

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ZVS LLC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE BATARYA ŞARJ SİSTEMİ
TASARIMI

AHMET ERDEM YILMAZ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMAN: PROF. DR. ABDULKADİR BALIKÇI

OCAK 2026

**T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜST EĞİTİM ENSTİTÜSÜ**

**ELEKTRİKLİ ARAÇLAR İÇİN ZVS LLC
DÖNÜŞTÜRÜCÜ İLE BATARYA ŞARJ SİSTEMİ
TASARIMI**

AHMET ERDEM YILMAZ

**YÜKSEK LİSANS
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

DANIŞMAN: PROF. DR. ABDULKADİR BALIKÇI

OCAK 2026

T.C.
GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY
GRADUATE SCHOOL

**DESIGN OF A BATTERY CHARGER WITH ZVS LLC
CONVERTER FOR ELECTRICAL VEHICLES**

AHMET ERDEM YILMAZ

**A THESIS OF MASTER OF SCIENCE
DEPARTMENT OF ELECTRONICS ENGINEERING**

ADVISOR: PROF. DR. ABDULKADİR BALIKÇI

JANUARY 2026

YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU

GTÜ Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulunun 20/01/2026 tarih ve 2026 /05 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 29/01/2026 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Ahmet Erdem YILMAZ'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE

(TEZ DANIŞMANI) : Prof. Dr. Abdulkadir BALIKÇI

ÜYE

: Doç. Dr. Tuba GÖZEL

ÜYE

: Prof. Dr. Uğur HASIRCI

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Yönetim Kurulunun

...../...../..... tarih ve/..... sayılı kararı.

İMZA/MÜHÜR



*Aileme
ve
birinci  eşime*

ÖZET

Fosil yakıtların çevre kirliliğine sebep olması ve limitli kaynaklara sahip olması birçok sektörü elektrik enerjisi kullanımına itmiştir. Günümüzde kara taşıtlarından deniz taşıtlarına kadar birçok araç enerji kaynağı olarak elektrik enerjisini kullanmaya başlamıştır. Bu araçların her biri farklı güç değerlerine sahip batarya şarj sistemlerine ihtiyaç duymaktadır. Bu ihtiyacı karşılamak için izoleli DA-DA rezonans dönüştürücüleri sıklıkla tercih edilmektedir. Bu dönüştürücülerin en önemli özelliklerinden biri şebeke ile batarya sistemi arasında galvanik izolasyon sağlamalarıdır. Böylece daha güvenli çalışma koşulları elde edilmektedir. Ayrıca rezonans dönüştürücü devreleri yumuşak anahtarlama teknikleri sayesinde anahtarlama elemanları üzerindeki kayıpları, akım ve gerilim stresini azaltarak devrenin verimini arttırmaktadır. Bununla birlikte anahtarlama elemanlarının kullanım ömrünü de uzatmaktadır. Bu yöntemler güç yoğunluğunun artırılmasını ve Elektromanyetik Girişim (Electromagnetic Interference, EMI)'in azalmasını sağlamaktadır. Rezonans dönüştürücülerinin bu gibi özellikleri yüksek frekanslı uygulamalarda maliyet ve boyut gibi konularda avantaj sağlamaktadır.

Bu çalışmada izoleli rezonans dönüştürücülerinden biri olan LLC rezonans dönüştürücü; güç yoğunluğu, yüksek frekans çalışma performansı ve maliyet gibi avantajları sebebi ile batarya şarj devresi tasarımı için kullanılmıştır. Elektrikli araçlarda kullanılan lityum tabanlı piller için tasarlanan sistem 55 V/50A maksimum çıkış gerilim ve akım değerine sahiptir. Devrenin farklı frekans değerlerindeki çalışma performansının incelenebilmesi ve rezonans tank elemanlarının hesaplanabilmesi için temel harmonic yaklaşımı yöntemi (First Harmonic Approach, FHA) kullanılarak sisteme ilişkin AA eşdeğer devresi elde edilmiştir. Eşdeğer devre ile frekans – kazanç grafiği türetilmiştir. Bataryanın sabit akım – sabit gerilim (CC-CV) yöntemi ile şarj edilebilmesi için oransal-integral (Proportional-Integral, PI) kontrolcü kullanılmıştır. Tasarlanan devre MATLAB/Simulink ortamında oluşturulmuş ve simüle edilmiştir. Ayrıca 500W (55V/10A) çıkış gücüne sahip prototipi üretilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Batarya Şarj Sistemleri, İzoleli Rezonans Dönüştürücü, LLC dönüştürücü

ABSTRACT

The fact that fossil fuels cause environmental pollution and have limited resources has led many sectors to use electrical energy. Today, many vehicles, from land vehicles to marine vehicles, have started to use electrical energy as an energy source. Each of these vehicles requires battery charging systems with different power values. To meet this need, isolated DC-DC resonant converters are often preferred. One of the most important features of these converters is that they provide galvanic isolation between the mains and the battery system. In this way, charging is carried out under safer conditions. In addition, resonant converter circuits increase the efficiency of the circuit by reducing switching losses and current and voltage stress on the switching elements, thanks to soft switching techniques. In addition, these methods contribute to increasing power density and reducing Electromagnetic Interference (EMI). Such features of resonant transducers provide advantages in high-frequency applications in terms of cost and the area occupied by the system.

In this study, LLC resonant converter, one of the isolated resonant converters, was used for lithium-based batteries used in electric vehicles due to its advantages such as power density, high frequency usability and cost. The designed system has an output voltage and current value of 54.6 V/50A. In order to examine the operating performance of the circuit at different frequency values and to calculate the resonance tank elements, the AC equivalent circuit for the system was obtained by using the fundamental harmonic approach method (FHA). The frequency – gain graph was derived with the equivalent circuit. A proportional-integral (PI) controller was used to charge the battery using the constant current – constant voltage (CC-CV) method. The designed circuit was created and simulated in MATLAB/Simulink environment. In addition, a prototype with an output power of 500W (55V/10A) has been produced.

Keywords: Battery Charging Systems, Isolated Resonant Converter, LLC converter

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışmasının ortaya çıkmasında bilgi, deneyim ve yönlendirmeleriyle her aşamada bana rehberlik eden, akademik bakış açımı geliştirmeme önemli katkılar sağlayan, karşılaştığım teknik ve bilimsel problemlerin çözümünde sağladığı destek, sabır ve teşvik edici yaklaşımı ile akademik gelişimime büyük katkı sağlayan, çalışma boyunca maddi, manevi desteklerini esirgemeyen değerli danışman hocam Prof. Dr. Abdulkadir BALIKÇI'ya en içten teşekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmam süresince değerli görüşleri, önerileri ve katkılarıyla çalışmama destek olan, kıymetli vaktini ekseriyetle bana ayırarak sorunların çözüme ulaşmasında teknik ve bilimsel desteğini esirgemeyen, teknik konulardaki yönlendirmeleri ve yapıcı değerlendirmeleri ile çalışma azmimin artmasına katkı sağlayan kıymetli hocam Dr. Murat CEYLAN'a teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca çalışma süresince görüş ve önerileriyle çalışmanın seyrine önemli ölçüde katkı sağlayan Dr. Ceyhun SEZENÖĞLU, Dr. Serkan DOĞANGÜNEŞ ve Dr. Umut ÖNDİN hocalarıma teşekkürlerimi sunarım. Tez sürecindeki yoğun çalışma temposu boyunca karşılıklı destek ve motivasyonla sürecin daha verimli ilerlemesine katkı sağlayan mesai arkadaşım Murat Enes HATİPOĞLU'na da teşekkür ederim.

Eğitim hayatım boyunca her zaman yanımda olan, maddi ve manevi desteklerini hiçbir zaman esirgemeyen aileme sonsuz teşekkür ederim.

Son olarak, tez çalışmam süresince gösterdiği anlayış, sabır ve sürekli desteğiyle en büyük motivasyon kaynağım olan; ufkumu genişleten yorum ve önerileriyle beni teşvik eden, her zaman yanımda olarak çalışmalarımı kolaylaştıran ve başarıya ulaşmamda önemli rol oynayan sevgili eşim Hatice Nur YILMAZ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Uzun süren simülasyon ve deney süreçleri boyunca sağladığı moral ve akademik hedeflerime ulaşmam konusundaki desteği ile bu çalışmanın tamamlanmasında emeği ve katkısı yadsınamaz.

Türkiye Cumhuriyeti devletine bir nebze olsun faydalı olmak umudu ile...

	Sayfa
ÖZET	vi
ABSTRACT	vii
TEŞEKKÜR	viii
İÇİNDEKİLER	ix
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xi
TABLO DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Özeti, Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	2
2. BATARYA ŞARJ SİSTEMLERİ	11
3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER	13
3.1. Seri Rezonans Dönüştürücü	14
3.2. Paralel Rezonans Dönüştürücü	15
3.3. Seri – Paralel Rezonans Dönüştürücü (LCC)	15
4. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ	17
4.1. Temel Harmonik Yaklaşımı	18
4.1.1. Anahtarlama Ağı	19
4.1.2. Rezonans Tank Modeli	21
4.1.3. Doğrultucu Modeli	22
4.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Modeli	25
4.3. LLC Kazanç Eğrisi	26
4.4. LLC Rezonans dönüştürücü çalışma aralıkları	30
4.4.1. Rezonans frekansındaki çalışma ($f_r = f_{sw}$)	33
4.4.2. Rezonans frekansının üzerindeki çalışma $f_r < f_{sw}$	37
4.4.3. Rezonans frekansının altındaki çalışma $f_r > f_{sw}$	38
5. SİSTEM TASARIMI	40
5.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Tasarımı	40
5.1.1. Transformatör tasarımı	43
6. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI	49
7. UYGULAMA VE SONUÇLARI	54
7.1. Şematik ve PCB Tasarımı	56
7.2. Sistemin Oluşturulması	60
7.3. Test Sonuçları	61
7.3.1. LLC Yumuşak Başlatma	61
7.3.2. Anahtarlama Ağında ZVS	62
7.3.3. Çıkış Gerilim ve Akım Grafiği	62
7.3.4. Değişken yük Performansı	63
7.3.5. Çıkış Doğrultucularında ZCS	65
7.3.6. Anahtarlama Ağının Akımı	65
7.3.7. Rezonans Tank Akım ve Gerilimi	67
8. SONUÇ	68
KAYNAKLAR	70
ÖZGEÇMİŞ	76
TEZ METNİNDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR	77

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

AA	: Alternatif Akı
APD	: Active Power Decoupling
BC	: Buck Converter
CC – CV	: Constant Current – Constant Voltage
CSA	: Circle Search Algorithm
DA	: Doğru Akı
DAB	: Dual Active Bridge
DCIM	: Discontinuous Inductor Conduction Mode
DCM	: Discontinuous Contuction Mode
DSP	: Digital Signal Processor
EMI	: Electromagnetic Interference
FHA	: First Harmonic Approximation
FM	: Frekans Modülasyonu
G2V	: Grid-to-Vehicle
HV	: High Voltage
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
ILC	: Iterative Learning Control
KAD	: Klasik Anahtarlama Dönüştürücü
LED	: Light Emiting Diode
LLC	: İndüktans-İndüktans-Kondansatör
LV	: Low Voltage
Li – Po	: Lithium Polymer
MC	: Multifunctional Circuit
MOSFET	: Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Trasistor
MPC	: Model Predictive Control
MPPT	: Maximum Power Point Tracking
NFTS	: Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control
PFC	: Power Factor Correction
PFM	: Pulse Frequency Modulation
PI	: Proportional Integral
PMSM	: Permanent Magnet Synchronous Motor
PRC	: Parallel Resonant Converter
PSFB	: Phase-Shifted Full Bridge
PV	: Photovoltaic
PWM	: Pulse Width Modulation
RD	: Rezonans Dönüştürücü
SEPIC	: Single Ended Primary Inductance Converter
SRC	: Serial Resonant Converter
STSMC	: Super-Twisting Sliding Mode Control
SiC	: Silicon Carbide
THD	: Total Harmonic Distortion
V2G	: Vehicle-to-grid
ZCS	: Zero Current Switching
ZVS	: Zero Voltage Switching
ZVT	: Zero Voltage Transition

ŞEKİLLER DİZİNİ

	Sayfa
Şekil 2.1: Güç Dönüştürücü Devreleri.	11
Şekil 3.1: Seri rezonans dönüştürücü.	14
Şekil 3.2: Paralel rezonans dönüştürücü.	15
Şekil 3.3: Seri-Paralel Rezonans dönüştürücü (LCC).	16
Şekil 4.1: Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü.	17
Şekil 4.2: Tank devresi akım – gerilim faz farkı.	20
Şekil 4.3: Yarım köprü anahtarlama devre modeli.	20
Şekil 4.4: Rezonans tank modeli.	21
Şekil 4.5: a) Rezonans tank eşdeğer modeli b) Basitleştirilmiş rezonans tank eşdeğer modeli.	21
Şekil 4.6: a) D1 diyotu iletimde ($V_{rect} > 0$) b) D2 diyotu iletimde ($V_{rect} < 0$).	23
Şekil 4.7: Doğrultucu modeli.	25
Şekil 4.8: LLC rezonans dönüştürücü devre modeli.	25
Şekil 4.9: Gerilim dönüştürme oranı.	28
Şekil 4.10: Gerilim dönüştürme oranı ($L_n = 3$).	29
Şekil 4.11: Gerilim dönüştürme oranı ($Q = 0,3$).	29
Şekil 4.12: Gerilim kazanç grafiği [68].	31
Şekil 4.13: MOSFET V_{gs} gerilimleri ve rezonans tank akımı.	32
Şekil 4.14: a) t1-t2 akım akışı b) t2 ve t2-t3 akım akışı c) t3 ve t3-t4 akım akışı d) t4 akım akışı.	33
Şekil 4.15: $f_r = f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].	34
Şekil 4.16: t0-t1 aralığında sistem akışı [37].	35
Şekil 4.17: t1-t2 aralığında sistem akışı [37].	35
Şekil 4.18: t2-t3 aralığında sistem akışı [37].	36
Şekil 4.19: t3-t4 aralığında sistem akışı [37].	36
Şekil 4.20: t4-t5 aralığında sistem akışı [37].	37
Şekil 4.21: t5-t6 aralığında sistem akışı [37].	37
Şekil 4.22: $f_r < f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].	38
Şekil 4.23: $f_r > f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].	39
Şekil 5.1: Maksimum kazanç grafiği.	42
Şekil 5.2: Değişken L_n değerlerinde $M_{max} - Q$ grafiği [70].	42
Şekil 5.3: a) Primer tel kesiti b) Primer sargı c) Sekonder tel kesiti d) Sekonder sargı.	45
Şekil 5.4: Transformatör kesiti.	46
Şekil 5.5: Transformatör a) Ön yüzü b) Arka yüzü.	47
Şekil 5.6: Primer a) $L_r + L_m$ ölçüm b) L_r ölçüm değeri.	47
Şekil 6.1: Matlab/Simulink Batarya şarj sistemi.	49
Şekil 6.2: LLC rezonans dönüştürücü a) Rezistif yük devresi b) Çıkış gerilim ve akım grafiği.	50
Şekil 6.3: a) Q1 anahtarı ZVS grafiği [68] b) Q1 ve Q2 anahtarı I_{ds} akım grafikleri.	51
Şekil 6.4: Tank gerilim ve akım grafiği.	52
Şekil 6.5: Tank akımı (I_r) ve mıknatıslanma indüktansı akımı (I_{Lm}) [68].	52
Şekil 6.6: Batarya şarj gerilim, akım ve şarj durumu grafiği.	53
Şekil 7.1: STM32F100RB Discovery blok diagram.	54
Şekil 7.2: Sistem blok şeması.	55
Şekil 7.3: Sistem kontrol akış diyagramı.	56
Şekil 7.4: Rezonans tank.	57

Şekil 7.5: Yarım köprü yapısı ve sürücü devresi.	57
Şekil 7.6: Çıkış a) Gerilim b) Akım ölçüm devreleri.	58
Şekil 7.7: PCB a) Üst yüzey b) Alt yüzey.	59
Şekil 7.8: Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresi.	60
Şekil 7.9: Test sistemi.	60
Şekil 7.10: Soft-start gate gerilimi a) %25 duty b) %40 duty c) %50 duty.	61
Şekil 7.11: ZVS anahtarlama CH1: Q1 MOSFET gate-source gerilimi CH2: Q1 MOSFET drain-source gerilimi.	62
Şekil 7.12: Çıkış gerilim ve akım grafiği (CH4: Çıkış gerilimi CH3: Çıkış akımı).	63
Şekil 7.13: a) CHROMA elektronik yük bilgisayar program arayüzü b) Değişken yük çıkış gerilim ve akım c) 2A maksimum aşım d) 2A çıkış gerilim e) 3A çıkış gerilim f) 1A maksimum aşım g) 1A çıkış gerilim h) 4A maksimum aşım ı) 4A çıkış gerilim i) 5A maksimum aşım j) 5A çıkış gerilim k) 6A çıkış gerilim grafikleri.	63
Şekil 7.14: Sekonder doğrultma diyotu ZCS (CH1: Q1 drain-source gerilimi CH3: diyot akımı).	65
Şekil 7.15: Tam yük Q1 MOSFET akımı (CH2: gate-source gerilimi CH4: drain-source gerilimi CH3: drain-source akımı).	66
Şekil 7.16: Hafif yük Q1 MOSFET akımı (CH2: gate-source gerilimi CH4: drain-source gerilimi CH3: drain-source akımı).	66
Şekil 7.17: Tam yük rezonans tank akım (CH3) ve gerilimi (CH1).	67
Şekil 7.18: Hafif yük rezonans tank akım (CH3) ve gerilimi (CH1).	67

TABLO DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Tablo 5.1: Tasarım kriterleri.	40
Tablo 5.2: Transformatör tasarım parametreleri.	44
Tablo 5.3: Gerçekleme ve simülasyon değerleri.	48



1. GİRİŞ

Yenilenebilir enerji kaynaklarının kullanımındaki artış, fosil yakıtların kaynak sınırları ve doğaya verdikleri zararlar gibi etmenler elektrik enerjisi ile çalışan araçların kullanımında artışa sebep olmuştur. Her bir aracın kullanılacağı yer, aracın boyutları ve sahip olduğu elektronik özellikler ihtiyaç duyulan bataryaya ait besleme gerilim değerinin farklılık göstermesine sebep olmaktadır. Lityum tabanlı bataryalar güç uygulamaları için yüksek akım sağlayabilmesi, daha küçük boyutlarda olması bunun yanında hafıza etkisinin bulunmaması ve uzun ömürlü olması gibi avantajları nedeni ile elektrikli araçlarda sıklıkla tercih edilmektedirler [1], [2], [3]. Bataryaların şarj edilebilmesi için genellikle anahtarlama dönüştürücü devreleri tercih edilmektedir [4]. Dönüştürücü devreleri farklı gerilim ve akım değerlerinde farklı avantaj ve dezavantajlara sahiptir. Bu sebeple kullanılan bataryanın özelliklerine göre farklı tipte dönüştürücü devreleri kullanılabilir. Kullanılacak olan anahtarlama dönüştürücülerde güç yoğunluğu, verim, çıkış geriliminde düşük harmonik ve düşük EMI en önemli seçim kriterlerinden birisidir. Güç yoğunluğu sistemin şarj süresi ile ters orantılıdır. Dolayısıyla güç yoğunluğunun artması sistemin şarj süresini kısaltmaktadır [5]. Klasik anahtarlama güç dönüştürücüleri, bu gibi seçim kriterlerini karşılamada yetersiz kalabilmektedir. Rezonans dönüştürücülerde frekans modülasyonu (FM) yöntemi kullanılarak çıkış gerilim kontrolü sağlanabilmektedir. Böylece EMI azaltılırken dinamik yük değişim koşullarında sistemin daha yüksek performans sergilemesi sağlanmaktadır. Ayrıca yumuşak anahtarlama yöntemlerinin (sıfır gerilimde anahtarlama, ZVS), (sıfır akımda anahtarlama, ZCS) kullanılması ile yüksek anahtarlama frekanslarında anahtarlama kayıpları azaltılarak çalışabilmektedir. Bu sayede daha küçük devre elemanları kullanılarak sistem tasarımı yapılabilen böylece reaktif elemanların boyutu küçültülebilmektedir. Bu durum güç yoğunluğunun arttırılabilmesine olanak tanırken maliyet ve boyut açısından da önemli avantajlar sağlamaktadır [6]. Anahtarlama frekansının artması anahtarlama kayıplarının artmasına sebep olmaktadır. ZVS-ZCS yöntemleri bu kayıpların azalmasını dolayısıyla daha yüksek verimli çalışma performansı elde edilmesini sağlamaktadır. Batarya şarj sistemleri genellikle iki kademeli olarak tasarlanmaktadır. İlk kademesinde güç faktörü düzeltme işlemi güç faktörü düzeltme

(Power Factor Correction, PFC) için güç dönüştürücüsü kullanılırken ikinci kademede şarj devresi için kullanılacak güç dönüştürücüsü yer almaktadır. PFC devresi ile güç kat sayısı arttırılırken şarj devresi ile istenilen çıkış gerilim ve akım değeri elde edilmektedir.

Bu tez çalışmasında galvanik izolasyona sahip rezonans dönüştürücülerden biri olan LLC rezonans dönüştürücü ile lityum tabanlı batarya kullanan elektrikli araçlar için tek kademeli batarya şarj sistemi tasarımına odaklanılmıştır.

1.1. Literatür Özeti, Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

Batarya şarj sistemleri, ihtiyaç duyulan gerilim ve güç değerine göre farklı tasarım kriterleri göz önünde bulundurularak farklı dönüştürücü devreleri ile tasarlanabilmektedir. Literatürde batarya şarj sistemleri için kaynak türü, kontrol yöntemi ve güç dönüştürücü topolojisi odaklı olmak üzere çok sayıda çalışma bulunmaktadır.

Lityum tabanlı batarya için şarj sistemi tasarlanan [2]'de Alçaltıcı Tip Da-Da Dönüştürücü (Buck Converter, BC) devresi şarj devresi olarak tercih edilirken PFC için Yükseltici Tip Da-Da Dönüştürücü (Boost Converter) devresi tercih edilmiştir. 336V/20A çıkış gerilim ve akım değerine sahip sistem PFC olmadan ve PFC devreye dahil edilerek test edilmiş, güç katsayıları ve toplam harmonik bozulma (Total Harmonic Distortion, THD) değerleri karşılaştırılmıştır. Elde edilen bulgularda PFC öncesi THD değeri %94,4 iken PFC kullanıldığında %8,6 değerine düştüğü gözlemlenmiştir. Benzer bir biçimde güç katsayısı değeri 0,52'den PFC devresinin etkisi ile 0,993 seviyelerine yükselmiştir. Ayrıca şarj işlemi için CC-CV yöntemi kullanılmıştır. [7]'de lityum iyon bataryalar için 60V DA giriş gerilimine ve 80-150 V çıkış gerilimine sahip boost dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. CC-CV yöntemi ile şarj işlemi gerçekleştirilen sistem yapay zekâ temelli denetleyici kullanılarak kontrol edilmiştir. Düşük gerilim ve güç ihtiyacı olan elektrikli araçlar için şarj sistemi tasarlanan [8]'de düşük voltaj seviyesindeki (Low-Voltage, LV) bir bataryanın şebekeden ve gerektiğinde sistemde yer alan yüksek voltaj seviyesine (High Voltage - HV) sahip batarya üzerinden şarj olabilmesi için çok fonksiyonlu devre (Multifunctional Circuit, MC) tasarlanmıştır. Söz konusu sistem HV bataryanın şebeke üzerinden şarj olabilmesi için de kullanılmaktadır. Tasarlanan sistem HV şarj devresi

3.3 kW çıkış gücünde, LV batarya şarj devresi 1 kW çıkış gücünde simüle edilmiştir. Oluşturulan test devresinde ise HV 1 kW çıkış gücünde LV 200 W çıkış gücünde test edilmiştir. LV bataryanın şarj edilebilmesi için aktif güç ayırıcı (Active Power Decoupling, APD) ve yarım köprü akım çoklayıcı doğrultucu (Half-Bridge Current-Doubler Rectifier) kullanılmaktadır. HV bataryanın sistem ile bağlantısı, gerektiğinde şarj olabilmesi, gerektiğinde LV bataryayı şarj edebilmesi için ise çift yönlü aktif köprü da-da dönüştürücü (Dual Active Bridge DC-DC Converter, DAB) devresi tercih edilmiştir. APD devresi sistemin kullanım moduna göre hem sistem çıkış dalgalanmalarını (ripple) filtrelemek hem de LV bataryanın şarj devresi olarak kullanılmaktadır. İki kademeli batarya şarj sistemi tasarlanan [9]'da sistemin ilk kademesinde PFC için SBBR kullanılmıştır. İkinci kademede ise aralıklı (interleaved) BC devresi tercih edilmiştir. 1.5 kW çıkış gücüne sahip sistemin prototipi üretilmiş ve test edilmiştir. PI kontrolcü kullanılarak denetlenen sistemde 13 seri 3 paralel (13s3p) lityum iyon pil bulunmaktadır. [10]'da ise 18 W çıkış gücüne sahip BC devresi ile lityum polimer (Lithium Polymer, Li-Po) piller için batarya şarj sistemi tasarlanmıştır. 12 V DC giriş gerilimine sahip sistemde CC-CV kullanılarak şarj işlemi gerçekleştirilmiştir. CC-CV yönteminin gerçekleştirilebilmesi için PI kontrolcü tercih edilmiştir. Ramanathan ve Bharatiraja [11]'de düşük gerilim ve güç seviyesinde batarya kullanılan elektrikli araçlar için 24 V çıkış gerilimine sahip tek kademeli Köprüsüz Anahtarlamalı İndüktör CUK (Mono-stage Bridgeless Switched Inductor CUK, BSIC) dönüştürücü ile batarya şarj sistemi tasarlamışlardır. Sistem süreksiz iletim modunda (Discontinuous Conduction Mode, DCM) modunda çalıştırılmış ve bu sayede düşük güçlü uygulamalarda sistem güvenilirliğini arttırmıştır. [12]'de 1.5kW çıkış gücüne sahip batarya şarj sistemi için izoleli tam köprü da-da dönüştürücü kullanılmıştır. Ayrıca kullanılacak indüktör boyutunu ve çıkış dalgalanmasını azaltmak için interleaved Boost tipi dönüştürücü PFC için tercih edilmiştir. Matlab/Simulink ortamında tasarlanan devrenin %93 oranında verimli olduğu tespit edilmiştir. [13]'te batarya şarj sistemi için çift yönlü (bidirectional) Değiştirilmiş Tek uçlu Primer İnduktans Dönüştürücü (Modified Single Ended Primary Inductance Converter, SEPIC) dönüştürücü kullanılmıştır. Sistem geniş çıkış gerilimi aralığında (72V – 240V), şebekeden araca (grid to vehicle, G2V), iki tekerlekli araçlar (electric two-wheeler, e2W) ve elektrikli arabalar için test edilmiştir. Sistem verimi ideal koşullarda test edilmiştir. Ayrıca farklı çıkış gerilimlerinde sistemin THD analizi gerçekleştirilerek güç kalitesi standartlarına uygunluğu incelenmiştir. Düşük gerilim

ve güç seviyelerine ihtiyaç duyan elektrikli araçlar için 500 W çıkış gücünde batarya şarj devresi tasarlanan [14]'te PFC devresi ile şarj devresi entegrasyonu gerçekleştirilerek tek kademeli bir batarya şarj devresi elde edilmiştir. Sistemde PFC devresi için DCM modunda Boost Dönüştürücü devresi kullanılırken şarj işlemi için alçaltıcı ve yükseltici özelliğe sahip Geri Dönüştürücü (Flyback Converter) tercih edilmiştir. [15]'te batarya şarj devresi olarak Faz Kaydırmalı Tam Köprü Da-Da dönüştürücü (Phase – Shifted Full Bridge DC-DC Converter, PSFB) devresi tercih edilmiştir. 25 kW çıkış gücüne sahip sistemin ilk kademesinde PFC için Nötr Yükseltici doğrultucu (Neutral Boost Rectifier) kullanılmaktadır. [16]'da ise elektrikli araçlar için çift yönlü Buck – Boost, LCL rezonans, BC ve Boost dönüştürücü devreleri batarya şarjı için oluşturulmuş ve karşılaştırılmıştır. Sistemler Matlab/Simulink ortamında oluşturulmuş, simüle edilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Çift yönlü çalışma moduna sahip şarj devresi tasarlanan [17]' de iki kademeli 4.9 kW gücünde bir sistem tasarlanmıştır. Sistemin birinci kademesinde Interleaved Boost Dönüştürücü kullanılmıştır. İkinci kademesinde ise üç seviyeli çift yönlü BC devresi tercih edilmiştir. Sistemin kontrolü için Brayton Moser pasiflik tabanlı kontrol (Brayton Moser passivity – based controller) yöntemi tercih edilirken kontrolörün gürbüzlüğünü ve sistemin dayanıklılığını arttırabilmek için PI kontrolcü sisteme entegre edilmiştir. Güler vd. [18]' de üç seviye F Tipi Dönüştürücü ve Çift yönlü Da-Da Dönüştürücü kullanarak tek fazlı çift yönlü batarya şarj sistemi tasarlamışlardır. 200 V çıkış gücüne sahip sistem model tahmin kontrol (Model Predictive Control, MPC) yöntemi kullanılarak kontrol edilmiştir. Darbe genişlik modülasyonu (Pulse Width Modulation, PWM) yöntemi ile çıkış gerilim kontrolü yapılan [19]' da 50 kW çıkış gücüne sahip ultra hızlı batarya şarj sistemi için üç fazlı BC dönüştürücü kullanılmıştır. Ayrıca PFC için Vienna doğrultucu devresi kullanılmıştır. Sistemin şebekedeki dengesizliklerden etkilenmemesi ve parametrik belirsizliklere karşı dayanıklı hale getirilebilmesi için Süper Bükümlü Kayar Kipli Kontrol yaklaşımı (Super-Twisting Sliding Mode Control, STSMC) tercih edilmiştir. Böylece yüksek güç faktörüne sahip yüksek verimli batarya şarj sistemi elde edilmiştir. [20]'te ise kurşun asit batarya için 50 W çıkış gücünde Değiştirilmiş Köprüsüz Tek uçlu Primer İndüktans Dönüştürücü (Modified Single Ended Primary Inductance Converter, Modified SEPIC) dönüştürücü şarj devresi tasarlanmıştır. Önerilen yöntem ile tek kademeli batarya şarj devresi oluşturulabilmektedir. Değiştirilmiş SEPIC dönüştürücü sistemde hem PFC sağlamakta hem de şarj işlemi gerçekleştirmektedir.

