T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

# REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN İNCELENMESİ VE İZOLELİ BİR UYGULAMASININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

SÜMEYYE BÜYÜKTORUN

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

DANIŞMAN
PROF. DR. AHMET FARUK BAKAN

İSTANBUL, 2019

**T.C.**

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ**

**FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

# REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN İNCELENMESİ VE İZOLELİ BİR UYGULAMASININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Sümeyye BÜYÜKTORUN tarafından hazırlanan tez çalışması 18.07.2019 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **YÜKSEK LİSANS TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

**Tez Danışmanı**

Prof.Dr. A.Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

**Jüri Üyeleri**

Prof.Dr. A.Faruk BAKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Doç.Dr. A.Hülya OBDAN

Yıldız Teknik Üniversitesi _____

Prof.Dr. Abdulkadir BALIKÇI

Gebze Teknik Üniversitesi _____

# ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında yumuşak anahtarlama özelliği sayesinde DC-DC dönüştürücüler arasında önemli bir yer tutan rezonanslı dönüştürücüler incelenmiş ve son yıllarda sahip olduğu avantajlar sayesinde popülerliğini giderek arttırmış LLC rezonans dönüştürücü detaylı olarak analiz edilmiş, simülasyon çalışmaları yapılmış ve 24V/8.5A çıkışlı bir LLC rezonans dönüştürücü uygulaması gerçekleştirilmiştir.

Tez çalışmam boyunca tecrübesi ve pozitif tavrıyla beni en güzel şekilde yönlendiren ve teşvik eden, bilgi ve tecrübesinden faydalandığım kıymetli hocam Prof. Dr. A.Faruk BAKAN'a verdiği emeklerinden dolayı teşekkürlerimi sunarım.

Tezimin deneysel çalışmalarında laboratuvar imkanlarından faydalandığım TÜBİTAK MAM Enerji Enstitüsüne, meslek hayatımda kendisinden çok şey öğrendiğim, bilgi ve birikimlerini esirgemeyen ve tez çalışmalarımda da bana destek olan Serkan DOĞANGÜNEŞ'e ve tüm mesai arkadaşlarıma çok teşekkür ederim.

Son olarak hayatım boyunca her zaman yanımda olan, beni destekleyip sevgilerini ve emeklerini hiçbir zaman esirgemeyen sevgili aileme sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Temmuz, 2019

Sümeyye BÜYÜKTORUN

## İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ ..... vi

KISALTMA LİSTESİ ..... viii

ŞEKİL LİSTESİ ..... ix

ÇİZELGE LİSTESİ ..... xi

ÖZET ..... xii

ABSTRACT ..... xiv

BÖLÜM 1

GİRİŞ
- 1.1 Literatür Özeti ..... 1
- 1.2 Tezin Amacı ..... 4
- 1.3 Hipotez ..... 4

BÖLÜM 2

DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER ..... 5
- 2.1 Lineer Dönüştürücüler ..... 6
- 2.2 Anahtarlamalı DC-DC Dönüştürücüler ..... 6
- 2.3 Rezonans Dönüştürücüler ..... 9
  - 2.3.1 Seri Rezonans Dönüştürücü ..... 11
  - 2.3.2 Paralel Rezonans Dönüştürücü ..... 13
  - 2.3.3 Seri-Paralel Rezonans Dönüştürücü ..... 15

BÖLÜM 3

LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER ..... 17
- 3.1 LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışma Prensibi ..... 17
- 3.2 LLC Rezonans Dönüştürücünün Kazanç Eğrisi ve ZVS Çalışma ..... 18
- 3.3 LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralıkları ..... 22

BÖLÜM 4

LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMASI ..... 24

4.1 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi ..... 24
4.2 Tasarlanan Devrenin Simülasyonu ..... 29
4.3 Uygulama ve Deneysel Sonuçlar ..... 34
4.3.1 Tam ve Hafif Yükte Çalışma ..... 41
4.3.2 Yüksüz Çalışma ..... 45

BÖLÜM 5

SONUÇ VE ÖNERİLER ..... 52

KAYNAKLAR ..... 54

ÖZGEÇMİŞ ..... 57

## SİMGE LİSTESİ

| | |
|---|---|
| $C_o$ | Çıkış filtre kondansatörü |
| $C_p$ | Paralel rezonans kondansatörü |
| $C_r$ | Rezonans kondansatörü |
| $C_s$ | Seri rezonans kondansatörü |
| $C_T$ | Tutma kondansatörü |
| $f_{max}$ | Maksimum frekans |
| $f_{min}$ | Minumum frekans |
| $f_n$ | Normalize frekans |
| $f_r$ | Rezonans frekansı |
| $f_{r1}$ | 1.rezonans frekansı |
| $f_{r2}$ | 2.rezonans frekansı |
| $f_s$ | Anahtarlama frekansı |
| $I_p$ | Primer akımı |
| $I_{Lr}$ | Rezonans tank akımı |
| $I_m$ | Mıknatıslanma akımı |
| $i_{din}$ | Doğrultucu giriş akımı |
| $i_{DS2}$ | MOSFET drain-source akımı |
| $L_m$ | Mıknatıslama endüktansı |
| $L_p$ | Primer taraftaki toplam endüktans |
| $L_r$ | Rezonans endüktansı |
| $M_g$ | Devre kazancı |
| $M_{max}$ | Maksimum devre kazancı |
| $M_{min}$ | Minumum devre kazancı |
| $n$ | Transformatör dönüşüm oranı |
| $P_o$ | Çıkış gücü |
| $R_{ac}$ | Eşdeğer direnç |
| $R_o$ | Çıkış yükü |
| $R_{Loadmin}$ | Minumum yük direnci |
| $Q$ | Kalite faktörü |
| $T_p$ | Kontrol sinyali periyodu |
| $T_1$ | Kontrol sinyali iletim süresi |
| $V_c$ | Kontrol gerilimi |
| $V_f$ | Geri besleme gerilimi |
| $V_{DS2}$ | MOSFET drain-source gerilimi |

| | |
|---|---|
| $V_{din}$ | Doğrultucu giriş gerilimi |
| $V_{din}^{F}$ | Doğrultucu giriş geriliminin temel bileşeni |
| $V_{in}$ | Giriş gerilimi |
| $V_o$ | Çıkış gerilimi |
| $V_r$ | PWM referans gerilimi |
| $V_{ref}$ | Referans gerilim |
| $V_{st}$ | Testere dişi gerilim |
| $\lambda$ | Bağıl iletim süresi |

## KISALTMA LİSTESİ

| | |
|---|---|
| DC | Direct Current |
| DPS | Distributed Power System |
| EMI | Electromagnetic Interference |
| FHA | First Harmonic Approximation |
| LCD | Liquid Crystal Display |
| MOSFET | Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor |
| PCB | Printed Circuit Board |
| PDP | Plasma Display Panel |
| PFC | Power Factor Correction |
| PFM | Pulse Frequency Modulation |
| PWM | Pulse Width Modulation |
| ZCS | Zero Current Switching |
| ZVS | Zero Voltage Switching |

## ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa


Şekil 1.1 Dağıtık güç sistemi ..... 2
Şekil 1.2 Elektrikli araç alt sistemleri ..... 3
Şekil 2.1 DC-DC Dönüştürücü Sınıflandırılması ..... 6
Şekil 2.2 PWM çalışma prensibi ..... 7
Şekil 2.3 (a) İletimde sert anahtarlama, (b) ZVS ile anahtarlama ..... 8
Şekil 2.4 (a) Kesimde sert anahtarlama, (b) ZCS ile anahtarlama ..... 9
Şekil 2.5 PWM kontrol sinyali ..... 10
Şekil 2.6 PFM kontrol sinyali ..... 10
Şekil 2.7 Rezonans DC-DC dönüştürücü blok diyagramı ..... 10
Şekil 2.8 Yarım köprü seri rezonans dönüştürücü ..... 12
Şekil 2.9 Seri rezonans dönüştürücünün gerilim bölücü davranışı ..... 12
Şekil 2.10 Seri rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi ..... 13
Şekil 2.11 Paralel rezonans dönüştürücü ..... 14
Şekil 2.12 Paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi ..... 14
Şekil 2.13 Yarım köprü seri-paralel rezonans dönüştürücü ..... 15
Şekil 2.14 Seri-paralel rezonans dönüştücü kazanç eğrisi ..... 16
Şekil 3.1 LLC rezonans dönüştürücü ..... 17
Şekil 3.2 LLC rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi ..... 20
Şekil 3.3 Endüktif bölgede akım-gerilim dalga şekilleri ..... 21
Şekil 3.4 Kapasitif bölgede akım-gerilim dalga şekilleri ..... 21
Şekil 3.5 $t0$ -$t1$ aralığı devre diyagramı ..... 22
Şekil 3.6 $t1$ -$t2$ aralığı devre diyagramı ..... 23
Şekil 3.7 $t2$-$t3$ aralığı devre diyagramı ..... 23
Şekil 4.1 Sistemin kazanç eğrisi ..... 26
Şekil 4.2 Temel harmonik yaklaşıma göre oluşturulan eğdeğer devre ..... 27
Şekil 4.3 Farklı m değerleri için $Mmax - Q$ eğrileri ..... 28
Şekil 4.5 $Q1$ ve $Q2$ anahtarlarının kapı sinyalleri, rezonans tank akımı $iLr$ ve mıknatıslanma akımı $im$ ..... 30
Şekil 4.6 $Cr$, $Lr$ ve transformatörün primer gerilimi ..... 31
Şekil 4.7 $Vgate1$, $Vgate2$, $VDS1$, $VDS2$, ve $VT$ gerilimleri ..... 31
Şekil 4.8 a) $Q1$ anahtarının iletimi b) $Q2$ anahtarının iletimi ..... 32
Şekil 4.9 $Q2$ anahtarının drain-source gerilim ve akımı ..... 32
Şekil 4.10 $fs$=85kHz, rezonans altı çalışmada $iLr$ ve $im$ akımları ..... 33
Şekil 4.11 $fs$=115kHz, rezonans üzeri çalışmada $iLr$ ve $im$ akımları ..... 33
Şekil 4.12 LLC rezonans dönüştürücü uygulama devresi şematiği ..... 35

Şekil 4.13 Güç dönüştürücüsü geri besleme devresi ..... 36
Şekil 4.14 a) Tip 1 b)Tip 2 c) Tip 3 kompanzasyon devreleri ..... 36
Şekil 4.15 Optokuplör'lü tip 2 kompanzasyon devresi ..... 37
Şekil 4.16 KA431 entegresinin blok diyagramı ..... 37
Şekil 4.17 Analog kontrolörün blok diyagramı ..... 38
Şekil 4.18 Kontrol diyagramı ..... 39
Şekil 4.19 LLC rezonans dönüştürücü uygulama devresi ..... 40
Şekil 4.20 Uygulama devresi test düzeneği ..... 41
Şekil 4.21 8.5A tam yük çalışmada $VT$ tank gerilimi (sarı) ve $iLr$ tank akımı (mavi). ..... 42
Şekil 4.22 4A çıkış akımında $VT$ tank gerilimi (sarı) ve $iLr$ tank akımı (mavi). ..... 42
Şekil 4.23 0.15A çıkış akımında $VT$ tank gerilimi (sarı) ve $iLr$ tank akımı (mavi). ..... 43
Şekil 4.24 8.5A tam yük durumunda $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil) ve $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı). ..... 44
Şekil 4.25 4A çıkış akımında $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil) ve $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı). ..... 44
Şekil 4.26 0.15A çıkış akımında $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil) ve $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı). ..... 45
Şekil 4.27 $Vin$ =400V, yüksüz durumda $VT$ tank gerilimi (sarı) ve $iLr$ tank akımı (mavi). ..... 46
Şekil 4.28 Yüksüz durumda $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil) ve $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı). ..... 47
Şekil 4.29 $Vin$=380V-8,5A tam yük durumunda $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2\ (sarı), iLr$ tank akımı (mavi), $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil). ..... 47
Şekil 4.30 $Vin$=350V-8,5A tam yük durumunda $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2\ (sarı), iLr$ tank akımı $(mavi), Q2$ anahtar akımı $iDS2\ (yeşil)$ ..... 48
Şekil 4.31 $Vin$=380V yüksüz durumda $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı), tank akımı $iLr$ (mavi), $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil). ..... 49
Şekil 4.32 $Vin =$ 350V yüksüz durumda $Q2$ anahtar gerilimi $VDS2$ (sarı), tank akımı $iLr$ (mavi), $Q2$ anahtar akımı $iDS2$ (yeşil) ..... 49
Şekil 4.33 Uygulama devresi yük regülasyonu cevabı. Çıkış gerilimi $Vo$ (yeşil) ve çıkış akımı $Io$ (pembe) değişimleri ..... 50
Şekil 4.34 Uygulama devresi verim eğrisi ..... 51

# ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa


Çizelge 4.1 Tasarım ve uygulama değerleri ..... 29
Çizelge 4.2 Uygulama devresine ait parametreler ..... 34
Çizelge 4.3 Uygulama devresinde kullanılan komponentler ..... 34
Çizelge 4.4 Farklı yük koşulları için çıkış gerilim, güç ve frekans verileri ..... 43

# ÖZET

## REZONANSLI DÖNÜŞTÜRÜCÜLERİN İNCELENMESİ VE İZOLELİ BİR UYGULAMASININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Sümeyye BÜYÜKTORUN

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Yüksek Lisans Tezi

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Faruk BAKAN

Teknolojinin ilerlemesiyle endüstride gerçekleştirilen birçok uygulama farklı güç ve gerilim seviyesine ihtiyaç duymaktadır. Bu da güç dönüştürücülerinin dünyadaki önemini giderek arttırmakta ve daha verimli, güvenilir, hafif ve yüksek güç yoğunluğuna sahip dönüştürücülerin tasarımını gerektirmektedir. Güç dönüştürücülerinin tasarımında anahtarlama kayıplarının ve elektromanyetik girişimin azaltılması öne çıkmaktadır. Bu özellikler dönüştürücülerde yumuşak anahtarlama tekniklerinin uygulanması ile sağlanır. Şüphesiz ki bir güç dönüştürücüsünün tasarımındaki önemli kriterlerden biri de güç yoğunluğudur. Yani düşük hacimde daha yüksek güç elde edebilme yeteneği güç elektroniği tasarımlarının en önemli parametrelerindendir. Güç dönüştürücülerinde frekansın arttırılması ile reaktif elemanların boyutları küçülür böylece hem maliyet azaltılmış hem de güç yoğunluğu arttırılmış olur. Rezonanslı dönüştürücüler, sıralanmış olan bu avantajlara sahip olan dönüştürücülerdir. Topolojileri gereği anahtarlama elemanları yumuşak anahtarlama ile iletime sokulur ve yüksek frekanslarda çalışabildikleri için daha düşük boyutlarda tasarlanabilir.

Rezonanslı dönüştürücüler arasında diğer rezonans topolojilerine üstünlük sağlayan LLC rezonans dönüştürücüler son yıllarda endüstrideki kullanımını giderek arttırmış ve yarı iletken üreticilerinin üzerine yatırım yaptığı bir dönüştürücü haline gelmiştir. Dar bir frekans aralığında kontrolünün gerçekleştirilmesi ve güç dönüştürücüleri için önemli çalışma koşullarından biri olan yüksüz durumda çalışabilme özellikleri sayesinde LLC

dönüştürücüler birçok uygulamada özellikle telekom uygulamalarında, LCD'lerde, PDP TV'lerde ve elektrikli araçlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar.

Bu çalışmada öncelikle PWM dönüştürücüler ve rezonans dönüştürücüler avantaj ve dezavantajlarına göre karşılaştırılarak incelenmiş ve temel rezonans dönüştürücüler hakkında bilgi verilmiştir. LLC rezonans dönüştürücülerin çalışma prensibi ve çalışma aralıkları detaylı olarak incelenmiştir. 400V giriş ve 24V çıkışa sahip 204W gücünde bir dönüştürücünün rezonans tank komponentlerinin hesabı dönüştürücünün çalışacağı frekans aralığına göre belirlenmiş ve parametreleri hesaplanan devrenin simülasyonları PSIM simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları ve topolojinin çalışma noktaları göz önünde bulundurularak devre analiz edilmiştir. Simülasyonu yapılan devrenin prototipi gerçekleştirilerek deneysel sonuçları sunulmuştur.

**Anahtar Kelimeler:** DC-DC dönüştürücüler, rezonans dönüştürücüler, LLC rezonans dönüştürücü, yumuşak anahtarlama.

## ABSTRACT

# INVESTIGATION OF RESONANT CONVERTERS AND IMPLEMENTATION OF AN ISOLATED APPLICATION

Sümeyye BÜYÜKTORUN

Department of Electrical Engineering

MSc. Thesis

Adviser: Prof.Dr.Ahmet Faruk BAKAN

With the advancement of technology, many applications in the industry require different levels of power and voltage. This increases the importance of power converters in the world and requires the design of converters more efficient, reliable, lightweight and high power density. Important parameters of increasing the efficiency of power converters are the reduction of switching losses and electromagnetic interference. This is achieved by applying soft switching techniques in converters. Of course, one of the important criteria in the design of a power converter is power density. In other words, the ability to obtain higher power in low volume is one of the most important parameters of power electronics designs. By increasing the frequency in the power converters, the size of the magnetic components is reduced so that both the cost is reduced and the power density is increased. Resonant power converters have these listed advantages. Due to their topology, the switching elements are turned on by soft switching and can be designed at lower sizes because they can operate at higher frequencies.

LLC resonant converter, which provide superiority to other resonant topologies, have increased their use in industry in recent years and have become a investment of semiconductor manufacturers. Thanks to their ability to operate in a narrow frequency range and to operate in unloaded condition, which is one of the important operating conditions for power converters, LLC converters are widely used in many applications, especially in telecom applications, LCDs, PDP TVs and electric vehicles.

In this study, firstly PWM converters and resonant converters were compared with respect to their advantages and disadvantages, and give information about basic resonant converters. The working principle and operating ranges of the LLC resonant converters are studied in detail. The calculation of the resonant tank components of a 204W power converter with 400V input and 24V output was determined according to the frequency range in which the converter would operate and circuit simulations were performed in the PSIM simulation environment. Simulation results were analyzed by taking into consideration the topology study points. The prototype of the simulated circuit is realized and experimental results are presented.

**Keywords:** DC-DC converters, resonant converters, LLC resonant converter, soft switching.

# BÖLÜM 1

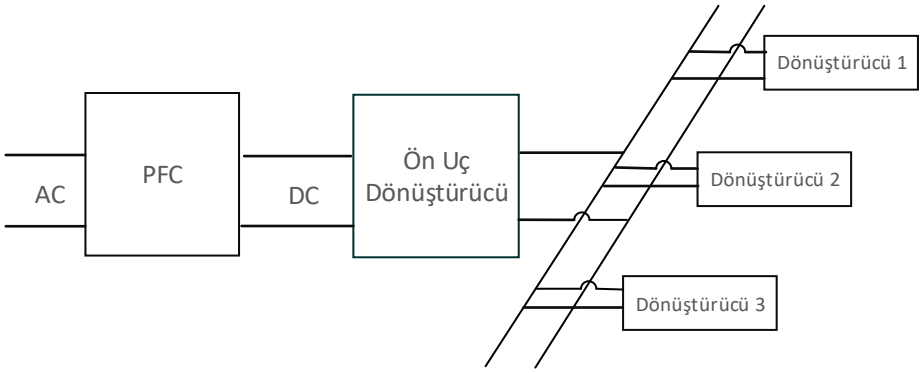
# GİRİŞ

## 1.1 Literatür Özeti

Dünyada giderek artan enerji ihtiyacı var olan enerjinin verimli olarak kullanılmasını zorunlu hale getirmiştir. Enerjinin verimli kullanılmasının sağlanmasında enerji dönüşümü yaparak sistemlerin ihtiyaç duyduğu akım ve gerilimi kontrollü olarak sağlayan güç dönüştürücülerinin rolü oldukça büyüktür. Birçok sistemin veya cihazın farklı güç isterleri bulunmaktadır. Sistemlerin ihtiyaç duyduğu güç kayıpsız, gürültüsüz ve sürekli olarak sağlanmalıdır. Bu da yüksek verimli, düşük gürültülü ve yüksek güç yoğunluğuna sahip güç dönüştürücüler ile mümkündür [1]. Endüstride yaygın olarak kullanılan PWM (Pulse Width Modulation) dönüştürücülerde frekansın sabit olması kontrolü ve filtre tasarımını kolaylaştırır. Ancak yüksüz çalışmada regülasyon için anahtarlama sayısının yani frekansın azaltılması gerekir. Bu durumda PWM dönüştürücüler hafif yük veya yüksüz çalışma koşullarında yetersiz kalır. Rezonanslı dönüştürücülerde kontrol anahtarlama frekansının değiştirilmesi ile sağlandığı için hafif yük ve yüksüz çalışmada regülasyon sağlanır aynı zamanda daha yüksek frekanslarda çalışabilmeleri sayesinde reaktif elemanların boyutları küçülür böylece güç yoğunluğu artar. Rezonans dönüştürücülerin PWM dönüştürücülere göre en büyük avantajlarından biri de anahtarlama elemanlarının yumuşak anahtarlama ile anahtarlanmalarıdır. Bu sayede anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılır. Rezonanslı dönüştürücülere ait ilk çalışmalar 80'li yıllarda başlamıştır [2]. İlk ve en basit yapıya sahip olan seri rezonans dönüştürücülerin yüksüz çalışmada regülasyonunun zor olması nedeniyle zamanla paralel, seri-paralel rezonans dönüştürücüler keşfedilmiştir [3]. Bunlar arasında yer alan LLC rezonans dönüştürücüler ilk keşfedildiği yıllarda paralel endüktansın neden olduğu

akımın iletim kayıplarına yol açması nedeniyle rağbet görmemiştir. Ancak bu akım sıfır gerilimde anahtarlama (Zero Voltage Switching) ile faydalı hale getirildiğinde LLC rezonans dönüştürücü popüler bir rezonans dönüştürücü topolojisi olmuştur.

DC-DC dönüştürücü uygulamalarındaki önemli kriterlerden biri dönüştürücünün ilgili uygulamanın isterlerine cevap verecek niteliklere sahip olmasıdır [4]. LLC rezonanslı dönüştürücüler sahip oldukları avantajlar sayesinde birçok uygulama alanında yer bulmuşlardır. Bunlardan biri veri merkezi ve telekom uygulamalarıdır. Veri merkezi ve telekom uygulamalarında sistemin güvenilirliği ve sürekliliği kritik olduğu için dağıtık güç sistemleri (Distributed Power System) tercih edilir [5]. Şekil 1.1'de dağıtık bir güç sistemi verilmiştir. DPS'lerde alt sistemlerin enerjisini sağlayan dönüştürücüler birbirlerine paralel bağlanırlar. Dönüştürücülerin birbirine paralel olması sayesinde oluşabilecek arıza durumda beslenen tüm sistemler değil ilgili kol devreden çıkarılır, yedekleme uygulanabilir ayrıca paralel bağlantının sağladığı modülerlik sayesinde olası revizyonlar kolay bir şekilde gerçekleştirilebilir. DPS'lerde AC gerilim güç faktörü düzeltme devreleri (Power Factor Correction) ile 400V'a dönüştürülür ve bu gerilim ön uç dönüştürücü adı verilen izoleli DC-DC dönüştürücüler ile 48V, 24V veya 12V gerilim seviyelerine düşürülerek alt sistemleri besleyen dönüştürücülerin ihtiyaç duyduğu DC gerilim elde edilir [35]. LLC rezonans dönüştürücüler yüksek giriş geriliminde verimli çalışabildikleri için DPS'lerde ön uç dönüştürücü olarak kullanılırlar.

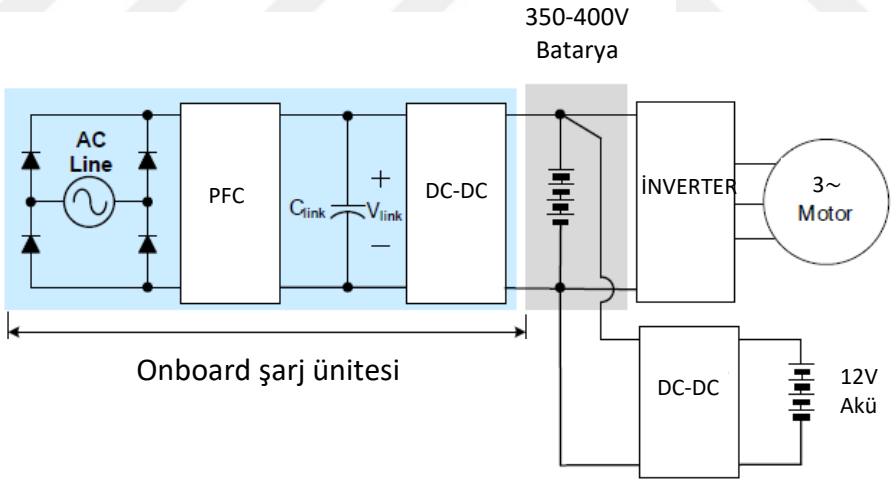



Şekil 1.1 Dağıtık güç sistemi

LLC rezonans dönüştürücülerin yaygın olarak kullanıldığı uygulama alanlarından biri de televizyonlardır. LCD (Liquid Crystal Display) ve PDP (Plasma Display Panel) teknolojileri sayesinde televizyonların boyutu ve ağırlığı büyük oranda küçülmüştür [6]. Boyutların küçülmesi doğal olarak daha düşük hacimli güç devreleri ihtiyacını ortaya çıkarmıştır. LLC

rezonans dönüştürücüler yüksek frekanslarda regülasyon sağlayabildikleri için yüksek çalışma frekansı sayesinde reaktif elemanların boyutu küçültülebilir. Böylece LCD ve PDP TV gibi küçük hacimde yüksek güç gerektiren televizyonlarda kullanılabilirler [7].

