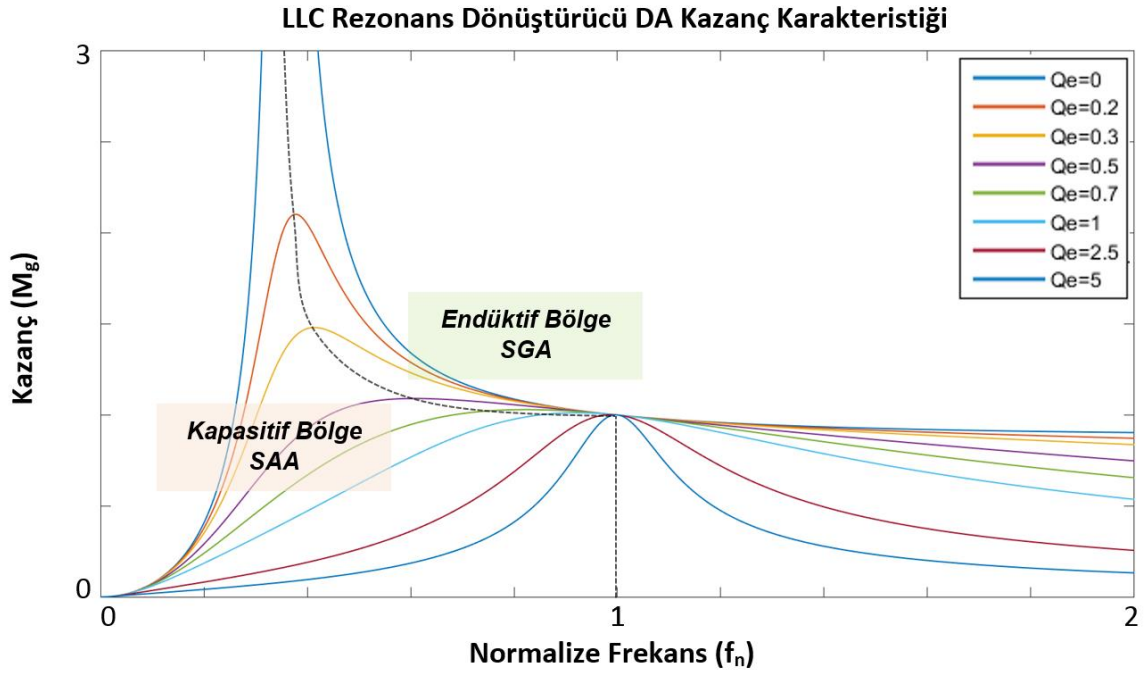
4.3. LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Bölgeleri

LLC rezonans dönüştürücünün üç rezonans tank elemanı olması nedeniyle iki rezonans frekansı vardır. Bunlardan biri (f_0), L_r ve C_r 'nin rezonansa girmesi ile elde edilir. Diğeri ise L_r , C_r ve L_m 'nin rezonansa girmesi ile elde edilen f_p 'dir. Daha önce de bahsedildiği gibi f_0 rezonans frekansında yükten bağımsız olarak kazanç bire eşittir. Bu LLC rezonans dönüştürücüleri seri rezonans dönüştürücülerden avantajlı kılan en önemli özelliktir. Fakat f_p için bu sadece yüksüz durumlar için geçerlidir. Bu nedenle LLC rezonans dönüştürücüler f_0 rezonans frekansı civarında çalışacak şekilde tasarlanırlar. Literatürde de f_0 LLC rezonans dönüştürücünün rezonans frekansı olarak adlandırılmaktadır. Bu tezde de f_0 'dan rezonans frekans olarak bahsedilecektir. Eş. 4.24 ve Eş. 4.25'te f_0 ve f_p rezonans frekansları verilmiştir [32, 33].

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.24)$$

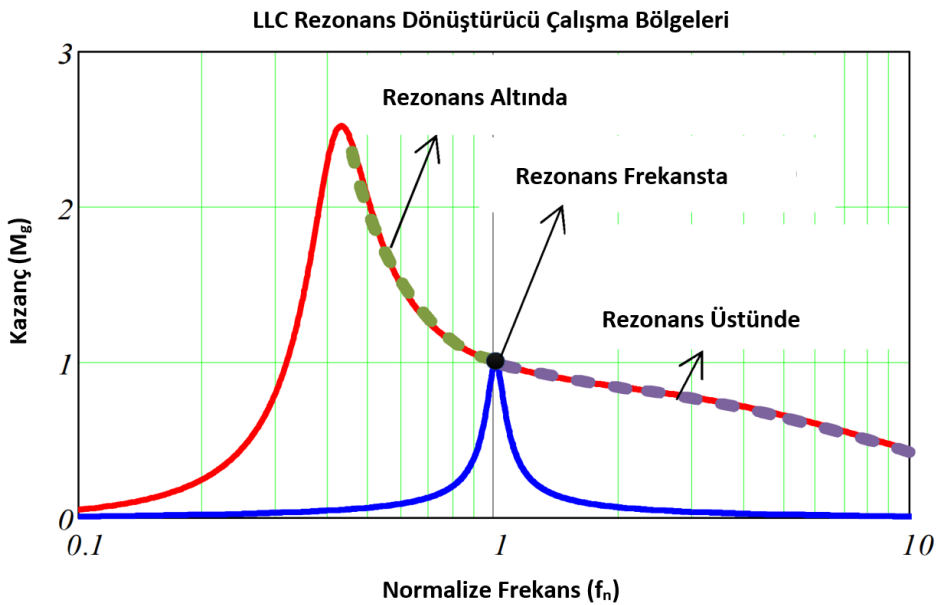
$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (4.25)$$

LLC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği Şekil 4.5'te verilmiştir. Görüldüğü gibi eğrilerin tepe noktalarını birleştiren kesikli çizgi kapasitif ve endüktif çalışma bölgeleri arasındaki sınırı oluşturmaktadır. Endüktif bölgede, rezonans tank akımı (I_p), rezonans tankına uygulanan gerilimden (V_{sq}) geride olduğu için sıfır gerilimde anahtarlama (SGA) gerçekleşir. Kapasitif bölgede ise I_p , V_{sq} 'dan ileride olduğu için sıfır akımda anahtarlama (SAA) gerçekleşir. Genellikle, MOSFET uygulamalarında SGA tercih edilmektedir. Bu durum çalışma frekans aralığını SGA'nın sağlandığı endüktif bölge içinde tutmayı gerekli kılar. Kapasitif bölgeye geçişi önleyebilmek için minimum anahtarlama frekansı, endüktif ve kapasitif bölgeyi ayıran tepe kazanç frekansı ile sınırlı tutulmalıdır [14, 33, 34].



Şekil 4.5. LLC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği

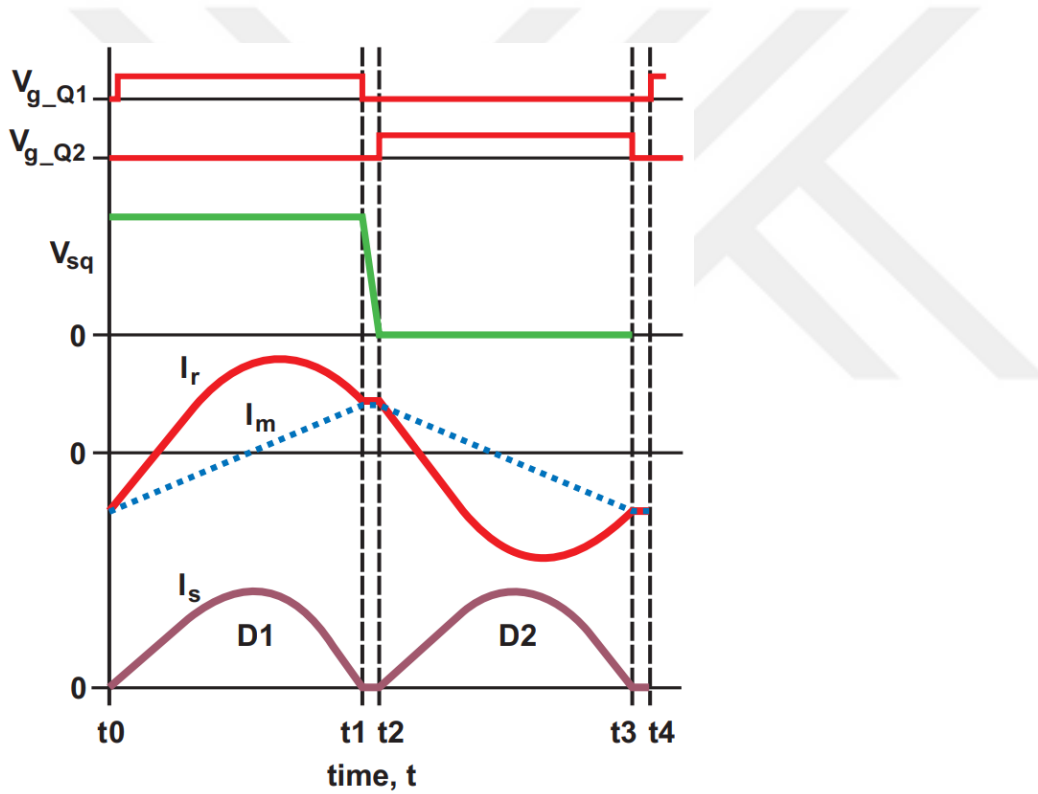
LLC rezonans dönüştürücü DA kazanç karakteristiği incelendiğinde, gerilim kazancının hem birin üstünde hem de birin altında olacak şekilde değişebildiği görülmektedir. Bu nedenle hem yükseltici hem de düşürücü dönüştürücü karakteristiğine sahiptir [30]. LLC rezonans dönüştürücünün anahtarlama frekansına bağlı olarak üç çalışma modu vardır. Dönüştürücü Şekil 4.6'da görüldüğü gibi rezonans frekans altında, üstünde ve rezonans frekansta çalışabilir.



Şekil 4.6. LLC rezonans dönüştürücü çalışma bölgeleri [12]

4.3.1. Rezonans frekansta çalışma

Bu çalışma modunda dönüştürücünün anahtarlama periyodu ve rezonans periyodu birbirine eşittir. Şekil 4.7’de rezonans frekansta çalışma esnasında kritik akım ve gerilim dalga şekillerini içeren grafik verilmiştir. Bu mod boyunca mıknatıslanma endüktansı rezonansa girmez. Rezonans tank empedansı sıfırdır ve kazanç birdir. LLC rezonans dönüştürücü için en yüksek verimlilik bu modda elde edilir. Anahtarlama periyodunun yarısında, mıknatıslanma akımı (I_m), rezonans akımına (I_r) eşitlenir. Kesintisiz güç aktarımı vardır. Primer MOSFET’lerde SGA ve doğrultucu diyotlarda yumuşak anahtarlama sağlanır [12, 30].

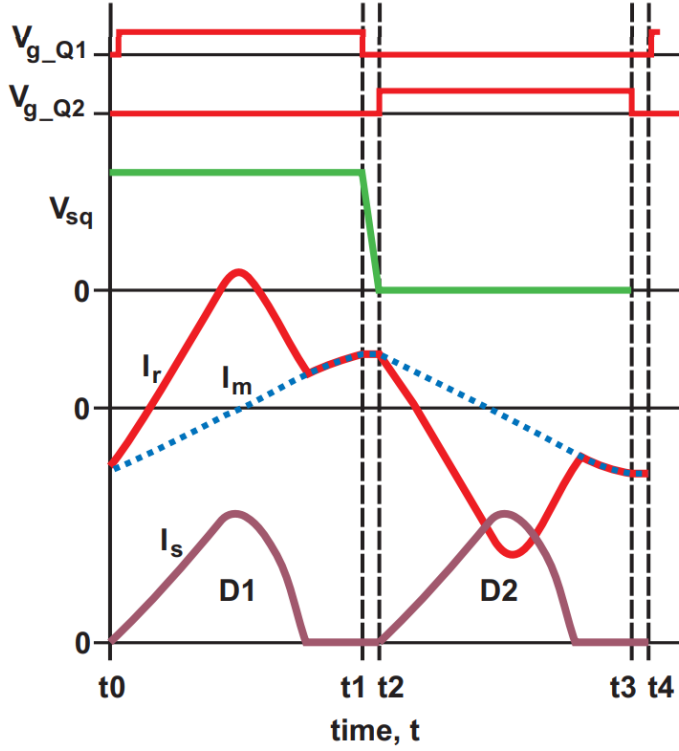


Şekil 4.7. Rezonans frekansta çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri [13]

4.3.2. Rezonans frekans altında çalışma

Bu çalışma modunda anahtarlama periyodu rezonans periyodundan uzundur. Şekil 4.8’de rezonans frekans altında çalışma esnasında kritik akım ve gerilim dalga şekillerini içeren grafik verilmiştir. Bu modda mıknatıslanma endüktansı rezonansa katılır. Anahtarlama yarı döngüsü tamamlanmadan (I_m), (I_r)’ye eşitlenir ve güç aktarımı anahtarlama yarı döngüsü

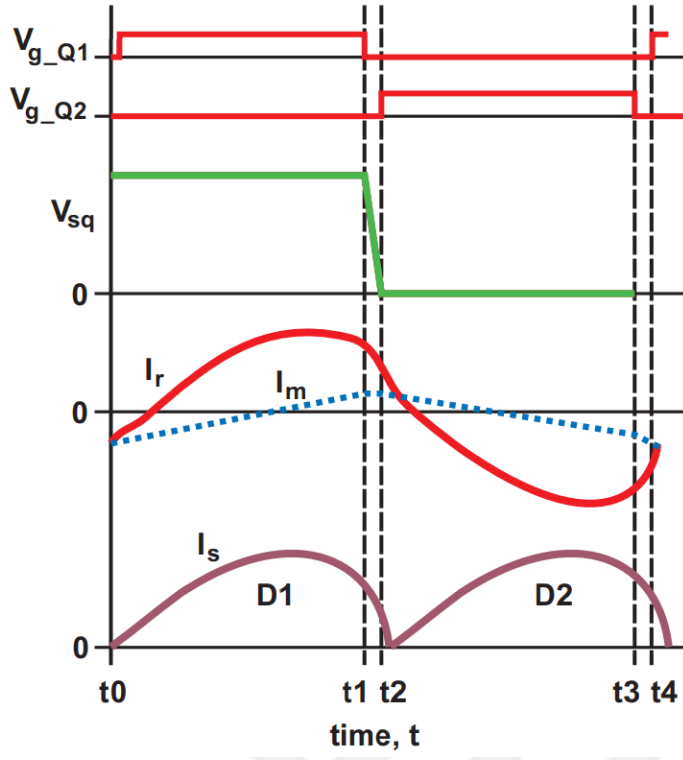
sonlanana kadar durur. Rezonans tank gerilim kazancı birden büyüktür. Primer MOSFET'lerde SGA ve doğrultucu diyotlarda yumuşak anahtarlama sağlanır. Rezonans tankta yüksek dolaşım akımı oluşur. Bu durum iletim kayıplarının artmasına neden olur [30, 35].