Batarya şarj sistemlerinde sabit gerilim ve akım sağlayabilen kaynaklar kullanılabildiği gibi yenilenebilir enerji kaynaklarını konu alan çalışmalar da literatürde mevcuttur. Bu gibi kaynakların farklı durumlarda farklı güç sağlayabildikleri için kaynaktan en yüksek verimi elde edebilmek için Maksimum Güç Noktası Takibi (Maximum Power Point Tracking, MPPT) ve PWM gibi yöntemler kullanılmaktadır. Fotovoltaik (Photovoltaic, PV) panel kullanılarak hızlı şarj sistemi oluşturulan [21]'de batarya şarj devresi için tam kenetlenmiş yarı rezonans DA bara dönüştürücü (Full Clamped Quasi – Resonant DC link Converter) devresi tercih edilmiştir. ZCS sağlanan çalışmada CC-CV yöntemi ile şarj işlemi gerçekleştirilmiştir. [22]'de Kalıcı Mıknatıslı Senkron Motor (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM) için hız kontrolü yapılmak amacı ile PV panel ve batarya beslemesine sahip sistemde bataryanın şarj edilebilmesi için iki yönlü batarya şarj devresi tasarlanmıştır. Sistemin amacı PV panelin yeterli güç sağlayabildiği anlarda batarya şarj edilirken yetersiz güç elde edilmesi durumunda batarya ile sisteme güç sağlamaktır. Kullanılan devre Düşürücü Yükseltici dönüştürücü (Buck-Boost Converter) olarak çalışmaktadır. Dönüştürücü devresi batarya şarj edilirken düşürücü modda çalışmakta, deşarj olurken yükseltici modunda çalışmaktadır. PV panel kullanılan [23]'de bataryanın şarj edilebilmesi için 3 farklı mod belirlenmiştir. PV panelin yüksek güç üretebildiği anlarda sistemde ana batarya ile yetersiz ısıma şartlarında sistemi beslemesi için kullanılan bir diğer yedek batarya şarj edilmektedir. ısımanın belirli sınırın altına düşmesi durumunda yedek bataryanın şarjı kesilmekte ana batarya şarj edilmektedir. ısımanın yetersiz olduğu durumda ise yedek batarya vasıtası ile ana batarya şarj edilmektedir. Sistemdeki batarya paketlerinin şarj edilebilmesi için değiştirilmiş SEPIC dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. Ayrıca gerektiğinde şarj gerektiğinde deşarj olabilmesi için yedek batarya sistemine çift yönlü üç fazlı Buck-Boost dönüştürücü eklenmiştir. Çalışmada ana batarya 24 V yedek batarya ise 60 V gerilim seviyesinde seçilmiştir. Giriş kaynağı olarak PV panel kullanılan [24]'te şarj sistemi için batarya entegreli sıfır gerilim geçişli (Zero Voltage Transition, ZVT) Boost dönüştürücü tasarlanmıştır. Böylece anahtarlama elemanları üzerinde gerilim stresi azaltılmış ve anahtarlama kayıpları azaltılmıştır. PV'nin değişken güç eğrisinde maksimum gücü elde edebilmek için MPPT yöntemi tercih edilmiştir. Tasarlanan devrenin 25-110W çıkış gücüne sahip bir prototipi gerçekleştirilmiştir. Kablosuz batarya şarj sistemi için çift yönlü H köprülü dönüştürücü önerilen [25]'te giriş gerilim kaynağı PV panel seçilmiştir. Sistemin kontrolü için Daire Arama Algoritması (Circle Search

Algorithm, CSA) ile Kuantum Sinir Ağları (Quantum Neural Networks, QNN) yöntemleri hibrit bir şekilde kullanılmıştır. Kontrol yönteminin performansı farklı meta-sezgisel yöntemler ile kıyaslanmıştır.

Batarya şarj sistemlerinde maliyet, boyut, güç yoğunluğu, verim ve EMI gibi durumlar kullanılacak batarya şarj sistemi için önem arz etmektedir. Bu sebeple literatürde batarya şarj sistemlerinde, yumuşak anahtarlama (ZVS, ZCS) imkânı sayesinde yüksek frekanslarda düşük anahtarlama kayıplarıyla çalışabilmesi, yüksek güç yoğunluğu, düşük EMI ve buna bağlı olarak azaltılmış filtre gereksinimi gibi avantajları nedeniyle rezonans dönüştürücü devreleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Rezonans dönüştürücüler indüksiyon ısıtma sistemlerinde [26], LED sürücü devrelerinde [27], [28], dizüstü bilgisayar, telefon ve TV şarj ve besleme ünitelerinde [29], elektrikli araçlarda araç içi (on board) ve araç dışı (off board) şarj sistemlerinde [30], [31] sıklıkla tercih edilmektedir. Kullanılacak alan, ihtiyaç duyulan güç ve güvenlik gibi ihtiyaçlar göz önünde bulundurularak galvanik izolasyona sahip [12] veya izolasyonsuz [32] gibi farklı topolojiler literatürde mevcuttur. Elektrikli araçlarda batarya şarj sistemleri için rezonans dönüştürücü devreleri sıklıkla tercih edilmektedir. Bernardinis vd. [33]'te hibrit elektrikli lokomotif'te yer alan kurşun asit bataryanın şarj edilebilmesi için iki kademeli şarj sistemi tasarlanmıştır. Sistemin ilk kademesinde IGBT/Diyot yarım köprü DA-AA dönüştürücü tercih edilmiştir. İkinci kademe ise 9 kW çıkış gücüne sahip yüksek frekanslı transformatör ve çift rezonanslı seri – paralel dipol kullanan AA/DA dönüşümü gerçekleştiren Düşürücü Dönüştürücü (Step - Down converter) tercih edilmiştir. Ekici vd. [34]'de Flyback dönüştürücü devresi ile yarım köprü ve tam köprü LLC rezonans dönüştürücü devresini karşılaştırmışlardır. 600 W çıkış gücünde tasarlanan sistemlerde anahtarlama frekansı için 250 kHz seçilmiştir. Yapılan karşılaştırmada tam köprü LLC rezonans dönüştürücünün en az çıkış akım ve gerilim dalgalanmasına sahip olduğu görülmüştür. [35]'de PV panel giriş kaynağına sahip batarya şarj sistemleri için L3C rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. 350 W çıkış gücüne sahip sistemde CC-CV yöntemi ile şarj işlemi gerçekleştirilmiş ve sistem girişinde tam köprü doğrultucu tercih edilmiştir. Rezonans dönüştürücüler temel olarak seri ve paralel rezonans olmak üzere iki ana başlıkta incelenebilmektedir. Seri rezonans dönüştürücü (Serial Resonant Converter, SRC) gerilim bölücü etki sergilerken paralel rezonans dönüştürücü yüke paralel çalışmaktadır [36]. Her iki yöntemde farklı yük durumlarında dezavantajlara sahiptir. Bu dezavantajları ortadan

kaldırmak için seri – paralel rezonans dönüştürücü devreleri kullanılmaktadır. Özellikle batarya şarj devreleri için literatürde en sık rastlanan seri – paralel rezonans dönüştürücülerinden birisi LLC rezonans dönüştürücüdür. Doğangüneş [37]’de 24 V çıkış gerilimi ve 120 W çıkış gücüne sahip LLC rezonans dönüştürücü tasarlamıştır. Tasarlanan sistem için dijital sinyal üretici (Digital Signal Processor, DSP) kullanarak dijital kontrol gerçekleştirmiştir. [38]’de 480 W çıkış gücüne sahip LLC rezonans dönüştürücü tasarımı gerçekleştirilmiştir. ZVS yöntemi tercih edilen sistemde PI kontrolcü kullanılarak sistem kontrolü sağlanmıştır. [39]’de ise ZVS şartlarında LLC rezonans dönüştürücü devresinin farklı çalışma aralıklarında sergilediği performans incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar devrenin seri rezonans frekansına yakın değerlerde daha iyi çalışma performansı sergilediğini göstermiştir. Ayrıca 100 V giriş gerilimi 8 V çıkış gerilimine sahip bir prototipi gerçekleştirilmiştir. Öndin [40]’da LLC rezonans dönüştürücü için yüksek voltajlı transformatör tasarımı gerçekleştirmiştir. [41]’de ise maliyet, verimlilik ve hacim gibi etkenler göz önünde bulundurularak LLC rezonans dönüştürücü için rezonans tank elemanlarını barındıran (L_r ve L_m) optimum değerlere sahip çok çekirdekli (multi-core) transformatör tasarımı gerçekleştirilmiş 3,7 kW çıkış gücüne sahip LLC rezonans dönüştürücü ile test edilmiştir. Batarya şarj profillerinin özellikleri dikkate alınarak LLC rezonans dönüştürücü için verimlilik odaklı tasarım yapılması amaçlanan [42]’de iki kademeli bir şarj sistemi tasarlanmıştır. İlk kademede Boost dönüştürücü kullanılmış ikinci kademede ise tam köprü LLC rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. Ayrıca sistem 6,6 kW çıkış gücünde tasarlanmıştır. Shahzid vd. [43]’de elektrikli araçlar için iki kademeli 1.5 kW çıkış gücüne sahip şarj sistemi tasarlamışlardır. Sistemin ilk kademesinde PFC için Boost dönüştürücü tercih edilmiştir. İkinci kademesinde ise LLC rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. Sistem seri rezonans şartlarında test edilmiştir. Şarj işlemi CC-CV yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. CC modda 200 kHz anahtarlama frekansı, CV modda ise 201 kHz anahtarlama frekansı seçilmiştir. Yapılan ölçümler sonucunda THD değerinin %0,07 güç faktörü değerinin ise 0,9976 olduğu tespit edilmiştir. Zhou vd. [44]’de elektrikli bisiklet için 360 W tek kademeli LLC rezonans dönüştürücü kullanılarak batarya şarj sistemi tasarlamış ve 1.8 kW çıkış gücünde bir prototip oluşturmuşlardır. Sistemin girişinde seramik kondansatör tercih edilmiş bu sayede daha küçük boyutlarda tasarım yapılması hedeflenmiştir. Elektrikli bisiklet için batarya şarj sistemi tasarlanan çalışmada ise iki kademeli bir şarj sistemi ele alınmıştır. İlk kademede PFC için süreksiz indüktör iletim modunda (Discontinuous Inductor Conduction Mode, DCIM)

CUK dönüştürücü tercih edilmiştir. İkinci kademede ise yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü ile 550 W çıkış gücüne sahip batarya şarj devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan sistem CC-CV yöntemi ile batarya şarj işlemi gerçekleştirirken frekans modülasyonu yöntemi ile kontrol edilmiştir. Sistemde 16 seri hücreden oluşan 20 Ah kapasiteye sahip batarya kullanılmıştır [45]. [46]'da elektrikli araçlar için batarya şarj devresi tasarımında yine LLC rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. Tasarlanan sistem tekil olmayan hızlı terminal kayan kipli kontrol (Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control, NFTS) yöntemi kullanılarak kontrol edilmiş ve geleneksel PI kontrol yöntemi ile karşılaştırılmıştır. 200 V çıkış gerilimi için tasarlanan sistem 200 – 180 V çıkış gerilim referansı için test edilmiştir. Elde edilen sonuçlarda NFTS yönteminin daha iyi performans sergilediği gözlemlenmiştir. PV panel beslemeli batarya şarj sistemi tasarlanan [47]'de 600 W çıkış gücüne sahip batarya şarj sistemi için seri rezonans dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. Sistem farklı ışıma seviyelerinde test edilmiştir. Ayrıca hem PV panel için maksimum güç noktası takibi yapabilen hem de rezonans dönüştürücü devresi için frekans modülasyonu sağlayabilen MPPT algoritması geliştirilmiştir. Tasarlanan sistemde 50 kHz ile 100 kHz arasında frekans modülasyonu yapılmıştır. [5]'te 12 V gerilim değerine sahip batarya sistemi için 300 W maksimum çıkış gücü sağlayabilen yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. Ayrıca oluşturulan şarj sistemi 55,27 kHz paralel 100 kHz seri rezonans frekansına sahip olan sistem PI kontrolör kullanılarak frekans modülasyonu yöntemi ile kontrol edilmiştir. Rezonans dönüştürücü tercih edilerek tasarlanan [48]'de şarj devresi için LLC rezonans dönüştürücü tercih edilirken PFC için yazılımsal yöntemlere başvuru ve İteratif Öğrenme Kontrol (Iterative Learning Control, ILC) yöntemi tercih edilmiştir. Bu sayede şarj sisteminin boyutunun küçülmesi ve devrenin karmaşık yapısının azaltılması amaçlanmıştır. 48V/2A çıkış gerilim ve akım değerine sahip devrede anahtarlama frekansı olarak rezonans frekans değerine yakın olması amacıyla 90 kHz seçilmiştir. [49]'da elektrikli araçlar için PV panel beslemeli batarya şarj sisteminde LLC rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. Yumuşak anahtarlama teknikleri kullanılan çalışmada 30 W gücünde PV panel tercih edilmiştir. Simülasyon ortamında oluşturulan sistem gerçekleşmiş ve 24 W LED ve 26 Ah batarya üzerinde test edilmiştir. Batarya şarj sistemlerinde kullanılan rezonans dönüştürücülerin performans değerlendirmesi amaçlanan [50]'de tam köprü LLC rezonans dönüştürücü ile faz kaydırmalı tam köprü Yarım – Rezonans dönüştürücü (Phase Shifted Full Bridge

Quasi-Resonant Converter, PSFB) devresi karşılaştırılmıştır. Bu amaçla her iki dönüştürücü ile ayrı ayrı 3 kW çıkış gücüne sahip batarya şarj sistemi tasarlanmıştır. ZVS şartları ile çalıştırılan sistemler farklı batarya şarj değerlerinde test edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar PSFB'nin hafif yüklerde ZVS koşullarını sağlayamadığını göstermiştir. LLC rezonans dönüştürücü devresinin ise çıkış indüktörüne sahip olmaması ve çıkış filtre kayıplarının az olması ile özellikle şarj işlemi sırasında kullanılan CC modda iken çıkışında PSFB dönüştürücüsüne göre yaklaşık 7,5 kat daha büyük elektrolitik kondansatöre ihtiyaç duyduğu görülmüştür. [51]'de batarya şarj sistemi için 1 kW çıkış gücüne sahip yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü tercih edilmiştir. İki kademeli olarak tasarlanan sistemin ilk kademesinde PFC devresi için SEPIC dönüştürücü devresi tercih edilmiştir. Bu sayede geleneksel yöntemlere göre verimin yükseltildiği belirtilmiştir. Sistem 50 kHz anahtarlama frekansında test edilmiştir. [52]'de tam köprü LLC rezonans dönüştürücü devresinin kapalı çevrim kontrolü için PI dönüştürücü devresi önerilmiştir. Önerilen yöntemde PI katsayıları bulanık mantık yöntemi kullanılarak elde edilmiş kendinden uyarımlı bulanık PI kontrol yöntemi ile PI yöntemi karşılaştırılmıştır. Faz kaydırmalı kontrol yöntemi kullanılan sistem 3 kW gücünde 100 kHz anahtarlama frekansı ile tasarlanmıştır. Tam köprülü yapıda IGBT güç anahtarı tercih edilmiştir. [53]'de 500 kHz anahtarlama frekansında geniş çıkış gerilim aralığı için tasarlanmış LLC – T topolojisi önerilmiştir. Önerilen sistem 400V giriş 250-450 V çıkış gerilim aralığı için 1,35 kW çıkış gücünde bir prototipi gerçekleştirilmiştir.

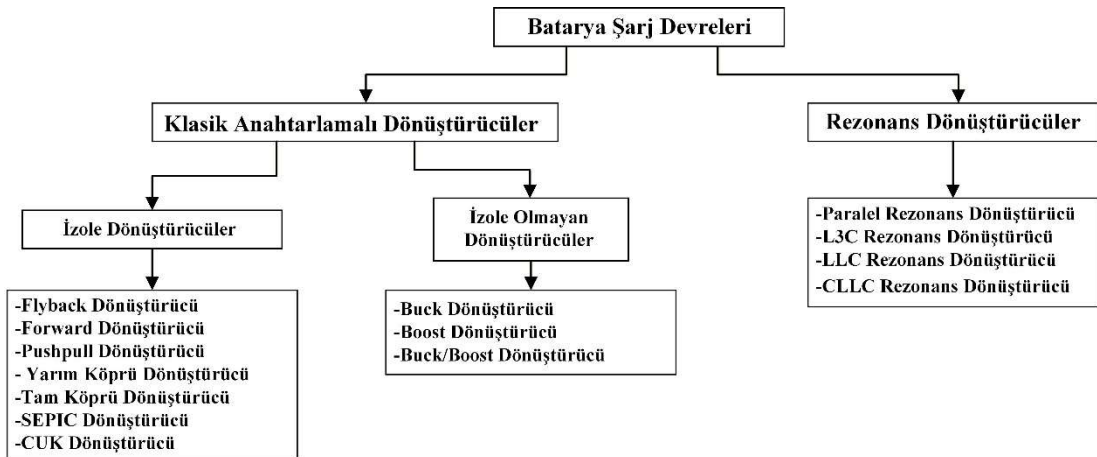
Dönüştürücü topolojilerinde güç anahtarı olarak SiC MOSFET kullanılabilir. SiC MOSFET, Si MOSFET'e göre daha düşük $R_{ds,on}$ direncine sahiptir. Bu sebeple anahtar üzerindeki kayıplar Si MOSFET'e kıyasla azalmakta ve yüksek akım, yüksek frekanslı uygulamalarda daha az ısı kaybı meydana gelmektedir. SiC MOSFET kullanılarak LLC rezonans dönüştürücü devresi tasarlanan [54]'de planar gate SiC, trench gate SiC, ve Si MOSFET kullanılarak sistemler karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlara göre trench gate SiC MOSFET'in en iyi performansı sergilediği gözlemlenmiştir. 100 kHz anahtarlama frekansı ile prototipi oluşturulan sistem 380 V giriş gerilimi ile test edilmiştir. [55]'de tam köprü LLC rezonans dönüştürücü topolojisi için SiC MOSFET'in verime olan katkısı incelenmiştir. Sekonderde senkron doğrultucu kullanılan bu çalışmada SiC MOSFET ile %98'e yakın sistem verimi elde edildiği belirtilmiştir. [56]'de 2 SiC MOSFET ile 2 IGBT güç anahtarı paralel olarak

kullanılan çift köprülü LLC rezonans dönüştürücü devresi sunulmuştur. Si IGBT ile SiC MOSFET hibrit şekilde kullanılan sistemde gerçekleştirme maliyetinin düşürüldüğü, yüksek akım uygulaması için akım stresinin azaldığı belirtilmiştir. Önerilen yöntemin 6kW gücünde 120 kHz anahtarlama frekansında bir prototipi gerçekleştirilmiştir. [57]' da 3kW gücünde tam köprülü LLC rezonans dönüştürücü devresinin anahtarlama ağına SiC MOSFET kullanılmıştır. Gerçeklenen 3 kW gücündeki prototip Si ve SiC MOSFET'ler denenmiş ve SiC MOSFET kullanılan sistemin daha düşük anahtarlama kayıplarına ve daha yüksek verime sahip olduğu belirtilmiştir.



2. BATARYA ŞARJ SİSTEMLERİ

Elektrik ile çalışan araçların artması ile batarya şarj sistemleri popüler hale gelmiştir. Literatürde şarj sisteminin aracın üzerinde olması ve dışında olmasına göre sırasıyla dahili ve harici olmak üzere iki tip şarj sistemi kullanılmaktadır. Harici şarj sistemleri (off-board charger), benzin istasyonu benzeri belirli alanlarda kurulu şarj istasyonlarıdır. Genel olarak yüksek güç kullanılarak bataryanın hızlı şarj olması hedeflenmektedir. Sistem şebekeden alınan gerilimi kurulu istasyon içerisinde direkt olarak DA'ya çevirerek DA çıkış vermektedir. Bununla birlikte harici batarya şarj sistemleri pahalı ve fazla yer kaplamaktadır. Dahili şarj sistemleri (on-board charger), harici şarj sistemlerine kıyasla daha az yer kaplamakta ve daha ucuz maliyetler ile üretilmektedir. Diğer yandan araç üzerinde olması sebebi ile boyut ve sağlayabildiği güç açısından sınırlıdır. Dahili şarj sistemleri şebekeden alınan AA gerilimi DA'ya çevirerek bataryaya iletmektedir. İki kademeli olarak tasarlanan dahili şarj sistemleri sistemin ilk kademesinde yer alan PFC devresi ile şebekeden doğrultulan gücün güç faktörü değerini yükseltir. Ardından bataryanın ihtiyaç duyduğu akım ve gerilim değerleri sistemin ikinci kademesinde yer alan güç dönüştürücüsü kullanılarak elde edilir [58]. Batarya şarj sistemlerinde kullanılacak güç dönüştürücü devreleri verim, maliyet, ihtiyaç duyulan güç, araçtan şebekeye (vehicle to grid, V2G) güç aktarımı, izolasyon ve giriş gerilim değerine göre elde edilmek istenilen çıkış gerilim değeri gibi kriterler göz önünde bulundurularak değişiklik göstermektedir. Batarya şarj sistemlerinde sistemin ikinci kademesinde kullanılan dönüştürücü devreleri Şekil 2.1 ile gösterildiği gibidir [59].



Şekil 2.1: Güç Dönüştürücü Devreleri.

Burada buck, boost ve buck/boost dönüştürücü devreleri girişine uygulanan gerilimi çıkışa sırasıyla düşürerek, yükselterek ve görev döngüsü (duty cycle) değerine göre düşürerek veya yükselterek iletmektedir. Bu dönüştürücüler yapısında izolasyona sahip olmamakla birlikte **Şekil 2.1**'de belirtilen diğer dönüştürücü devrelerine göre daha basit yapıya sahiptir. Ayrıca sistemin kontrolü yine bahsedilen diğer dönüştürücü tiplerine kıyasla kolay kontrol edilebilmektedir. Ek olarak boost ve buck/boost dönüştürücü devreleri negatif polariteye sahip çıkış gerilimi sağlamakta ve daha az komponent kullanılarak elde edilmektedir. Flyback dönüştürücü, izolasyon ihtiyacı görülen uygulamalarda kullanılmaktadır. Sistemde izolasyon için kullanılan trafonun sekonder sarım sayısı ve duty cycle değeri kullanılarak buck veya boost dönüştürücü tipinde kullanılabilir. Forward ve pushpull dönüştürücü devrelerinde yine flyback dönüştürücü devresinde olduğu gibi trafo sarım oranı ve duty cycle değeri kullanılarak düşürücü veya yükseltici tip dönüştürücü gibi çalışabilmektedir [59]. SEPIC ve CUK dönüştürücü devreleri duty cycle değerinin ayarlanması ile düşürücü ve yükseltici tip dönüştürücü olarak çalışabilmektedir. Fakat Flyback, forward ve pushpull dönüştürücüden farklı olarak galvanik izolasyon içermemektedir. Yapılarda yer alan kondansatör şarj ve deşarj olarak çıkışa güç aktarımı sağlanmaktadır. Dolayısıyla bu dönüştürücü devreler DC izolasyon sağlamaktadır. Rezonans dönüştürücü devreleri ise L ve C elemanları kullanılarak oluşturulmaktadır. Klasik anahtarlama dönüştürücülerden farklı olarak yumuşak anahtarlama yöntemlerinin kullanılabilmesi sayesinde anahtarlama kayıpları azaltılabilmekte, bu sayede yüksek frekanslı sinyal ile anahtarlatabilmektedir.

3. REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Güç elektroniği uygulamalarında kullanılan dönüştürücüler Klasik Anahtarlama Dönüştürücüler (KAD) ve Rezonans Dönüştürücüler (RD) olarak iki başlık altında incelenebilir.

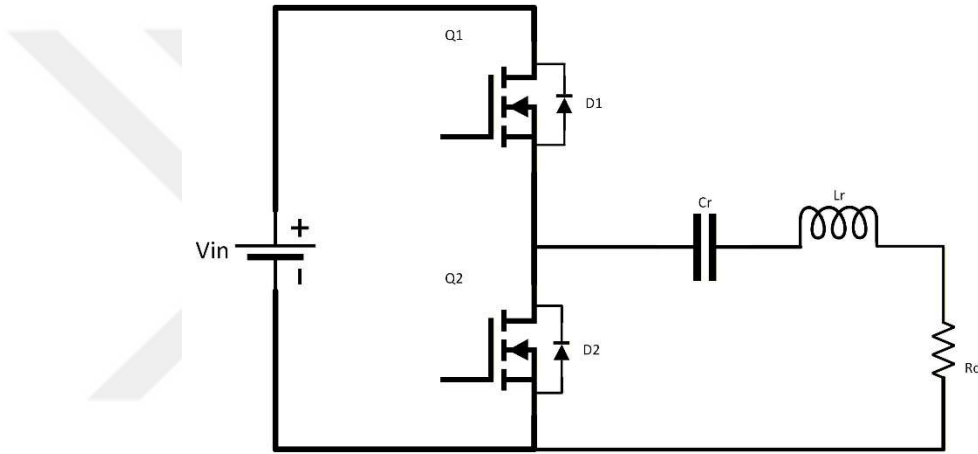
Klasik anahtarlama dönüştürücüler genellikle sabit anahtarlama frekansı ile darbe genişlik modülasyonu (PWM) yöntemi kullanılarak çıkış gerilim regülasyonu sağlanmaktadır. Dönüştürücüde yer alan güç anahtarı genellikle sert anahtarlama yöntemi ile anahtarlama yapılmaktadır. Sert anahtarlama güç anahtarına anahtarlama sinyali uygulandığı anda anahtar üzerinde akım veya gerilim olması halinde gerçekleşen anahtarlama şeklidir. Bu durum güç dönüştürücü devrelerinde anahtarlama kayıplarına sebep olmaktadır. Anahtarlama kayıplarının azaltılabilmesi için anahtarlama frekansını sınırlandırılmaktadır. Dolayısıyla kullanılacak reaktif komponentlerin boyutları yüksek anahtarlama frekansı kullanılan sistemlere kıyasla büyük kalmakta ve daha çok yer kaplamaktadır. Ayrıca sabit frekansta gerçekleştirilen anahtarlama EMI problemini de beraberinde getirebilmektedir.

Rezonans dönüştürücüler L ve C elemanları ile oluşturulan tank yapısına sahiptir. Genellikle darbe frekans modülasyonu yöntemi (PFM) kullanılarak çıkış gerilim regülasyonu sağlanmaktadır. Güç anahtarına uygulanan anahtarlama sinyalinin frekansının değiştirilmesi ile gerçekleştirilen bu yöntemde, çıkış gerilim regülasyonu sırasında anahtarlama frekansının değiştirilmesi sayesinde EMI problemini azaltmaktadır. Ayrıca KAD devrelerinden farklı olarak yumuşak anahtarlama yöntemleri uygulanabilmektedir. Bu sayede anahtarlama kayıpları azaltılabilmekte ve anahtarlama frekansı arttırılabilmektedir. Anahtarlama frekansının arttırılabilmesi devrede kullanılacak reaktif komponentlerin boyutlarının küçültülebilmelerini sağlamaktadır. Bu durum gerçek zamanlı uygulamalarda maliyet olarak avantaj sağlamakla birlikte oluşturulacak güç dönüştürücü devresinin daha az yer kaplamasını sağlamaktadır. Anahtarlama kayıplarının azaltılabilmesi ve EMI probleminin azalması sayesinde RD devreleri, KAD devrelerine kıyasla daha yüksek verim ve güç yoğunluğuna sahiptir. Bu avantajları sayesinde RD devreleri batarya şarj sistemleri gibi yüksek güç yoğunluğuna ihtiyaç duyulan sistemlerde sıklıkla tercih edilmektedir. Rezonans

dönüştürücü devreleri seri rezonans, paralel rezonans ve seri – paralel rezonans dönüştürücü olarak üç başlık altında incelenmektedir.

3.1. Seri Rezonans Dönüştürücü

Seri rezonans dönüştürücü L_r ve C_r 'den oluşan rezonans tanka sahiptir. Rezonans tank yüke seri bağlanmaktadır. Bu sebeple sistemin çıkışında gerilim bölücü yapısı oluşmaktadır. Şekil 3.1'deki seri rezonans dönüştürücü yapısında yarım köprü anahtarlama ağı ile giriş gerilimi (V_{in}) kare dalga halinde tanka aktarılmaktadır [40].



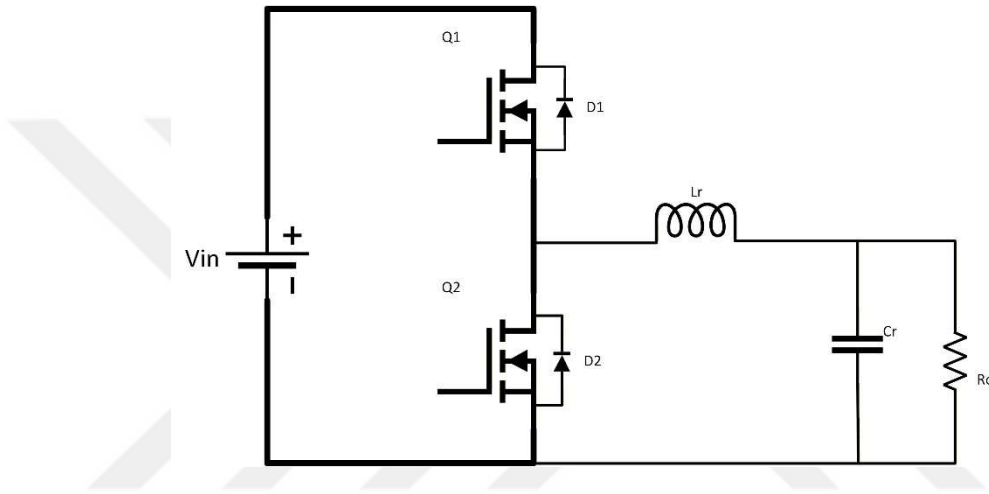
Şekil 3.1: Seri rezonans dönüştürücü.

Anahtarlama frekansının (f_{sw}) değiştirilmesi ile çıkış gerilim regülasyonu sağlanan devrede $X_L = X_C$ anında maksimum kazanç elde edilir. Tank empedansı sıfıra eşitlenir. Bu durum, sistem rezonans frekansı (f_r) ile anahtarlendiğinde gerçekleşmektedir. $f_{sw} > f_r$ çalışma durumunda rezonans tankı endüktif özellik göstermektedir. Tank akımı geri fazdadır. Dolayısıyla gerilim akımdan önce sıfırlanmakta bu sayede sıfır gerilimde anahtarlama sağlanmaktadır. $f_{sw} < f_r$ çalışma durumunda ise tank akımı ileri fazdadır. Dolayısıyla akım gerilimden önce sıfırlanmakta böylece sıfır akımda anahtarlama sağlanmaktadır [37].

SRC devresinin en büyük dezavantajı hafif yük durumunda çalışmadır. Sistem hafif yükte iken çıkış gerilim regülasyonunu sağlamak için anahtarlama frekansını aşırı arttırmakta ve rezonans frekansından uzaklaşmaktadır. Bunun sonucunda dolaşım akımları artmakta ve sistemin verimi düşmektedir [37], [60].

3.2. Paralel Rezonans Dönüştürücü

Paralel rezonans dönüştürücü (PRC), SRC’de olduğu gibi L_r ve C_r ’nin seri bağlandığı rezonans tanka sahiptir. SRC’den farklı olarak yük rezonans tanka paralel bağlanmaktadır. Şekil 3.2’deki PRC devresi benzer şekilde yarım köprü anahtarlama ağı ile giriş gerilimini kare dalga olarak rezonans tanka aktarmaktadır [40].