LLC rezonans dönüştürücüler elektrikli araçların alt sistemleri olan DC-DC dönüştürücü ve araç üstü (onboard) şarj ünitelerinde kullanılmaya başlamışlardır. Elektrikli araçlar depoladığı elektrik enerjisini kullanarak mekanik hareket sağlar. Yüksek gerilim bataryalarda depolanan bu elektrik enerjisinin verimli kullanılması maksimum araç menzilinin elde edilmesinde etkilidir. Bu nedenle araçtaki enerji dönüşümünün verimli bir şekilde yapılması büyük önem taşımaktadır [8]. Bir diğer husus ise araç ağırlığının azaltılmasıdır. Bu nedenle elektrikli araçlarda kullanılacak dönüştürücülerin ağırlığı ve hacmi önemli tasarım kriterlerindendir. Elektrikli araçlarda bulunan araç kontrol ünitesi, gösterge ekranı, aydınlatma sistemi ve radyo gibi birçok elektronik ekipman ve sistemin ihtiyaç duyduğu güç 12V araç aküsünden sağlanmaktadır. Araç aküsünün 12V gerilimi, yüksek batarya geriliminin DC-DC dönüştürücü tarafından düşürülmesiyle sağlanır. Aracın türüne göre değişmekle birlikte genellikle binek araçların batarya çıkış gerilimi 350-400V seviyesindedir. Bir elektrikli aracın alt sistemleri Şekil 1.2'de verilmiştir.




Şekil 1.2 Elektrikli araç alt sistemleri [32]

LLC rezonans dönüştürücüler yüksek giriş geriliminde yüksek verim ile çalışabildikleri için elektrikli araç DC-DC dönüştücüsü olarak kullanılabilirler. Enerji dönüşüm ihtiyacı sadece DC-DC dönüştürücüler için değil elektrikli araçların diğer bir alt komponenti olan araç üstü şarj ünitelerinde de gereklidir. Aracın hem tahrik hem 12V alt sistemleri için gerekli olan DC batarya gerilimi şebeke geriliminin araç üstü şarj üniteleri ile doğrultulmasıyla elde edilir. LLC rezonans dönüştürücüler araç üstü şarj ünitelerinde veri merkezi uygulamalarında olduğu gibi PFC ile birlikte kullanılabilir.

### 1.2 Tezin Amacı

Bu tez kapsamında 24V/8.5A çıkışlı bir LLC rezonans dönüştürücü uygulaması gerçekleştirilmiştir. Dönüştürücünün farklı çalışma şartlarındaki davranışı teorik olarak incelenmiş, simülasyonu gerçekleştirilmiş ve uygulama devresi ile doğrulanmıştır.

### 1.3 Hipotez

LLC rezonans dönüştürücüde anahtarlama elemanı olan MOSFET'ler üzerindeki gerilim sıfıra düştükten sonra iletime girmekte ve iletimde yumuşak anahtarlama sağlanmaktadır. Nominal çalışmada, hafif yük ve yüksüz durumda yumuşak anahtarlamanın sağlanması için tasarım aşamasında devre elemanlarının doğru belirlenmesi gerekir. Tüm çalışma şartlarında çıkış gerilim regülasyonunun sağlanması kontrol parametrelerinin uygun seçilmesine bağlıdır.

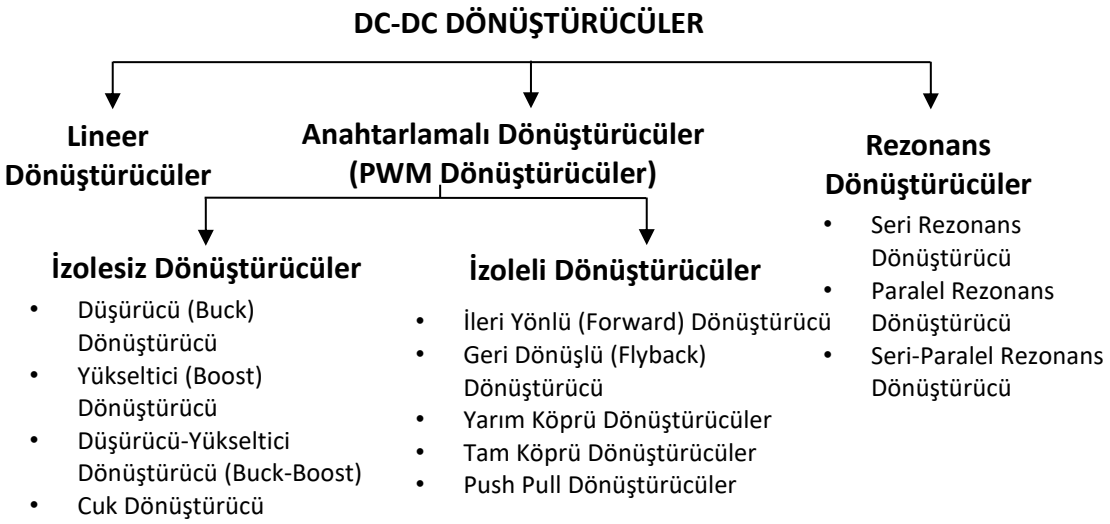
# BÖLÜM 2

## DC-DC DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Teknolojinin ilerlemesiyle endüstride gerçekleştirilen birçok uygulama farklı güç ve gerilim seviyesine ihtiyaç duymaktadır. DC-DC dönüştürücüler, kaynak gerilimini yükselterek veya düşürerek sistemlerin ihtiyaç duyduğu akım ve gerilimi sağlayan güç elektroniği devreleridir. DC-DC dönüştürücüler sistemlerde sadece enerjinin dönüşümünü değil aşağıda verilen işlevleri de sağlarlar [9].

- Çıkış geriliminin yük değişimine göre regüle edilmesi
- Çıkış gerilimindeki dalgalanmaların azaltılması
- Giriş ile yük arasında izolasyon sağlanması

DC-DC dönüştürücülerin farklı sınıflandırmaları mevcut olsa da bu sınıflandırmalar temel olarak aynı devrelerin farklı ifadeleridir. Kabul gören sınıflandırmalardan biri Şekil 2.1'de verilmiştir. Buna göre DC-DC dönüştürücüler lineer dönüştürücüler, anahtarlamalı dönüştürücüler ve rezonans dönüştürücüler olarak üç kategoride incelenebilir [10].




Şekil 2.1 DC-DC dönüştürücü sınıflandırması

## 2.1 Lineer Dönüştürücüler

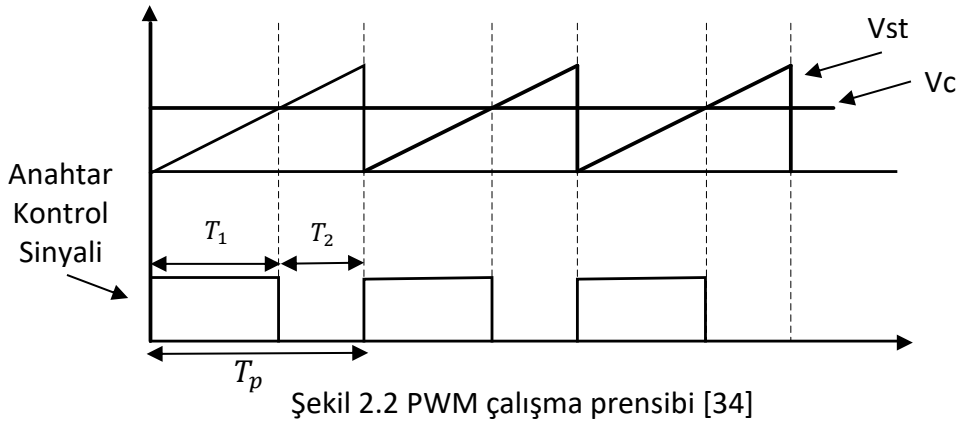
Lineer dönüştürücüler basit, düşük gürültülü ve hızlı cevap verme özelliğine sahip dönüştürücülerdir. Düşük frekanslarda çalıştıkları için gürültüleri düşüktür. Düşük güçlerde (<20W) çalışabilmeleri nedeniyle verimin önemli olmadığı düşük maliyetli uygulamalarda tercih edilirler. Verimleri %35-50 arasında değişebilir [9], [11].

## 2.2 Anahtarlamalı DC-DC Dönüştürücüler

Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler, diğer bir adı ile PWM dönüştürücüler giriş gerilimini yüksek frekansta anahtarlayarak çıkışa istenen gerilimi sağlayan dönüştürücülerdir. Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücülerin tasarımı, lineer dönüştürücülere göre daha maliyetli ve karmaşık olmasına rağmen verimleri yüksektir. Aynı güçteki lineer bir dönüştürücüye göre daha az ısınırlar ve daha yüksek frekansta çalışabilirler [12].

Şekil 2.1' de görüldüğü gibi anahtarlamalı dönüştürücüler izoleli ve izolesiz DC-DC dönüştürücüler olarak ikiye ayrılır. İzolesiz dönüştürücüler temel dönüştürücülerdir. Bu dönüştürücüler anahtarlama elemanı, endüktans ve diyodun farklı şekillerde bağlanması ile elde edilirler. Çalışma prensipleri endüktansın enerji aktarımına dayanır [13]. İzoleli dönüştürücülerde giriş ile çıkış transformatör ile izole edilmiştir. Günümüzde birçok uygulama izolasyon gerektirir. Yüksek güçlü izolasyon gerektiren uygulamalarda tek anahtarlama elemanı yetersiz kalabilir. Bu tür uygulamalarda push pull, yarım ve tam

köprü dönüştürücüler kullanılabilir [14]. Anahtarlamalı DC-DC dönüştücüler, diğer bir adı ile PWM dönüştürücüler adını kontrol yönteminden alırlar.




Şekil 2.2 PWM çalışma prensibi [34]

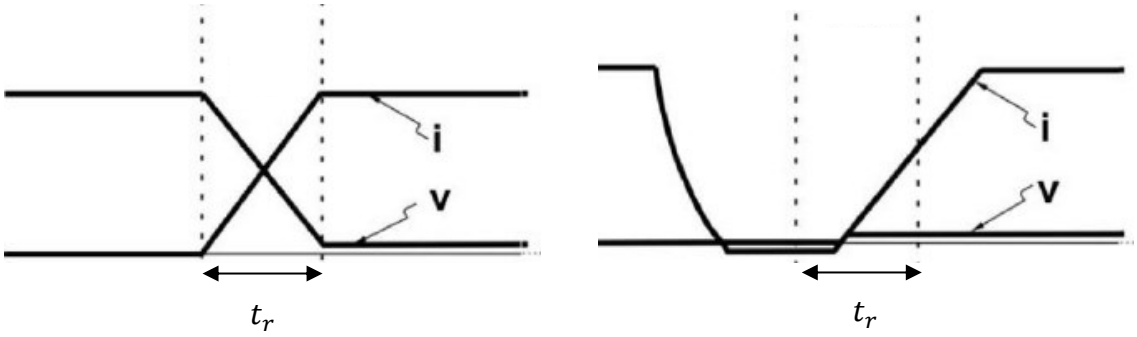
PWM (Pulse Width Modulation) yani darbe genişlik modülasyon yönteminde referans gerilim Vr ile çıkış geriliminden alınan geri besleme gerilimi Vf karşılaştırılarak kontrol gerilimi Vc elde edilir. Şekil 2.2'den görüldüğü üzere kontrol gerilimi Vc, testere dişi gerilim Vst ile karşılaştırılarak anahtarlama elemanının kontrol sinyali elde edilir. Elde edilen kontrol sinyalinin iletim süresinin tüm periyoda oranı bağıl iletim süresi λ'yı verir. λ'nın değiştirilmesiyle çıkış regülasyonu sağlanır [10].

$$\lambda = \frac{T_1}{T_p} \tag{2.1}$$

Anahtarlamalı DC-DC dönüştürücüler kontrol yönteminin kolay olması ve hızlı cevap süreleri nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılırlar. Anahtarlamalı dönüştürücülerde, anahtarlama frekansı arttıkça endüktans ve transformatör gibi reaktif elemanların boyutları küçülür. Bu da dönüştürücünün güç yoğunluğunun artması demektir. Ancak anahtarlama frekansının artması anahtarlama kayıplarını arttırır. Anahtarlama kayıpları, elemanın iletime ve kesime girmesi sırasında akım ve gerilimin üst üste binmesiyle oluşan kayıplardır. Anahtarlama kayıpları nedeniyle çıkışa aktarılacak güç anahtarlar üzerinde harcandığı için dönüştürücünün veriminin azalmasına neden olur hatta elemanın tahrip olmasına yol açabilir. Ayrıca bu dönüştürücüler yüksek elektromanyetik girişime sahiptir ve yüksek frekanslarda çalışması sınırlıdır [14], [15].

Anahtarlamalı dönüştürücülerin bu dezavantajlarını kaldırmak için farklı yöntemler geliştirilmiştir. Anahtarlar üzerindeki streslerin azaltılması için bastırma devreleri (snubber) kullanılmaktadır. Dönüştürücünün verimini büyük oranda düşüren

anahtarlama kayıpları için ise yumuşak anahtarlama teknikleri geliştirilmiştir. Yumuşak anahtarlama teknikleri sayesinde anahtarlama kayıpları minumuma düşürülür veya tamamen yok edilir. Bu sayede giriş enerjisi anahtar üzerinde harcanmadan tamamen çıkışa aktarılır. Böylece kayıp enerji azaltılmış ve devrenin verimi arttıtırlmış olur. Ayrıca anahtarlama kayıplarının azaltılması ile elektromanyetik girişim azalır. Anahtar sağlıklı bir şekilde iletime veya kesime girer. Kayıpların azaltılması ile daha yüksek frekanslarda çalışma sağlanabilir böylelikle devrenin güç yoğunluğunun arttırılması mümkün olur. Bir güç elemanı iletime girerken uçlarındaki gerilim azalır ve akımı artar [13]. Bu anda oluşan akım ve gerilim piklerinin üst üste binmesiyle anahtarlama kayıpları oluşur. ZVS (Zero Voltage Switching) sıfır gerilimde anahtarlama yönteminde anahtar üzerindeki gerilim sıfıra düşürülür ve anahtarlama elemanının kontrol sinyali bu andan sonra uygulanır. Böylece anahtarlama kayıpları yok edilir. ZVS yöntemi eleman iletime girerken uygulanır. Genellikle MOSFET'in kullanıldığı yüksek frekans uygulamalarında gerçekleşirilir [33]. Şekil 2.3a'da elemanın uçlarında $t_r$ iletime girme süresince gerilim ve akımın çakışmasından dolayı anahtarlama güç kaybı oluştuğu görülmektedir. Şekil 2.3b'de iletime girme öncesinde gerilimin sıfıra düşürülmesiyle anahtarlama kaybı güç kaybı sıfıra düşmüştür.

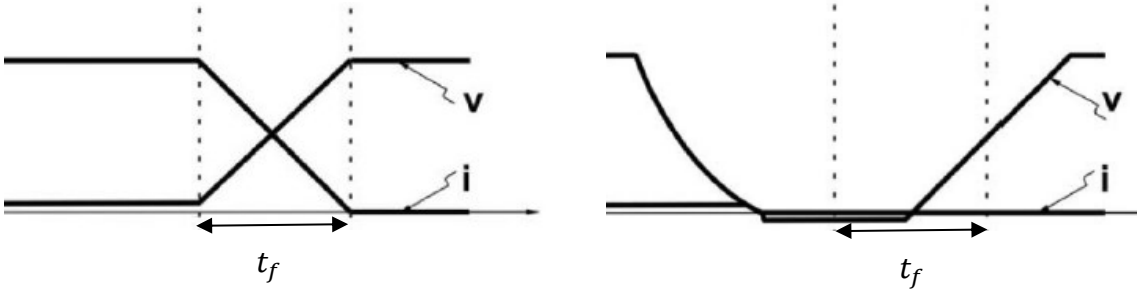



(a) (b)

Şekil 2.3 (a) İletimde sert anahtarlama, (b) ZVS ile anahtarlama [36]

Sıfır akımda anahtarlama (Zero Current Switching) yönteminde anahtar içinden geçen akım sıfıra düşürüldükten sonra anahtarlama elemanının kontrol sinyali kesilir. ZCS yöntemi eleman kesime girerken uygulanır. IGBT'nin kesime girerken oluşan kuyruk akımı nedeniyle genellikle IGBT'li uygulamalarda gerçekleştirilir. Şekil 2.4a ve 2.4b'de görüldüğü gibi eleman kesime girerken kontrol sinyali kesilmeden önce akım sıfıra düşürülmüş, bu sayede $t_f$ kesime girme süresinde elemanın uçlarındaki gerilimin

yükselmesi akım sıfıra düştükten sonra gerçekleşmiş ve anahtarlama güç kaybı sıfır olmuştur.




(a) (b)

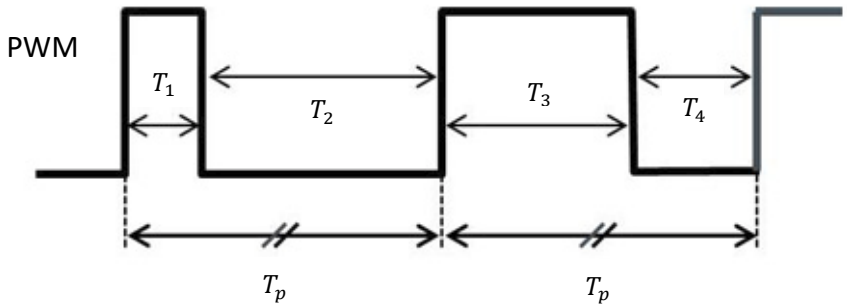
Şekil 2.4 (a) Kesimde sert anahtarlama, (b) ZCS ile anahtarlama [36]

**2.3 Rezonans Dönüştürücüler**

PWM akım ve gerilim kare dalga formundadır. Bu durum PWM dönüştürücünün iletim ve kesim sırasındaki anahtarlama kayıplarının artmasına ve yüksek elektromanyetik girişime (EMI) neden olur. Anahtarlama kayıplarının yüksek olması PWM dönüştürücülerin yüksek frekanslarda çalışmasını sınırlar, dönüştürücünün hacmi artar ve güç yoğunluğu azalır. Rezonans dönüştürücülerde ise eleman sinüsoidal akım veya gerilimle iletime girer. Bu da dönüştürücünün yumuşak anahtarlama ile iletime girmesine ve anahtarlama kayıpları ile EMI'nın azaltılmasını sağlar. Anahtarlama kayıpları azaltıldığı için rezonans devreleri PWM dönüştürücülere göre daha yüksek frekanslarda daha verimli çalışabilirler [9].

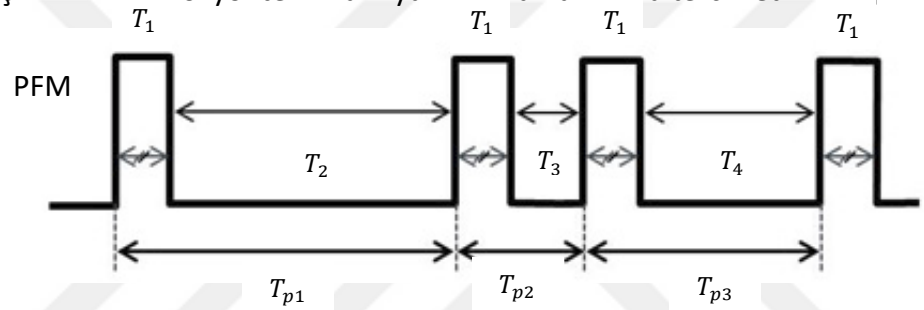
Rezonanslı dönüştürücülerin PWM dönüştürücülerden diğer bir farkı da kontrol yöntemidir. Rezonans dönüştürücüler PFM (Pulse Frequency Modulation) ile regülasyon yapan dönüştürücülerdir. Şekil 2.5'de de görüldüğü gibi PWM dönüştürücülerde frekans sabit olup anahtarlama elemanının bağıl iletim süresi ayarlanır. Şekil 2.6'da verilen PFM kontrolünde ise kontrol sinyalinin frekansı değiştirilir, bağıl iletim süresi %50 değerinde sabittir.

PWM kontrol yönteminde frekansın sabit olması oluşabilecek gürültülerin tahmin edilebilir olmasını sağlar. Filtreleme işlemi kolaylaşır. Ancak düşük yükte de anahtarlama frekansının sabit olması nedeniyle verim düşüktür.




Şekil 2.5 PWM kontrol sinyali [16]

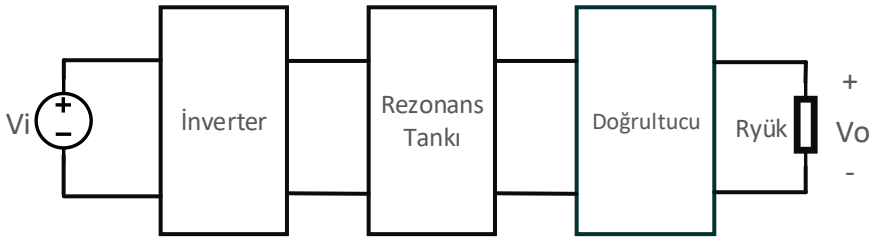
Frekans modülasyonu olan PFM'de ise darbenin iletim veya kesim süresi sabit kalırken frekansı değiştirilir. Şekil 2.6'da görüldüğü gibi her aralıkta periyot değişmiş yani frekans değişmiş fakat darbenin iletim süresi sabit kalmıştır. Frekans yüke göre değiştirilebilir olduğu için PFM kontrol yöntemi hafif yük uygulamalarında tercih edilir [16].




Şekil 2.6 PFM kontrol sinyali [16]

Rezonans devrelerinde yumuşak anahtarlamayı sağlayan sinüsoidal akım ve gerilim anahtarlama elemanı ile birlikte endüktans ve kondansatör elemanlarının kullanılması ile elde edilir [17].

Şekil 2.7'den görüldüğü gibi rezonans dönüştürücüler inverter ve doğrultucu devrelerin rezonans tankı yani endüktans ve kondansatör elemanları ile birbirine bağlanmasıyla oluşan dönüştürücülerdir. Girişteki DC gerilim inverter ile AC gerilime çevrilir ve bu AC gerilim doğrultucu ile doğrultularak çıkışta istenen DC gerilim değeri elde edilmiş olur. İzolasyon gerektiren uygulamalarda yüksek frekanslı transformatör inverter ve doğrultucu arasına yerleştirilerek izoleli DC gerilim edilir [9].



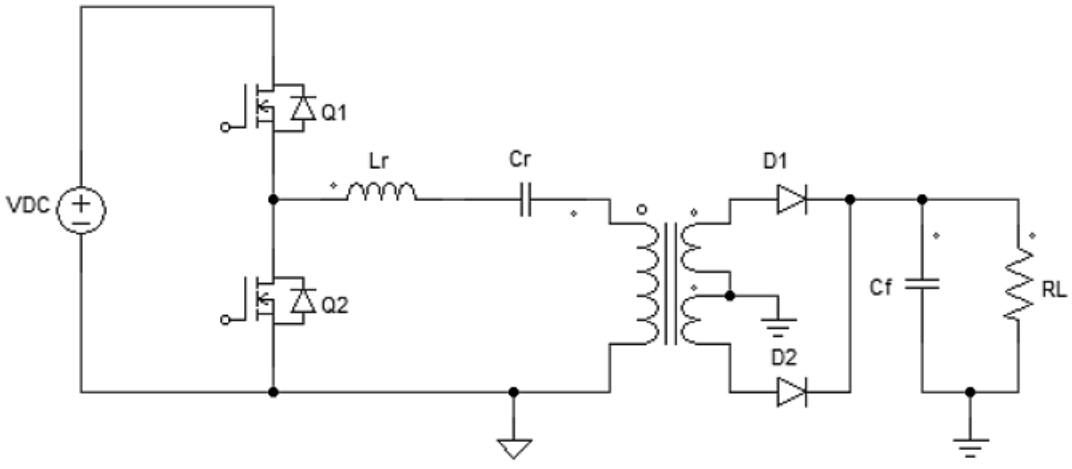

Şekil 2.7 Rezonans DC-DC dönüştürücü blok diyagramı

Endüktans ve kondansatörün farklı bağlantı şekilleriyle birçok farklı rezonans devresi oluşturulabilir. Temel rezonans devreleri ise endüktans ve kondansatörün devreye seri, paralel ve seri-paralel olarak bağlanması oluşturulur.