Şekil 4.8. Rezonans frekans altında çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri [13]

4.3.3. Rezonans frekans üstünde çalışma

Bu çalışma modunda anahtarlama periyodu rezonans periyodundan kısadır. Şekil 4.9'da rezonans frekans üstünde çalışma esnasında kritik akım ve gerilim dalga şekillerini içeren grafik verilmiştir. Bu mod boyunca mıknatıslanma endüktansı rezonansa girmez. Rezonans tank gerilim kazancı birden küçüktür. Primer MOSFET'lerde SGA sağlansa da kesime geçiş kayıpları artar. Sekonder diyotlarda yumuşak anahtarlama gerçekleşmez ve ters toparlanma kayıpları oluşur [30, 35].



Şekil 4.9. Rezonans frekans üstünde çalışma esnasında gerilim ve akım dalga şekilleri [13]



5. LLC REZONANS DA-DA DÖNÜŞTÜRÜCÜ DEVRE PARAMETRELERİNİ HESAPLAYAN ARAYÜZ TASARIMI

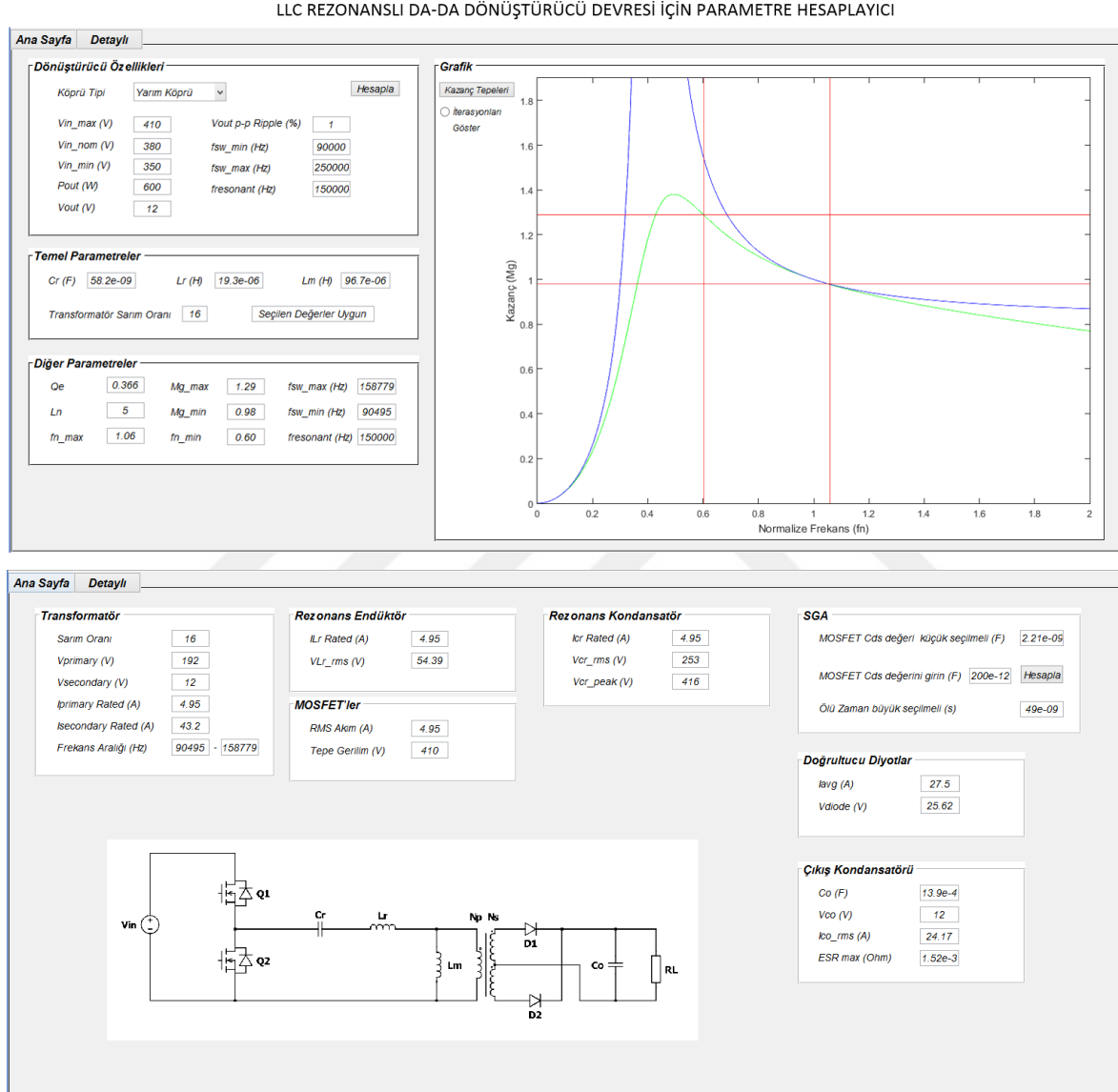
LLC rezonans dönüştürücü yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMG) ve yüksek güç yoğunluğu gibi özellikleri nedeniyle çok fazla tercih edilen bir topoloji haline gelmiştir. Literatürde LLC rezonans dönüştürücü tasarımı konusunda birçok çalışma yapılmıştır [12-14, 36-38]. Darbe genişlik modülasyonu yerine frekans modülasyonu ile güç dönüşümü gerçekleştirilmesi LLC rezonans dönüştürücü tasarımını karmaşık bir konu haline getirmektedir. Tasarımı ve parametre seçimleri yapılırken dikkat edilmesi gereken bazı noktalar vardır. Daha önce Bölüm 4.3'te anlatıldığı gibi yüksek verimlilik ve dar bir frekans kontrol aralığı için dönüştürücü rezonans frekans civarında çalışacak şekilde tasarlanmalıdır. Bunun yanı sıra LLC rezonans dönüştürücülerde yüksek verimlilik tüm çalışma aralığında primer taraf anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlamasının (SGA) sağlanabilmesiyle elde edilir. SGA'nın sağlanabilmesi için ise çalışma frekansı aralığının endüktif bölgede kalacak şekilde tasarlanması gerekir. Bu nedenle maksimum ve minimum kazanç değerleri bu durum göz önüne alınarak tasarlanmalıdır. Ayrıca kazanç eğrileri, kalite çarpanı (Q_e) ve endüktans oranına (L_n) bağlı olduğu için en uygun $L_n - Q_e$ değeri yapılan yinelemeli işlemler sonucunda hesaplanmalıdır [13].

Bu doğrultuda LLC rezonans dönüştürücü tasarımının karmaşıklığı konusunda kullanıcılara kolaylık sağlayacak ve literatürde daha önce ele alınmamış bir arayüz geliştirilmiştir. Geliştirilen arayüz, THY analiz metodunu kullanarak MATLAB programı ile LLC rezonans dönüştürücü parametrelerini ve devre elemanlarının seçimine yardımcı olacak verileri hesaplanmaktadır. Arayüz dönüştürücünün tasarım ve optimizasyon süresini kısaltacak ve devre elemanlarının seçimi konusunda kullanıcıya büyük fayda sağlayacaktır. Buna ek olarak arayüzün sunduğu veriler ve grafikler kullanıcılara LLC topolojisinin çalışma mantığı ve tasarım kriterleri açısından öğretici bilgiler vermektedir.

5.1. Yazılımın Genel Akışı

Arayüz temel olarak tasarlanması hedeflenen LLC rezonans dönüştürücü özelliklerini alır ve kullanıcıya dönüştürücü parametrelerini ve devre elemanlarının seçimine yardımcı olacak verileri sunar. Hazırlanan arayüzün görünümü Şekil 5.1'de verilmiştir. Arayüz, girdi olarak kullanıcıdan; giriş gerilim aralığı, çıkış gücü, çıkış gerilimi ve çıkış gerilim dalgalanma

oranı, çalışılmak istenen frekans aralığı ve anahtarlama köprüsünün konfigürasyon bilgilerini alır. MOSFET'lere, rezonans tank elemanlarına, transformatöre, doğrultucu diyotlara ve çıkış kondansatörüne ait parametreler ile devrenin çalışacağı frekans aralığı ve rezonans frekansı ise arayüzün çıktılarıdır.



Şekil 5.1. Arayüz görünümü

Geliştirilen arayüz yazılımının genel akışı yalancı kod yöntemi ile Şekil 5.2'de verilmiştir. Ayrıca arayüzün girdileri ve çıktıları Çizelge 5.1'de özet halinde gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. Arayüzün girdileri ve çıktıları

Arayüzün Girdileri	Arayüzün Çıktıları	
Maksimum Giriş Gerilimi (V_{in_max}) (V)	Q_e	Transformatör
Nominal Giriş Gerilimi (V_{in_nom}) (V)	L_n	n
Minimum Giriş Gerilimi (V_{in_min}) (V)	Rezonans Tank	$V_{primary}$ (V)
Çıkış Gücü (P_{out}) (W)	C_r (nF)	$V_{secondary}$ (V)
Çıkış Gerilimi (V_{out}) (V)	L_r (μ H)	I_{pr_rated} (A)
Çıkış Gerilimi Dalgalanması (V_{out_ripple}) (%)	L_m (μ H)	I_{sc_rated} (A)
Maksimum Çalışma Frekansı (f_{sw_max}) (kHz)	Çalışma Frekansı	MOSFET
Minimum Çalışma Frekansı (f_{sw_min}) (kHz)	f_{sw_max} (kHz)	I_{Q_rms} (A)
Rezonans Frekansı (f_0) (kHz)	f_{sw_min} (kHz)	V_{Q_peak} (V)
	f_0 (kHz)	t_{dead} (ns)
	Rezonans Endüktör	Doğrultucu Diyot
	I_{Lr_rated} (A)	I_{avg} (A)
	V_{Lr_rms} (V)	V_{diode} (V)
	Rezonans Kondansatör	Çıkış Kondansatörü
	I_{Cr_rated} (A)	C_o (mF)
	V_{Cr_rms} (V)	V_{co} (V)
	V_{Cr_peak} (V)	I_{co_rms} (A)
		ESR_{max} (m Ω)

1	Başla
2	Kullanıcı Tarafından Girilen Hedeflenen Dönüştürücü Parametrelerini Oku
3	Transformatör Sarım Oranını (n) Hesapla
4	Minimum ve Maksimum Kazanç Değerlerini (M_{g_min} , M_{g_max}) Hesapla
5	Tam Yük ve Aşırı Yük Durumları için Eşdeğer Direnç Değerlerini (R_e) Hesapla
6	Kalite Çarpanı (Q_e) ve Endüktans Oranı (L_n) Değerlerini Seç
7	Hesaplanan Frekans Aralığı, İstenilen Frekans Aralığının İçinde mi? <ul style="list-style-type: none"> • Eğer Cevap Hayır İse <ul style="list-style-type: none"> ◦ Kalite Çarpanını (Q_e) Yükselt, Endüktans Oranının (L_n) Düşür ve Adım 7'ye Dön • Eğer Cevap Evet İse <ul style="list-style-type: none"> ◦ Adım 8'e Geç
8	Adım 7'nin Cevabı Daha Önce Hayır Geldi mi? <ul style="list-style-type: none"> • Eğer Cevap Hayır İse <ul style="list-style-type: none"> ◦ Kalite Çarpanını (Q_e) Düşür, Endüktans Oranının (L_n) Yükselt ve Adım 7'ye Dön • Eğer Cevap Evet İse <ul style="list-style-type: none"> ◦ Adım 9'a Geç
9	Rezonans Parametrelerini Hesapla
10	MOSFET, Transformatör, Doğrultucu Diyot, Çıkış Kondansatörü Parametrelerini Hesapla
11	Bitti

Şekil 5.2. Arayüz yazılımının genel akışının yalancı kod yöntemi ile gösterimi

Bu bölümde yazılımın genel akışı ve yapılan hesaplamalar adımlar halinde detaylı olarak açıklanacaktır.