Şekil 3.2: Paralel rezonans dönüştürücü.

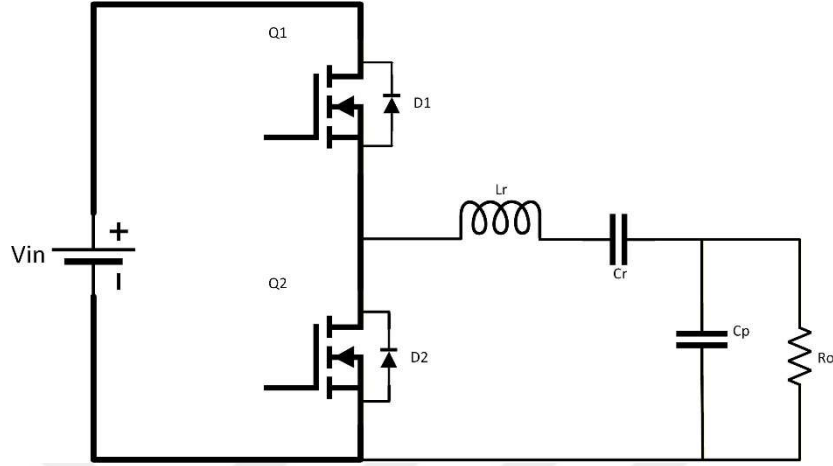
SRC devresine benzer şekilde kazanç eğrisinin sağında devre endüktif etki göstermekte ve ZVS sağlanmaktadır. Kazanç eğrisinin solunda ise kapasitif özellik gösterir. Bu durumda tank akımı gerilimden ileri fazdadır ve ZCS anahtarlama gerçekleşir [60].

PRC devresinin en önemli avantajı yüksüz ve ağır yük durumlarında çalışabilmesidir. PRC devresinin dezavantajı ise dolaşım akımları ve bu sebeple oluşan kayıplardır [37].

3.3. Seri – Paralel Rezonans Dönüştürücü (LCC)

LCC rezonans dönüştürücü devresi seri bağlı L_r ve C_r , paralel bağlı C_p den oluşan rezonans tanka sahiptir. SRC ve PRC devrelerinden farklı olarak L_r ve C_r ’nin dahil olduğu seri rezonans L_r , C_r ve C_p ’nin dahil olduğu paralel rezonans frekansı olmak

üzere iki farklı rezonans frekansına sahiptir. LCC rezonans dönüştürücü devresinde Şekil 3.3 ile gösterildiği gibi C_p kondansatörü yüke paralel bağlanmaktadır.



Şekil 3.3: Seri-Paralel Rezonans dönüştürücü (LCC).

LCC rezonans dönüştürücü devresi seri ve paralel rezonans dönüştürücü devresinin bir araya gelmesi ile oluşturulmaktadır. Dolayısıyla her iki dönüştürücü tipine ait avantajlara sahiptir. SRC devresine göre daha dar bir çalışma aralığına sahip olan LCC rezonans dönüştürücü bu özelliği sayesinde daha az iletim kaybı ve daha iyi EMI performansı göstermektedir. LCC devresi yüksek yüklü durumda SRC devresi, hafif yükte ise PRC devresine benzer özellik göstermektedir. Yüksek yük durumunda devrede L_r ve C_r etki gösterirken hafif yükte C_p etkisi artmaktadır. Bu özelliği sayesinde SRC ve PRC devresinin dezavantajlarını azaltmaktadır.

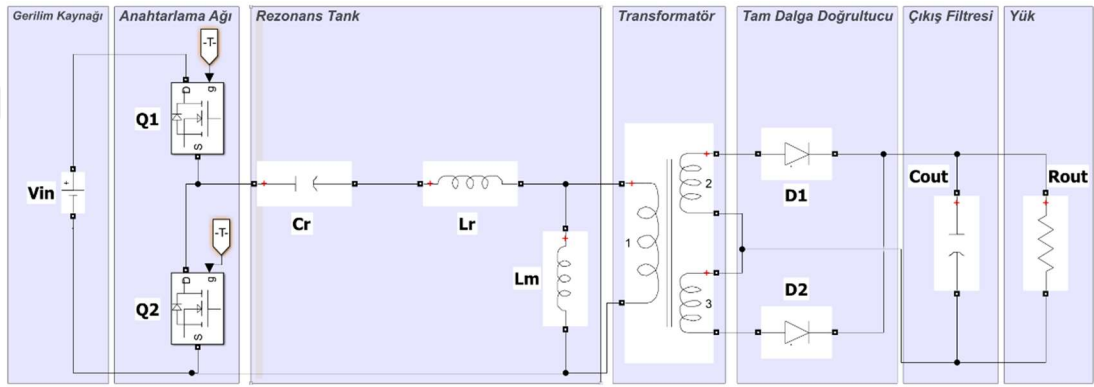
LCC devresinde, sistemin verimini etkileyen en önemli faktörlerden biri olan dolaşım akımları problemi, SRC devresine göre daha fazla iken PRC devresine göre daha azdır [37].

SRC ve PRC devrelerine benzer şekilde güç eğrisinin sağında ZVS gerçekleştirilebilmektedir. Bu bölgede devre endüktif özellik göstermekte ve tank akımı tank geriliminden geri fazdadır.

Sistemin en büyük dezavantajı ise yüksek frekanslarda çalışma zorunluluğudur. Bu durum daha büyük EMI filtre ihtiyacını beraberinde getirmektedir [40].

4. LLC REZONANS DÖNÜŞTÜRÜCÜ

LLC rezonans dönüştürücü, geniş çıkış yükü aralığında yumuşak anahtarlama yapabilen bir DC-DC dönüştürücü devresidir. Literatürde yarım köprü ve tam köprü anahtarlama ağı kullanılarak gerçekleştirilen örnekleri mevcuttur [29], [61], [62]. LLC rezonans dönüştürücü devresi genellikle anahtarlama ağı, rezonans tank, doğrultma ve yük olmak üzere dört bölümde incelenmektedir. İlgili topoloji **Şekil 4.1** ile gösterildiği gibidir.



Şekil 4.1: Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü.

Şekil 4.1'de gösterilen V_{in} giriş gerilim kaynağı, PFC devresinin çıkışı veya bir DA gerilim kaynağı olabilmektedir. Dolayısıyla DA gerilim kaynağı olarak devre şemasında gösterilmektedir. Şemada 2. Kısımda ise anahtarlama ağı görülmektedir. Literatürde tam köprü ve yarım köprü olmak üzere iki ayrı topolojide görülebilmektedir [63], [64], [65]. Daha az anahtar ile kontrol kolaylığı ve maliyet etkinliği hedeflenen düşük güçlü (genellikle $3.3\text{kW} \leq$) sistemlerde yarım köprü topoloji tercih edilmektedir. Gerilim ve akım stresinin yüksek olduğu yüksek güçlü uygulamalarda ise tam köprülülük topoloji tercih edilmektedir. Yarım köprü topoloji kullanılan uygulamalarda %50 görev döngü oranına sahip, belirli bir ölü zaman ile birbirini tamamlayan PWM sinyalleri kullanılmaktadır. Bu topolojide anahtarlama ağında yer alan MOSFET güç anahtarlarının gövde diyotları ve kaçak kapasitansları kullanılarak ZVS şartları elde edilmektedir [37]. Tam köprü topolojide ise faz kaydırmalı PWM yöntemi kullanılmaktadır. Şemada 3. Kısımda ise Rezonans Tank görülmektedir. Yapısında yer alan L_r, L_m ve C_r elemanları, seri rezonans ve paralel rezonans frekansı gibi sistemin çalışma aralığını belirlemektedir. Şemada 4, 5 ve 6.

Kısımlar sırası ile ideal transformatör, tam dalga doğrultucu ve çıkış yükünü göstermektedir. Bu tez çalışması kapsamında üretilen yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresinde L_r ve L_m indüktans değerleri, trafonun üretiminde oluşan sızıntı indüktansı ve manyetizasyon indüktansı kullanılarak elde edilmiştir. Tam dalga doğrultucu kısmı ise trafo çıkışında elde edilen AA gerilimi doğrultmak ve yüke DA olarak aktarmak için kullanılmaktadır.

Bu bölümde yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresinin giriş çıkış ilişkisi, çalışma prensibi ve FHA yöntemi ile ilgili topolojinin devre parametrelerine bağlı analizi yapılacaktır.

4.1. Temel Harmonik Yaklaşımı

LLC Rezonans dönüştürücü devresinin çalışma şekli doğrusal sistem analiz yöntemleri kullanılarak transfer fonksiyonu elde etmek için oldukça karmaşık bir yapıya sahiptir. Bu sebeple sistemin tank devresine odaklanılarak FHA yöntemi ile LLC rezonans dönüştürücü devresinin transfer fonksiyonu elde edilmektedir [66].

Daha önce bahsedildiği gibi LLC rezonans dönüştürücü devresi FM yöntemi kullanılarak çıkış gerilim regülasyonu sağlamaktadır. Anahtarlama frekansı çıkışta talep edilen güce göre değişmektedir. Çıkış gücü büyüdükçe anahtarlama frekansı azalırken, çıkış gücü küçüldükçe anahtarlama frekansı artmaktadır. Dolayısıyla düşük çıkış gücü talebi rezonans frekansından sistemi uzaklaştırırken, yüksek çıkış gücü talebi, sistemi rezonans frekansına yaklaştırmaktadır [37].

LLC rezonans dönüştürücü analizi yapılırken sistemin rezonans frekansına yakın noktada çalıştığı kabul edilmektedir. Bu durum rezonans frekansına ait harmoniklerin büyük bir kısmının ortadan kalmasını sağlamaktadır. Böylece LLC rezonans tankı, yarım köprü anahtarlama ağının ürettiği kare dalga için bant geçiren filtre özelliği göstermektedir. Bu sebeple LLC rezonans dönüştürücüde yer alan rezonans tank ile yalnızca temel frekansın dikkate alındığı varsayımı ile dönüştürücü modeli türetilmektedir. Bu yaklaşıma temel Temel Harmonik Yaklaşımı (FHA) olarak isimlendirilmektedir. Giriş anahtarlama ağından uygulanan kare dalga'nın yalnızca temel harmoniği dikkate alınmaktadır[66]. Herhangi bir periyodik sinyalin analitik formunun, frekansları temel frekansa ve harmoniklerine (tam sayı katlarına) eşit olan sonsuz sayıda sinüs ve kosinüs dalga formunun toplamı olarak ifade edilebilmektedir

[66]. Bu sebeple Fourier açılımı kare dalgayı sinüzoidal formda tanımlamak için kullanılmaktadır.

Eşitlik 4.1, A genliğine sahip bir kare dalga sinyalinin Fourier serisini göstermektedir.

$$s(t) = \frac{A}{2} + 2 \cdot \frac{A}{2} \cdot \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{1}{k} \sin(2\pi kft) \quad (4.1)$$

4.1.1. Anahtarlama Ağı

Yarım köprü anahtarlama ağı ile rezonans tank girişine Eşitlik 4.2 ile ifade edilen kare dalga uygulanmaktadır.

$$v_{sw}(t) = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{2}{\pi} V_{dc} \sum_{k=1,3,5,\dots} \frac{1}{k} \sin(2\pi k f_{sw} t) \quad (4.2)$$

Burada f_{sw} anahtarlama frekansını, V_{dc} giriş DA gerilimini ifade etmektedir. $v_{sw}(t)$ gerilimi, tank kondansatörü tarafından bloke edilen bir DA seviyesi $\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$ ile $k=1$ için Eşitlik 4.3 ile hesaplanan sonsuz sayıda sinüzoidal dalganın toplamıdır.

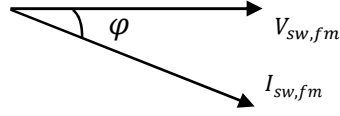
$$v_{sw,fm}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sin(2\pi f_{sw} t) \quad (4.3)$$

Eşitlik 4.4 ise bahsedilen sinüzoidal sinyalin maksimum, ortalama ve rms değerlerinin hesaplandığı eşitliklerdir.

$$\begin{aligned} v_{sw,fm,peak} &= \frac{2V_{dc}}{\pi} \\ v_{sw,fm,avg} &= 0 \\ v_{sw,fm,rms} &= \frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\pi} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Burada sw, anahtarlama ağının çıkışındaki gerilim, peak, tepe kare değeri, avg, ortalama kare değeri, rms ise kök ortalama kare (root mean square) değerini ifade etmektedir. fm ise temel terimi ifade etmektedir.

LLC rezonans tank devresi temel frekans hariç anahtarlama frekansının tek harmoniklerinde sonsuz empedans gösterirken, temel frekansta sonlu bir empedans göstermektedir. Bu özelliğin bir sonucu olarak tank devresinde sinüzoidal akım dalga formu oluşmaktadır. Tank yapısında yer alan reaktif komponentler sebebi ile akım ve gerilim arasında **Şekil 4.2** ile gösterildiği gibi faz farkı oluşmaktadır.



Şekil 4.2: Tank devresi akım – gerilim faz farkı

Burada rezonans tank akımı Eşitlik 4.5’deki gibi ifade edilmektedir.

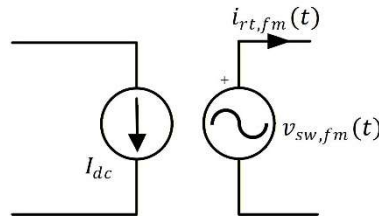
$$i_{rt, fm} = I_{rt, fm, peak} \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi) \quad (4.5)$$

Burada r_t , rezonans tankı, φ , akım ile gerilim arasındaki faz farkını, f_m , temel değeri ifade etmektedir.

Şekil 4.1’de görülen Q1 kapalı (turn on) iken giriş güç kaynağından çekilen DA akımı, tank akımının bir periyottaki ortalama değeri olarak hesaplanabilir. Bu hesaplama Eşitlik 4.6 ile gösterildiği gibidir.

$$I_{dc} = \frac{1}{\pi} I_{rt, fm, peak} \cos(\varphi) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} I_{rt, fm, rms} \cos \varphi \quad (4.6)$$

Eşitlik 4.3, 4.5 ve 4.6 kullanılarak Şekil 4.3 ile gösterilen giriş devre modeli elde edilebilir.



Şekil 4.3: Yarım köprü anahtarlama devre modeli

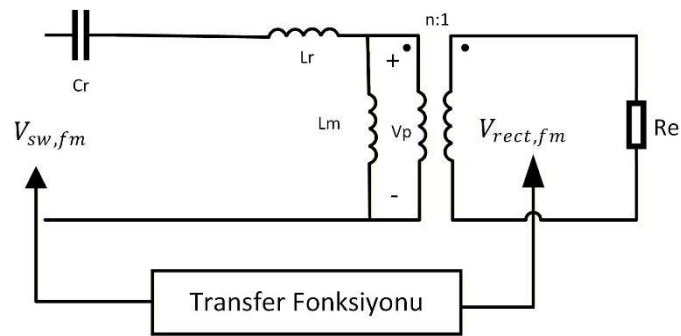
Ortalama giriş gücü ise Eşitlik .7 ile gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$P_{dc, avg} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} V_{dc} I_{t, fm, rms} \cos(\varphi) \quad (4.7)$$

4.1.2. Rezonans Tank Modeli

Rezonans tank modeli oluşturulurken rezonans kondansatörü ve transformatör içerisindeki indüktanslar kullanılmaktadır. Transformatörün sekonder sızıntı indüktansı ihmal edilirken, primer sızıntı indüktansı rezonans indüktansı (L_r) olarak kullanılmaktadır.

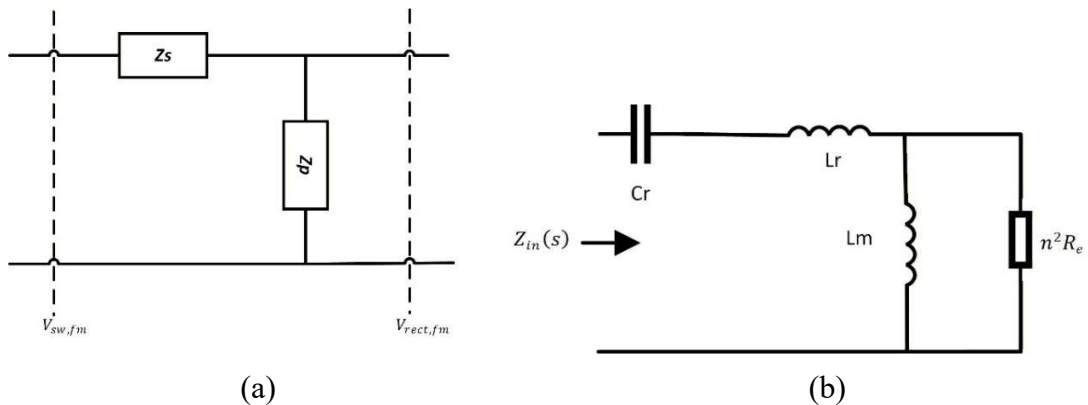
Rezonans tank devresi Şekil 4.4 ile gösterildiği gibidir.



Şekil 4.4: Rezonans tank modeli.

Transfer fonksiyonu ($H(s)$) eldesinde yalnızca temel frekansta sinüzoidal dalga formuna odaklanılmaktadır. Burada LLC rezonans dönüştürücü çıkış devresi (doğrultucu ve yük) R_e ile modellenmiştir.

Rezonans tank eşdeğer modeli **Şekil 4.5** ile gösterilmiştir. Burada giriş empedansı Eşitlik 4.8 ile gösterildiği gibi elde edilmektedir.



Şekil 4.5: a) Rezonans tank eşdeğer modeli b) Basitleştirilmiş rezonans tank eşdeğer modeli.

$$Z_{in}(s) = Z_s(s) + Z_p(s) \quad (4.8)$$

Şekil 4.5 (b)'de çıkış yük devresi primere yansıtılarak modellenmiştir. **Şekil 4.5 (a)**'da Z_s seri reaktif komponentleri (L_r ve C_r), Z_p paralel reaktif ve rezistif komponentleri (L_m ve R_e) ifade etmektedir. Seri ve paralel komponentlerin empedans eşitlikleri Eşitlik 4.9 ve 4.10 kullanılarak Eşitlik 4.11 elde edilmektedir.

$$Z_s(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r \quad (4.9)$$

$$Z_p(s) = sL_m || (n^2 R_e) \quad (4.10)$$

$$Z_{in}(s) = \frac{1}{sC_r} + sL_r + (n^2 R_e) || sL_m \quad (4.11)$$

Eşitlik 4.11'de n , transformatörün dönüşüm oranını ifade etmektedir.

Şekil 4.5 (b)'ye göre Eşitlik 4.9 ve 4.10 kullanılarak elde edilen transfer fonksiyonu Eşitlik 12 ile gösterildiği gibidir.

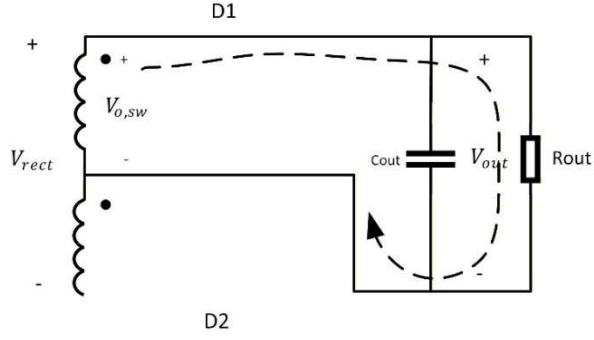
$$H(s) = \frac{V_{rect, fm, rms}}{V_{sw, fm, rms}} = \frac{Z_p}{Z_s + Z_p} = \frac{1}{n} \frac{(n^2 R_e) || sL_m}{Z_{in}} \quad (4.12)$$

Burada f_m temel frekans bileşenini, $\frac{1}{n}$, primer geriliminin sekondere yansıtılmasını ifade etmektedir.

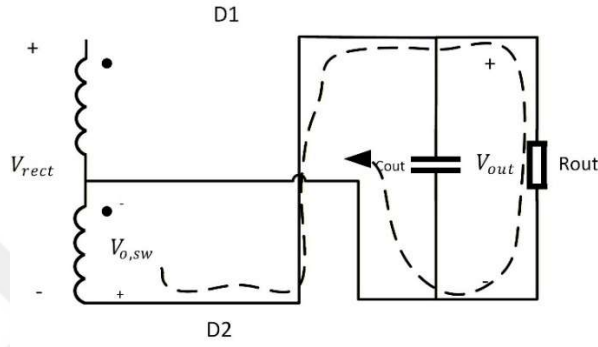
4.1.3. Doğrultucu Modeli

Tez kapsamında sunulan LLC rezonans dönüştürücü devresinde merkez beslemeli (center-tapped) sekondere sahip transformatör kullanılmıştır. Sekonder doğrultma devresi için iste iki diyottan oluşan tam dalga doğrultucu tercih edilmiştir.

Sekonder akımı, polaritesine göre D_1 ve D_2 diyotları üzerinden çıkışa aktarılmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 4.6: a) D1 diyotu iletimde ($V_{rect} > 0$) b) D2 diyotu iletimde ($V_{rect} < 0$).

Şekil 4.6’da tam dalga doğrultucu çalışma periyotları gösterilmektedir. Burada sekonder akımı ($i_{rect}(t)$) pozitif polarite anında D1 diyotu iletime geçerken negatif polarite anında D2 diyotu iletime geçmektedir.

Burada doğrultucunun giriş gerilimi, kare dalganın 0V merkezli Fourier serisi göz önünde bulundurularak, analitik olarak Eşitlik 4.13 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$v_{rect}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sum_{k=1,3,5,\dots} \sin(2\pi k f_{sw} t - \varphi) \quad (4.13)$$

Burada φ , giriş gerilimine göre faz gecikmesini temsil etmektedir. Temel bileşen ise Eşitlik 4.14 ile gösterildiği gibidir.

$$v_{rect, fm}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sin(2\pi k f_{sw} t - \varphi) \quad (4.14)$$

Burada belirtilen gerilim değerine ait peak, ortalama (avg) ve etkin (rms) gerilim değerleri sırasıyla Eşitlik 4.15, 16 ve 17 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$v_{rect, fm, peak}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \quad (4.15)$$

$$v_{rect, fm, avg}(t) = 0 \quad (4.16)$$

$$v_{rect, fm, rms}(t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \quad (4.17)$$

Sekonder akımı tam dalga doğrultucu sonrasında Eşitlik 4.18 ile gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$i_{rect, fm, out}(t) = |i_{rect, fm}(t)| \quad (4.18)$$

Temel frekansta doğrultucu giriş akımı Eşitlik 4.19 ile ifade edildiği gibi gösterilmektedir

$$i_{rect, fm}(t) = I_{rect, fm, peak} \sin(2\pi f_{sw} t - \varphi) \quad (4.19)$$

Doğrultucu çıkış akımı ise Eşitlik 4.20 ile ifade edilmektedir.

$$i_{rect, fm, out} = I_{rect, fm, peak} |\sin(2\pi f_{sw} t - \varphi)| \quad (4.20)$$

Doğrultucu çıkış akımı ortalama değeri ise Eşitlik 4.21 ile ifade edilmektedir.

$$i_{rect, fm, out, avg} = I_o = \frac{2}{\pi} I_{rect, fm, peak} \quad (4.21)$$

Burada I_o dönüştürücü devrenin çıkışından yüke aktarılan akımı temsil etmektedir.

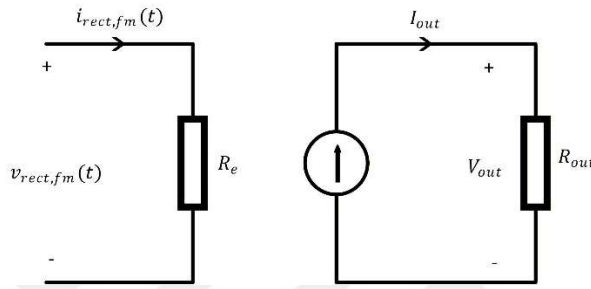
Doğrultucu devresinde önemli nokta doğrultucu akım ve gerilim değerlerinin aynı fazda olmasıdır. Bu sayede doğrultucu devresi rezistif yük olarak modellenebilmektedir. Bu değer Eşitlik 4.22 ile gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$R_e = \frac{v_{rect, fm}(t)}{i_{rect, fm}(t)} = \frac{4 V_o}{\pi} \frac{2}{\pi I_{out}} = \frac{8 R_{out}}{\pi^2} \quad (4.22)$$

Burada R_{out} çıkış yükünü ifade etmektedir ve Eşitlik 4.23 ile gösterildiği gibi ifade edilmektedir.

$$R_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}} \quad (4.23)$$

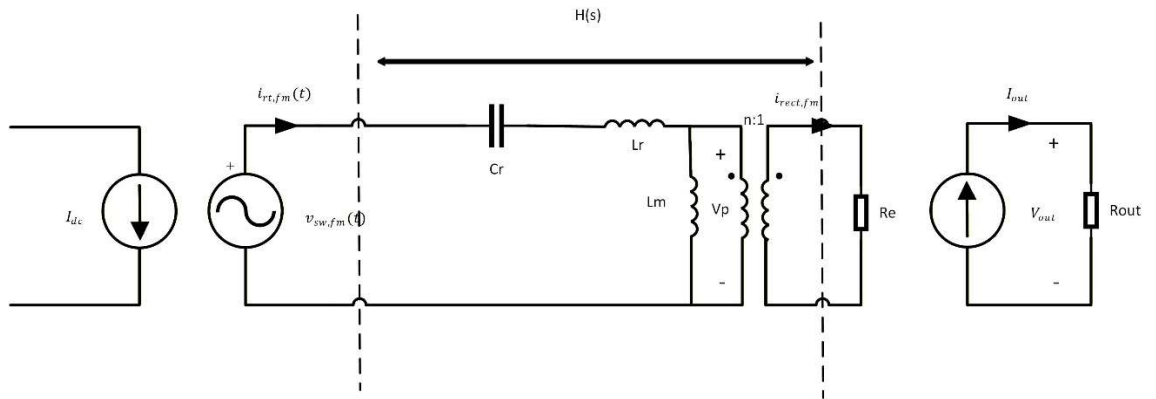
Doğrultucu denklemleri göz önünde bulundurularak elde edilen doğrultucu devre modeli Şekil 4.7 ile gösterildiği gibidir.



Şekil 4.7: Doğrultucu modeli.

4.2. LLC Rezonans Dönüştürücü Modeli

Anahtarlama ağı, rezonans tank ve doğrultucu devre modelleri kullanılarak elde edilen yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devre modeli Şekil 4.8 ile gösterildiği gibidir.



Şekil 4.8: LLC rezonans dönüştürücü devre modeli.

Burada elde edilen devre modelinde yalnızca temel frekans sinyali göz önünde bulundurulmuş ve FHA yöntemi ile tüm aşamalar elde edilmiştir.

Elde edilen devre modeline ait giriş çıkış ilişkisini ifade eden denklem Eşitlik 4.24 ile gösterildiği gibidir.

$$\begin{aligned}\frac{V_{out}}{V_{dc}} &= \frac{V_{out}}{V_{rect, fm, rms}} \frac{V_{rect, fm, rms}}{V_{sw, fm, rms}} \frac{V_{rect, fm, rms}}{V_{dc}} \\ &= \frac{V_{out}}{\frac{2\sqrt{2}V_{out}}{\pi}} H(s) \frac{\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\pi}}{V_{dc}} = \frac{1}{2} H(s)\end{aligned}\quad (4.24)$$

Devreye ait gerilim dönüştürme oranı Eşitlik 4.25 ve 26 ile gösterildiği gibi hesaplanabilmektedir.

$$M(f_{sw}) = n|H(s)| \quad (4.25)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{dc}} = \frac{M(f_{sw})}{2n} \quad (4.26)$$

4.3. LLC Kazanç Eğrisi

LLC rezonans dönüştürücü devresi rezonans tankta yer alan L_r ve L_m sebebi ile paralel rezonans frekansı (f_p) ve seri rezonans frekansı (f_r) olmak üzere iki farklı rezonans frekansına sahiptir. Rezonans indüktansı L_r ile hesaplanan f_r Eşitlik 4.27 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.27)$$

Rezonans tankta yer alan iki indüktansında dahil olduğu f_p ise Eşitlik 4.28 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (4.28)$$

Gerilim kazanç oranını basitleştirmek için kullanılan, anahtarlama frekansı ile seri rezonans frekansının oranı normalize frekans değeri Eşitlik 4.29 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$f_n = \frac{f_{sw}}{f_r} \quad (4.29)$$

LLC rezonans dönüştürücü devresinde yer alan manyetizasyon indüktansı L_m ile tank indüktansı L_r 'nin birbirine oranı L_n Eşitlik 4.30 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$L_n = \frac{L_m}{L_r} \quad (4.30)$$

Tank devresine ait karakteristik empedans değeri Z_o ve kalite faktörü Q ise sırasıyla Eşitlik 4.31 ve 32 ile ifade edildiği gibi hesaplanmaktadır.

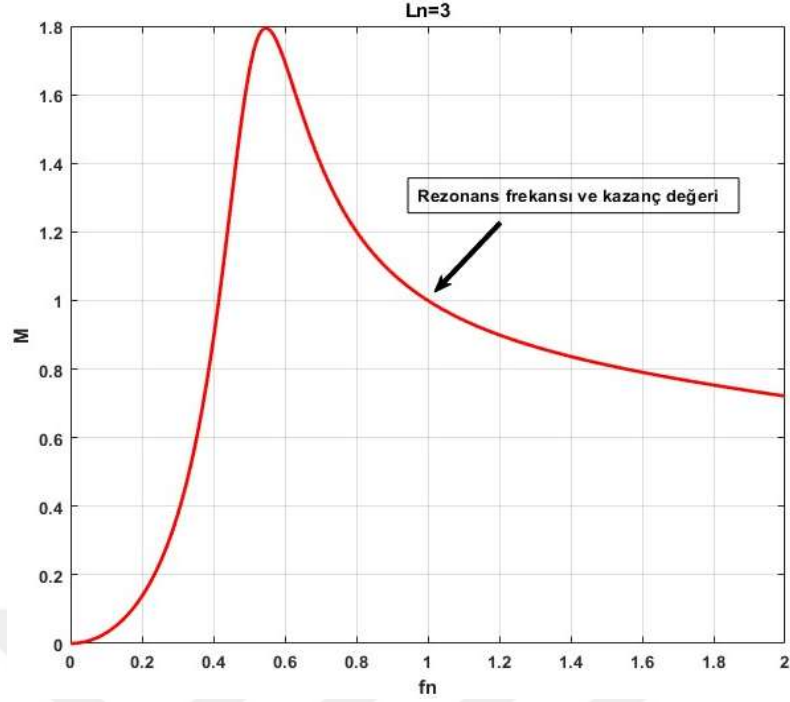
$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (4.31)$$

$$Q = \frac{Z_o}{R_e} = \frac{\pi^2 Z_o I_{out}}{8n^2 V_{out}} \quad (4.32)$$

Buradan voltaj transfer oranı Eşitlik 4.33 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$\begin{aligned} M(f_{sw}) &= f(f_n, L_n, Q) \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left(1 + L_n \left(1 - \frac{1}{f_n^2}\right)\right)^2 + \left(Q \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)\right)^2}} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Dolayısıyla devreye ait gerilim transfer oranı reaktif komponent değerleri, indüktansların oranı ve normalize frekans değerine bağlıdır. **Şekil 4.9'**da rezonans frekansı f_r ' de normalize frekans ve kazancın 1'e eşit olduğu görülmektedir.