Rezonans dönüştürücülerde girişte kullanılan inverter tam köprü veya yarım köprü olabilir. Yarım köprü inverter seçimi kullanılacak anahtar sayısını azaltır. Tam köprü inverterde anahtar sayısı yarım köprünün iki katıdır. Giriş akımı yüksek olan uygulamalarda tam köprü inverter seçilmesi daha uygundur. Rezonans dönüştürücülerde çıkışta ise klasik tam dalga veya orta uçlu tam dalga doğrultucu devreleri kullanılır. Orta uçlu tam dalga doğrultucularda kullanılan diyot sayısı klasik tam dalga doğrultuculardaki diyot sayısının yarısıdır. Eleman sayısının azaltılması maliyet ve boyut açısından avantaj olsa da yarım dalga doğrultucularda diyotlar tam dalga doğrultucudaki diyotların 2 katı fazla gerilim stresine maruz kalırlar. Bu durum daha yüksek gerilimli diyotların seçilmesini gerektirir. Bu nedenle orta uçlu tam dalga doğrultucular çıkış gerilimi düşük olan uygulamalarda tercih edilir.

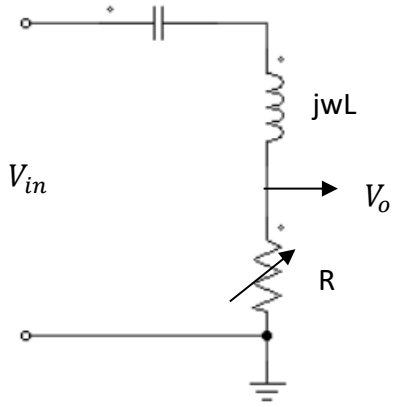
### 2.3.1 Seri Rezonans Dönüştürücü

Şekil 2.8'de görüldüğü gibi seri rezonanslı dönüştürücülerde rezonans tankı, $L_r$ rezonans endüktansı ve $C_r$ rezonans kondansatöründen oluşur ve birbirlerine seri bağlıdır. Rezonans tankı çıkış yüküne de seridir böylece gerilim bölücü gibi davranır.




Şekil 2.8 Yarım köprü seri rezonans dönüştürücü

1/(jwC)




Şekil 2.9 Seri rezonans dönüştürücünün gerilim bölücü davranışı

$$Z_{eş} = R + jwL + \frac{1}{jwC} \tag{2.2}$$

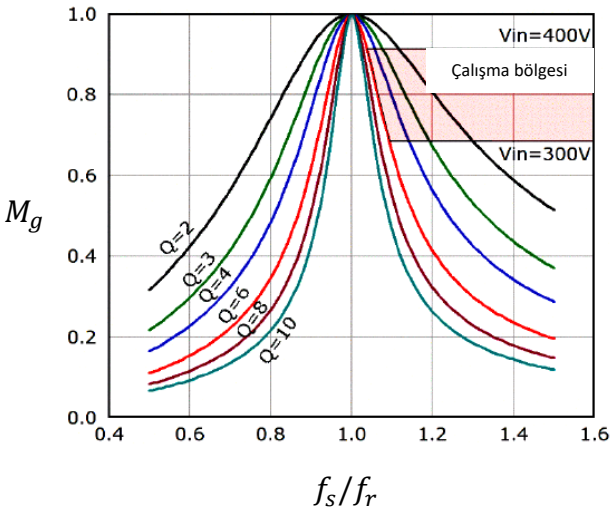
$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_{total}} \tag{2.3}$$

$$V_o = R.I_{in} \tag{2.4}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{I_{in}.R}{V_{in}} = \frac{V_{in}.R}{Z_{eş}.V_{in}} \tag{2.5}$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R}{Z_{eş}} \tag{2.6}$$

Eşitlik (2.6)'da görüldüğü gibi seri rezonans tankı gerilim bölücü gibi davrandığı için çıkış geriliminin regülasyonu tank empedansının değiştirilmesiyle sağlanır. Seri rezonans dönüştürücünün kazanç eğrisi Şekil 2.10'da verilmiştir. Kazanç eğrisinden görüldüğü gibi rezonans frekansının anahtarlama frekansına eşit olduğu noktada ($f_s$=$f_r$) kazanç maksimumdur ve 1'dir. Çünkü rezonans sırasında tank empedansı minumumdur ve tüm giriş enerjisi direk yüke aktarılır. Kazanç eğrilerinin tepe noktalarının sağ tarafı endüktif çalışma yani sıfır gerilimde anahtarlamanın sağlandığı bölgedir ve dönüştürücü bu bölgede çalıştırılır. Çünkü bu bölgede rezonans tankı endüktif karakter gösterdiği için tank akımı, tank geriliminin gerisindedir. Bu sayede MOSFET'ler sıfır gerilimde anahtarlanabilir.

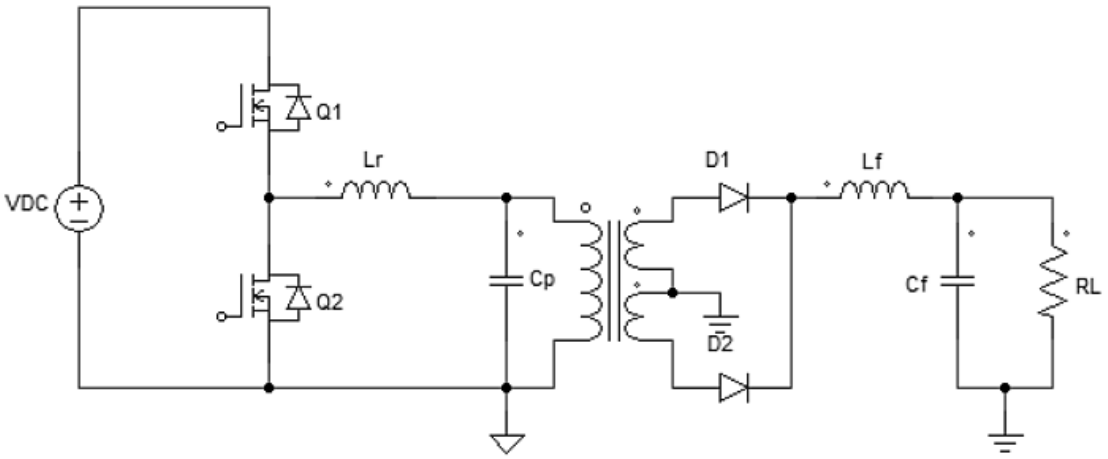



Şekil 2.10 Seri rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi [2]

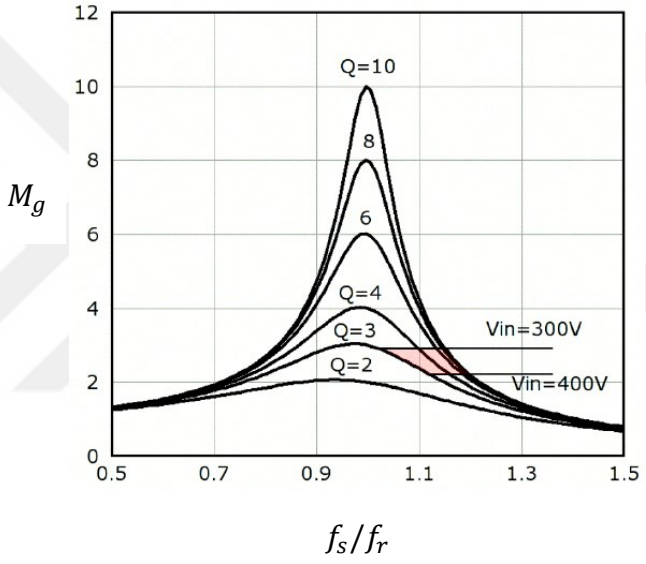
Şekil 2.10'daki kazanç eğrisi yorumlanacak olursa yüklenme arttıkça $Q$ kalite faktörü artar ve çıkış yükü azaldıkça $Q$ düşer. Ağır yükten hafif yüke geçildiğinde regülasyonun sağlanması için frekans arttırılmalıdır. Örneğin $Q = 3$ yük eğrisinden $Q = 2$ yük eğrisine geçildiğinde kazanç artar bu değerin eski değerine getirilmesi yani regülasyonun sağlanması için frekansın çok fazla arttırılması gereklidir. Daha hafif yüklerde bu oran iyice artacaktır. Bu nedenle seri rezonanslı dönüştürücülerin hafif yükte ve yüksüz durumda regülasyon sağlamaları zordur. Frekans kontrol aralığı hafif yükte genişler buda EMI'ın artmasına ve filtre tasarımının zorlaşmasına neden olur. [2], [18].

### 2.3.2 Paralel Rezonans Dönüştürücü

Paralel rezonans dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.11'de verilmiştir. Paralel rezonans dönüştürücülerin rezonans tankı, $L_r$ rezonans endüktansı ve $C_r$ rezonans kondansatörünün seri bağlanmasından oluşur. Dönüştürücünün adının paralel olması ise seri rezonans tankına yükün paralel bağlanmasıdır.




Şekil 2.11 Paralel rezonans dönüştürücü



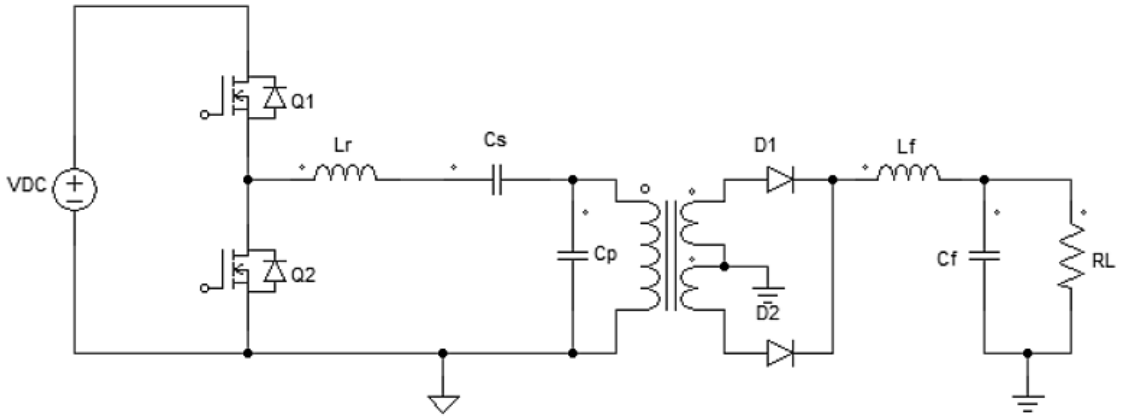

Şekil 2.12 Paralel rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi [2]

Paralel rezonans dönüştürücülerin kazanç eğrisi Şekil 2.12'de verilmiştir. Paralel rezonans dönüştürücülerin yük değişimine karşı gösterdiği kazanç-frekans değişimi seri rezonanslı dönüştürücülerle aynıdır. Regülasyonun sağlanması için yük arttıkça frekans azaltılmalı ve yük azaldıkça frekans arttırılmalıdır. Ayrıca yine seri rezonanslı dönüştürücülerde olduğu gibi ZVS'in sağlanması için endüktif bölge olan kazanç eğrilerinin tepe noktalarının sağ tarafında çalışılmalıdır. Seri rezonanslı dönüştürücülerden farklı olarak çalışılan frekans aralığı oldukça dardır bu da hafif yüklerde frekansın çok fazla arttırılması gerekliliğini ortadan kaldırır. Bu sayede paralel rezonanslı dönüştürücüler hafif yükte gerilim regülasyonu sağlayabilirler. Paralel rezonans dönüştürücülerin seri rezonans dönüştürücülere göre dezavantajı girişte

harcanan kayıp enerjidir. Seri rezonanslı dönüştürücülere göre kayıp enerji oldukça yüksektir. Bunun nedeni yükün rezonans tankı ile paralel olmasıdır. Yük ile rezonans tankı paralel olduğu için hafif yük durumda bile giriş çıkışta empedans görür ve bu durum hafif yük durumunda bile yüksek enerji kayıplarının olmasına yol açar [2].

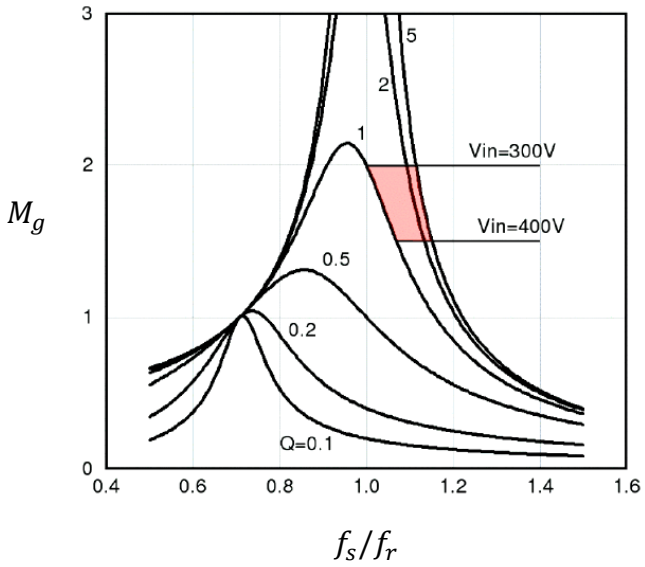
### 2.3.3 Seri-Paralel Rezonans Dönüştürücü

Seri-paralel rezonans dönüştürücünün devre şeması Şekil 2.13'de verilmiştir. Seri-paralel rezonans dönüştürücülerin rezonans tankı $L_r$ rezonans endüktansı, $C_s$ seri rezonans kondansatörü ve $C_p$ paralel rezonans kondansatöründen oluşur. Bu dönüştürücülerin iki farklı rezonans frekansı vardır. Yüksek olan rezonans frekansını $L_r$ ve $C_s$ oluştururken düşük olan rezonans frekansı $L_r$ , $C_s$ ve $C_p$ tank elemanlarının katılımı ile oluşur.




Şekil 2.13 Yarım köprü seri-paralel rezonans dönüştürücü

Seri-paralel rezonans dönüştürücülerin 2.14'de verilen kazanç eğrisi yorumlanacak olursa ZVS ile çalışma seri ve paralel dönüştürücüler ile aynıdır. Ancak seri rezonanslı dönüştürücüler gibi hafif yükte frekansın çok fazla arttırılmasına gerek kalmaz bu nedenle hafif yükte gerilim regülasyonu sağlanabilir. Diğer bir avantajı ise paralel rezonanslı dönüştürücüye göre harcanan kayıp enerjinin daha az olmasıdır. Sahip olduğu bu avantajlar sayesinde seri-paralel rezonans dönüştürücü, seri ve paralel rezonans dönüştücülerin dezavantajlarının elemine edildiği bir rezonans topolojisidir. Ancak diğer dönüştürücülerin dezavantajlarına sahip olmamasına rağmen seri-paralel rezonans dönüştürücüler geniş giriş gerilim aralığında yüksek anahtarlama ve iletim kayıplarına sahiptirler. Ayrıca düşük olan rezonans frekansı ZVS bölgesinde değildir. Bu nedenlerden dolayı seri-paralel rezonans dönüştürücülerinde uygulamalarda kullanımı kısıtlıdır.



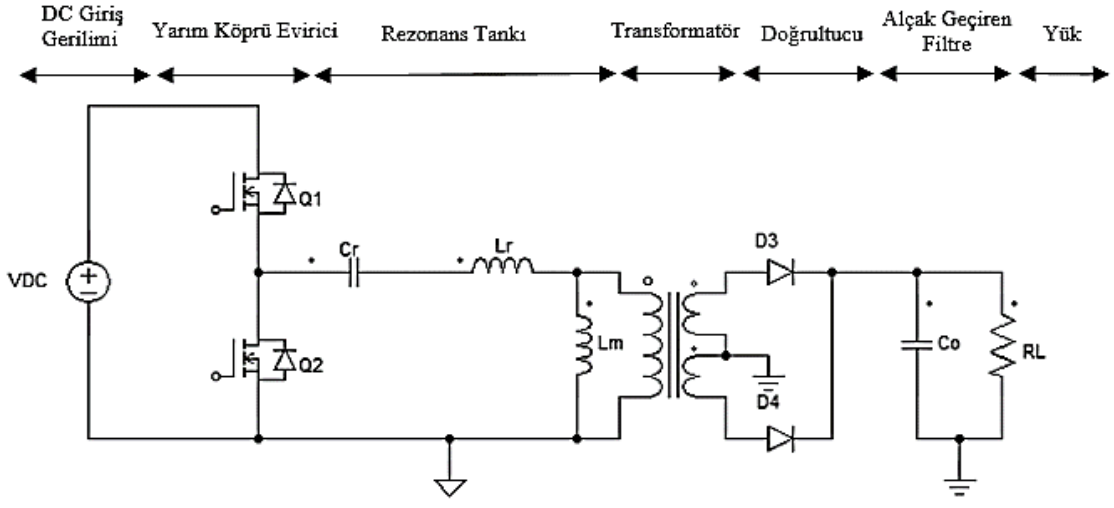

Şekil 2.14 Seri-paralel rezonans dönüştücü kazanç eğrisi [2]

# BÖLÜM 3

# LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

## 3.1 LLC Rezonans Dönüştürücünün Çalışma Prensibi

LLC rezonans dönüştürücüler, $L_r$ rezonans endüktansı, $C_r$ rezonans kondansatörü, $L_m$ mıknatıslanma endüktansından oluşan rezonans dönüştürücülerdir. Şekil 3.1'de görüldüğü gibi LLC rezonans dönüştürücülerde girişe uygulanan DC gerilim, tam veya yarım köprü eviriciler sayesinde AC gerilime çevrilerek anahtarlama elemanının sinüsoidal akım veya gerilim ile iletime girmesini sağlanır [17]. Tank çıkışındaki AC gerilim transformatör ile izole edilerek çıkıştaki doğrultuculara aktarılır ve filtreden geçirilerek istenen DC gerilim elde edilir.




Şekil 3.1 LLC rezonans dönüştürücü

LLC dönüştürücülerde rezonans tankı $L_r$, $C_r$ ve $L_m$ elemanlarından oluşur. LLC rezonanslı dönüştürücülerde $L_m$ mıknatıslama endüktansının oluşturduğu mıknatıslanma akımı $i_m$ oldukça küçük bir akımdır, enerji transferine katılmaz ve iletim

kayıplarına yol açar. Bu nedenle LLC dönüştürücü ilk ortaya çıktığında çok fazla kabul görmemiştir. Ancak bu akımın yumuşak anahtarlama ile faydalı hale getirilmesiyle bu rezonans topolojisi son yıllarda ilgi çekmiştir. Giriş geriliminin yüksek olduğu ve anahtarlama kayıplarının iletim kayıplarına göre baskın olduğu uygulamalarda LLC dönüştürücüler tercih edilir [19]. Rezonans dönüştürücülerin en büyük dezavantajı kontrol edilmesi gereken anahtarlama frekansının geniş bir aralıkta değişmesidir. Bu da EMI'ın artmasına ve filtre tasarımının zorlaşmasına neden olur. LLC rezonanslı dönüştürücülerde anahtarlama frekansı daha dar bir aralıkta değişir ve bu da standart bir filtre tasarımını kolaylaştırır [18].

LLC topolojisinde MOSFET'lerin parazitik kondansatörlerinin şarj / deşarj olması ile iletime girmede ZVT sağlanır. Parazitik kondansatörün deşarj olması ile MOSFET üzerindeki gerilim sıfıra düşer ve MOSFET'in dahili diyotu iletime girer. Anahtarın kontrol sinyali bu andan itibaren verilir böylece MOSFET'ler sıfır gerilim altında anahtarlanır. Diyot içinden geçen sinüsoidal akım rezonans tankı tarafından sağlanır.

### 3.2 LLC Rezonans Dönüştürücünün Kazanç Eğrisi ve ZVS Çalışma

DC-DC dönüştürücülerde devrenin kazancı, giriş ve çıkış gerilimleri arasındaki ilişkiyi ifade eder. LLC rezonans dönüştürücülerde kazanç denklemini elde etmek klasik lineer sistem analiz metodlarıyla mümkün değildir. Bu nedenle temel harmonik yaklaşımı (First Harmonic Approximation) geliştirilmiştir. FHA metodunda sinüsoidal akım ve gerilimin sadece temel bileşini dikkate alınır, harmonikler ihmal edilir [20]. Temel harmonik yaklaşımı ile elde edilen kazanç denklemi eşitlik (3.1)'de verilmiştir.

$$Mg = \left| \frac{(m-1)fn^2}{[mfn^2 - 1] + j[(fn^2 - 1)fnQ(m-1)]} \right| \tag{3.1}$$

LLC rezonans dönüştürücünün kazancı $f_n, m, Q$ parametrelerine bağlıdır. Rezonans tankı iki rezonans frekansına sahiptir. Eşitlik (3.2)'de verilen $L_r$ ve $C_r$ rezonans endüktansı ve kondansatörünün oluşturduğu frekans; eşitlik (3.3)'deki ise $L_r$, $C_r$ ve $L_m$ mıknatıslanma endüktansının oluşturduğu frekanstır. Nominal çalışma noktası $L_r$ ve $C_r$'nin katıldığı rezonans frekansı olan $f_{r1}$'e göre belirlenir [21].

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LrCr}} \tag{3.2}$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(Lr + Lm)Cr}} \tag{3.3}$$

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}} \tag{3.4}$$

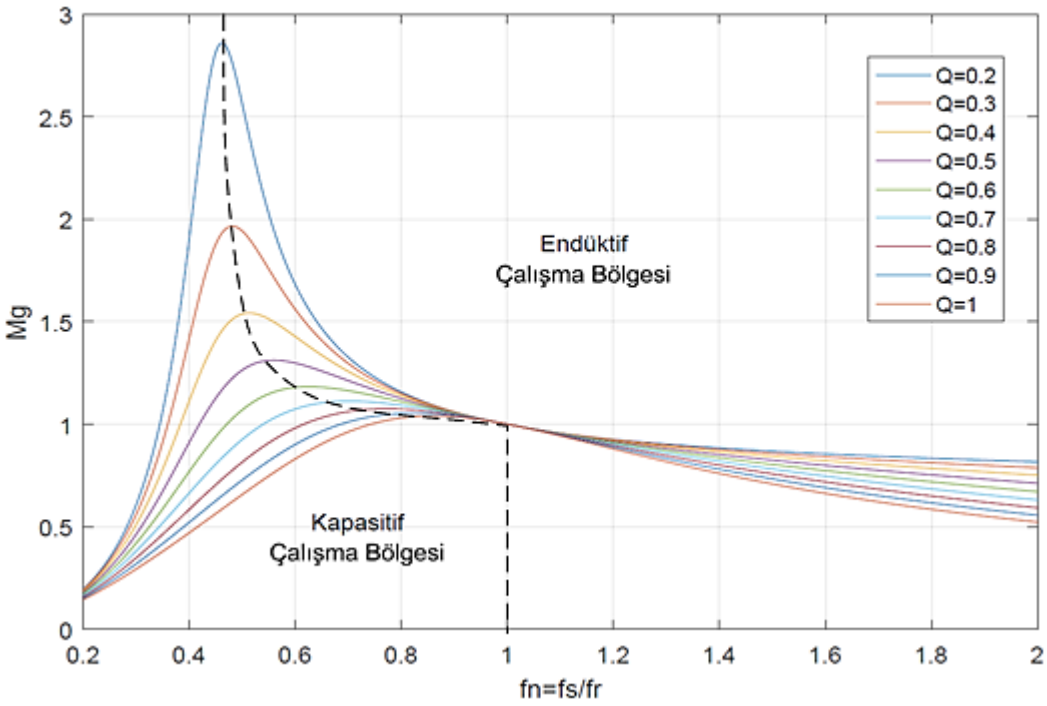
Eşitlik (3.4)'de verilen $f_n$ normalize frekans, anahtarlama frekansının rezonans frekansına oranıdır. Bu oranın 1 olduğu çalışma noktasında yani $f_s$=$f_r$ iken devre rezonanstadır. $f_s > f_r$ iken devre rezonans üstünde ve $f_s < f_r$ iken rezonans altında çalışır. Eşitlik (3.5)'de verilen endüktans oranı olan m, primer taraftaki endüktansların toplamını yani rezonans ve mıknatıslanma endüktansının toplamının, rezonans endüktansına oranıdır ve devre tasarımında kullanılacak olan önemli parametrelerden biridir. Eşitlik (3.6)'da verilen $Q$ kalite faktörünün değeri çıkış yüküne göre değişir. Eşitlik (3.7)'de verilen ve $Q$'nun değişimini sağlayan $R_{ac}$ direnci, FHA yaklaşımı sonucunda elde edilen yük direncidir.

$$m = \frac{Lp}{Lr} = \frac{Lm + Lr}{Lr} \tag{3.5}$$

$$Q = \frac{\sqrt{LrCr}}{Rac} \tag{3.6}$$

$$R_{ac} = \frac{8n^2V_o}{\pi^2 I_o} \tag{3.7}$$

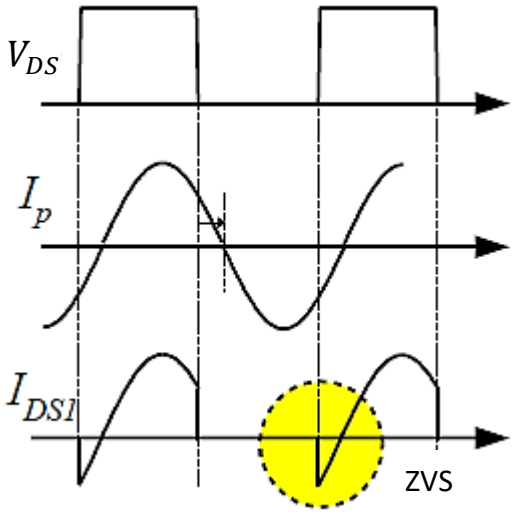
LLC dönüştürücünün kazanç formülü kullanılarak MATLAB programında kazanç eğrileri elde edilmiş ve Şekil 3.2'de verilmiştir. Devrenin kazancı çıkış yüküne bağlı olarak anahtarlama frekansının değişimi ile ayarlanır. $Q$ kalite faktörü hafif yüklerde azalırken, ağır yüklerde artar. Ağır yükte eğri daha yayvan bir hal alır, kazanç azalır. Hafif yükte ise eğri dikleşir ve kazanç artar. Farklı yük durumlarına göre oluşan eğriler incelendiğinde yükün azalması ile çıkış geriliminin ve devre kazancının arttığı görülmektedir. Artan kazancı eski değerine getirmek yani azaltmak için anahtarlama frekansı artırılır. Tam tersi olan koşulda yani yük arttıkça çıkış gerilimi dolasıyla kazanç azalır. Azalan kazancın arttırılması frekansın azaltılması ile sağlanır. Ancak frekans değişimi belirlenen çalışma aralığı içinde gerçekleştirilmelidir.