Adım 1: Şekil 5.2’de görüldüğü gibi arayüzde girilen parametreler doğrultusunda ilk olarak transformatör sarım oranı hesaplanır. Transformatör sarım oranı (n); nominal kazançta, nominal giriş geriliminin nominal çıkış gerilimine oranı olarak hesaplanır. Eş. 5.1’de görüldüğü gibi hesaplama, anahtarlama köprüsü konfigürasyonuna göre değişiklik göstermektedir. k_{sw} , anahtarlama köprüsü katsayısıdır ve tam köprü konfigürasyonu için 1, yarım köprü konfigürasyonu için 0,5 olarak işleme alınır.

$$n = M_{g_nom} \frac{V_{in_nom}}{V_{o_nom}} k_{sw} \Big|_{M_{g_nom}=1} \begin{cases} \text{tam köprü,} & k_{sw} = 1 \\ \text{yarım köprü,} & k_{sw} = 0,5 \end{cases} \quad (5.1)$$

Adım 2: Bu adımda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilmek için tüm yük koşullarını içine alan minimum ve maksimum kazanç değerleri (M_{g_max}, M_{g_min}) hesaplanır. Hesaplanan değerler Şekil 5.1’de görüldüğü gibi arayüzün grafik penceresinde çizdirilmektedir. Bu konu Bölüm 5.2. Maksimum ve Minimum Kazanç Değerlerinin Belirlenmesi başlığı altında detaylı olarak verilecektir.

Adım 3: Eşdeğer direnç (R_e) değeri sırasıyla tam yük ve aşırı yük durumları için Eş. 5.2’de verildiği gibi hesaplanır. Aşırı yük durumu için çıkış akımı I_o ’nun %110’u olarak alınır. Eşdeğer direnç değerleri rezonans tank parametreleri ve kalite çarpanı (Q_e) belirlenirken kullanılmaktadır.

$$R_e = \frac{8n^2 V_o}{\pi^2 I_o} \quad (5.2)$$

Adım 4: Bu adımda Şekil 5.2’de görüldüğü gibi Q_e ve L_n parametreleri yinelemeli işlemler sonucunda belirlenmektedir. Seçilen $Q_e - L_n$ çiftleri için maksimum ve minimum çalışma frekans değerleri hesaplanmaktadır. Hesaplanan çalışma frekans aralığı, istenilen çalışma frekans aralığı ile karşılaştırılmaktadır. Elde edilen karşılaştırma sonuçlarına göre $Q_e - L_n$ değerleri değiştirilerek en uygun değer bulunmaktadır. Yapılan yinelemeli işlemler sonucu elde edilen kazanç eğrileri de istenmesi durumunda arayüz grafik penceresinde

çizdirilebilmektedir. Bu sayede kaç yinelemeli işlem yapıldığı görülebilmektedir. Bu konu Bölüm 5.3. Q_e ve L_n Parametrelerini Seçimi başlığı altında detaylı olarak verilecektir.

Adım 5: Q_e ve L_n parametrelerinin seçimi tamamlandıktan sonra, rezonans tank elemanları C_r , L_r ve L_m sırasıyla Eş. 5.3, Eş 5.4 ve Eş 5.5'te verildiği gibi hesaplanır.

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q_e f_0 R_e} \quad (5.3)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_r} \quad (5.4)$$

$$L_m = L_n L_r \quad (5.5)$$

Adım 6: Bu adımda ilk olarak rezonans tank akımının (I_r), mıknatıslanma akımının (I_m), primer ve sekonder taraf yük akımlarının (I_{oe} , I_{oe_s}) RMS değerleri aşağıda verilen eşitlikler ile hesaplanır. Daha sonra bilinen güç elektroniği denklemleri yardımı ile Şekil 5.1'de gösterilen MOSFET, transformatör, doğrultucu diyot ve çıkış kondansatörü seçiminde kullanılacak veri sayfaları bilgileri hesaplanarak kullanıcıya sunulmaktadır.

$$I_{oe} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{1}{n} I_o \quad (5.6)$$

$$I_m = \frac{V_{oe}}{\omega L_m} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{nV_o}{\omega L_m} \quad (5.7)$$

$$I_r = \sqrt{I_m^2 + I_{oe}^2} \quad (5.8)$$

$$I_{oe_s} = nI_{oe} \quad (5.9)$$

Yine bu adımda sıfır gerilim anahtarlamasının (SGA) sağlanabilmesi için gerekli olan anahtarlama geçişleri arasındaki ölü zaman (t_{dead}) hesaplanarak kullanıcıya gösterilmektedir. Bu konu da Bölüm 5.3. SGA Tasarım Kriterleri başlığı altında detaylı olarak verilecektir.

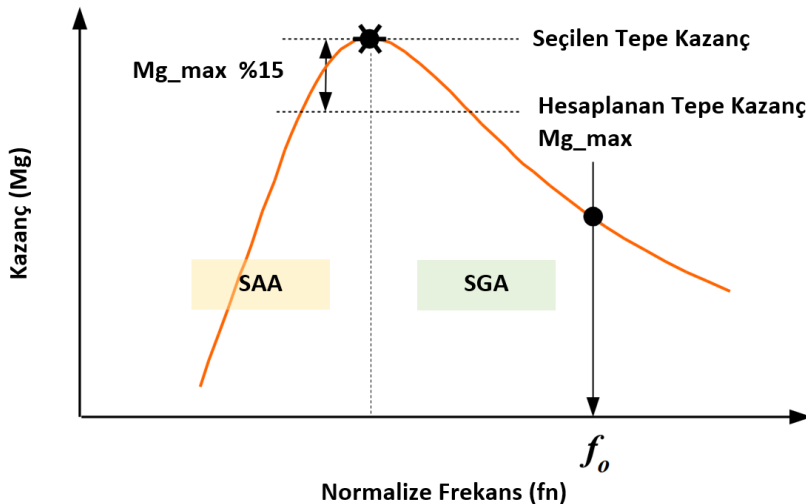
5.2. Maksimum ve Minimum Kazanç Değerlerinin Belirlenmesi

Çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilmek için tüm yük koşullarını içine alan minimum ve maksimum kazanç değerleri (M_{g_max}, M_{g_min}) hesaplanır ve Şekil 5.1'de görüldüğü gibi grafik üzerinde kırmızı yatay çizgiler ile gösterilir. Dönüştürücü minimum giriş geriliminde ve tam yük koşulundayken maksimum kazanç ile çalışır. Diğer taraftan maksimum giriş gerilimi ve minimum çıkış gerilimi durumunda da dönüştürücü kazancı minimum olacaktır. Bu doğrultuda M_{g_max}, M_{g_min} değerleri Eş. 5.10 ve Eş. 5.11'de gösterildiği gibi hesaplanmaktadır. V_f , seconder diyotların iletim gerilimi düşümüdür ve hesaplamalarda 0,7 V olarak alınmaktadır.

$$M_{g_min} = \frac{n \times V_{o_min} + V_f}{V_{in_max}/k_{sw}} \quad \begin{cases} \text{tam köprü,} & k_{sw} = 1 \\ \text{yarım köprü,} & k_{sw} = 0.5 \end{cases} \quad (5.10)$$

$$M_{g_max} = \frac{n \times V_{o_max} + V_f}{V_{in_min}/k_{sw}} \quad \begin{cases} \text{tam köprü,} & k_{sw} = 1 \\ \text{yarım köprü,} & k_{sw} = 0.5 \end{cases} \quad (5.11)$$

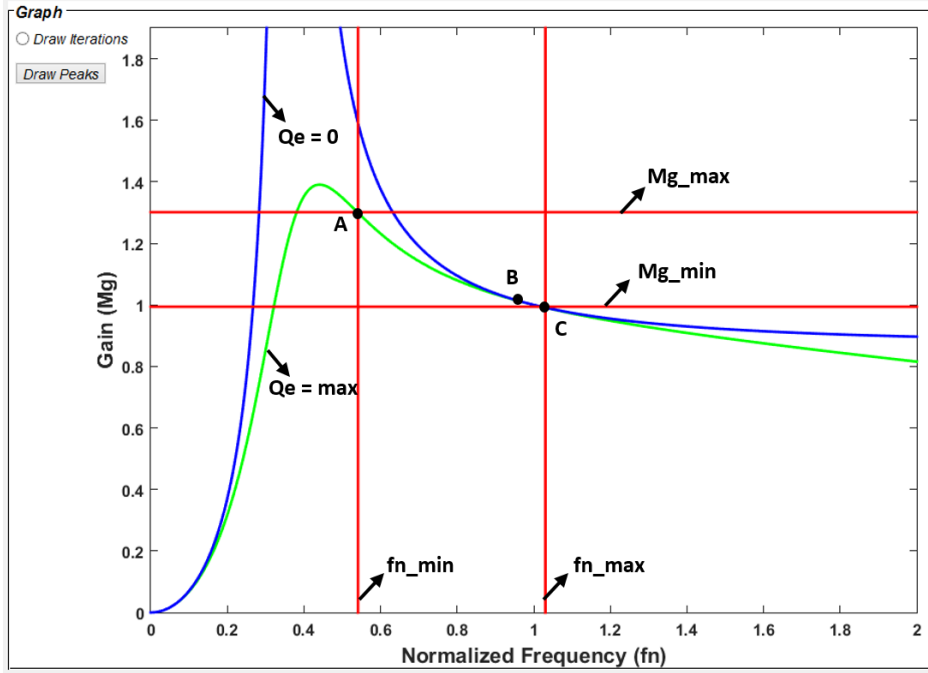
Daha önce anlatıldığı gibi sıfır gerilim anahtarlamannın (SGA) sağlanabilmesi için kazanç eğrisinin tepe frekans değeri üstünde yani endüktif bölgede çalışmak gerekmektedir. Endüktif ve kapasitif bölge için sınır kazanç eğrisinin tepe noktasıdır. Bu nedenle tüm giriş gerilim aralığında SGA'yı sağlayabilecek yeterli bir maksimum kazanç noktası seçilebilmesi için hesaplanan M_{g_max} değerine %15'lik bir tolerans eklenir (Şekil 5.3) [14].



Şekil 5.3. Maksimum kazanç değerinin belirlenmesi

5.3. Q_e ve L_n Parametrelerini Seçimi

LLC rezonans dönüştürücü tasarımında hat regülasyonu, yük regülasyonu ve verim olmak üzere üç temel gereksinim vardır. Tasarımın, hat ve yük regülasyonunu sağlanabilmesi için seçilen Q_e ve L_n değerlerinin kazanç limitlerini karşılayabiliyor olması gerekmektedir [13, 30]. Şekil 5.4'te LLC rezonans dönüştürücünün çalışma bölgesi sınırları arayüzün grafik penceresi üzerinde gösterilmiştir.

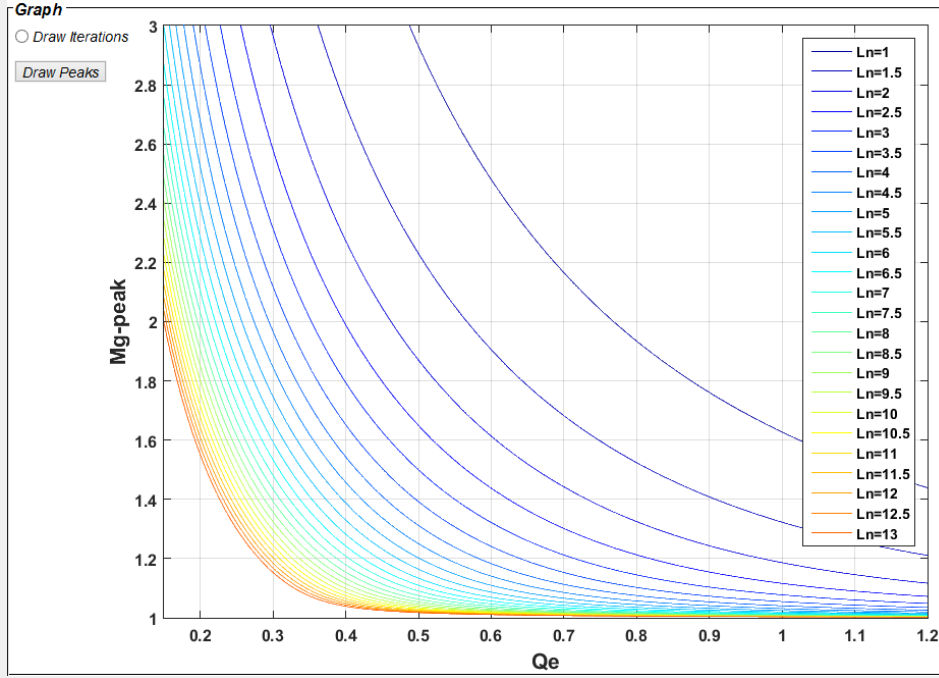


Şekil 5.4. LLC rezonans dönüştürücü çalışma bölgesi sınırları

Şekilde gösterilen M_{g_min} ve M_{g_max} hat ve yük regülasyonunu sağlayabilmek için daha önce hesaplanan maksimum ve minimum kazanç değerleridir. f_{n_min} ve f_{n_max} ise yapılan tasarım sonucu elde edilen çalışma frekansı sınırlarıdır. Şekilde gösterilen A noktası, M_{g_max} ile aşırı yük için elde edilen kazanç eğrisinin kesişim noktasıdır. Yani A noktasında giriş gerilimi minimum ve yük maksimumdur. Şekilde gösterilen B noktası rezonans frekans noktasıdır. C noktası ise M_{g_min} ile dönüştürücünün yüksüz durumu için elde edilen kazanç eğrisinin kesişim noktasıdır. Yani C noktasında giriş gerilimi maksimumdur ve dönüştürücü yüksüz durumda çalışır. Daha önce de belirtildiği gibi LLC rezonans dönüştürücü tasarımının f_0 rezonans frekansında çalışacak şekilde tasarlanması istenir fakat pratikte sadece f_0 rezonans frekansında çalışabilecek bir tasarımın yapılabilmesi mümkün değildir.