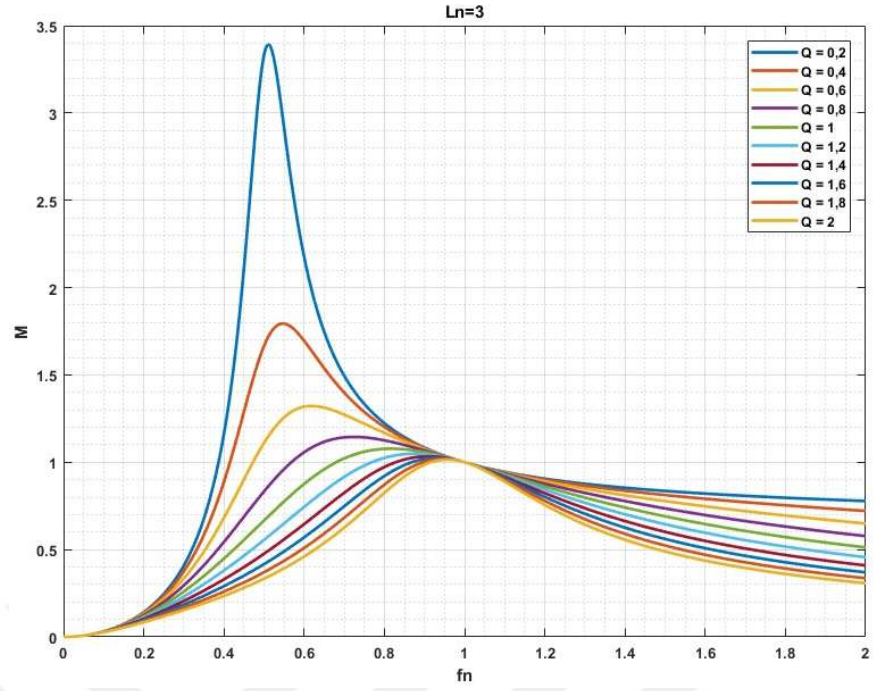
Şekil 4.9: Gerilim dönüştürme oranı.

Bu noktada rezonans tank devresinin $X_{L_r} = X_{C_r}$ olmaktadır. Dolayısıyla giriş gerilimi direkt olarak çıkış gerilimine eşit olmaktadır [36].

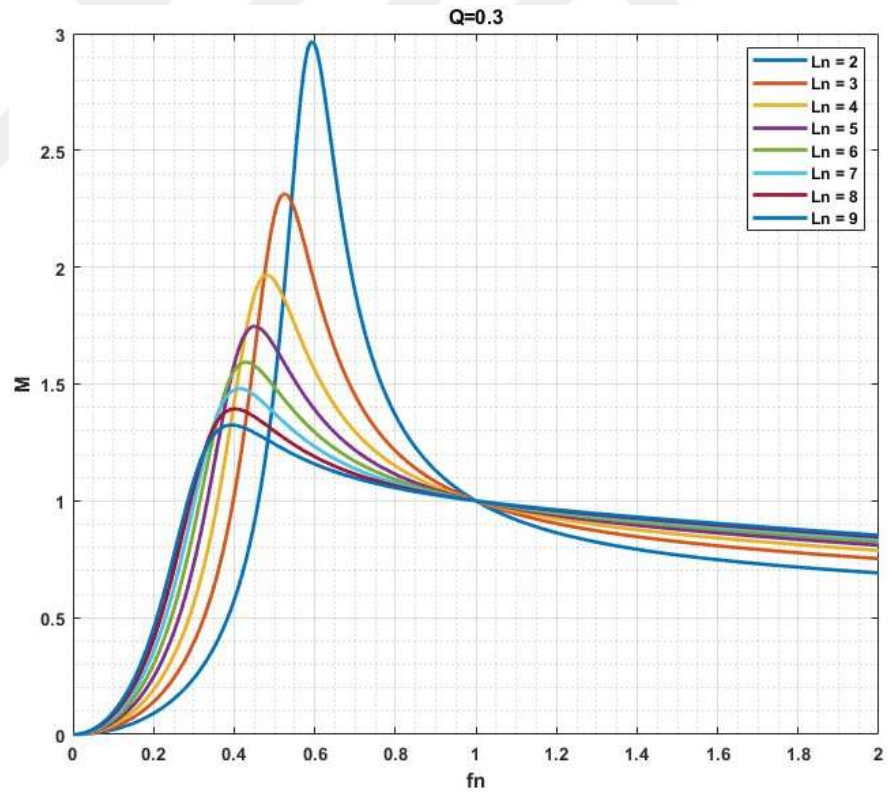
Normalize frekansın 1'den düşük olduğu alanlarda LLC rezonans dönüştürücü evresinin ikinci rezonans frekans değeri f_p sebebi ile kazanç artmaktadır.

Şekil 4.10' da L_n değeri 3 iken Q değerinin 0,2 ile 2 aralığında 0,2 artış ile elde edilen kazanç grafikleri gösterilmektedir.

Şekil 4.11' de ise Q değeri 0,3 iken L_n değerinin 2 ile 9 aralığında 1 artış ile elde edilen kazanç grafikleri gösterilmektedir.



Şekil 4.10: Gerilim dönüştürme oranı ($L_n = 3$).



Şekil 4.11: Gerilim dönüştürme oranı ($Q = 0,3$).

Şekil 4.10 ve Şekil 4.11 incelendiğinde Q değerindeki artışın kazanç eğrisini daha keskin hale getirdiği, L_n değerindeki artışın ise kazanç eğrisini daha düz bir hale getirdiği gözlemlenmektedir.

Nominal giriş gerilim değeri ile rezonans frekansında çalışan sistem için kazanç Eşitlik 4.34 ile gösterildiği gibi elde edilebilir.

$$M(f_r) = 2n \frac{V_{o,nom}}{V_{in,nom}} = 1 \quad (4.34)$$

Bu eşitlik kullanılarak transformatöre ait dönüştürme oranı Eşitlik 4.35 kullanılarak elde edilebilir.

$$n = \frac{V_{in,nom}}{2V_{o,nom}} \quad (4.35)$$

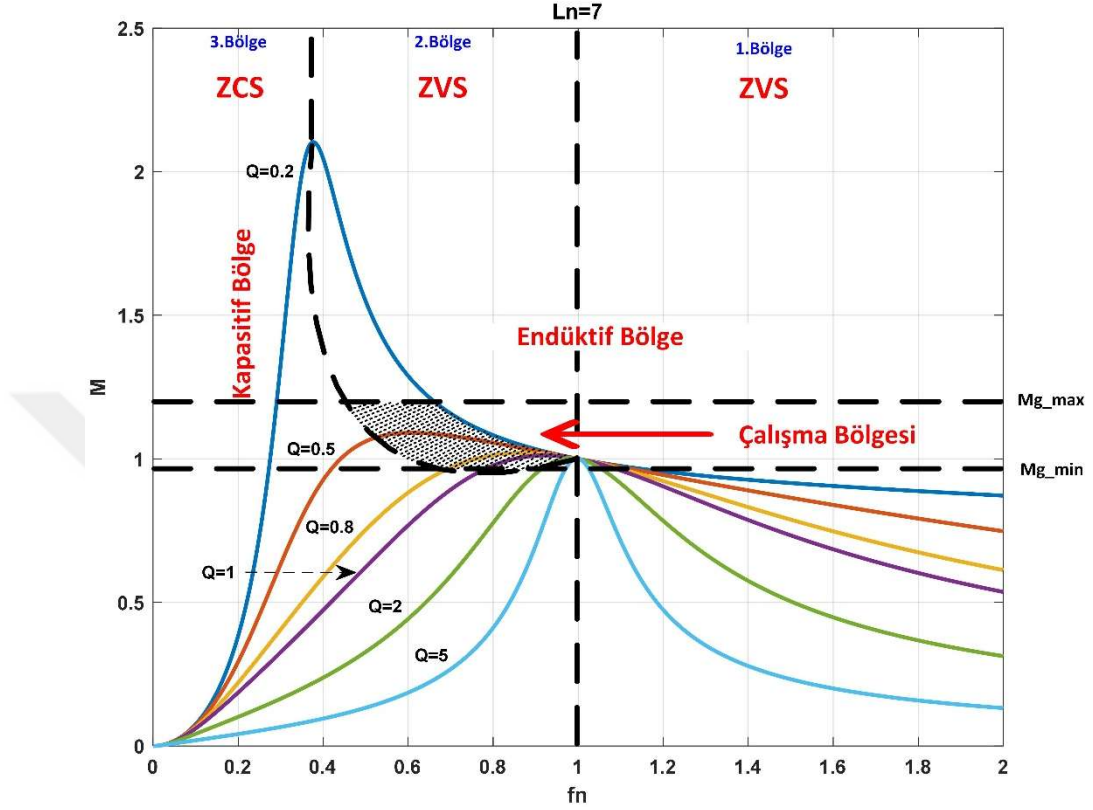
Eşitlik 4.33 incelendiğinde sistemin çalışmasına ait kazanç eğrisinin belirlenmesinin çıkış yüküne bağlı olduğu görülmektedir. Çıkış yükünün açık devre olması halinde Q değeri 0 olmakta kazanç ifadesinin sonsuz olmaktadır. Çıkış yükünün kısa devre olması halinde ise Q değeri sonsuz olmakta ve kazanç ifadesi 1'e yaklaşmaktadır.

4.4. LLC Rezonans dönüştürücü çalışma aralıkları

LLC Rezonans dönüştürücü devresi rezonans tank yapısında yer alan indüktanslar sebebi ile iki ayrı çalışma frekansına sahiptir. Anahtarlama frekansının bu çalışma frekansları arasında ayarlanması sistemin indüktif veya kapasitif özellik göstermesine sebep olmaktadır. İndüktif bölgedeki çalışma yarım köprü anahtarlama aşında MOSFET'lerin ZVS anahtarlama şartlarında anahtarlmasına bu sayede anahtarlama kayıplarının azalmasına sebep olmaktadır. Kapasitif bölgede çalışma ise yarım köprü anahtarlama aşındaki MOSFET'lerin ZCS anahtarlama şartlarında anahtarlmasını sağlar. Fakat ZCS yöntemi MOSFET kullanılan sistemlerde genellikle önerilmemektedir. Bunun birincil sebebi ZCS yönteminde özellikle tam yüklü durumlarda güç anahtarı üzerindeki peak akımının çok büyük olmasına sebep olmaktadır [67]. Peak akımının yüksek olması anahtarların zarar görmesine veya ihtiyaç duyulan anahtardan çok daha büyük akım değerlerine sahip anahtar seçilmesini

zorunlu kılacağı için maliyet açısından sistemi olumsuz etkilerken ısı kaybı meydana getirerek sistem verimini düşürmektedir.

LLC Rezonans dönüştürücü devresi çalışma bölgeleri Şekil 4.12’de gösterilmiştir.



Şekil 4.12: Gerilim kazanç grafiği [68].

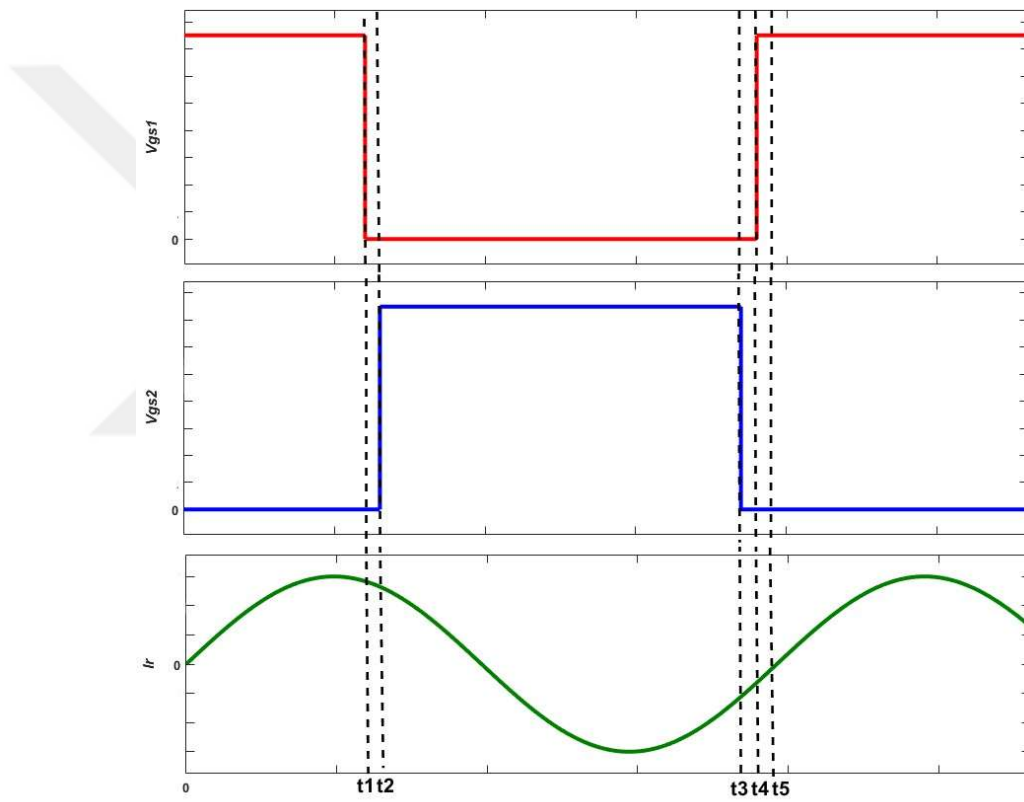
Görüldüğü gibi 1. ve 2. Bölge indüktif özellik göstermekte ve giriş anahtarlarında ZVS anahtarlama sağlamaktadır. 3. Bölge ise sistemin kapasitif özellik gösterdiği ve giriş anahtarlarının ZCS anahtarlama sağladıkları bölgedir. Ayrıca Şekil 4.12’de sistemin çalışma bölgesi görülmektedir. Bunun için sisteme ait rezonans frekans değerlerine ek olarak maksimum ve minimum kazanç ifadelerinin belirlenmesi gerekmektedir. Maksimum ve minimum kazanç ifadeleri Eşitlik 4.36 ve 37 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$M_{g,min} = \frac{n V_{out}}{\frac{V_{in,max}}{2}} \quad (4.36)$$

$$M_{g,max} = \frac{n V_{out}}{\frac{V_{in,min}}{2}} \quad (4.37)$$

Burada $V_{in,max}$ ve $V_{in,min}$ giriş maksimum ve minimum değerlerini ifade etmektedir. n değeri ise transformatör dönüştürme oranını ifade etmektedir.

LLC rezonans dönüştürücü devresinin en önemli özelliği ZVS şartlarında anahtarlama işleminin gerçekleştirilebilmesidir. ZVS anahtarlama sayesinde sistemde meydana gelen anahtarlama kayıpları idealde sıfıra inmekte, gerçek zamanlı uygulamalarda oldukça azalmakta, MOSFET üzerinde oluşacak ısı kaybını azaltmaktadır. Yarım köprü anahtarlama ağı gate-source sinyalleri ve rezonans tank akımı **Şekil 4.13** ile gösterildiği gibidir.



Şekil 4.13: MOSFET Vgs gerilimleri ve rezonans tank akımı.

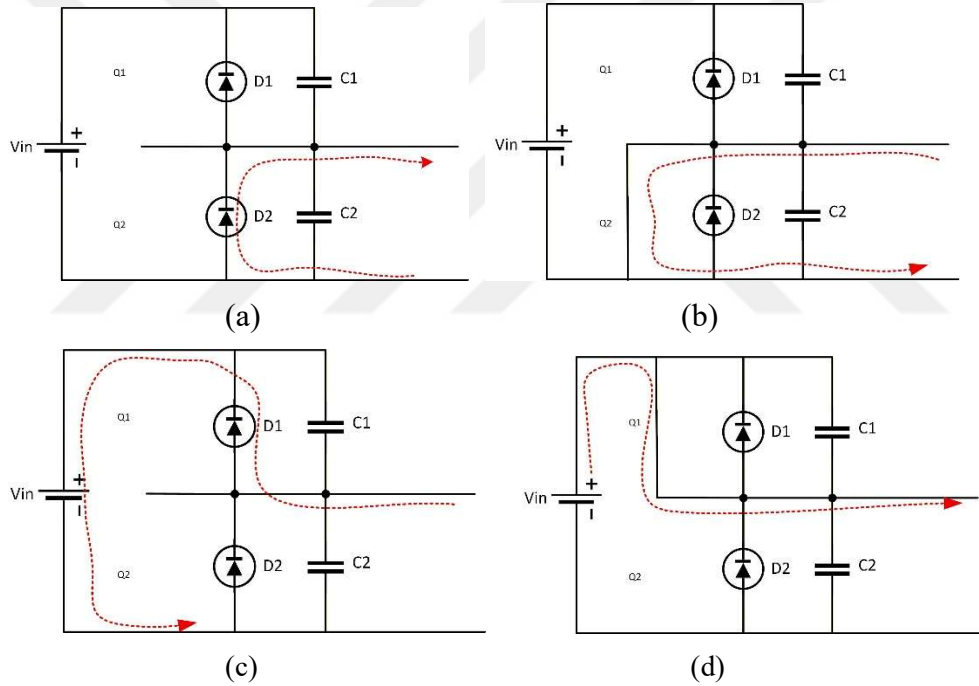
Burada 0 ile t_1 aralığında Q1 iletim Q2 ise kesim modundadır. C2 kondansatörü giriş gerilimi ile şarj olmaktadır [37].

$t_1 - t_2$ aralığında MOSFET'lerin aynı anda ilettime girerek kısa devreye sebep olmasını engellemek için anahtarlama sinyalleri arasında bırakılan ölü zaman (dead time) aralığıdır. Burada her iki MOSFET kesimdedir. Q2 MOSFET gövde diyotu iletimdedir. Dolayısıyla akım **Şekil 4.14 (a)** ile gösterildiği gibi Q2 gövde diyotu

üzerinden akmaktadır. t_2 anında ise **Şekil 4.14 (b)** ile gösterildiği gibi gövde diyot kesime girmekte ve akım Q2 MOSFET'i üzerinden akmaktadır [37].

t_2 - t_3 aralığında Q2 iletim Q1 ise kesim modundadır. C1 kondansatörü ise giriş gerilimi ile şarj olmaktadır [37].

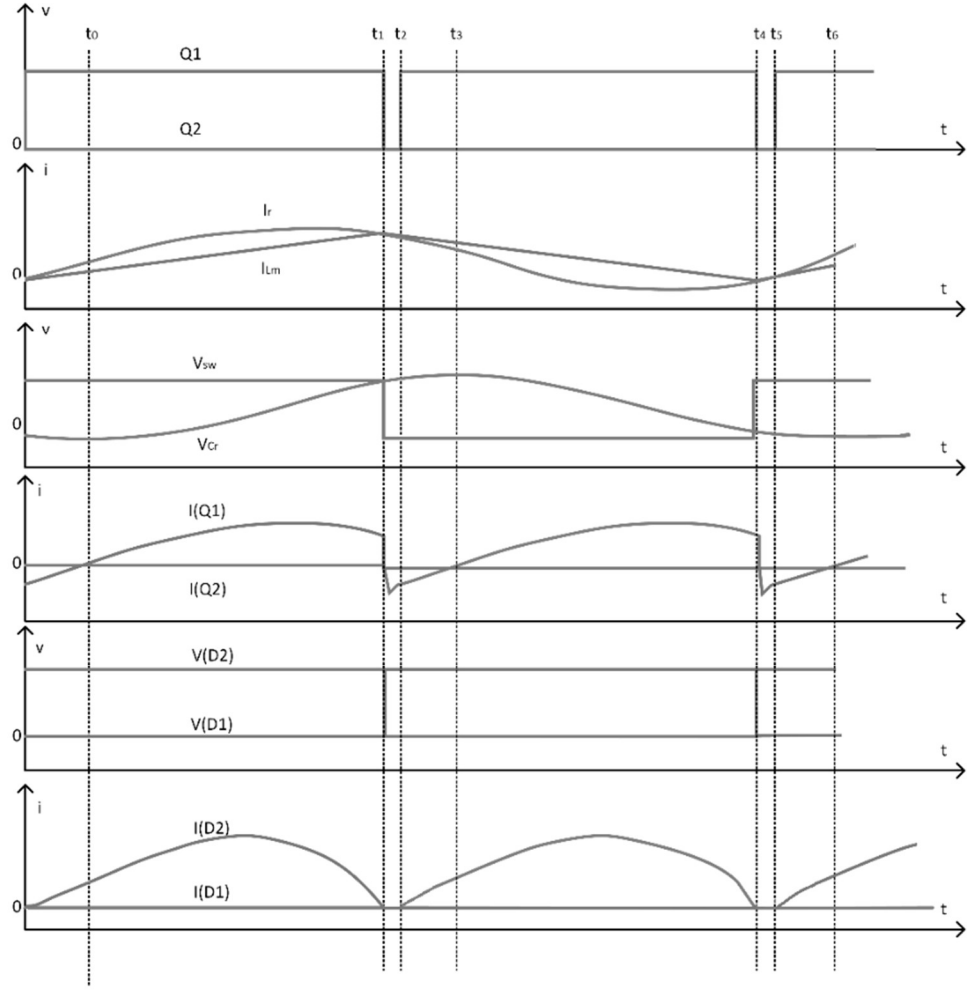
T_3 - t_4 aralığında her iki MOSFET kesimdedir. **Şekil 4.14 (c)** ile gösterildiği gibi Q1 MOSFET gövde diyotu iletimdedir. Dolayısıyla akım Q1 gövde diyotu üzerinden akmaktadır. Bu sayede D1 gerilim değeri neredeyse sıfır olmaktadır. Bu zaman aralığında güç hesabına göre anahtarlama kaybı sıfıra eşittir. t_4 anında gövde diyotu kesime girmekte ve **Şekil 4.14 (d)** ile gösterildiği gibi akım Q1 MOSFET'i üzerinden akmaktadır [37].



Şekil 4.14: a) t_1 - t_2 akım akışı b) t_2 ve t_2 - t_3 akım akışı c) t_3 ve t_3 - t_4 akım akışı d) t_4 akım akışı.

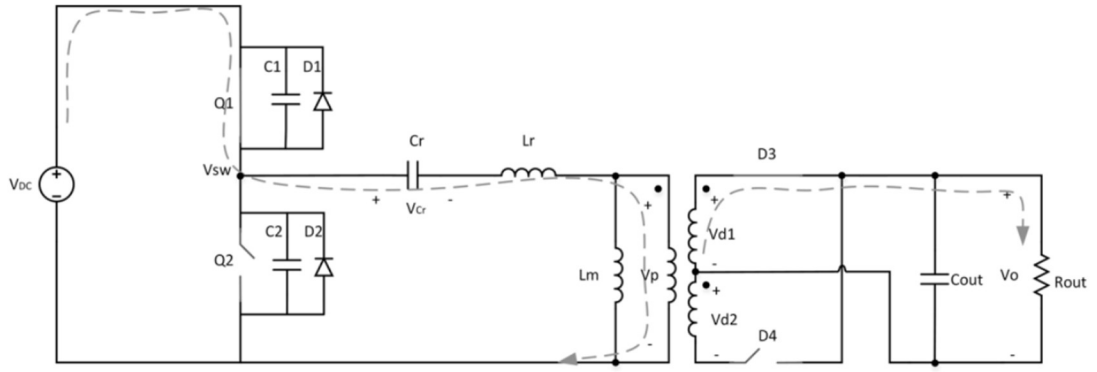
4.4.1. Rezonans frekansındaki çalışma ($f_r = f_{sw}$)

Sistemin rezonans frekansında çalışması sırasındaki dalga formları **Şekil 4.15** ile gösterildiği gibidir.



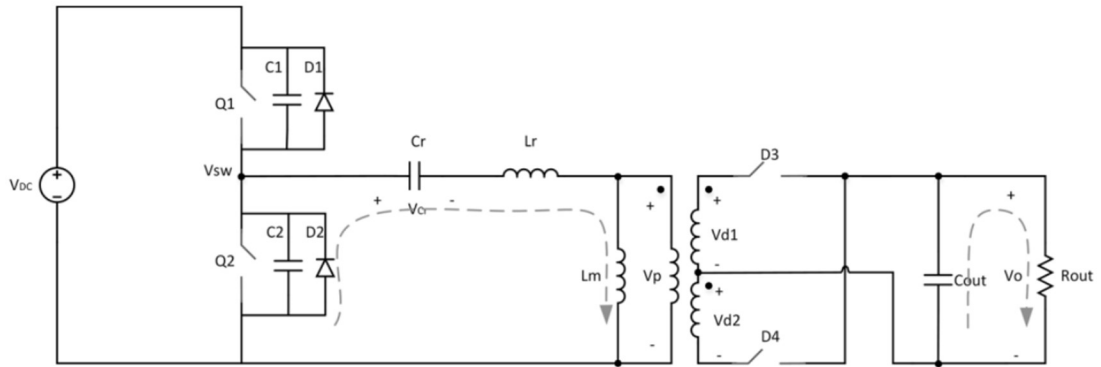
Şekil 4.15: $f_r = f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].

Burada t_0 - t_1 aralığında sistem üzerinde akım akışı **Şekil 4.16** ile gösterildiği gibidir. Q1 MOSFET'i iletimde Q2 MOSFET'i ise kesimdedir. Giriş gerilim kaynağından akan akım direkt olarak rezonans tanka aktarılır. Böylece çıkış yükü direkt giriş gerilim kaynağından beslenir. D3 diyotu iletime geçer. L_m çıkış yükünün primere yansıması ile kısa devre edilir. Dolayısıyla ilgili indüktans rezonans frekansına etkimemektedir. D4 diyotu üzerine $-2V_{out}$ kadar gerilim düşümü oluşur. Rezonans tank akımı maksimum değerine bu aşamada ulaşır ardından azalmaya başlar [37].



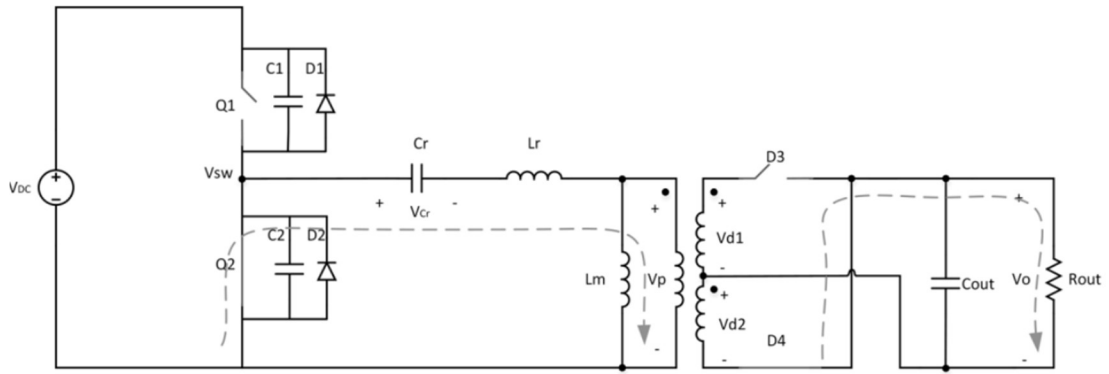
Şekil 4.16: t_0 - t_1 aralığında sistem akışı [37].

T_1 - t_2 aralığında sistem akışı ise **Şekil 4.17** ile gösterildiği gibidir. t_1 anında Q1 kesime girmektedir. Bu aralıkta yarım köprü anahtarlama ağındaki MOSFETlerin pozisyon değiştirme anında kısa devre oluşmasını engellemek için oluşturulan ölü zaman aralığı görülmektedir. Sistem Q2 MOSFET gövde diyotu üzerinden akım akışını sürdürürken çıkış yükü çıkış kondansatörü üzerinden beslenmektedir. Bu aralıkta primere $-nV_{out}$ gerilimi yansıtmaktadır. Çıkış tam dalga doğrultma devresinde yer alan D3 ve D4 diyotları kesimdedir.

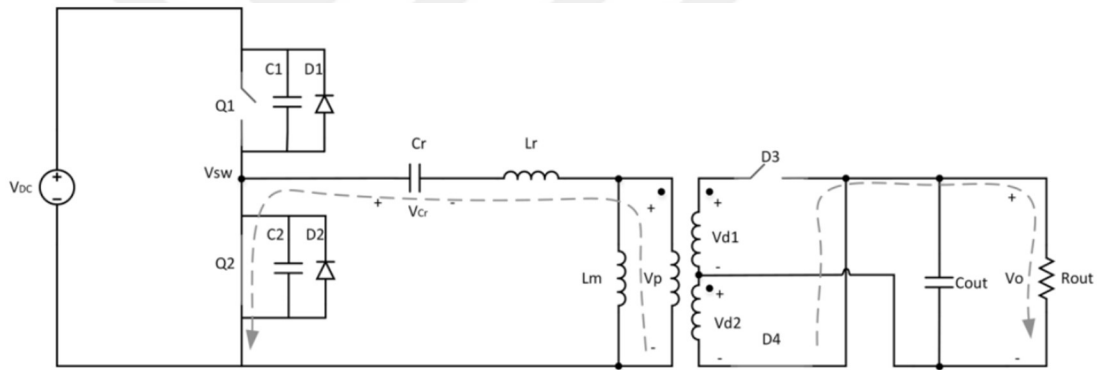


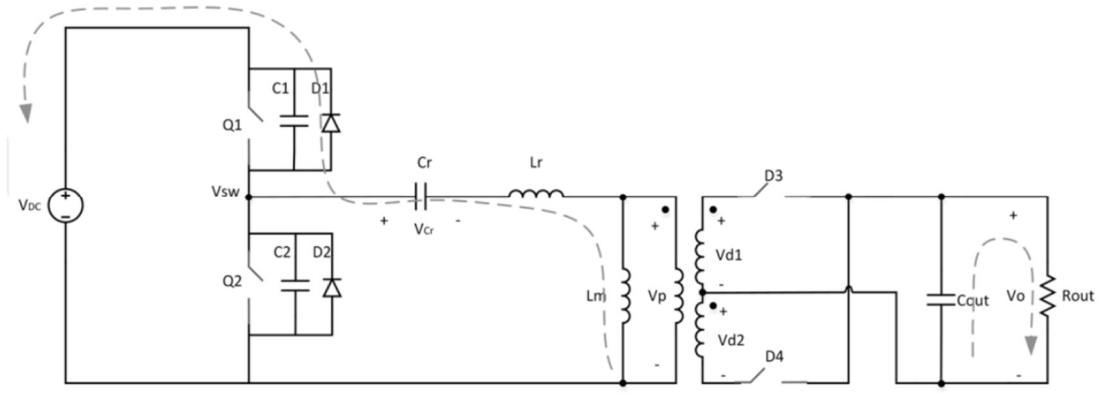
Şekil 4.17: t_1 - t_2 aralığında sistem akışı [37].