Şekil 3.2 LLC rezonans dönüştürücü kazanç eğrisi

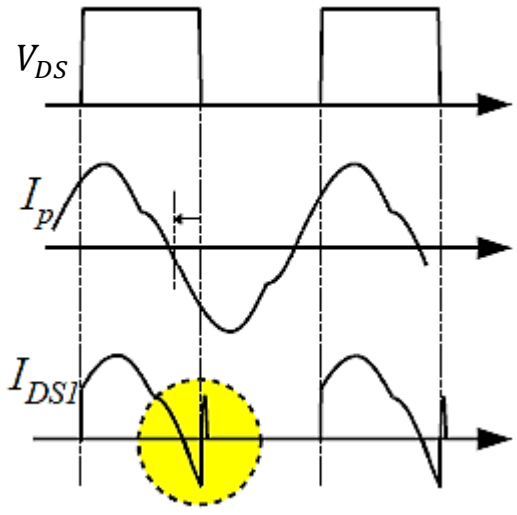
Kazanç eğrisinden görüldüğü gibi LLC rezonans dönüştürücülerde kazanç eğrilerinin tepe noktalarının sağ tarafında rezonans tankı endüktif karakter gösterir ve sıfır gerilimde anahtarlama (ZVS) bu bölgede sağlanır. Tepe noktalarının sol tarafında ise rezonans tankı kapasitif karakter gösterir. Bu bölgede ZCS sağlanır.

LLC rezonans dönüştürücü ZVS'in sağlanması için endüktif bölgede çalıştırılmalıdır. Bunun nedeni endüktif bölgede tank akımının, tank geriliminden geri kalmasıdır. Endüktif bölgede akım gerilimden geri kaldığı için $I_p$ primerden akan tank akımı Şekil 3.3'deki gibi değişir. $I_p$ akımı sarı kutucuk ile gösterilen aralıkta görüldüğü gibi negatiftir ve MOSFET'in diyoduna doğru akar. MOSFET'in dahili diyodu iletime geçer ve iletim durumunda diyot üzerindeki gerilim sıfır olacağı için sıfır gerilimde anahtarlanma gerçekleşir.




Şekil 3.3 Endüktif bölgede akım-gerilim dalga şekilleri [19]

Kapasitif bölgede ise akım, gerilimden öndedir. $I_p$ tank akımı Şekil 3.4'de görüldüğü gibi ZCS ile kesime girer. Bu aralıkta ZCS sağlanabilir ancak yine sarı kutucuk ile gösterildiği gibi diyotun ters toparlanma kayıpları yüksektir. Ayrıca Şekil 3.2'deki kazanç eğrisinden de görüldüğü gibi kapasitif bölgede yüklenme arttıkça frekansın arttırılması gereklidir. Bu devrelerde istenmeyen bir durumdur, kontrolü zorlaştırır. Bu nedenlerden dolayı LLC rezonans dönüştürücü endüktif bölgede çalıştırılmalıdır.




Şekil 3.4 Kapasitif bölgede akım-gerilim dalga şekilleri [19]

LLC rezonanslı dönüştürücülerin kazancı transformatörün sarım oranına ve rezonans tankının kazancına bağlıdır. Transformatör sarım oranı sabittir, rezonans tankının kazancı ise yüke göre değişir. Çıkışta yükün ihtiyaç duyduğu gerilimin sağlanması tank

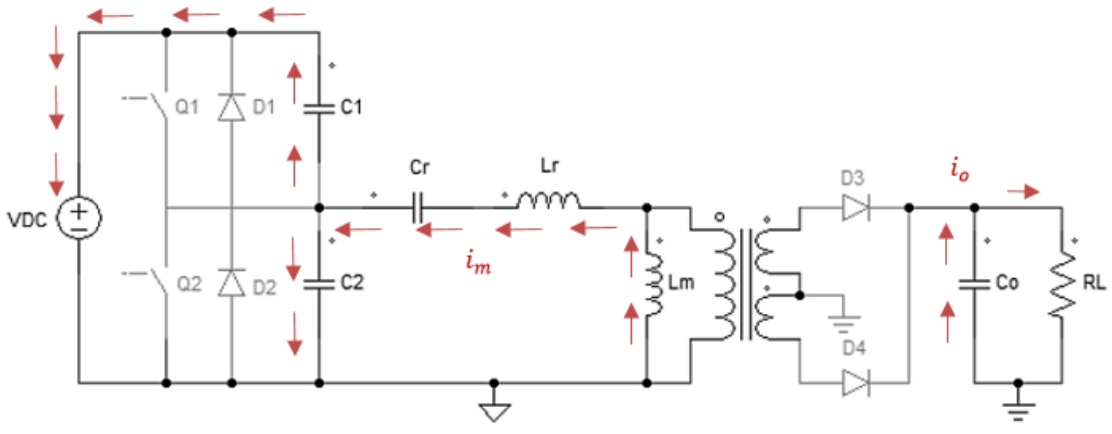
kazancının farklı yük koşullarında frekans değiştirilerek sabit tutulması ile mümkündür [22].

### 3.3 LLC Rezonans Dönüştürücü Çalışma Aralıkları

LLC rezonans dönüştürücünün çalışma aralıkları aşağıda detaylı olarak incelenmiştir. Devrenin çalışma aralıkları sırasıyla Şekil 3.5, 3.6 ve 3.7 üzerinde tanımlanmıştır.

- **t0-t1 aralığı**

LLC dönüştürücülerde anahtarlama elemanları olan MOSFET'lerin parazitik kondansatörleri giriş gerilimine kadar şarj olur ve sıfıra kadar deşarj olur. Anahtarlar iletimde değil iken serbestçe dolaşan $i_m$ mıknatıslanma akımı $C_1$ kondansatörünün deşarj, $C_2$ kondansatörünün şarj olmasını sağlar. Ölü zaman aralığı olarak da bilinen bu aralıkta anahtarların aynı anda iletime girmesi engellenirken aynı zamanda parazitik kondansatörlerin şarj ve deşarjı gerçekleşir. İletime girmesi gereken anahtarın parazitik kondansatörü $i_m$ akımı ile deşarj edilirken diğer anahtarın kondansatörü şarj edilir. $t_0$ - $t_1$ aralığından sonra $Q_1$ anahtarı iletime gireceği için $C_1$ kondansatörü deşarj, $C_2$ kondansatörü şarj edilir. $D_1$ diyodu iletime girer. Ölü zaman aralığında çıkışa enerji aktarımı gerçekleşmez, devrede sadece $i_m$ mıknatıslanma akımı akar. Çıkış yükü, $C_o$ kondansatörü tarafından beslenir.

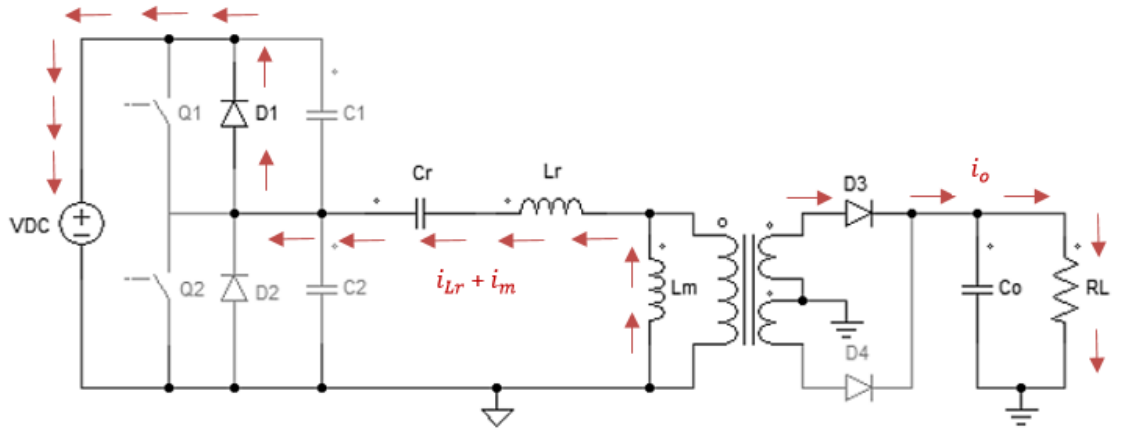



Şekil 3.5 $t_0$ -$t_1$ aralığı devre diyagramı

- **t1 –t2 aralığı**

İletimdeki $D_1$ diyodu üzerindeki gerilim yaklaşık 0V'dur. Anahtarlama elemanı bu aralıktan itibaren iletime sokulabilir. Devreden tank akımı ve mıknatıslanma akımı akar,

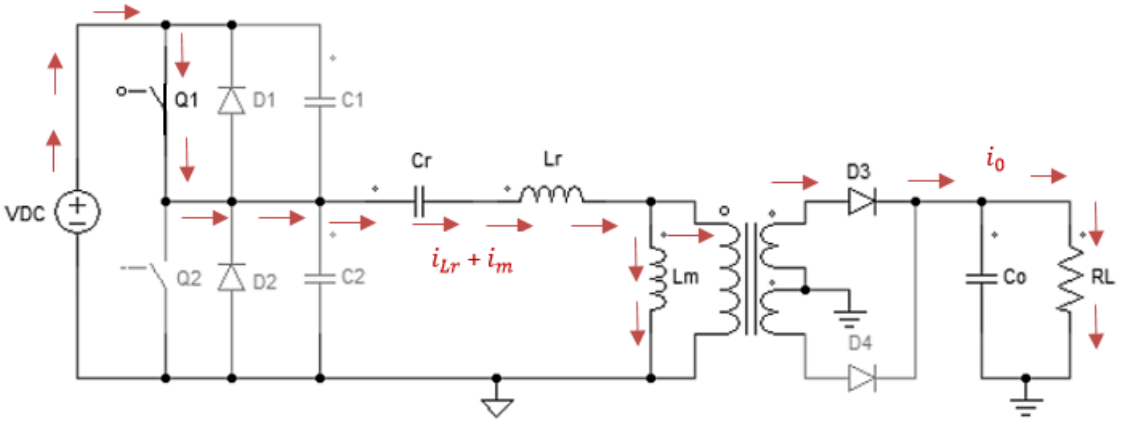
bu akımların yönleri negatiftir. $D_3$ diyodu iletime girer ve kaynak tarafından yüke enerji aktarımı sağlanır.




Şekil 3.6 $t_1$ -$t_2$ aralığı devre diyagramı

- **t2 –t3 aralığı**

MOSFET'in ZVS ile iletime sokulduğu aralıktır. $t_1$-$t_2$ aralığında diyotun iletime girmesi ile MOSFET üzerinde diyotun iletim gerilim düşümü kadar gerilim oluşur ve bu gerilim yaklaşık 0 V'dur( $V_{forward}$ = 0.7V). Bu sayede MOSFET sıfır gerilim ile anahtarlanmış olur. Rezonans akımı $i_{Lr}$ ve mıknatıslanma akımı $i_m$ artarak pozitif değer alır. $i_m$ mıknatıslanma akımı sekonderden primere yansıyan gerilim sayesinde oluşur ve bu aralık boyunca lineer olarak artar. Bu iki akımın farkı sıfır oluncaya kadar kaynaktan yüke enerji aktarımı gerçekleşir.




Şekil 3.7 $t_2$-$t_3$ aralığı devre diyagramı

$Q_1$ için verilen çalışma aralıkları $Q_2$ için de aynı şekilde gerçekleşir. $Q_2$ anahtarı tıpkı $Q_1$ anahtarı gibi ZVS ile iletime sokularak yüke enerji aktarımı sağlanır [17].

# BÖLÜM 4

# LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ UYGULAMASI

Bu bölümde 24V-8.5A çıkışa sahip bir LLC rezonans dönüştürücünün simülasyonu yapılmış ve uygulama devresi gerçekleştirilerek deneysel sonuçlar sunulmuştur. Dönüştürücünün simülasyonları PSIM simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir. Simülasyon sonuçları ile deneysel çalışma sonunda elde edilen verilerin karşılaştırılması yapılmış ve devreye ait grafikler topolojinin çalışma noktaları göz önünde bulundurularak analiz edilmiştir.

## 4.1 Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Dönüştürücünün giriş gerilimi nominal 400V, minumum giriş gerilimi ise 350V olarak belirlenmiştir. LLC rezonans dönüştürücü uygulamalarında devrenin girişi çoğunlukla güç faktörü düzeltme devrelerinin (Power Factor Correction) çıkışından beslenir. PFC çıkış gerilimi 400V olduğu için tasarlanan devrenin PFC'li uygulamalarda da kullanılabilir olması açısından bu giriş gerilimi tercih edilmiştir. Çıkış gerilimi ise 24V olarak belirlenmiştir. Devre parametreleri Bölüm 2'de verilen formüller doğrultusunda hesaplanmıştır.

LLC rezonans dönüştürücünün $f_{r1}$ rezonans frekansında çalıştırılması anahtarlama frekansı değişimlerini minimize eder. Bu nedenle dönüştürücünün optimal çalışma noktası rezonans frekansının anahtarlama frekansına eşit olduğu noktadır. Bu noktadaki kazanç m ise endüktans oranına bağlıdır. Küçük m değeri ile daha yüksek kazanç elde edilir, bu durum $L_r$'nin arttırılması ve $L_m$'nin azaltılması ile mümkündür. $L_r$ 'nin arttırılması kaçak endüktansın artması demektir. Bu da transformatör tasarımını zorlaştırır ve verimi düşürür. $L_m$'nin azaltılması ise $i_m$'nin artmasına neden olur ve iletim kayıpları artar. Bu nedenlerden dolayı tank tasarımı iterasyon gerektirebilir.

Literatürdeki çalışmalara göre m değerinin genellikle 3~7 arasında seçileceği sonucuna varılmıştır [19]. Rezonans tankının tasarımında m değeri tasarım başlangıcında belirlenir ve tasarım sonunda elde edilen parametreler ile hedef parametreler karşılaştırılır. Gerekli olması durumunda $L_r$'nin değeri değiştirilir. Bu veriler doğrultusunda m=6 olarak belirlenmiştir.

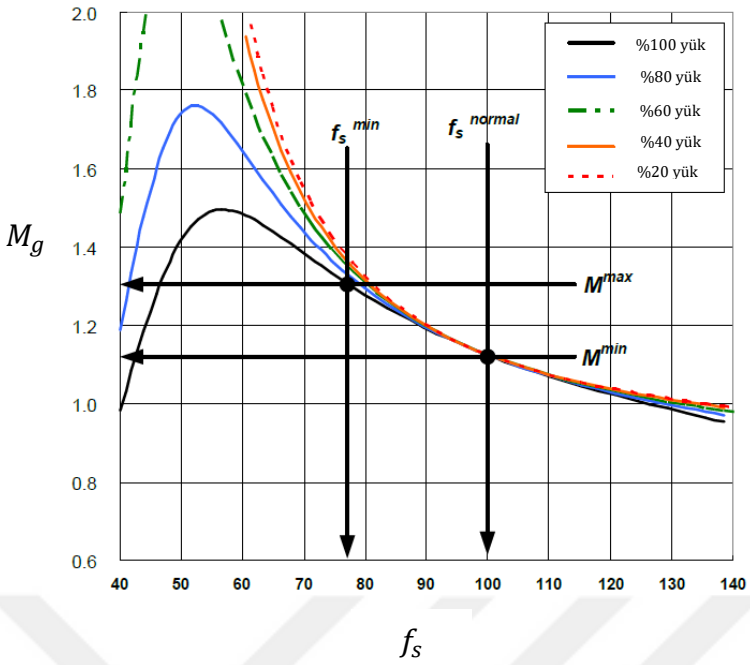
Manyetik elemanlar seri endüktans $L_r$ ve paralel endüktans $L_m$ transformatör sargılarıyla elde edilir. Transformatörün mıknatıslanma endüktansı $L_m$ ve kaçak endüktansı $L_r$ rezonans endüktansını oluşturur. $L_r$ transformatör haricinde ilave bir eleman olarak da kullanılabilir. Ancak bu iki endüktansın tek bir transformatör sargısından elde edilmesi ikinci bir endüktans kullanılmayacağı için hem maliyeti azaltır hem de devrenin boyutunu küçültür. Transformatörün sekonderi açık devre iken primerden ölçülen endüktans $L_r$ ve $L_m$'nin toplamı olan $L_p$'dir. Sekonder kısa devre iken ölçülen endüktans kaçak endüktans olup $L_r$ rezonans endüktans değerini verir. Sekonder açık devre iken ölçülen değer $L_p$ olarak tanımlanır. $L_m$ endüktansı $L_p - L_r$ farkından bulunur.

Bölüm 2'de belirtildiği gibi dönüştürücünün kazancı rezonans tankına ve transformatöre bağlıdır. Rezonans frekansında devrenin kazancı 1 alınır. $L_m$ ve $L_r$'nin birlikte olduğu transformatör tasarımlarında ise kazanç sekonderden kaynaklanan kayıplar nedeniyle 1'in biraz üzerinde olur. Bu durumda giriş-çıkış gerilimlerine göre belirlenen minumum ve maksimum kazanç (4.1) ve (4.2)'de verilen formüllerden elde edilir.

$$M_{min} = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{6}{6-1}} = 1.09 \tag{4.1}$$

$$M_{max} = \frac{V_{in}^{max}}{V_{in}^{min}} . M_{min} = \frac{400}{350} . 1.09 = 1.24 \tag{4.2}$$

Şekil 4.1'de verilen kazanç karakteristiğinden görüldüğü gibi rezonans anındaki kazanç 1'in üzerindedir. Hesaplanan minumum ve maksimum kazanç değerlerine göre nominal çalışma frekansı 103kHz ve minumum çalışma frekansı 78kHz olarak belirlenmiştir.




Şekil 4.1 Sistemin kazanç eğrisi [19]

Transformatörün sarım oranı n, (4.3) eşitliğinde verilmiştir. Schottky diyotun gerilim düşümü $V_{forward}$ 0.9V alınmıştır. Uygulaması yapılacak devre yarım köprü bir LLC dönüştürücü olduğu için tranformatörün primer gerilimi giriş geriliminin yarısıdır [11].

$$n = \frac{V_{in}^{max}/2}{(Vo + Vforward)} . M_{min} = \frac{400/2}{24 + 0.9} . 1.09 = 8.75 \quad (4.3)$$

$R_{ac}$ temel harmonik yaklaşım ile analizi kolaylaştırmak için oluşturulan eşdeğer devrenin direncidir. Çıkış yükü primer tarafta $R_{ac}$ ile ifade edilir. Doğrultucunun girişindeki sinüsoidal akım $i_{din}$ ile kare dalga AC gerilim $V_{din}$ eşitlik (4.4) ve (4.6)'daki gibi ifade edilir. $i_o$ ve $V_o$ çıkış gerilimi ve akımıdır.

$$i_{din} = \frac{\pi\, i_0}{2} \sin wt \quad (4.4)$$

$$V_{din} = V_o \text{ , } \sin wt > 0 \quad (4.5)$$

$$V_{din} = -V_o \text{ , } \sin wt < 0 \quad (4.6)$$

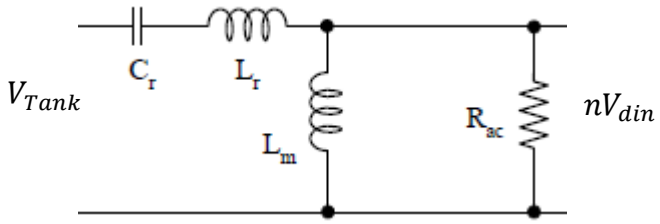
Doğrultucu girişindeki kare dalga AC gerilimin temel bileşeni eşitlik (4.7) verilmiştir.

$$V_{din}^{F} = \frac{4V_o}{\pi} \sin(wt) \quad (4.7)$$

Buna göre sekonder taraftaki eşdeğer direnç (4.8)'deki gibi ifade edilebilir.

$$R_{ac} = \frac{V_{din}^{F}}{i_{din}} = \frac{8V_o}{\pi^2 i_o} = \frac{8R_o}{\pi^2} \quad (4.8)$$

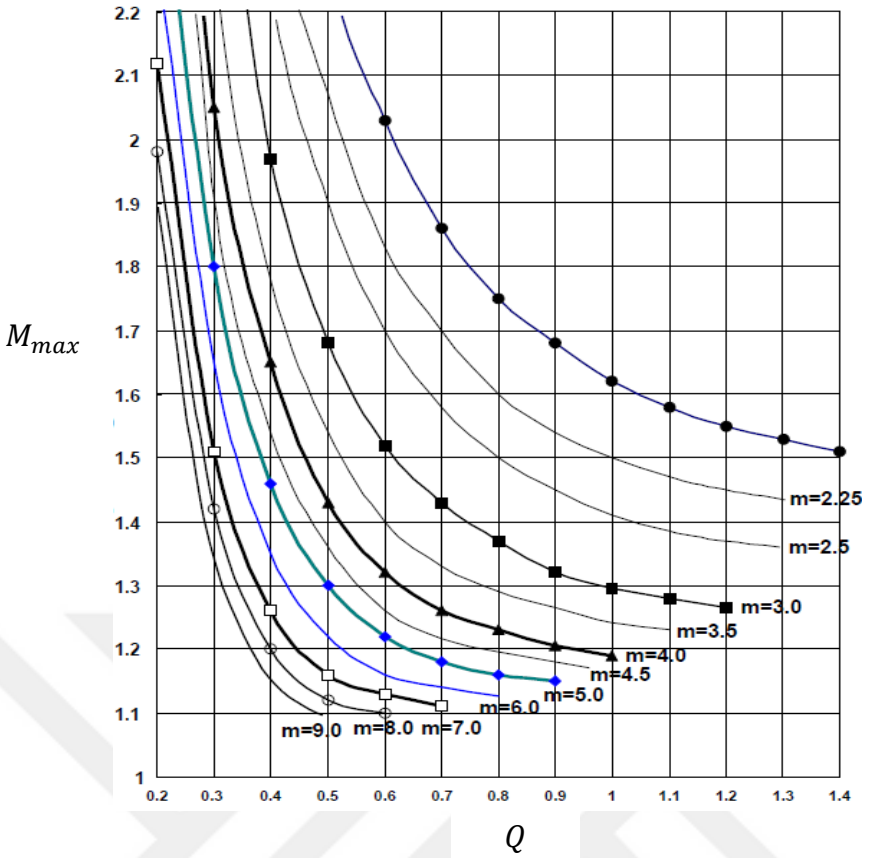
Transformatörün dönüşüm oranı n ile primer taraftaki eşdeğer yük direnci elde edilir. Eşdeğer direnç hesabı eşitlik (4.9)'da verilmiştir.




Şekil 4.2 Temel harmonik yaklaşıma göre oluşturulan eğdeğer devre [19]

$$R_{ac} = \frac{8n^2.V_o}{\pi^2 I_o} = \frac{8.8.75^2.24}{\pi^2.8{,}5} = 175.22\Omega \quad (4.9)$$

Rezonans tankının tasarımının yapılması için $Q$ değerinin belirlenmesi gerekir. Bu değerin belirlenmesi için eşitlik (2.1)'de verilen kazanç formülünden elde edilen, farklı m değerlerinde çizdirilmiş $Q$ ve maksimum kazanç ilişkisini gösteren Şekil 4.3'deki grafikten faydalanılmıştır.




Şekil 4.3 Farklı m değerleri için $M_{max} - Q$ eğrileri [19]

Bölüm 3'de bahsedildiği gibi ZVS kazanç eğrilerinin tepe noktalarının sağ tarafında elde edilir. Başlangıç anında ve yük geçişleri sırasında ani gerilim değişimlerinin hesaba katılması ile 1.24 olarak belirlenen maksimum kazanç değeri %15 marj bırakılarak 1.42 olarak hesaplanmış ve Şekil 4.3'de verilen grafiğe göre m=6 için $Q$=0.37 olarak belirlenmiştir. Bu değerler doğrultusunda rezonans kondansatörü, rezonans endüktansı ve mıknatıslanma endüktansı aşağıdaki gibi elde edilmiştir.