Bu nedenle [13]'te hat ve yük regülasyonunun sağlanabilmesi için dönüştürücünün Şekil 5.4'te gösterilen A – C noktaları arasında kalan alanda çalışacak şekilde tasarlanması önerilmektedir. Kazanç eğrilerinin Q_e ve L_n değerlerine bağlı olarak nasıl değiştiği Bölüm 4.2. Gerilim Transfer Fonksiyonunun Davranışı başlığı altında anlatılmıştır. Bu nedenle en uygun Q_e ve L_n değerlerinin seçimi LLC rezonans dönüştürücü tasarımı açısından kritik bir noktadır.

Arayüz yazılımı belirlenen bir aralıktaki her bir L_n ve Q_e değerine karşılık gelen tepe kazanç değerlerini hesaplar ve bir matriste tutar. Bu matrisin arayüz üzerinde çizdirilmiş hali Şekil 5.5'te verilmiştir. Grafikte yatay eksen Q_e değerlerini ve her bir eğri farklı bir L_n değerini göstermektedir. Dikey eksen ise her bir $L_n - Q_e$ değerine karşılık gelen maksimum tepe kazanç değerini göstermektedir.



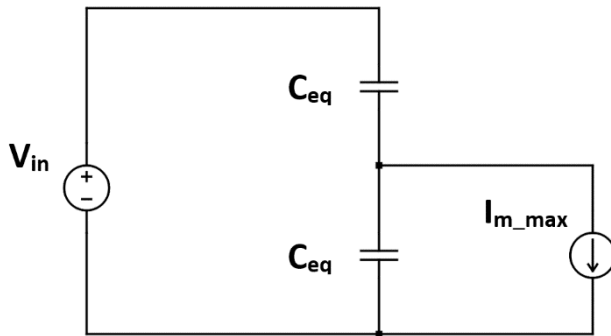
Şekil 5.5. $L_n - Q_e$ çiftlerine karşılık gelen tepe kazanç değerleri

Daha önce hesaplanan ve %15 tolerans eklenen M_{g_max} değerine karşılık gelen $L_n - Q_e$ çiftleri oluşturulan bu matriste işaretlenir. Belirli bir kazanç noktasına karşılık gelen L_n değerleri artarken Q_e değerleri azalmakta ya da tam tersi durum söz konusu olmaktadır. Yapılan çalışmalarda L_n 'nin arttığı Q_e 'nin azaldığı yönde çalışma frekans aralığının genişlediği ve tam ters yönde çalışma frekans aralığının daraldığı görülmüştür. Şekil 5.4'teki

grafikte görüldüğü gibi minimum çalışma frekansı aşırı yük durumunda elde edilen kazanç eğrisi ile M_{g_max} doğrusunun kesişim noktası olarak alınır. Maksimum çalışma frekansı ise yüksüz durumdaki kazanç eğrisi ile M_{g_min} doğrusunun kesişimi olarak alınmaktadır. Bu bilgiler doğrultusunda Şekil 5.2’de akış diyagramında gösterildiği üzere kullanıcı tarafından girilen çalışma frekans aralığı ile hesaplanan çalışma frekans aralığı karşılaştırılır. Elde edilen karşılaştırma sonucuna göre $Q_e - L_n$ değerleri değiştirilerek en uygun değer bulunmaktadır. Yapılan yinelemeli işlemler sonucu elde edilen kazanç eğrileri de istenmesi durumunda arayüz grafik penceresinde çizdirilebilmektedir. Bu sayede kaç yinelemeli işlem sonucunda nihai değerlerin belirlendiği görülebilmektedir.

5.4. SGA Tasarım Kriterleri

Primer taraf MOSFET’lerin sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ile çalışabilmesi için ölü zaman aralığında MOSFET drain-source kapasitanslarının dolması ya da boşalması için yeterli endüktif enerji gereklidir. Ölü zaman boyunca mıknatıslanma akımı I_m , gövde diyotları iletime geçmeden önce MOSFET drain-source kapasitansları üzerinden akar. Bu sayede MOSFET drain-source gerilimi sıfıra indikten sonra açılır [2, 13, 30]. Dönüştürücünün ölü zaman boyunca eşdeğer devresi Şekil 5.6’da verilmiştir.



Şekil 5.6. LLC rezonans dönüştürücü ölü zaman eşdeğer devresi

Şekil 5.6’da gösterilen I_{m_max} , maksimum mıknatıslanma akımını ifade eder ve Eş. 5.12’de verildiği gibi hesaplanır.

$$I_{m_max} = \frac{V_{in}/2}{2L_m 2f_{sw}} \quad (5.12)$$

Sıfır gerilim anahtarlamanın sağlanabilmesi için ölü zaman aralığında iki MOSFET drain-source kapasitanslarının (C_{eq}) dolması ya da boşalması gerekmektedir ve bu nedenle Eş. 5.14'ün sağlanması gerekir [30].

$$I = C \frac{\Delta V}{\Delta t} \quad (5.13)$$

$$I_{m_max} \geq 2C_{eq} \frac{V_{in}}{t_{dead}} \quad (5.14)$$

Bu bilgiler doğrultusunda arayüz Eş. 5.15'i kullanarak kullanıcıya seçmesi gereken minimum ölü zaman süresini gösterir.

$$t_{dead} \geq 16C_{eq}f_{sw}L_m \quad (5.15)$$

6. BENZETİM ÇALIŞMALARINI VE SONUÇLARI

Bu bölümde geliştirilen arayüzün çıktılarını doğrulayabilmek ve güvenilirliğini değerlendirebilmek için yapılan benzetim çalışmaları ve elde edilen sonuçlar sunulmaktadır. Benzetim çalışmalarında PLECS programı kullanılmıştır. PLECS, güç kaynakları ve güç dönüştürücüler gibi güç elektroniği sistemlerinin yüksek hızlı benzetimlerini ve modellemelerini hazırlamak için tercih edilen bir programdır.

6.1. Hazırlanan Benzetimler

Arayüzün farklı güç seviyelerinde güvenilir sonuçlar verdiğini test edebilmek için 192 W, 300 W ve 600 W olmak üzere üç farklı çıkış gücü seviyesinde benzetimler hazırlanmıştır. Hazırlanan benzetimler ile farklı yük koşulları için rezonans kondansatör ve endüktör gerilim dalga şekilleri, tank akımı gerilim dalga şekli, transformatör giriş-çıkış gerilim dalga şekli ve diyotlar üzerindeki gerilim ve akım dalga şekilleri incelenmiştir. Bu sayede arayüzün hesapladığı devre elemanlarının seçiminde kullanılacak veri sayfaları bilgileri doğrulanabilmektedir. Ayrıca tam yükten, %10 yüke kadar farklı yük koşullarında primer taraf MOSFET'lerin sıfır gerilim anahtarlama (SGA) altında çalışabilme durumları incelenmiştir. Yine bu yük aralığı için dönüştürücülerin verim hesaplamaları yapılarak grafikleri sunulmuştur. Benzetimlerin hazırlandığı 192 W, 300 W ve 600 W çıkış gücündeki LLC rezonans dönüştürücü verileri çalışma sonucunda elde edilen sonuçların kıyaslanabilmesi için sırasıyla literatürdeki [14], [13], [36] kaynaklardan seçilmiştir. Arayüz ile parametreleri hesaplanarak benzetimleri hazırlanacak olan LLC rezonans dönüştürücülerin temel özellikleri Çizelge 6.1'de verilmiştir. Çizelge 6.2'de ise özellikleri verilen dönüştürücüler için arayüz tarafından hesaplanan parametreler verilmiştir.

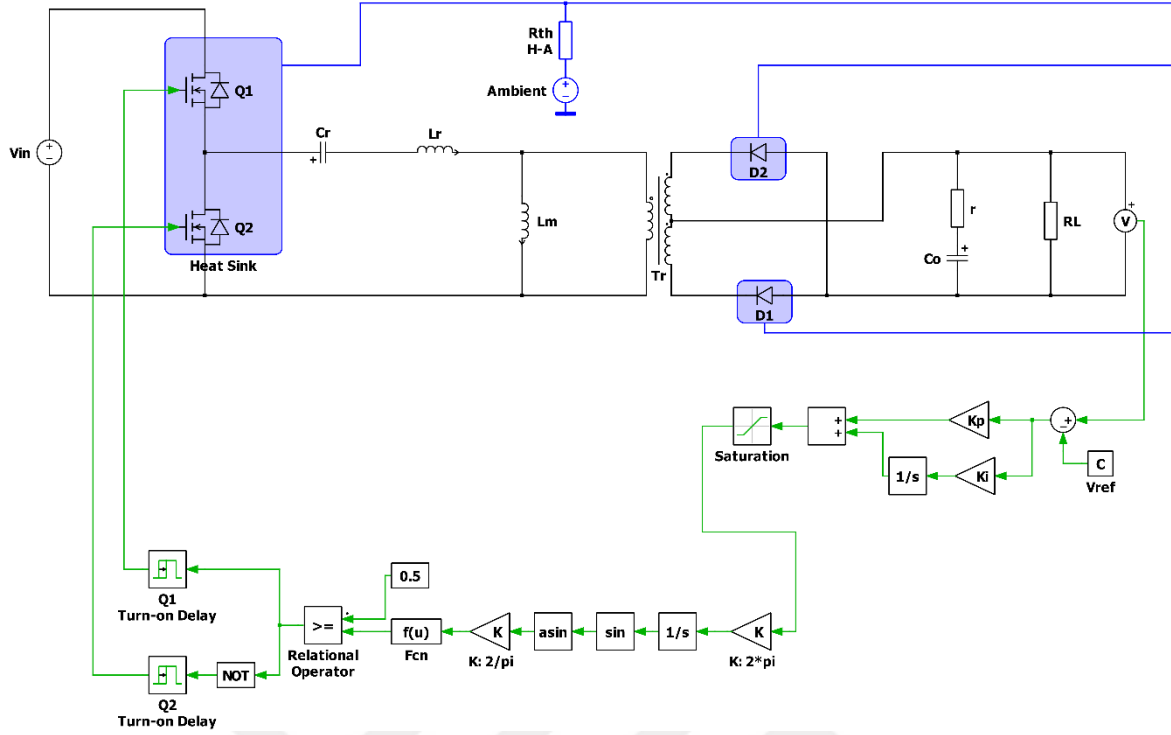
Çizelge 6.1. Hedeflenen dönüştürücü özellikleri

	192 W	300 W	600 W
Maksimum Giriş Gerilimi (V_{in_max}) (V)	400	405	410
Nominal Giriş Gerilimi (V_{in_nom}) (V)	390	390	380
Minimum Giriş Gerilimi (V_{in_min}) (V)	350	375	350
Çıkış Gücü (P_{out}) (W)	192	300	600
Çıkış Gerilimi (V_{out}) (V)	24	12	12
Çıkış Gerilimi Dalgalanması (V_{out_ripple}) (%)	1	1	1
Maksimum Çalışma Frekansı (f_{sw_max}) (kHz)	140	150	250
Minimum Çalışma Frekansı (f_{sw_min}) (kHz)	70	70	90
Rezonans Frekansı (f_0) (kHz)	100	120	150

Çizelge 6.2. Arayüz tarafından hesaplanan parametreler

	192 W	300 W	600 W
Q_e	0,52	0,32	0,36
L_n	3	7	5
Rezonans Tank			
C_r (nF)	19,4	40,7	58,2
L_r (μ H)	130	43,2	19,3
L_m (μ H)	390	302,4	96,5
Çalışma Frekansı			
f_{sw_max} (kHz)	104	124	159
f_{sw_min} (kHz)	73	71	91
f_0 (kHz)	100	120	150
Rezonans Endüktör			
I_{Lr_rated} (A)	1,6	2,3	5
V_{Lr_rms} (V)	93	44,2	54,3
Rezonans Kondansatör			
I_{Cr_rated} (A)	1,6	2,3	5
V_{Cr_rms} (V)	266	239,2	253,7
V_{Cr_peak} (V)	447	382,4	416,3
Transformatör			
n	8	16	16
$V_{primary}$ (V)	192	192	192
$V_{secondary}$ (V)	24	12	12
I_{pr_rated} (A)	1,6	2,3	5
I_{sc_rated} (A)	7	21,6	43
MOSFET			
I_{Q_rms} (A)	1,6	2,3	5
V_{Q_peak} (V)	400	405	410
t_{dead} (ns) (for $C_{ds}=200pF$)	130	120	50
Doğrultucu Diyot			
I_{avg} (A)	4,4	13,8	27,5
V_{diode} (V)	50	25,3	25,6
Çıkış Kondansatörü			
C_o (mF)	0,17	0,87	1,38
V_{co} (V)	24	12	12
I_{co_rms} (A)	3,9	12	24,2
ESR_{max} (m Ω)	20	3	1,5

PLECS programı ile hazırlanan LLC rezonans dönüştürücü ve değişen giriş gerilimi ve yük durumlarında çıkış gerilimini düzenlemek için kullanılan değişken frekans kontrol devresi Şekil 6.1’de verilmiştir.



Şekil 6.1. PLECS programında hazırlanan LLC rezonans dönüştürücü devresi

6.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Kontrol Yöntemi

Değişen yük koşullarında çıkış geriliminin düzenlemesi için bir güç elektroniği dönüştürücüsünün bir geri besleme kontrol sistemi ile birleştirilmesi gerekmektedir. Rezonans dönüştürücülerin kontrol yöntemleri, PWM dönüştürücü kontrol yöntemlerinden farklıdır. Literatürde rezonans dönüştürücü kontrol yöntemleri olarak sabit frekans kontrol yöntemi ve değişken frekans kontrol yöntemi üzerinde durulmaktadır [10, 39].