$T_2 - t_3$ aralığında sistem akışı **Şekil 4.18** ile gösterildiği gibidir. T_2 anında Q2 iletme geçmektedir. Böylece tank akımı gövde diyot yerine Q2 üzerinden akmaktadır. Bu akış MOSFET'in source bacağından drain bacağına doğrudur. Dolayısıyla burada Q2 MOSFET'i üçüncü çeyrekte çalışmaktadır. D4 diyotu burada iletme geçerken D3 diyotu kesime girmektedir.



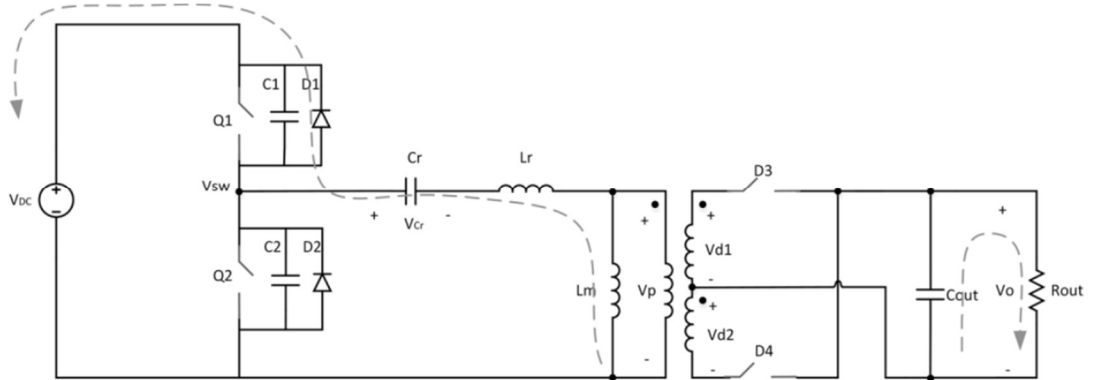
T3-t4 aralığındaki sistem akışı **Şekil 4.19** ile gösterildiği gibidir. Burada Q2 iletimde Q1 ise kesimdedir. T3 anında tank akımı negatif alternanstadır. D4 diyotu iletim modunu sürdürürken t4 anında **Şekil 4.15** ile gösterildiği gibi $I \cdot R$ minimum değerdedir.





Şekil 4.20: t4-t5 aralığında sistem akışı [37].

T5-t6 aralığında sistem akışı **Şekil 4.21** ile gösterildiği gibidir. T5 anında Q1 iletme geçmektedir. Benzer şekilde akım Q1'in source bacağından drain bacağına doğru akmaktadır. Dolayısıyla bu çalışma aralığında Q1 MOSFET'i üçüncü çeyrekte çalışmaktadır.

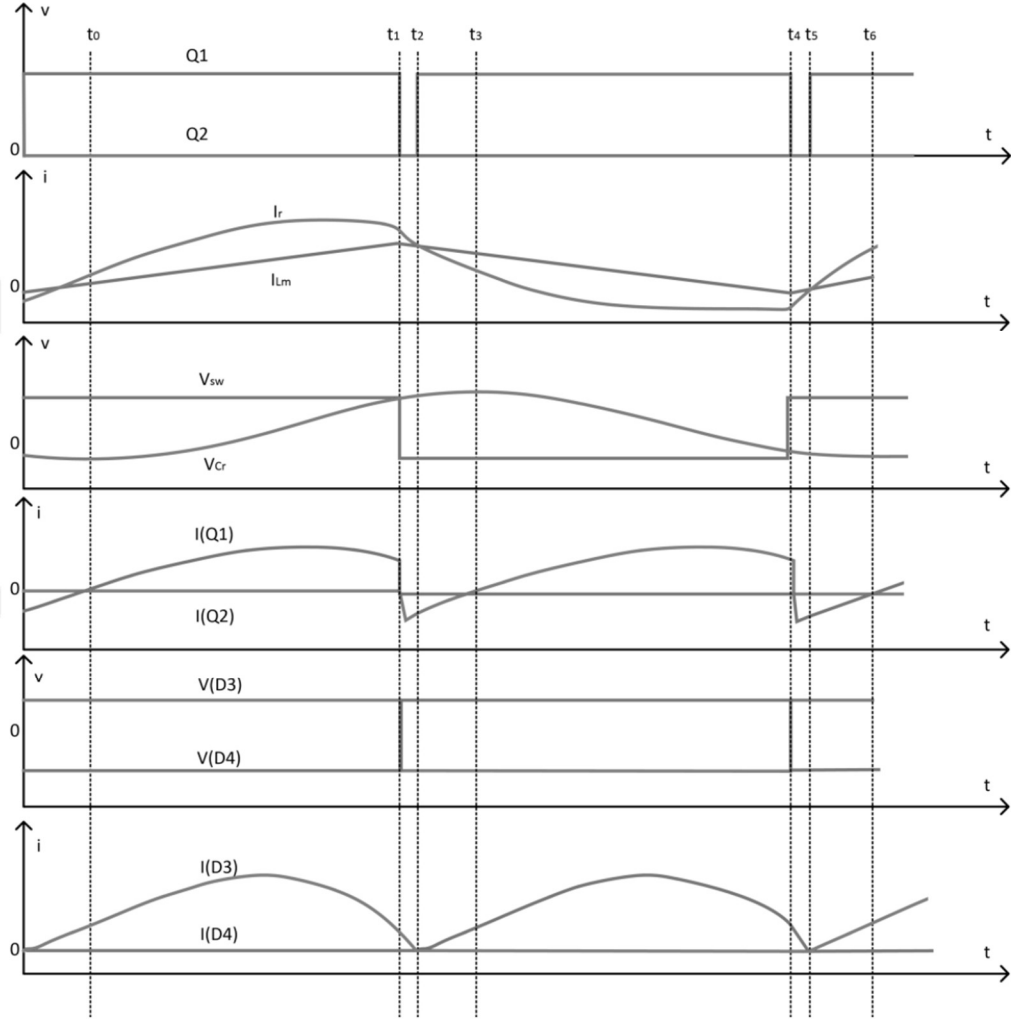


Şekil 4.21: t5-t6 aralığında sistem akışı [37].

4.4.2. Rezonans frekansının üzerindeki çalışma ($f_r < f_{sw}$)

Anahtarlama frekansının seri rezonans frekansının üzerinde olduğu çalışma için akım gerilim dalda formları **Şekil 4.22** ile gösterildiği gibidir. Bu dalga formlarına karşılık gelen devre şemaları **Şekil 4.16**'dan **Şekil 4.21**'e gösterildiği gibidir. Bu çalışma frekans eşitliğinde çalışılması rezonans tankta düşük dolaşım akımlarına sebep olmaktadır. Yükün ihtiyacı olan enerjinin sağlanması için sürekli akım modunda çalışılması, tank içinden daha düşük RMS akımlarının geçmesini bu sayede iletim kayıplarının düşmesini sağlamaktadır [36]. Bu çalışma şartları anahtarlama ağında ZVS sağlamaktadır. Fakat diğer yandan çıkış diyotlarında sert komütasyona sebep

olmaktadır. Düşük yük koşullarında bu çalışma, anahtarlama frekansını aşırı arttırmaktadır.

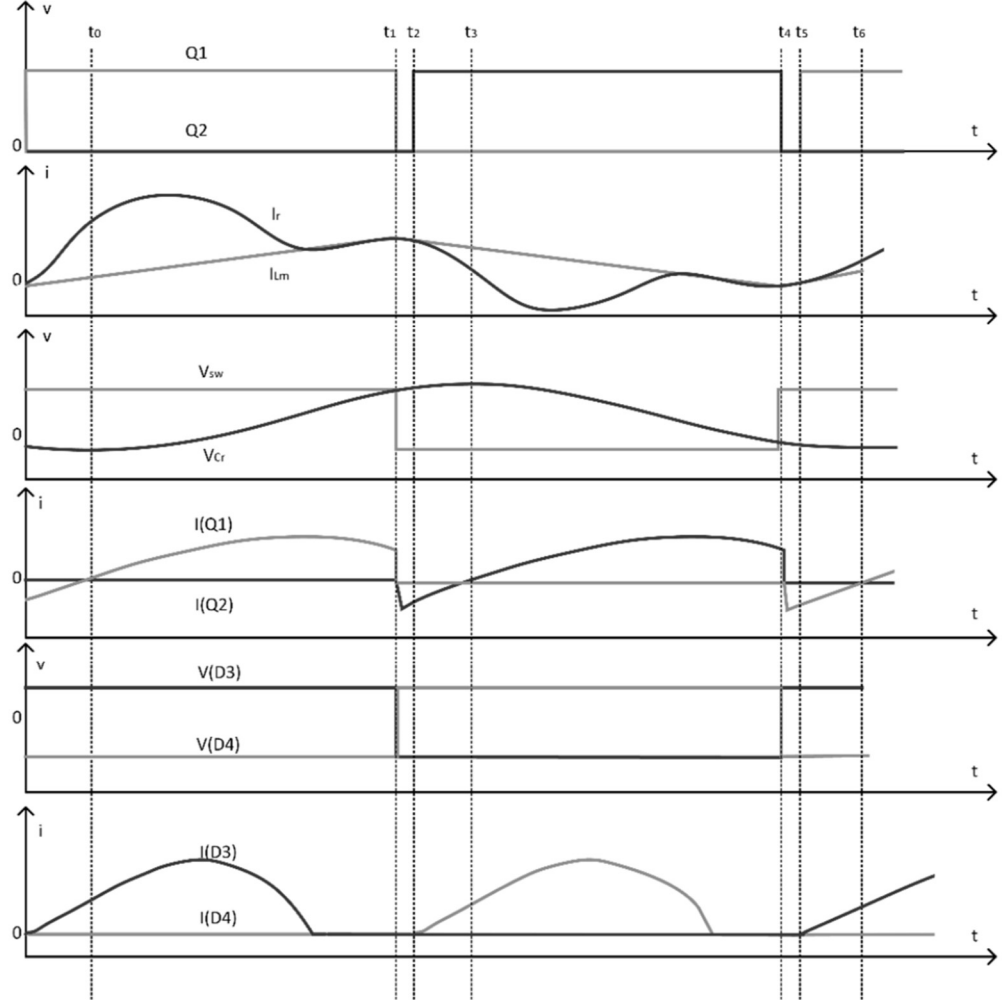


Şekil 4.22: $f_r < f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].

4.4.3. Rezonans frekansının altındaki çalışma ($f_r > f_{sw}$)

Rezonans frekansının altında çalışma için sisteme ait akım ve gerilim dalga formları Şekil 4.23 ile gösterildiği gibidir. Burada Q1 ketime geçmeden önce tank akımı manyetizasyon indüktansı akımına düşmektedir. Bu durum sekondere akım akmadığını göstermektedir. Q2 iletime geçtiğinde ise anahtarlama ağında ZVS sağlanmaktadır. Rezonans frekansının üzerinde çalışmadan farklı olarak burada sekonder doğrultma diyotlarında ZCS şartlarında komutasyon sağlanmaktadır. Bu

sayede doğrultucu katındaki kayıp azalmakta, anahtarlama ağından ki kayıp azalmaktadır.



Şekil 4.23: $f_r > f_{sw}$ şartlarında akım ve gerilim dalga formları [37].

5. SİSTEM TASARIMI

Bu bölümde istenilen çıkış gerilim ve akım değerleri göz önünde bulundurularak tasarlanmak istenen batarya şarj sisteminin tasarımı anlatılacaktır.

5.1. LLC Rezonans Dönüştürücü Tasarımı

İstenilen LLC rezonans dönüştürücü devresine ait tasarım kriterleri **Tablo 5.1** ile gösterildiği gibidir.

Tablo 5.1: Tasarım kriterleri.

	Minimum	Maksimum	Birim
Giriş gerilimi	380	420	V_{DC}
Çıkış gerilimi	-	55	V_{DC}
Çıkış gücü	-	2.75 kW	W

Burada sistemin giriş gerilim değeri, olası giriş gerilimi dalgalanmaları düşünülerek %5 maksimum ve minimum değeri göz önünde bulundurularak tasarım gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen tasarım için sistemin ZVS şartlarında çalışabilmesi, olası hafif yük şartlarında doğru çıkış gerilim regülasyonu sağlayabilmesi göz önünde bulundurulmuştur.

İlgili sistemin tasarımı için ilk olarak anahtarlama frekansı seçilmiştir. Anahtarlama frekansı klasik anahtarlama sistemlerinde anahtarlama kayıplarını arttırmaktadır. LLC rezonans dönüştürücü devresinde ise ZVS anahtarlama sağlanabilmesi sayesinde anahtarlama kayıpları azalmakta bu sayede yüksek anahtarlama frekansları ile çalışılabilmektedir. Bu sayede sistemde kullanılacak olan reaktif komponentlerin boyutları küçültülebilmektedir. Diğer yandan anahtarlama frekansının artması EMI sorunları test sürecini zorlaştırmakta, sistemin bünyesinde yer alan transformatörde meydana gelebilecek kayıpları etkilemektedir. Bu sebeple anahtarlama frekansının seçimi sistemin istenilen standartlarda çalıştırılabilmesi için anahtarlama frekansının seçimi oldukça önemlidir. Ek olarak EN55022 standartlarına göre 150 kHz üzerindeki sistemler iletken EMI düzenlemelerine tabidir [37]. Tasarlanan batarya şarj sistemi

çalışma frekans aralığı 80-150 kHz olarak seçilmiştir. Seri rezonans frekansı ise 95 kHz olarak seçilmiştir.

$$f_{sw} = 80 - 150 \text{ kHz} \quad (5.1)$$

$$f_r = 95 \text{ kHz}$$

LLC rezonans dönüştürücü devresinde yer alan transformatör dönüştürme oranı Eşitlik 5.2 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$n = \frac{V_{in,nom}}{2(V_{o,nom} + V_f)} = \frac{400}{2 \cdot (55 + 1.5)} = 3,54 \quad (5.2)$$

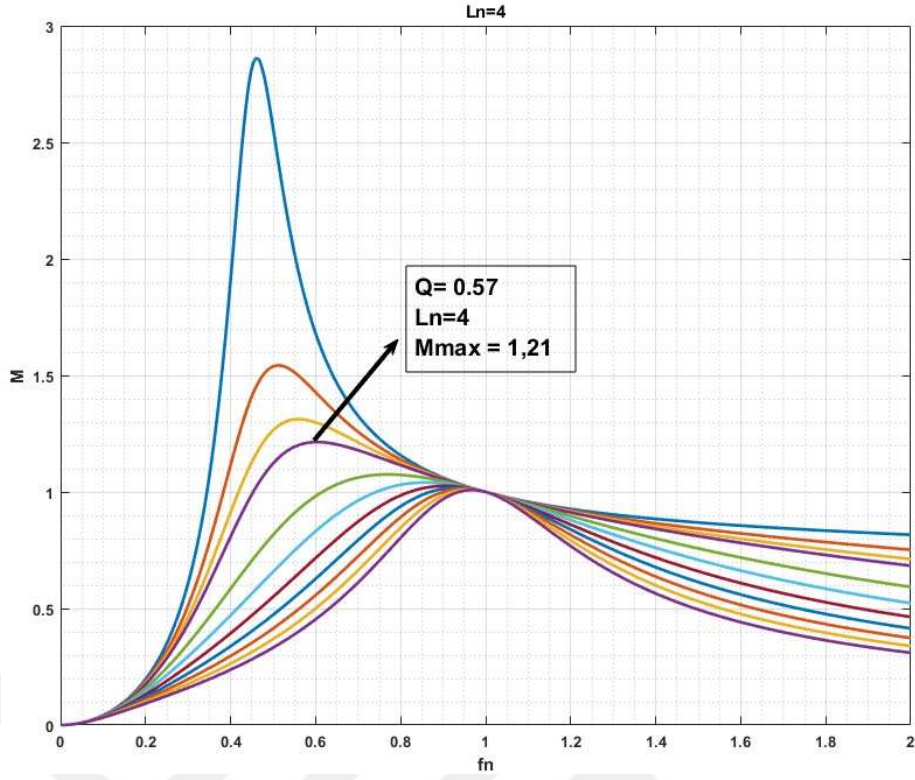
Burada V_f çıkış doğrultucu diyotlarının ön gerilim değerleri hesaba alınmamış ideal şartlarda tasarım gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan LLC rezonans dönüştürücü devresinin rezonans frekansında çalıştığı varsayımı ile nominal gerilim değerleri ile tasarım yapılmıştır.

Sistemin maksimum ve minimum kazanç değerleri sırasıyla Eşitlik 5.3 ve 5.4 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$M_{max} = \frac{n \cdot V_{out}}{\frac{V_{in,min}}{2}} = \frac{3,54 \cdot 55}{\frac{380}{2}} = 1,02 \quad (5.3)$$

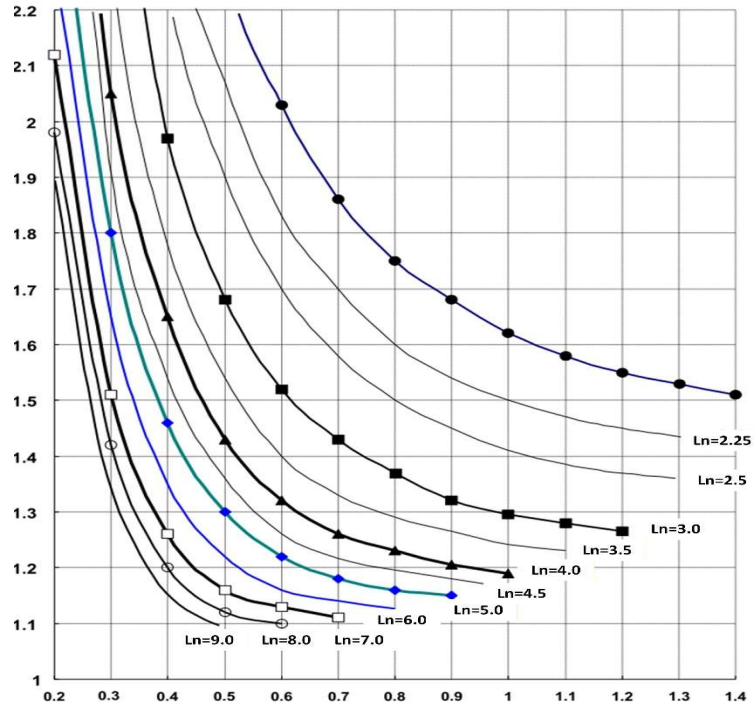
$$M_{min} = \frac{n \cdot V_{out}}{\frac{V_{in,max}}{2}} = \frac{3,54 \cdot 55}{\frac{420}{2}} = 0,93 \quad (5.4)$$

ZVS anahtarlama için sistemin çalıştırılacağı indüktif bölgede yük geçişleri sırasında oluşabilecek akım ve gerilim değişimleri göz önünde bulundurularak maksimum kazanç değerinin %17 fazlası olan 1.21 değeri maksimum kazanç değeri olarak seçilmiştir.



Şekil 5.1: Maksimum kazanç grafiği.

Şekil 5.1 ile gösterilen maksimum kazanç grafiğinde sabit L_n değeri için kazanç frekans grafiği farklı Q değerleri için oluşturulmuştur.



Şekil 5.2: Değişken L_n değerlerinde $M_{\max} - Q$ grafiği [70].

Şekil 5.2 ile ifade edilen grafiğe göre $L_n = 4$ için $Q = 0,57$ olarak belirlenmiştir.

Rezonans tank yapısında yer alan transformatörün primerine yansıyan efektif yük değeri Eşitlik 7.5 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$R_{ac} = \frac{8n^2 V_{out}}{\pi^2 I_{out}} = \frac{8 \cdot 3.54^2 \cdot 55}{\pi^2 \cdot 50} = 11,18\Omega \quad (5.5)$$

R_{ac} değeri kullanılarak rezonans tank kondansatör değeri Eşitlik 5.6 ile gösterildiği gibi hesaplanmaktadır.

$$C_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot Q \cdot f_r \cdot R_{ac}} \approx 250 \text{ nF} \quad (5.6)$$

Rezonans indüktansı L_r ve normalize indüktans L_n değeri kullanılarak hesaplanan manyetizasyon indüktansı L_m sırasıyla Eşitlik 5.7 ve 5.8 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_r)^2 C_r} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 100 \text{ kHz})^2 \cdot 250 \text{ nF}} = 10 \mu H \quad (5.7)$$

$$L_m = L_n L_r = 4 \cdot 10 \mu H = 40 \mu H \quad (5.8)$$

Burada hesaplanan L_r değeri gerçekleşen batarya şarj sisteminde transformatörün sızıntı indüktans değeri olarak kullanılacaktır.

5.1.1. Transformatör tasarımı

LLC rezonans dönüştürücü devresinde galvanik izolasyon sağlaması ve ihtiyaç duyulan indüktans değerini içermesi ile sistemin en önemli parçasıdır. Transformatör tasarımında yüksek frekanslı uygulamalarda manyetik kayıpların düşük olması amacı ile ETD59/31/22 karkas içerisinde 3F3 ferrit malzeme kullanılmıştır. Primer ve sekonder sarım sayılarının belirlenebilmesi için kullanılan Tablo 2 ile gösterildiği gibidir.

Tablo 5.2: Transformator tasarım parametreleri.

A_e	$368mm^2$
A_w	$366mm^2$
B_{max}	0,15 T
f_s	100 kHz
T_s	10 μs
n	3.54
J	10 A/mm ²

Tablo 5.2 kullanılarak primer ve sekonder sarım sarıları Eşitlik 5.9 ve 5.10 ile gösterildiği gibidir.

$$N_p = \frac{V_p \cdot T_s}{A_e \cdot B_{max}} \approx 38 \text{ spir} \quad (5.9)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} \approx 11 \text{ spir} \quad (5.10)$$

Primer ve sekonder sarımları için tel kesiti hesaplanması için tel içerisinde geçecek RMS akım değerleri dikkate alınmalıdır. Ayrıca primer ve sekonder sarımının pencere alanına sığmasına dikkat edilmelidir. Kesit hesaplanmasında özellikle yüksek frekanslı uygulamalarda deri etkisi en önemli etkidir. Manyetik etkiler sebebi ile tel üzerinde girdap akımları meydana gelmektedir. Bu durum telin taşıdığı akımın telin merkezi yerine dış yüzeyinden akmasına yol açmaktadır. Bu durumun önüne geçebilmek için çok damarlı küçük kesitli (deri etkisinin en fazla 2 katı çapında) paralel burgulanmış litz teli kullanılmaktadır. Bu tez çalışması kapsamında kullanılacak ETD59 3F3 ferrif nüveye ait pencere çapı göz önünde bulundurularak litz telinin metrekare başına geçecek akım değeri 10 A/mm² olarak seçilmiştir. Primer sekonder tel kesitleri ve transformator sarım görselleri **Şekil 5.3** ile gösterildiği gibidir.



(a)



(c)



(b)

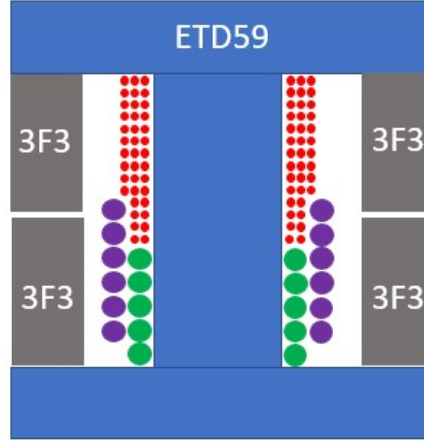


(d)

Şekil 5.3: a) Primer tel kesiti b) Primer sargı c) Sekonder tel kesiti d) Sekonder sargı.

Tasarlanan transformatörün sızıntı indüktansı, rezonans indüktansı (L_r) olarak kullanılacağından sızıntı indüktansı ile manyetizasyon indüktansı (L_m) arasındaki oran olan LLC rezonans dönüştürücü devresine ait tasarım parametresi L_n 'nin 4 olabilmesi ve oranın korunabilmesi için gerçekleştirilen transformatör sarımı Şekil 5.4 ile gösterildiği gibidir.

- Primer Sargı
- Sekonder Sargı (S1)
- Sekonder Sargı (S2)



Şekil 5.4: Transformatör kesiti.

Eşitlik 5.11 ve 12 kullanılarak primer ve sekonder tel kesitleri hesaplanmıştır [4].

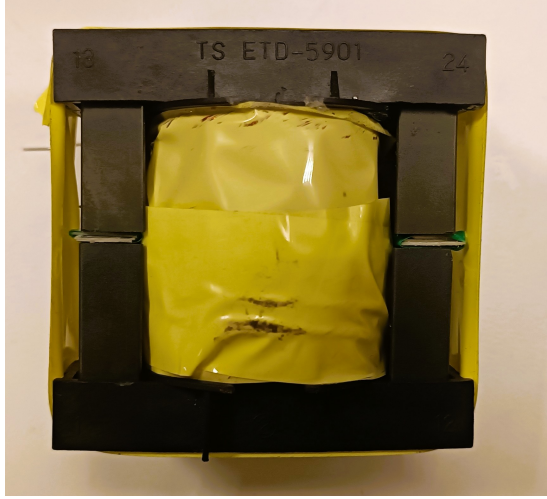
$$a_p = \frac{I_{p.rms}}{J} \approx 1,04 \text{ mm}^2 \quad (5.11)$$

$$a_s = \frac{I_{s.rms}}{J} \approx 4,17 \text{ mm}^2 \quad (5.12)$$

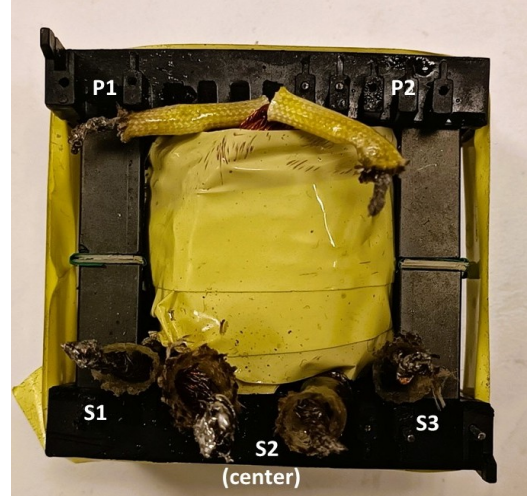
Hesaplanan değerler kullanılarak yapılmak istenilen sarımın karkas pencere alanına sığma durumu Eşitlik 7.13 ile gösterildiği gibi hesaplanmıştır.

$$a_t = N_p \cdot a_p + N_s \cdot a_s = 102,11 \text{ mm}^2 \quad (5.13)$$

Toplam tel alanının pencere alana sığabildiği görülmektedir. Bu doğrultuda tasarlanan transformatör **Şekil 5.55** ile gösterildiği gibidir.



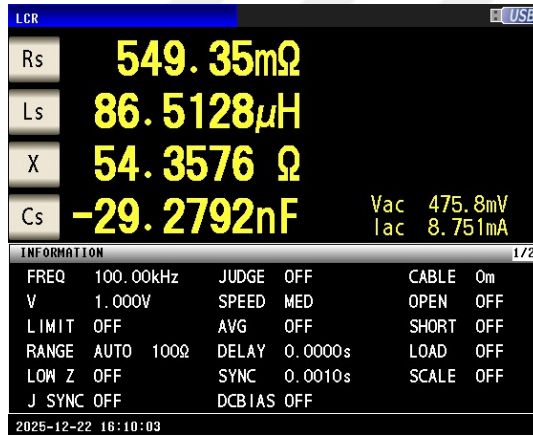
(a)



(b)

Şekil 5.5: Transformör a) Ön yüzü b) Arka yüzü.

Transformatöre ait sızıntı indüktansı (L_r) ve manyetizasyon indüktansı (L_m) değerleri HIOKI IM3536 Kullanılarak ölçülmüştür. Elde edilen değerler Şekil 5.66 ile gösterildiği gibidir.



(a)



(b)

Şekil 5.6: Primer a) $L_r + L_m$ ölçüm b) L_r ölçüm değeri.

Bu doğrultuda simülasyon ortamında tasarlanan ve gerçekleştirilen LLC rezonans dönüştürücü devresine ait parametre değerleri **Tablo 5.3** ile gösterildiği gibidir.

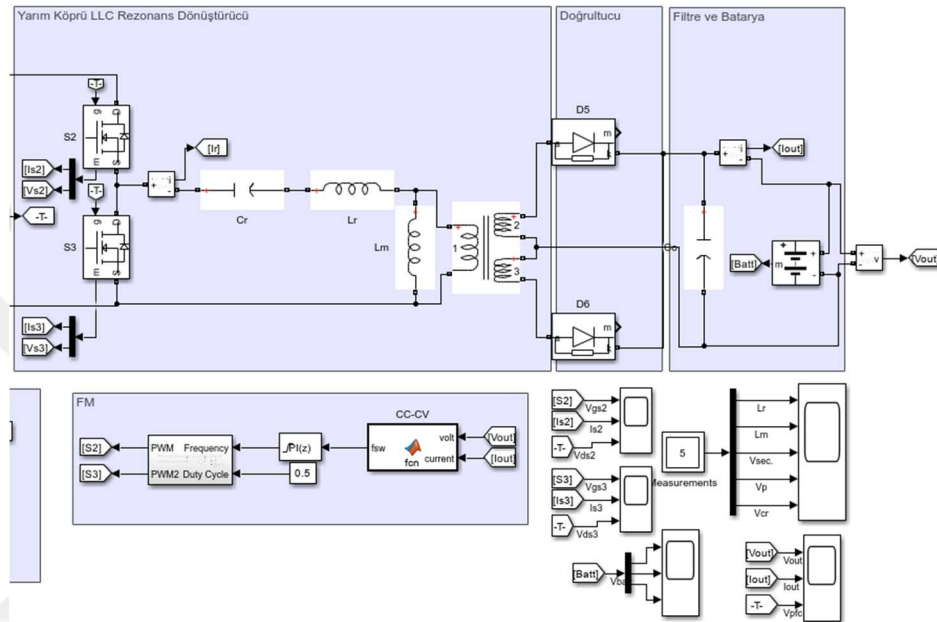
Tablo 5.3: Gerçekleme ve simülasyon değerleri.

Parametre	Simülasyon	Gerçekleme
L_n	4	3,88
L_r	10 μ H	17,77 μ H
L_m	40 μ H	68,73 μ H
C_r	250 nF	153 nF
f_{sr}	100 kHz	96,5 kHz

6. SİMÜLASYON ÇALIŞMALARI

Bu bölümde Matlab/Simulink ortamında simüle edilen batarya şarj sistemi ve sistem çıktı grafikleri sunulularak anlatılacaktır.