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q f_r R_{ac}} = 23.6nF \tag{4.10}$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = 101.17uH \tag{4.11}$$

$$L_m = mL_r = 607.2\text{uH} \tag{4.12}$$

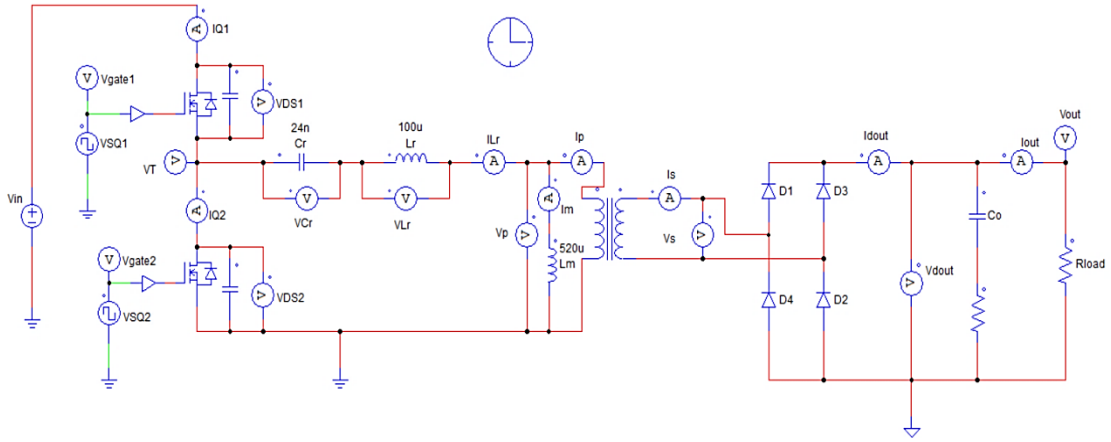
Hesaplanan değerler ile devrede uygulanacak komponent değerlerinin farkları Çizelge 4.1'de verilmiştir. Bu farklılık hesaplanan değerde kondansatörün olmaması ve transformatör sargılarında ölçülen endüktans değerlerinin farklılıklarından oluşmaktadır.

Çizelge 4.1 Tasarım ve uygulama değerleri

| Parametreler | Tasarım Değerleri | Uygulama Değerleri |
|---|---|---|
| $C_r$ | 23,6nF | 24nF |
| $L_p$ | 607.2uH | 620uH |
| $L_r$ | 101.17uH | 100uH |
| $m$ | 6 | 6.2 |

## 4.2 Tasarlanan Devrenin Simülasyonu

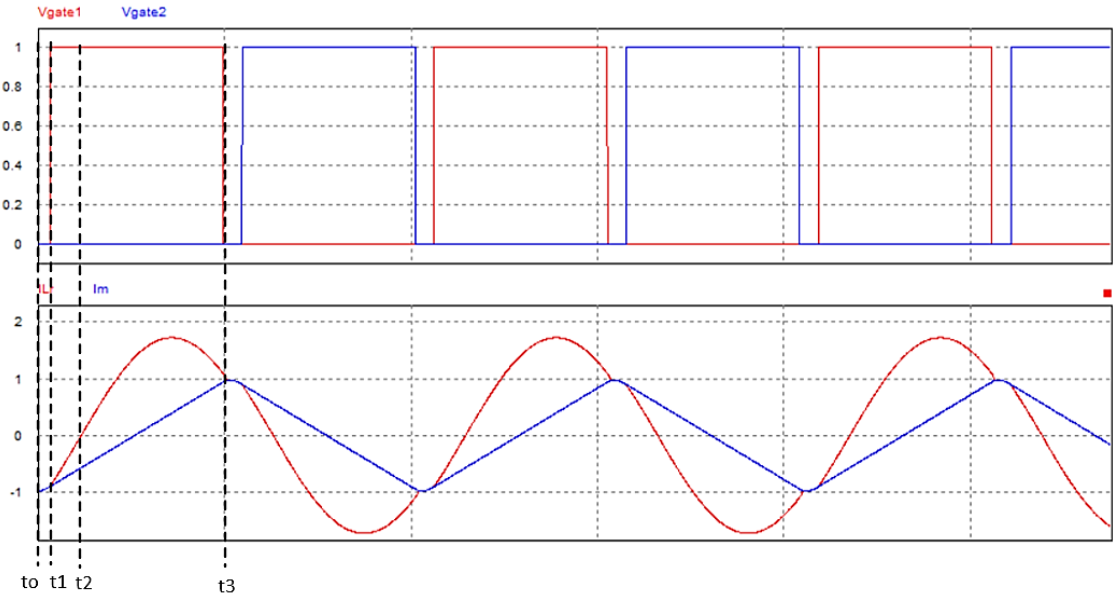
Çizelge 4.1'deki değerler dikkate alındığında ilk hesaplanan değerler ile devrede uygulanacak değerler arasında büyük farklılıklar oluşmamıştır. Devre simülasyonu uygulama değerlerine göre PSIM programında yapılmıştır. PSIM'de yapılan simülasyona ait devre şeması Şekil 4.4'de verilmiştir.




Şekil 4.4 PSIM'de simülasyonu gerçekleştirilen devre

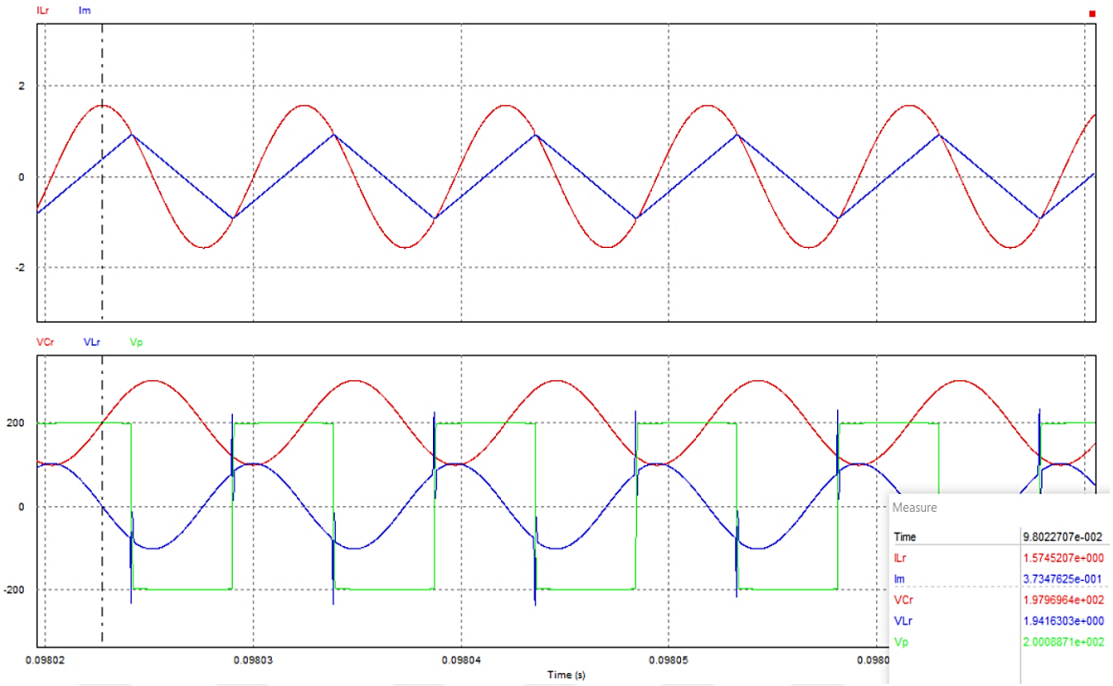
Bölüm 3'de verilen devrenin çalışma aralıkları PSIM'de yapılan simülasyon ile doğrulanmıştır. Şekil 4.5'deki dalga şekilleri yorumlandığında görülür ki $t_0 - t_1$ ölü zaman aralığında devreden sadece $i_m$ mıknatıslanma akımı akar ve $Q_1$ anahtarının parazitik kondansatörü $C_1$ deşarj olur. Bu aralıktan sonra $t_1$-$t_2$ aralığında hem mıknatıslanma akımı hem de rezonans tank akımı devrededir ve negatif yöndedirler. Negatif olan $i_{Lr}$ sayesinde $Q_1$ anahtarının dahili diyodu iletime girer. Bu andan itibaren MOSFET iletime sokulabilir. $t_2$-$t_3$ aralığında ise MOSFET sıfır gerilimde iletime girmiştir. $i_{Lr}$ çıkışa doğru akar ve $i_m$ mıknatıslanma akımına eşit oluncaya kadar çıkışa enerji

aktarır. Transformatöre gelen akım $i_{Lr} - i_m$ olduğu için bu iki akım birbirine eşit olunca çıkışa olan enerji aktarımı durur. Bu aralığın ardından $Q_2$ anahtarının kondansatörü deşarj olur ve $t_0$-$t_3$ aralığında gerçekleşen tüm olaylar negatif alternansta gerçekleşir.



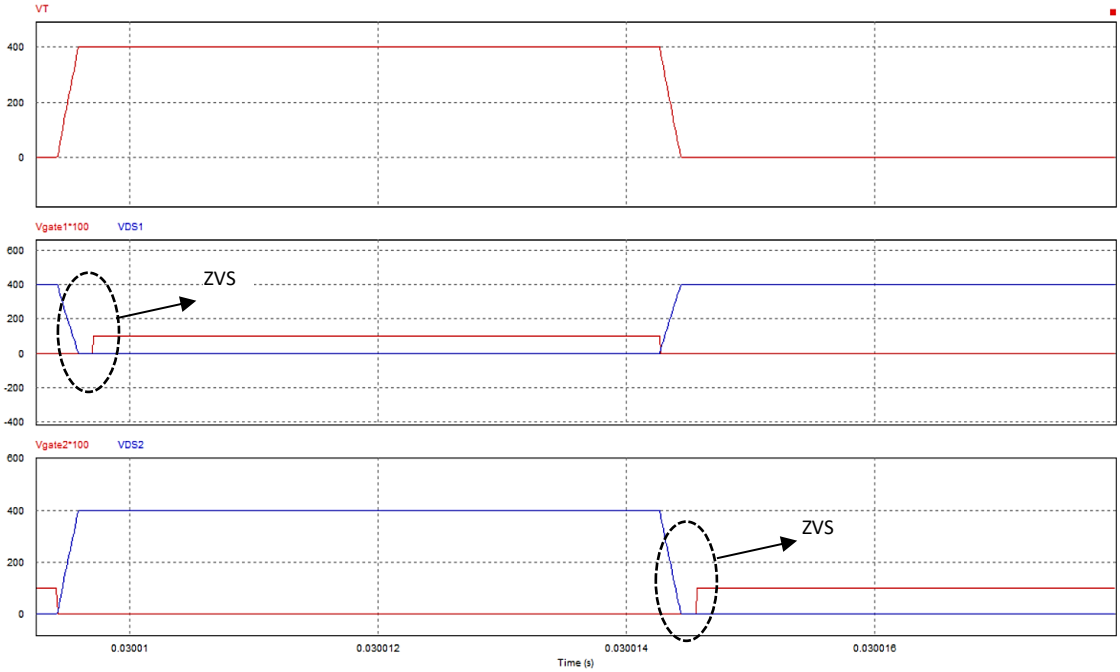

Şekil 4.5 $Q_1$ ve $Q_2$ anahtarlarının kapı sinyalleri, rezonans tank akımı $i_{Lr}$ ve mıknatıslanma akımı $i_m$

Rezonans dönüştürücülerde tank akımı veya tank geriliminin sinüsoidal dalga şekline sahip olduğu Bölüm 3'de belirtilmişti. Sinüsoidal akım kondansatör ve endüktans arasındaki rezonanstan oluşmaktadır. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi $V_{Cr}$ rezonans kondansatörünün gerilimi artarken $V_{Lr}$ rezonans endüktansının gerilimi azalmaktadır. Yani $C_r$ rezonans kondansatörü şarjını ve deşarjını rezonans endüktansı üzerinden yapar. Aynı şekilde rezonans endüktansı manyetik alanında enerji depolama işlemini rezonans kondansatörü üzerinden gerçekleştirir. Şekil 4.5'deki eğrilerden görüldüğü gibi işaretli noktada $i_{Lr}$ akımı pozitif alternansta yön değiştirmiştir. Bunun nedeni $V_{Lr}$ geriliminin pozitiften negatif yöne geçmesidir. Sonuç olarak sinüsoidal akım, $V_{Cr}$ ve $V_{Lr}$ gerilim ilişkisinden yani endüktans ve kondansatörün birbiri üzerine enerji aktarmasından oluşmaktadır. Yeşil eğri ile gösterilen $V_p$ transformatörün primer gerilimidir. Giriş yarım köprü inverter yapısına sahip olduğu için transformatör gerilimi giriş geriliminin yarısıdır ve 200V'dur.



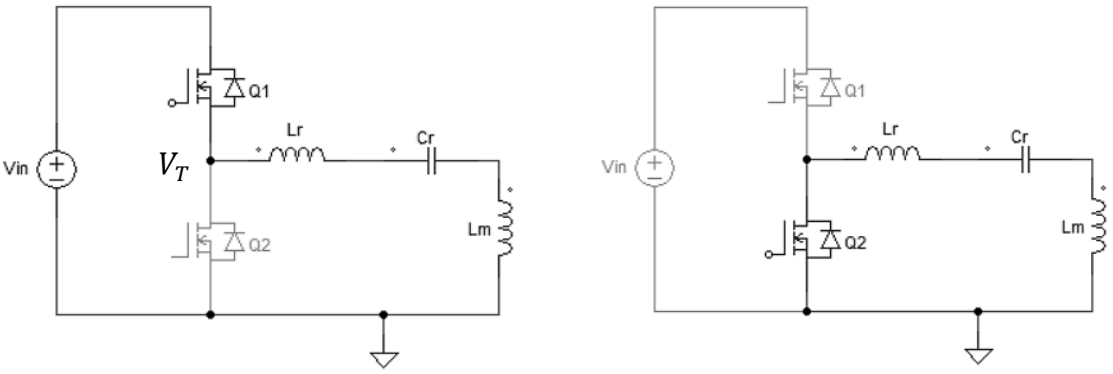

Şekil 4.6 $C_r$, $L_r$ ve transformatörün primer gerilimi

LLC rezonans dönüştürücünün en önemli avantajı elemanların yumuşak anahtarlama ile iletime girmesidir. MOSFET'in drain-source gerilimi $V_{DS}$ sıfıra düştükten sonra anahtarlama sinyali olan $V_{gate}$ gerilimi MOSFET'in gate'ine uygulanır ve MOSFET sıfır gerilim altında (ZVS) iletime girer. Şekil 4.7' de görüldüğü gibi her iki anahtarın da kapı sinyalleri $V_{DS}$ gerilimleri sıfıra düştükten sonra uygulanmıştır ve ZVS gerçekleşmiştir.



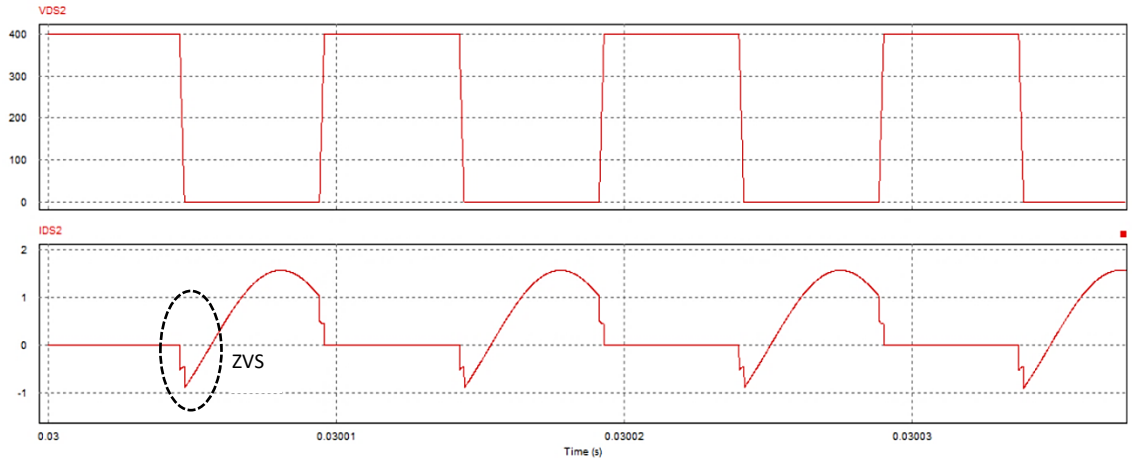

Şekil 4.7 $V_{gate1}$, $V_{gate2}$, $V_{DS1}$, $V_{DS2}$, ve $V_T$ gerilimleri

Şekil 4.8'de verilen $V_T$ rezonans tank gerilimi, hangi anahtarın iletimde olduğunu gösterir. $Q_1$ iletimde iken $V_T$ giriş gerilimine eşit olurken; $Q_2$ iletimde iken $V_T$ gerilimi sıfır olur.



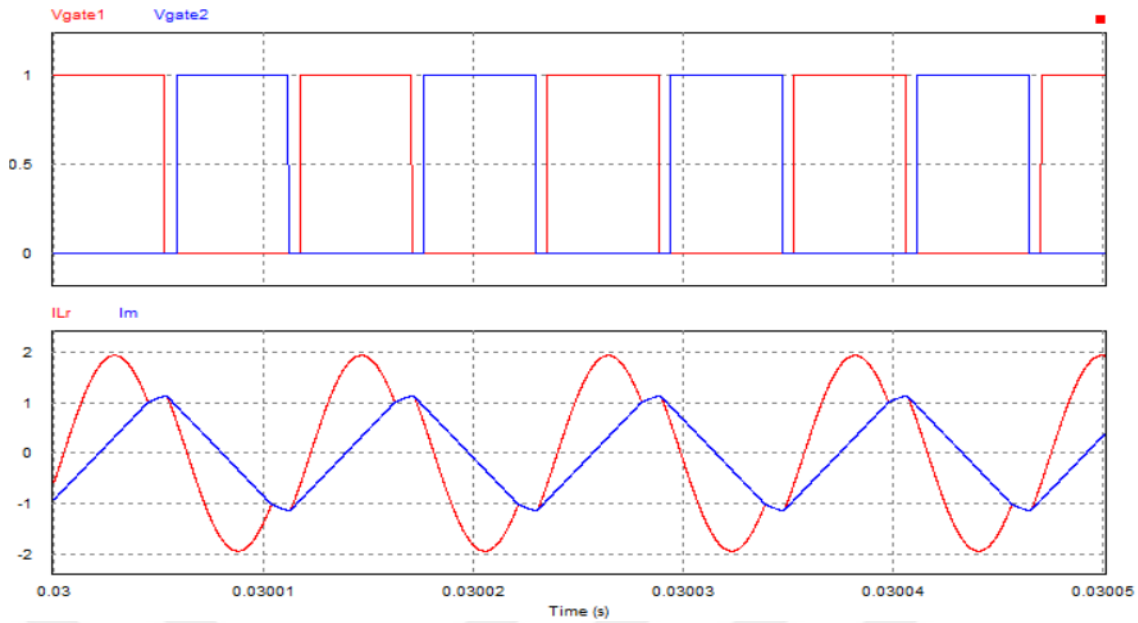

Şekil 4.8 a) $Q_1$ anahtarının iletimi b) $Q_2$ anahtarının iletimi

MOSFET'in drain-source akımı $i_{DS}$ ve drain source gerilimi $V_{DS}$ değişimlerine bağlı olarak da ZVS görülebilir. Şekil 4.9' da verilen dalga şekilleri incelendiğinde $Q_2$ MOSFET'i $V_{DS}$ gerilimi sıfıra düştükten sonra iletime girmiş ve $i_{DS}$ akımı pozitif yönde yükselmiştir.



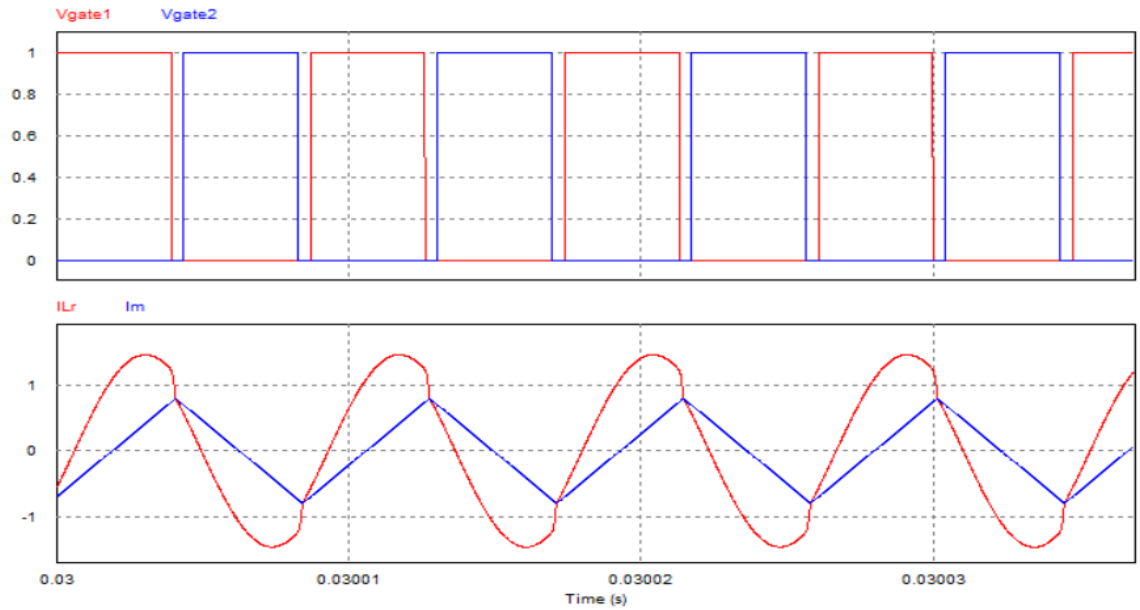

Şekil 4.9 $Q_2$ anahtarının drain-source gerilim ve akımı

LLC rezonans dönüştürücünün tasarımı rezonans noktasına yani anahtarlama frekansının rezonans frekansına eşit olduğu noktaya göre yapılır. Ancak devre çıkış regülasyonunu sağlamak için yüke göre rezonans frekansının altında ve üstünde çalışabilir. Şekil 4.10'da görüldüğü gibi rezonans altı çalışmada $f_s < f_r$ olacağı için $T_s > T_r$ olacaktır. Rezonans periyodu anahtarlama periyodundan kısa olacağı için tank akımı $i_{Lr}$ anahtarlama periyodu tamamlanmadan mıknatıslanma akımına eşit olur.




Şekil 4.10 $f_s$=85kHz, rezonans altı çalışmada $i_{Lr}$ ve $i_m$ akımları

Şekil 4.11'de görüldüğü gibi tam tersi durumda yani rezonans frekansının üzerindeki çalışmada $f_r < f_s$ olacağı için $T_r > T_s$ olacaktır. Rezonans periyodu anahtarlama frekansının periyodundan uzundur, ölü zaman aralığında tank akımı $i_{Lr}$ aniden düşer ve $i_m$ mıknatıslanma akımına eşit olur [10].




Şekil 4.11 $f_s$=115kHz, rezonans üzeri çalışmada $i_{Lr}$ ve $i_m$ akımları

## 4.3 Uygulama ve Deneysel Sonuçlar

Parametreleri hesaplanan ve simülasyonu yapılan devrenin tasarımını doğrulamak için 204W gücünde bir dönüştürücü prototipi gerçekleştirilmiştir. Devrenin kontrolü analog entegre ile kapalı çevrim olarak yapılmıştır. Devreye ait parametreler ve komponentler Çizelge 4.2 ve 4.3'de özetlenmiştir.