Sabit frekans kontrol yönteminde istenen çıkış geriliminde kontrolün sağlanabilmesi için sabit bir frekansta görev döngüsü değiştirilir. Ölçülen gerilim ile istenen referans gerilim arasındaki hata PI kontrolcüye uygulanır. Daha sonra çıkış gerilimi dalgalanmasına bağlı olarak anahtarların açık kalma süresi belirlenir. Gerilim dalgalanması yük değişimleri ile değişmektedir. Bu nedenle görev döngüsü, ölçülen çıkış gerilimi dalgalanmasına göre yük değişimine tepki vermektedir [39]. Sabit frekans kontrol yöntemi, genellikle hafif yük koşullarında çalışılan uygulamalarda tercih edilmektedir [10].

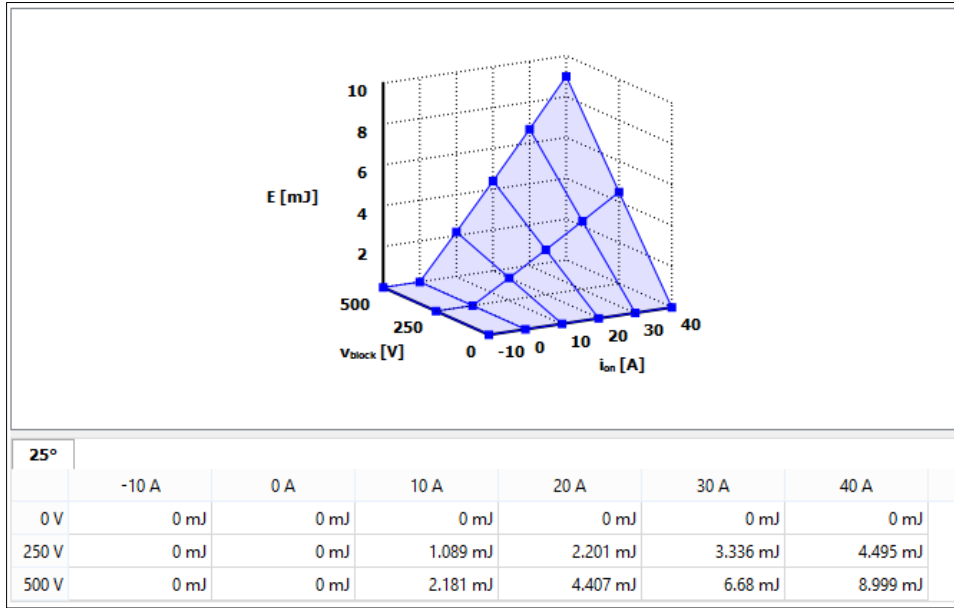
Değişken frekans kontrol yöntemi, farklı yük seviyeleri için sabit görev döngüsünde anahtarlama frekansını değiştirerek çıkış gerilimini kontrol eder. Ölçülen gerilim ile istenen

sabit gerilim arasındaki hata PI kontrolcüye uygulanır. Hata işareti temel alınarak istenilen çıkış geriliminden herhangi bir sapma oluştuğunda, kontrolcü istenen çıkış gerilimine göre anahtarlama frekansını artırır veya azaltır [39]. Nominal yük koşullarında, LLC rezonans dönüştürücü çıkış gerilimini düzenlemek için genellikle değişken frekans kontrol yöntemi tercih edilmektedir [10]. Bu nedenle bu çalışma kapsamında hazırlanan benzetimlerde değişen giriş gerilimi ve yük durumlarında çıkış gerilimini düzenlemek için değişken frekans kontrol yöntemi kullanılmıştır.

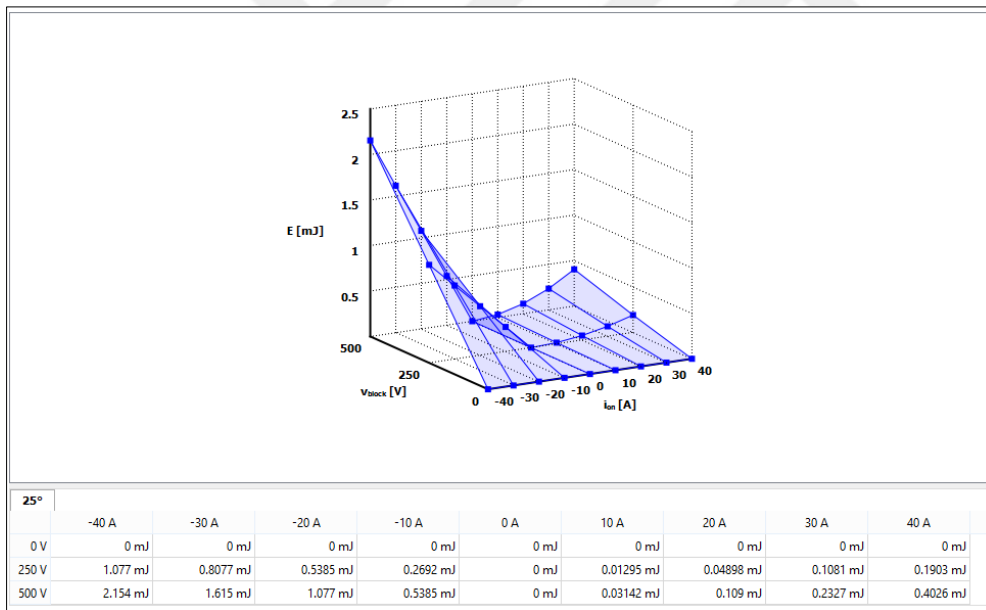
6.3. Isıl Modelleme Yöntemi

Yapılan benzetim çalışmalarında verim hesaplamalarının gerçek koşullara uygun sonuçlar verebilmesi için PLECS programının ısı modelleme özelliği kullanılmıştır. Isıl modelleme ile anahtarlama ve iletim kayıpları yüksek doğruluk ile hesaplanabilmektedir. Bu yöntem ile yarı iletkenlerin her anahtarlama işleminden önce ve sonra çalışma koşulları bir kütüphanede kaydedilebilmektedir. Bu sayede yarı iletken anahtarlama kayıpları akım ve gerilim geçişlerinden hesaplanmak yerine, oluşturulan üç boyutlu tablolardan hesaplanmaktadır. Bu çalışma kapsamında da seçilen MOSFET ve diyotların veri sayfalarında yer alan bilgiler ısıl modele işlenerek anahtarlama ve iletim kayıpları hesaplanmıştır. Benzetimlerde kullanılan Infineon firmasının IPW60R280P6 model MOSFET'i için hazırlanan iletim ve anahtarlama (iletime geçiş ve kesime geçiş) kayıplarına ilişkin tablolar Şekil 6.2'de verilmiştir.

Şekil 6.2 (a)'da 25°C için ilettime geçiş öncesi 0 / 500 V gerilim aralığına ve -10 / 40 A akım aralığına karşılık gelen enerji kayıpları (mJ) MOSFET veri sayfası kullanılarak tablo halinde verilmiştir. Şekil 6.2 (b)'de ise 25°C için kesime geçiş öncesi 0 / 500 V gerilim aralığına ve -40 / 40 A akım aralığına karşılık gelen enerji kayıpları (mJ) tablo halinde verilmiştir. Şekil 6.2 (c)'de iletim kayıplarını hesaplayabilmek için 25°C ve 125°C sıcaklık koşulları için -40 / 24 A akım aralığında MOSFET üzerine düşen gerilim değerleri tablo halinde verilmiştir.

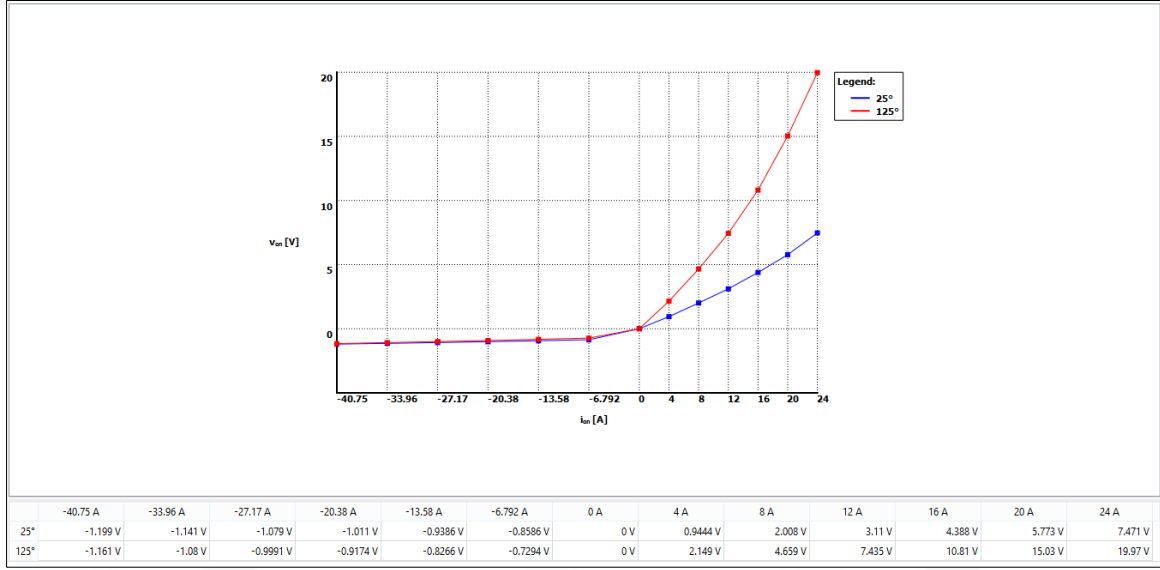


(a) İletime geçiş anahtarlama kayıpları



(b) Kesime geçiş anahtarlama kayıpları

Şekil 6.2. Infineon - IPW60R280P6 MOSFET için ısıl modelleme

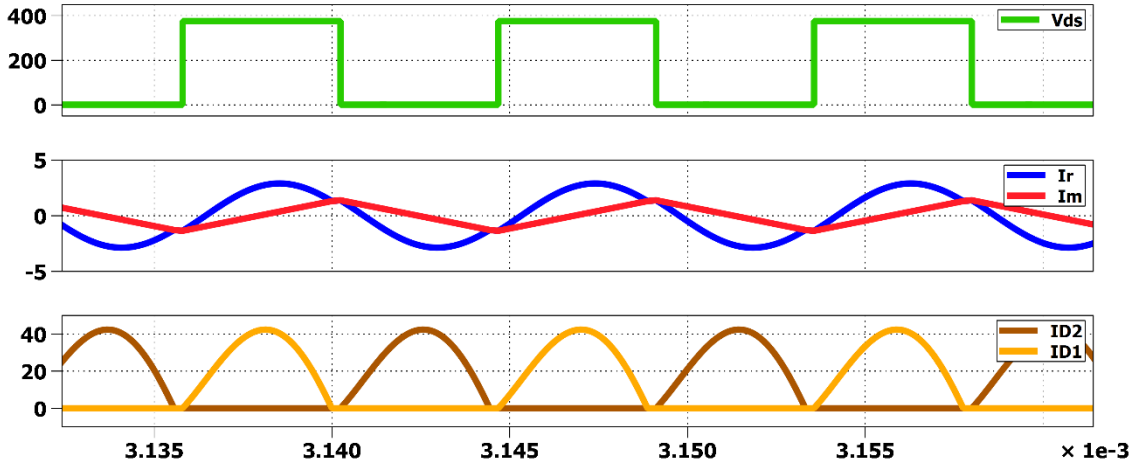


(c) İletim kayıpları

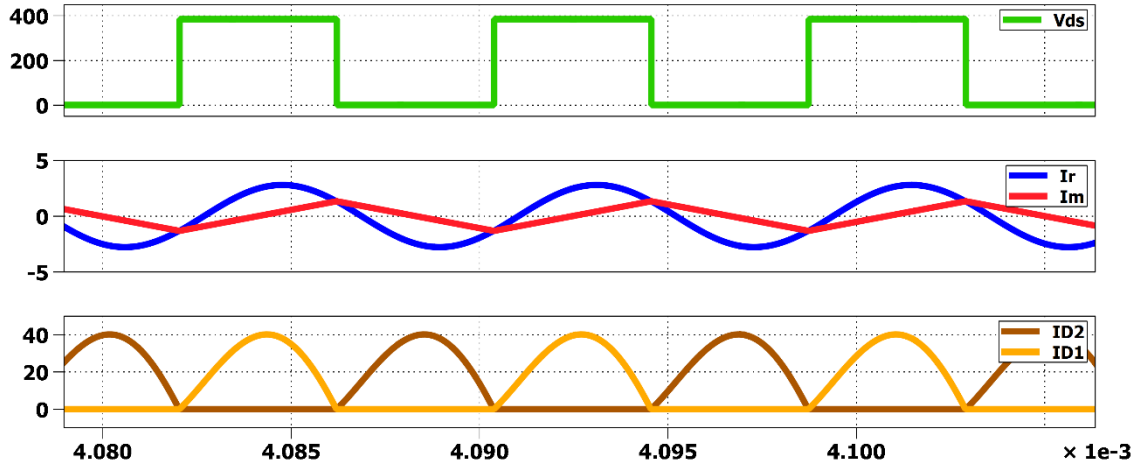
Şekil 6.2. (devam) Infineon - IPW60R280P6 MOSFET için ısıl modelleme

6.4. Benzetim Sonuçları

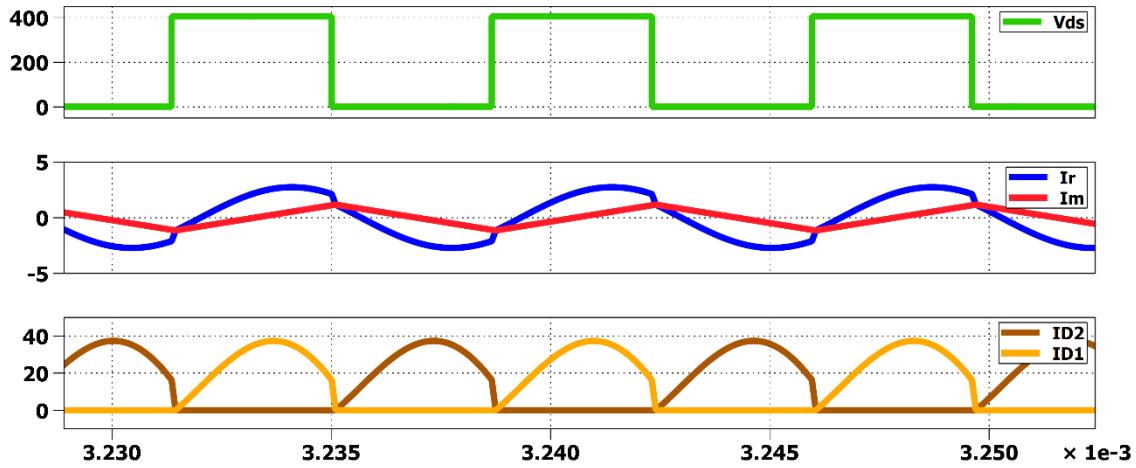
Geliştirilen arayüz yazılımının güvenilirliğinin test edilebilmesi için 192 W, 300 W ve 600 W çıkış güçlerinde Çizelge 6.1’de temel özellikleri verilen üç benzetim hazırlanmıştır. Hazırlanan benzetimlerde elde edilen kritik dalga şekilleri, akım ve gerilim değerleri incelenerek arayüz ile önerilen tasarım parametrelerinin doğruluğu kontrol edilmiştir. Bu bölümde 300 W çıkış gücünde hazırlanan benzetim ile elde edilen sonuçlar sunulacak ve değerlendirilecektir. Son olarak üç güç seviyesi için elde edilen verim grafikleri incelenecektir.