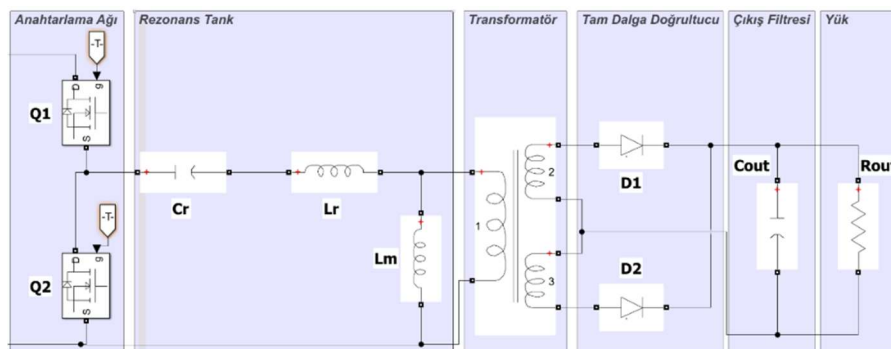
Matlab/Simulink ortamında tasarlanan sistem **Şekil 6.1** ile gösterildiği gibidir.



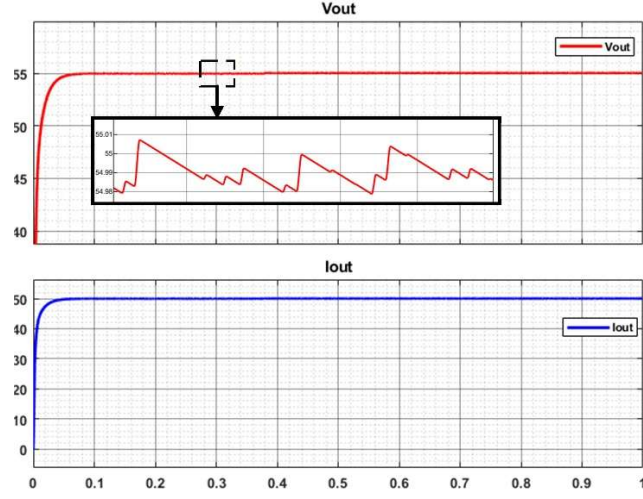
Şekil 6.1: Matlab/Simulink Batarya şarj sistemi.

Görüldüğü gibi iki kademeli batarya şarj sistemi Matlab/Simulink ortamında yer alan battery block kullanılarak simüle edilmiştir.

Tasarlanan LLC rezonans dönüştürücü devresi ilk olarak rezistif yük ile test edilmiştir. Elde edilen çıkış gerilim ve akım grafiği **Şekil 6.2** ile gösterildiği gibidir.



(a)

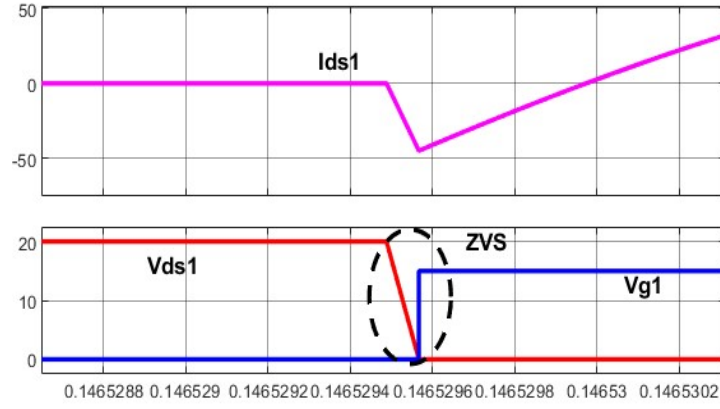


(b)

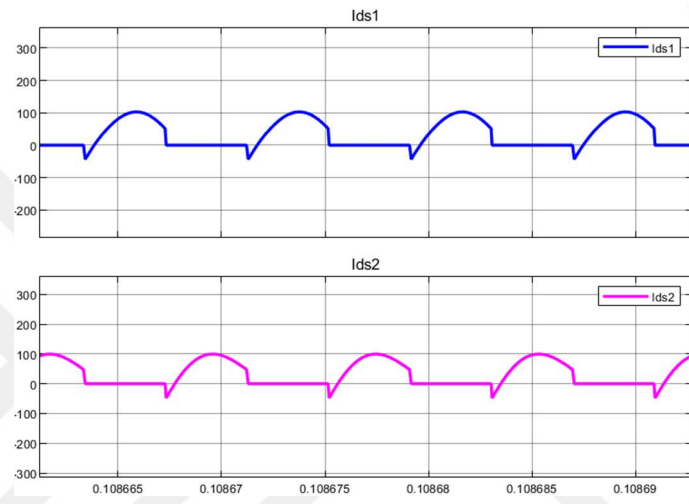
Şekil 6.2: LLC rezonans dönüştürücü a) Rezistif yük devresi b) Çıkış gerilim ve akım grafiği.

Görüldüğü gibi LLC rezonans dönüştürücü ile 55V/50A çıkış gerilim ve akım değeri, rezistif yük şartlarında elde edilmiştir. Sistem çıkış gerilim dalgalanması ise yaklaşık 0,02V olarak gözlemlenmiştir.

Şekil 6.3 (a) Q1 anahtarına ait V_{ds} ve V_{g1} gerilim grafikleri (b) ise Q1 ve Q2 MOSFET'lerine ait I_{ds} akım grafikleri görülmektedir.



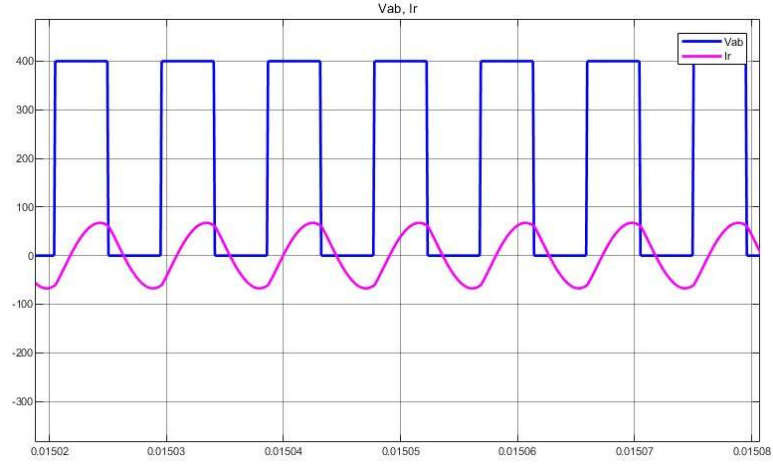
(a)



(b)

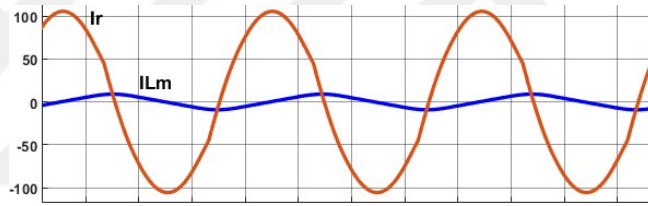
Şekil 6.3: a) Q1 anahtarı ZVS grafiği [68] b) Q1 ve Q2 anahtarı I_{ds} akım grafikleri.

Şekil 6.3 (a)'da gibi Q1 MOSFET'i drain-source gerilim değeri sıfır olduğunda gate tetikleme gerilimi uygulanmaktadır. Bu sayede ZVS anahtarlama elde edilmektedir. Ayrıca ZVS anahtarlamanın sağlanması sistemin indüktif bölgede çalıştığı anlamına gelmektedir. **Şekil 6.3 (a)**'da gösterilen V_{ds} gerilim değeri elde edilen ZVS anahtarlamanın gözlemlenebilmesi için 1/20 oranında ölçeklendirilmiştir.



Şekil 6.4: Tank gerilim ve akım grafiği.

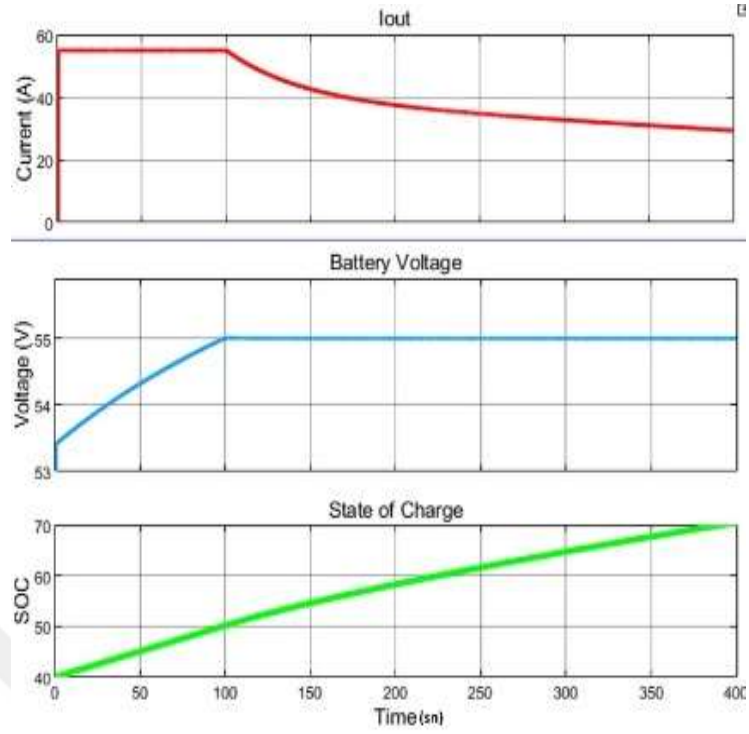
Şekil 6.4 ile gösterilen tank akım ve geriliminde görüldüğü gibi rezonans tank akımı, tank gerilimine göre geri fazdadır. Bu durum sistemin indüktif bölgede çalıştığını kanıtlamaktadır.



Şekil 6.5: Tank akımı (I_r) ve mıknatıslanma indüktansı akımı (I_{Lm}) [68].

Şekil 6.5 ile gösterilen tank akımı ve mıknatıslanma indüktans akımı $f_{sw} > f_{sr}$ iken tasarlanan LLC rezonans dönüştürücü devresinin akım dalga formlarını göstermektedir.

Matlab/Simulink ortamında batarya bloğu kullanılarak 55V maksimum şarj gerilimine sahip 20Ah kapasiteli batarya tasarlanan şarj sistemi kullanılarak Şekil 6.6 ile gösterildiği gibi şarj edilmiştir.



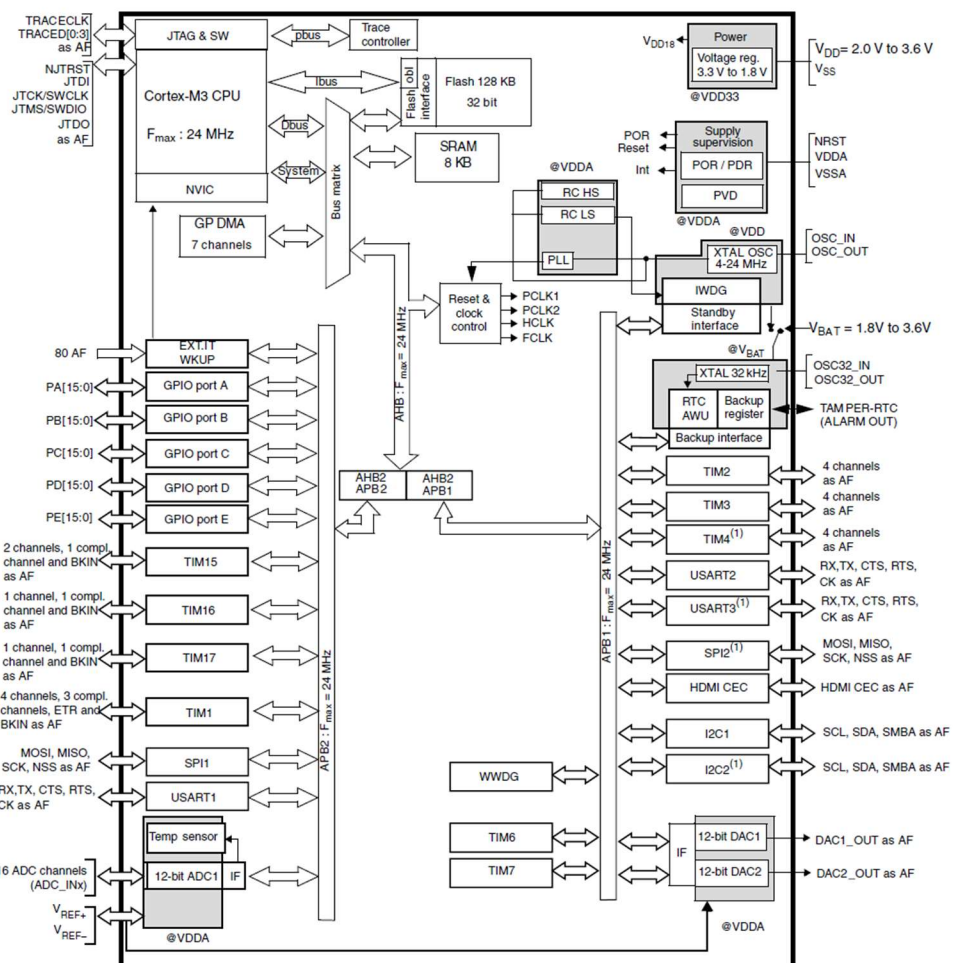
Şekil 6.6: Batarya şarj gerilim, akım ve şarj durumu grafiği.

Görüldüğü gibi batarya paketinin maksimum şarj gerilim değerine ulaşana kadar sistem CC modda şarj işlemi gerçekleştirmektedir. Batarya paketinin maksimum şarj gerilim değerine ulaşması ile CV moduna geçilmiş ve şarj işlemi gerçekleştirilmiştir. 400 saniyelik periyotta yaklaşık %30'luk şarj yüzdesi elde edilmiştir.

7. UYGULAMA VE SONUÇLARI

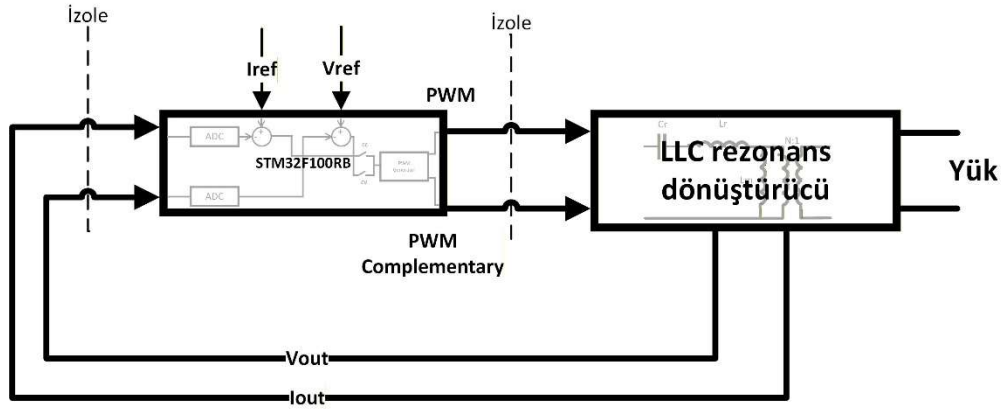
Bu tez çalışması kapsamında sistemin ikinci kademesinde yer alan LLC rezonans dönüştürücü devresinin prototipi üretilmiştir. Tasarlanan sistemde kapalı çevrim kontrol mikrodenetleyici (MCU) kullanılarak uygulanmaktadır. Dijital kontrollü sistemin çıkış gerilim ve akım değeri ADC yardımı ile okunmakta elde edilen değer MCU ile işlenerek %50 sabit duty cycle değerine sahip kare dalga frekans değeri belirlenmektedir. Üretilen bu sinyal ile sistemin Anahtarlama ağında yer alan yarım köprü anahtarlama ağı tamamlayıcı kare dalga sinyalleri ile sistem çalıştırılmaktadır.

İstenilen kapalı çevrim kontrolün sağlanması için ADC birimine ve 6 adet PWM çıkışına sahip ARM 32-bit Cortex™-M3 STM32F100RB Discovery MCU seçilmiştir. İlgili karta ait datasheet dosyası STM32F1xx içerisinde yer alan mimari **Şekil 7.1** ile gösterildiği gibidir.



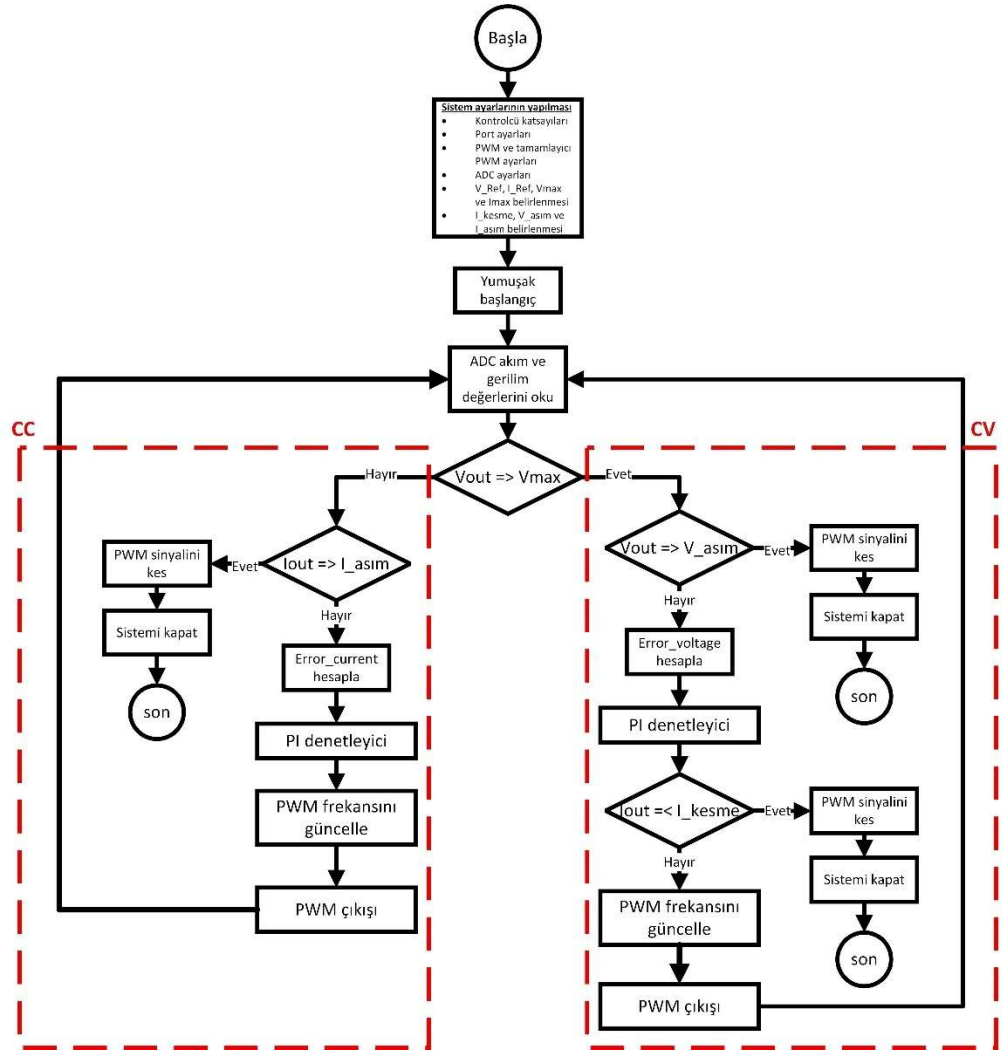
Şekil 7.1: STM32F100RB Discovery blok diagram.

Tasarlanan sistemin çalışmasına ait blok diyagram **Şekil 7.2** ile gösterildiği gibidir.



Şekil 7.2: Sistem blok şeması.

Tasarlanan sistemin kontrol edilebilmesi için Keil uVision programı kullanılarak C dilinde yazılan sistem algoritmasına ait akış şeması **Şekil 7.3** ile gösterildiği gibidir.

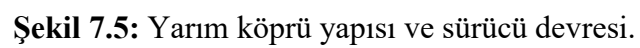


Şekil 7.3: Sistem kontrol akış diyagramı.

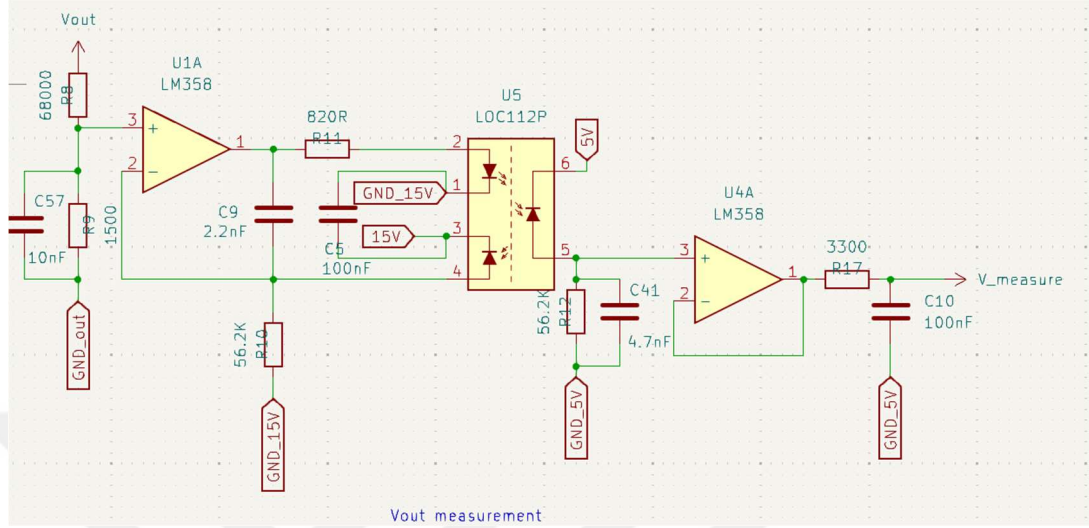
Görüldüğü gibi sistem V_{max} değerine ulaşana kadar sabit akım modunda kontrol sağlanırken V_{max} değerine ulaşıldığında CV modda kontrol gerçekleştirilmektedir. Ayrıca sistemin her iki çalışma modunda olası bir aşım durumu için sistem koruması eklenmiştir. Ek olarak sistemin ilk enerjilendirilmesi rezonans tank başta olmak üzere şarj devresinde yer alan kondansatörlerin sebep olacağı ani yüksek akıma (inrush current) sebep olmasının önüne geçilebilmesi için yumuşak başlatma yöntemi kullanılmıştır.

7.1. Şematik ve PCB Tasarımı

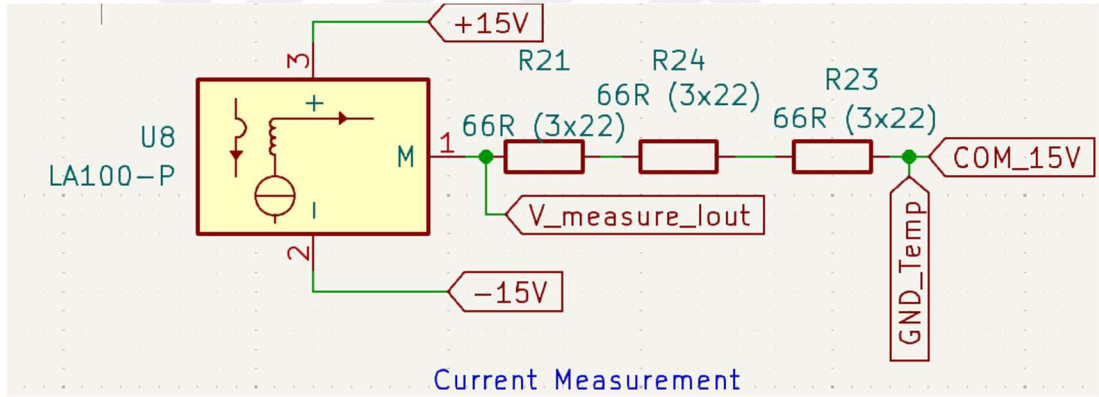
Bu bölümde KiCAD açık kaynaklı devre çizim programı kullanılarak tasarlanan yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresi, çıkış gerilim, akım ölçüm katı ve PCB devre şeması Şekil 7.4 – 7.8 ile sunulmuştur.



Yarım köprü anahtarlama ağında anahtarlara uygulanan gate sinyali için tamamlayıcı PWM sinyali kullanılmıştır. Birbirinin tam zıttı olan iki PWM sinyal belirli bir ölü zaman ile yarım köprü anahtarlama ağına uygulanmıştır.

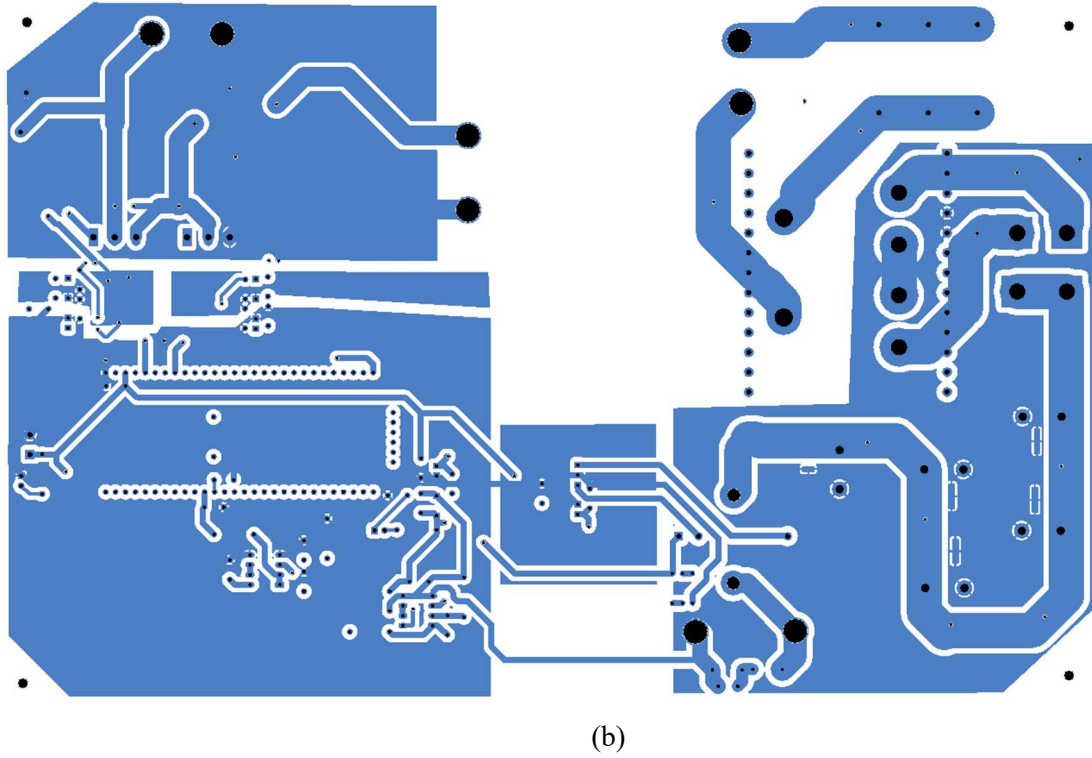
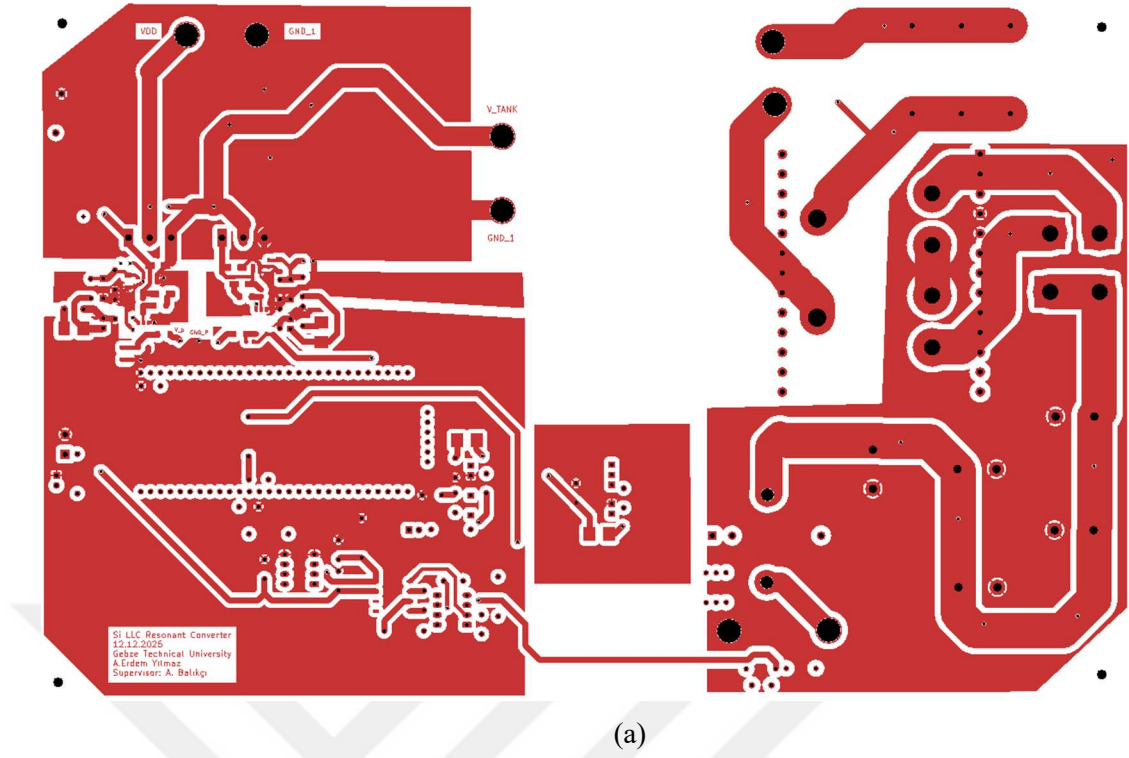


(a)



(b)

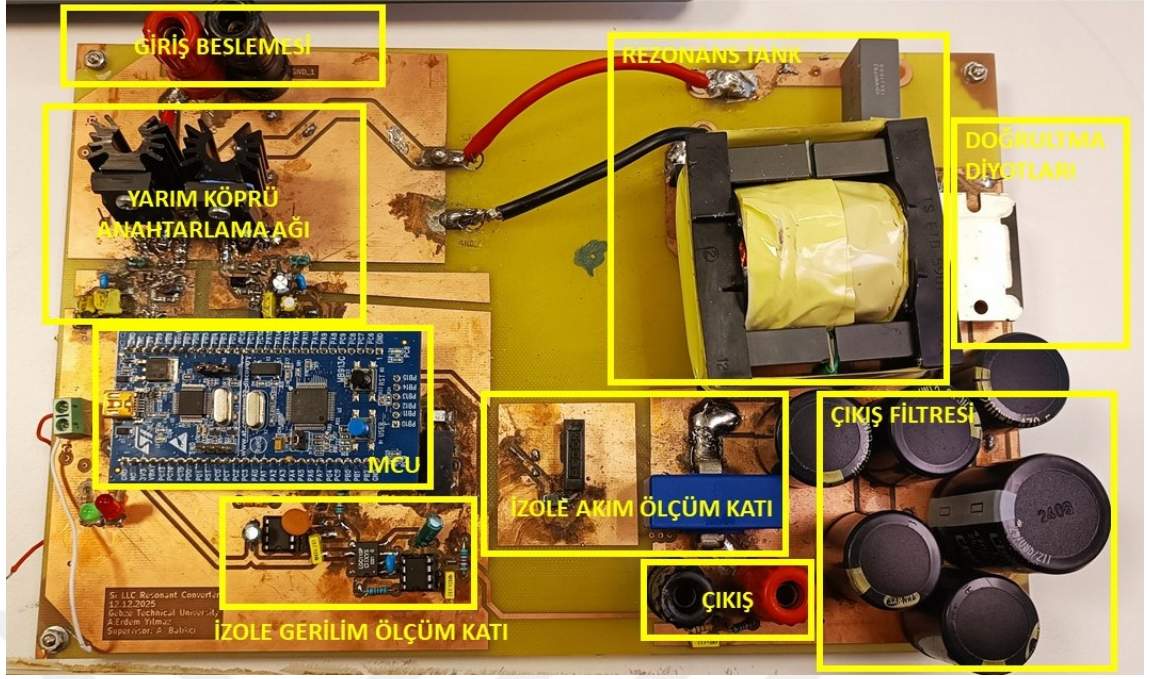
Şekil 7.6: Çıkış a) Gerilim b) Akım ölçüm devreleri.