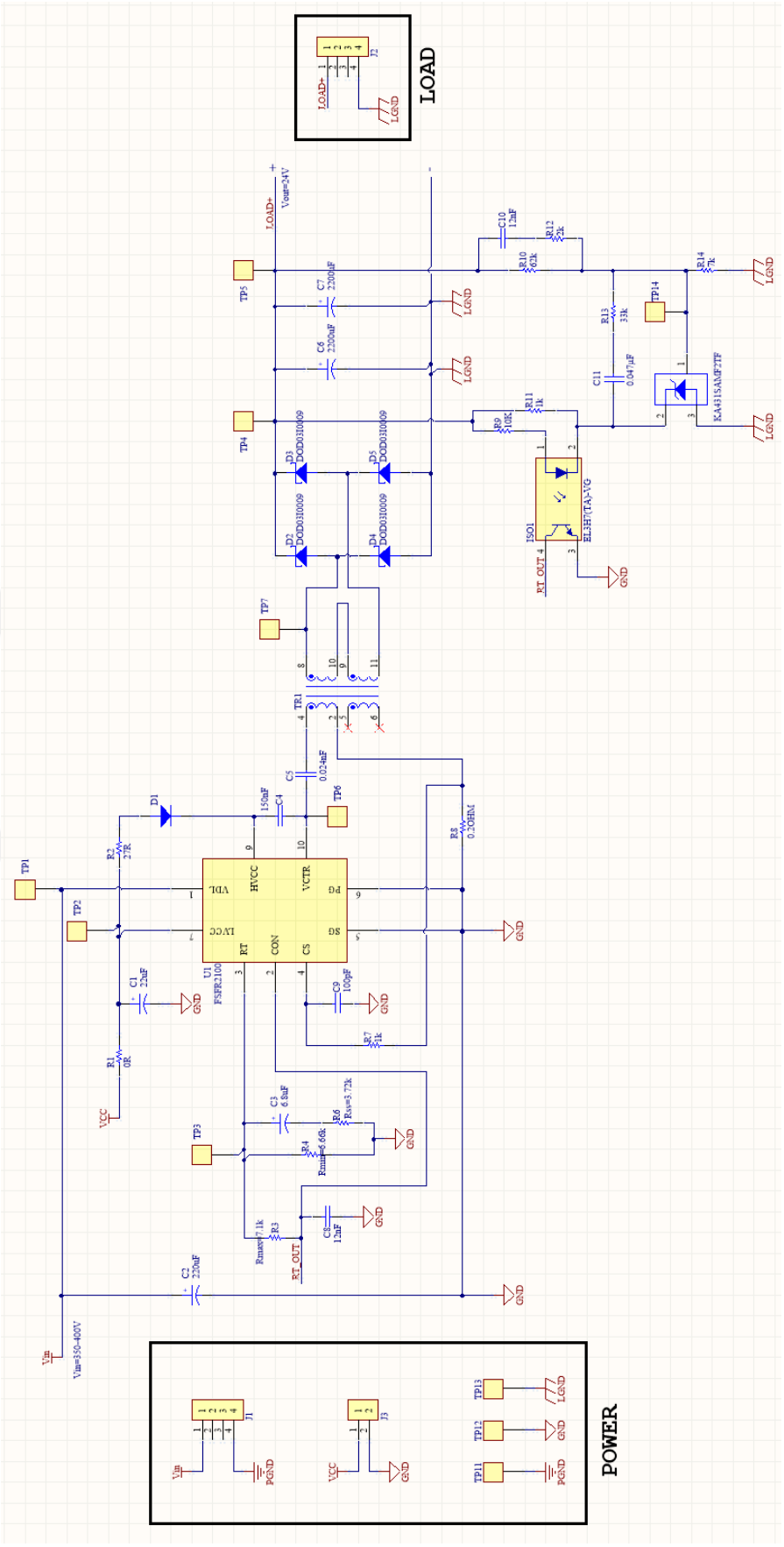
Çizelge 4.2 Uygulama devresine ait parametreler

| **Parametre** | **Değer** |
|---|---|
| Çıkış Gücü, $P_o$ | 204W |
| Çıkış Gerilimi, $V_o$ | 24V |
| Giriş Gerilim Aralığı, $V_{in}$ | 350-400V |
| Anahtarlama Frekans Aralığı, $f_o$ | 78-145kHz |

Çizelge 4.3 Uygulama devresinde kullanılan komponentler

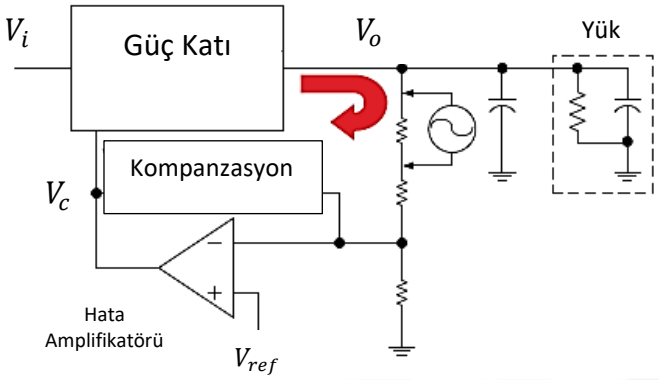
| **Komponent** | **Değer** |
|---|---|
| Kontrol Entegresi | FSFR2100 |
| Referans Entegresi | KA431SAMF2TF |
| Çıkış Diyotları | STPS20SM100ST |
| Transformatör<br>Rezonans Endüktansı, $L_r$<br>Mıknatıslanma Endüktansı, $L_m$ | WE 760895431<br>100uH<br>520uH |
| Rezonans Kondansatörü, $C_r$ | 24nF |
| Çıkış Filtre Kondansatörü, $C_o$ | 4400uF |

Kontrol entegresi FSFR2100, frekans kontrolü yapan, yarım köprü konfigürasyonuna sahip bir kontrolördür. MOSFET'leri ve MOSFET sürücülerini içinde barındırır. Bu devrenin uygulanmasını oldukça kolaylaştırmıştır. MOSFET'ler sabit %50 duty cycle ve 350ns ölü zaman ile iletime sokulur. Prototipi gerçekleştirilen devrenin şematiği Şekil 4.12'de verilmiştir.



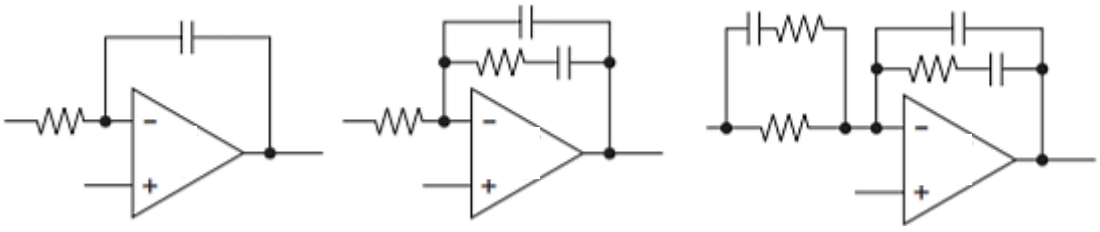

Şekil 4.12 LLC rezonans dönüştürücü uygulama devresi şematiği

DC-DC dönüştürücü giriş gerilimi ve çıkış akımındaki değişimlere karşı çıkış gerilimini regüle eder ve bunu geri besleme (feedback) devreleri ile sağlar. Şekil 4.13'de bir dönüştürücünün tipik geri besleme devresi verilmiştir.



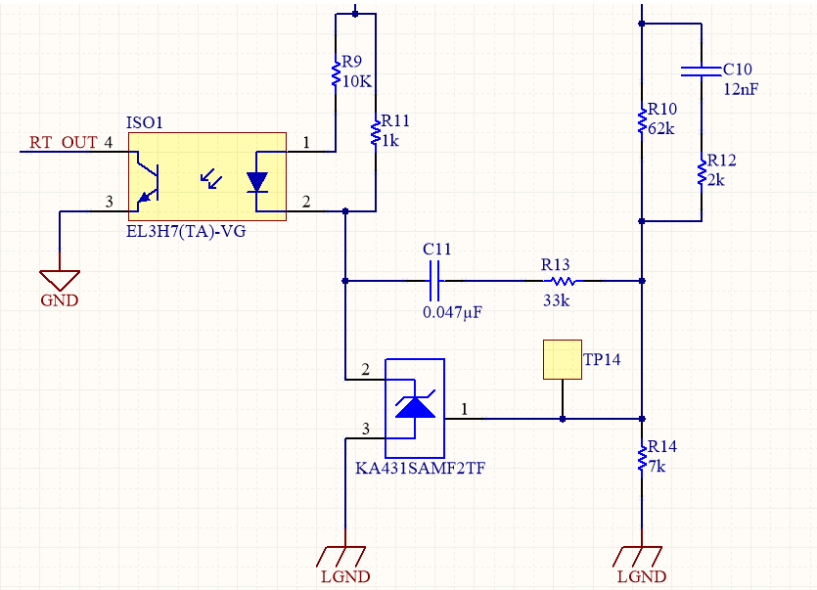

Şekil 4.13 Güç dönüştürücüsü geri besleme devresi [23]

Şekil 4.13'den görüldüğü gibi temel olarak bir güç dönüştürücüsü güç katı ve geri besleme devresinden oluşur. Güç katını manyetik komponentler, güç anahtarları ve kontrolör oluşturur. Geri besleme devresi ise hata amplifikatörü ve kompanzasyon elemanlarını içerir. Geri besleme devresinde, çıkış gerilimi gerilim bölücü devre ile örneklenir ve amplifikatörün girişine uygulanır. Amplifikatör referans gerilim ile çıkış gerilimini karşılaştırır ve hata sinyali üretir. Üretilen bu hata sinyali ile kontrol değişkeni olan bağıl iletim süresi (duty cycle) veya anahtarlama frekansı değiştirilerek anahtarların iletime-kesime girme kontrolü sağlanır. Böylece çıkış gerilimi sabit değerde tutulur [23,24]. Kompanzasyon ile amplifikatörün hata cevabı ayarlanır. Temel olarak 3 çeşit kompanzasyon devresi vardır. Tip 1, tip 2 ve tip 3 devreleri Şekil 4.14'de verilmiştir [25].



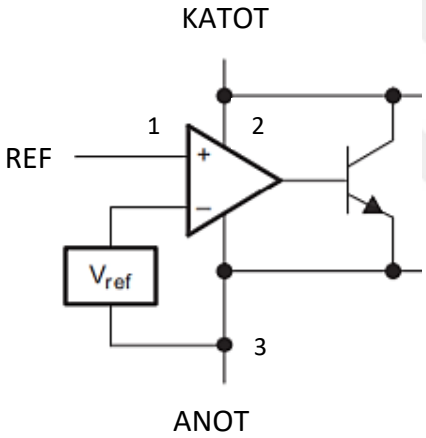

Şekil 4.14 a) Tip 1 b)Tip 2 c) Tip 3 kompanzasyon devreleri [25]

Uygulaması gerçekleştirilen devrede tip 2 kompanzasyon devresinin bir çeşidi olan ve optokuplör ile gerçekleştirilen izoleli kompanzasyon devresi kullanılmıştır.



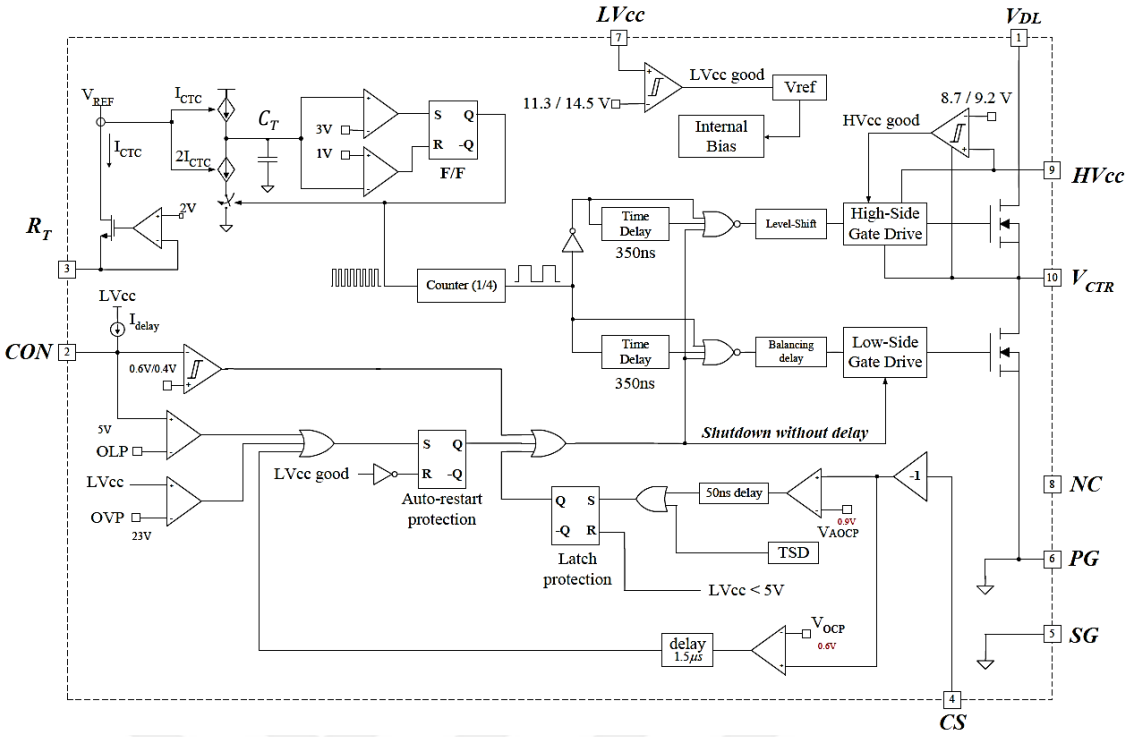

Şekil 4.15 Optokuplör'lü tip 2 kompanzasyon devresi

Bu kompanzasyon devresinde amplifikatör olarak KA431 ayarlanabilen referans entegresi kullanılmıştır. Entegrenin blok diyaramı Şekil 4.16 verilmiştir.




Şekil 4.16 KA431 entegresinin blok diyagramı

Şekil 4.15 ve 4.16'ya göre devre analiz edilecek olursa görülür ki çıkış gerilimi 24 V, $R_{10}$ ve $R_{14}$ gerilim bölücü dirençler ile örneklenerek KA431'in referans bacağına uygulanır. KA431 içerisinde 2.495V $V_{ref}$ gerilimine sahiptir. $V_{ref}$ gerilimi ile çıkıştan gerilim bölücü ile örneklenen gerilim karşılaştırılır ve 2.495V'dan büyük ise KA431'in transistörü iletime girer ve optokuplör iletime sokularak kontrol entegresinin anahtarlama frekansının ayarlandığı $R_T$ pininden akım akmaya başlar.

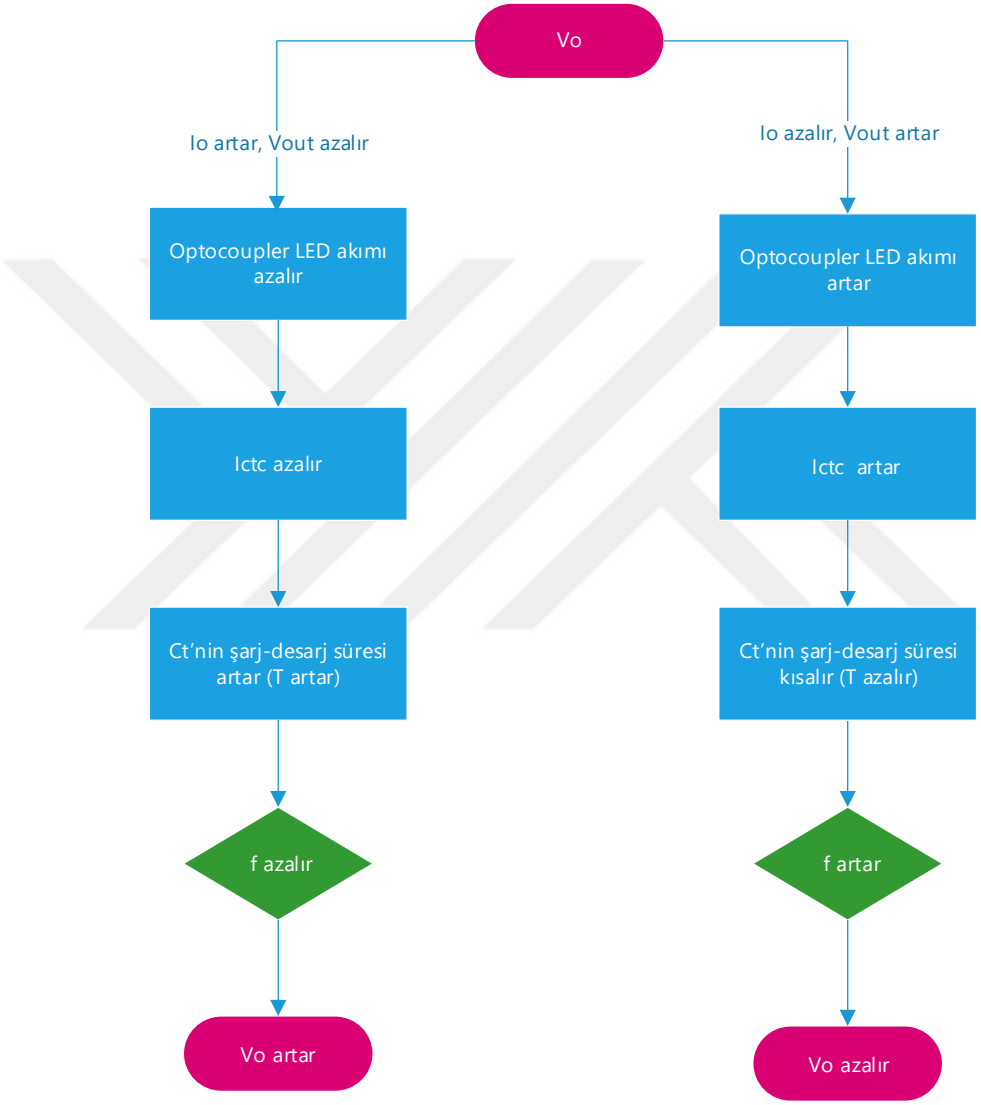



Şekil 4.17 Analog kontrolörün blok diyagramı [26]

Şekil 4.17'de kontrolörün iç yapısı detaylı incelenek olursa $R_T$ pininden çıkışa akan akım $I_{CTC}$, akım aynaları ile kopyalanarak başlangıçta boş olan $C_T$ kondansatörünü şarj eder. $C_T$ kondansatörünün şarj olması ile komparatörün çıkışı flip-flop'un set pinini 1, reset pinini 0 yapar. Böylece flip-flop'un çıkışı 1 olur. Anahtar kapatılır ve kondansatörün deşarjı başlar. Kondansatörün deşarj olması ile tüm bu işlemlerin tersi gerçekleştirilerek flip-flop çıkışında 0 elde edilir. Sonuç olarak λ'sı sabit ve %50 olan kare dalga sinyal elde edilir. Elde edilen kare dalga sinyal counter'da 1/4 oranında küçültülerek MOSFET'lerin anahtarlama sinyalleri elde edilir.

Şekil 4.12'de verilen uygulama devresinin çıkış yüküne bağlı kontrolü analog entegrenin iç yapısı ile birlikte analiz edilecek olursa görülür ki çıkış geriliminin artmasıyla optokuplörün LED'ine bağlı olan 10kΩ'luk direnç üzerinden geçen akım artacaktır. Bu da optokuplörün transistöründen akan akım olan yani entegrenin $R_T$ pininden çıkışa akan akım olan $I_{CTC}$ akımını arttıracaktır. $I_{CTC}$ akımının artması ile $C_T$ kondansatörünün şarj-deşarj süresi kısalacak bu sayede elde edilen kare dalga sinyalin periyodu azalacak ve frekansı artacaktır. Sonuç olarak artan çıkış geriliminde frekans arttırılarak çıkış regülasyonu sağlanacaktır. Buradan anlaşılacağı üzere devrenin kontrolü LLC dönüştürücünün kazanç eğrisini birebir doğrulamış olmaktadır. LLC dönüştürücünün kazanç eğrisi yorumlandığında görülür ki çıkıştan çekilen akım azaldığında çıkış gerilimi

ve kazanç artar, regülasyonun sağlanması için kazancın düşürülmesi gerekir bu da frekansın arttırılması ile sağlanır. Tam tersi durumda çıkış geriliminin azalması ile $I_{CTC}$ akımı azalacak, $C_T$ kondansatörünün şarj-deşarj süresi artacak ve frekans azalacaktır. Bu koşulda kazanç eğrisinden anlaşılacağı üzere çıkış akımının artması ile çıkış gerilimi ve kazanç azalır, regülasyonun sağlanabilmesi için frekansın azaltılması gerekir. Devrenin kontrolü Şekil 4.18'de verilen diyagram ile özetlenmiştir.



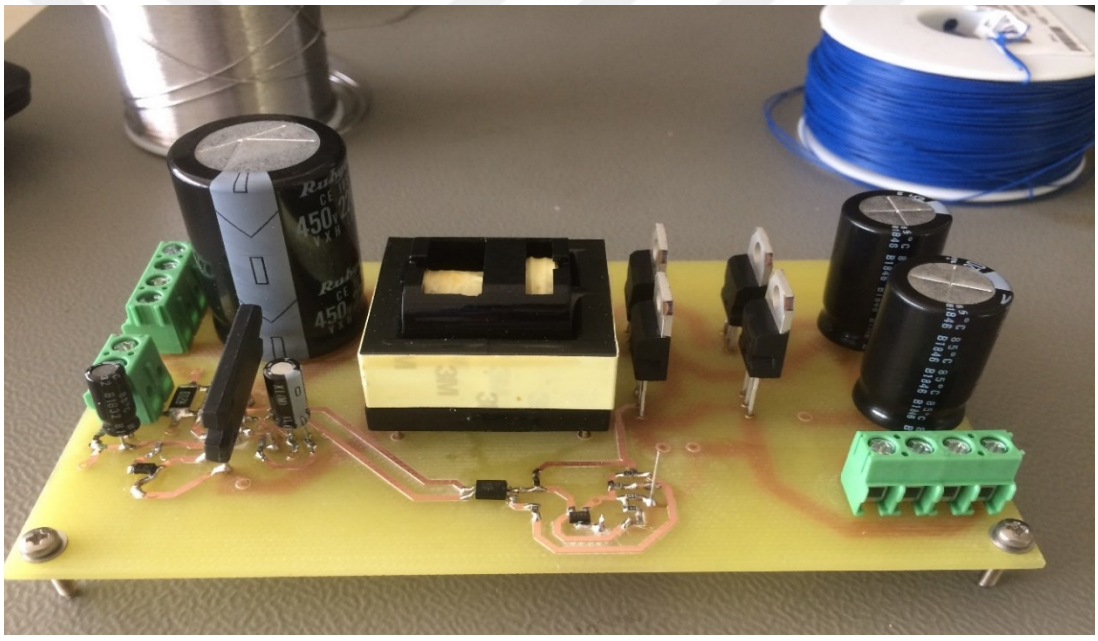

Şekil 4.18 Kontrol diyagramı

Bölüm 4.1'de devrenin maksimum-minumum giriş gerilimine göre çalışacağı frekans aralığı belirlenmiştir. Kontrolörün anahtarlama frekansının ayarladığı $R_T$ pinine bağlı olan dirençler ile $R_T$ pininden akan akım dolayısıyla frekans ayarlanmış olur. Bu aralıklarda çalışma minumum frekans için $R_3$ ve maksimum frekans için $R_4$ direnci ile (4.13) ve (4.14) eşitlikleri ile ayarlanır [26].

$$f_{min} = \frac{5{,}2k\Omega}{R_{min}} \cdot 100kHz \tag{4.13}$$

$$f_{max} = (\frac{5{,}2k\Omega}{R_{min}} + \frac{4{,}68k\Omega}{R_{max}}) \cdot 100kHz \tag{4.14}$$

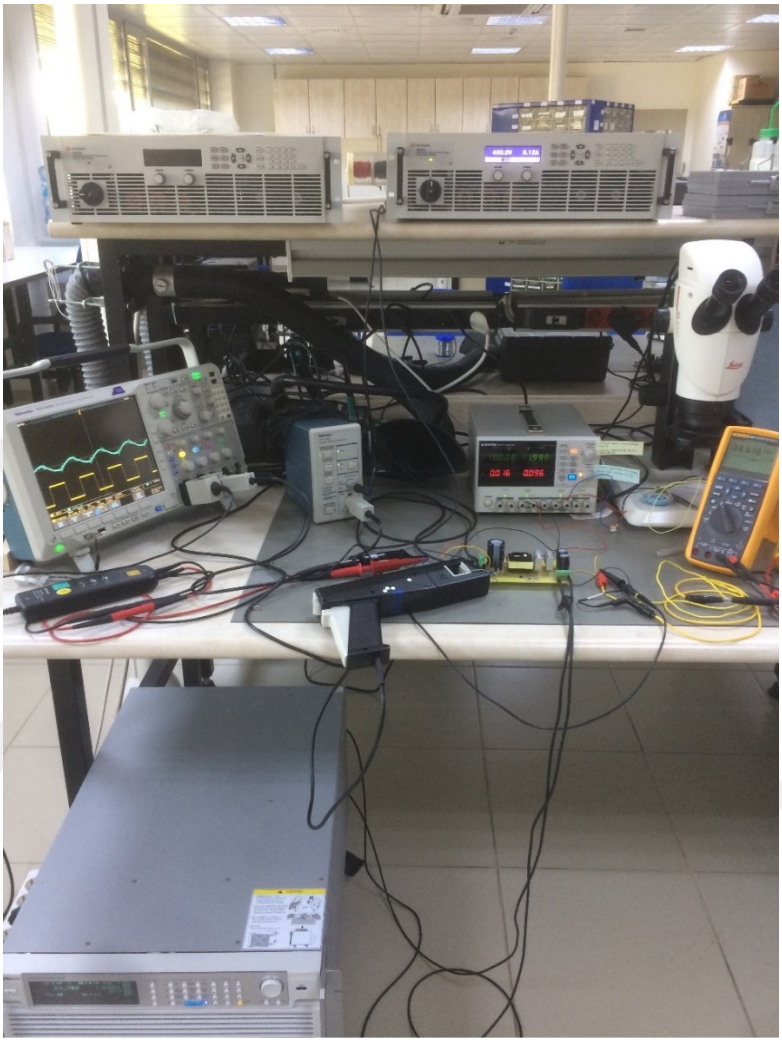
Maksimum kazanca göre $f_{min}$=78kHz ve başlangıçtaki yük transientleri dikkate alınarak $f_{max}$=145kHz olarak belirlenmiştir. Buna uygun direnç değerleri ise $R_3 = 6{,}66k\Omega$ ve $R_4 = 7k\Omega$ olarak hesaplanmıştır. Direnç değerlerininde hesaplanması ile şematik kısım tamamlanmış ve Şekil 4.12'de verilen devrenin baskı devresi (PCB) çizilerek Şekil 4.19'daki uygulama devresi elde edilmiştir.