Şekil 6.3. Minimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri



Şekil 6.4. Nominal giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri

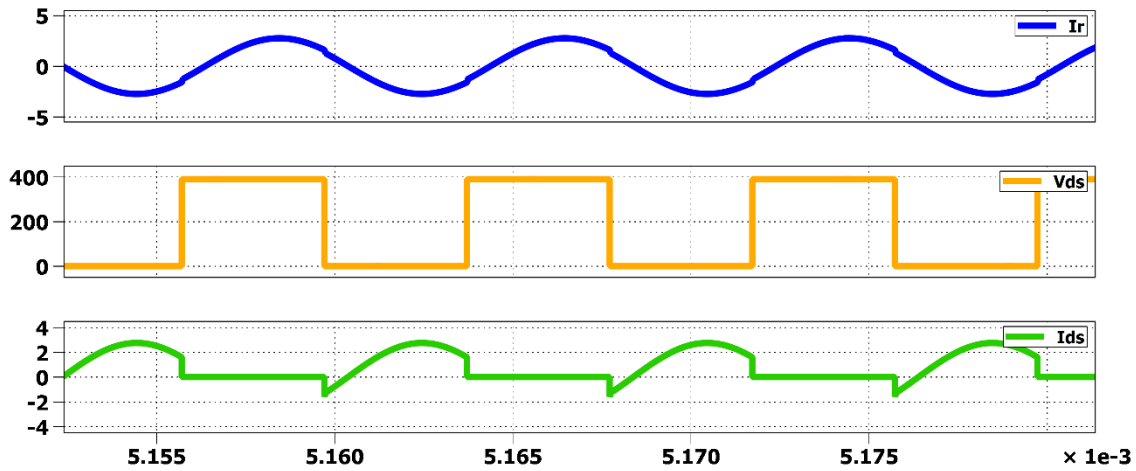


Şekil 6.5. Maksimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen kritik dalga şekilleri

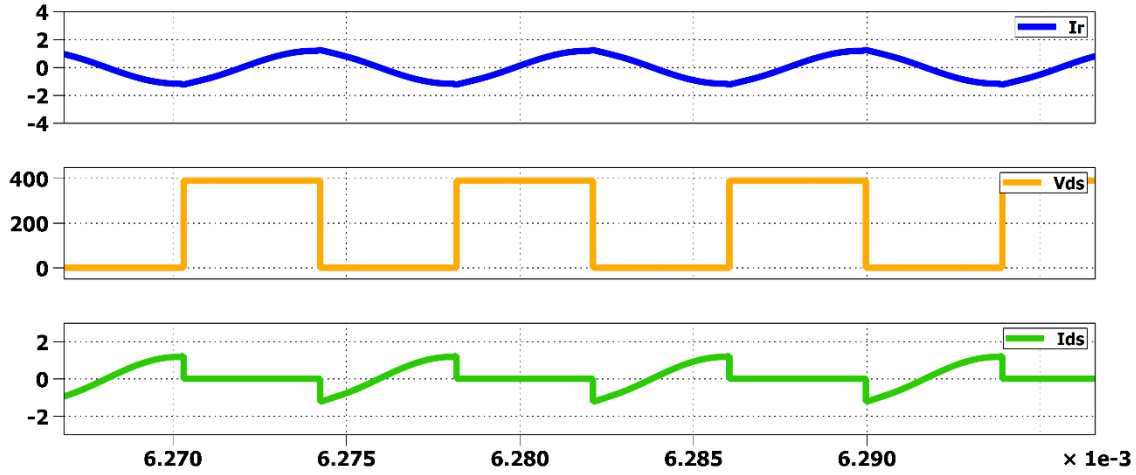
Şekil 6.3'te 375 V minimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen MOSFET drain-source gerilimi (V_{ds}), rezonans tank akımı (I_r), mıknatıslanma akımı (I_m) ve sekonder taraf diyot akımları (I_{D1}, I_{D2}) verilmiştir. Görüldüğü gibi dönüştürücü rezonans frekansının altında çalışmaktadır. Anahtarlama yarı döngüsü tamamlanmadan (I_m), (I_r)'ye eşitlenir ve güç aktarımı anahtarlama yarı döngüsü sonlanana kadar durur. Bu aralıkta I_{D1} ve I_{D2} akım değerlerinin sıfır olduğu ve bu nedenle sekonder taraf akımının da sıfır olduğu görülebilmektedir. Şekil 6.4'te 390 V nominal giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen V_{ds} , I_r , I_m , I_{D1} ve I_{D2} dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü gibi dönüştürücü rezonans frekansında çalışmaktadır. Anahtarlama periyodunun yarısında I_m , I_r 'ye eşitlenir. I_{D1} ve I_{D2}

diyot akımları incelendiğinde kesintisiz güç aktarımı olduğu görülmektedir. Şekil 6.5'te 405 V maksimum giriş geriliminde ve tam yük koşulunda elde edilen V_{ds} , I_r , I_m , I_{D1} ve I_{D2} dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü gibi dönüştürücü rezonans frekansının üstünde çalışmaktadır. Anahtarlama yarı döngüsünde (I_m), (I_r)'ye eşitlenmez yani mıknatıslanma endüktansı rezonansa giremez.

Şekil 6.3'te I_m akımının etkin değeri 0,8 A ve Şekil 6.5'te 0,65 A olarak ölçülmüştür. Yüksek mıknatıslanma akımı yüksek iletim kayıplarına neden olduğu için en yüksek iletim kayıplarının dönüştürücünün rezonans frekans altında çalıştığı bölgede oluştuğu anlaşılmaktadır. Ayrıca Şekil 6.3'te MOSFET'lerin kesime geçiş akımının mıknatıslanma akımının tepe değeri olduğu görülmektedir ve bu değer 1,35 A olarak ölçülmüştür. Şekil 6.5'te ise MOSFET'lerin kesime geçiş akımı 2,2 A olarak ölçülmüştür. Bu değerlerden anlaşıldığı gibi LLC rezonans dönüştürücü için en yüksek anahtarlama kayıpları rezonans frekans üstündeki çalışma bölgesinde meydana gelmektedir.

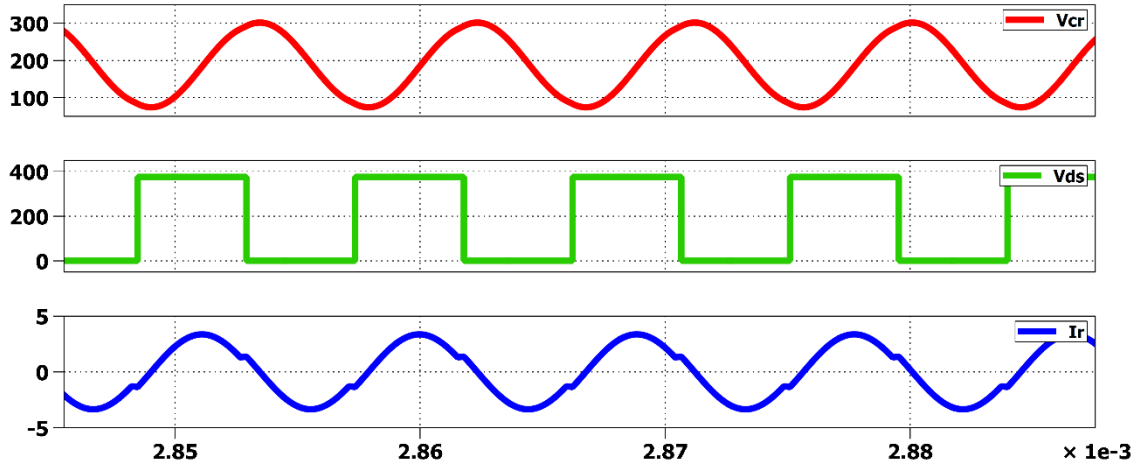


Şekil 6.6. Tam yük koşulunda rezonans akım dalga şekli ve MOSFET gerilim, akım dalga şekilleri



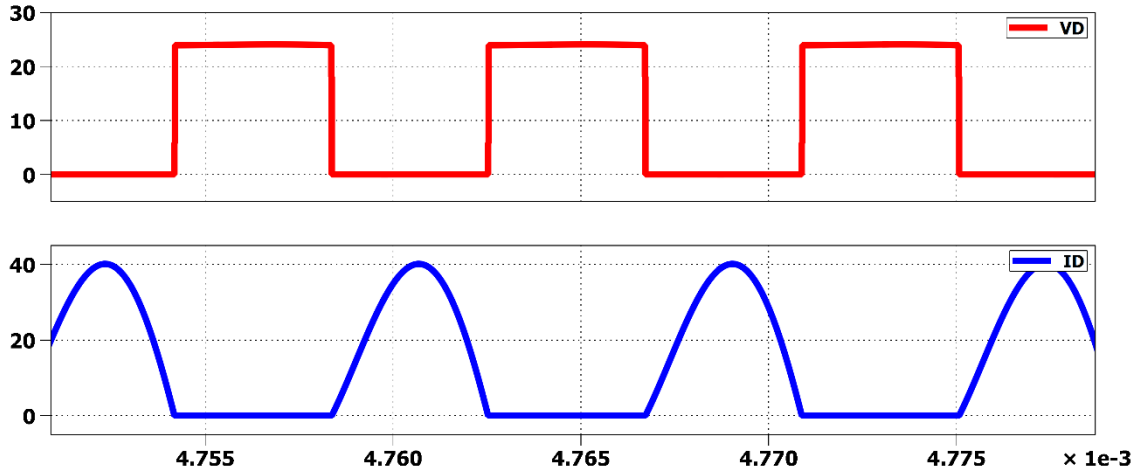
Şekil 6.7. %10 yük koşulunda rezonans akım dalga şekli ve MOSFET gerilim, akım dalga şekilleri

Şekil 6.6 ve Şekil 6.7’de sırasıyla tam yük ve %10 yük koşulları için rezonans akım ile Q_2 MOSFET drain-source akım ve gerilim dalga şekilleri verilmiştir. Görüldüğü üzere iki yük koşulu için de MOSFET açılırken, drain-source akımı negatiftir. Bu gövde diyotunun iletimde olduğu ve SGA’nın sağlandığı anlamına gelir. Bu örnekte olduğu gibi diğer iki güç seviyesi için de incelemeler yapılmış ve tüm benzetimlerde MOSFET’lerin geniş bir yük aralığında SGA ile iletme girdiği görülmüştür. Geliştirilen arayüz tasarımı anlatılırken Bölüm 5’te de bahsedildiği gibi sıfır gerilim anahtarlama (SGA), kazanç eğrilerinin her noktasında sağlanamamaktadır. Bu nedenle hazırlanan arayüz ile maksimum ve minimum kazanç eğrileri bu durum göz önüne alınarak hesaplanmaktadır. Kazanç eğrileri, kalite çarpanı (Q_e) ve endüktans oranına (L_n) bağlı olduğu için arayüz, en uygun $L_n - Q_e$ değerini yapılan yinelemeli işlemler sonucunda hesaplar. Benzetim sonuçları ile istenilen yük aralığında MOSFET’lerin SGA ile iletme girdiği görülmektedir. Bu durum arayüzün maksimum ve minimum kazanç değerlerini ve $L_n - Q_e$ parametrelerini hedeflenen şekilde hesaplayabildiğini göstermektedir.