Şekil 7.7: PCB a) Üst yüzey b) Alt yüzey.

Şekil 7.7 ile gösterilen PCB baskısı yapıldıktan sonra oluşturulan devre ise Şekil 7.8 ile gösterildiği gibidir.

Dizgisi yapılan devre kartı Şekil Şekil 7.8 ile gösterildiği gibidir.

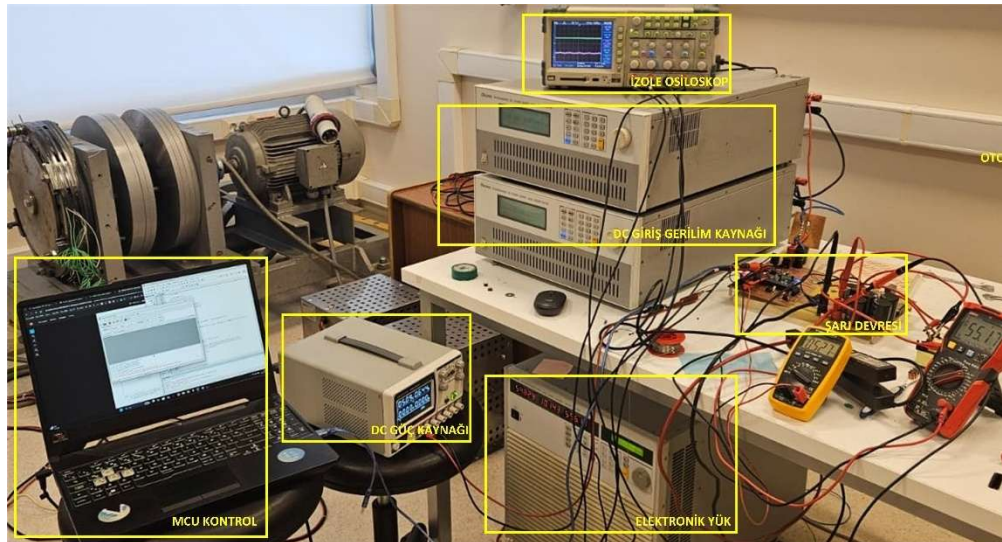


Şekil 7.8: Yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü devresi.

Tasarlanan LLC rezonans dönüştürücü devresinde transformatör tasarımında oluşan sızıntı indüktansı rezonans tank indüktansı L_r olarak kullanılmıştır.

7.2. Sistemin Oluşturulması

Bu bölümde önerilen şarj devresinin tasarımı ve doğrulanması amacı ile gerçekleştirilen test senaryoları sunulacaktır. Şekil 7.9’da oluşturulan test sistemi gösterilmektedir.



Şekil 7.9: Test sistemi.

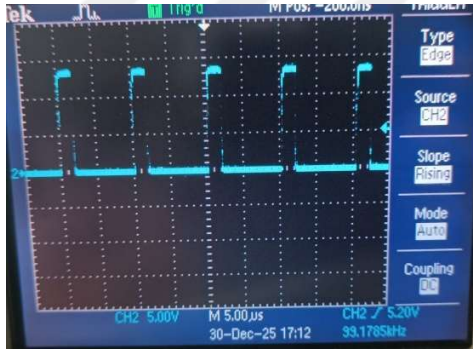
Tasarlanan sistem iki adet CHROMA 62050P-100-100 master/slave modunda kullanılarak 200V giriş gerilimi ile CHROMA 63207 10.4 kW elektronik yük kullanılarak test edilmiştir.

7.3. Test Sonuçları

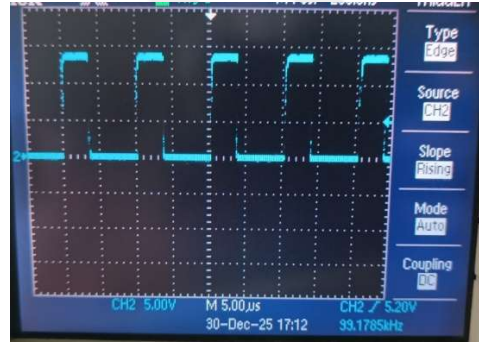
Bu bölümde Tektronix TPS2024B izole osiloskop kullanılarak elde edilen sistem test sonuçları sunulacaktır.

7.3.1. LLC Yumuşak Başlatma

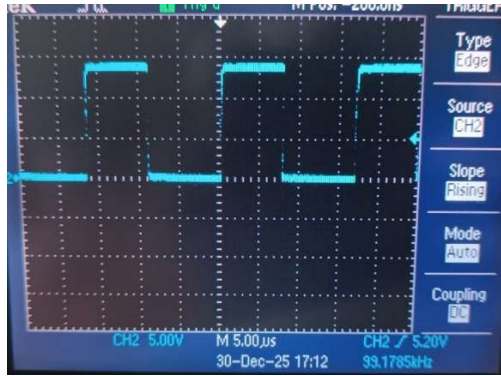
LLC rezonans dönüştürücüsünde ilk enerjilendirme anında oluşabilecek ani akım ve gerilim streslerini azaltmak amacıyla yumuşak başlatma (soft-start) yöntemi uygulanmıştır. Bu kapsamda anahtarlama sinyalinin görev oranı, başlangıçta düşük bir değerden başlatılarak nominal çalışma değerine kademeli olarak artırılmıştır. Şekil 7.10'da uygulanan yumuşak başlatma süreci gösterilmektedir.



(a)



(b)

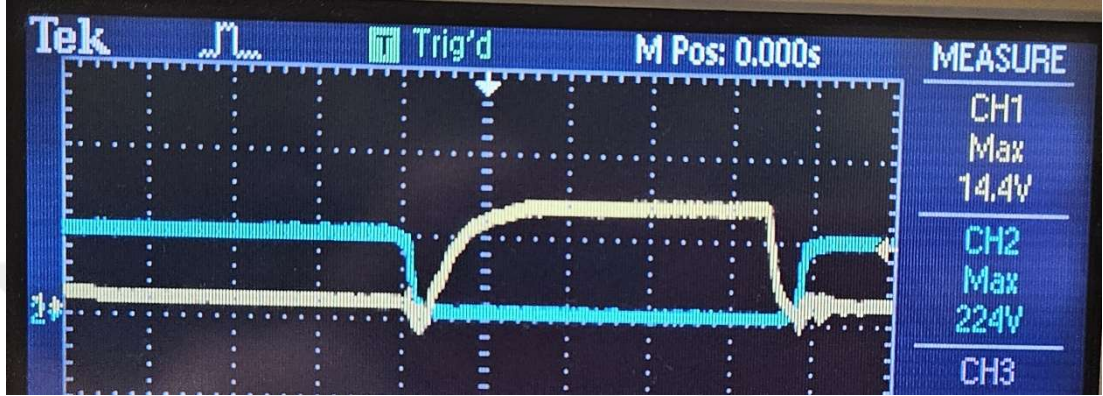


(c)

Şekil 7.10: Soft-start gate gerilimi a) %25 duty b) %40 duty c) %50 duty.

7.3.2. Anahtarlama Ağında ZVS

Akım ile gerilim arasındaki faz farkı sayesinde sistem çalışması sırasında MOSFET’te ZVS anahtarlama sağlanmaktadır. Bu sayede anahtar üzerinde meydana gelen kayıplar ortadan kalkmakta ve sistemin verimi artmaktadır. ZVS anahtarlama Şekil 7.11 ile gösterilmektedir.

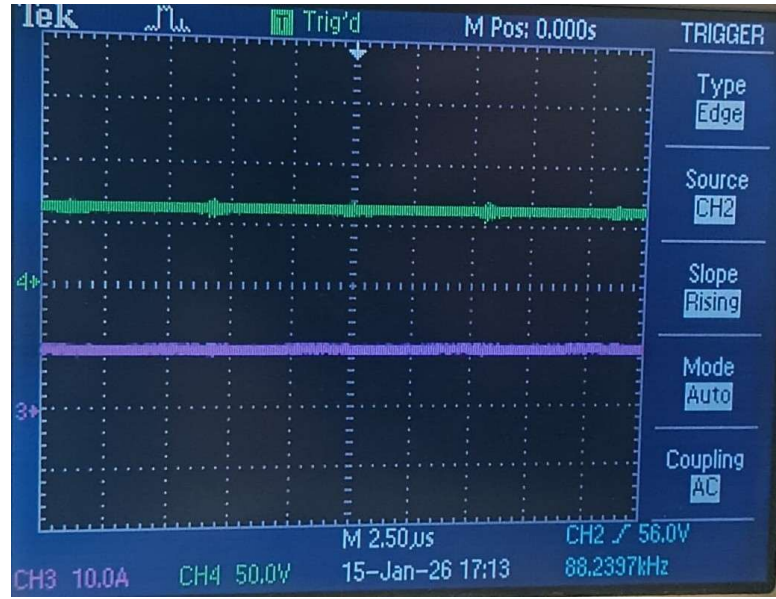


Şekil 7.11: ZVS anahtarlama CH1: Q1 MOSFET gate-source gerilimi CH2: Q1 MOSFET drain-source gerilimi.

Görüldüğü gibi MOSFET’e anahtarlama sinyali geldiği anda anahtar üzerinde herhangi bir gerilim yoktur. Böylece anahtarlama kaybı ortadan kalkmaktadır.

7.3.3. Çıkış Gerilim ve Akım Grafiği

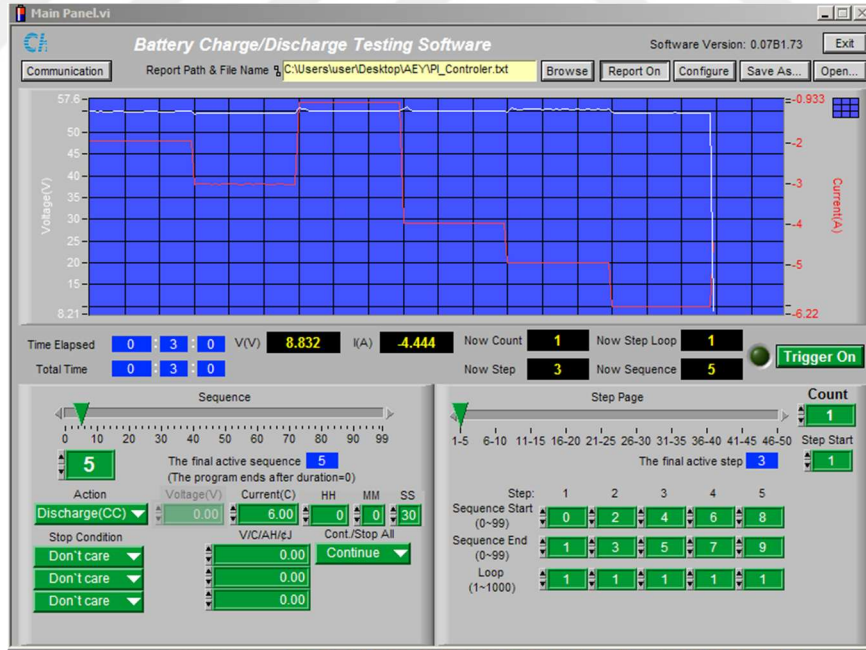
Tasarlanan dönüştürücü devresine ait çıkış gerilim ve akım grafiği Şekil 7.12 ile gösterildiği gibidir.



Şekil 7.12: Çıkış gerilim ve akım grafiği (CH4: Çıkış gerilimi CH3: Çıkış akımı).

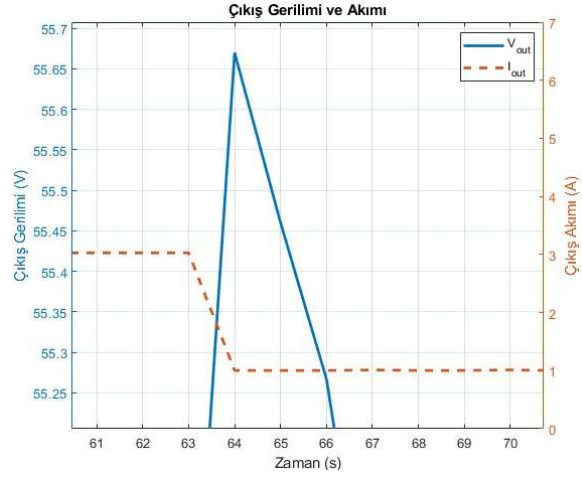
7.3.4. Değişken yük Performansı

Elektronik yük kullanılarak gerçekleştirilen değişken yük test sonuçları Şekil 7.13 ile gösterildiği gibidir.

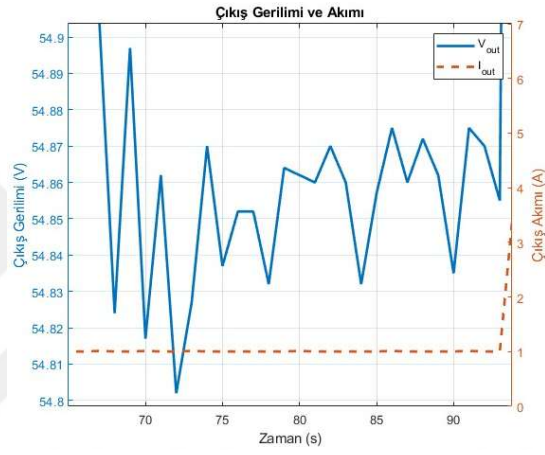


(a)

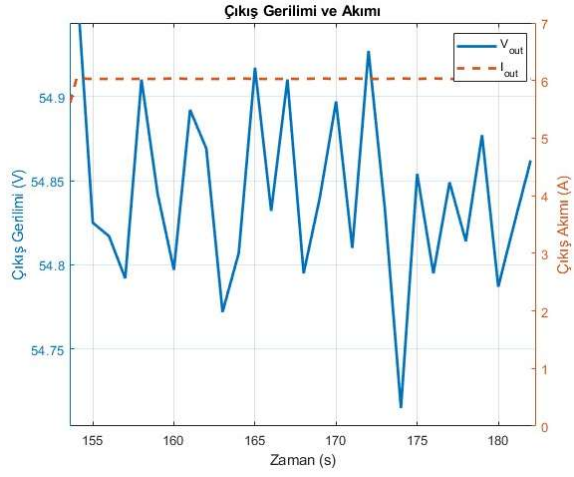
Şekil 7.13: a) CHROMA elektronik yük bilgisayar program arayüzü b) 1A maksimum aşım c) 1A çıkış gerilim d) 6A çıkış gerilim.



(b)



(c)

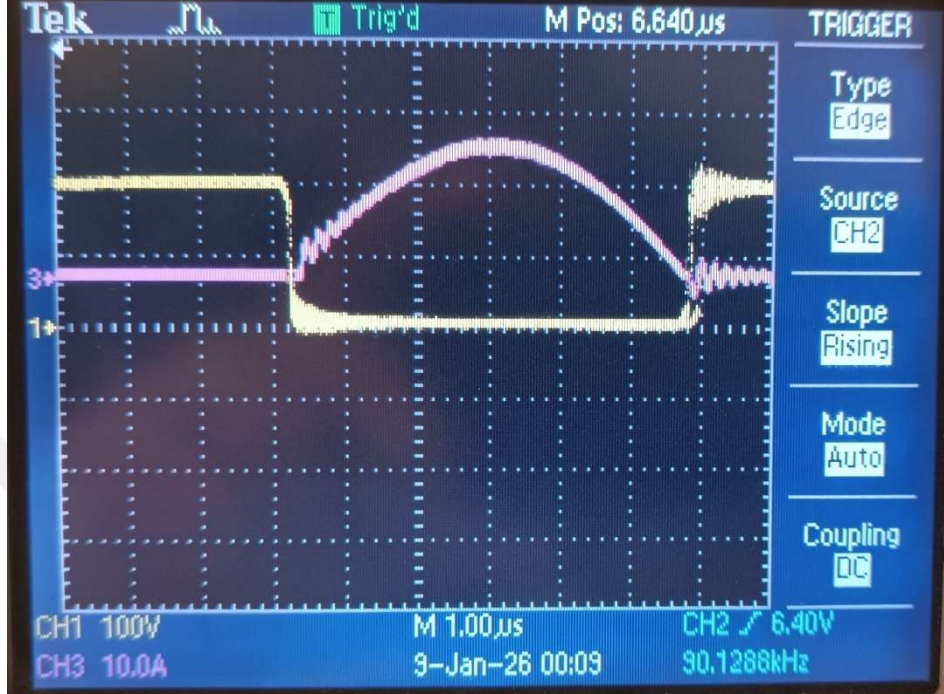


(d)

Şekil 7.13: Devamı.

7.3.5. Çıkış Doğrultucularında ZCS

Sekonder doğrultma diyotlarında gerçekleşen sıfır akımda anahtarlama **Şekil 7.14** ile gösterildiği gibidir.



Şekil 7.14: Sekonder doğrultma diyotu ZCS (CH1: Q1 drain-source gerilimi CH3: diyot akımı).

7.3.6. Anahtarlama Ağının Akımı

Q1 MOSFET'e ait tam yük ve hafif yük şartlarında akım dalga formları sırasıyla **Şekil 7.15** ve **Şekil 7.16** ile gösterildiği gibidir.



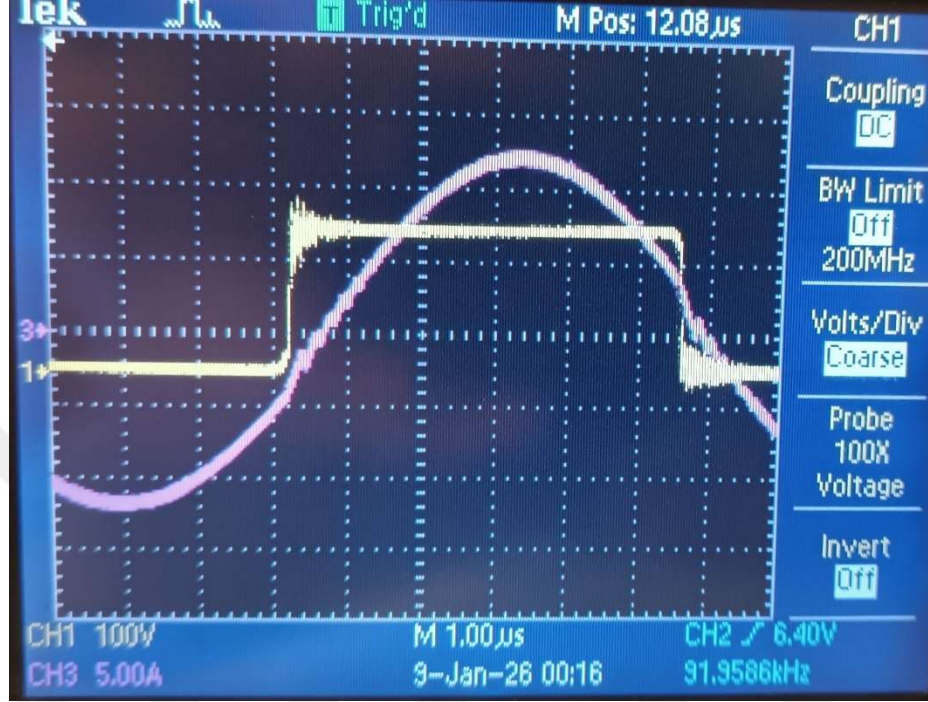
Şekil 7.15: Tam yük Q1 MOSFET akımı (CH2: gate-source gerilimi CH4: drain-source gerilimi CH3: drain-source akımı).



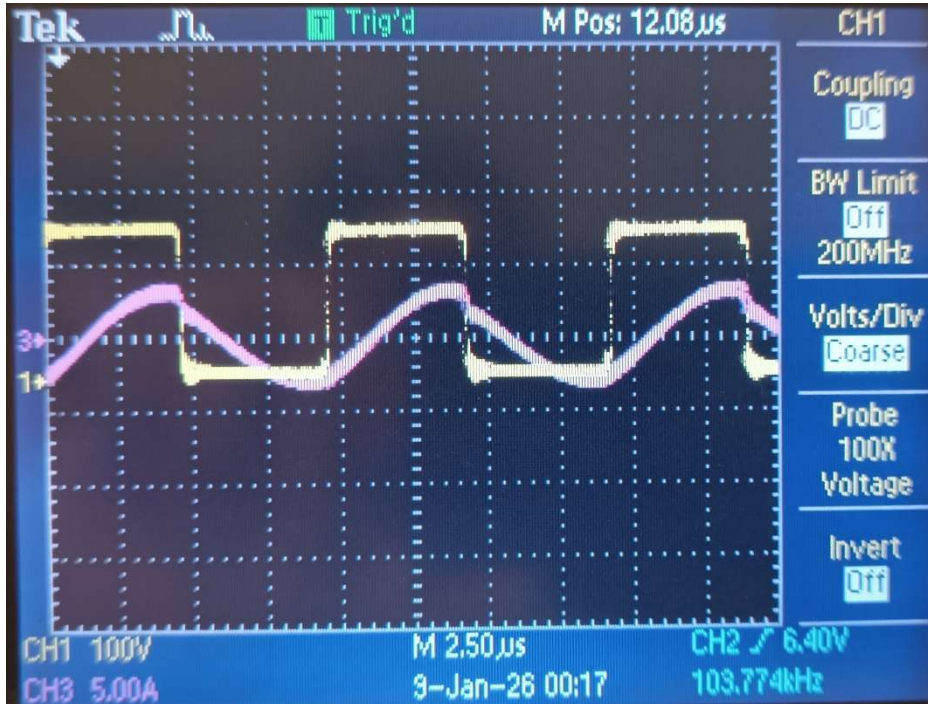
Şekil 7.16: Hafif yük Q1 MOSFET akımı (CH2: gate-source gerilimi CH4: drain-source gerilimi CH3: drain-source akımı).

7.3.7. Rezonans Tank Akım ve Gerilimi

Sistemin tam yük ve hafif yük koşulları altında elde edilen rezonans tank akım ve gerilim grafiği sırasıyla Şekil 7.17 ve Şekil 7.18 gösterildiği gibidir.



Şekil 7.17: Tam yük rezonans tank akım (CH3) ve gerilimi (CH1).



Şekil 7.18: Hafif yük rezonans tank akım (CH3) ve gerilimi (CH1).

8. SONUÇ

Bu tez çalışması kapsamında, LLC rezonans dönüştürücü tabanlı bir batarya şarj sistemi tasarlanmış ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Önerilen şarj devresine ait eşdeğer devre modeli FHA yöntemi kullanılarak elde edilmiş ve bu modele bağlı olarak sistemin transfer fonksiyonu türetilmiştir. Belirlenen transfer fonksiyonu doğrultusunda sistemin çalışma frekansı ve rezonans tankına ait reaktif bileşen değerleri hesaplanmış, tasarlanan sistem MATLAB/Simulink ortamında detaylı olarak simüle edilmiştir.

Simülasyon çalışmaları kapsamında sistem, maksimum 55 V çıkış gerilimi ve 50 A çıkış akımı koşulları altında test edilmiştir. İlk aşamada dönüştürücü rezistif yük altında 55V/50A çalışma şartlarında analiz edilmiş, ardından batarya şarj performansının ve uygulanan Sabit Akım–Sabit Gerilim (CC–CV) algoritmasının doğrulanabilmesi amacıyla, maksimum 55 V şarj gerilimine sahip 20 Ah kapasiteli bir batarya modeli kullanılarak şarj süreci simüle edilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlar sonucunda LLC rezonans dönüştürücünün farklı çalışma modları, anahtarlama elemanlarına ait akım ve gerilim dalga şekilleri ile ZVS ve ZCS anahtarlama koşullarının sağlandığı grafikler üzerinden gözlemlenmiştir.

Simülasyon sonuçlarının deneysel olarak doğrulanabilmesi amacıyla, tasarlanan dönüştürücünün pratik uygulanabilirliğini değerlendirmek üzere 500 W çıkış gücüne sahip bir prototip sistem üretilmiştir. Prototip aşamasında kullanılan transformatör çekirdeğinin pencere alanı sınırlamaları nedeniyle, hedeflenen 50 A çıkış akımı için gerekli iletken kesitine ulaşamamış ve bu durum birim kesit başına düşen akım yoğunluğunun artmasına neden olmuştur. Bu nedenle, transformatörün termal sınırları ve güvenli çalışma koşulları göz önünde bulundurularak deneysel çalışmalar 10 A çıkış akımı ile sınırlandırılmıştır.

Oluşturulan prototip devresi değişken yük koşullarında test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, tasarlanan PI tabanlı frekans kontrol yapısının, azaltılmış akım seviyelerinde dahi sistemi belirlenen frekans aralığında kararlı bir şekilde çalıştırabildiğini; giriş anahtarlama elemanlarında ZVS ve sekonder tarafta ZCS anahtarlama koşullarının sağlandığını göstermektedir. Böylece tasarlanan şarj devresi ile 55V maksimum şarj

gerilim değerine sahip batarya paketinin ihtiyaç duyduğu gerilim deęerin elde edilebildięi ve değişken yük koşullarında kontrolün saęlanabildięi gözlemlenmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] TI Designs, (2010), Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter, TI Power Supply Design Seminar SEM1900, Texas Instruments.
- [2] Kayıklı T., Balıkçı A., (2008), “Elektrikli Araçlarda Kullanılan Lityum-Polimer Aküler için Bir Şarj Cihazı Tasarımı”, Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı.
- [3] Çakrak D., (2019), “Lityum Tabanlı Aküler İçin Şarj Tahmini Ve Bir Yönetim Sistemi Uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.
- [4] Karakaş S., (2023), “GFD Cuk Dönüştürücü Beslemeli Tam Köprü Dc-Dc Dönüştürücü ile Elektrikli Araç Şarj Ünitesi Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi Kastamonu Üniversitesi.
- [5] Yılmaz Ü., Kırçay A., (2021), “Elektrikli Araçlarda Batarya Şarj Ünitesi için LLC Rezonans Dönüştürücünün Kurulumu, Modellemesi ve Analizi”, Gazi J. Eng. Sci., 7 (5), 298–308.
- [6] Büyüktorun S., (2019), “Rezonanslı Dönüştürücülerin İncelenmesi Ve İzoleli Bir Uygulamasının Gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi.
- [7] Kılıç E., (2019), “Da-Da Yükselten Dönüştürücü ile Elektrikli Araç Batarya Şarj Cihazı Tasarımı”, Kahramanmaraş Sutcu Imam Univ. J. Eng. Sci. Geliş, 22 (4), 281–287.
- [8] Nguyen H. V., Lee D. C., (2019), “An improved low-voltage charging circuit for single-phase onboard battery chargers”, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 3325–3331, Anaheim, CA, USA, 17-21 March.
- [9] Dacol R. P., Anastacio Heerdt J., Waltrich G., (2019), “Non-Isolated High Current Battery Charger with PFC Semi-Bridgeless Rectifier”, IEEE 15th Brazilian Power Electron. Conf. 5th IEEE South. Power Electron. Conf. COBEP/SPEC 2019, 1–6, Santos, Brazil, 01-04 December.
- [10] Suryoatmojo H., (2020), “Design Li-Po Battery Charger with Buck Converter under Partially CC-CV Method”, Proc. - 2020 Int. Semin. Intell. Technol. Its Appl. Humanification Reliab. Intell. Syst. ISITIA 2020, 101–106, Surabaya, Indonesia, 22-23 July.
- [11] Ramanathan G., Bharatiraja C., (2022), “Design of mono stage bridgeless converter for light electric vehicles charging”, Mater. Today Proc., 52 (3), 1530–1536.
- [12] S. Chaithanya S., Sindhu M. R., (2022), “A PFC Based Onboard Battery Charger using Isolated Full-Bridge DC-DC Converter for Electric Vehicle Application”, IEEE IAS Global Conference on Emerging Technologies (GlobConET), 581–586, Arad, Romania, 20-22 May.
- [13] Sharma U., Singh B., (2022), “A Bidirectional Battery Charger for a Wide Range

of Electric Vehicles”, IEEE Global Conference on Computing, Power and Communication Technologies, GlobConPT, 1–6, New Delhi, India, 23-25 September.

[14] Singh A., Gupta J., Singh B., (2022), “A Single-Stage Isolated High Power Factor AC-DC Converter based Battery Charger for Light Electric Vehicles”, IEEE 10th Power India Int. Conf. PIICON, 1–6, New Delhi, India, 25-27 November.

[15] Yasa Y., (2023), “A system efficiency improvement of DC fast-chargers in electric vehicle applications: Bypassing second-stage full-bridge DC-DC converter in high-voltage charging levels”, Ain Shams Engineering Journal, 14 (9), 102391.

[16] Rishishwar V., Raghuwanshi A., Ojha A., (2023), “Single phase Bi-directional Electric vehicle battery charger with G2V, V2G & V2L Technologies”, IEEE Renew. Energy Sustain. E-Mobility Conf. RESEM 2023, 1–6, Bhopal, India, 17-18 May.

[17] Shipra K., Maurya R., (2024), “Brayton-Moser passivity-based controller for an on-board integrated electric vehicle battery charger”, Journal of Energy Storage, 75,109652.

[18] Güler N., Bagheri F., Komurcugil H., Bayhan S., (2024), “An MPC-controlled Bidirectional Battery Charger with DC-DC and Three-level F-type Converters”, 4th International Conference on Smart Grid and Renewable Energy SGRE , 1–6, Doha, Qatar, January, 08-10 January.

[19] Saadaoui A., Ouassaid M., (2024), “Super-twisting sliding mode control approach for battery electric vehicles ultra-fast charger based on Vienna rectifier and three-phase interleaved DC/DC buck converter”, Journal of Energy Storage, 84 (PB), 110854.

[20] Ajith Subramanian R. G., Jiji K. S., Chandran D., Abhiram A., (2020), “A Lead-Acid Battery Charger using Modified Bridgeless Configuration of SEPIC PFC Converter”, 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS, 1769–1774, Hamamatsu, Japan, 24-27 November.

[21] Abeyratne S. G., Perera P. S. N., Jayakody H. S., Samarakoon S. M. K. B., De Bulathge R. R. S., (2012), “Soft Switching fast charger for batteries used in Renewable Energy applications and electric vehicles”, IEEE 7th Int. Conf. Ind. Inf. Syst. ICIIS, 1–6, Chennai, India, 06-09 August.