Şekil 4.19 LLC rezonans dönüştürücü uygulama devresi

DC-DC dönüştürücülerde PCB tasarımı oldukça büyük önem taşımaktadır. Ciddi elektomanyetik girişimlere neden olabilecek yüksek akım yolları, manyetik elemanlar ve anahtarlama elemanları içeren bu dönüştürücülerde tasarımlar gürültüleri ve kayıpları olabildiğince azaltacak şekilde yapılmalıdır [27]. Dönüştürücü devrelerinde güç hattına ait yollar gerilim düşümlerini engellemek ve gürültüyü azaltmak adına kalın olmalı ve kısa tutulmalıdır. Geri besleme devresi ve kompanzasyon elemanları güç hattından ve manyetik elemanlardan mümkün olduğunca uzağa yerleştirilmelidir [28]. Uygulaması gerçekleştirilen devrede bu tasarım kriterleri göz önünde bulundurularak geri besleme ve kompanzasyona ait yollar güç hattı ile farklı katmana çizilmiştir. Güç hattı olabildiğince

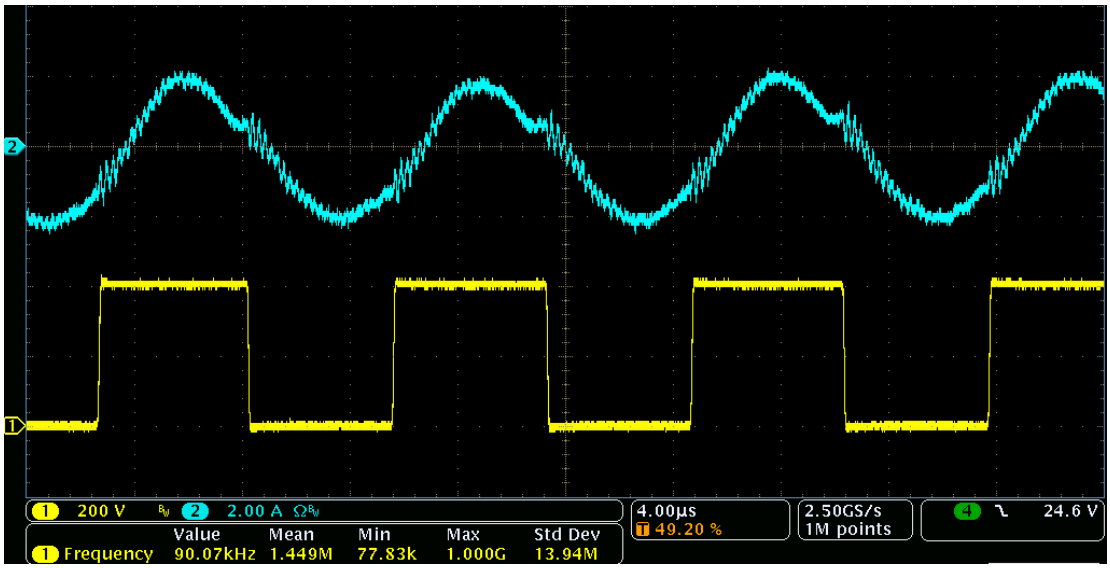
kalın çizilmiş ve akım yönü dikkate alınarak elemanlar yerleştirilmiştir. PCB çizimi tamamlanan devrenin testleri yüklü, yüksüz ve ara yük değerlerinde tamamlanmıştır.



Şekil 4.20 Uygulama devresi test düzeneği

### 4.3.1 Tam ve Hafif Yükte Çalışma

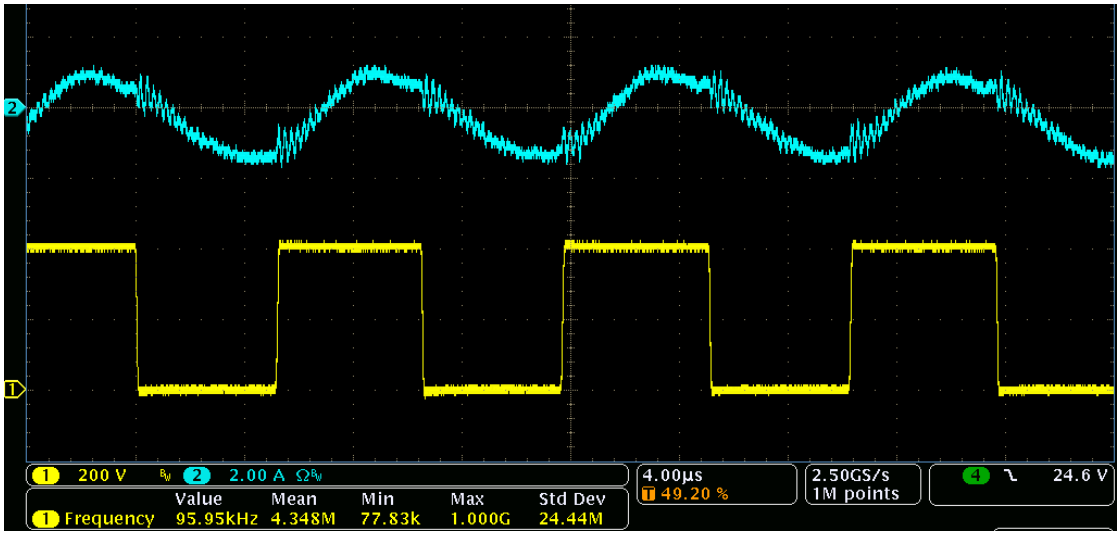
Test sonuçlarına ait osiloskop görüntülerini inceleyecek olursak Şekil 4.21'den görüldüğü gibi tam yük durumu olan 8.5A'de $V_T$ tank gerilimi, üst koldaki MOSFET olan $Q_1$ iletimdeyken 400V, alt koldaki MOSFET olan $Q_2$ iletimdeyken 0V'dur. $i_{Lr}$ tank akımı, $Q_1$ iletimdeyken pozitif alternansta ve $Q_2$ iletimdeyken negatif alternanstadır. Tam yük durumunda anahtarlama frekansı 90kHz'dir. Bölüm 4.1'de belirlenen giriş gerilimi aralığında elde edilen minumum kazanca göre rezonans frekansı 103kHz olarak hesaplanmıştır. Buna göre tam yük durumunda devre rezonans altında çalışmaktadır.



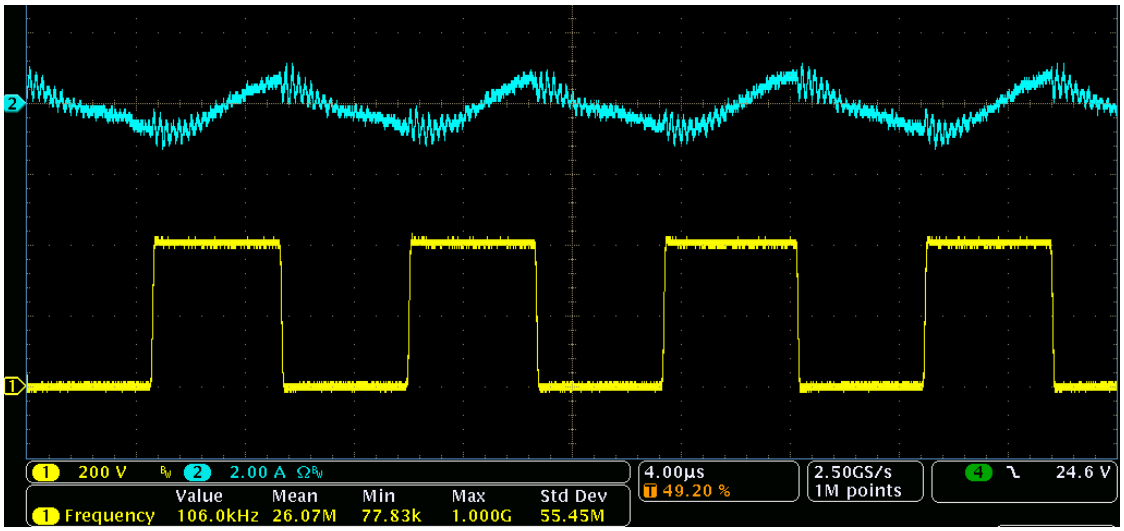

Şekil 4.21 8.5A tam yük çalışmada $V_T$ tank gerilimi (sarı) ve $i_{Lr}$ tank akımı (mavi).

Akımın dalga şeklinin sinüs formuna yakın olduğu ve simülasyon sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmektedir. Transformatörün $i_m$ mıknatıslanma akımı ölçülemez ancak $i_m$ = $i_{Lr}$ olduğu an yani ölü zaman anı dalga şeklinden net olarak anlaşılmaktadır. $i_m$ = $i_{Lr}$ olduğu andan sonra iletimde olan anahtar kesime geçmiş ve diğer anahtarın iletim süresi başlamıştır.

LLC dönüştürücünün kazanç eğrisi göz önünde bulundurulduğunda yükün azalması ile çıkış gerilimi artacak dolayısıyla kazanç artacaktır. Çıkışı regüle edebilmek için artan kazancın azaltılması gerekir bu nedenle frekans arttırılır. Şekil 4.22'den görüldüğü gibi akımın 4A'e düşmesi ile frekans artmış ve 95kHz olmuştur.




Şekil 4.22 4A çıkış akımında $V_T$ tank gerilimi (sarı) ve $i_{Lr}$ tank akımı (mavi).




Şekil 4.23 0.15A çıkış akımında $V_T$ tank gerilimi (sarı) ve $i_{Lr}$ tank akımı (mavi).

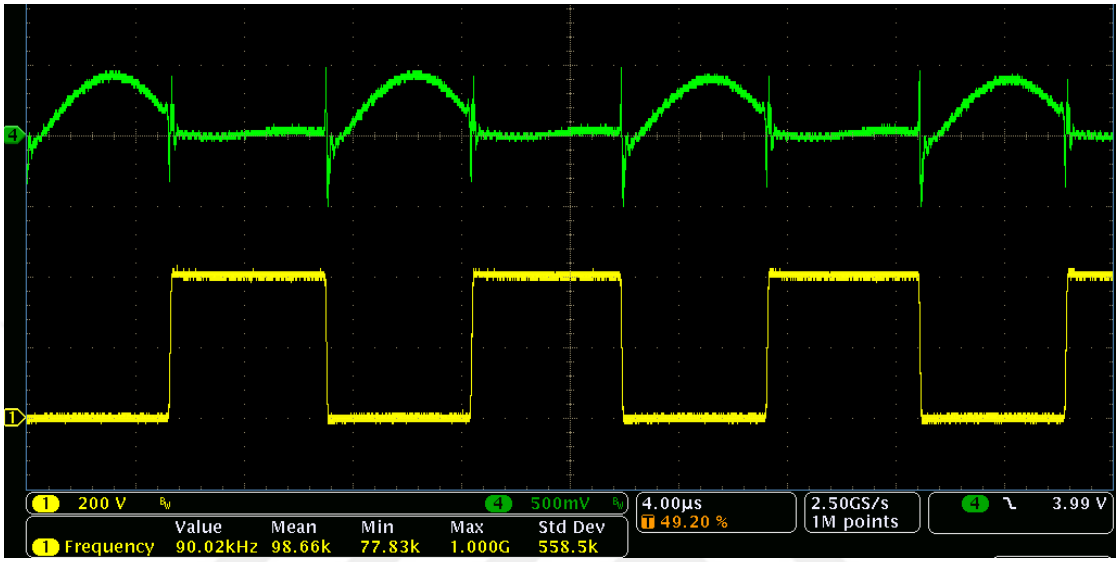
Şekil 4.23'de 0.15A hafif yük koşulundaki tank geriliminden de görüleceği gibi hafif yük durumunda da düzgün anahtarlama elde edilmiş ve yük azaldığı için anahtarlama frekansı artarak 106kHz olmuştur. Çizelge 4.4'de farklı yük koşullarında alınan ölçüm sonuçları verilmiştir. Yüklenme arttıkça çıkış regülasyonun sağlanması için frekansın arttırıldığı net olarak görülmüştür.

Çizelge 4.4 Farklı yük koşulları için çıkış gerilim, güç ve frekans verileri

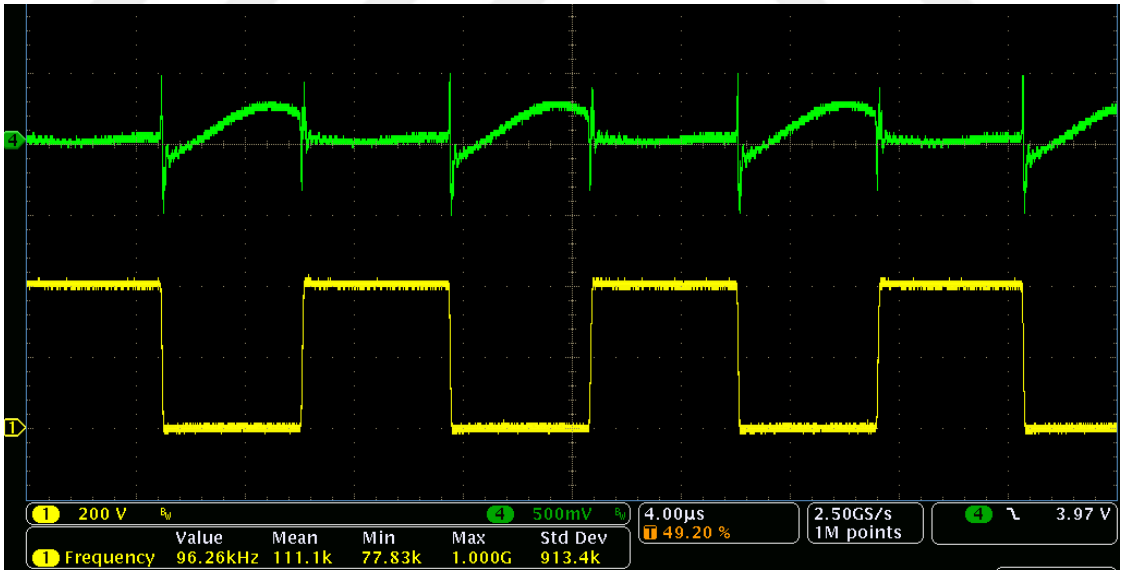
| Io (A) | Vo (V) | Po (W) | fs (kHz) |
|---|---|---|---|
| 0.152 | 24.613 | 3.741176 | 106 |
| 0.5 | 24.597 | 12.2985 | 103.3 |
| 1 | 24.520 | 24.52 | 101.21 |
| 2 | 24.463 | 48.926 | 98.03 |
| 4 | 24.437 | 97.748 | 95.95 |
| 6 | 24.393 | 146.358 | 93.89 |
| 8.5 | 24.295 | 206.5075 | 90.07 |

LLC rezonans dönüştürücünün en önemli avantajı olan ZVS'e ait dalga şekli, Şekil 4.24'de verilmiştir. Uygulama devresinde $i_{DS2}$ akımının ölçümü için PCB'de entegrenin 5. ve 6. bacakları arasındaki yol kesilmiş bu yol kablo ile birleştirilmiş ve akım probu ile ölçüm alınmıştır ancak bu nokta entegrenin toprak bağlantısı olduğu için kablo ile gerçekleştirilen yeni bağlantıda gürültüler nedeniyle devrede sabit çıkış gerilimi ve anahtarlama elde edilememiştir. Bu nedenle devre şemasında görülen $R_8$=0.2Ω akım ölçüm direncinin uçlarındaki gerilimin direnç değerine oranı $Q_2$ anahtarının akımı olan

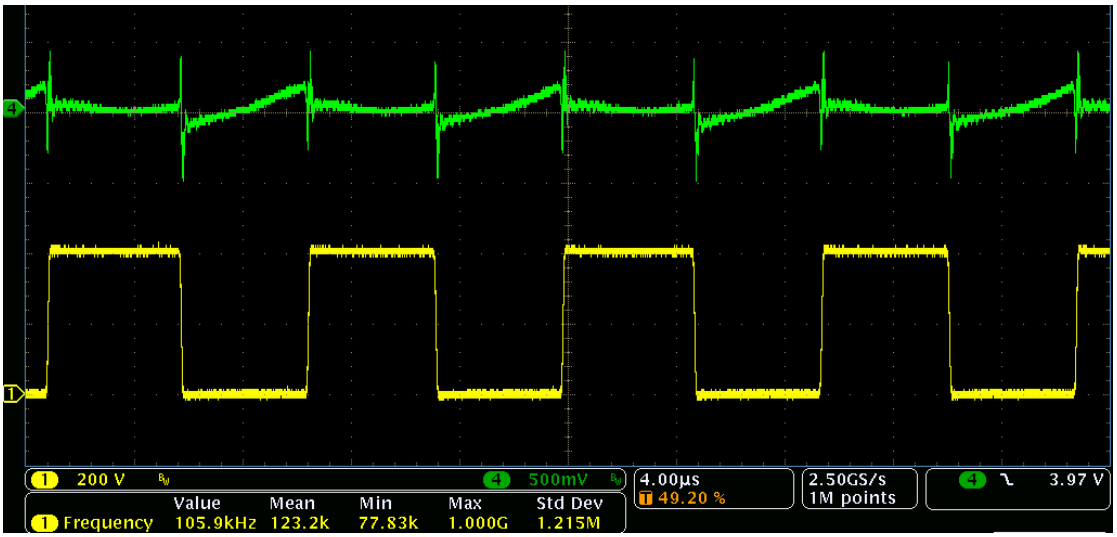
$i_{DS2}$'yi vereceği için $i_{DS2}$ akımı $R_8$ akım ölçüm direncinin uçlarındaki geriliminden elde edilmiştir ve Şekil 4.24'deki yeşil dalga şeklinde görülmektedir. Sarı dalga şekli ise $Q_2$ anahtarının uçlarındaki gerilim olan $V_{DS2}$ gerilmidir. Elde edilen dalga şekillerinden de görüldüğü gibi elemanın uçlarındaki gerilim olan $V_{DS2}$ sıfıra düştükten sonra $Q_2$ iletime girmiş ve ZVS sağlanmıştır.




Şekil 4.24 8.5A tam yük durumunda $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil) ve $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı).




Şekil 4.25 4A çıkış akımında $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil) ve $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı).

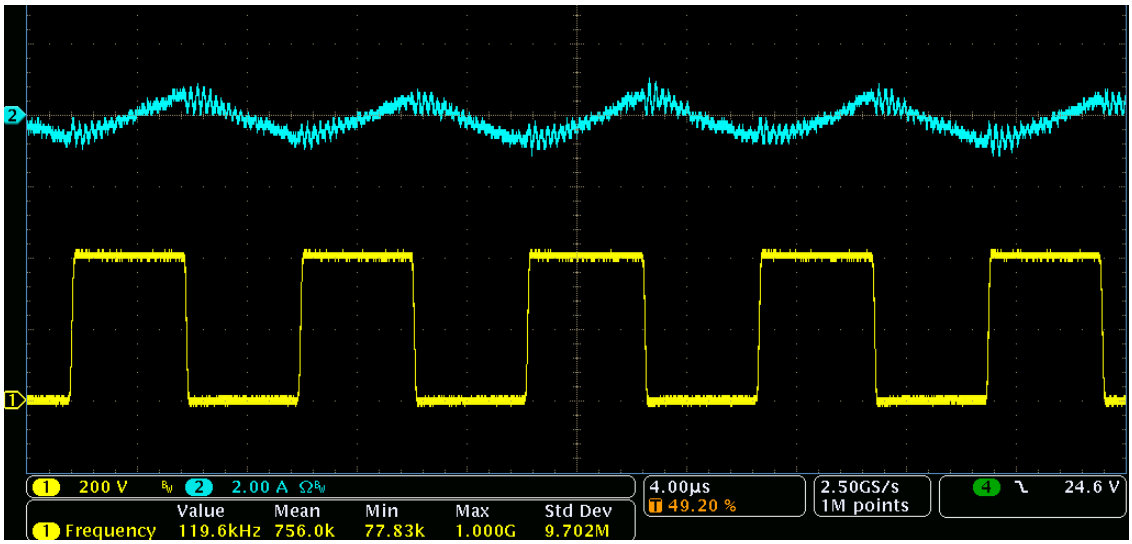



Şekil 4.26 0.15A çıkış akımında $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil) ve $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı).

### 4.3.2 Yüksüz Çalışma

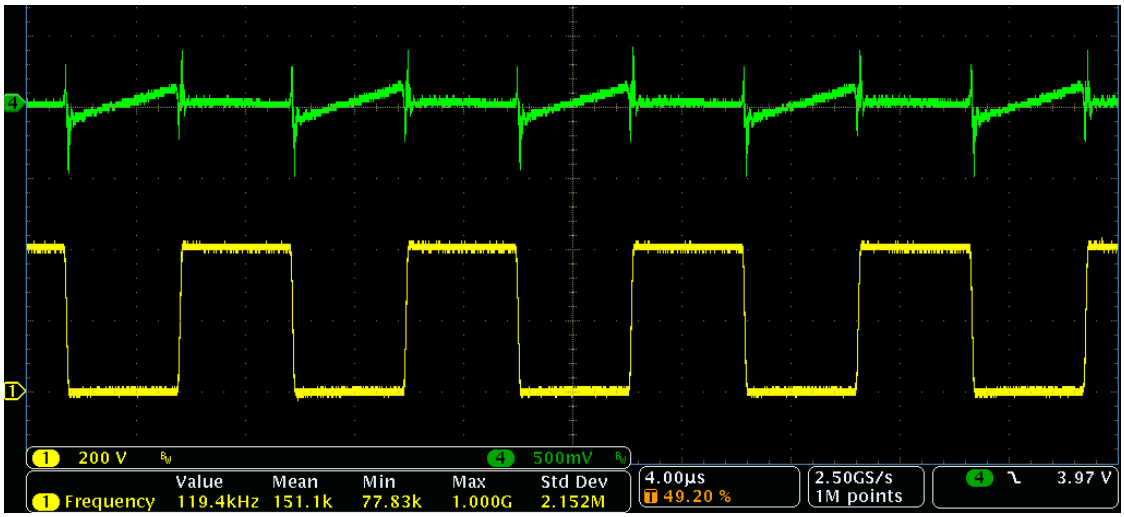
DC-DC dönüştürücülerdeki önemli tasarım parametrelerinden biri de yüksüz durumda devrenin gösterdiği davranıştır. Bir dönüştürücü çıkıştan çekilen akımdan bağımsız olarak sabit gerilim verebilmelidir. Yüksüz durumda çıkıştan akım çekilmediği için gerilim yükselir veya stabil gerilim elde edilemez. Bu durum dönüştürücünün beslediği sistemde arızalara yol açabileceği gibi çıkışı regüle etmeye çalışan anahtarlama elemanının çıkışa çok hızlı cevap vermesi gerektiği için anahtarlama sayısı artar ve kayıplar artar. Devre, çıkışı yüksüz durumda regüle edemiyorsa çıkış için minumum yük değeri hesaplanır. Minumum yük, dönüştücünün minumum akım çektiği maksimum direnç değeridir. Bu direnç regülasyonun sağlanması için çıkışta sürekli bulunur. Bu sayede devrenin stabil çalışması sağlanır [29]. Uygulaması gerçekleştirilen devrede başlangıçta belirlenen frekans aralığında $V_{in} = 400V$ iken yüksüz çalışmada regülasyon sağlanamamıştır. Bu durumda çıkış gerilimi sabit kalmamış, düzgün anahtarlama elde edilememiş ve kontrolör bir süre sonra korumaya girip çalışmasını durdurmuştur. Bu nedenle çıkış için minumum yük değeri hesaplanmıştır. Çıkıştan minumum 120mA çekilmesi durumunda regülasyon sağlanmıştır. $R_{loadmin} = 200\Omega$ olarak belirlenmiştir. Bu durumda çıkıştan 2,88W güç çekilmiştir. Çıkışa yerleştirilen bu direnç değeri stabil çalışmayı sağlasa da güç kaybına neden olmakta ve verimi düşürmektedir [30]. Rezonanslı dönüştürücülerin önemli avantajlarından biri de yüksüz ve hafif yük durumunda frekansın değiştirilerek regülasyonun sağlanmasıdır. Çıkış yükü azaldıkça giriş enerjisi hızlı bir şekilde çıkışa

aktarılmalı ve anahtarlama elemanlarının daha hızlı çalışması gerekmektedir. Rezonanslı dönüştürücülerde yüksüz durumda anahtarın açma-kapama sayısı yani anahtarlama frekansı arttırılarak çıkış regülasyonu sağlanır. Uygulaması gerçekleştirilen devrede frekans aralığı başlangıçta maksimum 145kHz olarak belirlenmiştir. Yüksüz çalışmada devre daha yüksek frekanslarda çalışmaya ihtiyaç duyduğu için ve kontrolörün çalışma aralığı $R_{max}$ direnci ile 145kHz'e ayarlandığı için yüksüz çalışmada regülasyon sağlanamamıştır. Eşitlik 4.13'de $R_{max}$=7kΩ olarak hesaplanmıştır. Bu değer $R_{max}$=4,75kΩ olarak değiştirilip maksimum çalışma frekansı 176kHz'e ayarlandığında devre, $V_{in} = 400V$ giriş geriliminde yüksüz çalışmada regülasyonu sağlanmıştır. Şekil 4.27'de devrenin yüksüz çalışmada tank akımı ve tank gerilimi verilmiştir.