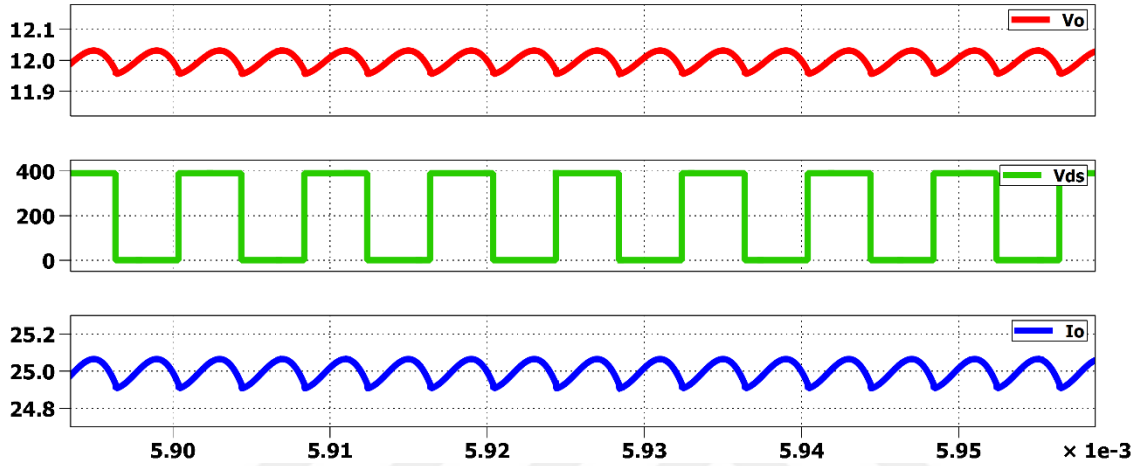
Şekil 6.8. Minimum giriş gerilimi ve aşırı yük koşulunda rezonans kondansatör gerilimi ve rezonans tank akımı dalga şekilleri

Şekil 6.8’de 375 V minimum giriş gerilimi ve %110 aşırı yük koşulunda rezonans kondansatör gerilimi (V_{Cr}) ve rezonans tank akımı (I_r) verilmiştir. Rezonans tank akımı RMS değeri 2,28 A ve kondansatör gerilimi tepe değeri 305 V olarak ölçülmüştür. Bu ölçüm ile Çizelge 6.2’de arayüz tarafından hesaplanan 2,3 A rezonans tank gerilimi RMS değerinin eşleştiği görülmektedir. Bunun yanı sıra Çizelge 6.2’de arayüz tarafından rezonans kondansatör tepe gerilimi 382,4 V olarak hesaplanmıştır. Aradaki ufak farkın nedeni arayüzün kondansatör gerilimini, maksimum değeri elde edebilmek için minimum çalışma frekansına göre hesaplamasıdır. Benzetim ortamının daha ideal bir ortam olması nedeniyle minimum çalışma frekansı daha yüksek bir değerde sağlanabilmektedir. Ayrıca hesaplanan limit değerinin daha yüksek olması tasarımı olumsuz yönde etkilemeyecektir.

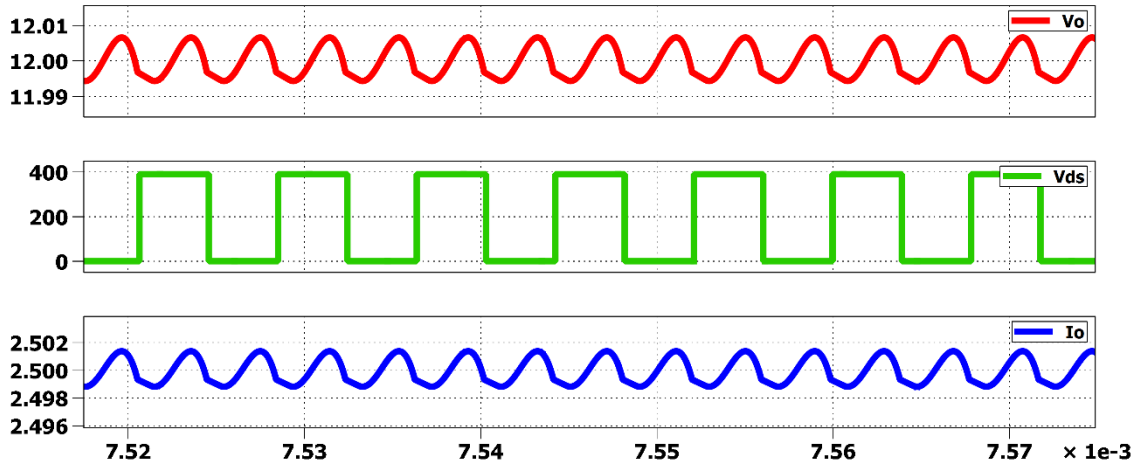


Şekil 6.9. Tam yük koşulunda doğrultucu diyot gerilim ve akım dalga şekilleri

Şekil 6.9’da tam yük koşulu için doğrultucu diyot gerilim (V_D) ve akım (I_D) dalga şekilleri verilmiştir. Diyot geriliminin tepe değeri 24 V, diyot akımının ortalama değeri 12,5 A olarak ölçülmüştür. Çizelge 6.2’de arayüz tarafından hesaplanan diyot gerilimi tepe değeri (V_{diode}) 25,3 V ve diyot akımı ortalama değeri (I_{avg}) 13,8 A olarak hesaplanmıştır. Ölçülen ve hesaplanan değerlerin birbiri ile eşleştiği görülmektedir.

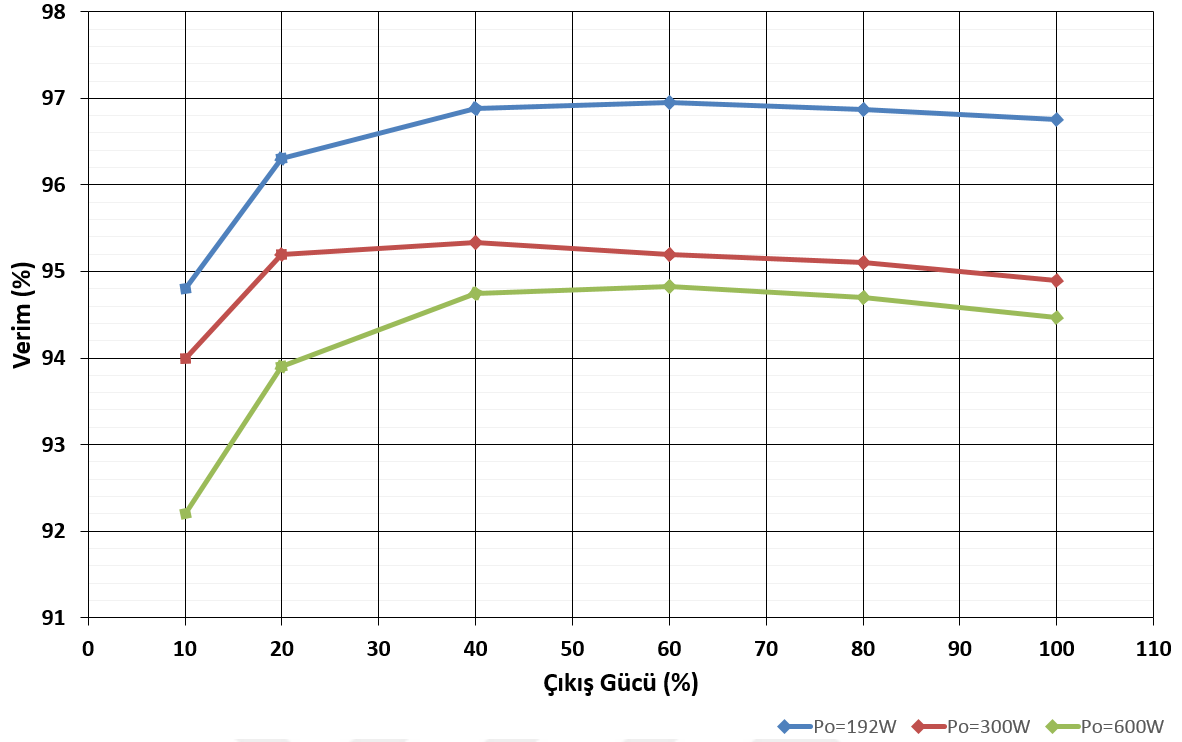


Şekil 6.10. Tam yük koşulunda çıkış gerilim ve akım dalgalanması



Şekil 6.11. %10 yük koşulunda çıkış gerilim ve akım dalgalanması

Şekil 6.10 ve Şekil 6.11’de sırasıyla tam yük ve %10 yük koşullarında çıkış gerilim ve akım dalgalanmaları verilmiştir. Tam yük koşulu için gerilim dalgalanması 80 mV olarak ölçülmüştür. Bu değerın Çizelge 6.1’de verilen %1 (12 mV) gerilim dalgalanması isterini karşıladığı görülmektedir.



Şekil 6.12. Hazırlanan benzetimlerden elde edilen verim sonuçları

Şekil 6.12’de sırasıyla 192 W, 300 W ve 600 W çıkış gücü ile yapılan benzetim çalışmaları için tam yük ile %10 yük arası farklı yük koşullarında elde edilen verim hesaplamaları verilmiştir. Verim grafikleri incelendiğinde en yüksek verim eğrisinin 192 W dönüştürücü ve en düşük verim eğrisinin 600 W dönüştürücü için elde edildiği görülmektedir. Yani dönüştürücünün çıkış gücü arttıkça verim azalmaktadır. Bunun temel nedeni 192 W, 300 W ve 600 W çıkış gücüne sahip dönüştürücülerin çıkış akımlarının sırasıyla 8 A, 25 A ve 50 A olmasıdır. Çıkış gerilimi arttıkça doğrultucu diyotların iletim kayıpları da artmaktadır. Yüksek çıkış akımı uygulamalarında doğrultucu diyot iletim kayıplarını azaltarak verimi arttırabilmek için MOSFET’li senkron doğrultucular tercih edilebilir.

Sonuçlar incelendiğinde üç farklı çıkış gücü için elde edilen maksimum verimin %94 ile %97 arasında değiştiği görülmektedir. Hedeflenen yük aralığı için primer taraftaki MOSFET’lerin SGA altında çalıştığının görülmesi ve elde edilen yüksek verim sonuçları, LLC rezonans dönüştürücünün en önemli avantajlarından biri olan yüksek verimliliğin, çalışma frekans aralığını endüktif bölgede tutacak şekilde yapılacak bir tasarım ile sağlanabildiğini göstermektedir. Çizelge 6.2’de arayüz ile hesaplanan rezonans frekans f_0 ve hesaplanan çalışma frekans aralığı $f_{sw_min} - f_{sw_max}$ ile verilmiştir. Şekil 6.12’de görüldüğü gibi istenilen çalışma aralığında tüm benzetim sonuçlarında %92 üzerinde verim

elde edilmiş olması arayüz ile hesaplanan çalışma frekans aralığının rezonans frekans civarında ve hedeflenen bölgede olduğunu göstermektedir.





7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Güç dönüştürücülerin boyutlarını küçültebilmek ve güç yoğunluğunu arttırabilmek için yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmak gerekmektedir. Yüksek frekanslarda çalışmak artan anahtarlama kayıplarından kaynaklı verimlilik problemlerini beraberinde getirmektedir. Geleneksel PWM dönüştürücülerde anahtarlama işlemi yük altında yapılırken, rezonans dönüştürücülerde anahtarlama sıfır akım ya da sıfır gerilimde yapılabilmektedir. Bu durum rezonans dönüştürücülerde anahtarlama kayıplarını azaltarak anahtarlama frekansının arttırılabilmesine imkan tanımaktadır.

Öncelikle bu çalışma kapsamında en çok bilinen dört rezonans dönüştürücü topolojisi olan seri rezonans (SRC), paralel rezonans (PRC), LCC ve LLC topolojileri incelenerek avantajları ve dezavantajları çıkarılmıştır. SRC hafif yüklerde gerilim regülasyonunu sağlayabilmek için çok yüksek anahtarlama frekanslarında çalışmaktadır. Bu durum iletim ve anahtarlama kayıplarını arttırmaktadır. Bunun yanı sıra, yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonu sağlanamamaktadır. PRC, SRC'ye kıyasla daha dar bir çalışma bölgesine sahiptir. Böylece hafif yüklerde ve yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilir. Fakat, yüke paralel rezonans kondansatör nedeniyle hafif yük koşullarında bile yüksek iletim kayıplarına sahiptir. Bu durum dönüştürücü verimini olumsuz yönde etkiler. LCC rezonans dönüştürücünün ise PRC'ye kıyasla hafif yük koşullarında verimliliği daha yüksektir ve SRC'nin aksine yüksüz durumlarda çıkış gerilim regülasyonunu sağlayabilir. Fakat SRC ve PRC'de olduğu gibi yüksek giriş gerilimlerinde yüksek iletim ve anahtarlama kayıpları meydana gelir. Bahsedilen bu dezavantajlar LLC rezonans dönüştürücüler ile büyük ölçüde önlenmektedir. LLC rezonans dönüştürücüler çıkış gerilimi regülasyonunu dar bir frekans aralığında gerçekleştirirler. Bunun yanı sıra primer anahtarlar için sıfır gerilim anahtarlama (SGA) ve senkron doğrultucular için sıfır akım anahtarlama (SAA) özelliği ile elektromanyetik girişimi (EMG) de azaltırlar.

Bu tez çalışması kapsamında temel olarak, yüksek verimlilik, düşük elektromanyetik girişim (EMG) ve yüksek güç yoğunluğu gibi özellikleri ile dikkat çeken LLC rezonans dönüştürücü topolojisinin, tasarımı esnasında kullanılabilecek bir arayüz yazılımı MATLAB programında geliştirilmiştir. LLC rezonans dönüştürücünün darbe genişlik modülasyonu yerine frekans modülasyonu ile güç dönüşümü gerçekleştirilmesi dönüştürücü tasarımını ve

optimizasyonunu karmaşık hale getirmektedir. Bu doğrultuda geliştirilen arayüzün en verimli sonuçları verebilmesi için LLC rezonans dönüştürücü tasarımı detaylı olarak incelenmiş ve hesaplanması kritik olan parametreler belirlenmiştir. Ayrıca arayüz yazılımının hesaplamalarda temel aldığı temel harmonik yaklaşım (THY) yöntemi detaylı bir şekilde ele alınmıştır. LLC rezonans dönüştürücünün çalışma prensibini daha iyi anlayabilmek için transfer fonksiyonunun davranışı MATLAB programı ile oluşturulan grafikler yardımıyla incelenmiştir. Bunlara ek olarak LLC rezonans dönüştürücünün rezonans frekansına bağlı olan 3 çalışma bölgesi tanımlanarak, tavsiye edilen çalışma bölgesi gösterilmiştir.