[22] Sehirli E., Çetinceviz Y., (2022), “Düşürücü-Yükseltici MPPT ve İki Yönlü Batarya Şarj Cihazı Kullanan Nötrosofik Bulanık Mantık Kontrol Tabanlı PMSM Hız Kontrolü”, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi Part C: Tasarım ve Teknoloji, 10 (4), 666–681.

[23] Banerjee A., Samal S., Ghatak S. R., Mohapatra A., Samal P., Barik P. K., (2023), “Control and Design of an Electric Vehicle Battery Charger Utilizing Solar PV System”, International Conference on Artificial Intelligence and Applications (ICAIA) Alliance Technology Conference (ATCON-1), 1–7, Bangalore, India, 21-22 April.

[24] Javed U., Veerachary M., (2024), “Battery-integrated ZVT boost converter based

stand-alone PV system”, International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 155 (PB),109633.

[25] Meenalochini P., Priya R. A., Pugalenth R., Jagadeeshwaran A., (2024), “Energy management of grid connected PV with efficient inverter based wireless electric vehicle battery charger: A hybrid CSA-QNN technique”, Journal of Energy Storage, 80, 110255.

[26] Çetin S., Sazak B. S., (2006), “Mutfak Tipi Isıtma Uygulamaları için İki Çıkışlı Bir İndüksiyon Isıtma İnverteri Tasarımı”, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 12 (3), 397–401.

[27] Jiang W. Z., Hwu K. I., Yau Y. T., Chen H. H., (2021), “Two-Channel LLC Resonant LED Driver based on Current Sharing Capacitor”, IEEE International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 1–7, Taipei, Taiwan, 16-19 November.

[28] Eker. B. M., (2022), “Tek Fazlı Yüksek Güç Faktörlü Yükseltici Dönüştürücü Beslemeli LLC Rezonans LED Sürücüsü Tasarımı ve Uygulaması”, Yüksek Lisans Tezi, Kastamonu Üniversitesi.

[29] Nil M., Öztürk Y., Özdemir S., Sözen H., Nil M., (2019), “OLED TV için yarım köprü LLC rezonans dönüştürücü güvenilirlik analizi”, Gazi Üniversitesi Mühendislik Mimarlık Fakültesi Dergisi, 34(3), 1295–1314.

[30] Thanakam T., Kumsuwan Y., (2021), “A Novel On-Board Battery Charger Configuration Based on Nine-Switch Converter fed Open-End Winding AC Motor Drive for Plug-In Electric Vehicles”, 24th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 988–991, Gyeongju, Korea, 31 October - 03 November.

[31] Varikuti R. S., Bhavani J., Nireekshana T., (2022), “Design of off Board Charger with Interleaved Full-Bridge LLC Converter for Electric Vehicle Applications”, Sardar Patel International Conference on Industry 4.0 - Nascent Technologies and Sustainability for 'Make in India' Initiative, 1–6, Mumbai, India, 22-23 December.

[32] Nacar S., Öncü S., Kayfeci M., (2022), “Induction heated metal hydride tube for hydrogen storage system”, Pamukkale Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi, 28 (5), 676–680.

[33] Bernardinis A., B. S., L. R., and J. A., (2012), “Double resonant isolated converter for battery charger with fast switching semiconductors used in hybrid electric shunting locomotive”, Electric Power Systems Research, 92, 43–49.

[34] Ekici O. E., Najafi A., Dirisaglik F., (), “600W DC-DC Converter Design Using Flyback, Half Bridge, Full Bridge LLC Topologies and Comparison of Simulation Results”, The Eurasia Proceedings of Science Technology Engineering and Mathematics, 16, 219–224.

[35] Shafiei N., Ordonez M., Saket. M. A., Arefifar S. A., (2018), “PV Battery Charger Using an L3C Resonant Converter for Electric Vehicle Applications” IEEE

Transactions on Transportation Electrification, 4 (1), 108–121.

[36] Işık N., (2023), “Yüksek Verimli ve Yüksek Frekanslı Bir Rezonanslı DC-DC Dönüştürücünün Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi.

[37] Doğangüneş S., (2016), “Design of Digitally Controlled LLC Resonant Converter”, Yüksek Lisans Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.

[38] Bulut Y., Aşçı M., Akın B., (2020), “Implementation of 480W LLC Resonant Converter”, International Journal of Environmental Pollution and Enviromental Modelling, 3 (1), 34–40.

[39] Nacar S., Oncu S., (2024), “ZVS LLC Rezonans Dönüştürücünün Farklı Çalışma Aralıklarının Dönüştürücü Performansına Etkilerinin İncelenmesi”, Journal of Polytechnic, 27 (1), 109–119.

[40] Öndin U., (2023), “Design and Optimization of High Voltage Transformers for LLC Converter”, Doktora Tezi, Gebze Teknik Üniversitesi.

[41] Lordoğlu A., Gulbahce M. O., Kocabas D. A., Dusmez S., (2023), “A new optimization method for gapped core magnetics in LLC resonance converter”, Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University, 39 (1), 327–337.

[42] Deng J., Mi C. C., Ma R., Li S., (2015), “Design of LLC Resonant Converters Based on Operation-Mode Analysis for Level Two PHEV Battery Chargers”, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 20 (4), 1595–1606.

[43] Shahzad M. I., Iqbal S., Taib S., Masri S., (2015) “Design of a PEV battery charger with high power factor using half-bridge LLC-SRC operating at resonance frequency”, International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE), 424–429, Penang, Malasia, 27-29 November.

[44] Zhou W., Wattenberg M., Schwalbe U., (2019), “Design considerations of a single stage LLC battery charger”, PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 1-7, Nuremberg, Germany, 07-09 May.

[45] Pandey R., Singh B., (2019), “Resonant LLC Converter for E-bike Charger”, International Conference on Electrical, Electronics and Computer Engineering (UPCON), 1–6, Aligarh, India, 08-10 November.

[46] Su Q., Bin D., Yang D., Bai H., Fu C., Zhang C., (2020), “Nonsingular Fast Terminal Sliding Mode Control of LLC Resonant Converter for EV Charger”, 4th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence (CVCI), 7–12, Hangzhou, China, 18-20 December.

[47] Özbay H., (2020), “Rezonans Dönüştürücülü Fotovoltaik Batarya Şarj Sistemi” Bandırma Üniversitesi Mühendislik Bilimleri ve Araştırmaları Dergisi, 2 (1), 11–20.

[48] Cavaterra A., Wattenberg M., Schwalbe U., Lambeck S., (2022), “Software-based

Power Factor Correction by using Iterative Learning Control for Battery Chargers with LLC Resonant Converter Topology”, PCIM Europe 2022; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, 1-10, Nuremberg, Germany, 10-12 May.

[49] Mohamed Junaid K. A., Sukhi. Y., Jeyashree Y., Jenifer A., Fayaz Ahamed A., (2022), “PV based electric vehicle battery charger using resonant converter”, *Renewable Energy Focus*, 42, 24–32.

[50] Campanini A., Simonazzi M., Bosi M., Rossi C., (2022), “Design and Comparison Between PSFB and LLC 400/48V DC/DC Stage for On-Board Battery Charger During Total and Partial CC-CV Charging Cycles”, *IEEE 21st Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)*, 1102–1106, Palermo, Italy, 14-16 June.

[51] Kumar S., Kumar N., (2023), “A SEPIC PFC fed LLC Resonant converter for EV Battery Charger Applications”, *4th International Conference for Emerging Technology (INCET)*, 1–5, Belgaum, India, 26-28 May.

[52] Chen T., Q. Chen, L. Lei, L. Zhang, and S. Quan, (2017), “Research on Full Bridge LLC Resonant Converter Based on Fuzzy Self-adaptive PI Control”, *32nd Youth Academic Annual Conference of Chinese Association of Automation (YAC)*, 132–137, Hefei, China, 19-21 May.

[53] Hou Z., Jiao D., Lai J., (2025), “A Novel 500-kHz LLC-T Resonant Converter with Wide Output Range”, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 1913–1918, Atlanta, GA, USA, 16-20 March.

[54] Zhou Y., Chu J., Zhou J., (2021), “LLC Resonant Converter Based on Terch Gate SiC MOSFET”, *IEEE Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications in Asia (WiPDA Asia)*, 202–205, Wuhan, China, 25-27 August.

[55] Han P., He X., Ren H., Zhao Z., Peng X., (2018), “Research on High Efficiency LLC DC-DC Converter Based on SiC MosFet”, *International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, 3, 2714–2717, Niigata, Japan, 20-24 May.

[56] Ke Z., Wang J., Hu B., Zhang C., Peng Z., Dai, Y., (2025), “A Cost-Effective Hybrid Si / SiC Dual Bridge Parallel LLC Resonant Converter for High Current Application”, *Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 13 (4), 4909 - 4919.

[57] Farooq H., Khalid H. A., Khalid M. U., Farooqi M. M., Malik Q., (2021), “Loss Analysis of Full Bridge LLC Resonant Converter with Wide Input Range Using Si and SiC Switches”, *16th International Conference on Emerging Technologies (ICET)*, 1–6, Islamabad, Pakistan, 22-23 December.

[58] Fahem K., Chariag D. E., Sbita L., (2017), “On-board bidirectional battery chargers topologies for plug-in hybrid electric vehicles”, *International Conference on Green Energy Conversion Systems (GECS)*, 1-6, Hammamet, Tunisia, 23-25 March.

- [59] Yilmaz M., Krein P. T., (2013), “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles”, IEEE Transactions on Power Electronics, 28 (5), 2151–2169.
- [60] Yüce M., (2022), “Da-Da LLC Rezonans Dönüştürücünün Tasarımı Ve Performans Analizi”, Yüksek Lisans Tezi, Kahramanmaraş Sütçü İmam Üniversitesi.
- [61] Lordoglu M., Polat U., Örüklü K., Yildirim D., (2021), “Half-Bridge LLC Resonant Converter Design for High Voltage Battery to Low Voltage Battery Conversion in Electric Vehicles”, 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO), 565–569, Bursa, Turkey, 25-27 November.
- [62] Tandon A. S., Yalla N., Praneeth A.V.J.S, Kumar P, Anand V., (2021), “Design of GaN based 72V,3.3KW LLC Resonant Converter for on-board EV Charger”, IEEE Madras Section Conference (MASCON), 1–6, Chennai, India, 27-28 August.
- [63] Zhang L., Shen M., Wang X., Zhao S., Li H., Yang Z., (2024), “The Design Optimization of the High-Frequency Planar Transformers for Electric Vehicle Chargers”, IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC), 4867–4872, Harbin, China, 10-12 May.
- [64] Ondin U., Balikci A., (2023), “A Transformer Design for High-Voltage Application Using LLC Resonant Converter”, Energies, 16 (3), 1377.
- [65] Cao Y., Ren P., Huang X., Chen Y., Chen W., (2022), “Common-Mode Noise Mitigation Method for Planar Transformer Based on FB LLC converter”, Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility (APEMC), 702–705, Beijing, China, 01-04 September.
- [66] MCI., (2010), DC/DC LLC Reference Design Using the dsPIC DSC, AN1336, Microchip Technology Inc.
- [67] B. Andreyckak, (2001), “Zero Voltage Switching Resonant Power Conversion”, U-138, TI.
- [68] Yılmaz A. E., Ceylan M., Balıkçı A., (2024), “Battery Charging System Design with Modified Boost Type Rectifier fed LLC Resonant Converter”, 15th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2024, 1–5, Bursa, Turkey, 28-30 November.
- [69] Bousungnoen P., Pao-La-Or P., (2023), “A Single-Phase Integrated Battery Charger Simulation Compare On-board Battery Charger with PFC Boost Converter and PSFB DC-DC Converter”, International Electrical Engineering Congress (iEECON), 163–168, Krabi, Thailand, 08-10 March.
- [70] Fairchild, (2007), “AN-4151 Half-Bridge LLC Resonant Converter Design Using FSFR- Series Fairchild Power Switch (FPS™)”, AN-4151.

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet Erdem Yılmaz lisans eğitimini 2021 yılında Karabük Üniversitesinde tamamladı. Ardından 2022 yılında Karabük Üniversitesinde yüksek lisans eğitimine başladı. 2024 yılında Gebze Teknik üniversitesinde yüksek lisans eğitimine başladı ve eğitimini sürdürmekte. Ayrıca 2024 yılında Gebze Teknik Üniversitesinde Araştırma görevlisi olarak göreve başladı. Batarya sistemleri ve güç elektroniği alanlarında araştırmaları ile görevini sürdürmektedir.



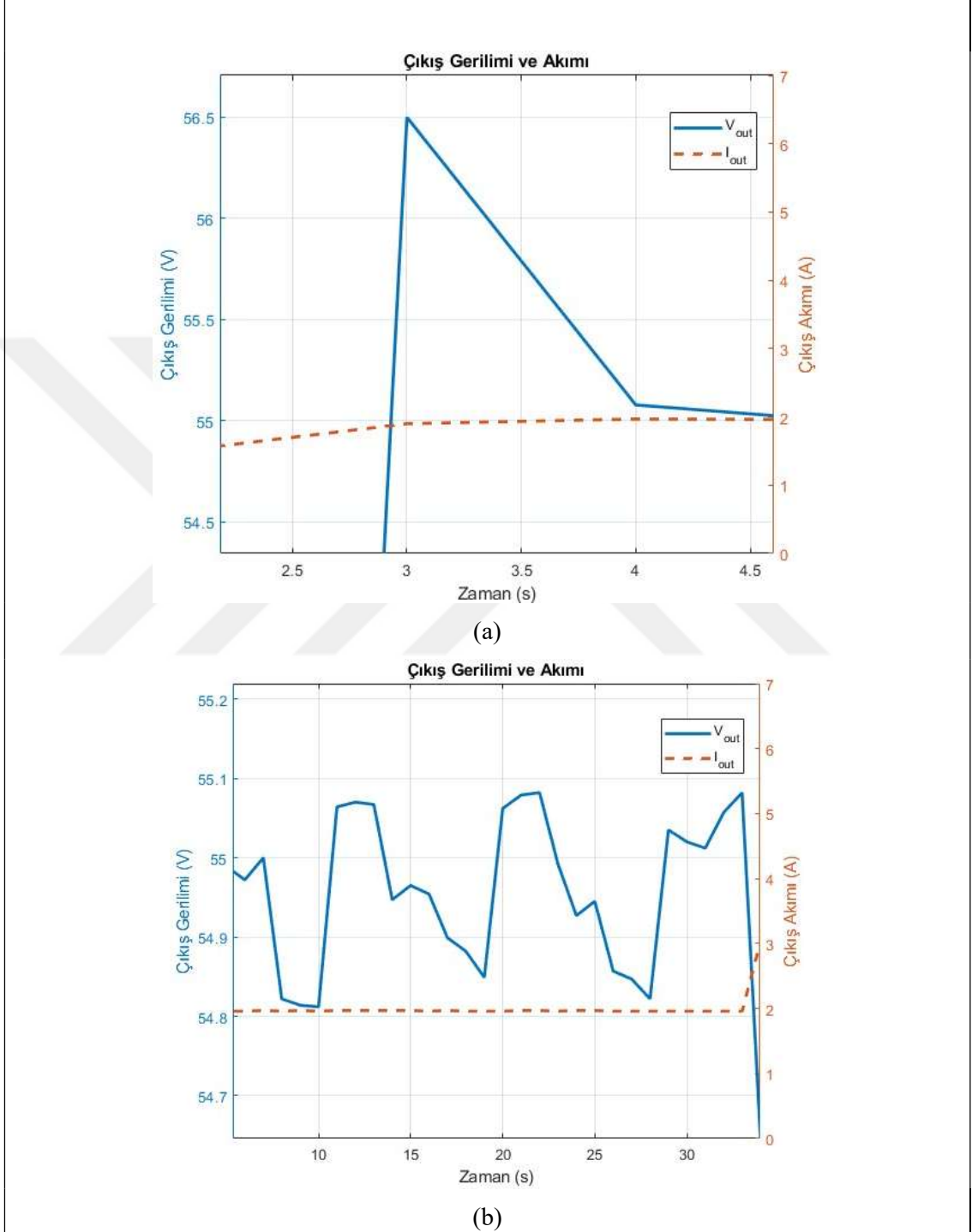
TEZ ÇALIŞMASI KAPSAMINDA YAPILAN YAYINLAR

[1] Yılmaz A. E., Ceylan M., Balıkçı A., (2024), “Battery Charging System Design with Modified Boost Type Rectifier fed LLC Resonant Converter”, 15th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2024, 1–5, Bursa, Turkey, 28-30 November.

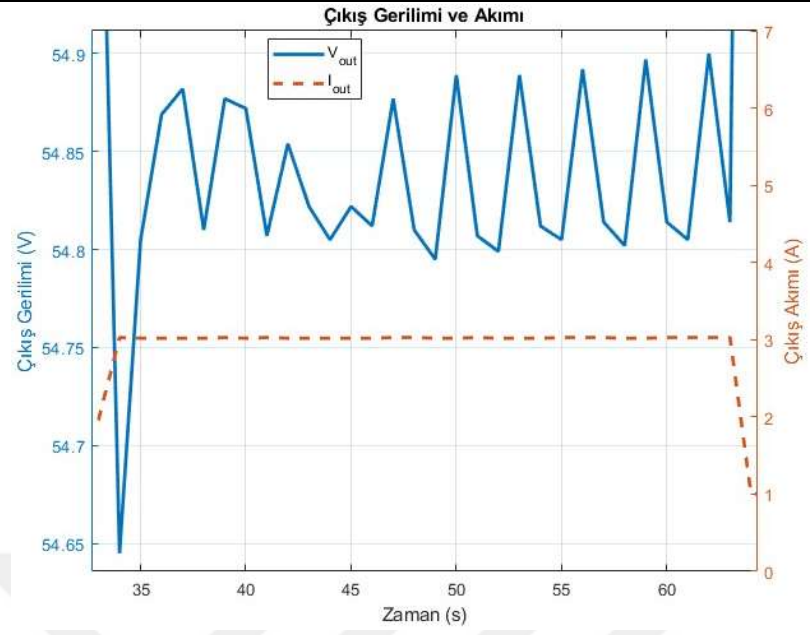


EKLER

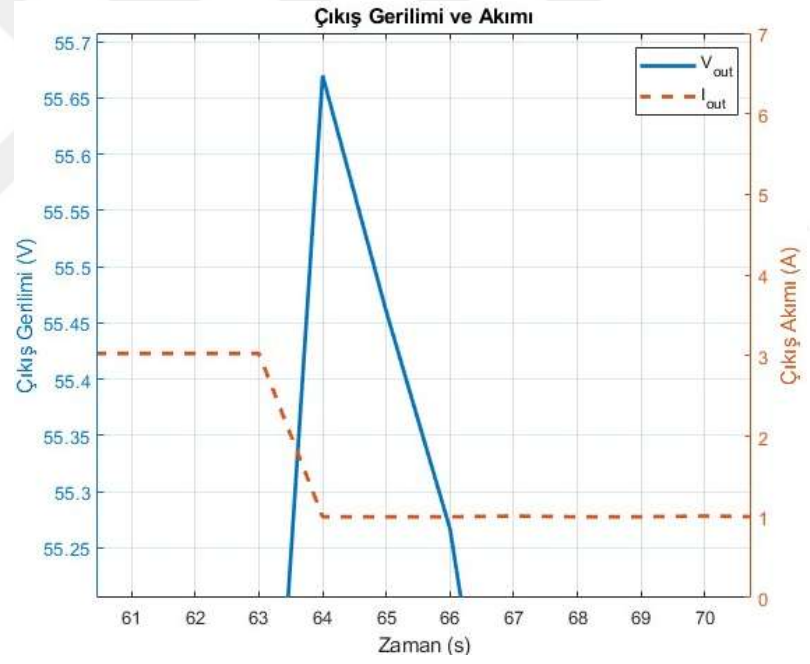
Ek-A: Değişken Yük Koşullarında Gerilim Grafikleri



Şekil A1.1: a) 2A maksimum aşım d) 2A çıkış gerilim e) 3A çıkış gerilim f) 1A maksimum aşım g) 1A çıkış gerilim h) 4A maksimum aşım i) 4A çıkış gerilim j) 5A maksimum aşım k) 5A çıkış gerilim l) 6A çıkış gerilim grafikleri.

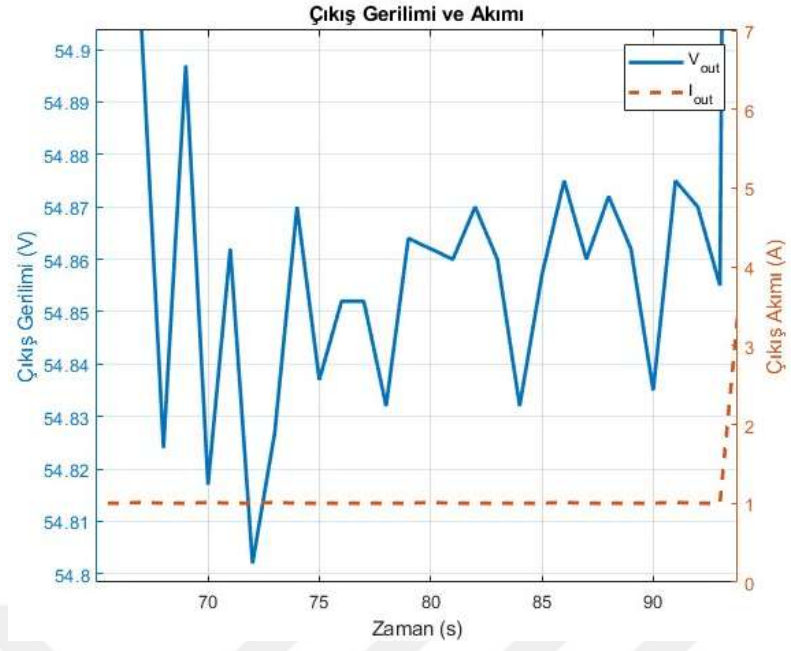


(c)

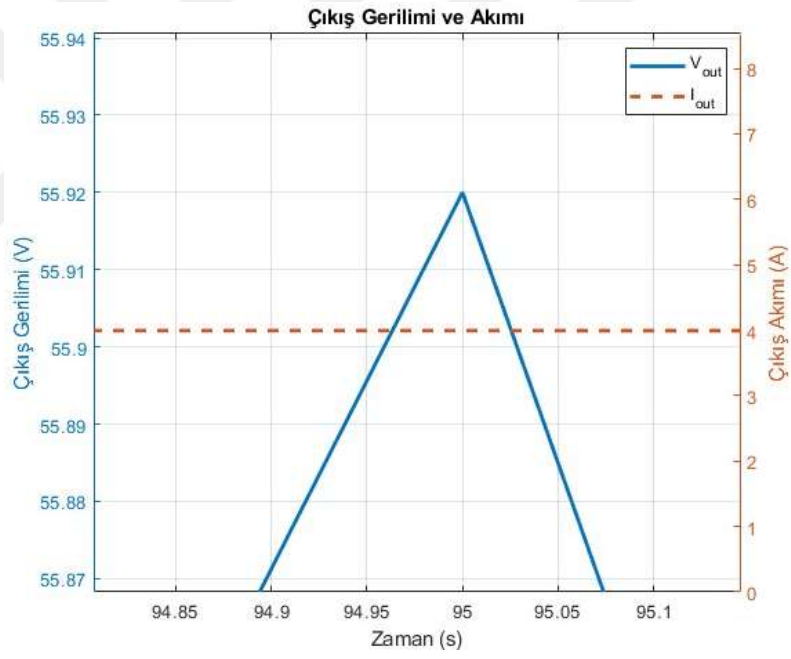


(d)

Şekil A1.1: Devamı

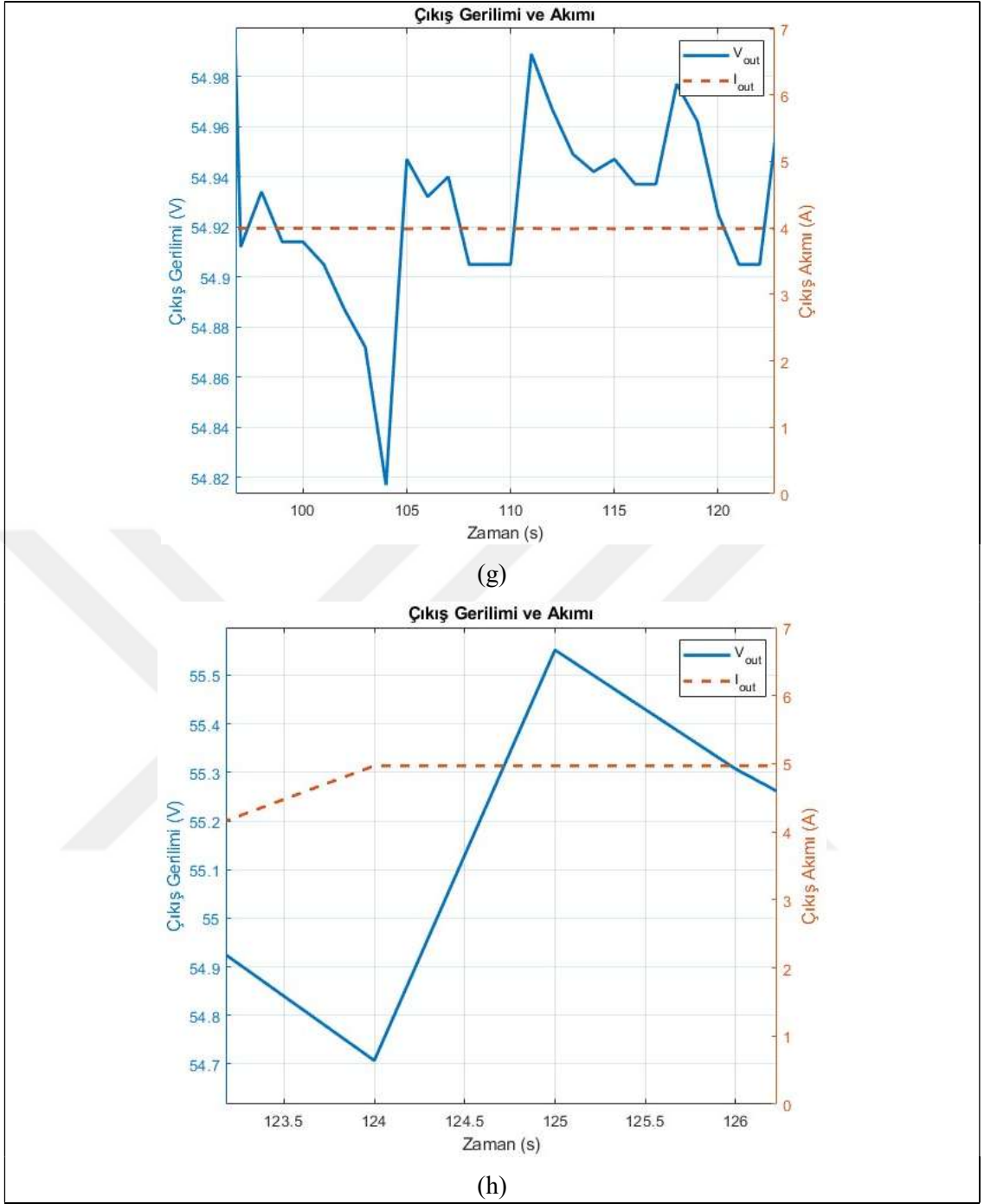


(e)

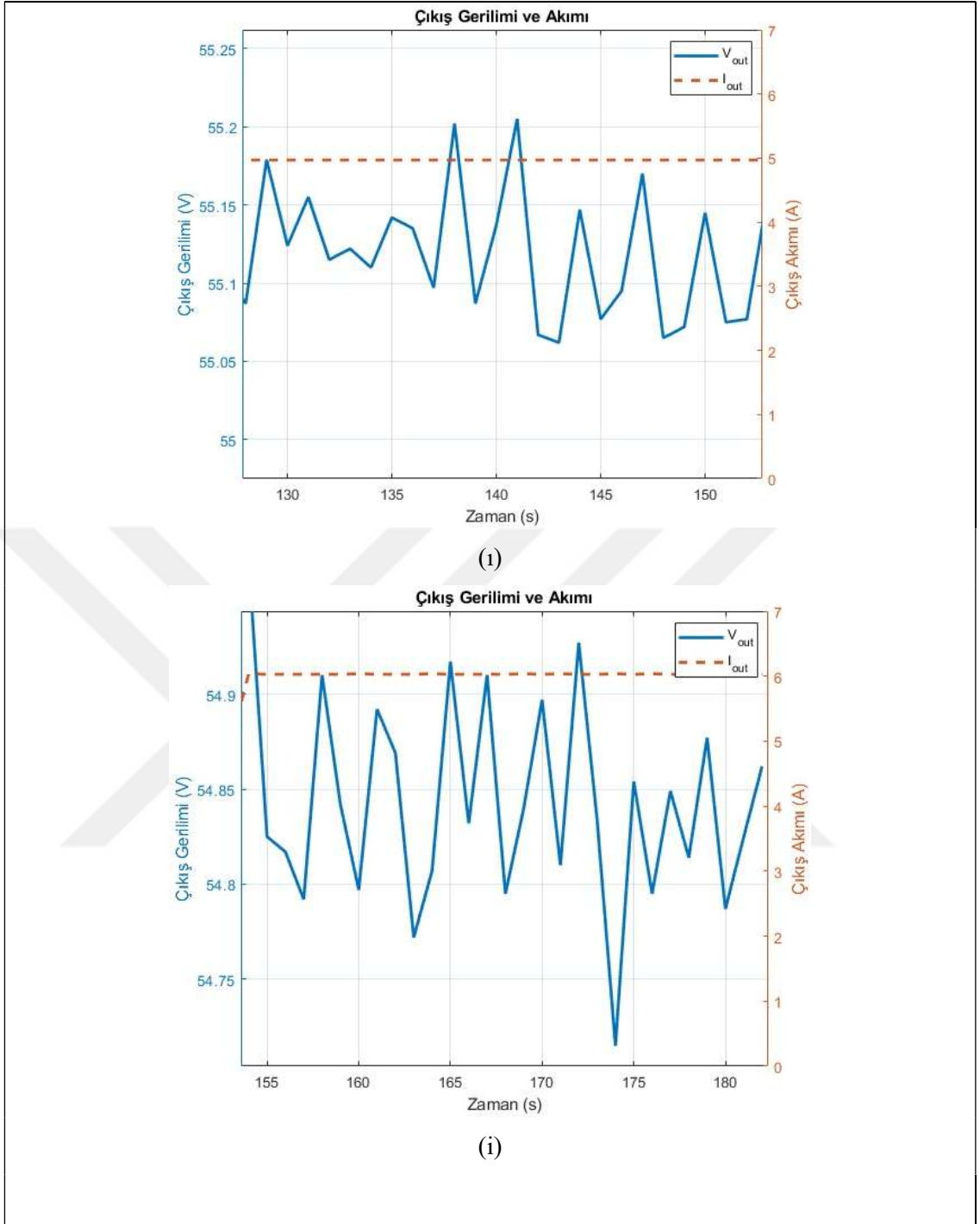


(f)

Şekil A1.1: Devamı



Şekil A1.1: Devamı



Şekil A1.1: Devamı