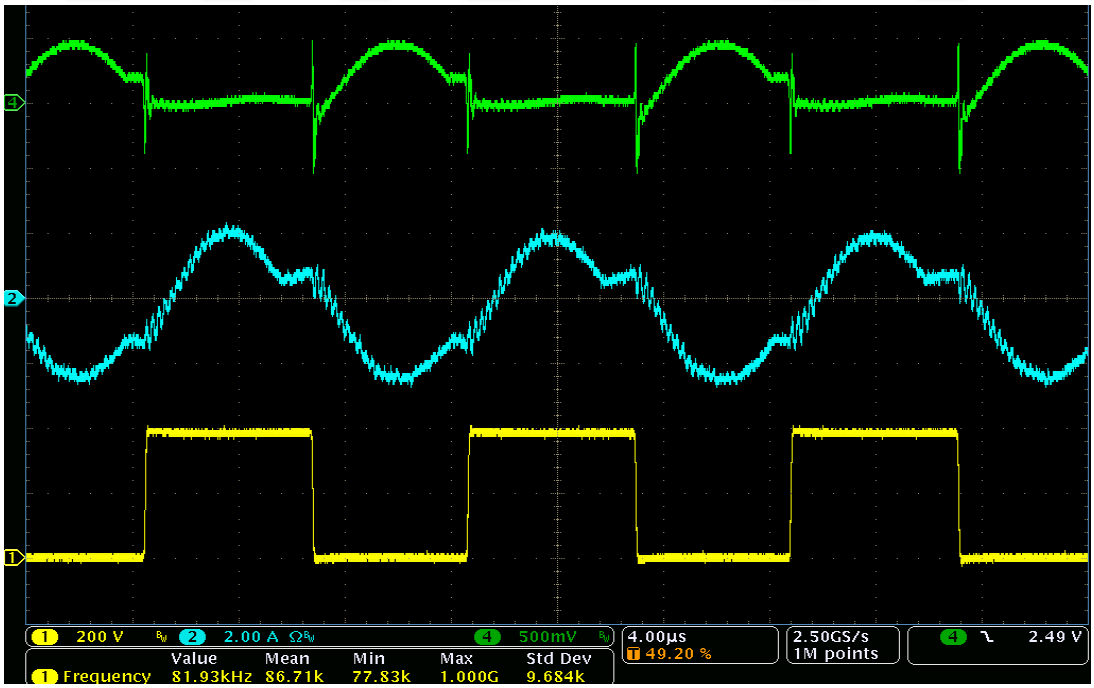

Şekil 4.27 $V_{in}$ =400V, yüksüz durumda $V_T$ tank gerilimi (sarı) ve $i_{Lr}$ tank akımı (mavi).

Kontrolör belirlenen çalışma aralığında frekansı sürekli çıkışa göre arttırıp azaltarak gerilim kontrolünü gerçekleştirir. Şekil 4.28'de yüksüz çalışma için $i_{DS2}$ ve $V_{DS2}$ eğrileri verilmiştir. Yüksüz çalışmada çıkıştan akım çekilmediği için devreden ölçülen akım değerleride oldukça küçüktür. Yüksüz durumda da anahtar ZVS ile anahtarlanmıştır. Yüksüz durumda çıkışta sabit 24,625V gerilim elde edilmiştir. Çekilen akım 0A olduğu için çıkış gücü 0W'tır.



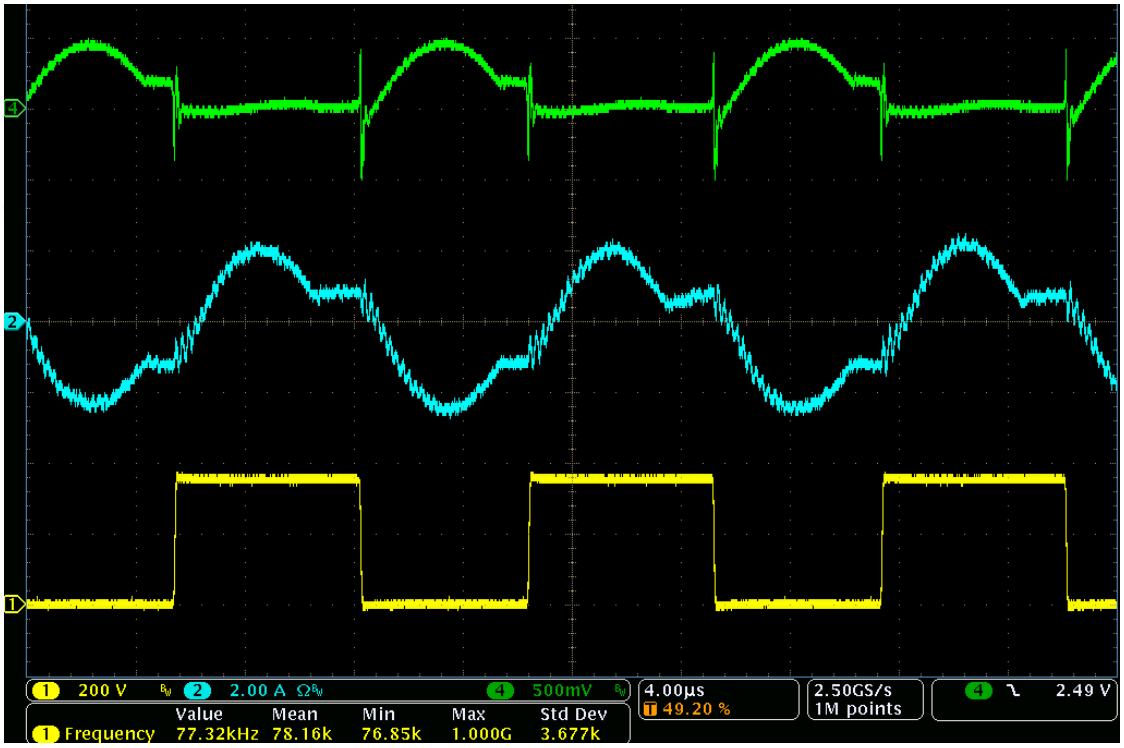

Şekil 4.28 Yüksüz durumda $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil) ve $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı).

Giriş geriliminin değişmesi durumundada regülasyonun sağlanması için anahtarlama frekansı değiştirilir. Giriş geriliminin düşmesi ile kazanç artacaktır. Kazancın arttırılmasıda frekansın azaltılması ile mümkündür. Bu nedenle giriş gerilimi düştükçe çıkış geriliminin sabit tutulması için anahtarlama frekansı azaltılır [31]. Şekil 4.29'da $V_{in}$=380V giriş geriliminde tank akımı, tank gerilimi ve alt koldaki MOSFET'in drain-source akım eğrileri görülmektedir.




Şekil 4.29 $V_{in}$=380V-8,5A tam yük durumunda $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ $(sarı)$, $i_{Lr}$ tank akımı (mavi), $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil).

Şekil 4.29'da görüldüğü gibi giriş geriliminin azalması ile regülasyon için frekans azalmış ve 81.93kHz olmuştur. Şekil 4.30'da $V_{in}$=350V giriş geriliminde frekans daha da azalarak 77kHz olmuştur. 350V giriş gerilimi minumum giriş gerilimi olduğu için bu noktadaki çalışma minumum çalışma frekansıdır ve rezonans frekansının altındadır. Rezonans periyodu anahtarlama frekansının periyodundan kısa olduğu için tank akımı $i_{Lr}$ anahtarlama periyodu sonlanmadan mıknatıslanma akımına eşit olmuştur.




Şekil 4.30 $V_{in}$=350V-8,5A tam yük durumunda $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı), $i_{Lr}$ tank akımı (mavi), $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil)

Şekil 4.31 ve 4.32'den görüldüğü gibi giriş geriliminin azalması ile regülasyonun sağlanması için frekans azaltılacağından yüksüz çalışmada $V_{in}$=380V ve $V_{in}$=350V giriş gerilimlerinde frekans aralığının değiştirilmesine gerek kalmamıştır. Yüksüz çalışmada $V_{in}$=400V giriş geriliminde anahtarlama frekansı sınırı 120kHz iken $V_{in}$=380V giriş geriliminde 108kHz ile regülasyon sağlanmıştır.



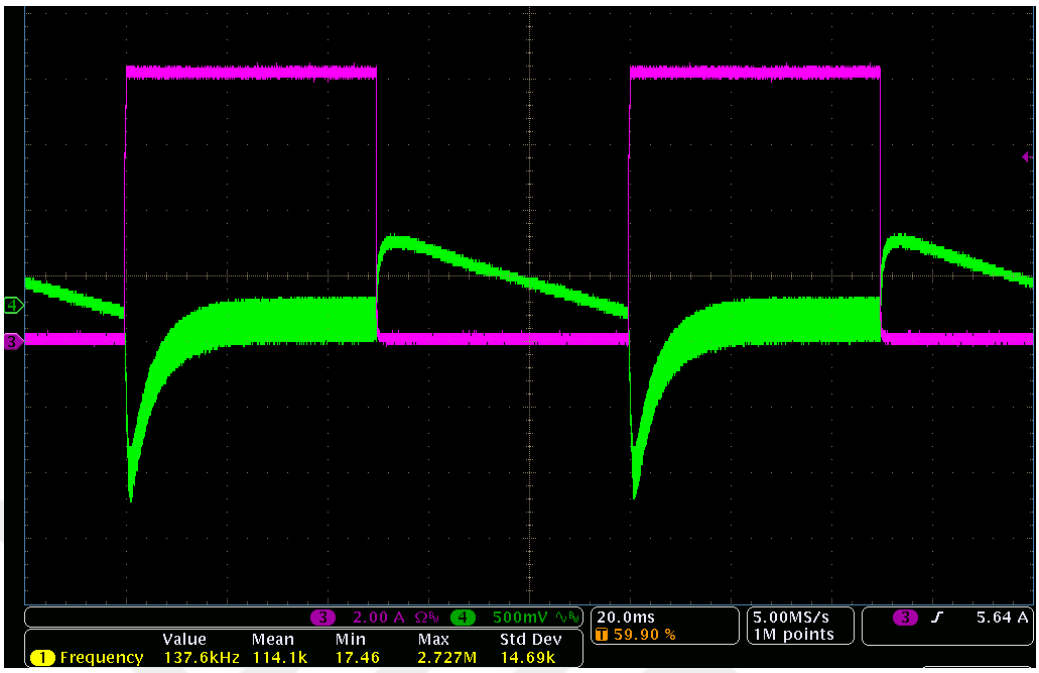

Şekil 4.31 $V_{in}$=380V yüksüz durumda $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı), tank akımı $i_{Lr}$ (mavi), $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil).




Şekil 4.32 $V_{in}$=350V yüksüz durumda $Q_2$ anahtar gerilimi $V_{DS2}$ (sarı), tank akımı $i_{Lr}$ (mavi), $Q_2$ anahtar akımı $i_{DS2}$ (yeşil).

Uygulama devresinin yük regülasyonu yüksüz ve tam yük akım değerlerinde yani 0A-8.5A arasında incelenmiş ve Şekil 4.33'de verilen dalga şekilleri elde edilmiştir. Çıkıştaki

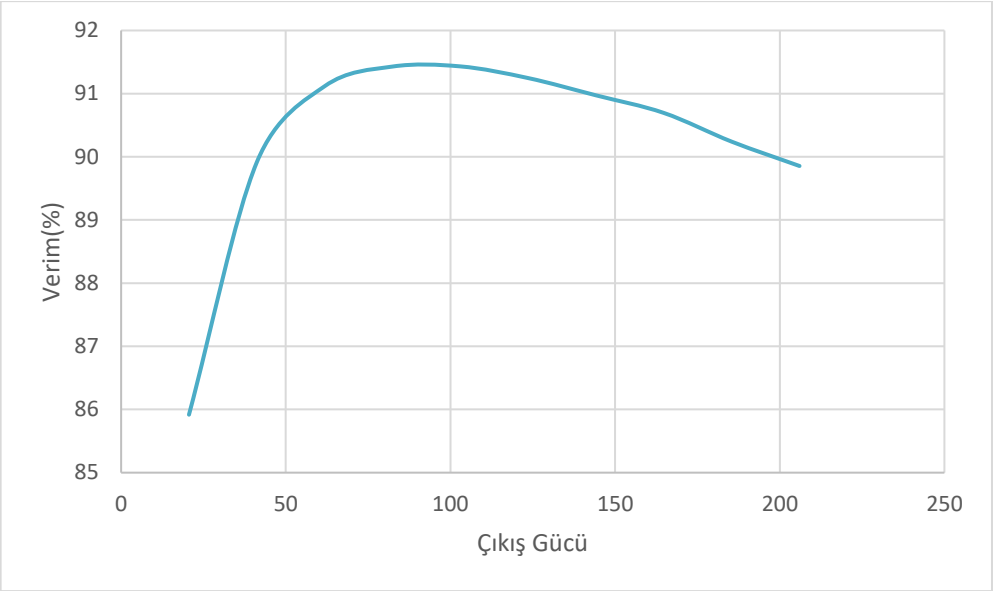
elektronik yük dinamik akım moduna ayarlanarak dönüştürücünün 50ms tam yükte ve 50ms yüksüz durumda çalışması sağlanmıştır.




Şekil 4.33 Uygulama devresi yük regülasyonu cevabı. Çıkış gerilimi $V_o$ (yeşil) ve çıkış akımı $I_o$ (pembe) değişimleri

Dalga şekillerinden anlaşılacağı üzere yüksüz durumdan tam yük durumuna geçişte çıkış gerilimi 1.2V düşmüş ve 8ms'de olması gereken değer olan 24V değerine gelmiştir. Tam tersi koşulda tam yükten yüksüz duruma geçerken çıkış gerilimi 0.5V yükselmiştir. Ancak bu aralıkta çıkış geriliminin stabil hala gelmesi net olarak görülemez. Çıkıştaki doğrultucu diyotlarla gerçekleştirildiği için çıkış kondansatörü sadece yük üzerinden deşarj olabilir. 8.5A'den yüksüz duruma geçildiğinde yük devreden kalkacağı için çıkış kondansatörleri 50ms içerisinde deşarj edilemez. Çıkış gerilim dalgalılığı ise %1.25'dir.

Devrenin verimi %10-%100 yüklenme aralığında incelenmiştir. Tam yük durumunda %89.85 verim elde edilmiştir.




Şekil 4.34 Uygulama devresi verim eğrisi

# BÖLÜM 5

## SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında 24V/8.5A çıkışa sahip bir LLC rezonans dönüştürücünün teorik analizi yapılmış ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. LLC rezonans dönüştürücüler sahip oldukları rezonans tankı sayesinde anahtarlama elemanının yumuşak anahtarlama ile iletime girmesini sağlarlar. Bu sayede anahtarlama kayıpları yok edilir. Ayrıca klasik PWM dönüştürücülerin aksine frekansın değişken olması sayesinde hafif yük ve yüksüz çalışma koşullarında regülasyon sağlayabilirler. Bu tez kapsamında gerçekleştirilen dönüştürücünün yumuşak anahtarlama ile anahtarlanması ve yüksüz durumda sorunsuz bir şekilde regülasyon sağladığı net olarak görülmüştür.

Tezin birinci bölümünde LLC rezonans dönüştürücünün uygulama alanlarından ve tezin amacından bahsedilmiştir. İkinci bölümde DC-DC dönüştürücülerin sınıflandırılması verildikten sonra PWM dönüştürücüler ve yumuşak anahtarlama hakkında bilgiler verilmiştir. Rezonanslı dönüştürücüler, PWM dönüştürücüler ile karşılaştırılarak incelenmiş ve üç temel rezonans dönüştürünün avantaj ve dezavantajları, kazanç eğrileri incelenmiştir. Üçüncü bölümde LLC rezonans dönüştürücünün çalışma prensibi, kazanç eğrisi ve çalışma aralıkları detaylı olarak analiz edilmiştir. Devrenin en önemli avantajlarından biri olan ZVS ile çalışmanın nasıl gerçekleştiği bu bölümde açıklanmıştır. Son bölümde ise uygulaması gerçekleştirilecek devrenin tasarım parametreleri hesaplanmış ve uygulamadan önce tasarımın doğrulanması için simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçları devrenin çalışma aralıkları göz önünde bulundurularak analiz edilmiştir. Sonrasında, gerçekleştirilen uygulama detaylı olarak anlatılmıştır. Devrenin tam yük, %50 yüklenme, hafif yük ve yüksüz çalışma

koşullarındaki sonuçları sunulmuştur. Yüksüz çalışma giriş geriliminin minumum ve maksimum olduğu noktalarda incelenmiş ve sonuçlar paylaşılmıştır.

Bu tez çalışması sonucunda 24V sabit çıkış gerilimine sahip 204W gücünde rezonanslı bir LLC DC-DC dönüştürücü prototipi gerçekleştirilmiş böylece teorik çalışma laboratuvar çalışmaları ile doğrulanmıştır. Gerçekleştirilen dönüştürücü farklı güç seviyelerinde ve farklı transformatör konfigürasyonları ile veri merkezi uygulamaları, elektrikli araç ve televizyonlarda kullanılabilir. Gelecek çalışmalarda çıkış diyotlarındaki kayıpların azaltılması için senkron doğrultucu kullanılabilir ve tasarımın daha esnek olması için devrenin kontrolü dijital yapılabilir.

## KAYNAKLAR


[1] Fang, Z., Wang, J., Duan, S., Xiao L., Hu,G., Liu,Q., (2018). "Rectifier Current Control for an LLC Resonant Converter Based on a Simplified Linearized Model", Energies. 11: 579.

[2] Yang, B. (2003). "Topology Investigation for Front End DC-DC Power Conversion for Distributed Power System" PhD Dissertation, Dept. ECE., Virginia Tech.

[3] Lazar, J.F., Martinelli, R., (2002). "Steady-State Analysis of the LLC Series Resonant Converter" APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.

[4] Biela, J., Badstuebner, U., Kolar, J.W., (2009). "Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm3 Resonant DC-DC Converter for Telecom Applications" IEEE Transactions on Power Electronics. 24: 1701-1710.

[5] Chen, H. (2012). "LLC Resonant Current Doubler Converter" Master Dissertation, Dept. EEE., University of Canterbury.

[6] Vural, R., Demirel, İ., Erkmen, B., (2017). "Design and Optimization of a Power Supply Unit for Low Profile LCD/LED TVs" An International Journal of Optimization and Control: Theories & Applications. 7: 158-166.

[7] Simone, S., Adragna, C., Spini, C., Gattavari, G.(2006). "Design-Oriented Steady State Analysis of LLC Resonant Converters Based On FHA", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM, 200-207

[8] Sakka, M., Mierlo, J., and Gualous, H. (2011). "DC/DC Converters for Electric Vehicles", 310-332, (Ed) Soylu, Electric Vehicles - Modelling and Simulations, InTech.

[9] Kazimierczuk, M. and Czarkowski, D. (2011). Resonant Power Converters, Wiley, New York.

[10] Bodur, H. "DC-DC Dönüştürücülerde Yumuşak Anahtarlama Teknikleri", Yumuşak anahtarlama ders notu. 8 Aralık 2018.

[11] Brown, M. (1994). Power Supply Cookbook, Newnes.

[12] ROHM Semiconductor." What is the Difference Between Linear and Switching Regulators?",https://www.rohm.com/electronics-basics/dc-dc-converters/linear-vs-switching-regulators, 9 Haziran 2019.

[13] Bodur, H. (2012). Güç Elektroniği, 2, Birsen Yayınevi, İstanbul.

[14] Salem, M., Jusoh, A., Idris, N., Das, H., Alhamrouni, I., (2018) “Resonant Power Converters with Respect to Passive Storage (LC) Elements and Control Techniques – An Overview”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, 91: 504-520.

[15] Bodur H., Aksoy İ., Bakan A.F., (2005) "PWM DC-DC Dönüştürücülerde ZVT ve ZCT Tekniklerine Genel Bir Bakış", Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 11. Ulusal Kongresi, 390-393.

[16] Tech Web (2016). “Switching Regulator Basics: PWM & PFM”, https://micro.rohm.com/en/techweb/knowledge/dcdc/dcdc_sr/dcdc_sr01/897, 4 Mayıs 2019.

[17] Bersani, A., Dumais, A., Khare, S.(2010) “DC/DC LLC Reference Design Using dsPIC”,http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/LLC_Appnotes.pdf, 18 Haziran 2019.

[18] Maniktala, S., (2013) “Understanding and using LLC Converters to Great Advantage”,https://www.microsemi.com/product-directory/power-management/1292-resonant-mode-controllers, 18 Haziran 2019.

[19] Choi, H., (2007), “Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR-Series Fairchild Power Switch (FPS™) “, https://www.onsemi.com/PowerSolutions/extSearch.do?query=an4151&param1=type&param1_val=document, 19 Haziran 2019.

[20] Yang, B., Lee, F., Zhang, A., Huang, G., (2002). “LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion”, APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1108-1112.

[21] Henke, M., (2014).“Analysis And Design Of Resonant DC/DC Converters For Automotive Applications” Final Project, Institute for Electrical Machines, Traction and Drives, TU Braunschweig.

[22] Bakan, A.F., Büyüktorun, S., Doğangüneş, S., (2018). "Elektrikli Araçlar İçin LLC Rezonans Dönüştürücü Tasarımı" II. Uluslararası Multidisipliner Akademik Çalışmalar Sempozyumu, 16-17 Kasım 2018, İstanbul, 643-655.

[23] Sheehan, R., Diana, L., (2016) “Switch-mode power converter compensation made easy”, https://www.ti.com/seclit/ml/slup341/slup341.pdf, 20 Haziran 2019.

[24] ON Semiconductor, https://www.onsemi.com/pub/Collateral/TND352-D.PDF, 9 Haziran 2019.

[25] Day, M., (2004) “Optimizing Low-Power DC/DC Designs – External versus Internal Compensation”, http://www.ti.com/lit/ml/slyp090/slyp090.pdf, 10 Haziran 2019.

[26] ON Semiconductor, (2010), https://www.mouser.com/ds/2/149/FSFR2100-1010133.pdf, 9 Haziran 2019.

[27] EnOcean, (2011) “PCB Layout considerations for Line-Power Supplies”, https://www.enocean.com/, 9 Haziran 2019.

[28] Texas Instrument, (2013) , “AN-1149 Layout Guidelines for Switching Power Supplies”

[29] Sunpower Electronics, “What is Minimum Load?”, https://www.sunpower-uk.com/glossary/what-is-minimum-load/ , 9 Haziran 2019.

[30] Sandler, S.M., Hymowitz, C.E., (2008) “No-Load Specification Impacts Power-Supply Performance”, https://www.powerelectronics.com/power-management/no-load-specification-impacts-power-supply-performance, 22 Haziran 2019.

[31] Özçelik, Ç., (2017) “Rezonanslı Doğru Akım Kaynaklarının İncelenmesi ve İki Trafolu Bir Uygulamanın Gerçekleştirilmesi” Yüksek Lisans Tezi, YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

[32] Yi, K.H., (2016) “LLC DC/DC Converter with Input Voltage Balancing Capacitor for Electric Vehicles” Indian Journal of Science and Technology. 9(17).

[33] Ayyanar, R., Mohan, N., Persson, E., (2002) “Soft-Switching in DC-DC Converters: Principles, Practical Topologies, Design Techniques, Latest Developments”,https://aboutme.samexent.com/classes/spring09/ee5741/SoftSwitching_Lecturenotes.pdf, 22 Haziran 2019.

[34] Introduction to Computer Systems Course (2015) https://students.cs.byu.edu/~clement/cs224/references/HowTos/HowTo_Tones.php, 10 Haziran 2019

[35] Alemdar, Ö.Ş. (2016).”Design And Implementation Of An Unregulated DC-DC Transformer Module Using LLC Resonant Converter” Master Thesis, METU, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Ankara.

[36] Tınğ, N.S. (2016). “Yumuşak Anahtarlamalı Yeni Bir DC-DC Dönüştürücünün Geliştirilmesi ve Gerçekleştirilmesi” Doktora Tezi, YTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

# ÖZGEÇMİŞ

**KİŞİSEL BİLGİLER**

**Adı Soyadı** : Sümeyye BÜYÜKTORUN

**Doğum Tarihi ve Yeri** : 22.11.1992/ANKARA

**Yabancı Dili** : İngilizce

**E-posta** : sumeyyebuyuktorun@gmail.com

**ÖĞRENİM DURUMU**

| **Derece** | **Alan** | **Okul/Üniversite** | **Mezuniyet Yılı** |
|---|---|---|---|
| Y. Lisans | Elektrik Mühendisliği A.B.D | Yıldız Teknik Üniversitesi | 2019 |
| Lisans | Elektrik Mühendisliği | Yıldız Teknik Üniversitesi | 2015 |
| Lise | Matematik-Fen | Başkent Anadolu Lisesi | 2010 |

**İŞ TECRÜBESİ**

| Kurum | Görev | Yıl |
|---|---|---|
| TÜBİTAK MAM | Araştırmacı | 2016-Halen |

**YAYINLARI**

**Bildiri**

1. Bakan, A.F., Büyüktorun, S., Doğangüneş, S., (2018). "Elektrikli Araçlar İçin LLC Rezonans Dönüştürücü Tasarımı" II. Uluslararası Multidisipliner Akademik Çalışmalar Sempozyumu, 16-17 Kasım 2018, İstanbul, 643-655.