Temel olarak geliştirilen arayüz yazılımı dönüştürücü parametrelerini THY yöntemini kullanarak hesaplamaktadır. Bunun yanı sıra arayüz LLC rezonans dönüştürücünün geniş bir yük aralığında dar bir frekans bandı ile kontrolünün sağlanabilmesi için çalışma bölgesini f_0 rezonans frekansı civarında olacak şekilde belirler. LLC rezonans dönüştürücülerde yüksek verimlilik tüm çalışma aralığında primer taraf MOSFET'ler için sıfır gerilim anahtarlamasının (SGA) sağlanabilmesiyle elde edilir. SGA'nın sağlanabilmesi için ise çalışma frekansı aralığının endüktif bölgede kalacak şekilde tasarlanması gerekir. Bu nedenle maksimum ve minimum kazanç değerleri arayüz tarafından bu durum göz önüne alınarak hesaplanmaktadır. Ayrıca kazanç eğrileri, kalite çarpanı (Q_e) ve endüktans oranına (L_n) bağlıdır. Bu doğrultuda en uygun $L_n - Q_e$ değeri arayüz tarafından yapılan yinelemeli işlemler sonucunda belirlenir.

Geliştirilen arayüzün çıktılarını doğrulayabilmek ve güvenilirliğini test edebilmek için PLECS programı kullanılarak 192 W, 300 W ve 600 W olmak üzere üç farklı çıkış gücü seviyesinde benzetimler hazırlanmıştır. Hazırlanan benzetimlerde değişen giriş gerilimi ve yük durumlarında çıkış gerilimini düzenlemek için değişken frekans kontrol yöntemi kullanılmıştır. Değişken frekans kontrol yöntemi ile farklı yük seviyeleri için sabit görev döngüsünde anahtarlama frekansı değiştirilerek çıkış gerilimi kontrol edilmektedir. Yapılacak verim hesaplamalarının gerçek koşullara uygun sonuçlar verebilmesi için PLECS programının ısı modelleme özelliği kullanılmıştır. Bu yöntem ile seçilen MOSFET ve diyotların veri sayfalarında yer alan parametreler ısı modeline işlenerek anahtarlama ve iletim kayıpları hesaplanmıştır.

Hazırlanan benzetimler ile farklı yük koşulları için kritik dalga şekilleri incelenmiş ve 300 W çıkış gücü için elde edilen benzetim sonuçları sunulmuştur. Dönüştürücü rezonans frekans altında ve üzerinde çalışırken sırasıyla I_m akımının RMS değeri 0,8 A ve 0,65 A ölçülmüştür. Yine dönüştürücü rezonans frekans altında ve üzerinde çalışırken MOSFET'lerin kesime geçiş akım değerleri sırasıyla 1,35 A ve 2,2 A olarak ölçülmüştür. Bu veriler en yüksek iletim kayıplarının dönüştürücünün rezonans frekans altında çalıştığı bölgede oluştuğunu ve en yüksek anahtarlama kayıplarının rezonans frekans üzerinde çalıştığı bölgede oluştuğunu göstermektedir. Benzetim sonuçlarında rezonans tank akımı RMS değeri 2,28 A ve rezonans kondansatör gerilimi tepe değeri 305 V olarak ölçülmüştür. Arayüz tarafından hesaplanan rezonans tank akımı ölçüm sonucu ile örtüşmektedir. Rezonans kondansatör gerilimi tepe değeri ise arayüz tarafından küçük bir miktar yüksek hesaplanmıştır. Bu durumun yapılacak tasarımı olumsuz yönde etkilemeyeceği değerlendirilmiştir. Yine doğrultucu diyot geriliminin tepe değeri 24 V, diyot akımının ortalama değeri 12,5 A olarak ölçülmüştür. Bu sonuçların da arayüz ile hesaplanan değerler ile örtüştüğü görülmektedir. Tam yük koşulu için gerilim dalgalanması 80 mV olarak ölçülmüştür. Bu değer tasarım öncesi belirlenen %1'lik gerilim dalgalanması isterini sağlamaktadır. Bunlara ek olarak tam yük ve %10 yük koşulları için rezonans akım ile MOSFET drain-source akım ve gerilim dalga şekilleri incelenmiş ve MOSFET'lerin istenilen yük aralığında SGA ile ilettime girdiği görülmüştür. Son olarak üç farklı çıkış gücünde hazırlanan benzetimlerden elde edilen verim grafiklerinde, maksimum verimin %94 ile %97 arasında değiştiği görülmüştür. Ayrıca hedeflenen tüm yük aralığı için benzetim sonuçlarında %92 üzerinde verim elde edilmiştir.

Sonuç olarak elde edilen veriler değerlendirildiğinde geliştirilen arayüzün hedeflenen tasarım ölçütlerine uygun sonuçlar ürettiği görülmektedir. Ayrıca üç farklı güç seviyesinde yapılan çalışmaların sonuçları da arayüzün çıktılarının tutarlı olduğunu ortaya koymaktadır. Bunlara ek olarak yapılan çalışma ile literatürde daha önce ele alınmayan bir arayüz tasarımı geliştirilmiştir. Geliştirilen bu arayüzün LLC rezonans dönüştürücü tasarım ve optimizasyon süresini kısaltacağı ve devre elemanlarının seçimi konusunda kullanıcılara büyük kolaylık sağlayacağı düşünülmektedir. Bu sayede arayüzün, LLC rezonans dönüştürücü topolojisi kullanımının yaygınlaşmasına katkı sağlaması hedeflenmektedir. Gelecekte bu çalışma kapsamında hazırlanan benzetimlerin laboratuvar ortamında yapılacak deneysel çalışmalar ile desteklenmesi, geliştirilen arayüzün güvenilirliğini arttıracaktır. Ayrıca arayüz farklı kontrol algoritmalarının da denenebileceği biçimde geliştirilebilir.



KAYNAKLAR

1. Almardy, M. S. M. (2011). *Three-Phase High Frequency Transformer Isolated Soft-Switching DC-DC Resonant Converters*. Doctoral Thesis, University of Victoria, Victoria, 1-15.
2. Topuz, N. E. (2019, June). *Design and Implementation of LLC Resonant Converter and High Frequency Transformer*. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 9-41.
3. Kollipara, N. (2018, July). *Control and Optimization of Power in LLC Converter Using Phase Control*. Master's Thesis, Wright State University, Ohio, 7-55.
4. Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P. (2003). *Power Electronics: Converters, Applications, and Design* (Third edition). New York: Wiley and Sons, 249-289.
5. Erickson, R. W. and Maksudovic, D. (2001). *Fundamentals of Power Electronics* (Second edition). Boston: Kluwer Academic Publishers, 703-802.
6. Awasthi, A. (2019, September). *Analysis, Design and Control of Low-Q LLC DC-DC Resonant Converter for Wide Input Voltage and Load Range*. Master's Thesis, Queen's University, Ontario, 4-11.
7. Pawellek, A., Oeder, C. and Duerbaum, T. (2011, September). *Comparison of Resonant LLC and LCC Converters for Low-Profile Applications*. Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 1-8.
8. Steigerwald, R. L. (1988, April). A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3(2), 174-182.
9. Gu, Y., Lu, Z., Hang, L., Qian, Z. and Huang, G. (2005, July). Three-Level LLC Series Resonant DC/DC Converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 781-789.
10. Cheng, B. C. S. (2010). *Modelling and Control of the LLC Resonant Converter*. Master's Thesis, Queen's University, Kingston, 3-50.
11. Fei, C. (2018). *Optimization of LLC Resonant Converters: State-trajectory Control and PCB based Magnetics*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 5-14.
12. Rahman, S. A. (2012, September). *Resonant LLC Converter: Operation and Design 250W 33Vin 400 Vout Design Example*, Application Note, Infineon Technologies, 4-14.
13. Huang, H. (2010). *Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter*, Power Supply Design Seminar, Retrieved from power.ti.com/seminars.
14. Fairchild semiconductor corporation. (2014). *Half-Bridge LLC Resonant Converter Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS)*, Application Note, 1-16.

15. Şahin, Y., Aksoy, İ., Tinç, N. S. (2014, Kasım). *DC-DC Dönüştürücülerde Kullanılan Yumuşak Anahtarlama Yöntemlerinin Karşılaştırılması*, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar ve Biyomedikal Mühendisliği Sempozyumu (Eleco).
16. Jacqmaer, P. (2015, October). *Hard- and Soft-Switching High-Frequency Power Electronics*. Doctoral Thesis, KU Leuven University, Leuven, 49-82.
17. Liu, C. (2017, February). *Analysis, Design and Control of DC-DC Resonant Converter for On-board Bidirectional Battery Charger in Electric Vehicles*. Doctoral Thesis, The University of Sheffield, Sheffield, 19-75.
18. Falk, G., Midefelt, N. (2019). *Investigation of LLC Converter Benefits*. Master's Thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, 5-38.
19. Graovac, D., Pürschel, M. and Kiep, A. (2006, July). *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*, Application Note, Infineon Technologies, 3-20.
20. Fang, X. (2012). *Analysis and Design Optimization of Resonant DC-DC Converters*. Doctoral Thesis, University of Central Florida, Florida, 7-17.
21. Üçer, S. (2001, Temmuz). *Seri Rezonans DA/DA Çeviricisinin Analiz, Tasarım ve Gerçeklenmesi*. Yüksek Lisans Tezi, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul, 5-16.
22. Huang, D., Lee, F. C., and Fu, D. (2011). *Classification and selection methodology for multi-element resonant converters*. Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 558-565.
23. Tan., X. and Ruan, X. (2016, April). Equivalence Relations of Resonant Tanks: A New Perspective for Selection and Design of Resonant Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4), 2111-2123.
24. Rossetto, L. and Spiazzi, G. (1998). Series Resonant Converter with Wide Load Range. *IEEE Industry Applications Conference, Thirty-Third IAS Annual Meeting*, 1326-1331.
25. Jain, P. (1990). A Novel Frequency Domain Modelling of a Series Resonant DC/DC Converter. *12th International Conference on Telecommunications Energy*, 343-350.
26. Bhat, A. K. S. and Swamy, M. M. (1988). *Analysis and Design of a High Frequency Parallel Resonant Converter Operating Above Resonance*. 3rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 182- 189.
27. Yang, B. (2003). *Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 94-116.
28. SeyedAmouzandeh, S. (2015). *Auto-Tuned Minimum-Deviation Digital Controller for LLC Resonant Converters*. Master's Thesis, University of Toronto, Toronto, 7-36.

29. Yang, G., (2015, April). *Design of a High Efficiency High Power Density DC/DC Converter for Low Voltage Power Supply in Electric and Hybrid Vehicles*. Doctoral dissertation, Supelec University, 12-70.
30. Alemdar, Ö. Ş. (2016, December). *Design and Implementation of an Unregulated DC-DC Transformer Module Using LLC Resonant Converter*. Master's Thesis, Middle East Technical University, Ankara, 13-63.
31. Panov, V. (2014, April). *LLC Resonant Converter Modeling*. Master's Thesis, University of Victoria, Victoria, 1-13.
32. On Semiconductor Components Industries. (2016). *Basic Principles of LLC Resonant Half Bridge Converter and DC/Dynamic Circuit Simulation Examples*. Retrieved from URL:<http://www.onsemi.com/pub/Collateral/AND9408-D.PDF>, Son Erişim Tarihi: 27.06.2020.
33. Lu, B., Liu, W., Liang, Y., Lee, F. C. and Wyk, J. D. van (2006). Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter. *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 533-538.
34. Çetin, S. (2016). Veri Merkezi Uygulamaları için Yüksek Verimli Bir LLC Rezonanslı DC-DC Dönüştürücü Tasarımı. *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji*, 5(1), 45-54.
35. Feng, W. (2013, March). *State-Trajectory Analysis and Control of LLC Resonant Converters*. Doctoral Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 7-54.
36. Domenico, F. Di, Steiner, A. and Catly, J. (2015, July). *Design of a 600 W HB LLC Converter using 600 V CoolMOS P6*, Application Note, Infineon Technologies, 3-33.
37. Infineon Technologies. (2011). *Design Guide for LLC Converter with ICE2HS01G*, Application Note, Infineon Technologies, 5-22.
38. Liu, Y. (2007, December). *High Efficiency Optimization of LLC Resonant Converter for Wide Load Range*. Master's Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 9-48.
39. Salem, M., Jusoh, A., Idris, N. R. N., & Alhamrouni, I. (2017). *Comparison of LCL resonant converter with fixed frequency, and variable frequency controllers*. 2017 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), 84-89.



ÖZGEÇMİŞ

Kişisel Bilgiler

Soyadı, adı : KUBİLAY, Mehmet
Uyruğu : T.C.
Doğum tarihi ve yeri : 12.02.1991, Ankara

Eğitim

Derece	Eğitim Birimi	Mezuniyet Tarihi
Yüksek lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	Devam ediyor
Lisans	Gazi Üniversitesi / Elektrik Elektronik Mühendisliği	2015
Lise	Mehmet Emin Resulzade Anadolu Lisesi	2009

İş Deneyimi

Yıl	Yer	Görev
2016-Halen	ASELSAN A.Ş.	Test Mühendisi
2016-2016	ALTAY SAVUNMA A.Ş.	Yazılım Test Mühendisi

Yabancı Dil

İngilizce

Yayımlar

-

Hobiler

Müzik, Tiyatro



GAZİ GELECEKTİR..